

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

MODELOS DE CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL PARA SIMULAÇÕES  
DE DESEMPENHO DINÂMICO

MILON PEREIRA DA SILVA

Niterói  
2019

UFF - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

MODELOS DE CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL PARA SIMULAÇÕES  
DE DESEMPENHO DINÂMICO

Milon Pereira da Silva

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

Orientador: Sergio Gomes Junior.

Niterói

2019

S586m Silva, Milon Pereira  
Modelos de Conversor Modular Multinível para Simulações de  
Desempenho Dinâmico / Milon Pereira Silva ; Sergio Gomes  
Junior, orientador. Niterói, 2019.  
122 p. : il.

Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,  
Niterói, 2019.

DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGET.2019.m.13259836756>

1. Modelos de Conversor Modular Multinível - MMC. 2.  
Modelagem do STATCOM em Programas de Transitórios  
Eletromecânicos e Eletromagnéticos. 3. Fasores Dinâmicos.  
4. Produção intelectual. I. Junior, Sergio Gomes,  
orientador. II. Universidade Federal Fluminense. Escola de  
Engenharia. III. Título.

CDD -

MILON PEREIRA DA SILVA

MODELOS DE CONVERSOR MODULAR MULTINIVEL PARA SIMULAÇÕES  
DE DESEMPENHO DINÂMICO

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para Obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

Área de concentração: SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

Aprovado em 18/03/2019 por:

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Sérgio Gomes Junior** - Orientador  
Universidade Federal Fluminense – UFF

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Bruno Wanderley França**  
Universidade Federal Fluminense – UFF

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Glaúco Nery Taranto**  
Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia, da  
Universidade Federal do Rio de Janeiro – COPPE/UFRJ

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Fabricio Lucas Lirio**  
Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - CEPTEL

## Dedicatória

*Aos meus pais, Jorge Basílio da Silva e Rosicleide Martins Pereira da Silva,  
por todo apoio e carinho durante todos esses anos.*

“Tudo que fazemos na vida ecoa na eternidade”  
(*General Maximus Decimus – Filme: O Gladiador*)

*Russell Crowe*

## Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por ter me dado esta oportunidade, saúde e capacitação para seguir em frente no decorrer do mestrado, logo em seguida agradeço aos meus pais, Jorge Basílio da Silva e Rosicleide Martins Pereira da Silva, que me deram todo amor, carinho, conselhos, o suporte financeiro e, mais importante, emocional durante todos esses anos difíceis dedicados aos meus estudos, aguentando todos os meus caprichos, dias ruins e estando sempre ao meu lado, não só nos momentos de felicidade, mas também nos momentos de estresse e cansaço.

Agradeço ao meu irmão Melqui e minha cunhada Angélica, pelo apoio que recebi durante esses dois anos de mestrado, por ser minha inspiração e pelo companheirismo ao longo da vida. Temos muitas histórias juntos.

As minhas amigas, Carol de Lima, Débora Hellen, Driele Yasmin R. de Brito, Daniela Gusmão, que sempre me deram apoio nos momentos de dúvidas e dificuldade, demonstrando carinho e compreensão nesta reta final.

Agradeço a todos os grandes amigos que fiz na fase de graduação, em especial ao Raul Ribeiro, Thomas Campello, Pablo Sucupira, Álvaro Maciel, Bruno Pereira, Felipe Cecchetti, Thiago Michimoto, Ramon Minagé, Walter Teixeira, Vinicius Bravo, João Nascimento, Luiz Aberto Mecnas, Jose Guilherme de Souza Machado, Phillippe Cassé, Igor Fravoline, Rodrigo Lyra, e todo resto do grupo Curriola que estiveram presentes na maior parte dessa jornada, sempre trazendo risadas e descontração junto com os conhecimentos que eram compartilhados sem vocês a faculdade não teria a menor graça, e a todos os amigos que fiz quando estive no CEPTEL, como Vinicius Muniz, Paulo Pereira, Thiago Barbosa, Rodrigo Godim entre muitos outros, que exigiria muitas folhas de agradecimento para citar todos.

Agradeço aos meus orientadores Fabricio Lucas Lirio e Sergio Gomes Junior e também ao Nicolas de Abreu, Ligia Rolim e Thiago Masseran por todo o incentivo que me deram e a confiança que depositaram em mim e tempo que dedicaram, além de todos os conhecimentos compartilhados, que foram primordiais para a conclusão deste trabalho.

Por último, gostaria de agradecer a todos os professores do departamento de engenharia elétrica da UFF que participaram da minha formação, em especial os

professores Thiago Trezza e Vitor Hugo que mais me incentivaram e deram apoio pelas minhas incursões às pesquisas dentro da universidade.

# Resumo

Esta dissertação apresenta e avalia proposições de modelagens para simulação dinâmica de Conversores Fonte de Tensão (Voltage Source Converters – VSC), particularmente a topologia baseada em Conversores Modulares Multiníveis (MMC). Primeiramente, foi considerado o STATCOM, que é um dispositivo FACTS (Flexible AC Transmission Systems) usado para melhorar o desempenho do sistema de potência. Entre outras tecnologias, o STATCOM pode ser baseado na utilização de MMC usando IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”), fornecendo um suporte robusto de energia reativa para o sistema. Este trabalho tem como um dos objetivos validar um modelo STATCOM para estudos de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos, utilizando alguns testes nos programas computacionais ANATEM, PSCAD e Matlab. Os testes simulados foram feitos em um sistema de quatro barras com um STATCOM de dois níveis e outro sistema teste com 20 barras com dois STATCOM’s de dois níveis. Os resultados das simulações utilizando os programas de computação citados foram comparados, a fim de avaliar o modelo STATCOM e verificar a influência da dinâmica da rede elétrica nos resultados.

Foi apresentado um método baseado em particionar a matriz de admitância do sistema e derivar um equivalente de Thévenin variante no tempo para a parte do MMC. Este modelo é voltado para simulações de transitórios eletromagnéticos utilizando o programa PSCAD (Modelagem I). O método proposto não faz uso de modelos de interface aproximados, e matematicamente, é exatamente equivalente a modelar todo o sistema (conversor e rede externa). O documento também apresenta algoritmos de controle e outros aspectos de modelagem. Este trabalho apresenta também um modelo MMC utilizando fasores dinâmicos para simulação de transitórios eletromecânicos. Este modelo foi implementado no Matlab e baseia-se em um modelo de MMC não linear de 6ª ordem proposto em coordenadas  $dq$  (Modelagem II). O modelo proposto faz uso de fasores dinâmicos de sequência positiva considerando as componentes contínuas, do primeiro e segundo harmônicos do fasor. A eficácia das duas modelagens (I e II) propostas na literatura foi demonstrada pela simulação de um sistema de transmissão HVDC baseado em VSC-MMC ponto a ponto e comparadas obtendo-se resultados satisfatórios.

Palavras-chave: MMC; STATCOM; Fasores Dinâmicos; VSC; Thévenin; Transitórios.

# Abstract

This work presents and evaluates model propositions of Voltage Source Converters (VSC) for dynamic simulations, particularly the Modular Multilevel Converter (MMC) topology. Firstly, the STATCOM, a Flexible AC Transmission Systems (FACTS) device, was used to enhance the power system performance. Among other technologies, the STATCOM can be based on the MMC topology using IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor), providing robust reactive power support to the system. The first goal of this work is to validate a STATCOM model through electromagnetic and electromechanical studies, using the computational software: ANATEM, PSCAD and MatLab. The tests are made on a 20 bus system with two STATCOM's of 2 levels. The simulation results using the cited computer programs were compared in order to evaluate the STATCOM model and to verify the influence of the electric network dynamics on the results.

A method is presented based on partitioning the system admittance matrix and deriving a variant Thevenin equivalent in time for the MMC. This model is intended for electromagnetic transient simulation using the PSCAD (Modeling I). The proposed method does not use approximate interface models and in a mathematical approach it is exactly equal to modeling the whole system (converter and external network). This work also presents control algorithms and other aspects of modeling and an MMC model using dynamic phasors for the electromechanical transient simulations. This model was implemented in Matlab and is based on a 6<sup>th</sup> order nonlinear MMC model proposed in  $dq$  coordinates (Modeling II). The proposed model uses positive sequence of dynamic phasors considering the continuous components of the first and second harmonics of the phasor. The efficacy of the two proposed models (I and II) in literature was demonstrated through simulation of an HVDC transmission system based on VSC-MMC point to point and compared, obtaining satisfactory results.

Keywords: MMC; STATCOM; Dynamic Phasors; VSC; Thévenin; Transient.

# ÍNDICE

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1	HISTÓRICO.....	1
1.2	TIPOS DE EQUIPAMENTOS FACTS .....	3
1.3	HISTÓRICO DO STATCOM .....	4
1.4	MOTIVAÇÃO .....	6
1.5	OBJETIVOS.....	7
<b>2.</b>	<b>FACTS VSC - STATCOM: MODELAGEM, EQUACIONAMENTO E RESULTADOS .....</b>	<b>9</b>
2.1	STATCOM .....	9
2.1.1	FUNCIONAMENTO DO STATCOM .....	9
2.1.2	VSC DE 2 NÍVEIS .....	12
2.1.3	CONVERSOR FACTS VSC EM DERIVAÇÃO .....	13
2.1.4	EQUAÇÃO GENÉRICA PARA A TENSÃO CA GERADA POR UM VSC .....	14
2.1.5	EQUACIONAMENTO GERAL DE UM VSC .....	16
2.2	EQUAÇÕES DO EQUIPAMENTO VSC - STATCOM .....	19
2.3	SISTEMA TESTE DE 4 BARRAS.....	20
2.3.1	CIRCUITO DE SINCRONISMO – PLL.....	21
2.3.2	MODELAGEM DO SISTEMA.....	21
2.3.3	MODELAGEM POR FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.....	22
2.3.4	MODELAGEM NO ESPAÇO DE ESTADOS .....	22
2.3.5	MODELAGEM POR SISTEMAS DESCRITORES.....	24
2.3.5.1	FASORES DINÂMICOS.....	27
2.3.5.2	MÉTODO TRAPEZOIDAL .....	31
2.3.5.3	MÉTODO DE SOLUÇÃO SIMULTÂNEO (NEWTON RAPHSON + TRAPEZOIDAL) .....	32
2.3.6	MALHA DE CONTROLE .....	33
2.3.6.1	CONTROLADOR PI .....	34
2.3.7	VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS DO SISTEMA DE 4 BARRAS.....	35
2.3.7.1	MODELO PSCAD .....	35
2.3.7.2	MODELO ANATEM .....	35
2.3.7.3	MODELO STATCOM .....	36
2.3.7.4	CÁLCULO DO CAPACITOR .....	37
2.3.7.5	LINEARIZAÇÃO DO PLL PARA MODELAGEM NO MATLAB .....	38
2.3.7.6	SIMULAÇÃO SEM DINÂMICA DA REDE .....	40
2.3.7.7	SIMULAÇÃO COM DINÂMICA DA REDE.....	41
2.3.7.8	TENSÃO NA BARRA DE RIO BRANCO .....	42
2.4	SISTEMA TESTE DE 20 BARRAS.....	44
2.4.1	ANÁLISE DE CURTO CIRCUITO NO SISTEMA TESTE DE 20 BARRAS .....	45
2.4.1.1	SIMULAÇÃO SEM E COM DINÂMICA DA REDE.....	45
2.4.2	CURTO CIRCUITO – SISTEMA TESTE DE 20 BARRAS .....	49
2.4.2.1	ANÁLISE DO CURTO CIRCUITO SEM A DINÂMICA DA REDE.....	49
2.4.2.2	ANÁLISE DO CURTO CIRCUITO COM A DINÂMICA DA REDE .....	52
2.4.2.3	TENSÕES NOS EQUIPAMENTOS COM E SEM DINÂMICA DA REDE .....	55
2.5	CONCLUSÕES .....	57

<b>3.</b>	<b>NOVAS MODELAGENS DE CONVERSORES MODULARES</b>	
	<b>MULTINÍVEL.....</b>	<b>58</b>
3.1	MMC – CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL.....	59
3.1.1	INTRODUÇÃO .....	59
3.1.2	ESTRUTURA DO MMC .....	60
3.1.3	OPERAÇÃO.....	62
3.2	MODELAGEM EFICIENTE DOS CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEL.....	62
3.2.1	INTRODUÇÃO .....	62
3.2.2	EQUIVALENTE THÉVENIN PARA UM SUBMÓDULO DO MMC .....	64
3.2.3	EQUIVALENTE THÉVENIN PARA CADA MULTIVÁLVULA DO MMC.....	65
3.2.4	CONTROLE DE BALANÇO DE TENSÃO DO CAPACITOR DO MMC .....	66
3.2.5	MÉTODO DE INTEGRAÇÃO NUMÉRICA.....	70
3.2.6	IMPLEMENTAÇÃO DO MMC DA MODELAGEM I NO PSCAD.....	70
3.2.6.1	TRANSFORMADA DE PARK .....	70
3.2.6.2	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE.....	72
3.3	MODELO NÃO LINEAR SIMPLIFICADO DO MMC .....	74
3.3.1	MODELO DINÂMICO DO MMC .....	74
3.3.2	TENSÃO CA DO MMC.....	76
3.3.3	MODELO MMC COM FASOR DINÂMICO .....	76
3.3.4	MULTIPLICAÇÃO DE FASORES DINÂMICOS EM GERAL.....	78
3.3.1	CONTROLE DA TENSÃO CC .....	79
3.3.2	CORRENTE ICC .....	79
3.3.3	SIMPLIFICAÇÕES DA MODELAGEM II .....	79
3.3.4	CONTROLE DO MMC – MODELAGEM II .....	80
3.3.5	ALGUMAS CONSIDERAÇÕES DO MODELO MCC NO MATLAB .....	81
3.3.5.1	TRANSFORMAÇÃO DE PARK DA MODELAGEM II NO MATLAB ..	81
3.4	SISTEMA TESTE DE UMA MÁQUINA.....	83
3.5	TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTINUA USANDO AS MODELAGENS I E II.....	89
3.5.1	CONTROLE DE TENSÃO CA E CC NO RETIFICADOR E NO INVERSOR.....	90
3.5.2	CONTROLE DE TENSÃO CA E POTÊNCIA ATIVA NO RETIFICADOR E TENSÃO CA E CC NO INVERSOR.....	100
3.5.3	CONTROLE DE TENSÃO CA E POTÊNCIA ATIVA NO RETIFICADOR E TENSÃO CA E CC NO INVERSOR (COM AJUSTES NOS VALORES DAS MALHAS DE CONTROLE).....	104
3.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	112
<b>4.</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>115</b>
4.1	CONCLUSÕES .....	115
4.2	TRABALHOS FUTUROS.....	116
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>119</b>

## Lista de Figuras

Figura 1 – Conversor a tiristor tipo fonte de corrente: a esquerda: diagrama; a direita: iteração dos sistemas CA e CC. Fonte: [6].	2
Figura 2 – Conversor a tiristor tipo fonte de tensão: a esquerda: diagrama; a direita: iteração dos sistemas CA e CC. Fonte: [6].	3
Figura 3 – Configuração básica de um UPFC. Fonte: Própria.	4
Figura 4 – Característica V x I. STATCOM e SVC. Fonte:[2].	5
Figura 5 – Diagramas simplificados do compensador paralelo ideal e sistema equivalente CA. Fonte: [2].	10
Figura 6 – Diagramas fasoriais de tensões e correntes.Fonte:[2].	10
Figura 7 – VSC 2 níveis.	12
Figura 8 – Configuração do equipamento FACT VSC em derivação.	13
Figura 9 – Equivalente Thévenin para um conversor VSC em série. Fonte:[6].	16
Figura 10 – Equivalente Norton para um conversor VSC em série. Fonte: [6].	17
Figura 11 – Representação de um STATCOM.	19
Figura 12 – Sistema teste no ANAREDE.	20
Figura 13 – Diagrama do circuito do PLL.	21
Figura 14 – Circuito RL.	29
Figura 15 – Malha de Controle do Sistema no CDUEdit.	33
Figura 16 – Sistema de Controle do STATCOM no PSCAD.	34
Figura 17 – Controlador PI.	34
Figura 18 – STATCOM no PSCAD.	36
Figura 19 – Diagrama Simplificado do CE de Rio Branco.	37
Figura 20 – Modelo Simplificado para linearização do PLL. Fonte:[38].	38
Figura 21 – Tensões do Sistema Teste sem dinâmica da rede.	40
Figura 22 – Tensão CC do Capacitor sem Dinâmica da rede.	41
Figura 23 – Tensões do Sistema Teste com dinâmica da rede.	42
Figura 24 – Tensão CC do capacitor com Dinâmica da rede.	42
Figura 25 – Tensão da Barra 4 sem (curvas em azul e vermelho) e com (curvas em verde e preto) dinâmica da rede Rio Branco.	43
Figura 26 – Tensão CC do capacitor sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.	44
Figura 27 – Sistema 20 barras.	45
Figura 28 – Tensões na barra 3 onde está inserido um STATCOM sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.	46

Figura 29 – Tensões na barra 18 onde está inserido um STATCOM sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede. ....	46
Figura 30 – Tensões na barra 12 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede. ....	47
Figura 31 – Tensões na barra 2 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede. ....	48
Figura 32 – Tensões na barra 10 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede. ....	48
Figura 33 – Entrada de dados das contingências. ....	49
Figura 34 – Tensão na barra 7 sem a dinâmica da rede. ....	50
Figura 35 – Tensão nas barras 3 e 18 sem a dinâmica da rede (onde estão inseridos os STATCOM's). ....	50
Figura 36 – Algumas Tensões restantes do sistema teste sem a dinâmica da rede. ....	51
Figura 37 – Tensão no capacitor CC dos equipamentos FACTS's VSC, em pu. ....	51
Figura 38 – Curto Circuito na barra 7 no PSCAD. ....	52
Figura 39 – Tensão na barra 7 com a dinâmica da rede. ....	53
Figura 40 – Tensão nas barras 3 e 18 com a dinâmica da rede (onde estão inseridos os STATCOM's). ....	54
Figura 41 - Algumas Tensões restantes do sistema teste com a dinâmica da rede. ....	54
Figura 42 – Tensão no capacitor CC dos equipamentos FACTS's VSC, em pu. ....	55
Figura 43 – Tensões na barra 3 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede. ....	56
Figura 44 – Tensões na barra 18 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede. ....	56
Figura 45 – Ângulos da tensão interna no lado CA do conversor VSC, em graus, relativa à referência do sistema CA sem a dinâmica da rede. ....	57
Figura 46 – Estrutura do MMC. Fonte: [27]. ....	60
Figura 47 – Bloco de construção do MMC: submódulo de energia. ....	61
Figura 48 – MMC com 12 submódulos por multiválvulas. Fonte: [27] ....	61
Figura 49 – Topologia MMC (estrutura de um submódulo). ....	62
Figura 50 – Circuito Equivalente para um submódulo. A adaptado de [27]. ....	63
Figura 51 – Equivalente Thevenin. Fonte: [27]. ....	64
Figura 52 – Representação do circuito equivalente de uma multiválvula. Fonte:[27] ...	66
Figura 53 – Equivalente Thévenin de uma multiválvula do MMC. Fonte:[27]. ....	67
Figura 54 – Algoritmo de controle de pulso de disparo do MMC Modelagem I. ....	68
Figura 55 – Algoritmo de controle de pulso de disparo do MMC Modelagem I no PSCAD de uma multiválvula. ....	69
Figura 56 – Rede com número reduzido de nós no PSCAD. ....	69

Figura 57 – Diagrama vetorial do controle do MMC modelagem I. Fonte: [38].	71
Figura 58 – Circuito de Sincronismo (PLL) e Transformada de Park no PSCAD.	72
Figura 59 – Malhas de controle de tensão do MMC – Modelagem I no PSCAD.	73
Figura 60 – Controlador de Tensão de Balanceamento de Capacitores do MMC (Multiválvula) – Modelagem I no PSCAD.	73
Figura 61 – Diagrama de circuito de uma fase (x) da perna do MMC. Fonte:[45].	75
Figura 62 – Diagrama estrutural do modelo MMC simplificado e médio. Fonte:[45].	76
Figura 63 – PLL e transformada de Park.	80
Figura 64 – Malha de controle das tensões, CA e CC, e a obtenção dos sinais de modulação, $M_{r1}$ e $M_{i1}$ , na modelagem II.	81
Figura 65 – Sistema teste de uma máquina no PSCAD.	84
Figura 66 – Tensão CA e CC no PSCAD e Matlab.	85
Figura 67 – Correntes dos eixos d e q no PSCAD e Matlab.	86
Figura 68 – Tensões, em kV, da soma de todos os capacitores da parte positiva no PSCAD e Matlab.	87
Figura 69 – Tensões, em kV, da soma de todos os capacitores da parte negativa no PSCAD e Matlab.	87
Figura 70 – Corrente CA no PSCAD e Matlab.	88
Figura 71 – Correntes contínuas no PSCAD e Matlab.	88
Figura 72 – Configuração do Sistema VSC-HVDC, adaptado de[27].	89
Figura 73 – Linha de Transmissão CC.	90
Figura 74 – Controle MMC.	90
Figura 75 – Linha CC com o Inversor.	91
Figura 76 – Tensão de Corrente Alternada no retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	92
Figura 77 – Tensão de Corrente Contínua no retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	93
Figura 78 – Tensão de Corrente Contínua no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	94
Figura 79 – Tensão de Corrente Alternada no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	94
Figura 80 – Tensão de transformação de Clark no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	95
Figura 81 – Tensão de transformação de Clark no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	95
Figura 82 – Corrente Contínua na LT nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.	96

Figura 83 – Corrente de transformação de Clark no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.....	97
Figura 84 – Corrente de transformação de Clark no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	97
Figura 85 – Potência Ativa no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.....	98
Figura 86 – Tensão de referência na fase A no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	99
Figura 87 – Tensão de referência aproximada na fase A no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	99
Figura 88 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	101
Figura 89 – Tensão de Corrente Alternada no retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	102
Figura 90 – Tensão de Corrente Alternada no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	103
Figura 91 – Tensão de Corrente Contínua no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	104
Figura 92 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	106
Figura 93 – Tensão de Corrente Alternada no Retificador e no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	106
Figura 94 – Tensão de Corrente Contínua no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	107
Figura 95 – Transformação de Park da tensão no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	107
Figura 96 – Corrente Contínua da linha CC nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	108
Figura 97 – Tensão de Corrente Alternada no Retificador e no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	109
Figura 98 – Tensão de Corrente Contínua no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	109
Figura 99 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	110
Figura 100 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	111
Figura 101 – Tensão CA e CC no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab, respectivamente. ....	111
Figura 102 – Tensão de Corrente Alternada no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente. ....	112

## **Lista de Tabelas**

Tabela 1 – Valores de constantes para a regulação da tensão. ....	35
Tabela 2 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação. ....	84
Tabela 3 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação - 2. ....	91
Tabela 4 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação - 3. ....	100
Tabela 5 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação - 4. ....	105

## Lista de Abreviaturas

SEP	- Sistema Elétrico de Potência
SIN	- Sistema Interligado Nacional
FT	- Função de Transferência
LT	- Linhas de Transmissão
CDU	- Controlador Definido pelo Usuário
ANATEM	- Análise de Transitórios Eletromecânicos
ANAREDE	- Análise de Redes
FACTS	- Flexible AC Transmission Systems
$iv$	- Corrente do lado do conversor CA
$mp$ e $mn$	- Índices de modulação de braços positivos e negativos
$N$	- Número de submódulos por multiválvulas
STATCOM	- Static Synchronous Compensator
IGBT	- Insulated Gate Bipolar Transistor
$v_{cp}^{\Sigma}$	- Tensões somadas de pólos positivos
$v_{cn}^{\Sigma}$	- Tensões somadas de pólos negativos
$C_{arm}$	- Capacitância Equivalente de cada braço
$R_{arm}$	- Resistência Equivalente de cada braço
$L_{arm}$	- Indutância Equivalente de cada braço
pu	- Por unidade

## Símbolos gerais:

$C$  - capacitância

$L$  - indutância

$R$  - resistência

$f$  - frequência

$T$  - período

$v$  - tensão

$i$  - corrente

$j$  - número imaginário puro ( $\sqrt{-1}$ )

$t$  - tempo

$\omega$  - velocidade angular

$\Delta t$  - passo de integração

# 1. INTRODUÇÃO

A contínua expansão e interligação dos sistemas elétricos atuais trazem vantagens econômicas e mais confiabilidade de suprimento, ao mesmo tempo em que aumentam cada vez mais a complexidade destes, apresentando 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, destacam-se os equipamentos FACTS ("Flexible AC Transmission Systems" ou sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada), propostos por N. G. Hingorani em 1988 [1] e que se tornaram viáveis a partir dos anos 1990 com o progresso da tecnologia de componentes semicondutores.

O desenvolvimento do GTO ("Gate Turn-Off Thyristor"), do IGBT ("Insulated Gate Bipolar Transistor") e de outros dispositivos semicondutores mais recentes como o IGCT ("Integrated Gate Commutated Thyristor"), todos com capacidade de corte controlado, facilitou o uso de inversores tipo fonte de tensão (VSC ou "Voltage Source Converter"). O STATCOM ("Static Synchronous Compensator") é um exemplo deste tipo de equipamento que vem sendo utilizado em algumas aplicações [2]. Ele é um dos equipamentos FACTS baseados em VSC mais promissor para controle de tensão ou de potência reativa.

Existe uma variedade de topologias para VSC [3], e o Conversor Modular Multinível (MMC) [4], devido à sua reduzida frequência de comutação, baixas perdas, componentes harmônicos pequenos e outros benefícios, está ganhando cada vez mais atenção. A introdução recente desta nova topologia é um grande passo a frente na tecnologia de conversor VSC para transmissão HVDC [5]. Ao contrário das topologias anteriores de vários níveis, a MMC usa uma pilha de módulos idênticos, cada uma fornecendo um degrau na forma resultante de onda múltipla.

## 1.1 HISTÓRICO

Os primeiros equipamentos FACTS [1] baseavam-se em tiristores, que são dispositivos semicondutores que operam em regime de chaveamento do estado de bloqueio para o estado de condução através de um pulso aplicado ao seu gatilho e da

polarização direta da tensão no dispositivo (vale ressaltar que para haver condução de corrente, a tensão da rede tem que se elevar a um valor que provoque a ruptura da barreira de potencial do tiristor). Porém, nos tiristores o corte de corrente deve ser feito ou por ação natural provocada pelo sistema CA, ou pela carga, quer por ação forçada ou por circuitos especiais [6].

A ação natural restringe as possibilidades de controle de potência do conversor, como por exemplo, na transmissão em corrente contínua com conversores tiristorizados, onde ambos os terminais, retificador e inversor, necessitam de potência reativa fornecida pelos sistemas CA. Esta potência reativa, por sua vez, é dependente da potência ativa, não sendo possível controlar ao mesmo tempo a potência ativa e o fator de potência do conversor [6]. Os circuitos de comutação forçada, por outro lado, só eram economicamente viáveis em sistemas de baixa potência e, portanto, de aplicação reduzida.

Assim, com o passar dos anos, surgiram novos dispositivos semicondutores com capacidade de disparo e cortes controlados, como o GTO, IGBT, IGCT e o MCT, possibilitando o desenvolvimento dos equipamentos FACTS de segunda geração. O uso destes novos dispositivos possibilitou a utilização de conversores ou inversores tipo fonte de tensão (VSC ou "Voltage Source Converters") nos equipamentos FACTS, ao invés dos conversores tipo fonte de corrente comumente usados em equipamentos com tiristores como em [7].

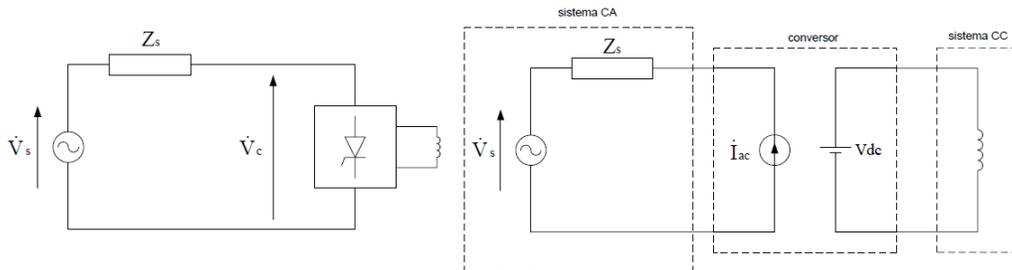


Figura 1 – Conversor a tiristor tipo fonte de corrente: a esquerda: diagrama; a direita: interação dos sistemas CA e CC. Fonte: [6].

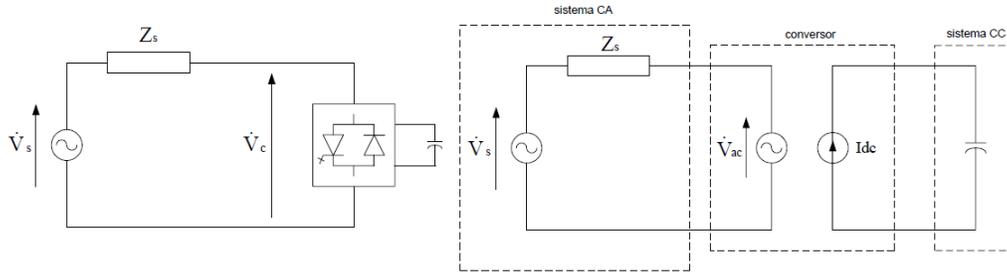


Figura 2 – Conversor a tiristor tipo fonte de tensão: a esquerda: diagrama; a direita: iteração dos sistemas CA e CC. Fonte: [6].

Como consta na Figura 1, o conversor de corrente a tiristor se comporta como uma fonte de corrente para o sistema CA e como uma fonte de tensão para o lado CC enquanto nos conversores VSC ocorre o contrário (Figura 2). O modelo de conversor do tipo fonte de tensão (VSC) é, relativamente, novo no mercado mundial, visto que a primeira instalação ocorreu em 1997 na Suécia. Em 1999, em Gotland, na Suécia, o primeiro projeto comercial VSC-HVDC foi implementado [8]. Esse equipamento pode ter como objetivo controlar o carregamento em circuitos, regular a tensão nas barras, aumentar limites de transmissão e aumentar o amortecimento das oscilações do sistema, proporcionando aumento das margens de segurança de regime permanente e estabilidade transitória e melhorando o desempenho dinâmico dos sistemas.

## 1.2 TIPOS DE EQUIPAMENTOS FACTS

Existem vários tipos de equipamentos FACTS [9], como o STATCOM (Static Synchronous Shunt Compensator) [10], [11], o SSSC (Static Synchronous Series Compensator) [10], [12], UPFC (Unified Power Flow Controller) [13], [14] e os elos CC com VSC em [15], [16]. Apenas o STATCOM será mais bem trabalhado neste trabalho, no próximo capítulo. O SSSC, [17], é um equipamento semelhante ao STATCOM com a diferença que é conectado em série. Permite controlar a compensação de impedância, que influencia no fluxo de energia elétrica na linha de transmissão, injetando uma tensão de compensação reativa em série.

O equipamento FACT UPFC é composto pela integração dos equipamentos série e paralelo em uma mesma linha de transmissão. Um resultado disto é o UPFC (Unified Power Flow Controller) descrito em [13], [14], que combina o SSSC e o STATCOM, conforme é mostrado no diagrama unifilar apresentado na Figura 3.

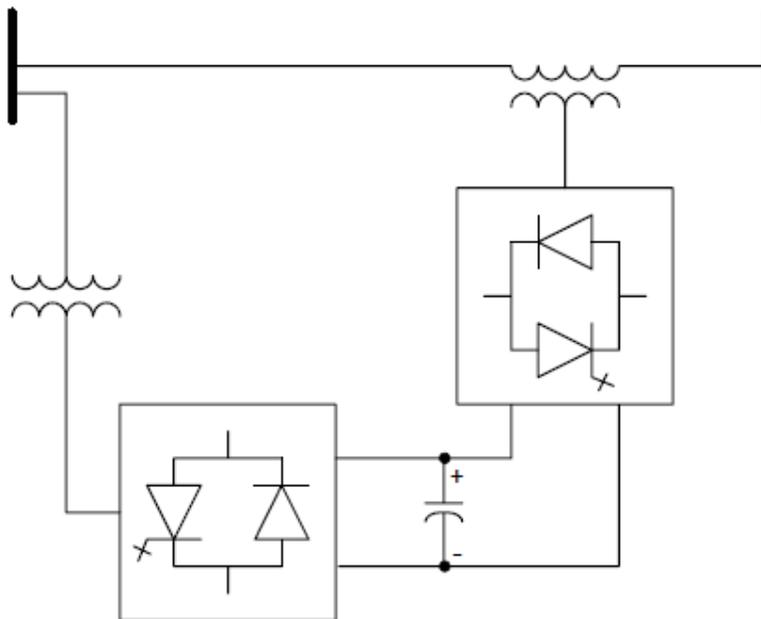


Figura 3 – Configuração básica de um UPFC. Fonte: Própria.

### 1.3 HISTÓRICO DO STATCOM

Com o objetivo de aumentar a capacidade de condução e de compensação de potência reativa, principalmente em afundamentos de tensão provocados por alguma contingência no sistema, o que é limitado nos SVCs (“Static Var Compensator”), como é explicado em [9], [18], foi desenvolvido um novo equipamento capaz de exercer essa função, denominado STATCOM. Além de ser mais eficiente, possui um tamanho bem menor quando comparados com os grandes capacitores e reatores dos SVCs [2]. Como se pode notar a partir da Figura 4, o desempenho do STATCOM é muito superior em relação ao do SVC quando se consideram os limites de operação [19], ou seja, ocorrendo alguma contingência no sistema perto do equipamento provocando o afundamento a tensão, o SVC sai de operação, enquanto o STATCOM se mantém tentando controlar a tensão no barramento injetando a corrente máxima capacitiva até que o sistema se reestabeleça ou até que a tensão no barramento atinja o valor limite do equipamento (o mesmo ocorre para fenômenos de sobretensão). No entanto, para condições normais de tensão e corrente, pode-se considerar que ambos operam na faixa linear de regulação.

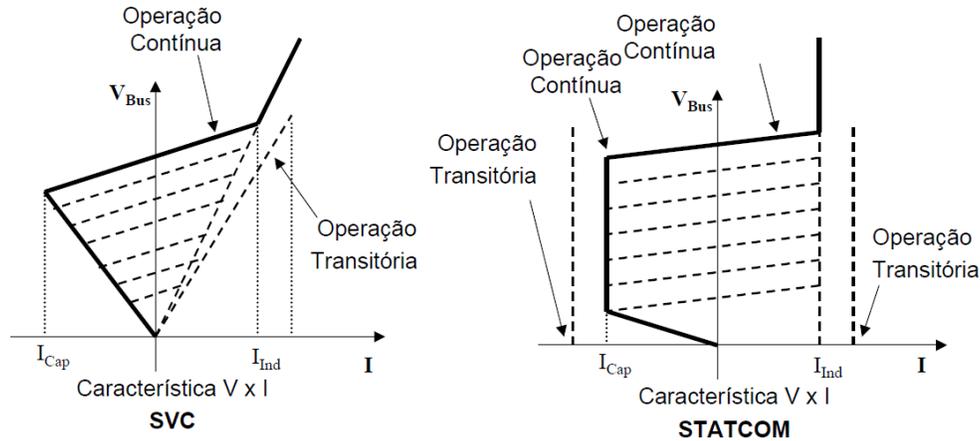


Figura 4 – Característica  $V \times I$ . STATCOM e SVC. Fonte:[2].

Devido à limitação das chaves semicondutoras no passado, somente no começo da década de 80 que foi possível o desenvolvimento do STATCOM, sendo que na década de 90 já havia chaves GTOs com valores de 4,5kV para tensão de bloqueio e 2,5kA para corrente de interrupção [20]. Com o passar dos anos, alguns países ao redor do mundo (como Japão e Estados Unidos) começaram a aplicar seus próprios testes no equipamento em questão e assim, constataram a sua eficiência e confiabilidade.

Atualmente no SIN (Sistema Interligado Nacional) existe apenas um Compensador Estático (CE) baseado em Conversor Fonte de Tensão [21] instalado na Subestação de Rio Branco. Em suma, esse CE de Rio Branco possui topologia STATCOM, denominada SVC Plus pela Siemens, fabricante do equipamento [21]. Este equipamento é baseado na tecnologia modular multinível para conversores fonte de tensão (VSC) utilizando IGBTs (“Insulated Gate Bipolar Transistor”).

Com o sucesso do desenvolvimento do STATCOM, e a melhoria das chaves semicondutoras em relação a suportabilidade de tensão e corrente, surgiu um interesse maior pelos pesquisadores. Assim, aumentaram muito as contribuições dos mesmos visando melhorar o desempenho do STATCOM. Foram propostas alterações da topologia do STATCOM, como VSC a dois ou a três níveis [22] ou VSC-STATCOM baseados em chaveamentos PWM (“Pulse Width Modulation”) [5] ou ainda topologia MMC (Conversor Modular Multinível) para VSC [21].

## 1.4 MOTIVAÇÃO

Como já foi dito, o STATCOM realiza o controle de potência reativa para a correção do fator de potência ou da tensão. A primeira aplicação tem por objetivo a melhoria da eficiência do sistema e a segunda a melhoria da qualidade da tensão e mesmo com o essas contribuições, ainda há dificuldades em alguns estudos e ausência de modelos em diversos programas computacionais de simulação. Portanto, há ainda a necessidade de modelagens dos equipamentos, dos controles e da rede nos programas computacionais utilizados para estudos elétricos. Visto isso, viu-se a necessidade de desenvolver um modelo de STATCOM no programa ANATEM [23] para melhor análise dos estudos eletromecânicos.

O Brasil ainda possui um grande potencial energético não explorado que deverá ser aproveitado para aumentar o parque de geração de energia elétrica. Esses recursos estão disponíveis em regiões afastadas dos grandes centros consumidores, compreendendo, por exemplo, o potencial hídrico das Bacias do Tocantins, do Rio Madeira e o potencial eólico das instalações offshore. Avaliações têm mostrado que para grandes distâncias e sistemas submarinos a utilização de transmissão de corrente contínua, HVDC, é economicamente mais viável que as tradicionais transmissões em corrente alternada, HVCA.

Assim, outra motivação é que em anos recentes, níveis de tensão e potência dos conversores de fonte de tensão (VSCs) aumentaram significativamente, tornando-se candidatos potenciais para uso em aplicações de corrente contínua em alta tensão e alta potência (HVDC – “High-Voltage Direct Current”) [24], [25]. Comparado ao conversor de fonte de tensão de dois níveis convencional (VSC) e VSC multinível, o MMC permite maiores níveis de tensão e potência com menores perdas de comutação e distorção harmônica [26] aumentando a confiança da rede elétrica.

O conversor modular multinível é considerado como a próxima geração de conversores para aplicações de média e alta tensão, devido às diversas aplicações a qual pode ser empregado, como por exemplo: energia renovável, armazenamento de energia, acionamentos elétricos, sistemas de corrente contínua em alta tensão (HVDC), compensadores estáticos síncronos. Algumas das vantagens do MMC são: alta eficiência, operação com baixa frequência de chaveamento, alta flexibilidade e modularidade e confiabilidade inerente à estrutura do conversor [26].

Constatou-se a necessidade de modelos MMC em programas de estudos elétricos (voltados para transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos) para se realizar o planejamento da operação do sistema, caso algum modelo MMC entre em funcionamento na rede elétrica num futuro próximo. Com isso foram modelados alguns modelos dinâmicos não lineares detalhados do MMC com diferentes técnicas de modulação que são apresentados em [27], [28]. Esses modelos são desenvolvidos em PSCAD/EMTDC, que representa as características detalhadas de todas as chaves. Esses modelos detalhados são de natureza discreta e requerem uma quantidade considerável de tempo de simulação.

A complexidade do modelo e a carga computacional crescem quando o número de níveis aumenta [29]. Existe ainda a grande quantidade de chaves semicondutoras (IGBTs e diodos) em que a cada ativação ou desativação dessas chaves, a matriz de admitância, que tem um tamanho igual ao número total de nós no subsistema de rede, deve ser invertida (re-triangularizada) e inverter uma matriz de admitância de grande porte várias centenas de vezes em um ciclo é computacionalmente muito ineficiente.

Para superar esses problemas viu-se a necessidade de uma modelagem mais robusta do MMC, feita no PSCAD, com o modelo detalhado que será apresentada nesta dissertação. Assim como a necessidade de um modelo para transitórios eletromecânicos, feita no Matlab utilizando fasor dinâmico, que também será abordado neste documento, tendo como resultados modelos de MMC que podem ser utilizados tanto para futuros estudos elétricos de transitórios eletromagnéticos quanto para eletromecânicos, além da utilização da simulação híbrida (transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos juntos).

## **1.5 OBJETIVOS**

Inicialmente, este trabalho descreverá o modelo STATCOM no ANATEM com foco do chaveamento sem utilização de PWM (modelo não-PWM) utilizando o fasor dinâmico. Para isto é necessário explicar como o STATCOM funciona, quais são seus componentes, topologias, e controles utilizados. Serão apresentadas as equações do equipamento e as malhas de controle associadas ao uso desta estratégia de chaveamento. Complementando os estudos acima, serão apresentados também os resultados de validação do modelo não-PWM de dois níveis, instalado em dois sistemas testes, através da implementação e simulação do modelo no ANATEM em comparação com o programa de transitórios eletromagnéticos PSCAD. Os referidos sistemas também serão

implementados no Matlab que fará a ligação entre os dois programas (ANATEM e PSCAD) verificando a influência da dinâmica da rede nos sistemas testes.

Por fim, este trabalho apresentará duas modelagens de MMC, uma mais detalhada e robusta do MMC implementada no PSCAD e a outra menos detalhada para fenômenos eletromecânicos que utiliza o fasor dinâmico. Neste trabalho será verificada a precisão destas modelagens, sendo que a última será considerada em todos os termos de segundo harmônico do fasor dinâmico, além da componente contínua e fundamental, já que eles são importantes para a representação do comportamento dinâmico.

## **2. FACTS VSC - STATCOM:**

# **MODELAGEM, EQUACIONAMENTO E RESULTADOS**

Este capítulo se divide em quatro partes. Na primeira parte é explicado o princípio de funcionamento do STATCOM. É mostrado como o STATCOM opera como compensador de potência reativa indutiva e capacitiva, e como é possível alterar estas características continuamente e dinamicamente. Na segunda parte são descritas as partes integrantes do STATCOM, suas funções no equipamento e as diferentes topologias utilizadas. Na terceira é mostrada o VSC de 2 níveis e suas equações. E na quarta parte são apresentados os resultados e validações do modelo STATCOM no ANATEM.

### **2.1 STATCOM**

#### **2.1.1 FUNCIONAMENTO DO STATCOM**

A principal funcionalidade, não a única, do STATCOM é controlar a tensão do barramento pela injeção ou consumo de potência reativa. Para analisá-la foi considerado o equivalente Thévenin do compensador paralelo sem harmônicos, como na Figura 5.

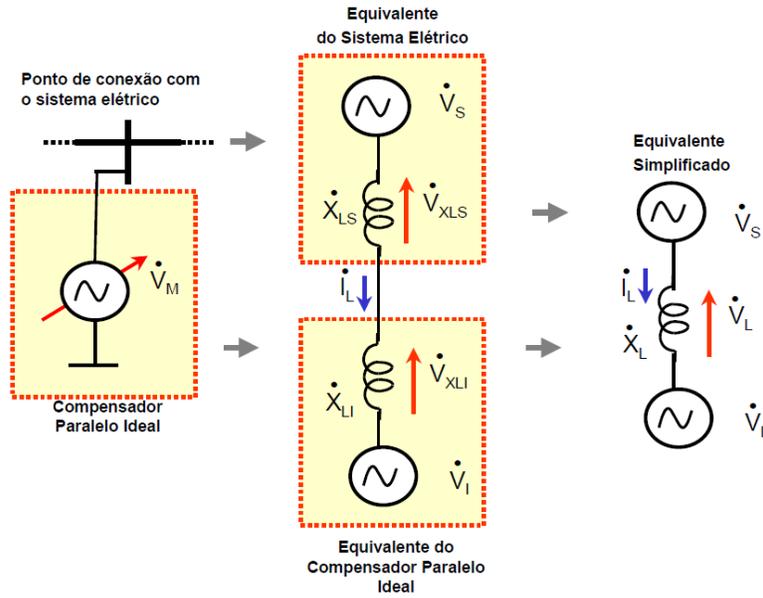


Figura 5 – Diagramas simplificados do compensador paralelo ideal e sistema equivalente CA. Fonte: [2]

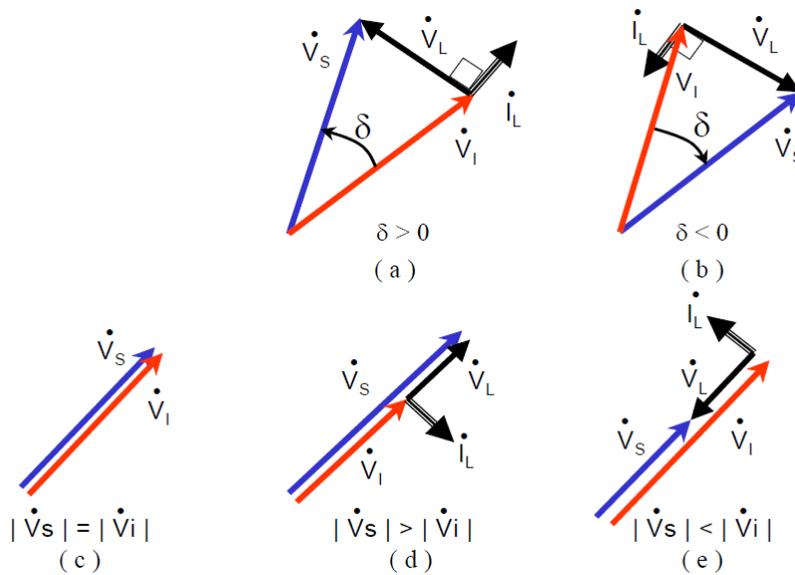


Figura 6 – Diagramas fasoriais de tensões e correntes. Fonte:[2]

Nos diagramas mostrado na Figura 6 e nas equações posteriores foi considerado que a defasagem entre as tensões é de  $\delta$  e as resistências são desprezíveis. Têm-se, então, as seguintes equações, deduzidas a partir da Figura 5:

$$P_s = \frac{V_s \cdot V_I \cdot \sin \delta}{X_L} \quad (2.1)$$

$$Q_s = \frac{V_s \cdot (V_s - V_s \cdot V_I \cdot \cos \delta)}{X_L} \quad (2.2)$$

Com acordo com (2.1) e (2.2) com os diagramas da Figura 6, tem-se:

1. Quando a tensão  $\dot{V}_s$  adiantada em relação à  $\dot{V}_I$ , relatado na Figura 6 (a),  $90^\circ > \delta > 0$ , há fluxo de potência ativa no sentido do compensador (consumindo potência ativa da rede);
2. Quando a tensão  $\dot{V}_s$  atrasada em relação à  $\dot{V}_I$ , relatado na Figura 6 (b),  $90^\circ < \delta < 0$ , há fluxo de potência ativa no sentido do sistema (injetando potência ativa no sistema);
3. Quando a tensão  $\dot{V}_s$  em fase com  $\dot{V}_I$ , relatado na Figura 6 (c),  $\delta = 0$ , não há fluxo de potência ativa, pois os ângulos e módulos de  $V_s$  e  $V_I$  são iguais;
4. Quando a tensão  $\dot{V}_s$  em fase com  $\dot{V}_I$ , relatado na Figura 6 (d),  $\delta = 0$ , não há fluxo de potência ativa, mas há fluxo de potência reativa indutiva (consome potência reativa da rede), pois o módulo de  $V_s$  é maior do que de  $V_I$ ;
5. Quando a tensão  $\dot{V}_s$  em fase com  $\dot{V}_I$ , relatado na Figura 6 (e),  $\delta = 0$ , não há fluxo de potência ativa, mas há fluxo de potência reativa capacitiva (injetada potência reativa na rede), pois o módulo de  $V_s$  é menor do que de  $V_I$ .

Assim, conclui-se que se variarmos a amplitude da tensão do equipamento, pode-se controlar a potência reativa num determinado ponto da rede, já se variamos a fase do mesmo, varia-se o sentido do fluxo de potência ativa da rede.

### 2.1.2 VSC DE 2 NÍVEIS

O conversor VSC trifásico com IGBTs mais elementar é o VSC de 2 níveis de 6 pulsos mostrado na Figura 7 [6]. Este conversor é composto de 6 IGBTs (apesar do símbolo ser de GTOs) e 6 diodos em antiparalelo. A função dos diodos é permitir a condução de corrente em ambos os sentidos da chave, já que a chave IGBT não pode conduzir na direção inversa. Ao se aplicar um pulso de corrente positiva no gatilho do IGBT, este entra em condução (caso esteja com tensão de polarização direta positiva). Um pulso de corrente negativa no mesmo gatilho faz com que a corrente no IGBT se interrompa. Alguns microssegundos antes de se disparar um IGBT é dado um pulso de corte no IGBT que se encontra conectado na mesma fase, para impedir um curto-circuito nos terminais do capacitor. A análise das formas de onda de um conversor ideal supõe que o valor do capacitor seja infinito e, portanto, a tensão  $V_c$  seja constante, embora na prática a tensão  $V_c$  possa variar conforme o fluxo de potência ativa através do conversor [2].

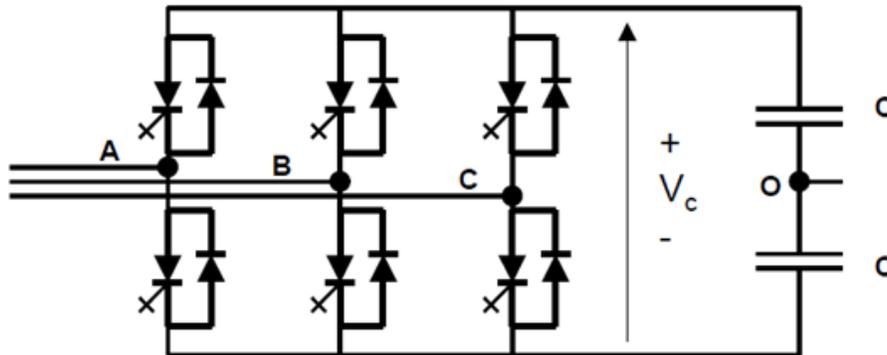


Figura 7 – VSC 2 níveis.

De acordo com [6], nota-se que uma característica importante deste tipo de conversor é que o módulo da tensão aplicada nos terminais A, B e C do sistema depende única e exclusivamente da tensão no capacitor. Por outro lado, a fase depende do deslocamento angular  $\psi$  entre o trem de pulsos de disparo/corte e a referência do sistema. Portanto a componente fundamental da tensão de saída (fase-fase do secundário do transformador da Figura 8) do conversor pode ser representada pelo seguinte fasor:

$$\dot{V}_s = \frac{\sqrt{6} V_c e^{j\psi}}{\pi} \quad (2.3)$$

A única forma de se alterar o módulo da tensão  $V_s$  para realizar o controle de potência reativa é alterando  $V_c$ . Isto pode ser realizado de forma indireta controlando  $\psi$  de maneira que entre ou saia potência ativa no conversor, fazendo com que a tensão  $V_c$  (e conseqüentemente  $V_s$ ) aumente ou diminua, respectivamente.

### 2.1.3 CONVERSOR FACTS VSC EM DERIVAÇÃO

O Equipamento FACTS estudado neste trabalho é um equipamento em derivação chamado de STATCOM, como consta na Figura 8. Esse equipamento, em suma, é a uma boa opção para aumentar a margem de estabilidade dinâmica, ajudando tanto no controle de potência reativa, quando no incremento de potência ativa transmitida na rede.

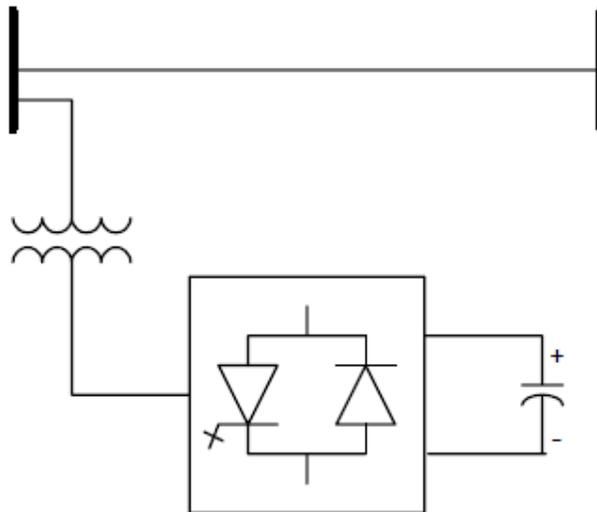


Figura 8 – Configuração do equipamento FACT VSC em derivação.

### 2.1.4 EQUAÇÃO GENÉRICA PARA A TENSÃO CA GERADA POR UM VSC

Como existe um transformador no equipamento VSC, tem-se que encontrar a tensão referente ao primário do transformador da Figura 8. Assim de acordo com [6] e da Figura 8, a tensão CA fundamental eficaz gerada, já considerando a impedância de dispersão dos transformadores, pelos conversores pode ser representada fasorialmente pela seguinte expressão genérica:

$$\dot{V}_s = n_c k_f m_c V_c e^{j\psi} + \sqrt{3} Z_{s\Omega} \dot{I}_s \quad (2.4)$$

Onde:  $Z_{s\Omega}$  é impedância de dispersão equivalente dos transformadores em ohms, referida ao secundário,  $\sqrt{3}$  é necessário já que os fasores de tensão são normalmente expressos com módulo fase-fase,  $I_s$  é o fasor de corrente entrando na fase do conversor, referida ao secundário,  $k_f$  é o fator de forma de tensão CA do conversor PWM,  $n_c$  é o número de conversores ligados em série no lado CA,  $m_c$  é o fator de ganho da tensão CA do conversor PWM relacionado com a modulação de amplitude e  $V_c$  é a tensão no capacitor CC.

Assim, a tensão que interessa para a modelagem é a tensão no lado primário do transformador (lado da rede CA). Portanto referindo a expressão (2.4) para o primário usando a relação de espiras  $a$  de um transformador (suposta igual para todos) vem:

$$\dot{V}_p = a n_c k_f m_c V_c e^{j\psi} + \sqrt{3} a^2 Z_{s\Omega} \dot{I}_p \quad (2.5)$$

$$a = \frac{n_p}{n_s} \quad (2.6)$$

Onde:  $n_p$  é o número de espiras do enrolamento primário e  $n_s$  é o número de espiras do enrolamento secundário.

Convertendo a grandezas de (2.4) para p.u., tem-se que:

$$S_{bCAP} = \sqrt{3} I_{bCAP} V_{bCAP} \quad (2.7)$$

$$V_{bCAp} = \sqrt{3}Z_{bCAp}I_{bCAp} \quad (2.8)$$

$$V_{bCAs} = \sqrt{3}Z_{bCAs}I_{bCAs} \quad (2.9)$$

$$a_b = \frac{V_{btp}}{V_{bts}} \quad (2.10)$$

$$P_{bCC} = V_{bCC}I_{bCC} \quad (2.11)$$

$$V_{bCC} = R_{bCC}I_{bCC} \quad (2.12)$$

Onde:  $S_{bCA}$  é a potência aparente de base do sistema CA;  $V_{bCAp}, I_{bCAp}, Z_{bCAp}$  são os valores base da tensão total de linha, corrente e impedância do lado primário;  $V_{bCAs}, I_{bCAs}, Z_{bCAs}$  são os valores base da tensão total de linha, corrente e impedância do lado secundário;  $a_p$  é o tap base de tensão do transformador;  $V_{btp}$  é a tensão base nominal do enrolamento primário de cada transformador;  $V_{bts}$  é a tensão base nominal do enrolamento secundário de cada transformador;  $P_{bCC}$  é a potência base do sistema CC; e  $V_{bCC}, I_{bCC}, Z_{bCC}$  são os valores base para a tensão, corrente e resistência no sistema CC.

Dividindo (2.4) por  $V_{bCAp}$  e usando as relações (2.8) e (2.10), vem que:

$$\dot{V}_p(pu) = K_c m_c V_c(pu) e^{j\psi} + Z_{TH} \dot{I}_p(pu) \quad (2.13)$$

$$K_c = a(pu) n_c K_f \frac{V_{bCC} V_{btp}}{V_{bCAp} V_{bts}} \quad (2.14)$$

$$Z_{TH} = a^2(pu) n_c \frac{Zt(\%) S_{bCA}}{100 S_{bt}} \left( \frac{V_{btp}}{V_{bCAp}} \right)^2 \quad (2.15)$$

O valor de 100 em (2.15) é utilizado para converter a impedância em porcentagem e  $S_{bt}$  é a potência base de cada transformador. Considera-se  $a$  (pu) igual a 1 e no caso desta dissertação na conexão em derivação do VSC escolhe-se a tensão base do primário de cada transformador  $V_{btp}$  igual a  $\frac{1}{n_c}$  vezes a tensão de base CA de forma a se compatibilizar a tensão de cada conversor com o nível no barramento terminal. Assim, aplicando essas observações nas equações (2.14) e (2.15) chega-se em:

$$K_c = a(pu)K_f \frac{V_{bCC}}{V_{bts}} \quad (2.16)$$

$$Z_{TH} = a^2(pu) \frac{Zt(\%)S_{bCA}}{n_c 100S_{bt}} \quad (2.17)$$

### 2.1.5 EQUACIONAMENTO GERAL DE UM VSC

Nos estudos elétricos em regime permanente e transitórios eletromecânicos, somente são modelados os parâmetros de sequência positiva do sistema. Os conversores VSC podem então ser representados do lado CA por um equivalente de Thévenin como indicado na Figura 9 inserido em série. Em alguns casos pode ser conveniente usar o modelo equivalente de Norton da Figura 10.

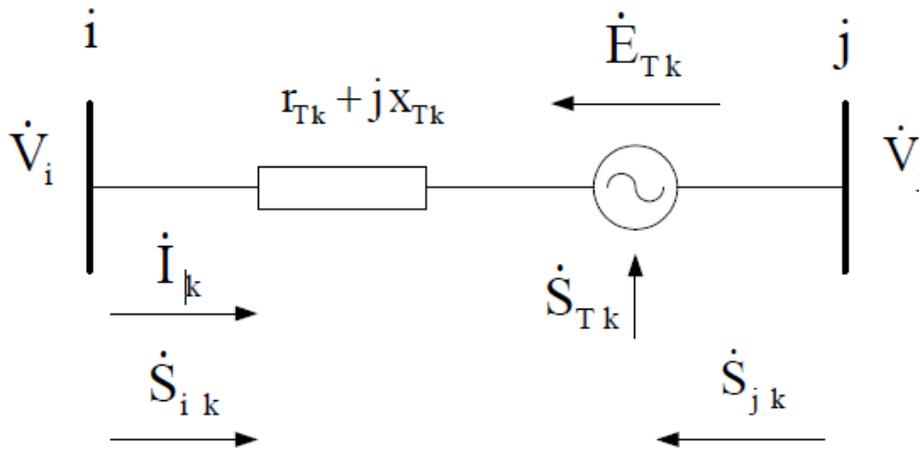


Figura 9 – Equivalente Thévenin para um conversor VSC em série. Fonte:[6]

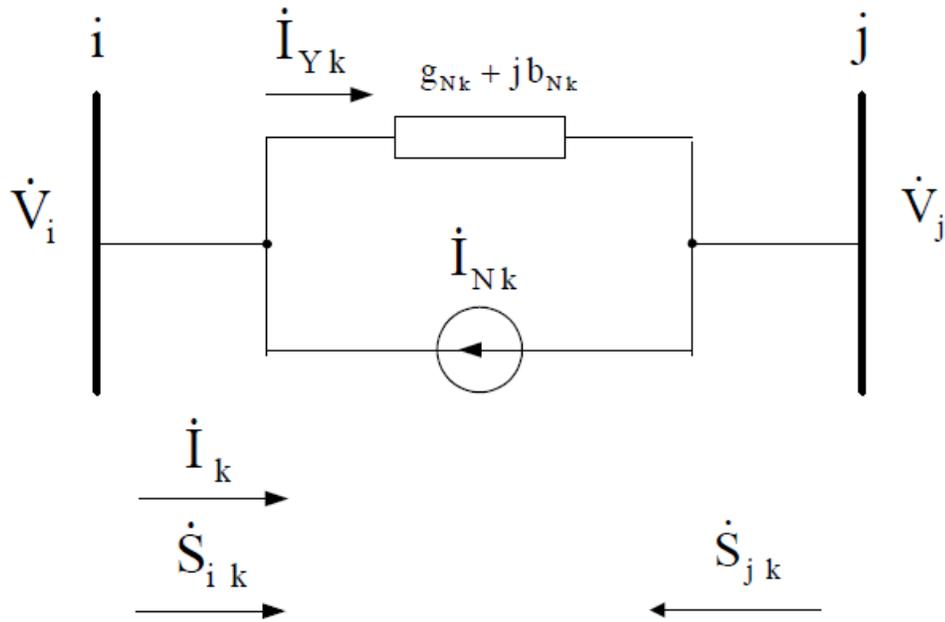


Figura 10 – Equivalente Norton para um conversor VSC em série. Fonte: [6].

As equações que descrevem o comportamento de cada conversor no lado CA são [6]:

Para Thevenin:

$$\dot{V}_i - \dot{V}_j = \dot{E}_{T_k} + Z_{T_k} \dot{I}_k \quad (2.18)$$

$$\dot{E}_{T_k} = K c_k m c_k V c e^{j\psi_k} \quad (2.19)$$

Para Norton:

$$\dot{I}_k = \dot{I}_{Y_k} - \dot{I}_{N_k}, \quad (2.20)$$

$$\dot{I}_{Y_k} = y_{N_k} (\dot{V}_i - \dot{V}_j), \quad (2.21)$$

$$\dot{I}_{N_k} = y_{N_k} \dot{E}_{T_k} \quad (2.22)$$

$$y_{N_k} = g_{N_k} + jb_{N_k} = \frac{1}{Z_{T_k}} = \frac{1}{r_{T_k} + jx_{T_k}} \quad (2.23)$$

Onde:  $\dot{V}_i$  é o fasor relativo à tensão na barra i em relação à referência do sistema;  $\dot{V}_j$  é o fasor relativo à tensão na barra j em relação à referência do sistema;  $\dot{I}_k$  é o fasor relativo à corrente do ramo k, no sentido de i para j;  $\dot{E}_{T_k}$  é o fasor relativo à fonte de tensão do equivalente Thévenin do ramo k em relação à referência do sistema;  $\dot{I}_{N_k}$  é o fasor relativo à fonte de corrente do equivalente de Norton do ramo k;  $\dot{I}_{Y_k}$  é o fasor relativo à fonte de corrente do equivalente de Norton do ramo k;  $y_{N_k}$ ,  $g_{N_k}$ ,  $b_{N_k}$  são admitância, condutância e susceptância do equivalente de Norton do ramo k;  $Z_{T_k}$ ,  $r_{T_k}$ ,  $x_{T_k}$  são a impedância, resistência e reatância do equivalente de Thévenin do ramo k, correspondentes à impedância do transformador do conversor.

Vale ressaltar que as equações citadas anteriormente são para conversores VSC em série, para um conversor com conexão em derivação, considere  $\dot{V}_j = 0$  que será o foco deste trabalho.

$$\dot{S}_{T_k} = \dot{P}_{T_k} + j\dot{Q}_{T_k} = E_{T_k} \dot{I}_k^* \quad (2.24)$$

$$P_{T_k} = E_{T_k} (I_{R_k} \cos \psi_k + I_{I_k} \sin \psi_k) \quad (2.25)$$

$$Q_{T_k} = E_{T_k} (I_{R_k} \sin \psi_k - I_{I_k} \cos \psi_k) \quad (2.26)$$

Para os fenômenos de interesse neste trabalho as grandezas CC dos conversores VSC são representadas por equações de valores médios. Cada conversor inserido em derivação na barra i pode ser representado do lado CC por uma fonte de corrente  $I_{CC_k}$  (Figura 11) que é controlada em função da corrente CA (assim como ocorre na tensão de saída do conversor em (2.4)). O valor em pu de cada fonte pode ser determinado em função das componentes do fasor de corrente no lado CA a partir da potência ativa entrando no conversor pelo lado CA, a qual é igualada à potência  $P_{CC_k}$  fornecida ao sistema CC (uma vez que o conversor é suposto sem perdas):

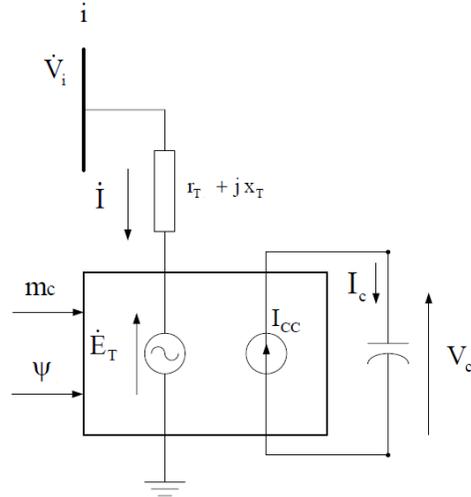


Figura 11 – Representação de um STATCOM.

$$I_{CCk} = \frac{P_{CCk}}{V_c} \quad (2.27)$$

$$P_{CCk} = \frac{S_{bCA}}{P_{bCC}} P_{Tk} \quad (2.28)$$

Substituindo 2.28, 2.25 e 2.19 em 2.27, vem:

$$I_{CCk} = K' c_k m c_k (I_{Rk} \cos \psi_k + I_{Ik} \sin \psi_k) \quad (2.29)$$

$$K' c_k = \frac{S_{bCA}}{P_{bCC}} K c_k \quad (2.30)$$

## 2.2 EQUAÇÕES DO EQUIPAMENTO VSC - STATCOM

Como o conversor a ser utilizado nas simulações é do tipo de 2 níveis (não-PWM), que é controlado variando-se a tensão  $V_c$  (ou seja,  $mc$  é constante e igual a 1), o que é conseguido alterando-se transitoriamente a fase  $\psi$  da tensão do conversor, de forma que haja fluxo de potência ativa no conversor, para carga e descarga do capacitor [6], o conversor pode ser modelado através de (2.31) e (2.32), equação da tensão terminal e da fonte de corrente no capacitor, respectivamente:

$$E_{Tk} = Kc_k mc_k V_c e^{j\psi_k} \quad (2.31)$$

$$I_{cc_k} = K'c_k mc_k (I_{r_k} \cos \psi_k + I_{i_k} \sin \psi_k) - \frac{V_c}{r_{p2_k}} \quad (2.32)$$

Onde  $mc_k$  é o ganho da tensão controlável,  $K'c_k = S_{bCA} Kc_k / P_{bCC}$ , sendo  $S_{bCA}$  e  $P_{bCC}$  as potência escolhidas para os sistemas CA e CC, respectivamente,  $I_{r_k}$  e  $I_{i_k}$  são as correntes real e imaginária da componente CA que passam no capacitor,  $r_{p2_k}$  é a resistência em paralelo com o capacitor e  $V_c$  é a tensão no capacitor que é controlada. Vale ressaltar, que a (2.31) e a (2.32) foram modeladas exatamente desta forma no programa ANATEM.

## 2.3 SISTEMA TESTE DE 4 BARRAS

A rede equivalente utilizada para validar os resultados de PSCAD, ANATEM e Matlab, é um trecho de rede da região Acre-Rondônia no Programa ANAREDE [30], cujo diagrama unifilar pode ser visto na Figura 12. O sistema possui quatro barras, duas cargas e um modelo STATCOM na barra quatro. Vale ressaltar que, como o ANAREDE não possui modelo STATCOM, para simulações no ANATEM, é preciso inserir um modelo de compensador estático na barra desejada no caso de fluxo de potência e, nos dados dinâmicos do ANATEM, deve-se utilizar um modelo de STATCOM para esse compensador estático.

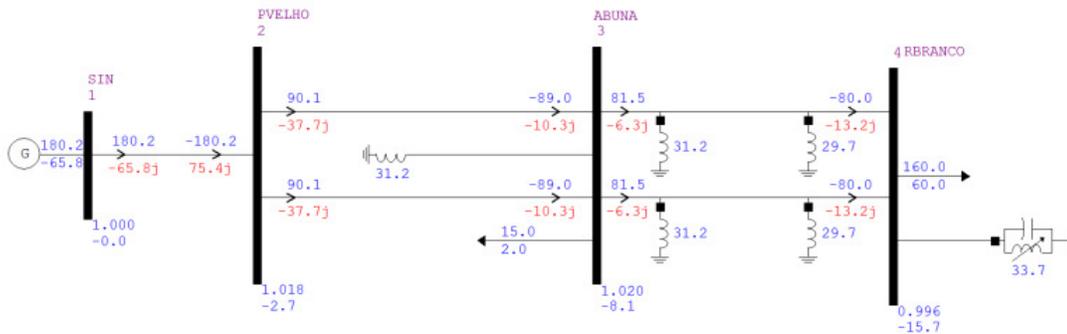


Figura 12 – Sistema teste no ANAREDE.

### 2.3.1 CIRCUITO DE SINCRONISMO – PLL

PLL (*Phased-Locked Loop*) é um sistema de realimentação em que o sinal de realimentação é usado para sincronizar a frequência instantânea do sinal de saída com a frequência instantânea do sinal de entrada gerando um sinal sincronizado com a componente fundamental de um sinal de referência. Também tem que ser capaz de seguir de maneira precisa a frequência e o ângulo de fase mesmo durante a contingência, e ainda ter um rápido retorno após distúrbios no sistema [6].

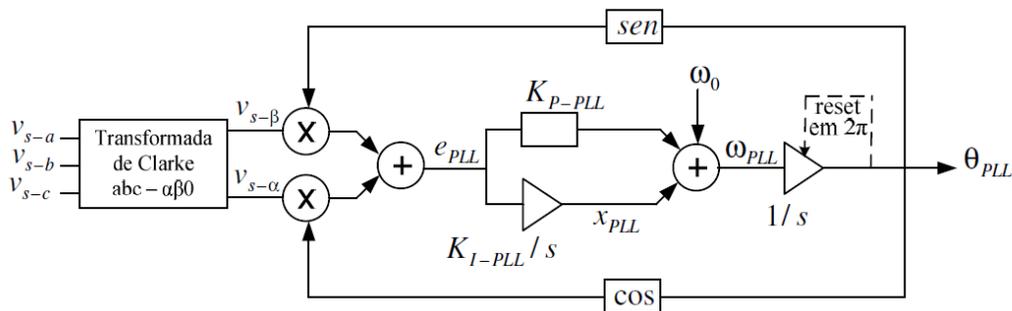


Figura 13 – Diagrama do circuito do PLL.

Os controles do equipamento utilizado para a simulação baseiam-se em um sinal de referência de fase. Esta referência, que neste caso é a tensão na barra, é seguida pelo circuito de sincronismo PLL (“Phase-Locked Loop”) [6] que gera a referência do conversor.

### 2.3.2 MODELAGEM DO SISTEMA

Os resultados apresentados neste trabalho foram obtidos da representação das equações da rede elétrica e do VSC no Matlab utilizando a modelagem de sistema descritor. Existem várias formulações para modelar um sistema dinâmico em estudos de transitórios eletromecânicos ou eletromagnéticos, dentro eles estão: função de transferência, espaço de estado, sistemas descritores ou modelagem por matriz  $Y(s)$ , que estão mais bem exemplificados em [31].

Um sistema é um conjunto ordenado de elementos que se encontram interligados, e que interagem entre si. Sistemas dinâmicos são sistemas cujas propriedades descritivas variam no tempo. Esses tipos de sistemas podem ser definidos

como: sistemas lineares invariantes no tempo - LTI, sistemas lineares variantes no tempo - LTV e sistemas não lineares.

Referenciando [32], sistemas LTI são sistemas dinâmicos compostos de componentes lineares a parâmetros concentrados e invariantes no tempo. Esses sistemas podem ser descritos por meio de equações diferenciais lineares e invariantes no tempo. Já os sistemas LTV são sistemas compostos por equações diferenciais cujos coeficientes são funções no tempo [32].

Um sistema é dito não linear se a ele não se aplicar o princípio da superposição ou da homogeneidade. O princípio da superposição diz que a resposta a duas ou mais entradas pode ser obtida tratando-se uma entrada por vez e somando todas as respostas do sistema para cada entrada diferente [32] (onde consta a maioria dos sistemas físicos). Já o princípio da homogeneidade diz que um sistema linear onde um sinal de entrada tem uma proporcionalidade com o sinal de saída [32].

### 2.3.3 MODELAGEM POR FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Segundo [32], a função de transferência é definida como a relação entre a transformada de Laplace do sinal de saída com a transformada de Laplace do sinal de entrada, supondo todas as condições iniciais nulas. Portanto:

$$\text{Função de Transferência} = G(s) = \frac{\mathcal{L}[\text{saída}]}{\mathcal{L}[\text{entrada}]}\bigg|_{\text{condições iniciais}=0} \quad (2.33)$$

Logo, conhecendo-se a equação que governa algum sistema LTI, é possível obter uma relação entre a variável que será analisada ou observada e outra variável, que será usada para causar algum distúrbio nesse sistema.

### 2.3.4 MODELAGEM NO ESPAÇO DE ESTADOS

Segundo [32] o espaço n-dimensional cujos eixos coordenados consistem nas variáveis de estado é denominado espaço de estados e, como todo subespaço vetorial, qualquer estado pode ser representado por um ponto no espaço de estados.

O número de variáveis de estado necessário para a definição completa da dinâmica do sistema em estudo é igual ao número de integradores envolvidos na

modelagem do sistema em questão [32], ou seja, do somatório da ordem das equações diferenciais necessárias para a modelagem do sistema.

Matricialmente, o sistema fica com a seguinte configuração:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}(t).x(t) + \mathbf{B}(t).u(t) \quad (2.34)$$

$$y(t) = \mathbf{C}(t).x(t) + \mathbf{D}(t).u(t) \quad (2.35)$$

Em [32], a matriz  $\mathbf{A}(t)$  é chamada de matriz de estado,  $\mathbf{B}(t)$  matriz de entrada,  $\mathbf{C}(t)$  matriz de saída e  $\mathbf{D}(t)$  matriz de transmissão direta.

Caso o sistema seja linear (ou linearizado em torno de um ponto de operação), e as matrizes  $\mathbf{A}(t)$ ,  $\mathbf{B}(t)$ ,  $\mathbf{C}(t)$  e  $\mathbf{D}(t)$  não envolverem explicitamente o parâmetro  $t$  (tempo), o sistema será chamado de sistema linear invariante no tempo – LTI e, matricialmente, ficará da seguinte forma:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}.x(t) + \mathbf{B}.u(t) \quad (2.36)$$

$$y(t) = \mathbf{C}.x(t) + \mathbf{D}.u(t) \quad (2.37)$$

Se o sistema LTI no espaço de estados for considerado com apenas uma entrada e uma saída e aplicando a transformada de Laplace nas duas equações acima, obtém-se:

$$sX(s) - x(0) = \mathbf{A}.X(s) + \mathbf{B}.U(s) \quad (2.38)$$

$$Y(s) = \mathbf{C}.X(s) + \mathbf{D}.U(s) \quad (2.39)$$

No caso de sistema linearizado em torno de um ponto de operação, as variáveis representam desvios e condições iniciais deste desvio são nulas, ficando com (onde  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade):

$$Y(s) = \mathbf{C}.(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}.\mathbf{B}.U(s) + \mathbf{D}.U(s) \quad (2.40)$$

Evidenciando  $U(s)$ , tem-se:

$$Y(s) = [\mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{D}] \cdot U(s) \quad (2.41)$$

Portanto, assim como ocorre com a modelagem por funções de transferência, tem-se uma relação direta entre a entrada de um sistema dinâmico e a sua saída:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = [\mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{D}] \quad (2.42)$$

E, por fim, tem-se a função de transferência  $G(s)$  de um sistema modelado por espaço de estados:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) = [\mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{D}] \quad (2.43)$$

Então, se pode concluir que a modelagem por função de transferência e a modelagem através do espaço de estados estão relacionada entre si.

### 2.3.5 MODELAGEM POR SISTEMAS DESCRITORES

A formulação por sistemas descritores produz matrizes com estruturas esparsas, computacionalmente mais eficientes que as da formulação por equações de estado, embora para um sistema pequeno isto não seja aparente. Mesmo considerando as maiores dimensões das matrizes, sistemas de grande porte são mais eficientemente resolvidos por sistemas descritores ao invés de equações de estado [31].

Mais geral que a modelagem através do espaço de estados, a modelagem através de sistemas descritores se diferencia da modelagem por espaço de estados devido a matriz  $\mathbf{T}$  que multiplica o vetor  $\dot{\mathbf{x}}$ . Por questões de simplicidade, será suposto um sistema LTI:

$$\mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot u(t) \quad (2.44)$$

$$y(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \cdot u(t) \quad (2.45)$$

Segundo [31], A matriz  $\mathbf{T}$  possui elementos constantes e não é, necessariamente, inversível, se o caso geral for considerado.

Assim, a modelagem por sistemas descritores, quando o caso mais geral é considerado, é composta por equações envolvendo termos diferenciais e equações algébricas.

Supondo o caso particular que a matriz  $T$  é diagonal e composta apenas de elementos nulos e unitários, as equações são de dois tipos: de estado e algébricas, ou seja:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Onde:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Sendo assim, é possível concluir que a dimensão da matriz identidade é igual ao número de estados do sistema.

As equações algébricas e diferenciais podem ser separadas, chegando-se ao seguinte modelo:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{A}_3 & \mathbf{A}_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_x \\ \mathbf{B}_r \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (2.48)$$

$$y(t) = [\mathbf{C}_x \quad \mathbf{C}_r] \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ r(t) \end{bmatrix} + \mathbf{D} \cdot u(t) \quad (2.49)$$

Ainda considerando o sistema LTI particular dado pelas (2.48) e (2.49), observa-se que é possível eliminar o vetor de variáveis algébricas se a matriz  $\mathbf{A}_4$  for inversível, ou seja:

$$\mathbf{A}_3 \cdot x(t) + \mathbf{A}_4 \cdot r(t) + \mathbf{B}_r \cdot u(t) = 0 \quad (2.50)$$

Então:

$$r(t) = -\mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3 \cdot x(t) - \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r \cdot u(t) \quad (2.51)$$

Substituindo a (2.51) na (2.48) e na (2.49), tem-se:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}_1 \cdot x(t) + \mathbf{A}_2 \cdot \{-\mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3 \cdot x(t) - \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r \cdot u(t)\} + \mathbf{B}_r \cdot u(t) \quad (2.52)$$

$$y(t) = \mathbf{C}_x \cdot x(t) + \mathbf{C}_r \cdot \{-\mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3 \cdot x(t) - \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r \cdot u(t)\} + \mathbf{D} \cdot u(t) \quad (2.53)$$

Reunindo os termos multiplicados por  $x(t)$  e os termos multiplicados por  $u(t)$ :

$$\dot{x}(t) = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3) \cdot x(t) + (\mathbf{B}_r - \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r) \cdot u(t) \quad (2.54)$$

$$y(t) = (\mathbf{C}_x - \mathbf{C}_r \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3) \cdot x(t) + (\mathbf{D} - \mathbf{C}_r \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r) \cdot u(t) \quad (2.55)$$

Percebe-se que o sistema descritor ilustrado nas (2.48) e (2.49) degenera em um sistema modelado no espaço de estados nas (2.54) e (2.55), portanto, pode-se escrever:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}' \cdot x(t) + \mathbf{B}' \cdot u(t) \quad (2.56)$$

$$y(t) = \mathbf{C}' \cdot x(t) + \mathbf{D}' \cdot u(t) \quad (2.57)$$

Onde:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}' &= (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3) \\
\mathbf{B}' &= (\mathbf{B}_r - \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r) \\
\mathbf{C}' &= (\mathbf{C}_x - \mathbf{C}_r \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{A}_3) \\
\mathbf{D}' &= (\mathbf{D} - \mathbf{C}_r \cdot \mathbf{A}_4^{-1} \cdot \mathbf{B}_r)
\end{aligned}
\tag{2.58}$$

Pode-se perceber, também, que se a modelagem por sistemas descritores degenera na modelagem por espaço de estados, é intuitivo imaginar que ela degeneraria na modelagem através de funções de transferência. Portanto, pode-se dizer que a modelagem por sistemas descritores é o conjunto que contém a modelagem por espaço de estados que, por sua vez, contém a modelagem através de funções de transferência.

Na modelagem por sistemas descritores, inicialmente escreve-se as equações de cada ramo RLC (circuito com resistências, indutores e capacitores) série ou paralelo, que são funções das tensões dos nós e da corrente do elemento [31]. Ou seja, se for incluir a dinâmica na rede para estudos elétricos, a matriz  $\mathbf{T}$  é preenchida com valores um nos elementos associados a correntes nos indutores e tensões nos capacitores (tornam-se equações de estado), mas se desconsiderar a dinâmica da mesma, a matriz é preenchida com valores zero para os mesmos elementos (tornam-se equações algébricas).

### 2.3.5.1 FASORES DINÂMICOS

De acordo com a teoria da série de Fourier, qualquer função periódica que satisfaça a condição de Dirichlet pode ser expressa como uma série de Fourier, assim ela pode ser expressa como a soma de uma série de funções seno e funções cosseno[33] durante  $-T/2 < t \leq T/2$  como:

$$f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \sin k\omega t + B_k \cos k\omega t
\tag{2.59}$$

Onde:

$$A_k = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} f(t) \sin k\omega t dt
\tag{2.60}$$

$$B_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} f(t) dt \quad (2.61)$$

$$B_k = \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} f(t) \cos k\omega t \quad (2.62)$$

A equação (2.59) pode ser escrita em um formato compacto utilizando formulação complexa:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (b_k - ja_k) e^{jk\omega t} \quad (2.63)$$

Onde  $a_k = \frac{A_k}{2}$ ,  $b_k = \frac{B_k}{2}$ . Usando a abordagem convencional de modelagem dinâmica de fasores, uma função  $x(t)$  que toma  $T$  como um período no domínio do tempo, pode ser expressa como a forma das séries de Fourier no intervalo [a, b]:

$$x(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k(t) e^{jk\omega\tau} \quad (2.64)$$

A equação (2.64) é a expressão fasorial dinâmica tradicional, em que  $X_k(t)$  é uma série de coeficientes complexos de Fourier variáveis no tempo, ou seja, um fasor dinâmico. O  $k$ -ésimo coeficiente é chamado como fasor dinâmico de ordem harmônica  $k$  e é obtido pela operação de média ponderada pelo termo exponencial complexo:

$$X_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^T x(\tau) e^{-j\omega\tau} = \langle x \rangle_k \quad (2.65)$$

Onde  $X_k(t)$  é uma função do tempo. Quando a janela estudada (a largura é  $T$ ) se move ao longo do eixo do tempo na forma de onda  $x(\tau)$ , o fasor  $X_k(t)$  mudará. Se os componentes harmônicos não importantes forem ignorados, ele poderá simplificar o modelo e capturar os principais componentes dinâmicos do sistema. No processo de modelagem, o novo modelo de espaço de estados pode ser obtido preservando-se o termo de frequência fundamental e o termo CC. Deve-se notar que os fasores acima são números complexos. E num caso particular onde  $t$  é igual a  $\tau$ :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} X_k(t) e^{jk\omega t} \quad (2.66)$$

Comparando (2.64) e (2.65) pode-se ver que se (2.64) é expresso na forma de uma série de formas seno e cosseno, pode ser escrito como:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} B_{kRe} \cos k\omega t - A_{kIm} \sin k\omega t \quad (2.67)$$

Ou seja, com os fasores dinâmicos se podem modelar a rede como se fosse para estudos de transitórios eletromagnéticos e os equipamentos e sistema de controle como se fosse para estudos de transitórios eletromecânicos se tornando assim uma simulação híbrida.

Será ilustrado, na Figura 14, o formato de um sistema descritor num circuito RL, como exemplo.

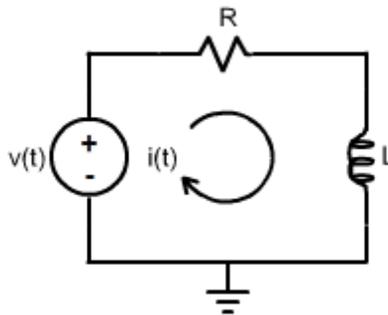


Figura 14 – Circuito RL.

Equação do circuito:

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di}{dt} \quad (2.68)$$

Sendo,  $R$  a resistência do circuito;  $L$  é a indutância;  $i(t)$  é a corrente que percorre o circuito variando no tempo; e  $v(t)$  a tensão do circuito variando no tempo.

Em fasor dinâmico:

$$v(t) = V(t)_{re} \cos wt - V(t)_{im} \sin wt \quad (2.69)$$

$$i(t) = I(t)_{re} \cos wt - I(t)_{im} \sin wt \quad (2.70)$$

Substituindo as equações (2.69) e (2.70) em (2.68), obtém:

$$V(t)_{re} = RI(t)_{re} - \omega L I(t)_{im} + L \frac{dI_{re}}{dt} \quad (2.71)$$

$$V(t)_{im} = RI(t)_{im} + \omega L I(t)_{re} + L \frac{dI_{im}}{dt} \quad (2.72)$$

Na forma matricial, vem que:

$$\begin{bmatrix} V_{re} \\ V_{im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{re} \\ I_{im} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{re} \\ \dot{I}_{im} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Dividindo a equação (2.73) por L e rearranjando, se encontra:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{re} \\ \dot{I}_{im} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{re} \\ V_{im} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{re} \\ I_{im} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Que equivale a:

$$\mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{I}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{I}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{V}(t) \quad (2.75)$$

Deve observar que em uma rede composta por múltiplos elementos, o mesmo método é feito para os mesmos, ou seja, para os capacitores, circuitos RLC e outros elementos do sistema. Neste caso, para a modelagem completa da rede, adiciona-se

ainda as equações de Kirchoff da lei dos nós, que são algébricas e tornam o sistema descritor [31].

Para o modelo de transitórios eletromecânicos, os termos diferenciais são desprezados, considerando que as constantes de tempo dos transitórios eletromagnéticos são em uma faixa de frequência bem mais rápidas. Com isto, as relações entre os fasores de tensão e corrente passam a ser algébricas, não sendo necessária a aplicação do método trapezoidal descrito na seção seguinte, que permite tornar as equações diferenciais em algébricas. Estas equações algébricas relacionam grandezas no tempo futuro após um passo de tempo e no tempo corrente. Pode-se então, a partir do tempo inicial, onde todas as variáveis em regime permanente são conhecidas, calcular as grandezas nos tempos futuros, avançando sequencialmente a cada passo de tempo considerando os diversos distúrbios sendo aplicados nos seus respectivos tempos de ocorrência definidos antes da simulação.

Embora no modelo eletromecânico as componentes diferenciais da rede elétrica são desprezadas, o mesmo não ocorre para as equações diferenciais dos diversos equipamentos e do sistema de controle, sendo que estas são resolvidas pelo método trapezoidal de integração numérica.

### **2.3.5.2 MÉTODO TRAPEZOIDAL**

A resposta no tempo não linear pode ser obtida de várias maneiras, mas considerando-se que o programa ANATEM utiliza o método trapezoidal para esse tipo de simulação, o que pode ser visto em [34] e para fins de validação de resultados, a alternativa escolhida para realizar a simulação no domínio do tempo no Matlab também é o método trapezoidal. Em suma, o método trapezoidal é uma integração numérica que consiste em uma espécie de interpolação. A ideia é substituir uma função complicada  $f(x)$  por outra composta por operações mais simples e fácil de integrar que pode ser melhor explicado em [35].

O problema de simulação de transitórios eletromecânicos ou eletromagnéticos consiste na obtenção da solução de equações algébricas e diferenciais que fornece o comportamento das máquinas e equipamentos da rede elétrica. O método de integração usado para a solução das equações é o trapezoidal [36] devido a sua simplicidade, eficácia e estabilidade. Esse método é numericamente estável [36], evitando acúmulo de erros ao longo de cada passo de integração.

### 2.3.5.3 MÉTODO DE SOLUÇÃO SIMULTÂNEO (NEWTON RAPHSON + TRAPEZOIDAL)

O procedimento simultâneo para simulação no tempo de um sistema de equações não lineares utilizado neste trabalho, mais especificamente no Matlab, é feita utilizando o método de Newton Raphson com o método de integração trapezoidal em um sistema descritor. Sabe-se que pelo método descritor que:

$$T.\dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t) \quad (2.76)$$

Assumindo um sistema não linear de equações algébricas e diferenciais, vem que:

$$T.\dot{x}(t) = f(x) + B.u(t) \quad (2.77)$$

Aplicando a regra do método trapezoidal:

$$T.\frac{x_f - x_i}{\Delta t} = \frac{f(x_f) + f(x_i)}{2} + B.\frac{u_f + u_i}{2} \quad (2.78)$$

Onde o índice  $f$  significa o valor da variável no final do intervalo; o índice  $i$  significa o valor da variável no início do intervalo. Em (2.78) sabe-se que  $x_f$  é uma variável desconhecida, entretanto isso pode ser resolvido usando o método de Newton-Raphson [37]:

$$x_f^{(k+1)} = x_f^{(k)} + \Delta x_f^{(k+1)} \quad (2.79)$$

$$f(x_f^{(k+1)}) = f(x_f^{(k)}) + A(x_f^k).\Delta x_f^{(k+1)} \quad (2.80)$$

Onde os elementos da matriz jacobiana  $A$  são dados por:

$$a_{i,j} = \frac{\partial f(x_f^{(k)})}{\partial x_j} \quad (2.81)$$

Substituindo (2.79) e (2.80) em (2.78):

$$T \cdot \frac{(x_f^k + \Delta x_f^{(k+1)} - x_i)}{\Delta t} = \frac{f(x_f^k) + A(x_f^k) \cdot \Delta x_f^{(k+1)} + f(x_i)}{2} + B \cdot \frac{u_f + u_i}{2} \quad (2.82)$$

Reorganizando a (2.82), vem:

$$\left[ \frac{2T}{\Delta t} - A(x_f^{(k)}) \right] \cdot \Delta x_f^{(k+1)} = f(x_f^k) + f(x_i) - \frac{2T}{\Delta t} (x_f^{(k)} + x_i) + B \cdot (u_f + u_i) \quad (2.83)$$

Assim,  $\Delta x_f^{(k+1)}$  pode ser resolvido pela solução linear de (2.83) e o próximo valor de variáveis no final do intervalo pode ser calculado por:

$$x_f^{(k+1)} = x_f^k + \Delta x_f^{(k+1)} \quad (2.84)$$

Se  $\Delta x_f^{(k+1)}$  for menor que a tolerância estabelecida, o cálculo continua para o próximo intervalo de tempo de integração. Logo o método de solução utilizado nesta seção do trabalho foi de (2.83).

### 2.3.6 MALHA DE CONTROLE

Neste trabalho foi desenvolvido um modelo CDU (Controlador Definido pelo Usuário) que tem a função de controlar a tensão CA e a tensão CC em conjunto, conforme a Figura 15.

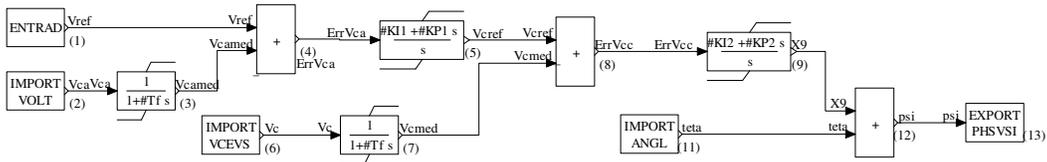


Figura 15 – Malha de Controle do Sistema no CDUEdit.

No cálculo da referência de tensão  $V_{ref}$ , mostrado na Figura 15, a tensão de referência CA é comparada com a tensão medida instantânea na barra ao qual o equipamento VSC está inserido,  $V_{camed}$ . O erro,  $ErrV_{ca}$ , entre o valor de amplitude de tensão medida e o valor calculado como referência é utilizado por um controlador proporcional e integral (PI) para gerar a tensão de referência CC,  $V_{cref}$ , que é

comparada com a tensão de medida no capacitor do VSC,  $V_{med}$ , o erro,  $E_{rr}V_{cc}$ , entre essa diferença é inserido num controlador proporcional e integral para gerar um sinal de controle,  $Psi$ . Este sinal de controle faz o ajuste da potência reativa de compensação sendo gerada pelo STATCOM de forma a resultar no valor de tensão desejado pelas referências das duas tensões controladas.

O controle do equipamento VSC no PSCAD, conforme a Figura 16 é o mesmo do ANATEM, Figura 15, e está controlando tanto a tensão RMS da barra 4 da Figura 12, quanto a tensão CC do capacitor (tem que passar para pu antes de entrar no controle) do equipamento.

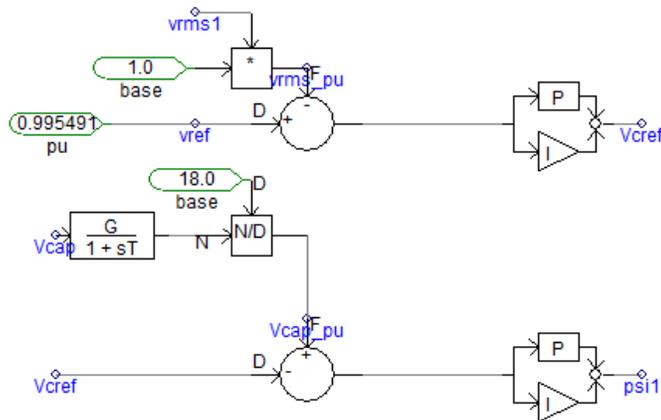


Figura 16 – Sistema de Controle do STATCOM no PSCAD.

### 2.3.6.1 CONTROLADOR PI

Um controlador proporcional e integral (PI) é composto por uma ação proporcional e uma ação integral, como pode ser visto na Figura 17. O objetivo da parte integral é levar o erro em regime permanente até zero e o proporcional tem como papel a redução do erro por um sinal atuante que é proporcional a magnitude do erro.

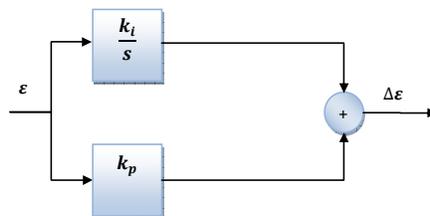


Figura 17 – Controlador PI.

Na Tabela 1 estão os valores das constantes utilizadas na malha da Figura 15, estes foram escolhidos de acordo com faixas de valores que produziram resultados razoáveis para o sistema considerado.

*Tabela 1 – Valores de constantes para a regulação da tensão.*

Regulação de Tensão	
Kp1	8
Ki1	0,2
Kp2	0,05
Ki2	1

### **2.3.7 VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS DO SISTEMA DE 4 BARRAS**

Para a validação dos resultados, foram considerados três programas: PSCAD, ANATEM e Matlab, sendo que o Matlab fará a composição da dinâmica ou não da rede utilizando sistema descritor. O comportamento dinâmico do sistema nos três programas citados e os resultados obtidos serão comparados.

#### **2.3.7.1 MODELO PSCAD**

As características do modelo utilizado no PSCAD são:

- Modelo de transitórios eletromagnéticos;
- Representação da rede elétrica por equações diferenciais e algébricas, portanto com dinâmica da rede elétrica;
- Sistema trifásico;
- Grandezas no domínio do tempo, portanto considerando as diversas frequências harmônicas.

#### **2.3.7.2 MODELO ANATEM**

As características do modelo utilizado no ANATEM são:

- Modelo de transitórios eletromecânicos;

- Representação da rede elétrica por equações algébricas formadas por impedâncias na frequência fundamental, portanto sem dinâmica da rede elétrica;
- Sistema equivalente monofásico de sequência positiva;
- Grandezas fasoriais na frequência fundamental.

### 2.3.7.3 MODELO STATCOM

O modelo utilizado para as simulações deste trabalho foi o VSC – 2 níveis (mais elementar), conforme a Figura 18 e já explicado na sessão anterior.

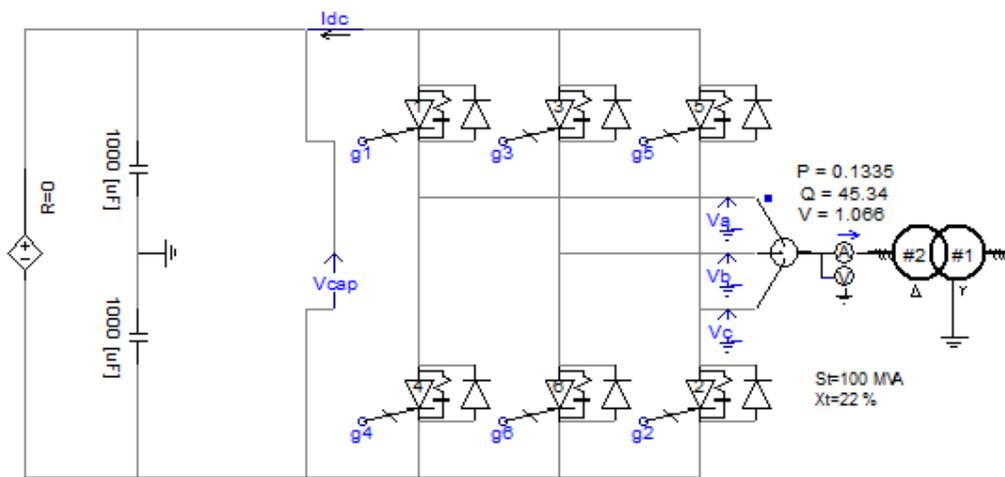


Figura 18 – STATCOM no PSCAD.

Na região de Rio Branco existe um compensado estático, que possui estrutura de STATCOM, sendo um conversor fonte de tensão (VSC). Esse compensador, denominado SVC Plus, foi fundamentado na tecnologia modular multinível para conversores de fonte de tensão (VSC) utilizando IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) ao invés de tiristores [21].

Esse equipamento fornece ao sistema CA um suporte de potência reativa bem dinâmico e ajustável dentro de uma dada faixa de operação, e pode injetar sua capacidade máxima nominal de corrente em baixos níveis de tensão, diferentemente dos CEs convencionais que são fortemente dependentes do nível da tensão no ponto de conexão. Além disso, produz uma forma de onda quase que puramente senoidal da rede CA.

O Compensador Estático de Rio Branco é estruturado para fornecer, em operação contínua, entre +55 Mvar (capacitivo) e -20 Mvar (indutivo) de potência reativa ao sistema. O arranjo do CE de Rio Branco é apresentado na Figura 6 e projetado como em [21].

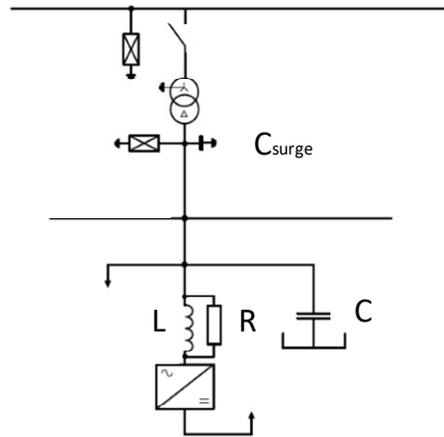


Figura 19 – Diagrama Simplificado do CE de Rio Branco.

O conversor SVC PLUS é um MMC com pontes H IGBT em cascata e capacitores isolados (vários VSCs em série), de modo que um ramo conversor tenha apenas dois terminais. Esta topologia é apresentada simplificada na Figura 19, que também mostra uma imagem de um módulo do conversor. A tensão resultante em cada fase do conversor terá uma forma de onda bem suave, muito próxima a uma senóide. Devido à tecnologia MMC usada, filtros pequenos são necessários, principalmente para eliminar componentes de alta frequência causados pela mudança dos semicondutores de potência. As informações do controle e os submódulos de cada fase se encontram em [21].

#### 2.3.7.4 CÁLCULO DO CAPACITOR

O cálculo do capacitor utilizado no STATCOM é feita da seguinte forma:

$$C = \frac{2S_{STAT}\tau}{V_{CC}^2} \quad (2.85)$$

Onde,  $\tau = (2/6)f$  e  $V_{CC} = \pi V_{Base}/\sqrt{6}$ , como é visto em [2]. O valor do capacitor foi de aproximadamente  $437\mu\text{F}$ , mas foi utilizado um capacitor de  $500\mu\text{F}$ .

### 2.3.7.5 LINEARIZAÇÃO DO PLL PARA MODELAGEM NO MATLAB

Na Figura 13 se observa um modelo completo do circuito do PLL que está inserido no PSCAD. Entretanto, neste PLL foram feitas algumas simplificações e a linearização que produzem resultados semelhantes, conforme implementado em [38] que é definido como uma realimentação unitária como visto na Figura 20, ou seja, no Matlab foi introduzido um modelo linearizado para o PLL.

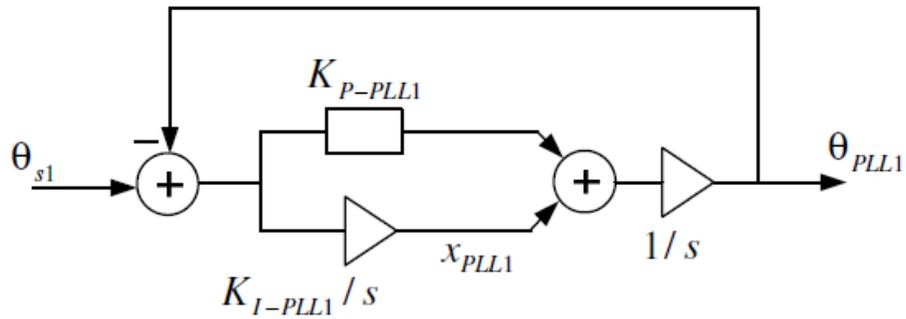


Figura 20 – Modelo Simplificado para linearização do PLL. Fonte:[38].

De (2.66), tem-se que:

$$\dot{V}_s = V_s^{re} + jV_s^{im} \quad (2.86)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left\{ \frac{V_s^{im}}{V_s^{re}} \right\} + \frac{\pi}{2} \quad (2.87)$$

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

$$\frac{V_s^{im}}{V_s^{re}} = \frac{\sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right)}{\cos\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.88)$$

As equações do modelo simplificado, pela Figura 20, são:

$$x_{PLL} = K_{i\_PLL} \left( \int (\theta_s - \theta_{PLL}) dt \right) \quad (2.89)$$

$$\theta_{PLL} = \int (K_{p\_PLL}(\theta_s - \theta_{PLL}) + x_{PLL}) dt \quad (2.90)$$

$$V_s^{re} \sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) - V_s^{im} \cos\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) = 0 \quad (2.91)$$

Utilizando (2.89) e (2.90) e derivando as duas, mas substituindo pelos seus respectivos desvios, vem:

$$\frac{d\Delta x_{PLL}}{dt} = K_{i\_PLL}(\Delta\theta_s - \Delta\theta_{PLL}) \quad (2.92)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = K_{p\_PLL}(\Delta\theta_s - \Delta\theta_{PLL}) + \Delta x_{PLL} \quad (2.93)$$

Linearizando (2.91), vem:

$$V_s^{re} \sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) - V_s^{im} \cos\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) = \varepsilon \quad (2.94)$$

$$\Delta\varepsilon = \frac{d\varepsilon}{dV_s^{re}} \Delta V_s^{re} + \frac{d\varepsilon}{dV_s^{im}} \Delta V_s^{im} + \frac{d\varepsilon}{d\theta_s} \Delta\theta_s = 0 \quad (2.95)$$

$$\begin{aligned} & \sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) \Delta V_s^{re} - V_s^{im} \cos\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) \Delta V_s^{im} \\ & + \left[ V_s^{re} \sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) + V_s^{im} \cos\left(\theta_s - \frac{\pi}{2}\right) \right] \Delta\theta_s = 0 \end{aligned} \quad (2.96)$$

As equações que foram modeladas no Matlab para a representação do PLL foram de (2.89) a (2.91).

### 2.3.7.6 SIMULAÇÃO SEM DINÂMICA DA REDE

Considerando a rede da Figura 12, a primeira simulação é feita desconsiderando a dinâmica da rede. Sendo assim, as comparações são feitas entre os programas ANATEM e Matlab. Nessa simulação, provocou-se um degrau de 5% na tensão de referência da barra 4 no tempo de 0,1s com passo de integração de 1 ms.

A Figura 21 e a Figura 22 mostram os resultados da simulação nos dois programas e conclui-se que as tensões, tanto no Matlab quanto no ANATEM, entram em regime permanente ao mesmo tempo e com valores praticamente iguais. Os comportamentos dinâmicos em ambos os programas também são bem parecidos logo após o degrau na tensão, sendo que as três curvas nos dois programas são visualmente coincidentes.

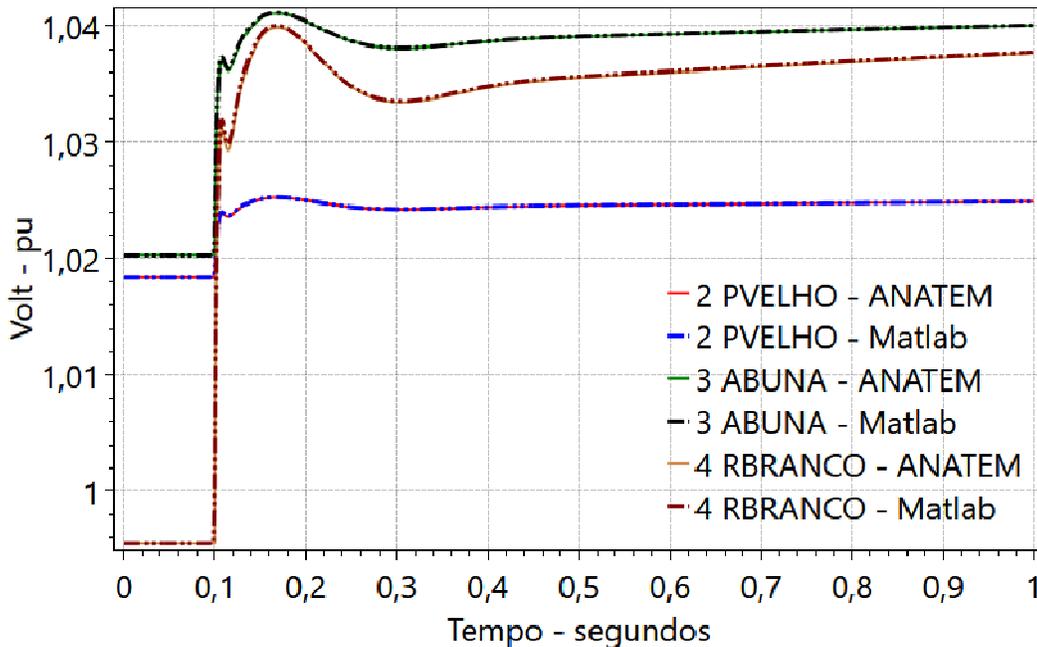


Figura 21 – Tensões do Sistema Teste sem dinâmica da rede.

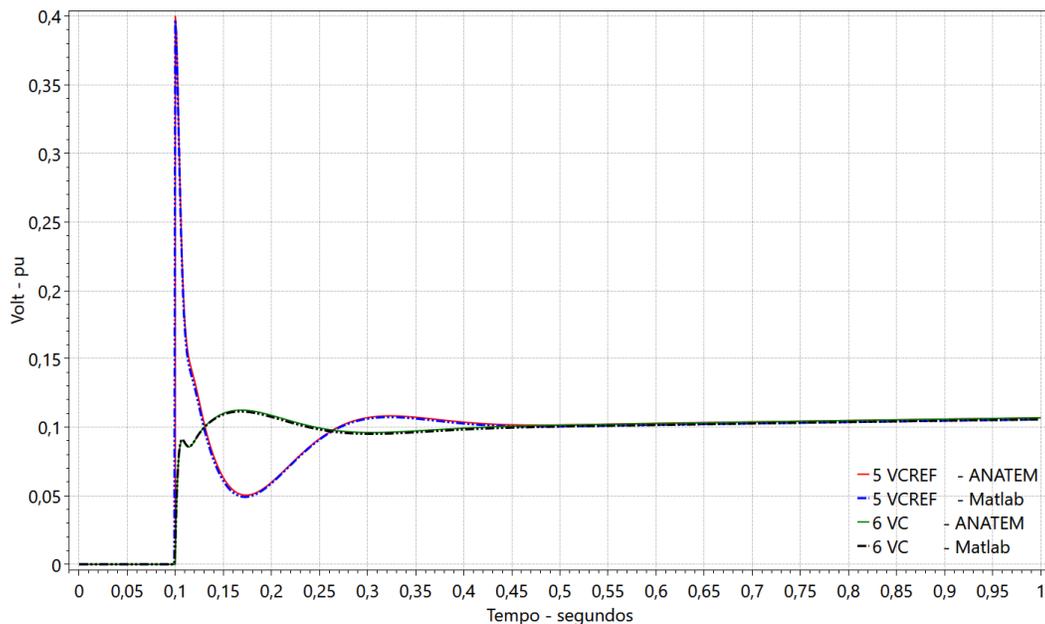


Figura 22 – Tensão CC do Capacitor sem Dinâmica da rede.

Vale ressaltar que a tensão no capacitor, que consta na Figura 22, é mostrada com o desvio das variáveis em relação aos valores iniciais ( $t=0$ ) por questão de simplicidade já que a modelagem do sistema no Matlab não é a completa, ou seja, o  $\Delta V$  das variáveis.

### 2.3.7.7 SIMULAÇÃO COM DINÂMICA DA REDE

Com a mesma rede da Figura 12, a segunda simulação foi realizada trabalhando no PSCAD e no Matlab, ou seja, tendo a dinâmica da rede. Nessa simulação provocou-se a mesma perturbação do caso sem dinâmica da rede, com o passo de integração de  $40 \mu s$  e no mesmo tempo. A Figura 23 e Figura 24 mostram os resultados das simulações nos dois programas e conclui-se que as tensões, tanto no Matlab quanto no PSCAD, entram em regime permanente ao mesmo tempo e com valores praticamente iguais, apesar dos ruídos nas tensões resultando do PSCAD. Vale ressaltar que o equipamento foi modelado na frequência fundamental no Matlab e por isso não provocará harmônicos na rede como o equipamento no PSCAD, por isso a dinâmica deste tem muito ruído em comparação ao modelo do Matlab.

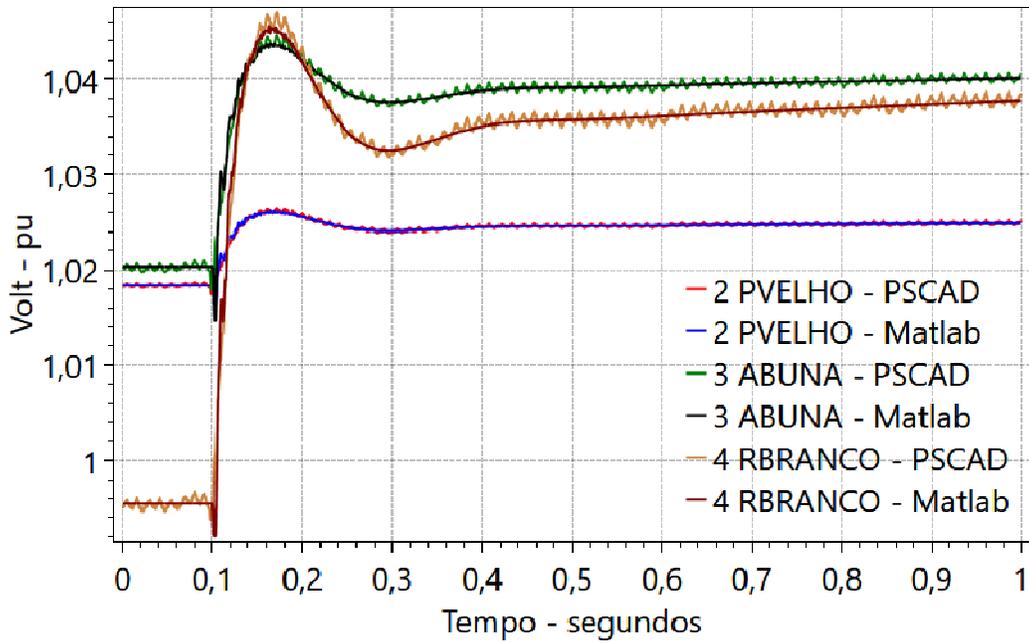


Figura 23 – Tensões do Sistema Teste com dinâmica da rede.

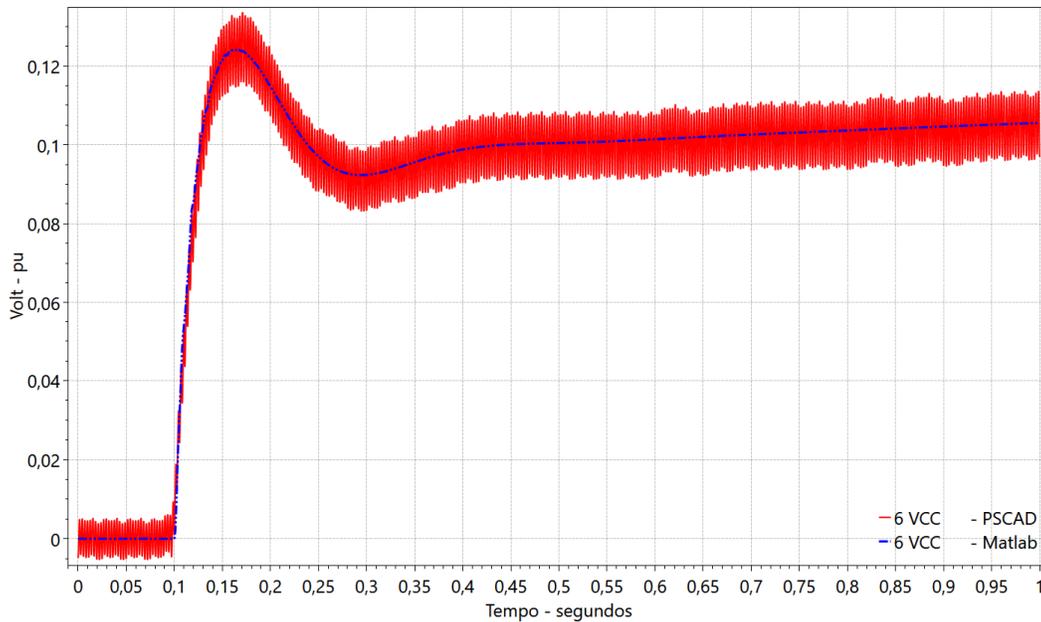


Figura 24 – Tensão CC do capacitor com Dinâmica da rede.

### 2.3.7.8 TENSÃO NA BARRA DE RIO BRANCO

A Figura 25 e a Figura 26 mostram a tensão na barra de Rio Branco e a tensão CC do equipamento ao longo da simulação e percebe-se que mesmo com ou sem a dinâmica da rede o sistema entra em regime permanente no mesmo valor para os três programas utilizados, não perdendo suas características em regime permanente. No

entanto a dinâmica da tensão considerando ou não a dinâmica da rede é diferente. Ressalta-se que a despeito das diferenças encontradas com a diferença de modelagem, que já seria esperada, os resultados entre os modelos em Matlab sem e com dinâmica são visualmente coincidentes com os modelos implementados no ANATEM (sem a dinâmica da rede) e PSCAD (com a dinâmica da rede). Deve-se ainda observar que estas diferenças não devem impactar significativamente nos transitórios eletromecânicos, por concentrarem-se em um período de tempo curto (100 ms) com maior erro na tensão e não na potência ativa cuja variação é desprezível.

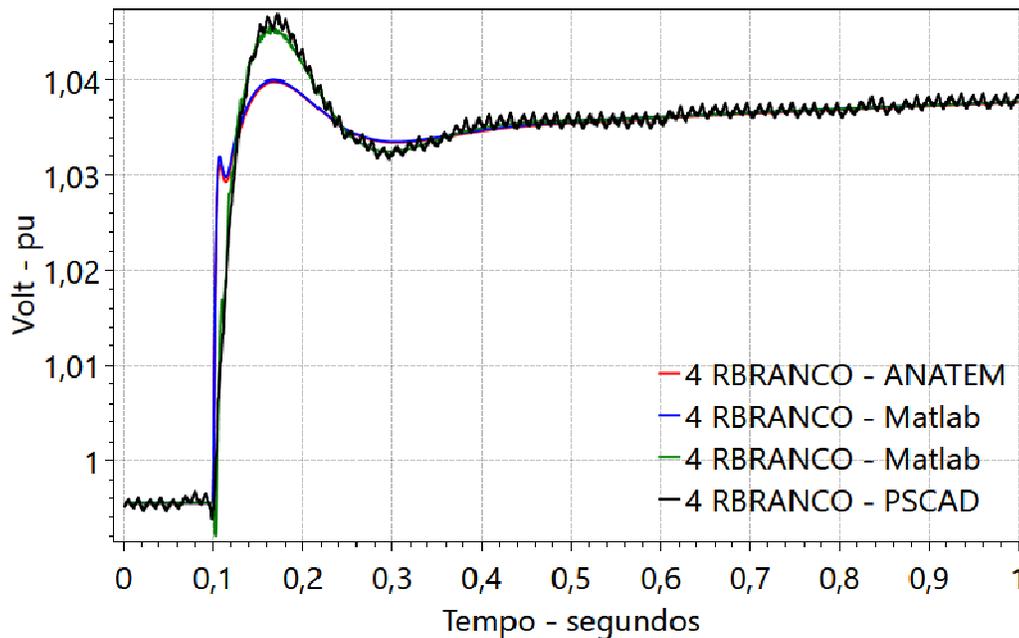


Figura 25 – Tensão da Barra 4 sem (curvas em azul e vermelho) e com (curvas em verde e preto) dinâmica da rede Rio Branco.

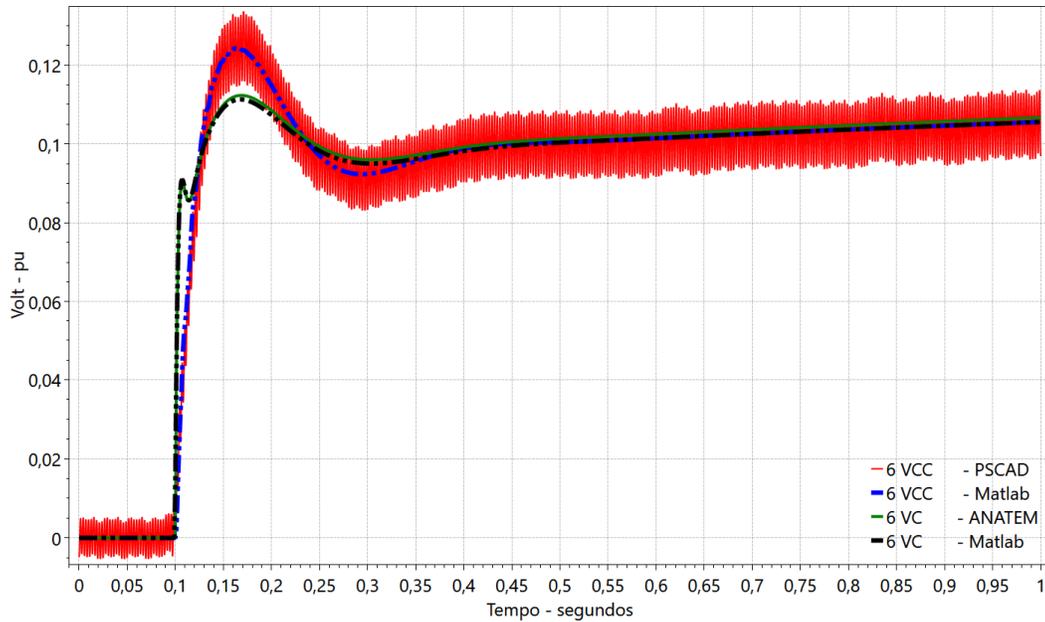


Figura 26 – Tensão CC do capacitor sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

Portanto, constata-se que o equipamento modelado no ANATEM é bem estruturado e representado. As maiores diferenças encontradas nas simulações se devem à modelagem da dinâmica da rede elétrica que não é considerada no ANATEM, por se tratar de um programa computacional desenvolvido para estudos de transitórios eletromecânicos.

## 2.4 SISTEMA TESTE DE 20 BARRAS

A rede equivalente utilizada para validar os resultados de PSCAD, ANATEM e Matlab, é uma de rede teste no Programa ANAREDE [30], cujo diagrama unifilar pode ser visto na Figura 27. O sistema possui, em resumo, 3 geradores (Modelo Clássico de máquina síncrona com fonte de tensão constante em série com a reatância transitória de eixo direto), 20 barras (duas delas depois do transformador do VSC e 3 delas como barra infinita), duas cargas, 3 shunts e dois modelos STATCOM (um na barra três de 500kV e outro na barra 18 de 230kV). Como dito no exemplo da seção anterior, o ANAREDE não possui modelo STATCOM, assim para simulações no ANATEM é preciso inserir um modelo de compensador estático na barra desejada no caso de fluxo de potência e, nos dados dinâmicos do ANATEM, deve-se utilizar um modelo de STATCOM para esse compensador estático. Não há a modelagem de reguladores de

tensão, velocidade e PSS's. Convém ressaltar que neste sistema, para maior precisão dos resultados com dinâmica na rede, dividiram-se as seções de linhas de transmissão em trechos curtos de 50 km, para uma modelagem de maior ordem dos transitórios eletromagnéticos de ondas trafegantes.

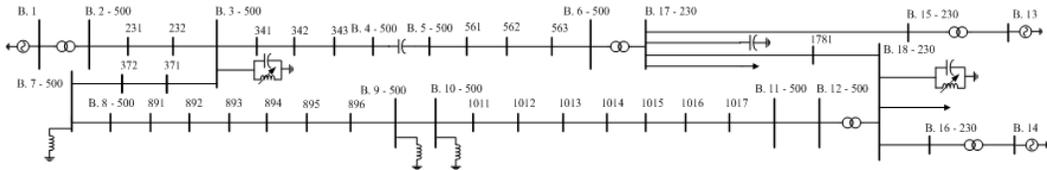


Figura 27 – Sistema 20 barras.

O circuito de sincronismo - PLL, modelagem do sistema da malha de controles de tensão, método de solução no Matlab e equacionamento dos equipamentos estão na seção de 2.3.1 a 2.3.7.5 Portanto, pode-se ir direto para a validação do sistema.

## 2.4.1 ANÁLISE DE CURTO CIRCUITO NO SISTEMA TESTE DE 20 BARRAS

### 2.4.1.1 SIMULAÇÃO SEM E COM DINÂMICA DA REDE

Antes de analisar o sistema frente à aplicação de um curto circuito, considerando a rede da Figura 27, foi feita uma breve averiguação com duas simulações, uma desconsiderando e a outra considerando a dinâmica da rede. Sendo assim, as comparações são feitas entre os programas PSCAD, ANATEM e Matlab. Nas simulações, provocou-se um degrau mais severo de 10% na tensão de referência da barra 3 no tempo de 0,1s onde está inserido um STATCOM com passo de integração de 40  $\mu$ s para o caso com dinâmica da rede e de 1ms para o caso sem a dinâmica da rede.

No caso da simulação com a dinâmica da rede foi feita a filtragem das tensões no PSCAD para melhorar a visualização e o formato de onda das mesmas, assim com no Matlab.

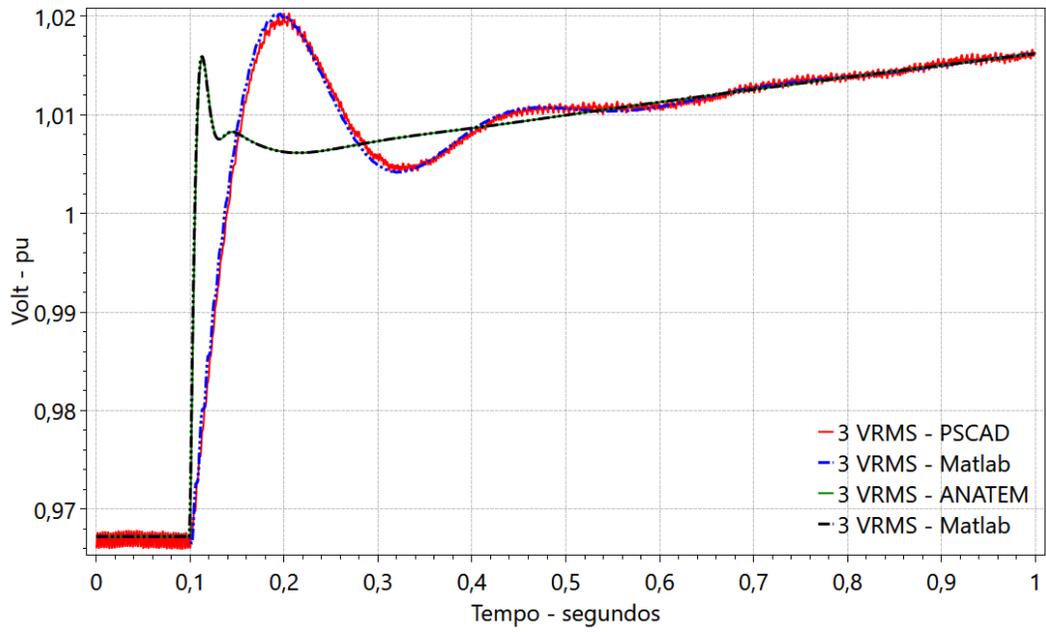


Figura 28 – Tensões na barra 3 onde está inserido um STATCOM sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

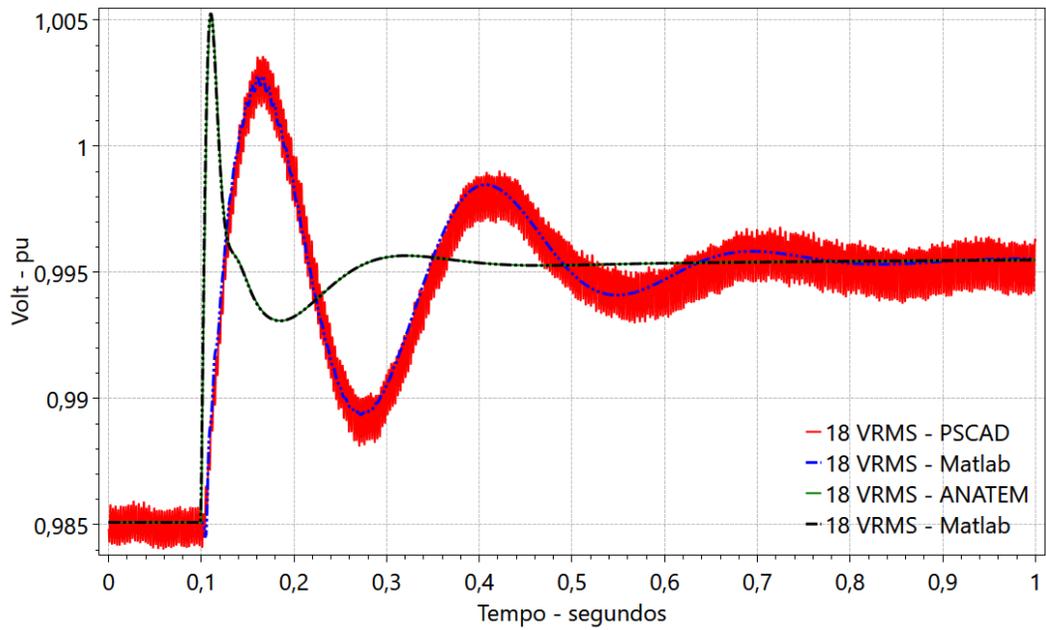


Figura 29 – Tensões na barra 18 onde está inserido um STATCOM sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

A Figura 28 e a Figura 29 mostram as tensões nas barras ao quais os equipamentos STATCOM's foram inseridos e pode-se notar que a tensão na barra 18 entra em regime em aproximadamente 0,6s após o degrau de 10% na barra 3, esta ainda está tentando encontrar o seu regime. Vale destacar que, da mesma forma que no sistema exemplo anterior, os resultados do comportamento dinâmico de ambas as barras entre o modelo desenvolvido em Matlab e os modelos implementados no ANATEM e PSCAD são praticamente coincidentes, havendo, no entanto diferenças entre os resultados com ou sem dinâmica da rede, conforme já esperado.

A Figura 30 (perto do STATCOM da barra 18), Figura 31 (perto do STATCOM da barra 3) e Figura 32 (longe dos dois equipamentos) são exemplos de tensões das barras restantes da rede estudada o que se concluiu que o regime permanente nas barras é o mesmo com ou sem a dinâmica da rede.

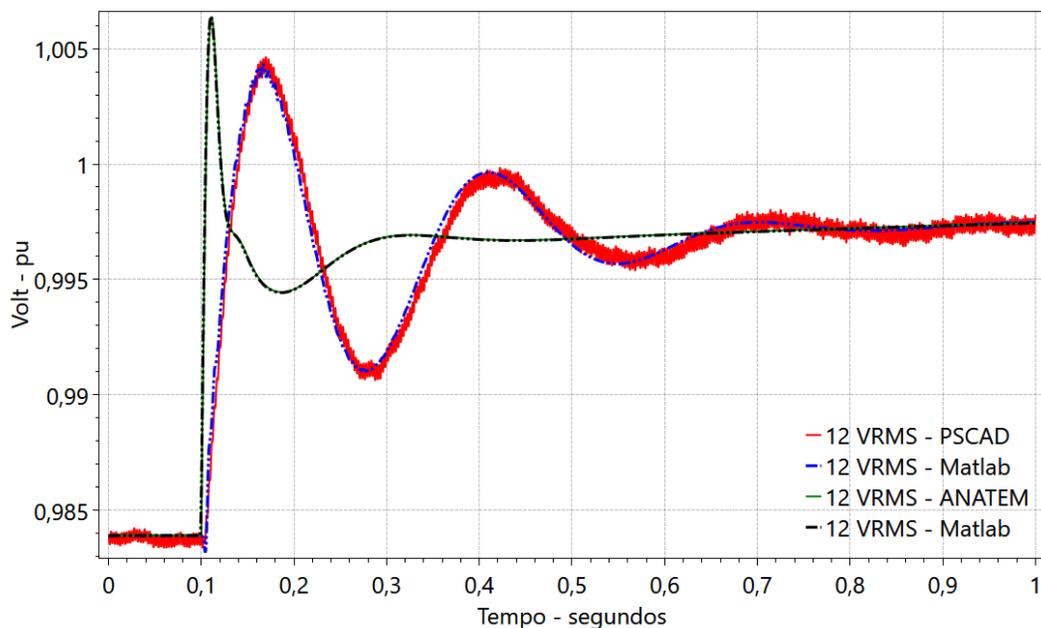


Figura 30 – Tensões na barra 12 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

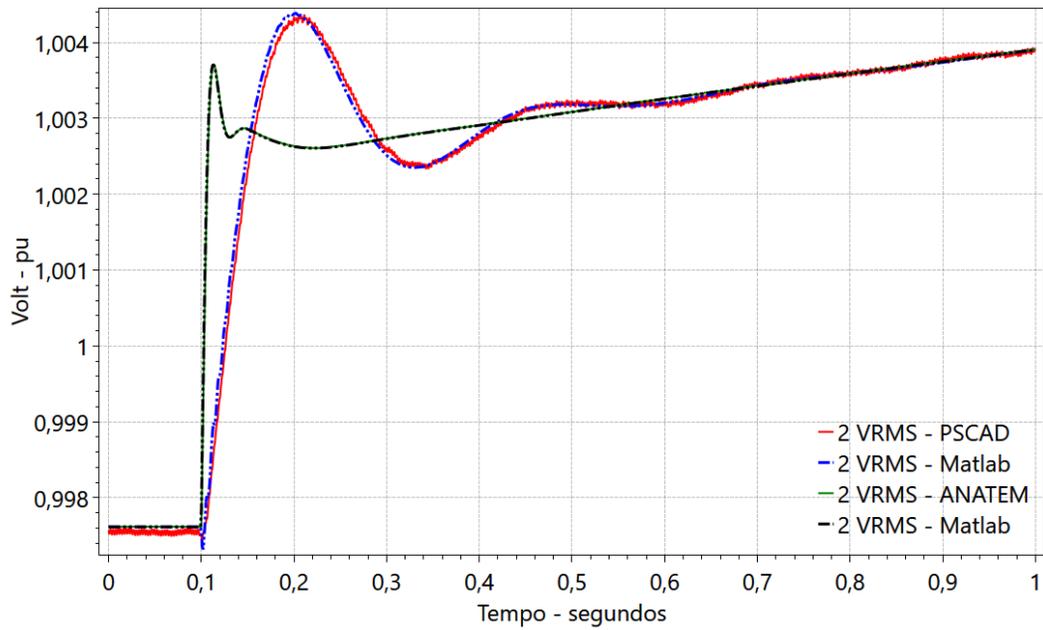


Figura 31 – Tensões na barra 2 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

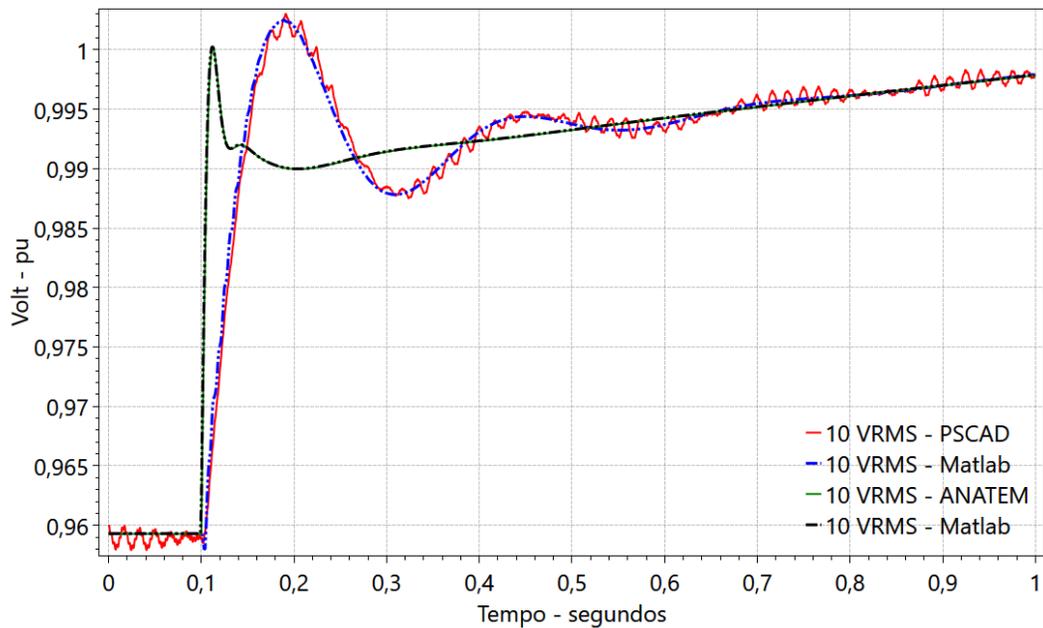


Figura 32 – Tensões na barra 10 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

Portanto, da Figura 28 a Figura 32 conclui-se que as tensões, tanto no Matlab quanto no ANATEM ou PSCAD, entram em regime permanente ao mesmo tempo e com valores praticamente iguais. Os comportamentos dinâmicos em ambos os programas também são bem parecidos logo após o degrau na tensão. É bom afirmar que

o equipamento foi modelado na frequência fundamental no Matlab e não provocará harmônicos na rede como o equipamento do PSCAD, por isso a dinâmica deste tem muito ruído em comparação ao modelo do Matlab e também foi feita a filtragem na tensão no PSCAD para melhor visualização da mesma ao longo do tempo de simulação.

Deve-se ainda ressaltar que o modelo eletromecânico não deve ser utilizado em estudos de ajuste de controladores, uma vez que a dinâmica da rede pode influenciar neste ajuste. Neste caso exemplo, verificou-se que as oscilações de tensão com frequência de aproximadamente 4 Hz aparentes no modelo de transitórios eletromagnéticos não são corretamente verificadas no modelo eletromecânico.

## 2.4.2 CURTO CIRCUITO – SISTEMA TESTE DE 20 BARRAS

Agora, será feita uma análise do sistema frente à aplicação de um curto circuito, considerando a rede da Figura 27, uma desconsiderando e a outra considerando dinâmica da rede, assim como os testes anteriores. Sendo assim, as comparações são feitas entre os programas PSCAD, ANATEM e Matlab.

```
( DADOS DE EVENTOS
(-----
(
DEVT
( Curto circuito na barra 7 de 500kVr
(Tp) ( Tempo)( El )( Pa)Nc( Ex ) ( % ) (ABS ) Gr Und      (B1)P ( Rc ) ( Xc ) ( Bc ) (Defas)
APCB   0.1   7
RMCB   0.2   7
(
999999
```

Figura 33 – Entrada de dados das contingências.

### 2.4.2.1 ANÁLISE DO CURTO CIRCUITO SEM A DINÂMICA DA REDE

Considerando a rede da Figura 27, a primeira simulação é feita desconsiderando a dinâmica da rede, sendo assim, as comparações são feitas entre os programas ANATEM e Matlab. Nessa simulação, provocou-se um curto circuito trifásico com impedância de 5% na barra 7 no tempo de 0,1s e a retirada do mesmo 100ms depois, ou seja, em 0,2s (, Figura 33) mantendo-se a configuração da rede.

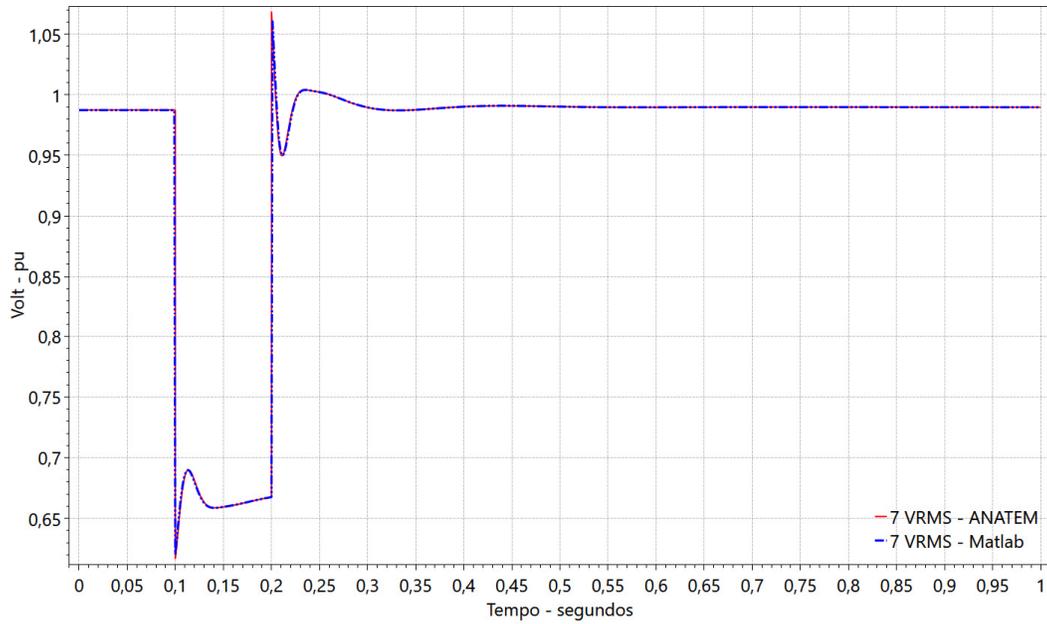


Figura 34 – Tensão na barra 7 sem a dinâmica da rede.

A tensão na barra 7, como consta na Figura 34, caiu até, aproximadamente, 0,62 pu. A rápida recuperação das tensões tanto na barra 7 quanto nas demais barras (Figura 35 e Figura 36) logo após a remoção da falha está relacionada com a falta de cargas dinâmicas, aos quais retardariam a recuperação de tensão ao nível pré-distúrbio, e a modelagem do controle dos equipamentos da rede.

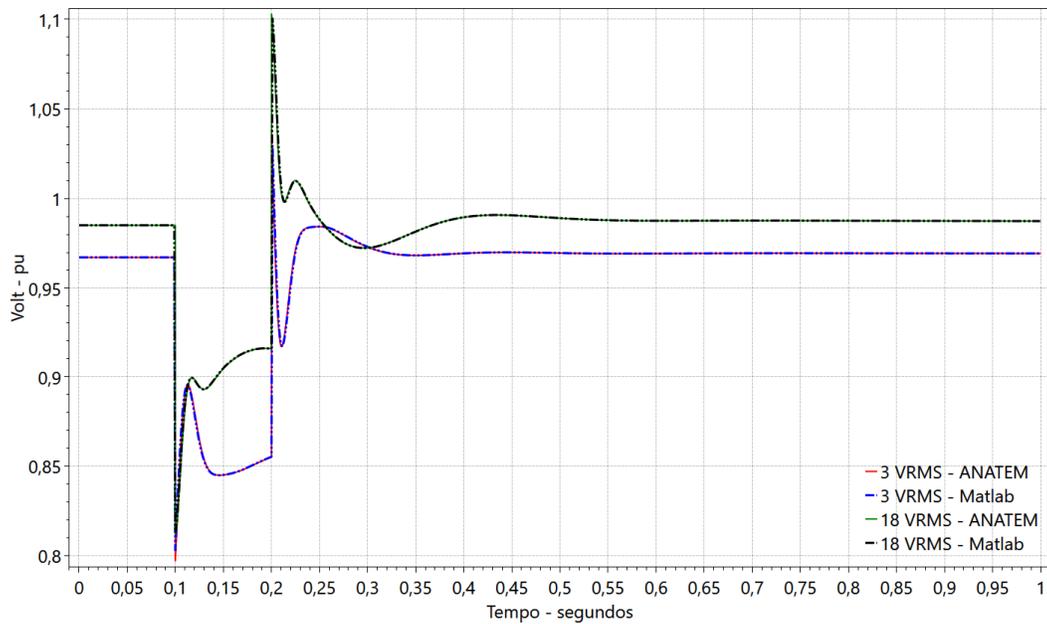


Figura 35 – Tensão nas barras 3 e 18 sem a dinâmica da rede (onde estão inseridos os STATCOM's).

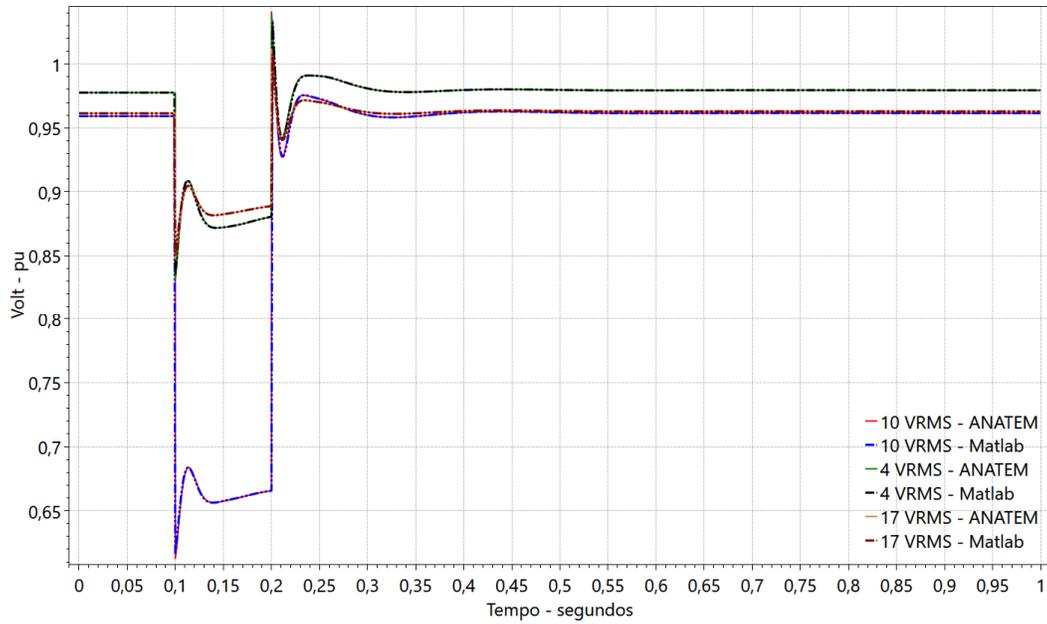


Figura 36 – Algumas Tensões restantes do sistema teste sem a dinâmica da rede.

Os itens da Figura 35 e da Figura 36 apresentam os resultados de validação final do equivalente no programa Matlab em comparação com o equivalente no programa ANATEM, verifica-se que ambos apresentam o mesmo desempenho, assim como a tensão no capacitor de ambos os equipamentos (VCEVS 11 está na barra 3 e VCEVS 12 está na barra 18), como consta na Figura 37.

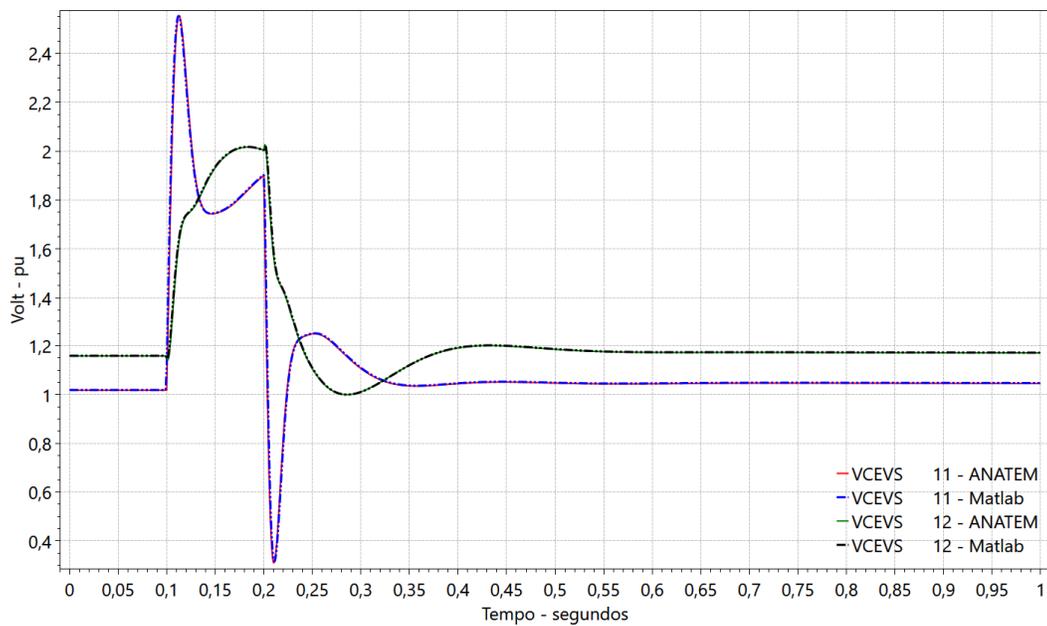


Figura 37 – Tensão no capacitor CC dos equipamentos FACTS's VSC, em pu.

Na Figura 37 a tensão do capacitor dos dois equipamentos tem uma amplitude alta, isso ocorre, pois, como o controle da tensão CA está diretamente relacionada com o controle da tensão CC conforme dito anteriormente na Figura 16 , quando é aplicado o curto na barra 7 a tensão CA nas barras onde constam os equipamentos reduz bruscamente (vide Figura 35), em contrapartida a potência reativa injetada na rede pelos STATCOM's aumenta (assim como a corrente capacitiva) para manter a tensão CA na tensão de referência antes da contingência, assim é de se esperar que a tensão CC aumenta para que, conseqüentemente, aumente a tensão CA já que o controle de ambas está diretamente relacionado. O inverso também acontece quando ocorre a retirada do curto circuito.

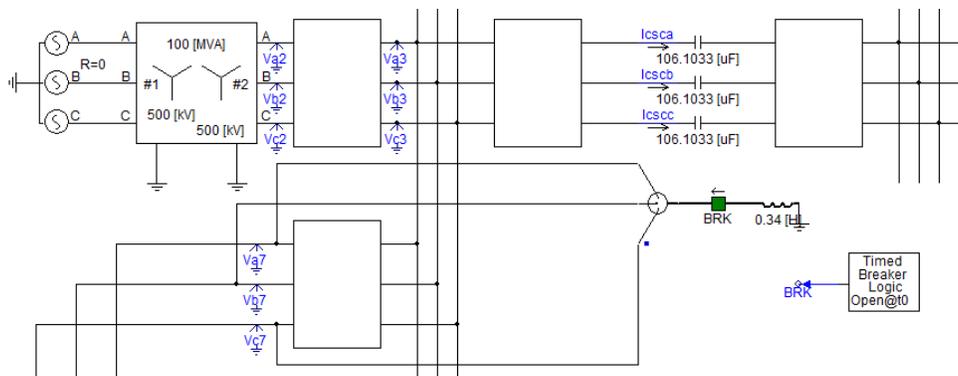
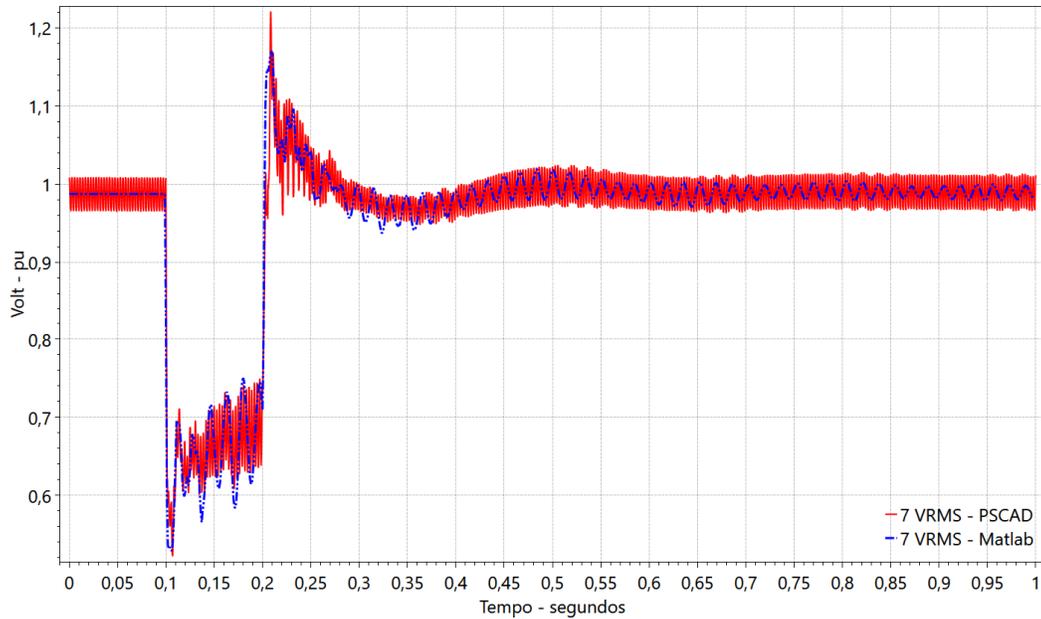


Figura 38 – Curto Circuito na barra 7 no PSCAD.

#### 2.4.2.2 ANÁLISE DO CURTO CIRCUITO COM A DINÂMICA DA REDE

A segunda simulação foi realizada utilizando-se a mesma rede do exemplo anterior, mas agora trabalhando no PSCAD e no Matlab, ou seja, tendo a dinâmica da rede. A modelagem no PSCAD é apresentada na Figura 38. Nessa simulação provocou-se a mesma perturbação do caso sem dinâmica da rede.



*Figura 39 – Tensão na barra 7 com a dinâmica da rede.*

Observa-se, assim como a simulação sem dinâmica da rede, que na Figura 39, a resposta do sistema frente à contingência é bem rápida, porém muito oscilatória devido à dinâmica da rede. No PSCAD, as barras oscilam mais devido a modelagem completa dos equipamentos, como consta na Figura 40 e na Figura 41, mas o regime permanente em ambos os programas são os mesmos, assim como o comportamento dinâmico das tensões.

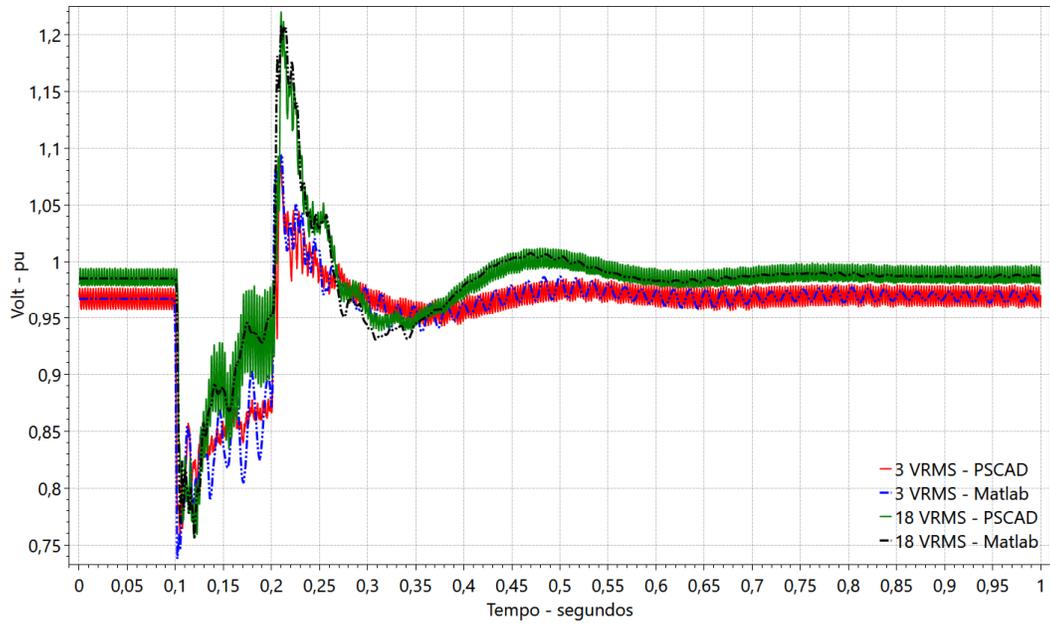


Figura 40 – Tensão nas barras 3 e 18 com a dinâmica da rede (onde estão inseridos os STATCOM's).

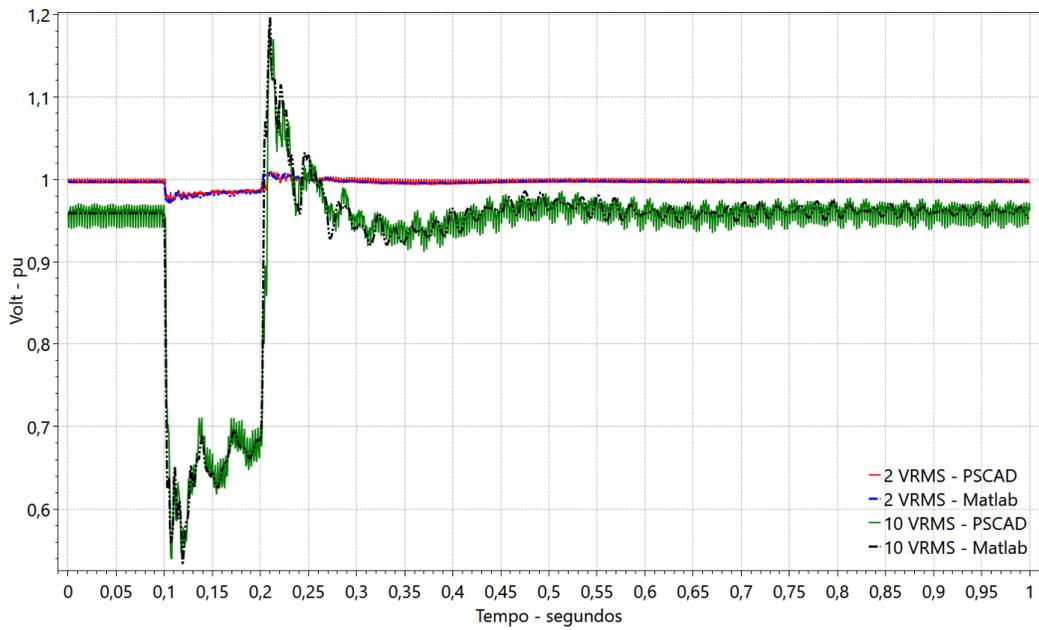


Figura 41 - Algumas Tensões restantes do sistema teste com a dinâmica da rede.

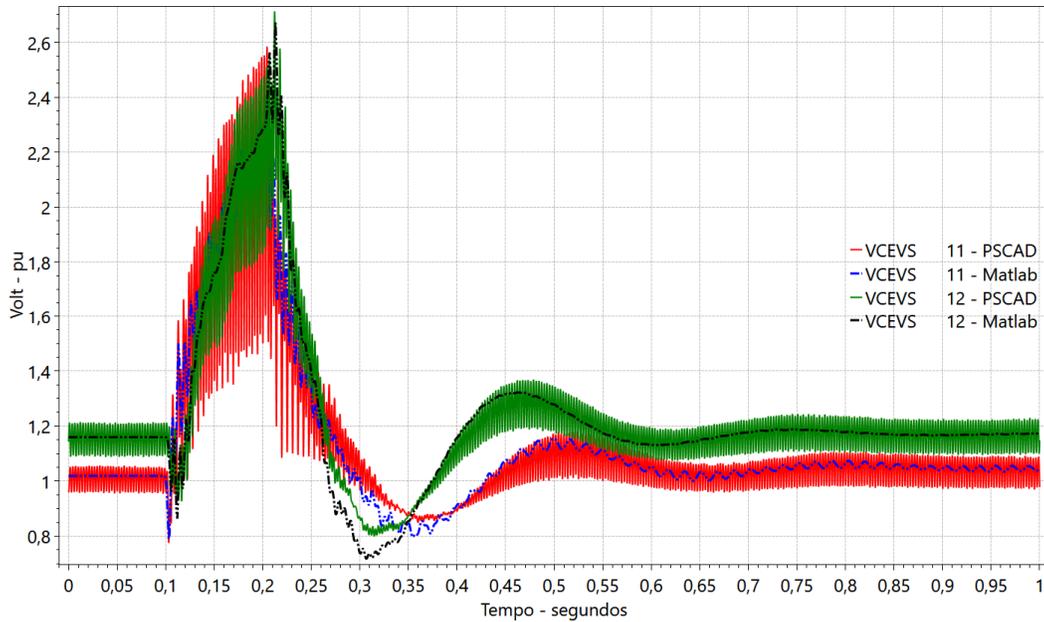


Figura 42 – Tensão no capacitor CC dos equipamentos FACTS's VSC, em pu.

### 2.4.2.3 TENSÕES NOS EQUIPAMENTOS COM E SEM DINÂMICA DA REDE

Pela Figura 43 e pela Figura 44, vale destacar que nos três programas o comportamento dinâmico das barras onde estão inseridos os equipamentos foram bem semelhantes, tanto com dinâmica da rede, como sem dinâmica da rede. Também se nota que durante o curto com a dinâmica da rede a tensão na barra 3 varia bastante, mesmo no Matlab onde consta somente a modelagem do equipamento na frequência fundamental, o que não se nota no caso sem dinâmica da rede.

Os equipamentos levam, aproximadamente, 0,4s depois da remoção do curto para estabilizarem as tensões nas barras que estão inseridos. Mesmo com um curto trifásico, o sistema permanece estável, conforme apresentado na Figura 45. Ou seja, um restabelecimento da tensão foi feito de forma fácil pelo sistema com a ajuda dos equipamentos STATCOM's.

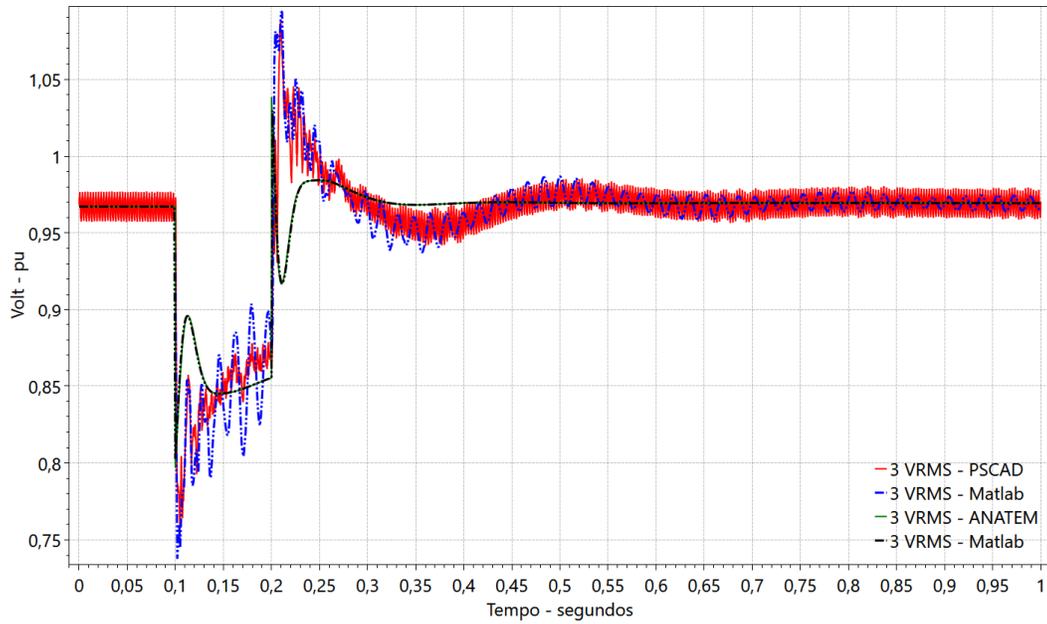


Figura 43 – Tensões na barra 3 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

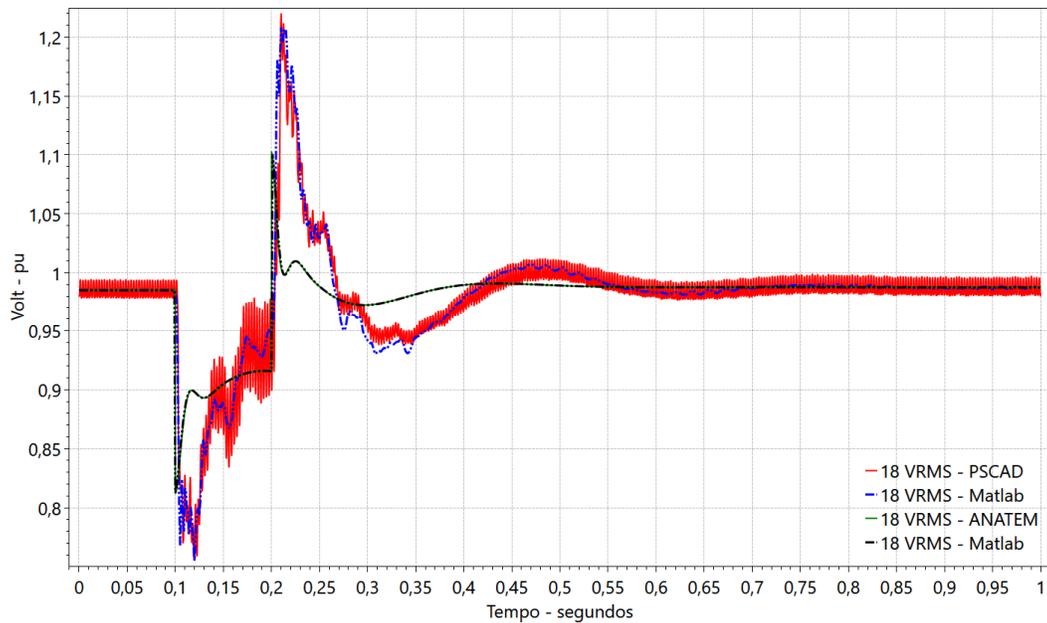


Figura 44 – Tensões na barra 18 sem (curvas em verde e preto) e com (curvas em vermelho e azul) dinâmica da rede.

Deve-se, porém, ser ressaltado que, em casos críticos de sistemas de baixa potência de curto-circuito, o controle de tensão por fontes rápidas de potência reativa, como no caso apresentado ou por equipamentos auxiliares, tais compensadores estáticos ou STATCOM podem levar a sua instabilidade, o que não aconteceu neste caso como consta na Figura 45. Este problema não é revelado em simulações de transitórios

eletromecânicos, sendo detectado apenas por simulações de transitórios eletromagnéticos com a devida representação da dinâmica da rede elétrica.

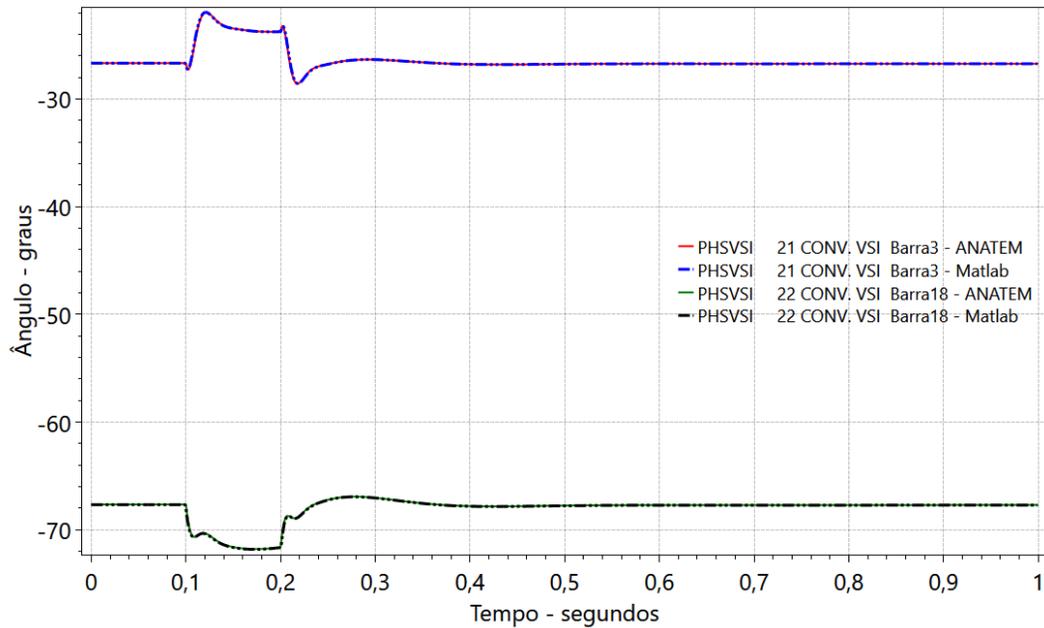


Figura 45 – Ângulos da tensão interna no lado CA do conversor VSC, em graus, relativa à referência do sistema CA sem a dinâmica da rede.

## 2.5 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou a modelagem, estrutura e avaliações do modelo de STATCOM a 2 níveis nos programas PSCAD, ANATEM e Matlab. O modelo foi desenvolvido para utilização juntamente com programas de simulação de transitórios eletromecânicos de sistemas de potência. A complexidade adotada para representar esse equipamento foi decidida tendo-se em mente que tais modelos devem ser precisos o suficiente para desenvolvimento de pesquisas na área de transitórios eletromecânicos no Sistema Elétrico de Potência (SEP).

O modelo foi desenvolvido para uso tanto com ou sem dinâmica, ou seja em programas de transitórios eletromecânicos, como o ANATEM, ou em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos tais como o PSCAD/EMTDC, o Sim Power Systems e o ATP. O modelo desenvolvido foi validado através da comparação dos resultados obtidos por simulação com outros programas utilizados comercialmente. Adicionalmente, tal validação do modelo foi realizada através de duas metodologias. Na primeira metodologia, foi feita a modelagem do STATCOM no ANATEM e comparado

à modelagem do mesmo no Matlab desconsiderando a influência da rede na simulação. Na segunda metodologia, foi feita a comparação do Matlab com o PSCAD considerando a influência da rede nas simulações.

Nas simulações foram analisadas as utilizações desse modelo em um sistema teste de 4 barras e em um sistema de 20 barras com dois equipamentos. No sistema de 4 barras, avaliou-se a estabilidade do sistema frente a um degrau de 5% na barra que o equipamento foi instalado, em seguida, num sistema maior de 20 barras e com dois equipamentos, foram feitas duas simulações: um degrau na barra 3 de 10% na tensão de referência e um curto circuito trifásico na barra 7 com impedância, ambos com dinâmica e sem dinâmica da rede. Os resultados mostraram excelente correlação entre as três ferramentas, mostrando que o equipamento foi corretamente modelado.

Portanto, o equipamento desenvolvido pode ser utilizado nas avaliações de desempenho dinâmico da etapa de detalhamento do projeto básico, bem como do estudo pré-operacional.

### **3. NOVAS MODELAGENS DE CONVERSORES MODULARES MULTINIVEL**

Este capítulo se divide em 4 partes. Na primeira parte é explicado o princípio de funcionamento do MMC – Conversor Modular Multinível. É mostrado como o MMC opera, suas características e modelos. Na segunda parte é descrita uma modelagem mais detalhada do MMC implementado no PSCAD, suas funções, equações e controles. Na terceira é outra modelagem do MMC, mas agora no Matlab, suas equações, funcionalidade e controles. E na quarta parte é a parte dos resultados e validação dos dois modelos apresentados.

## 3.1 MMC – CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

### 3.1.1 INTRODUÇÃO

A introdução recente de uma nova topologia, o conversor modular de vários níveis (MMC) é um grande passo em frente na tecnologia de conversor VSC para transmissão HVDC [39]. Ao contrário das topologias anteriores de vários níveis, a MMC usa uma pilha de módulos idênticos, cada uma fornecendo um passo na forma resultante de onda múltipla. Um exemplo dessa pilha está na Figura 46.

A topologia é facilmente adaptável a qualquer nível de tensão, pois o número de módulos pode ser ajustado na proporção da tensão CC selecionada. A forma de onda resultante tem um conteúdo harmônico muito pequeno e as solicitações de tensão transitória são reduzidas e, portanto, o ruído de alta frequência menor. Além disso, a topologia não exige a conexão em série de vários interruptores semicondutores, o que tem sido um desafio em configurações VSC anteriores para HVDC [40].

No entanto, o grande número de elementos de comutação no MMC apresenta um desafio para a modelagem do conversor, em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos. Para modelar adequadamente a operação de comutação, a matriz de admitância que possui um tamanho igual ao número total de nós no subsistema de rede, deve ser invertida (triangular) cada vez que um interruptor funcionar. Em comparação com um nível de dois ou três VSC, o número de nós (e, portanto, tamanho da matriz) na simulação com MMC geralmente é de grandeza maior. Também é necessário um grande número de operações de comutação para gerar o grande número de níveis de forma de onda de saída. Portanto, sem uma abordagem como as propostas em [27], [41] (é possível assumir um modelo contínuo, onde todos os módulos em cada multiválvula são representados por fontes de tensão variáveis e, como resultado, todos os efeitos de modulação de largura de pulso são desconsiderados), seria bastante ineficiente simular sistemas HVDC que contenham conversores MMC em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos.

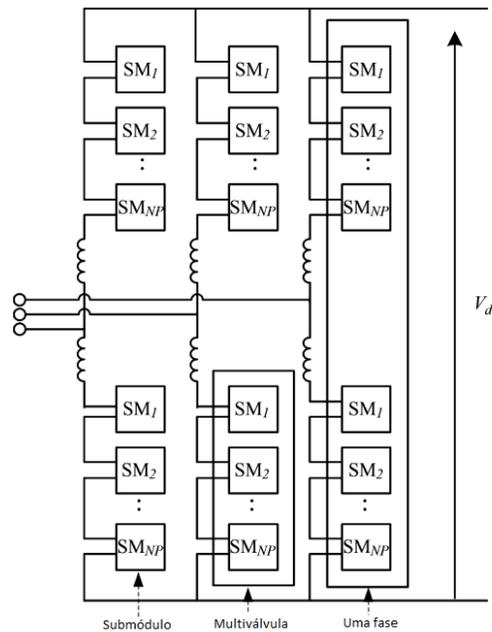


Figura 46 – Estrutura do MMC. Fonte: [27].

### 3.1.2 ESTRUTURA DO MMC

O MMC é atraente para aplicações de alta potência, em contraste com conversores de dois ou três níveis com múltiplos disparos por ciclo utilizando estratégia PWM, porque o método de conexão em cascata permite que cada módulo, teoricamente, só precise ser ligado e desligado apenas uma vez por período, o que reduz consideravelmente as perdas de comutação. A forma de onda de saída pode ser muito próxima da senoidal de frequência fundamental quando o número de módulos é suficientemente grande (geralmente mais de 100 módulos de cada perna para uso em sistemas HVDC). Isso resulta em um conteúdo harmônico muito pequeno de tensão, diminuindo a necessidade de filtros CA.

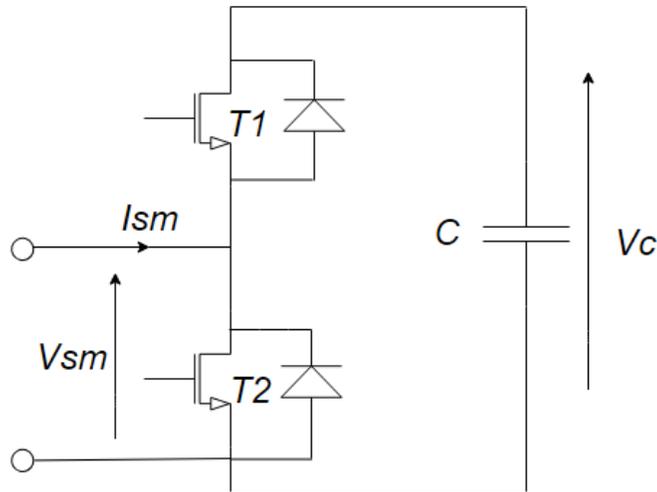


Figura 47 – Bloco de construção do MMC: submódulo de energia.

Cada submódulo contém dois interruptores de transistor bipolar de porta isolada (IGBT)/diodo (T1 e T2) e um capacitor, como mostrado na Figura 47. Em operação normal, ou T1 ou T2 está ligado em um instante de tempo determinado.

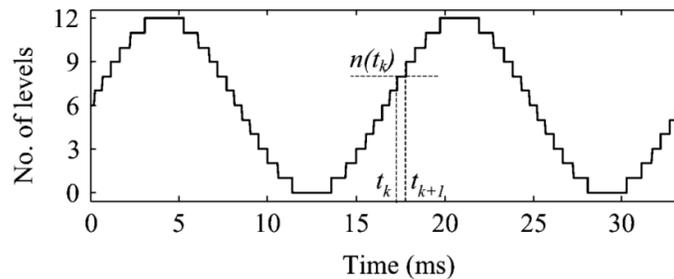


Figura 48 – MMC com 12 submódulos por multiválvulas. Fonte: [27]

Supondo que a tensão do capacitor é  $V_C$ , a tensão de saída  $V_{SM}$ , de cada submódulo pode assumir um dos dois níveis de tensão diferentes. Quando T1 está ligada,  $V_{SM}$  é igual a  $V_C$ , e quando T2 está ligado,  $V_{SM}$  é zero. Portanto, é possível controlar seletivamente e separadamente cada um dos submódulos individuais no conversor para fornecer uma tensão que seja  $V_C$  ou zero. Os comutadores dos submódulos são operados de modo que as tensões individuais de cada submódulo se juntem para formar uma forma de onda escalonada, de múltiplos níveis, quase senoidal nos terminais do conversor como mostrado na Figura 48.

### 3.1.3 OPERAÇÃO

O MMC que utiliza métodos de conexão em cascata recebeu atenção elevada recentemente. Diferente dos conversores de dois e três níveis, no conversor MMC não há um capacitor comum interligando as barras CC. O princípio de operação da MMC é que cada módulo de comutação constituído por duas válvulas pode ser comutado em três modos, conforme mostra a Figura 2.

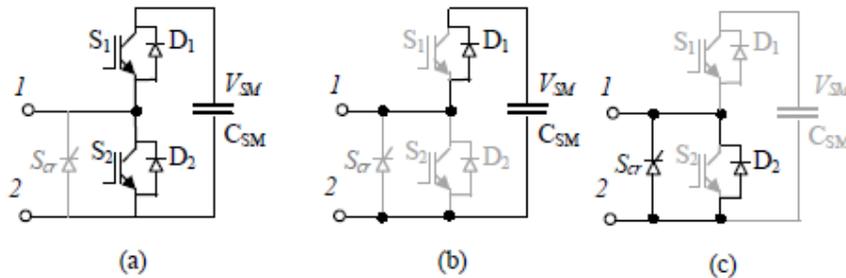


Figura 49 – Topologia MMC (estrutura de um submódulo).

Pela Figura 49, o circuito do submódulo da MMC: (a) estado bloqueado, (b) corrente positiva de estado desbloqueado e (c) corrente negativa de estado desbloqueado, ou seja, quando D1 e D2 (transistores) estão operando o submódulo está bloqueado ou inoperante, quando somente D1 está em operação o submódulo está pleno funcionamento e contribui no sistema, entretanto quando somente D2 está operando o submódulo não está contribuindo para o sistema.

## 3.2 MODELAGEM EFICIENTE DOS CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEL

### 3.2.1 INTRODUÇÃO

Modelos de média ponderada utilizando fasores dinâmicos foram propostos para o comportamento dinâmico e estacionário do conversor MMC [3]. No entanto, uma vez que eles não modelam cada nível de forma independente, eles não são capazes de simular o funcionamento anormal do conversor, como falha no sistema de controle de um módulo ou falha no próprio módulo. Existe ainda a grande quantidade de comutadores de semicondutores (IGBTs e diodos) em que a cada ativação ou

desativação de um comutador, a matriz de admitância, que tem um tamanho igual ao número total de nós no subsistema de rede, deve ser invertida (re-triangularizada). Inverter uma matriz de admitância de grande porte várias centenas de vezes em um ciclo é computacionalmente muito ineficiente [27].

Para superar esta desvantagem, este trabalho descreve uma nova abordagem para a modelagem do MMC, usando o método de Nested Fast and Simultaneous Solution [42]. Essa abordagem é composta de várias etapas e divide a rede em sub-redes menores, resolvendo cada uma delas separadamente. Embora isso aumente o número de etapas na solução, o tamanho de cada uma das matrizes de admitância é muito menor do que o da matriz de admitância da rede completa, o que pode levar a uma redução no tempo de simulação, ou seja, converte uma rede com muitos nós em um equivalente elétrico simplificado, mas computacionalmente mais eficiente, por meio do teorema de Thévenin.

Ele divide a solução em duas partes, sendo a solução de rede externa implementada no principal solucionador de simulação de transitório eletromagnético. Cada fase do MMC é conectada como um equivalente de Thévenin especialmente concebido, reduzindo assim o número de nós. O MMC é resolvido separadamente de forma eficiente, explorando sua topologia simples. Matematicamente, o método é exatamente equivalente à realização de uma simulação da maneira tradicional, mas pode ser implementado com esforço computacional muito reduzido, mantendo a precisão. Neste trabalho esta abordagem será chamada de Modelagem I.

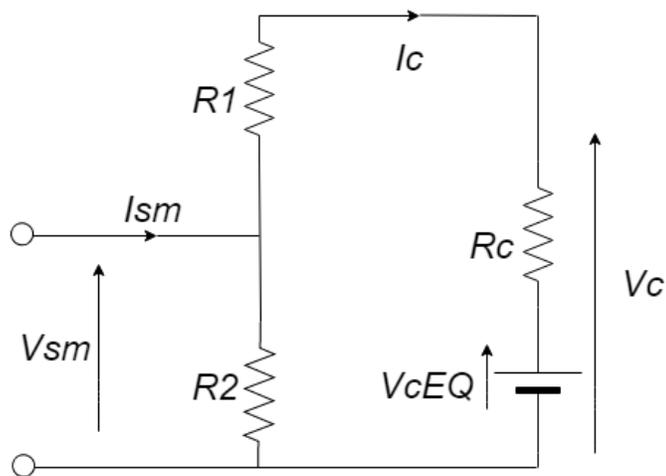


Figura 50 – Circuito Equivalente para um submódulo. A adaptado de [27].

### 3.2.2 EQUIVALENTE THÉVENIN PARA UM SUBMÓDULO DO MMC

Na Figura 50 os interruptores IGBT podem ser tratados como dois dispositivos resistivos de estado ( $R_1$  e  $R_2$ ), ligado ou desligado. Usando o método de integração trapezoidal, o capacitor pode ter uma fonte de tensão,  $V_c$ , quase significativa e um resistor  $R_c = \frac{\Delta T}{2C}$ . Na Figura 51 consta o equivalente Thévenin de um submódulo do MMC proposto.

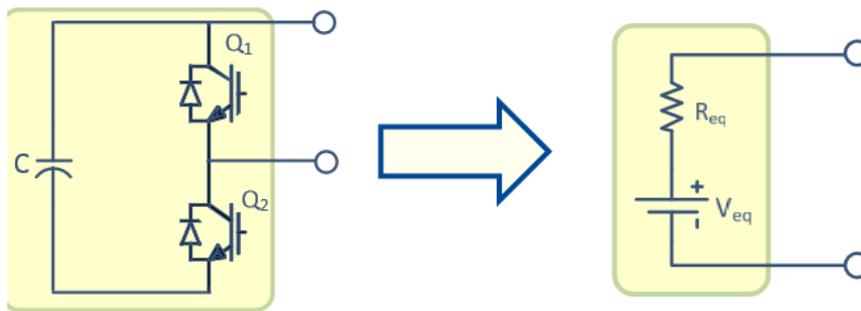


Figura 51 – Equivalente Thevenin. Fonte: [27]

De [27] e da Figura 50, pode-se tirar que  $V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_c(t)$  e aplicando o método trapezoidal:

$$V_c(t) = R_c I_c(t) + V_{cEQ}(t - \Delta T) \quad (3.1)$$

$$V_{cEQ}(t - \Delta T) = \left( \frac{\Delta T}{2C} I_c(t - \Delta T) + V_c(t - \Delta T) \right) \quad (3.2)$$

A tensão equivalente é calculada utilizando os valores de corrente e tensão do capacitor do passo de tempo passado. Os valores dos resistores dependem do estado do comutador e estão em estado “ON” (ligado) ou em estado “OFF” (desligado), ou seja, R2 terá um valor muito grande e R1 um valor muito pequeno para a operação do submódulo (significa que um determinado submódulo está emitindo uma tensão), ou ao contrário para não operação do mesmo (indica que está emitindo tensão zero). Fazendo

o equivalente Thevenin da Figura 50, a tensão terminal de um submódulo individual pode ser determinada em função de sua corrente como (3.3).

$$V_{eqSm}(t) = R_{eqSm}I_{Sm}(t) + V_{eqSm}(t - \Delta T) \quad (3.3)$$

$$R_{eqSm} = R_2 \left[ 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} \right] \quad (3.4)$$

$$V_{eqSm}(t - \Delta T) = V_{cEQ} \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} \right] \quad (3.5)$$

### 3.2.3 EQUIVALENTE THÉVENIN PARA CADA MULTIVÁLVULA DO MMC

Como se pode notar pela Figura 46 os submódulos individuais estão encadeados em cascata, assim o circuito equivalente Thévenin, como se vê em Figura 52, pode ser determinado de forma muito simples. Como os terminais de saída dos submódulos são conectados em série, a tensão na multiválvula é a soma de todas as tensões individuais do submódulo, conforme mostrado (3.6).

$$V_{eqMV}(t) = \sum_{i=1}^{NP} V_{Sm_i}(t) \quad (3.6)$$

$$V_{eqMV}(t) = \sum_{i=1}^{NP} R_{eqSm_i} \cdot I_{MV}(t) + \sum_{i=1}^{NP} V_{eqMV_i}(t - \Delta T)$$

$$V_{eqMV}(t) = R_{EQ} \cdot I_{MV}(t) + V_{EQ}$$

Onde  $NP$  é o número de submódulos na multiválvula.

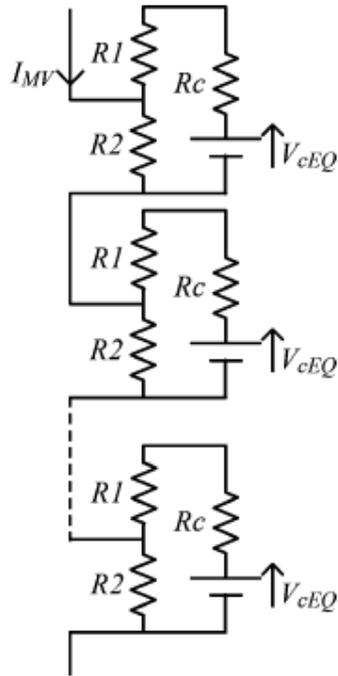


Figura 52 – Representação do circuito equivalente de uma multiválvula. Fonte:[27]

### 3.2.4 CONTROLE DE BALANÇO DE TENSÃO DO CAPACITOR DO MMC

Como a mesma corrente passa por todos os submódulos, essa equação (3.6) pode ser usada para desenvolver um modelo dinâmico equivalente para cada multiválvula do MMC, como na Figura 53, que é simplificado, mas eficaz. As entradas para o equivalente mostrado na Figura 53 são aquelas que são necessárias para determinar o valor dos parâmetros do equivalente de Thévenin. Por exemplo, de (3.3), é notório que a determinação requer conhecimento do estado ON/OFF de cada submódulo. Isso é determinado a partir dos pulsos de disparo (entrada “FP” na Figura 53) que são gerados pelo sistema de controle do MMC.

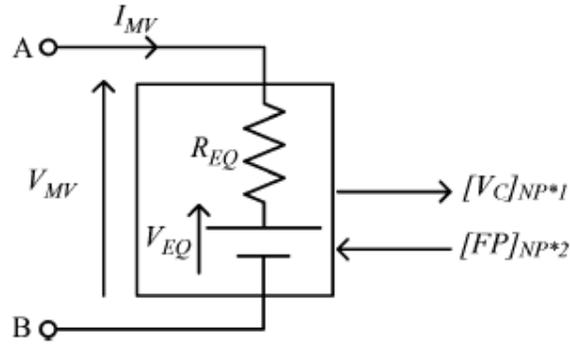


Figura 53 – Equivalente Thévenin de uma multiválvula do MMC. Fonte:[27].

Pela Figura 54, em cada passo de integração  $n(t)$  esse sistema de controle do MMC gera pulsos de comutação ( $T1, T2, T3..TN$ ) para cada submódulo em um multiválvula para "ON" ou "OFF", a fim de gerar uma forma de onda senoidal de referência desejada. No quantizador, a onda senoidal de referência (oriunda do controle de tensão ou potência) é comparada com o número de ondas, "NS", limiares de quantificação equidistantes discretos na quantidade total de submódulos numa multiválvula (como por exemplo, NS ondas triangulares), que determinam o número inteiro de submódulos em estado ON e em estado OFF para se aproximar o limiar mais próximo da forma de onda de referência,  $v(t)$ . Assim, quando o sinal de referência traça sua forma de onda senoidal, ele gera a forma de onda escalonada. Esta solicitação é enviada a um controlador de balanceamento de tensão do capacitor, que gera os pulsos de disparo para ligar os submódulos "ON" ou "OFF" [27].

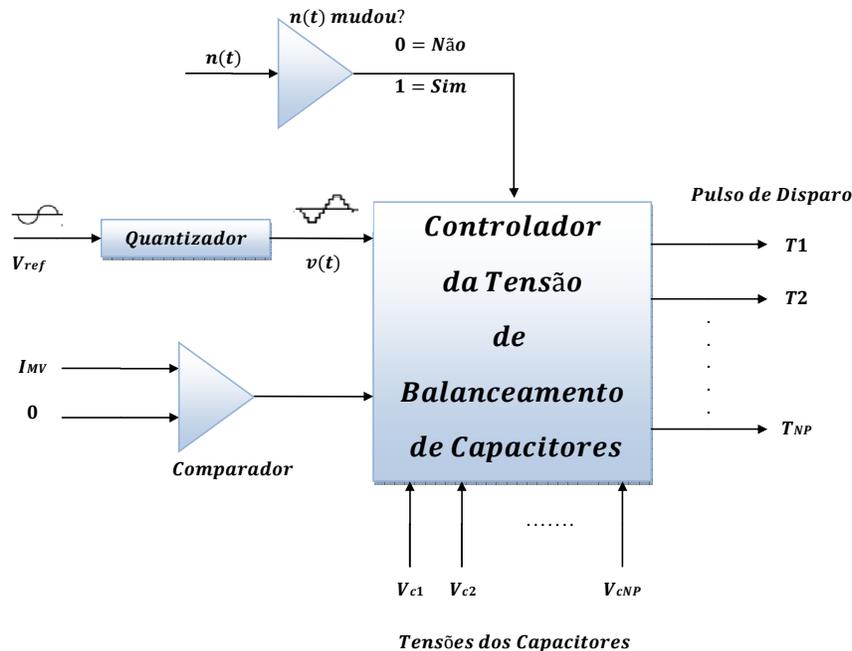


Figura 54 – Algoritmo de controle de pulso de disparo do MMC Modelagem I.

O controlador de balanceamento de capacitores, conforme a Figura 54, usa essa propriedade para controlar os níveis de tensão do capacitor de maneira similar àquela descrita em [43]. As tensões do capacitor de cada submódulos em uma multiválvula são medidas no início de cada mudança de tempo,  $n(t)$ . Estes são classificados em ordem de grandeza (do menor para o maior). Como a multiválvula consiste em uma série de submódulos conectados em série, a corrente do submódulo é a mesma que a corrente da multiválvula,  $I_{MV}(t)$ . Portanto, a direção da corrente individual do submódulo é idêntica à da corrente da multiválvula. Se esta corrente for positiva no tempo (isto é, resultando no aumento da tensão do capacitor), os submódulos na parte inferior da lista ordenada serão ativados. Isso garante que, no intervalo, os capacitores com tensões menores, possam aumentá-las. Da mesma forma, se for negativo, os submódulos no topo da lista classificada serão ligados de modo que suas tensões sejam reduzidas durante a operação do conversor. A tensão pode ser controlada em uma faixa estreita aplicando esta metodologia para todas as três fases [43].

Além disso, como todos os submódulos estão representados por um único equivalente, suas características individuais não estão mais disponíveis para alguma simulação transitória. No entanto, a solução do equivalente Thévenin considera cada submódulo separadamente e assim tem um registro das tensões individuais do capacitor o que torna essa modelagem mais completa e robusta. Estas tensões são saídas do bloco



comutação IGBT, balanceamento de tensão do capacitor) são empacotados no bloco e, portanto, o usuário não precisa saber do detalhamento do sistema de controle e pode se concentrar na análise do desempenho sistêmico do equipamento. No entanto, a interface entre os controles de loop interno e o módulo de potência é acessível, permitindo que o usuário avançado substitua os controles incorporados [27].

### 3.2.5 MÉTODO DE INTEGRAÇÃO NUMÉRICA

O método de integração trapezoidal tem sido tradicionalmente usado em programas do tipo transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos para construir um modelo equivalente do Norton no domínio do tempo de elementos típicos do sistema de potência [36], como mencionado no início da Seção. A forma para o submódulo equivalente derivada em (3.3) usa este método. As principais vantagens da regra trapezoidal são que ela é estável e razoavelmente precisa. A estabilidade implica que o método não produz resultado instável para qualquer etapa de tempo [23], assumindo que o sistema real é estável.

### 3.2.6 IMPLEMENTAÇÃO DO MMC DA MODELAGEM I NO PSCAD

#### 3.2.6.1 TRANSFORMADA DE PARK

O método de controle utilizado neste trabalho foi um desenvolvimento por análise vetorial [44], onde as componentes da Transformada de Park das correntes e tensões servem como base para implementação de um controle vetorial  $dq$ , o qual permite que as tensões CA e CC 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 [38]. 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:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta & 1 \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Onde  $f$  podem ser tensões ou correntes.

Em um sistema trifásico, ao qual irá ser estudado neste texto, a componente  $f_0$  é nula. O ângulo  $\theta$  é o ângulo de fase de sequência positiva das tensões nos pontos de medição, que é detectado pelo circuito de sincronismo PLL. Assim (3.7) poderá ficar como:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Na Figura 57 é mostrado um diagrama vetorial com os principais vetores (em pu) envolvidos no controle vetorial [38].

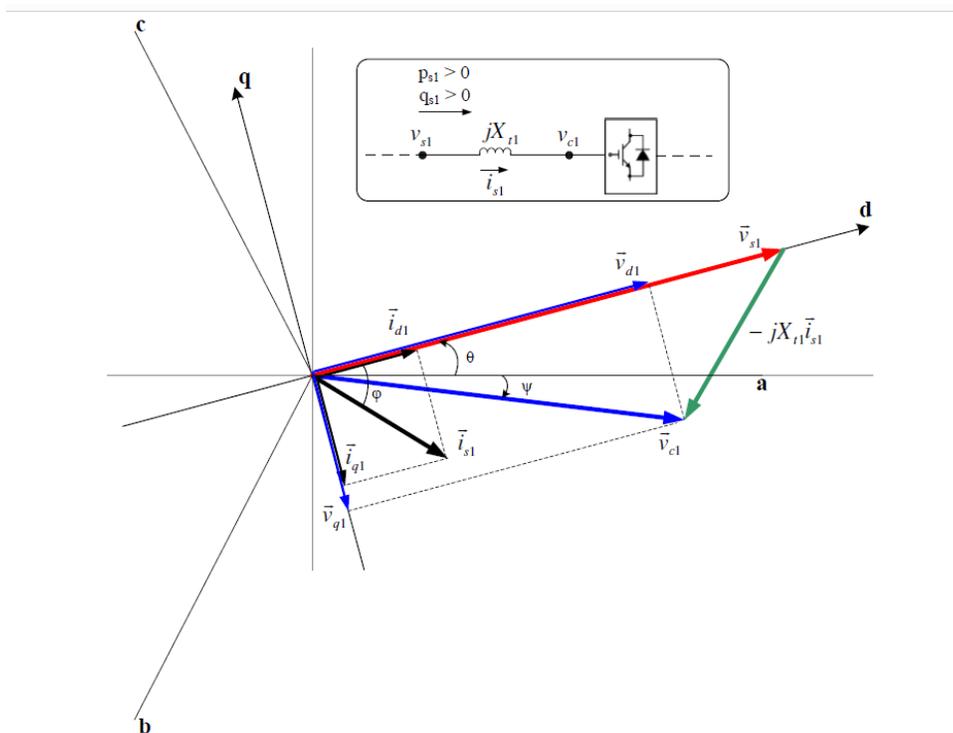


Figura 57 – Diagrama vetorial do controle do MMC modelagem I. Fonte: [38].

### 3.2.6.2 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

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 oferecidas por sua biblioteca interna de modelos e funções de controle, como blocos de circuitos de sincronismo, controle lógico de chaves, e funções de controle. Vale ressaltar que o circuito de sincronismo usando nesta modelagem I é o mesmo da Seção 2.3.1.

A Figura 58 mostra como o ângulo de saída do PLL do MMC – Modelagem I foi utilizado com a Transformada de Park direta (para calcular as componentes  $d$  e  $q$  da corrente e da tensão em pu). Nesta Figura 58, o bloco “PLL” do PSCAD/EMTDC corresponde àquele da Figura 13, já (3.7) e (3.8) são da transformada “abc-dq0” e “dq0-abc”, respectivamente.

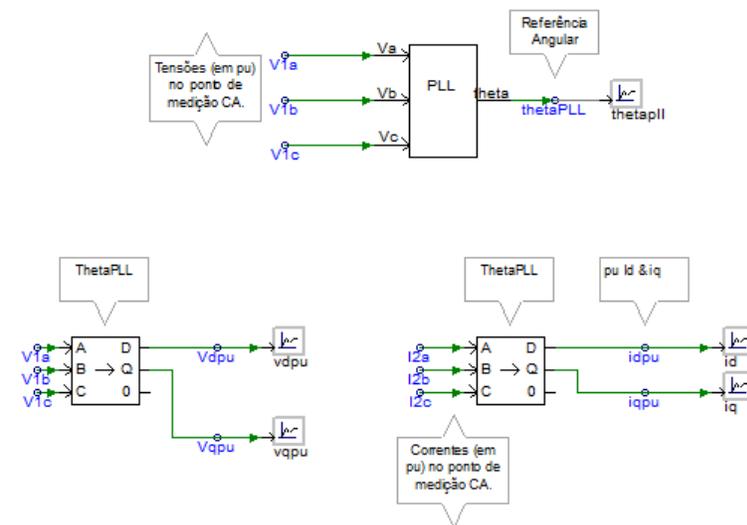


Figura 58 – Circuito de Sincronismo (PLL) e Transformada de Park no PSCAD.

Na Figura 59 são apresentadas as malhas do controle da tensão CA (eixo  $d$ ) e da tensão CC (eixo  $q$ ). Na primeira malha desta figura, a tensão instantânea,  $V_{rms1pu}$ , dada é comparada com um valor de referência  $V_{acref}$ , gerando assim um sinal de erro que passa por um controlador proporcional-integral (PI), de onde se obtém o sinal de referência  $I_{dref}$ .

Na segunda malha, paralelamente, a tensão CC,  $E_{dc\_pu}$ , é comparada com um valor de referência,  $V_{dcref\_pu}$ , gerando dessa forma um sinal de erro que passa por um controlador PI, de onde se obtém o sinal de referência  $I_{qref}$ . 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  $v_{d1}$ . É importante mencionar que todas as variáveis de controle são expressas em valores por unidade (pu).

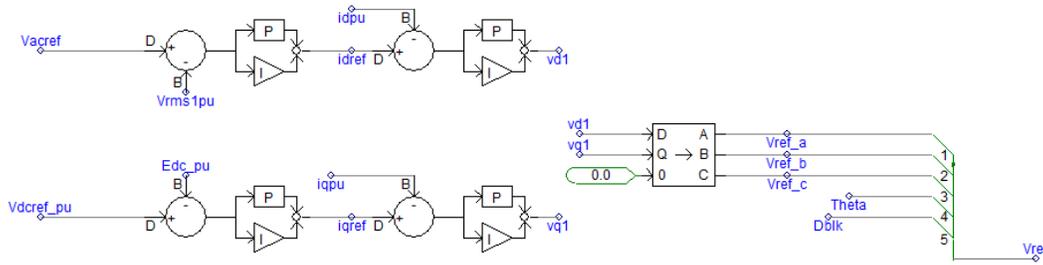


Figura 59 – Malhas de controle de tensão do MMC – Modelagem I no PSCAD.

Ainda na Figura 59 o sinal  $I_{dref}$  é, então, comparado com a corrente  $I_{dpu}$  (Figura 58) gerando um novo sinal de erro que passa por um segundo controlador PI acaba gerando o sinal de controle  $V_{d1}$ . Em paralelo, o sinal  $I_{qref}$  é comparado com a corrente  $I_{qpu}$  (Figura 58) resultando em 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).

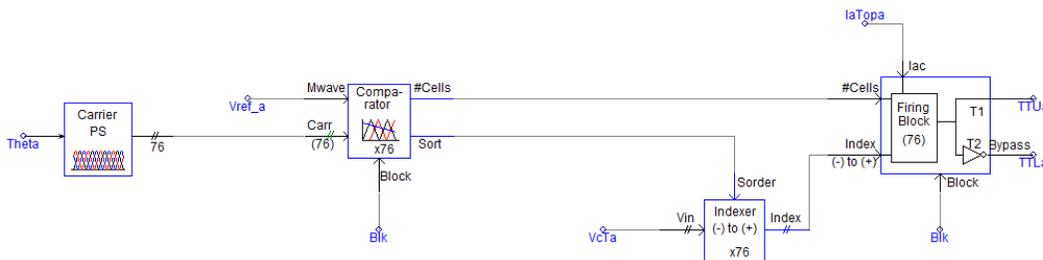


Figura 60 – Controlador de Tensão de Balanceamento de Capacitores do MMC (Multiválvula) – Modelagem I no PSCAD.

Os dois sinais de saída do controle  $V_{d1}$  e  $V_{q1}$  são as componentes da transformação inversa de Park resultando nas tensões trifásicas de referência ( $Vref\_a$ ) comparadas com as portadoras triangulares, de modo a realizar o controle do MMC através do Controlador de Tensão de Balanceamento de Capacitores (que é a malha de

controle da Figura 60), conforme Seção 3.2.4, gerando os pulsos de cada submódulo. Ou seja, através do ângulo  $\theta$  da Figura 60 é formada o número de ondas, “NS” (no caso é 76), limiares de quantificação equidistantes discretos na quantidade total de submódulos numa multiválvula (como por exemplo, NS ondas triangulares) e é comparada com onda senoidal de referência ( $V_{ref\_a}$  oriunda do controle de tensão ou potência), determinando o número inteiro de submódulos em estado ON e em estado OFF para se aproximar o limiar mais próximo da forma de onda de referência,  $V_{ref\_a}$ .

As tensões do capacitor,  $V_{cTa}$ , da Figura 60 de cada submódulos em uma multiválvula são medidas no início de cada mudança de tempo. Estes são classificados em ordem de grandeza (do menor para o maior) através do bloco “*Index*” da Figura 60. a corrente do submódulo é a mesma que a corrente da multiválvula,  $I_{atopa}(t)$ , dependendo da direção da corrente os submódulos na parte inferior da lista ordenada serão ativados ou da parte superior conforme Seção 3.2.4. Sabendo quais os submódulo serão ativados através do bloco “*Firing Block*” da Figura 60 gera-se os pulsos de disparo para ligar os submódulos “ON” ou “OFF” [27]. O  $Blk$  indica o tempo que o controle é inserido na simulação, no caso o controle começou em 0,3s.

### 3.3 MODELO NÃO LINEAR SIMPLIFICADO DO MMC

#### 3.3.1 MODELO DINÂMICO DO MMC

Enquanto na Seção 3.2 a abordagem utilizada foi o do algoritmo “nested fast and simultaneous solution” para desenvolver um modelo Thévenin equivalente para o conversor que ainda mantém a característica individual de cada submódulo (Modelagem I), existe outra modelagem (Modelagem II) que se encontra na literatura baseada em um modelo linearizado de 10ª ordem composto de 6 estados representando a dinâmica básica do MMC (citado acima) e 4 estados descrevendo a dinâmica do CCSC (Controle de supressão de corrente circulante). Esse controle será desconsiderado nas simulações seguintes.

Os estados dinâmicos da MMC são as componentes contínuas, do primeiro e segundo harmônicos do fasor de tensões máximas do capacitor e da corrente diferencial do equipamento. A dinâmica do CCSC é declarada pela segundo harmônica da corrente diferencial. Com esse modelo não linearizado, a ideia é aprimorar o modelo voltado principalmente para simulações eletromecânicas que será introduzido no ANATEM.

$$\begin{bmatrix} I_{diff} \\ \dot{v}_{cp}^\Sigma \\ \dot{v}_{cn}^\Sigma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{arm} & \frac{m_p}{2L_{arm}} & \frac{m_n}{2L_{arm}} \\ L_{arm} & 0 & 0 \\ -m_p & 0 & 0 \\ C_{arm} & 0 & 0 \\ -m_n & 0 & 0 \\ C_{arm} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{diff} \\ v_{cp}^\Sigma \\ v_{cn}^\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_{dc} \\ \frac{-m_p i_v}{2C_{arm}} \\ \frac{m_n i_v}{2C_{arm}} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Onde  $C_{arm} = C / N$ ,  $C$  é a capacitância de um submódulo,  $N$  é o número de submódulos por multiválvulas,  $I_{diff}$  é a corrente diferencial,  $v_{cp}$  e  $v_{cn}$  são as tensões de polar positivo e negativo,  $v_{cp}^\Sigma$  e  $v_{cn}^\Sigma$  são soma equivalente (tensões máximas dos braços positivos e negativos,  $i_v$  é a corrente do lado do conversor C, A  $V_{dc}$  e  $I_{dc}$  são a tensão e corrente do barramento CC, e  $m_p$  e  $m_n$  são índices de modulação de braços positivos e negativos. Os sinais  $m_p$  e  $m_n$  de controle são funções senoidais que são sincronizadas com a estrutura de coordenadas de referência usando o circuito de bloqueio de fase (PLL).

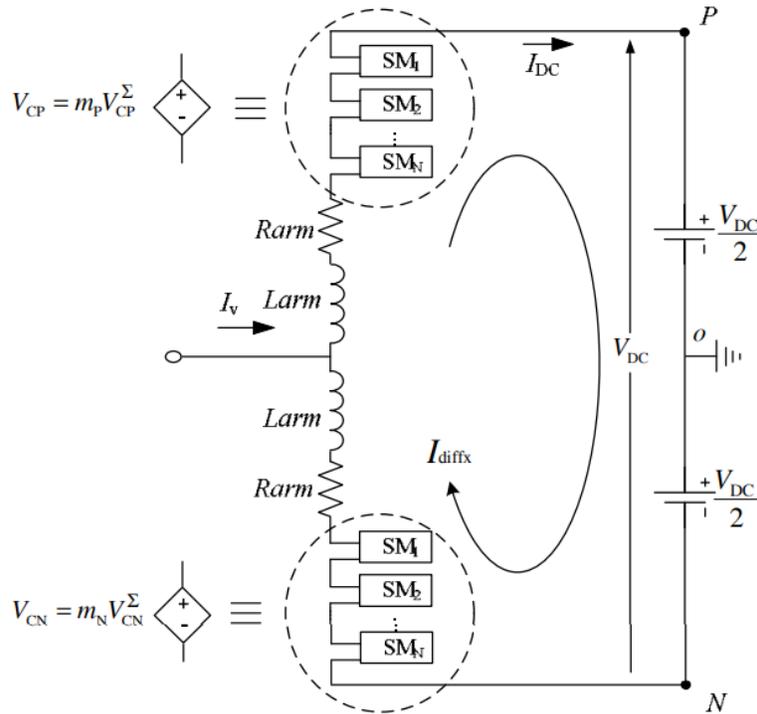


Figura 61 – Diagrama de circuito de uma fase (x) da perna do MMC. Fonte:[45].

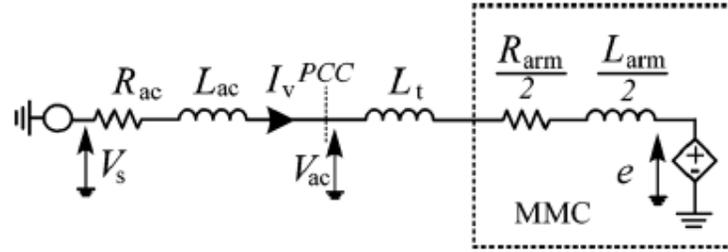


Figura 62 – Diagrama estrutural do modelo MMC simplificado e médio. Fonte:[45].

Um modelo dinâmico simplificado e médio para MMC é desenvolvido substituindo todos os submódulos de cada multiválvula por uma fonte de tensão variável equivalente, como mostrado na Figura 61. Nela mostra a estrutura da perna monofásica da MMC que consiste em duas multiválvulas (positivo e negativo) por cada fase  $x$ . Cada multiválvula é composto de submódulos, resistores equivalentes  $R_{arm}$ , e um indutor  $L_{arm}$ , que é necessário para suavizar a diferença de tensão e a corrente de fase. Os valores deste modelo são calculados usando o seguinte modelo dinâmico [46], [3].

### 3.3.2 TENSÃO CA DO MMC

Pela Figura 62 e por [41], tem-se que  $e$  é igual a:

$$e_x(t) = \frac{1}{2}(m_{nx}v_{cnx}^{\Sigma} - m_{px}v_{cpx}^{\Sigma}) \quad (3.11)$$

$$v_{ac} = \frac{1}{2}R_{arm}I_v + \frac{1}{2}\frac{dI_v}{dt}(L_{arm} + 2L_t) + e \quad (3.12)$$

### 3.3.3 MODELO MMC COM FASOR DINÂMICO

Em [3], [29], [41], [45], as entradas para o modelo fasorial (Seção 2.3.5.1) são assumidas como componentes de corrente alternada  $iv$  (real e imaginária da fundamental), a componente real e imaginária  $m$  do sinal de controle e da tensão CC  $V_{dc}$ , entretanto neste documento nenhuma dessas três serão consideradas entradas, mas sim variáveis a serem calculadas. O objetivo é derivar expressões para componentes de corrente contínua  $I_{dc}$ , componente real e imaginária dos fatores de modulação do

conversor ( $m_p$  e  $m_n$ ), componente real e imaginária da tensão CA do conversor ( $e_{r1}$  e  $e_{i1}$ ) e, componente real e imaginária da corrente de circulação do segundo harmônico ( $idiff_{r2}$  e  $idiff_{i2}$ ).

No desenvolvimento deste modelo foram feitas algumas considerações, como:

- Índice de modulação  $m(t)$ , como sinal senoidal fundamental;
- Corrente alternada  $i_v(t)$ , como sinal senoidal fundamental, sem harmônicos;
- Corrente diferencial  $idiff(t)$ , como componente dc e segundo harmônico;
- Soma das tensões do capacitor  $v_{cp}^{\Sigma}(t)$ ,  $v_{cn}^{\Sigma}(t)$  como componente cc da fundamental e do segundo harmônico.
- Os sinais  $Re1$  e  $Im1$  representam real e imaginário da componente fundamental, respectivamente. Assim como  $Re2$  e  $Im2$  para o segundo harmônico.

Baseando-se em [3], [29], [41], os sinais atribuídos em fasor dinâmico são:

$$\begin{aligned}
 m_p &= \frac{1}{2}(1 - M \cos(\omega t - \theta_m)) \\
 &= M_0 + M_{Re1} \cos(\omega t) - M_{Im1} \sin(\omega t) \\
 m_n &= \frac{1}{2}(1 + M \cos(\omega t - \theta_m)) \\
 &= M_0 - M_{Re1} \cos(\omega t) + M_{Im1} \sin(\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

$$i_v(t) = I_{Vm} \cos(\omega t - \theta_i) = I_{Re1} \cos(\omega t) - I_{Im1} \sin(\omega t) \tag{3.14}$$

$$\begin{aligned}
 idiff(t) &= I_{diff0} + I_{diff2} \cos(2\omega t - \theta_{diff2}) \\
 &= I_{diff0} + (I_{diff})_{Re2} \cos(2\omega t) - (I_{diff})_{Im2} \sin(\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}
 v_{CP}(t) &= V_{CP0} + V_{CPm} \cos(\omega t - \theta_{VP}) + V_{CPm2} \cos(2\omega t - \theta_{VP2}) \\
 &= V_{CP0} + (V_{CP})_{Re1} \cos(\omega t) - (V_{CP})_{Im1} \sin(\omega t) \\
 &\quad + (V_{CP})_{Re2} \cos(2\omega t) - (V_{CP})_{Im2} \sin(2\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned}
v_{CN}(t) &= V_{CN0} + V_{CNm} \cos(\omega t - \theta_{VN}) + V_{CNm2} \cos(2\omega t - \theta_{VN2}) \\
&= V_{CN0} + (V_{CN})_{Re1} \cos(\omega t) - (V_{CN})_{Im1} \sin(\omega t) \\
&\quad + (V_{CN})_{Re2} \cos(2\omega t) - (V_{CN})_{Im2} \sin(2\omega t)
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Onde: O subscrito 0 indica a componente contínua, *Re1* e *Im1* representam as componentes real e imaginária do fasor dinâmico na frequência fundamental e *Re2* e *Im2* representam as componentes real e imaginária do fasor dinâmico do dobro da frequência fundamental.

### 3.3.4 MULTIPLICAÇÃO DE FASORES DINÂMICOS EM GERAL

Como se pode constatar pela (3.10) requer a multiplicação de dois sinais senoidais que estão representando em (3.13) a (3.17). Em [45], derivou-se uma fórmula geral para multiplicação de sinal de duas funções senoidais, considerando os dois sinais globais  $X(t)$  e  $Y(t)$ :

$$\begin{aligned}
X(t) &= X_0 + X_{r1} \cos \omega t - X_{i1} \sin \omega t + V_{r2} \cos(2\omega t) - X_{i2} \sin 2\omega t \\
Y(t) &= Y_0 + Y_{r1} \cos \omega t - Y_{i1} \sin \omega t
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Fazendo a multiplicação  $Zt = X(t) * Y(t)$ , vem:

$$\begin{aligned}
Z(t) &= \left( X_0 Y_0 + \frac{X_{r1} Y_{r1}}{2} + \frac{X_{i1} Y_{i1}}{2} \right) \\
&+ \left( X_{r1} Y_0 + X_0 Y_{r1} + \frac{X_{r2} Y_{r1}}{2} + \frac{X_{i2} Y_{i1}}{2} \right) \cos \omega t \\
&+ \left( X_{i1} Y_0 + \frac{X_{i2} Y_{r1}}{2} + X_0 Y_{i1} - \frac{X_{r2} Y_{i1}}{2} \right) \sin \omega t \\
&+ \left( X_{r2} Y_0 + \frac{X_{r1} Y_{r1}}{2} - \frac{X_{i1} Y_{i1}}{2} \right) \cos 2\omega t \\
&+ \left( X_{i2} Y_0 + \frac{X_{i1} Y_{r1}}{2} + \frac{X_{r1} Y_{i1}}{2} \right) \sin 2\omega t
\end{aligned} \tag{3.19}$$

A derivada desses componentes é a mesma usada em 2.3.5.1 utilizando fasor dinâmico onde para a derivada de um sinal geral  $X(t)$  tem-se:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} [x(t)] &= \frac{d}{dt} [X_{r1} \cos \omega t - X_{i1} \sin \omega t] \\
\frac{d}{dt} [x(t)] &= \dot{X}_{r1} \cos \omega t - \omega X_{i1} \cos \omega t + \dot{X}_{i1} \sin \omega t - \omega X_{r1} \sin \omega t
\end{aligned} \tag{3.20}$$

$$\frac{d}{dt}[x(t)] = (\dot{X}_{ri} - \omega X_{i1})_{r1} + (\dot{X}_u - \omega X_{r1})_{i1}$$

As componentes de terceiro e quarto harmônico, caso houver, são ignoradas.

### 3.3.1 CONTROLE DA TENSÃO CC

De [29], o controle da tensão CC é feito de modo rápido e simples, desconsiderando  $R_{arm}$ , vem que:

$$V_{cc} = M_{cc} v_{cp0}^{\Sigma} = M_{cc} v_{cn0}^{\Sigma}$$

Ou

$$V_{cc} = \frac{M_{cc} v_{cp0}^{\Sigma} + M_{cc} v_{cn0}^{\Sigma}}{2} \quad (3.21)$$

Onde  $M_{cc} = 1$ , uma entrada de controle introduzida do lado CC.

### 3.3.2 CORRENTE ICC

A corrente CC é a soma das correntes de sequencia zero nas três fases, o que dá a equação do lado CC que é conhecida da modelagem utilizando média ponderada [46]:

$$I_{cc} = 3I_{diff0} \quad (3.22)$$

### 3.3.3 SIMPLIFICAÇÕES DA MODELAGEM II

As simplificações adotadas neste modelo MMC são:

- Os harmônicos de ordem muito alta causados pela troca de células individuais não são representados.

- Eventos de nível de célula (falhas) não podem ser representados.

- O balanceamento do capacitor não está representado.

- Ajustes de múltiplos parâmetros/ganhos são difíceis.

- A modelagem de fasor (sem ser dinâmico) não é possível.

-Linearização não é possível com sinais oscilantes em modo trifásico.

- O controle de corrente circulante não foi modelado.

### 3.3.4 CONTROLE DO MMC – MODELAGEM II

O controle do MMC da Modelagem II no Matlab é bem semelhante da Modelagem I, onde se pode constar pela Figura 63 que pelo fasor  $\hat{V}_a$  (somente) no PLL obtém um ângulo de saída  $\theta$ , e através desse ângulo de saída do PLL do MMC – Modelagem II pode-se fazer a Transformada de Park direta (para calcular as componentes  $d$  e  $q$  da corrente e da tensão em pu).

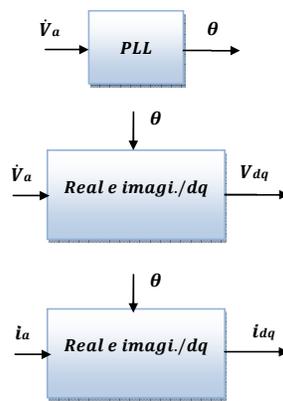


Figura 63 – PLL e transformada de Park.

Na Figura 64, em suma, a cada passo de integração faz-se o controle de tensão CA e CC, comparando a referência com a tensão medida nos dois casos, resultando num erro. Esse erro passa por um bloco PI, gerando os sinais de referência das correntes nos eixos  $d$  e  $q$ . Com isso se utiliza essas correntes para realizar o controle das mesmas, como consta na Figura 64, seguindo de modo igual o que foi feita para controlar as tensões CA e CC, descrito anteriormente, ocasionando em sinais  $V_d^*$  e  $V_q^*$ .

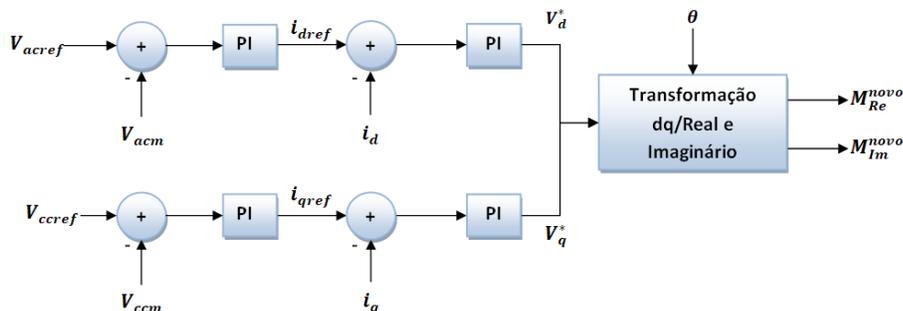


Figura 64 – Malha de controle das tensões, CA e CC, e a obtenção dos sinais de modulação,  $M_{r1}$  e  $M_{i1}$ , na modelagem II.

Com os sinais  $V_d^*$  e  $V_q^*$ , aplica-se a Transformada inversa de Park com o mesmo  $\theta$  da Figura 63 e encontra um sinal de fasor  $\dot{V}_a^{novo}$ . Por fim, se utilizou a parte real de  $\dot{V}_a^{novo}$  resultando em  $M_{Re}^{novo}$ , e a parte imaginária de  $\dot{V}_a^{novo}$ , acha-se  $M_{Im}^{novo}$  recalculando (3.13) a (3.17).

Como no Matlab só foi modelado para uma fase, não foi necessário a realização da estratégia do controle de desacoplamento da corrente como foi feito na Modelagem I no PSCAD.

### 3.3.5 ALGUMAS CONSIDERAÇÕES DO MODELO MCC NO MATLAB

No Matlab, onde foi inserido o modelo, a multiplicação da Seção 3.3.4 é feita com uma função a parte do programa e foi comparada com a função “*combine(expand(X\*Y), 'sincos')*” do Matlab que faz a combinação em senos e cossenos separadamente desde a componente cc até n harmônico (no nosso caso foi feito até o segundo harmônico). O circuito de sincronismo - PLL, modelagem do sistema descritor e método de solução no Matlab que estão na seção 2.3.7.5 e de 2.3.1 a 2.3.5.3 são os mesmos para a execução e simulação dessa modelagem II.

Em [3], [29], [41], os sinais  $M_d$  (*chamado de  $M_{r1}$  neste trabalho*) e  $M_q$  (*chamdo de  $M_{i1}$  neste trabalho*) ou são fixos, ou um deles é fixo e o outro é variante ao longo da simulação, entretanto no Matlab tanto o  $M_{r1}$  quanto o  $M_{i1}$  são variantes no decorrer da simulação. Também vale ressaltar que no Matlab o  $\frac{-M_{r1}}{2}$  de (3.13) foi modelado somente com  $-M_{r1}$ , já incluso a divisão por 2 no controle, enquanto o  $\frac{-M_{i1}}{2}$  de (3.13) foi modelado somente com  $M_{i1}$ , já inclusa a divisão por 2.

#### 3.3.5.1 TRANSFORMAÇÃO DE PARK DA MODELAGEM II NO MATLAB

Partindo de (3.9) e sabendo que o ângulo  $\theta_{PLL1}$  é obtido através das equações mostradas em 2.3.7.5, vem:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_{PLL1} & \sin\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta_{PLL1} & \cos\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$i_{d1} = \frac{2}{3} \left[ \sin \theta_{PLL1} i_{a1} + \sin\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) i_{b1} + \sin\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) i_{c1} \right] \quad (3.24)$$

$$i_{q1} = \frac{2}{3} \left[ \cos \theta_{PLL1} i_{a1} + \cos\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) i_{b1} + \cos\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) i_{c1} \right] \quad (3.25)$$

Escrevendo as equações em termos de fasores dinâmicos, tem-se (num sistema trifásico a parte real e imaginária dos fasores são iguais para as 3 fases):

$$i_{a1} = I_{s1}^{re} \cos(\omega t) - I_{s1}^{im} \sin(\omega t) \quad (3.26)$$

$$i_{b1} = I_{s1}^{re} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - I_{s1}^{im} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.27)$$

$$i_{c1} = I_{s1}^{re} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - I_{s1}^{im} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.28)$$

Assim, substituindo (3.26), (3.27) e (3.28) em (3.24) e (3.25), encontra-se:

$$\begin{aligned} \frac{i_{d1}}{\frac{2}{3}} &= \sin(\theta_{PLL1}) \cdot I_{s1}^{re} \cos(\omega t) - \sin(\theta_{PLL1}) \cdot I_{s1}^{im} \sin(\omega t) \\ &+ \sin\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{re} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{im} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &+ \sin\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{re} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{im} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{i_{q1}}{\frac{2}{3}} &= \cos \theta_{PLL1} \cdot I_{s1}^{re} \cos(\omega t) - \cos \theta_{PLL1} \cdot I_{s1}^{im} \sin(\omega t) \\ &+ \cos\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{re} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta_{PLL1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{im} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &+ \cos\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{re} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta_{PLL1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot I_{s1}^{im} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

O ângulo de saída do PLL é igual a:

$$\theta_{PLL1} = \omega t + \theta_{s1} \quad (3.31)$$

Onde  $\theta_{s1}$  é o ângulo da tensão fase neutro no ponto de medição em relação à fonte ideal do equivalente de Thévenin.

Substituindo (3.31) em (3.29) e (3.30) e fazendo as devidas simplificações, chegam-se as seguintes equações em formato matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_{s1}) & -\cos \theta_{s1} \\ \cos \theta_{s1} & \sin(\theta_{s1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1}^{re} \\ I_{s1}^{im} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_{s1}) & -\cos \theta_{s1} \\ \cos \theta_{s1} & \sin(\theta_{s1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref1}^{re} \\ V_{ref1}^{im} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

A transformada inversa pode ser obtida através da matriz inversa:

$$\begin{bmatrix} V_{ref1}^{re} \\ V_{ref1}^{im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_{s1}) & -\cos \theta_{s1} \\ \cos \theta_{s1} & \sin(\theta_{s1}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

O ângulo  $\theta_{s1}$ , que  $\theta_{PLL}$ , foi somado de  $90^\circ$  no Matlab para compensar a convenção diferente do eixo  $dq$  do PSCAD. No PSCAD a formulação de (3.9) é invertida entre as equações do eixo  $d$  com o eixo  $q$ , logo para compensar essa inversão foi somado  $90^\circ$  no  $\theta_{s1}$  do Matlab.

### 3.4 SISTEMA TESTE DE UMA MÁQUINA

Nesta seção foi realizada a validação dos dois modelos propostos, um implementado no PSCAD (Modelagem I) e o outro implementado no Matlab (Modelagem II) com um algoritmo para montagem do sistema descritor formulado com as equações linearizadas para o caso da Modelagem II. O Matlab programa foi escolhido em função da facilidade oferecida para se trabalhar com matrizes e também pela simplicidade de sua linguagem de programação, além das facilidades oferecidas para análise linear, como o algoritmo para cálculo de polos do sistema. Na Figura 65 é

mostrado o sistema teste inserido tanto no PSCAD quanto no MATLAB, ou seja, o MMC – 1 está trabalhando como se fosse um STATCOM.

As malhas de controle para as duas modelagens obedecem a Figura 59 e Figura 60 e estão inserida dentro do bloco MMC-1 da Figura 65, sendo o controle tensão CA feito pelo eixo  $d$  e o de tensão CC pelo eixo  $q$ .

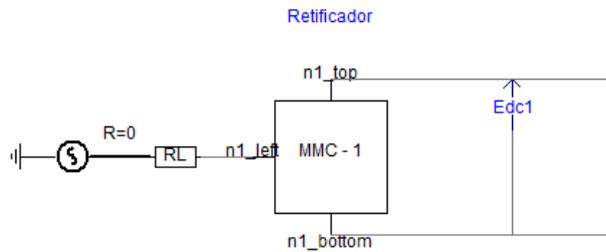


Figura 65 – Sistema teste de uma máquina no PSCAD

Foi realizada uma análise da resposta no domínio do tempo aplicando-se um degrau na tensão CA de referência do controle e observando-se a resposta das tensões CA e CC no sistema. Estas respostas foram então comparadas, curva sobre curva, com as simulações correspondentes no PSCAD/EMTDC da Modelagem I.

Tabela 2 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação.

	Modelagem I (PSCAD)	Modelagem II (Matlab)
Limites de tensão	Nenhum	Nenhum
Modelagem	Cada Submódulo	Equivalente
Tensão CA (kV)	370	370
Tensão CC (kV)	640	640
Resistência da linha ( $\Omega$ )	0.03	0.03
Indutância da linha (H)	0.04	0.04
Kp (controle de tensão CA)	1	1
Ki (controle de tensão CA)	10	10
Kp (controle de tensão CC)	6	6
Ki (controle de tensão CC)	20	20
Kp (controle da corrente $I_d$ )	0.65	0.65
Ki (controle da corrente $I_d$ )	100	100
Kp (controle da corrente $I_q$ )	0.65	0.65

Ki (controle da corrente iq)	100	100
Rarm ( $\Omega$ )	0	1.00E-09
Larm (H)	0.05	0.05
Ron ( $\Omega$ )	1.00E-06	-----
Roff ( $\Omega$ )	1.00E+06	-----
Capacitância por submódulo ( $\mu$ F)	2800	2800
Nº de níveis	76	76
Harmônicos	TODOS	Até o 2ª
Potência base (MVA)	1000	1000
Controle CCSC	NÃO	NÃO

Assim, foi aplicado um degrau de 10% em 0.05s na tensão CA medida depois da resistência RL, da Figura 65 e verificou-se o comportamento das variáveis do sistema. Na Tabela 2 estão indicados os valores dos parâmetros e ponto de operação que foram considerados nesta validação. Vale ressaltar que não foi feito a utilização de filtros no sistema para não que ocorresse perda de precisão na medição no PSCAD (Modelagem I).

O tempo de simulação foi de 3 segundos e o degrau foi aplicado em 0,05s em ambos os programas, obtendo os seguintes resultados:

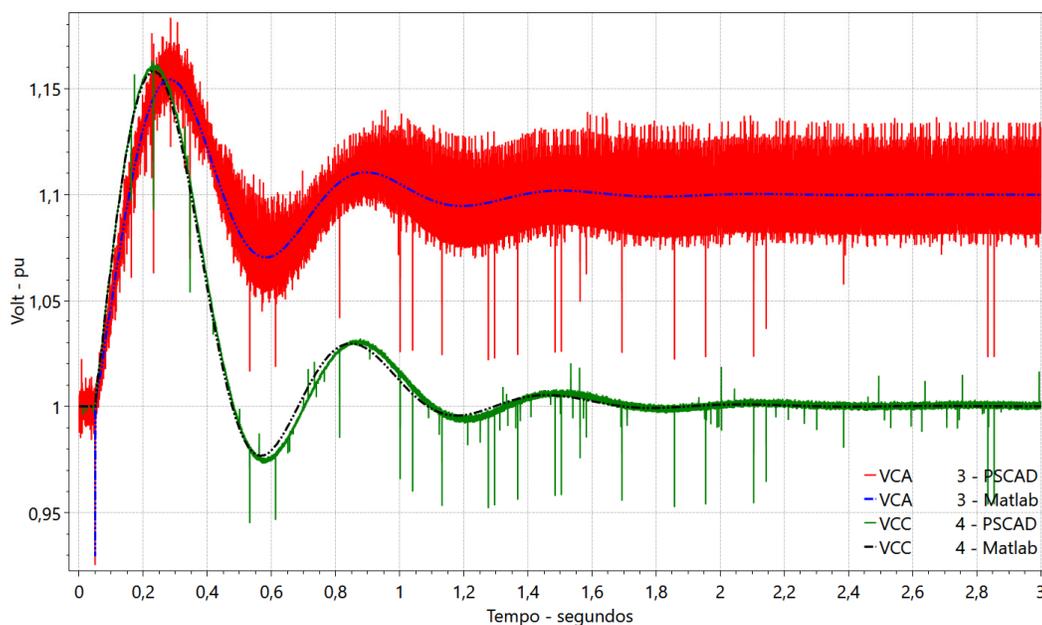


Figura 66 – Tensão CA e CC no PSCAD e Matlab.

Os picos isolados tanto para cima quanto para baixo que ocorrem no PSCAD da Figura 66 são provocados pelos harmônicos a partir do 2º que não estão modelados no Matlab. O mesmo acontece na Figura 67. Entretanto, como se pode notar, o comportamento dinâmico em ambos os programas é bem parecido, assim como o regime permanente antes e depois da contingência aplicada nas figuras citadas.

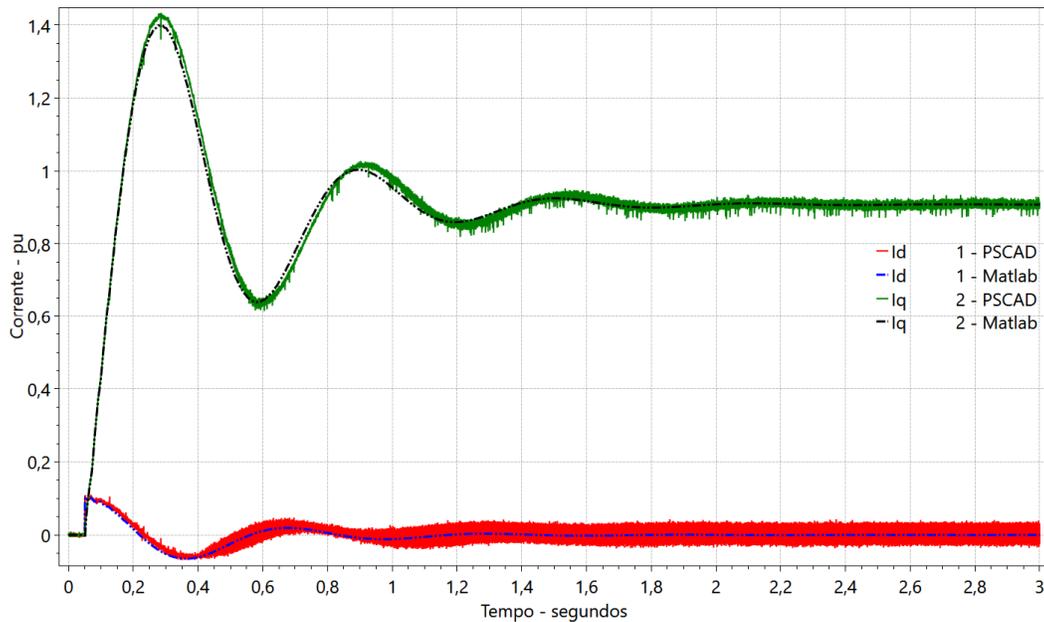


Figura 67 – Correntes dos eixos  $d$  e  $q$  no PSCAD e Matlab.

Nas Figura 68 e Figura 69 é mostrado o somatório das tensões nos capacitores de cada multiválvula (positiva e negativa) no PSCAD e Matlab, o comportamento das ondas também é bem parecido nos dois programas de simulação. O mesmo acontece na Figura 70 com a corrente da rede CA.

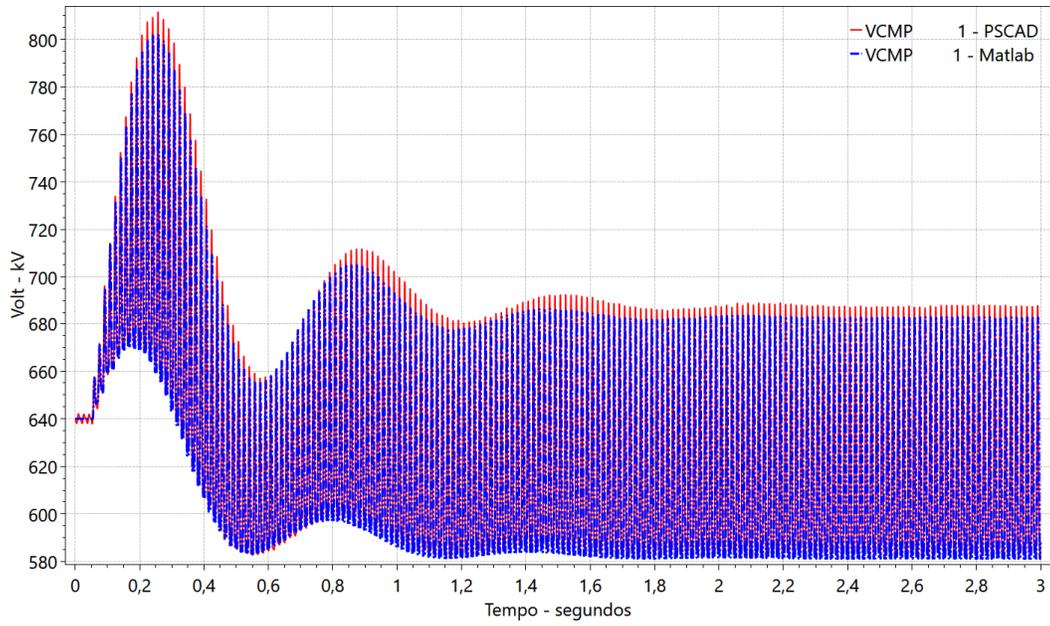


Figura 68 – Tensões, em kV, da soma de todos os capacitores da parte positiva no PSCAD e Matlab.

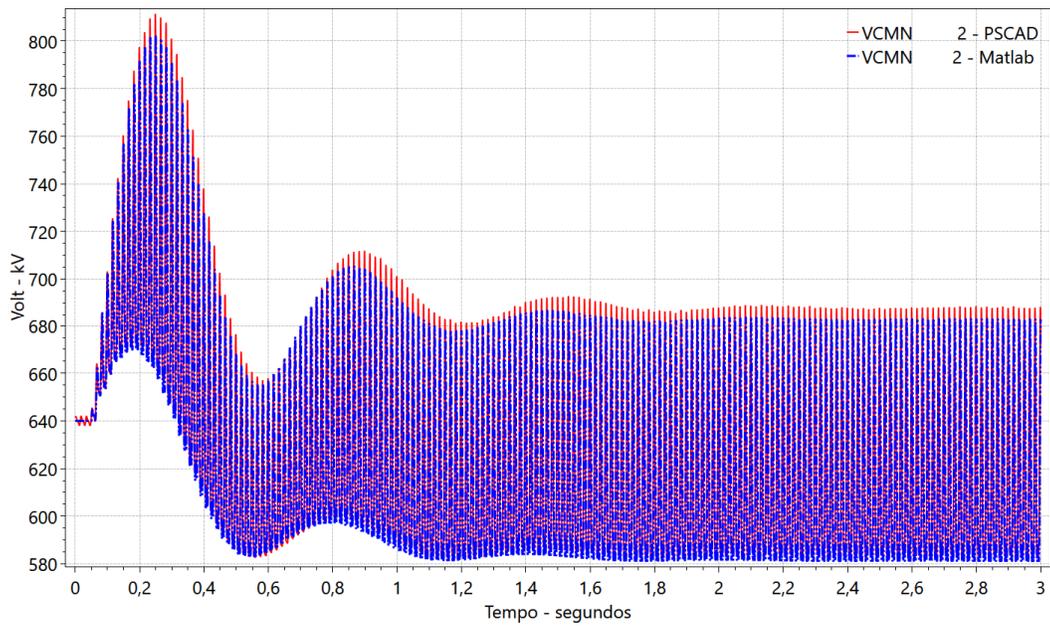


Figura 69 – Tensões, em kV, da soma de todos os capacitores da parte negativa no PSCAD e Matlab.

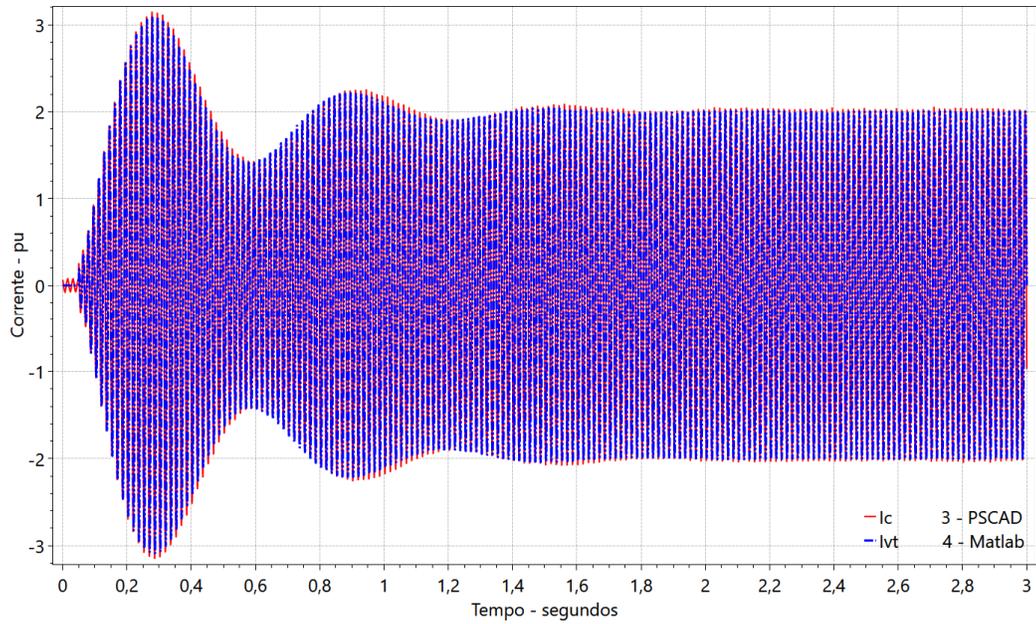


Figura 70 – Corrente CA no PSCAD e Matlab.

Como era de se esperar, a corrente CC que seria o somatório das correntes de cada fase tem que permanecer zero, como é encontrado e comprovado na Figura 71. Vale ressaltar que para este caso, o MMC está se comportando como um STATCOM.

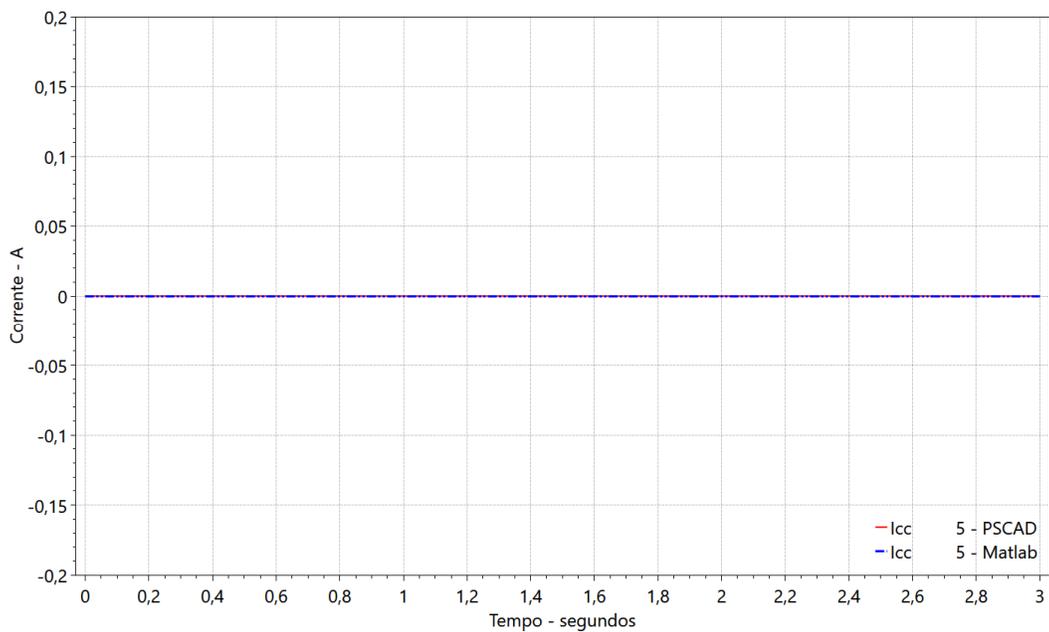


Figura 71 – Correntes contínuas no PSCAD e Matlab.

### 3.5 TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA USANDO AS MODELAGENS I E II

A principal função do elo de corrente contínua é transmitir potência de um ponto a outro do sistema com eficiência e controle. A Figura 72 mostra o diagrama de um elo de corrente contínua composto basicamente de dois conversores fonte de tensão, um operando como retificador e o outro como inversor, linha CC com capacitores que tem a função de prover a polarização dos dispositivos semicondutores e garantir “ripple” reduzido na tensão CC. Os conversores podem estar diretamente conectados um ao outro, caracterizando uma conexão Back-to-back, ou unidos através de um cabo, dependendo da aplicação desejada.

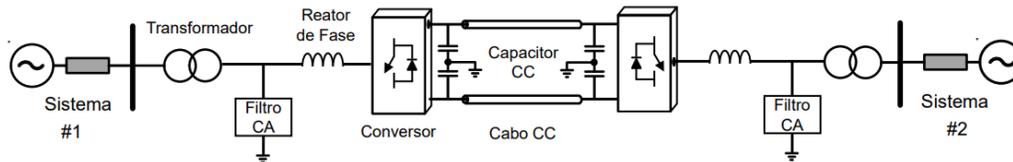


Figura 72 – Configuração do Sistema VSC-HVDC, adaptado de[27].

O controle do elo funciona basicamente da seguinte forma: enquanto um dos terminais VSC controla a potência ativa que flui através do elo, o outro controla a tensão CC. Desprezando-se as perdas nos conversores, pode-se dizer que a potência ativa que entra no sistema CC deve ser igual à potência ativa entregue ao sistema CA do inversor menos as perdas da transmissão no cabo. Uma das grandes vantagens deste elo é o fato de não necessitar de suporte de reativos (como na transmissão em corrente alternada a tiristores) e ainda possuir controle da potência reativa em ambos os conversores de maneira independente durante a operação normal do elo.

Para a realização da transmissão em corrente contínua, primeiro será mostrado uma comparação entre as Modelagens I e II com o inversor idêntico ao retificador e em seguida o inversor terá o controle de potência ativa e o retificador o controle da tensão CC.

### 3.5.1 CONTROLE DE TENSÃO CA E CC NO RETIFICADOR E NO INVERSOR

A linha de transmissão CC, conforme é mostrado na Figura 73, foi retirada do circuito que liga as Usinas de Santo Antônio e Jirau (Rondônia) até a subestação de Araraquara no interior de São Paulo (2,4 mil quilômetros em 600 kV) Figura 75. A tensão CC neste exemplo é de 640 kV assim, a adaptação é válida e condiz com a realidade. Como já foi dito, nesta parte o retificador e o inversor serão iguais, ou seja, terão o mesmo controle (Tensão CA e CC), mesmos ganhos, capacitâncias, números de níveis, conforme se encontra na Tabela 3.

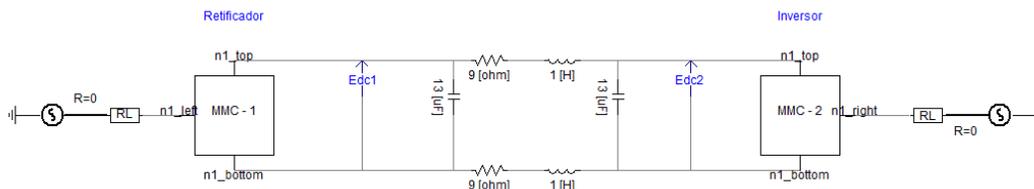


Figura 73 – Linha de Transmissão CC.

Para a representação do Inversor, foi criado um componente no PSCAD – Modelagem I, Figura 73. Sendo o inversor idêntico ao retificador, os controles (os valores estão na Tabela 3) que estão na Figura 59 e na Figura 60 são os mesmos para os dois lados, entretanto, tanto a tensão de referência da tensão CA quanto da CC são de 0.98 pu para se ter uma diferença entre tensão CA do Retificador e da do Inversor e assim ocorrer à passagem de potência ativa, conforme a Figura 74. Na Modelagem II foi utilizado o mesmo método que na Modelagem I, mas no Matlab.

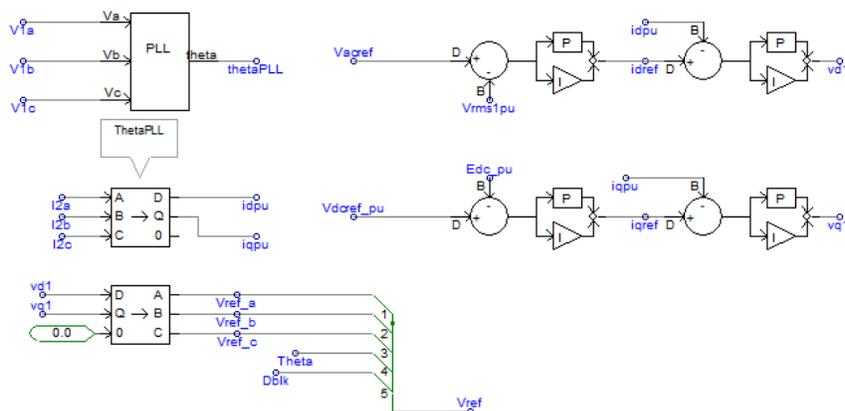


Figura 74 – Controle MMC.

Tabela 3 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação - 2.

	Modelagem I (PSCAD)	Modelagem II (Matlab)
Limites de tensão	Nenhum	Nenhum
Modelagem	Cada Submódulo	Equivalente
Tensão CA (kV)	370	370
Tensão CC (kV)	640	640
Resistência da linha ( $\Omega$ )	0.03	0.03
Indutância da linha (H)	0.04	0.04
Kp (controle de tensão CA)	2	2
Ki (controle de tensão CA)	100	100
Kp (controle de tensão CC)	6	6
Ki (controle de tensão CC)	20	20
Kp (controle da corrente Id)	0.65	0.65
Ki (controle da corrente id)	100	100
Kp (controle da corrente iq)	0.65	0.65
Ki (controle da corrente iq)	100	100
Rarm ( $\Omega$ )	0	1.00E-09
Larm (H)	0.05	0.05
Ron ( $\Omega$ )	1.00E-06	-----
Roff ( $\Omega$ )	1.00E+06	-----
Capacitância por submódulo ( $\mu\text{F}$ )	2800	2800
Nº de níveis	76	76
Harmônicos	TODOS	Até o 2ª
Potência base (MVA)	1000	1000
Controle CCSC	NÃO	NÃO

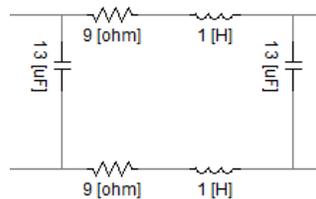


Figura 75 – Linha CC com o Inversor.

A simulação foi de 10 segundos com um degrau de 10% aplicado em 1.1s na tensão CA no Inversor medido depois da resistência RL, da Figura 73 e verificou-se o comportamento das variáveis do sistema.

Como foi dito anteriormente, o controle nesta simulação é sobre as tensões CA e DC tanto do retificador quanto do inversor, e como se pode notar na Figura 76, as tensões de ambos os lados se comportam de forma bem semelhante na parte de frequência mais alta (depois de 2.7s) e tem o mesmo regime permanente para a tensão CA. O mesmo acontece com a tensão CC, como está na Figura 77.

Vale ressaltar que, logo depois da contingência, ou seja, em frequências mais altas, a simulação no Matlab (Modelagem II) não oscila tanto quanto no PSCAD (Modelagem I). Isso é devido a não modelagem de todos os harmônicos, conforme citado anteriormente o que é bem natural e esperado e também a diferença de modelagens implantadas nos programas, ou seja, no Matlab o modelo é simplificado e menos robusto, já no PSCAD o modelo é mais completo com a especificação das tensões dos capacitores de todos os submódulos.

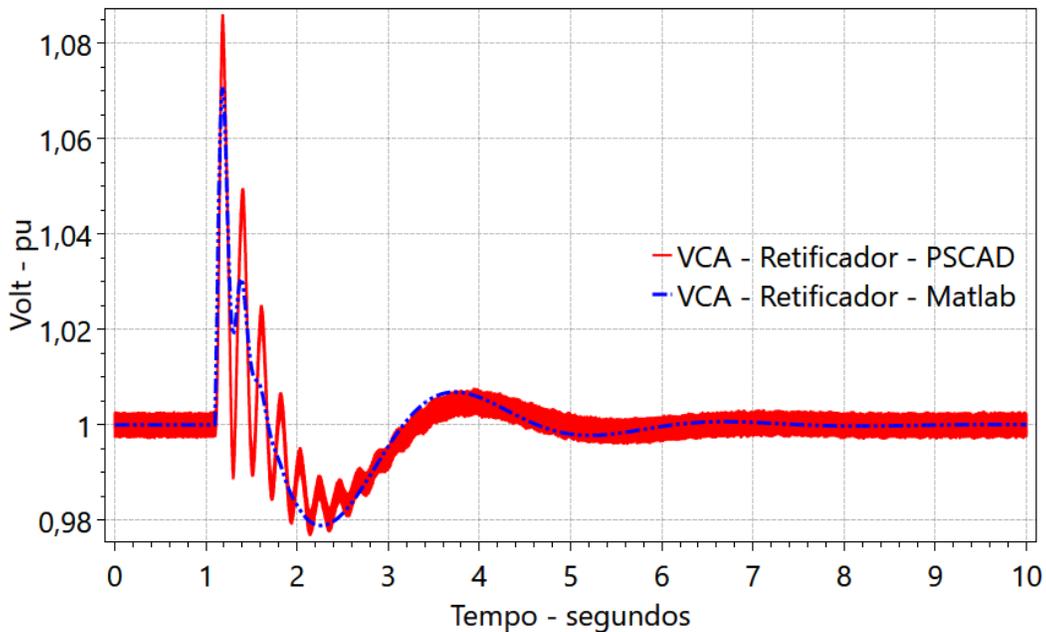


Figura 76 – Tensão de Corrente Alternada no retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

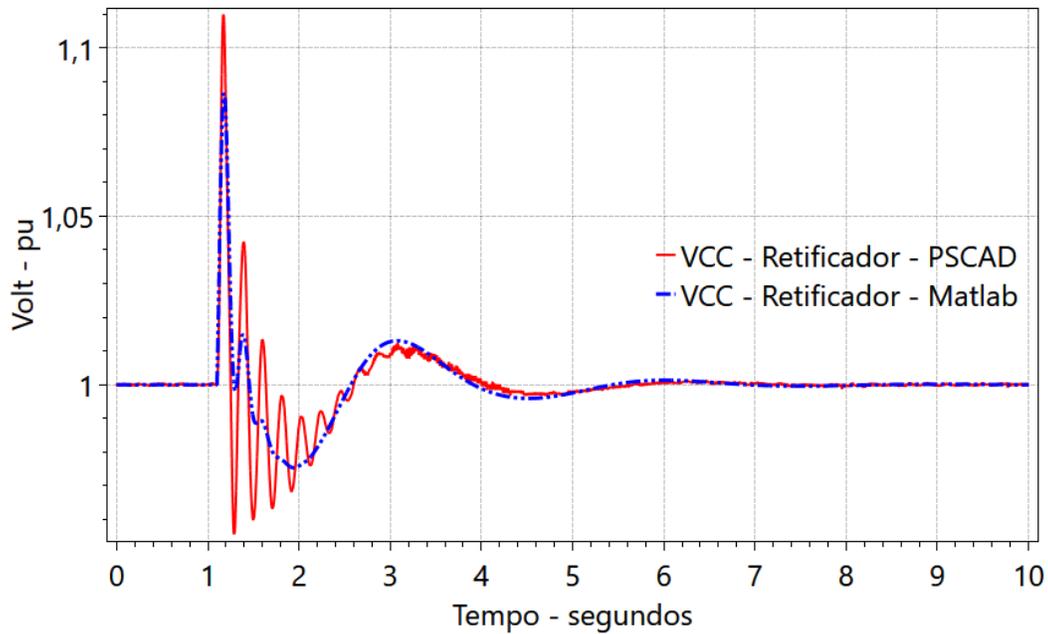


Figura 77 – Tensão de Corrente Contínua no retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

Verificando o lado do inversor, constatou-se também que, apesar do regime permanente ser o mesmo e o comportamento dinâmico serem bem parecido em ambas às modelagens, tanto na tensão CC, Figura 78, quanto na tensão CA, Figura 79, a oscilação no Matlab é menor que no PSCAD previamente citado na explicação dos gráficos da tensão CA e da CC do retificador.

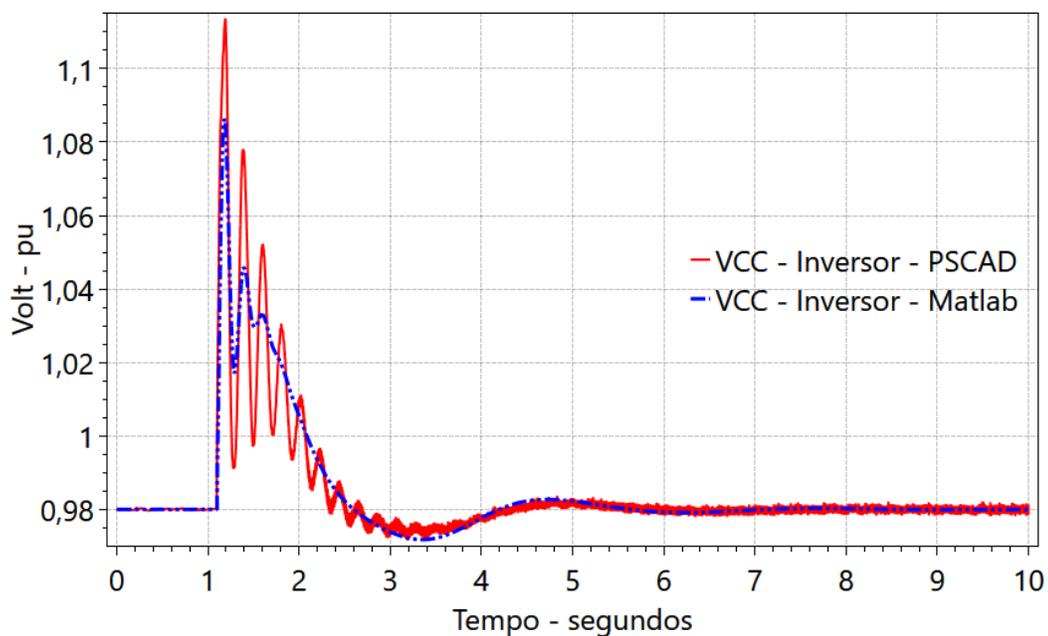


Figura 78 – Tensão de Corrente Contínua no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

A Figura 80 mostra as tensões de transformação de Park no retificador e a Figura 81 mostra as tensões de Park no inversor e elas têm os mesmos comportamentos que as tensões CA e CC dos equipamentos, conforme o esperado.

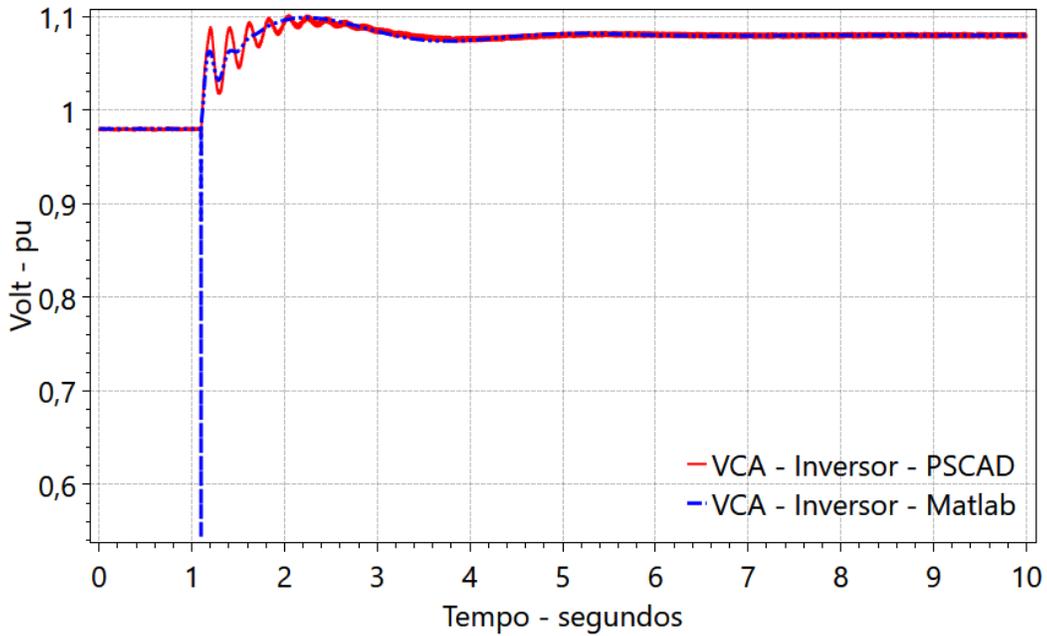


Figura 79 – Tensão de Corrente Alternada no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

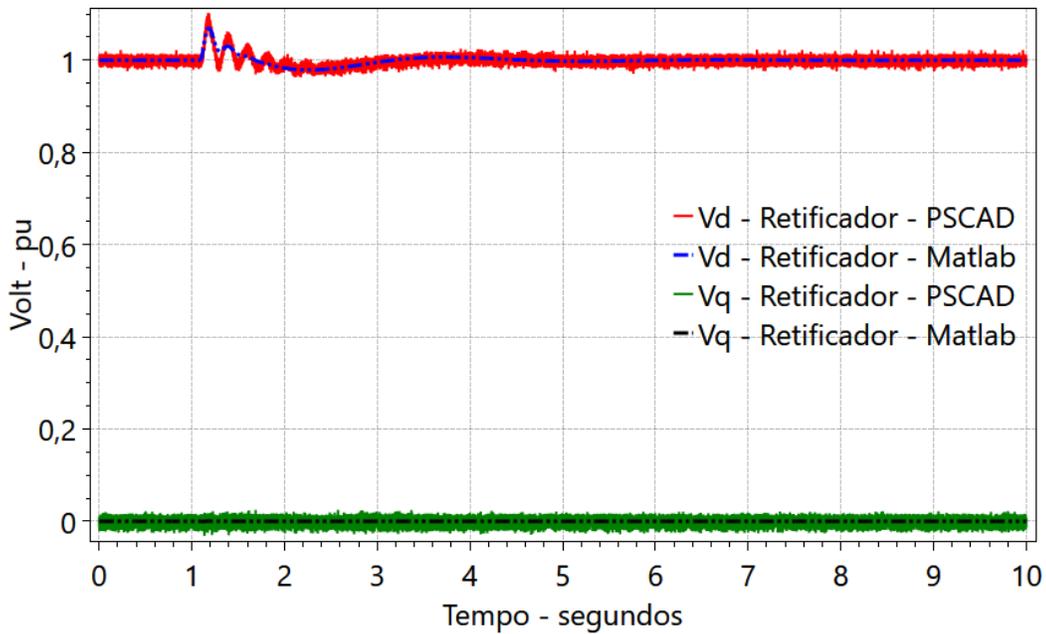


Figura 80 – Tensão de transformação de Clark no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

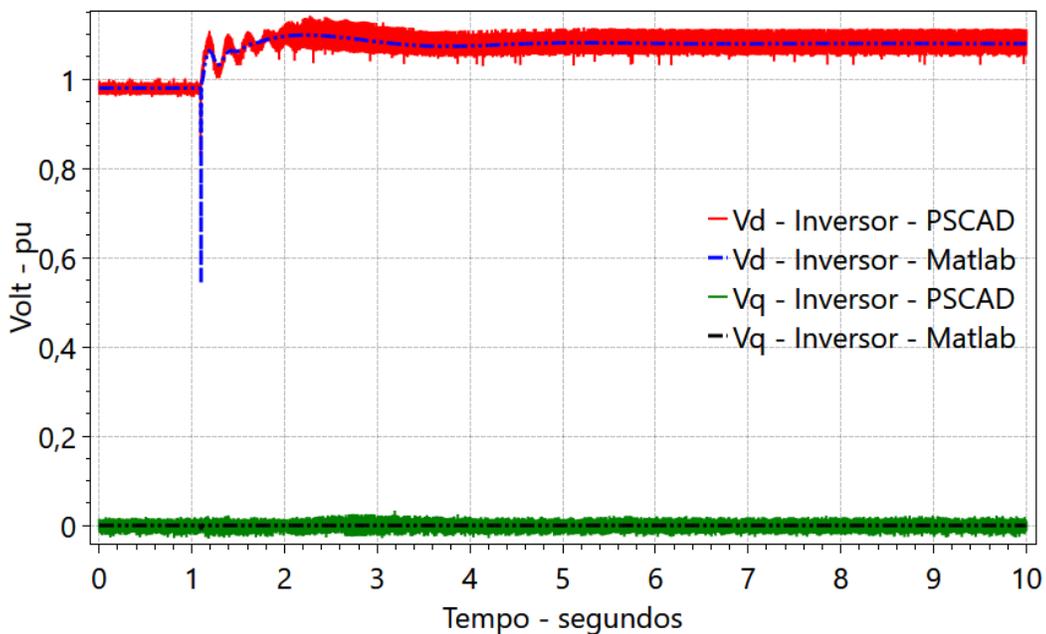


Figura 81 – Tensão de transformação de Clark no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

Como o sistema não tem nenhum controle de corrente ou potência, a forma de onda da corrente contínua, assim como dos eixos  $d$  e  $q$  serão ligeiramente diferentes. A Figura 82 é ilustrada o comportamento da corrente contínua que passa pela LT, o regime permanente em ambos os programas são idênticos tanto antes da contingência,

quanto depois da mesma, mas o comportamento dinâmico é discordante onde na simulação da Modelagem II o gráfico da corrente é mais rápido do que na Modelagem I, isso é devido ao não controle do mesmo e das diferentes modelagens nos dois programas. O mesmo acontece com a transformada de Park no eixo  $dq$ , visto em Figura 83 e Figura 84.

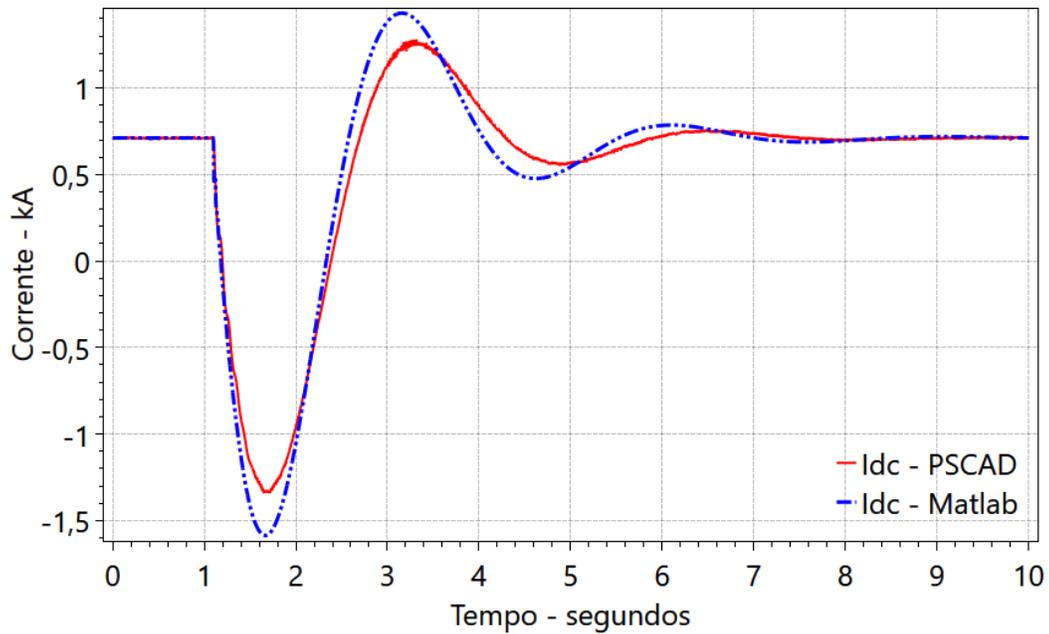


Figura 82 – Corrente Contínua na LT nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

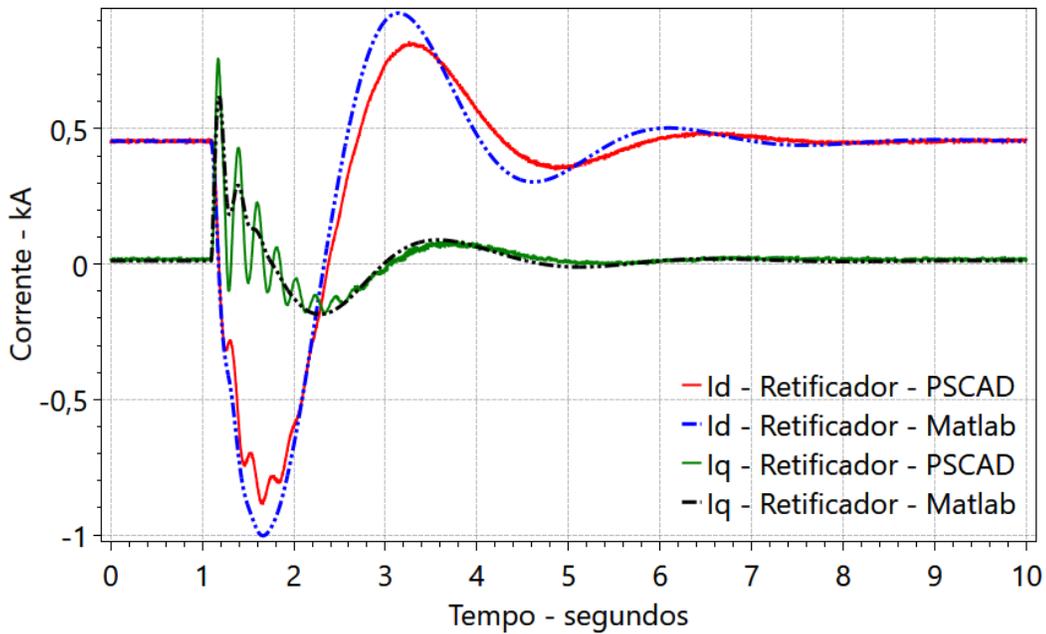


Figura 83 – Corrente de transformação de Clark no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

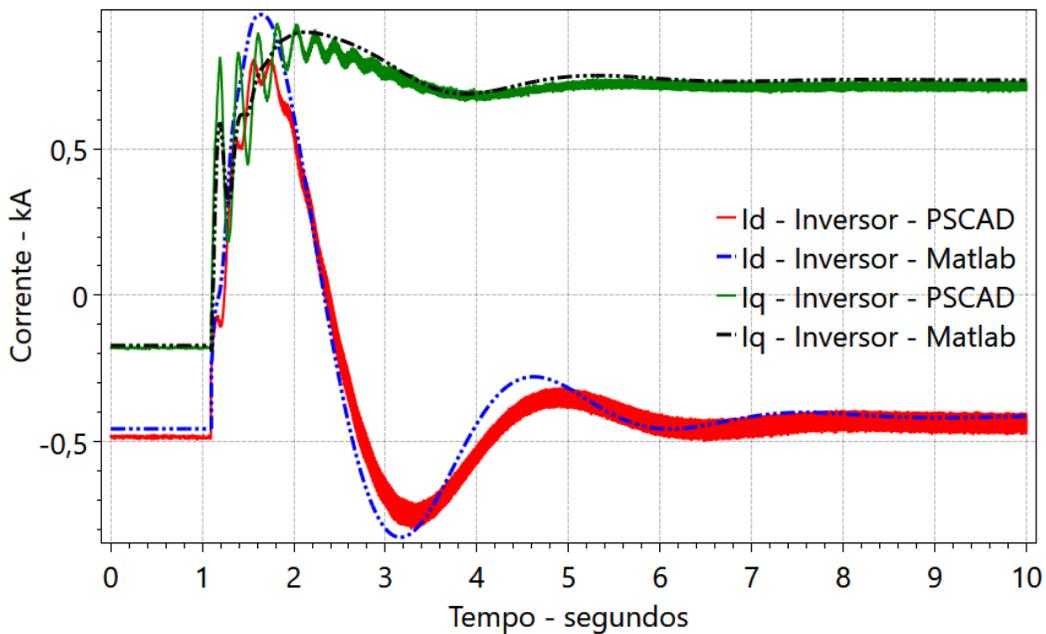


Figura 84 – Corrente de transformação de Clark no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

A Potência Ativa que passa para o lado do Inversor é de 0,455 pu, cerca de 455 MW. Como o comportamento da corrente é diferente nos dois programas, é de se notar que o gráfico da potência ativa seja discordante também nos dois programas, visto na

Figura 85, onde se consta que o regime permanente é o mesmo, mas a parte dinâmica é uma mais lenta que a outra, ou seja, o mesmo problema encontrado na Figura 82. Mas dá para concluir que é possível realizar a análise da transmissão de potência ativa nessas modelagens apresentadas neste documento.

Na Figura 86 apresenta-se a tensão de referência da fase A em ambos os programas e conclui-se que a forma de onda é idêntica nas modelagens, tanto que na Figura 87, que é uma forma aproximada, como na Figura 86, vê-se que em ambos os programas elas estão coincidentes e em fase.

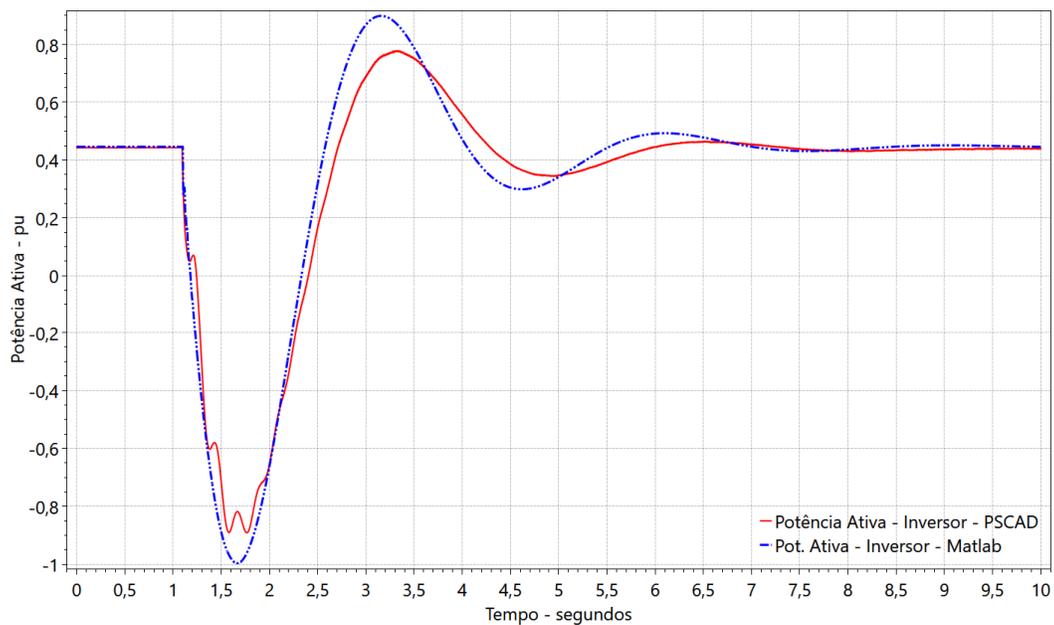


Figura 85 – Potência Ativa no Inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

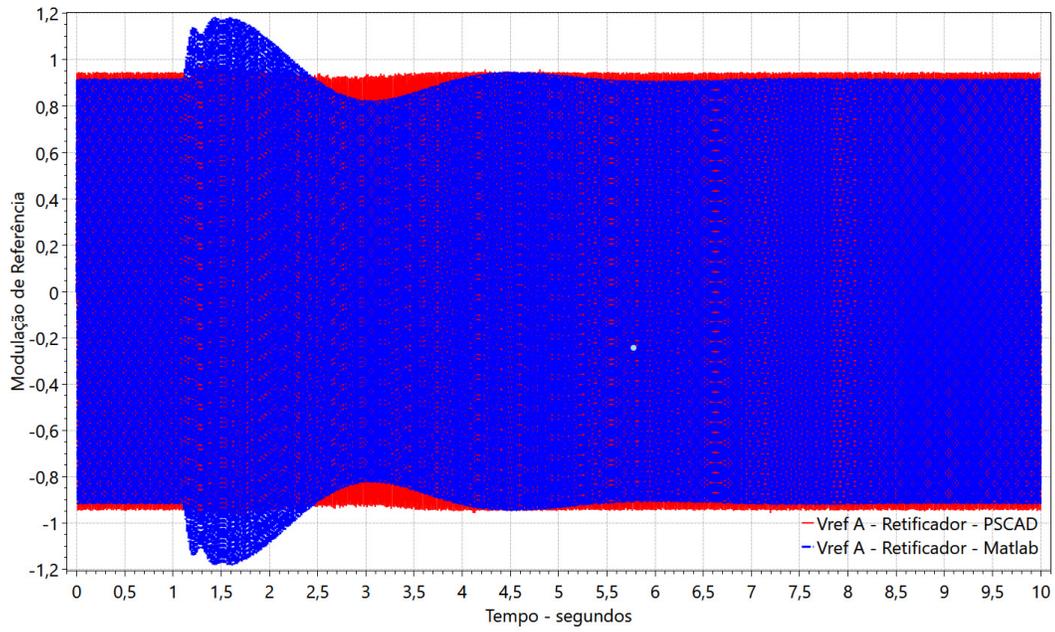


Figura 86 – Tensão de referência na fase A no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

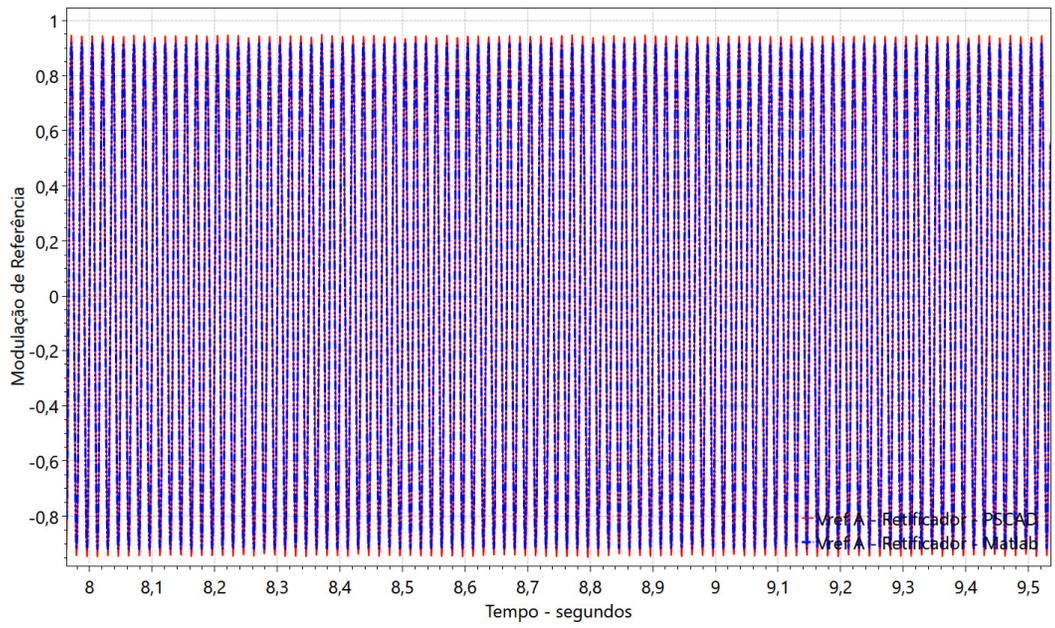


Figura 87 – Tensão de referência aproximada na fase A no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

### 3.5.2 CONTROLE DE TENSÃO CA E POTÊNCIA ATIVA NO RETIFICADOR E TENSÃO CA E CC NO INVERSOR

Nesta etapa, irá ser mostrado que apesar de ainda muito novo, os Conversores Modulares Multinível - MMC podem ser utilizados para realizar transmissão de potência, citado anteriormente, e controlar a mesma em determinada situação da rede.

A linha de transmissão CC é a mesma utilizada na Figura 73. Nesta parte do documento o retificador (MMC – 1 da Figura 73) controlará a tensão CA e a potência Ativa e o inversor (MMC – 2 da Figura 73) controlará as tensões CA e CC os ganhos, capacitâncias, números de níveis, conforme se encontra na Tabela 4.

No Inversor o controle foi o mesmo que consta na Figura 59 e na Figura 60 com a tensão de referência em 0.98 pu nas duas tensões, já no retificador trocou-se a malha da tensão CC pela de potência ativa no PSCAD – Modelagem I. Na Modelagem II foi utilizado o mesmo método que na Modelagem I, mas no Matlab.

Tabela 4 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação - 3.

	Modelagem I (PSCAD)	Modelagem II (Matlab)
Limites de tensão	Nenhum	Nenhum
Modelagem	Cada Submódulo	Equivalente
Tensão CA (kV)	370	370
Tensão CC (kV)	640	640
Resistência da linha ( $\Omega$ )	0.03	0.03
Indutância da linha (H)	0.04	0.04
Kp (controle de tensão CA no Retificador)	2	2
Ki (controle de tensão CA no Retificador)	100	100
Kp (controle de Potência Ativa no Retificador)	0.25	0.25
Ki (controle de Potência Ativa no Retificador)	5	5
Kp (controle de tensão CA no Inversor)	2	2
Ki (controle de tensão CA no Inversor)	100	100
Kp (controle de tensão CC no Inversor)	6	6

Ki (controle de tensão CC no Inversor)	20	20
Potência de Referência (MW)	600	600
Potência Base (MVA)	1000	1000
Kp (controle da corrente Id)	0.65	0.65
Ki (controle da corrente id)	100	100
Kp (controle da corrente iq)	0.65	0.65
Ki (controle da corrente iq)	100	100
Rarm ( $\Omega$ )	0	1.00E-09
Larm (H)	0.05	0.05
Ron ( $\Omega$ )	1.00E-06	-----
Roff ( $\Omega$ )	1.00E+06	-----
Capacitância por submódulo ( $\mu$ F)	2800	2800
Nº de níveis	76	76
Harmônicos	TODOS	Até o 2ª
Controle CCSC	NÃO	NÃO

A simulação tem 10 segundos de duração com um degrau de 0.1 pu aplicado em 1s na potência ativa no retificador medida antes do mesmo (depois do gerador) da Figura 65 com passo de integração de 40  $\mu$ s e verificou-se o comportamento das variáveis do sistema.

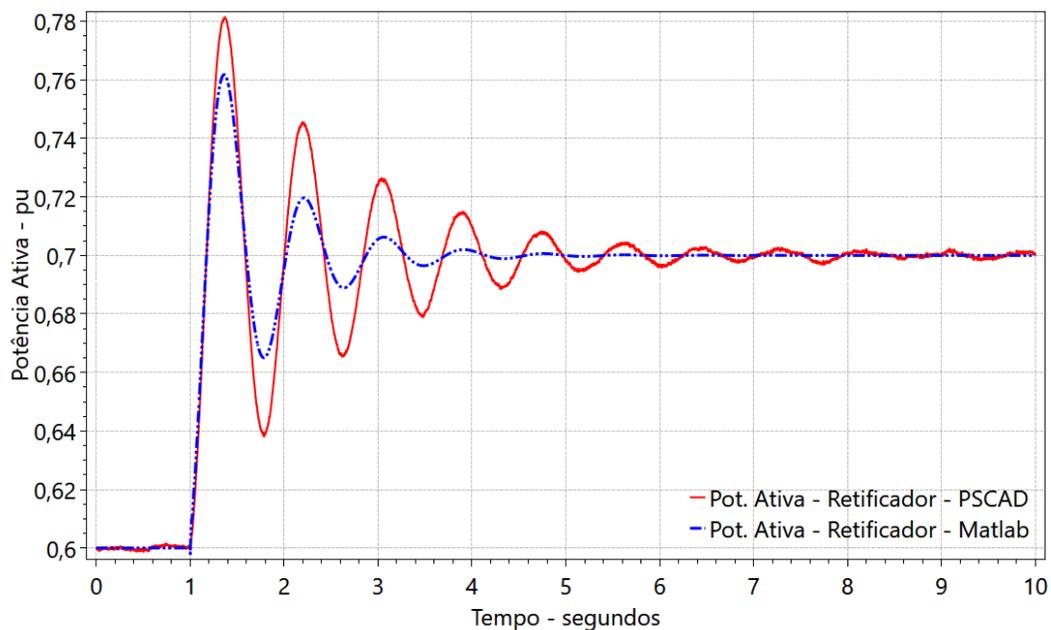


Figura 88 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

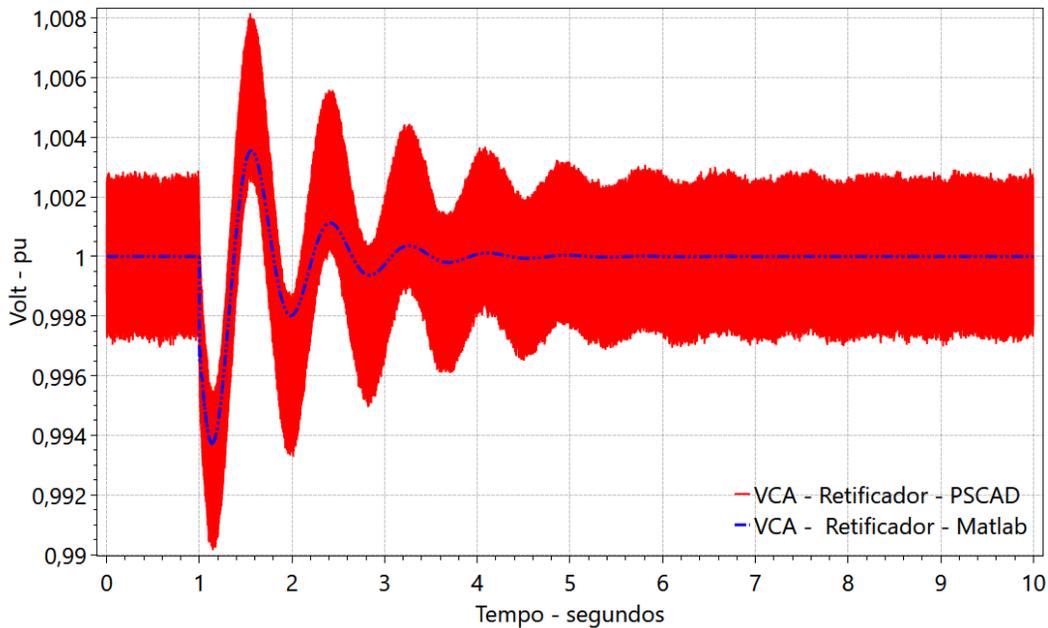
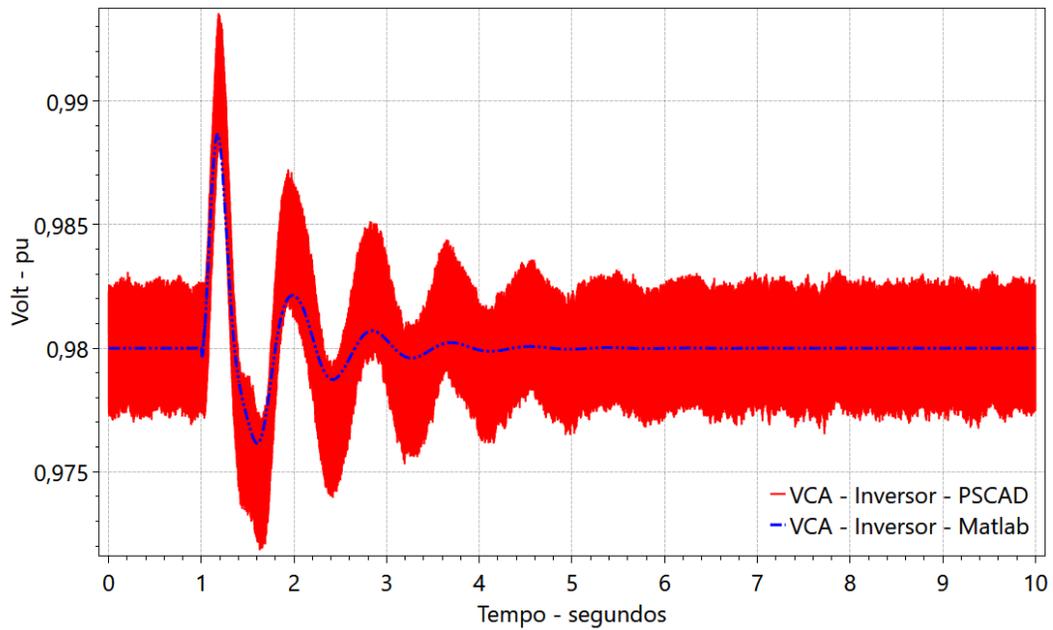


Figura 89 – Tensão de Corrente Alternada no retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

Na Figura 88 a potência ativa que passa a entra no retificador é de 0.6 pu, cerca de 600 MW e vai para 700 MW. No PSCAD (Modelagem I) o ruído e a amplitude da forma de onda são maiores do que na do Matlab (Modelagem II), mas o comportamento dinâmico, assim como o regime permanente, é parecido e seguem o mesmo formato de onda, ou seja, o controle de ambas as modelagens funciona e os resultados são coerentes, daí dá para concluir que é possível realizar a análise da transmissão de potência ativa nessas modelagens apresentadas neste documento.

O mesmo fenômeno ocorre na Figura 89 com a tensão CA no retificador, a amplitude em um programa é maior do que no outro, o que pode ser explicado citando também que na Modelagem II é utilizada para transitórios eletromecânicos e com o fasor dinâmico, bem diferente que a metodologia usada na Modelagem I.



*Figura 90 – Tensão de Corrente Alternada no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.*

A Figura 90 e a Figura 91 mostram o lado do inversor e constatou-se também que, apesar do regime permanente ser o mesmo e o comportamento dinâmico serem bem parecido em ambas às modelagens, tanto na tensão CC quanto na tensão CA, a oscilação no Matlab é menor que no PSCAD previamente citado na explicação dos gráficos da tensão CA e da potência ativa do retificador.

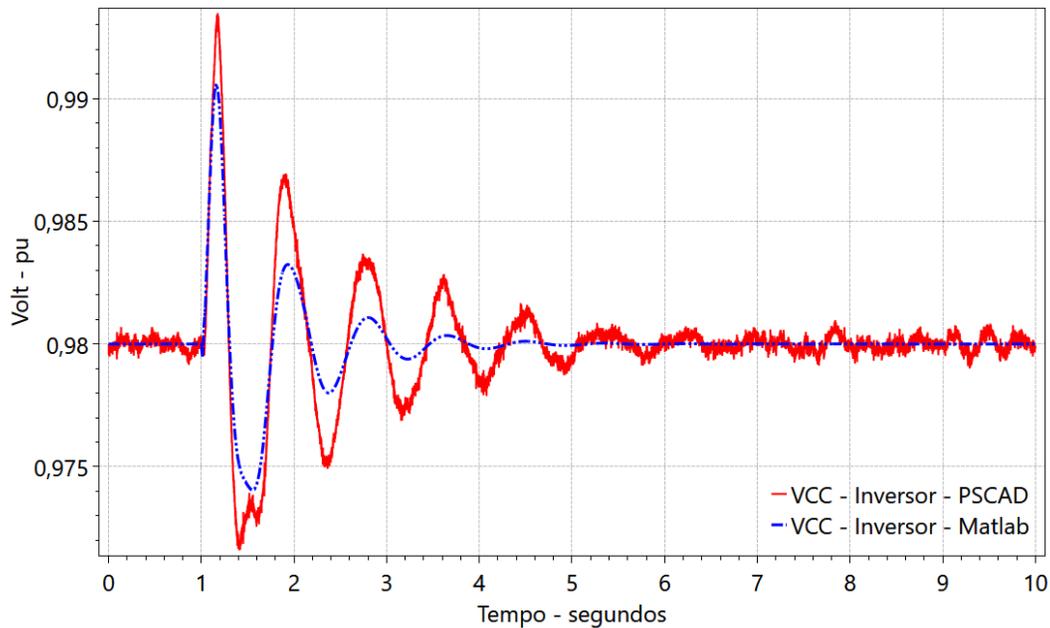


Figura 91 – Tensão de Corrente Contínua no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

### 3.5.3 CONTROLE DE TENSÃO CA E POTÊNCIA ATIVA NO RETIFICADOR E TENSÃO CA E CC NO INVERSOR (COM AJUSTES NOS VALORES DAS MALHAS DE CONTROLE)

Como se pode notar na Seção 3.5.2, as ondas de tensão e potência ativa nos dois programas tem comportamento semelhante, mas a amplitude delas é diferente assim como o amortecimento das oscilações. Visto isso, foram feitos alguns ajustes nos valores das variáveis de controle no sistema que se encontram na Tabela 5 e foram simuladas mais três simulações com passo de integração de 40  $\mu$ s. As tensões (e variáveis de controles) de referência CA e CC no inversor é a mesma do caso anterior, assim como no retificador.

A primeira simulação foi à mesma Seção 3.5.2, um degrau de 0.1 pu aplicado em 1s na potência ativa no retificador, mas com os valores da Tabela 5 e verificaram-se os resultados da simulação.

Tabela 5 – Valores dos parâmetros e ponto de operação para simulação - 4.

	Modelagem I (PSCAD)	Modelagem II (Matlab)
Limites de tensão	Nenhum	Nenhum
Modelagem	Cada Submódulo	Equivalente
Tensão CA (kV)	370	370
Tensão CC (kV)	640	640
Resistência da linha ( $\Omega$ )	0.03	0.03
Indutância da linha (H)	0.04	0.04
Kp (controle de tensão CA no Retificador)	2	2
Ki (controle de tensão CA no Retificador)	100	100
Kp (controle de Potência Ativa no Retificador)	0.5	0.5
Ki (controle de Potência Ativa no Retificador)	2	2
Kp (controle de tensão CA no Inversor)	2	2
Ki (controle de tensão CA no Inversor)	10	10
Kp (controle de tensão CC no Inversor)	10	10
Ki (controle de tensão CC no Inversor)	10	10
Potência de Referência (MW)	600	600
Potência Base (MVA)	1000	1000
Kp (controle da corrente Id)	0.65	0.65
Ki (controle da corrente id)	100	100
Kp (controle da corrente iq)	0.65	0.65
Ki (controle da corrente iq)	100	100
Rarm ( $\Omega$ )	0	1.00E-09
Larm (H)	0.05	0.05
Ron ( $\Omega$ )	1.00E-06	-----
Roff ( $\Omega$ )	1.00E+06	-----
Capacitância por submódulo ( $\mu$ F)	2800	2800
Nº de níveis	76	76
Harmônicos	TODOS	Até o 2ª
Controle CCSC	NÃO	NÃO

Os resultados da Figura 92 até a Figura 96 mostraram excelente correlação entre as duas ferramentas tanto em regime permanente quanto depois da aplicação da

contingência, mostrando que as Modelagens I e II foram corretamente modeladas e ajustadas.

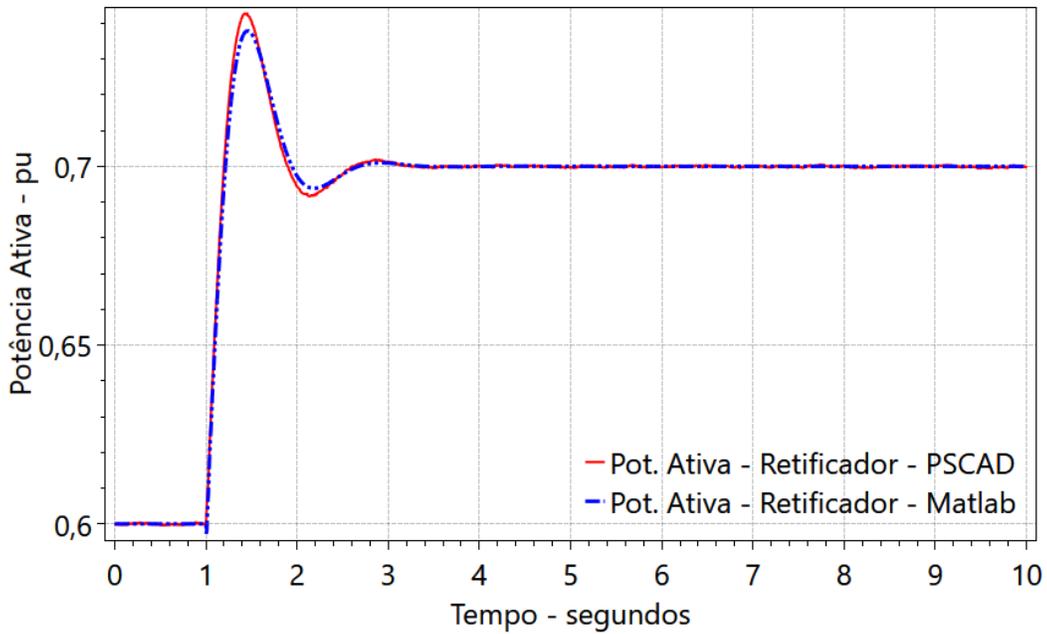


Figura 92 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

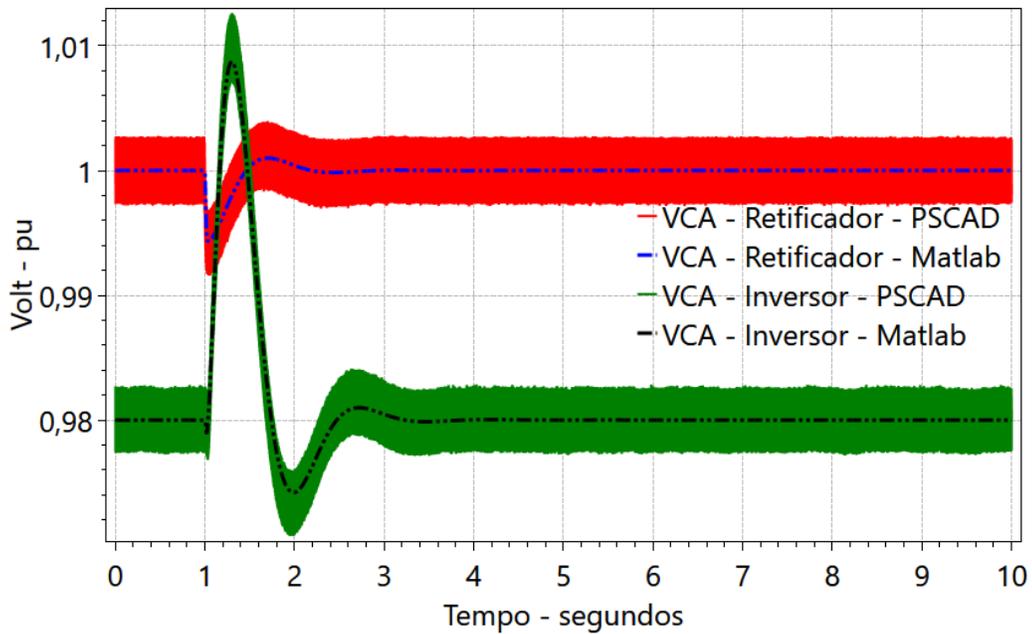


Figura 93 – Tensão de Corrente Alternada no Retificador e no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

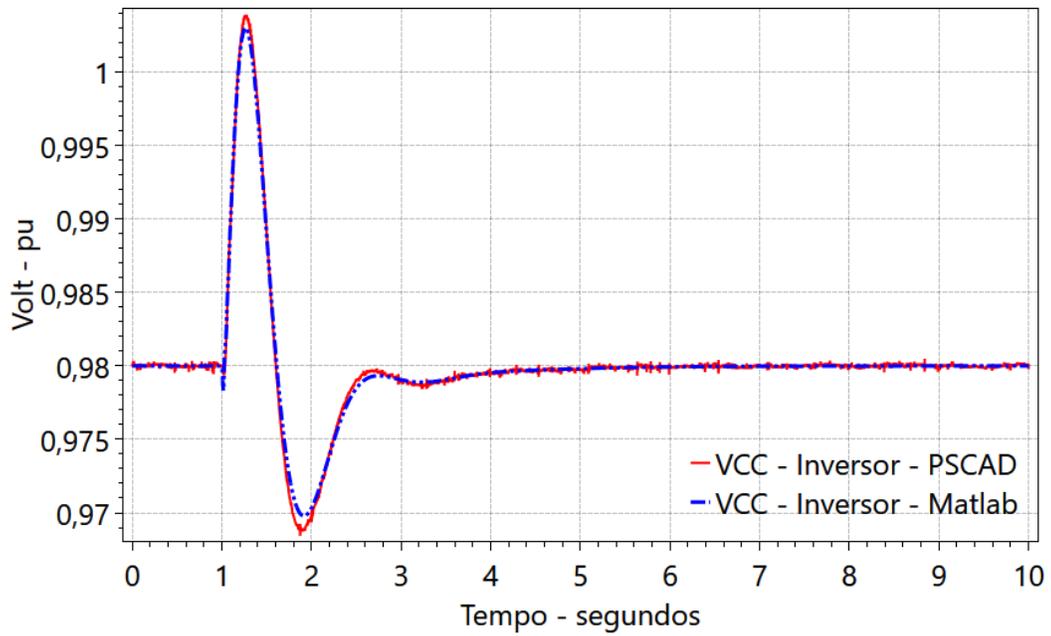


Figura 94 – Tensão de Corrente Contínua no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

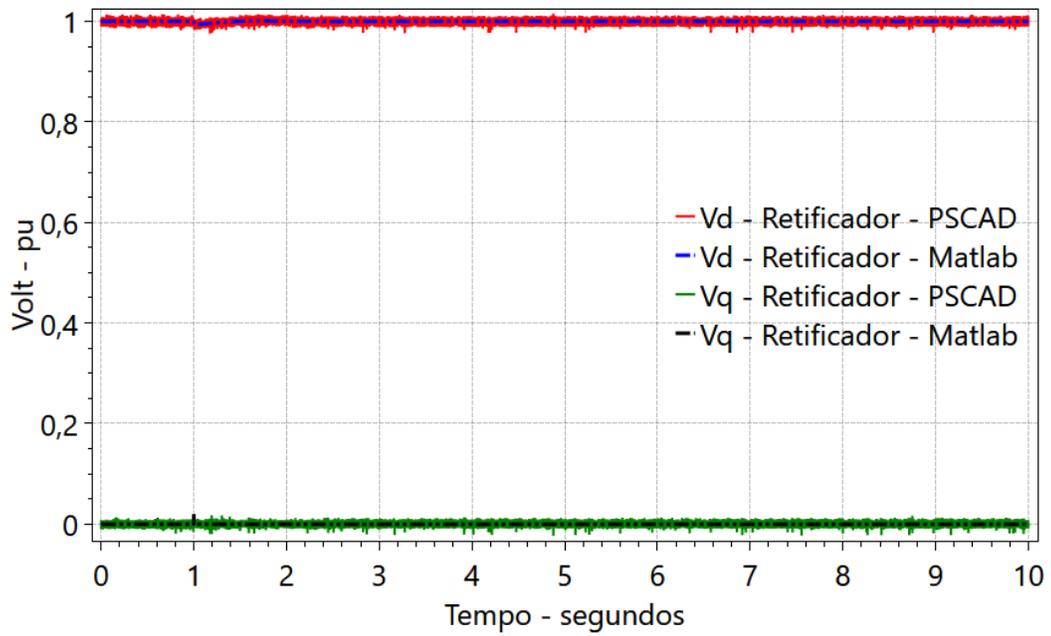


Figura 95 – Transformação de Park da tensão no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

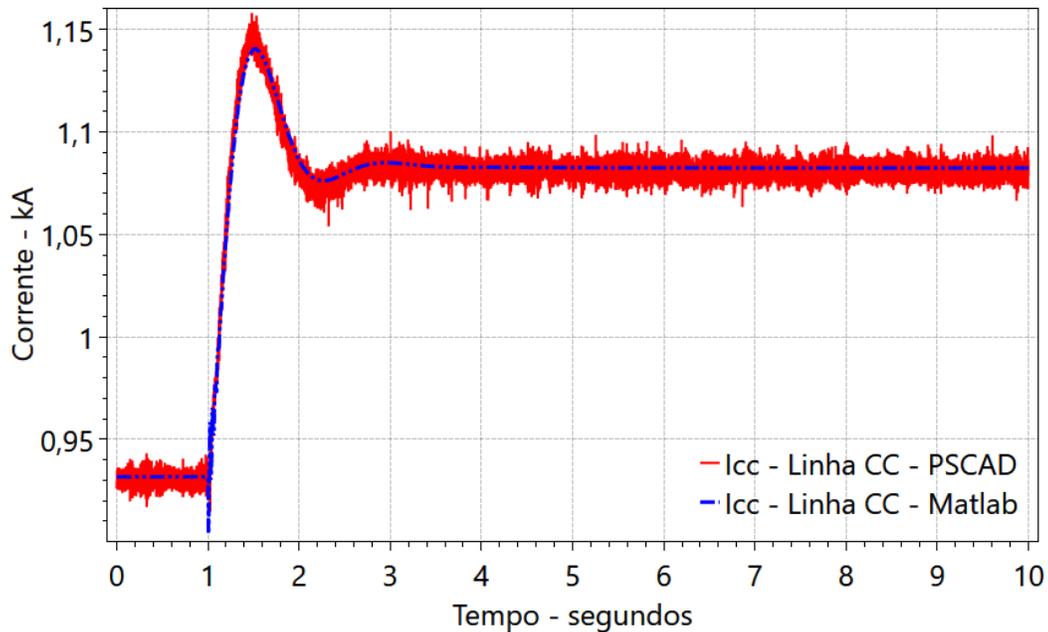


Figura 96 – Corrente Contínua da linha CC nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

Comparando com o conjunto A (Figura 92 até a Figura 94) com o conjunto B (Figura 88 até a Figura 91, pode-se notar que a resposta, a mesma contingência aplicada, é mais rápida e semelhante no conjunto A do que no conjunto B devido ao ajuste nos valores dos ganhos na malha de controle, ou seja, o comportamento dinâmico do conjunto A depois da contingência é mais semelhante entre os programas (Matlab - Modelagem II e PSCAD – Modelagem I) que no conjunto B comprovando que para alguns valores de os ganhos na malha de controle o sistema se comporta se forma bem semelhante entre as duas modelagens e para outros não tão bem. Que pode ser explicado pela diferença de Modelagem entre I e II já mencionado neste capítulo.

Na segunda simulação de 20 segundos aplicou-se um degrau mais severo de 0.5 pu aplicado em 1s na potência ativa (500 MW, 0.5 pu (para mostrar que o sistema pode se adaptar a potências diferentes na rede)) no retificador da Figura 65 e outro degrau de 0.05 pu em 9s na tensão CA do inversor e estudou-se o comportamento das variáveis do sistema.

Vale ressaltar que as variáveis de controle têm os mesmos valores da Tabela 5 tendo assim uma resposta melhor do que na Seção 3.5.2.

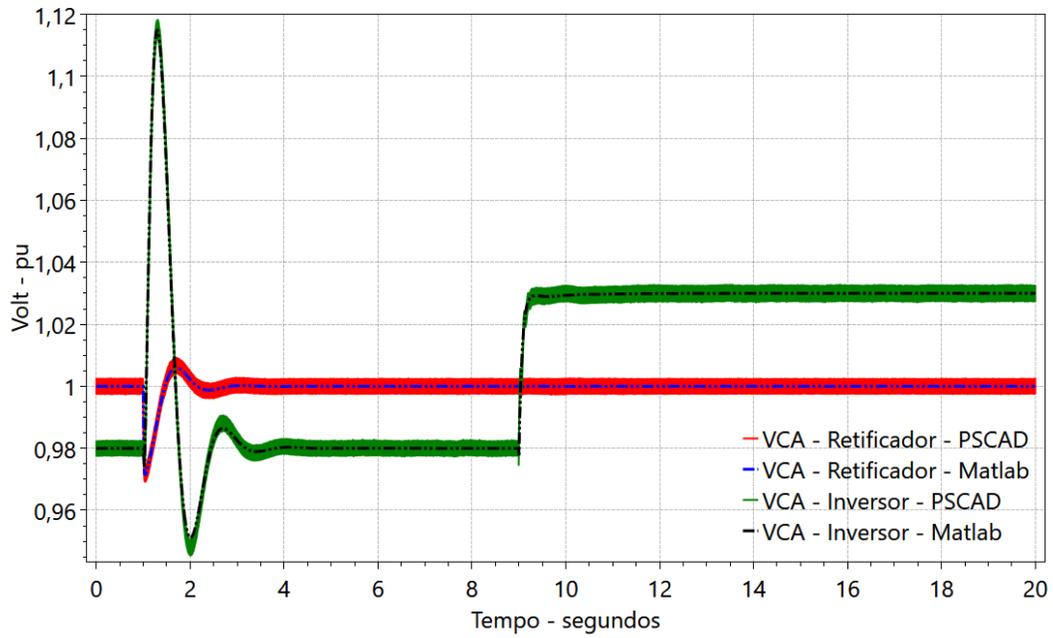


Figura 97 – Tensão de Corrente Alternada no Retificador e no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

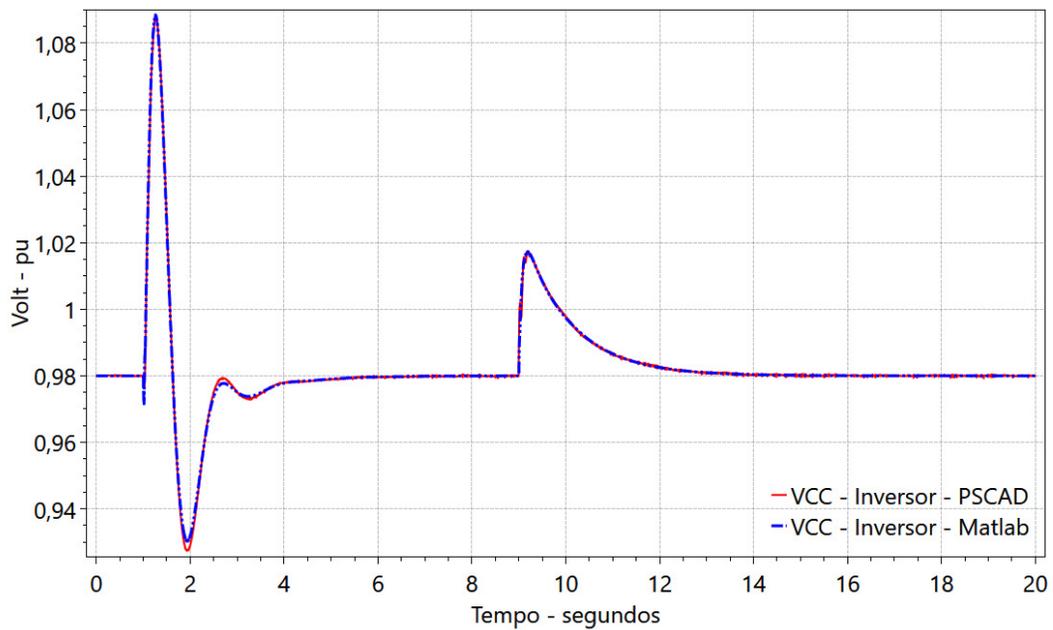


Figura 98 – Tensão de Corrente Continua no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

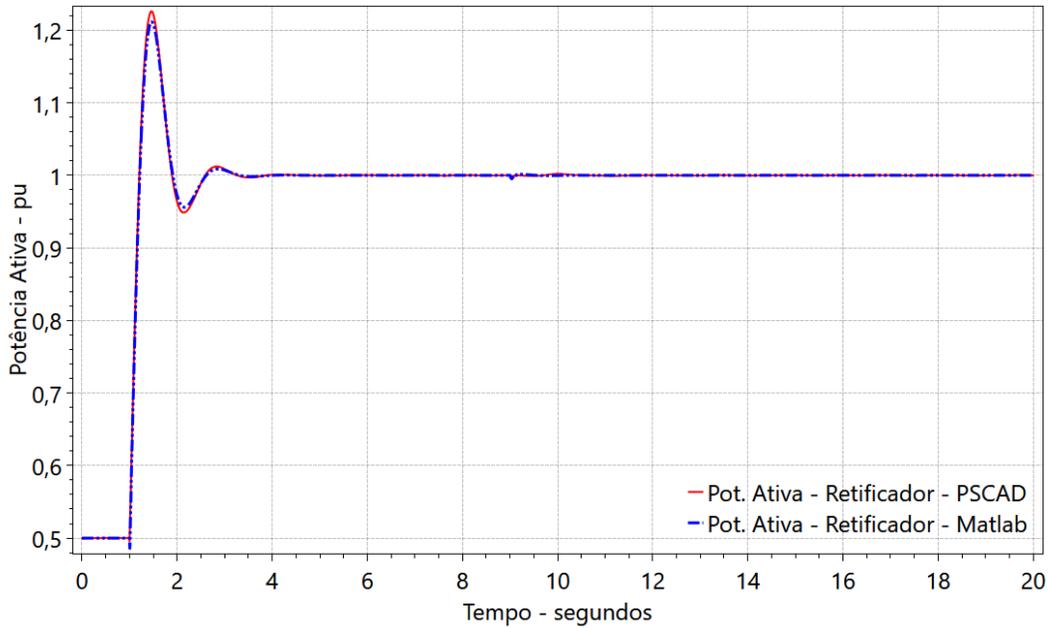


Figura 99 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

Como se pode notar pela Figura 97 a Figura 99, na segunda contingência (degrau na tensão CA do inversor) tanto a tensão CA quando a potência ativa no retificador quase não balança devido ao evento provocado no inversor mostrando que o transitório no inversor pouco interfere no retificador, mas o contrário não é verdade, visto que, na primeira contingência (degrau na potência ativa de referência do retificador) as tensões variam bastante nos dois lados, tende a mesma explicação do caso anterior com degrau na potência ativa, ou seja, as tensões, tanto no Matlab quanto no PSCAD, entram em regime permanente ao mesmo tempo e com valores praticamente iguais. Os comportamentos dinâmicos em ambos os programas também são bem parecidos logo após os degraus na tensão e na potência.

O valor da constante  $K_i$  da malha de controle da tensão CA do retificador foi modificado para 10, da Tabela 5, deixando assim o controle mais lento. Com isso, na terceira simulação aplicou-se um degrau de 0.1 pu aplicado em 1s na potência ativa (500 MW, 0.5 pu) no retificador da Figura 65, mais um degrau de 0.05 pu em 15s na tensão CA do retificador com duração de 40 segundos o comportamento das variáveis do sistema.

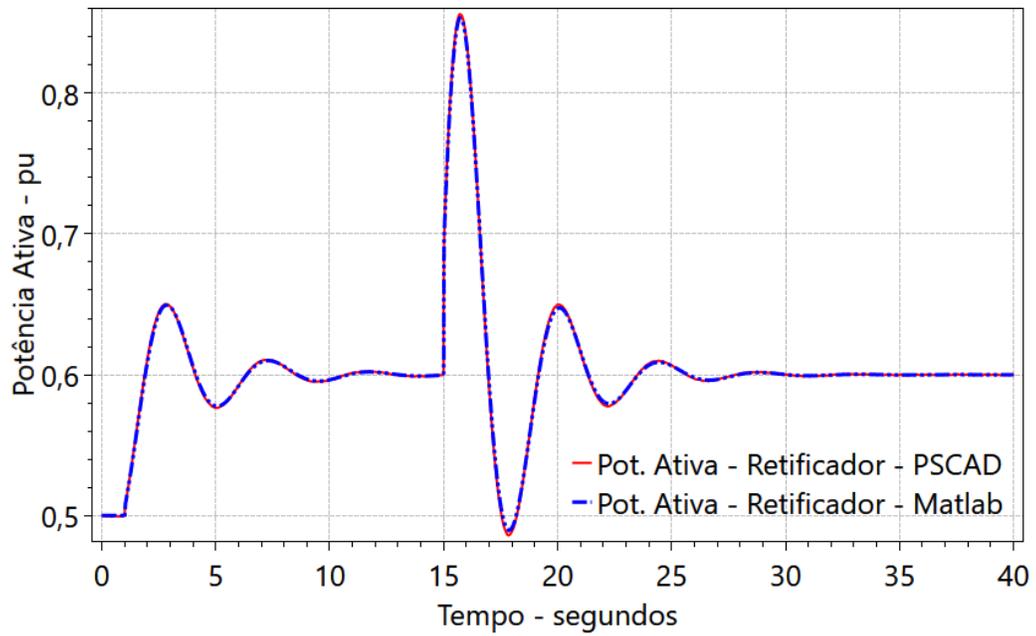


Figura 100 – Potência Ativa no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

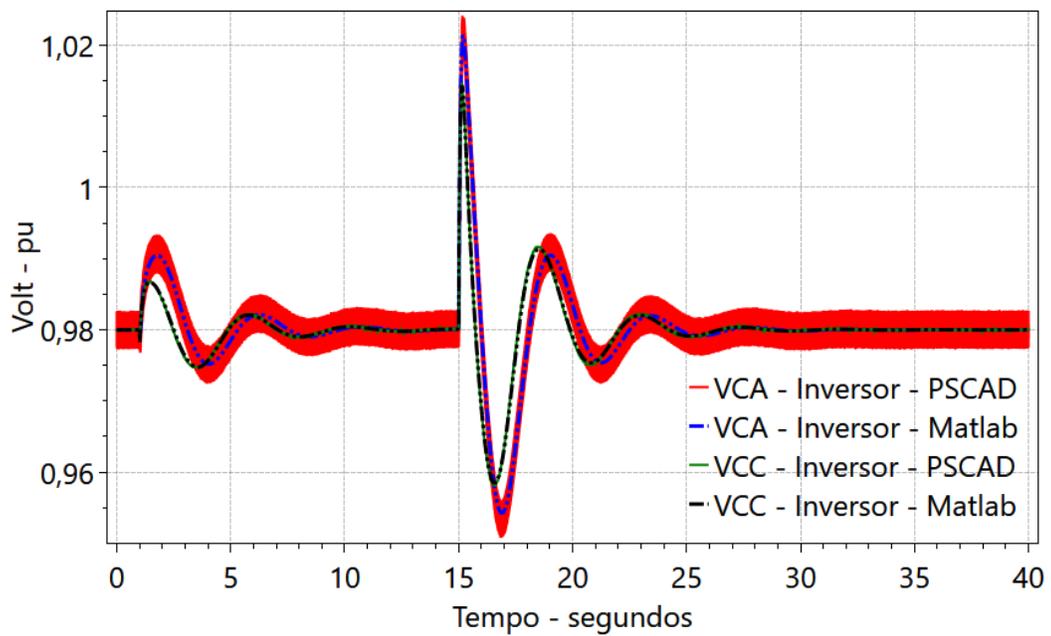


Figura 101 – Tensão CA e CC no inversor nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab, respectivamente.

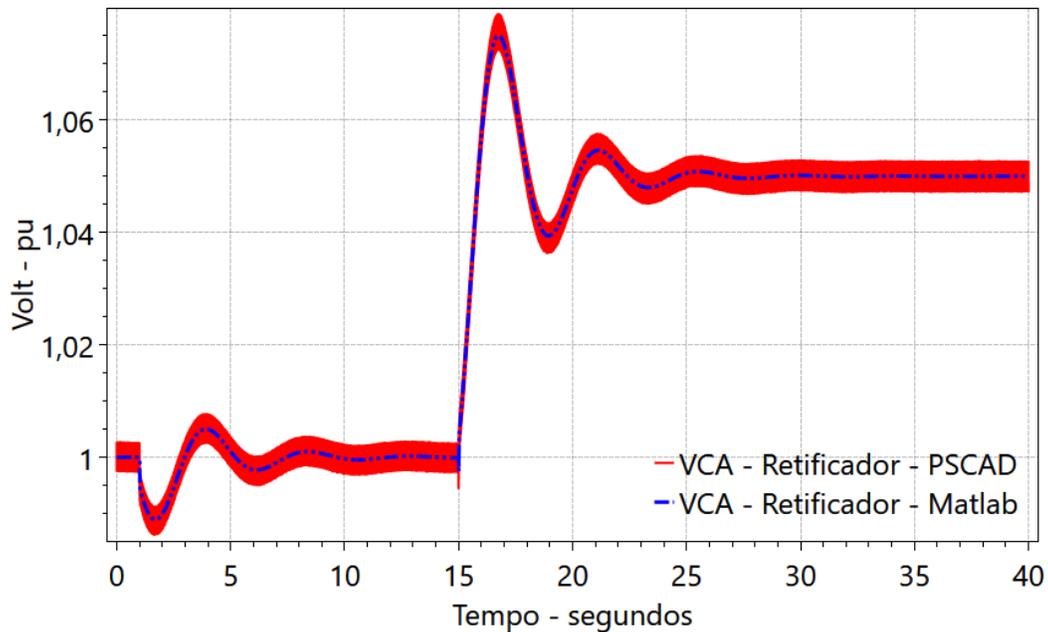


Figura 102 – Tensão de Corrente Alternada no Retificador nas Modelagens I e II, PSCAD e Matlab respectivamente.

Na Figura 100 a Figura 102 o desempenho dinâmico em ambos os programas são bem parecidos, logo após os degraus na tensão e na potência, assim como o regime permanente.

### 3.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, uma abordagem (Modelagem I) para modelagem de conversores multiníveis modulares com um número muito grande de dispositivos de comutação foi introduzida. A abordagem utilizou o algoritmo “nested fast and simultaneous solution” para desenvolver um modelo Thévenin equivalente para o conversor que ainda mantém a identidade individual de cada submódulo no PSCAD. Essa abordagem permite o que até agora não era prático, a modelagem de grandes sistemas HVDC baseados em MMC em computadores pessoais. Embora a abordagem considere o caso específico da MMC, ela é facilmente adaptável para a simulação de outras topologias de conversor de eletrônica de potência com contagens de comutação muito grandes.

Um modelo fasorial de MMC incluindo segundo harmônico é apresentado (Modelagem II) no Matlab. Os termos de multiplicação e componentes harmônicos dos modelos médios em abc tornam uma tarefa desafiadora transformar os modelos no eixo  $dq$ . Um modelo  $dq$  de estado estacionário apropriado para o MMC é desenvolvido

utilizando fórmulas genéricas para manipular termos não-lineares no eixo  $dq$ . O modelo fasorial MMC é construído considerando expressões separadas para sequência positiva envolvendo as componentes contínuas, do primeiro e segundo harmônicos do fasor. A validade e a precisão do modelo de fasor dinâmico proposto (Modelagem II) foram verificadas em relação a um modelo introduzido no PSCAD (Modelagem I). Os dois modelos foram testados para diferentes fluxos de energia e degraus nas tensões CA e CC de referências. Os primeiros resultados indicam certa diferença nas oscilações, que depende dos valores dos ganhos que estão sendo utilizados. Realizando os ajustes dos ganhos viu-se que essa diferença nas oscilações desaparece e que as respostas junto com os desempenhos dinâmicos das ondas de tensão e potência ativa nos dois programas são bem semelhantes, provando que os ajustes de múltiplos parâmetros/ganhos são importantes e cruciais para a comparação das duas modelagens tanto quando a malha de controle é lenta tanto quando a malha é mais rápida. Ademais, consideram-se resultados razoáveis e qualitativamente coerentes do modelo fasorial proposto na Modelagem II juntamente com modelo Thévenin equivalente da Modelagem I para o conversor. Portanto, as Modelagens I e II podem ser utilizadas nas avaliações de desempenho dinâmico da etapa de detalhamento do projeto básico, bem como do estudo pré-operacional.



## 4. CONCLUSÕES

Por fim, será feita a conclusão desta dissertação, considerando todo o trabalho, teoria, simulações e resultados.

### 4.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou avaliações do modelo de STATCOM a 2 níveis nos programas PSCAD, ANATEM e Matlab. Foram analisadas as utilizações desse modelo em um sistema teste de 4 barras com um equipamento inserido na barra 4 e no sistema de 20 barras com dois STATCOM's (um na barra 3 e outro na barra 18). No primeiro sistema, avaliou-se a estabilidade do sistema frente a um degrau de 5% na barra que o equipamento foi instalado, viu-se que o comportamento sem dinâmica da rede é quase idêntico tanto no Matlab, quanto no ANATEM. Com a dinâmica da rede, notou-se que o sistema no Matlab não apresentava um ruído em comparação ao modelo PSCAD, visto que, o modelo no Matlab é apresentado apenas na frequência fundamental enquanto no PSCAD a modelagem é completa, mas o formato de onda era bem parecido. Nesses dois casos (sem dinâmica e com dinâmica da rede) o regime permanente obtido para o sistema após a perturbação foi o mesmo, no entanto a dinâmica diferia, indicando a necessidade do modelo com dinâmica da rede para ajuste de controladores.

Em seguida, no sistema de 20 barras e com dois equipamentos, viu-se a necessidade de provocar algumas contingências mais severas: um degrau na barra 3 de 10% na tensão de referência e um curto circuito trifásico na barra 7 com impedância. O comportamento dinâmico em ambos os casos, com dinâmica e sem dinâmica da rede, no PSCAD e ANATEM com o Matlab realizando a interface entre os dois programas foram satisfatórios e bem semelhantes, assim como o regime permanente nos três programas, constatando também que as oscilações de tensão com frequência de aproximadamente 4 Hz aparentes no modelo de transitórios eletromagnéticos não são corretamente verificadas no modelo eletromecânico. Assim, os resultados mostraram excelente correlação entre as três ferramentas, mostrando que o equipamento foi corretamente modelado. Portanto, o equipamento desenvolvido pode ser utilizado nas

avaliações de desempenho dinâmico da etapa de detalhamento do projeto básico, bem como do estudo pré-operacional.

Uma modelagem no PSCAD (Modelagem I) mais completa e robusta de um MMC foi apresentada que utilizou o algoritmo “nested fast and simultaneous solution” para desenvolver um modelo Thévenin equivalente para o conversor que ainda mantém a identidade individual de cada submódulo, ou seja, cada capacitor do MMC é modelado individualmente e a sua dinâmica é levada em consideração.

Já a outra modelagem é um modelo fasorial simplificado e equivalente de 6ª ordem para o MMC no eixo de coordenadas  $dq$ , fazendo o uso de fasores dinâmicos de sequência positiva considerando as componentes contínuas, do primeiro e segundo harmônicos do fasor no Matlab (Modelagem II). Um conjunto de equações genéricas para manipular termos não-lineares diretamente no eixo  $dq$  é desenvolvido primeiro. Conclui-se que existe um acoplamento significativo entre componentes contínuas, do primeiro e segundo harmônicos do fasor. O controle da corrente circulante não foi modelado, no entanto não se mostrou necessário nas simulações realizadas. A precisão dos modelos propostos um no PSCAD e outro no Matlab foram verificadas entre si simulando eficientemente um sistema de transmissão CC (Corrente Contínua) aplicando degraus na tensão CA do retificador, do inversor e da potência ativa no retificador, mostrando assim que os modelos poderiam ser usados efetivamente para modelar sistemas maiores e serem implementados em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos (Modelagem I) e eletromecânicos (Modelagem II).

## **4.2 TRABALHOS FUTUROS**

Realizar a validade e a precisão dos modelos de MMC propostos com um modelo de referência no PSCAD, como o benchmark com transformador, filtros e rede mais extensa. Simulações mais severas como curto circuito na linha ou no próprio equipamento, implementar uma das modelagens no programa ANATEM e fazer simulações comparando PSCAD e utilizando Matlab como interface, assim como foi feito no STATCOM.

Como já foi dito neste documento a Modelagem II é de 6ª ordem para o MMC e um modelo de 4ª ordem para a dinâmica da CCSC que são desenvolvidos e integrados para gerar um modelo dinâmico de 10ª ordem completa para MMC com CCSC. O modelo é apresentado no eixo de coordenadas  $dq$  girando na frequência fundamental e o

eixo de coordenadas  $d2q2$  girando no dobro da frequência fundamental. Um trabalho futuro seria estudar o impacto da CCSC dinâmica na MMC para diferentes ganhos da CCSC. Se com o CCSC ocorrer algum impacto substancial na dinâmica geral do MMC e no fluxo de energia de estado estacionário.

Outros futuros desenvolvimentos devem considerar a melhoria do modelo MMC para melhor coincidência de resultados e a modelagem e consideração de distúrbios desbalanceados.



## REFERÊNCIAS

- [1] N. G. Hingorani e L. Gyugi, *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, Wiley-IEEE Press, 1999.
- [2] C. A. C. Cavaliere, “Análise de STATCOM Operando em Sistemas Desbalanceados,” *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UFRJ*, Julho 2001.
- [3] D. Jovcic e K. Ahmed, *High Voltage Direct Current Transmission: Converters, Systems and DC Grids*, Wiley, 2015.
- [4] J.-S. L. Peng e F. Zheng, “Multilevel Converters - A New Breed of Power Converter,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.32*, 1996.
- [5] X. Chengjun, S. Minggui e X. Liang, “Analysis on commutation failure caused by AC faults in multi-infeed HVDC systems,” em *Power Engineering and Automation Conference (PEAM)*, 2012.
- [6] R. D. Rangel, “Modelagem de Equipamentos FACTS Baseados em Inversores de Tensão Para Análise de Fluxo de Potência E Fenômenos Eletromecânicos,” *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFRJ*, Setembro 2004.
- [7] Gyugyi, “Solid-State Control of Electric Power in AC Transmission,” *Solid-State Control of Electric Power in AC Transmission*, Maio 1989.
- [8] M. Eremia, C.-C. Liu e A.-A. Edris, *Advance Silutions In Power Systems*, John Wiley & Sons, 2016.
- [9] E. H. Watanabe e P. G. Barbosa, “Principles of Operation of FACTS Devices,” em *Workshop on FACTS, CIGRE/IEEE*, Rio de Janeiro, 1995.
- [10] L. Gyugyi, *Solid-State Synchronous Voltage Sources for Dynamic Compensation and Real Time Control AC Transmission Lines*, IEEE Standards Press, 1994.
- [11] L. Gyugyi, “Dynamic compensation of AC transmission lines by solid-state synchronous voltage sources,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, p. 8, 1994.
- [12] L. Gyugyi, “Static synchronous Sseries Compensator: A Solid-State Approach to the Series Compensation of Transmission Lines,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, p. 12, 1997.
- [13] L. Gyugyi, “Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems,” *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution* , vol. 139, p. 9, 1992.
- [14] L. Gyugyi, C. D. Schauder e S. L. Williams, “The Unified Power Flow Controller: A New Approach to Power Transmission,” *IEEE Transactions*

on *Power Delivery*, vol. 10, p. 13, 1995.

- [15] F. Schettler, H. Huang e N. Christl, “HVDC Transmission Systems using Voltage Sourced Converters - Design and Applications,” *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134)*, p. 6, 2000.
- [16] A. EDRIS, A. PETERSSON, M. BAHRMAN e e. al., “Emerging Application of Voltage Source Converter Technology in Back-to-Back Synchronous Tie,” *Proceedings of VII Symposium of Specialists in Electrical Operational and Expansion Planning*, Maio 2000.
- [17] K. K. Sen, “SSSC - Static Synchronous Series Compensator: Theory, Modeling, and Applications,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, p. 6, 1998.
- [18] E. B. Martínez e C. Á. Camacho, “Technical Comparison of FACTS Controllers in Parallel Connection,” *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 15, p. 9, 2016.
- [19] N. Mithulanathan, C. Canizares e J. Reeve, ““Comparison of PSS, SVC and STATCOM Controllers for Damping,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, p. 7, 2003.
- [20] L. Gyugyi, “Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuits,” *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 11, 1976.
- [21] F. R. Lopes, J. G. C. Nonato, P. O. F. Borin e R. M. Teixeira, “SVC Plus Rio Branco: Avaliação do Desempenho do 1° STATCOM em Operação no Sistema Elétrico Brasileiro - RTDS, Ensaios em Campo e Simulações Dinâmicas,” em *XXII SNPTEE*, Brasília, 2013.
- [22] M. P. d. Silva, F. L. Lirio, S. Gomes e T. J. M. A. Parreiras, “Evaluation of STATCOM Model for Electromagnetic and Electromechanical Transients,” *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*, p. 6, Maio 2018.
- [23] CEPEL, *Análise de Transitórios Eletromecânicos - Manual do Usuário - Versão 11.3.0*, Rio de Janeiro: CEPEL - Centro de Pesquisas de Energia Elétrica, 2017.
- [24] A. Antonopoulos, L. Angquist e H.-P. Nee, “On Dynamics and Voltage Control of the Modular Multilevel Converter,” *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10, 8/10 Setembro 2009.
- [25] S. Allebrod, R. Hamerski e R. Marquardt, “New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission,” *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 6, 15-19 Junho 2008.
- [26] P. S. Jones e C. C. Davidson, “Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations,” *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, p. 10, 2-6 Setembro 2013.
- [27] U. N. Gnanarathna, A. M. Gole e R. P. Jayasinghe, “Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, p. 9,

- 2011.
- [28] J. Peralta, H. Saad e S. Denneriere, “Detailed and averaged models for a 401 - level MMC - HVDC system,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, p. 8, 2012.
- [29] D. Jovcic e A. A. Jamshidifa, “Phasor Model of Modular Multilevel Converter With Circulating Current Suppression Control,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, vol. 30, p. 9, 2015.
- [30] CEPTEL, *Análise de Redes Eléctricas - Manual do Usuário - Versão 10.2.1*, Rio de Janeiro, 2017.
- [31] S. Gomes Jr, “Modelagem e Métodos Numéricos para Análise Linear de Estabilidade Eletromecânica, Ressonância Subsíncrona, Transitórios Eletromagnéticos e Desempenho Harmônico de Sistemas de Potência,” *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFRJ*, Junho 2002.
- [32] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, 3ª edição ed., vol. I, Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2000.
- [33] H. J. PING, “Principles of Automatic Control,” em *Principles of Automatic Control*, 2008, pp. 245-254.
- [34] L. C. Zanetta Jr, *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*, USP, 2003.
- [35] J. Stewart, *Cálculo*, São Paulo: Ed. Ceangage Learning. 7ª ed. Vol.1, 2013.
- [36] S. E. M. Oliveira, R. D. Rangel, R. B. Luiz M. Thomé e C. H. Guimarães, “Programa Anatem para Simulação do Desempenho Dinâmicos Dos Sistemas Eléctricos de Potência,” em *IV Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning*, Foz do Iguaçu, 1994.
- [37] F. R. Moreira, “O Método de Newton: Uma Análise de Convergência Local e Semi-Local - o Teorema de Kantorovich,” *Dissertação de Mestrado em Matemática*, p. 53, 2006.
- [38] L. d. O. Daniel, “MODELAGEM, ANÁLISE E CONTROLE DE UM ELO DE TENSÃO CONTÍNUA COM CONVERSORES VSC CONECTADOS EM BACK-TO-BACK,” *Dissertação de Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica pela COPPE*, p. 166, Setembro 2011.
- [39] A. Lesnicar e R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” em *Proc. IEEE PowerTech Conf*, Bologna, Italy, 2003.
- [40] F. Wang, L. Bertling e T. Le, “An Overview Introduction of VSC-HVDC: State-of-art and Potential Applications in Eletric Power Systems,” em *Cigre*, Bologna, 2011.
- [41] D. Jovcic e A. a. J. Far, “Circulating current suppression control dynamics and impact on MMC converter dynamics,” *IEEE Eindhoven PowerTech*, p. 6, 29 June 2015.
- [42] K. Strunz e E. Carlson, “Nested fast and simultaneous solution for time-

- domain simulation of integrative power-electric and electronic systems,” em *IEEE Trans. Power Del.*, 2007.
- [43] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault e R. J. M. Nahrstaedt, “Multicell converters: Basic concepts and industry applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, n. 5, pp. 955-964, 2002.
- [44] C. Schauder e H. Mehta, “Vector analysis and control of advanced static VAR compensators,” *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 140, pp. 299-306, 1993.
- [45] D. Jovicic e A. A. Jamshidifar, “MMC Converter detailed phasor model including second Harmonic,” *5th IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, p. 5, 12-15 Outubro 2014.
- [46] H. Saad, J. Peralta, S. Denneriere e J. Mahseredjian, “Dynamic Averaged and Simplified Models for MMC-Based HVDC Transmission Systems,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 28, pp. 1723-1730, 2013.
- [47] T. B. R. Almeida, “Análise de um Sistema de Transmissão VSC HVDC Submarino,” *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, UFRJ*, Agosto 2011.
- [48] CEPEL, CEPEL - Centro de Pesquisa de Energia Elétrica, [Online]. Available: <http://www.cepel.br/produtos/anatem-analise-de-transitorios-eletromecanicos.htm>. [Acesso em julho 2016].
- [49] ONS, ““Planejamento da Operação Elétrica – Casos de Referência”,” Fevereiro 2016. [Online]. Available: [www.ons.org.br](http://www.ons.org.br). [Acesso em 2017].
- [50] R. T. FEROLDI, “Modulação senoidal bipolar PWM aplicada em inversores,” *Trabalho de conclusão de curso*, p. 100, Outubro 2011.
- [51] G. Holmes, D. G. Holmes e T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, 2016.