

ANÁLISE DE STATCOM OPERANDO EM SISTEMAS DESBALANCEADOS

Carlos André Carreiro Cavaliere

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Eng. João Guedes de Campos Barros, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

JULHO DE 2001

CAVALIERE, CARLOS ANDRÉ CARREIRO

Análise de STATCOM Operando em Sistemas Desbalanceados [Rio de Janeiro] 2001

XXI, 191 p. 29,7 cm (COPPE / UFRJ, M.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, 2001)

Tese – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Compensador Estático – STATCOM

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Viviane, minha amada esposa,

Todas as minhas realizações,

E todas as minhas vitórias,

Não teriam motivo sem você ao meu lado.

Agradecimentos:

Algumas pessoas foram fundamentais no desenvolvimento deste trabalho e dedico estas poucas linhas para expressar minha grande gratidão a elas.

Agradeço ao **Prof. Watanabe**, pois além de ser o Orientador desta Tese de Mestrado, sempre disposto a discutir idéias, foi um grande colaborador e amigo. Obrigado professor por depositar em minha pessoa tanta confiança e responsabilidade.

Agradeço ao **Prof. Aredes**. Implementar as idéias desta tese não foi tarefa fácil, e sem sua colaboração, muito do meu trabalho poderia ainda estar incompleto e conter falhas. Sou muito grato por suas sugestões.

Agradeço aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, tanto aqueles que ainda estão aqui, como aqueles que já passaram por aqui. **Pedro, Tony, Rodrigo Guido, Luis Oscar, Luciano, Paulo Roberto, André Irani, Octavio, Luis Fernando** e tantos outros, agradeço por nossas conversas e discussões de idéias. O Laboratório não seria o mesmo sem vocês.

Agradeço a **Eletrobrás Centrais Elétricas S.A.** por ter incentivado este trabalho através da bolsa de mestrado oferecida.

Ainda existem muitas pessoas, as quais eu gostaria de agradecer.

A todas estas pessoas e a todos os amigos e professores, o meu

Muito Obrigado.

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

ANÁLISE DE STATCOM OPERANDO EM SISTEMAS DESBALANCEADOS

Carlos André Carreiro Cavaliere

Julho / 2001

Orientador: Prof. Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho estuda o compensador estático, *Static Synchronous Compensator* (STATCOM), operando em sistemas elétricos onde as tensões estão desbalanceadas e contém componentes de seqüência negativa. O STATCOM foi estudado através da análise de seu funcionamento, suas estruturas e topologias, e simulações de modelos no programa de transitórios eletromagnéticos – ATP-EMTP. Os estudos realizados mostraram que em sistemas onde não há desbalanços o STATCOM tem um desempenho muito bom, garantindo compensação de potência reativa do tipo capacitiva ou indutiva além de uma rápida resposta transitória. Porém, quando há presença de componentes de seqüência negativa, o equipamento tem seu desempenho prejudicado. Os motivos pelos quais o STATCOM tem seu desempenho comprometido foram analisados e esclarecidos. Soluções visando melhorar o desempenho do STATCOM quando este opera em presença de componentes de seqüência negativa foram propostas e implementadas em modelos desenvolvidos nas simulações.

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

ANALYSIS OF STATCOM OPERATING IN UNBALANCED SYSTEMS

Carlos André Carreiro Cavaliere

July / 2001

Advisor: Prof. Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

This work presents a study about the static compensator, Static Synchronous Compensator (STATCOM), operating in electrical systems where the voltages are unbalanced and contain negative sequence components. The STATCOM was studied through the analysis of its operation, components parts and topology, and simulations of its model in the electrocromagnetics transients program – ATP-EMTP. The study done has shown that in balanced systems the STATCOM has a very good performance, allowing compensation of capacitive or inductive reactive power with a fast transient response. However, when there are negative sequence components, the STATCOM has its performance hampered. The reasons for the downgraded performance are analyzed and explained. Solutions aiming to improve the performance of the STATCOM when it operates in presence of negative sequence components are proposed and tested in the models developed in simulations.

Sumário

Capítulo I - Introdução	1
I.1. Introdução	2
I.2. Histórico dos Equipamentos FACTS	3
I.3. Tipos de Equipamentos FACTS	3
I.4. Histórico do STATCOM	6
I.5. Motivação do Trabalho	9
I.6. Objetivos	9
Capítulo II - O STATCOM	11
II.1. Funcionamento do STATCOM	12
II.2. Composição do STATCOM	14
II.2.A. Inversores	14
II.2.A.1. <i>Função</i>	14
II.2.A.2. <i>Chaves utilizadas</i>	14
II.2.A.3. <i>Topologias</i>	15
II.2.A.4. <i>Frequências de chaveamento</i>	18
II.2.B. Capacitor do lado de corrente contínua	19
II.2.B.1. <i>Função</i>	19
II.2.B.2. <i>Topologias</i>	19
II.2.B.3. <i>Controle de tensão do capacitor</i>	20
II.2.C. Transformadores	20
II.2.C.1. <i>Função</i>	20
II.2.C.2. <i>Tipos de arranjos dos transformadores</i>	21
II.2.C.2.a. <i>Transformadores em zigue-zague</i>	21
II.2.C.2.b. <i>Transformadores em estrela-delta</i>	26
II.2.D. Sistemas de Controle do STATCOM	30
II.2.D.1. <i>Componentes básicos do controle do STATCOM</i>	30

II.2.D.1.a. <i>PLL- phase locked loop</i>	31
II.2.D.1.b. <i>Controle de reativos</i>	33
II.2.D.1.c. <i>Geração do sinal de defasagem</i>	34
<i>Controle de reativos</i>	35
<i>Controle de tensão</i>	36
II.3. Sumário do Capítulo	38
Capítulo III – Modelos e Simulações do STATCOM	39
III.1. Modelos e Simulações do STATCOM	40
III.2. Definição do Sistema a ser Simulado	40
III.2.A. Definição do Sistema Elétrico	40
III.2.B. Definição do STATCOM	40
III.2.B.1. <i>Inversores</i>	41
III.2.B.2. <i>Dimensionamento dos Capacitores</i>	41
III.2.B.3. <i>Dimensionamento dos Transformadores</i>	44
III.2.B.3.a. <i>Modelo de Transformador no ATP-EMTP</i>	44
III.2.B.3.b. <i>Transformadores da estrutura magnética de redução de Harmônicos</i>	45
III.2.B.3.c. <i>Transformador de acoplamento</i>	45
III.3. Resultados das Simulações do Modelo Digital do STATCOM	48
III.3.A. Modelos no ATP e ATPDraw	48
III.3.B. Resultados do STATCOM 48-pulsos	50
III.3.B.1. <i>Resultados para a partida do STATCOM</i>	50
III.3.B.1. <i>Resultados da resposta dinâmica do STATCOM</i>	55
III.4. Sumário do Capítulo	60
Capítulo IV – Efeitos de Seqüência Negativa no STATCOM	61
IV.1. Indicadores de desbalanço e de seqüência negativa	62
IV.2. Simulação do modelo digital do STATCOM num sistema com desbalanços de seqüência negativa	63
IV.2.B. Dados da Simulação	63
IV.2.C. Resultados para o STATCOM 48-pulsos	64

IV.2.C.1. <i>Introdução das perturbações</i>	65
IV.2.C.2. <i>Dinâmica do STATCOM com perturbações</i>	72
IV.3. Análise das potências instantâneas para o STATCOM operando num sistema com desbalanços de seqüência negativa	76
IV.4. Análise for funções de chaveamento das tensões do lado ca e cc do STATCOM operando num sistema com desbalanços de seqüência negativa	82
IV.4. Análise para o lado cc	82
IV.4. Análise para o lado ca	85
IV.5. Sumário do Capítulo	89
Capítulo V – Propostas para o controle e correção dos efeitos da componente de seqüência negativa	90
V.1. Propostas de controle e correção	91
V.2. Detetor de seqüência negativa	91
V.3. Soluções convencionais	94
V.3.A. Desconexão do equipamento	95
V.3.B. Condição de Stand-by	95
V.3.C. Super dimensionamento do capacitor	96
V.3.D. Super dimensionamento do STATCOM	97
V.4. Novas propostas de soluções	98
V.4.A. Tensão de seqüência negativa no STATCOM	98
V.4.A.1. <i>Implementação no modelo digital</i>	103
V.4.A.1.a. <i>Implementação por fonte de tensão ideal</i>	105
V.4.A.1.b. <i>Implementação por PWM seno-triângulo</i>	108
V.4.A.2. <i>Introdução de outros sinais</i>	117
V.4.B. O STATCOM PWM	121
V.5. Sumário do Capítulo	126
Capítulo VI - Conclusões	127
V.1. Conclusões	128
V.2. Trabalhos Futuros	131

Referências	132
Apêndices	137
Apêndice 1 – Detalhes da implementação do modelo digital, Bibliotecas, e Programas	140
A.1.1. Esquemático do modelo digital do STATCOM	140
A.1.2. Programas das bibliotecas utilizadas	144
A.1.3. Listagem do programas utilizados	156
Apêndice 2 – Funções de Chaveamento	162
A.2.1. Representação matemática dos conversores estáticos de frequência	162
A.2.2. Desenvolvimento para o lado cc do conversor de 6 pulsos	165
A.2.3. Desenvolvimento para o lado ca do conversor de 6 pulsos	170
Apêndice 3 – Análise das potências Instantâneas	176
A.3.1. Tensões do sistema ca compostas por componentes de seqüência positiva e negativa e tensão do inversor composta de seqüência positiva	176
A.3.2. Tensões do sistema ca compostas por componentes de seqüência positiva e negativa e tensão do inversor composta de seqüência positiva e negativa	186
A.3.2.1. Análise para as condição de sincronismo e $q = 0$	190
A.3.2.2. Análise para as condição de sincronismo e $q \neq 0$	191

Índice das Figuras

Capítulo I

Fig. 1.1. - Esquema básico do STATCOM	2
Fig. 1.2 – FACTS – primeira geração – paralelo	4
Fig. 1.3 – FACTS – primeira geração – série	5
Fig. 1.4 – FACTS – segunda geração – paralelo	5
Fig. 1.5. FACTS – segunda geração – série	5
Fig. 1.6 – FACTS – terceira geração – UPFC	5
Fig. 1.7 – FACTS – quarta geração – IPFC	6
Fig. 1.8 - Características V x I do SVC e do STATCOM	6

Capítulo II

Fig. 2.1 – Diagramas simplificados do compensador paralelo ideal e sistema equivalente ca	12
Fig. 2.2 - Diagramas fasoriais de tensões e correntes	12
Fig. 2.3 – Inversor trifásico em ponte	15
Fig. 2.4 – Inversor trifásico composto por 3 inversores ponte H monofásicos	15
Fig. 2.5 – Inversor trifásico três níveis “neutral-point-clamped”	16
Fig. 2.6 – Tensão fase-fase, e correspondentes harmônicos e THD – inversor trifásico em ponte	17
Fig. 2.7 –Tensão fase-fase, e correspondentes harmônicos e THD – inversor trifásico composto por inversores monofásicos ponte H, e ângulo de defasagem 30°	17
Fig. 2.8 - Topologias de capacitores do lado de corrente contínua	19
Fig. 2.9 - Topologia com capacitores individuais para cada inversor	20
Fig. 2.10 - STATCOM 12 pulsos, utilizando transformadores ziguezague	22
Fig. 2.11 – Esquemas de ligações de transformadores em ziguezague	22
Fig. 2.12 - STATCOM com transformadores ziguezague 24-pulsos	24
Fig. 2.13 - STATCOM com transformadores ziguezague 48-pulsos	24
Fig. 2.14 - Forma de onda de tensão de 12 pulsos, espectro harmônico e THD utilizando Transformadores ziguezague	25

Fig. 2.15 - Forma de onda de tensão de 24-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores zig-zague	25
Fig. 2.16 - Forma de onda de tensão de 48-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores zig-zague	26
Fig. 2.17 - STATCOM 12 pulsos, utilizando transformadores estrela-delta	26
Fig. 2.18 - Forma de onda de tensão de 12 pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores estrela-delta	27
Fig. 2.19 - Forma de onda de tensão de quase 24-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores estrela-delta	28
Fig. 2.20 - Forma de onda de tensão de quase 48-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores estrela-delta	28
Fig. 2.21 - Arranjos: (a) estrela-delta simples, (b) estrela-delta estendido com secundário estrela, e (c) estrela-delta estendido com secundário em delta	29
Fig. 2.22 - STATCOM quase 24-pulsos	29
Fig. 2.23 - STATCOM quase 48-pulsos	29
Fig. 2.24 - Esquema do STATCOM com detalhes do controle	30
Fig. 2.25 - Esquema do PLL (Phase Locked Loop)	32
Fig. 2.26 - Transitórios de funcionamento do PLL (Phase Locked Loop), (a) frequência, f , (b) ângulo, $\omega.t+\theta$, e (c) tensão de teste, V_a , e tensão de teste reproduzida, V_{aPLL}	32
Fig. 2.27 - PLL + Sinal de defasagem	34
Fig. 2.28 - Exemplo de controle - Regulação de Tensão	35
Fig. 2.29 - Controle de reativos através da teoria pq	36
Fig. 2.30 - Valor de amplitude coletivo de tensão e tensões a, b, c	37
Fig. 2.31 - Controle de tensão através do valor de amplitude coletivo das tensões.	38

Capítulo III

Fig. 3.1 - Circuito do modelo de transformador monofásico disponível no programa ATP	44
Fig. 3.2 - Estrutura magnética para a redução de harmônicos e transformando de acoplamento do STATCOM quase 48-pulsos	46
Fig. 3.3 - Diagrama de tensões nos transformadores de acoplamento e da estrutura de redução de harmônicos	46
Fig. 3.4 - Frequência em radianos por segundo- PLL	51
Fig. 3.5 - Sinal de sincronismo - PLL	51

Fig. 3.6 – Potência imaginária instantânea	52
Fig. 3.7 – Potência ativa instantânea	52
Fig. 3.8 - Tensão do capacitor cc	52
Fig. 3.9 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c	54
Fig. 3.10 – Tensão 48-pulsos, V_{48p}	54
Fig. 3.11 – Espectro harmônico da tensão 48-pulsos, V_{48p}	54
Fig. 3.12 – Tensão do sistema ca, V_s	54
Fig. 3.13 – Espectro harmônico da tensão do sistema ca, V_s	54
Fig. 3.14 - Potência imaginária instantânea	56
Fig. 3.15 - Potência ativa instantânea	56
Fig. 3.16 - Tensão do capacitor cc	56
Fig. 3.17 – Ângulo de controle de fase e seu valor médio	58
Fig. 3.18 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c	58
Fig. 3.19 – Espectro harmônico das tensões do sistema ca, V_s , e de 48-pulsos, V_{48p} , para: (a) o modo indutivo e (b) o modo capacitivo (b)	58
Fig. 3.20 – Espectro harmônico da corrente de compensação para: (a) o modo indutivo e (b) o modo capacitivo	59
Fig. 3.21 – Valor de amplitude coletivo da tensão	59

Capítulo IV

Fig. 4.1 – Esquema de fasores das tensões de seqüência positiva e negativa e resultantes	64
Fig. 4.2 – Tensões do sistema ca e o valor de amplitude coletivo da tensão	66
Fig. 4.3 – Freqüência em radianos por segundo	66
Fig. 4.4 – Espectro harmônico da freqüência	66
Fig. 4.5 – Sinal de sincronismo	67
Fig. 4.6 – Potência imaginária instantânea ($q_{ref} = 0$)	68
Fig. 4.7 – Espectro harmônico da potência imaginária instantânea ($q_{ref} = 0$)	68
Fig. 4.8 – Potência ativa instantânea ($q_{ref} = 0$)	68
Fig. 4.9 – Espectro harmônico da potência ativa instantânea	69
Fig. 4.10 – Tensão do capacitor cc	69
Fig. 4.11 – Espectro harmônico da tensão do capacitor cc	69

Fig. 4.12 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c	70
Fig. 4.16 – Potência imaginária instantânea	72
Fig. 4.17 – Potência ativa instantânea	73
Fig. 4.18 – Tensão do capacitor cc	73
Fig. 4.19 – Ângulo de controle de fase e seu valor médio	73
Fig. 4.20 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c	74
Fig. 4.21 – Corrente de compensação nas fases a, b, c – com seq. negativa	75
Fig. 4.22 – Corrente de compensação nas fases a, b, c – sem seq. negativa	75
Fig. 4.23 – Espectro harmônico da tensão de 48-pulsos com seq. negativa	75
Fig. 4.24 – Espectro harmônico da corrente de compensação com seq. negativa ..	76
Fig. 4.27 – Potência ativa e imaginária instantâneas	81
Fig. 4.28 – Conversor 6 pulsos – ponto N - referência para as tensões	85

Capítulo V

Fig. 5.1 – Detetor de tensões de seqüência positiva	92
Fig. 5.2 – Tensões do sistema ca, V_s , seqüência positiva, V_{s+} , seqüência negativa, V_{s-} , e tensão dos harmônicos, V_h	93
Fig. 5.3 – Corrente do sistema ca, I_s , seqüência positiva, I_{s+} , e seqüência negativa, I_{s-} , e corrente dos harmônicos, I_h	93
Fig. 5.4 – Soluções convencionais – Método de <i>Stand-by</i> – potências p e q e tensão no lado cc	96
Fig. 5.5 – esquemático do sistema ca e STATCOM com seqüência negativa	99
Fig. 5.6 – Esquema do STATCOM com fonte ideal de seqüência negativa	103
Fig. 5.7 – Controle de seqüência negativa	104
Fig. 5.8 – Detetor de seqüência negativa	104
Fig. 5.9 – Controle de seqüência negativa por fonte ideal - potências p e q e tensão no lado cc	106
Fig. 5.10 – Controle de seqüência negativa por fonte ideal - Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações .	106
Fig. 5.11 – Controle de seqüência negativa por fonte ideal - Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , inversão da referência	106
Fig. 5.12 – Esquema do STATCOM com fonte de seqüência negativa	108

Fig. 5.13 – Controle de sincronismo da fonte de seqüência negativa	109
Fig. 5.14 – Controle da tensão cc da fonte de seqüência	109
Fig. 5.15 – Controle de seqüência negativa por PWM – potências p e q e tensão no lado cc	112
Fig. 5.16 – Controle de seqüência negativa por PWM – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações .	112
Fig. 5.17 – Controle de seqüência negativa por PWM – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , inversão da referência ..	112
Fig. 5.18 – Espectro harmônico para as tensão do sistema ca (a) e para a corrente de compensação, I_c	113
Fig. 5.19 – Tensão de seqüência negativa medida e tensão de seqüência negativa por PWM	113
Fig. 5.20 – Tensões cc e valor de amplitude coletivo de tensão para o inversor PWM	113
Fig. 5.21 – Controle de seqüência negativa por PWM – potências p e q e tensão no lado cc, $m_f = 5$	116
Fig. 5.22 – Controle de seqüência negativa por PWM – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações; $m_f = 5$	116
Fig. 5.23 – Espectro harmônico para as tensão de 48-pulsos (a) e para a corrente de compensação, I_c ; $m_f = 5$	116
Fig. 5.24 – Espectro harmônico para tensão de 48-pulsos (a) e para a corrente de compensação (b) – controle de seq. neg. por fonte ideal	118
Fig. 5.25 – Potências p e q e tensão no lado cc, fonte de tensão ideal, seqüência negativa +terceiro harmônico	118
Fig. 5.26 – Sinais para a tensão de controle: seqüência negativa, terceiro harmônico e seqüência negativa + terceiro harmônico	118
Fig. 5.27 – Tensão do sistema ca, tensão de seq. positiva, e sinais não desejados..	119
Fig. 5.28 – Espectro harmônico dos sinais não desejados	119
Fig. 5.29 – Potências p e q e tensão no lado cc, filtro série “ideal”	120
Fig. 5.30 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , filtro série “ideal”	120
Fig. 5.31 – Esquema do STATCOM PWM	122
Fig. 5.32 – Controle de reativos do STATCOM PWM (ideal)	122

Fig. 5.33 – Controle de reativos do STATCOM PWM com controle de tensão ...	122
Fig. 5.34 – Potências p e q no STATCOM PWM	124
Fig. 5.35 – Tensão do sistema ca, V_s , e corrente de compensação, I_c , STATCOM PWM	124
Fig. 5.36 – Tensão do sistema ca, V_s , STATCOM PWM	124
Fig. 5.37 – Tensão do sistema ca, V_s , STATCOM PWM	125

Índice das Tabelas

Tabela 2.1 – Valores de x e y em função de α	23
Tabela 3.1 – Valores do Transformador de Acoplamento	47
Tabela 3.2 – Valores do Transformador YY da Estrutura Magnética de Redução de Harmônicos	47
Tabela 3.3 – Valores do Transformador Y Δ da Estrutura Magnética de Redução de Harmônicos	48
Tabela 3.4 - Dados das Simulações	49
Tabela 3.5 - Dados do Modelo Digital do STATCOM quasi 48-pulsos	49
Tabela 3.6 - Seqüência de Eventos das Simulações	50
Tabela 3.7. Energia armazenada no capacitor cc	55
Tabela 4.1 - Dados das Simulações com presença de seq. negativa	63
Tabela 4.2 – Seqüência de Eventos das Simulações	64
Tabela 5.1 – Valores para Capacitância em função de τ_c	97
Tabela 5.2 – Diferenças nas potências oscilantes existindo V_{s-} e existindo V_{s-} e V_{i-} .102	
Tabela 5.3 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa	105

Tabela 5.4 – Amplitudes das oscilações de frequência 3ω para as tensões do sistema ca, V_s , de 48-pulsos, e para a corrente de compensação, I_c , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa 107

Tabela 5.5 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal e por PWM 111

Tabela 5.6 – Amplitudes das oscilações de frequência 3ω para as tensões do sistema ca, V_s , de 48-pulsos, e para a corrente de compensação, I_c , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal e por PWM 111

Tabela 5.7 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal e por PWM ($m_f = 5$) 115

Tabela 5.8 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal considerando os sinais $2.\omega$ e $2.\omega + 3.\omega$ 117

Tabela 5.9 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal considerando os sinais $2.\omega$ e todos os harmônicos não desejados 121

Lista de Símbolos

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>
ca	Corrente alternada.
cc	Corrente contínua.
C	Capacitor.
δ	Ângulo de defasagem entre as tensões do sistema ca e do STATCOM.
GCT	Gate Commutated Thyristor.
GTO	Gate Turn Off Thyristor.
HiGT	High-Conductivity IGBT.
i_{cc}	Corrente do lado de corrente contínua.
I_c	Corrente ca de compensação produzida pelo STATCOM.
\dot{I}	Corrente fasorial.
I	Amplitude de corrente.
\dot{I}_L	Corrente fasorial através da indutância L.
I_L	Amplitude da corrente através da indutância L.
IEGT	Injection Enhanced IGBT.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor.
IPFC	Interline Power Flow Controller.
L	Indutor.
$Mvar$	Mega Volt Ampere Reativo (unidade referente a potência reativa).
$Mvai$	Mega Volt Ampere Imaginário (unidade referente a potência instantânea).
P_s	Potência Ativa (convencional).
p	Potência ativa instantânea ou potência real instantânea.
\bar{p}	Potência ativa média instantânea.
\tilde{p}	Potência ativa oscilante instantânea.
Q_s	Potência Reativa (convencional).
q	Potência imaginária instantânea.

\tilde{q}	Potência imaginária oscilante instantânea.
\bar{q}	Potência imaginária média instantânea.
SSSC	Static Synchronous Series Compensator.
$S_{STATCOM}$	Potência nominal do STATCOM.
STATCOM	Static Synchronous Shunt Compensator.
SVC	Static Var Compensator.
TCR	Thyristor Controlled Reactor.
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor.
Th	Tiristor.
TSC	Thyristor Switched Capacitor.
TSSC	Thyristor Series Switched Capacitor.
τ_c	Constante de tempo do capacitor (capacitor time constante).
UCC	Unit capacitor constante.
UPFC	Unified Power Flow Controller.
v_Σ	Valor eficaz coletivo da tensão.
$v_{\Sigma Amp}$	Valor de amplitude coletivo da tensão.
v_{cc}	Tensão do lado de corrente contínua.
v_S	Tensão instantânea do sistema ca.
v_{S+}	Tensão instantânea de seqüência positiva do sistema ca.
v_{S-}	Tensão instantânea de seqüência negativa do sistema ca.
v_I	Tensão instantânea do inversor (STATCOM).
v_{I+}	Tensão instantânea de seqüência positiva inversor (STATCOM).
v_{I-}	Tensão instantânea de seqüência negativa inversor (STATCOM).
V_{ccMAX}	Valor de tensão máxima no lado cc do STATCOM.
\dot{V}_S	Tensão fasorial do sistema ca.
V_S	Amplitude da tensão fasorial do sistema ca.
\dot{V}_I	Tensão fasorial dos inversores (ou do STATCOM).
V_I	Amplitude da tensão fasorial dos inversores (ou do STATCOM).

\dot{V}_L	Tensão fasorial resultante sobre a indutância L.
V_{12p}	Tensão de resultante de um conversor de 12 pulsos.
V_{24p}	Tensão de resultante de um conversor de 24 pulsos.
V_{48p}	Tensão de resultante de um conversor de 48 pulsos.
V_{S+}	Tensão de seqüência positiva do sistema ca.
V_{S-}	Tensão de seqüência negativa do sistema ca.
V_S	Tensão do sistema ca.
V_h	Tensão correspondente aos harmônicos.
ω	Frequência angular.
\dot{X}_L	Reatância relativa à indutância L.
X_L	Módulo da reatância relativa à indutância L.
θ	Ângulo de defasagem.

Capítulo I

Introdução

Um breve histórico sobre o desenvolvimento dos equipamentos FACTS é apresentado na introdução deste capítulo. Exemplos de equipamentos FACTS, série e paralelo, são citados. Após um histórico do desenvolvimento do STATCOM, são discutidos e apresentados a motivação e os objetivos desta Tese de Mestrado.

I.1. Introdução

A indústria de semicondutores vem produzindo chaves que podem operar com limites de tensão e capacidade de corrente na faixa de alguns kV e kA. Isto permite a aplicação da eletrônica de potência em equipamentos industriais, nos sistemas elétricos de distribuição e transmissão de energia na faixa de dezenas a centenas de MVA.

A eletrônica de potência auxilia no funcionamento de equipamentos existentes, ou até substitui métodos convencionais, proporcionando meios mais rápidos de controle e formas mais eficientes e econômicas de utilização de energia.

Em sistemas de potência, a utilização de eletrônica de potência teve seu início nos projetos dos sistemas de transmissão CCAT, corrente contínua em alta tensão, ou, em inglês, HVDC, *high voltage direct current*. Estes sistemas utilizam conversores de corrente alternada para corrente contínua e vice-versa controlados por tiristores.

O controle das chaves semicondutoras permite o desenvolvimento de equipamentos capazes de realizar rápidas alterações nas características do sistema elétrico. Estes equipamentos operam dentro dos conceitos FACTS, que é a abreviação da expressão: *Flexible Alternating Current Transmission System*, criado por Hingorani [1-3].

O STATCOM, sigla de, *STATic synchronous COMpensator*, é um equipamento FACTS composto por inversores, transformadores, capacitor e controles, como mostrado na Fig. 1.1, e projetado para controlar potência reativa capacitiva ou indutiva. Este equipamento pode ser utilizado para fazer o controle do fator de potência e a regulação de tensão no ponto de conexão e melhorar a estabilidade dinâmica do sistema elétrico, conforme mostrado por Gyugyi [4-5].

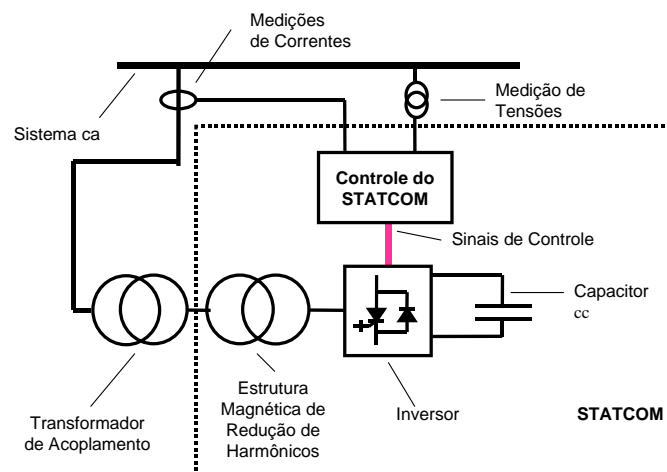


Fig. 1.1. Esquema básico do STATCOM.

O STATCOM, apesar de ser um equipamento relativamente novo, já possui uma extensa literatura. No entanto, existem situações onde o desempenho deste equipamento ainda não foi devidamente estudado e pode ser melhorado.

Analisando o STATCOM através de literatura e de implementação de modelos de simulação, verifica-se o comportamento desejado deste equipamento em sistemas elétricos com tensões balanceadas. Porém, constata-se que o STATCOM tem sua operação prejudicada quando este é utilizado em sistemas com tensões desbalanceadas pela presença de componentes de seqüência negativa.

I.2. Histórico dos Equipamentos FACTS

Equipamentos com conceito FACTS começaram a ser implementados a partir do final da década de 60 por grupos diversos [6], mas o nome FACTS, *flexible alternating current transmission systems*, só passou a existir a partir de 1988, quando Hingorani publicou seus artigos [1-3]. Nesta época, Hingorani, vice-presidente do EPRI (*Energy Power Research Institute*), chefiava um grupo de trabalho que pesquisava o uso de eletrônica de potência em sistemas de potência.

O conceito FACTS agrupa um conjunto de novos equipamentos de eletrônica de potência que permitem maior flexibilidade de controle dos sistemas elétricos. Neste caso, entende-se **flexibilidade** como *a capacidade de rápida e contínua alteração dos parâmetros que controlam a dinâmica de funcionamento de um sistema elétrico*.

I.3. Tipos de Equipamentos FACTS

Os equipamentos FACTS são divididos em dois grandes grupos: os compensadores ligados em paralelo à rede e os compensadores ligados em série [4-9].

Gyugyi [9-10] classifica os equipamentos FACTS em gerações.

Na primeira geração temos os equipamentos FACTS utilizando tiristores, chaves semicondutoras cujas características são apresentadas por Mohan [11] e Bose [12].

Exemplos de equipamentos ligados em paralelo à rede e pertencentes à primeira geração são: o TCR (*Thyristor Controlled Reactor*), o TSC (*Thyristor Switched Capacitor*) e o SVC (*Static var Compensator*). Diagramas destes equipamentos são mostrados na Fig. 1.2 e maiores detalhes são fornecidos nas referências [4-10].

Exemplos de equipamentos ligados em série à rede e pertencentes à primeira geração são: o TSSC (*Thyristor Switched Series Capacitor*) e o TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*), cujos esquemas estão mostrados na Fig. 1.3. Estes equipamentos também estão detalhados nas referências [4-10].

Exemplo de equipamento da primeira geração que possui as características série e paralelo de forma integrada é o *Phase Shifter*, descrito em [13].

A segunda geração é composta por equipamentos que utilizam chaves auto-comutadas tipo IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ou GTOs (*Gate Turn Off Thyristor*), chaves com funcionamento descrito em [11-12].

Utilizando estas chaves temos como exemplo o compensador paralelo, STATCOM (*Static Synchronous Shunt Compensator*) [4-10], cujo o esquema está mostrado na Fig. 1.4, e o compensador série, SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) [4-10, 14], cujo o esquema está mostrado na Fig. 1.5.

A terceira geração de equipamentos FACTS é composta pela integração dos equipamentos série e paralelo em uma mesma linha de transmissão. Um resultado disto é o UPFC (*Unified Power Flow Controller*), descrito nas referências [4-10,15-16], o qual é um equipamento combinado do SSSC e do STATCOM, conforme é mostrado na Fig. 1.6.

De acordo com [9-10], pode se considerar a existência de uma quarta geração de equipamentos FACTS. Nesta, a integração dos equipamentos série e paralelo é feita em linhas diferentes. Isto resulta em equipamentos com os nomes IPFC (*Interline Power Flow Controller*) [17], mostrado na Fig. 1.7, CSC (*Convertible Static Compensator*) [18], e outras possibilidades [9-10].

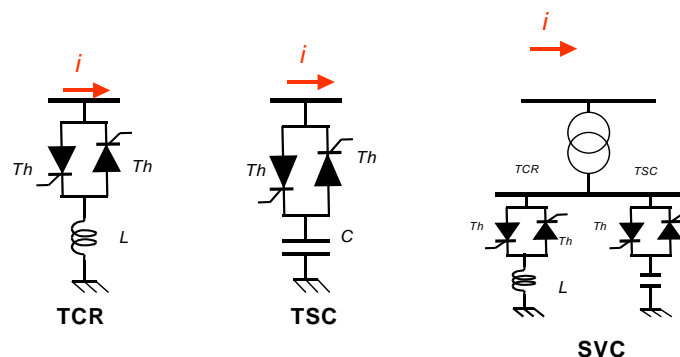


Fig. 1.2 – FACTS – primeira geração – paralelo.

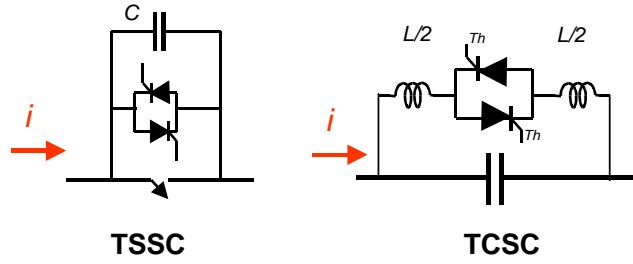


Fig. 1.3 – FACTS – primeira geração – série.

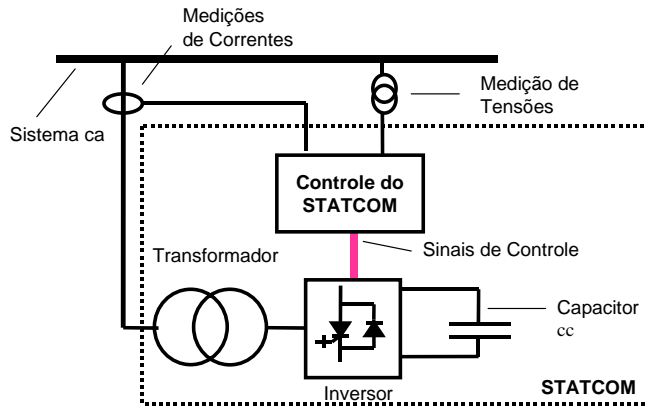


Fig. 1.4 – FACTS – segunda geração – paralelo.

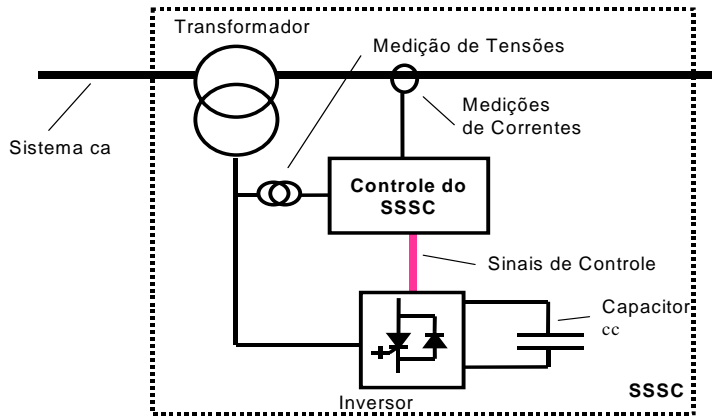


Fig. 1.5. FACTS – segunda geração – série.

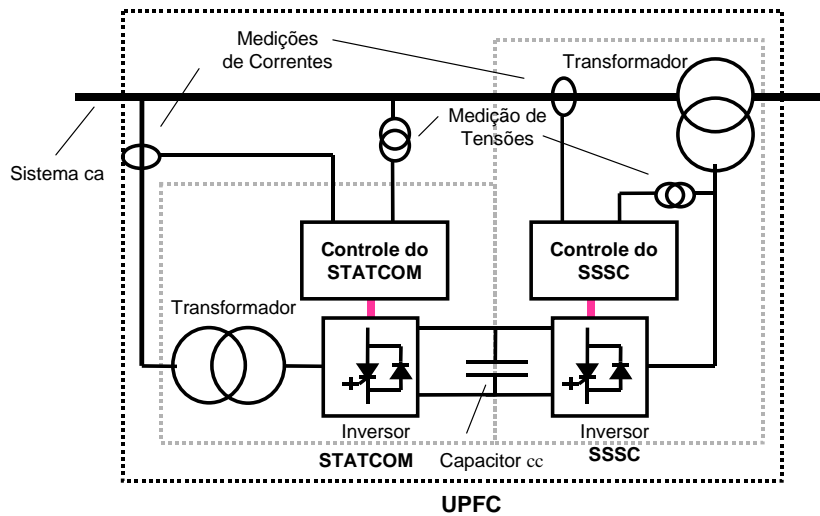


Fig. 1.6 – FACTS – terceira geração – UPFC.

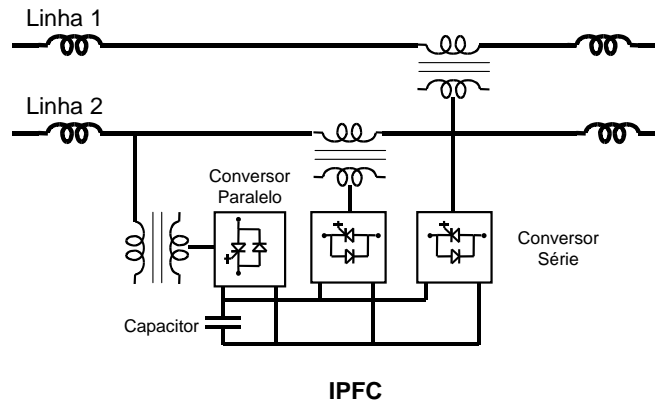


Fig. 1.7 – FACTS – quarta geração – IPFC.

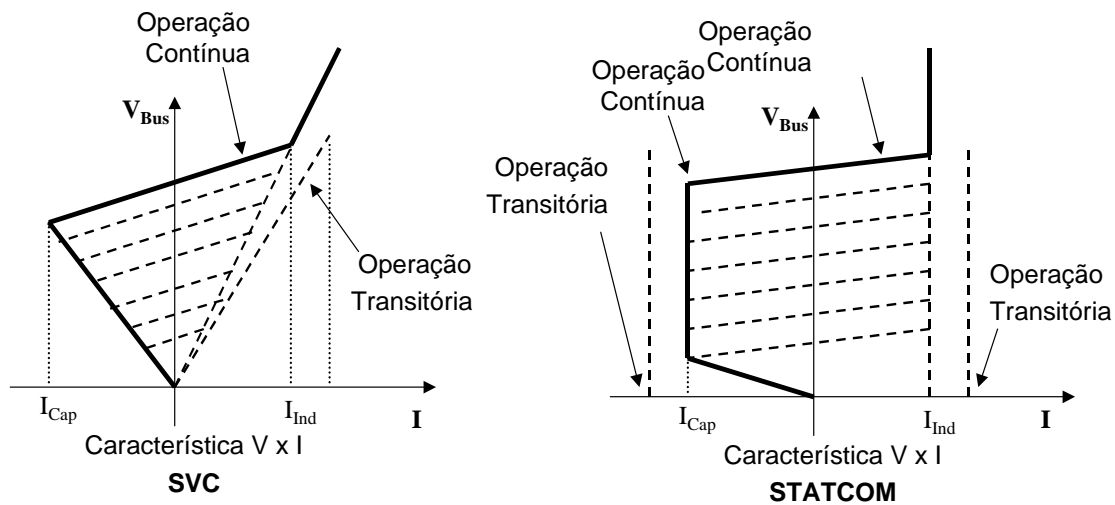


Fig. 1.8 - Características $V \times I$ do SVC e do STATCOM.

I.4. Histórico do STATCOM

O desenvolvimento do STATCOM começou em 1976, resultado do trabalho de um grupo de pesquisas japonês ligado à Kansay Electric Co. Ltd. e à Mitsubishi Electric Corporation [19]. O desenvolvimento deste novo equipamento, utilizando blocos inversores compostos por tiristores e complexos circuitos auxiliares para comutação forçada, tinha como objetivo aumentar a capacidade de corrente de compensação, então limitada nos SVCs, como é mostrada a Fig. 1.8 e explicada na referências [4, 7-8, 20]. Também, o desenvolvimento do STATCOM visava a redução do tamanho dos compensadores eliminando os grandes capacitores e reatores dos SVCs.

Em 1980, o primeiro protótipo de STATCOM (na época, este nome ainda não era utilizado) foi construído e testado [19]. Este foi dimensionado para a potência de 20MVA e tensão de 77kV e utilizava tiristores com circuitos auxiliares de comutação forçada. O objetivo deste equipamento era melhorar a dinâmica do sistema elétrico

umentando a sua estabilidade, através da compensação de reativos.

Nesta época, mesmo sendo relatada a construção de um protótipo de 20MVA no Japão [19], a implementação do STATCOM utilizando tiristores, não era uma solução atrativa. Isto ocorria por causa dos problemas de complexidade e de confiabilidade dos circuitos de comutação forçada, e dos baixos limites de tensão e corrente das chaves auto-comutadas tipo GTO [19, 21-22].

Os limites existentes para as chaves auto-comutadas nos anos 70 atrasaram o desenvolvimento de um “*all solid-state var compensator*” em quase uma década. Somente com o grande, e rápido, desenvolvimento de chaves auto-comutadas com maiores capacidades de tensões e correntes, ocorrido na década de 80, é que foi possível realizar o desenvolvimento do STATCOM. Em 1990, havia chaves *GTOs* com valores de 4,5kV para tensão de bloqueio e 2,5kA para corrente de interrupção [22]. Atualmente, em 2000, já são citadas novas chaves com tensões de bloqueio de 6,5kV e correntes de interrupção de 6kA, além das vantagens de não precisarem de circuitos de *snubber* e de poderem ser utilizadas em paralelo sem os problemas de equalização de tensão antes existentes. Exemplos destas novas chaves são o IEGT, *Injection Enhancement IGBT*, (2,5-6,5kV/ 2kA) [23], HiGT, *High-Conductivity IGBT*, (3,3kV/ 50A) [24], os pacotes compactos de IGBTs, *Insulated Gate Bipolar Transistor*, (4,5kV/2kA) [25], e o GCT, *Gate Commutated Thyristor*, ou IGCT, *Integrated Gate Commutated Thyristor*, [26].

Os testes com o protótipo de 20 MVA [19] mostraram resultados muito bons e a etapa seguinte seria a obtenção de um compensador com maior potência, só obtido com o desenvolvimento das chaves auto-comutadas de alta potência.

Em 1990, um grupo de pesquisas do Japão anunciava estar bastante avançado no desenvolvimento do STATCOM de 80MVA e tensão de 154 kV [28]. Através de testes com um modelo reduzido de 2 kVA, 200V, 48-pulsos, foram verificados os sistemas de controle e os princípios de funcionamento. Com um modelo parcial de 12 pulsos, com a potência de 8MVA e 51kV, foram verificados e testados os circuitos *snubber* e as chaves semicondutoras que seriam utilizadas no STATCOM de 80MVA.

Ao mesmo tempo, nos Estados Unidos, o grupo de pesquisas ligado ao EPRI (*Electric Power Research Institute*) e a ESERCO (*Empire State Energy Research Corporation*) apresentava seus resultados obtidos do estudo de topologias propostas por Gyugyi em [21] de um modelo de 1MVA testado em campo, Edwards [28].

Em 1992, o primeiro STATCOM entrou em operação na subestação de Inuyama,

pertencente à Kansay Electric Co., Ltd., [29]. Este STATCOM de 48-pulsos possui a potência de 80MVA, a tensão de 154kV e utiliza transformadores especiais ligados em zigue-zague. Foram utilizados GTOs de 4,5kV / 3kA nos inversores.

Em 1995, o STATCOM americano de ± 100 MVA, [30-32], foi comissionado na subestação de Sullivan, pertencente à TVA, *Tennessee Valley Authority*. Este STATCOM foi implementado com uma estrutura de 48-pulsos para neutralizar harmônicos. Esta estrutura utilizava GTOs de 4,4kV / 4kA. Cinco unidades destes GTOs foram colocadas em série e associadas com diodos em anti-paralelo. No lado corrente contínua foi utilizado um capacitor de 65 kJ, 2984 μ F, e tensão nominal de 6.6kV. Este STATCOM está ligado a uma linha de 161kV.

Outro exemplo é o projeto de desenvolvimento do UPFC de ± 320 Mvar da AEP, *American Electric Power*, instalado na subestação de Inez, Kentucky, relatado em 1998, em [32] e em 2000, em [33]. Neste projeto, numa fase inicial, um STATCOM de ± 160 MVA foi comissionado e ligado a uma linha de 138kV. Numa segunda etapa, outro STATCOM de mesma capacidade foi inserido, permitindo um controle de ± 320 MVA. Porém, após testes, o último STATCOM foi modificado para um SSSC para compor o UPFC.

Nas referências do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineer*) o nome STATCOM, *static synchronous compensator*, já se estabeleceu, porém os nomes SVG (*Static Var Generator*), ASVC (*Advanced Static Var Compensator*), e ASVG (*Advanced Static Var Generator*) permanecem no Japão e na Europa.

Além destes nomes existem as variações do nome do STATCOM: o STATCON, derivado de *static condenser* [20], o SIPCON, *Siemens Power Conditioner* [34], referido a um produto, o D-STATCOM [35], *Distribution-STATCOM*, voltado para sistemas de distribuição, e o PWM STATCOM [38, 52], *Pulse Width Modulation STATCOM*, com os inversores acionados em altas frequências de chaveamento e comportamento similar ao de um filtro ativo.

Com o sucesso do desenvolvimento do STATCOM, suportado pelas constantes melhorias nas capacidades de tensão e corrente das chaves auto-comutadas, houve um maior interesse da comunidade científica pelo equipamento. Logo surgiram muitas contribuições visando melhorar o desempenho do STATCOM. Foram propostas alterações da topologia do STATCOM [36-39] ou o acionamento dos inversores por técnicas de PWM em altas frequências [40-41]. Além disto, foram estudadas diferentes

metodologias de controle aplicáveis ao STATCOM, assunto presente na maior parte das referências estudadas [36-51]. Também foram testados o desempenho e possibilidades de aplicações e do equipamento [43-51].

I.5. Motivação do Trabalho

Com o número crescente de contribuições provenientes de diversos pesquisadores o conhecimento sobre o STATCOM vem aumentando. Porém, ainda existem situações específicas onde a aplicação e/ou a operação do STATCOM não foram bastante estudadas. Uma destas situações é a operação do STATCOM em sistemas elétricos onde existe a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões.

A presença de componentes de seqüência negativa nas tensões é conseqüência de cargas mal distribuídas nos sistemas trifásicos [52] e de faltas não simétricas [53].

Algumas referências [29, 54] descrevem que o desempenho do STATCOM é bastante reduzido quando há presença de componentes de seqüência negativa nas tensões. No caso descrito em [29] existe um controle de “*stand by*” para o equipamento até que as condições de desbalanço do sistema fiquem melhores e é sugerido um super dimensionamento do equipamento caso seja necessário operar com tensões permanentemente desbalanceadas.

Estudos do funcionamento do equipamento em condições de desbalanço são feitas em [45] e em [55]. Na referência [45], após desenvolvido um modelo matemático do STATCOM, são indicadas as regiões de operação segura do equipamento. A referência [55], a qual é resultado do desenvolvimento desta tese, busca verificar propostas para minimizar os problemas causados pela presença de componentes de seqüência negativa no STATCOM.

I.6. Objetivos

O objetivo deste trabalho é a análise do STATCOM quando este opera em sistemas onde existem desbalanços de tensão causados por componentes de seqüência negativa. Para isto é necessário explicar como o STATCOM funciona, quais são seus componentes, topologias, e controles utilizados.

Complementando os estudos acima são obtidos resultados do desempenho do equipamento nas condições de sistema balanceado e desbalanceado (por componentes de seqüência negativa) através da implementação e simulação de modelos digitais do STATCOM, no programa de transitórios eletromagnéticos ATP-EMTP (*Alternative Transients Program – Electro-Magnetic Transients Program*).

Desses estudos e resultados são feitas análises visando mostrar como as componentes de seqüência negativa interferem no funcionamento do STATCOM. Com este conhecimento é possível propor soluções para melhorar o desempenho do STATCOM mesmo quando este opera em condições de desbalanço.

Capítulo II

O STATCOM

Este capítulo se divide em duas partes. Na primeira parte é explicado o funcionamento do STATCOM. É mostrado como o STATCOM funciona como compensador de potência reativa indutiva e capacitiva, e como é possível alterar estas características continua e dinamicamente. Na segunda parte são descritas as partes integrantes do STATCOM, suas funções no equipamento e as diferentes topologias utilizadas. São descritos os inversores, o capacitor do lado de corrente contínua, os transformadores de acoplamento, e o sistema de controle.

II.1. Funcionamento do STATCOM

O funcionamento do STATCOM é explicado com auxílio do compensador paralelo ideal e através deste é mostrado como são controladas as potências reativa indutiva e capacitiva.

Considerando o equivalente Thévenin do sistema elétrico ao qual o compensador está ligado e o equivalente Thévenin do compensador paralelo ideal (sem harmônicos) e simplificando, tem-se o esquema mostrado na Fig. 2.1. As situações entre estas fontes descritas pelos diagramas fasoriais das tensões e correntes estão mostrados na Fig. 2.2.

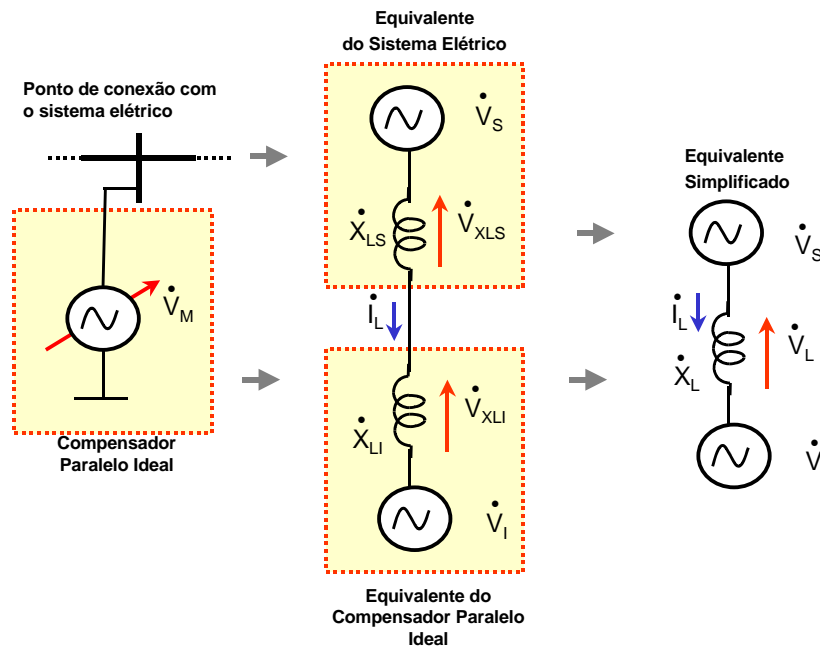


Fig. 2.1 – Diagramas simplificados do compensador paralelo ideal e sistema equivalente ca.

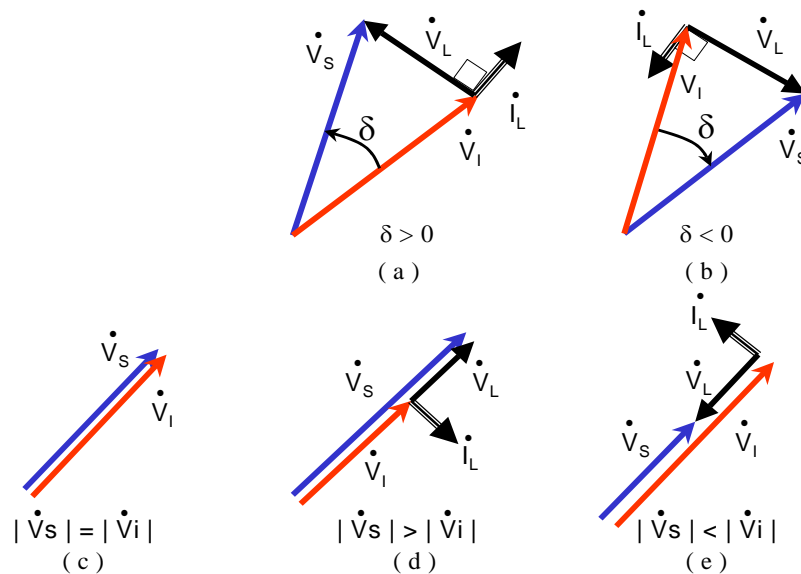


Fig. 2.2 - Diagramas fasoriais de tensões e correntes.

Nos diagramas mostrados na Fig. 2.2 e nas equações seguintes foi considerado que as resistências são desprezíveis e que o ângulo de defasagem entre as duas tensões é δ .

Desenvolvendo as equações de potência entre duas fontes para a situação mostrada no esquema simplificado da Fig. 2.1, temos:

$$P_S = \frac{V_S \cdot V_I}{X_L} \cdot \sin \delta, \quad (2.1)$$

$$Q_S = \frac{V_S^2}{X_L} - \frac{V_S \cdot V_I}{X_L} \cdot \cos \delta \quad (2.2)$$

Considerando as equações (2.1) e (2.2) e os diagramas fasoriais mostrados na Fig. (2.2) temos cinco situações possíveis:

(1) Tensão \dot{V}_S adiantada em relação a \dot{V}_I , Fig. 2.2.(a), $90^\circ > \delta > 0$, existe um fluxo transitório de potência ativa na direção da fonte “I” (compensador);

(2) Tensão \dot{V}_S atrasada em relação a \dot{V}_I , Fig. 2.2.(b), $-90^\circ < \delta < 0$, existe um fluxo transitório de potência ativa na direção da fonte “S” (sistema).

(3) Tensão \dot{V}_S em fase com \dot{V}_I , Fig. 2.2.(c), $\delta = 0$, e se $|V_S| = |V_I|$, não existe corrente no circuito e portanto não existe potência ativa, nem reativa, entre as fontes “S” e “I”.

(4) Tensão \dot{V}_S em fase com \dot{V}_I , Fig. 2.2.(d), $\delta = 0$, e se $|V_S| > |V_I|$, não existe fluxo de potência ativa entre as fontes “S” e “I”, mas existe potência reativa indutiva ($Q_S > 0$).

(5) Tensão \dot{V}_S em fase com \dot{V}_I , Fig. 2.2.(e), $\delta = 0$, e se $|V_S| < |V_I|$, não existe fluxo de potência ativa entre as fontes “S” e “I”, mas existe potência reativa capacitiva ($Q_S < 0$).

Verifica-se assim que uma fonte de tensão com capacidade de controle de fase pode direcionar o fluxo de potência ativa, e com o controle de amplitude, pode-se controlar a potência reativa naquele ponto do circuito.

I.2. Composição do STATCOM

O STATCOM tem seu funcionamento baseado nas situações descritas anteriormente.

No caso do STATCOM a fonte de tensão controlada em amplitude e fase é implementada através de inversores. Estes inversores possuem em seu lado cc capacitores para simular uma fonte de tensão cc. O capacitor do lado cc também serve como sistema de armazenamento de energia. Os transformadores são utilizados para compatibilizar os níveis de impedância do compensador e do sistema ca. Na maioria dos casos o transformador é utilizado também para minimizar o conteúdo dos harmônicos da tensão do inversor.

Assim, o STATCOM é composto por quatro partes básicas: inversores, transformadores, capacitor do lado de corrente contínua e um sistema de controle, como mostrado na Fig. 1.1.

Existem variações das topologias utilizadas, porém o esquema de partes básicas continua o mesmo e o funcionamento do STATCOM, discutido anteriormente, não se altera.

As partes integrantes do STATCOM serão discutidas a seguir, identificando suas funções e variações dentro das topologias pesquisadas.

I.2.A. Inversores

I.2.A.1. Função

Os inversores são conjuntos de chaves com capacidade de corte e condução controlados e sua função no STATCOM é a geração de tensão alternada a partir da tensão de corrente contínua nos terminais do capacitor do lado de corrente contínua.

I.2.A.2. Chaves utilizadas

As chaves utilizadas na composição dos inversores são, atualmente, os GTOs (*Gate Turn Off Thyristors*), IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), e IGCTs (*Integrated Gate Commutated Thyristors*) e, como citados na introdução, estão sendo desenvolvidas chaves com maiores capacidades de tensão de bloqueio (6,5kV) e

corrente de interrupção (6kA), os HiGTs (*High-Conductivity IGBT*) e IEGTs (*Injection Enhancement IGBT*).

Os IGBTs são chaves com capacidades de tensão e corrente menores (3,2kV, 1,2kA) e podem operar em frequências da ordem de até 2kHz em conversores na faixa de potência de MW.

Os IGCTs e GTOs são chaves com características de potência maiores (6,6kV / 3kA), mas suas aplicações são limitadas na frequência até 1kHz. Porém, em geral, estas chaves são utilizadas na frequência da rede.

1.2.A.3. Topologias

Os arranjos mais comuns dos inversores do STATCOM são compostos pelo inversor trifásico em ponte, como na Fig. 2.3, por arranjos de inversores monofásicos compondo uma estrutura trifásica, Fig. 2.4, e pelo inversor trifásico de três níveis tipo “neutral point clamped”, ou NPC, Fig. 2.5.

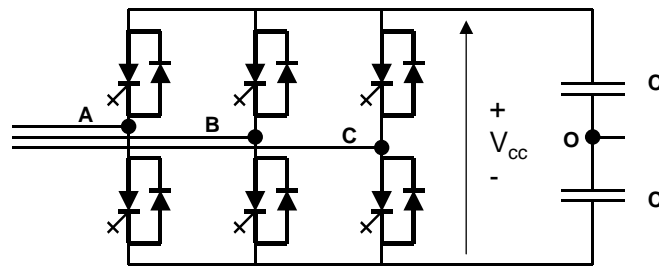


Fig. 2.3 – Inversor trifásico em ponte.

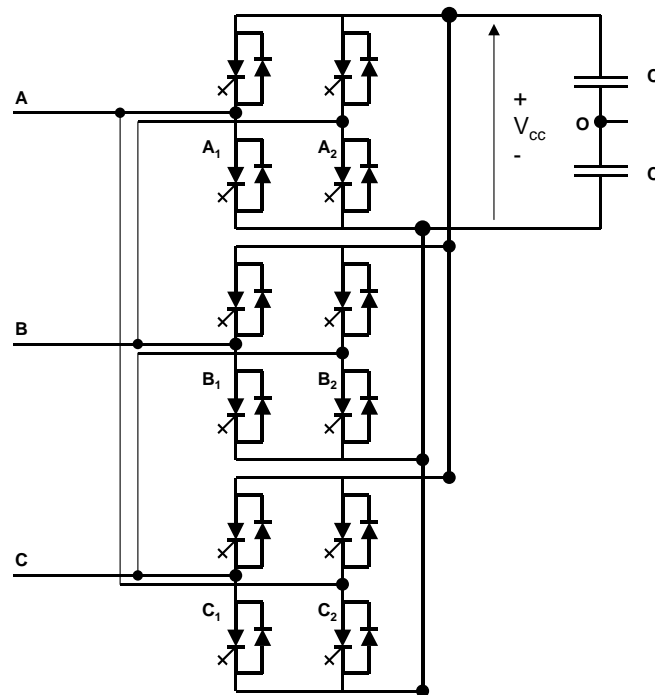


Fig. 2.4 – Inversor trifásico composto por 3 inversores ponte H monofásicos.

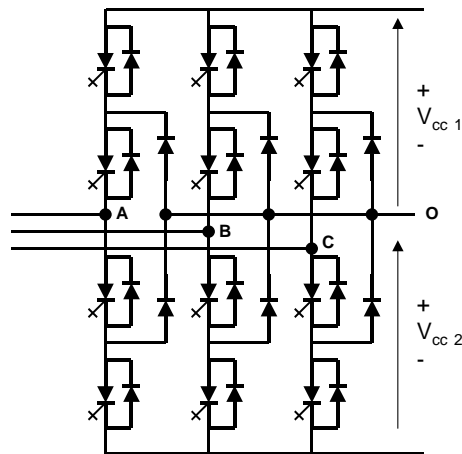


Fig. 2.5 – Inversor trifásico três níveis “neutral-point-clamped”.

O *inversor trifásico em ponte*, mostrado na Fig. 2.3, tem a vantagem utilizar menos chaves do que os outros exemplos mostrados. Idealmente são utilizadas duas chaves para cada fase, totalizando 6 chaves.

Exemplo da tensão fase-fase e seu respectivos espectro harmônico e THD (*Total Harmonic Distortion*), obtidas do inversor trifásico em ponte, são mostrados nas Fig. 2.6.

Os harmônicos presentes na tensão fase-fase do inversor trifásico em ponte estão na ordem descrita por $6.n \pm 1$, onde $n = 1, 2, 3 \dots$, eliminando os harmônicos múltiplos de 3 existentes na tensão fase-neutro.

Na tensão fase-fase é observado que o ângulo de defasagem é constante e igual a 30° , e este é inserido automaticamente, fato que dificulta a aplicação deste tipo de inversor quando se necessita controle independente nas fases.

O controle deste tipo de inversor pode ser feito através de técnicas PWM (*Pulse Width Modulation*) visando maior capacidade de controle e minimizar a distorção harmônica de tensão ou de técnicas PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) quando a frequência de chaveamento é igual a frequência da rede.

Os *inversores monofásicos* podem ser conectados formando uma estrutura trifásica, como é mostrado na Fig. 2.4.

Comparado ao inversor trifásico em ponte, a estrutura composta por inversores monofásicos utiliza muito mais chaves. Para cada fase são 4 chaves, o que resulta num total de 12 chaves, o que resulta em duas vezes mais chaves do que o inversor trifásico em ponte utiliza.

A tensão resultante fase-fase do inversor trifásico composto por inversores

monofásicos é mostrada com seu respectivo espectro harmônico e THD na Fig. 2.7.

Através da escolha do valor de α , há uma redução do conteúdo harmônico. Isto faz com que seja possível, eliminar os harmônicos múltiplos de 3 e reduzir o THD das tensões fase-fase, estas compostas por três níveis.

Esta topologia permite o controle da largura do pulso, o chaveamento unipolar, o qual resulta em menos harmônicos, e o controle independente de fases.

A desvantagem desta topologia em relação ao inversor trifásico em ponte é o grande número de chaves necessárias quando é desejado implementar equipamentos com múltiplos pulsos, a exemplo do STATCOM.

Maiores detalhes desta topologia e técnicas para utilizá-la estão descritas nas referências [11-12] e [56].

Os *inversores trifásico de três níveis*, como o exemplo mostrado na Fig. 2.5, tem sido estudados e apresentados como o desenvolvimento mais recente dos conversores utilizados no STATCOM [10, 39].

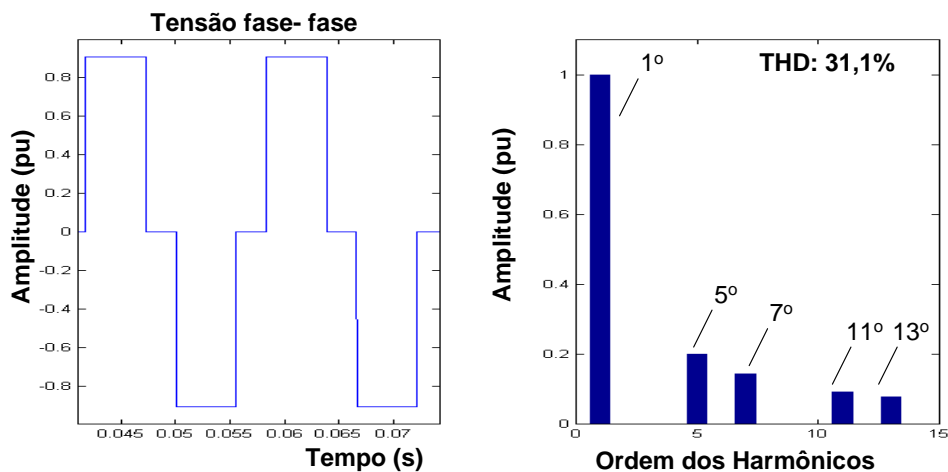


Fig. 2.6 – Tensão fase-fase, e correspondentes harmônicos e THD – inversor trifásico em ponte.

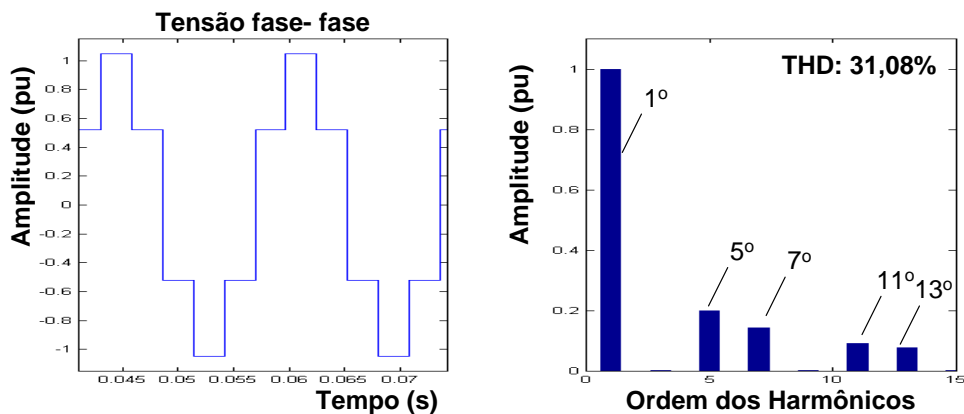


Fig. 2.7 – Tensão fase-fase, e correspondentes harmônicos e THD – inversor trifásico composto por inversores monofásicos ponte H, e ângulo de defasagem 30° .

Na topologia de 3 níveis *neutral point clamped* são utilizadas 12 chaves, sendo 4 chaves para cada fase, e 6 diodos. O resultado obtido da tensão fase-fase é semelhante ao obtido com a topologia trifásica composta por inversores monofásicos e mostrado na Fig. 2.7.

A grande vantagem das topologias de três (ou mais) níveis está na capacidade de gerar formas de ondas compostas de um maior número de pulsos.

A desvantagem destas topologias está na grande quantidade de chaves e diodos utilizados e na lógica de acionamento mais complexa. Também é verificado que existem problemas de equalização de tensões nos dois capacitores do lado cc. Gyugyi [10] indica que existem topologias de cinco, sete, e mais níveis, todas extensões da topologia de três níveis. Entretanto, esta mesma referência faz a advertência de que os benefícios diminuem muito e os problemas de equalização de tensões nos capacitores e, por consequência, nas chaves aumentam bastante com o maior número de níveis.

I.2.A.4. *Frequência de chaveamento*

As técnicas de acionamento utilizadas nos inversores podem ser divididas em duas categorias quando é abordada a questão da frequência de chaveamento: técnicas de acionamentos em baixas ou em altas frequências.

Os acionamentos ditos em baixa frequência são aqueles que utilizam frequências próximas à frequência da rede, e são caracterizados pelas formas de onda quadradas, pelas técnicas de PAM, *pulse amplitude modulation*. Quando se utiliza baixo número de pulsos o conteúdo de harmônicos em ordens baixas pode ser alto. A vantagem desta técnica está ligada a menores perdas de energia nos chaveamentos.

Os acionamentos em altas frequências, caracterizados pelas técnicas PWM, *pulse width modulation*, utilizam frequências maiores que a frequência da rede, podendo chegar até a ordem de alguns kHz. Os harmônicos produzidos por estas técnicas estão em ordens mais altas e podem ser mais facilmente filtrados. Também é verificado que estas técnicas permitem respostas dinâmicas mais rápidas. No entanto, com o aumento da potência dos equipamentos, as perdas nos chaveamentos crescem inviabilizando em muitos casos este tipo de modulação.

II.2.B. Capacitor do lado de corrente contínua

II.2.B.1. Função

A principal função do capacitor do lado de corrente contínua no STATCOM é servir de fonte de tensão contínua possibilitando a atuação do inversor. Também, o capacitor do lado de corrente contínua serve como acumulador temporário de energia permitindo trocas entre o sistema elétrico e o STATCOM.

II.2.B.2. Topologias

O arranjo de capacitor mais utilizado no STATCOM é mostrado na Fig. 2.8, onde apenas um capacitor é conectado ao lado cc de um ou mais conversores. Existem outros exemplos, como o mostrado na Fig. 2.9, utilizado por Liang [38], onde para cada conversor há um capacitor independente.

Idealmente, cada conversor utilizado deve ter um capacitor no seu lado cc. No entanto, para se obter maiores níveis de tensão, os capacitores são colocados em série ou em paralelo. A Fig. 2.8 mostra um arranjo em paralelo dos capacitores do lado cc.

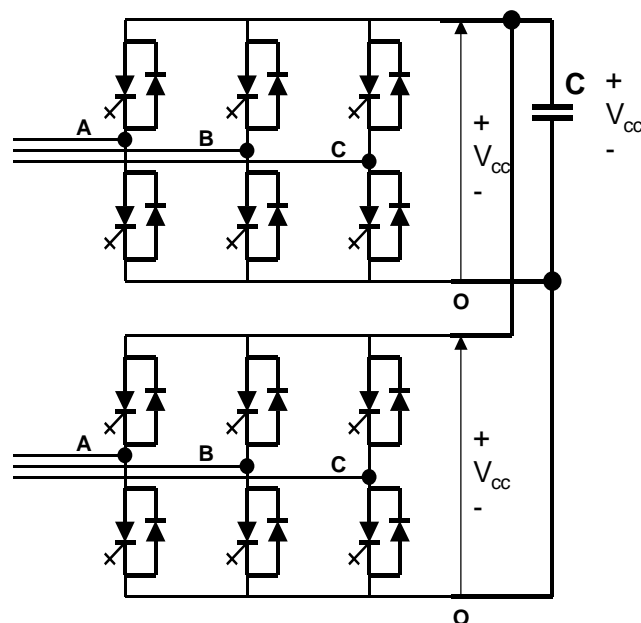


Fig. 2.8 - Topologias de capacitores do lado de corrente contínua.

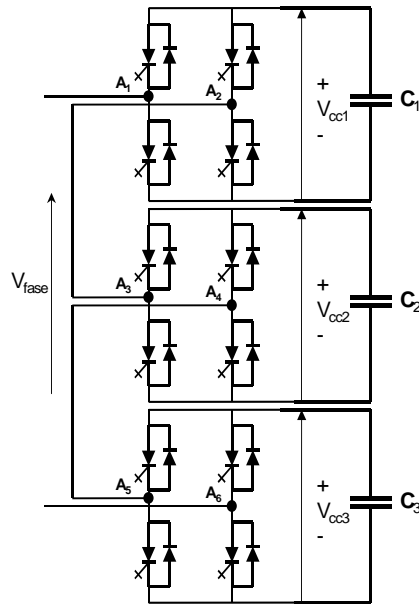


Fig. 2.9 - Topologia com capacitores individuais para cada inversor.

II.2.B.3. Controle de tensão do capacitor

Num caso ideal, o STATCOM está ligado a uma fonte de tensão cc com tensão variável. A fonte de tensão ideal permite ao STATCOM compensar potência ativa e reativa. Porém no caso real o STATCOM controla apenas potência reativa, e a fonte de tensão é substituída por um capacitor.

A partida do STATCOM, e por consequência a carga do capacitor, pode ser realizada de duas formas.

Quando a carga é feita a partir da tensão ca, conectando o STATCOM diretamente ao sistema elétrico os inversores operam como retificadores controlados.

A outra possibilidade é fazer a carga pelo lado cc, através de um retificador auxiliar. Isto resulta em maiores custos de implementação mas permite um controle independente da tensão.

II.2.C. Transformadores

II.2.C.1. Função

No STATCOM os transformadores são utilizados para duas funções principais.

Os transformadores fazem a ligação com o sistema de ca, normalmente “casando” as tensões de operação do equipamento, de forma a atender os limites de

tensões das chaves dos inversores, com a rede. E, através de formas especiais de ligação, os transformadores eliminam alguns dos harmônicos gerados pelos inversores reduzindo o conteúdo dos harmônicos inseridos na rede elétrica.

Também é possível utilizar os transformadores para fazer estruturas de bloqueio de seqüência zero, caso estas existam, e para servir de elementos amortecedores de transitórios.

II.2.C.2. Tipos de arranjos dos transformadores

No STATCOM são utilizados dois grupos de transformadores: *o transformador de acoplamento*, cuja a função é ligar o compensador à rede e os *transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos*. Existe a possibilidade de se fazer transformadores que possuam ambas as funções, porém, este tipo de arranjo não é comum.

Enquanto o transformador de acoplamento possui relações simples entre primário e secundário, e ligações do tipo estrela-estrela ou estrela-delta, os transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos podem ter relações de ligações mais complexas.

Quando os transformadores são utilizados para reduzir o conteúdo harmônico temos dois tipos de arranjos básicos: as topologias zigzag e estrela-delta.

II.2.C.2.a. Transformadores em zigzag

O arranjo de transformadores chamado *zigzag* é composto por transformadores especiais montados de forma a poder gerar defasagens nas tensões. Na Fig. 2.10 é mostrado um exemplo da utilização destes transformadores num STATCOM de 12 pulsos.

Neste trabalho definiu-se que o primário refere-se sempre ao lado de alta tensão (sistema ca) e é indicado pelos índices V_{A11} , V_{A12} , e o secundário refere-se ao lado de baixa tensão ou lado ligado aos inversores, e é indicado pelos índices V_{A21} , V_{A22} , como é mostrado na Fig. 2.11.

Nos transformadores zigzag as defasagens são obtidas através da ligação cruzada de diferentes fases conforme mostrado na Fig. 2.11.

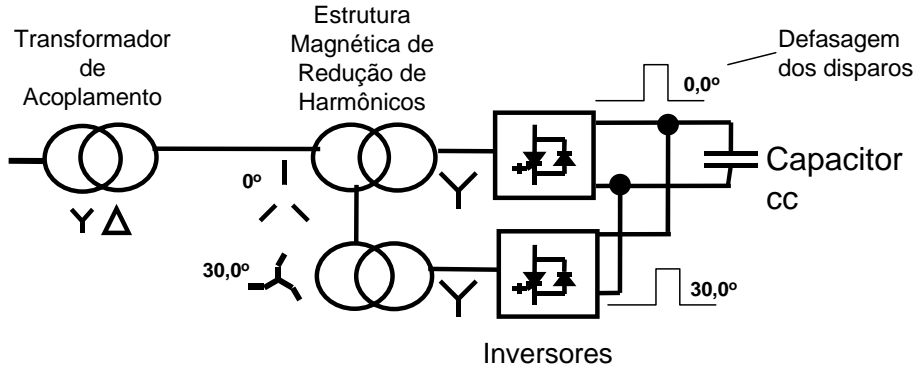


Fig. 2.10 – STATCOM 12 pulsos, utilizando transformadores zigzague.

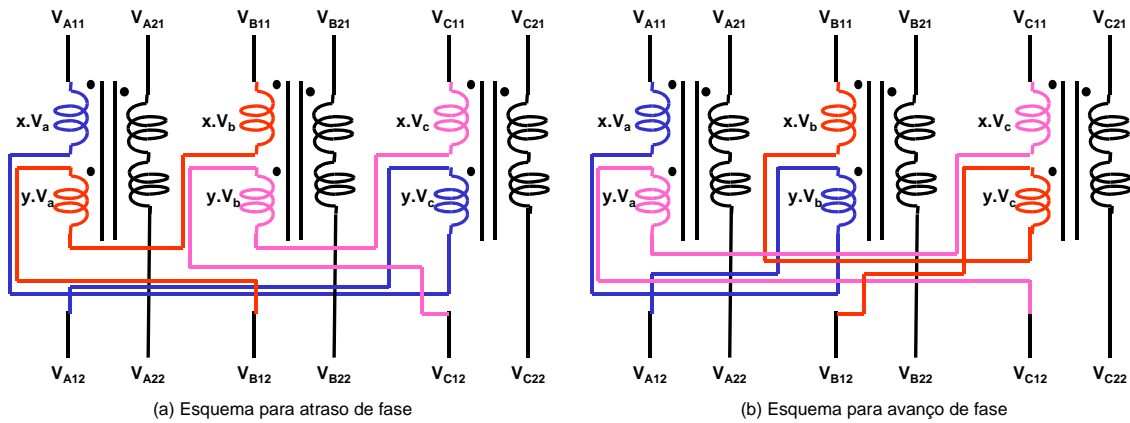


Fig. 2.11 – Esquemas de ligações de transformadores em zigzague.

Estas ligações podem ser descritas pelas seguintes relações matemáticas:

$$\dot{V}_A \text{ (adiantado)} = x \cdot \dot{V}_A - y \cdot \dot{V}_B, \quad (2.3)$$

$$\dot{V}_B \text{ (adiantado)} = x \cdot \dot{V}_B - y \cdot \dot{V}_C, \quad (2.4)$$

$$\dot{V}_C \text{ (adiantado)} = x \cdot \dot{V}_C - y \cdot \dot{V}_A, \quad (2.5)$$

$$\dot{V}_A \text{ (atrasado)} = x \cdot \dot{V}_A - y \cdot \dot{V}_C, \quad (2.6)$$

$$\dot{V}_B \text{ (atrasado)} = x \cdot \dot{V}_B - y \cdot \dot{V}_A, \quad (2.7)$$

$$\dot{V}_C \text{ (atrasado)} = x \cdot \dot{V}_C - y \cdot \dot{V}_B. \quad (2.8)$$

Nestas equações, os valores x e y são os coeficientes de proporção de cada uma das fases para compor um valor angular de defasagem. Sendo a defasagem desejada indicada por um ângulo α , e a amplitude das tensões um valor unitário, os valores de x e y , são obtidos pelas relações trigonométricas:

$$x = \cos \alpha - \frac{\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \alpha, \quad (2.9)$$

$$y = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \alpha. \quad (2.10)$$

Para valores de ângulos normalmente utilizados na composição multipulsos do STATCOM, montou-se a Tabela 2.1, obtida através das equações (2.9) e (2.10).

Tabela 2.1 – Valores de x e y em função de α

α	x	Y
0°	1.000	0.000
7.5°	0.916	0.151
15°	0.816	0.299
22.5°	0.703	0.442
30°	0.577	0.577
37.5°	0.442	0.703
45°	0.299	0.816
52.5°	0.151	0.916

No lado do primário os transformadores zigzague são ligados em série de forma a fazer a composição das formas de onda de tensão multipulso. No lado secundário, os transformadores estão ligados aos inversores, e estas ligações podem ser feitas em estrela, conforme mostrado nas referências [27, 29, 41], ou em delta, mostrado em [37].

Este arranjo de transformadores, idealmente, tem a capacidade de fazer o cancelamento dos harmônicos, permitindo apenas a existência dos harmônicos de ordem, $m \neq n \pm 1$, onde $n = 1, 2, 3, (\dots)$ e m é o número de inversores utilizados, sendo $m = 1, 2, 4, 8, 16, \dots$

Porém, existem desvantagens na utilização da estrutura de transformador em zigzague. Devido à complexidade deste transformador seu custo é mais elevado do que o custo de outros transformadores mais comuns. A montagem das relações de fases são complexas e a relação de espiras necessita de alguma precisão de forma a obter-se as defasagens desejadas e por conseqüência, o cancelamento harmônico desejado. Também é uma desvantagem deste arranjo, a menos que fossem disponibilizados vários taps, a relação fixa e diferenciada para cada transformador do arranjo.

Os STATCOMs utilizando esta estrutura de transformadores de acoplamento zigzague são montados de forma a obter-se tensões multipulso compostas por 12, 24,

e 48-pulsos. Para cada um dos arranjos multipulsos, mostrados nas Figs. 2.10, 2.12 e 2.13, existe um valor de defasagem específico entre os grupos de transformadores e inversores. O defasamento é realizado através do controle dos disparos dos inversores e pelas relações dos transformadores zigzeague. Para obter a forma de onda de 12 pulsos, mostrado na Fig. 2.14, é necessário colocar uma defasagem de 30° entre cada conjunto de transformadores e defasagens de 30° entre os pulsos de disparo dos dois inversores. Desta mesma maneira são realizados os esquemas do STATCOM de 24-pulsos com defasagens de 15° nos transformadores e inversores, mostrado na Fig. 2.16, e do STATCOM de 48-pulsos com defasagens de 7.5° nos transformadores e inversores, mostrado na Fig. 2.17.

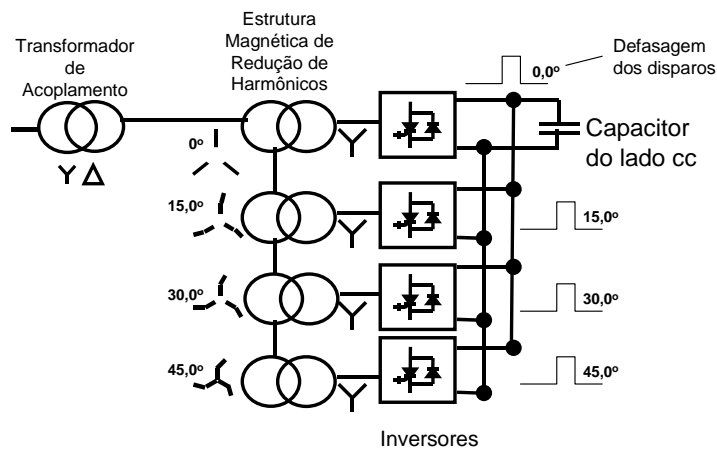


Fig. 2.12 - STATCOM com transformadores zigzeague 24-pulsos.

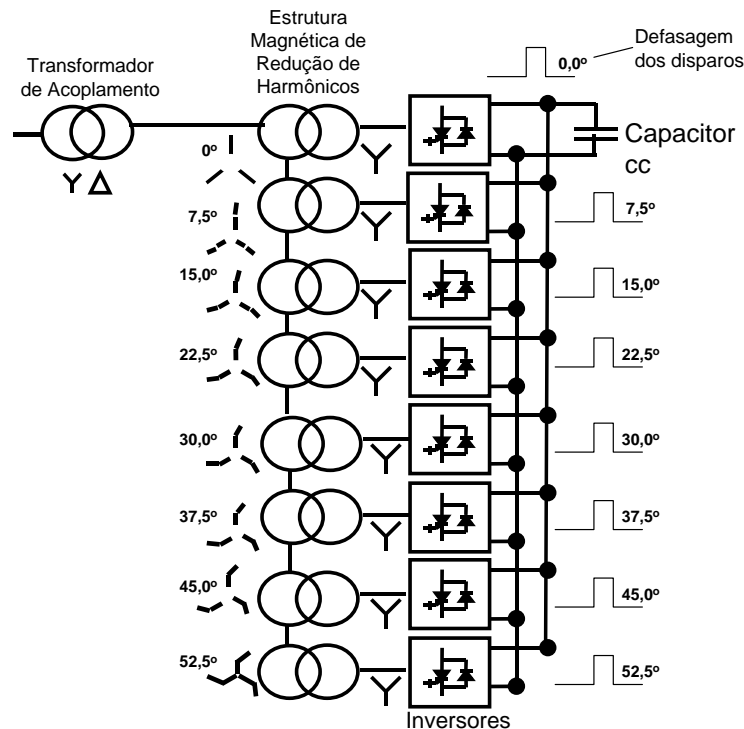


Fig. 2.13 - STATCOM com transformadores zigzeague 48-pulsos.

Com o aumento do número de pulsos nas tensões geradas pelo STATCOM, há uma maior aproximação da forma de onda de tensão multipulso de uma forma de onda senoidal.

As formas de onda de 12, 24, e 48-pulsos, apresentadas nas Figs. 2.14.(a), 2.15.(a), e 2.16.(a), respectivamente, e os espectros harmônicos destas formas de onda, mostrados nas Figs. 2.14.(b), 2.15.(b), e 2.16.(b), mostram como é melhorado o conteúdo harmônico das tensões, eliminado harmônicos de ordens mais baixas e reduzindo o THD, com o aumento do número de pulsos.

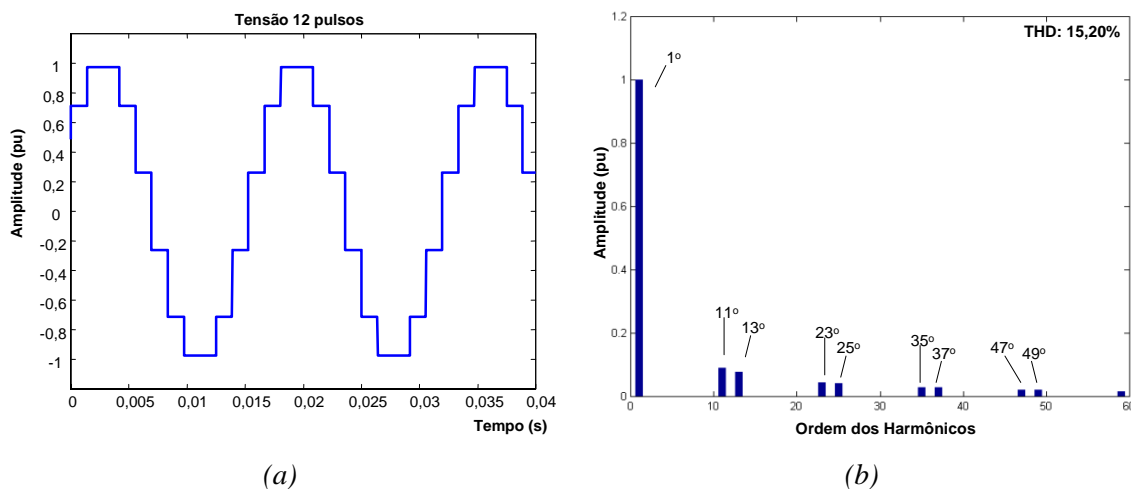


Fig. 2.14 - Forma de onda de tensão de 12 pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores ziguezague.

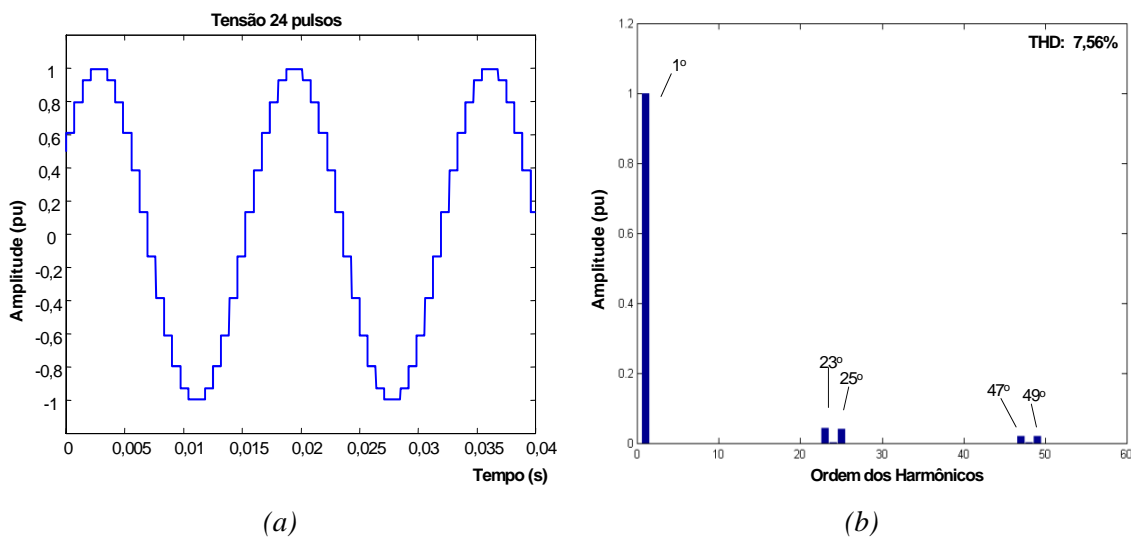


Fig. 2.15 - Forma de onda de tensão de 24-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores ziguezague.

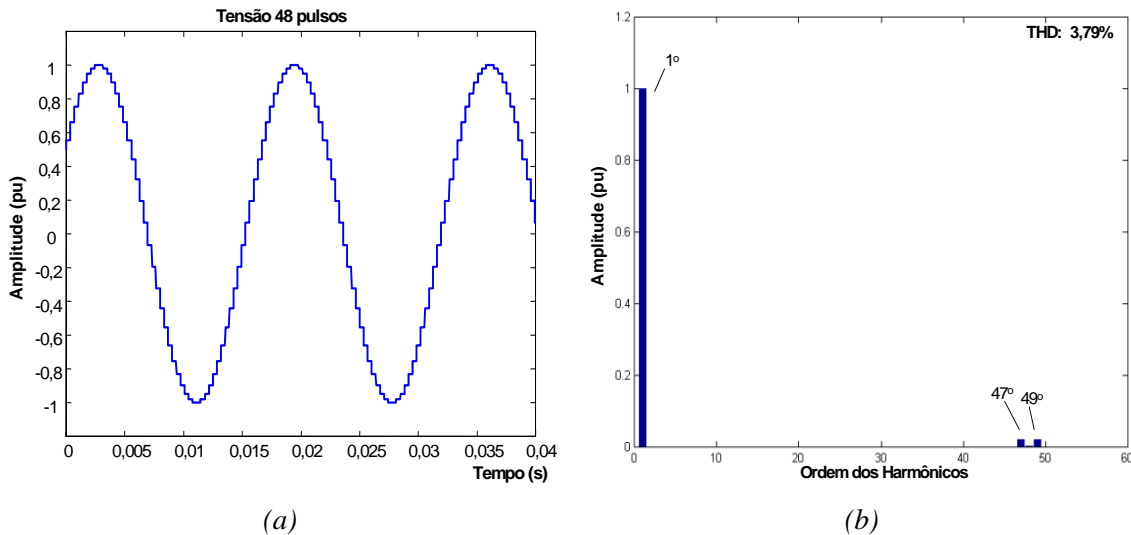


Fig. 2.16 - Forma de onda de tensão de 48-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores zigzague.

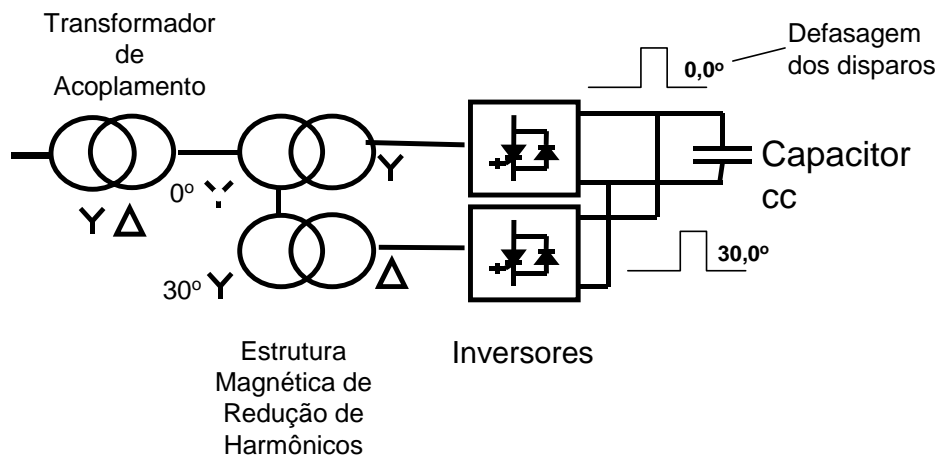


Fig. 2.17 - STATCOM 12 pulsos, utilizando transformadores estrela-delta.

II.2.C.2.b. Transformadores em estrela-delta

Outra forma de arranjo de transformadores, chamada de composição *estrela-delta*, é uma forma aproximada, porém mais simples de implementação dos transformadores. Como descrito no nome, este arranjo utiliza transformadores estrela-estrela e estrela-delta. Um exemplo desta implementação está mostrado na Fig. 2.17.

A vantagem deste arranjo está no fato dos transformadores serem iguais 2 a 2 no STATCOM 24-pulsos, e 4 a 4 no 48-pulsos, e não existem complexas relações de enrolamentos. Neste arranjo, através das ligações estrela-estrela, não conseguimos fazer defasagens, mas, através das ligações estrela-delta, conseguimos as defasagens de $\pm 30^\circ$ (o sinal de + ou - depende da seqüência de fases utilizada). Outra vantagem é a

possibilidade de modularização deste arranjo, pois apenas dois tipos de transformadores são necessários. No esquema zigzague são utilizados de 4 a 8 tipos diferentes de transformadores.

Porém, o arranjo estrela-delta, quando utilizado para um número maior do que 12 pulsos, não realiza o cancelamento total dos harmônicos, como ocorre no arranjo em zigzague. As formas de onda de 12, 24 e 48-pulsos (a), resultantes do arranjo estrela-delta, e seus espectros harmônicos (b) são mostradas nas Figs. 2.18, 2.19, e 2.20, respectivamente.

No esquema com transformadores em estrela-estrela e estrela-delta os sinais de acionamento dos inversores têm defasagens de 15° , no caso de 24 pulsos, e defasagens de $7,5^\circ$, no caso de 48 pulsos, da mesma forma que no esquema com transformadores em zigzague. Porém neste arranjo, os transformadores em estrela-estrela e estrela-delta só permitem defasagens de 0° e 30° , respectivamente.

Nestes resultados verifica-se que as formas de onda de 24 e 48-pulsos estão ligeiramente modificadas. Também, no espectro harmônico dos resultados de 24 e 48-pulsos o cancelamento de harmônicos de ordem $6.n \pm 1$, onde $n = 1, 2, 3, (\dots)$, não é completo.

Por obter um resultado aproximado para os arranjos de 24 e 48-pulsos, indica-se os STATCOM que utilizam a estrutura estrela delta pelo nome *quasi* para diferenciá-los. Por este motivo algumas referências [36, 55, 57], indicam os STATCOM que utilizam este arranjo de transformadores como sendo STATCOMs do tipo *quasi* 24 e *quasi* 48-pulsos.

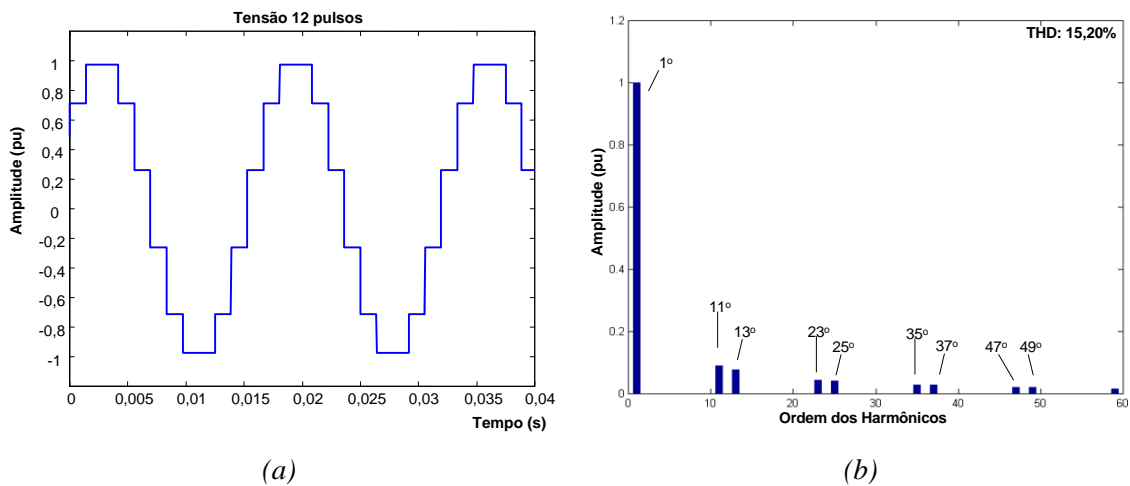


Fig. 2.18 - Forma de onda de tensão de 12 pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores estrela-delta.

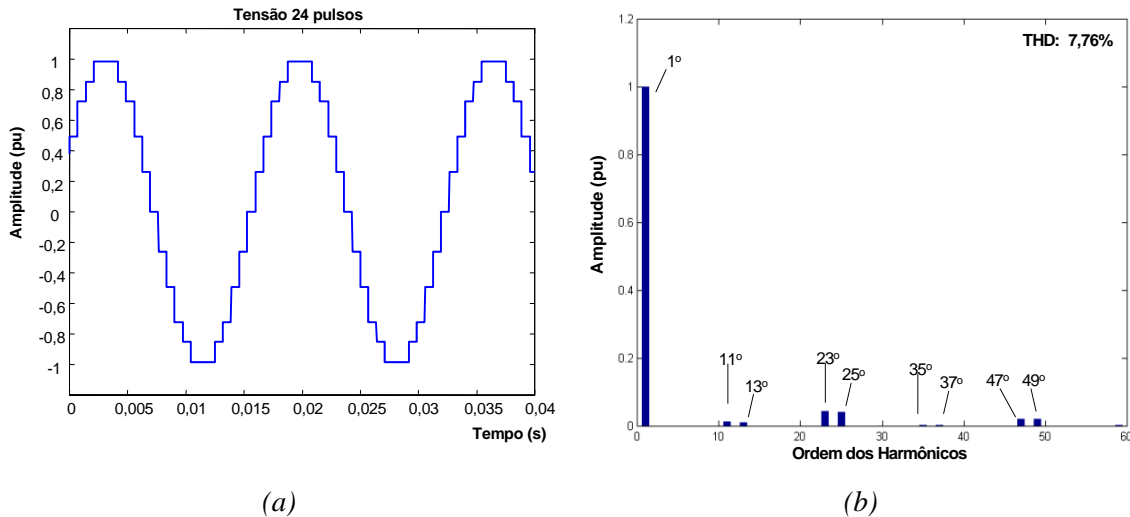


Fig. 2.19 - Forma de onda de tensão de quase 24-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores estrela-delta.

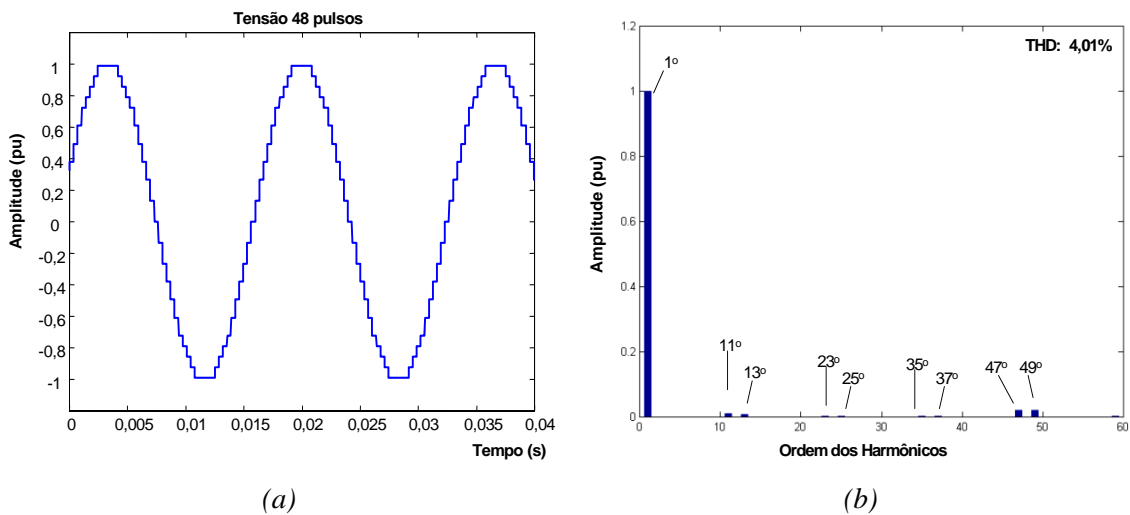


Fig. 2.20 – Forma de onda de tensão de quase 48-pulsos, espectro harmônico e THD utilizando transformadores estrela-delta.

Dentro do arranjo estrela-delta é possível separar duas topologias diferentes, a estrela-delta simples e o estrela-delta estendido, mostrados respectivamente nas Figs. 2.21.(a), (b), com o secundário em estrela, e (c), com o secundário em delta.

No sistema a três fios não há circulação de corrente de seqüência zero. Porém, quando existe um quarto fio, através de arranjos de transformadores com ligações em estrela aterradas, a seqüência zero circula.

Pelo lado dos inversores, sendo um sistema a três fios, não há como circular componentes de seqüência zero.

Na topologia estrela-delta, ou estrela-delta estendido, não existe passagem para a seqüência zero vinda da rede se os transformadores ligados em estrela no lado primário forem não aterrados.

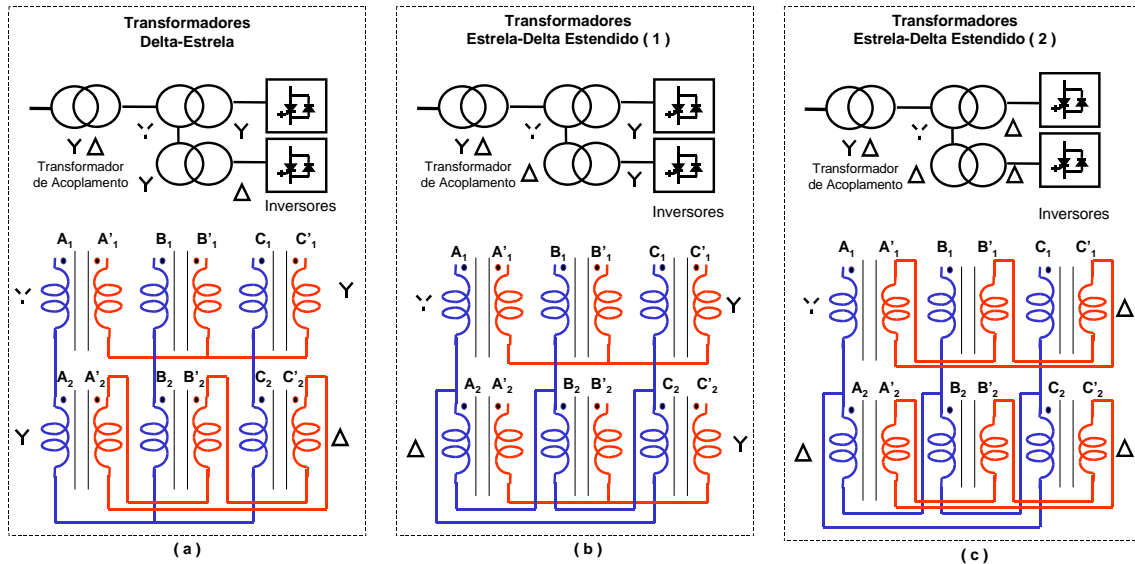


Fig. 2.21 – Arranjos: (a) estrela-delta simples, (b) estrela-delta estendido com secundário estrela, e (c) estrela-delta estendido com secundário em delta.

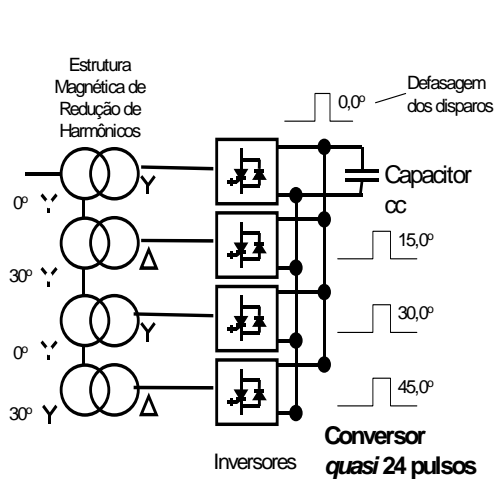


Fig. 2.22 – STATCOM quasi 24-pulsos.

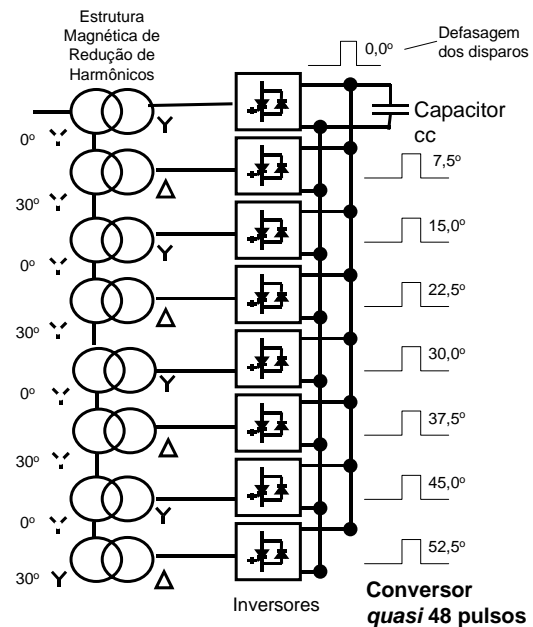


Fig. 2.23 – STATCOM quasi 48-pulsos.

Nos arranjos estrela-delta também é necessário observar que os transformadores estrela-delta têm uma relação de $\sqrt{3}$ entre as tensões do primário e secundário e isto deve ser levado em conta nas relações de tensão.

Porém, mesmo com o limite nas defasagens e com a relação de transformação de tensão diferente de 1:1 nos transformadores ligados em estrela-delta é possível montar as estruturas quasi 24 e 48-pulsos, onde apenas transformadores estrela-delta são utilizados, conforme mostrados nas Figs. 2.22 e 2.23.

II.2.D. Sistema de controles do STATCOM

O controle a ser aplicado ao STATCOM é função das necessidades do sistema: controle da potência reativa, auxílio à estabilidade, regulação de tensão, etc. Também, diversas são as técnicas utilizadas para estes fins, com suas vantagens e desvantagens.

Neste item serão apresentados alguns componentes do controle do STATCOM de forma que este funcione como um controlador de potência reativa.

II.2.D.1. Componentes básicos do controle do STATCOM

Os componentes básicos do controle do STATCOM, mostrados na Fig. 2.24, são o controlador de sincronismo e o controle de reativos.

Para o STATCOM funcionar como um controlador de potência reativa é necessário que existam o controle de sincronismo e o controle de amplitude de tensão.

O sincronismo entre as tensões do sistema e as tensões geradas pelo conjunto de inversores e transformadores é feito por um oscilador bloqueado em fase, ou PLL, *phase locked loop*.

Conforme mostrado, a potência reativa está relacionada à amplitude das tensões geradas no STATCOM e estas tensões estão relacionadas à tensão no capacitor cc.

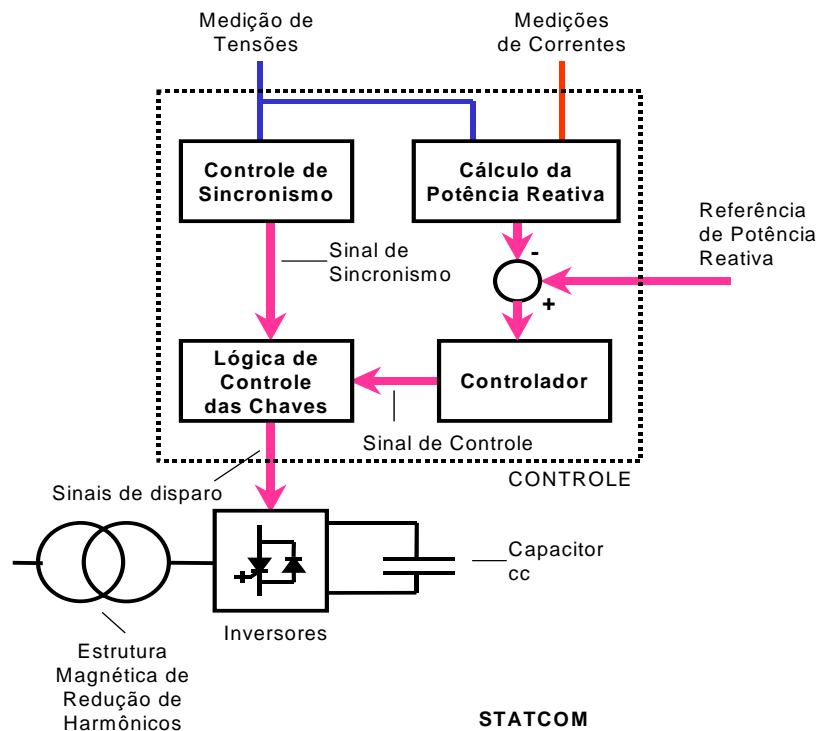


Fig. 2.24 – Esquema do STATCOM com detalhes do controle.

Assim, um controle atuando sobre a tensão no capacitor cc faz o controle da potência reativa gerada pelo STATCOM.

Para complementar o bloco de controle, é necessário a lógica de disparo das chaves. Este bloco recebe o sinal de sincronismo e o sinal de controle de reativos, e a partir destes faz o acionamento das chaves dos inversores do STATCOM.

II.2.D.1.a. PLL - *phase locked loop*

Osciladores com bloqueio de fase, ou PLL, *phase locked loop*, são circuitos utilizados para sincronizar sinais.

Existem vários tipos PLLs e a Fig. 2.25 mostra um exemplo que foi utilizado nas referências [48], [55] e [59]. Outros esquemas de PLL podem ser encontrados em [60].

O PLL da Fig. 2.25, é um circuito que realiza a detecção da frequência e fase dos sinais de seqüência positiva das tensões do sistema elétrico mesmo que estes estejam misturados a sinais de harmônicos e de seqüências negativa e zero.

A seguir é feito um breve resumo do funcionamento do PLL.

Conforme mostrado no esquema da Fig. 2.25 as tensões medidas são colocadas em função dos valores fase-fase, v_{ab} e v_{bc} . Os valores de tensão: v_a , v_b , e v_c , são normalizados.

As tensões fase-fase normalizadas são multiplicadas por correntes fictícias criadas através da realimentação do sinal de frequência observado, ω , e integrado, $\omega.t + \theta$. O resultado desta operação são as potências P_1 e P_2 , as quais são somadas resultando na potência P .

Em regime permanente as correntes fictícias fazem um ângulo de 90° adiantadas em relação às tensões. Quando isto ocorre, a potência P é zero, o circuito se estabiliza, e a frequência e fase das tensões está detectada.

Maiores detalhes podem ser encontrados em Aredes [59] e Akamatsu [60].

Para uma implementação real, o PLL necessita de um sinal de reinicialização de seu integrador. Isto ocorre porque o integrador não pode ficar integrando indefinidamente sem que haja saturação. No esquema mostrado na Fig. 2.26, o integrador é “resetado” quando o valor de $\omega.t + \theta$ atinge $+\pi$ radianos, e neste instante, este mesmo integrador recebe a condição inicial de $-\pi$ radianos.

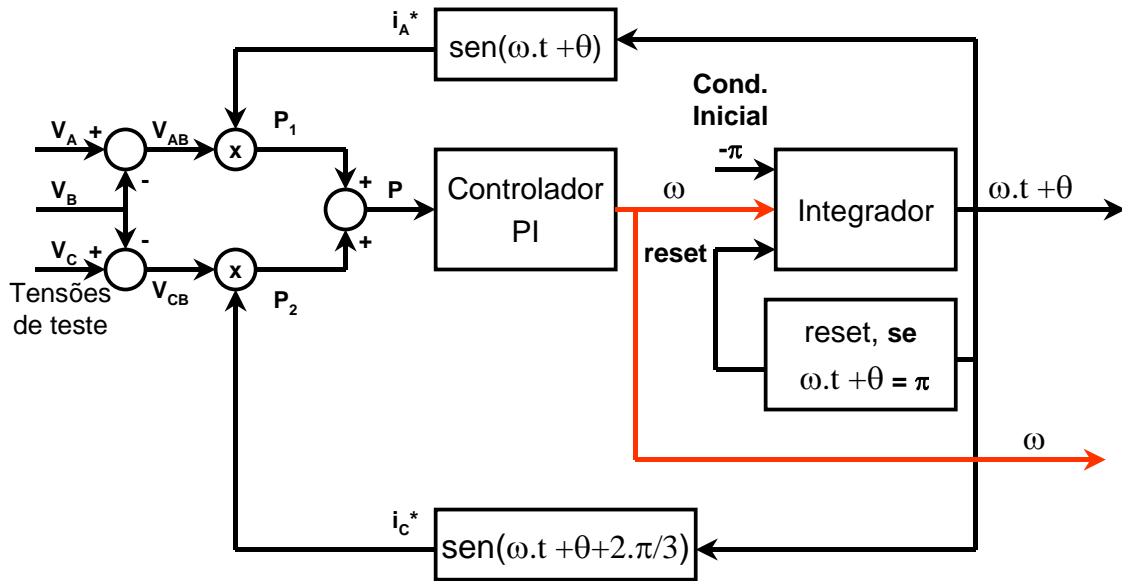


Fig. 2.25 - Esquema do PLL (Phase Locked Loop).

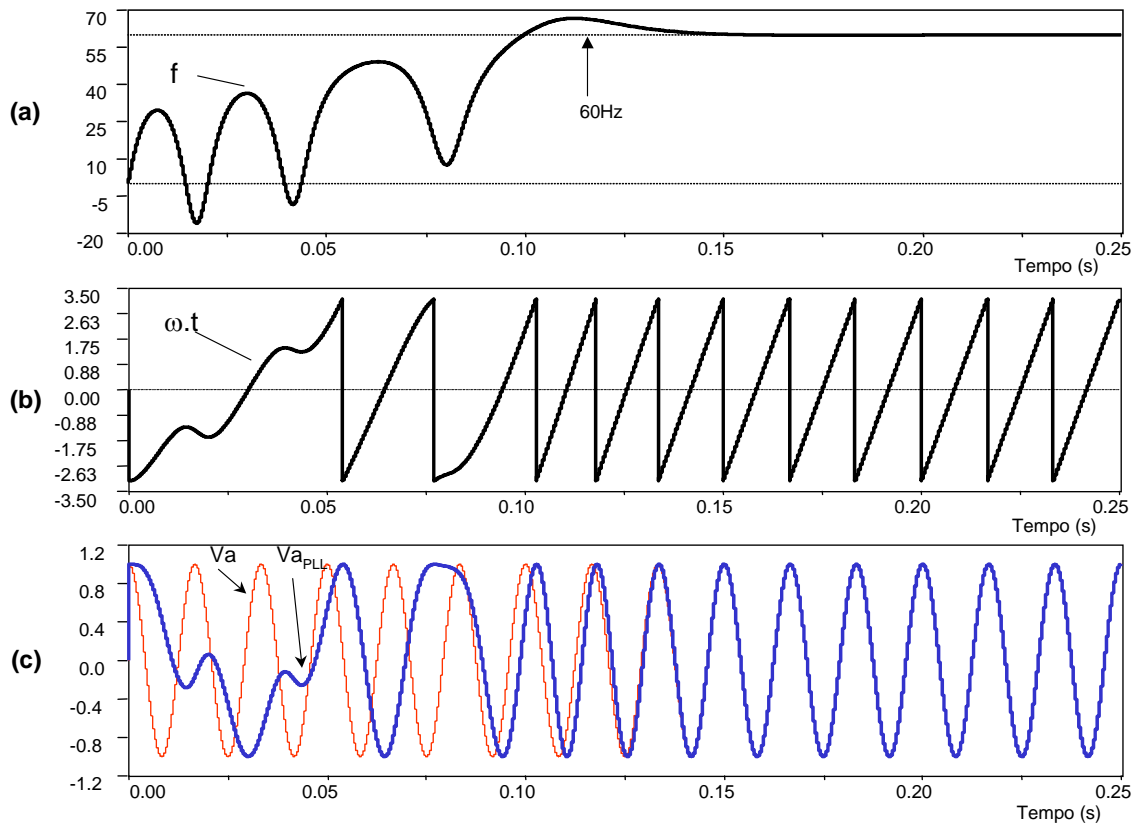


Fig. 2.26 - Transitórios de funcionamento do PLL (Phase Locked Loop), (a) frequência, f , (b) ângulo, $\omega.t + \theta$, e (c) tensão de teste, V_a , e tensão de teste reproduzida, $V_{a_{PLL}}$.

Uma amostra do transitório de partida do PLL da Fig. 2.25 é dada na Fig. 2.26. Nesta figura, é observado o desempenho dinâmico do PLL na detecção da frequência do sistema. O resultado das Figs. 2.26.(a) mostra a frequência, em hertz, (b) o sinal de

ângulo, e (c) a tensão de teste do instante de partida do PLL até o regime permanente.

A tensão de teste, V_a , e a tensão de teste reproduzida, V_{aPLL} , são variáveis criadas para ilustrar a capacidade do PLL gerar um sinal de sincronismo a partir de um sinal medido. A tensão de teste reproduzida é obtida do sinal de ângulo, $\omega.t+\theta$, adicionado o atraso de 90° .

Durante os primeiros instantes da partida, enquanto não há o sincronismo dos sinais, a frequência detectada, f , oscila e estas oscilações são propagadas para o ângulo de sincronismo e, por consequência, para a tensão de teste.

Este circuito obtém o valor de frequência (60Hz) em aproximadamente 150 ms. A partir deste momento, a frequência detectada se estabiliza e as oscilações antes vistas no sinal de ângulo e na tensão de teste reproduzida desaparecem. Neste instante, o sinal de ângulo está sincronizado e a tensão de teste reproduzida fica perfeitamente sobreposta à tensão de teste, como é mostrado na Fig. 2.26.(c).

Pode-se aumentar ou diminuir o tempo de resposta dinâmica ajustando os ganhos do controlador proporcional-integral. Porém, deve-se observar que um PLL “rápido” pode levar o STATCOM a uma resposta oscilante e um PLL “lento” pode levar a grandes erros de compensação durante transitórios.

Observa-se que o PLL só realiza a detecção de frequência e fase. Este dispositivo não detecta as amplitudes, que são sujeitas a perturbações provocadas por componentes de seqüência negativa e zero, inclusive harmônicos.

II.2.D.1.b. Controle de reativos

Através do controle de sincronismo entre tensões da rede e as dos inversores de 12, 24 ou 48-pulsos, pode-se realizar o controle de potência reativa.

Caso a tensão ca esteja em fase com a tensão gerada pelo STATCOM, não existirá fluxo de potência ativa entre a rede e o STATCOM.

Assim:

(1) caso a amplitude da tensão da rede seja **maior** que a da tensão do STATCOM, este funciona como um banco de indutores equivalente com potência reativa indutiva;

(2) caso a amplitude da tensão da rede seja **menor** que a da tensão do STATCOM, este funciona como um banco de capacitores equivalente com potência reativa capacitiva.

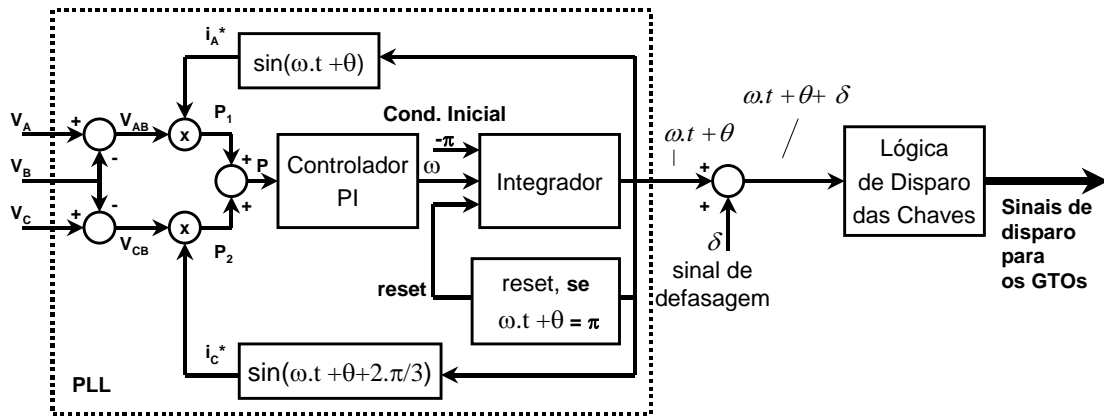


Fig. 2.27 - PLL + Sinal de defasagem.

A amplitude da tensão do STATCOM depende da amplitude da tensão no capacitor cc. Assim, controlando o valor de tensão neste capacitor é possível controlar a amplitude da tensão do STATCOM.

Caso haja defasagem diferente de zero entre as tensões ca e as tensões do STATCOM, existe um fluxo de potência ativa. Deste modo:

- (1) se as tensões ca estiverem **adiantadas**, $\delta > 0$, com relação à tensão do STATCOM, haverá um fluxo de potência ativa para dentro do compensador estático carregando o capacitor cc e, conseqüentemente, aumentando sua tensão;
- (2) se as tensões ca estiverem **atrasadas**, $\delta < 0$, com relação à tensão do STATCOM, haverá um fluxo de potência ativa para fora do compensador estático descarregando o capacitor cc e diminuindo a sua tensão.

Como mostrado na Fig. 2.27, o sinal de sincronismo, somado ao sinal de defasagem, é a entrada de referência para a lógica de disparo das chaves do STATCOM.

Resumindo: introduzindo pequenas defasagens, δ , no sinal de sincronismo das tensões da rede com as tensões do STATCOM altera-se a tensão do capacitor cc e, conseqüentemente, altera-se a amplitude da tensão ca do próprio STATCOM e deste modo realiza-se o controle da potência reativa.

II.2.D.1.c. Geração do sinal de defasagem

O sinal de defasagem, δ , inserido no sinal de sincronismo é o responsável pelo controle da potência reativa do STATCOM. O objetivo do controle determina a forma de cálculo deste sinal.

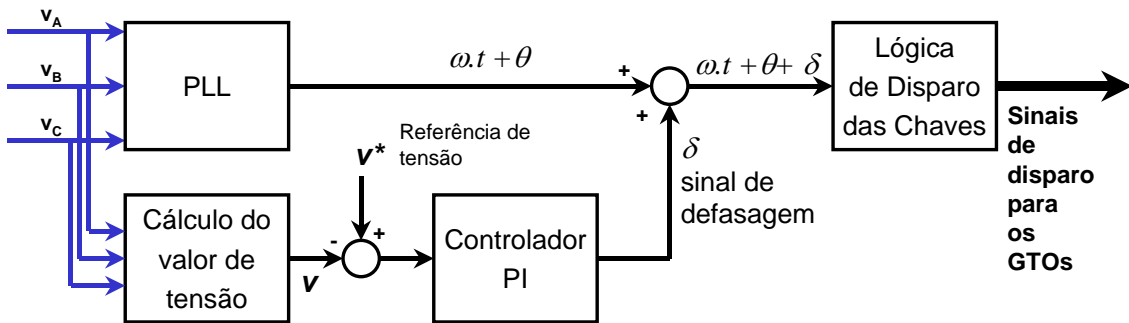


Fig. 2.28 – Exemplo de controle – Regulação de Tensão.

Por exemplo, como mostrado na Fig. 2.28, para regulação de tensão na barra do sistema é necessário o controle do valor de potência reativa. Portanto, neste caso, o sinal de defasagem é gerado a partir do erro de tensão na barra.

Controle de reativos

Utilizando a teoria de potência instantânea, proposta por Akagi [61] e detalhada em [59, 62-63], tem-se que quando o sistema está equilibrado, e não existem perturbações causadas por harmônicos, a potência reativa é igual a potência imaginária instantânea. E, quando existem perturbações, a potência reativa corresponde ao valor médio da potência imaginária instantânea.

Assim, sendo desejado o controle da potência reativa do STATCOM pode-se utilizar a potência imaginária instantânea.

Neste caso, a referência deve ser o valor de potência imaginária medida instantaneamente no ponto de conexão do STATCOM com o circuito elétrico.

Na teoria de potência instantânea, são medidas as tensões e correntes, e estas são transformadas para a referência $\alpha\beta 0$, conforme dado em (2.11). Em (2.12) é dada a transformada inversa, do sistema $\alpha\beta 0$ para abc. Esta é a transformada de Clarke [64].

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

onde $x_a, x_b, x_c, e, x_0, x_\alpha, x_\beta$ podem ser tensões ou correntes.

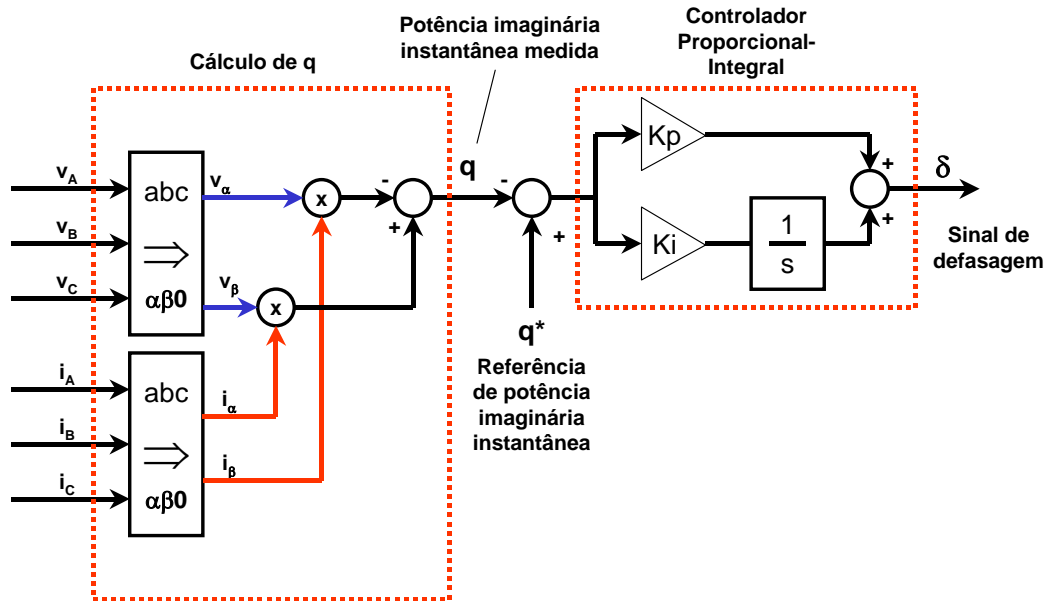


Fig. 2.29 - Controle de reativos através da teoria pq.

Estando as tensões e correntes na referência $\alpha\beta 0$, podemos escrever as equações de potência abaixo:

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta, \quad (2.13)$$

$$q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta. \quad (2.14)$$

A variável q em (2.14) é a potência imaginária instantânea e sua unidade proposta é o “vai” (*Volt-Ampère Imaginário*) [65].

Um controle proporcional-integral, como o mostrado na Fig. 2.29, pode ser implementado utilizando o resultado do cálculo da potência imaginária instantânea, q , comparada a uma referência, q^* . A saída do controlador proporcional-integral nesta Fig. 2.29 é o ângulo de defasagem, δ , necessário ao controle de potência reativa.

Controle de tensão

Outra possibilidade de geração do sinal de defasagem, δ , é pelo controle de tensão ca. Este controle pode ser implementado para minimizar variações da tensão ca da rede.

Aredes [59] e Ferrero [66] apresentam a equação do *valor eficaz coletivo da tensão*, ou no inglês *collective rms value*, conforme sugerido por Buchholz em 1922 [67].

$$v_{\Sigma} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} . \quad (2.15)$$

Esta nova variável pode medir a variação de tensão em qualquer uma das fases de um sistema trifásico. O valor coletivo de tensão é constante quando as tensões são senoidais e estão balanceadas.

Introduzindo uma constante na equação (2.15):

$$v_{\Sigma Amp} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} , \quad (2.16)$$

obtem-se um valor que é igual ao valor de amplitude das tensões. Neste trabalho este valor é chamado de *valor de amplitude coletivo da tensão*, $v_{\Sigma Amp}$.

Na Fig. 2.30 são mostradas as tensões de um sistema trifásico e o valor de amplitude coletiva de tensão. No intervalo de tempo observado são mostradas as situações para o sistema equilibrado (entre 0,25 e 0,30 s), para um afundamento de tensão (entre 0,30 e 0,375 s), e para o caso de introdução de desbalanços devido à presença de componentes de seqüência negativa (entre os instantes 0,375 e 0,45 s).

Observa-se na Fig. 2.30 o que ocorre com o valor de amplitude coletiva das tensões quando há um afundamento de tensão e quando há desbalanços de tensão provocados por componentes de seqüência negativa.

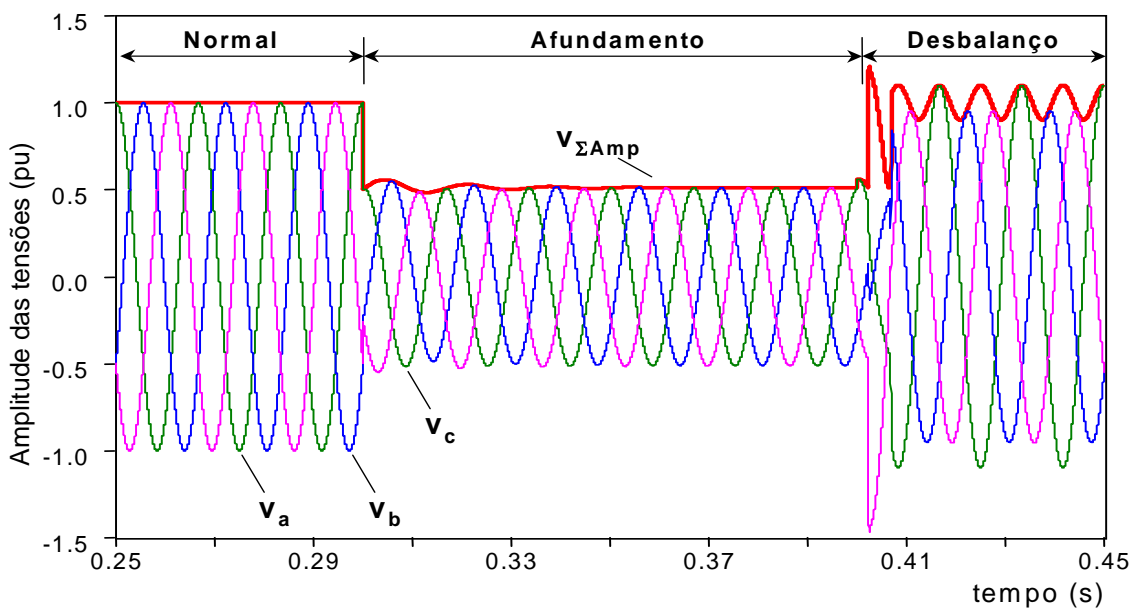


Fig. 2.30 - Valor de amplitude coletivo de tensão e tensões a, b, c.

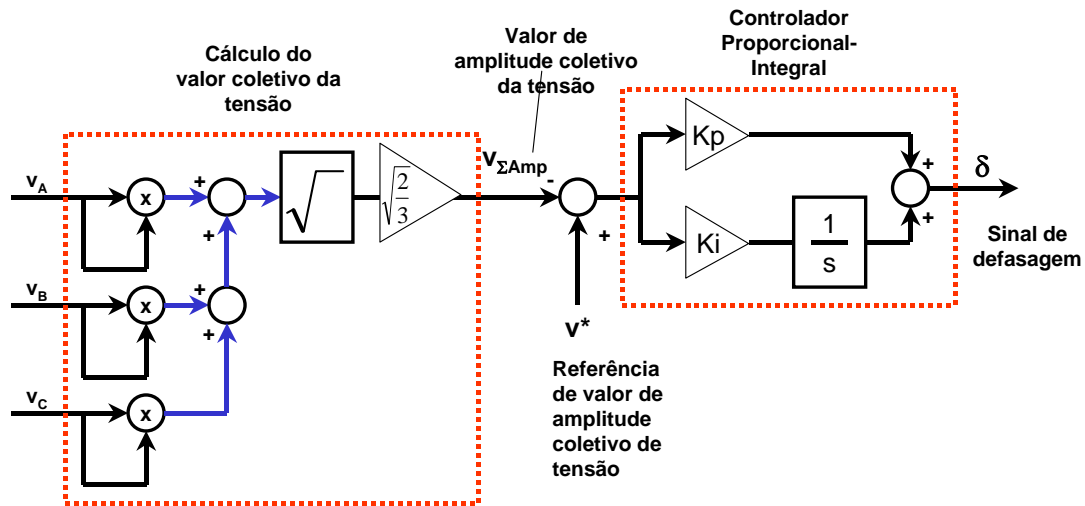


Fig. 2.31 – Controle de tensão através do valor de amplitude coletivo das tensões.

Na situação de afundamento de tensão pode-se implementar um controle proporcional-integral, como o mostrado na Fig. 2.31, que tenha como saída o valor de defasagem, δ , e por conseqüência faça o controle de potência reativa e o controle de tensão.

II.3. Sumário do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento do STATCOM considerando um sistema simplificado e foi mostrado como este equipamento é capaz de controlar potências reativas indutivas e capacitivas. Este estudo mostrou que o STATCOM deve ter um controle de sincronismo e um controle de amplitude de tensão

As partes que compõem o STATCOM foram apresentadas: os inversores, o capacitor, os transformadores, e métodos de controle para o controle de potência reativa e para a regulação de tensão. Mostrou-se algumas das possíveis topologias destes componentes e foram discutidas as suas vantagens e desvantagens.

Foi apresentado o controle de potência reativa através da teoria de potência instantânea e o controle de tensão através do valor de amplitude coletivo de tensão.

No próximo capítulo será apresentada a topologia de STATCOM utilizada para os estudos e o dimensionamento seus componentes.

Capítulo III

Modelos e Simulações do STATCOM

Neste capítulo estão apresentados o modelo digital de um STATCOM *quasi* 48-pulsos, conforme definido no capítulo anterior, e os resultados das simulações com estes modelos no programa de transitórios eletromagnéticos ATP-EMTP.

III.1. Modelos e Simulações do STATCOM

O objetivo deste capítulo é o desenvolvimento e a simulação de um modelo digital do STATCOM no programa de transitórios eletromagnéticos ATP-EMTP.

Neste desenvolvimento considerou-se que o STATCOM está ligado a um barramento infinito, simplificando a modelagem e colocando em foco o estudo do compensador.

Foi implementado o modelo digital de um STATCOM *quasi* 48-pulsos de 100 MVA. Este modelo é composto por um único capacitor cc, transformadores conectados em estrela-delta ou estrela-estrela, e inversores trifásicos em ponte. Para estes inversores considerou-se controle tipo PAM, *Pulse Amplitude Modulation*, com chaveamento na frequência da rede.

O STATCOM estudado tem como objetivo o controle de potência reativa.

III.2. Definição do Sistema a ser Simulado

III.2.A. Definição do Sistema Elétrico

Nas simulações será utilizado um sistema ca com a tensão nominal de 138 kV, e a potência de curto circuito, $S_{cc} = 2000$ MVA. Com estes dados é calculada a impedância de curto circuito, que é a impedância equivalente Thévenin para o sistema. Conforme mostrado em [53]:

$$X_{th} = \frac{V_{nominal}^2}{S_{cc}} . \quad (3.1)$$

Dados os valores de $V_n=138$ kV e $S_{cc} = 2000$ MVA, o resultado é $X_{th} = 9,52 \Omega$.

Utilizando como valores de base a potência de 100 MVA e a tensão de 138 kV, a corrente de base é 418,4 A e a impedância de base é 190,4 Ω .

III.2.B. Definição do STATCOM

Nas seções seguintes estão indicados os dados utilizados na implementação do modelos digitais do STATCOM *quasi* 48-pulsos.

III.2.B.1. Inversores

A capacidade de tensão de bloqueio e corrente de interrupção do conjunto de chaves utilizadas determinam a potência dos inversores.

No programa de simulação, ATP-EMTP, as chaves semicondutoras são substituídas por chaves ideais. Isso não altera o resultado final e não prejudica a análise macroscópica do equipamento. A inclusão de modelos de chaves semicondutoras acrescentaria maior esforço computacional e de tempo e seria importante apenas nos estudos de transitórios de chaveamentos de cada chave.

Para o modelo digital implementado, foi considerado que os inversores possuem a potência de 12,5 MVA, e estes são baseados em chaves com características de 6 kV e 6 kA. Para estes inversores também foi considerada a tensão máxima de operação igual a 6.5 kV. Para obter a potência de 100 MVA são necessários 8 inversores.

III.2.B.2. Dimensionamento dos Capacitores

No STATCOM estudado é utilizado um único capacitor. No entanto, o valor de capacitância, em micro-Farad (μF), não é suficiente para definir o tamanho do capacitor a ser utilizado. Além deste parâmetro, deve ser incluída a tensão de operação do capacitor ou a energia armazenada.

Fujita e Akagi [36], Ekstrom e Oliveira [42, 46] propuseram definir o capacitor através de uma unidade de tempo. Respectivamente, os dois primeiros autores chamam esta constante de UCC (*Unit Capacitance Constant*) e os dois segundos de τ_c (*capacitor time constant*).

Ambas as referências têm a constante de tempo obtida nas equações abaixo:

$$\tau_c = UCC = \frac{E_c}{S_{STATCOM}}, \quad (3.2)$$

onde:

$$E_c = \frac{1}{2} C \cdot v_{cc}^2. \quad (3.3)$$

E_c é a energia armazenada no capacitor, C é o valor da capacitância; v_{cc} é a tensão nominal do capacitor, e $S_{STATCOM}$ é a potência nominal do equipamento.

Nas referências [36, 42, e 46] utiliza-se como valor de tensão nominal a tensão

do capacitor quando não há potência reativa na saída do STATCOM, ou seja, $q = 0$.

O valor máximo da tensão cc é determinada pelo inversor, e esta tensão é de 20 a 30% maior do que a tensão nominal.

Através da tensão nominal do capacitor pode-se determinar o valor de capacitância do STATCOM:

$$C = \frac{2 \cdot S_{STATCOM} \cdot \tau_c}{v_{cc}^2}. \quad (3.4)$$

A tensão ca na saída do inversor é determinada pela tensão cc, v_{cc} . A tensão cc está relacionada com o valor de amplitude da componente fundamental da tensão gerada pelo inversor, V_{ca1} (tensão fase-fase), através de:

$$v_{cc} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} V_{ca1}. \quad (3.5)$$

Uma forma de interpretar τ_c é compará-la com a constante de inércia dos geradores elétricos. Stevenson [53] define a constante de inércia, H , como sendo a “relação entre a energia armazenada na máquina na velocidade síncrona em Megajoules e a potência nominal em Volt-Ampère”. Esta constante indica por quanto tempo geradores podem fornecer sua potência nominal após desligados de suas fontes de energia mecânicas. Nos geradores hidráulicos, H é da ordem de 3 a 5 segundos e nos turbo-geradores, H é da ordem de 6 a 8 segundos.

No STATCOM τ_c indica a quantidade de energia acumulada no capacitor, e, da mesma forma que H , o tempo pelo qual o STATCOM poderia fornecer sua potência nominal. Os valores das constantes τ_c e H mostram a grande diferença na resposta dinâmica existente comparando máquinas rotativas e compensadores estáticos.

Uma proposta de dimensionamento para τ_c , para um conversor de 12 pulsos, é apresentada por Oliveira [46]. Nesta proposta, τ_c é dada pelo inverso da frequência angular, ω , em radianos por segundo:

$$\tau_c = \frac{1}{\omega} = \frac{1}{2\pi \cdot f}. \quad (3.6)$$

Utilizando (3.6), para a frequência de 60Hz, o valor da constante τ_c seria de 2,653 ms. Este valor, para a potência nominal de 100 MVA, resultaria numa energia armazenada, E_c , de 265,25 kJ. Substituídos os valores: $S_{STATCOM} = 100$ MVA, $v_{cc} = 6,6$ kV, e $f = 60$ Hz, é obtido o valor de $C = 12167$ μ F.

Um exemplo fornecido por Gyugyi [9] é o STATCOM da subestação de Sullivan, pertencente à TVA, *Tennessee Valley Authority*. Neste STATCOM de 100 MVA e 48-pulsos, o capacitor está dimensionado para 65 kJ e 6,6 kV. Estes valores que correspondem a uma constante de tempo do capacitor de 0,65 ms, e o capacitor tem a capacitância de 2984,4 μF .

Comparando os valores sugeridos por Oliveira [46] com os valores dados por Gyugyi [9], é observada uma grande diferença entre os valores de energia acumulada nos capacitores. Isto considerando STATCOMs dimensionados para as faixas similares de potência e tensão. As conseqüências de um capacitor maior ou menor também são vistas no ripple existente na tensão do capacitor do lado de corrente contínua. Um capacitor menor pode ocasionar a presença de maiores oscilações na tensão do lado de corrente contínua.

Oliveira [46] propôs (3.6) como valor razoável significando que o STATCOM poderia fornecer potência ativa por um período 2,65 ms. Para obter valores de τ_c da mesma ordem dos valores das constantes de inércia de geradores síncronos os valores de capacitância deveriam ser muito grandes.

A escolha de Gyugyi mostra que o STATCOM pode fornecer potência ativa por 0,65 ms.

A escolha de um caso ou outro vai depender do sistema envolvido. Se não há risco de desequilíbrios escolhe-se seguir o dimensionamento de Gyugyi. Se há risco de desequilíbrios ou a necessidade de fornecer potência ativa, então τ_c tem de ser maior. Não há como definir o valor para τ_c sem conhecer ou definir o que se quer.

Neste trabalho a equação (3.7) é utilizada para a escolha da constante de tempo do capacitor:

$$\tau_c = \frac{2}{f.n}, \quad (3.7)$$

onde f é a freqüência e n é o número de pulsos desejados para a tensão multipulso do STATCOM. Considerando (3.7), o capacitor forneceria energia suficiente para manter a potência nominal do STATCOM por um intervalo de 2 pulsos para o STATCOM 48-pulsos.

Para a freqüência de 60Hz e o STATCOM de 48-pulsos, obtém-se de (3.7) $\tau_c = 0,69$ ms. Sendo a potência 100 MVA e a tensão cc nominal, $v_{cc} = 5,5$ kV (17% menor do que $v_{ccMAX} = 6,6$ kV), a capacitância, calculada por (3.4), é 4591 μF .

Definidos os valores de tensão no lado cc, a tensão ca na saída do inversor, considerando v_{cc} nominal, é 4288V.

III.2.B.3. Dimensionamento dos Transformadores

No modelo desenvolvido existem: o transformador de acoplamento e os transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos. Estes transformadores são implementados através do modelo de transformador descrito a seguir. Para a obtenção de bancos trifásico foram utilizados 3 transformadores monofásicos.

III.2.B.3.a. Modelo de Transformador no ATP-EMTP

O modelo de transformador utilizado no programa de simulação de transitórios eletromagnéticos, descrito em [67] e mostrado na Fig. 3.1, possui como forma de entrada de dados os valores de indutâncias, L_1 e L_2 , e resistências, R_1 e R_2 , para cada um dos seus lados, e as relações de transformação, N_1 e N_2 .

Ainda existem as opções de inserir os dados correspondentes à curva de magnetização e a resistências de perdas no núcleo magnético.

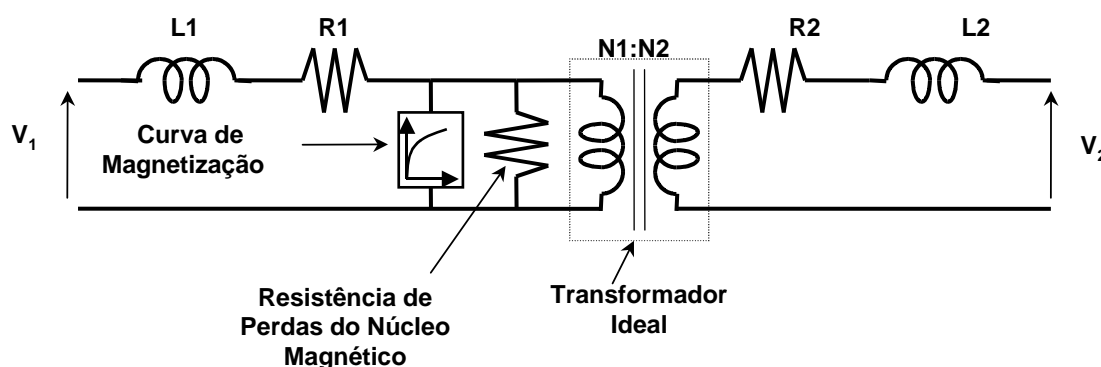


Fig. 3.1 - Circuito do modelo de transformador monofásico disponível no programa ATP.

O valor da impedância base é dada em Ohms (Ω) mas a entrada de dados de reatância é em Henrys (H). Assim, é necessário utilizar-se de uma conversão.

Considerando a frequência base, pode-se obter o valor de indutância utilizando o cálculo abaixo:

$$L = \frac{X_l}{2\pi \cdot f}, \quad (3.8)$$

$$L_{base} = \frac{X_{base}}{2 \cdot \pi \cdot f_{base}} \quad (3.9)$$

Desta forma, é possível definir a indutância que corresponde ao valor de impedância base utilizado.

III.2.B.3.b. Transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos

Os transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos, conforme mostrado na Fig. 3.2, são arranjos de transformadores com ligações estrela-estrela e estrela-delta e possuem as relações de transformação 1:1 e $1:\sqrt{3}$, respectivamente. Estes transformadores estão ligados em série no seu lado primário, indicado na Fig. 3.2 pelas conexões em estrela abertas.

Através das relações de transformação, e considerando a tensão ca na saída dos inversores igual a 4,3 kV, a soma da ligação série dos 8 transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos resulta numa tensão de 34,3 kV.

Definiu-se, na base de tensão de 4,3 kV e potência de 12,5 MVA, a reatância de 8% e a resistência de 0,1% para cada um destes transformadores. Estes valores correspondem a 118,3 mΩ ou 0,3139 mH para a reatância, e 1,479 mΩ para a resistência.

Observa-se que a presença das reatâncias e resistências tem influência na tensão observada na entrada da estrutura magnética para a redução de harmônicos.

Os transformadores zigzague não foram utilizados no modelo digital.

III.2.B.3.c. Transformador de acoplamento

O transformador de acoplamento, como mostrado na Fig. 3.2, faz a conexão entre a estrutura magnética de redução de harmônicos e o sistema ca. Para este fim, um transformador estrela-delta com a relação de transformação $4:\sqrt{3}$ foi utilizado. A relação indicada faz a redução da tensão do sistema de 138 kV para 34,5 kV, tensão observada na entrada da estrutura magnética de redução de harmônicos.

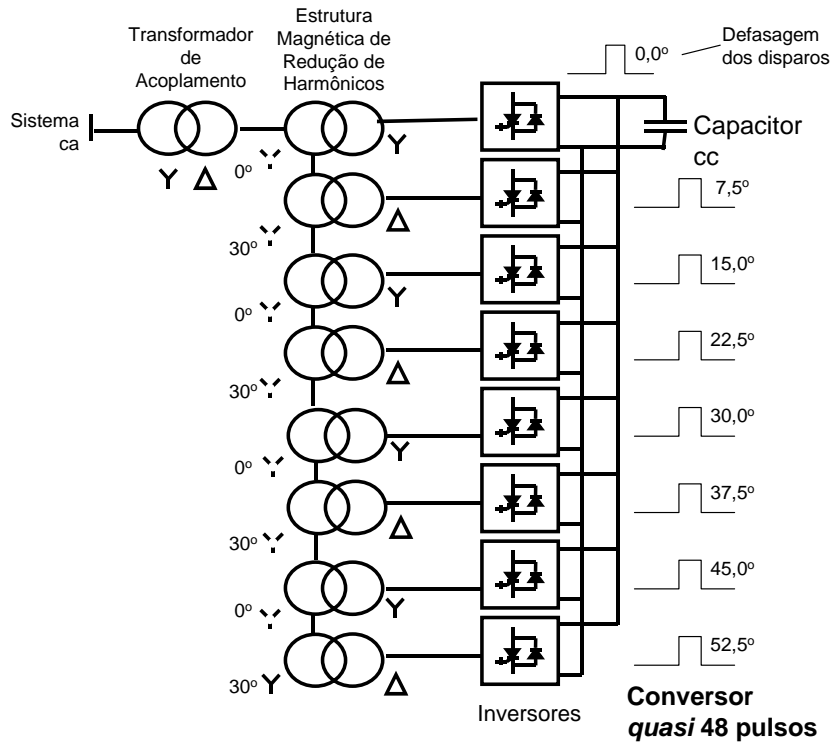


Fig. 3.2 - Estrutura magnética para a redução de harmônicos e transformando de acoplamento do STATCOM quasi 48-pulsos.

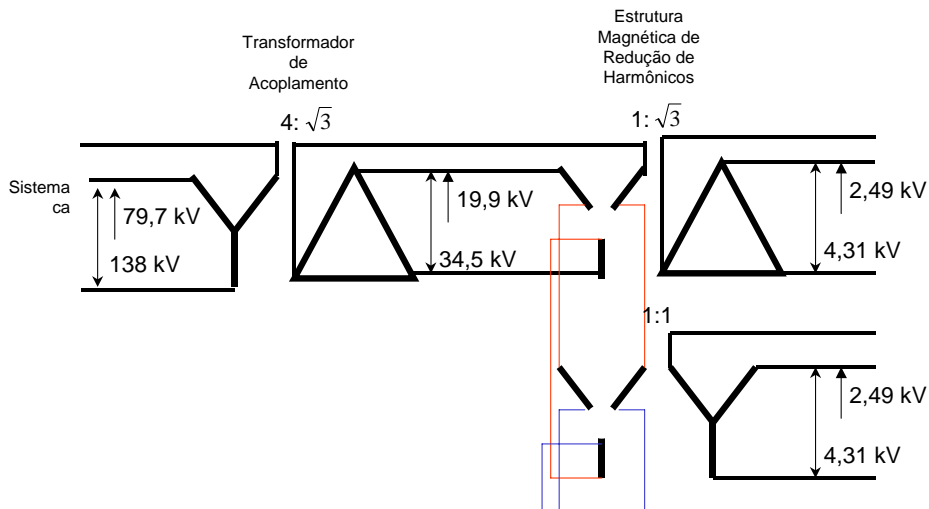


Fig. 3.3 – Diagrama de tensões nos transformadores de acoplamento e da estrutura de redução de harmônicos.

No modelo digital, definiu-se para o transformador de acoplamento uma reatância de 5% e uma resistência de 0,1%. Na base de 138 kV e 100 MVA, estes valores correspondem a 9,522 mΩ ou 25,26 mH para a reatância, e 190,4 mΩ para a resistência.

A Fig. 3.3. mostra as tensões nos transformadores utilizados. A Tabela 3.1 mostra um resumo dos dados do transformadores de acoplamento, e as Tabelas 3.2 e 3.3

mostram um resumo dos dados da estrutura magnética de redução de harmônicos para os transformadores estrela-estrela e estrela-delta.

Tabela 3.1 – Valores do Transformador de Acoplamento.

Potência	100 MVA _(base)		n1:n2	4:√3	
Primário Y			Secundário Δ		
Tensão _{ff}	138 kV _(base)		Tensão _{ff}	34,5 kV	
Tensão _{fn}	79,67 kV		Tensão _{fn}	19,92 kV	
Corrente (base)	418,4 A		Corrente	1673 A	
Impedância (base)	190,4 Ω _(base)		Impedância	11,9 Ω	
Reatância (5%)	9,522 Ω		Reatância (5%)	595,1 mΩ	
	L ₁	L ₁ /2		L ₂	L ₂ /2
Indutância	25,26 mH	12,63 mH	Indutância	1,579 mH	0,789 mH
0,1%	R ₁	R ₁ /2		R ₂	R ₂ /2
Resistência (0,1%)	190,4 mΩ	95,22 mΩ	Resistência (0,1%)	11,9 mΩ	5,951 mΩ

Tabela 3.2 – Valores do Transformador YY da Estrutura Magnética de Redução de Harmônicos.

Potência	12,5 MVA _(base)		n1:n2	1:1	
Primário Y			Secundário Y		
Tensão _{ff}	4,3 kV _(base)		Tensão _{ff}	4,3 kV	
Tensão _{fn}	2,49 kV		Tensão _{fn}	2,49 kV	
Corrente (base)	1673 A		Corrente	1673 A	
Impedância (base)	1,488 Ω _(base)		Impedância	1,488 Ω	
Reatância (8%)	0,119 mΩ		Reatância (8%)	0,119 mΩ	
	L ₁	L ₁ /2		L ₂	L ₂ /2
Indutância	0,316 mH	0,157 mH	Indutância	0,316 mH	0,157 mH
0,1%	R ₁	R ₁ /2		R ₂	R ₂ /2
Resistência (0,1%)	1,488 mΩ	0,744 mΩ	Resistência (0,1%)	1,488 mΩ	0,744 mΩ

Tabela 3.3 – Valores do Transformador $Y\Delta$ da Estrutura Magnética de Redução de Harmônicos.

Potência	100 MVA _(base)		n1:n2	1: $\sqrt{3}$	
Primário Y			Secundário Δ		
Tensão _{ff}	4,3 kV _(base)		Tensão _{ff}	4,3 kV	
Tensão _{fn}	2,49 kV		Tensão _{fn}	2,49 kV	
Corrente (base)	1673 A		Corrente	1673 A	
Impedância (base)	1,488 Ω _(base)		Impedância	4,463 Ω	
Reatância (8%)	0,119 m Ω		Reatância (8%)	0,357 Ω	
	L_1	$L_1/2$		L_2	$L_2/2$
Indutância	0,316 mH	0,157 mH	Indutância	0,947 mH	0,474 mH
0,1%	R_1	$R_1/2$		R_2	$R_2/2$
Resistência (0,1%)	1,488 m Ω	0,744 m Ω	Resistência (0,1%)	4,463 m Ω	2,232 m Ω

III.3. Resultados das Simulações do Modelo Digital do STATCOM

Definidos o sistema a ser representado e os valores utilizados, foi implementado o modelo digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos no programa de transitórios eletromagnéticos ATP-EMTP (*Alternative Transients Program – Electro-Magnetic Transients Program*).

III.3.A. Modelos no ATP e ATPDRAW

O modelo digital do STATCOM foi desenvolvido na interface gráfica ATPDraw. Explicações sobre o funcionamento do programa ATP são encontradas na referência [68], e explicações sobre a interface gráfica são encontradas na referência [69].

A interface gráfica e bibliotecas foram utilizadas para facilitar o desenvolvimento do modelo digital. As bibliotecas, os programas, e alguns detalhes da

implementação do modelo digital estão disponibilizados no Apêndice 1.

A Tabela 3.4 mostra os valores que foram utilizados nas simulações.

Tabela 3.4 - Dados das Simulações.

Passo de simulação	$2,5 \cdot 10^{-6}$
Tempo de simulação	1,25 segundos
Número de pontos	500000 pontos
Taxa de amostragem de pontos	A cada 20 pontos
Total de pontos amostrados	25000 pontos

A Tabela 3.5 mostra os dados utilizados no modelo digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos simulado.

Tabela 3.5 - Dados do Modelo Digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos.

Sistema	Tensão do Sistema	138 kV (fase-fase, rms)
	P_{cc}	2000 MVA
	X_{th}	5% = $9,52 \Omega = 25,256 \text{ mH}$
Medições	Filtro de p e q	Quarta Ordem, $\omega_c = 200 \text{ rad/s} = 31,83 \text{ Hz}$
	PLL	Vbase = 138kV, $K_p = 100 \text{ rad /VA}$, $K_i = 5000 \text{ rad.s/VA}$
Transformadores	Transf. de Acoplamento	138 : 34,5 kV, 100 MVA, $X_T = 5\%$
	Transf. YY Estr. Mag 4 Unidades	4,3 : 4,3 kV, 12,5 MVA, $X_T = 8\%$
	Transf. YΔ Estr. Mag. 4 Unidades	2,5 : 4,3 kV, 12,5 MVA, $X_T = 8\%$
	Inversor	Chaves Ideais, $R_{S\text{ubber}} = 500 \Omega$, $C_{S\text{ubber}} = 0,5 \mu\text{F}$
cc	Capacitor	4591 μF
	V_{CC} Base	5500 V
Controle	Defasagens	$30^\circ \text{ YY}_{48-1}$, $0^\circ \text{ Y}\Delta_{48-1}$, $37,5^\circ \text{ YY}_{48-2}$, $7,5^\circ \text{ Y}\Delta_{48-2}$ $45^\circ \text{ YY}_{48-3}$, $15^\circ \text{ Y}\Delta_{48-3}$, $52,5^\circ \text{ YY}_{48-4}$, $22,5^\circ \text{ Y}\Delta_{48-4}$
	Controle Reativos	Entrada: erro de q, $K_p = 0,1 \text{ rad/vai}$, $K_i = 50 \text{ rad.s/vai}$, Limites = $\pm 2,5^\circ$

A Tabela 3.6 mostra a seqüência de eventos observados.

Tabela 3.6 - Seqüência de Eventos das Simulações.

Tempo	Evento
0,00 s	Início da Simulação
0,05 s	Partida do STATCOM (só o PLL ativado)
0,25 s	Partida dos Inversores e Controles e, Partida do Controle de Potência Reativa
0,50 s	Modo Indutivo – Referência de potência reativa é de +1 pu.
0,75 s	Modo Capacitivo – Referência de potência reativa é de -1 pu.
1,00 s	Referência Nula – Referência de potência reativa é 0 pu.
1,25 s	Fim da Simulação

III.3.B. Resultados do STATCOM 48-pulsos

Os resultados para o modelo de STATCOM *quasi* 48-pulsos simulado são mostrados da seguinte forma: primeiro são apresentados e discutidos os resultados enfocando os instantes de partida e depois são apresentados e discutidos os resultados considerando o desempenho dinâmico do modelo num sistema equilibrado.

III.3.B.1. Resultados para a partida do STATCOM

Conforme indicado na Tabela 3.6 a partida do STATCOM é uma seqüência de eventos que ocorrem durante o intervalo de 0 a 0,3 segundos.

Nos primeiros instantes, o STATCOM é conectado ao sistema ca e o PLL é ativado.

Nos instantes seguintes, os inversores são ativados e é estabelecida a tensão nominal no lado cc.

Os resultados a seguir mostram a partida do modelo simulado.

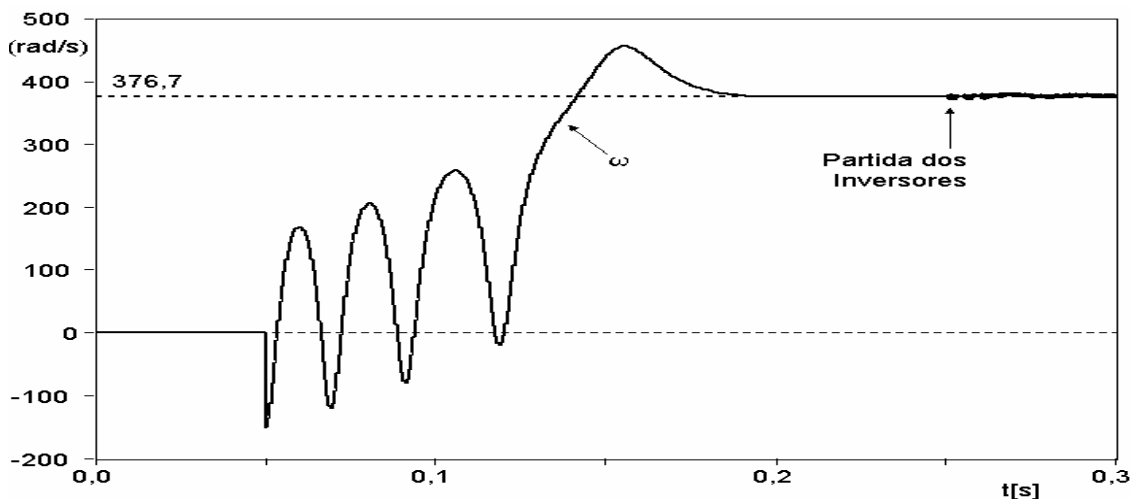


Fig. 3.4 – Frequência em radianos por segundo – PLL.

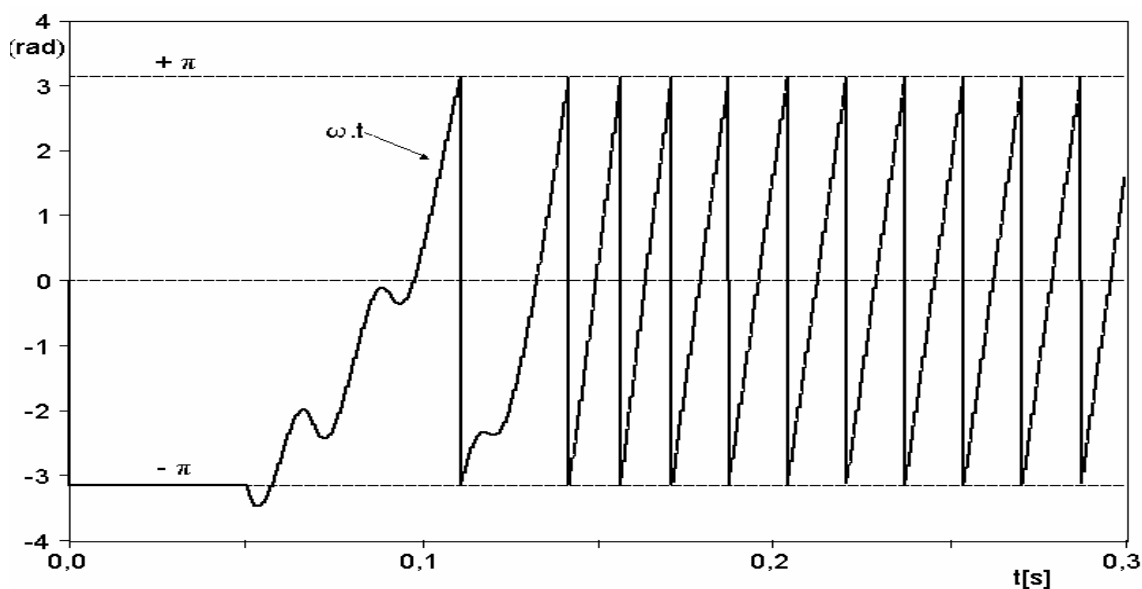


Fig. 3.5 – Sinal de sincronismo – PLL.

A Fig. 3.4 mostra a dinâmica de partida do sinal de frequência, ω , obtido do PLL (*Phase Locked Loop*), e alguns instantes após este sinal estabilizar. Nesta figura observa-se o intervalo transitório de aproximadamente 150 ms entre o instante de acionamento do PLL e a estabilização do sinal de frequência em 376,7 rad/s (60 Hz). Também observa-se neste resultado a pequena perturbação inserida pelo chaveamento dos inversores a partir do instante de seu acionamento, em 0,25 segundos.

A Fig. 3.5 mostra o sinal de sincronismo, $\omega.t$, gerado também pelo PLL. Como é utilizado um integrador com condição inicial em $-\pi$ e “reset” quando o sinal atinge o valor π , obtém-se a forma de onda dente de serra mostrada. A interferência do acionamento dos inversores não é observada no sinal de sincronismo porque o integrador do PLL atua como filtro. Se existirem oscilações, estas são muito pequenas.

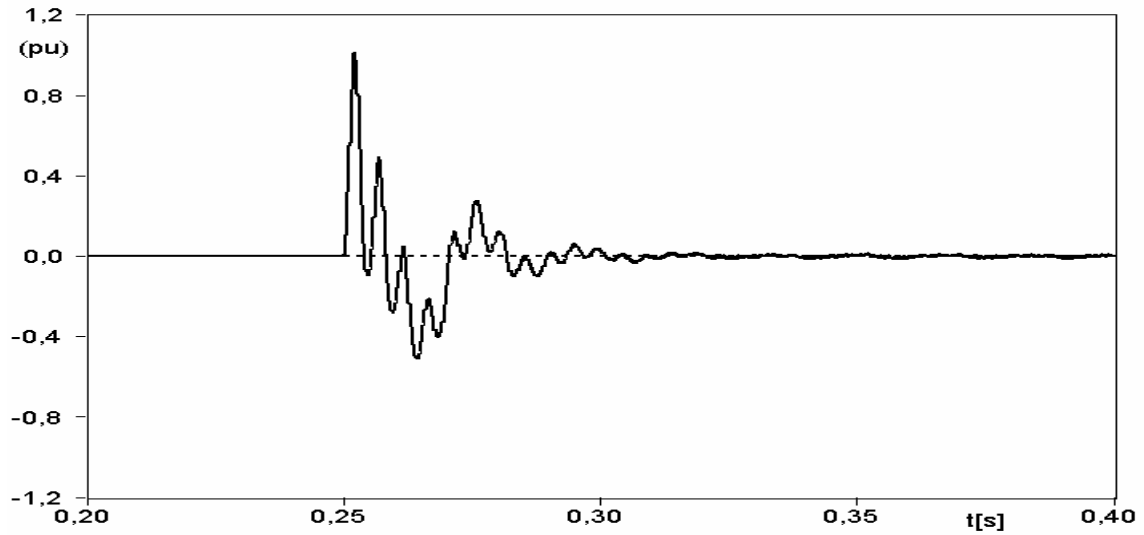


Fig. 3.6 – Potência imaginária instantânea.

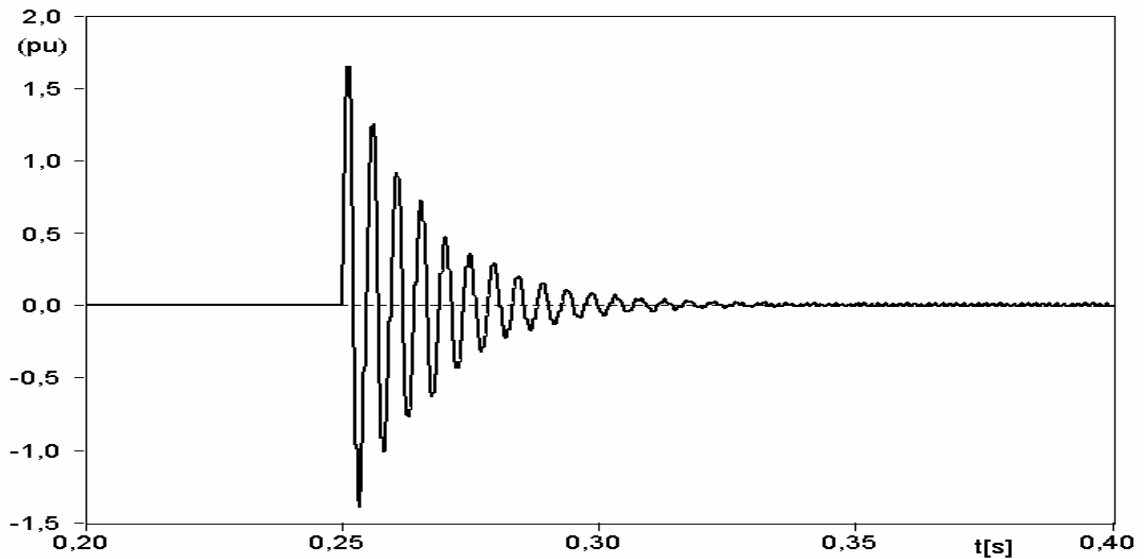


Fig. 3.7 – Potência ativa instantânea.

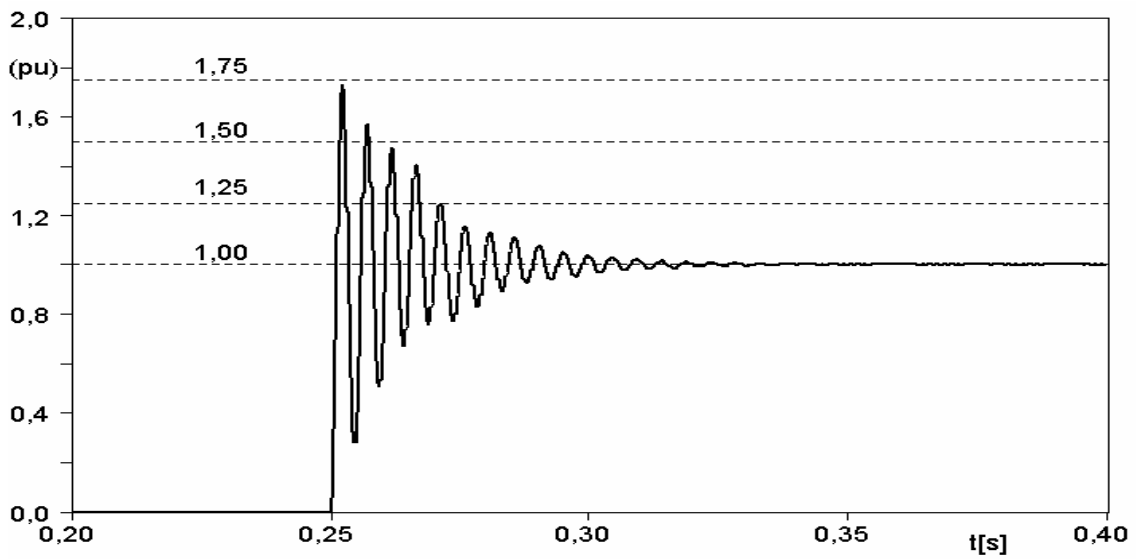


Fig. 3.8 - Tensão do capacitor cc.

A Fig. 3.6 mostra o sinal de potência imaginária instantânea, q , durante o intervalo de partida do STATCOM. Neste resultado, um pico inicial de aproximadamente 1,08 pu e duração de 4 ms é observado. Este pico é seguido de oscilações transitórias durante 80 ms. Terminado o transitório de partida, o valor de potência imaginária instantânea estabiliza-se no valor zero.

A Fig. 3.7 mostra o sinal de potência ativa instantânea, p , durante o intervalo de partida do STATCOM. Para o mesmo instante mostrado na Fig. 3.6, um pico inicial é observado. Este pico tem um valor máximo de 1,65 pu e duração de 2 ms. Após o pico seguem oscilações transitórias com amplitudes decrescentes durante 80 ms. Após o transitório o sinal de potência ativa instantânea se estabiliza num valor constante de 0,035 pu (3,5 kW). Este valor é resultado da introdução de resistências no modelo digital.

A Fig. 3.8 mostra o transitório que ocorre na tensão do capacitor cc, v_{cc} , durante a dinâmica de partida do STATCOM. Observa-se neste resultado um valor de pico de 1,75 pu, o que corresponde a um valor de 9,6 kV durante 4 ms, e a estabilização da tensão cc após 90 ms. Terminado o transitório de partida é estabelecida a tensão nominal do capacitor, em 5,6 kV.

Os picos observados nas potência imaginária e ativa instantâneas e na tensão do capacitor são decorrentes da carga do capacitor cc. No instante de partida o capacitor cc do STATCOM está descarregado e com tensão zero. Quando os inversores são acionados, estes permitem a passagem de energia do sistema ca para o capacitor cc de forma a carregá-lo até a sua tensão nominal, o que corresponde a um valor nulo de potência imaginária instantânea. A transferência da energia necessária para carregar o capacitor até sua tensão nominal no pequeno intervalo de tempo resulta nos picos de potência observados. Neste trabalho, por simplicidade, não se otimizou o sistema de controle inicial de carga do capacitor cc.

A Fig. 3.9 mostra a tensão do sistema ca, V_s , a tensão 48-pulsos, V_{48p} , e a corrente de compensação, I_c , todas da fase “A”. O transitório de partida do STATCOM também interfere com os valores de tensões e correntes. A tensão 48-pulsos está relacionada à tensão do capacitor cc, por este motivo os transitórios da tensão do capacitor cc afetam a tensão 48-pulsos. Por sua vez, a tensão 48-pulsos interagindo com a tensão do sistema ca afeta as correntes de compensação. Por este motivo são observados os transitórios de tensões e correntes por um período de 3 ciclos seguintes ao acionamento dos inversores.

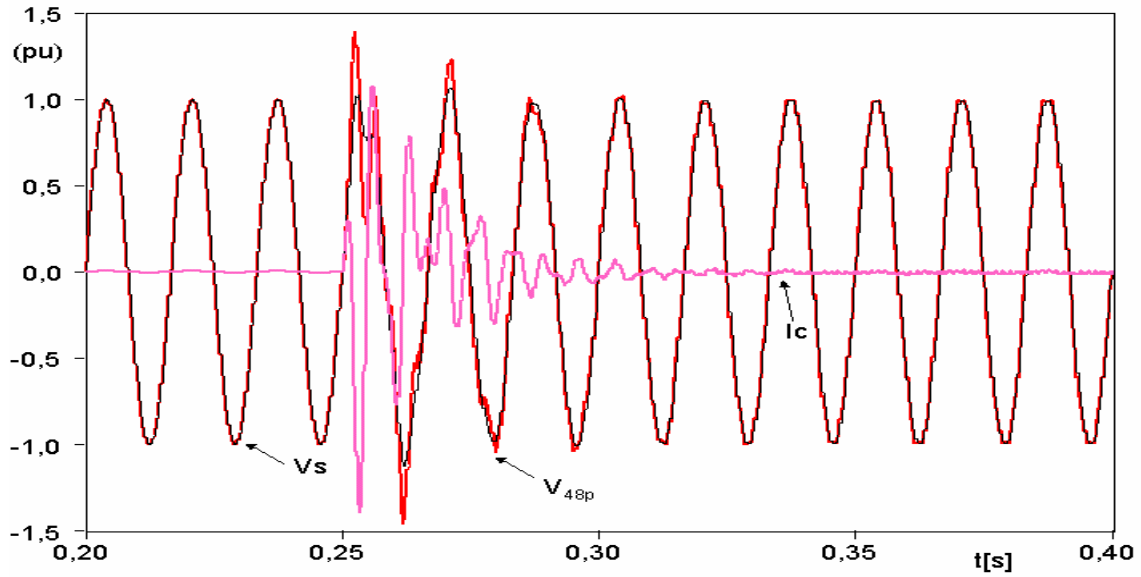


Fig. 3.9 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c .

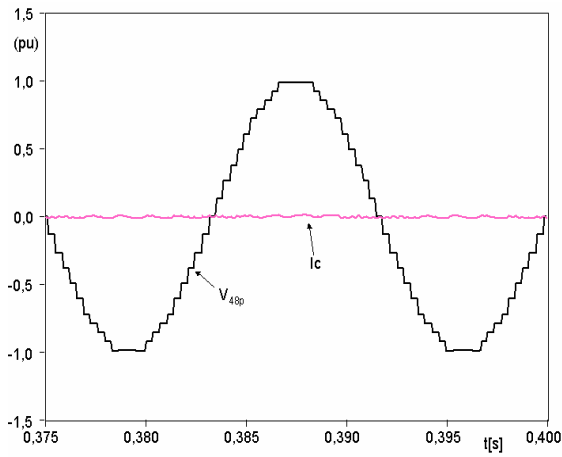


Fig. 3.10 – Tensão 48-pulsos, V_{48p} .

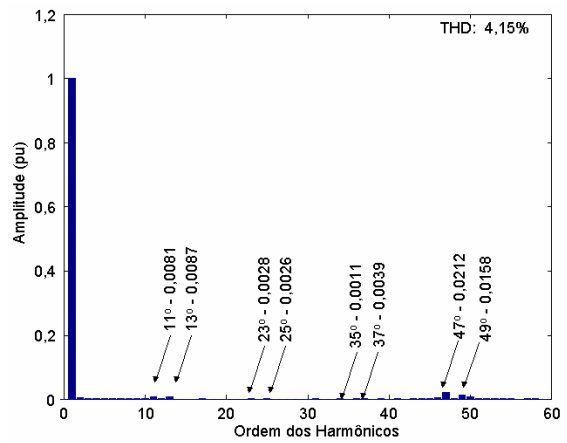


Fig. 3.11 – Espectro harmônico da tensão 48-pulsos, V_{48p} .

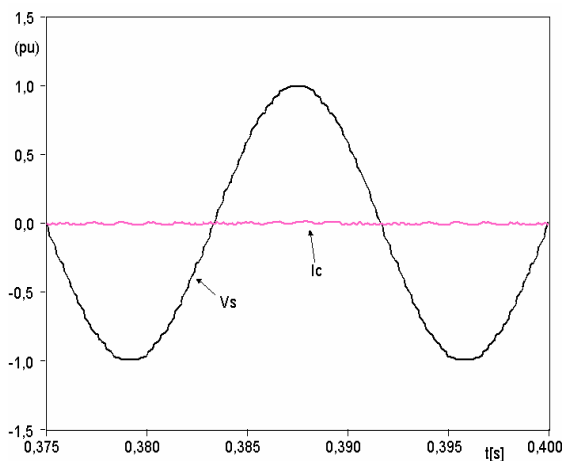


Fig. 3.12 – Tensão do sistema ca, V_s .

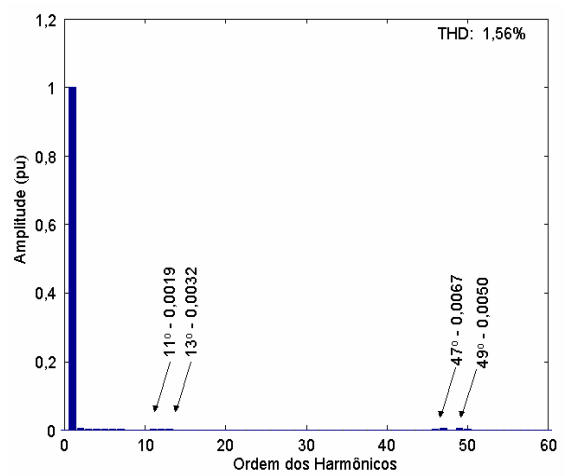


Fig. 3.13 – Espectro harmônico da tensão do sistema ca, V_s .

A Fig. 3.10 mostra a tensão *quasi* 48-pulsos, obtida da medição dos valores de tensão na saída dos inversores, num intervalo de tempo onde a potência imaginária é nula e a tensão cc é a tensão nominal. Neste intervalo, o espectro harmônico fica como mostrado na Fig. 3.11. Observa-se no espectro harmônico a presença dos harmônicos $12.n \pm 1$, ($n = 1, 2, 3, \dots$), sendo os de maior amplitude os harmônicos de ordem 47 e 49.

A Fig. 3.12 mostra a tensão do sistema ca no ponto de conexão do STATCOM. Nesta tensão do sistema ca é verificada a interferência dos harmônicos do STATCOM, observados na Fig. 3.13, através do espectro harmônico. Estão presentes os harmônicos de ordem 11, 13, 47 e 49, porém as amplitudes destes harmônicos são muito pequenas (menores que 0,01 pu) o que explica o baixo valor do THD (1,56%).

III.3.B.2. Resultados da resposta dinâmica do STATCOM

A Fig. 3.14 mostra a potência imaginária instantânea, q , e sua referência, q^* , no intervalo de atuação do controle de potência reativa. A referência foi colocada de forma a pedir uma resposta dinâmica suave para o STATCOM. Foi testada a capacidade do STATCOM operar nos modos indutivo e capacitivo com a potência desejada. A potência imaginária instantânea segue perfeitamente a referência dada pelo controle.

A Fig. 3.15 mostra a potência ativa instantânea, p . Neste resultado observam-se as variações da potência ativa necessárias ao funcionamento do STATCOM. Estas variações correspondem aos ajustes dos níveis de potência imaginária.

A Fig. 3.16 mostra a tensão do capacitor cc. Este resultado mostra a variação da tensão cc conforme os modos de compensação zero, indutivo, e capacitivo são requisitados pelo controle. Observa-se que para obter os valores de potência desejados são necessárias variações de aproximadamente $\pm 17\%$ do valor base de tensão. A Tabela 3.7 mostra as tensões utilizadas e a energia acumulada no capacitor.

Tabela 3.7. Energia armazenada no capacitor cc.

Mvai	Valor de Tensão cc		Energia Acumulada	τ_c ou UCC
	V (V)	V (pu)		
- 100	6552	1,17	99 kJ	0,99 ms
0	5600	1	72 kJ	0,72 ms
+100	4648	0,83	50 kJ	0,50 ms

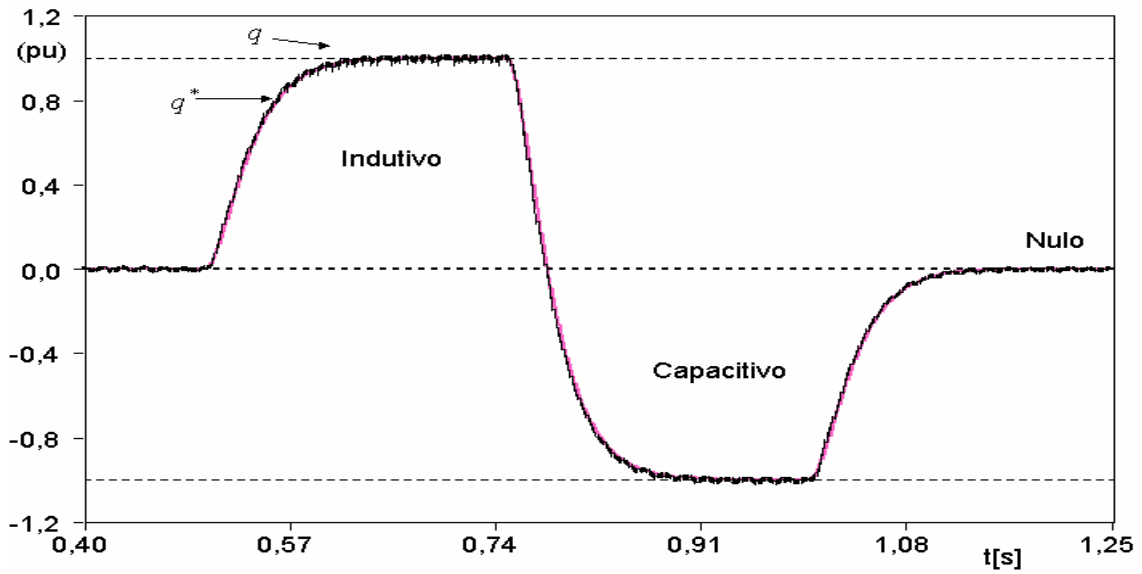


Fig. 3.14 - Potência imaginária instantânea.

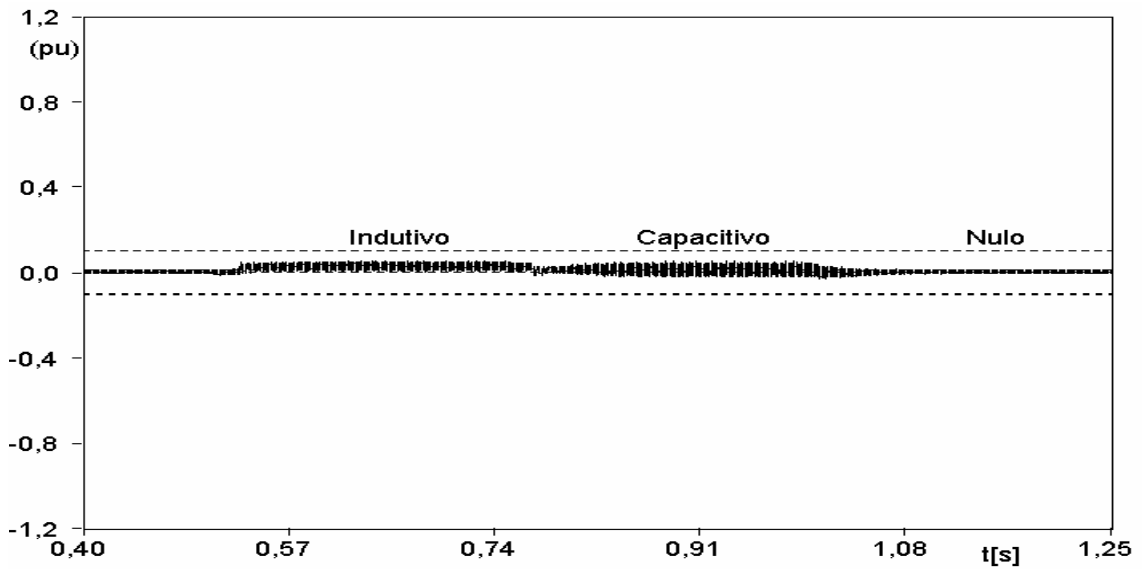


Fig. 3.15 - Potência ativa instantânea.

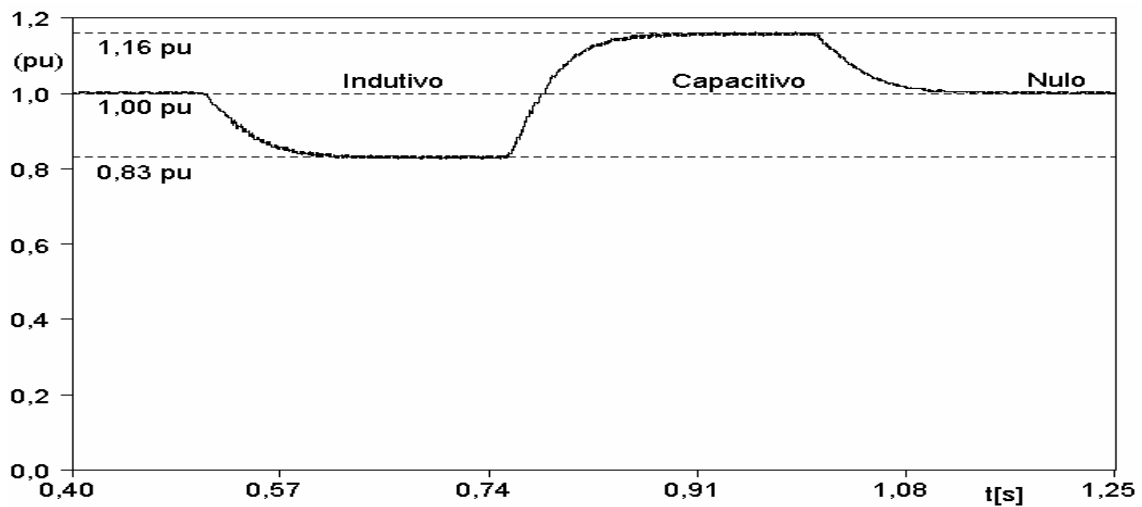


Fig. 3.16 - Tensão do capacitor cc.

A Fig. 3.17 mostra o ângulo de controle de fase, δ , e seu valor médio, $\bar{\delta}$ (sinal obtido através de um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 200 rad/s ($\approx 30\text{Hz}$)). Observa-se neste resultado um desvio do valor de 0° . Este desvio é feito pelo controle de forma automática para a correção das pequenas defasagens existentes, inseridas pelas indutâncias dos transformadores, e perdas na ligação existente entre o capacitor e a rede.

A Fig. 3.18 mostra a tensão do sistema ca, V_S , a tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_C , no instante de passagem do modo indutivo (+100 Mvai) para o modo capacitivo (-100 Mvai).

Observa-se neste resultado que, no modo indutivo, a tensão 48-pulsos possui amplitude menor do que a tensão do sistema ca e a corrente de compensação está atrasada de 90° das tensões. Após a passagem para o modo capacitivo, a tensão 48-pulsos tem sua amplitude aumentada e a corrente de compensação passa a estar adiantada de 90° das tensões.

Os resultados dos espectros harmônicos para a tensão do sistema ca e para a tensão 48-pulsos nos modos indutivo e capacitivo, estão mostrados nas Figs. 3.19.(a) e (b). Observa-se nestes resultados que para o modo indutivo há uma redução de 5% na tensão do sistema ca e que para o modo capacitivo há um aumento de também de 5%. A tensão 48-pulsos, no modo indutivo é 10% menor, e no modo capacitivo 10% é maior, do que a tensão do sistema ca.

A presença da compensação reativa regula a tensão do sistema ca. Por este motivo, os valores de amplitude verificados nos resultados são maiores do que 1 pu para o modo capacitivo, em 5%, e menores para o modo indutivo, em 5%.

Também, por este motivo, como mostrado na Fig. 3.20, há variações nos resultados de amplitude das correntes de compensação para os modos indutivo e capacitivo. A alteração da amplitude é uma resposta do controle de forma a manter a potência no valor desejado. Assim, para o modo indutivo, quando a tensão do sistema ca diminui, a amplitude da corrente aumenta, e vice-versa.

O resultado da Fig. 3.21 mostra os efeitos da regulação da tensão do sistema ca através do STATCOM. Neste resultado está mostrado o valor de amplitude coletivo da tensão, $v_{\Sigma Amp}$, no ponto de conexão do sistema ca com o STATCOM. Observa-se a queda de 5% do valor de tensão para o modo indutivo e uma elevação de 5% do valor de tensão para o modo capacitivo.

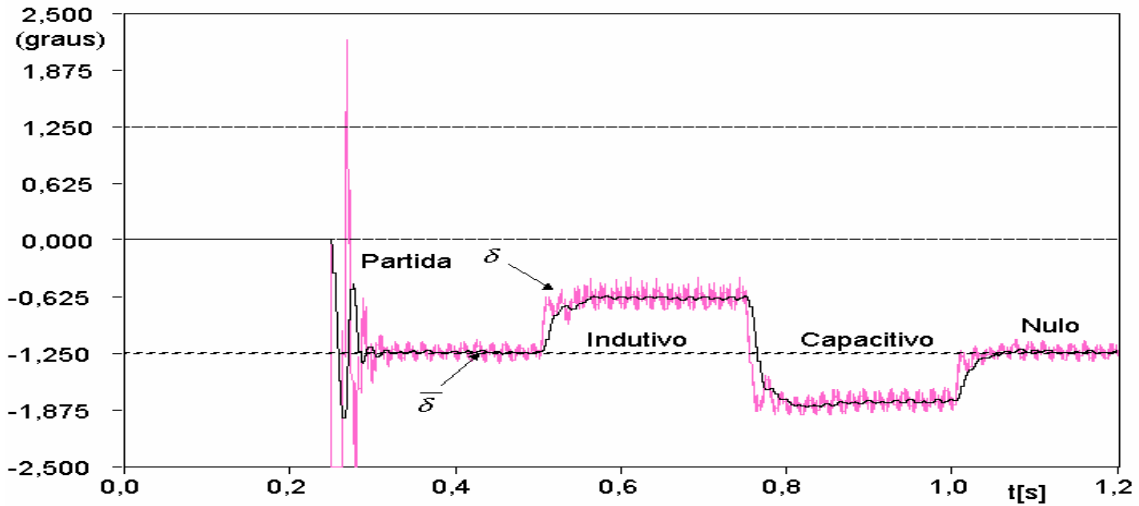


Fig. 3.17 – Ângulo de controle de fase e seu valor médio.

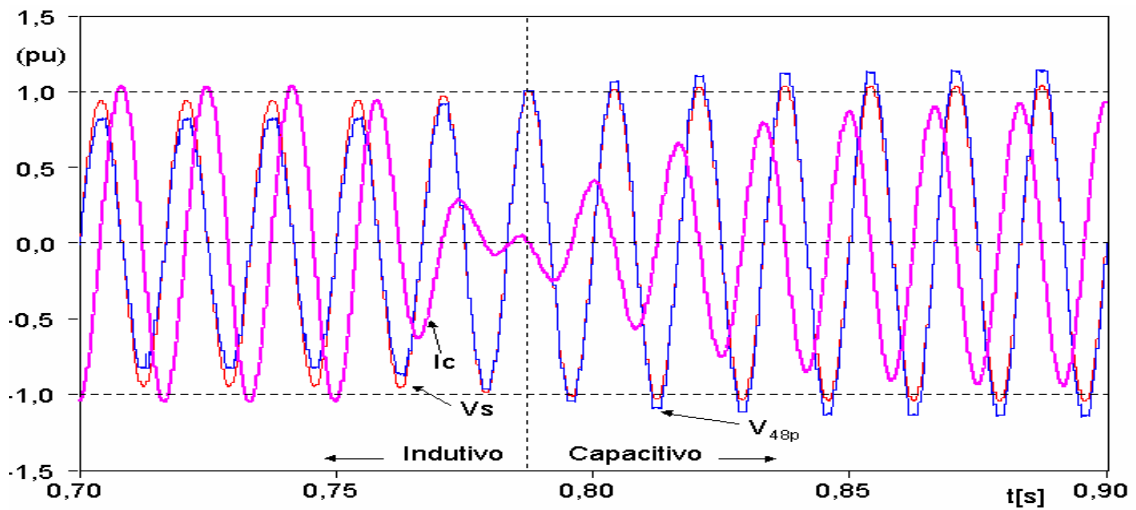
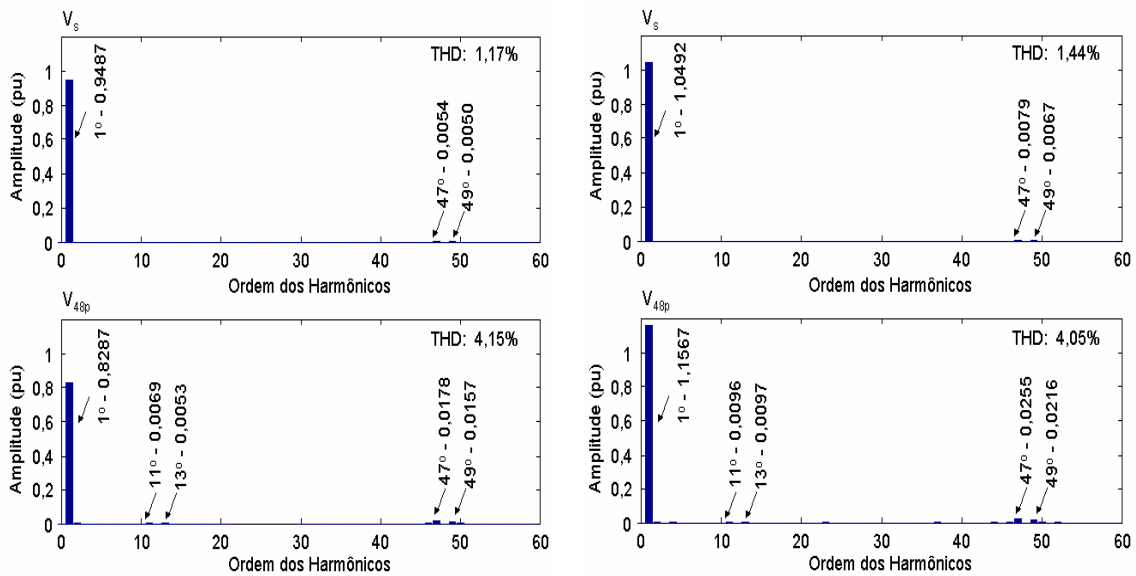


Fig. 3.18 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c .



(a) (b)
Fig. 3.19 – Espectro harmônico das tensões do sistema ca, V_s , e de 48-pulsos, V_{48p} , para: (a) o modo indutivo e (b) o modo capacitivo (b).

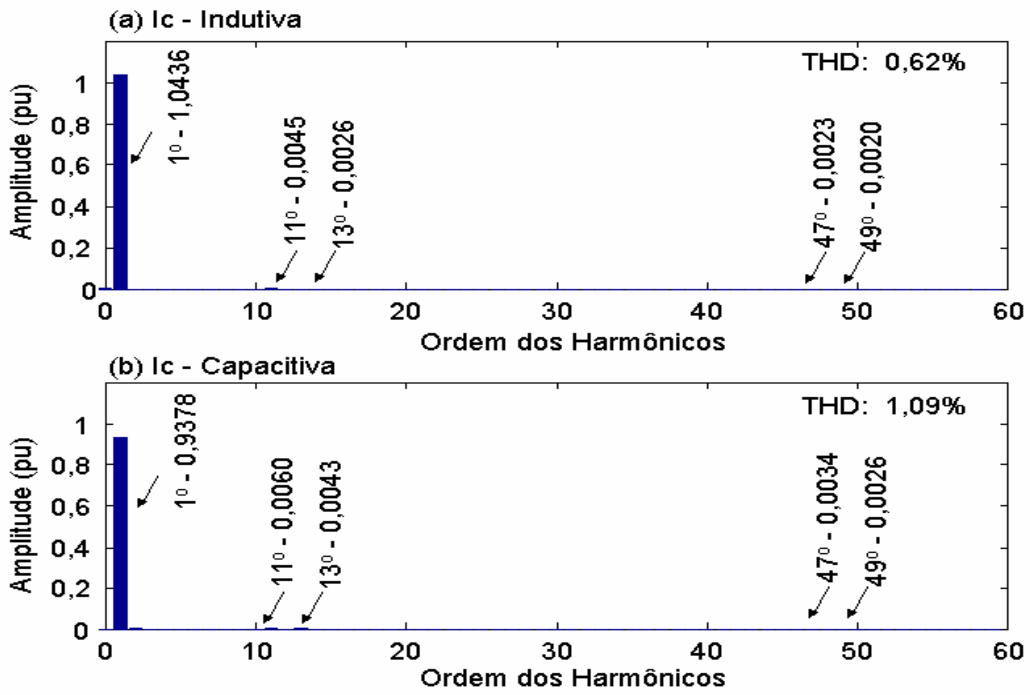


Fig. 3.20 – Espectro harmônico da corrente de compensação para: (a) o modo indutivo e (b) o modo capacitivo.

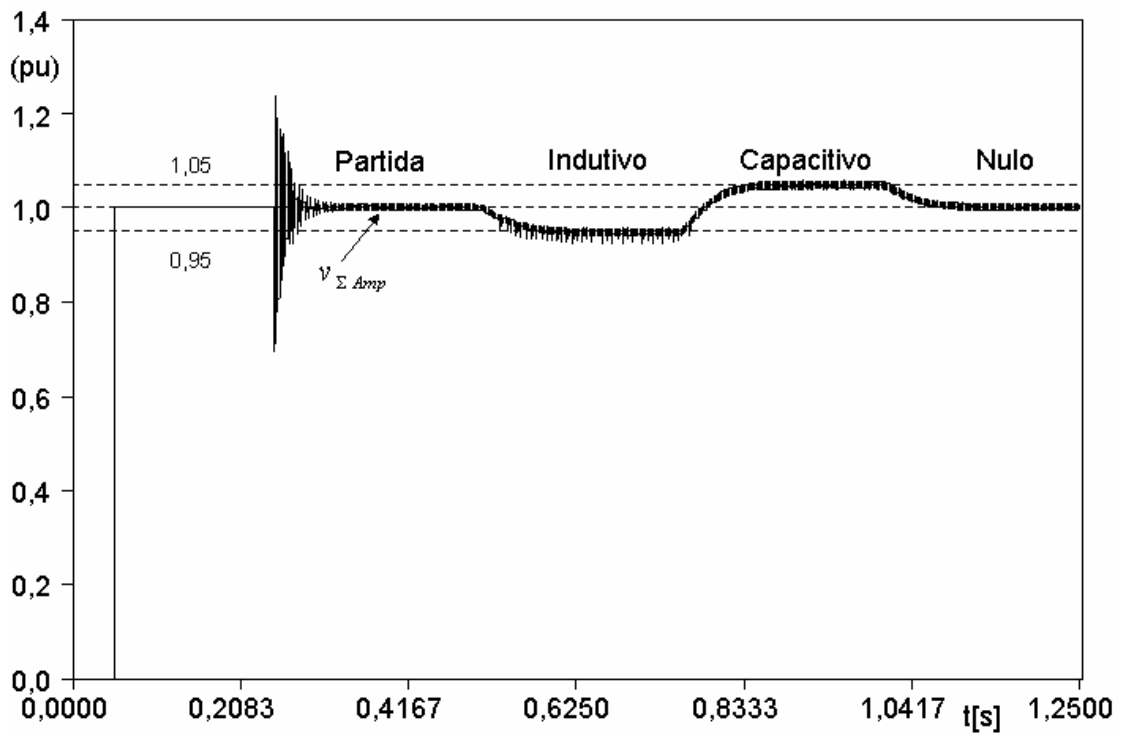


Fig. 3.21 – Valor de amplitude coletivo da tensão.

III.4. Sumário do Capítulo

O dimensionamento do STATCOM *quasi* 48-pulsos foi mostrado neste capítulo. Foram estudadas referências para o dimensionamento do capacitor cc do STATCOM. Verificou-se que o dimensionamento do capacitor cc é feito considerando os dados do sistema ca e as condições de operação. Neste trabalho, o dimensionamento do capacitor cc foi realizado a partir dos valores da frequência do sistema ca e do número de pulsos utilizados no STATCOM. Foram dimensionados os transformadores estrela-estrela e estrela-delta da estrutura de redução de harmônicos e o transformador de acoplamento.

O modelo resultante do dimensionamento foi simulado num sistema equilibrado e foram observados a partida e o desempenho dinâmico do STATCOM.

Os resultados de simulação do STATCOM *quasi* 48-pulsos mostraram o ótimo comportamento dinâmico do STATCOM num sistema sem perturbações. Os principais harmônicos observados nas tensões e correntes são múltiplos do número de pulsos (48 ± 1) e possuem amplitudes muito pequenas, resultando em valores baixos de THD.

O próximo capítulo mostra o modelo do STATCOM *quasi* 48-pulsos operando num sistema onde as tensões estão perturbadas por componentes de seqüência negativa. Nestas condições são avaliados os resultados de simulação e é feita uma análise das causas da redução de desempenho do equipamento.

Capítulo IV

Efeitos da seqüência negativa no STATCOM

O objetivo deste capítulo é analisar a operação do STATCOM quando as tensões do sistema elétrico encontram-se desbalanceadas pela presença de componentes de seqüência negativa.

Uma simulação do STATCOM *quasi* 48-pulsos operando num sistema contendo desbalanços é feita e seus resultados são analisados. Também é feita uma análise matemática mostrando os motivos pelos quais o STATCOM tem seu desempenho prejudicado nestas condições de operação.

IV.1. Indicadores de desbalanço e de seqüência negativa

A tensão trifásica desbalanceada pode ser decomposta em três conjuntos de tensões: seqüência positiva, seqüência negativa e seqüência zero. As tensões de seqüência negativa são tensões com sentido de orientação das fases contrárias ao sentido das tensões de seqüência positiva e sua presença é resultado de desbalanços nas tensões das fases.

Bollen, em [52], define: “*O desbalanço, ou desbalanço trifásico, é um fenômeno em sistemas trifásicos, no qual os valores eficazes das tensões ou os ângulos entre as fases consecutivas não são iguais.*”

Em sistemas de geração balanceados, as causas dos desbalanços são cargas desbalanceadas, usualmente compostas por cargas monofásicas mal distribuídas no sistema trifásico, ou cargas não-lineares, como trens e fornos à arco. As faltas assimétricas são outro exemplo de causas de desbalanços de tensão. Neste caso, porém, o aparecimento da seqüência negativa é transitório.

Bollen também indica formas de verificar quantitativamente o desbalanço:

“*A severidade do desbalanço de tensão num sistema trifásico pode ser expressa de algumas formas, por exemplo:*

- *a razão entre as componentes de seqüência negativa e positiva das tensões;*
- *a razão da diferença entre o valor mais alto e o valor mais baixo das amplitudes das tensões, pela média das amplitudes das três tensões;*
- *e a diferença entre a maior e a menor diferença de fase entre fases consecutivas”.*

Estes indicadores quantitativos da severidade dos desbalanços são chamados de “*desbalanço de seqüência negativa*”, “*desbalanço de magnitude*”, e “*desbalanço de fase*”, respectivamente. Limites aceitáveis para o desbalanço são propostos a partir destes valores.

O valor de desbalanço de seqüência negativa, η_2 , é o índice utilizado neste trabalho. Sendo a amplitude da tensão de seqüência positiva (\dot{V}_1) e a tensão de seqüência negativa (\dot{V}_2), o valor de desbalanço de seqüência negativa é:

$$\eta_2 = \frac{V_2}{V_1} \cdot 100\% . \quad (4.1)$$

IV.2. Simulação do modelos digital do STATCOM num sistema com desbalanços de seqüência negativa

IV.2.A. Introdução da seqüência negativa nos modelos digitais

Para inserir as perturbações de seqüência negativa nos modelos digitais foram criadas fontes de tensão senoidais controladas. Os valores de amplitude, fase e tempo de funcionamento são controlados. As componentes de seqüência positiva e negativa são implementadas utilizando estas fontes controladas e pode-se obter a saída individual de cada uma das componentes ou a saída combinada das duas. Esta última opção cria o desbalanço de tensão devido à presença somada de componentes de seqüência positiva e negativa.

IV.2.B. Dados da simulação

O modelo de STATCOM *quasi* 48-pulsos foi utilizado para mostrar o que ocorre quando este equipamento opera num sistema onde a tensão está desbalanceada pela presença de componentes de seqüência negativa.

Nesta simulação, realizada no programa ATP/ATPDraw, foram utilizados os parâmetros descritos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Dados das Simulações com presença de seq. negativa.

Passo de simulação	$2,5 \cdot 10^{-6}$ segundos
Tempo de simulação	2 segundos
Número de pontos	800000 pontos
Taxa de amostragem de pontos	A cada 20 pontos
Total de pontos amostrados	40000 pontos

Os resultados a seguir são a continuação da simulação mostrada no Capítulo III.

A Tabela 4.2, mostra os eventos a partir do instante de 1,2 segundos e os eventos seguintes à introdução das perturbações de seqüência negativa.

Tabela 4.2 – Seqüência de Eventos das Simulações.

Tempo	Evento
1,20 s	Referência Nula
1,25 s	Introdução das Perturbações tensão de seq. negativa é inserida nas tensões da rede ($n_2 = 5\%$).
1,50	Modo Indutivo - Referência de potência reativa é de +1 pu.
1,75	Modo Capacitivo - Referência de potência reativa é de -1 pu.
2,00	Fim da Simulação

IV.2.C. Resultados para o STATCOM 48-pulsos

Um exemplo de esquema fasorial com tensões de seqüência positiva, V_{a1} , V_{b1} , V_{c1} , seqüência negativa, V_{a2} , V_{b2} , V_{c2} , e suas resultantes, V_A , V_B , V_C , é mostrado na Fig. 4.1. Este esquema ilustra a situação de desbalanço simulada. Verifica-se o desbalanço provocado nas tensões resultantes através da variação de suas amplitudes e dos ângulos entre as fases.

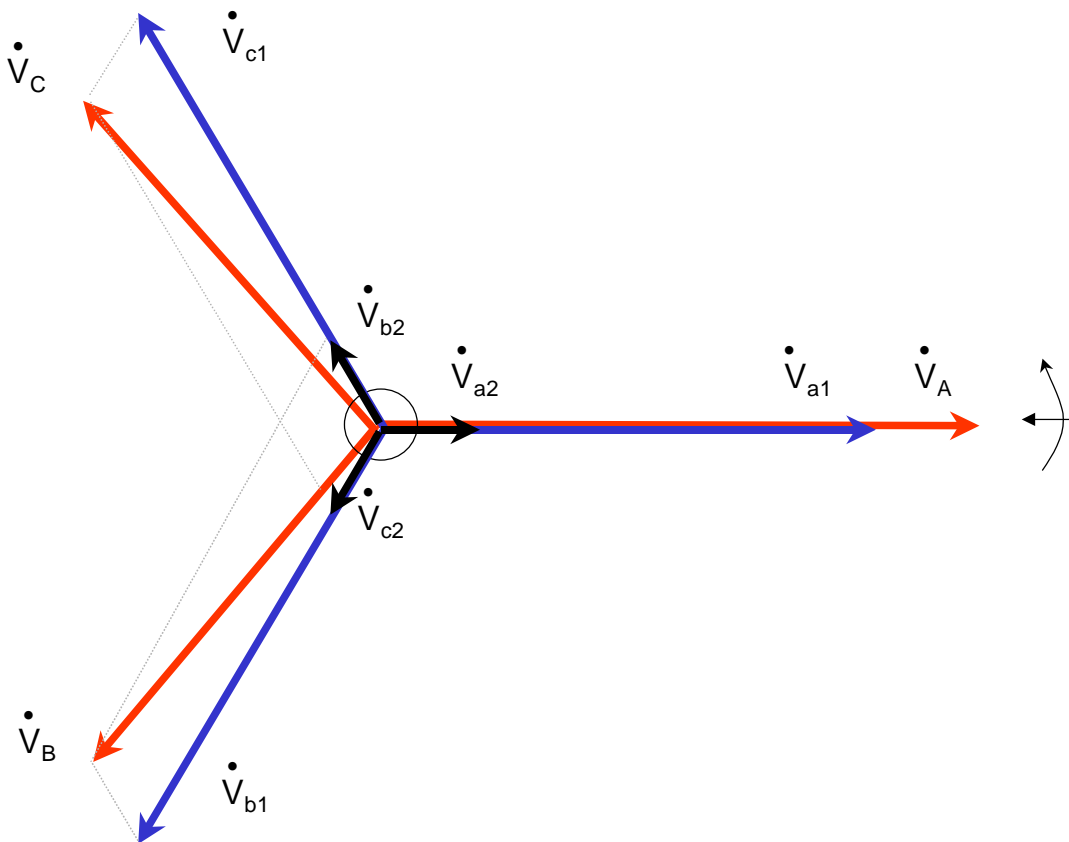


Fig. 4.1 – Esquema de fasores das tensões de seqüência positiva e negativa e resultantes.

Os resultados obtidos da simulação, com a presença de seqüência negativa, foram divididos em duas partes. Inicialmente são mostrados os resultados considerando o intervalo de tempo entre 1,2 e 1,3 segundos. Neste intervalo ocorre a introdução da perturbação do sistema ca. A segunda parte dos resultados mostra a resposta dinâmica do STATCOM considerando a existência das perturbações.

IV.2.C.1. Introdução das perturbações

A Fig. 4.2 mostra as tensões do sistema ca no instante em que são inseridas as perturbações. Nesta figura observa-se o aumento da amplitude da fase “A” e a redução das amplitudes das fases “B” e “C”. Este resultado é o mesmo mostrado na Fig. 4.1. Junto às tensões fase-neutro observadas na Fig. 4.2 também está mostrado o valor de amplitude coletivo da tensão, $v_{\Sigma Amp}$. Este valor também é afetado pela presença de desbalanços de tensão.

A Fig. 4.3 mostra o sinal de freqüência obtido pelo PLL. Observa-se que a partir do instante de introdução das perturbações passam a existir oscilações neste sinal. Comparando o sinal de freqüência detectada no PLL através da análise do espectro harmônico, os resultados são mostrados nas Figs. 4.4 (a) e (b).

Na Fig. 4.4.(a) é mostrado o espectro harmônico do sinal de freqüência antes da introdução das perturbações. Nesta figura observa-se apenas a componente zero do sinal, ou seja, o valor de freqüência 376,7. Entretanto, na Fig. 4.4.(b) o espectro harmônico mostra a existência de uma componente de segunda ordem com amplitude de aproximadamente 1,4% do valor da freqüência.

A presença das oscilações no sinal de freqüência ocorre devido à incapacidade do PLL filtrar perfeitamente a freqüência de 60Hz retirando as perturbações e harmônicos. Se existisse um PLL perfeito, o sinal de freqüência seria sempre constante. O PLL em estudo não está otimizado para a situação de presença de seqüência negativa.

A Fig. 4.5 mostra o sinal de sincronismo resultante da atuação do PLL no instante de entrada das perturbações. Não são observadas alterações no sinal de sincronismo. A perturbação no valor de freqüência, ω , é de pequena amplitude e é filtrada do sinal de sincronismo pelo integrador.

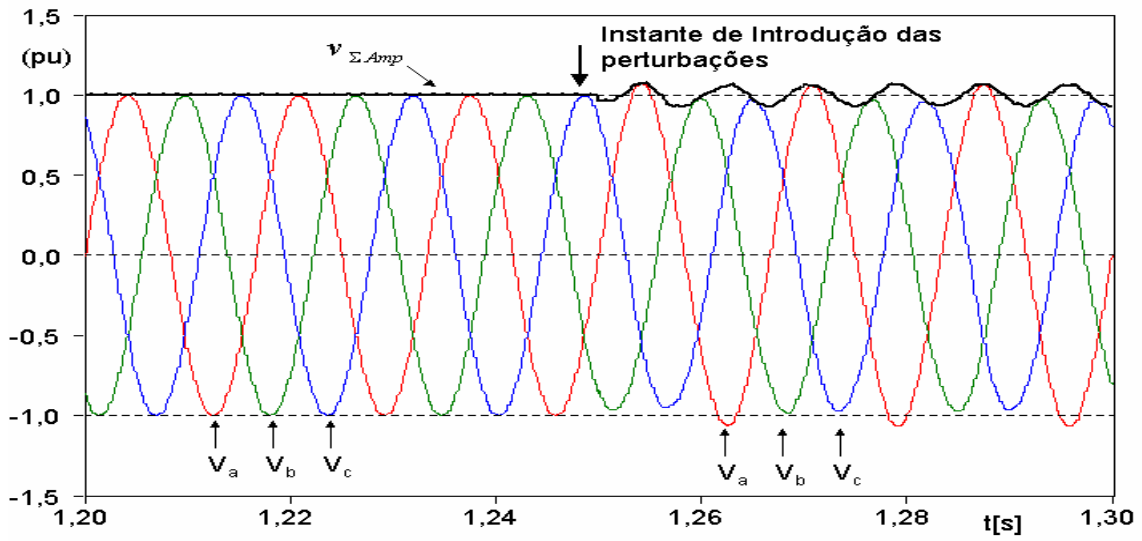


Fig. 4.2 – Tensões do sistema ca e o valor de amplitude coletivo da tensão.

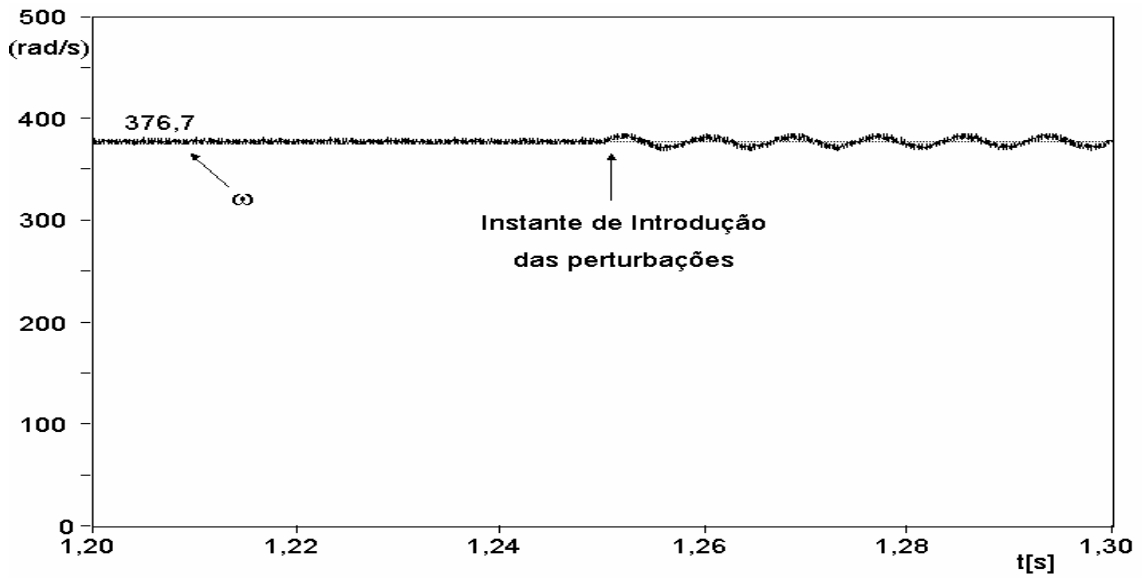
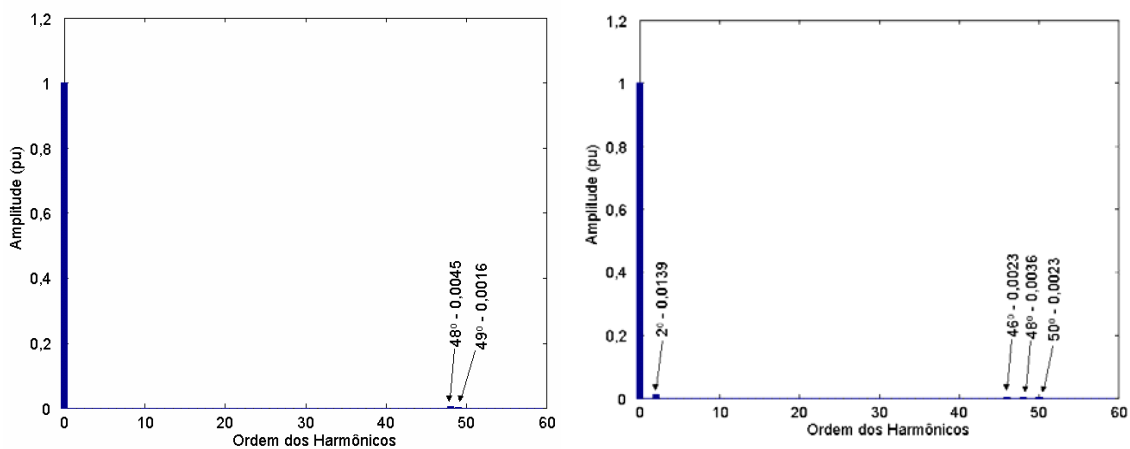


Fig. 4.3 – Frequência em radianos por segundo.



(a) Sem seq. Negativa.

(b) Com seq. negativa.

Fig. 4.4 – Espectro harmônico da frequência.

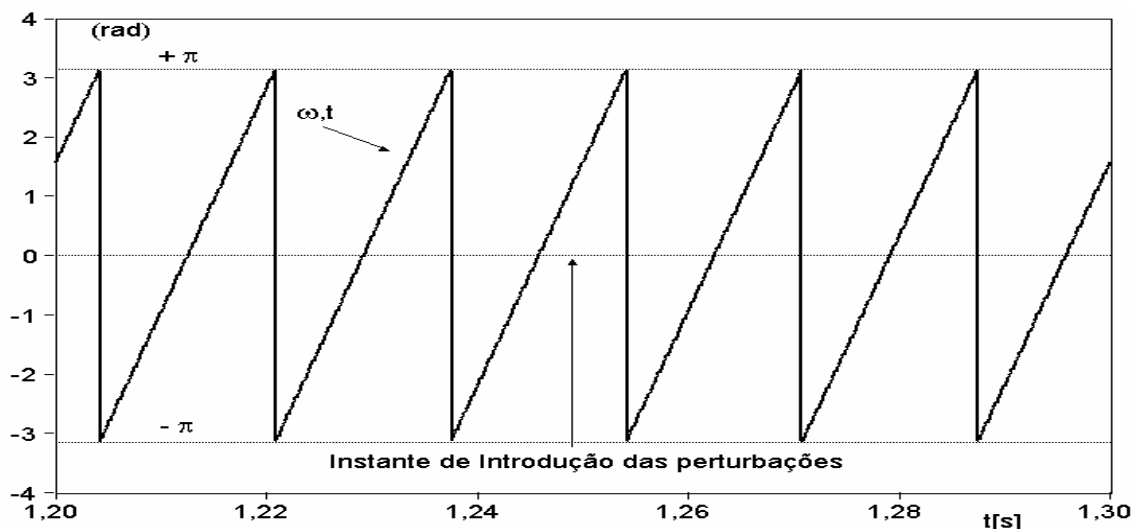


Fig. 4.5 – Sinal de sincronismo.

A Fig. 4.6 mostra o sinal de potência imaginária instantânea, q , durante o intervalo de tempo onde as perturbações de seqüência negativa são inseridas. Observa-se, após a inserção das perturbações, que a potência imaginária instantânea, a qual deveria ser nula neste intervalo de tempo, passa a oscilar numa freqüência de 120Hz com amplitude de 0,115 pu. Esta freqüência é verificada quando é feita a análise dos harmônicos para as condições **sem** e **com** perturbação, conforme mostrado nas Figs. 4.7.(a) e (b).

O espectro harmônico mostrado na Fig. 4.7.(a), obtido para a potência imaginária ativa instantânea sem as perturbações, mostra a existência dos harmônicos de ordem 12 e 48 com amplitudes muito reduzidas, características do STATCOM *quasi* 48-pulsos. A mesma análise, com a presença das perturbações de seqüência negativa, mostrada na Fig. 4.7.(b), resulta na identificação de um harmônico de segunda ordem com amplitude de 0,115 pu.

A potência ativa instantânea, p , é mostrada na Fig. 4.8 no instante em que as perturbações são inseridas no sistema. Após a inserção das perturbações observam-se oscilações. Estas oscilações são resultantes da presença de uma componente de segunda ordem com amplitude de 0,11 pu, identificada na Fig. 4.9.(b). Esta componente, como mostrado na Fig. 4.9.(a), não existia anteriormente.

A Fig. 4.10 mostra que as perturbações do lado de ca também afetam o lado cc do STATCOM. Nesta figura é mostrada a tensão do capacitor do lado cc. Comparando as situações através do espectro harmônico, antes e depois das perturbações, verifica-se através das Figs. 4.11.(a) e 4.11.(b) que uma componente de segunda ordem de amplitude de 0,10 pu passa a existir.

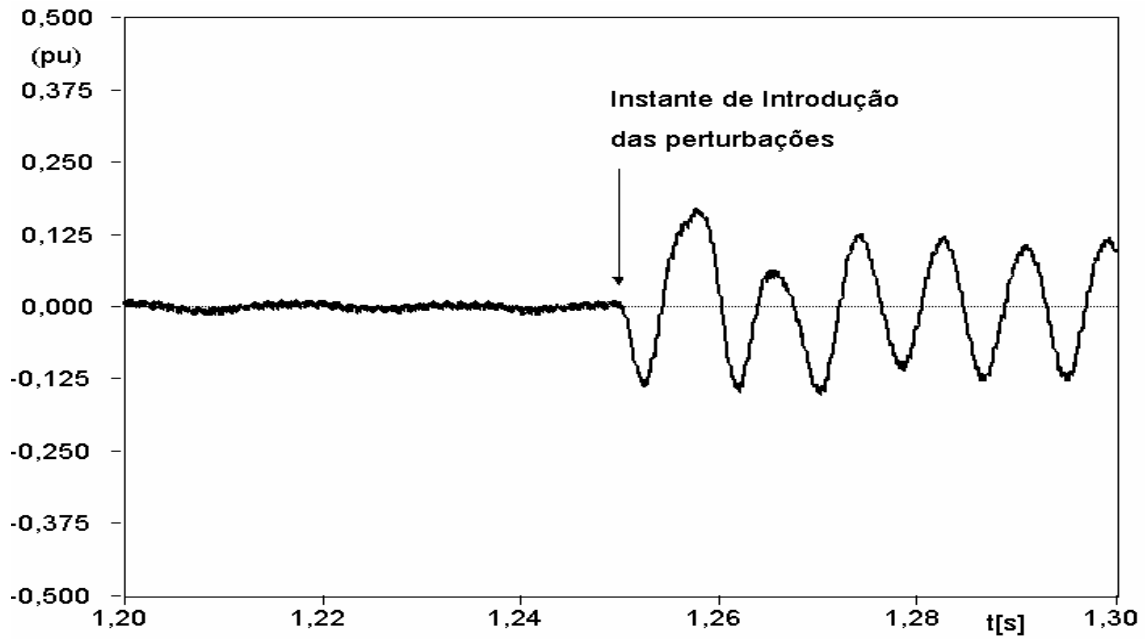
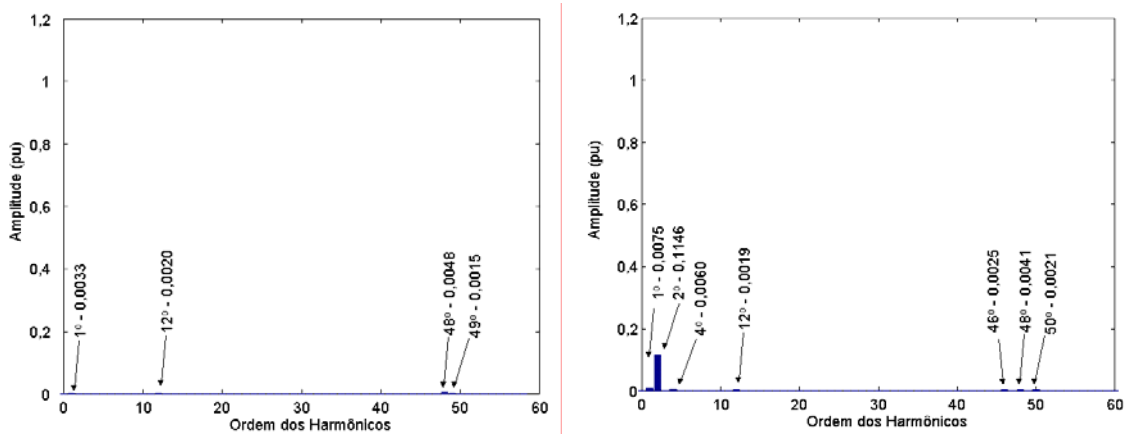


Fig. 4.6 – Potência imaginária instantânea ($q_{ref} = 0$).



(a) Sem seq. negativa.

(b) Com seq. Negativa.

Fig. 4.7 – Espectro harmônico da potência imaginária instantânea ($q_{ref} = 0$).

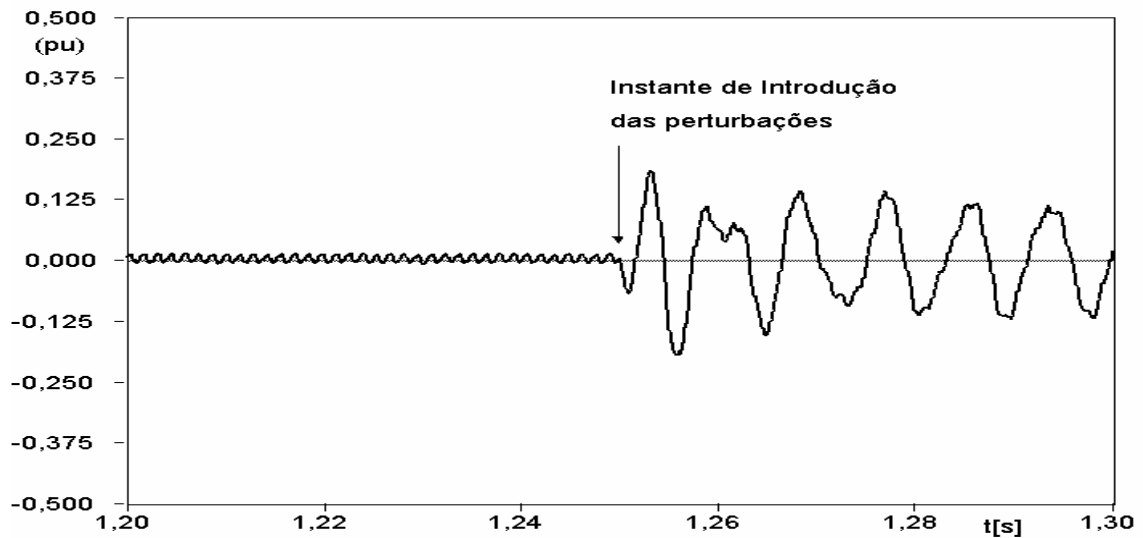
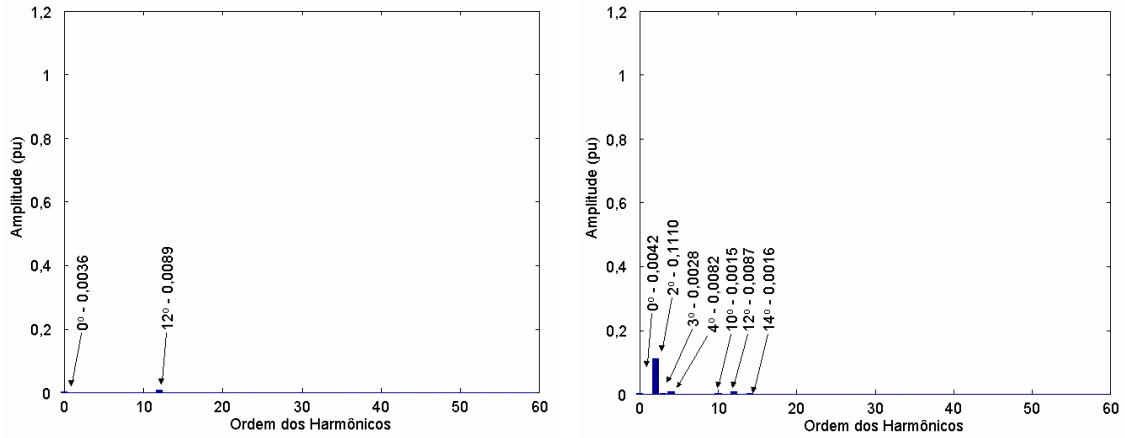


Fig. 4.8 – Potência ativa instantânea ($q_{ref} = 0$).



(a) Sem seq. Negativa.

(b) Com seq. negativa.

Fig. 4.9 – Espectro harmônico da potência ativa instantânea.

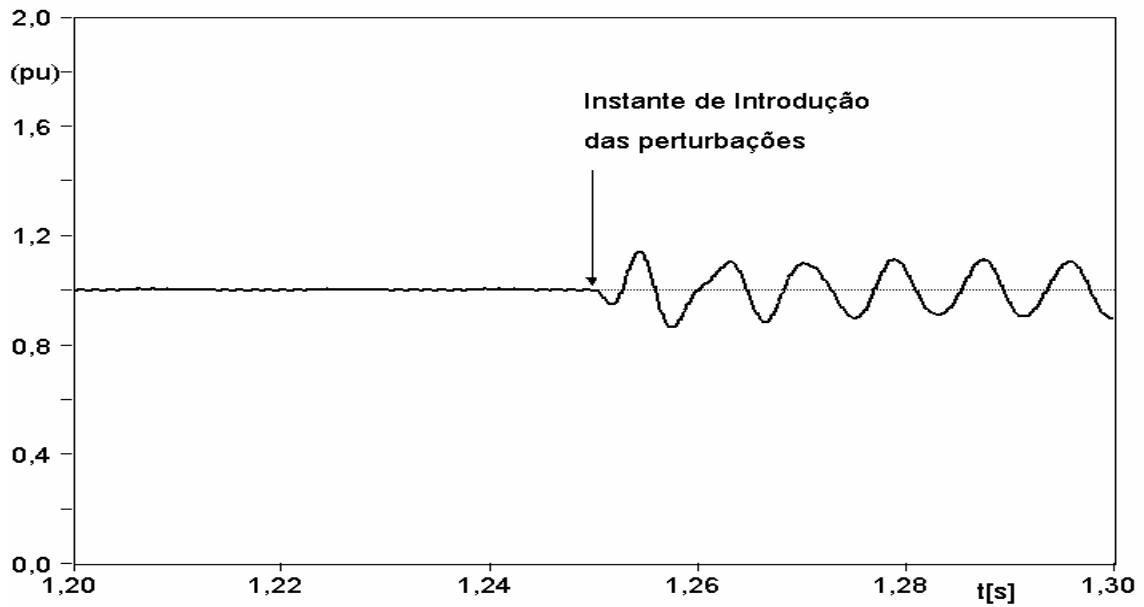
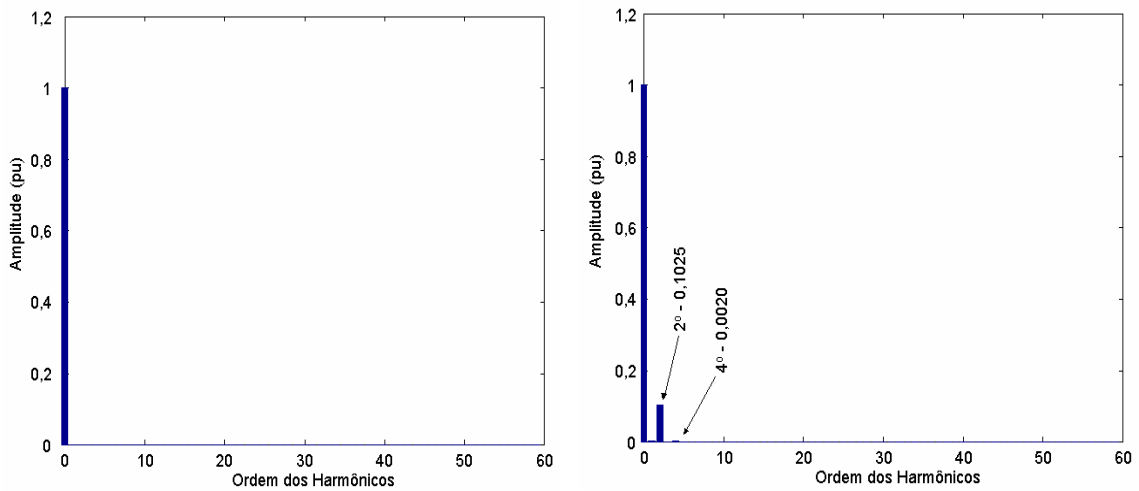


Fig. 4.10 – Tensão do capacitor cc.



(a) Sem seq. negativa.

(b) Com seq. Negativa.

Fig. 4.11 – Espectro harmônico da tensão do capacitor cc.

A Fig. 4.12 mostra a tensão do sistema, V_s , a tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e a corrente de compensação, I_c , no momento da introdução da perturbação. Na Fig. 4.13 está apresentado um “zoom” de um período mostrando com detalhes como ficam a tensão de 48-pulsos e a corrente de compensação. A corrente de compensação, I_c , está na freqüência de 3ω .

A análise dos harmônicos na tensão de 48-pulsos, cujos resultados estão mostrados na Fig. 4.14.(b), para o mesmo intervalo de tempo da Fig. 4.13, mostra um aumento de 4,8% na componente fundamental, e além dos harmônicos de ordem $12.n \pm 1$, ($n = 1, 2, 3 \dots$), passa a existir um harmônico de terceira ordem com amplitude 0,0559 pu. A presença do terceiro harmônico é devida à interação da seqüência negativa com o inversor e é confirmada por Gyugyi e Hingorani em [6].

A corrente de compensação deveria ser zero para o intervalo mostrado na Fig. 4.13. Porém, com a presença da seqüência negativa, a corrente de compensação passa a existir com a freqüência de 3ω e amplitude de 0,11 pu. A freqüência da corrente é consequência da tensão aplicada pelos inversores.

O aparecimento do harmônico de terceira ordem na tensão de 48-pulsos e na corrente de compensação pode ser demonstrado matematicamente através da análise com uso de funções de chaveamento. Esta análise é mostrada numa sessão adiante neste capítulo. Esta técnica matemática é demonstrada por Gyugyi e Pelly [70] aplicada para ciclo-conversores e foi utilizada por Pilotto [71-72] aplicada a sistemas CCAT e por Alves [73-74] aplicada ao SVC e ao TCSC.

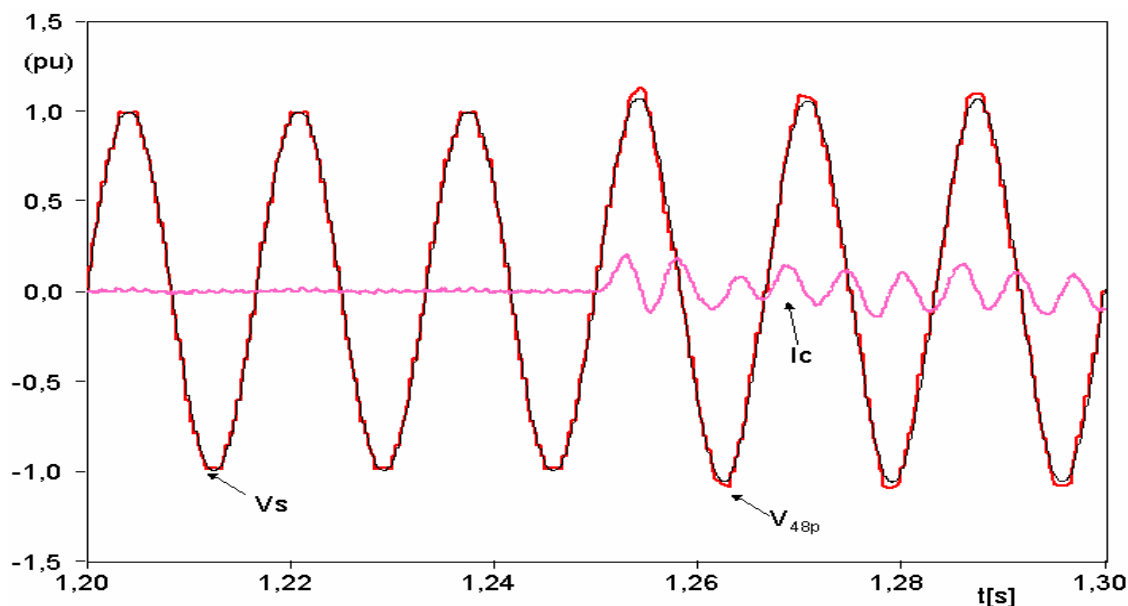


Fig. 4.12 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c .

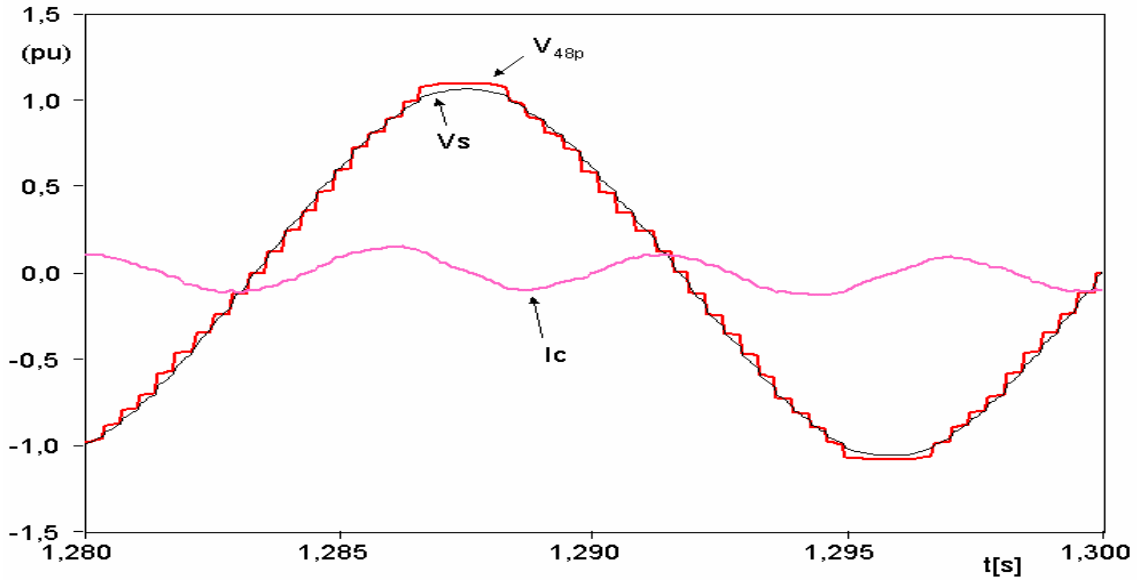
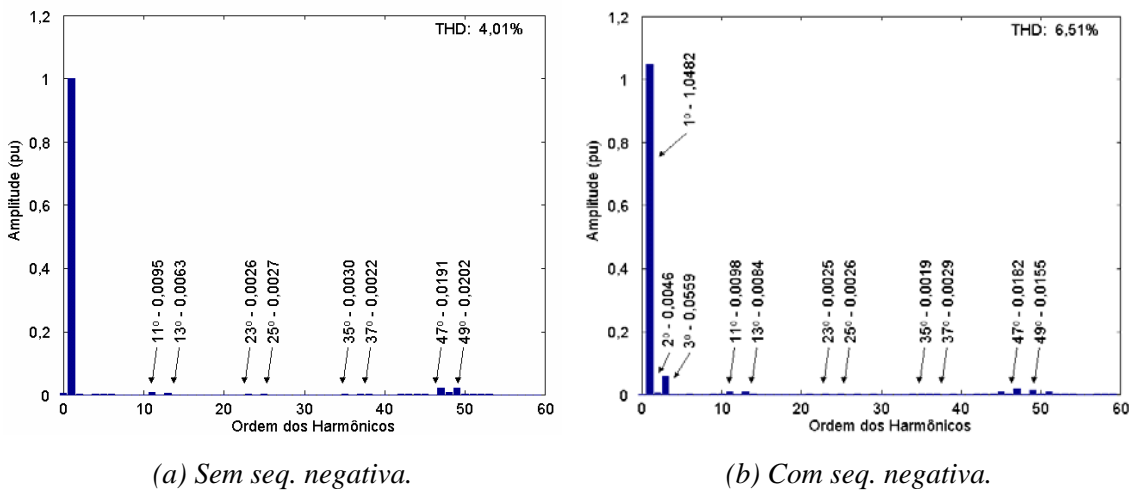


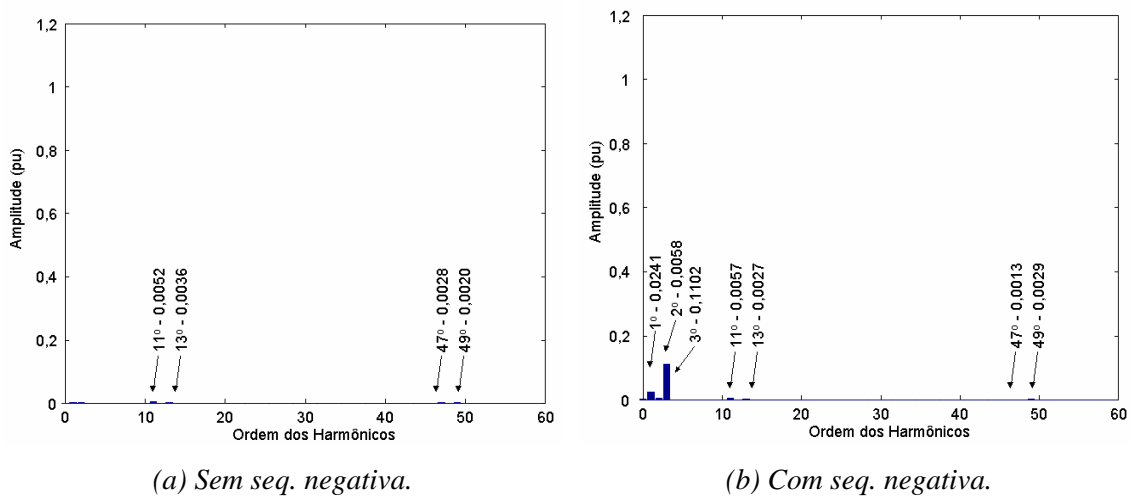
Fig. 4.13 – Detalhe: Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c .



(a) Sem seq. negativa.

(b) Com seq. negativa.

Fig. 4.14 – Espectro harmônico da tensão de 48-pulsos.



(a) Sem seq. negativa.

(b) Com seq. negativa.

Fig. 4.15 – Espectro harmônico da corrente de compensação.

IV.2.C.2. Dinâmica do STATCOM com perturbações

A Fig. 4.16 mostra a resposta dinâmica da potência imaginária instantânea, q . Neste resultado é observado que as perturbações de seqüência negativa inserem oscilações de frequência 2ω na potência imaginária instantânea. Porém, a resposta dinâmica do STATCOM segue a referência apesar das oscilações. Os modos de compensação indutivo e capacitivo não são alterados, porém para cada um destes modos existem variações na amplitude das oscilações observadas. Para o modo indutivo as oscilações têm amplitude de 0,05 pu e para o modo capacitivo 0,19 pu. No modo de compensação nulo, as oscilações têm amplitude de 0,11 pu.

A Fig. 4.17 mostra a potência ativa instantânea, p , a qual também sofre a interferência das oscilações de frequência 2ω . Este resultado mostra que a presença das perturbações provoca oscilações. Também é observado para a potência ativa instantânea a variação da amplitude das oscilações de frequência 2ω , variando de 0,07 pu para o modo indutivo a 0,16 pu para o modo capacitivo.

A tensão do capacitor cc, observada na Fig. 4.18, mesmo na condição de desbalanço, mantém sua variação entre 0,83 e 1,16 pu. As oscilações presentes na tensão do capacitor cc, possuem frequência 2ω e amplitude constante (0,10 pu).

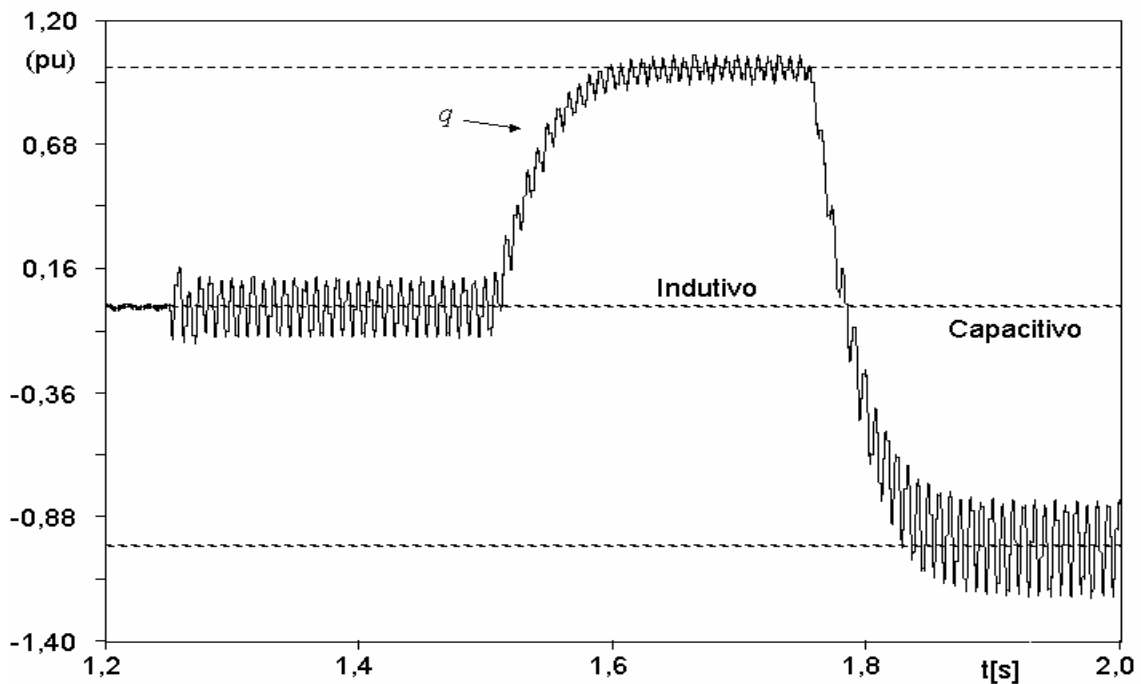


Fig. 4.16 – Potência imaginária instantânea.

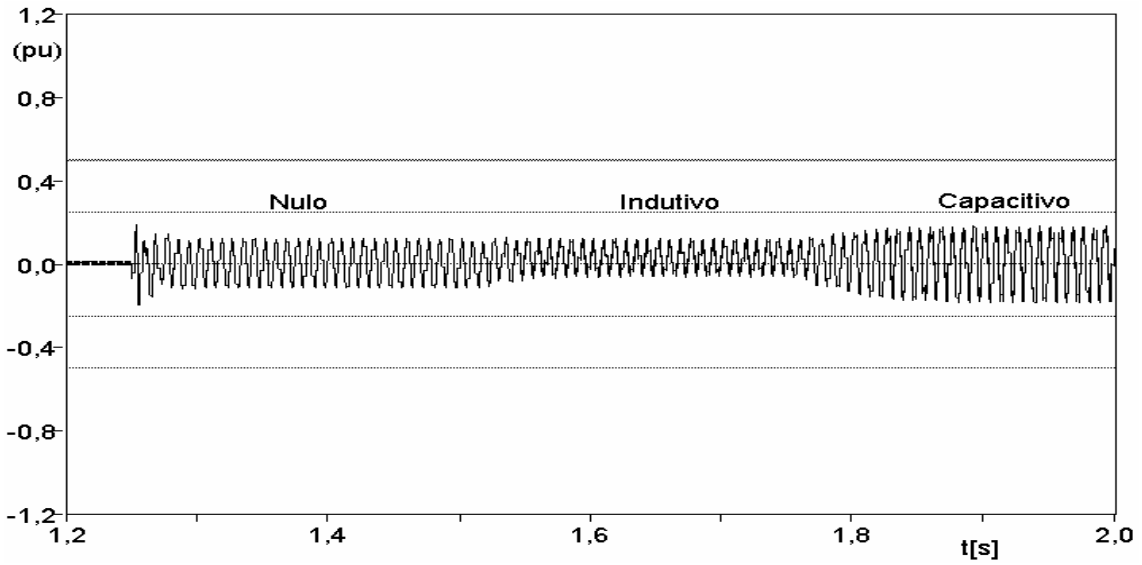


Fig. 4.17 – Potência ativa instantânea.

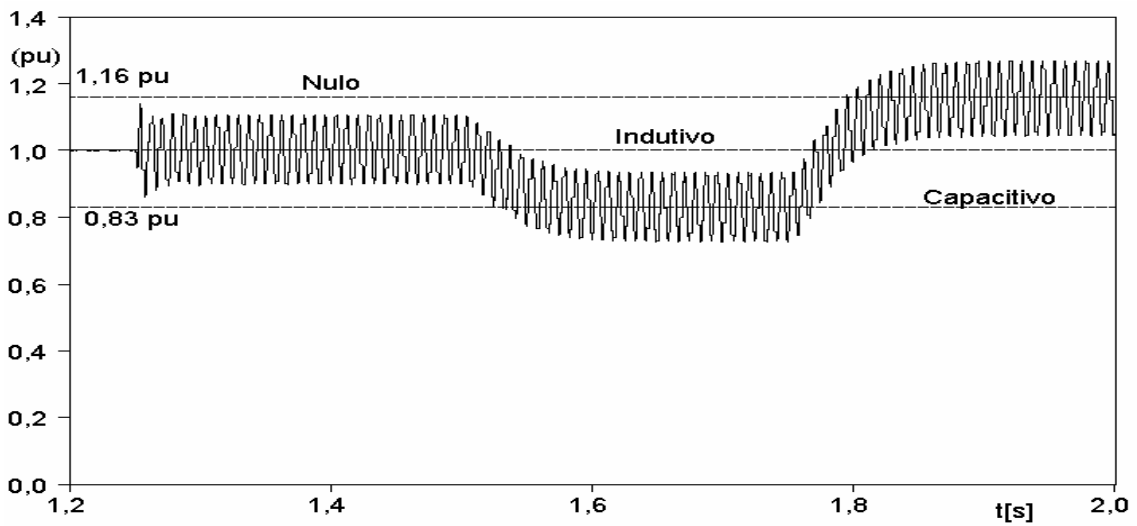


Fig. 4.18 – Tensão do capacitor cc.

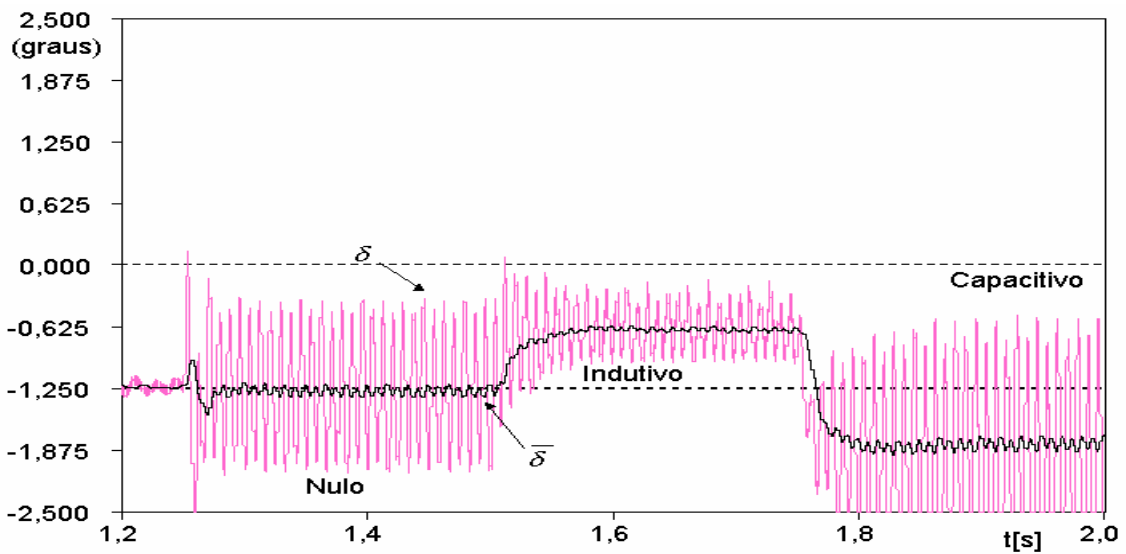


Fig. 4.19 – Ângulo de controle de fase e seu valor médio.

O ângulo de controle de fase, δ , e seu valor médio, $\bar{\delta}$, mostrados na Fig. 4.19, também sofrem a influência das perturbações. Porém, considerando o valor médio do sinal de defasagem, não há variação da dinâmica dos valores médios obtidos.

Entretanto, é importante considerar os limites de $-2,5^\circ$ e $+2,5^\circ$, utilizados na saída do controle. Estes limites limitam o fluxo de potência através dos inversores do STATCOM. No modo capacitivo este limite foi bastante atingido, porém o controle foi capaz de obter o valor desejado. No entanto, caso os limites utilizados sejam menores, estes podem diminuir a margem de oscilações toleradas e a velocidade de resposta. E, diminuindo a velocidade de resposta, podem ocorrer maiores problemas no funcionamento do STATCOM. Pela mesma razão, o desempenho do compensador pode ser afetado por uma aumento na amplitude das oscilações.

A Fig. 4.20 mostra o teste de inversão da referência de potência imaginária instantânea, q . Nesta figura são observadas as tensões do sistema ca, V_s , a tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e a corrente de compensação, I_c , todos para a fase “A”. Nestes resultados destacam-se a tensão de 48-pulsos e a corrente de compensação distorcidas pelas perturbações. As distorções observadas na tensão de 48-pulsos e na corrente de compensação são devidas à presença da componente de $3.\omega$. As distorções provocadas nas correntes de compensação nas três fases podem ser observadas na Fig. 4.21. Comparadas com os resultados obtidos para condições sem perturbações, mostrados na Fig. 4.22, os resultados apresentados na Fig. 4.21 são mais distorcidas.

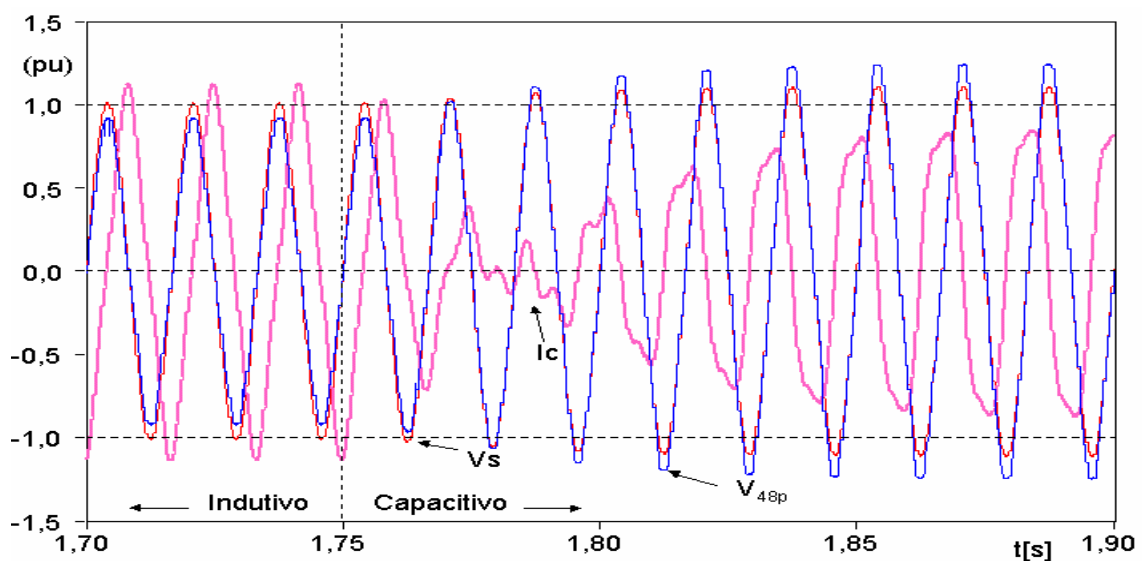


Fig. 4.20 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c .

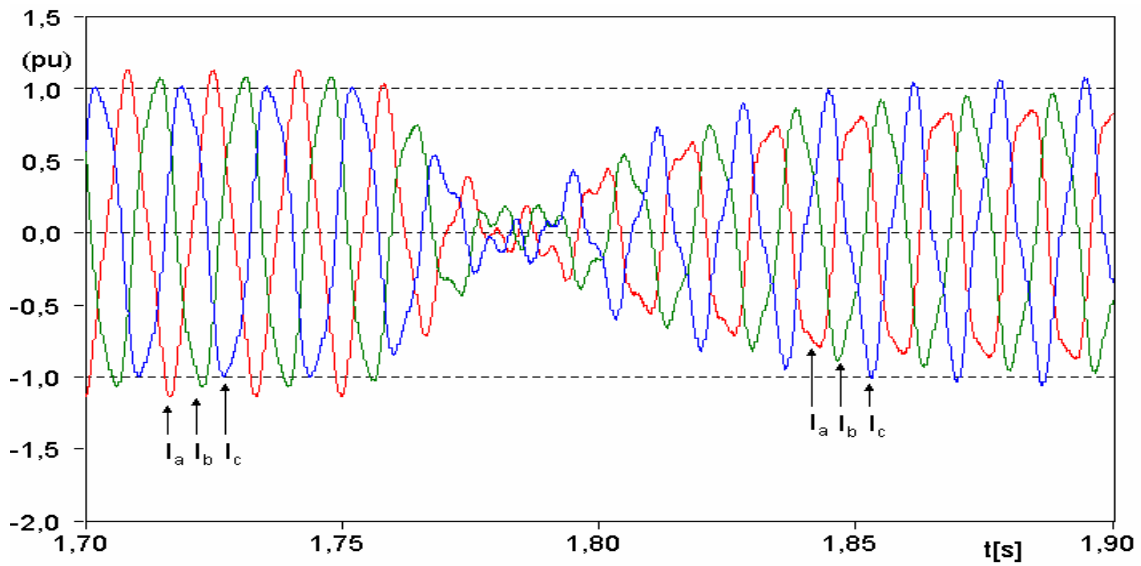


Fig. 4.21 – Corrente de compensação nas fases a, b, c – com seq. negativa.

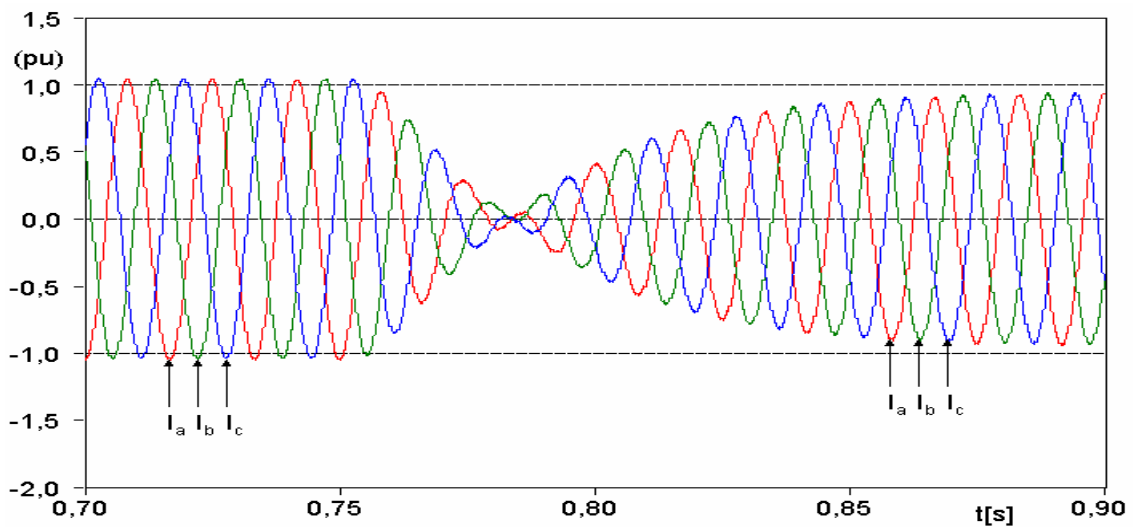
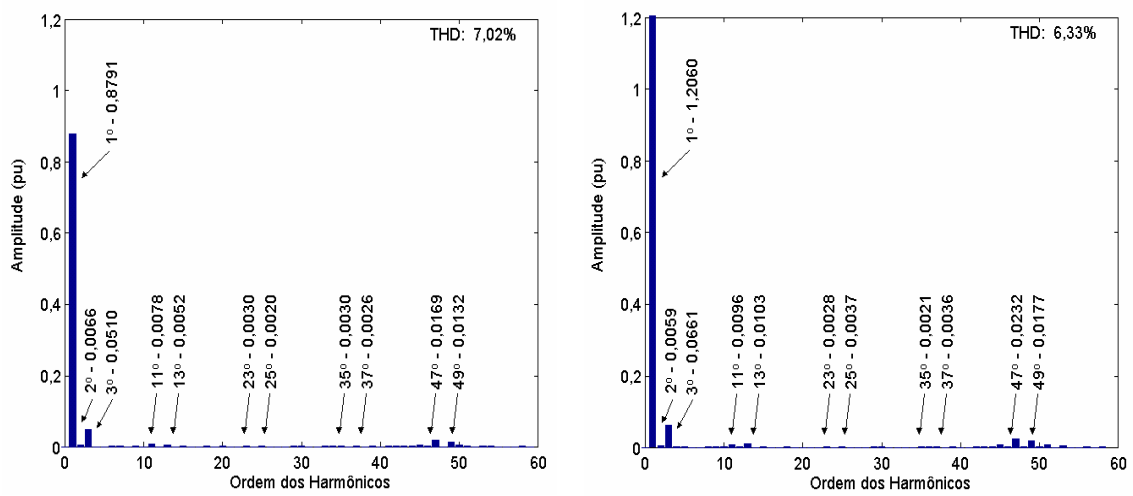


Fig. 4.22 – Corrente de compensação nas fases a, b, c – sem seq. negativa.



(a) modo indutivo.

(b) modo capacitivo.

Fig. 4.23 – Espectro harmônico da tensão de 48-pulsos com seq. negativa.

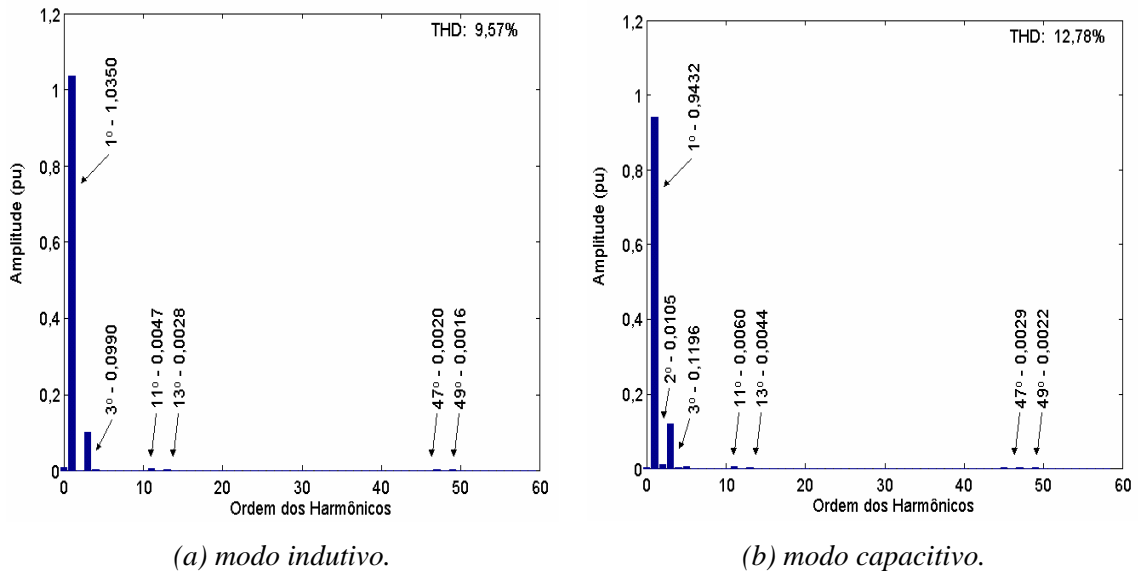


Fig. 4.24 – Espectro harmônico da corrente de compensação com seq. negativa.

O espectro harmônico para a tensão de 48-pulsos e para a corrente de compensação estão mostrados, respectivamente, nas Figs. 4.23 e 4.24 para os modos de compensação indutivo e capacitivo. Nestes resultados é observada a presença da componente de $3.\omega$. Nas tensão de 48-pulsos o componente harmônico de terceira ordem tem amplitude em torno de 0,05 pu, e na corrente, a amplitude deste harmônico é de 0,10 pu.

IV.3. Análise das potências instantâneas para o STATCOM operando num sistema com desbalanços de seqüência negativa

Os resultados da operação do STATCOM num sistema desequilibrado com componentes de seqüência negativa mostram a existência de perturbações nos sinais de tensões e correntes e nos sinais derivados das medições destes.

A origem das oscilações presentes nos sinais do STATCOM nas operações desbalanceadas é investigada a seguir. Para isto, as equações matemáticas que descrevem as potências no STATCOM são desenvolvidas.

As equações mostradas no Capítulo II, são obtidas através do desenvolvimento de equações com fasores e consideram o sistema equilibrado e sem perturbações.

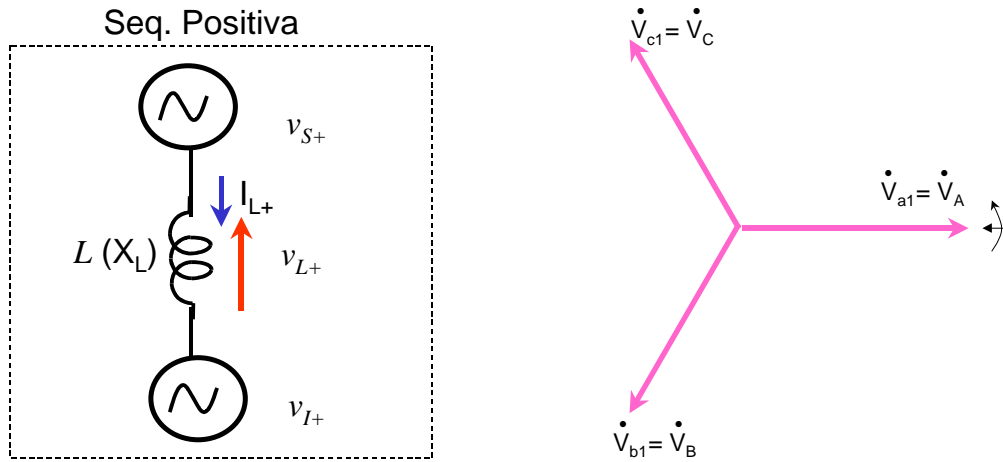


Fig. 4.25 – Diagrama simplificado do STATCOM e sistema ca e esquema fasorial.

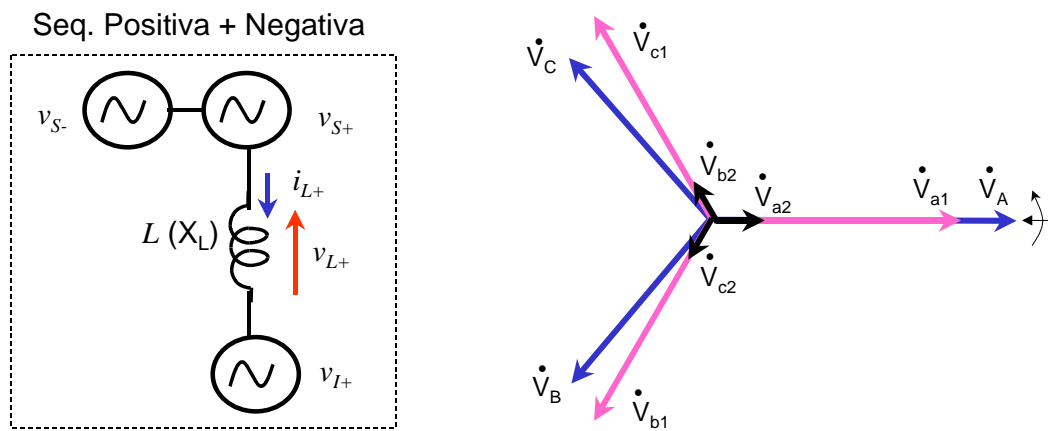


Fig. 4.26 – Diagrama simplificado do STATCOM e sistema ca e esquema fasorial – desbalanceço.

Neste desenvolvimento, baseado no diagrama da Fig. 4.25, as tensões utilizadas na análise e nas equações de potência são compostas apenas por componentes de seqüência positiva, o que corresponde aos fasores de seqüência positiva: V_{a1} , V_{b1} , e V_{c1} .

Porém, quando há a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões, o diagrama utilizado pode ser modificado para a Fig. 4.26, a qual é igual à Fig. 4.1. Neste sistema, as tensões são resultado da soma das tensões de seqüência positiva: V_{a1} , V_{b1} , e V_{c1} , com as tensões de seqüência negativa, V_{a2} , V_{b2} , e V_{c2} , resultando nas tensões fasoriais desbalanceadas: V_A , V_B , e V_C .

Os efeitos da presença das tensões de seqüência negativa são propagados para as equações de potência. Utilizando o esquema simplificado da Fig. 4.26, as equações das potências instantâneas real e imaginária, seguindo a teoria pq [61-63], são desenvolvidas. Neste desenvolvimento, a fonte de tensões de seqüência negativa é incluída e os resultados de sua presença são avaliados e comparados com os resultados obtidos na simulação do modelo digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos.

As equações para as tensões instantâneas do sistema com seqüência positiva e negativa e para as tensões geradas no STATCOM, supondo estas últimas balanceadas, são:

Tensões do sistema:

Seqüência positiva

$$\begin{aligned} v_{as+}(t) &= V_{s+} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s+}), \\ v_{bs+}(t) &= V_{s+} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}), \\ v_{cs+}(t) &= V_{s+} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (4.1)$$

Seqüência negativa

$$\begin{aligned} v_{as-}(t) &= V_{s-} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s-}), \\ v_{bs-}(t) &= V_{s-} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}), \\ v_{cs-}(t) &= V_{s-} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (4.2)$$

Tensões do STATCOM:

$$\begin{aligned} v_{ai+}(t) &= V_i \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_i), \\ v_{bi+}(t) &= V_i \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}), \\ v_{ci+}(t) &= V_i \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (4.3)$$

As correntes são o resultado das tensões sobre as indutâncias de acoplamento, assim:

$$\begin{aligned} L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} &= v_{as+}(t) + v_{as-}(t) - v_{ai+}(t), \\ L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} &= v_{bs+}(t) + v_{bs-}(t) - v_{bi+}(t), \\ L \cdot \frac{di_c(t)}{dt} &= v_{cs+}(t) + v_{cs-}(t) - v_{ci+}(t), \end{aligned} \quad (4.4)$$

Cujo desenvolvimento, em regime permanente, resulta em:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= -\frac{1}{\omega \cdot L} [V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+}) - V_i \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-})] \\ i_b(t) &= -\frac{1}{\omega \cdot L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ i_c(t) &= -\frac{1}{\omega \cdot L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right] \end{aligned} \quad (4.5)$$

A transformação de Clarke [61-64] aplicada em (4.1), (4.2), e (4.5) resulta:

nas tensões:

$$v_{\alpha s}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}), \quad (4.6)$$

$$v_{\beta s}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}). \quad (4.7)$$

e nas correntes:

$$i_{\alpha}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot [-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) - V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-})], \quad (4.8)$$

$$i_{\beta}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot [-V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-})]. \quad (4.9)$$

Calculando as equações das potências ativa e imaginária instantâneas no sistema ca:

$$p = v_{\alpha s} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta s} \cdot i_{\beta}, \quad (4.10)$$

$$q = v_{\beta s} \cdot i_{\alpha} - v_{\alpha s} \cdot i_{\beta}, \quad (4.11)$$

são obtidos os resultados abaixo:

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot V_i \cdot \sin(\theta_{s+} - \theta_i) - 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_i) \right], \quad (4.12)$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_i \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_i) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \cos(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_i) + V_{s-}^2 \right]. \quad (4.13)$$

Sendo:

$X_L = \omega.L$, a reatância equivalente do sistema;

$\delta = \theta_{s+} - \theta_i$, o ângulo entre as tensões de seqüência positiva do sistema ca e do STATCOM;

$\delta_{s-i+} = \theta_{s-} + \theta_i$, o ângulo entre as tensões de seqüência positiva do sistema ca e do STATCOM;

$\delta_{s+s-} = \theta_{s+} + \theta_{s-}$, o ângulo entre as tensões de seqüência positiva e negativa do sistema ca;

as potências instantâneas ficam na forma abaixo:

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{X_L} [V_{s+} \cdot V_i \cdot \sin \delta - 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s+s-}) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s-i+})], \quad (4.14)$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{X_L} [V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_i \cdot \cos \delta + V_{s-} \cdot V_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s-i+}) + V_{s-}^2]. \quad (4.15)$$

Caso não existisse a componente de tensão de seqüência negativa, e as tensões fossem colocadas em seus valores RMS, as equações (4.14) e (4.15) seriam modificadas para:

$$p = 3 \cdot \frac{1}{X_L} V_{s+} \cdot V_i \cdot \sin \delta, \quad (4.16)$$

$$q = 3 \cdot \frac{1}{X_L} [V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_i \cdot \cos \delta]. \quad (4.17)$$

Nestas condições, equações de potência similares às equações (2.1) e (2.2) são obtidas. Estes valores correspondem aos valores obtidos em condições normais sem perturbações e contém apenas os valores médios das potências instantâneas.

A parte oscilante das potências instantâneas é obtida dos termos que relacionam as tensões de seqüência negativa com as tensões de seqüência positiva do sistema e do STATCOM:

$$\tilde{p} = 3 \cdot \frac{1}{X_L} [-2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s+s-}) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s-i+})], \quad (4.18)$$

$$\tilde{q} = 3 \cdot \frac{1}{X_L} [V_{s-} \cdot V_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s-i+}) + V_{s-}^2]. \quad (4.19)$$

Observando a situação onde existe sincronismo das tensões do sistema e do STATCOM, $\delta = 0$, e onde as amplitudes das tensões de seqüência positiva são iguais a 1 pu, apenas a parte oscilante das potências pode ser observada:

$$\tilde{p} = 3 \cdot \frac{V_{s-}}{X_L} [\sin(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s-i+}) - 2 \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s+s-})], \quad (4.20)$$

$$\tilde{q} = 3 \cdot \frac{1}{X_L} [V_{s-} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + \delta_{s-i+}) + V_{s-}^2]. \quad (4.21)$$

Se as tensões de seqüência positiva estão sincronizadas, a condição:

$$\delta_{s+s^-} = \delta_{s-i} = \zeta, \quad (4.22)$$

é válida e pode ser aplicada à (4.20) e (4.21) resultando em:

$$\tilde{p} = 3 \cdot \frac{V_{s^-}}{X_L} [\sin(2\omega t - \zeta) - 2 \cdot \sin(2\omega t + \zeta)], \quad (4.23)$$

$$\tilde{q} = 3 \cdot \frac{1}{X_L} [V_{s^-} \cdot \cos(2\omega t - \zeta) + V_{s^-}^2]. \quad (4.24)$$

No caso de desbalanço simulado para o modelo digital do STATCOM, $\zeta = 0$. Considerando o valor de V_{s^-} pequeno, $V_{s^-}^2$ pode ser aproximado a zero. Isto resulta em:

$$\tilde{p} = -3 \cdot \frac{V_{s^-}}{X_L} \sin(2\omega t), \quad (4.25)$$

$$\tilde{q} = 3 \cdot \frac{V_{s^-}}{X_L} \cdot \cos(2\omega t). \quad (4.26)$$

As equações (4.25) e (4.26) confirmam os resultados obtidos nas simulações digitais, para a potência ativa e imaginária instantâneas. A Fig. 4.27 confirma este resultado mostrando um intervalo dos resultados da simulação digital onde as potências instantâneas ativa, p , e imaginária, q . Neste intervalo as potências instantâneas foram obtidas nas mesmas condições utilizadas para obter-se (4.25) e (4.26).

Assim, fica demonstrado que a introdução de componentes de tensões de seqüência negativa resulta na presença de termos de potência oscilantes na frequência de 2ω .

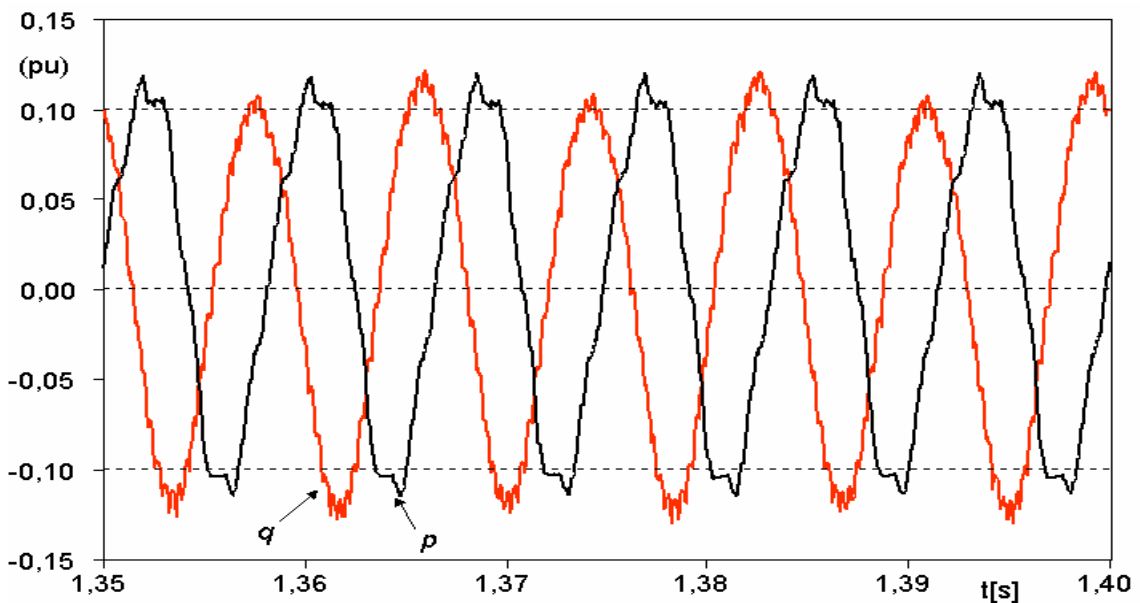


Fig. 4.27 – Potência ativa e imaginária instantâneas.

IV.4. Análise por funções de chaveamento das tensões do lado ca e cc do STATCOM operando num sistema com desbalanços de seqüência negativa

A técnica matemática das funções de chaveamento, apresentada por Pelly e Gyugyi [70], relaciona as tensões nos dois lados de um conversor através de séries de Fourier que descrevem os instantes de acionamento das chaves no tempo. Estas séries, que descrevem o acionamento das chaves são, também, chamadas de *funções de existência*. Um pequeno resumo teórico deste método matemático está apresentado no Apêndice 2.

Nesta sessão, deseja-se mostrar o aparecimento da tensão com freqüência 2ω (onde ω é a freqüência da rede) no lado cc e o aparecimento da freqüência 3ω nas tensões do lado ca do STATCOM operando em sistemas desbalanceados, através da análise usando funções de chaveamento.

Por simplicidade é considerado um conversor de 6 pulsos e neste conversor é utilizado o chaveamento de onda quadrada, como na maioria dos STATCOMs convencionais.

IV.4.1. Análise para o lado cc

Se existem componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema ca, também aparecerão componentes de seqüência negativa nas correntes. Desta forma, pode-se considerar a existência das correntes de seqüência negativa, na entrada do STATCOM, conforme:

$$i_{a-}(t) = I_- \cdot \sin(\omega.t), \quad (4.27)$$

$$i_{b-}(t) = I_- \cdot \sin(\omega.t - 2.\pi/3), \quad (4.28)$$

$$i_{c-}(t) = I_- \cdot \sin(\omega.t + 2.\pi/3). \quad (4.29)$$

Pelo método das funções de chaveamento, a corrente do lado cc do conversor,

i_{cc1-} , é descrita por:

$$[i_{cc1-}(t)] = [h_{11}(t) \quad h_{12}(t) \quad h_{13}(t)] \begin{bmatrix} i_{a-}(t) \\ i_{b-}(t) \\ i_{c-}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

onde h_{11} , h_{12} e h_{13} correspondem às funções de existência das chaves das fases a, b e c ligadas ao lado cc positivo do conversor.

No conversor de 6 pulsos operando com chaveamento de onda quadrada, conforme mostrado no Apêndice 2, as funções de existência são dadas por:

$$h_{11}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)), \quad (4.31)$$

$$h_{12}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)), \quad (4.32)$$

$$h_{13}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)). \quad (4.33)$$

Desenvolvendo (4.30), obtém-se o resultado:

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \cos((2.h)(\omega.t))[-1 + 2.\cos((2.h)(2.\pi/3))] + \\ + \cos((2.h-2)(\omega.t))[1 - 2.\cos((2.h-2)(2.\pi/3))] + \\ + \sqrt{3}.\sin((2.h)(\omega.t)).\cos((2.h)(2.\pi/3)) + \\ + \sqrt{3}.\sin((2.h-2)(\omega.t)).\cos((2.h-2)(2.\pi/3)) \end{array} \right\}, \quad (4.34)$$

que pode ser simplificado para:

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \left\{ -2.\cos(2.\omega.t) - \frac{2\sqrt{3}}{3}.\sin(2.\omega.t) + \dots \right\}, \quad (4.35)$$

e mostra que, neste caso, a corrente do lado cc possui como primeiro componente harmônico a componente na frequência 2ω . É possível mostrar que transitoriamente pode haver uma corrente cc que carrega ou descarrega o capacitor até o seu ponto de operação.

Para a tensão do lado cc, tem-se:

$$C \cdot \frac{dv_{cc-}(t)}{dt} = i_{cc1-}, \quad (4.36)$$

ou:

$$\frac{dv_{cc-}(t)}{dt} = \frac{i_{cc1-}(t)}{C}. \quad (4.37)$$

Substituindo (4.35) e desenvolvendo (4.37), apenas para a componente em 2ω , a tensão do lado cc fica:

$$v_{cc}(t) = -\frac{I_-}{\pi \cdot \omega \cdot C} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t) + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{I_-}{\pi \cdot \omega \cdot C} \cdot [\cos(2 \cdot \omega \cdot t) + 1] + \dots, \quad (4.38)$$

onde verifica-se a presença do harmônico de frequência 2ω .

Este desenvolvimento está mostrado em detalhes no Apêndice 2.

O resultado obtido confirma a presença de um termo de frequência 2ω na corrente e na tensão do lado cc do conversor.

Assim, também fica demonstrado para o STATCOM que a presença das componentes de seqüência negativa é responsável pelas oscilações de frequência 2ω observadas no lado cc.

IV.4.2. Análise para o lado ca

Através da análise anterior, ficou demonstrado que a presença das tensões de seqüência negativa, no lado ca do STATCOM, introduz um termo de frequência 2ω na tensão do lado cc.

Considerando o termo constante e o termo de frequência 2ω , pode-se escrever a tensão do lado cc da seguinte forma:

$$v_{cc1}(t) = V_{cco} - K \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t). \quad (4.39)$$

Nesta análise, por simplicidade está se desprezando todos os harmônicos na tensão cc, exceto o na frequência 2ω .

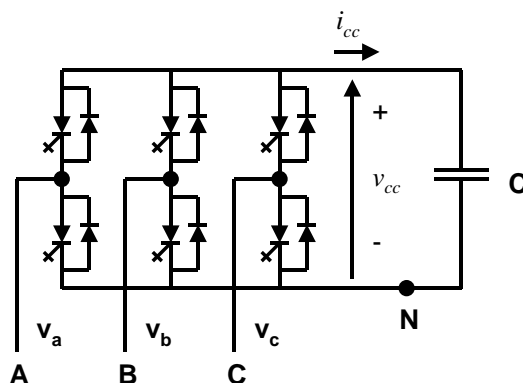


Fig. 4.28 – Conversor 6 pulsos – ponto N - referência para as tensões.

Novamente, utilizando as funções de chaveamento apresentadas, é possível verificar os efeitos no lado ca devidos à presença do termo de frequência 2ω no lado cc.

Para isto desenvolve-se a equação:

$$\begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) \\ h_{21}(t) \\ h_{31}(t) \end{bmatrix} \cdot [v_{cc}(t)]. \quad (4.40)$$

Na equação (4.40) as tensões a, b, e c são medidas em referência ao ponto N, mostrado na Fig. 4.28.

Sendo as funções de existência dadas por:

$$h_{11}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)), \quad (4.41)$$

$$h_{12}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - \pi)), \quad (4.42)$$

$$h_{21}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)), \quad (4.43)$$

e substituindo as funções de existência e a expressão para $v_{cc}(t)$ são obtidas as equações:

$$v_{aN}(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right) (V_{cco} - K.\cos(2.\omega.t)), \quad (4.44)$$

$$v_{bN}(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right) (V_{cco} - K.\cos(2.\omega.t)), \quad (4.45)$$

$$v_{cN}(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right) (V_{cco} - K.\cos(2.\omega.t)). \quad (4.46)$$

Desenvolvendo estas equações são obtidos os resultados:

$$v_{aN}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2.V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right) + \\ \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2.\omega.t) + \right. \\ \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h+1)(\omega.t)) + \sin((2.h-3)(\omega.t))] \right) \end{array} \right\}, \quad (4.47)$$

$$v_{bN}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2.V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right) + \\ \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2.\omega.t) + \right. \\ \left. + \frac{2.K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \frac{1}{2} \cdot [\sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3) + 2.(\omega.t)) + \right. \\ \left. + \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3) - 2.(\omega.t))] \right) \end{array} \right\}, \quad (4.48)$$

$$v_{cN}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2.V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right) + \\ \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2.\omega.t) + \right. \\ \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h+1)(\omega.t) + (2.h-1)(2.\pi/3)) + \right. \\ \left. + \sin((2.h-3)(\omega.t) + (2.h-1)(2.\pi/3))] \right) \end{array} \right\}. \quad (4.49)$$

Estes resultados mostram que as tensões obtidas pelo conversor são compostas por duas partes: um devida ao termo constante e outra devida ao termo de frequência 2ω .

Separando o último termo das expressões das tensões:

$$v_{aN}(t) = \dots + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h+1)(\omega.t)) + \sin((2.h-3)(\omega.t))], \quad (4.50)$$

$$v_{bN}(t) = \dots + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \left[\sin((2.h+1)(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) + \sin((2.h-3)(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) \right], \quad (4.51)$$

$$v_{cN}(t) = \dots + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \left[\sin((2.h+1)(\omega.t) + (2.h-1)(2\pi/3)) + \sin((2.h-3)(\omega.t) + (2.h-1)(2\pi/3)) \right]. \quad (4.52)$$

Estes resultados mostram que a introdução do termo de freqüência 2ω resulta num acréscimo de harmônicos. Destes harmônicos, destaca-se o de freqüência 3ω :

$$v_{aN}(t) = \dots + \frac{6}{5} \cdot \sin(3.\omega.t) + \dots, \quad (4.53)$$

$$v_{bN}(t) = \dots + \frac{6}{5} \cdot \sin(3.\omega.t - 2\pi/3) + \dots, \quad (4.54)$$

$$v_{cN}(t) = \dots + \frac{6}{5} \cdot \sin(3.\omega.t + 2\pi/3) + \dots \quad (4.55)$$

Estes harmônicos de freqüência 3ω são harmônicos de seqüência positiva. Vale lembrar, que na maioria dos casos, harmônicos múltiplos de 3 são de seqüência zero e, em geral, não circulam pelos conversores que são de 3 condutores. No entanto, neste caso, estes harmônicos fogem à regra. Isto pode ser comprovado através da tensão fase-fase $v_{ab}(t)$:

$$v_{ab}(t) = v_a(t) - v_b(t). \quad (4.56)$$

A tensão $v_{ab}(t)$ desenvolvida resulta na expressão:

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \frac{2.V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \left[\sin((2.h-1)(\omega.t)) - \sin((2.h-1)(\omega.t - 2\pi/3)) \right] + \left[-\frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \left[\sin((2.h+1)(\omega.t)) - \sin((2.h+1)(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) + \sin((2.h-3)(\omega.t)) - \sin((2.h-3)(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) \right] \right] \right\}, \quad (4.57)$$

E o desenvolvimento do segundo termo da equação:

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \dots - \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \left[\begin{array}{l} \sin((2.h+1).(\omega.t)) - \sin((2.h+1).(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) \\ + \sin((2.h-3).(\omega.t)) - \sin((2.h-3).(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) \end{array} \right] \right\}, \quad (4.58)$$

resulta em:

$$v_a(t) - v_b(t) = \dots - \frac{K}{\pi} \cdot \left[\dots + \frac{9}{5} \cdot \sin(3.\omega.t) + \frac{4\sqrt{3}}{5} \cdot \cos(3.\omega.t) + \dots \right], \quad (4.59)$$

mostrando que o termo de freqüência 3ω , conseqüente da presença do termo de freqüência 2ω no lado cc, não é cancelado na tensão fase-fase. Além do termo em 3ω , também verifica-se no resultado obtido que a componente fundamental e os harmônicos de ordem 5, 7, 11 e 13, também são afetados pela presença da perturbação (Apêndice 2).

IV.5. Sumário do Capítulo

Os resultados da simulação do STATCOM *quasi* 48-pulsos num sistema onde foram inseridas componentes de seqüência negativa mostram que o desempenho do equipamento fica bastante prejudicado. O conteúdo de harmônicos aumenta com a presença de componentes oscilantes de freqüência $2.\omega$ nas potências instantâneas e na tensão do capacitor e componentes de freqüência $3.\omega$ nas tensões e correntes do lado ca.

A análise matemática das equações de potência instantâneas mostraram que a presença da componente de seqüência negativa nas tensões do sistema ca é responsável pelo aparecimento das oscilações. As oscilações de potência são propagadas pelo controle para o capacitor cc, e através dos inversores para as tensões de 48-pulsos e para as correntes de compensação.

Os resultados obtidos da simulação do modelo digital e da análise das potências instantâneas forneceram informações mostrando como o desempenho do STATCOM é afetado pela presença de componentes de seqüência negativa.

Identificados os parâmetros mais afetados pela presença das perturbações propostas para melhorar o desempenho do STATCOM são feitas no próximo capítulo.

Capítulo V

Propostas para o controle e correção dos efeitos da componente de seqüência negativa

Neste capítulo estão propostas formas de minimizar o efeito das perturbações no desempenho do STATCOM. São apresentadas propostas convencionais e as novas visando este objetivo. Cada proposta é apresentada e testada no modelo digital do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Os resultados obtidos são comentados e avaliados.

V.1. Propostas de controle e correção

As simulações e as análises do capítulo anterior mostraram como a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema ca afetam o desempenho do STATCOM. Com base nestes estudos serão propostas formas para minimizar os efeitos da seqüência negativa no STATCOM melhorando o seu desempenho.

Algumas das propostas visam a redução das perturbações através de modificações ou ajustes de parâmetros, ou de estruturas utilizadas no controle do STATCOM. Ainda há a possibilidade do acréscimo de componentes ao STATCOM de forma a torná-lo mais robusto às perturbações.

Neste capítulo serão apresentadas, na ordem: as soluções “convencionais” utilizadas e as novas propostas para melhorar o desempenho do STATCOM quando existem desbalanços de seqüência negativa no sistema ca.

V.2. Detetor de seqüência negativa

A primeira tarefa antes de tentar controlar os efeitos da presença de seqüência negativa no STATCOM é fazer a sua correta identificação.

As tensões de seqüência positiva podem ser separadas das perturbações da seqüência negativa e dos harmônicos através do uso conjunto do PLL (*phase locked loop*) [59-60] e da teoria de potência instantânea [59, 61-64]. Aredes, em [59], apresenta um esquema, mostrado na Fig. 5.1, através do qual a separação das tensões de seqüência positiva e de seqüência negativa é realizado.

Neste esquema as tensões ca contendo harmônicos e seqüência negativa são colocadas na referência $\alpha\beta 0$. Ao mesmo tempo, o sinal de sincronismo do PLL é utilizado para criar duas corrente fictícias de seqüência positiva i'_α e i'_β .

Os cálculos das potências ativa, p' , e imaginária, q' , instantâneas, ambas também fictícias, possuem componentes médios, \bar{p}' e \bar{q}' , e oscilantes \tilde{p}' e \tilde{q}' .

No esquema mostrado na Fig. 5.1, os termos de seqüência positiva na corrente e tensão são responsáveis pelos termos constantes de p' e q' , e os harmônicos e a seqüência negativa são responsáveis pelos termos oscilantes. Os filtros fazem a separação dos termos constantes das potências instantâneas e utilizando a equação (5.1):

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} \\ i_{\beta} & -i_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

é possível separar as tensões de seqüência positiva das perturbações existentes no sistema ca. Detalhes do funcionamento deste PLL são apresentados por Aredes em [48, 59].

Para separar as tensões de seqüência negativa da seqüência positiva e dos harmônicos, basta alterar as correntes i'_{α} e i'_{β} para que estas sejam correntes de seqüência negativa. Desta forma, os termos constantes das potências p e q serão correspondentes às tensões e correntes de seqüência negativa.

Utilizando o programa ATP/ATPDraw implementou-se módulos detetores das tensões de seqüência positiva e negativa. Para validar o funcionamento do detetor da Fig. 5.1 considerou-se um sistema ca com tensão de seqüência positiva, negativa e harmônicos. Esta tensão foi utilizada como entrada do detetor de seqüência positiva (Fig. 5.1). Um esquema similar, porém para detecção de componentes de seqüência negativa foi testado também.

Na Fig. 5.2 está mostrado o resultado da detecção da tensão de seqüência positiva, V_{s+} , e negativa, V_{s-} . Esta figura mostra também a tensão do sistema ca, V_s , e V_h , a tensão dos harmônicos, a qual é o resultado da subtração dos termos de seqüência positiva e negativa da tensão do sistema ca. Verifica-se neste resultado a perfeita detecção das tensões de seqüência positiva e negativa.

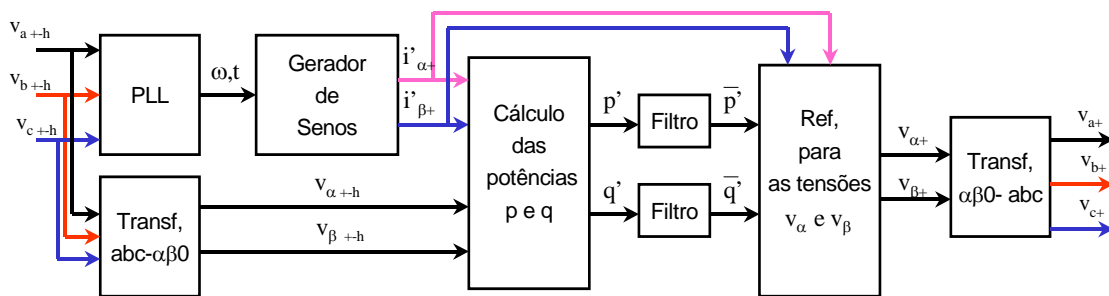


Fig. 5.1 – Detetor de tensões de seqüência positiva.

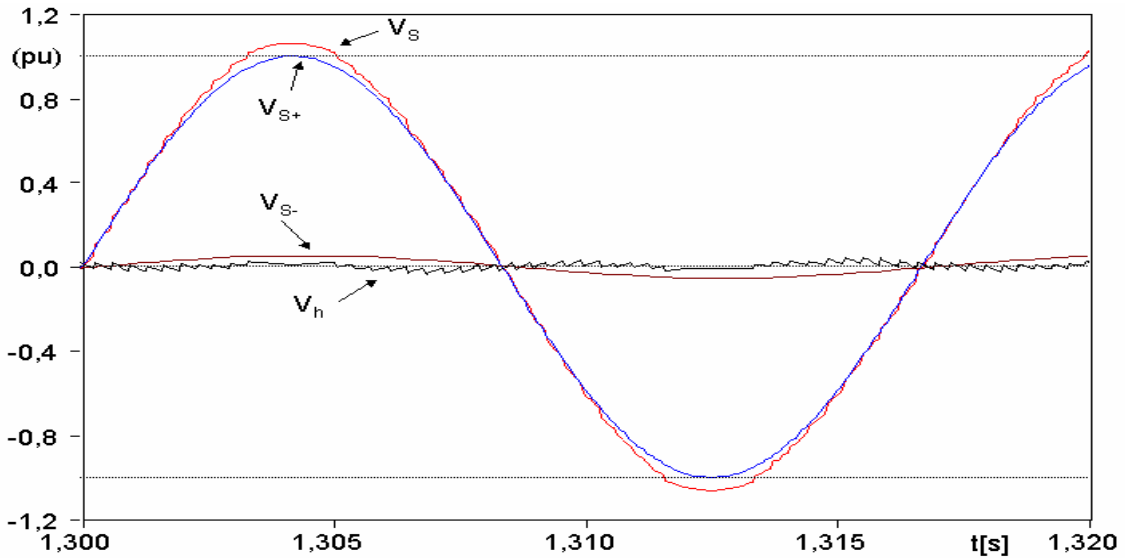


Fig. 5.2 – Tensões do sistema ca, V_S , seqüência positiva, V_{S+} , seqüência negativa, V_{S-} , e tensão dos harmônicos, V_h .

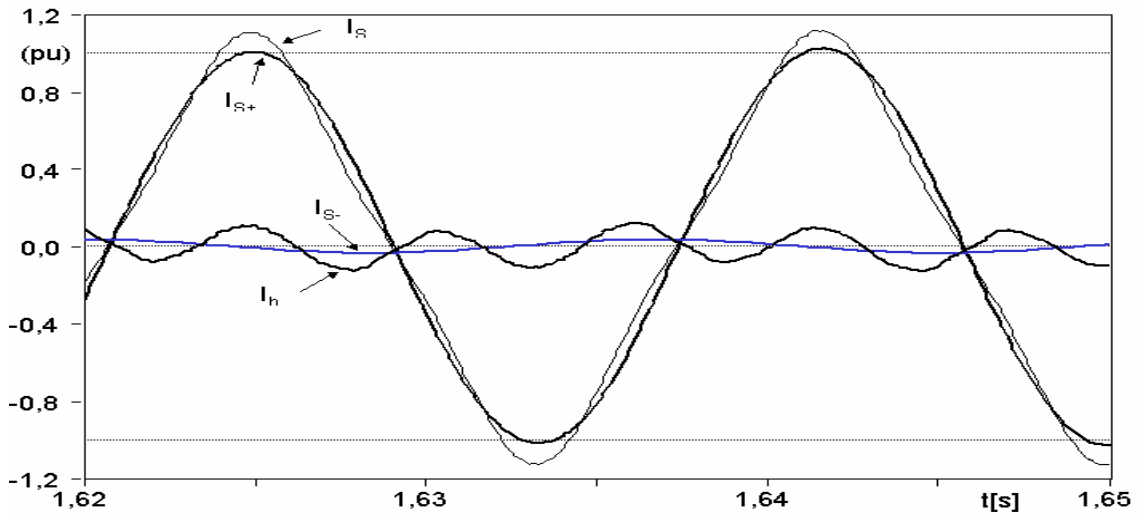


Fig. 5.3 – Corrente do sistema ca, I_S , seqüência positiva, I_{S+} , e seqüência negativa, I_{S-} , e corrente dos harmônicos, I_h .

O mesmo esquema utilizado para as tensões de seqüência positiva e negativa foi utilizado para detectar as componentes de seqüência das correntes na entrada de um STATCOM. Este STATCOM foi assumido como sendo alimentado por tensão contendo componente de seqüência negativa, conforme simulado no capítulo anterior. O resultado obtido está mostrado na Fig. 5.3. Nesta figura são mostradas as correntes do sistema ca, I_S , as correntes de seqüência positiva, I_{S+} , e negativa, I_{S-} , e a corrente resultante da subtração das correntes positiva e negativa da corrente do sistema, indicada por I_h , ou corrente dos harmônicos.

Nestes resultados é verificado que o detetor de seqüência positiva e negativa

também funciona para as correntes. A corrente de seqüência positiva foi perfeitamente identificada. Como mostrado no capítulo anterior, a presença dos desbalanços de seqüência negativa nas tensões do sistema ca de um STATCOM resulta no aparecimento de harmônicos de freqüência 3ω de seqüência positiva nas suas tensões de saída. Pelo fato destas componentes serem de seqüência positiva, elas também aparecem nas correntes. O resultado indicado por I_h mostra uma corrente de freqüência 3ω . No intervalo de tempo mostrado para as correntes, a referência de potência imaginária é 1 pu.

V.3. Soluções convencionais

Nesta seção estão apresentadas algumas das soluções “convencionais”. Entende-se, aqui, por soluções “convencionais” as soluções que não alteram o método de chaveamento utilizado. Estas soluções são apresentadas e discutidas, e quando possível, implementadas e testadas no modelo digital do STATCOM 48 pulsos.

Mori [29] apresenta algumas propostas para operar o STATCOM quando existem desbalanços no sistema ca. As propostas são o aumento no tamanho do capacitor cc, a redução da potência nominal do equipamento (*derate*), o bloqueio da atuação dos inversores (método do *stand-by*), e em casos extremos o desligamento do equipamento.

Shen [45] estudou o modelo matemático do STATCOM para as condições de operação com desbalanços de tensão. Através de um modelo matemático que considera as tensões de seqüência positiva e negativa foram obtidas descrições de regiões para a operação estável do STATCOM. Novamente o aumento o tamanho do capacitor cc foi indicado de forma a permitir uma maior robustez às perturbações.

A seguir são apresentados os resultados obtidos da implementação das soluções convencionais no modelo digital do STATCOM *quasi* 48 pulsos.

É importante observar que o intervalo de duração e a amplitude das perturbações determinam o maior ou o menor sucesso das soluções propostas.

V.3.A. Desconexão do equipamento

A forma mais simples e eficaz de eliminar os problemas causados pela presença de componentes de seqüência negativa no STATCOM é retirando o equipamento de operação através de sua desconexão.

Conforme Mori [29], desconta-se o STATCOM do sistema ca, quando o sistema ca encontra-se perturbado por desbalanços de tensão acima de níveis considerados seguros e a operação do equipamento nestas condições fica comprometida e a continuidade do funcionamento pode acarretar a introdução de maiores problemas e danos.

Porém, as condições de desbalanço podem ser consequência de um momento crítico do sistema ca onde a presença do STATCOM pode garantir uma maior estabilidade e uma maior facilidade de controle. Desligar o STATCOM nestas condições, apesar de “salvá-lo” prejudica o sistema ca e reduz a capacidade deste de retornar à condição de estabilidade.

V.3.B. Condição de stand-by

Mori [29] propõe uma alternativa à desconexão do equipamento: colocar o equipamento numa condição de Stand-by. Por este método, quando as perturbações são de amplitude maior do que os limites seguros de operação, os inversores do STATCOM tem seu acionamento bloqueado. Após o desbalanço retornar a níveis seguros para a operação do STATCOM, este é religado.

Da mesma forma que o desligamento, o STATCOM deixa de operar num momento onde o sistema ca possa estar requerendo a atuação do equipamento para garantir a estabilidade. Ainda, verifica-se que nas condições de stand-by, caso não exista um controle da tensão do lado cc, os inversores comportam-se como pontes retificadoras trifásicas e a tensão do capacitor cc varia.

Os resultados da simulação do método de *Stand-by* no modelo digital do STATCOM são mostrados na Fig. 5.4. Nesta figura são mostrados os intervalos de operação normal (0 a 1,25 s) e de desbalanço de tensão devido à presença de componentes de seqüência negativa (1,25 s a 2 s).

Nestes resultados verifica-se que as potências p e q são nulas no intervalo de tempo onde os inversores foram desligados.

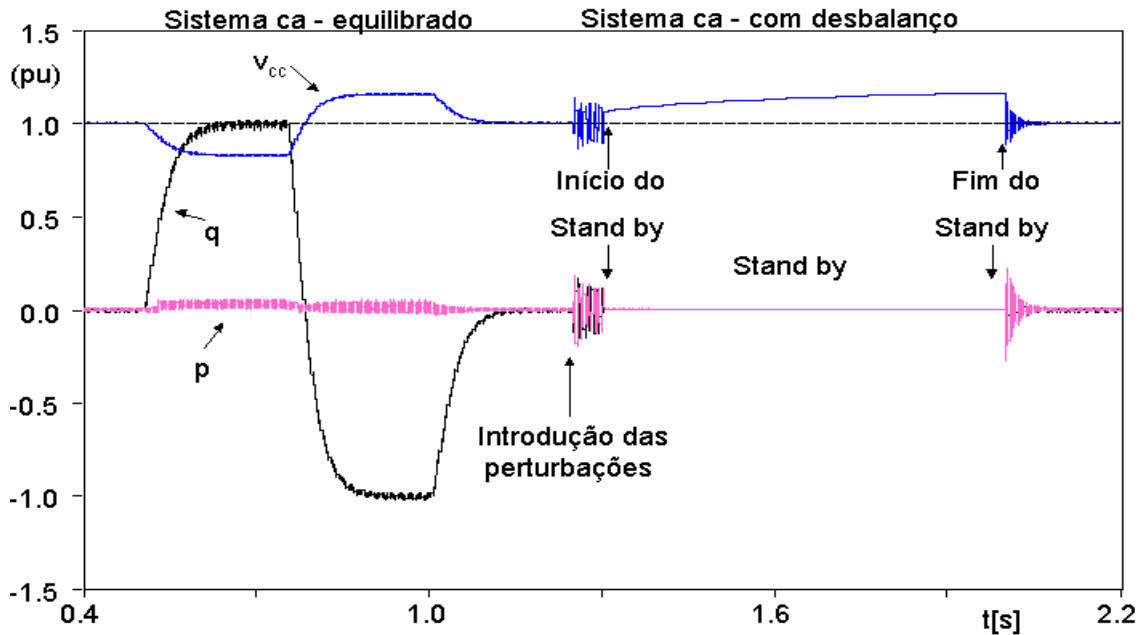


Fig. 5.4 – Soluções convencionais – Método de Stand-by – potências p e q e tensão no lado cc.

Também foi observado que a tensão cc, V_{cc} , aumentou devido ao funcionamento dos inversores como pontes retificadoras. Neste caso é necessário tomar precauções pois se é desejado um comportamento indutivo da potência, haverá grandes oscilações durante o transitório de reinicialização do STATCOM.

V.3.C. Super dimensionamento do capacitor

Mori [29] e Shen [45] propõem que, para condições de operação do STATCOM sob desbalanços constantes, o capacitor do lado cc seja aumentado em relação àquele do STATCOM operando em regime balanceado. O aumento no tamanho do capacitor do lado cc garantiria a robustez do funcionamento do STATCOM.

O dimensionamento do capacitor mostrado no Capítulo III é dado por:

$$C = \frac{2 \cdot S_{STATCOM} \cdot \tau_c}{V_{cc}^2} \quad (5.2)$$

A questão, então, é quanto aumentar a constante de tempo do capacitor, τ_c . Como apresentado no Capítulo III, a questão do dimensionamento do capacitor cc depende das condições do sistema ca e dos objetivos do controle.

A Tabela 5.1 mostra possíveis valores de capacitância considerando a mesma potência e tensão cc e variando τ_c .

Tabela 5.1 – Valores para Capacitância em função de τ_c .

N vezes maior	τ_c	C
1	0,69 ms	4591 μ F
1,2	0,83 ms	5509 μ F
2	1,39 ms	9183 μ F

O aumento do valor de capacitância resulta num aumento da energia acumulada no lado cc do STATCOM, e com isso deseja-se obter uma maior estabilidade e um melhor desempenho do equipamento quando este opera em sistemas com desbalanços.

No entanto, deve-se considerar que o aumento do valor da capacitância modifica a dinâmica do STATCOM e por isso são necessários ajustes dos controles. Como é necessário uma maior quantidade de energia para a carga do capacitor, os ajustes do controle de potência devem ser refeitos. Assim, um aumento dos valores de capacitâncias necessita de ser acompanhado de um melhor ajuste de ganhos para as condições de desbalanço de tensão.

V.3.D. Super dimensionamento do STATCOM

O super dimensionamento completo, ou *derate*, é uma solução sugerida para situações onde a presença de desbalanços de tensão é constante. Nesta proposta, a potência nominal de operação do equipamento é reduzida apenas quando há presença de componentes de seqüência negativa no sistema ca.

Na solução de super dimensionamento as oscilações não são eliminadas. O objetivo do super dimensionamento é obter maiores margens de operação, mesmo nas condições de desbalanço. Conforme mostrado nas simulações do capítulo anterior esta é uma solução viável, mas não faz parte do escopo deste trabalho.

V.4. Novas propostas de soluções

Nesta seção serão apresentadas duas propostas para melhorar o desempenho do STATCOM operando num sistema com desbalanços.

Na primeira proposta, são estudados os efeitos da introdução de uma tensão de seqüência negativa pelo STATCOM. Esta tensão de seqüência negativa visa ao bloqueio dos termos oscilantes de potência ativa, mostrados no Capítulo IV.

A segunda proposta, é o uso do controle PWM (Pulse Width Modulation) no STATCOM. O sistema de controle utilizado por este tipo de acionamento, em altas frequências, não é afetado pelas perturbações causadas pelo desbalanço de tensão.

V.4.A. Tensão de seqüência negativa no STATCOM

O desenvolvimento das equações das potências ativa, p , e imaginária, q , instantâneas, mostrado no Capítulo IV, considerando a presença das tensões de seqüência positiva e negativa, no sistema ca, resulta nas equações:

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + \right. \\ \left. - 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \right], \quad (5.3)$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \cos(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + V_{s-}^2 \right]. \quad (5.4)$$

Nestes resultado são observados os termos de valor constante, ou valor médio das potências instantâneas:

$$\bar{p} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) \right], \quad (5.5)$$

$$\bar{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_{i+}) \right], \quad (5.6)$$

e os termos que correspondem à parte oscilante das potências instantâneas:

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[- 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \right], \quad (5.7)$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \cos(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + V_{s-}^2 \right]. \quad (5.8)$$

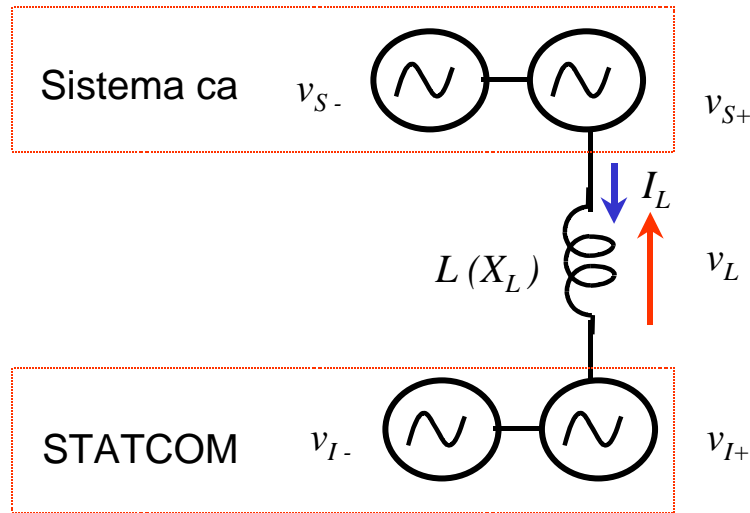


Fig. 5.5 – esquemático do sistema ca e STATCOM com seqüência negativa.

Considerando as equações (5.5) e (5.6), verifica-se que para a condição de sincronismo, $\delta = 0$, e valores de amplitudes iguais, $V_{s+} = V_{i+}$, o resultado de \bar{p} e \bar{q} é zero. Deste resultado foi proposta a questão: quais são os efeitos em p e q se existe uma tensão de seqüência negativa no lado do STATCOM, como mostrado na Fig. 5.5?

Considerando as tensões de seqüência positiva e negativa para o sistema ca:

Seqüência positiva:

$$v_{as+}(t) = V_{s+} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s+}),$$

$$v_{bs+}(t) = V_{s+} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$v_{cs+}(t) = V_{s+} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (5.9)$$

Seqüência negativa:

$$v_{as-}(t) = V_{s-} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s-}),$$

$$v_{bs-}(t) = V_{s-} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$v_{cs-}(t) = V_{s-} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right). \quad (5.10)$$

e as tensões de seqüência positiva e negativa para o STATCOM:

Seqüência positiva:

$$v_{ai+}(t) = V_{i+} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{i+}),$$

$$v_{bi+}(t) = V_{i+} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{i+} - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$v_{ci+}(t) = V_{i+} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{i+} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (5.11)$$

Seqüência negativa:

$$v_{ai-}(t) = V_{i-} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{i-}),$$

$$v_{bi-}(t) = V_{i-} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{i-} + \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$v_{ci-}(t) = V_{i-} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_{i-} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (5.12)$$

O desenvolvimento das equações para p e q resulta em:

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}.V_{i+}.\sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) \\ -2.V_{s+}.V_{s-}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ +V_{s+}.V_{i-}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-}.V_{i+}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + \\ +V_{s-}.V_{i-}.\sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \end{array} \right\}, \quad (5.13)$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}^2 - V_{s+}.V_{i+}.\cos(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + \\ -V_{s+}.V_{i-}.\cos(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-}.V_{i+}.\cos(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + \\ +V_{s-}.V_{i-}.\cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2 \end{array} \right\}. \quad (5.14)$$

Nestas equações, (5.13) e (5.14), podemos separar os termos de valor médio:

$$\bar{p} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+}.V_{i+}.\sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + V_{s-}.V_{i-}.\sin(\theta_{s-} - \theta_{i-})], \quad (5.15)$$

$$\bar{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+}^2 - V_{s+}.V_{i+}.\cos(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + V_{s-}.V_{i-}.\cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2], \quad (5.16)$$

e os termos de potência oscilante

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[\begin{array}{l} -2.V_{s+}.V_{s-}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ +V_{s+}.V_{i-}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-}.V_{i+}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \end{array} \right], \quad (5.17)$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [-V_{s+}.V_{i-}.\cos(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-}.V_{i+}.\cos(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+})]. \quad (5.18)$$

O resultado obtido do desenvolvimento das equações de potência instantânea, considerando a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema ca e no STATCOM, introduz outros termos na equações além daqueles mostrados em (5.3) e (5.4). O valor $\omega.L$ é resultado de uma integração que origina as correntes, cujo desenvolvimento é mostrado no Apêndice 3.

Para as equações de potência desenvolvidas são verificadas duas situações:

Situação 1: Existe a condição de sincronismo e bloqueio de fase ($\theta_{s+} = \theta_{i+}$) e as amplitudes das tensões de seqüência positiva do sistema ca e do STATCOM são iguais ($V_{s+} = V_{i+} = 1$ (pu)):

$$\bar{p} = 0, \quad (5.19)$$

$$\bar{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s-}.V_{i-}.\cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2], \quad (5.20)$$

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \begin{bmatrix} -2.V_{s-} \cdot \sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ + V_{i-} \cdot \sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot \sin(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \\ + V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \end{bmatrix}, \quad (5.21)$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot [-V_{i-} \cdot \cos(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot \cos(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+})]. \quad (5.22)$$

Se, também, as tensões de seqüência negativa estão sincronizadas e bloqueadas em fase ($\theta_{s-} = \theta_{i-}$) e as suas amplitudes são iguais ($V_{s-} = V_{i-} = V_-$):

$$\bar{p} = 0, \quad (5.23)$$

$$\bar{q} = 0, \quad (5.24)$$

$$\tilde{p} = 0, \quad (5.25)$$

$$\tilde{q} = 0. \quad (5.26)$$

Situação 2: Existe a condição de sincronismo e bloqueio de fase ($\theta_{s+} = \theta_{i+} = \theta_+$) porém as amplitudes das tensões de seqüência positiva do sistema ca e do STATCOM não são iguais ($V_{s+} \neq V_{i+}$); no entanto, as tensões de seqüência negativa estão sincronizadas ($\theta_{s-} = \theta_{i-} = \theta_-$) e as suas amplitudes são iguais ($V_{s-} = V_{i-} = V_-$):

$$\bar{p} = 0, \quad (5.27)$$

$$\bar{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+}], \quad (5.28)$$

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_-}{\omega.L} (V_{i+} - V_{s+}) \cdot \sin(2.\omega.t + \theta_+ + \theta_-), \quad (5.29)$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_-}{\omega.L} (V_{i+} - V_{s+}) \cdot \cos(2.\omega.t + \theta_+ + \theta_-). \quad (5.30)$$

Sendo:

$$V_{i+} = V_{s+} \cdot (1 + \Delta v), \quad (5.31)$$

e fazendo,

$$k = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L}, \quad (5.32)$$

as equações (5.28) a (5.30) são modificadas na seguinte forma:

$$\bar{q} = -\Delta v.V_{s+}^2.k, \quad (5.33)$$

$$\tilde{p} = \Delta v.V_{s+}.V_{-}.k.\sin(2.\omega.t + \theta_{+} + \theta_{-}), \quad (5.34)$$

$$\tilde{q} = \Delta v.V_{s+}.V_{-}.k.\cos(2.\omega.t + \theta_{+} + \theta_{-}). \quad (5.35)$$

Nas mesmas condições, as equações (5.3) e (5.4), que correspondem à situação mostrada no Capítulo IV, considerando a presença das tensões de seqüência negativa apenas no sistema ca, são:

$$p = -(1 - \Delta v).V_{s+}.V_{-}.k.\sin(2.\omega.t + \theta_{+} + \theta_{-}), \quad (5.36)$$

$$q = k.\left[-\Delta v.V_{s+}^2 + (1 + \Delta v).V_{s+}.V_{-}.\cos(2.\omega.t + \theta_{+} + \theta_{-}) + V_{-}^2\right]. \quad (5.37)$$

Separando as potências médias e oscilantes em (5.36) e (5.37) são obtidos os resultados:

$$\bar{q} = -\Delta v.V_{s+}^2.k + V_{-}^2.k, \quad (5.38)$$

$$\tilde{p} = -(1 - \Delta v).V_{s+}.V_{-}.k.\sin(2.\omega.t + \theta_{+} + \theta_{-}), \quad (5.39)$$

$$\tilde{q} = (1 + \Delta v).V_{s+}.V_{-}.k.\cos(2.\omega.t + \theta_{+} + \theta_{-}). \quad (5.40)$$

Comparando as diferenças dos resultados das potências oscilantes para os casos: tensão de seqüência negativa no sistema ca e tensão de seqüência negativa no sistema ca e no STATCOM é obtida a Tabela 5.2. Nesta tabela verifica-se que a introdução da tensão de seqüência negativa reduz a amplitude das oscilações das potências.

Tabela 5.2 – Diferenças nas potências oscilantes existindo apenas V_{s-} e existindo V_{s-} e V_{i-} .

Potências	V_{s-}	V_{s-} e V_{i-}
\tilde{p}	$-(1 - \Delta v)$	Δv
\tilde{q}	$(1 + \Delta v)$	Δv

Na *situação 1*, caso especial da *situação 2*, verifica-se que os termos oscilantes das potências instantâneas são eliminados se as amplitudes das tensões de seqüência positiva do sistema ca e do STATCOM forem iguais, o que ocorre para a referência $q = 0$.

Porém, conforme mostrado na *situação 2*, caso as amplitudes das tensões de seqüência positiva do sistema ca e do STATCOM estejam diferentes, o que ocorre para a referência $q \neq 0$, as oscilações ainda existem mas são reduzidas.

A análise das duas situações apresentadas mostra que a introdução de tensão de seqüência negativa no lado do STATCOM, não elimina o problema, mas é capaz de reduzir as oscilações presentes nas potências instantâneas.

V.4.A.1. Implementação no modelo digital

A implementação da proposta de inserção de uma fonte de seqüência negativa no lado do STATCOM foi implementada em duas etapas. Na primeira etapa é utilizada uma fonte ideal de tensão para simular a fonte de seqüência negativa. Na segunda etapa a fonte de seqüência negativa foi implementada através de um inversor com chaveamento PWM (*pulse width modulation*) a baixas freqüências (3 a 5 vezes a freqüência do sistema ca).

A Fig. 5.6 mostra o arranjo proposto e implementado no modelo digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos.

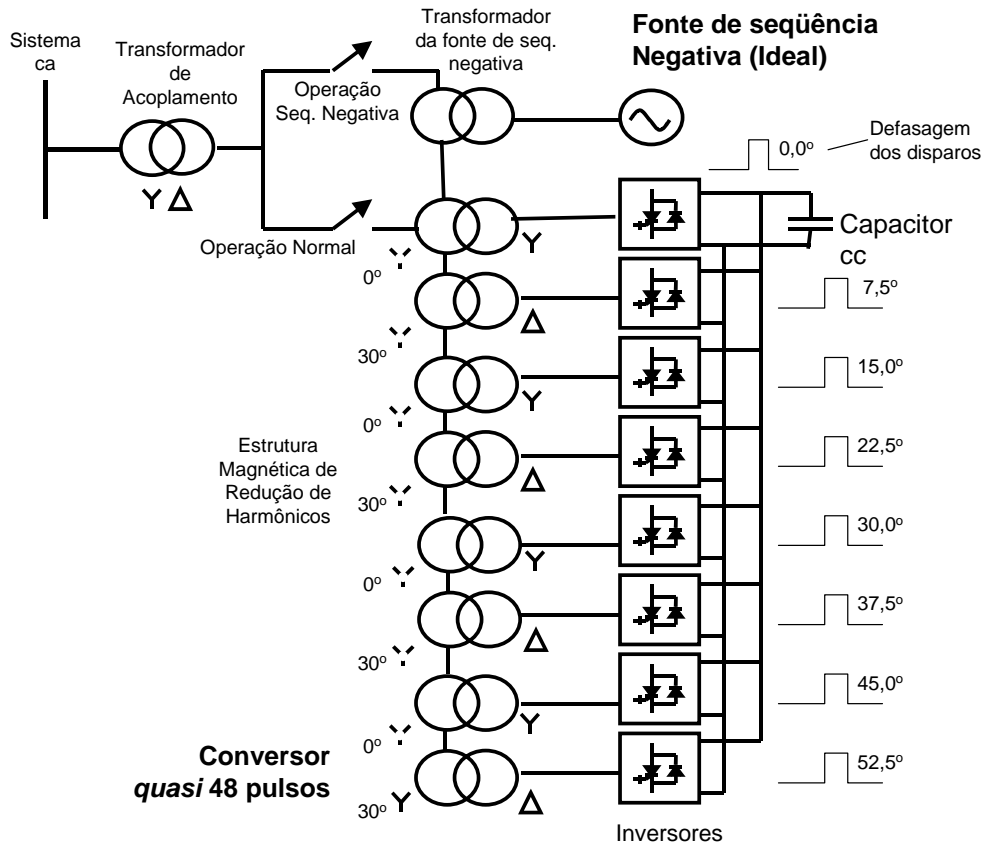


Fig. 5.6 – Esquema do STATCOM com fonte ideal de seqüência negativa.

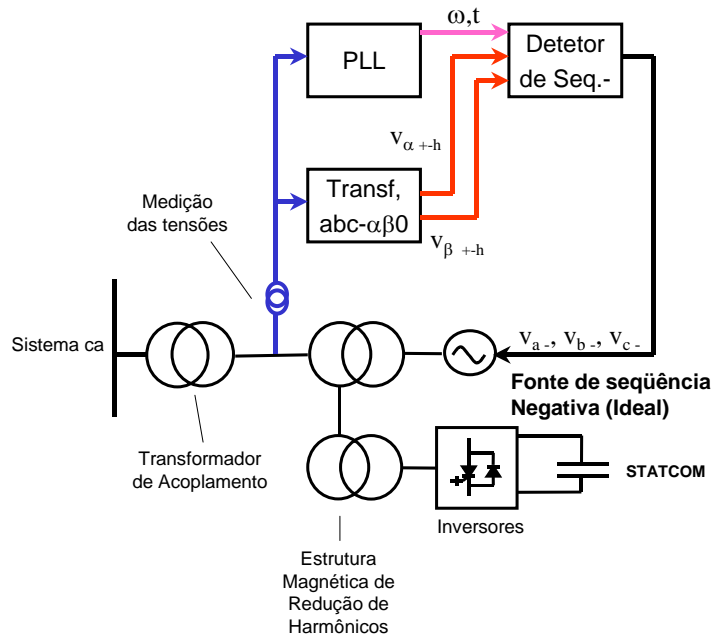


Fig. 5.7 – Controle de seqüência negativa.

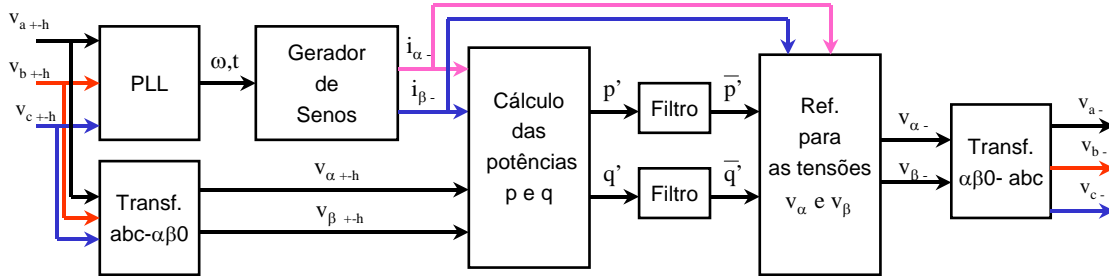


Fig. 5.8 – Detetor de seqüência negativa.

Neste arranjo, um transformador estrela-estrela anexo ao STATCOM é utilizado para somar a tensão de seqüência negativa à tensão multipulso do STATCOM. Na simulação foi utilizado um transformador estrela-estrela com dimensionamento igual aos utilizados na estrutura magnética para a redução de harmônicos (12,5 MVA, 4,3:4,3 kV e $X_t = 8\%$).

A tensão de seqüência negativa, reproduzida pela fonte ideal de tensão, foi obtida através do esquema mostrado na Fig. 5.7. Neste esquema, através da medição das tensões, são obtidas a frequência, no PLL [59-60], e as tensões v_{α} e v_{β} , pela transformada de Clarke [59, 61-65]. Estes sinais são utilizados pelo detetor de seqüência negativa. O detetor de seqüência negativa é o mesmo mostrado na Fig. 5.1 porém com algumas modificações. Como mostrado na Fig. 5.8, no detetor de seqüência negativa, o sinal de sincronismo é utilizado para fazer a geração de correntes de seqüência negativa,

$i_{\alpha-}$ e $i_{\beta-}$, resultando em valores de potência médios que correspondem apenas às tensões de seqüência negativa.

Separadas as tensões de seqüência negativa, estas são reproduzidas pela fonte de tensão ideal em série com o STATCOM.

V.4.A.1.a. Implementação por fonte de tensão ideal

A Fig. 5.9 mostra o resultado da simulação para as potências ativa, p , e imaginária, q , instantâneas e para a tensão v_{cc} . Verifica-se neste resultado o instante onde os desbalanços de seqüência negativa são introduzidos. Alguns instantes após a introdução das perturbações é acionado o controle de seqüência negativa. Observa-se a imediata redução das oscilações para a referência $q = 0$.

Os valores de oscilação obtidos para os modos de compensação zero, indutivo (+1 pu) e capacitivo (-1 pu), estão mostrados na Tabela 5.3

Tabela 5.3 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa.

Amplitude:	Sem Controle			Com Controle		
Referência q (pu):	0	+1	-1	0	+1	-1
\tilde{q} (pu)	0,12	0,04	0,19	0,04	0,08	0,07
\tilde{p} (pu)	0,11	0,07	0,16	0,02	0,05	0,06
v_{cc} (pu)	0,10	0,10	0,11	0,03	0,01	0,03

Para a referência de $q = 0$ foram obtidos os melhores resultados, conforme previsto no desenvolvimento anterior. As oscilações de frequência 2ω foram bastante reduzidas em quase todos os casos. A exceção ocorre para a referência $q = +1$ pu para a potência imaginária. Neste caso as oscilações dobram. No entanto, as oscilações em v_{cc} diminuíram consideravelmente. Tendo em vista, que a oscilação em 2ω em v_{cc} era a responsável pelo aparecimento da frequência de 3ω na tensão e, conseqüentemente, na corrente, apesar das oscilações em q , pode-se dizer que este método é razoavelmente válido.

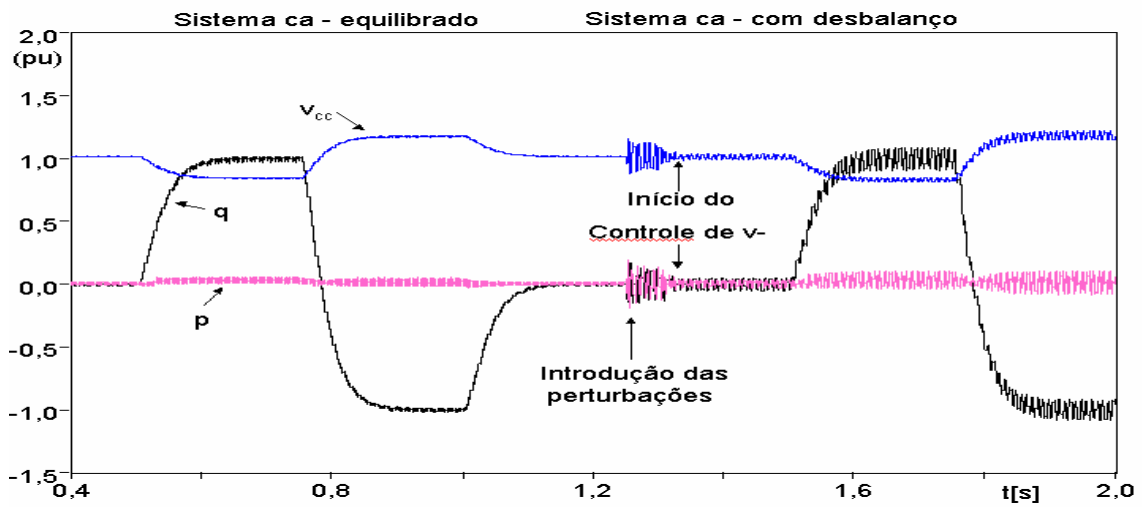


Fig. 5.9 – Controle de seqüência negativa por fonte ideal - potências p e q e tensão no lado cc.

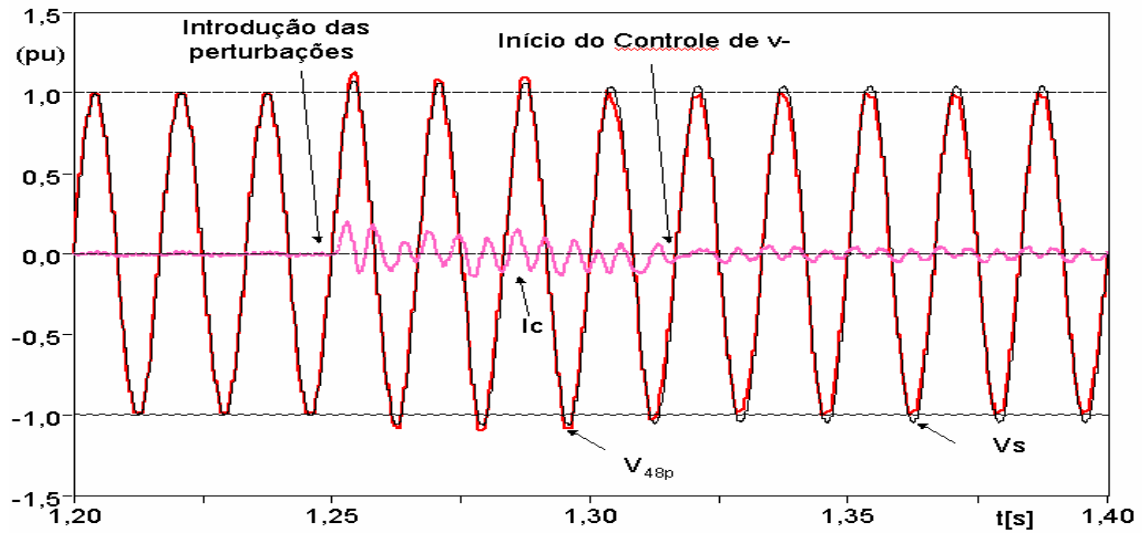


Fig. 5.10 – Controle de seqüência negativa por fonte ideal - Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações.

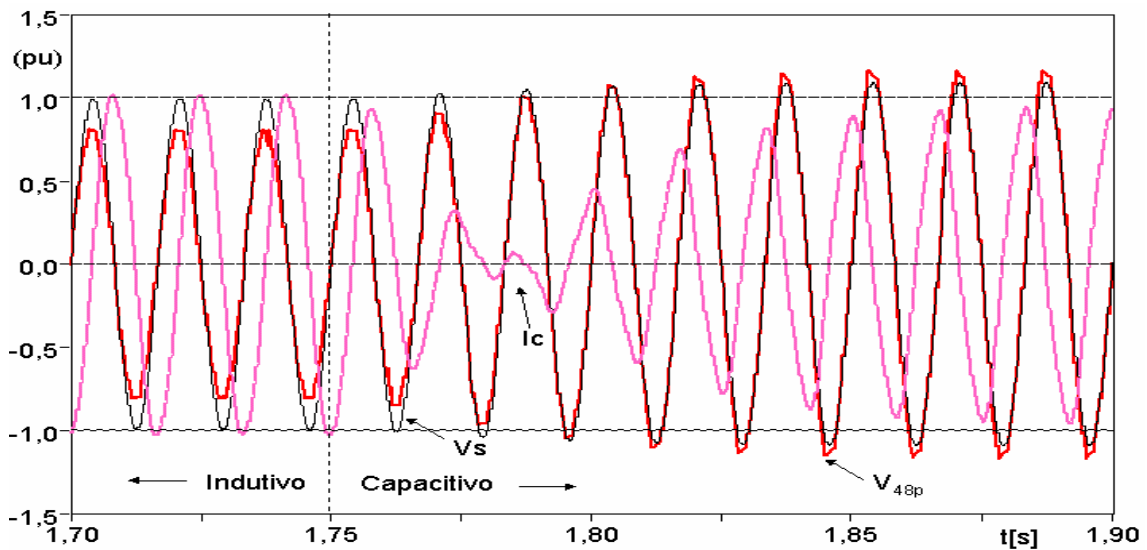


Fig. 5.11 – Controle de seqüência negativa por fonte ideal - Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações.

de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_C , inversão da referência.

A Fig. 5.10 mostra a tensão no sistema ca, V_s , a tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e a corrente de compensação, I_c , para o instante em que as perturbações de seqüência negativa são inseridas e para o instante em que o controle de seqüência negativa passa a atuar. Neste resultado observa-se a imediata redução das perturbações da corrente de compensação e a redução dos valores da tensão de 48-pulsos aos valores correspondentes à situação de $q = 0$.

A Fig. 5.11 mostra a tensão no sistema ca, V_s , a tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e a corrente de compensação, I_c , no instante da inversão da referência de potência imaginária de +1 pu para -1 pu. Como o controle de seqüência negativa está atuando, são observadas reduções nas distorções causadas pela presença das perturbações nas tensões e principalmente na corrente de compensação.

A Tabela 5.4 mostra que a atuação do controle de seqüência negativa reduz muito a amplitude do harmônico de frequência 3ω . Esta redução é verificada nos resultados obtidos na Fig. 5.11.

Tabela 5.4 – Amplitudes das oscilações de frequência 3ω para as tensões do sistema ca, V_s , de 48-pulsos, e para a corrente de compensação, I_c , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa.

Amplitudes	Sem Controle			Com Controle		
	Referência q:	0	+1	-1	0	+1
V_s (pu)	0,02	0,02	0,02	0,005	0,003	0,01
V_{48p} (pu)	0,06	0,05	0,06	0,02	0,01	0,03
I_c (pu)	0,11	0,10	0,12	0,03	0,02	0,05

Confirmam-se então as previsões teóricas. A introdução de uma fonte de tensão de seqüência negativa em sincronismo e com a mesma amplitude da componente de tensão de seqüência negativa que atua no sistema ca reduz o conteúdo de oscilações das potência instantâneas e da tensão do lado cc, e reduz a amplitude do terceiro harmônico, mas não os elimina totalmente.

V.4.A.1.b. Implementação por PWM seno-triângulo

Através da fonte de tensão ideal foi demonstrado que a introdução de tensões de seqüência negativa no STATCOM reduz o conteúdo de oscilações de frequência 2ω nas potências e na tensão do capacitor cc e ao mesmo tempo reduz a amplitude dos harmônicos de frequência 3ω das tensões e correntes.

Para implementar a fonte de seqüência negativa sem a facilidade do uso de uma fonte ideal, foi utilizado um inversor extra. Para isso, pode-se utilizar um inversor igual àqueles utilizados na estrutura do STATCOM, como mostrado na Fig. 5.12. Como esta solução envolve aumento de custos, é possível que a introdução de controle PWM em um dos 8 conversores do STATCOM seja uma solução de baixo custo. Porém, isto pode introduzir outros harmônicos se o cancelamento de harmônicos de baixa frequência for perdido. Por simplicidade e apenas com o intuito de verificar o funcionamento do princípio, neste trabalho será adicionado um conversor específico para a modulação PWM.

Assim, junto com o transformador estrela-estrela, o inversor acrescenta mais um módulo no esquema do STATCOM *quasi* 48-pulsos.

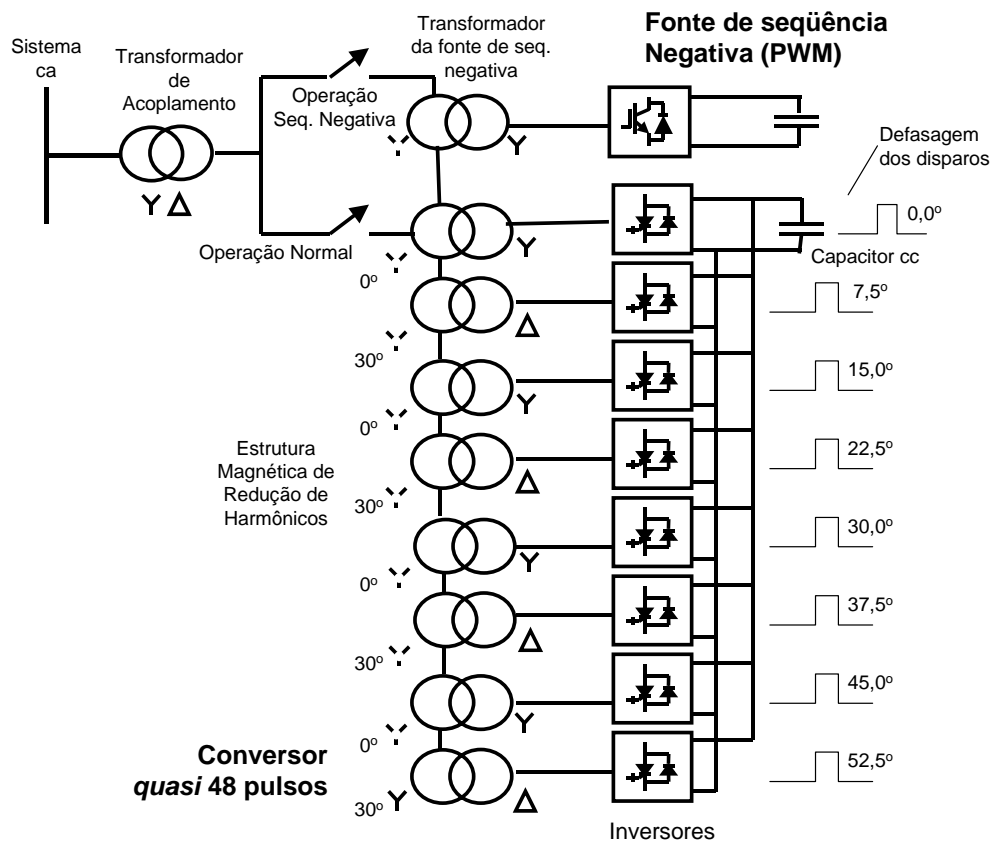


Fig. 5.12 – Esquema do STATCOM com fonte de seqüência negativa.

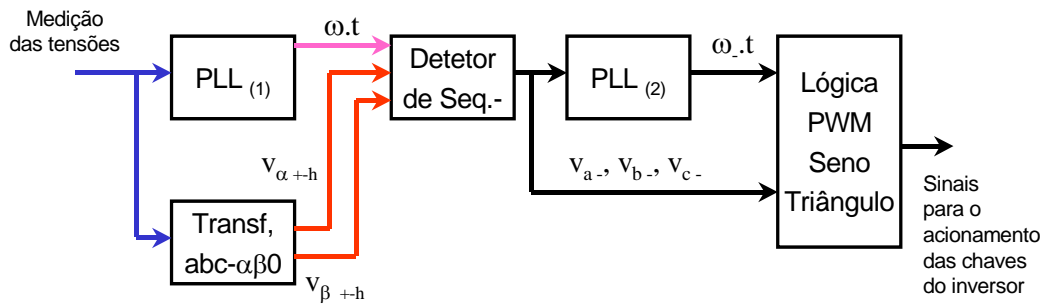


Fig. 5.13 – Controle de sincronismo da fonte de seqüência negativa.

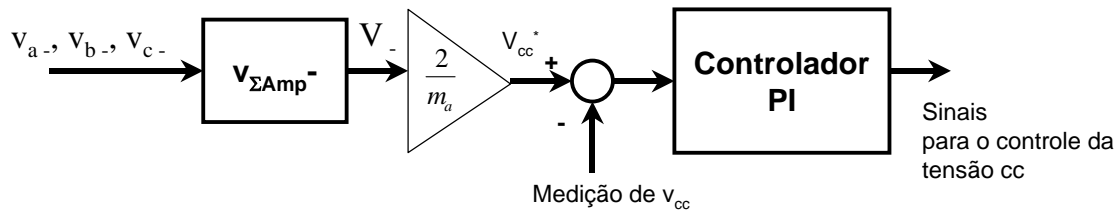


Fig. 5.14 – Controle da tensão cc da fonte de seqüência.

Para o acionamento PWM seno-triângulo, o esquema mostrado na Fig. 5.7 recebe mais alguns elementos, como mostrado na Fig. 5.13. Estes elementos são um segundo PLL e a lógica de acionamento seno-triângulo [11]. A partir do sinal de sincronismo do PLL₍₂₎, ligado às tensões de seqüência negativa, a lógica seno-triângulo cria as formas de onda triangulares e as compara com as referências que são as tensões de seqüência negativa. Destas comparações são gerados os sinais para acionar as chaves do inversor.

No entanto este controle não está completo, os controles mostrados na Fig. 5.13 garantem apenas o sincronismo entre as tensões negativas do sistema ca e do STATCOM. Por este motivo também é necessário o uso de um controle para a tensão do lado cc do inversor que atua como fonte de tensão de seqüência negativa.

Adicionando um medidor do valor de amplitude coletivo da tensão, $v_{\Sigma Amp}$, na saída do detetor das tensões de seqüência negativa pode-se obter o valor de amplitude. Utilizando $v_{\Sigma Amp}$, pode-se determinar o valor de tensão no lado cc.

Para o acionamento PWM seno-triângulo, Mohan [11] mostra a relação entre o valor de pico de tensão ca e a tensão cc no inversor.

$$V_{ca1} = \frac{m_a}{2} \cdot v_{cc} \cdot \quad (5.41)$$

Nesta relação m_a é a razão de modulação de amplitude. E (5.41) só é válida para $m_a \leq 1$.

Considerando (5.41) e o valor de amplitude coletivo de tensão, $v_{\Sigma Amp}$, pode-se relacionar a tensão desejada no lado cc através da medição da tensão de referência no lado ca e da relação:

$$v_{cc} = \frac{2}{m_a} \cdot v_{\Sigma Amp} \cdot \quad (5.42)$$

Como mostrado na Fig. 5.14, através de um controle que mede a amplitude das tensões de seqüência negativa, separadas pelo detetor, é obtido um sinal de tensão cc. Este sinal de tensão cc é utilizado como referência e é comparado ao valor de tensão cc medido. O erro da comparação é o sinal de entrada de um controlador proporcional-integral (PI). Este controlador tem em sua saída um sinal de defasagem ou ângulo de disparo.

No modelo digital, por simplicidade, a implementação da fonte de tensão cc foi feita através de fontes de tensão ideais. Estas fontes de tensão ideais recebem diretamente o sinal do valor de tensão cc necessária para a obter amplitude desejada das tensões de seqüência negativa. Num caso real, no lugar destas fontes ideais, poderia ser utilizado um capacitor cujo controle de tensão é realizado através de um retificador trifásico.

Nas simulações foi utilizado o chaveamento PWM seno-triângulo e bipolar, Mohan [11]. Foram utilizadas a razão de modulação de freqüência, $m_f = 15$, 900Hz, e a razão de modulação de amplitude, $m_a = 0,8$.

Os resultados das simulação com a implementação por PWM estão mostrados a seguir.

A Fig. 5.15 mostra as potências ativa, p, e imaginária, q, instantâneas e a tensão cc, vcc. Neste resultado é verificado que o controle de seqüência negativa, implementado através do acionamento PWM também é eficaz na redução das oscilações existentes nas potências e da tensão cc.

A Tabela 5.5 faz a comparação dos valores de oscilação para as condições sem o controle de seqüência negativa, e com o controle implementado através de fonte de tensão ideal e do inversor com lógica PWM.

Tabela 5.5 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal e por PWM.

Amplitudes:	Sem Controle			Com Controle (fonte ideal)			Com Controle (PWM, $m_f = 15$)		
	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
Referência q:	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
\tilde{q} (pu)	0,12	0,04	0,19	0,04	0,08	0,07	0,04	0,08	0,07
\tilde{p} (pu)	0,11	0,07	0,16	0,02	0,05	0,06	0,02	0,05	0,06
v_{cc} (pu)	0,10	0,10	0,11	0,03	0,01	0,03	0,02	0,01	0,03

Nestes resultados observa-se que a implementação PWM, com $m_f = 15$, obtém resultados iguais ao controle com a fonte ideal.

A Fig. 5.16 mostra as tensões do sistema ca e de 48-pulsos no instantes onde as perturbações são inseridas e o controle de seqüência negativa passa a atuar. Comparada com os resultados mostrados na Fig. 5.9, os resultados são bastante similares e mostram que há uma melhora na forma das tensões 48-pulsos e uma redução nas oscilações da corrente de compensação.

Na Fig. 5.17 são mostradas as tensões do sistema ca e de 48-pulsos no instantes de inversão da referência de potência imaginária instantânea. Neste resultados, novamente comprova-se a eficácia do controle através da formas de onda sem distorções obtidas para as tensões e correntes.

Estes resultados são confirmados na Tabela 5.6, onde estão comparados os valores para o terceiro harmônico considerando o sistema sem o controle de tensão negativa e com os controles implementados através da fonte de tensão ideal e do PWM. Nestes resultados confirma-se mais uma vez a semelhança entre o sistema PWM, com $m_f = 15$, e a implementação com uma fonte de tensão ideal.

Tabela 5.6 – Amplitudes das oscilações de frequência 3ω para as tensões do sistema ca, V_s , de 48-pulsos, e para a corrente de compensação, I_c , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal e por PWM.

Amplitudes:	Sem Controle			Com Controle (fonte ideal)			Com Controle (PWM, $m_f = 15$)		
	0	+1	-1	0	+1	-1	0	+1	-1
Referência q:	0	+1	-1	0	+1	-1	0	+1	-1
V_s (pu)	0,02	0,02	0,02	0,005	0,003	0,01	0,004	0,004	0,01
V_{48p} (pu)	0,06	0,05	0,06	0,02	0,01	0,03	0,02	0,01	0,03
I_c (pu)	0,11	0,10	0,12	0,03	0,02	0,05	0,04	0,02	0,05

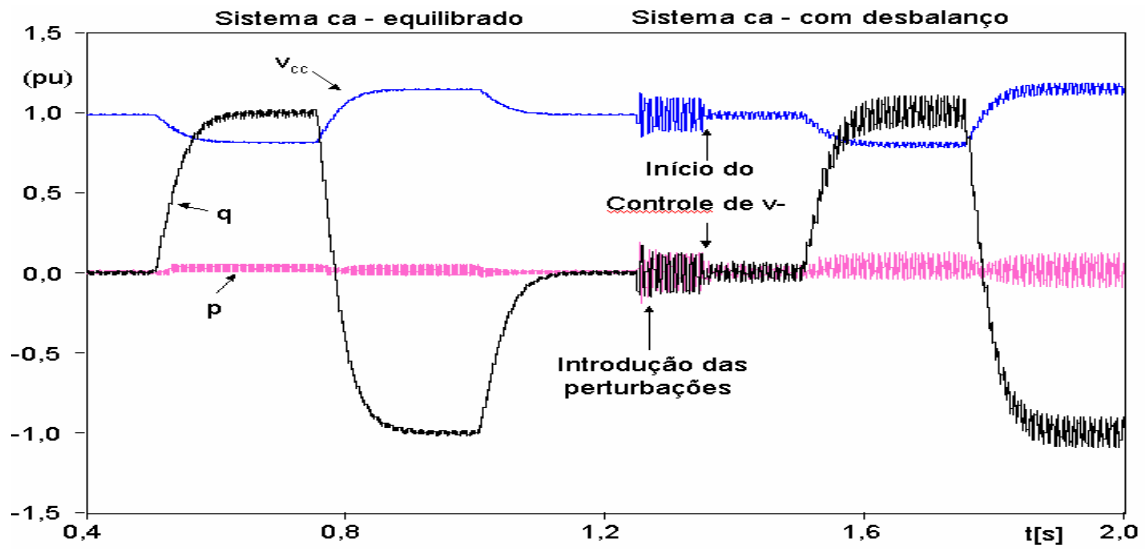


Fig. 5.15 – Controle de seqüência negativa por PWM – potências p e q e tensão no lado cc.

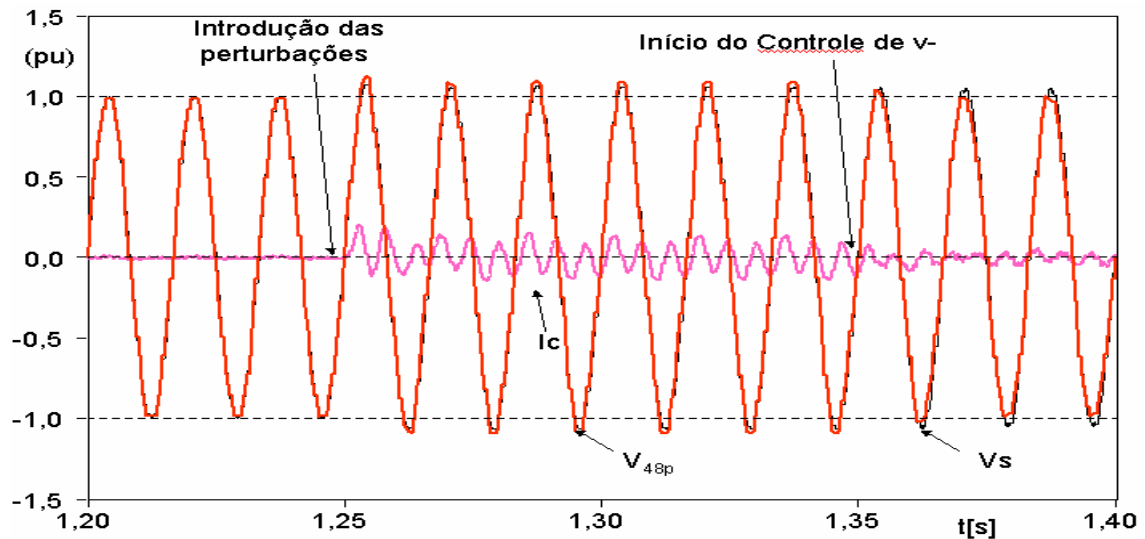


Fig. 5.16 – Controle de seqüência negativa por PWM – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações.

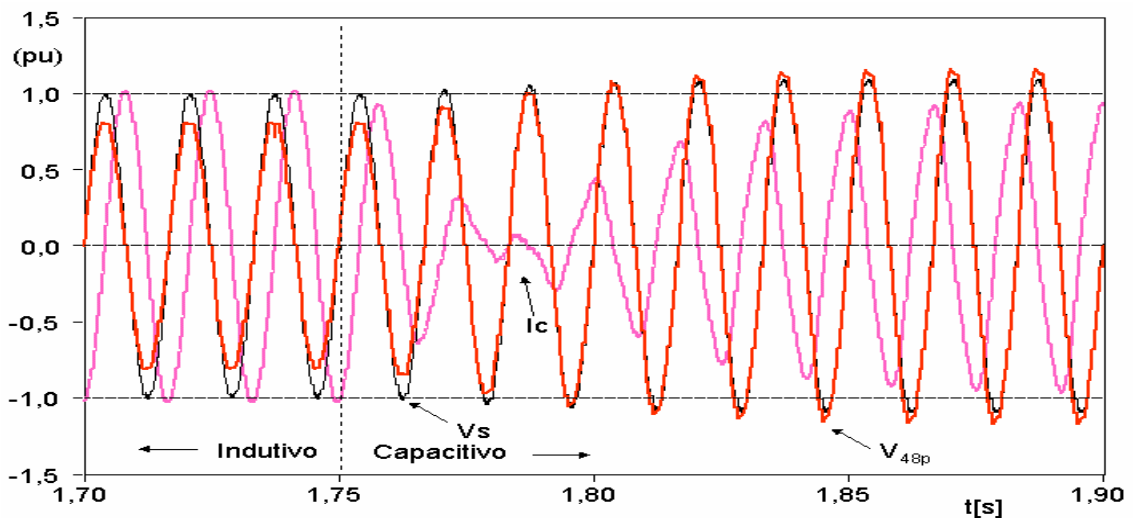


Fig. 5.17 – Controle de seqüência negativa por PWM – Tensão do sistema ca, V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , inversão da referência.

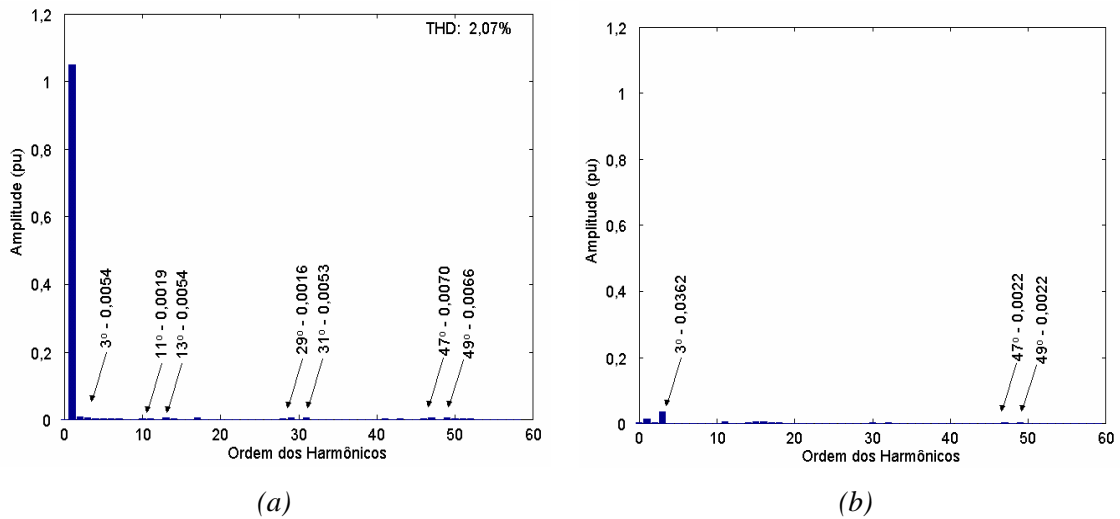


Fig. 5.18 – Espectro harmônico para as tensão do sistema ca (a) e para a corrente de compensação, I_c .

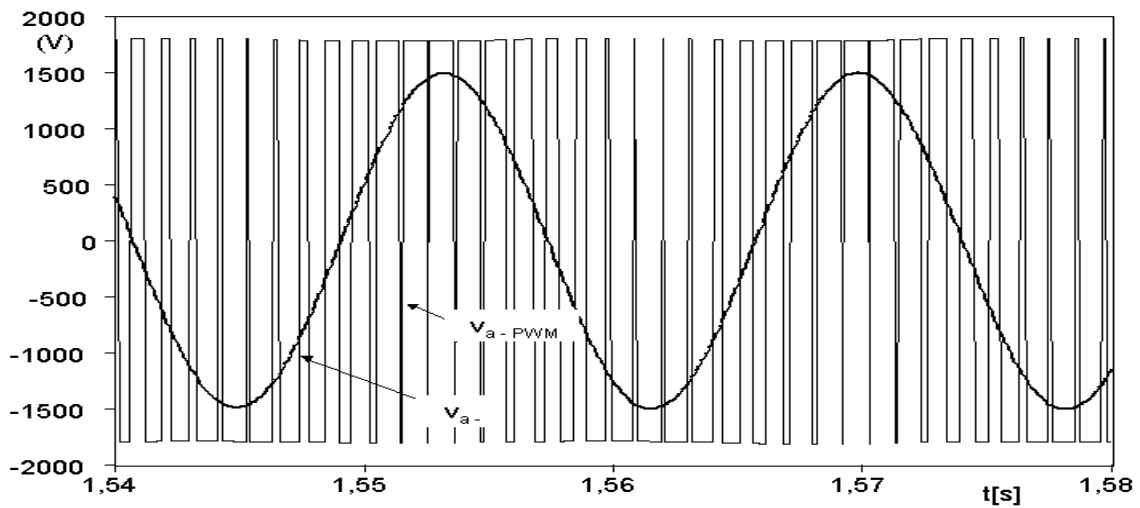


Fig. 5.19 – Tensão de seqüência negativa medida e tensão de seqüência negativa por PWM.

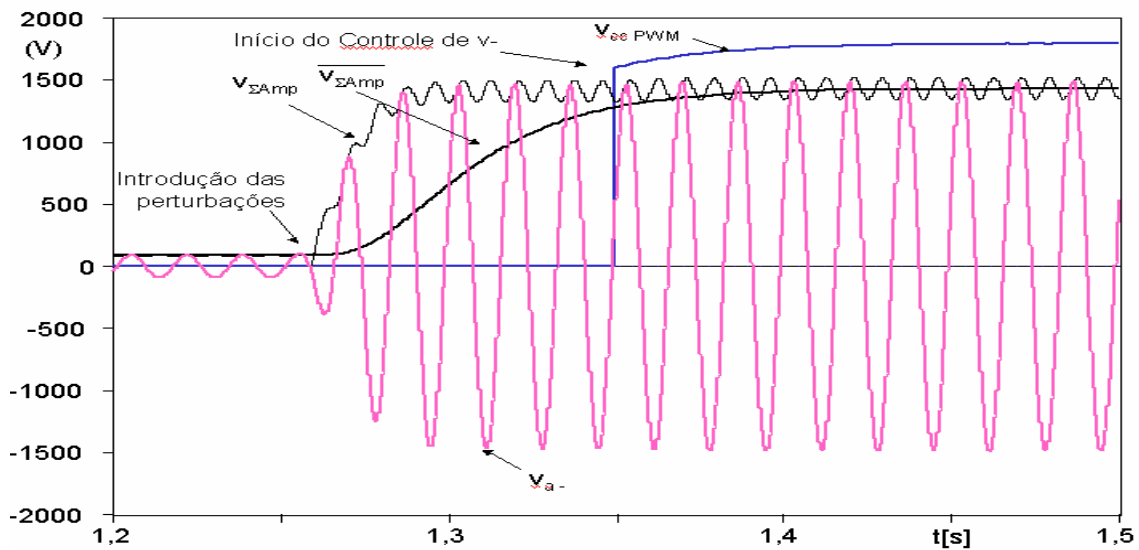


Fig. 5.20 – Tensões cc e valor de amplitude coletiva de tensão para o inversor PWM.

O espectro harmônico para a tensão do sistema ca está mostrado na Fig. 5.18.(a), e o espectro para a corrente de compensação, na Fig. 5.18.(b). Ambos os espectros harmônicos foram obtidos para $q = 0$. Neste resultado verifica-se que a introdução do chaveamento PWM não interfere com as tensões do sistema ca e com a corrente de compensação. Para o chaveamento PWM, sendo $m_f = 15$ e $m_a = 0,8$, eram esperados harmônicos de ordens próximas aos múltiplos de m_f (15, (13,17), (29, 31), (27, 33), ...), conforme apresentado por Mohan, em [11]. Estes harmônicos, com amplitudes pequenas (menores que 0,05 pu) e ordens altas (maiores do que 13), não influíram nos resultados de tensões e correntes.

A Fig. 5.19 mostra a tensão de seqüência negativa para a fase “A”, obtida pelo detector de seqüência negativa no ponto entre o transformador de acoplamento e a estrutura magnética para a redução de harmônicos. Nesta figura também está mostrada a tensão obtida na fase A do inversor PWM.

Na Fig. 5.20 estão mostrados os resultados para a tensão de seqüência negativa, v_{a-} , o valor de amplitude coletivo das tensões negativas, $v_{\Sigma Amp-}$, e o seu valor médio, $\overline{v_{\Sigma Amp-}}$, obtido através de um filtro com a freqüência de corte de 8Hz, e a tensão do lado cc, $V_{cc \text{ PWM}}$. Nesta figura observa-se vários dos sinais necessários para a obtenção do valor de tensão cc no inversor PWM. Destaca-se o valor médio do sinal das amplitudes e o valor de tensão cc obtido. Este último é a multiplicação do valor médio pela constante mostrada em (5.32).

Verifica-se, assim, que a implementação através do controle PWM seno-triângulo obtém resultados iguais aos obtidos com uma fonte de tensão ideal. Novamente, as oscilações nas potências instantâneas e no capacitor cc são bastante reduzidas e o terceiro harmônico é quase totalmente eliminado.

Caso os desbalanços de seqüência negativa ocorram por pequenos intervalos de tempo, o chaveamento PWM poder ser feito em alta freqüência ($m_f = 15$, 900Hz). As perdas resultantes do chaveamento podem ser desprezadas.

Também, deve ser considerado que se for utilizado um conjunto de inversor e transformador dimensionados para as potências do STATCOM quasi 48-pulsos (12,5 MVA cada) e que a tensão cc sobre as chaves, como mostrada na Fig. 5.20, é metade da tensão utilizada no STATCOM, o valor de modulação de freqüência escolhido não deve causar perdas muito grandes, mesmo por usos prolongados.

Porém, caso seja necessário reduzir as perdas por chaveamento no inversor PWM, foi realizada a simulação do sistema PWM com $m_f = 5$, 300Hz.

Na Fig. 5.21, os resultados para as potências instantâneas e para a tensão cc não são muito bons. As oscilações aumentaram muito para todos os valores observados. Na Tabela 5.7 são comparados os valores obtidos para as oscilações das potências instantâneas e da tensão cc.

Tabela 5.7 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal e por PWM ($m_f = 5$).

Amplitudes:	Sem Controle			Com Controle (fonte ideal)			Com Controle (PWM, $m_f = 5$)		
	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
Referência q:	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
\tilde{q} (pu)	0,12	0,04	0,19	0,04	0,08	0,07	0,03	0,06	0,06
\tilde{p} (pu)	0,11	0,07	0,16	0,02	0,05	0,06	0,02	0,06	0,06
v_{cc} (pu)	0,10	0,10	0,11	0,03	0,01	0,03	0,02	0,01	0,03

Os resultados obtidos na Tabela 5.7 mostram que o segundo harmônico não se altera e é controlado pelo sistema PWM. Porém, o que ocorre é a existência de harmônicos resultantes da baixa frequência de chaveamento. Conforme mencionado em [11] para $m_f = 5$, são esperados harmônicos nas ordens: 5; 3 e 7, 9 e 11, 7 e 13, 5 e 15, ...

Na Fig. 5.22 são mostradas as tensões do sistema ca, de 48-pulsos e a corrente de compensação. Novamente, após o acionamento do controle de seqüência negativa observa-se uma piora das oscilações

O espectro harmônico da tensão de 48-pulsos, na Fig. 5.23.(a) e da corrente de compensação, Fig. 5.23.(b), mostram a presença de harmônicos de 5ª ordem com amplitudes na faixa de 0,10 pu. Estes harmônicos são originados do acionamento PWM utilizando $m_f = 5$.

Desta forma observa-se que ao aumentar a frequência de modulação aumenta-se as perdas, mas ao reduzir a frequência de modulação, outros harmônicos são inseridos no sistema e os resultados pioram ao invés de melhorar.

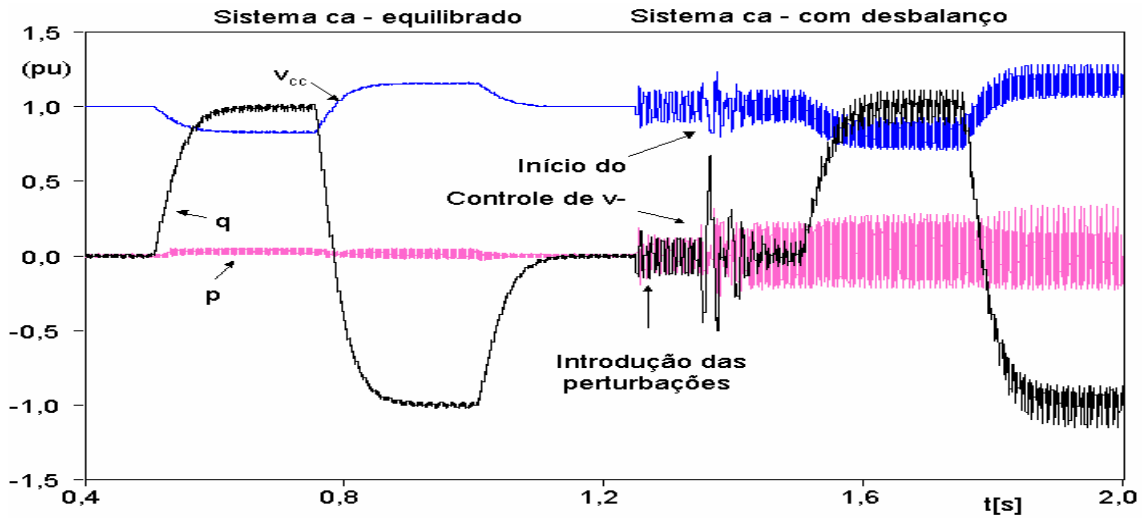


Fig. 5.21 – Controle de seqüência negativa por PWM – potências p e q e tensão no lado cc , $m_f = 5$.

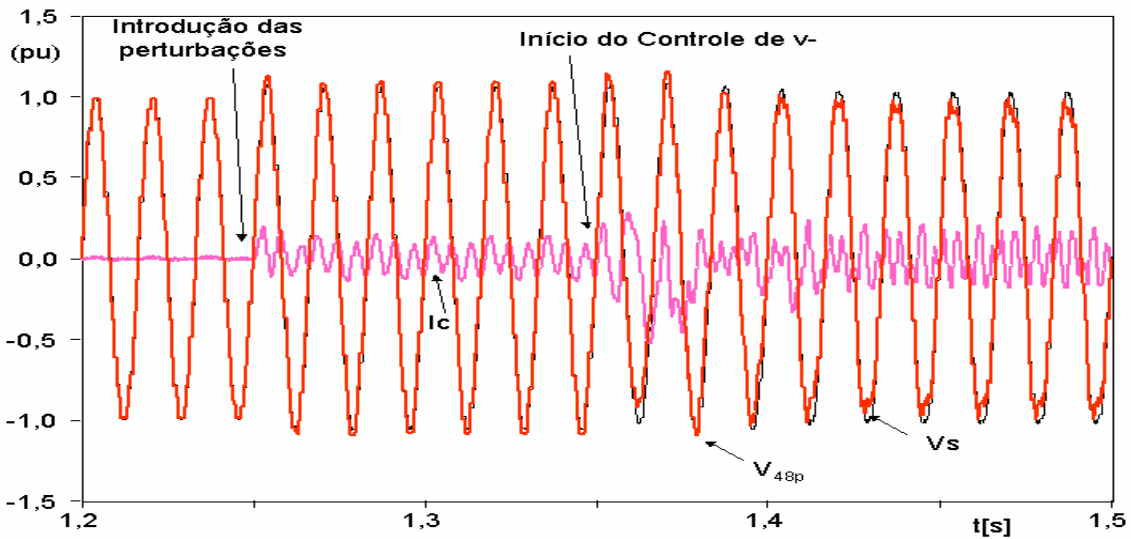


Fig. 5.22 – Controle de seqüência negativa por PWM – Tensão do sistema ca , V_s , tensão de 48-pulsos, V_{48p} , e corrente de compensação, I_c , início das perturbações; $m_f = 5$.

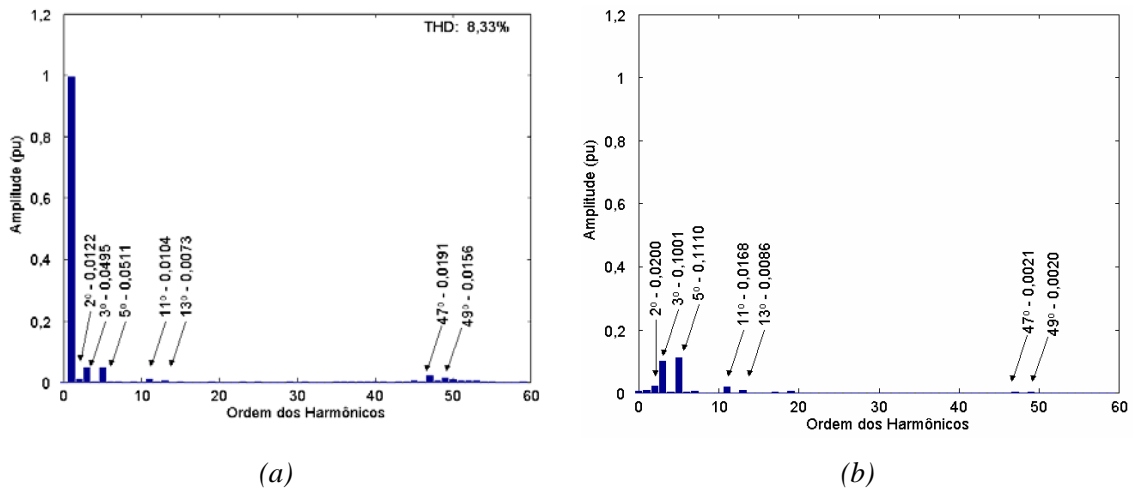


Fig. 5.23 – Espectro harmônico para as tensão de 48-pulsos (a) e para a corrente de compensação, I_c ; $m_f = 5$.

V.4.A.2. Introdução de outros sinais

Os resultados para a implementação de uma fonte de tensão de seqüência negativa no STATCOM mostram que apesar da redução das oscilações nas potências e na tensão do capacitor cc estas oscilações ainda existem.

Verificando os resultados para a tensão de 48-pulsos e para a corrente de compensação, considerando a fonte ideal de tensão e no intervalo para $q = 0$, mostrados nas Figs. 5.24.(a) e 5.24.(b), respectivamente, observa-se a presença do um terceiro harmônico mesmo com a implementação do controle de seqüência negativa.

A análise realizada para as potências instantâneas, considerando a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do lado do sistema ca e do STATCOM, pode ser repetida considerando a existência de tensões com o terceiro harmônico.

Apenas para teste, realizou-se uma simulação onde além da tensão de seqüência negativa, uma tensão de terceiro harmônico foi inserida no lado do STATCOM.

O terceiro harmônico pode ser detectado através de uma simples modificação no detetor utilizado para a seqüência positiva.

A Fig. 5.25 mostra que a introdução do terceiro harmônico resulta numa redução das oscilações da potência imaginária instantânea. Esta melhora está mostrada na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal considerando os sinais $2.\omega$ e $2.\omega + 3.\omega$.

Amplitudes:	Sem Controle			Com Controle ($2.\omega$)			Com Controle ($2.\omega + 3.\omega$)		
	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
Referência q:	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
\tilde{q} (pu)	0,12	0,04	0,19	0,04	0,08	0,07	0,02	0,06	0,06
\tilde{p} (pu)	0,11	0,07	0,16	0,02	0,05	0,06	0,02	0,05	0,07
v_{cc} (pu)	0,10	0,10	0,11	0,03	0,01	0,03	0,02	0,02	0,03

Nos resultados da tabela mostram que a introdução do terceiro harmônico no controle das tensões geradas no lado STATCOM pouco altera os resultados antes obtidos. Existe uma pequena redução da amplitudes das oscilações da potência imaginária instantânea, q , porém para a potência ativa instantânea e para a tensão cc não são verificadas reduções.

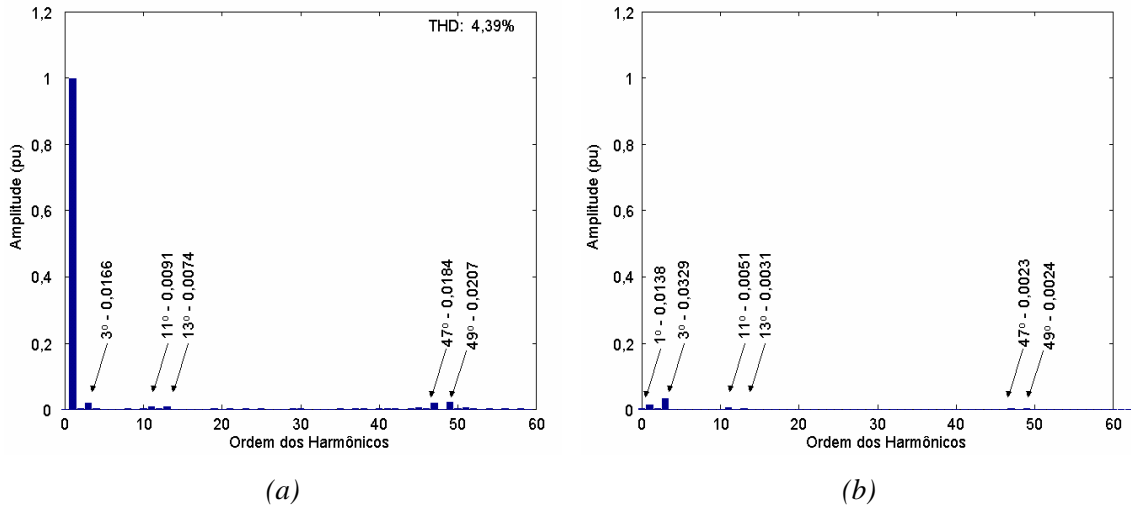


Fig. 5.24 – Espectro harmônico para tensão de 48-pulsos (a) e para a corrente de compensação (b) – controle de seq. neg. por fonte ideal.

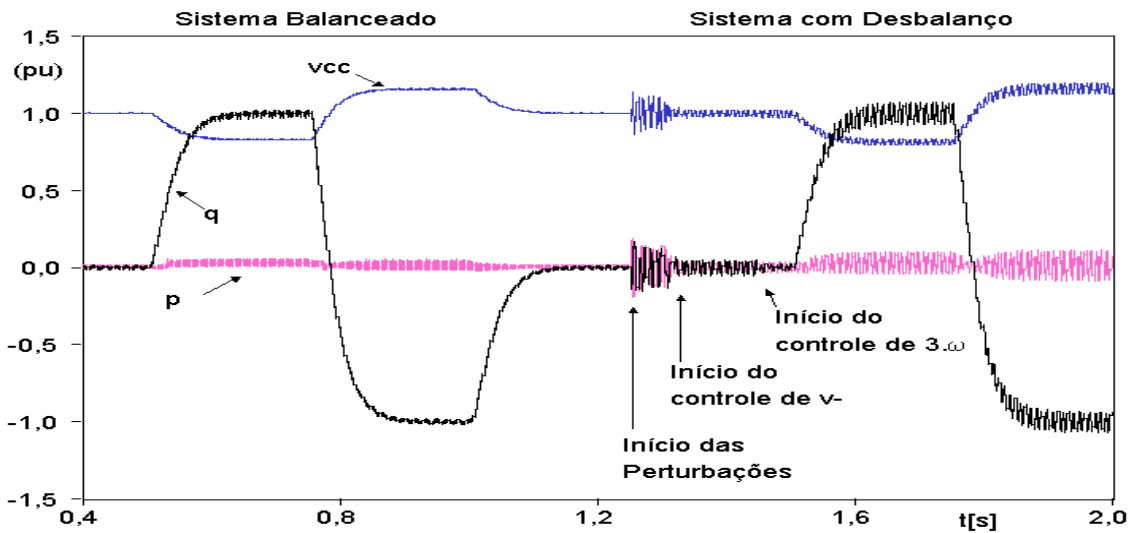


Fig. 5.25 – Potências p e q e tensão no lado cc, fonte de tensão ideal, seqüência negativa +terceiro harmônico.

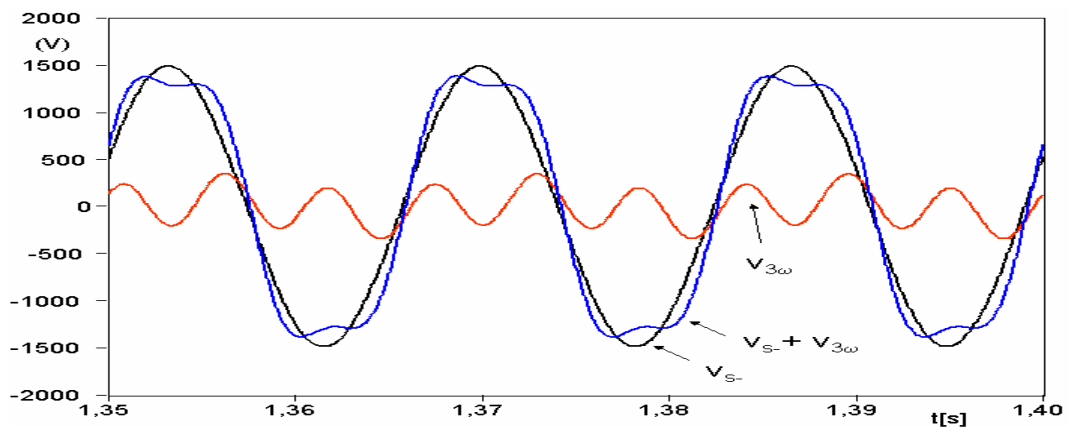


Fig. 5.26 – Sinais para a tensão de controle: seqüência negativa, terceiro harmônico e seqüência negativa + terceiro harmônico.

A Fig. 5.26 mostra os sinais de seqüência negativa e de terceiro harmônico e o

resultado da soma destes dois sinais. E a soma destes dois sinais é a tensão reproduzida pela fonte de tensão ideal.

Se a introdução dos sinais não desejados resulta numa melhora das condições de operação do sistema, por que não fazer a “compensação” de todos os sinais possíveis. Como mostrado na Fig. 5.27, retiradas as tensões de seqüência positiva da tensão do sistema ca, sobram apenas os sinais não desejados, cujo espectro harmônico mostrado na Fig. 5.28.

Para eliminar estes harmônicos não desejados é necessário a introdução de um filtro ativo série [59, 62-63] no STATCOM. Este filtro, é composto por um inversor e capacitor, já presentes no circuito, e por um controle. Porém, para obter o desempenho desejado do filtro é necessário o uso de chaveamentos em altas frequências.

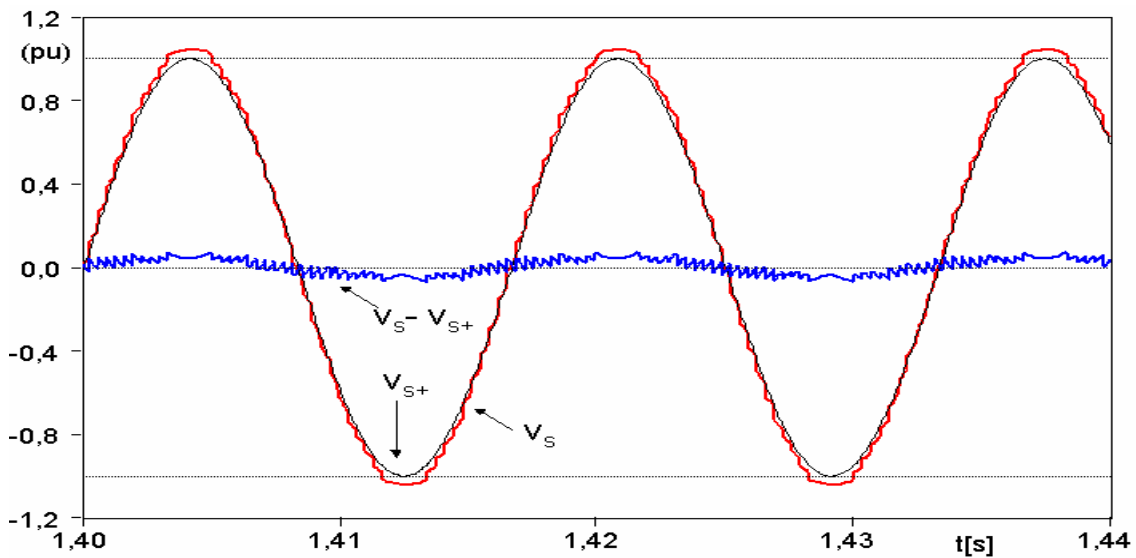


Fig. 5.27 – Tensão do sistema ca, tensão de seq. positiva, e sinais não desejados.

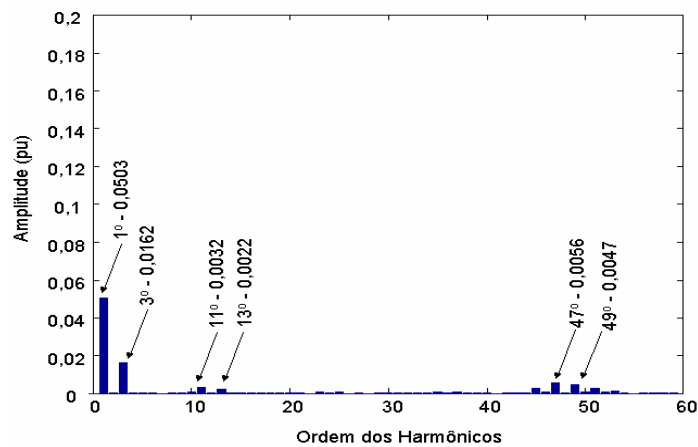


Fig. 5.28 – Espectro harmônico dos sinais não desejados.

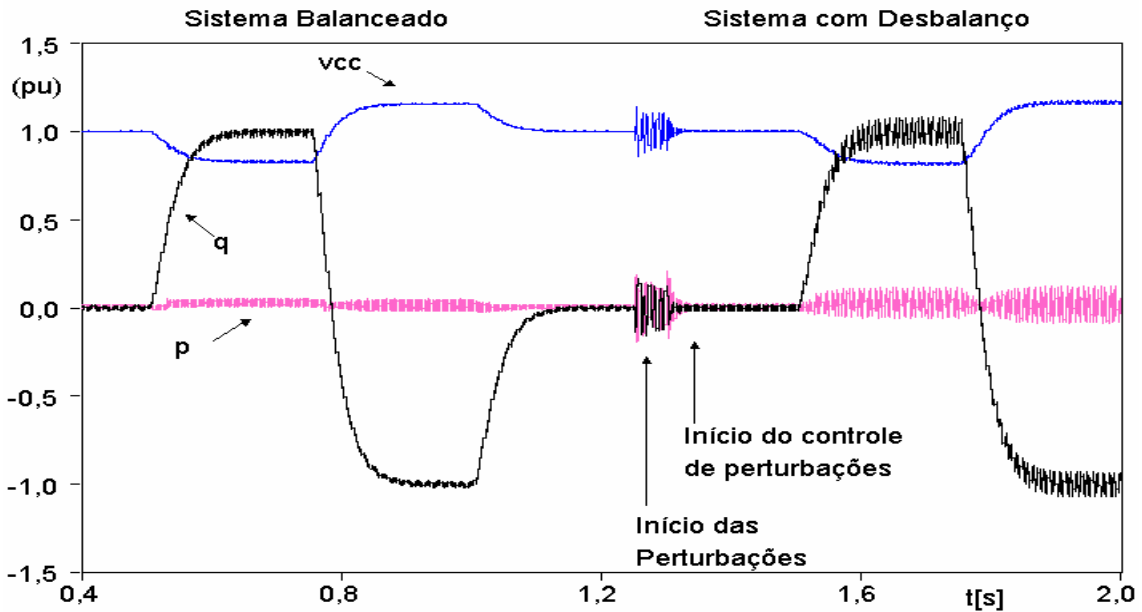


Fig. 5.29 – Potências p e q e tensão no lado cc, filtro série “ideal”.

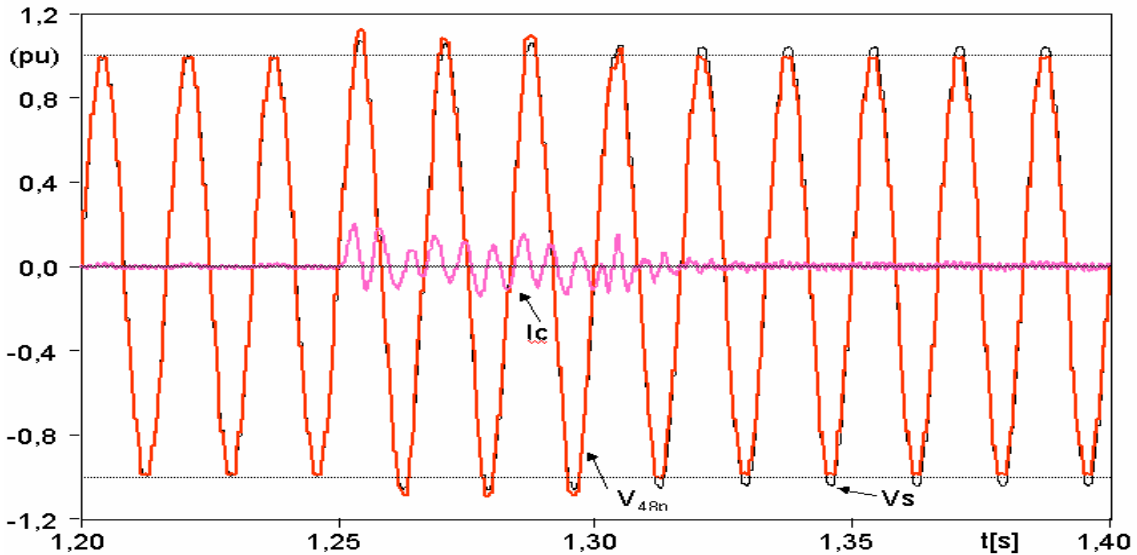


Fig. 5.30 – Tensão do sistema ca, V_s , tensão 48-pulsos, V_{48} , e corrente de compensação, I_c , filtro série “ideal”.

O resultado do teste, realizado com uma fonte de tensão ideal, e reproduzindo de todos os sinais não desejados no lado do STATCOM está mostrado na Fig. 5.29. Neste resultado observa-se a eliminação quase completa das oscilações nas potências instantâneas e na tensão do lado cc. A Tabela 5.9 mostra as amplitudes das oscilações verificadas.

Tabela 5.9 – Amplitudes das oscilações de frequência 2ω para as potências \tilde{q} e \tilde{p} , e para v_{cc} , sem o controle, e com o controle de seqüência negativa por fonte de tensão ideal considerando os sinais $2.\omega$ e todos os harmônicos não desejados.

Amplitudes	Sem Controle			Com Controle ($2.\omega$)			Com Controle (Todos os harmônicos)		
	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
Referência q:	0	+1	-1	0	+1	-1	0	-1	-1
\tilde{q} (pu)	0,12	0,04	0,19	0,04	0,08	0,07	0,001	0,06	0,05
\tilde{p} (pu)	0,11	0,07	0,16	0,02	0,05	0,06	0,001	0,05	0,05
v_{cc} (pu)	0,10	0,10	0,11	0,03	0,01	0,03	0,001	0,003	0,007

Para a condição de $q = 0$, a redução das oscilações foi quase completa para os valores observados na Tabela 5.9. A tensão cc tem seu conteúdo de oscilações muito reduzido. As potências instantâneas, para os casos onde $q \neq 0$, tem suas oscilações mantidas em valores baixos (menores que 6%).

Ao mesmo tempo as tensões do sistema ca, de 48-pulsos e a corrente de compensação, mostradas na Fig. 5.30, para o intervalo de inversão da referência de q, ficam isentas das perturbações provocadas pelos desbalanços.

V.4.B. O STATCOM PWM

O STATCOM PWM, descrito por várias referências [40-41, 54, 56, 75], é outra possibilidade de solução. Este STATCOM opera em sistemas com desbalanços de tensão sem ser afetado pelas componentes de seqüência negativa. Isto ocorre devido ao seu método de controle: chaveamento em altas frequência e tensão cc constante.

O STATCOM PWM é composto por um inversor, um transformador de acoplamento e por um capacitor cc, como mostrado no esquema da Fig. 5.31. Adicionado a este esquema, ainda existe o controle de potência reativa, mostrado na Fig. 5.32.

Neste STATCOM, o controle, mostrado na Fig. 5.32, utiliza a teoria de potência instantânea [59, 61-63, 65]. A partir de referências de potência ativa, p^* , e imaginária, q^* , instantâneas, e da medição das tensões de seqüência positiva, v_{a+} , v_{b+} , v_{c+} , são obtidas as referências para as correntes de compensação i_{ac}^* , i_{bc}^* , i_{cc}^* .

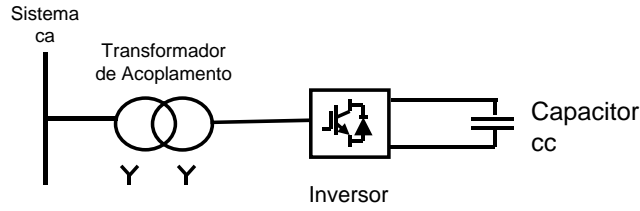


Fig. 5.31 – Esquema do STATCOM PWM.

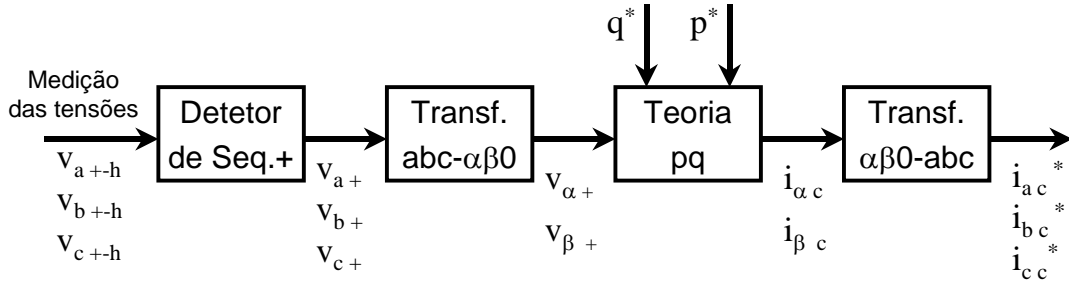


Fig. 5.32 – Controle de reativos do STATCOM PWM (ideal).

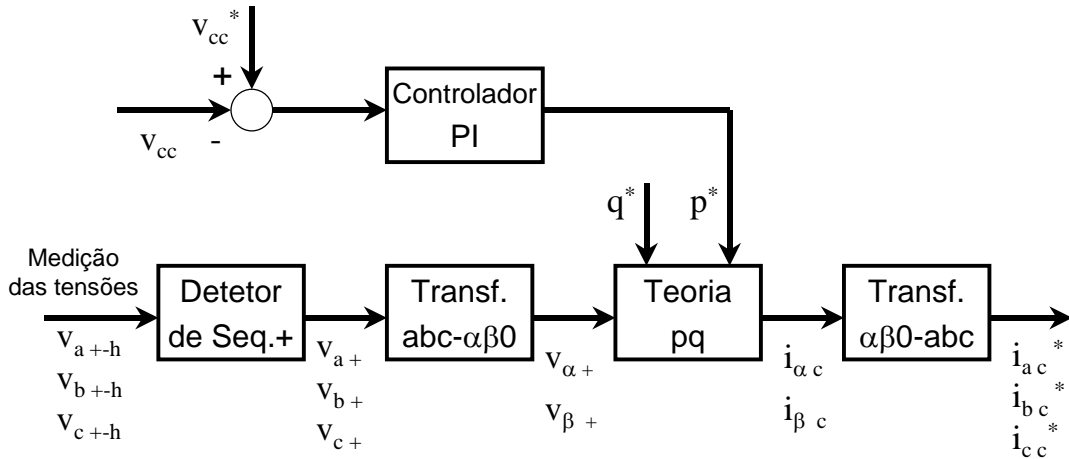


Fig. 5.33 – Controle de reativos do STATCOM PWM com controle de tensão.

Estas referências de correntes de compensação, $i_{\alpha c}$ e $i_{\beta c}$, são obtidas através da equação:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix}. \quad (5.43)$$

A partir da transformação da referência $\alpha\beta 0$ para a abc, são obtidas as referências das correntes de compensação desejadas.

Idealmente o valor de referência para a potência ativa instantânea, p , é zero. No entanto, devido às perdas do circuito e nos inversores, é necessário a introdução de uma referência para a correção destas perdas. Esta referência é feita através da potência ativa instantânea, a qual é obtida, como mostrado na Fig.5.33, pelo controle da tensão no

capacitor do lado cc do STATCOM PWM.

As correntes de referência, i_{ac}^* , i_{bc}^* , i_{cc}^* , são passadas para o controle PWM, tipo adaptativo [11, 54, 75]. Neste tipo de acionamento, as correntes de referência são comparadas com as correntes medidas no circuito e da diferença entre estas duas correntes é feita a lógica de acionamento das chaves dos inversores.

Para a escala industrial de potências e tensões o STATCOM PWM pode operar sem problemas, porém para a escala do sistema de transmissão, a operação do STATCOM PWM torna-se problemática. O alto valor de perdas no chaveamento e as baixas potências disponíveis para as chaves dos inversores são os limites do STATCOM PWM.

Os inversores de maior potência disponível são da ordem de alguns MVA, e mesmo estes inversores, quando em sistemas de transmissão, utilizam chaveamentos em baixas frequências, de 1 a 5 vezes a frequência da rede, para limitar perdas.

Utilizando um inversor e o método de controle descrito, um modelo digital do STATCOM PWM foi implementado.

A Fig. 5.34 mostra os resultados para as potências ativa, p , e imaginária, q , instantâneas, considerando um STATCOM PWM de 10 MVA acionado por controle adaptativo de corrente. A frequência máxima de chaveamento foi limitada em 10 kHz. O valor de tensão utilizado como referência é de 5500V. Este STATCOM PWM está ligado ao sistema ca através de um transformador de acoplamento com as seguintes características: 138 : 4,3 kV, $X_t = 5\%$, YY.

Neste resultado está mostrada a dinâmica do STATCOM PWM para o sistema ca sem desbalanços de tensão (0 a 1,25 s) e para o sistema ca com desbalanços de tensão (1,25 a 2 s). Foram repetidas as mesmas condições de desbalanço utilizadas para o STATCOM *quasi* 48-pulsos.

Na Fig. 5.35 estão mostradas a tensão do sistema ca, V_s , e a corrente de compensação no instante de inversão da referência de potência imaginária, q .

O espectro harmônico da tensão do sistema ca, quando $q^* = 0$, para as condições de sistema equilibrado e sistema com desbalanço de tensão estão mostrados, respectivamente, nas Figs. 5.36.(a) e 5.36.(b). E o espectro harmônico da corrente de compensação, i_c , quando $q^* = 1$, para as condições de sistema equilibrado e sistema com desbalanço de tensão estão mostrados, respectivamente, nas Figs. 5.37.(a) e 5.37.(b).

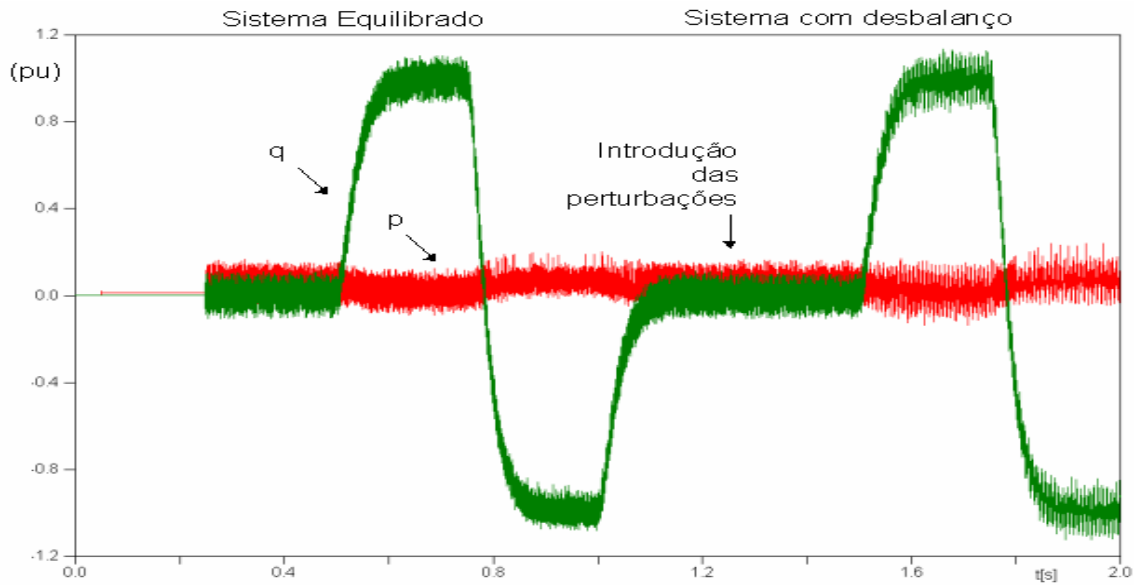


Fig. 5.34 – Potências p e q no STATCOM PWM.

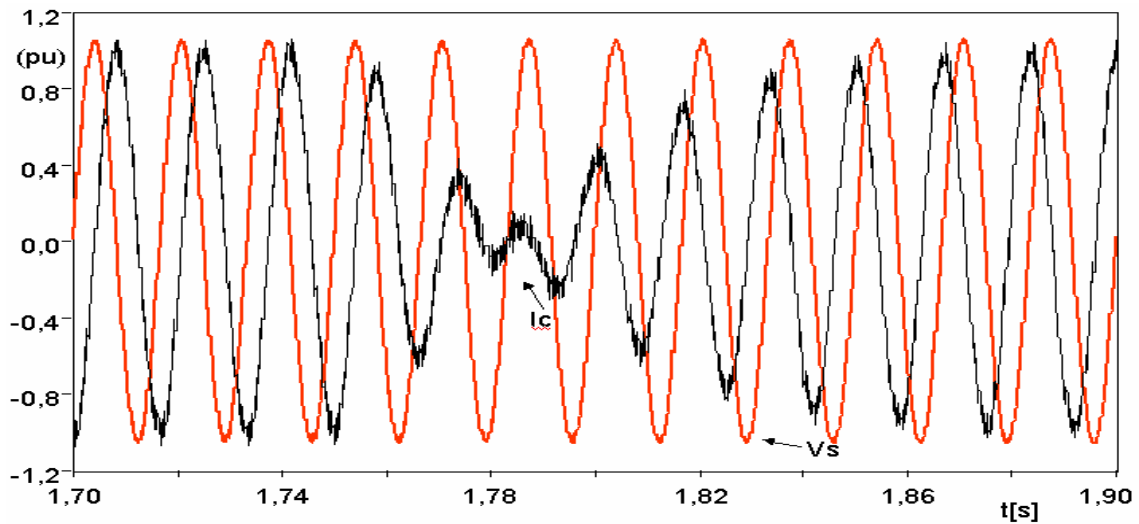


Fig. 5.35 – Tensão do sistema ca, V_s , e corrente de compensação, I_c , STATCOM PWM.

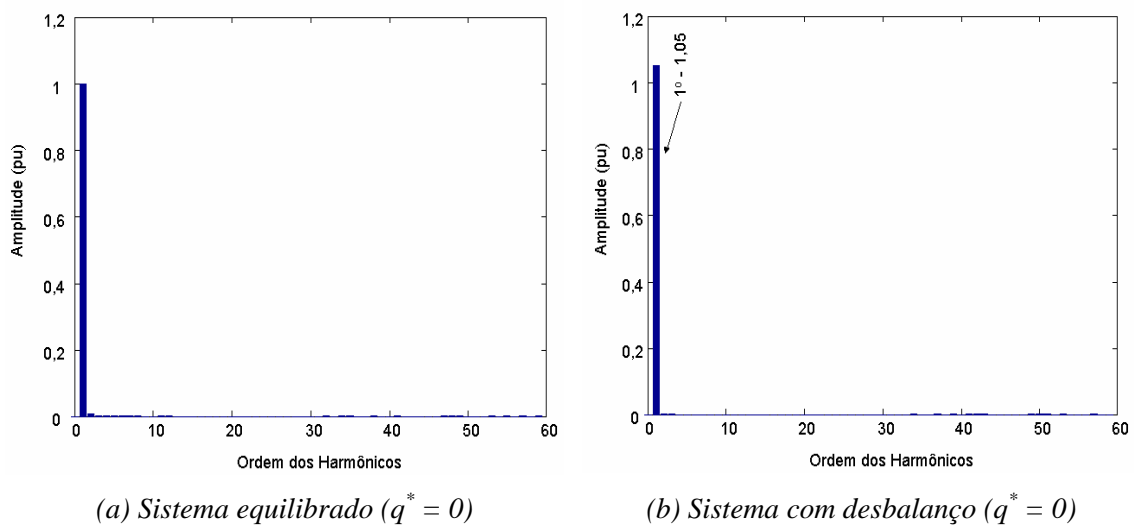


Fig. 5.36 – Tensão do sistema ca, V_s , STATCOM PWM.

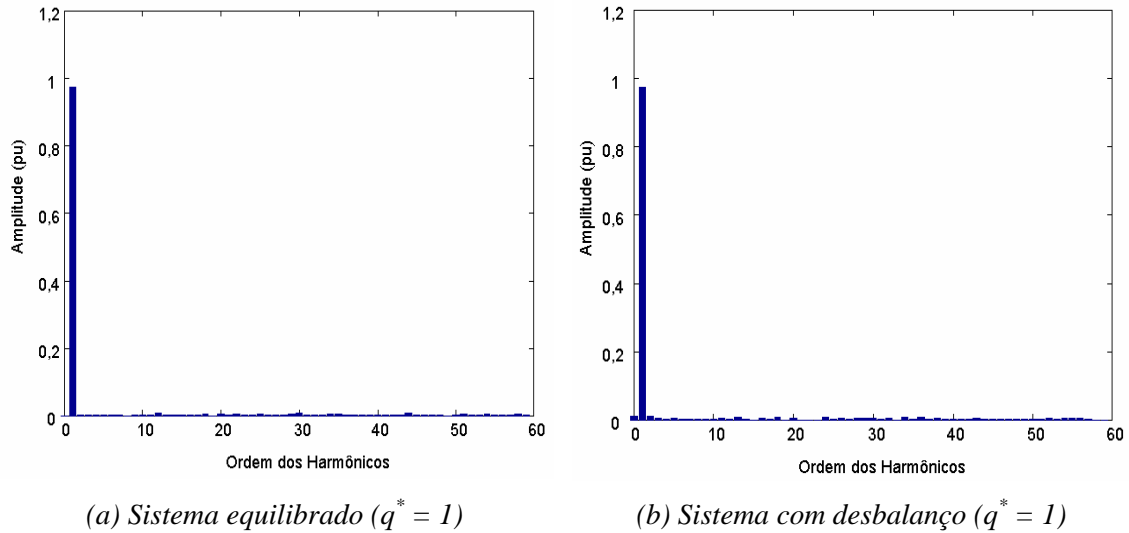


Fig. 5.37 – Tensão do sistema ca, V_s , STATCOM PWM.

Os resultados mostram que o STATCOM PWM não é sujeito às mesmas perturbações verificadas no STATCOM *quasi* 48-pulsos.

As potências instantâneas, no caso do STATCOM PWM, não são afetadas pela presença das tensões de seqüência negativa.

A análise dos harmônicos observados nas tensões e correntes mostra que estes não são perturbados pela presença dos desbalanços no sistema ca.

Os resultados mostram que o STATCOM PWM não é afetado pela presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema ca. No entanto, o limite de potência dos conversores e as perdas relacionadas ao chaveamento são fatores limitantes para aplicações em sistemas de potência.

V.5. Sumário do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado um método para se separar e identificar as tensões de seqüência positiva e negativa utilizando o PLL (*phase locked loop*) e a teoria de potência instantânea.

As soluções convencionais foram apresentadas: a desconexão, o método de “*stand-by*” dos inversores, o super dimensionamento do capacitor cc, e o super dimensionamento do STATCOM. Porém, estes métodos não resultam em melhores condições para a operação do STATCOM em sistemas ca desbalanceados.

Novas propostas para melhorar o desempenho do STATCOM em sistemas com desbalanços de tensão forma apresentadas: a introdução de uma tensão de seqüência negativa no STATCOM e a mudança para o chaveamento PWM.

Na primeira proposta, verificou-se analiticamente que a introdução, no STATCOM, de uma fonte de tensão de seqüência negativa de mesma amplitude e fase que a tensão de desbalanço do sistema ca tem como consequência a redução das oscilações nas potências instantâneas medidas. Este fato foi comprovado nas simulações do modelo digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos. Também, nas simulações, observou-se que a introdução de uma tensão de seqüência negativa no STATCOM reduz a presença do segundo harmônico no lado cc dos inversores e por consequência, reduz a amplitude do terceiro harmônico no lado ca dos inversores.

Seguindo a idéia da primeira proposta, também testou-se, através de simulações, a introdução de outros sinais no STATCOM. A simulação utilizando a tensão de seqüência negativa e o terceiro harmônico e a simulação utilizando o segundo, o terceiro, e os demais harmônicos, mostraram reduções na quantidade de oscilações e na amplitude harmônicos observados. Porém, ressalta-se que a implementação do controle destes sinais feita por fonte de tensão ideal nas simulações, é feita por filtro série com chaveamento em altas freqüências.

A outra nova proposta testada foi a implementação do STATCOM PWM. Este tipo de STATCOM, devido ao seu método de controle, é muito pouco afetado pela presença de desbalanços de seqüência negativa no sistema ca. Porém, as limitações de potência dos inversores aplicados a sistemas de transmissão e a alta taxa de perdas para chaveamentos em altas freqüências limitam o uso deste equipamento.

Capítulo VI

Conclusões

VI.1. Conclusões

O presente trabalho tratou da análise do funcionamento do STATCOM em sistemas desbalanceados com componentes de seqüência negativa.

O STATCOM tem seu funcionamento baseado no controle do sincronismo e no controle da relação da amplitude entre as tensões do sistema ca e as suas próprias tensões. O controle de sincronismo é feito através do circuito PLL (phase locked loop) e o controle de amplitude de tensões é feito através de pequenas defasagens no sincronismo. Estas defasagens resultam em fluxos de potência que carregam ou descarregam o capacitor do lado cc do STATCOM e por conseqüência, alteram a amplitude das tensões obtidas nos inversores.

Existem diferentes STATCOM, porém os elementos básicos são os inversores, o capacitor do lado cc, e os transformadores. O STATCOM com transformadores em zigzag apresenta o melhor cancelamento de harmônicos, No entanto, seu arranjo é bastante complexo. A topologia com transformadores com ligações em estrela e delta resulta em um cancelamento menos eficiente dos harmônicos, porém é muito mais simplificada. Para diferenciar os STATCOMs com transformadores em zigzag e com transformadores estrela-delta, estes últimos tem o termo *quasi* precedendo o número de pulsos.

O STATCOM produz potências reativas indutiva ou capacitiva de forma dinâmica. A capacidade do STATCOM é determinada pelas capacidades dos inversores. A capacidade de tensão e corrente das chaves utilizadas definem a potência do STATCOM e a tensão máxima de operação no lado cc. O valor de tensão máxima e de potência do STATCOM são utilizados para dimensionar o tamanho do capacitor do lado cc. No entanto, é necessária uma análise do sistema ca e das condições de operação do STATCOM para se determinar a constante de tempo do capacitor, τ_c , ou UCC.

A implementação de um modelo digital de um STATCOM *quasi* 48-pulsos no programa de transitórios eletromagnéticos ATP-EMTP, mostrou que num sistema equilibrado o STATCOM possui um desempenho ótimo. O modelo simulado apresentou respostas dinâmicas rápidas e baixo conteúdo harmônico. Além disto, comprovou o funcionamento da metodologia de controle utilizada.

A simulação do modelo digital do STATCOM *quasi* 48-pulsos num sistema onde foram inseridos componentes de seqüência negativa da ordem de 5% da

componente fundamental de seqüência positiva mostrou como o desempenho do STATCOM é afetado nas condições de desbalanço de tensão. Foram verificadas oscilações de freqüência $2.\omega$ nas potências instantâneas ativa e imaginária, e na tensão do lado cc do STATCOM. Também foram verificadas distorções nas tensões de 48-pulsos e nas correntes de compensação. Estas distorções foram identificadas como resultantes da presença de componente de terceiro harmônico.

A análise matemática considerando a introdução das componentes de seqüência negativa nas equações de potência instantânea mostra que estas componentes são responsáveis pelo aparecimento de novos termos nas equações de potência. E estes termos, tanto para a potência ativa como para a potência imaginária instantâneas, estão relacionados com a freqüência de $2.\omega$ observada nas simulações.

Complementando o estudo das potências instantâneas, a análise por funções de chaveamento mostra que a existência de tensões de seqüência negativa no lado ca de um conversor resulta no aparecimento de oscilações com freqüência $2.\omega$ no lado cc deste conversor. Desta forma confirma-se a origem das oscilações observadas no capacitor do lado cc do STATCOM nas condições de sistema com desbalanço.

Continuando a análise do funcionamento do conversor utilizando as funções de chaveamento, também é demonstrado que a existência de oscilações de freqüência $2.\omega$ no lado cc do conversor resulta no aparecimento do terceiro harmônico de seqüência positiva no lado ca do conversor. Este terceiro harmônico de seqüência positiva não é cancelado pelo arranjo de transformadores nem é desviado para o neutro. Este resultado comprova o termo de freqüência $3.\omega$ observado nas tensões de 48-pulsos e na corrente de compensação.

Vale lembrar que, na maioria dos casos, os componentes de terceiro harmônico nos sistemas elétricos, são de seqüência zero.

Quando o STATCOM opera em sistemas com presença de desbalanços temporários de tensão causados por componentes de seqüência negativa as soluções convencionais propõe a desconexão do equipamento ou o bloqueio do funcionamento dos inversores (*stand-by*). Quando os desbalanços de tensão são constantes ou permanentes, as soluções convencionais indicam o aumento no valor de capacitância do STATCOM ou o uso em potências mais baixas. Estas propostas “protegem” o STATCOM dos desbalanços, porém prejudicam o auxílio que o STATCOM presta ao sistema ca. As segundas propostas resultam no aumento do tamanho dos componentes

do STATCOM, e por conseqüência num aumento de custos, sem resolver os problemas da operação durante a situação de desbalanço.

Baseado na análise das equações de potência instantânea, verifica-se que se é introduzida uma tensão com a mesma fase e amplitude que a tensão de seqüência negativa existente, as oscilações são minimizadas. Esta proposta foi testada no modelo digital do STATCOM quasi 48-pulsos através da introdução de uma fonte ideal em série com o STATCOM. Os resultados de simulação comprovaram a análise realizada. A implementação desta tensão de seqüência negativa por um inversor extra ao STATCOM e com chaveamento PWM seno triângulo também obteve os resultados previstos: as oscilações nas potências instantâneas foram minimizadas. Também observou-se a redução das oscilações na tensão do lado cc do STATCOM e por conseqüência a redução de amplitude dos harmônicos de frequência $3.\omega$.

Estendendo esta idéia, o terceiro harmônico e os demais sinais que perturbam o funcionamento do STATCOM nas condições de desbalanço foram inseridos numa fonte de tensão ideal em série com o STATCOM. Observou-se deste teste que houve uma redução razoável das perturbações observadas nos sinais das potências, tensões e correntes.

Como outra solução para a operação em sistemas com desbalanço de tensão foi apresentado o STATCOM PWM. Este tipo de STATCOM, com frequências mais altas de chaveamento, não sofre interferência das componentes de seqüência negativa. O método de controle utilizado mantém a tensão cc constante, e através da teoria de potência instantânea, gera os sinais de correntes de compensação para uma dada referência de potência imaginária. Porém, este tipo de STATCOM tem seu uso limitado pela potência dos conversores (alguns MVA) e pelas altas perdas resultantes do chaveamento em alta frequência.

Apresentado o STATCOM mostrou-se o seu funcionamento num sistema equilibrado e num sistema com desbalanços. As análises e simulações realizadas mostraram as causas e os efeitos das perturbações observadas para a operação com desbalanço de tensão. Foram apresentadas soluções convencionais que minimizam os efeitos porém não melhoram o desempenho do STATCOM num sistema com desbalanços. Visando uma melhor operação, mesmo com desbalanços de tensão, foram apresentadas as soluções da fonte de seqüência negativa, método com um sucesso razoável, e o STATCOM PWM, não afetado pelo desbalanço, mas limitado na potência e nas perdas por chaveamento.

VI.2. Trabalhos Futuros

São temas para estudo e trabalhos futuros:

- Verificar novas topologias utilizando:
 - inversores trifásicos de três níveis;
 - inversores monofásicos conectados de forma a compor inversores trifásicos;
 - transformadores em ziguezague;

- Investigar o desempenho dinâmico de STATCOMs utilizando:
 - super capacitores (τ_c dimensionado em centena de milisegundos);
 - baterias.

- Continuar a análise matemática com o objetivo de obter:
 - o modelo matemático do STATCOM;
 - a função de transferência do STATCOM;

Alem disto é necessário:

- Melhorar as técnicas de controle:
- Desenvolver PLLs mais rápidos;
- Desenvolver melhores detetores de componentes de seqüência;
- Testar outras técnicas para ajuste dos controladores;
- Melhorar o desempenho da operação em sistemas com desbalanços;
- Implementar o filtro série no STATCOM;
- Implementar a fonte de seqüência negativa sem o auxílio do inversor extra.

Referências

Referências

- [1] N. G. Hingorani, “Power Electronics in Electric Utilities: Role of Power electronic in Future Power Systems”, *Proceedings of IEEE*, Vol. 76, No. 4, April 1988.
- [2] N. G. Hingorani, “Flexible AC Transmission”, *IEEE Spectrum*, April 1988.
- [3] N. G. Hingorani, “FACTS - Flexible AC Transmission Systems”, Workshop on the Future in High-Voltage Transmission Systems, Cincinnati, Ohio, Nov. 1990.
- [4] L. Gyugyi, “Solid-State Synchronous Voltage Sources for Dynamic Compensation and Real Time Control AC Transmission Lines” Emerging Practices in Technology, IEEE-Transmission Lines, IEEE Standards Press, Piscatway, USA, 1993.
- [5] L. Gyugyi, “Solid-State Control of Electric Power in AC Transmission Systems”, E.E.C.P.S., Invited Paper, No. T-IP.4, Capri, Italy, May 1989.
- [6] Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi, “Understanding FACTS – Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems”, IEEE Press, New York, 1999.
- [7] Edson H. Watanabe, Pedro G. Barbosa, “Principle of Operation of FACTS Devices”, *Revista Eletro Evolução: Sistema de Potência*, No. 6, 1996, pp.73-82.
- [8] Edson H. Watanabe, Pedro G. Barbosa, Katia C. Almeida, Glauco N. Taranto, “Tecnologia FACTS – Tutorial”, XI CBA, 1996.
- [9] L. Gyugyi, “Converter-Based FACTS Technology: Electric Power Transmission in the 21st Century”, *Proceedings of IPEC 2000*, Vol.1, pp. 15-26, Tokyo, 2000.
- [10] L. Gyugyi, A. Ekstrom, N. Christl, “Conversores Controlados por Tensão e Capacitores Série CCAT ”, *Curso e Workshop, Cigré Brasil*, CE – 14, Furnas, Rio de Janeiro, Março de 2000.
- [11] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robins, *Power Electronics*, New York, John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [12] B.K. Bose, *Power electronics and AC Drives*, New Jersey: Prentice Hall, 1986.
- [13] B.T. Ooi, S.Z. Dai, F.D. Galiana, “A Solid-State PWM Phase-Shifter”, 92 WM 260-0 PWDR.
- [14] L. Gyugyi, C.D. Schauder, Kalyan K. Sen, “Static Synchronous Series Compensator: A Solid-State Approach to the Series Compensation of Transmission Lines”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 12, No. 1, January 1997.

- [15] L. Gyugyi, “Unified Power-Flow Control Concept for Flexible AC Transmission Systems”, *IEE-Proceedings-C*, Vol. 139, No.4, July 1992.
- [16] L. Gyugyi, C.D. Schauder, S.L. Williams, T.R. Reitman, D.R. Torgerson, A. Edris, “The Unified Power Flow Controller: A New Approach to Power Transmission Control”, 94 SM 474-4 PWRD.
- [17] L. Gyugyi, C.D. Schauder, Kalyan K. Sen, “The Interline Power Flow Controller Concept: A New Approach to Power Flow Management in Transmission Systems”, PE-316-PWRD-0-07-1998.
- [18] S. Zelinger, B. Fardanesh, B. Shperling, S. Dave, L. Kovalsky, C.D. Schauder, A. Edris, “Convertible Static Compensator Project – Hardware Overview”, *IEEE PES Winter Meeting*, Singapore, January 2000.
- [19] Y. Sumi, Y. Harumoto, T. Hasegawa, M. Yano, K. Ikeda, T. Matsura, “New Static var Control Using Force-Commutated Inverters”, *IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-100, No. 9, pp. 4216-4224, September, 1981.
- [20] A. Ekstrom, P. Lamel, Y. Jiang, M. de Oliveira, W. Long, “Studies of the Performance of an Advanced Static Var Compensator, STATCON, as compared with a Conventional SVC”, EPRI Project RP 3023-4, 1994.
- [21] L. Gyugyi, “Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuits,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-15, No. 5, pp. 521-532, September/October 1979.
- [22] L. Gyugyi, N.G. Hingorani, P.R. Nannery, N. Tai “Advanced Static var Compensator Using Gate Turn-off Thyristors for Utility Applications”, Cigré 1990 Session, paper No. 23-203, September, 1990.
- [23] T. Ogura, H. Matsud, S. Iesaka, H. Ohashi, “IEGT: A new generation high power MOS gated transistor”, *Proceedings of IPEC 2000*, Vol. 1, pp. 258-262, Tokyo, 2000.
- [24] M. Mori, “A HiGT – A New Generation High-Conductivity IGBT”, *Proceedings of IPEC 2000*, Vol. 1, pp. 263-268, Tokyo, 2000.
- [25] F. Auerbach, J.G. Bauer, M. Hierholzer, et al., “6,5 kV IGBT Modules”, *Proceedings of IPEC 2000*, Vol. 1, pp. 275-279, Tokyo, 2000.
- [26] E. Carroll, S. Klaka, S. Linder, “Integrated Gate-Commutated Thyristor – A New Approach to High Power Electronics”, ABB Semiconductors AG - IGCT Press Conference, IEMDC, Milwaukee, May 1997.
- [27] T. Hasegawa, M. Takeda, et al, “Development of GTO-SVG for improving power

- system Stability”, *Proceedings of 1990 International Power Electronics Conference*, Tokyo, pp. 1031-1037, 1990.
- [28] C.W. Edwards et al., “Advanced Static Var Generator Employing GTO Thyristors”, *IEEE PES Winter Power Meeting*, Paper No. 38WM109-1, 1988.
- [29] S. Mori, K. Matsuno, M. Takeda, M. Seto, “Development of a large var generator using self-commutated inverters for improving power system stability” *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, No. 1, Feb. 1993, pp. 371- 377.
- [30] C. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T. Lemark, L. Gyugyi, T.W. Cease and A. Edris, “Development of a ± 100 Mvar Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, July, 1995.
- [31] C. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T. Lemak, L. Gyugyi, T.W. Case, A. Edris, “Operation of ± 100 MVAR TVA STATCON”, PE-509-PWRD-0-01-1997.
- [32] L. Gyugyi, B. Mehraban, “Development and Application of Self-Commutated Converters for Power Transmission Control”, *IEEE PES Winter Meeting*, Singapore, January 2000.
- [33] C. Schauder, E. Stacey, M. Mund, L. Gyugyi, L. Kovalsky, A. Keri, A. Edris, “AEP UPFC Project: Installation, Commissioning and Operation of the ± 160 MVA STACOM (Phase I)”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, pp. 1530-1535, October 1998.
- [34] Siemens – Protection and Substation Control Technology / DVR and STATCOM / Advanced Technology / SIPCOM
<http://www.powerquality.de/eng/page29g.html>.
- [35] G.F. Reed, M. Takeda, F. Ojima, “Application of a 5 MVA, 4.16 kV D-STATCOM system for voltage flicker compensation at Seattle Iron & Metals””, *IEEE PES Summer Meeting*, Seattle, July 2000.
- [36] H. Fujita, S. Tominaga, H. Akagi, “Analysis and Design of a DC Voltage-Controlled Static Var Compensator Using Quad-Series Voltage Source Inverters,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 32, No. 4, July/August 1996.
- [37] N. Seki, H. Uchino, “Converter Configurations and Switching Frequency for GTO Reactive Power Compensator,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 33, No. 4, July/August 1997.

- [38] Y. Liang, C. O. Nwankpa, "A New Type of STATCOM Based on cascading Voltage-Source Inverters with Phase-Shifted Unipolar SPWM," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, September/October 1999.
- [39] B. T. Ooi, G. Joos, X. Huang, "Operating Principles of Shunt STATCOM Based on 3-Level Diode Clamped Converters", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 14, No. 4, October 1999.
- [40] P.G. Barbosa, I. Misaka e E.H. Watanabe, "Advanced Var Compensators using PWM - Voltage Source Inverters", *Anais do II Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'93)*, Uberlândia, Brasil, Dezembro de 1993, pp. 173-178.
- [41] P.G. Barbosa, A.C.S de Lima, and E.H. Watanabe, "Modeling of Thyristor and GTO based Shunt Compensators for FACTS Applications", *Anais do IV Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'97)*, Belo Horizonte, Brasil, Dezembro de 1997, pp. 455-460.
- [42] Marcio M. de Oliveira, A. Ekstrom, "Transfer Functions for a Voltage - Source Converter Operating as an SVC", *COBEP 93*, Uberlândia, MG, Brasil, 1993.
- [43] L. Wenhua, L. Xu, L. Feng, L. Chenglian, G. Hang, "Development of 20MVA Static Synchronous Compensator Employing GTO Inverters", *IEEE PES Winter Meeting*, Singapore, January 2000.
- [44] Dong Shen, Xu Liang, Y. Han, "A Modified Per-Unit STATCOM Model and Analysis of Open Loop Response Time", *IEEE PES Winter Meeting*, Singapore, January 2000.
- [45] Dong Shen, W. Liu, Z. Wang, "Study on the Operation of STATCOM under Unbalanced and Distorted System Voltage", *IEEE PES Winter Meeting*, Singapore, January 2000.
- [46] Marcio M. de Oliveira, "Theoretical Analysis and Real-Time Simulator Studies of an Advanced Static Var Compensator", *Licenciata Vhandling, Kungl Tekniska Högskolan*, Stockholm, June, 1996.
- [47] C. Takahashi, T. Chida, E. Tsukada, et al., "Simulation Studies of High-Performance PAM STATCOM Application", *Proceedings of IPEC 2000*, Vol. 4, pp. 2157-2162, Tokyo, 2000.
- [48] M. Aredes, G. Santos Jr., "A Robust Control for Multipulse STATCOMs", *Proceedings of IPEC 2000*, Vol. 4, pp. 2163-2168, Tokyo, 2000.
- [49] B.M. Han, G.G. Karady, J.K. Park, S.I. Moon, "Interaction Analysis Model for

- Transmission Static Compensator with EMTP”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, pp. 1297-1302, October 1998.
- [50] P.W. Lehn, M.R. Iravani, “Experimental Evaluation of STATCOM Closed Loop Dynamics”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, pp. 1378-1384, October 1998.
- [51] L. Chun, J. Qirong, Xu Jianxin, “Investigation of Voltage Regulation Stability of Static Synchronous Compensator in Power Systems”, IEEE PES Winter Meeting, Singapore, January 2000.
- [52] Math. H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems – Voltage Sags and Interruptions*, IEEE Press, New York, 1999, Chapter 1, pp. 9.
- [53] Willian D. Stevenson Jr, *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*, Editora McGraw Hill do Brasil, LTDA., 1975.
- [54] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, M. Aredes, “Comparison Between the Conventional STATCOM and the PWM STATCOM,” COBEP 99, Foz do Iguaçu, Brasil, 1999.
- [55] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, M. Aredes, “Análise de Operação de STATCOM em Sistemas Desbalanceados,” CBA2000, Florianópolis, Brasil, 2000.
- [56] P. G. Barbosa, “Proposta de um Compesador Série Avançado Baseado em Conversores cc-ca Tipo Fonte de Tensão com Modulação PWM”, Tese M.Sc., COPPE/UFRJ, 1994.
- [57] P. G. Barbosa, E. H. Watanabe, “A Static Series Compensator Based on Dual Multipulse Voltage Source Inverter Bridge” COBEP 99, Foz do Iguaçu, Brasil, 1999.
- [58] C. Hochgraf, R.H. Lasseter, “A Transformer-less Static Synchronous Compensator Employing a Multi-level Inverter”, 96 SM 452-3, PWRD.
- [59] M. Aredes, “Active Power Line Conditioners”, *PhD. Thesis*, Technische Univesität Berlin, Berlin, 1996.
- [60] M. Akamatsu, M. Tsukada, D. Itoh, “A Novel PLL and Frequency Detecting Method Suited for the Abnormal Voltages under Fault Conditions in the Power System”, *Trans. IEE*, Japan, Vol. 118-B, No. 9, 1998.
- [61] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components”, *IEEE Trans. Industry Aplications*, vol. IA-20, May-Jun. 1984.

- [62] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, No. 2, Apr. 1993, pp. 697-703.
- [63] M. Aredes, E. H. Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, No. 3, July. 1995, pp. 1649-1656.
- [64] Edith Clarke, *Circuit Analysis of A-C Power Systems*, 2 vols. General Electric Co., Schenectady, N.Y., 1950,.
- [65] E. H. Watanabe, M. Aredes, "Compensation of Non-Periodic Currents Using the Instantaneous Power Theory," *IEEE PES Summer Meeting*, Seattle, July 2000.
- [66] A. Ferrero, "Definitions of Electrical Quantities Commonly Used in Non-Sinusoidal Conditions", *ETEP Vol8, No.4, July/August 1998*.
- [67] F. Buchholz, "Die Drehstrom-Scheinleistung bei ungleichmäßiger Belastung der drei Zweige" *Licht u. Kraft, Org. Elektrotech. Ver. München (1922) no. 2*, pp. 9-11.
- [68] *Alternative Transients Program Rule Book*, Leuven EMTP Center, Belgium, July, 1987.
- [69] László Prikler, Hans Kr. Hoidalén, "ATPDraw for Windows 3.1x/95/NT version 1.0 – User's Manual", Release No.1.0.1, November 1998, Norway.
- [70] L. Gyugyi, B.R. Pelly, *Static Power Frequency Changers*, John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [71] L.A.S. Pilotto, J.E.R. Alves, E.H. Watanabe, "High Frequency Eigenanalysis of HVDC and FACTS Assisted Power Systems", *IEEE PES Summer Meeting*, Seattle, July 2000.
- [72] L.A.S. Pilotto, "Modelagem Avançada de Sistemas CA/CC", Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Abril, 1994.
- [73] J.E.R. Alves, L.A.S. Pilloto, E. H. Watanabe, "Nonlinear Generalized Switching Function Model for SVC and TCSC Devices", *Proceedings of IPEC 2000*, Vol. 2, pp. 1340-1345, Tokyo, 2000.
- [74] J.E.R. Alves, "Modelagem de Reatores Controlados por Tiristores Baseada em Funções de Chaveamento Generalizadas", Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Outubro, 1999.
- [75] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, "Analysis and Operation of STATCOM in Unbalanced Systems," *IPST 2001*, Rio de Janeiro, Brasil, Junho, 2001.

A.1. Detalhes da implementação do modelo digital, Bibliotecas, e programas

Neste apêndice estão apresentados os programas utilizados na simulação do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. A ordem de apresentação seguida mostra o esquemático do STATCOM, montado na interface gráfica ATPDraw, partindo do sistema ca para os inversores do STATCOM. Para cada elemento do circuito, são descritas as funções e apresentadas as bibliotecas utilizadas.

Após o circuito principal, são mostrados os controles e elementos acrescentados ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Ao final são apresentados os programas para o ATP.

A.1.1. Esquemático do modelo digital do STATCOM

Na Fig. A.1.1 está mostrada a primeira parte do esquemático do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Nesta figura estão mostrados o sistema ca, o sistema de conexão do sistema ca com o STATCOM e o sistema de medição e cálculo dos valores de potências instantâneas. No mesmo ponto de medições estão o PLL para detectar a frequência e o valor de amplitude coletivo de tensão. Na Fig. A.1.1 também são vistos blocos indicados como “Snubber numérico”. Estes blocos tem a função de evitar oscilações numéricas nas simulações quando há eventos de abertura e fechamento de chaves.

A Fig. A.1.2 mostra a segunda parte do esquemático do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Nesta figura, após o transformador de acoplamento foi inserido um *snubber* numérico em delta e seguindo a este componente, foi inserido mais um bloco de medições. Este bloco de medições visa permitir a medição de tensões e correntes entre o transformador de acoplamento e os transformadores da estrutura magnética de redução de harmônicos.

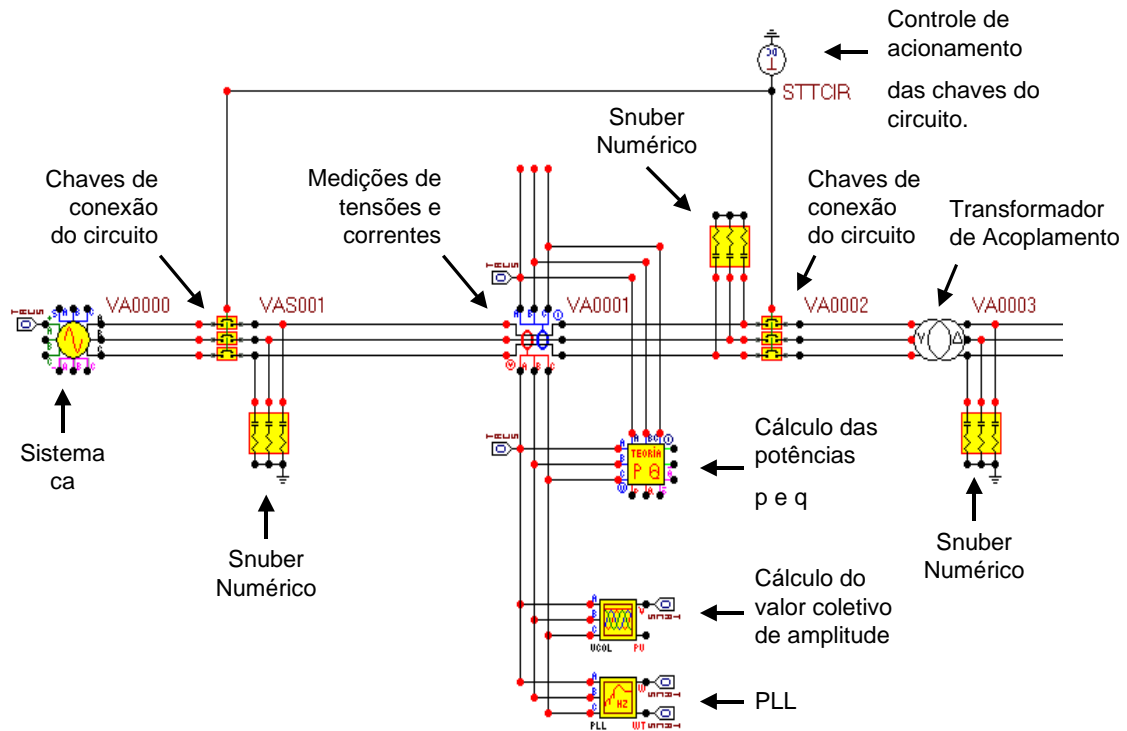


Fig. A.1.1 – Esquemático do modelo do STATCOM quasi 48 pulsos – Parte 1.

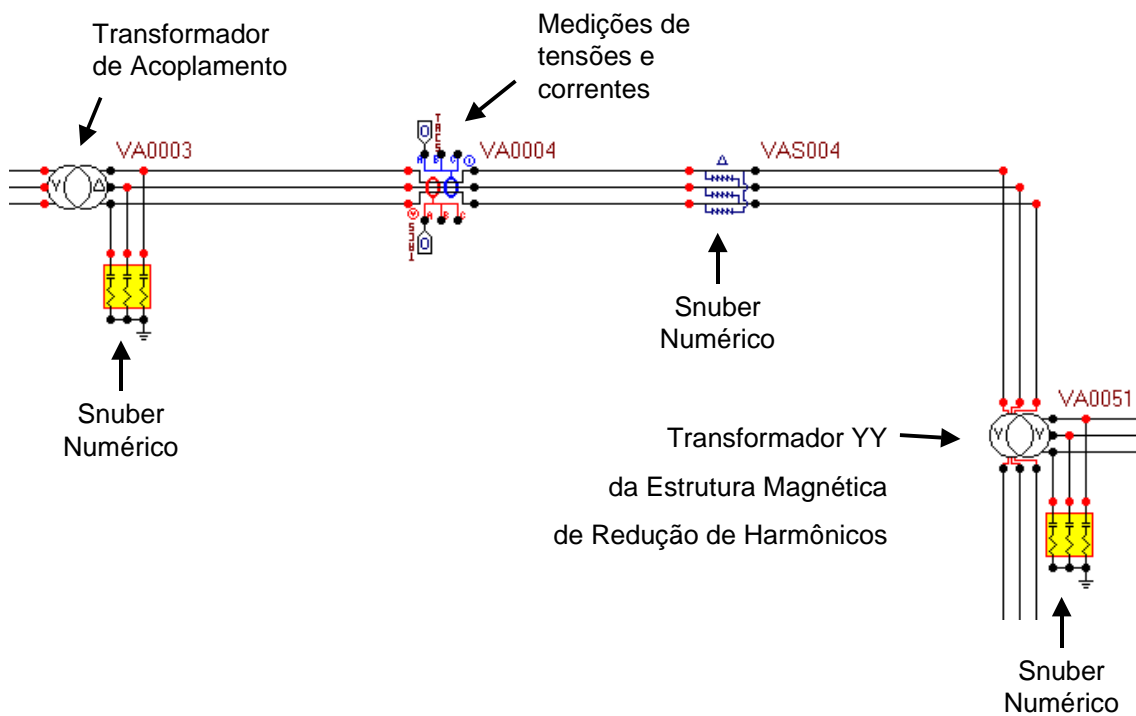


Fig. A.1.2 – Esquemático do modelo do STATCOM quasi 48 pulsos – Parte 2.

A Fig. A.1.3 mostra a terceira parte do esquemático do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Nesta figura observa-se parcialmente a estrutura magnética de redução de harmônicos. São observados apenas dois dos oito transformadores utilizados, porém, o esquema de ligação deles no esquemático não é alterado. Na Fig. A.1.3, após cada um dos transformadores segue um *snubber* numérico em paralelo, um bloco medidor de tensões e correntes, e mais um *snubber* numérico em delta ou estrela (conforme a ligação do transformador). Continuando o caminho do circuito, ainda existem chaves de conexão do circuito e os inversores. Os inversores recebem os sinais para suas chaves da lógica de acionamento das chaves.

A Fig. A.1.4 mostra a quarta parte do esquemático do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Nesta parte está mostrado que a lógica de acionamento das chaves recebe os sinais de sincronismo de frequência (originado do PLL), o sinal do controle de defasagem (originado do controlador proporcional-integral), e um sinal de controle que atua ligando ou desligando os inversores. Ainda nesta parte do esquemático é possível ver as ligações dos inversores com o capacitor cc.

A Fig. A.1.5 mostra a quinta parte do esquemático do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Nesta parte ficam determinados os valores de referência para a tensão cc e para a potência imaginária instantânea. Também é mostrada parte da estrutura do controle que produz a referência de potência e o controlador proporcional-integral. Este controlador recebe o sinal de potência imaginária medida e comparada com a referência e faz o ajuste do ângulo de controle de defasagem.

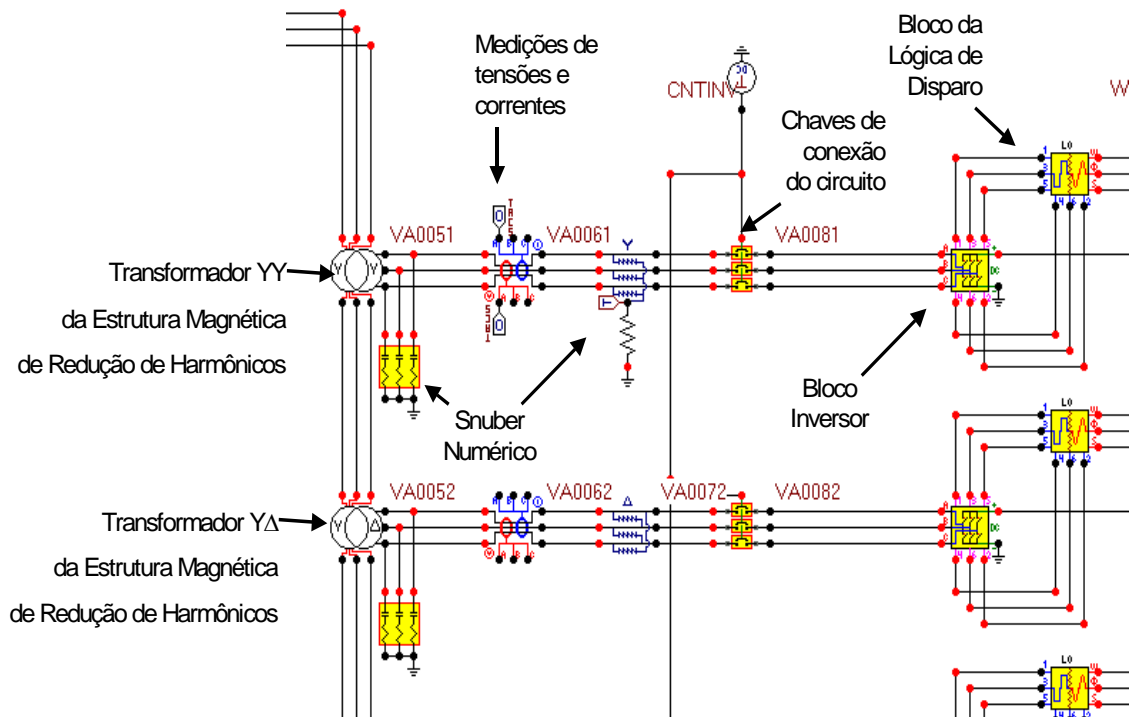


Fig. A.1.3 – Esquemático do modelo do STATCOM quasi 48 pulsos – Parte 3.

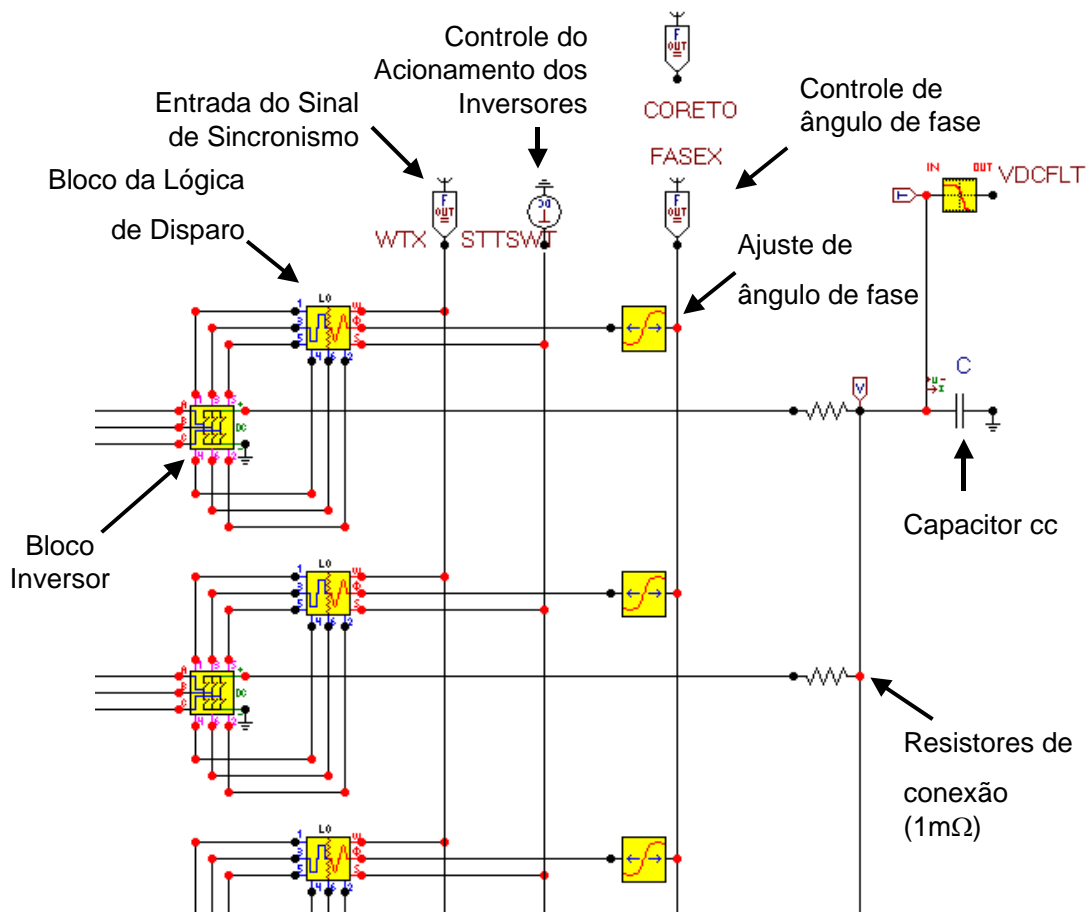


Fig. A.1.4 – Esquemático do modelo do STATCOM quasi 48 pulsos – Parte 4.

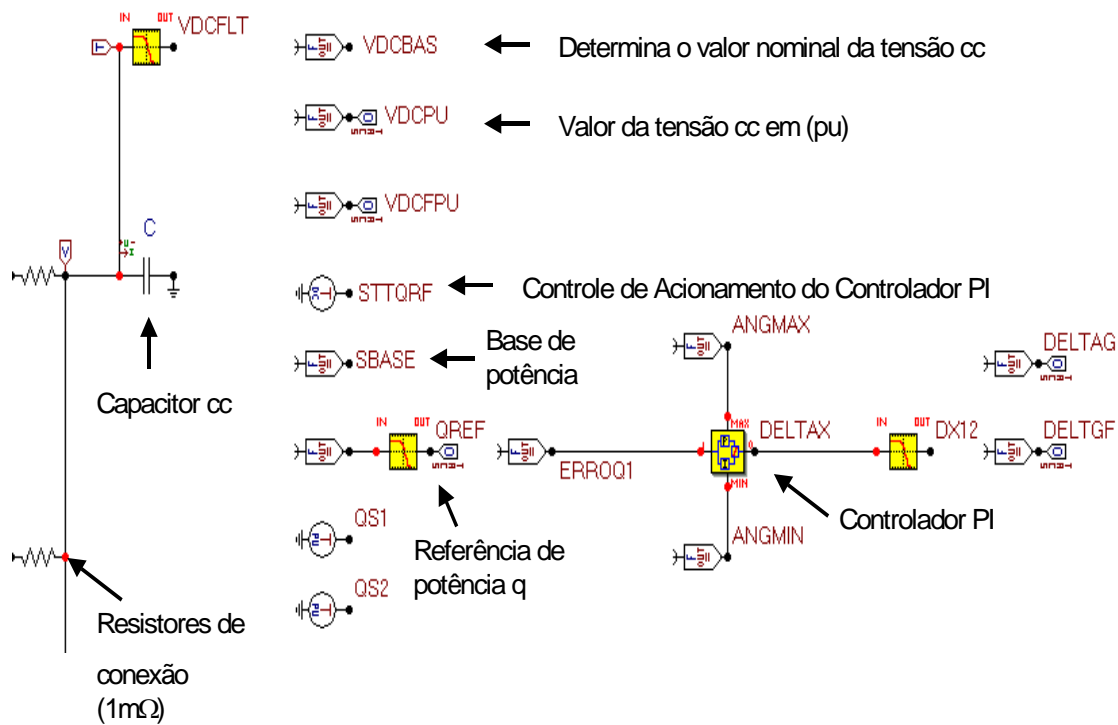



Fig. A.1.5 – Esquemático do modelo do STATCOM quasi 48 pulsos – Parte 5.

A.1.2. Programas das bibliotecas utilizadas

Nesta sessão estão descritos os programas das bibliotecas utilizadas no modelo digital do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Para cada uma das bibliotecas são apresentadas a sua função, o seu símbolo no esquemático e o seu programa base (database module).

A.1.2.1. Biblioteca: Sistema ca

	<p>Sistema.dbm</p>	<p>Módulo com a representação do sistema ca Também introduz tensões de seqüência negativa e afundamento da tensão na fase A.</p>
---	--------------------	--

```


BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG, PSFA02, PSFB02, PSFC02, POSFSA, POSFSB, POSFSC, NEGFSA, NEGFSB, NEGFSC
ARG, SAGFSA, SAGFSB, SAGFSC
ARG, POSAMP, POSFRQ, POSFSE, POSSRT, POSSTP, NEGPER, NEGFSE, NEGSRT, NEGSTP,
ARG, SAGPER, SAGSRT, SAGSTP, LSYSTM
NUM, POSAMP, POSFRQ, POSFSE, POSSRT, POSSTP, NEGPER, NEGFSE, NEGSRT, NEGSTP,
NUM, SAGPER, SAGSRT, SAGSTP, LSYSTM
DUM, POSSTT, NEGSTT, SAGSTT, PSFA00, PSFB00, PSFC00, WTXXXX, NEGAMP, SAGAMP
DUM, SAGFSE, PSFA01, PSFB01, PSFC01
/TACS
11POSSTT          1.                POSSRT    POSSTP
11NEGSTT          1.                NEGSRT    NEGSTP
    
```

```

11SAGSTT          1.                SAGSRT      SAGSTP
C
98PSFA00 =POSFSA+NEGFSA+SAGFSA
98PSFB00 =POSFSB+NEGFSA+SAGFSB
98PSFC00 =POSFSC+NEGFSC+SAGFSC
C
98WTXXXX =2*PI*(POSFRQ)*TIMEX
C
98POSFSA =POSSTT*POSAMP*1000*SIN(WTXXXX+(POSFSE)*PI/180)
98POSFSB =POSSTT*POSAMP*1000*SIN(WTXXXX+(POSFSE)*PI/180-2*PI/3)
98POSFSC =POSSTT*POSAMP*1000*SIN(WTXXXX+(POSFSE)*PI/180+2*PI/3)
C
98NEGAMP =((NEGPER)/100)*(POSAMP*1000)
C
98NEGFSA =NEGSTT*NEGAMP*SIN(WTXXXX+(NEGFSE)*PI/180)
98NEGFSA =NEGSTT*NEGAMP*SIN(WTXXXX+(NEGFSE)*PI/180+2*PI/3)
98NEGFSA =NEGSTT*NEGAMP*SIN(WTXXXX+(NEGFSE)*PI/180-2*PI/3)
C
98SAGAMP =-1*((SAGPER)/100)*(POSAMP*1000)
98SAGFSE =(POSFSE)*PI/180
C
98SAGFSA =SAGSTT*SAGAMP*SIN(WTXXXX+SAGFSE)
98SAGFSA =SAGSTT*SAGAMP*SIN(WTXXXX+SAGFSE-2*PI/3)
98SAGFSA =SAGSTT*SAGAMP*SIN(WTXXXX+SAGFSE+2*PI/3)
/BRANCH
  PSFA00PSFA01          .001                0
  PSFB00PSFB01          .001                0
  PSFC00PSFC01          .001                0
  PSFA01PSFA02          LSYSTEM            0
  PSFB01PSFB02          LSYSTEM            0
  PSFC01PSFC02          LSYSTEM            0
  PSFA02                 1.E6              0
  PSFB02                 1.E6              0
  PSFC02                 1.E6              0
/SOURCE
60PSFA00 0                -1.            10.
60PSFB00 0                -1.            10.
60PSFC00 0                -1.            10.
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.2. Biblioteca: Chaves de conexão do circuito

	<p>Link.dbm</p>	<p>Módulo com a representação do chaves conectando partes do sistema ao receber um sinal de comando.</p>
---	-----------------	--

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG,VA0000,VB0000,VC0000,VA0003,VB0003,VC0003,CLOSFA
DUM,VA0001,VB0001,VC0001,VA0002,VB0002,VC0002
/BRANCH
  VA0000VA0001          .001                0
  VB0000VB0001          .001                0
  VC0000VC0001          .001                0
  VA0002VA0003          .001                0
  VB0002VB0003          .001                0
  VC0002VC0003          .001                0
  VA0001                 1.E6              0
  VA0002                 1.E6              0
  VB0001                 1.E6              0
  VB0002                 1.E6              0
  VC0001                 1.E6              0
  VC0002                 1.E6              0
  VA0001VA0002          1.E9                0
  VB0001VB0002          1.E9                0
  VC0001VC0002          1.E9                0
/SWITCH


```

```

13VA0001VA0002                                CLOSFA  0
13VB0001VB0002                                CLOSFA  0
13VC0001VC0002                                CLOSFA  0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.3. Biblioteca: Snubber numérico RC


	Rcmega.dbm	Módulo com representação de resistores de 1MΩ em série com capacitores de 1μ utilizados para garantir a estabilidade numérica da simulação.
---	------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG,RA0000,RB0000,RC0000,RA0002,RB0002,RC0002
ARG,RVALUE,CVALUE
NUM,RVALUE,CVALUE
DUM,RA0001,RB0001,RC0001
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
  RA0000RA0001                                RVALUE  0
  RB0000RB0001                                RVALUE  0
  RC0000RC0001                                RVALUE  0
  RA0001RA0002                                CVALUE  0
  RB0001RB0002                                CVALUE  0
  RC0001RC0002                                CVALUE  0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.4. Biblioteca: Medidor de tensões e correntes

	Medidor.dbm	Módulo com os sistema de medição de tensões fase-neutro e correntes. Suas saídas são variáveis de controle.
---	-------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG,VA0001,VB0001,VC0001,VA0003,VB0003,VC0003
ARG,VAXXXX,VBXXXX,VCXXXX,IAXXXX,IBXXXX,ICXXXX
DUM,VA0002,VB0002,VC0002
/TACS
90VA0001                                      100.
90VB0001                                      100.
90VC0001                                      100.
91VA0002                                      100.
91VB0002                                      100.
91VC0002                                      100.
98VAXXXX =VA0001
98IAXXXX =VA0002
98IBXXXX =VB0002
98VBXXXX =VB0001
98VCXXXX =VC0001
98ICXXXX =VC0002
/BRANCH
  VA0001                                      1.E9  0
  VB0001                                      1.E9  0


```

```

VC0001          1.E9          0
VA0002VA0003   1.E9          0
VB0002VB0003   1.E9          0
VC0002VC0003   1.E9          0
VA0001VA0002   .001         0
VB0001VB0002   .001         0
VC0001VC0002   .001         0
/SWITCH
VA0002VA0003           MEASURING 0
VB0002VB0003           MEASURING 0
VC0002VC0003           MEASURING 0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.5. Biblioteca: Cálculo das potências instantâneas


	<p style="text-align: center;">Tpq.dbm</p>	<p>Este módulo calcula as potências instantâneas p e q e através de um filtro de Segunda, ordem com frequência de corte ajustável, calcula os valores “médios” e oscilantes destas potências.</p>
---	--	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG ,VAXXXX ,VBXXXX ,VCXXXX ,IAXXXX ,IBXXXX ,ICXXXX
ARG ,PXXXXX ,QXXXXX ,PBXXXX ,QBXXXX ,PTILXX ,QTILXX
ARG ,VFILTP ,VFILTQ
NUM ,VFILTP ,VFILTQ
DUM ,FILTP1 ,FILTP2
DUM ,VALFAX ,VBETAX ,VZEROX ,IALFAX ,IBETAX ,IZEROX
/TACS
98VALFAX =SQRT(2/3)*(VAXXXX-0.5*VBXXXX-0.5*VCXXXX)
98VBETAX =SQRT(2/3)*(SQRT(3)*VBXXXX/2-SQRT(3)*VCXXXX/2)
98VZEROX =SQRT(2/3)*(VAXXXX+VBXXXX+VCXXXX)/SQRT(2)
98IALFAX =SQRT(2/3)*(IAXXXX-0.5*IBXXXX-0.5*ICXXXX)
98IBETAX =SQRT(2/3)*(SQRT(3)*IBXXXX/2-SQRT(3)*ICXXXX/2)
98IZEROX =SQRT(2/3)*(IAXXXX+IBXXXX+ICXXXX)/SQRT(2)
98PXXXXX =VALFAX*IALFAX+VBETAX*IBETAX
98QXXXXX =VBETAX*IALFAX-VALFAX*IBETAX
1FILTP1  +PXXXXX          1.
   VFILTP
   VFILTP          1.
1PBXXXX  +FILTP1         1.
   VFILTP
   VFILTP          1.
1FILTP2  +QXXXXX         1.
   VFILTQ
   VFILTQ          1.
1QBXXXX  +FILTP2         1.
   VFILTQ
   VFILTQ          1.
98PTILXX =PXXXXX-PBXXXX
98QTILXX =QXXXXX-QBXXXX
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```



A.1.2.6. Biblioteca: Valor de amplitude coletivo das tensões

	<p>Vcollect.dbm</p>	<p>Este módulo faz o cálculo do valor de amplitude coletivo das tensões. E através de especificação de um valor base, permite que este valor seja dado em pu.</p>
---	---------------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG ,VAXXXX ,VBXXXX ,VCXXXX ,VCOLEC ,VCOLPU ,VBASEX
NUM ,VBASEX
/TACS
98VCOLEC =SQRT (VAXXXX*VAXXXX+VBXXXX*VBXXXX+VCXXXX*VCXXXX) *SQRT (2/3)
98VCOLPU =VCOLEC / (VBASEX*SQRT (2/3))
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK
    
```


A.1.2.7. Biblioteca: PLL

	<p>PLL.dbm</p>	<p>Este módulo faz a detecção da frequência das tensões medidas e gera um sinal de sincronismo.</p>
--	----------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG ,VAXXXX ,VBXXXX ,VCXXXX ,WXXXXX ,WTTETA
ARG ,VBASEX ,GPIPPP ,GPIPP
NUM ,VBASEX ,GPIPPP ,GPIPP
DUM ,P10000 ,P20000 ,IAREFX ,ICREFX ,P00000
DUM ,PPI000 ,PPP000 ,CXXXXX ,CONDTN ,RESETT ,ZOH000
DUM ,OUTPPI ,OUTPPP
/TACS
98P10000 = (VAXXXX-VBXXXX) *IAREFX / ((VBASEX) *SQRT (2/3))
98P20000 = (VCXXXX-VBXXXX) *ICREFX / ((VBASEX) *SQRT (2/3))
98P00000 =P10000+P20000
10UTPPI +PPI000 1.
1.
1.
98PPI000 = (GPIPP) *P00000
00UTPPP +PPP000 1.
98PPP000 = (GPIPPP) *P00000
0WXXXXX +OUTPPI +OUTPPP 1.
98CXXXXX =-PI
98IAREFX =SIN (WTTETA)
98ICREFX =SIN (WTTETA+2*PI/3)
98WTTETA58 +WXXXXX 1. 1. ZOH000CXXXXX
98CONDTN =PI
98RESETT60+UNITY +ZERO +ZERO WTTETA CONDTN
0ZOH000 +RESETT 1.
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK
    
```

A.1.2.8. Biblioteca: Snubber em Delta


	GNDelta.dbm	Este módulo é um snubber numérico com a função de estabilizar oscilações ligando as fases através de resistores de 1MΩ.
---	-------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG , FASEA1 , FASEB1 , FASEC1
ARG , FASEA2 , FASEB2 , FASEC2
DUM , DELTAA , DELTAB , DELTAC
/BRANCH
FASEA1DELTA    .0001                0
DELTAFASEA2    .0001                0
FASEB1DELTAB   .0001                0
DELTABFASEB2   .0001                0
FASEC1DELTAC   .0001                0
DELTACFASEC2   .0001                0
DELTAADELTAB   1.E6                 0
DELTABDELTAC   1.E6                 0
DELTACDELTA    1.E6                 0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.9. Biblioteca: Snubber em Estrela


	GNDstr.dbm	Este módulo é um snubber numérico com a função de estabilizar oscilações ligando as fases a um ponto de neutro através de resistores de 1MΩ.
---	------------	--

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG , FASEA1 , FASEB1 , FASEC1
ARG , FASEA2 , FASEB2 , FASEC2
ARG , GNDYXX
DUM , DELTAA , DELTAB , DELTAC
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><>>0
FASEA1DELTA    .0001                0
DELTAFASEA2    .0001                0
FASEB1DELTAB   .0001                0
DELTABFASEB2   .0001                0
FASEC1DELTAC   .0001                0
DELTACFASEC2   .0001                0
DELTAAGNDYXX   1.E6                 0
DELTABGNDYXX   1.E6                 0
DELTACGNDYXX   1.E6                 0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.10. Biblioteca: Transformador Estrela-Delta


	TRAFYDNN.dbm	Este módulo representa um transformador trifásico composto por três transformadores monofásicos compondo a estrutura estrela-delta.
---	--------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG,VA0002,VB0002,VC0002,VA0003,VB0003,VC0003
ARG,TNPRIM,TNSCND,LLPRIM,LLSCND,RRPRIM,RRSCND,RSTMAG
NUM,TNPRIM,TNSCND,LLPRIM,LLSCND,RRPRIM,RRSCND,RSTMAG
DUM,TX0001,TX0002,TX0003,GNDPRM
/BRANCH
  TRANSFORMER                      TX0001RSTMAG                      0
    9999
1VA0002GNDPRM                      RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VA0003VB0003                      RRSCNDLLSCNDTNSCND
  TRANSFORMER                      TX0002RSTMAG                      0
    9999
1VB0002GNDPRM                      RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VB0003VC0003                      RRSCNDLLSCNDTNSCND
  TRANSFORMER                      TX0003RSTMAG                      0
    9999
1VC0002GNDPRM                      RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VC0003VA0003                      RRSCNDLLSCNDTNSCND
  VA0002TX0001                      1.E6                              0
  VB0002TX0002                      1.E6                              0
  VC0002TX0003                      1.E6                              0
  TX0001VA0003                      1.E6                              0
  TX0002VB0003                      1.E6                              0
  TX0003VC0003                      1.E6                              0
  VB0003VA0003                      1.E6                              0
  VC0003VB0003                      1.E6                              0
  VA0003VC0003                      1.E6                              0
  GNDPRMVA0002                      1.E6                              0
  GNDPRMVB0002                      1.E6                              0
  GNDPRMVC0002                      1.E6                              0
  TX0001                            1.E6                              0
  TX0002                            1.E6                              0
  TX0003                            1.E6                              0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.11. Biblioteca: Transformador Estrela-Estrela - Primário aberto

	TRAFYOYC.dbm	Este módulo representa um transformador trifásico composto por três transformadores monofásicos compondo a estrutura estrela-estrela, porém o lado primário está aberto para permitir conexões.
---	--------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG,VA0002,VB0002,VC0002,VA0003,VB0003,VC0003,VAPRMO,VBPRMO,VCPRMO
ARG,TNPRIM,TNSCND,LLPRIM,LLSCND,RRPRIM,RRSCND,RSTMAG
NUM,TNPRIM,TNSCND,LLPRIM,LLSCND,RRPRIM,RRSCND,RSTMAG
DUM,TX0001,TX0002,TX0003,GNDPRM,GNDSCD
/BRANCH
  TRANSFORMER                      TX0001RSTMAG                      0
    9999
1VA0002VAPRMO                      RRPRIMLLPRIMTNPRIM


```

```

2VA0003GNDSCD          RRSCNDLLSCNDTNSCND
TRANSFORMER            TX0002RSTMAG          0
    9999
1VB0002VBPRMO          RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VB0003GNDSCD          RRSCNDLLSCNDTNSCND
TRANSFORMER            TX0003RSTMAG          0
    9999
1VC0002VCPRMO          RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VC0003GNDSCD          RRSCNDLLSCNDTNSCND
GNDSCD                 1.E6                0
GNDPRM                 1.E6                0
    TX0001              1.E6                0
    TX0002              1.E6                0
    TX0003              1.E6                0
VA0002TX0001           1.E6                0
VB0002TX0002           1.E6                0
VC0002TX0003           1.E6                0
TX0001VA0003           1.E6                0
TX0002VB0003           1.E6                0
TX0003VC0003           1.E6                0
GNDPRMVA0002           1.E6                0
GNDPRMVB0002           1.E6                0
GNDSCDVC0003           1.E6                0
GNDSCDVA0003           1.E6                0
GNDSCDVB0003           1.E6                0
GNDPRMVC0002           1.E6                0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.12. Biblioteca: Transformador Estrela-Delta - Primário aberto

	<p>TRAFYODC.dbm</p>	<p>Este módulo representa um transformador trifásico composto por três transformadores monofásicos compondo a estrutura estrela-delta, porém o lado primário está aberto para permitir conexões.</p>
---	---------------------	--

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG,VA0002,VB0002,VC0002,VA0003,VB0003,VC0003,VAPRMO,VBPRMO,VCPRMO
ARG,TNPRIM,TNSCND,LLPRIM,LLSCND,RRPRIM,RRSCND,RSTMAG
NUM,TNPRIM,TNSCND,LLPRIM,LLSCND,RRPRIM,RRSCND,RSTMAG
DUM,TX0001,TX0002,TX0003,GNDPRM
/BRANCH
TRANSFORMER            TX0001RSTMAG          0
    9999
1VA0002VAPRMO          RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VA0003VB0003          RRSCNDLLSCNDTNSCND
TRANSFORMER            TX0002RSTMAG          0
    9999
1VB0002VBPRMO          RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VB0003VC0003          RRSCNDLLSCNDTNSCND
TRANSFORMER            TX0003RSTMAG          0
    9999
1VC0002VCPRMO          RRPRIMLLPRIMTNPRIM
2VC0003VA0003          RRSCNDLLSCNDTNSCND
VA0002TX0001           1.E6                0
VB0002TX0002           1.E6                0
VC0002TX0003           1.E6                0
TX0001VA0003           1.E6                0
TX0002VB0003           1.E6                0
TX0003VC0003           1.E6                0
VB0003VA0003           1.E6                0
VC0003VB0003           1.E6                0
VA0003VC0003           1.E6                0
GNDPRMVA0002           1.E6                0


```

```

GNDPRMVB0002          1.E6          0
GNDPRMVC0002          1.E6          0
      TX0001           1.E6          0
      TX0002           1.E6          0
      TX0003           1.E6          0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.13. Biblioteca: Inversor

	<p>Invers3f.dbm</p>	<p>Este módulo simula um inversor trifásico com chaves ideais e snubber numérico contendo um diodo, um resistor e capacitor para cada chave.</p>
---	---------------------	--

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG, FASEXA, FASEXB, FASEXC, VDCPOS, VDCNEG
ARG, GATE11, GATE13, GATE15, GATE14, GATE16, GATE12
ARG, RSNUBB, CSNUBB, VDIODE
NUM, RSNUBB, CSNUBB, VDIODE
DUM, DWFS11, DWFS12, DWFS13, DWFS14, DWFS15, DWFS16
DUM, SNUB11, SNUB12, SNUB13, SNUB14, SNUB15, SNUB16
DUM, SWPS11, SWPS12, SWPS13, SWPS14, SWPS15, SWPS16
DUM, DIOD11, DIOD12, DIOD13, DIOD14, DIOD15, DIOD16
DUM, SWTX11, SWTX12, SWTX13, SWTX14, SWTX15, SWTX16
/BRANCH
  DWFS11SNUB11          CSNUBB          0
  DWFS13SNUB13          CSNUBB          0
  DWFS15SNUB15          CSNUBB          0
  SWPS14SNUB14          CSNUBB          0
  SWPS16SNUB16          CSNUBB          0
  SWPS12SNUB12          CSNUBB          0
  SNUB11SWPS11          RSNUBB          0
  SNUB13SWPS13          RSNUBB          0
  SNUB15SWPS15          RSNUBB          0
  SNUB14DWFS14          RSNUBB          0
  SNUB16DWFS16          RSNUBB          0
  SNUB12DWFS12          RSNUBB          0
  FASEXADWFS11          .001          0
  FASEXBDWFS13          .001          0
  FASEXCDWFS15          .001          0
  DIOD14DWFS14          .001          0
  DIOD16DWFS16          .001          0
  DIOD12DWFS12          .001          0
  SWTX11SWPS11          .001          0
  SWTX13SWPS13          .001          0
  SWTX15SWPS15          .001          0
  SWPS12SWTX12          .001          0
  SWPS14SWTX14          .001          0
  SWPS16SWTX16          .001          0
  SWPS11VDCPOS          .001          0
  SWPS13VDCPOS          .001          0
  SWPS15VDCPOS          .001          0
  DWFS11DIOD11          .001          0
  DWFS13DIOD13          .001          0
  DWFS15DIOD15          .001          0
  DWFS14FASEXA          .001          0
  DWFS16FASEXB          .001          0
  DWFS12FASEXC          .001          0
  VDCNEGSWPS14          .001          0
  VDCNEGSWPS16          .001          0
  VDCNEGSWPS12          .001          0
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
13SWTX11DWFS11          GATE11          0
13DWFS14SWTX14          GATE14          0
13SWTX13DWFS13          GATE13          0


```

```

13DWFS16SWTX16          GATE16    0
13SWTX15DWFS15          GATE15    0
13DWFS12SWTX12          GATE12    0
11DIOD11SWPS11          VDIODE    0
11SWPS14DIOD14          VDIODE    0
11DIOD13SWPS13          VDIODE    0
11SWPS16DIOD16          VDIODE    0
11DIOD15SWPS15          VDIODE    0
11SWPS12DIOD12          VDIODE    0
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.14. Biblioteca: Lógica de Acionamento dos Inversores


	<p>Logica0.dbm</p>	<p>Este módulo recebe os sinais de sincronismo, defasagem e controle e monta os disparos dos inversores.</p>
---	--------------------	--

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG , WTXXXX , DELTAX , STTSWT , GATEUA , GATEUB , GATEUC , GATEDA , GATEDB , GATEDC
ARG , VALORX
NUM , VALORX
DUM , VAGATE , VBGATE , VCGATE , GATE11 , GATE13 , GATE15
/TACS
98VAGATE =SIN(WTXXXX-PI/2+DELTAX)*STTSWT
98VBGATE =SIN(WTXXXX-PI/2+DELTAX-2*PI/3)*STTSWT
98VCGATE =SIN(WTXXXX-PI/2+DELTAX+2*PI/3)*STTSWT
98GATE1160+ZERO +ZERO +UNITY          VAGATEZERO
98GATE1360+ZERO +ZERO +UNITY          VBGATEZERO
98GATE1560+ZERO +ZERO +UNITY          VCGATEZERO
98GATEUA =GATE11*STTSWT
98GATEDA = (.NOT.(GATE11))*STTSWT
98GATEUB =GATE13*STTSWT
98GATEDB = (.NOT.(GATE13))*STTSWT
98GATEUC =GATE15*STTSWT
98GATEDC = (.NOT.(GATE15))*STTSWT
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.15. Biblioteca: Defasagem

	<p>Defase.dbm</p>	<p>Este módulo recebe o sinal sincronismo e introduz um valor de defasagem especificado de forma a montar a forma de onda de degraus.</p>
---	-------------------	---


```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG , INXXXX , OUTXXX
ARG , VALORX
NUM , VALORX
/TACS
98OUTXXX =INXXXX+(VALORX)*PI/180
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE

```

BLANK


A.1.2.16. Biblioteca: Controlador proporcional-integral

	<p>PILIM.dbm</p>	<p>Este módulo é um controlador PI com limitadores dos valores de saída.</p>
---	------------------	--

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG, ERRVDC, ANGOUT, LIMMAX, LIMMIN
ARG, KPXXXX, KIXXXX
NUM, KPXXXX, KIXXXX
DUM, TOKPXX, TOKIXX, OUTKPX, OUTKIX
/TACS
98TOKPXX =ERRVDC*KPXXXX
98TOKIXX =ERRVDC*KIXXXX
 0OUTKPX          +TOKPXX          1.
 1OUTKIX          +TOKIXX          1.
    1.
      1.
0ANGOUT          +OUTKPX          +OUTKIX          1.          LIMMINLIMMAX
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK
    
```


A.1.2.17. Biblioteca: Filtro de Segunda Ordem

	<p>Filtro2.dbm</p>	<p>Este módulo funciona como um filtro de Segunda ordem onde o valor de frequência de corte (em radianos) é ajustado.</p>
---	--------------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG, INFILT, OUTFLT, VALFLT
NUM, VALFLT
DUM, MIDFIL
/TACS
 1MIDFIL          +INFILT          1.
    VALFLT
    VALFLT          1.
 1OUTFLT          +MIDFIL          1.
    VALFLT
    VALFLT          1.
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK
    
```

A.1.2.18. Biblioteca: Detetor de seqüência positiva

	<p>Seqdectp.dbm</p>	<p>Este módulo detecta as componentes de seqüência positiva de tensões e correntes.</p>
---	---------------------	---

```


BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
    
```

```

ARG, VALFAX, VBETAX, WTPLLX
ARG, VADETC, VBDETC, VCDETC
ARG, VALFLT
NUM, VALFLT
DUM, IAREFX, IBREFX, ICREFX, PXXXXX, QXXXXX
DUM, PF1XXX, QF1XXX, PF2XXX, QF2XXX, PF3XXX, QF3XXX, PF4XXX, QF4XXX
DUM, IALFAX, IBETAX, PBARRA, QBARRA, VALFAD, VBETAD, DELTAX
/TACS
98IAREFX =SIN(WTPLLX)
98IBREFX =SIN(WTPLLX-2*PI/3)
98ICREFX =SIN(WTPLLX+2*PI/3)
98IALFAX =SQRT(2/3)*(IAREFX-0.5*IBREFX-0.5*ICREFX)
98IBETAX =SQRT(2)*(IBREFX-ICREFX)/2
98PXXXXX =VALFAX*IALFAX+VBETAX*IBETAX
98QXXXXX =VALFAX*IBETAX-VBETAX*IALFAX
1PF1XXX          +PXXXXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PF2XXX          +PF1XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF1XXX          +QXXXXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF2XXX          +QF1XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PF3XXX          +PF2XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF3XXX          +QF2XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PF4XXX          +PF3XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF4XXX          +QF3XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PBARRA          +PF4XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QBARRA          +QF4XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
98DELTAX =IALFAX*IALFAX+IBETAX*IBETAX
98VALFAD = (PBARRA*IALFAX+QBARRA*IBETAX)/DELTAX
98VBETAD = (PBARRA*IBETAX-QBARRA*IALFAX)/DELTAX
98VADETC =SQRT(2/3)*(VALFAD)
98VBDETC =SQRT(2/3)*(-0.5*VALFAD+(SQRT(3)/2)*VBETAD)
98VCDETC =SQRT(2/3)*(-0.5*VALFAD-(SQRT(3)/2)*VBETAD)
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.2.19. Biblioteca: Detetor de seqüência negativa

	<p>Seqdectn.dbm</p>	<p>Este módulo detecta as componentes de seqüência negativa de tensões e correntes.</p>
---	---------------------	---

```

BEGIN NEW DATA CASE --NOSORT--
DATA BASE MODULE
$ERASE
ARG, VALFAX, VBETAX, WTPLLX
ARG, VADETC, VBDETC, VCDETC
ARG, VALFLT
NUM, VALFLT
DUM, IAREFX, IBREFX, ICREFX, PXXXXX, QXXXXX
DUM, PF1XXX, QF1XXX, PF2XXX, QF2XXX, PF3XXX, QF3XXX, PF4XXX, QF4XXX
DUM, IALFAX, IBETAX, PBARRA, QBARRA, VALFAD, VBETAD, DELTAX

```



```

/TACS
98IAREFX =SIN(WTPLLX)
98IBREFX =SIN(WTPLLX+2*PI/3)
98ICREFX =SIN(WTPLLX-2*PI/3)
98IALFAX =SQRT(2/3)*(IAREFX-0.5*IBREFX-0.5*ICREFX)
98IBETAX =SQRT(2)*(IBREFX-ICREFX)/2
98PXXXXX =VALFAX*IALFAX+VBETAX*IBETAX
98QXXXXX =VALFAX*IBETAX-VBETAX*IALFAX
1PF1XXX          +PXXXXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PF2XXX          +PF1XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF1XXX          +QXXXXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF2XXX          +QF1XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PF3XXX          +PF2XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF3XXX          +QF2XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PF4XXX          +PF3XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QF4XXX          +QF3XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1PBARRA          +PF4XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
1QBARRA          +QF4XXX          1.
  VALFLT
  VALFLT          1.
98DELTAX =IALFAX*IALFAX+IBETAX*IBETAX
98VALFAD =(PBARRA*IALFAX+QBARRA*IBETAX)/DELTAX
98VBETAD =(PBARRA*IBETAX-QBARRA*IALFAX)/DELTAX
98VADETC =SQRT(2/3)*(VALFAD)
98VBDETC =SQRT(2/3)*(-0.5*VALFAD+(SQRT(3)/2)*VBETAD)
98VCDETC =SQRT(2/3)*(-0.5*VALFAD-(SQRT(3)/2)*VBETAD)
BEGIN NEW DATA CASE
C
$PUNCH
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

A.1.3. Listagem do programa utilizado

Nesta sessão está o principal programa de simulação do STATCOM *quasi* 48-pulsos.

A.1.3.1. STATCOM quasi 48-pulsos – sem e com perturbações de seqüência negativa

Programa S48P00NN.atp

```

BEGIN NEW DATA CASE
C -----
C Generated by ATPDRAW  June, Sunday 10, 2001
C A Bonneville Power Administration program
C Programmed by H. K. Høidalen at SefAS - NORWAY  1994-98
C -----
ALLOW EVEN PLOT FREQUENCY
$DUMMY, XYZ000
C Miscellaneous Data Card ....
C dT >> Tmax >> Xopt >> Copt >
  2.5E-6      2.
  1000      20      1      1      1      0      0      1      0
TACS HYBRID
/TACS
98V24P1  =(VA12P1-VB12P1)+(VA12P2-VB12P2)
98VDCFP1 =VDCFLT/VDCBAS
C T 1 / W 0.5 / S 0.5
23QS1    2.      .5      .25      .5      10.
98QREFX  =((QS1-1)*QS2)*STTQRF
98CORETO =-70
98ERROQ1 =(QREF-QPU)*STTQRF
98ANGMAX  =2.5*PI/180
11STTSWT  1.      .25      10.
98ANGMIN  =-1*ANGMAX
C T 2 / W 1 / S 0.5
23QS2    1.      1.      .5      .5      10.
98WTX     =WT1
98FASEX   =DELTAX*STTQRF+CORETO*PI/180
98SBASE   =100e6
98DELTAG  =DELTAX*180/PI
98QPU     =Q1/SBASE
98PPU     =P1/SBASE
98VA12P1  =(VA61-NETRY1)+(VA62-VB62)/SQRT(3)
98VB12P1  =(VB61-NETRY1)+(VB62-VC62)/SQRT(3)
90NETRY1  .1.
90VDCPOS  100.
98VDCBAS  =5500
98VDCPU   =VDCPOS/VDCBAS
98QBFP1   =QBARA1/SBASE
98PBFP1   =PBARA1/SBASE
11STTQRF  1.      .25      10.
98DELTGF  =DX12*180/PI
11STTCIR  1.      .05      10.
11CNTINV  1.      .25      10.
90NETRY3  1.
98VA12P2  =(VA63-NETRY3)+(VA64-VB64)/SQRT(3)
98VB12P2  =(VB63-NETRY3)+(VB64-VC64)/SQRT(3)
90NETRY5  1.
98V24P2   =(VA12P3-VB12P3)+(VA12P4-VB12P4)
90NETRY7  1.
98VA12P3  =(VA65-NETRY5)+(VA66-VB66)/SQRT(3)
98VB12P3  =(VB65-NETRY5)+(VB66-VC66)/SQRT(3)
98VA12P4  =(VA67-NETRY7)+(VA68-VB68)/SQRT(3)
98VB12P4  =(VB67-NETRY7)+(VB68-VC68)/SQRT(3)
98V48P    =V24P1+V24P2
98QX2     =ABS(QPU-QBFP1)
98PX2     =ABS(PPU-PBFP1)
98VBETAL  =(VB0-VC0)/SQRT(2)
98VALFAL  =SQRT(2/3)*(VA0-0.5*VB0-0.5*VC0)
98VAONEG  =(VA0-VA0POS)*CNTINV
98VBONEG  =(VB0-VB0POS)*CNTINV
98VCONEG  =(VC0-VC0POS)*CNTINV
98NEGPRS60+ZERO  +ZERO  +UNITY      VNEG  NEGLIM
98NEGLIM  =2.5/100
33VCOL1
33VA0
33W1

```

```

33VDCFPU
33QREF
33QPU
33PPU
33DELTAG
33VDCPU
33QBFPU
33PBFPFU
33DELTGF
33POS_VA
33IA61
33VA61
33IA0
33V48P
33WT1
33TOSCLQ
33TOSCLP
33QX2
33IA4
33VA4
33IB0
33IC0
33VB0
33VC0
33VNEG
33NEGPRS
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
/BRANCH
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< L >< C >
C < n 1>< n 2><ref1><ref2>< R >< A >< B ><Leng><><>0
      GNDYYO      1.E6      0
      VDCPOS      4591.      3
      NENTRY1      1.E6      0
      NENTRY3      1.E6      0
      NENTRY5      1.E6      0
      NENTRY7      1.E6      0
      VDC1 VDCPOS      .1      0
      VDC2 VDCPOS      .1      0
      VDC3 VDCPOS      .1      0
      VDC4 VDCPOS      .1      0
      VDC5 VDCPOS      .1      0
      VDC6 VDCPOS      .1      0
      VDC7 VDCPOS      .1      0
      VDC8 VDCPOS      .1      0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\VCOLECT.LIB, VA0###, VB0### $$
, VC0###, VCOL1#, VCOPU1,1.38E5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VAS001, VBS001 $$
, VCS001, VA0001, VB0001, VC0001, VA0###, VB0###, VC0###, IA0###, IB0### $$
, IC0###
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\PLL.LIB, VA0###, VB0### $$
, VC0###, WL####, WT1###,1.38E5, 100., 5.E3
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0001, VB0001 $$
, VC0001, VA0002, VB0002, VC0002, STTCIR
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\SISTEMA.LIB, VA0000, VB0000 $$
, VC0000, POS_VA, POS_VB, POS_VC, NEG_VA, NEG_VB, NEG_VC, SAG_VA, SAG_VB $$
, SAG_VC,112.67, 60., 0.0, -1., 10., 5., 0.0, 1.25, 10. $$
, 5., 10., 10.,25.256
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYDNN.LIB, VA0002, VB0002 $$
, VC0002, VA0003, VB0003, VC0003, 4., 1.732, 12.63, 0.789,0.0952,0.0060 $$
, 0.0
C 0.1 / 100
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\PILIM.LIB, ERROQ1, DELTAX $$
, ANGMAX, ANGMIN, 0.1, 50.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VCS001, VBS001, VAS001, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TPQ.LIB, VA0###, VB0### $$
, VC0###, IA0###, IB0###, IC0###, P1####, Q1####, PBARA1, QBARA1, PTIL1# $$
, QTIL1#, 200., 200.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, FASEX1 $$
, 30.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0071, VB0071 $$
, VC0071, VA0081, VB0081, VC0081, CNTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0003, VB0003 $$
, VC0003, VA0004, VB0004, VC0004, VA4###, VB4###, VC4###, IA4###, IB4### $$
, IC4###
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0072, VB0072 $$

```

```

, VC0072, VA0082, VB0082, VC0082, CONTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYOYC.LIB, VAS004, VBS004 $$
, VCS004, VA0051, VB0051, VC0051, VA5152, VB5152, VC5152, 1., 1. $$
, 0.157, 0.157, 7.4E-4, 7.4E-4, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYODC.LIB, VA5152, VB5152 $$
, VC5152, VA0052, VB0052, VC0052, VA5253, VB5253, VC5253, 1., 1.7321 $$
, 0.157, 0.474, 7.4E-4, 0.0022, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0052, VB0052 $$
, VC0052, VA0062, VB0062, VC0062, VA62##, VB62##, VC62##, IA62##, IB62## $$
, IC62##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, FASEX1 $$
, STTSWT, GATE11, GATE13, GATE15, GATE14, GATE16, GATE12, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, FASEX2 $$
, STTSWT, GATE21, GATE23, GATE25, GATE24, GATE26, GATE22, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0081, VB0081 $$
, VC0081, VDC1##, #####, GATE11, GATE13, GATE15, GATE14, GATE16, GATE12 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0082, VB0082 $$
, VC0082, VDC2##, #####, GATE21, GATE23, GATE25, GATE24, GATE26, GATE22 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, FASEX2 $$
, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDEST.R.LIB, VA0061, VB0061 $$
, VC0061, VA0071, VB0071, VC0071, NETRY1
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDELTA.LIB, VA0062, VB0062 $$
, VC0062, VA0072, VB0072, VC0072
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\FILTRO2.LIB, VDCPOS, VDCFLT, 500
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\FILTRO2.LIB, QREFX#, QREF##, 50
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\FILTRO2.LIB, DELTAX, DX12##, 200
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0003, VB0003, VA0003, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0051, VB0051 $$
, VC0051, VA0061, VB0061, VC0061, VA61##, VB61##, VC61##, IA61##, IB61## $$
, IC61##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0000, VB0000 $$
, VC0000, VAS001, VBS001, VCS001, STTCIR
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDELTA.LIB, VA0004, VB0004 $$
, VC0004, VAS004, VBS004, VCS004
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0051, VB0051, VA0051, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0052, VB0052, VA0052, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VA0001, VB0001, VC0001, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0073, VB0073 $$
, VC0073, VA0083, VB0083, VC0083, CONTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0074, VB0074 $$
, VC0074, VA0084, VB0084, VC0084, CONTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYOYC.LIB, VA5253, VB5253 $$
, VC5253, VA0053, VB0053, VC0053, VA5354, VB5354, VC5354, 1., 1. $$
, 0.157, 0.157, 7.4E-4, 7.4E-4, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYODC.LIB, VA5354, VB5354 $$
, VC5354, VA0054, VB0054, VC0054, VA5455, VB5455, VC5455, 1., 1.7321 $$
, 0.157, 0.474, 7.4E-4, 0.0022, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0054, VB0054 $$
, VC0054, VA0064, VB0064, VC0064, VA64##, VB64##, VC64##, IA64##, IB64## $$
, IC64##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDEST.R.LIB, VA0063, VB0063 $$
, VC0063, VA0073, VB0073, VC0073, NETRY3
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDELTA.LIB, VA0064, VB0064 $$
, VC0064, VA0074, VB0074, VC0074
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0053, VB0053 $$
, VC0053, VA0063, VB0063, VC0063, VA63##, VB63##, VC63##, IA63##, IB63## $$
, IC63##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0053, VB0053, VA0053, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0054, VB0054, VA0054, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, FASEX3 $$
, STTSWT, GATE31, GATE33, GATE35, GATE34, GATE36, GATE32, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0083, VB0083 $$
, VC0083, VDC3##, #####, GATE31, GATE33, GATE35, GATE34, GATE36, GATE32 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, FASEX3 $$
, 37.5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, FASEX4 $$
, STTSWT, GATE41, GATE43, GATE45, GATE44, GATE46, GATE42, 100.

```

```

$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0084, VB0084 $$
, VC0084, VDC4##, #####, GATE41, GATE43, GATE45, GATE44, GATE46, GATE42 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, FASEX4 $$
, 7.5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0075, VB0075 $$
, VC0075, VA0085, VB0085, VC0085, CNTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0076, VB0076 $$
, VC0076, VA0086, VB0086, VC0086, CNTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYOYC.LIB, VA5455, VB5455 $$
, VC5455, VA0055, VB0055, VC0055, VA5556, VB5556, VC5556, 1., 1. $$
, 0.157, 0.157, 7.4E-4, 7.4E-4, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYODC.LIB, VA5556, VB5556 $$
, VC5556, VA0056, VB0056, VC0056, VA5657, VB5657, VC5657, 1., 1.7321 $$
, 0.157, 0.474, 7.4E-4, 0.0022, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0056, VB0056 $$
, VC0056, VA0066, VB0066, VC0066, VA66##, VB66##, VC66##, IA66##, IB66## $$
, IC66##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDESTR.LIB, VA0065, VB0065 $$
, VC0065, VA0075, VB0075, VC0075, NETRY5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDELTA.LIB, VA0066, VB0066 $$
, VC0066, VA0076, VB0076, VC0076
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0055, VB0055 $$
, VC0055, VA0065, VB0065, VC0065, VA65##, VB65##, VC65##, IA65##, IB65## $$
, IC65##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0055, VB0055, VA0055, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0056, VB0056, VA0056, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, FASEX5 $$
, STTSWT, GATE51, GATE53, GATE55, GATE54, GATE56, GATE52, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0085, VB0085 $$
, VC0085, VDC5##, #####, GATE51, GATE53, GATE55, GATE54, GATE56, GATE52 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, FASEX5 $$
, 45.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, XX0680 $$
, STTSWT, GATE61, GATE63, GATE65, GATE64, GATE66, GATE62, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0086, VB0086 $$
, VC0086, VDC6##, #####, GATE61, GATE63, GATE65, GATE64, GATE66, GATE62 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, XX0680 $$
, 15.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0077, VB0077 $$
, VC0077, VA0087, VB0087, VC0087, CNTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LINK.LIB, VA0078, VB0078 $$
, VC0078, VA0088, VB0088, VC0088, CNTINV
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYOYC.LIB, VA5657, VB5657 $$
, VC5657, VA0057, VB0057, VC0057, VA5758, VB5758, VC5758, 1., 1. $$
, 0.157, 0.157, 7.4E-4, 7.4E-4, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\TRAFYODC.LIB, VA5758, VB5758 $$
, VC5758, VA0058, VB0058, VC0058, GNDYYO, GNDYYO, GNDYYO, 1., 1.7321 $$
, 0.157, 0.474, 7.4E-4, 0.0022, 0.0
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0058, VB0058 $$
, VC0058, VA0068, VB0068, VC0068, VA68##, VB68##, VC68##, IA68##, IB68## $$
, IC68##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDESTR.LIB, VA0067, VB0067 $$
, VC0067, VA0077, VB0077, VC0077, NETRY7
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\GNDELTA.LIB, VA0068, VB0068 $$
, VC0068, VA0078, VB0078, VC0078
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\MEDIDOR.LIB, VA0057, VB0057 $$
, VC0057, VA0067, VB0067, VC0067, VA67##, VB67##, VC67##, IA67##, IB67## $$
, IC67##
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0057, VB0057, VA0057, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\RCMEGA.LIB, #####, ##### $$
, #####, VC0058, VB0058, VA0058, 1.E5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, XX0786 $$
, STTSWT, GATE71, GATE73, GATE75, GATE74, GATE76, GATE72, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0087, VB0087 $$
, VC0087, VDC7##, #####, GATE71, GATE73, GATE75, GATE74, GATE76, GATE72 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, XX0786 $$
, 52.5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\LOGICAO.LIB, WTX###, XX0808 $$
, STTSWT, GATE81, GATE83, GATE85, GATE84, GATE86, GATE82, 100.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\INVERS3F.LIB, VA0088, VB0088 $$

```

```

, VC0088, VDC8##, #####, GATE81, GATE83, GATE85, GATE84, GATE86, GATE82 $$
, 500., 0.5, 1.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\DEFASE.LIB, FASEX#, XX0808 $$
, 22.5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\FILTRO2.LIB, QX2###, TOSCLQ,200
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\FILTRO2.LIB, PX2###, TOSCLP,200
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\SEQDECTP.LIB, VALFAL, VBETAL, WT1###, VA0POS $$
, VB0POS, VCOPOS, 250.
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\VCOLECT.LIB, VAONEG, VBONEG $$
, VCONEG, VNEGPS, VNEGPU,1.38E5
$INCLUDE, C:\ATP\ATPDRAW\USP\FILTRO2.LIB, VNEGPU, VNEG##,200
/SWITCH
C < n 1>< n 2>< Tclose ><Top/Tde >< Ie ><Vf/CLOP >< type >
/SOURCE
C < n 1><>< Ampl. >< Freq. ><Phase/T0>< A1 >< T1 >< TSTART >< TSTOP >
BLANK TACS
BLANK BRANCH
BLANK SWITCH
BLANK SOURCE
VDCPOS
BLANK OUTPUT
BLANK PLOT
BEGIN NEW DATA CASE
BLANK

```

Apêndice 3 – Análise das Potências Instantâneas

A.3.1. Tensões do sistema ca compostas por componentes de seqüência positiva e negativa e tensão do inversor composta de seqüência positiva.

Dadas as tensões positivas do sistema:

$$v_{as+}(t) = V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \quad (\text{A.3.1}),$$

$$v_{bs+}(t) = V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3.2}),$$

$$v_{cs+}(t) = V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3.3}).$$

Dadas as tensões negativas do sistema:

$$v_{as-}(t) = V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \quad (\text{A.3.4}),$$

$$v_{bs-}(t) = V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3.5}),$$

$$v_{cs-}(t) = V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3.6}),$$

Dadas as tensões positivas do STATCOM:

$$v_{ai+}(t) = V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) \quad (\text{A.3.7}),$$

$$v_{bi+}(t) = V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3.8}),$$

$$v_{ci+}(t) = V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3.9}).$$

As correntes circulando sobre uma indutância L são:

$$L \cdot \frac{di_a(t)}{dt} = v_{as+}(t) + v_{as-}(t) - v_{ai+}(t) \quad (\text{A.3.10}),$$

$$L \cdot \frac{di_b(t)}{dt} = v_{bs+}(t) + v_{bs-}(t) - v_{bi+}(t) \quad (\text{A.3.11}),$$

$$L \cdot \frac{di_c(t)}{dt} = v_{cs+}(t) + v_{cs-}(t) - v_{ci+}(t) \quad (\text{A.3.12}),$$

desenvolvendo, em regime permanente são obtidas:

$$i_a(t) = \frac{1}{L} \int (V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) - V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i)) dt \quad (\text{A.3.13}),$$

$$i_b(t) = \frac{1}{L} \int \left(V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) \right) dt \quad (\text{A.3.14}),$$

$$i_c(t) = \frac{1}{L} \int \left(V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) \right) dt \quad (\text{A.3.15}).$$

O resultado deste desenvolvimento é:

$$i_a(t) = -\frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \quad (\text{A.3.16}),$$

$$i_b(t) = -\frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{A.3.17}),$$

$$i_c(t) = -\frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{A.3.18})$$

Utilizando a transformação de Clarke para as tensões:

$$v_\alpha(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[1 \cdot (v_{sa+} + v_{sa-}) - \frac{1}{2} \cdot (v_{sb+} + v_{sb-}) - \frac{1}{2} \cdot (v_{sc+} + v_{sc-}) \right] \quad (\text{A.3.19})$$

$$v_\beta(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (v_{sb+} + v_{sb-}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (v_{sc+} + v_{sc-}) \right] \quad (\text{A.3.20})$$

ou, da mesma forma:

$$v_\alpha(t) = v_{\alpha+}(t) + v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[1 \cdot v_{sa+} - \frac{1}{2} \cdot v_{sb+} - \frac{1}{2} \cdot v_{sc+} \right] + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[1 \cdot v_{sa-} - \frac{1}{2} \cdot v_{sb-} - \frac{1}{2} \cdot v_{sc-} \right] \quad (\text{A.3.21})$$

$$v_\beta(t) = v_{\beta+}(t) + v_{\beta-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{sb+} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{sc+} \right] + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{sb-} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{sc-} \right] \quad (\text{A.3.22})$$

Substituindo os valores de tensão:

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[1.V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) - \frac{1}{2}.V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}.V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s+} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s+} \left[\begin{array}{l} \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ -\frac{1}{2} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] + \\ -\frac{1}{2} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] \end{array} \right]$$

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s+} \left[\begin{array}{l} \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ -\frac{1}{2} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) - \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] + \\ -\frac{1}{2} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) + \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] \end{array} \right]$$

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s+} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \right]$$

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s+} \left[\frac{3}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \right]$$

$$v_{\alpha+}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}}.V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+})$$

$$v_{\beta+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}.V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{2}.V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\beta+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}.V_{s+} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\beta+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}.V_{s+} \left[\begin{array}{l} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] + \\ - \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] \end{array} \right]$$

$$v_{\beta+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s+} \cdot \left[-2 \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

$$v_{\beta+}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+})$$

$$v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[1 \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) - \frac{1}{2} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s-} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s-} \cdot \left[\begin{array}{l} \sin(\omega.t + \theta_{s-}) + \\ -\frac{1}{2} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] + \\ -\frac{1}{2} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] \end{array} \right]$$

$$v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s-} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) + \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right]$$

$$v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s-} \cdot \left[\frac{3}{2} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right]$$

$$v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-})$$

$$v_{\beta-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\beta-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s-} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$v_{\beta-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s-} \cdot \left[\begin{array}{l} \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] + \\ - \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) \right] \end{array} \right]$$

$$v_{\beta-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s+} \cdot \left[2 \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

$$v_{\beta-}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-})$$

Desta forma:

$$v_{\alpha}(t) = v_{\alpha+}(t) + v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_{s-})$$

(A.3.23),

e

$$v_{\beta}(t) = v_{\beta+}(t) + v_{\beta-}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-})$$

(A.3.24).

Utilizando a transformação de Clarke para as correntes:

$$i_{\alpha}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[1 \cdot i_a - \frac{1}{2} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot i_c \right] \quad (\text{A.3.25}),$$

$$i_{\beta}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_c \right] \quad (\text{A.3.26}).$$

E substituindo os valores:

$$i_{\alpha}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[-\frac{1}{\omega \cdot L} [V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+}) - V_i \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-})] + \right. \\ \left. -\frac{1}{2} \cdot \left[-\frac{1}{\omega \cdot L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \right] + \right. \\ \left. -\frac{1}{2} \cdot \left[-\frac{1}{\omega \cdot L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + V_{s-} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right] \right]$$

$$i_{\alpha}(t) = \frac{1}{\omega.L} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\begin{aligned} & -[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-})] + \\ & + \frac{1}{2} \cdot \left[\begin{aligned} & V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) + \\ & + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right] + \\ & + \frac{1}{2} \cdot \left[\begin{aligned} & V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) + \\ & + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right]$$

$$i_{\alpha}(t) = \frac{1}{\omega.L} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\begin{aligned} & + V_{s+} \cdot \left[-\cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ & + V_i \cdot \left[\cos(\omega.t + \theta_i) - \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ & + V_{s-} \cdot \left[-\cos(\omega.t + \theta_{s-}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right] \end{aligned} \right]$$

$$i_{\alpha}(t) = \frac{1}{\omega.L} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[-\frac{3}{2} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \frac{3}{2} \cdot V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) - \frac{3}{2} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \right]$$

$$i_{\alpha}(t) = \frac{1}{\omega.L} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot [-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) - V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-})]$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[\begin{aligned} & \left[-\frac{1}{\omega.L} \cdot \left[\begin{aligned} & V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) + \\ & + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right] \right] + \\ & - \left[-\frac{1}{\omega.L} \cdot \left[\begin{aligned} & V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) + \\ & + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right] \right] \end{aligned} \right]$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left[\begin{array}{l} -V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) + \\ + V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) - V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) + \\ -V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right]$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left[\begin{array}{l} V_{s+} \cdot \left[-\cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) \right] + \\ + V_i \cdot \left[\cos(\omega.t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega.t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}) \right] + \\ V_{s-} \cdot \left[-\cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right] \end{array} \right]$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left[\begin{array}{l} V_{s+} \cdot \left[-2 \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] + V_i \cdot \left[+2 \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\ V_{s-} \cdot \left[+2 \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{array} \right]$$

$$i_{\beta}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right]$$

Desta forma as correntes são:

$$i_{\alpha}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) - V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \right]$$

(A.3.27)

$$i_{\beta}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right]$$

(A.3.28)

As potências são:

$$p = v_\alpha i_\alpha - v_\beta i_\beta \quad (\text{A.3.29}).$$

$$p = \left\{ \begin{aligned} & \left[\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}) \right] \cdot \\ & \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\omega L} \left[-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_i \cos(\omega t + \theta_i) - V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \right] \right] + \\ & \left[-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \right] \cdot \\ & \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\omega L} \left[-V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_i \sin(\omega t + \theta_i) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}) \right] \right] \end{aligned} \right\}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ \begin{aligned} & \left[V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}) \right] \cdot \left[-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_i \cos(\omega t + \theta_i) - V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \right] + \\ & \left[-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \right] \cdot \left[-V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_i \sin(\omega t + \theta_i) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}) \right] \end{aligned} \right\}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ \begin{aligned} & -V_{s+}^2 \sin(\omega t + \theta_{s+}) \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ & + V_{s+} V_i \sin(\omega t + \theta_{s+}) \cos(\omega t + \theta_i) + \\ & - V_{s+} V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s+}) \cos(\omega t + \theta_{s-}) + \\ & - V_{s-} V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s-}) \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ & + V_{s-} V_i \sin(\omega t + \theta_{s-}) \cos(\omega t + \theta_i) + \\ & - V_{s-}^2 \sin(\omega t + \theta_{s-}) \cos(\omega t + \theta_{s-}) + \\ & + V_{s+}^2 \cos(\omega t + \theta_{s+}) \sin(\omega t + \theta_{s+}) + \\ & - V_{s+} V_i \cos(\omega t + \theta_{s+}) \sin(\omega t + \theta_i) + \\ & - V_{s+} V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \sin(\omega t + \theta_{s-}) + \\ & - V_{s+} V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \sin(\omega t + \theta_{s+}) + \\ & + V_{s-} V_i \cos(\omega t + \theta_{s-}) \sin(\omega t + \theta_i) + \\ & + V_{s-}^2 \cos(\omega t + \theta_{s-}) \sin(\omega t + \theta_{s-}) \end{aligned} \right\}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}.V_i.\sin(\omega.t + \theta_{s+}).\cos(\omega.t + \theta_i) - V_{s+}.V_i.\cos(\omega.t + \theta_{s+}).\sin(\omega.t + \theta_i) + \\ -V_{s+}.V_{s-}.\sin(\omega.t + \theta_{s+}).\cos(\omega.t + \theta_{s-}) - V_{s+}.V_{s-}.\cos(\omega.t + \theta_{s-}).\sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ -V_{s-}.V_{s+}.\sin(\omega.t + \theta_{s-}).\cos(\omega.t + \theta_{s+}) - V_{s-}.V_{s+}.\cos(\omega.t + \theta_{s+}).\sin(\omega.t + \theta_{s-}) + \\ +V_{s-}.V_i.\sin(\omega.t + \theta_{s-}).\cos(\omega.t + \theta_i) + V_{s-}.V_i.\cos(\omega.t + \theta_{s-}).\sin(\omega.t + \theta_i) + \end{array} \right\}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}.V_i.[\sin(\omega.t + \theta_{s+}).\cos(\omega.t + \theta_i) - \cos(\omega.t + \theta_{s+}).\sin(\omega.t + \theta_i)] + \\ -2.V_{s+}.V_{s-}[\sin(\omega.t + \theta_{s+}).\cos(\omega.t + \theta_{s-}) + \cos(\omega.t + \theta_{s+}).\sin(\omega.t + \theta_{s-})] + \\ +V_{s-}.V_i.[\sin(\omega.t + \theta_{s-}).\cos(\omega.t + \theta_i) + \cos(\omega.t + \theta_{s-}).\sin(\omega.t + \theta_i)] + \end{array} \right\}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}.V_i.\sin((\omega.t + \theta_{s+}) - (\omega.t + \theta_i)) + \\ -2.V_{s+}.V_{s-}.\sin((\omega.t + \theta_{s+}) + (\omega.t + \theta_{s-})) + \\ +V_{s-}.V_i.\sin((\omega.t + \theta_{s-}) + (\omega.t + \theta_i)) + \end{array} \right\}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+}.V_i.\sin(\theta_{s+} - \theta_i) - 2.V_{s+}.V_{s-}.\sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V_{s-}.V_i.\sin(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_i)]$$

e

$$q = v_{\beta}.i_{\alpha} - v_{\alpha}.i_{\beta} \quad (\text{A.3.30}).$$

$$q = \left\{ \begin{array}{l} \left[\left[-\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{s+}.\cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}}.V_{s-}.\cos(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \right] + \\ \left[\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[-V_{s+}.\cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + V_i.\cos(\omega.t + \theta_i) - V_{s-}.\cos(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \right] \right] \right\} + \\ \left\{ \begin{array}{l} \left[\left[\sqrt{\frac{3}{2}}.V_{s+}.\sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}}.V_{s-}.\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \right] - \\ \left[\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[-V_{s+}.\sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_i.\sin(\omega.t + \theta_i) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + V_{s-}.\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \right] \right] \right\} \end{array} \right\}$$

$$\begin{aligned}
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\left[\begin{array}{l} -V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{l} -V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ + V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) + \\ - V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \end{array} \right] + \\ &\left[\begin{array}{l} V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{l} -V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ + V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) + \\ + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \end{array} \right] \end{aligned} \right\} \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\left(\begin{array}{l} + V_{s+}^2 \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ - V_{s+} \cdot V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) + \\ + V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) + \\ - V_{s-} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ + V_{s-} \cdot V_i \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) + \\ - V_{s-}^2 \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \end{array} \right) + \\ &\left(\begin{array}{l} - V_{s+}^2 \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ V_{s+} \cdot V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) + \\ V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) + \\ - V_{s-} \cdot V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ V_{s-} \cdot V_i \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_i) + \\ V_{s-}^2 \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \end{array} \right) \end{aligned} \right\} \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\left(\begin{array}{l} + V_{s+}^2 \cdot [\cos^2(\omega.t + \theta_{s+}) + \sin^2(\omega.t + \theta_{s+})] + \\ - V_{s+} \cdot V_i \cdot [\cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) + \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_i)] \\ + V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot [\cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) - \sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-})] \\ - V_{s-} \cdot V_{s+} \cdot [\cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) - \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+})] \\ + V_{s-} \cdot V_i \cdot [\cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_i) - \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_i)] \\ - V_{s-}^2 \cdot [\cos^2(\omega.t + \theta_{s-}) + \sin^2(\omega.t + \theta_{s-})] \end{array} \right) \end{aligned} \right\} \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\left(\begin{array}{l} + V_{s+}^2 + \\ - V_{s+} \cdot V_i \cdot [\cos((\omega.t + \theta_{s+}) - (\omega.t + \theta_i))] \\ + V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot [\cos((\omega.t + \theta_{s+}) + (\omega.t + \theta_{s-}))] \\ - V_{s-} \cdot V_{s+} \cdot [\cos((\omega.t + \theta_{s-}) + (\omega.t + \theta_{s+}))] \\ + V_{s-} \cdot V_i \cdot [\cos((\omega.t + \theta_{s-}) + (\omega.t + \theta_i))] \\ + V_{s-}^2 \end{array} \right) \end{aligned} \right\}
 \end{aligned}$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_i \cdot [\cos(\theta_{s+} - \theta_i)] \\ +V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot [\cos(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-})] \\ -V_{s-} \cdot V_{s+} \cdot [\cos(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-})] \\ +V_{s-} \cdot V_i \cdot [\cos(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_i)] \\ +V_{s-}^2 \end{array} \right\}$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_i \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_i) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \cos(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_i) + V_{s-}^2]$$

Assim:

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+} \cdot V_i \cdot \sin(\theta_{s+} - \theta_i) + [-2.V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2.\omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \sin(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_i)] \quad (A.3.31),$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} [V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_i \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_i) + V_{s-} \cdot V_i \cdot \cos(2.\omega.t + \theta_{s-} + \theta_i) + V_{s-}^2] \quad (A.3.32).$$

A.3.2. Tensões do sistema ca compostas por componentes de seqüência positiva e negativa e tensão do inversor de composta por tensões de seqüência positiva e negativa.

Dadas as tensões positivas do STATCOM:

$$v_{ai+}(t) = V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+}) \quad (A.3.33),$$

$$v_{bi+}(t) = V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+} - \frac{2\pi}{3}) \quad (A.3.34),$$

$$v_{ci+}(t) = V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+} + \frac{2\pi}{3}) \quad (A.3.35),$$

E as tensões negativas do STATCOM:

$$v_{ai-}(t) = V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \quad (A.3.36),$$

$$v_{bi-}(t) = V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-} + \frac{2\pi}{3}) \quad (A.3.37),$$

$$v_{ci-}(t) = V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-} - \frac{2\pi}{3}) \quad (A.3.38).$$

As correntes são:

$$i_a(t) = -\frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) - V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \right] \quad (\text{A.3.39}),$$

$$i_b(t) = -\frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_{i+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) - V_{i-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-} + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{A.3.40}),$$

$$i_c(t) = -\frac{1}{\omega.L} \left[V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_{i+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+} + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) - V_{i-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-} - \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{A.3.41}).$$

Utilizando a transformação de Clarke para as tensões do sistema:

$$v_\alpha(t) = v_{\alpha+}(t) + v_{\alpha-}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \quad (\text{A.3.42}),$$

$$v_\beta(t) = v_{\beta+}(t) + v_{\beta-}(t) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \quad (\text{A.3.43}).$$

Utilizando a transformação de Clarke para as correntes:

$$i_\alpha(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[1 \cdot i_a - \frac{1}{2} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot i_c \right] \quad (\text{A.3.44}),$$

$$i_\beta(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_c \right] \quad (\text{A.3.45}).$$

Desenvolvendo estas equações:

$$i_\alpha(t) = \frac{1}{\omega.L} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+}) - V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) + V_{i-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-}) \right]$$

$$i_\beta(t) = \frac{1}{\omega.L} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+}) + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \right]$$

Para estas correntes temos as potências:

$$\begin{aligned}
 p &= \left\{ \begin{aligned} &\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \\ &\cdot \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+}) + \right. \right. \\ &\left. \left. -V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) + V_{i-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-}) \right] \right] + \\ &+ \left[-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \\ &\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left[-V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+}) + \right. \right. \\ &\left. \left. + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \right] \right] \end{aligned} \right\} \\
 p &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{aligned} &\left[\begin{aligned} &\left[V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \right. \\ &\left. + V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \cdot \left[\begin{aligned} &-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ &+ V_{i+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+}) + \\ &-V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) + \\ &+ V_{i-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-}) \end{aligned} \right] + \\ &+ \left[\begin{aligned} &-V_{s+} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ &+ V_{s-} \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \end{aligned} \right] \cdot \left[\begin{aligned} &-V_{s+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s+}) + \\ &+ V_{i+} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+}) + \\ &+ V_{s-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) + \\ &-V_{i-} \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right\} \\
 p &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{aligned} &\left[+V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \left[+\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+}) - \sin(\omega.t + \theta_{i+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \right] \right] \\ &- 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{s-}) + \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{s-}) \right] \\ &+ V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-}) + \cos(\omega.t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \right] \\ &+ V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i+}) + \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i+}) \right] \\ &+ V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \left[\sin(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega.t + \theta_{i-}) - \cos(\omega.t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega.t + \theta_{i-}) \right] \end{aligned} \right\} \\
 p &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{aligned} &\left[+V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \left[\sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) \right] \right. \\ &- 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \left[\sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \right] \\ &+ V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \left[\sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) \right] + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \left[\sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \right] \\ &\left. + V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \left[\sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \right] \right\} \\
 p &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega.L} \left\{ \begin{aligned} &\left[+V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) \right. \\ &- 2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ &+ V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \sin(2 \cdot \omega.t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \\ &\left. + V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \right\}
 \end{aligned}
 \right.
 \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
 q &= \left\{ \left[\begin{aligned} &\left[-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-}) \right] \\ &\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega \cdot L} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{i+}) \right] + \right. \\ &\left. \left[-V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-}) + V_{i-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{i-}) \right] \right] \right] \right\} + \\
 &\left\{ \left[\begin{aligned} &\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s+} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s+}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{s-} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s-}) \right] \\ &\left[\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\omega \cdot L} \cdot \left[-V_{s+} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cdot \sin(\omega t + \theta_{i+}) \right] + \right. \\ &\left. \left[+V_{s-} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cdot \sin(\omega t + \theta_{i-}) \right] \right] \right] \right\} \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega \cdot L} \cdot \left\{ \left[\begin{aligned} &\left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + \right. \\ &\left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + \right. \\ &\left. + V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-}) \right] \cdot \left[\begin{aligned} &\left[-V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + \right. \\ &\left. + V_{i+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{i+}) + \right. \\ &\left. - V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-}) + \right. \\ &\left. + V_{i-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{i-}) \right] \right] \right\} + \\
 &\left\{ \left[\begin{aligned} &\left[V_{s+} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s+}) + \right. \\ &\left[+V_{s-} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s-}) \right] \cdot \left[\begin{aligned} &\left[-V_{s+} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s+}) + \right. \\ &\left. + V_{i+} \cdot \sin(\omega t + \theta_{i+}) + \right. \\ &\left. + V_{s-} \cdot \sin(\omega t + \theta_{s-}) + \right. \\ &\left. - V_{i-} \cdot \sin(\omega t + \theta_{i-}) \right] \right] \right\} \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega \cdot L} \cdot \left\{ \left[\begin{aligned} &+ V_{s+}^2 \cdot [\cos^2(\omega t + \theta_{s+}) + \sin^2(\omega t + \theta_{s+})] + \\ &- V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot [+ \cos(\omega t + \theta_{s+}) \cos(\omega t + \theta_{i+}) + \sin(\omega t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega t + \theta_{i+})] + \\ &+ V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \left[\begin{aligned} &+ \cos(\omega t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-}) - \sin(\omega t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega t + \theta_{s-}) + \\ &- \cos(\omega t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + \sin(\omega t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega t + \theta_{s+}) \end{aligned} \right] + \\ &+ V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot [- \cos(\omega t + \theta_{s+}) \cdot \cos(\omega t + \theta_{i-}) + \sin(\omega t + \theta_{s+}) \cdot \sin(\omega t + \theta_{i-})] + \\ &+ V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot [+ \cos(\omega t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega t + \theta_{i+}) - \sin(\omega t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega t + \theta_{i+})] + \\ &+ V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot [\cos(\omega t + \theta_{s-}) \cdot \cos(\omega t + \theta_{i-}) + \sin(\omega t + \theta_{s-}) \cdot \sin(\omega t + \theta_{i-})] \\ &- V_{s-}^2 \cdot [\cos^2(\omega t + \theta_{s-}) + \sin^2(\omega t + \theta_{s-})] \end{aligned} \right] \right\} + \\
 q &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega \cdot L} \cdot \left\{ \left[\begin{aligned} &+ V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + \\ &- V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + \\ &+ V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2 \end{aligned} \right] \right\}
 \end{aligned}$$

As potências p e q são:

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \sin(\theta_{s+} - \theta_{i+}) \\ -2 \cdot V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ +V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \\ +V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \end{array} \right\}$$

(A.3.46)

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ \begin{array}{l} +V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+} \cdot \cos(\theta_{s+} - \theta_{i+}) + \\ -V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + \\ +V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2 \end{array} \right\}$$

(A.3.47).

A.3.2.1. Análise para as condição de sincronismo e q = 0

$$V_{s+} = V_{i+} = 1$$

e

$$\theta_{s+} = \theta_{i+}$$

$$p = \frac{3}{2\omega L} \left\{ \begin{array}{l} -2 \cdot V_{s-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V_{i-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \\ +V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \end{array} \right\}$$

$$q = \frac{3}{2\omega L} \left\{ \begin{array}{l} -V_{i-} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2 \end{array} \right\}$$

Se:

$$V_{s-} = V_{i-} = V$$

e

$$\theta_{s-} = \theta_{i-}$$

$$p = \frac{3}{2\omega L} \left\{ \begin{array}{l} -2 \cdot V \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) + V \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \end{array} \right\}$$

$$q = \frac{3}{2\omega L} \left\{ \begin{array}{l} -V \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \end{array} \right\}$$

Sendo:

$$\theta_{s+} + \theta_{s-} = \theta_{s+} + \theta_{i-} = \theta_{s-} + \theta_{i+}$$

$$p = 0$$

$$q = 0$$

A.3.2.2. Análise para as condição de sincronismo e $q \neq 0$

$$V_{s+} \neq V_{i+}$$

e

$$\theta_{s+} = \theta_{i+}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ \begin{array}{l} -2V_{s+} \cdot V_{s-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ + V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \sin(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \\ + V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}) \end{array} \right\}$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ \begin{array}{l} + V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+} + \\ - V_{s+} \cdot V_{i-} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-}) + V_{s-} \cdot V_{i+} \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) + \\ + V_{s-} \cdot V_{i-} \cdot \cos(\theta_{s-} - \theta_{i-}) - V_{s-}^2 \end{array} \right\}$$

Se:

$$V_{s-} = V_{i-} = V$$

e

$$\theta_{s-} = \theta_{i-}$$

$$p = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} (V_{i+} - V_{s+}) \cdot V \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})$$

$$q = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\omega L} \left\{ V_{s+}^2 - V_{s+} \cdot V_{i+} + (V_{i+} - V_{s+}) \cdot V \cdot \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{i+}) \right\}$$

Apêndice 2 - Funções de Chaveamento

O texto a seguir, com um breve resumo teórico das funções de chaveamento, foi retirado das notas de aula do Prof. Edson H. Watanabe. Este resumo é baseado em Gyugyi e Pelly [70].

A.2.1. Representação Matemática dos Conversores Estáticos de Frequência

O conversor estático é um conjunto de chaves ligando a entrada à saída por intervalos de tempo determinados.

A Fig. A.2.1 “mostra” um conversor estático de n-fases na entrada e n-fases na saída.

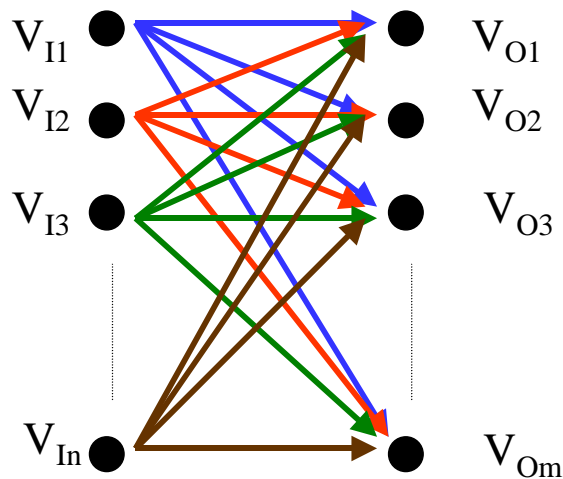


Fig. A.2.1 – Diagrama de conexão entrada/saída.

O número de pulsos é dado por $m \times n$. A tensão de saída de um terminal p , v_{ap} , pode ser descrita como:

$$\begin{aligned}
 v_{op}(t) = & v_{I1} \cdot \{u(t_o) - u(t_1)\} + v_{I2} \cdot \{u(t_1) - u(t_2)\} + \dots \\
 & + v_{In} \cdot \{u(t_{n-1}) - u(t_n)\} + v_{I1} \cdot \{u(t_n) - u(t_{n+1})\} + \dots \\
 & + v_{I2} \cdot \{u(t_{n+1}) - u(t_{n+2})\} + \dots
 \end{aligned} \tag{A.2.1}$$

$$\begin{aligned}
 v_{op}(t) = & v_{I1} \cdot [\{u(t_o) - u(t_1)\} + \{u(t_n) - u(t_{n+1})\} + \dots + \{u(t_{2n}) - u(t_{2n+1})\} + \dots] + \\
 & v_{I2} \cdot [\{u(t_1) - u(t_2)\} + \{u(t_{n+1}) - u(t_{n+2})\} + \dots] + \\
 & v_{In} \cdot [\{u(t_{n-1}) - u(t_n)\} + \{u(t_{2n-1}) - u(t_{2n})\} + \dots] +
 \end{aligned} \tag{A.2.2}$$

ou

$$v_{op}(t) = v_{I1} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn}) - u(t_{kn+1})\} + v_{I2} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+1}) - u(t_{kn+2})\} + \dots + v_{In} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+n-1}) - u(t_{kn+n})\} \quad (\text{A.2.3})$$

Cada somatório pode ser reescrito:

$$\left. \begin{aligned} h_{p1}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn}) - u(t_{kn+1})\} \\ h_{p2}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+1}) - u(t_{kn+2})\} \\ \dots \\ h_{pn}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+n-1}) - u(t_{kn+n})\} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.2.4})$$

$h_{p1}(t), h_{p2}(t), \dots, h_{pn}(t)$ são chamadas de **Funções de Existência**.

$$v_{op}(t) = h_{p1}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{p2}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{pn}(t) \cdot v_{In}(t) \quad (\text{A.2.5}).$$

A função $h(t)$ vale **um** se a ligação entrada/saída existe e é **zero** se não existe.

Para as n fases de saída temos:

$$\left. \begin{aligned} v_{o1}(t) &= h_{11}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{12}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{1n}(t) \cdot v_{In}(t) \\ v_{o2}(t) &= h_{21}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{22}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{2n}(t) \cdot v_{In}(t) \\ \dots \\ v_{om}(t) &= h_{m1}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{m2}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{mn}(t) \cdot v_{In}(t) \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.2.6}),$$

ou ainda

$$[v_o(t)] = [H(t)] \cdot [v_I(t)] \quad (\text{A.2.7}),$$

onde:

$$[v_o(t)] = \begin{bmatrix} v_{o1}(t) \\ v_{o2}(t) \\ \dots \\ v_{om}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2.8})$$

$$[v_I(t)] = \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \dots \\ v_{In}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2.9})$$

$$[H(t)] = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{11}(t) & \dots & h_{1n}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2n}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{m1}(t) & h_{m2}(t) & \dots & h_{mn}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2.10})$$

$H(t)$ é chamada de matriz de existência.

$[v_i(t)]$ normalmente é do tipo:

$$[v_I(t)] = \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \dots \\ v_{Im}(t) \end{bmatrix} = v_I \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_I \cdot t) \\ \sin(\omega_I \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{n}) \\ \dots \\ \sin(\omega_I \cdot t - \frac{(n-1) \cdot 2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2.11})$$

Como a função h_{pq} é a função que faz gerar um certo tipo de onda com frequência f_o e amplitude V_o , em geral temos que:

$$h_{pq} = h_{pq}(f_I, f_o, \frac{V_o}{V_I}, t) \quad (\text{A.2.12})$$

$|h_{pq}| = 1$ ou zero \rightarrow Portanto, a modulação para se sintetizar V_o e f_o depende da:

- i) posição do pulso
- ii) largura do pulso
- iii) taxa de repetição

Assim,

$$[v_{op}(t)] = \begin{bmatrix} h_{p1}(t) & h_{p2}(t) & \dots & h_{pn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \dots \\ v_{Im}(t) \end{bmatrix}$$

$$[v_{op}(t)] = V_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t - (p-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{m}) + \sum_{l=1}^{\infty} V_{ul} \cdot \text{sen}(\omega_{ul} \cdot t - \phi_{ul}) \quad (\text{A.2.12})$$

resultado = componente desejada + componente não desejada

A.2.2. Desenvolvimento para o lado cc do conversor de 6 pulsos

Para o conversor 6 pulsos, tensões do sistema ca resultam nas correntes:

$$i_{a+}(t) = I_+ \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{A.2.13}),$$

$$i_{b+}(t) = I_+ \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (\text{A.2.14}),$$

$$i_{c+}(t) = I_+ \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (\text{A.2.15}).$$

Se consideramos a existência de correntes resultantes da presença de tensões de seqüência negativa:

$$i_{a-}(t) = I_- \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{A.2.16}),$$

$$i_{b-}(t) = I_- \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (\text{A.2.17}),$$

$$i_{c-}(t) = I_- \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (\text{A.2.18}).$$

Utilizando as funções de chaveamento, obtém-se:

$$[i_{cc1-}(t)] = [h_{11}(t) \quad h_{12}(t) \quad h_{13}(t)] \begin{bmatrix} i_{a-}(t) \\ i_{b-}(t) \\ i_{c-}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2.19}).$$

Desta forma:

$$i_{cc1-}(t) = h_{11}(t) \cdot i_{a-}(t) + h_{12}(t) \cdot i_{b-}(t) + h_{13}(t) \cdot i_{c-}(t) \quad (\text{A.2.20}),$$

Para esta equação, as funções de existência são dadas por:

$$h_{11}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t)) \quad (\text{A.2.21}),$$

$$h_{12}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3)) \quad (\text{A.2.22}),$$

$$h_{13}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t + 2\pi/3)) \quad (\text{A.2.23}),$$

Desenvolvendo (A.2.20):

$$i_{cc1-}(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right] \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t)] + \\ & + \left[\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right] \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t + 2.\pi/3)] + \\ & + \left[\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right] \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t - 2.\pi/3)] \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{1}{2} \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t) + I_- \cdot \sin(\omega.t + 2.\pi/3) + I_- \cdot \sin(\omega.t - 2.\pi/3)] \right. \\ & + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right] \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t)] + \\ & + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right] \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t + 2.\pi/3)] + \\ & \left. + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right] \cdot [I_- \cdot \sin(\omega.t - 2.\pi/3)] \right\}$$

Sendo:

$$\text{sen}[k(\omega.t)] + \text{sen}[k(\omega.t - 2.\pi/3)] + \text{sen}[k(\omega.t + 2.\pi/3)] = \text{sen}[k(\omega.t)] \cdot [1 + 2 \cdot \cos[k(2.\pi/3)]]$$

Se k é não múltiplo de 3, $\cos[k(2.\pi/3)] = -1/2 \Rightarrow \text{sen}[k(\omega.t)] \cdot [1 + 2 \cdot (-1/2)] = 0$;

Se k é múltiplo de 3, $\cos[k(2.\pi/3)] = 1 \Rightarrow \text{sen}[k(\omega.t)] \cdot [1 + 2 \cdot (1)] = 3$.

$$i_{cc1-}(t) = \frac{2.I_-}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right] \cdot [\sin(\omega.t)] + \\ & + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right] \cdot [\sin(\omega.t + 2.\pi/3)] + \\ & + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right] \cdot [\sin(\omega.t - 2.\pi/3)] \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{2.I_-}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right] \cdot [\sin(\omega.t)] + \\ & + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right] \cdot \left[-\frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega.t) \right] + \\ & + \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right] \cdot \left[-\frac{1}{2} \cdot \sin(\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega.t) \right] \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [-\cos((2.h)(\omega.t)) + \cos((2.h-2)(\omega.t))] \right] + \\ & - \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [-\cos((2.h)(\omega.t - 2.\pi/3)) + \cos((2.h-2)(\omega.t - 2.\pi/3))] \right] \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h)(\omega.t - 2.\pi/3)) + \sin((2.h-2)(\omega.t - 2.\pi/3))] \right] \\ & - \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [-\cos((2.h)(\omega.t + 2.\pi/3)) + \cos((2.h-2)(\omega.t + 2.\pi/3))] \right] \\ & - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left[\sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h)(\omega.t + 2.\pi/3)) + \sin((2.h-2)(\omega.t + 2.\pi/3))] \right] \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \left\{ \begin{aligned} & -\cos((2.h)(\omega.t)) + \frac{1}{2} \cdot \cos((2.h)(\omega.t - 2.\pi/3)) + \frac{1}{2} \cdot \cos((2.h)(\omega.t + 2.\pi/3)) + \\ & + \cos((2.h-2)(\omega.t)) - \frac{1}{2} \cdot \cos((2.h-2)(\omega.t - 2.\pi/3)) - \frac{1}{2} \cdot \cos((2.h-2)(\omega.t + 2.\pi/3)) + \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot [\sin((2.h)(\omega.t - 2.\pi/3)) - \sin((2.h)(\omega.t + 2.\pi/3))] + \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot [\sin((2.h-2)(\omega.t - 2.\pi/3)) - \sin((2.h-2)(\omega.t + 2.\pi/3))] \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\cos((2.h)(\omega.t)) \cdot [-1 + 1 \cdot \cos((2.h)(2.\pi/3))] + \cos((2.h-2)(\omega.t)) \cdot [1 - 1 \cdot \cos((2.h-2)(2.\pi/3))] \right] + \\ & \left[+ \sqrt{3} \cdot \sin((2.h)(\omega.t)) \cdot \cos((2.h)(2.\pi/3)) + \sqrt{3} \cdot \sin((2.h-2)(\omega.t)) \cdot \cos((2.h-2)(2.\pi/3)) \right] \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} & + 1 \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\cos((2)(\omega.t)) \cdot [-1 + 1 \cdot \cos((2)(2.\pi/3))] + \cos(0) \cdot [1 - 1 \cdot \cos((0)(2.\pi/3))] \right] + \\ & \left[+ \sqrt{3} \cdot \sin((2)(\omega.t)) \cdot \cos((2)(2.\pi/3)) + \sqrt{3} \cdot \sin((0)(\omega.t)) \cdot \cos((0)(2.\pi/3)) \right] \end{aligned} \right\} + \\ & + \frac{1}{3} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\cos((4)(\omega.t)) \cdot [-1 + 1 \cdot \cos((4)(2.\pi/3))] + \cos((2)(\omega.t)) \cdot [1 - 1 \cdot \cos((2)(2.\pi/3))] \right] + \\ & \left[+ \sqrt{3} \cdot \sin((4)(\omega.t)) \cdot \cos((4)(2.\pi/3)) + \sqrt{3} \cdot \sin((2)(\omega.t)) \cdot \cos((2)(2.\pi/3)) \right] \end{aligned} \right\} + \\ & + \frac{1}{5} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\cos((6)(\omega.t)) \cdot [-1 + 1 \cdot \cos((6)(2.\pi/3))] + \cos((4)(\omega.t)) \cdot [1 - 1 \cdot \cos((4)(2.\pi/3))] \right] + \\ & \left[+ \sqrt{3} \cdot \sin((6)(\omega.t)) \cdot \cos((6)(2.\pi/3)) + \sqrt{3} \cdot \sin((4)(\omega.t)) \cdot \cos((4)(2.\pi/3)) \right] \end{aligned} \right\} + \\ & + \frac{1}{7} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\cos((8)(\omega.t)) \cdot [-1 + 1 \cdot \cos((8)(2.\pi/3))] + \cos((6)(\omega.t)) \cdot [1 - 1 \cdot \cos((6)(2.\pi/3))] \right] + \\ & \left[+ \sqrt{3} \cdot \sin((8)(\omega.t)) \cdot \cos((8)(2.\pi/3)) + \sqrt{3} \cdot \sin((6)(\omega.t)) \cdot \cos((6)(2.\pi/3)) \right] \end{aligned} \right\} + \\ & + \frac{1}{9} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \left[\cos((10)(\omega.t)) \cdot [-1 + 1 \cdot \cos((10)(2.\pi/3))] + \cos((8)(\omega.t)) \cdot [1 - 1 \cdot \cos((8)(2.\pi/3))] \right] + \\ & \left[+ \sqrt{3} \cdot \sin((10)(\omega.t)) \cdot \cos((10)(2.\pi/3)) + \sqrt{3} \cdot \sin((8)(\omega.t)) \cdot \cos((8)(2.\pi/3)) \right] \end{aligned} \right\} + \dots \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} &+ \left\{ -\frac{3}{2} \cdot \cos(2.\omega.t) + -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(2.\omega.t) \right\} + \\ &+ \frac{1}{3} \cdot \left\{ -\frac{3}{2} \cdot \cos(4.\omega.t) + \frac{3}{2} \cdot \cos(2.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(4.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(2.\omega.t) \right\} + \\ &+ \frac{1}{5} \cdot \left\{ \frac{3}{2} \cdot \cos(4.\omega.t) + \sqrt{3} \cdot \sin(6.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(4.\omega.t) \right\} + \\ &+ \frac{1}{7} \cdot \left\{ -\frac{3}{2} \cdot \cos(8.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(8.\omega.t) + \sqrt{3} \cdot \sin(6.\omega.t) \right\} + \\ &+ \frac{1}{9} \cdot \left\{ -\frac{3}{2} \cdot \cos(10.\omega.t) + \frac{3}{2} \cdot \cos(8.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(10.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(8.\omega.t) \right\} + \dots \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\frac{3}{2} \cdot \left[-1 + \frac{1}{3} \right] \cdot \cos(2.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left[1 + \frac{1}{3} \right] \cdot \sin(2.\omega.t) + \\ &+ \frac{3}{2} \cdot \left[-\frac{1}{3} + \frac{1}{5} \right] \cdot \cos(4.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left[\frac{1}{3} + \frac{1}{5} \right] \cdot \sin(4.\omega.t) + \\ &+ \sqrt{3} \cdot \left[\frac{1}{5} + \frac{1}{7} \right] \cdot \sin(6.\omega.t) + \dots \end{aligned} \right\}$$

$$i_{cc1-}(t) = \frac{I_-}{\pi} \cdot \left\{ -2 \cdot \cos(2.\omega.t) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin(2.\omega.t) + \dots \right\} \quad (\text{A.2.24})$$

A corrente do lado cc possui harmônicos de frequência 2ω .

Para a tensão do lado cc:

$$C \cdot \frac{dv_{cc}(t)}{dt} = i_c \quad (\text{A.2.25}).$$

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = \frac{i_{ccl}(t) + i_{cc1-}(t)}{C} \quad (\text{A.2.26}).$$

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = \frac{I_-}{\pi \cdot C} \cdot \left\{ -2 \cdot \cos(2.\omega.t) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin(2.\omega.t) + \dots \right\} \quad (\text{A.2.27}).$$

Desenvolvendo (A.2.27):

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = \frac{I_-}{\pi.C} \left\{ -2.\cos(2.\omega.t) - \frac{2.\sqrt{3}}{3}.\sin(2.\omega.t) + \dots \right\}$$

$$dv_{cc}(t) = \left[\frac{I_-}{\pi.C} \left\{ -2.\cos(2.\omega.t) - \frac{2.\sqrt{3}}{3}.\sin(2.\omega.t) + \dots \right\} \right].dt$$

$$v_{cc}(t) = \int_0^t \frac{I_-}{\pi.C} \left\{ -2.\cos(2.\omega.t) - \frac{2.\sqrt{3}}{3}.\sin(2.\omega.t) + \dots \right\}.dt$$

$$v_{cc}(t) = -\frac{I_-}{\pi.\omega.C}.\sin(2.\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{I_-}{\pi.\omega.C} [\cos(2.\omega.t) + 1] + \dots$$

Obtém-se o resultado:

$$v_{cc}(t) = -\frac{I_-}{\pi.\omega.C}.\sin(2.\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{I_-}{\pi.\omega.C} [\cos(2.\omega.t) + 1] + \dots$$

onde verifica-se a presença do harmônico de frequência 2ω .

A.2.3. Desenvolvimento para o lado ca do conversor de 6 pulsos

Sendo a tensão do lado cc:

$$v_{cc1}(t) = V_{cco} - K \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (\text{A.2.32}).$$

Para o lado ca as funções de chaveamento são:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \\ h_{31}(t) & h_{32}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cc1}(t) \\ v_{cc2}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2.33}).$$

Ou da mesma forma:

$$v_a(t) = h_{11}(t) \cdot v_{cc1}(t) + h_{12}(t) \cdot v_{cc2}(t) \quad (\text{A.2.34}).$$

$$v_b(t) = h_{21}(t) \cdot v_{cc1}(t) + h_{22}(t) \cdot v_{cc2}(t) \quad (\text{A.2.35}).$$

$$v_c(t) = h_{31}(t) \cdot v_{cc1}(t) + h_{32}(t) \cdot v_{cc2}(t) \quad (\text{A.2.36}).$$

Para as seguintes funções existência:

$$h_{11}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2 \cdot h - 1)} \cdot \sin((2 \cdot h - 1) \cdot (\omega \cdot t)) \quad (\text{A.2.37}),$$

$$h_{12}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2 \cdot h - 1)} \cdot \sin((2 \cdot h - 1) \cdot (\omega \cdot t - \pi)) \quad (\text{A.2.38}),$$

$$h_{21}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2 \cdot h - 1)} \cdot \sin((2 \cdot h - 1) \cdot (\omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3)) \quad (\text{A.2.39}),$$

$$h_{22}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2 \cdot h - 1)} \cdot \sin((2 \cdot h - 1) \cdot (\omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3 - \pi)) \quad (\text{A.2.40}),$$

$$h_{31}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2 \cdot h - 1)} \cdot \sin((2 \cdot h - 1) \cdot (\omega \cdot t + 2 \cdot \pi / 3)) \quad (\text{A.2.41}),$$

$$h_{32}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2 \cdot h - 1)} \cdot \sin((2 \cdot h - 1) \cdot (\omega \cdot t + 2 \cdot \pi / 3 - \pi)) \quad (\text{A.2.42}),$$

Sendo $v_{cc2} = 0$, as tensões poder ser escritas como:

$$v_a(t) = h_{11}(t) \cdot v_{cc1}(t) \quad (\text{A.2.43}),$$

$$v_b(t) = h_{21}(t) \cdot v_{cc1}(t) \quad (\text{A.2.44}),$$

$$v_c(t) = h_{31}(t) \cdot v_{cc1}(t) \quad (\text{A.2.45}),$$

Desenvolvendo as tensões:

$$v_a(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right) \cdot (V_{cco} - K \cdot \cos(2.\omega.t))$$

$$v_b(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t - 2.\pi/3)) \right) \cdot (V_{cco} - K \cdot \cos(2.\omega.t))$$

$$v_c(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t + 2.\pi/3)) \right) \cdot (V_{cco} - K \cdot \cos(2.\omega.t))$$

A tensão $v_a(t)$:

$$v_a(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right) \cdot (V_{cco} - K \cdot \cos(2.\omega.t))$$

$$v_a(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2.V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \sin((2.h-1)(\omega.t)) \right) + \\ - \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2.\omega.t) + \right. \\ \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h+1)(\omega.t)) + \sin((2.h-3)(\omega.t))] \right) \end{array} \right\}$$

E estudando o último termo em separado:

$$v_a(t) = \dots + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot [\sin((2.h+1)(\omega.t)) + \sin((2.h-3)(\omega.t))]$$

$$v_a(t) = \dots + \sin(3.\omega.t) + \sin(-\omega.t) + \frac{1}{3} \cdot \sin(5.\omega.t) + \frac{1}{3} \cdot \sin(\omega.t) + \frac{1}{5} \cdot \sin(7.\omega.t) +$$

$$+ \frac{1}{5} \cdot \sin(3.\omega.t) + \frac{1}{7} \cdot \sin(9.\omega.t) + \frac{1}{7} \cdot \sin(5.\omega.t) + \frac{1}{9} \cdot \sin(11.\omega.t) + \frac{1}{9} \cdot \sin(7.\omega.t) + \dots$$

Obtém-se o resultado:

$$v_a(t) = \dots - \frac{2}{3} \sin(\omega.t) + \frac{6}{5} \cdot \sin(3.\omega.t) + \frac{10}{21} \cdot \sin(5.\omega.t) + \frac{14}{45} \cdot \sin(7.\omega.t) + \dots$$

A tensão $v_b(t)$:

$$v_b(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3)) \right) \cdot (V_{cco} - K \cdot \cos(2\omega t))$$

...

$$v_b(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3)) \right) + \\ \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2\omega t) + \right. \\ \left. + \frac{2K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \frac{1}{2} \left[\sin((2h+1)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin((2h-3)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) \right] \right) \end{array} \right\}$$

$$v_b(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3)) \right) + \\ \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2\omega t) + \right. \\ \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \left[\sin((2h+1)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin((2h-3)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) \right] \right) \end{array} \right\}$$

E estudando o último termo em separado:

$$v_b(t) = \dots + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \left[\sin((2h+1)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \\ \left. + \sin((2h-3)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) \right]$$

$$v_b(t) = \dots + \sin(3\omega t - 2\pi/3) + \sin(-\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{3} \cdot \sin(5\omega t - 2\pi) + \\ + \frac{1}{3} \cdot \sin(\omega t - 2\pi) + \frac{1}{5} \cdot \sin(7\omega t - 10\pi/3) + \frac{1}{5} \cdot \sin(3\omega t - 10\pi/3) + \dots$$

Obtém-se o resultado:

$$v_b(t) = \dots + \frac{6}{5} \cdot \sin(3\omega t - 2\pi/3) - \sin(\omega t + 2\pi/3) + \frac{1}{3} \cdot \sin(\omega t - 2\pi) + \\ + \frac{1}{3} \cdot \sin(5\omega t - 2\pi) + \frac{1}{5} \cdot \sin(7\omega t - 10\pi/3) + \dots$$

A tensão $v_c(t)$:

$$v_c(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t + 2\pi/3)) \right) (V_{cco} - K \cdot \cos(2\omega t))$$

...

$$v_c(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t + 2\pi/3)) \right) + \\ \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2\omega t) + \right. \\ \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \left[\sin((2h+1)(\omega t) + (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin((2h-3)(\omega t) + (2h-1)(2\pi/3)) \right] \right) \end{array} \right\}$$

E estudando o último termo em separado:

$$v_c(t) = \dots + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \left[\sin((2h+1)(\omega t) + (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \\ \left. + \sin((2h-3)(\omega t) + (2h-1)(2\pi/3)) \right]$$

$$v_c(t) = \dots + \sin(3\omega t + 2\pi/3) + \sin(-\omega t + 2\pi/3) + \frac{1}{3} \cdot \sin(5\omega t + 2\pi) + \\ + \frac{1}{3} \cdot \sin(\omega t + 2\pi) + \frac{1}{5} \cdot \sin(7\omega t + 10\pi/3) + \frac{1}{5} \cdot \sin(3\omega t + 10\pi/3) + \dots$$

Obtém-se o resultado:

$$v_c(t) = \dots + \frac{6}{5} \cdot \sin(3\omega t + 2\pi/3) - \sin(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{3} \cdot \sin(\omega t + 2\pi) + \\ + \frac{1}{3} \cdot \sin(5\omega t + 2\pi) + \frac{1}{5} \cdot \sin(7\omega t + 10\pi/3) + \dots$$

Para obter a tensão fase-fase:

$$v_{ab}(t) = v_a(t) - v_b(t)$$

Sendo:

$$v_a(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t)) \right) + \\ & \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2\omega t) + \right. \\ & \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot [\sin((2h+1)(\omega t)) + \sin((2h-3)(\omega t))] \right) \end{aligned} \right\}$$

$$v_b(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{V_{cco}}{2} + \frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3)) \right) + \\ & \left(\frac{K}{2} \cdot \cos(2\omega t) + \right. \\ & \left. + \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot [\sin((2h+1)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \\ & \left. + \sin((2h-3)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3))] \right) \end{aligned} \right\}$$

a tensão fase-fase é dada pelo desenvolvimento de:

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot [\sin((2h-1)(\omega t)) - \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3))] + \right. \\ & \left. - \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \left[[\sin((2h+1)(\omega t)) + \sin((2h-3)(\omega t))] + \right. \right. \\ & \left. \left. - [\sin((2h+1)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sin((2h-3)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3))] \right] \right] \end{aligned} \right\}$$

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{2V_{cco}}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot [\sin((2h-1)(\omega t)) - \sin((2h-1)(\omega t - 2\pi/3))] + \right. \\ & \left. - \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2h-1)} \cdot \left[\sin((2h+1)(\omega t)) - \sin((2h+1)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) \right. \right. \\ & \left. \left. + \sin((2h-3)(\omega t)) - \sin((2h-3)(\omega t) - (2h-1)(2\pi/3)) \right] \right] \end{aligned} \right\}$$

Desenvolvendo o segundo termo:

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \dots - \frac{K}{\pi} \cdot \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{(2.h-1)} \cdot \left[\begin{array}{l} \sin((2.h+1).(\omega.t)) - \sin((2.h+1).(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) \\ + \sin((2.h-3).(\omega.t)) - \sin((2.h-3).(\omega.t) - (2.h-1)(2\pi/3)) \end{array} \right] \right\}$$

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \begin{array}{l} \dots - \frac{K}{\pi} \left[\begin{array}{l} \sin(3.(\omega.t)) - \sin(3.(\omega.t) - (2\pi/3)) \\ + \sin(-1.(\omega.t)) - \sin(-1.(\omega.t) - (2\pi/3)) \end{array} \right] + \\ - \frac{K}{3.\pi} \left[\begin{array}{l} \sin(5.(\omega.t)) - \sin(5.(\omega.t) - 3(2\pi/3)) \\ + \sin(1.(\omega.t)) - \sin(1.(\omega.t) - 3(2\pi/3)) \end{array} \right] + \\ - \frac{K}{5.\pi} \left[\begin{array}{l} \sin(7.(\omega.t)) - \sin(7.(\omega.t) - 5(2\pi/3)) \\ + \sin(3.(\omega.t)) - \sin(3.(\omega.t) - 5(2\pi/3)) \end{array} \right] + \\ - \frac{K}{7.\pi} \left[\begin{array}{l} \sin(9.(\omega.t)) - \sin(9.(\omega.t) - 7(2\pi/3)) \\ + \sin(5.(\omega.t)) - \sin(5.(\omega.t) - 7(2\pi/3)) \end{array} \right] + \\ - \frac{K}{9.\pi} \left[\begin{array}{l} \sin(11.(\omega.t)) - \sin(11.(\omega.t) - 9(2\pi/3)) \\ + \sin(7.(\omega.t)) - \sin(7.(\omega.t) - 9(2\pi/3)) \end{array} \right] + \dots \end{array} \right\}$$

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \begin{array}{l} \dots - \frac{K}{\pi} \left[\begin{array}{l} \frac{3}{2} \cdot \sin(3.\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(3.\omega.t) - \frac{3}{2} \cdot \sin(\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega.t) \end{array} \right] + \\ - \frac{K}{5.\pi} \left[\begin{array}{l} \frac{3}{2} \cdot \sin(7.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos.(7.\omega.t) + \frac{3}{2} \cdot \sin(3.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos.(3.\omega.t) \end{array} \right] + \\ - \frac{K}{7.\pi} \left[\begin{array}{l} \frac{3}{2} \cdot \sin(9.\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(9.\omega.t) - \frac{3}{2} \cdot \sin(5.(\omega.t)) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(5.(\omega.t)) \end{array} \right] + \dots \end{array} \right\}$$

$$v_a(t) - v_b(t) = \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} \frac{9}{5} \cdot \sin(3.\omega.t) + \frac{4\sqrt{3}}{5} \cdot \cos(3.\omega.t) + \\ \dots - \frac{K}{\pi} \cdot \left[\begin{array}{l} -\frac{3}{2} \cdot \sin(\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\omega.t) - \frac{3}{14} \cdot \sin(5.(\omega.t)) + \frac{\sqrt{3}}{14} \cdot \cos(5.(\omega.t)) + \\ + \frac{3}{10} \cdot \sin(7.\omega.t) - \frac{\sqrt{3}}{10} \cdot \cos.(7.\omega.t) + \frac{3}{14} \cdot \sin(9.\omega.t) + \frac{\sqrt{3}}{14} \cdot \cos(9.\omega.t) + \dots \end{array} \right] \end{array} \right] \end{array} \right\}$$