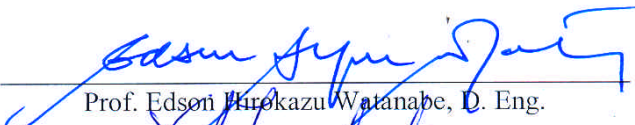


ANÁLISE E MODELAGEM DE STATCOM CONSIDERANDO OPERAÇÃO EM  
SISTEMA DESBALANCEADO

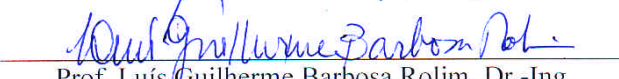
Carlos André Carreiro Cavaliere

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 DOUTOR EM CIÊNCIAS  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA.


Aprovada por:

  
Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

  
Prof. Mauricio Arêdes, Dr.-Ing.

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

  
Prof. José Antenor Pomilio, DSc.

  
Eng. Sergio Gomes Junior, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

FEVEREIRO DE 2008

CAVALIERE, CARLOS ANDRÉ CARREIRO

Análise e Modelagem de STATCOM Considerando Operação em Sistema Desbalanceado

[Rio de Janeiro] 2008

XV, 330. 29,7 cm (COPPE / UFRJ, D.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, 2008)

Tese – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Compensador Estático – STATCOM

I. COPPE/UFRJ II. Título ( série )

*Daniel, meu filho,*

*hoje você tem 5 anos, e eu quero que no futuro este seja  
um mundo melhor, especialmente para você.*

*Tudo o que fazemos é para que esta meta seja alcançada.*

*Quem sabe, este trabalho em que você me ajudou tanto  
seja mais um passo para alcançar este objetivo.*

*Obrigado,*

*Seu pai.*



(Papai, desenhado pelo Daniel)

## Agradecimentos

Este trabalho é resultado do auxílio e da colaboração de muitas pessoas, e a todas elas gostaria de agradecer.

Agradeço:

- À **PETROBRAS**, e aos gerentes do CENPES/EB/IP, **Mastrangelo** e **João Carlos** pelo tempo que disponibilizaram para poder executar e concluir este trabalho.

- Aos colegas da disciplina de elétrica no CENPES: **Jorge Esposte**, **José Mauro**, **Jamil Salim**, **Marcelo Borges**, **Ricardo Cerbino** e **César Medeiros**. A colaboração e o incentivo de vocês foram decisivos para que eu conseguisse terminar meu trabalho.

- À **CERJ**, atualmente **AMPLA**, pela colaboração e pelo projeto de desenvolvimento tecnológico que auxiliou o início deste trabalho.

- Ao **CAPES** pela bolsa de Doutorado que recebi durante meu período como aluno de tempo integral da COPPE/UFRJ (2001-2002).

- Ao Prof. **Watanabe**, pois a motivação para terminar este trabalho veio dele. Apesar de sua agenda cheia, sempre encontrou tempo para discutir tópicos relacionados a este trabalho e a desenvolver as idéias. Mais uma vez, Obrigado Professor pela ajuda prestada e por depositar em minha pessoa tanta esperança e confiança.

- Aos todos os amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, tanto aqueles que ainda estão lá, como aqueles que já passaram por lá. **Pedro**, **Tony**, **Guido**, **Luis Oscar**, **Luciano**, **Luis Fernando**, **Francisco Lopes**, **Fábio**, e tantos outros, agradeço por nossas conversas, sugestões, e discussões de idéias.

Agradeço a minha família, especialmente ao meu filho **Daniel** e a minha esposa **Viviane** e ao meu pai, **Vicente**, pela dedicação e incentivo de vocês, sempre me ajudando no meu trabalho.

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,

Carlos A.C. Cavaliere.

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

ANÁLISE E MODELAGEM DE STATCOM CONSIDERANDO OPERAÇÃO EM  
SISTEMA DESBALANCEADO

Carlos André Carreiro Cavaliere

Fevereiro / 2008

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta o compensador estático, *Static Synchronous Compensator* (STATCOM), operando em sistemas elétricos onde as tensões estão desbalanceadas e contém componente de seqüência negativa. Nestas condições o componente de seqüência causa o aparecimento de perturbações nos lados CC e CA do STATCOM e compromete sua operação. Utilizando a transformação de Park, a teoria de potências instantâneas e funções de chaveamento foram realizadas análises dos modelos analíticos do STATCOM descrevendo as perturbações existentes e suas causas. Estes modelos analíticos foram comparados a resultados obtidos através de simulações digitais obtidos do programa ATP-EMTP. Técnicas de controle de perturbações foram analisadas utilizando os resultados obtidos. Demonstra-se que todas as topologias de STATCOM são afetadas pela presença do componente de seqüência negativa e que existe solução teórica para eliminar as perturbações relacionadas ao terceiro harmônico do lado CA e ao segundo harmônico no lado CC. No entanto é apresentado que a implemenetação da solução teórica em STATCOMs reais requer a operação como fonte de corrente e uma fonte de tensão ideal de corrente contínua no lado CC.

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

ANALYSIS AND MODELING OF STATCOM CONSIDERING OPERATION IN  
UNBALANCED SYSTEMS

Carlos André Carreiro Cavaliere

February / 2008

Advisor: 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. In this operation the negative sequence components disturbs the STATCOM operation. Through Park transformation, instantaneous power theory and switching functions methods analysis of the STATCOM's analytical models were studied and it was described the existing disturbances and their causes. These analytical models were compared to digital models simulation results developed in ATP-EMT program. Using the results disturbance mitigation methods were discussed. It is shown that all STATCOM topologies are affected by negative sequence components and that exists a theoretical solution that eliminates the disturbances related to the third harmonic in ac side and second harmonic in dc side. However, it is preseted that the use of the theoretical solution in real STATCOM require a current source operation and a ideal direct current voltage source at the dc side.

## Sumário

<b>Capítulo 1</b> .....	1
1. Introdução.....	2
1.1. FACTS.....	2
1.2. “Custom Power” e “Power Quality” .....	7
1.3. STATCOM.....	8
1.4. O Desenvolvimento Atual do STATCOM - Revisão Bibliográfica.....	12
1.5. Identificação do Problema.....	19
1.6. Objetivo do Trabalho.....	21
<b>Capítulo 2</b> .....	22
2. Modelagem Matemática do STATCOM pela Transformada de Park e Teoria das Potências Instantâneas.....	23
2.1. A Seqüência Negativa e o Desbalanço de Tensão no Sistema CA .....	23
2.2. Modelagem Matemática do STATCOM .....	25
2.2.1. A Modelagem por Fonte de Tensão .....	26
2.2.2. A Modelagem por Fonte de Corrente .....	27
2.2.3. Objetivo dos Modelos .....	28
2.3. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Tensão .....	28
2.3.1. Análise do STATCOM Operando como Fonte de Tensão pela Transformação de Park.....	28
2.3.1.1. Análise das Entradas do Modelo Matemático do STATCOM.....	32
2.3.1.2. Aplicação da Transformada de Laplace no Modelo Matemático do STATCOM.....	34
2.3.1.3. Funções de Transferência do STATCOM Fonte de Tensão Modelado por Park.....	37
2.3.1.3.1. Análise das Entradas de Seqüência Positiva - U1 .....	37
2.3.1.3.2. Análise das Entradas de Seqüência Negativa - U2.....	39
2.3.1.3.3. Análise das Entradas de Variação de Ângulo - $\delta$ .....	41
2.3.1.3.4. Conclusões das Análise das Entradas.....	42
2.3.1.4. Análise dos Resultados obtidos através do Modelo Matemático do	

STATCOM pela Transformação de Park.....	43
2.4. Análise através da Teoria das Potências Instantâneas.....	44
2.4.1. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Tensão através da Teoria das Potências Instantâneas.....	44
2.4.2. Introdução da Seqüência Negativa na Análise Através da Teoria das Potências.....	48
2.5. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Corrente.....	52
2.5.1. Análise do STATCOM Operando como Fonte de Corrente pela Transformação de Park.....	52
2.5.2. Análise do STATCOM operando como Fonte de Corrente pela Transformação de Park com Seqüência Negativa.....	54
2.5.3. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Corrente através da Teoria das Potências Instantâneas.....	54
2.5.4. Análise do STATCOM Operando como Fonte de Corrente.....	56
2.6. Análise da Influência da Seqüência Negativa em Bancos de Capacitores e Compensadores Síncronos.....	56
2.6.1. Banco de Capacitores.....	56
2.6.1.1. Modelagem do Banco de Capacitores pela Teoria das Potências Instantâneas.....	57
2.6.1.2. Análise da Influência da Seqüência Negativa no Banco de Capacitores.....	59
2.6.2. Compensador Síncrono.....	59
2.6.2.1. Modelagem do Compensador Síncrono por Transformada de Park.....	60
2.6.2.2. Análise da Influência da Seqüência Negativa no Compensador Síncrono.....	63
2.6.3. SVC.....	66
2.7. Resumo do Capítulo.....	66
<b>Capítulo 3.....</b>	<b>68</b>
3. Modelagem do STATCOM por Funções de Chaveamento.....	69
3.1. Funções de chaveamento.....	69
3.2. O Lado CC do STATCOM.....	70
3.3. Relação simplificada entre os lados CA e CC em um sistema com seqüência	



negativa.....	71
3.4. Funções de Chaveamento Aplicadas ao STATCOM .....	73
3.4.1. Funções de Chaveamento de um STATCOM Multipulso .....	74
3.4.2. Funções de Chaveamento de um STATCOM PWM .....	75
3.4.3. Funções de Chaveamento de um STATCOM Cascata.....	77
3.5. Determinação da Corrente do Lado CC do STATCOM por Funções de Chaveamento a partir do Lado CA.....	78
3.5.1. Correntes no Lado CA dos Conversores Trifásicos .....	78
3.5.2. Correntes no Lado CA dos Conversores Monofásicos.....	80
3.6. Tensão do Lado CC no STATCOM com Conversores Trifásicos .....	81
3.7. Tensões nos Terminais do Inversor do STATCOM.....	82
3.7.1. Tensões CA no Conversor por Funções de Chaveamento .....	83
3.7.2. Tensões dos Conversores - Observações.....	84
3.8. Problemas Verificados no Lado CC do STATCOM.....	84
3.8.1. Análise do Capacitor do Lado CC em Função da Seqüência Negativa .....	85
3.8.2. Perdas no Capacitor em Função da Seqüência Negativa.....	90
3.8.3. Problemas Observados no Lado CC em Função da Seqüência Negativa ...	90
3.8.4. Problemas Verificados no Lado CA do STATCOM.....	91
3.9. Resumo do Capítulo .....	93
<b>Capítulo 4.....</b>	<b>94</b>
4. Modelos Computacionais do STATCOM.....	95
4.1. Quantificação do Desbalanço de Tensão.....	95
4.2. Topologias de Controles do STATCOM.....	98
4.2.1. STATCOM Multipulso .....	98
4.2.1.1. Controle do STATCOM Multipulso .....	100
4.2.1.2. STATCOM 48 pulsos - ziguezague .....	102
4.2.1.3. Resultados Simulados com o STATCOM 48 pulsos - Operação Normal....	106
4.2.1.4. Resultados Simulados com o STATCOM 48 pulsos com Seqüência Negativa.....	111
4.2.1.5. STATCOM quasi 48 pulsos .....	116

4.2.1.6. Resultados Simulados com o STATCOM quasi 48 pulsos com Seqüência Negativa.....	118
4.3. STATCOMs com Chaveamento PWM.....	120
4.3.1. STATCOM PWM ST.....	120
4.3.1.1. Controle do STATCOM PWM ST.....	121
4.3.1.2. Dimensionamento do STATCOM PWM ST .....	122
4.3.1.3. Resultados simulados para o STATCOM PWM ST - Operação Normal ....	124
4.3.1.4. Resultados simulados para o STATCOM PWM ST com Seqüência Negativa.....	129
4.4. STATCOM PWM CR-VSC.....	134
4.4.1. O Controle do STATCOM CR-VSC.....	134
4.4.2. Resultados Simulados do PWM CR-VSC - Operação Normal.....	135
4.4.3. Resultados Simulados do PWM CR-VSC com Seqüência Negativa.....	140
4.5. Resumo dos Modelos Digitais.....	143
<b>Capítulo 5</b> .....	146
5. Análises Comparativas das Topologias.....	147
5.1. Variação do Componente de Seqüência Negativa.....	147
5.1.1. Relação do Componente de Seqüência Negativa com as Perturbações Observadas .....	148
5.1.2. Respostas dos STATCOMs à variação do componente de seqüência negativa.....	148
5.1.2.1. Modelos Analíticos para a Variação de $\eta_2$ .....	149
5.1.2.1.1. Terceiro Harmônico na Tensão e Corrente .....	149
5.1.2.1.2. Oscilação de Freqüência $2\omega$ no Lado CC .....	150
5.1.2.1.3. Oscilações de Freqüência $2\omega$ nas Potências Instantâneas .....	151
5.1.2.1.4. Validação dos Modelos Analíticos do STATCOM.....	151
5.1.2.2. Variação de $\eta_2$ no STATCOMs quasi 48.....	157
5.1.2.3. Variação de $\eta_2$ no STATCOM PWM ST.....	159
5.1.2.4. Variação de $\eta_2$ no STATCOM CR-VSC .....	161
5.1.2.5. Análise de Variação de Amplitude do Componente de Seqüência	

Negativa.....	163
5.2. Influência do Capacitor do Lado CC no Desempenho dos STATCOMs.....	164
5.2.1. Variação de $\tau_c$ no STATCOM quasi 48 pulsos .....	165
5.2.2. Variação de $\tau_c$ no STATCOM PWM ST .....	168
5.2.3. Variação de $\tau_c$ no STATCOM CR-VSC .....	171
5.3. Comparação dos Modelos Digitais e Analíticos .....	173
5.4. Técnicas de Controle para Mitigar Efeitos da Sequência Negativa .....	174
5.4.1. Aumento do Capacitor do Lado CC .....	175
5.4.2. Aumento da Tensão do Lado CC .....	176
5.4.3. Filtro do Componente de Sequência Negativa nos Controles .....	177
5.4.4. Controle por Injeção de Sequência Negativa .....	180
5.4.4.1. Análise Matemática do Método de Injeção de Sequência Negativa .....	181
5.4.4.2. Adição de Tensão de Sequência Negativa no STATCOM quasi 48 pulsos.....	183
5.4.4.3. Adição de Tensão de Sequência Negativa no STATCOM PWM ST ....	187
5.5. Exemplo STATCOM CR-VSC com Capacitor “Infinito” .....	190
5.6. Análise dos Resultados.....	195
5.7. Resumo do Capítulo .....	196
<b>Capítulo 6</b> .....	197
6. Conclusões.....	198
<b>Lista de Trabalhos Futuros</b> .....	201
<b>Referências</b> .....	203
Referências Bibliográficas.....	204
<b>Apêncices</b> .....	211
A. Discussões e tópicos sobre “Custom Power” .....	227
A.1. Efeitos e Respectiveas Causas dos problemas de qualidade de energia.....	227
A.2. Análise dos Problemas de Tensão nos Sistemas de Potência e Distribuição.....	229
A.2.1. Tabelas de Eventos de Perturbação da Tensão e Soluções.....	233
B. Resumo sobre Funções de Chaveamento.....	235
B.1. Representação Matemática dos Conversores Estáticos de Frequência.....	235

C. Modelo do Compensador Síncrono .....	238
C.1. Circuitos do Estator .....	238
C.2. Circuitos do Rotor.....	240
C.3. Transformação de Park .....	241
D. Modelos Matemáticos do STATCOM .....	244
D.1. Modelo simplificado do STATCOM baseado em equações de potência média .....	244
D.1.1. Modelo simplificado do STATCOM baseado em equações de potência instantânea incluindo a seqüência negativa.....	246
D.1.2. Modelo por expressões de potência para o lado CC considerando a presença da seqüência negativa.....	249
D.1.3. Representação do Modelo por expressões de potência para o lado CC considerando a presença da seqüência negativa.....	250
D.2. Modelos desenvolvido a partir das equações de tensões e correntes para os lados CA e CC.....	253
D.2.1. Desenvolvimento baseado na transformada de Clarke e teorias das potências instantâneas .....	253
D.2.1.1. Representação do Modelo baseado na transformada de Clarke e teorias das potências instantâneas .....	257
D.2.2. Desenvolvimento do Modelo do STATCOM nas Coordenadas de Park .	258
D.2.2.1. Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park incluindo a seqüência negativa.....	262
D.2.2.2. Desenvolvimento do Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park	264
D.2.2.2.1. Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park por Unidade .....	264
D.2.2.2.2. Modelo do STATCOM nas coordenadas Park - Análise de Entradas	265
D.2.2.2.3. Modelo do STATCOM nas coordenadas Park - Linearização .....	266
D.2.2.2.4. Análise do Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park .....	267
E. Desenvolvimentos Matemáticos .....	269
E.1. Solução das Equações diferenciais para as correntes.....	269
E.2. Solução das Equações diferenciais para as correntes considerando a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema CA .....	270

E.3. Desenvolvimento do Modelo do STATCOM nas Coordenadas de Park.....	271
E.3.1. Desenvolvimento da expressão para o modelo em Park com componentes de seqüência negativa.....	275
E.4. Linearização do Modelo por Park.....	276
E.5. Linearização do Modelo por Park com Seqüência Negativa.....	278
E.6. Normalização do Modelo Matemático do STATCOM.....	280
F. Dados dos Modelos Digitais de STATCOMs.....	282
F.1. Dados dos Transformadores do STATCOM 48 Pulsos.....	282
F.2. Dados dos Transformadores do STATCOM quasi 48 Pulsos.....	286
F.3. Dados dos Transformadores do STATCOM PWM ST.....	287
F.4. Dados de Ajustes dos Resultados Analíticos do STATCOM.....	288
F.5. Análise das Potências Instantâneas Considerando as Perturbações de Seqüência Negativa do Sistema CA e as Perturbações de Seqüência Negativa e do Terceiro Harmônico no STATCOM.....	289
F.6. Influência do Controle por Teoria de Potências Instântâneas na Geração do Terceiro Harmônico de Seqüência Positiva.....	293
G. STATCOM com Conversores em Cascata.....	294
G.1. O STATCOM Cascata PAM.....	295
G.1.1. Controle do STATCOM Cascata PAM.....	295
G.1.1.1. Controle Integrado Trifásico.....	296
G.1.1.2. Controle Monofásico.....	296
G.1.2. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM e Controle Integrado Trifásico - Operação Normal.....	297
G.1.3. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM e Controle Integrado Trifásico com Seqüência Negativa.....	303
G.1.4. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - Operação Normal.....	308
G.1.5. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico e seqüência negativa.....	314
G.2. STATCOM Cascata PWM.....	318
G.2.1. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PWM com Controle	

Trifásico - Operação Normal.....	319
G.2.2. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PWM com controle Trifásico com Sequência Negativa.....	325

## Lista de Símbolos

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCAT	Corrente Contínua Alta Tensão
HVDC	High Voltage Direct Current
GTO	Gate Turn Off Thyristor
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
UPFC	Unified Power Flow Controller
STATCOM	Static Synchronous Compensator
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
CR-VSC	Current regulated Voltage Source Converter
PI	Controlador Proporcional Integral
PD	Controlador Proporcional Derivativo
PWM ST	Chaveamento PWM do tipo Seno-Triângulo
SVC	Static Var Compensator
$v_{\Sigma}$	o valor coletivo instantâneo de tensão
$C$	Capacitor Capacitância
$R_{ccp}$	Resistor conectado em paralelo no lado CC do STATCOM
$R_{ccs}$	Resistor conectado em série no lado CC do STATCOM
$v_{as+}$	Tensão instantânea de seqüência positiva da fase “a”
$V_{s+}$	Amplitude de tensão fase-fase-rms do sistema CA, seqüência positiva
$\omega_s$	Frequência angular
$\theta_{s+}$	Ângulo de defasagem do sistema CA para a seqüência positiva

# CAPÍTULO I

## Introdução



## 1. Introdução

---

O desenvolvimento das chaves semicondutoras de potência, iniciado no final década de 1950 com os tiristores, permitiu que estas fossem utilizadas em níveis de tensão e correntes elevados, na faixa de alguns kV e kA. A principal característica das chaves semicondutoras modernas é a capacidade de controle de condução ou corte através de um sinal de potência reduzida, conforme apresentado, por exemplo, por Mohan, Undeland e Robbins em [1] e por Bose em [2].

O primeiro uso das chaves semicondutoras de potência em sistemas de potência ocorreu no desenvolvimento dos conversores para as linhas de transmissão em corrente contínua de alta tensão, também conhecidos como sistemas CCAT ou, em inglês, HVDC (*high voltage direct current*). Neste caso, utilizam-se tiristores, que são chaves semicondutoras sem capacidade de corte controlado. Os tiristores substituíram as válvulas de arco de mercúrio, melhorando as características de custos e capacidade de potência. Verificou-se nestes sistemas CCAT que a aplicação das chaves semicondutoras de potência permitia uma melhor capacidade de operação através do controle rápido e dinâmico. Esta capacidade agregou uma maior confiabilidade e uma maior qualidade na operação destes sistemas.

Equipamentos utilizando chaves semicondutoras de potência foram projetados visando obter para os sistemas de corrente alternada a mesma capacidade de controle rápido e dinâmico obtido nos sistemas de CCAT (corrente contínua). Conforme as chaves semicondutoras foram aumentando os valores de potência (kV e kA) novos equipamentos foram surgindo.

### 1.1.FACTS

---

O desenvolvimento dos equipamentos FACTS (Flexible Alternating Current Transmissions System) tem íntima ligação com os avanços das chaves semicondutoras de potência. Os tiristores com capacidade de acionamento controlado e, mais tarde, os GTOS e IGBTs, entre outros, com capacidade de acionamento e corte controlados, acrescentaram a possibilidade de maiores desenvolvimentos nas técnicas de controle e no projeto de equipamentos. Isto permitiu o uso destes equipamentos controlados por chaves de

comutação forçada em sistemas de transmissão e distribuição em corrente alternada, introduzindo nestes sistemas novas perspectivas de controle, confiabilidade e, principalmente, flexibilidade.

O objetivo destes equipamentos é realizar, através das chaves semicondutoras de potência, o controle rápido e dinâmico de variáveis do sistema de corrente alternada, permitindo a este uma maior flexibilidade de operação e controle.

O termo FACTS foi criado por Hingorani em 1988 e surgiu numa série de artigos, apresentados em [3], [4] e [5], consolidando o conjunto de equipamentos cuja filosofia de operação pretende estender aos sistemas de corrente alternada uma maior flexibilidade de controle permitida pela atuação rápida das chaves semicondutoras de potência.

A *Figura 1*, desenhada a partir do trabalho de Novosel, Begovic e Madani, em [6], mostra os intervalos de tempo de atuação dinâmica de equipamentos e controles em sistemas elétricos, considerando as atuações para estabilidade transitória, tempo  $\leq 10$  s, e transitórios de estabilidade de longa duração  $t \geq 10$  s. Nesta figura, verifica-se a rápida capacidade de atuação dinâmica dos sistemas de CCAT e FACTS comparados a diversos equipamentos elétricos e controles convencionais utilizados, considerando a faixa de tempo correspondente à estabilidade transitória, e a capacidade de atuação nas faixas seguintes de estabilidade de longa duração e regime permanente.

Os equipamentos FACTS estão recebendo nas duas últimas décadas um destaque crescente. Os desenvolvimentos realizados pelo EPRI (*Electric Power Research Institute*) através de programas de simulação, formação de grupos de trabalho, e análise das necessidades de uso de FACTS em colaboração com as seguintes empresas: *Florida Power & Light* - FPL, *New York Power Authority* - NYPA, *Minnesota Power* - MP, *Commonwealth Edison* - ComEd, *Tennessee Valley Authority* - TVA, *Public Service Electric & Gas* - PSE&G, *Western Area Power Administration* - WAPA, conforme Adapa em [7], são uma evidência do interesse no avanço destes equipamentos. Nestes estudos o EPRI verificou a possibilidade de aplicação de equipamentos FACTS para solucionar problemas específicos de cada um destes grupos e sistemas e das interfaces existentes entre eles.

Em paralelo a estes grupos também encontra-se o Cigré, mostrando o interesse dos Europeus na pesquisa de aplicações, estudos, análises econômicas dos equipamentos

FACTS, conforme apresentado por Dwek *et alii* em [8].

O aumento de demanda de carga dos sistemas de potência, a diminuição de investimentos na expansão, e o envelhecimento destes mesmos sistemas durante as últimas décadas, discutido por Shahidehpour em [9] e por Gellings em [10], são alguns dos motivos pelo interesse permanente no desenvolvimento dos equipamentos FACTS. Os problemas relativos ao meio ambiente, políticas econômicas e governamentais, privatização e modificações na regulamentação alteram e limitam possíveis soluções técnicas e seus custos, conforme apresentado em [8], [9], e [10]. Nesta situação contemporânea, as limitações impostas às opções técnicas convencionais ocasionam crises de energia como a do Brasil, relatada por Jardini *et alii* em [11], a da Califórnia, e os “blackouts” na áreas do Nordeste dos Estados Unidos, sul do Canadá em Agosto 2003, e o da Itália em Setembro de 2003, relatados por Novosel *et alii* em [6].

Por estes motivos os equipamentos FACTS são apresentados como elementos capazes de oferecer flexibilidade para sistemas cujo desenvolvimento e ampliação convencionais estão limitados e permitir o uso da capacidade integral e otimizada destes sistemas, conforme Dwek *et alii* em [8], Figueiredo em [12] e Reed, Paserba e Salavantis em [13].

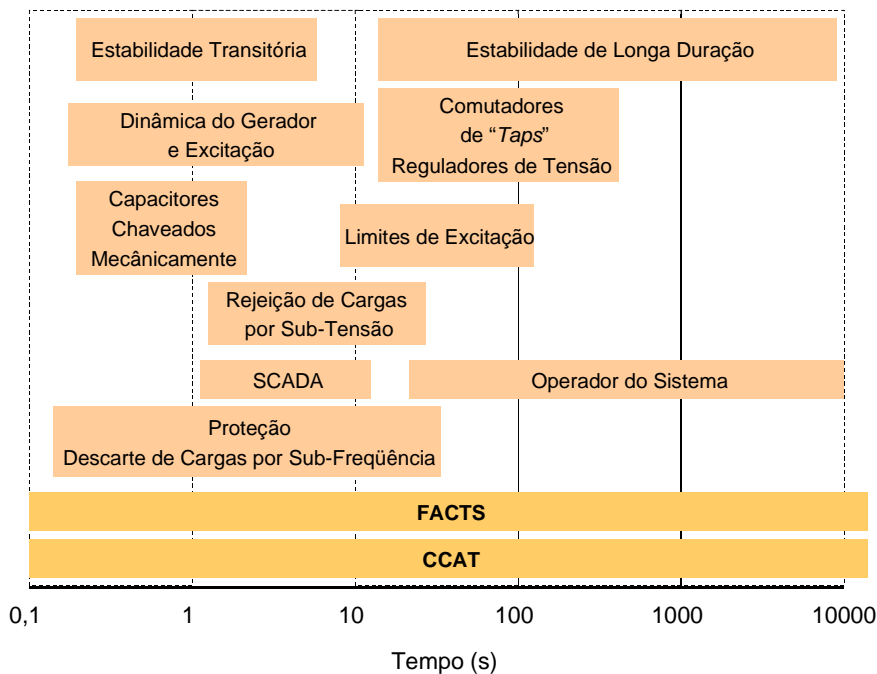


Figura 1 - Escala de tempo na dinâmica de sistemas de potência e faixa de operação dos controladores FACTS e sistemas CCAT considerando a estabilidade transitória, estabilidade de longa duração e regime permanente.

Os equipamentos FACTS podem realizar: controle de potência reativa, controle do fluxo de potência ativa na linha, controle de tensão e, inclusive, controle de estabilidade de sistemas durante oscilações transitórias, segundo Gyugyi em [14] e [15], Hingorani e Gyugyi [16], Song e Johns em [17], e Watanabe *et alii* em [18] e [19].

Os nomes dos equipamentos apresentados seguem a nomenclatura proposta por Edris *et alii* em [20] e indicados pelo *FACTS Terms & Definitions Task Force of the FACTS IEEE Working Group of DC and FACTS Commitee*. Este grupo estabeleceu em 1997 as definições e terminologias apropriadas para os equipamentos FACTS.

Um resumo da evolução dos equipamentos FACTS é mostrado na *Figura 2*, conforme a tecnologia das chaves semicondutoras. Referências mais específicas serão apresentadas a seguir.

A *Figura 2* apresenta na primeira coluna alguns exemplos de equipamentos baseados em tiristores, considerados como sendo a primeira geração de controladores FACTS. Conectados em paralelo ao sistema elétrico são: TCR (*Thyristor Controlled Reactor*), o TSC (*Thyristor Switched Capacitor*) e o SVC (*Static Var Compensator*); e conectados em série ao sistema elétrico são: o TSSC (*Thyristor Switched Series Capacitor*) e o TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*). Estes equipamentos são apresentados por Gyugyi em [21] e por Gyugyi, Ekstrom, e Christl em [22]. Nesta geração ainda pode ser encontrado um exemplo de equipamento que possui as características série e paralelo de forma integrada: *Phase Shifter* – Ooi em [23].

A segunda geração é composta por equipamentos que utilizam chaves auto-comutadas tipo IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ou GTOs (*Gate Turn Off Thyristor*), por exemplo o compensador paralelo, STATCOM (*Static Synchronous Compensator*) e o compensador série, SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) – conforme Gyugyi, Schauder, *et alii* em [24].

Hingorani e Gyugyi em [16], Gyugyi em [21] e Ekstrom em [22] consideram que a terceira geração de equipamentos FACTS é composta pela integração dos equipamentos série, o SSSC, e paralelo, o STATCOM, resultando no UPFC (*Unified Power Flow Controller*) equipamento cujo funcionamento é apresentado por Hingorani e Gyugyi em [16], por Gyugyi em [25], por Gyugyi *et alii* em [26], e por Mehraban *et alii* em [27].

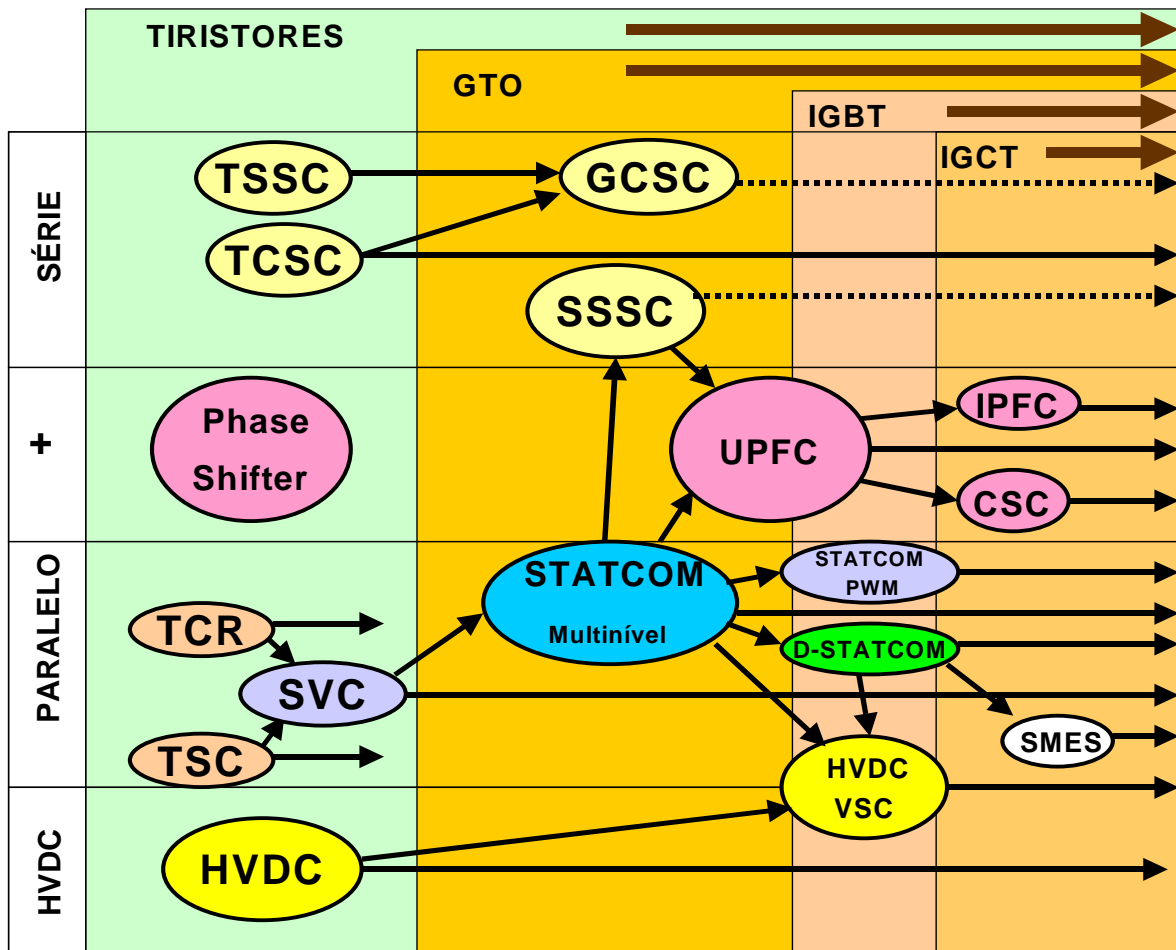


Figura 2 - Desenvolvimento das chaves semicondutoras de potência e dos equipamentos FACTS e HVDC (CCAT).

Hingorani e Gyugyi, em [16] e [22], apresentam a quarta geração de equipamentos FACTS como o resultado da integração e da versatilidade da união dos equipamentos série e paralelo, por exemplo: o IPFC (*Interline Power Flow Controller*) discutido por Gyugyi, Schauder e Sen em [28] – e o CSC (*Convertible Static Compensator*) – apresentado por Zelinger *et alii* em [29], Edris *et alii* em [30] e Uzunovic *et alii* em [31].

Seguindo a evolução dos equipamentos FACTS, pode ser mencionada uma derivação do STATCOM multipulso: o STATCOM-PWM, para o acionamento das chaves realizado em alta frequência, e o D-STATCOM (multipulso ou PWM), utilizado em sistemas de distribuição e, em geral, incluindo características de filtros, como apresentado por Reed *et alii* em [32]. Outra derivação do STATCOM é sua aplicação como a interface entre um sistema de armazenagem de energia, como o SMES (*Superconducting Magnetic Energy Storage*), discutido por Figueiredo em [12], Arsoy *et alii* em [33], e Molina em [34].

## 1.2. “Custom Power” e “Power Quality”

---

Outro item que incrementou o uso dos equipamentos baseados em eletrônica de potência foi o aumento dos requisitos de qualidade e confiabilidade de energia elétrica para atendimento aos consumidores. O conceito “*custom power*”, a partir do uso de eletrônica de potência e com o foco em sistema industrial ou de distribuição de energia elétrica, é apresentado por Hingorani em [35] e [36].

Neste conceito são abordadas soluções para os problemas de qualidade da energia existentes na tensão e corrente. Por exemplo, para a tensão são considerados os efeitos de: afundamentos (*sag*), sobretensões (*swell*), afundamento bruscos de curta duração (*dips*), efeitos derivados de chaveamentos de equipamentos eletrônicos (*notches*), desbalanços, harmônicos, cintilações (*flicker*), interrupções e impulsos. No caso das correntes, avaliam-se os efeitos do fator de potência e harmônicos. Uma discussão rápida sobre termos e conceitos de *Custom Power* é apresentada no Apêndice A.

A aplicação do conceito de “*custom power*” para equipamentos FACTS é primeiramente realizado através da análise dos eventos de perturbação que ocorrem na tensão, corrente e frequência, conforme a duração destes eventos, segundo Oliver *et alii* em [37], e Lawrence e Moncrief em [38].

A tecnologia convencional utilizada no controle de tensão pode não atender a mudanças nos sistema de energia elétrica ou às necessidades dos consumidores. Nestes casos, os equipamentos FACTS (SVC, STATCOM) passam a ser concorrentes de tecnologias convencionais, especialmente quando a qualidade de energia elétrica deve ser mais alta.

Comparando o desempenho dos equipamentos com base em semicondutores, por exemplo, para o controle de tensão, observa-se que o controle contínuo e dinâmico é muito mais eficaz, vide tempos de atuação mostrados na *Figura 1*, do que as atuações de transformadores com mudança de *taps*, autotransformadores e bancos de capacitores.

Por estes motivos, justifica-se o estudo e análise destes equipamentos e suas aplicações visando entendê-los e projetá-los de forma que possuam uma atuação que garanta a resolução dos problemas observados e a melhoria da qualidade de energia elétrica dos sistemas onde estes estão instalados.

### 1.3. STATCOM

---

O STATCOM, *Static Synchronous Compensator*, é um equipamento FACTS composto por conversores, capacitores, transformadores e seu controlador. No entanto, a existência de diferentes topologias de conversores, de chaves semicondutoras, e de variados tipos de controles, altera os arranjos utilizados.

A *Figura 3* mostra alguns exemplos de topologias de STATCOM utilizadas: o STATCOM multipulso com o transformador de eliminação de harmônicos, o esquema mais antigo, mostrado na *Figura 3(a)*, o STATCOM PWM básico, mostrado na *Figura 3(b)*, e o STATCOM multinível com inversores em cascata, mostrado na *Figura 3(c)*. Observa-se que não há transformadores para a eliminação de harmônicos no STATCOM PWM e no STATCOM Cascata. No STATCOM PWM o filtro passivo é opcional.

Os primeiros desenvolvimentos do STATCOM foram iniciados em 1976, pela Kansay Electric Co. Ltd. e Mitsubishi Electric Corporation, visando obter maior capacidade de corrente de compensação para baixas tensões, limitada nos SVCs, e reduzindo o tamanho das instalações, como relatado por Sumi *et alii* em [39], Hasegawa *et alii* em [40], Fujita *et alii* em [41], e Ekstrom *et alii* em [42]. Este grupo obteve seu primeiro protótipo de 20 MVA ligado a um sistema de 77 kV em 1980. Esta implementação utilizava tiristores e não era uma solução atrativa por causa dos problemas de complexidade e de confiabilidade dos circuitos de comutação forçada, e, nesta época, dos baixos limites de tensão e corrente das chaves auto-comutadas tipo GTO, conforme relatado por Sumi *et alii* em [39], Fujita *et alii* em [41], Gyugyi em [43], e Gyugyi *et alii* em [44].

No entanto, os testes com o protótipo de 20 MVA, apresentados em Sumi *et alii* em [39], 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.

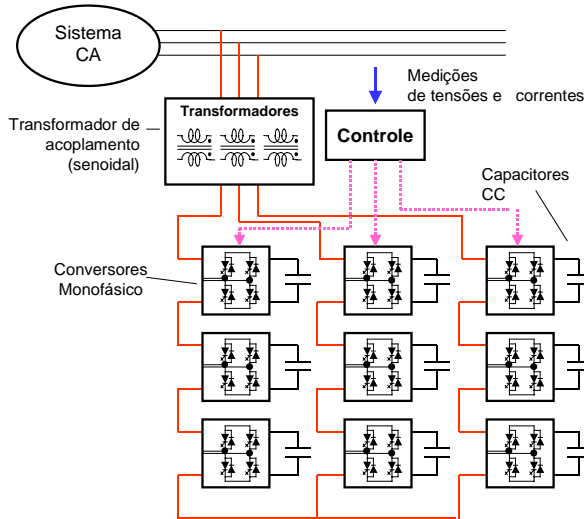
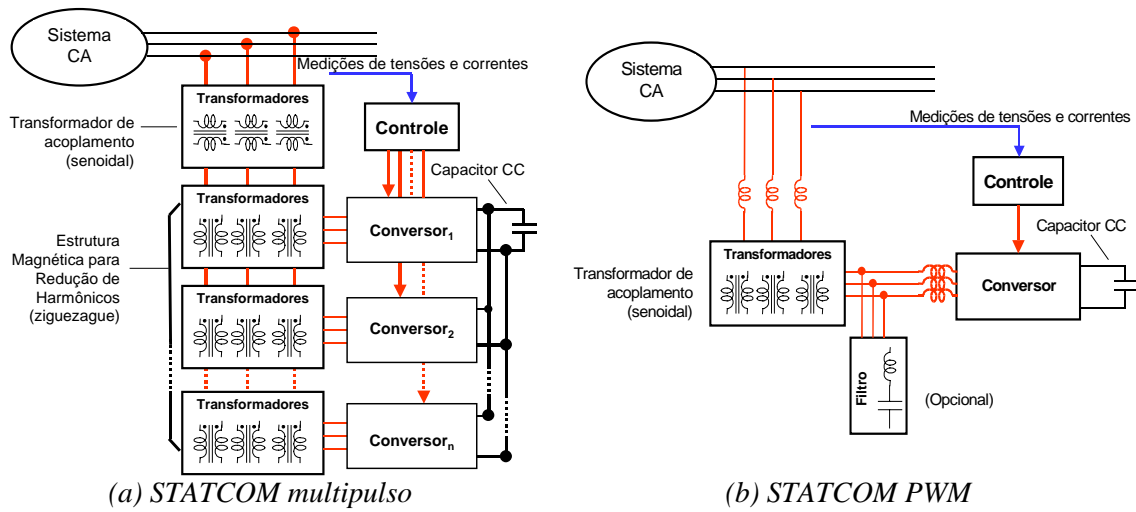


Figura 3 - Esquemas básicos do STATCOM.

Em 1988, o desenvolvimento do STATCOM de 80 MVA com tensão de 154 kV estava bastante avançado. 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 [43] de um modelo de 1 MVA testado em campo, relatado por Edwards *et alii* em [45].

Em 1992, o primeiro STATCOM, com 48-pulsos, 80 MVA, e tensão de 154 kV e transformadores ligados em zigzague, entrou em operação na subestação de Inuyama, pertencente à Kansay Electric Co., Ltd., Japão, descrito por Mori *et alii* em [46].

Em 1995, o STATCOM americano de  $\pm 100$  MVA, ligado a uma linha de 161 kV foi



comissionado na subestação de Sullivan, pertencente à TVA, *Tennessee Valley Authority*, este equipamento é descrito por Schauder *et alii* em [47], Schauder *et alii* em [48], Gyugyi e Mehraban em [49], e por Edris em [50].

Outros exemplos de STATCOM apresentados na literatura são listados a seguir.

- UPFC de  $\pm 320$  MVA da AEP, *American Electric Power*, instalado na subestação de Inez, Kentucky, relatado por Gyugyi e Mehraban em [49], em 1998, e por Edris em [50] e Schauder *et alii* em [51] em 2000. Neste projeto, um STATCOM de  $\pm 160$  MVA ligado a uma linha de 138 kV foi comissionado numa fase inicial. Numa segunda etapa, outro STATCOM de mesma capacidade foi inserido, permitindo um controle de  $\pm 320$  MVA. Após testes, o último STATCOM foi modificado para operar como um SSSC para compor o UPFC, conforme apresentado por Mehraban *et alii* em [27].

- D-STATCOM de  $\pm 20$  Mvar na subestação de Luoyang, província de Henan, China, apresentado por Xiaorong *et alii* em [52] e Yingduo *et alii* em [53]. Este STATCOM utiliza chaves do tipo GTO com capacidade de 4 kV e 4,5 kA, discutidas por Qiang *et alii* em [54], e está em operação desde Abril de 1999, segundo mostra Wenhua *et alii* em [55].

- STATCOM de 5 MVA num sistema de 4,16 kV utilizado para o controle de *flicker* nas instalações vizinhas à *Seattle Iron and Metals*, descrito por Reed *et alii* em [32], conforme idéia apresentada por Schauder em [56].

- Projeto da VELCO, *Vermont Electric Power Company, Inc.*, em operação desde Maio de 2001, onde um STATCOM atua em compensação dinâmica na subestação de Essex conectado a um sistema de 115 kV. Este STATCOM é composto por dois grupos de 43 MVA auxiliados por dois bancos de capacitores de 24 MVA. Este STATCOM utiliza GTO de 6 kV e 6 kA permitindo o chaveamento PWM com 5 pulsos. Maiores detalhes desta instalação são fornecidos por Reed, Paserba, Takeda *et alii* em [57], [58], [59] e [60]. Este equipamento destaca-se pelo chaveamento em alta frequência PWM regulando tensão e auxiliando o controle de banco de capacitores da subestação, o que é a nova tendência na topologia dos STATCOMs.

- STATCOM de  $\pm 75$  MVA, comissionado em 2000, conectado na subestação de East Claydon a um sistema de 400 kV onde já existe um SVC de 225 MVA que foi

reposicionado. Este sistema está sob controle da NGC (*National Grid Company*) na Inglaterra, apresentado por Horwill *et alii* em [61] e Hanson *et alii* em [62] e por Hanson em [63].

- STATCOM de  $\pm 8$  MVA operando em conjunto com um sistema de geração eólica de 24 MW, descrito por Sobotnik, em [64], cuja operação na localidade de Rejsby Hede, na Dinamarca, permitiu a conexão deste sistema de geração a um sistema de distribuição “fraco”.

- STATCOM de  $\pm 80$  MVA, da subestação de Kanzaki, descrito por Fujii *et alii* em [65], operando comercialmente desde Junho de 2004, cuja função é manter a estabilidade do sistema elétrico ao qual está ligado durante os intervalos nos quais ocorrem defeitos no sistema. Este STATCOM utiliza conversores de 3 níveis com GCTs com controle PWM, e coordena sua atuação com os reguladores de *taps* dos transformadores de tensão da subestação para garantir a operação contínua mesmo com faltas do tipo fase-terra.

- STATCOM de  $\pm 100$  MVA, projeto da SDG&E (*San Diego Gas & Electric*), na subestação de Talega, cuja operação foi iniciada em 2002. Este STATCOM atua na regulação de tensão e resposta rápida aos distúrbios transitórios do sistema. Conforme Reed, Paserba, e Salavantis, em [13] e Reed, Paserba, Croasdaile, Westover *et alii* em [66] e [67], este STATCOM consiste de dois conversores de 50 MVA, cada, um contendo 4 módulos de 12,5 MVA e filtros harmônicos de 5 MVA. Estes inversores operam com a tensão CA de 3,2 kV e tensão CC de 6 kV e a conexão com a rede de 138 kV é feita através de transformadores de 55 MVA. O uso de GCTs de 6 kV e 6 kA com chaveamento PWM dos inversores de três níveis permite a redução do conteúdo de harmônicos. Em paralelo ao STATCOM, que faz o ajuste “fino”, o controle “grosso” de reativos é realizado por 3 bancos de capacitores de 69 Mvar. Novamente, a configuração utilizada é similar ao do projeto de VELCO-Essex.

Estes exemplos mostram a aplicação do STATCOM em diversos sistemas elétricos. Para maior clareza do texto, ressalta-se que nas referências do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineer*), conforme Edris *et alii* apresenta em [20], 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*) permaneceram no Japão e na Europa por um tempo prolongado. Também existem variações como: STATCON, derivado de *static condenser*, utilizado por Ekstron *et alii* em [42], e os nomes comerciais, como o SIPCON um produto da Siemens, *Siemens Power Conditioner* conforme [68] ou o SVC Light, o STATCOM para distribuição da ABB, segundo Larsson *et alii* em [69].

A utilização do STATCOM em sistemas de potência e de distribuição visa o controle de potência reativa no ponto de conexão. A potência reativa gerada pelo STATCOM faz o controle de tensão ou do fator de potência no ponto de conexão no sistema CA. A atuação do STATCOM ocorre durante transitórios para realizar um “ajuste fino” do sistema, desta forma, ficando a maior parte do tempo operando próximo do zero de compensação. A operação próximo de zero é importante por dois motivos: (i) o STATCOM está sempre preparado para atuar rapidamente para qualquer lado, seja indutivo ou capacitivo; (ii) as perdas de chaveamento ficam minimizadas.

#### **1.4.O Desenvolvimento Atual do STATCOM - Revisão Bibliográfica**

---

O desenvolvimento do STATCOM tem sido contínuo. Isto é mostrado através da aplicação de novas chaves semicondutoras de potência com altas capacidades de tensão e corrente, por exemplo o IGCT e o SGCT, descritos por Zargari *et alii* em [70], e da melhoria e modificação das topologias utilizadas, e dos novos modelos de sistema de controle propostos.

Trabalhos visando alterar a topologia do STATCOM, prevendo e mostrando melhorias no controle, redução de harmônicos e aumento da capacidade de potência dos equipamentos são descritos por:

- Fujita *et alii*, com o STATCOM com conversores ligados em série através de um transformador de eliminação de harmônicos, em [71];
- Seki *et alii* em [72], An *et alii* em [73], que testam diversas topologias de STATCOM com transformadores estrela-delta e ziguezague e acionamentos na frequência fundamental e com técnicas PWM;
- Liang *et alii* em [74] e Min *et alii* em [75], que usam topologias em cascata de conversores multiníveis, e acionamento vetorial PWM para obterem a eliminação de transformadores e redução de harmônicos;

- Edwards *et alii*, que, em 1988, apresentou a topologia de STATCOM 12 Pulsos utilizando GTOs, em [76];
- Wuest *et alii*, que compara as topologias de STATCOM PWM e Multipulsos utilizando transformadores estrela-delta, em [77];
- Ooi *et alii*, que descreve a vantagem do uso de conversores de três níveis na redução de harmônicos, em [78], e Ekanayake *et alii*, que usa estes conversores e a técnica de eliminação de harmônicos, em [79];
- Mohan *et alii*, que mostra como o chaveamento monofásico em altas frequências pode ser realizado na topologia Multipulso, em [80],
- Hochgraf e Lasseter em [81], Menzies *et alii* em [82], Mwinyiwiwa *et alii* em [83], [84], e [85], e Tennakoon *et alii* em [86], que apresentam os resultados do uso do sistema de conversores com múltiplos níveis para o STATCOM nas topologias Multipulso, e com acionamento PWM;
- Chen *et alii* em [87] e Mishra *et alii* em [88], que inserem circuitos complementares no lado CC do STATCOM para reduzir harmônicos e perdas.

Comercialmente, verifica-se que a topologia multipulso mostrada na *Figura 3(a)*, tecnologia desenvolvida pelas companhias Westinghouse (atualmente Siemens), pela própria Siemens, ABB e Mitsubishi, está em desuso e exceto por algumas poucas referências, por exemplo Bhattacharya e Xi em [89], e em [90], respectivamente de 2006 e 2007, e pelos equipamentos construídos no passado pouco desenvolvimento é dedicado a ela.

O STATCOM com conversores em cascata é tecnologia dominada pela companhia Areva, apresentado por Cartwright em [91], onde é discutido o projeto de um STATCOM do tipo cascata de 150 MVA.

A topologia apresentada na *Figura 3(b)*, o STATCOM PWM utilizando frequências de chaveamento mais “altas” do que a frequência fundamental, na faixa de 300 Hz até 2 kHz, controle de eliminação de harmônicos, conforme o esquema apresentado na *Figura 4*, é a corrente dominante nos sistemas atuais.

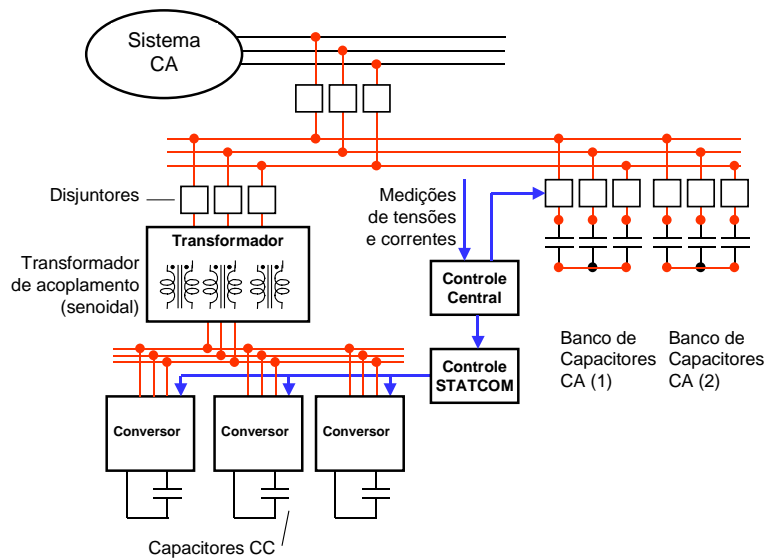
Acompanhando a modificação das topologias do STATCOM, os circuitos inversores também estão sendo modificados. Os circuitos inversores conhecidos como ponte completa (Graetz Bridge) mostrado na *Figura 5(a)* estão sendo substituídos pelos circuitos de três

níveis mostrado na *Figura 5(b)* o que permite um menor conteúdo de harmônicos por conversor e, ao mesmo tempo, verifica-se o abandono das chaves do tipo GTO (*Gate Turn Off Thyristor*) em favor das chaves representadas pelo IGCT (*Integrated Gate Commutated Thyristor*) e pelo IGBT (*Integrated Gate Bipolar Transistors*).

Desta forma, os novos modelos do STATCOM tendem a seguir a configuração apresentada na *Figura 4*, onde é apresentado o esquema similar ao do STATCOM de 2 x 43 MVA da Subestação da VELCO em Essex, Inglaterra, descrito por Reed, Paserba *et alii* em [57], [58], [59], e [60], e ao do STATCOM de 100 MVA da Subestação de Talega, pertencente à *San Diego Gas & Electric (SDG&E)*, na Califórnia, conforme descrito por Reed *et alii* em [13], [66], e [67].

Estes novos projetos visam eliminar a estrutura de transformadores complexos utilizados na redução de harmônicos e seus respectivos custos. O STATCOM PWM também apresenta a vantagem de usar transformadores projetados para operar com tensões e correntes senoidais, cujo projeto é mais simples do que os dos transformadores que operam com harmônicos.

O acionamento dos inversores do STATCOM por técnicas PWM são apresentadas, por exemplo, por Barbosa *et alii* em [92] e [93] e uma comparação do STATCOM multipulso e PWM é mostrada por Cavaliere *et alii* em [94]. Outras topologias atuais do STATCOM, com foco nos circuitos multipulso e em cascata e suas respectivas características, é apresentada por Lee *et alii* em [95].



*Figura 4 - Esquema Simplificado do STATCOM de Essex-Velco e Talega- SDG&E.*

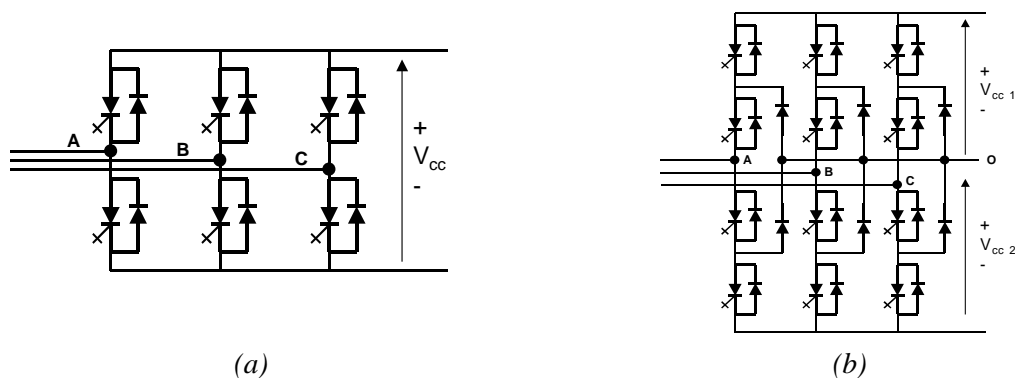


Figura 5 - Topologias de conversores utilizados no STATCOM: (a) Ponte Completa Trifásica, ou Ponte de Graetz, (b) Conversor de Três Níveis ou “Neutral Point Clamped”.

Outra possibilidade de melhoria da operação do STATCOM é a proposta de melhoria em seus sistemas de controle, considerando as topologias disponíveis. Este tipo de desenvolvimento é apresentado por diversas referências que se utilizam desde técnicas simples, como controladores PI (proporcional integral), por exemplo Rao *et alii* em [96], até técnicas mais complexas, como modelagens “fuzzy”, por Mak *et alii* em [97], controles preditivos, por Moon *et alii* em [98], controles em função  $H_\infty$ , por Farsangi *et alii* em [99], controles não-lineares, por Yao *et alii* em [100], e algoritmos que simulam a resposta imunológica de células, por Wang *et alii* em [101] e [102].

Porém, algumas destas propostas de análise do STATCOM avaliam apenas a situação do controle de tensão (a regulação de tensão) e do controle de fluxo de potência em regime permanente considerando situações específicas de sistemas de potência. O STATCOM, considerando esta situação, é analisado, por exemplo, por: Wang *et alii* em [101] e [102], Rangel em [103] e por Acha *et alii* em [104]

Outras referências que consideram o desenvolvimento dos controles do STATCOM são apresentadas a seguir.

As referências, clássicas, por exemplo, Schauder e Mehta em [105] e [106], Oliveira e Ekstrom em [107], e Oliveira em [108], Lehn e Iravani em [109], Shen, Liang e Han em [110], Petitclair *et alii* em [111] e [112], e Han *et alii* em [113], desenvolvem os modelos matemáticos do STATCOM pela transformação de Park, e obtém por linearizações as funções de transferência, ou as funções de espaço estado, e descrevem e analisam o STATCOM e seus controles, para, em seguida, comparar estes resultados às simulações digitais e resultados experimentais de campo.

As seguintes referências propõem variações da lógica de controle do STATCOM de forma a obter algum ganho de desempenho no STATCOM, por exemplo, Hochgraf e Lasseter em [114], provendo um controle separado para seqüência negativa no controle de um STATCOM PWM; Takahashi *et alii* em [115], utilizando a técnica de modulação de amplitude de pulso de chaveamento - PAM; Aredes e Santos em [116], utilizando uma proposta de controle PLL para otimizar o chaveamento de um STATCOM 24pulsos; Moon e Yoon em [98], propondo para um D-STATCOM PWM um controle de chaveamento vetorial PWM; Mahapatra *et alii* em [117], descrevendo controles PI e PD para uso com conversores de três níveis; Mattavelli e Stankovic em [118], inserindo uma resistência dissipativa no lado CC para melhorar o desempenho do STATCOM PWM na presença de seqüência negativa; Garcia-Gonzalez e Garcia-Cerrada em [119], apresentando variações de malhas de controle de reativo e tensão CC para um STATCOM PWM; Yao *et alii* em [100], descrevendo um controle não linear através de álgebra diferencial; Yiqiang e Ooi em [120], descrevendo os controle de um STATCOM com conversores multinível para controle de tensão; Hill e Norris em [121] e [122], descrevendo um STATCOM 12 pulsos e seus critérios de dimensionamento por funções de transferência; Moon em [123], mostrando um tipo de controle de chaveamento PWM vetorial de corrente por histerese; Draou *et alii* em [124], descrevendo controles do STATCOM PWM para uso com conversores de 3 níveis; Chen *et alii* em [125] e [126], descrevendo os resultados de um controle não linear robusto para o STATCOM Multipulso e PWM onde o lado CC fosse uma bateria; e Rao, Crow, *et alii* em [96], discutindo controles de Feedback - tipo LQR (*Linear Quadratic Regulator*).

Outras referências apresentam os testes e a implementação prática de seus controles, por exemplo, Tahri *et alii* em [127], visando otimizar um tipo de acionamento PWM, Wenhua *et alii* em [128], mostrando propostas de controle de partida de um protótipo, e Chun *et alii* em [129], descrevendo o modelo e comparando-o ao protótipo 10 kVA experimental.

Também existem referências que otimizam controles através de técnicas modernas visando ganhos nos controles de sistema de potência, como nos casos de: Padiyar e Kulkarni em [130], avaliando áreas de instabilidade do modelo do STATCOM; Petitclair *et alii* em [131], propondo um controlador não-linear; Wang e Tsai em [132] e Sun *et alii* em

[133], propondo o uso de controles do STATCOM para estabilizar oscilações no sistema CA utilizando teoria modal e atuando junto com o PSS dos sistema; Chun *et alii* em [134] e [135], mostrando o controle por "Rule Based"; Ni *et alii* em [136], descrevendo um controle PID Não Linear para acompanhamento de oscilações; Lai e Yixin em [97], propondo o controle Fuzzy em coordenadas polares; Xie *et alii* em [137], mostrando um controle dessintonizado para o STATCOM; Farsangi *et alii* em [99] e [138], descrevendo um controle otimizado do STATCOM e SVC por  $H_{\infty}$ ; Qiang *et alii* em [139] e Rahim *et alii* em [140], mostrando as vantagens do uso do controle robusto para atenuar perturbações e otimizar o STATCOM; e Wang, *et alii* em [102] e [141], apresentando o que seria o controle por “resposta imune” aplicado ao STATCOM.

Hingorani e Gyugyi em [16], Sumi *et alii* em [39], Fujii *et alii* em [65], Bhattacharya e Xi em [90] Shen *et alii* em [142], Schauder e Mehta em [105] e [106], Hochgraf e Lasseter em [81] e [114], Mattavelli e Stankovic em [118], Xiaolu *et alii* em [143], Chang *et alii* em [144], Carrasco *et alii* em [145], Hongfa e Xianzhong em [146], Escobar *et alii* em [147]-[150], Cavaliere *et alii* em [94], [151] - [153], Chen *et alii* em [154], Li *et alii* em [155], e Zhou *et alii* em [156] apresentam a operação do STATCOM e os problemas relacionados ao desbalanço de tensão, relacionados à presença de seqüência negativa. Nestas referências, esta perturbação é resultante de condições de operação do sistema CA, de cargas monofásicas pesadas no sistema (fornos a arco), ou da ocorrência de curto-circuito do tipo fase-terra.

As soluções apresentadas para operação do STATCOM na presença de seqüência negativa no sistema causando desbalanços de tensão tendem a apontar para o uso do STATCOM PWM, para a ponte de três níveis, e para controles que usem a capacidade de atuação do conversor do STATCOM como filtro ativo em frequências mais altas (de 1 a 2 kHz).

Exemplos destas soluções são apresentados por Hochgraf e Lasseter em [114] utilizando controle para a seqüência negativa alternativo em paralelo ao controle principal num STATCOM PWM, Chang *et alii* em [144], Carrasco *et alii* em [145], Chen *et alii* em [154], e Zhou *et alii* em [156], onde o STATCOM PWM é operado como filtro ativo num sistema com desbalanços. Ainda existem as propostas de Hongfa e Xianzhong em [146], propondo o PWM monofásico com o controle dos desbalanços através de algoritmos



genéticos, e Escobar, Stankovic e Mattavelli em [150], utilizando o chaveamento PWM e técnicas de controle dissipativo.

O STATCOM multipulso operando num sistema com desbalanço de tensão causado pela presença do componente de seqüência negativa é descrita a seguir. Sumi *et alii* em [39] e Mori *et alii* em [46] propõe 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 operation*) e, em casos “extremos” (quando o componente de seqüência negativa é maior do que 5%), a desconexão do equipamento. Cavaliere e Watanabe em [152] que sugeriram em 2001 adicionar um pequeno conversor chaveado por PWM anexo ao STATCOM Multipulso para contrapor aos efeitos do desbalanço de tensão. Esta idéia foi aprimorada por Bhattacharya e Xi em [90], em 2007, através do chaveamento PWM no próprio STATCOM multipulso visando controlar os problemas de desbalanço de tensão durante faltas fase-terra.

As referências de Schauder e Mehta em [105] e [106], Shen *et alii* em [142], Hochgraf e Lasseter em [114], Chang *et alii* em [144], Hongfa *et alii* em [146], Escobar *et alii* em [147]- [150], Cavaliere *et alii* em [151]-[153], e Chen *et alii* em [154], apresentam modelos matemáticos do STATCOM multipulso, ou PWM, nas condições de operação normal e prevêm os problemas que ocorrem nas condições de operação com desbalanços. Nestas referências são previstas regiões para a operação estável do STATCOM. Considera-se nestes casos o aumento do tamanho do capacitor CC de forma a permitir uma maior robustez às perturbações em ambos o STATCOM Multipulso e o STATCOM PWM e são descritas otimizações para controles do tipo filtro ativo através de acionamento PWM.

A revisão bibliográfica realizada para este trabalho verificou que a discussão sobre os efeitos da presença dos componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema CA e seus efeitos no STATCOM são conhecidos. Porém não existe a descrição matemática dos efeitos destas perturbações relacionadas às topologias do STATCOM e a eficácia dos sistema mitigadores de perturbações propostos. Quando se propõe o aumento dos capacitores, não são indicadas as margens de aumento, e quando são propostos controles específicos para a seqüência negativa, apenas o STATCOM PWM é considerado eficiente.

Na maior parte das referências, as perturbações causadas por desbalanços (causadas por curto-circuito fase-terra) são discutidas de forma resumida e as conclusões sobre seus

efeitos e propostas de minimizar ou solucionar estes problema do STATCOM, quando são apresentadas, não mencionam o desenvolvimento e a análise matemática ou digital utilizada para estes procedimentos.

Uma análise mais completa sobre o problema em questão é apresentada por Shen, Liu, Wang em [142], baseado no modelo normalizado desenvolvido por Shen, Liang, Han em [110]. Porém, esta análise, apesar de bastante completa e abrangente, tem seu foco no STATCOM multinível. Nesta análise não são considerados a topologia do STATCOM PWM e as influências nas potências instantâneas e nas tensões e correntes do lado CC.

Nas referências de Schauder e Mehta, em [106] e [105], ambos os tipos de STATCOM, múltipulso e PWM, são abordados, através de seus inversores, porém, de forma bastante sucinta é desenvolvida da presença de componentes de seqüência negativa e os efeitos da mesma no funcionamento destas topologias.

Cavaliere *et alii* em [151] a [153] apresentam os resultados de um STATCOM múltipulso operando em sistemas desbalanceados com presença dos componentes de seqüência negativa e a influência destes componentes nas potências instantâneas ativa e imaginária e nas tensões e correntes do lado CC baseados em simulações digitais e análises matemáticas simplificadas. Estas referências propõem o uso de um controlador para amenizar os efeitos das perturbações causadas pelos desbalanços, o que é facilitado nos acionamentos PWM e por capacitores maiores. No entanto, nestas referências, uma análise detalhada das reais possibilidade de solução do problema não é realizada.

Em resumo, não existem referências que abordam o tema da operação do STATCOM em sistemas desbalanceados (causados por desbalanços próprios do sistema ou por curto circuito fase-terra) baseado numa modelagem matemática analítica. E a discussão apresentada nas referências disponíveis até o momento não esclarece por completo algumas dúvidas quanto à operação deste equipamento FACTS nestas condições de operação, pois os assuntos são tratados caso a caso.

## **1.5. Identificação do Problema**

---

O STATCOM foi inicialmente aplicado em sistemas de transmissão e posteriormente passou a ser aplicado em redes de distribuição visando atender a critérios de qualidade de energia. Em ambos os sistemas, de transmissão e de distribuição, a presença de desbalanços

de tensão, principalmente, o componente de seqüência negativa, torna-se um problema para o STATCOM.

Na literatura de referência encontram-se menções à presença do componente de seqüência negativa no STATCOM. Os efeitos resultantes da presença deste componente de seqüência negativa também são mencionados. Porém em ambos os casos, as análises são aplicadas a topologias específicas, por exemplo o STATCOM Multipulso.

Quanto aos efeitos resultantes da presença do componente de seqüência negativa no STATCOM, são mencionadas as oscilações de freqüência  $2\omega$  nas potências instantâneas e na tensão do lado CC, e o harmônico de terceira ordem de seqüência positiva no lado CA. No entanto, o motivo da ocorrência destes fenômenos é descrita de forma breve e estes efeitos que prejudicam a operação do STATCOM não são apresentados ou discutidos de forma clara e não mostram exatamente em que exatamente prejudicam.

Existem algumas referências que apresentam soluções para melhorar a operação do STATCOM quando este opera num sistema onde ocorrem desbalanços causados pela presença do componente de seqüência negativa. Novamente, estes trabalhos são específicos para certas topologias de STATCOM, e possuem foco no STATCOM com chaveamento PWM. A análise de uma solução genérica para qualquer topologia e completa para o problema da presença do componente de seqüência negativa não é apresentada.

O aumento do capacitor do lado CC do STATCOM, o uso de filtros de seqüência, e o bloqueio da seqüência negativa através de chaveamento PWM nos inversores são mencionados como métodos para melhoria da operação do STATCOM quando ocorre a presença do componente de seqüência negativa. A efetividade destes métodos é pouco discutida quanto aos valores que devem ser utilizados e aos resultados obtidos.

Em resumo, a presença do componente de seqüência negativa prejudicando a operação do STATCOM é discutida de forma esparsa e tem foco nas topologias Multipulso e PWM. As soluções apresentadas nas referências bibliográficas são baseadas no STATCOM PWM porém não explicam os motivos do desempenho melhor desta topologia. Desta forma é bastante difícil analisar os limites precisos de operação de forma a poder fornecer projetos precisos do STATCOM, independente de sua topologia, forma de controle e técnica de chaveamento.

## 1.6. Objetivo do Trabalho

---

Neste trabalho é proposta a realização dos modelos analíticos do STATCOM operando como fonte de tensão e fonte de corrente. Utilizando a teoria das potências instantâneas e funções de existência para a modelagem matemática do STATCOM operando como fonte de tensão e como fonte de corrente, pretende-se quantificar o aparecimento de alterações no funcionamento do STATCOM quando ocorre a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA.

Através da implementação de modelos digitais do STATCOM Multipulso, PWM, Cascata e CR-VSC<sup>1</sup>, na condição de operação com desbalanço de tensão, e da variação de parâmetros e controles destes modelos, pretende-se verificar os resultados matemáticos e definir a eficácia das técnicas mitigadoras das perturbações.

A análise dos resultados obtidos visa apresentar as capacidades de operação de cada um dos tipos de STATCOM nas condições de desbalanço de tensão e mostrar em que situação cada um deles é mais indicado e quais técnicas mitigadoras das perturbações são mais eficientes.

---

<sup>1</sup> CR-VSC - Current regulated Voltage Source Converter - é um tipo de STATCOM acionado por chaveamento de alta frequência onde o controle atua diretamente nas correntes de saída dos conversores e cuja operação é similar a uma fonte de corrente.

# CAPÍTULO 2

**Modelagem Matemática do  
STATCOM pela Transformada de  
Park e Teoria das Potências  
Instantâneas**

## **2. Modelagem Matemática do STATCOM pela Transformada de Park e Teoria das Potências Instantâneas**

---

Neste capítulo, os modelos matemáticos do STATCOM operando como fonte de tensão e como fonte de corrente são apresentados considerando os efeitos da presença do componente de seqüência negativa.

Inicialmente uma breve discussão sobre a seqüência negativa é realizada antes dos desenvolvimento dos modelos.

Os modelos desenvolvidos, tanto para o STATCOM operando como fonte de tensão, ou como fonte de corrente, seguem o desenvolvimento: análise por transformada de Park, ou  $dq0$ , conforme os desenvolvimentos convencionais, e a análise por teoria das potências instantâneas.

Também utilizando as análises por transformada de Park ou por teoria das potências instantâneas são apresentados os desenvolvimentos para os seguintes equipamentos: bancos de capacitores, compensador síncrono, e o SVC, para mostrar, segundo normas e referências, o quanto estes equipamentos são afetados em sua operação quando sujeitos à presença do componente de seqüência negativa e para indicar referências que possam ser comparadas com o STATCOM.

O desenvolvimento destes modelos matemáticos através das análises propostas visa mostrar como a presença do componente de seqüência negativa afeta a operação do STATCOM, como outros equipamentos são afetados por este tipo de perturbação, e apresentar, se possível, soluções para minimizar ou eliminar as perturbações verificadas.

### **2.1.A Seqüência Negativa e o Desbalanço de Tensão no Sistema CA**

---

Quando é mencionada a presença do componente de seqüência negativa nas tensões de um sistema elétrico de potência, considera-se que este está relacionada às duas condições básicas: a existência de um curto circuito assimétrico (fase-fase, fase-fase-terra, ou fase-terra), ou a presença de uma carga desbalanceada. Enquanto a primeira condição tem a natureza de ser um fenômeno transitório rápido, com durações inferiores a 200 ms, se as proteções do sistema estão atuantes, a segunda condição tem a característica de ser um evento de longo prazo ou permanente.

Um ponto que deve ser considerado é que a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA resulta em desbalanços de tensão, porém, nem todo desbalanço de tensão contém componente de seqüência negativa. Bollen, em [173], define que 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.

Bollen em [173] também apresenta formas de indicar quantitativamente o desbalanço, de tensão num sistema trifásico que pode ser expressa de algumas formas, por exemplo:

- a razão entre as amplitudes dos 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 respectivamente de “desbalanço de seqüência negativa”, “desbalanço de magnitude”, e “desbalanço de fase” e limites aceitáveis para o desbalanço e de componentes de seqüência negativa são definidos para equipamentos a partir destes valores.

Deve-se observar que as componentes de freqüência fundamental podem possuir amplitude e fases desbalanceadas e, neste caso, sempre podem ser decompostas em seqüência positiva, negativa e zero. Para os harmônicos, o mesmo pode ser feito, sendo que neste caso, assume-se regime permanente periódico.

Sendo as amplitudes dos componentes de seqüência positiva, negativa e zero obtidos das tensões do sistema CA dadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix}, \quad (1)$$

onde

$$a = 1 \angle 120^\circ. \quad (2)$$

O valor de desbalanço de seqüência negativa,  $\eta_2$ , é o índice utilizado neste trabalho uma vez que relaciona de forma direta o valor do componente de seqüência negativa e a indicação de desbalanço por este causado. Este valor é dado pela seguinte expressão:

$$\eta_2 = \frac{V_2}{V_1} 100\% , \quad (3)$$

onde  $V_1$  é a amplitude da tensão de seqüência positiva e  $V_2$  é a amplitude da tensão de seqüência negativa.

Para auxiliar desenvolvimentos futuros deste trabalho, relacionados à medição dos componentes de seqüência positiva e negativa em sistemas, define-se o valor coletivo instantâneo de tensão,  $v_\Sigma$ , que indica a amplitude da tensão medida, por:

$$v_\Sigma = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} . \quad (4)$$

Este valor é uma derivação do valor eficaz coletivo da tensão, ou no *inglês* *collective rms value*, conforme sugerido por Buchholz em 1922 em [174] e utilizado por Aredes em [175] e Ferrero em [176].

Observa-se que este valor instantâneo só será constante para um sistema balanceado. Num sistema com desbalanços de tensão,  $v_\Sigma$ , irá oscilar. Sendo assim, requerido o uso de filtros para separar os componentes fundamental de seqüência positiva dos sinais perturbados pela seqüência negativa e por harmônicos.

Num sistema de transmissão em altas potências e altas tensões (acima de 138 kV) não se permitem desbalanços maiores do que 1% e qualquer valor acima disto é considerado um índice não aceitável e as devidas proteções entram em operação, Hingorani e Gyugyi [16]. Somente em caso de curto circuitos não simétricos valores transitórios de desbalanço são observados nestes sistemas.

Em sistemas de distribuição o desbalanço de tensão é mais comum de ocorrer em valores um pouco maiores (entre 3% a 4%) em regimes prolongados devido às cargas desbalanceadas ou mesmo com as cargas monofásicas mal distribuídas no sistema trifásico. Também nestes sistemas os curto circuitos assimétricos transitórios contribuem para o aparecimento de desbalanços de tensão e do componente de seqüência negativa em valores acima daqueles normalmente aceitos em regime permanente.

## 2.2. Modelagem Matemática do STATCOM

---

O STATCOM pode operar como fonte de tensão ou fonte de corrente dependendo do sistema de controle utilizado. Em ambos os casos o conversor do STATCOM, em geral,



fonte de tensão, é acionado de forma que as tensões em seus terminais controle as correntes de compensação no ponto de conexão do equipamento.

### **2.2.1. A Modelagem por Fonte de Tensão**

---

O modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão é apresentado com algumas variações em diversas referências. Nestas referências podem ser verificadas as seguintes formas de modelagem matemática do STATCOM:

- O modelo simplificado do STATCOM baseado em equações de potência média é apresentado por Watanabe *et alii* em [18] e [19] e Cavaliere *et alii* em [94], [151] a [153]. Este é um modelo bastante simplificado que relaciona a operação do STATCOM através do controle de amplitude e defasagem de tensão com as potências médias ativa e reativa. A introdução da seqüência negativa é feita por Cavaliere *et alii* em [151] a [153] utilizando a teoria das potências instantâneas, conforme Akagi *et alii* [158] e Watanabe *et alii* [161]. Este modelo está desenvolvido no Apêndice D.1.
- O modelo do STATCOM utilizando a transformação de Clarke e a teoria das potências instantâneas segundo o desenvolvimento realizado por Fujita *et alii* em [71]. Este modelo, apesar de utilizar inicialmente a transformação de Clarke [162] e a teoria das potências instantâneas conforme Akagi *et alii* em [158], é terminado utilizando a transformação de Park. Apesar do uso das transformação de Clarke, o modelo não trata as perturbações do componente de seqüência negativa. O desenvolvimento deste modelo, acrescentado do componente de seqüência negativa e do lado CC do STATCOM, é apresentado no Apêndice D.2.1.
- O modelo do STATCOM utilizando a transformação de Park ( $dq0$ ) é desenvolvido em diversas referências. Por exemplo, Shen *et alii* [110] e [142], utiliza a transformação de Park, para obter as equações das correntes do sistema em função dos eixos direto,  $d$ , e de quadratura,  $q$ . O mesmo desenvolvimento é realizado por Rao, Crow e Yang [96], Oliveira e Ekstrom [107], Oliveira [108], Lehn e Iravani [109], Han *et alii* [113], García-González e García-Cerrada [119], Schauder e Mehta [105] e [106], Petitclair *et alii* [111] e [112], Hochgraf e Lasseter [114], Chang *et alii* [144], Hongfa *et alii* [146], Escobar *et alii* [147]-[150], e Chen *et alii* [154]. Schauder e Mehta [105] e [106] utilizam uma variação

inicial através da análise vetorial para apresentar a seqüência negativa, porém, desenvolvem o modelo matemático pela transformada de Park. Esta forma de modelagem é a mais utilizada por tornar os componentes ativos e reativos desacoplados<sup>2</sup> permitindo a análise e controle das mesmas de forma independente. O desenvolvimento deste modelo é apresentado na Seção D.2.2 do Apêndice.

Nestas referências, a modelagem dos efeitos devidos ao componente de seqüência negativa não são apresentados, ou é feita de forma simplificada ou separada do modelo matemático. Por exemplo, Shen *et alii* [110] e [142] faz o desenvolvimento do modelo matemático do STATCOM através da transformação de Park. Apesar de bastante completo, este modelo considera o componente de seqüência negativa num desenvolvimento separado do modelo para o componente de seqüência positiva. Cavaliere *et alii* [151] a [153], mostra as perturbações desenvolvendo o componente de seqüência negativa nas potências instantâneas, e na tensão do lado CC do STATCOM porém não apresenta um modelo matemático geral. Assim, verifica-se que uma descrição completa do modelo matemático, envolvendo os lados CA e CC do STATCOM, apresentando os resultados das perturbações devidas ao componente de seqüência negativa para as possíveis topologias não foi realizado.

### **2.2.2. A Modelagem por Fonte de Corrente**

---

No STATCOM operado como uma fonte de corrente, o “*Current Regulated Voltage Source Converter*”, deste ponto em diante indicado como CR-VSC, o controle atua de forma direta na síntese das correntes dos inversores. Este tipo de controle é utilizado normalmente em filtros ativos de potência.

O modelo matemático para o STATCOM operando como fonte de corrente não foi encontrada na literatura. Este equipamento é apresentado por Barbosa *et alii* [92], discutido por Cavaliere *et alii* [94], e desenvolvido também por Mishra *et alii* [88], Moon *et alii* [98] e [123]. Porém, estas referências apresentam modelos computacionais e não consideram a modelagem analítica e a seqüência negativa. Desta forma, a descrição matemática deste tipo de STATCOM é desenvolvida neste trabalho considerando a presença de seqüência negativa nas tensões do sistema CA.

---

<sup>2</sup> Isto só é verdade se os eixos d e q forem coincidentes com o vetor tensão ou corrente.

### **2.2.3. Objetivo dos Modelos**

---

O desenvolvimento dos modelos é uma base para a comparação de desempenho das topologias, para verificar as divergências entre as condições ideais e reais, e para verificar a possibilidade da otimização dos controles ou do projeto dos componentes de potência.

### **2.3. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Tensão**

---

Nesta Seção o STATCOM operando como fonte de tensão é apresentado nas suas representações matemáticas obtidas através da transformação de Park ou  $dq0$ , e através da teoria das potências instantâneas, através da transformação de Clarke.

A primeira análise, por transformação de Park,  $dq0$ , segue o desenvolvimento convencionalmente realizado, porém acrescentado das perturbações existentes na tensão do sistema CA e na tensão gerada pelo STATCOM.

A segunda análise, baseada na teoria das potências instantâneas faz uso, a princípio, das mesmas equações de tensões e correntes, porém, são utilizadas simplificações para facilitar as interpretações e as análises seguintes.

#### **2.3.1. Análise do STATCOM Operando como Fonte de Tensão pela Transformação de Park**

---

O desenvolvimento do modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão utiliza o esquema simplificado mostrado na *Figura 6*.

Neste esquema, o sistema CA é representado por seu equivalente Thévenin considerando uma fonte de tensão atrás de uma impedância, e o STATCOM é representado por uma fonte de tensão. As impedâncias do sistema CA e do transformador, ou reator, do STATCOM são representadas pela impedância equivalente.

O STATCOM é representado por uma fonte de tensão no lado CA e gerando as componentes fundamental de seqüência positiva, seqüência negativa e terceiro harmônico de seqüência positiva.

Nesta modelagem, as perturbações causadas pelo componente de seqüência negativa são inseridas diretamente no modelo matemático de forma a verificar as influências destas perturbações na operação do STATCOM. A retirada destas perturbações resulta no modelo convencional apresentado nas referências descritas na Seção 2.2.

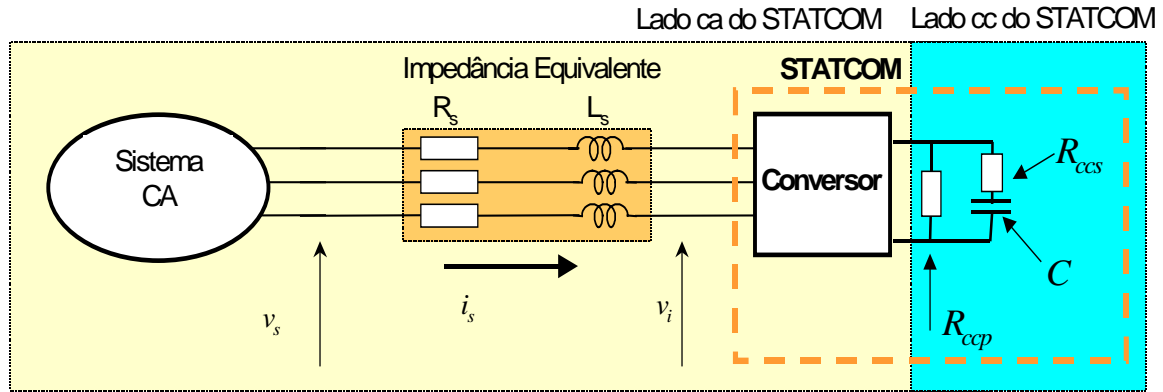


Figura 6 - Esquema simplificado do STATCOM - lados CA e CC.

Na Figura 6 o lado CC é representado por um capacitor equivalente, “C”, pelo resistor em paralelo, “ $R_{ccp}$ ”, representando as perdas do inversor, e pelo resistor em série “ $R_{ccs}$ ”, representando as perdas no próprio capacitor. No entanto, caso considere-se que as perdas do conversor e no capacitor são muito pequenas pode-se eliminar a representação do resistor em paralelo, “ $R_{ccp}$ ”, fazendo-o infinito, e a representação do resistor em série, “ $R_{ccs}$ ”, fazendo-o nulo.

Considerando o exposto anteriormente, as tensões de seqüências positiva e negativa do sistema CA podem ser dadas, respectivamente, por:

$$v_{as+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s+} \cos(\omega_s t + \theta_{s+}), \quad (5)$$

$$v_{bs+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s+} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6)$$

$$v_{cs+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s+} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (7)$$

e

$$v_{as-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \cos(\omega_s t + \theta_{s-}), \quad (8)$$

$$v_{bs-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (9)$$

$$v_{cs-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (10)$$

e a tensão desbalanceada do sistema CA é o resultado da soma destes componentes.

Nestas expressões  $V_{s+}$  é a amplitude rms fase-fase das tensões de seqüência positiva

do sistema CA,  $\omega_s$  é a frequência do sistema CA, e  $\theta_{s+}$  é o ângulo de defasagem destas tensões. Para a seqüência negativa  $V_{s-}$  é a amplitude rms fase-fase das tensões de seqüência negativa,  $\omega_s$  é a frequência do sistema CA, e  $\theta_{s-}$  é o ângulo de defasagem destas tensões (este valor é dependente da referência).

Para esta análise será, inicialmente, considerado que as tensões geradas pelos conversores do STATCOM são apenas de seqüência positiva e dadas por:

$$v_{ai}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i1+} \cos(\omega_i t + \theta_{i1+}), \quad (11)$$

$$v_{bi}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i1+} \cos\left(\omega_i t + \theta_{i1+} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (12)$$

$$v_{ci}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i1+} \cos\left(\omega_i t + \theta_{i1+} + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (13)$$

No STATCOM,  $V_{i1+}$  é a amplitude do componente fundamental, rms, fase-fase, da tensão de seqüência positiva, e  $\omega_i$  é a frequência da tensão, e  $\theta_{i1+}$ , é o ângulo de defasagem desta tensão.

Nestas tensões assume-se o chaveamento ideal e que os harmônicos relacionados ao chaveamento não existem.

Utilizando o esquema da *Figura 6*, as equações para o lado CA do STATCOM são dadas, respectivamente, por:

$$R_s i_a(t) + L_s \frac{di_a(t)}{dt} = v_{as+}(t) + v_{as-}(t) - v_{ai}(t), \quad (14)$$

$$R_s i_b(t) + L_s \frac{di_b(t)}{dt} = v_{bs+}(t) + v_{bs-}(t) - v_{bi}(t), \quad (15)$$

$$R_s i_c(t) + L_s \frac{di_c(t)}{dt} = v_{cs+}(t) + v_{cs-}(t) - v_{ci}(t), \quad (16)$$

e desprezando  $R_{ccs}$ , a equação do lado CC do STATCOM é dada por:

$$i_{cc} = \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (17)$$

Nestas equações considera-se que as frequências do sistema,  $\omega_s$ , e da fonte de tensão,  $\omega_i$ , são iguais:

$$\omega_s = \omega_i = \omega, \quad (18)$$

e que

$$\delta = \theta_{i_{l+}} - \theta_{s+}. \quad (19)$$

é o ângulo entre as tensões de seqüência positiva do sistema CA do STATCOM.

A tensão fundamental (valor rms) do lado CA e CC podem ser relacionadas, desconsiderando os harmônicos e outras perturbações, por uma constante segundo:

$$V_{i_{l+}} = K_1 v_{cc}. \quad (20)$$

Deve-se observar que esta relação só é válida para a componente fundamental de seqüência positiva e que o uso do valor de  $K_1$  é alterado quando considera-se outros componentes e harmônicos na relação entre as tensões CA e CC.

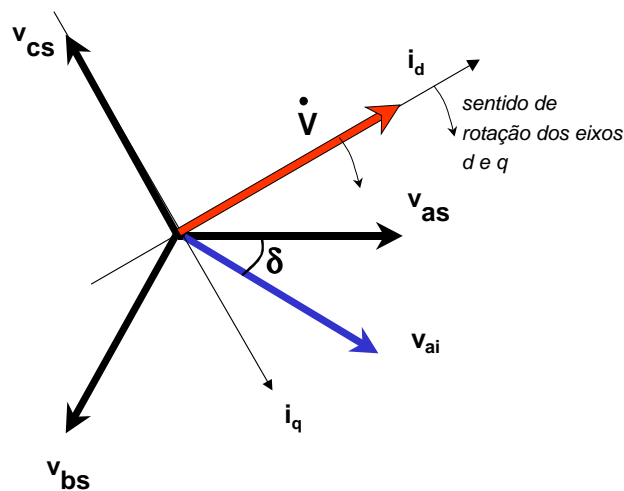
Assim, utilizando a transformação de Park:

$$T_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

onde a referência de coordenadas girantes da transformação é dada por:

$$\theta = \omega_s t + \theta_{s+}, \quad (22)$$

conforme mostrado na *Figura 7*, onde o eixo  $d$  está alinhado sobre o vetor de tensão do sistema CA,  $\dot{V}$ , o desenvolvimento das equações (14) a (17), mostrado na Seção D.2.2 do Apêndice, resulta na seguinte expressão quando apenas os componentes de seqüência positiva do sistema CA e do STATCOM são considerados:



*Figura 7 - Referência de coordenadas girantes para a transformação de Park.*

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \cos \delta \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_1}{L_s} \sin \delta \\ \frac{K_1}{C} \cos \delta & -\frac{K_1}{C} \sin \delta & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Como o STATCOM é sempre um equipamento conectado por três condutores, não há caminho para a corrente de seqüência zero. Assim, a seqüência zero não é representada no modelo matemático.

Quando há componente de seqüência negativa no sistema (23) tem de ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \cos \delta \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_1}{L_s} \sin \delta \\ \frac{K_1}{C} \cos \delta & -\frac{K_1}{C} \sin \delta & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) \\ -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

onde, os termos de seqüência negativa aparecem separados e função de  $2\omega$  nos eixos  $d$  e  $q$ .

O modelo matemático do STATCOM, mostrado em (24), apresenta poucas informações diretas sobre o que acontece quando os conversores do STATCOM operam com o componente de seqüência negativa.

Verifica-se que as perturbações causadas pela seqüência negativa podem ser consideradas como entradas complementares e que as correntes  $d$  e  $q$  serão afetadas por estas perturbações e pela variação do ângulo de defasagem,  $\delta$ .

### 2.3.1.1. Análise das Entradas do Modelo Matemático do STATCOM

Nesta Seção é discutido como o tipo de controle aplicado ao STATCOM, PAM, *pulse amplitude modulation*, ou PWM, *pulse width modulation*, por exemplo, altera a linearização do modelo matemático desenvolvido a partir da transformação de Park ( $dq0$ ).

O conjunto de equações que representa o modelo matemático do STATCOM desenvolvido nas coordenadas de Park, apresentado em (24) considera duas possibilidades de entradas.

O primeiro caso considera controles do tipo PWM, onde se atua sobre o ganho  $K_I$  que relaciona os lados CA e CC do inversor, e o ângulo de defasagem,  $\delta$ , entre as tensões do

sistema CA e as tensões geradas nos terminais do STATCOM. Para Schauder e Mehta [106] estes são classificados como controle de inversores tipo I.

No segundo caso, apenas o ângulo de defasagem entre as tensões de seqüência positiva do sistema CA e das tensões geradas nos terminais do STATCOM,  $\delta$ , é controlado. Neste caso o ganho  $K_1$  que relaciona o lado CA e CC do inversor é constante. Este é o caso dos controles do tipo PAM, utilizados, por exemplo, no STATCOM multipulso. Para Schauder e Mehta [106] estes são classificados como controle de inversores tipo II.

Estas considerações são fundamentais para o desenvolvimento do modelo matemático do STATCOM pois indicam quais são as variáveis que são utilizadas para o controle do equipamento. Usualmente o modelo matemático é obtido pela linearização em torno de um ponto de operação, como feito por Shen *et alii* [110] e [142] e Schauder e Mehta [106] e [105], e mostrado na Seção D.2.2.2.3 do Apêndice.

No procedimento de linearização para o inversor tipo I, o ganho de modulação  $K_1$ , e do ângulo de defasagem  $\delta$  são as entradas do sistema, ou variáveis controláveis. Neste caso, para um determinado ponto de operação, indicado por  $K_{1o}$  e  $\delta_o$ , as variações dos valores de  $K_1$  e  $\delta$ , são definidas respectivamente por  $\Delta K_1$  e  $\Delta \delta$ .

Desta forma, a linearização por série de Taylor para (24), mostrados no Apêndice E.5, são obtidos os seguintes resultados.

Desenvolvendo a linearização da expressão (24) tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\Delta i_d}{dt} \\ \frac{d\Delta i_q}{dt} \\ \frac{d\Delta v_{cc}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_{1o}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{K_{1o}}{C} \cos \delta_o & -\frac{K_{1o}}{C} \sin \delta_o & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_s & V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 & -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{K_{1o}}{L_s} \sin \delta_o v_{cco} & -\frac{\cos \delta_o}{L_s} \partial K_1(K_{1o}) v_{cco} \\ \frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o v_{cco} & \frac{\sin \delta_o}{L_s} \partial K_1(K_{1o}) v_{cco} \\ -\frac{K_{1o}}{C} (\sin \delta_o i_{do} + \cos \delta_o i_{qo}) & \left( \frac{\cos \delta_o}{C} i_{do} - \frac{\sin \delta_o}{C} i_{qo} \right) \partial K_1(K_{1o}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta K \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (25)$$

onde, para  $K_1$  constante, a expressão é reduzida para:



$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\Delta i_d}{dt} \\ \frac{d\Delta i_q}{dt} \\ \frac{d\Delta v_{cc}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_1}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{K_1}{C} \cos \delta_o & -\frac{K_1}{C} \sin \delta_o & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_s & V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 & -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{K_1}{L_s} \sin \delta_o v_{cco} \\ \frac{K_1}{L_s} \cos \delta_o v_{cco} \\ -\frac{K_1}{C} (\sin \delta_o i_{do} + \cos \delta_o i_{qo}) \end{bmatrix} \Delta \delta.
\end{aligned} \tag{26}$$

Novamente, após mais uma análise, verifica-se que a forma de controle aplicada ao STATCOM interfere no modelo linearizado. No entanto, a interpretação dos resultados do modelo matemático quanto às perturbações do componente de sequência negativa não é evidente.

### 2.3.1.2. Aplicação da Transformada de Laplace no Modelo Matemático do STATCOM

Uma forma de simplificar as equações diferenciais desenvolvidas no sistema do modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão é o uso da Transformação de Laplace aplicada aos modelos linearizados.

Nesta transformação é obtida a expressão do modelo matemático na transformação de espaço-estados e a partir deste, são obtidas as funções de transferência do sistema em função das entradas consideradas.

Para as expressões representando o modelo matemático linearizado do STATCOM a aplicação da transformada de Laplace, conforme mostrado por Ogata em [183], resulta em simplificação das expressões.

Aplicando esta transformada em (25) tem-se que:

$$\begin{bmatrix} sI_d(s) \\ sI_q(s) \\ sV_{cc}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_{1o}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{K_{1o}}{C} \cos \delta_o & -\frac{K_{1o}}{C} \sin \delta_o & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \\ V_{cc}(s) \end{bmatrix} + \tag{27}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_s \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - 2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-}))]}{s^2 + 4\omega^2} \\ 0 \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-}) + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-}))]}{s^2 + 4\omega^2} \\ 0 \qquad \qquad \qquad 0 \end{bmatrix} + \\
& + \begin{bmatrix} \frac{K_{1o}}{L_s} \sin \delta_o v_{cco} & -\frac{\cos \delta_o}{L_s} s(K_{1o}) v_{cco} \\ \frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o v_{cco} & \frac{\sin \delta_o}{L_s} s(K_{1o}) v_{cco} \\ -\frac{K_{1o}}{C} (\sin \delta_o i_{do} + \cos \delta_o i_{qo}) & \left( \frac{\cos \delta_o}{C} i_{do} - \frac{\sin \delta_o}{C} i_{qo} \right) s(K_{1o}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta(s) \\ \Delta K(s) \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Considerando o ponto de operação onde  $\delta_o \approx 0$ , desta forma,  $\cos \delta_o \approx 1$  e  $\sin \delta_o \approx 0$ , e assim:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} sI_d(s) \\ sI_q(s) \\ sV_{cc}(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_{1o}}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ \frac{K_{1o}}{C} & 0 & \frac{-1}{R_{ccp}C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \\ V_{cc}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} s(K_{1o}) v_{cco} \\ \frac{K_{1o}}{L_s} v_{cco} & 0 \\ \frac{K_{1o}}{C} i_{qo} & \left( \frac{1}{C} i_{do} \right) s(K_{1o}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta(s) \\ \Delta K(s) \end{bmatrix} + \\
& + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_s \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - 2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-}))]}{s^2 + 4\omega^2} \\ 0 \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-}) + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-}))]}{s^2 + 4\omega^2} \\ 0 \qquad \qquad \qquad 0 \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{28}$$

Em regime permanente, quando a tensão do lado CC,  $v_{cco}$ , é a tensão para a qual não há geração de potência reativa tem-se que  $\delta_o = 0$  e  $i_{qo}$  é nulo. Neste caso, utilizando este valor como referência para o lado CC, pode-se fazer que o valor normalizado seja dado por  $v_{cco} = 1$ . Considerando estas simplificações, para o caso onde  $K_I$  é constante e onde  $R_{ccp} = \infty$ , segue a simplificação:

$$\begin{bmatrix} sI_d(s) \\ sI_q(s) \\ sV_{cc}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ \frac{K_1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \\ V_{cc}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \delta(s) + \tag{29}$$

$$+ \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_s \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - 2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-})))]}{s^2 + 4\omega^2} \\ 0 \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-}) + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-})))]}{s^2 + 4\omega^2} \\ 0 \qquad \qquad \qquad 0 \end{bmatrix}.$$

Estes resultados mostram que independente das entradas consideradas para o modelo matemático, a presença do componente de seqüência negativa introduz perturbações de freqüência  $2\omega$  nas correntes  $i_d$  e  $i_q$ , e na tensão  $v_{cc}$ .

Colocando o sistema no formato de espaço-estado, organizando as entradas, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} sI_d(s) \\ sI_q(s) \\ sV_{cc}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ \frac{K_1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \\ V_{cc}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - 2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-})))]}{L_s(s^2 + 4\omega^2)} & 0 \\ 0 \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-}) + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-})))]}{L_s(s^2 + 4\omega^2)} & \frac{K_1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \Delta\delta(s) \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Desenvolvendo as expressões, conforme Ogata [183], para obtermos as funções de transferência do sistema em função das entradas utilizamos o formato:

$$Y(s) = (C(sI - A)^{-1}B + D)U(s), \quad (31)$$

ou, de uma outra forma:

$$T(s) = C(sI - A)^{-1}B + D, \quad (32)$$

que é a matriz de transferência do sistema.

No caso de colocar (30), no formato dado por:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases}, \quad (33)$$

as matrizes do sistema serão:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ \frac{K_1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (34)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} & \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-})) - 2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-}))]}{L_s(s^2 + 4\omega^2)} & 0 \\ 0 & \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-})) + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-}))]}{L_s(s^2 + 4\omega^2)} & -\frac{K_1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (35)$$

$$I = C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$D = 0. \quad (37)$$

### 2.3.1.3. Funções de Transferência do STATCOM Fonte de Tensão Modelado por Park

Utilizando (32) e as matrizes relacionadas ao sistema mostrado em (33) seguem as funções de transferência que relacionam entradas e saídas do modelo do STATCOM operando como fonte de tensão e modelado pela transformada de Park.

Nos resultados destes desenvolvimentos observa-se que as funções de transferência mostram como é a resposta dinâmica do sistema do modelo matemático do STATCOM quando são inseridas pequenas variações nas entradas de tensão CA de seqüência positiva,  $U_1$ , de tensão CA de seqüência negativa,  $U_2$ , e na variação do ângulo de defasagem,  $\delta$ .

Fazendo uma análise dos zeros e pólos das funções de transferências apresentadas são identificados elementos que podem auxiliar na análise do modelo matemático simplificado desenvolvido.

#### 2.3.1.3.1. Análise das Entradas de Seqüência Positiva - $U_1$

Para estes sistemas, a entrada das tensões do sistema CA,  $U_I(s)$ , tem as seguintes funções de transferência como resposta:

$$\frac{I_d(s)}{U_1(s)} = \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) s C V_s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) s + (2C R_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3}, \quad (38)$$

$$\frac{I_q(s)}{U_1(s)} = \frac{-\omega C L_s V_s s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) s + (2C R_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3}, \quad (39)$$

$$\frac{V_{cc}(s)}{U_1(s)} = \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) K_1 V_s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) s + (2C R_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3}. \quad (40)$$

Nestas equações, se for considerando que  $C$  é dado em  $\mu F$  e que  $L_s$  em  $mH$  a multiplicação dos valores  $L_s C$  resulta num valor da ordem de  $10^{-9}$  e a multiplicação  $L_s^2 C$  resulta num valor da ordem de  $10^{-12}$ , que podem ser desprezados. Assim sendo, (38) a (40) são simplificadas para:

$$\frac{I_d(s)}{U_1(s)} = \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) s C V_s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C) s + (2C R_s L_s) s^2}, \quad (41)$$

$$\frac{I_q(s)}{U_1(s)} = \frac{-\omega C L_s V_s s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C) s + (2C R_s L_s) s^2}, \quad (42)$$

$$\frac{V_{cc}(s)}{U_1(s)} = \frac{\left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) K_1 V_s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C) s + (2C R_s L_s) s^2}, \quad (43)$$

Verifica-se para as funções de transferência relacionadas à entrada de tensão de seqüência positiva,  $U_I(s)$ , os seguintes zeros:

$$\text{zeros } \frac{I_d(s)}{U_1(s)} \Rightarrow s = -\frac{R_s}{L_s} \text{ e } s = 0, \quad (44)$$

$$\text{zeros } \frac{I_q(s)}{U_1(s)} \Rightarrow s = 0, \quad (45)$$

$$\text{zeros } \frac{V_{cc}(s)}{U_1(s)} \Rightarrow s = 0, \quad (46)$$

e a solução da expressão do denominador apresenta dois pólos complexos conjugados e um pólo real negativo.

Numa simplificação, considerando  $R_s = 0$ , o pólo real é zero e os pólos complexos são dados por:

$$p\u00f3los \Rightarrow s=0 \quad e \quad s = \pm j \sqrt{\frac{K_1^2}{L_s C} + \omega^2}. \quad (47)$$

Estes resultados mostram a estabilidade do modelo em resposta \u00e0 entrada de seq\u00fancia positiva e o ponto de resson\u00e2ncia do circuito dado pelo p\u00f3lo conjugado. Resultados similares foram apresentados por Lopes em [184] e resultados iguais foram apresentados por Pimentel em [185].

### 2.3.1.3.2. An\u00e1lise das Entradas de Seq\u00fancia Negativa - $U_2$

No caso das tens\u00f5es de seq\u00fancia negativa,  $U_2(s)$ , as seguintes fun\u00e7\u00f5es de transfer\u00eancia s\u00e3o obtidas como resposta:

$$\frac{I_d(s)}{U_2(s)} = \frac{sCV_{s-} \left( (-2\omega^2 L_s \cos \theta_{s-} - 2R_s \omega \sin \theta_{s-}) + (R_s \cos \theta_{s-} - 3\omega L_s \sin \theta_{s-})s + (L_s \cos \theta_{s-})s^2 \right)}{\left( K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) \right) s + (2CR_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3 \left( s^2 + 4\omega^2 \right)}, \quad (48)$$

$$\frac{I_q(s)}{U_2(s)} = \frac{-V_{s-} \left( \left( 2K_1 \omega \cos \theta_{s-} + (2CR_s \omega \cos \theta_{s-} + K_1^2 \sin \theta_{s-} - 2CL_s \omega^2 \sin \theta_{s-})s + \right) \right)}{\left( K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) \right) s + (2CR_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3 \left( s^2 + 4\omega^2 \right) \left( s^2 + 4\omega^2 \right)}, \quad (49)$$

$$\frac{V_{cc}(s)}{U_2(s)} = \frac{-K_1 V_{s-} \left( (2R_s \omega \sin \theta_{s-} + 2\omega^2 L_s \cos \theta_{s-}) + (3\omega L_s \sin \theta_{s-} - R_s \cos \theta_{s-})s - L_s \cos \theta_{s-} s^2 \right)}{\left( K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) \right) s + (2CR_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3 \left( s^2 + 4\omega^2 \right) \left( s^2 + 4\omega^2 \right)}. \quad (50)$$

Utilizando a simplifica\u00e7\u00e3o descrita para valores  $L_s C$  e para  $L_s^2 C$  em 2.3.1.3.1, tem-se que (48) a (50) s\u00e3o simplificadas para:

$$\frac{I_d(s)}{U_2(s)} = \frac{sCV_{s-} \left( (-2\omega^2 L_s \cos \theta_{s-} - 2R_s \omega \sin \theta_{s-}) + (R_s \cos \theta_{s-} - 3\omega L_s \sin \theta_{s-})s + (L_s \cos \theta_{s-})s^2 \right)}{\left( K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C) \right) s + (2CR_s L_s) s^2 \left( s^2 + 4\omega^2 \right)}, \quad (51)$$

$$\frac{I_q(s)}{U_2(s)} = \frac{-V_{s-} \left( 2K_1 \omega \cos \theta_{s-} + (2CR_s \omega \cos \theta_{s-} + K_1^2 \sin \theta_{s-})s + (CR_s \sin \theta_{s-})s^2 \right)}{\left( K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C) \right) s + (2CR_s L_s) s^2 \left( s^2 + 4\omega^2 \right)}, \quad (52)$$

$$\frac{V_{cc}(s)}{U_2(s)} = \frac{-K_1 V_{s-} \left( (2R_s \omega \sin \theta_{s-} + 2\omega^2 L_s \cos \theta_{s-}) + (3\omega L_s \sin \theta_{s-} - R_s \cos \theta_{s-})s - L_s \cos \theta_{s-} s^2 \right)}{\left( K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C) \right) s + (2CR_s L_s) s^2 \left( s^2 + 4\omega^2 \right)}, \quad (53)$$

Considerando a resposta à presença do componente de seqüência negativa,  $U_2$ , observa-se que a amplitude e o ângulo de defasagem da tensão do componente de seqüência negativa,  $V_{s-}$  e  $\theta_{s-}$ , e a freqüência de oscilação,  $2\omega$ , produzem uma resposta caracterizada por oscilações nas correntes  $i_d$ , relacionada à potência ativa,  $i_q$ , relacionada à potência reativa, e em  $v_{cc}$ , a tensão do lado CC do STATCOM.

Estas respostas oscilantes são observadas através do termo  $(s^2 + 4\omega^2)$  o qual indica a presença de pólos na freqüência  $2\omega$  em todas as respostas dinâmicas relacionadas à entrada do componente de seqüência negativa,  $U_2$ .

A análise para a entrada correspondente às perturbações causadas pelo componente de seqüência negativa,  $U_2(s)$ , apresenta os seguintes valores de zeros:

$$\begin{aligned} \text{zeros } \frac{I_d(s)}{U_2(s)} &\Rightarrow s = 0, \\ s &= \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( \begin{aligned} &(-R_s \cos \theta_{s-} + 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) + \\ &-\sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-} - 2R_s \sin \theta_{s-}) +} \\ &+(R_s \cos \theta_{s-} - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) \end{aligned} \right) \right), \text{ e} \\ s &= \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( \begin{aligned} &(-R_s \cos \theta_{s-} + 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) + \\ &+\sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-} - 2R_s \sin \theta_{s-}) +} \\ &+(R_s \cos \theta_{s-} - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) \end{aligned} \right) \right). \end{aligned} \quad (54)$$

Para a simplificação realizada com  $R_s = 0$ , tem-se que:

$$\begin{aligned} s &\rightarrow \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( 3\omega L_s \sin \theta_{s-} - \sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-}) - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}} \right) \right), \\ \text{e} \\ s &\rightarrow \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( 3\omega L_s \sin \theta_{s-} + \sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-}) - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}} \right) \right). \end{aligned} \quad (55)$$

Simplificando (55) através de  $R_s = 0$ , e  $\theta_{s-} = 0$ , tem-se que:

$$\text{zeros } \frac{I_q(s)}{U_2(s)} \Rightarrow s = -jK_1 \sqrt{\frac{2}{3CL_s}} \quad \text{e} \quad s = +jK_1 \sqrt{\frac{2}{3CL_s}}. \quad (56)$$

Neste caso, os zeros obtidos para a expressão de  $\frac{V_{cc}(s)}{U_2(s)}$ , que são dados por:

$$s = \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( \begin{array}{l} (-R_s \cos \theta_{s-} + 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) + \\ - \sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-} - 2R_s \sin \theta_{s-}) +} \\ + (R_s \cos \theta_{s-} - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) \end{array} \right) \right), \text{ e} \quad (57)$$

$$s = \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( \begin{array}{l} (-R_s \cos \theta_{s-} + 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) + \\ + \sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-} - 2R_s \sin \theta_{s-}) +} \\ + (R_s \cos \theta_{s-} - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}) \end{array} \right) \right),$$

sendo  $R_s = 0$ , são simplificados para,

$$s = \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( 3\omega L_s \sin \theta_{s-} - \sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-}) - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}} \right) \right),$$

e

$$s = \frac{1}{2L_s} \left( \sec \theta_{s-} \left( 3\omega L_s \sin \theta_{s-} + \sqrt{-4\omega L_s \cos \theta_{s-} (-2\omega L_s \cos \theta_{s-}) - 3\omega L_s \sin \theta_{s-}} \right) \right), \quad (58)$$

ou, fazendo também  $\theta_{s-} = 0$ , resulta em:

$$s = \sqrt{2}\omega, \text{ e } s = -\sqrt{2}\omega. \quad (59)$$

Neste caso o denominador da expressão das funções de transferência mostrado em (47) é acrescentado por um par de pólos complexos e conjugados:

$$s = \pm j2\omega, \quad (60)$$

os quais estão no eixo da coordenada imaginário e traduzem para o sistema oscilações na frequência  $2\omega$ .

Conforme discutido anteriormente, a resposta dinâmica do STATCOM a partir do modelo matemático para o componente de seqüência negativa indica a presença de oscilações na frequência  $2\omega$ .

### 2.3.1.3.3. Análise das Entradas de Variação de Ângulo - $\delta$

A variação do ângulo de defasagem,  $\delta(s)$ , resulta nas seguintes funções de transferência:

$$\frac{I_d(s)}{\delta(s)} = \frac{-V_{cco} \omega C L_s K_1 s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) s + (2C R_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3}, \quad (61)$$

$$\frac{I_q(s)}{\delta(s)} = \frac{-K_1 (K_1^2 + C R_s s + C L_s s^2) V_{cco}}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2) s + (2C R_s L_s) s^2 + (L_s^2 C) s^3}, \quad (62)$$



$$\frac{V_{cc}(s)}{\delta(s)} = \frac{-K_1^2 L_s V_{cco} \omega}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C + L_s^2 C \omega^2)s + (2CR_s L_s)s^2 + (L_s^2 C)s^3}. \quad (63)$$

Novamente utilizando a simplificação descrita para valores  $L_s C$  e para  $L_s^2 C$  em 2.3.1.3.1, tem-se que as expressões (61) a (63) são simplificadas para:

$$\frac{I_d(s)}{\delta(s)} = \frac{-V_{cco} \omega C L_s K_1 s}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C)s + (2CR_s L_s)s^2}, \quad (64)$$

$$\frac{I_q(s)}{\delta(s)} = \frac{-K_1 (K_1^2 + CR_s s) V_{cco}}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C)s + (2CR_s L_s)s^2}, \quad (65)$$

$$\frac{V_{cc}(s)}{\delta(s)} = \frac{-K_1^2 L_s V_{cco} \omega}{K_1^2 R_s + (K_1^2 L_s + R_s^2 C)s + (2CR_s L_s)s^2}. \quad (66)$$

As funções de transferência que relacionam a resposta ao ângulo de defasagem,  $\delta$ , apresentam os seguintes resultados para os seus zeros:

$$\text{zeros } \frac{I_d(s)}{\delta(s)} \Rightarrow s = 0, \quad (67)$$

$$\text{zeros } \frac{I_q(s)}{\delta(s)} \Rightarrow s = \frac{-R_s}{2L_s} - \sqrt{\frac{R_s^2 - K_1^2}{4L_s^2 CL_s}} \text{ e } s = \frac{-R_s}{2L_s} + \sqrt{\frac{R_s^2 - K_1^2}{4L_s^2 CL_s}} \quad (68)$$

$$\text{zeros } \frac{V_{cc}(s)}{\delta(s)} \Rightarrow \text{não há.} \quad (69)$$

Os pólos desta função são os mesmos definidos em (47).

Neste caso verifica-se a estabilidade do sistema que possui uma resposta dinâmica para variação do ângulo de defasagem sem a presença de oscilações. No entanto os valores de frequência de ressonância, apontados em (47) continuam a existir.

#### 2.3.1.3.4. Conclusões das Análise das Entradas

Os resultados obtidos, através do uso da transformação de Laplace e das análises das entradas que visavam a obtenção dos valores de pólos e zeros das funções de transferência obtidas a partir do modelo matemático desenvolvido pela transformada de Park, mostram, através da presença de pólos conjugados, que existem oscilações naturais no modelo do STATCOM, estas são ressonâncias dos circuitos resultantes da presença de  $L_s$  e  $C$ , e mostram matematicamente a resposta do modelo às variações nas entradas.

A introdução do componente de seqüência negativa, considerado como uma entrada

específica, cria outras oscilações, estas relacionadas à frequência  $2\omega$ , nas respostas dinâmicas deste modelo e estas oscilações interferem com respostas das variáveis de saída  $i_d$ ,  $i_q$  e  $v_{cc}$ .

#### **2.3.1.4. Análise dos Resultados obtidos através do Modelo Matemático do STATCOM pela Transformação de Park**

---

Na Seção 2.3.1 foi desenvolvido um modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão utilizando a transformação de Park, nas coordenadas  $dq0$ . Neste modelo foi considerado o componente de seqüência negativa presente no sistema CA.

Nos resultados obtidos verifica-se que a resposta à presença do componente de seqüência negativa é caracterizada pela presença dos pólos complexos de frequência  $2\omega$ . Estes pólos indicam a presença de oscilações que estarão presentes em todas as funções analisadas:  $i_d$ , relacionada à potência ativa,  $i_q$ , relacionada à potência reativa, e  $v_{cc}$ , a tensão do lado CC do STATCOM.

Nestes resultados também verifica-se que os controles baseados apenas no componente de seqüência positiva e nas respostas destes sistemas às variações das entradas de tensão e ângulo de defasagem, não interferem na resposta ao componente de seqüência negativa.

Conforme verifica-se nas referências citadas em 2.2.1, a análise do modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão através da Transformada de Park prossegue por análises numéricas - simulações do modelo em programas matemáticos - o que também é realizado por simulações digitais dos transitórios eletromagnéticos no Capítulo 4.

O desenvolvimento da Transformação de Park através de análises numéricas, considerando as perturbações resultantes do componente de seqüência negativa, é capaz de demonstrar numericamente que existem as oscilações na frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC e nas potências instantâneas e que os componentes de seqüência negativa geram o componente harmônico de terceira ordem conforme discutidos nas referências já mencionadas.

Porém, a partir dos resultados numéricos, não é possível fazer as correlações analíticas entre a presença do componente de seqüência negativa e as perturbações

verificadas. E também por não considerar a integral entre as seqüências.

É possível desenvolver os resultados obtidos nas funções de transferência e na análises do zeros e pólos em respostas analíticas. Isto requer o uso das seguintes etapas: o método das frações parciais, conforme Ogata em [183], a transformação inversa de Laplace, e o uso do conceito da superposição dos efeitos das saídas para as múltiplas entradas de seqüência positiva, negativa e variação de ângulo. Desta forma seriam obtidas as correntes  $id$  e  $iq$  e a tensão do lado CC do STATCOM,  $v_{cc}$ .

Assim sendo, o modelo matemático STATCOM por transformação de Park,  $dq0$ , seguindo o desenvolvimento convencional, não apresenta meios para uma análise dos problemas que ocorrem no STATCOM quando na presença do componente de seqüência negativa. A solução deste problema é o desenvolvimento dos resultados obtidos em 2.3.1.3 em respostas analíticas e, a partir destas, realizar a verificação das correlações entre a presença do componente de seqüência negativa e perturbações realizadas.

Uma outra solução que realiza a mesma tarefa apresentada acima é o uso de outras técnicas de análise: a análise através da teoria das potências instantâneas, discutida a seguir, e a análise através das funções de chaveamento, apresentada no Capítulo 3.

## **2.4. Análise através da Teoria das Potências Instantâneas**

---

O objetivo desta Seção é a análise do STATCOM através da teoria das potências instantâneas. Nesta Seção será apresentada a análise demonstrando como a presença de componentes de seqüência negativa na tensão interfere e prejudica a operação do STATCOM. A análise matemática das perturbações envolvidas é apresentada e, em seguida, os principais distúrbios verificados são identificados e comentados.

### **2.4.1. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Tensão através da Teoria das Potências Instantâneas**

---

O STATCOM operando como fonte de tensão, em qualquer uma de suas topologias, pode ser representado pelo modelo mostrado na *Figura 8*. Inicialmente, neste modelo simplificado, o STATCOM é representado por uma fonte de tensão ideal no lado CA e gerando apenas componentes de seqüência positiva. Nesta análise, o lado CC do STATCOM será considerado numa etapa a seguir.

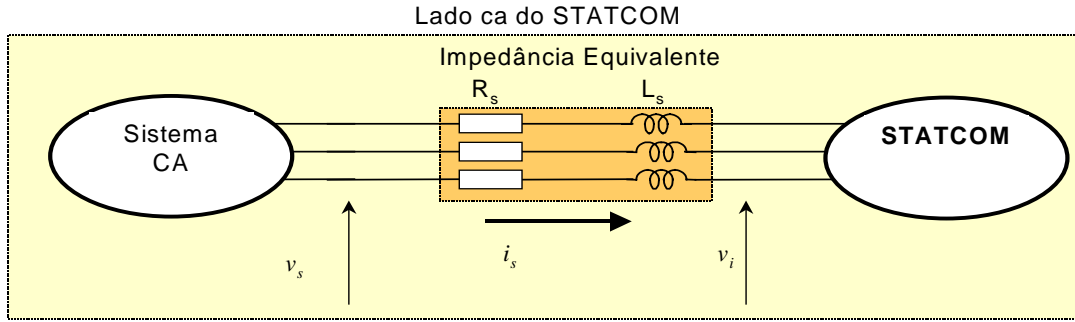


Figura 8 - Esquema simplificado do STATCOM – operando como fonte de tensão.

Desta forma, as seguintes equações representam as tensões do sistema de corrente alternada, ao qual o STATCOM está conectada, são dadas por (5), (6), e (7).

Considera-se que não há harmônicas na saída do STATCOM. Neste modelo, as tensões geradas pelo STATCOM, apenas com o componente fundamental de seqüência positiva, são dadas por (11), (12), e (13).

As correntes do sistema considerado na Figura 8 são o resultado da diferença entre as tensões do sistema CA e do STATCOM atuando sobre a impedância equivalente, ou de acoplamento, em cada fase, sendo representadas através das expressões (14), (15) e (16):

Considera-se que as tensões do sistema CA e do inversor estão sincronizadas, conforme (18), e que o ângulo entre as tensões de seqüência positiva do sistema CA e da seqüência positiva no STATCOM é dado por (19).

O desenvolvimento de (14) a (16) considerando apenas a seqüência positiva, em regime permanente<sup>3</sup>, resulta nas seguintes expressões:

$$i_a(t) = \frac{1}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \begin{array}{l} R_s (V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i1+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i1+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right], \quad (70)$$

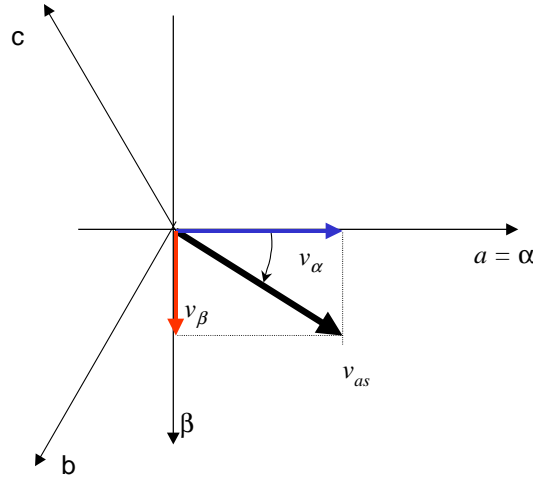
$$i_b(t) = \frac{1}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_{i1+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}) \right) + \\ \omega L_s \left( V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_{i1+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}) \right) \end{array} \right], \quad (71)$$

$$i_c(t) = \frac{1}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_{i1+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}) \right) + \\ \omega L_s \left( V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_{i1+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}) \right) \end{array} \right]. \quad (72)$$

<sup>3</sup> A resolução da equação diferencial para as correntes apresenta termos transitórios que foram desconsiderados nesta análise. Estes termos podem ser observados no Anexo E.1 onde os resultados matemáticos completos estão apresentados.

Considerando as tensões e correntes apresentadas, as potências instantâneas real e imaginária são desenvolvidas pela teoria de potência instantânea, segundo Akagi, Watanabe e Aredes em [157], Akagi *et alii* em [158], e Watanabe *et alii* em [159], [160] e [161].

As potências instantâneas são obtidas considerando tensões e correntes nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$  da transformação de Clarke [162] conforme mostrado na *Figura 9*.



*Figura 9 - Eixos de referência da transformada de Clarke.*

A transformação de Clarke de a, b, c para  $\alpha$ ,  $\beta$ , 0 e a transformação reversa, de  $\alpha$ ,  $\beta$ , 0 para a, b, c, são dadas por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \text{ e } \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix}. \quad (73)$$

Como o STATCOM é sempre um equipamento conectado por três condutores não há corrente de seqüência zero. Assim, não há necessidade de calcular a potência de seqüência zero. Desta forma, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , as potências real e imaginária instantâneas são dadas por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (74)$$

Os valores médios das potências real,  $p$ , e imaginária,  $q$ , são equivalentes aos valores de potência ativa e reativa convencionais num sistema trifásico equilibrado. Para o sistema em análise, os valores médios são indicados por  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ , e as partes oscilantes, relacionadas às perturbações, são indicadas por  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$ .

As tensões do sistema CA, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , são expressas por:

$$v_{\alpha s}(t) = V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}), \quad (75)$$

$$v_{\beta s}(t) = V_{s+} \sen(\omega t + \theta_{s+}). \quad (76)$$

As tensões CA do STATCOM, mostradas na *Figura 8*, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , são expressas por:

$$v_{\alpha i}(t) = V_{i+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta), \quad (77)$$

$$v_{\beta i}(t) = V_{i+} \sen(\omega t + \theta_{s+} - \delta). \quad (78)$$

As correntes mostradas em (70) a (72), nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , são expressas por:

$$i_{\alpha}(t) = \frac{\left[ \begin{array}{l} R_s (V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (V_{s+} \sen(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i+} \sen(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (79)$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{\left[ \begin{array}{l} R_s (V_{s+} \sen(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i+} \sen(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{i+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (80)$$

Desta forma, as equações das potências real,  $p$ , e imaginária,  $q$ , instantâneas no sistema CA são:

$$p_s = \frac{R_s (V_{s+}^2 - V_{s+} V_{i+} \cos \delta) + \omega L_s V_{s+} V_{i+} \sen \delta}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (81)$$

$$q_s = \frac{-R_s V_{s+} V_{i+} \sen \delta + \omega L_s (V_{s+}^2 - V_{s+} V_{i+} \cos \delta)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (82)$$

E as potências instantâneas na saída do STATCOM são:

$$p_i = \frac{R_s (-V_{i+}^2 + V_{s+} V_{i+} \cos \delta) + \omega L_s V_{s+} V_{i+} \sen \delta}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (83)$$

$$q_i = \frac{-R_s V_{s+} V_{i+} \sen \delta + \omega L_s (-V_{i+}^2 + V_{s+} V_{i+} \cos \delta)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (84)$$

As equações (81) a (84) podem ser simplificadas fazendo,  $R_s$ , nulo, resultando em:

$$\bar{p}_s = \frac{V_{s+} V_{i+} \sen \delta}{\omega L_s}, \quad (85)$$

$$\bar{q}_s = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+} V_{i+} \cos \delta}{\omega L_s}, \quad (86)$$

$$\bar{p}_i = \frac{V_{s+} V_{i1+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (87)$$

$$\bar{q}_i = \frac{-V_{i+}^2 + V_{s+} V_{i1+} \cos \delta}{\omega L_s}. \quad (88)$$

Os resultados em (85) a (88) são similares aos obtidos desenvolvendo as equações de potência ativa média,  $P_s$ , e potência reativa,  $Q_s$ , entre duas fontes, conforme Stevenson em [163]. Estes resultados são similares aos obtidos com o modelo mais simplificado, mostrado no Anexo D.1., e baseado na representação do STATCOM como uma fonte de tensão balanceada, ou seja, como o compensador paralelo ideal, conforme apresentado por Watanabe *et alii* em [18] e [19] e Cavaliere *et alii* em [94], [151] a [153].

### 2.4.2. Introdução da Seqüência Negativa na Análise Através da Teoria das Potências Instantâneas

Para o sistema apresentado na Seção 2.4.1, onde apenas o componente de seqüência positiva foi considerado, os resultados de (85) a (88) mostraram apenas a existência de componentes constantes relacionados aos valores de amplitude de tensão e defasagem angular.

Este fato ocorre exatamente como previsto nos sistemas convencionais descritos por Stevenson em [163], resultando em valores médios, indicados por  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ , como mostra Akagi *et alii* em [157] e [158], e Watanabe, Aredes, *et alii* em [159], [160] e [161]. Estes resultados correspondem às potências obtidas em condições sem desbalanços de tensão.

Caso a tensão do sistema CA tenha componentes de seqüência negativa, estas são como dadas em (8) a (10) as expressões das correntes apresentadas são iguais a (14) a (16). Relembrando que nesta análise as tensões do STATCOM são compostas apenas pelo componente fundamental de seqüência positiva.

A solução de (14) a (16), em regime permanente é dada por:

$$i_a(t) = i_{a+}(t) + i_{a-}(t), \quad (89)$$

$$i_b(t) = i_{b+}(t) + i_{b-}(t), \quad (90)$$

$$i_c(t) = i_{c+}(t) + i_{c-}(t), \quad (91)$$

onde,

$$i_{a+}(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R_s (V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \omega L_s (V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (92)$$

$$i_{a-}(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} [R_s \cos(\omega t + \theta_{s-}) + \omega L_s \sin(\omega t + \theta_{s-})]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}; \quad (93)$$

$$i_{b+}(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R_s \left( V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}) \right) + \omega L_s \left( V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}) \right) \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (94)$$

$$i_{b-}(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \left[ R_s \cos(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) + \omega L_s \sin(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}; \quad (95)$$

$$i_{c+}(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R_s \left( V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}) \right) + \omega L_s \left( V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}) \right) \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (96)$$

$$i_{c-}(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \left[ R_s \cos(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) + \omega L_s \sin(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (97)$$

O resultado completo com os termos transitórios está descrito no Apêndice E.2.

As tensões nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , para o sistema CA são dadas por:

$$v_{\alpha s}(t) = V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}), \quad (98)$$

$$v_{\beta s}(t) = V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) - V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}). \quad (99)$$

Como o STATCOM por hipótese gera apenas os componentes de seqüência positiva, sem harmônicos, a sua tensão, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , é dada por (77) e (78).

A transformação das correntes (89) a (91) para as coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , resulta em:

$$i_{\alpha}(t) = i_{\alpha+}(t) + i_{\alpha-}(t), \quad (100)$$

$$i_{\beta}(t) = i_{\beta+}(t) + i_{\beta-}(t), \quad (101)$$

onde:



$$i_{\alpha+}(t) = \frac{\left[ \begin{array}{l} R_s (V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (102)$$

$$i_{\alpha-}(t) = \frac{V_{s-} [R_s \cos(\omega t + \theta_{s-}) + \omega L_s \sin(\omega t + \theta_{s-})]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (103)$$

$$i_{\beta+}(t) = \frac{\left[ \begin{array}{l} R_s (V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (104)$$

$$i_{\beta-}(t) = \frac{V_{s-} [-R_s \sin(\omega t + \theta_{s-}) + \omega L_s \cos(\omega t + \theta_{s-})]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (105)$$

As potências real,  $p$ , e imaginária,  $q$ , instantâneas, já considerando os termos médios e oscilantes, são:

$$\bar{p}_s = \frac{R_s (V_{s+}^2 - V_{s+} V_{il+} \cos \delta) + \omega L_s V_{s+} V_{il+} \sin \delta}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (106)$$

$$\bar{p}_{s-} = \frac{R_s V_{s-}^2}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \quad (107)$$

$$\tilde{p}_s = \frac{-V_{s-} \left( \begin{array}{l} R_s (-V_{il+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) - 2V_{s+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})) + \\ + \omega L_s (V_{il+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) - 2V_{s+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})) \end{array} \right)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (108)$$

$$\bar{q}_s = \frac{R_s V_{s+} V_{il+} \sin \delta + \omega L_s (V_{s+}^2 - V_{s+} V_{il+} \cos \delta)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (109)$$

$$\bar{q}_{s-} = \frac{\omega L_s (-V_{s-}^2)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \quad (110)$$

$$\tilde{q}_s = \frac{-V_{s-} (R_s V_{il+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) + \omega L_s V_{il+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta))}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (111)$$

Desconsiderando a resistência do circuito de acoplamento,  $R_s$ , tem-se que as expressões anteriores são simplificadas para:

$$\bar{p}_s = \frac{V_{s+} V_{il+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (112)$$

$$\bar{p}_{s-} = 0 \quad (113)$$

$$\tilde{p}_s = \frac{-V_{s-} (V_{il+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) - 2V_{s+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}))}{\omega L_s}, \quad (114)$$

$$\bar{q}_s = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+}V_{i1+} \cos \delta}{\omega L_s}, \quad (115)$$

$$\bar{q}_{s-} = \frac{-V_{s-}^2}{\omega L_s} \quad (116)$$

$$\tilde{q}_s = \frac{-V_{s-}(V_{i1+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta))}{\omega L_s}. \quad (117)$$

Nestas expressões observa-se de forma bastante clara a presença dos termos anteriores, referentes às potências médias, indicados por  $\bar{p}_s$  e  $\bar{q}_s$ , e os termos oscilantes,  $\tilde{p}_s$  e  $\tilde{q}_s$ , relacionados à frequência  $2\omega$ , e os novos termos médios,  $\bar{p}_{s-}$  e  $\bar{q}_{s-}$ , derivados da introdução do componente de seqüência negativa na tensão do sistema CA.

Os termos  $\tilde{p}_s$  e  $\tilde{q}_s$  indicam a presença dos componentes oscilantes nas potências instantâneas com frequências duas vezes a frequência do componente fundamental do sistema ( $2\omega$ ).

Os termos  $\bar{p}_{s-}$  e  $\bar{q}_{s-}$  indicam respectivamente: uma perda no sistema CA relacionada à passagem de uma corrente com componente de seqüência negativa e a parcela de potência reativa média que é gerada pela passagem de uma corrente, com componentes de seqüência negativa, na indutância do circuito do sistema CA (Desoer e Kuh em [164]).

O primeiro termo,  $\bar{p}_{s-}$ , desaparece quando é desconsiderada a resistência do circuito no sistema CA,  $R_s$ , e o segundo termo,  $\bar{q}_{s-}$ , por ser proporcional ao quadrado da amplitude do componente de seqüência negativa tem pequena influência em relação aos outros termos envolvidos no sistema analisado. Desta forma, nesta análise simplificada, pode-se fazer  $\bar{q}_{s-} \cong 0$ .

Os resultados apresentados mostram que a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema CA causam perturbações na potência real<sup>4</sup> e imaginária<sup>5</sup> entrando no STATCOM.

Mesmo que o STATCOM sintetizasse apenas as tensões de seqüência positiva, sem harmônicos, conforme apresentado, o fluxo oscilante,  $\tilde{p}_s$ , devido ao desbalanço continuaria a existir. No próximo Capítulo 3 são apresentados os efeitos destas perturbações

<sup>4</sup> Esta potência representa o fluxo instantâneo da energia, segundo Akagi, Watanabe e Aredes em [157].

<sup>5</sup> Esta potência representa a energia trocada entre as fases sem transporte longitudinal de energia conforme mostrado por Akagi, Watanabe e Aredes em [157].

relacionados ao termo  $2\omega$  sobre o lado CC do STATCOM e conseqüente influência no lado CA.

Observa-se que no desenvolvimento apresentado considerou-se que o STATCOM gerar apenas o componente de seqüência positiva. Esta simplificação matemática facilita a interpretação e a visualização do problema apresentado. No entanto, o desenvolvimento realizado não caracteriza completamente uma situação real onde a existência da realimentação do componente de seqüência negativa e do terceiro harmônico de seqüência positiva também deveriam ser considerados. Os resultados destes desenvolvimento é mostrado no Apêndice F.5.

## **2.5. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Corrente**

---

No STATCOM operado como uma fonte de corrente baseado no CR-VSC, o controle atua de forma direta na síntese das correntes dos conversores.

Deve-se lembrar que a corrente de compensação do STATCOM CR-VSC, ou seja, a amplitude de corrente e o ângulo de defasagem, são obtidos através da modulação PWM, geralmente realizada com chaveamento de altas frequências ( $> 1\text{kHz}$ ).

O desenvolvimento do modelo do STATCOM operando como fonte corrente de será realizado de forma similar ao do modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão. Será aplicada a transformação de Park,  $dq0$ , e, a seguir, será aplicada da teoria das potências instantâneas. O objetivo desta análise é apresentar as variações que ocorrem no modelo no caso em que o STATCOM opera como de fonte corrente. Será analisado se ocorre alguma mudança no comportamento do modelo com relação à operação na presença do componente de seqüência negativa.

### **2.5.1. Análise do STATCOM Operando como Fonte de Corrente pela Transformação de Park**

---

Quando o STATCOM opera como fonte de corrente, na modelagem idealizada, é considerado que na saída dos conversores as correntes são diretamente sintetizadas como:

$$i_{ai}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} I_i \cos(\omega t + \theta_i), \quad (118)$$

$$i_{bi}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} I_i \cos\left(\omega t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (119)$$

$$i_{ci}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} I_i \cos\left(\omega t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (120)$$

Neste caso, também, considera-se que as frequências das tensões do sistema e da fonte de corrente estão sincronizadas conforme (18) e que o ângulo de defasagem entre as tensões e as correntes de seqüência positiva do sistema CA é dado por:

$$\varphi = \theta_{i+} - \theta_{s+}. \quad (121)$$

Considera-se neste caso, da mesma forma que no modelo para o STATCOM operando como fonte de tensão, que o conversor do STATCOM gera apenas correntes de seqüência positiva através do controle PWM ideal.

Para a configuração do circuito dada pelo esquema da *Figura 6*, considerando as equações do circuito dadas por (14) a (17), tem-se que, para o regime permanente, as equações deste modelo são dadas por:

$$\sqrt{\frac{2}{3}} I_i (R_s \cos(\omega t + \theta_{s+} + \varphi) - \omega L_s \sin(\omega t + \theta_{s+} + \varphi)) = v_{as}(t) - v_{ai}(t), \quad (122)$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} I_i \left( R_s \cos\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) - \omega L_s \sin\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \right) = v_{bs}(t) - v_{bi}(t), \quad (123)$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} I_i \left( R_s \cos\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) - \omega L_s \sin\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \right) = v_{cs}(t) - v_{ci}(t), \quad (124)$$

Utilizando a transformação de Park, mostrada em (21), o resultado do desenvolvimento das expressões acima, onde se considera apenas o componente de seqüência positiva, é dado por:

$$I_i \begin{bmatrix} \omega L_s \sin \varphi + R_s \cos \varphi \\ \omega L_s \cos \varphi - R_s \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (125)$$

onde as tensões  $v_{di}$  e  $v_{qi}$  são o resultado da ação dos conversores do STATCOM de forma a obter as correntes de compensação desejadas. Neste caso, resolvendo esta expressão tem-se que:

$$\begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} - I_i \begin{bmatrix} \omega L_s \sin \varphi + R_s \cos \varphi \\ \omega L_s \cos \varphi - R_s \sin \varphi \end{bmatrix}. \quad (126)$$

Nesta expressão verifica-se que o controle do STATCOM atua sobre a amplitude da

corrente,  $I_i$ , obtida da interação do chaveamento das tensões com o circuito do sistema CA e do ângulo de defasagem,  $\varphi$ , controlado através da lógica de chaveamento utilizada.

### 2.5.2. Análise do STATCOM operando como Fonte de Corrente pela Transformação de Park com Seqüência Negativa

A presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA, conforme descritas por (8) a (10), e utilizando a transformação de Park, resulta na alteração de (125) para:

$$I_i \begin{bmatrix} -\omega L_s \sin \varphi + R_s \cos \varphi \\ \omega L_s \cos \varphi + R_s \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \\ 0 \end{bmatrix} + V_{s-} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ -\sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (127)$$

Como se está admitindo que o STATCOM opera como fonte de corrente a amplitude desta corrente de compensação,  $I_i$ , e o ângulo de defasagem,  $\varphi$ , são independentes da perturbação do componente de seqüência negativa, apesar das tensões na saída dos conversores serem afetadas, pois:

$$\begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} - I_i \begin{bmatrix} \omega L_s \sin \varphi + R_s \cos \varphi \\ \omega L_s \cos \varphi - R_s \sin \varphi \end{bmatrix} + V_{s-} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ -\sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \end{bmatrix}, \quad (128)$$

Isto mostra que haverá tensão de seqüência negativa nos terminais do STATCOM e consequentemente, quando as potências do sistema são calculadas, existirão oscilações em  $2\omega$ , conforme será apresentado a seguir.

### 2.5.3. Modelo Matemático do STATCOM Operando como Fonte de Corrente através da Teoria das Potências Instantâneas

A análise através da teoria das potências instantâneas para as tensões, de seqüência positiva, (5) a (7), e para as correntes de compensação nos conversores, (118) a (120), estas também contendo apenas o componente de seqüência positiva, resulta nas seguintes expressões:

$$\bar{p}_s = V_{s+} I_i \cos \varphi, \quad (129)$$

$$\bar{q}_s = V_{s+} I_i \sin \varphi. \quad (130)$$

Estes resultados mostram que no STATCOM CR-VSC, operando num sistema balanceado, só existem as potências médias real (ativa),  $\bar{p}_s$ , e imaginária (reativa),  $\bar{q}_s$ .

Estas potências são função da amplitude da corrente de compensação e do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de seqüência positiva.

Estes resultados obtidos para o STATCOM operando como fonte de corrente mostram que para a compensação reativa, o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente,  $\varphi$ , deve ser idealmente próximo de  $-90^\circ$  e  $+90^\circ$ , o que resulta em:

$$\overline{p}_s = 0, \quad (131)$$

$$\overline{q}_s = V_{s+} I_i \text{ (indutiva para } \varphi = +90^\circ \text{) ou,} \quad (132)$$

$$\overline{q}_s = -V_{s+} I_i \text{ (capacitiva para } \varphi = -90^\circ \text{).} \quad (133)$$

O fato de  $\overline{p}_s = 0$  acima indica que, teoricamente, para a compensação de reativos não existe o fluxo de potência ativa no circuito do STATCOM CR-VSC, como era de se esperar.

Porém, no lado CC deste equipamento a tensão no capacitor é mantida constante por uma malha de controle compensando a existência de variações nesta tensão.

No caso da presença do componente de seqüência negativa de tensão descritas por (8) a (10), as potências instantâneas passam a apresentar dois termos adicionais:

$$\tilde{p}_s = V_{s-} I_i \cos(2\omega t + \theta_{s-} - \varphi), \quad (134)$$

$$\tilde{q}_s = V_{s-} I_i \sin(2\omega t + \theta_{s-} - \varphi). \quad (135)$$

Estes termos,  $\tilde{p}_s$  e  $\tilde{q}_s$ , correspondem respectivamente ao fluxo de energia oscilante de frequência  $2\omega$  na potência ativa e oscilante na potência imaginária. O termo  $\tilde{p}_s$  indica que apesar do controle de potência reativa atender aos requisitos de operação do STATCOM, existe nos terminais do equipamento um fluxo de energia independente do controle.

A potência oscilante no lado CA,  $\tilde{p}_s$ , nos terminais do STATCOM altera a amplitude de tensão no lado CC. Então, se não há controle sobre  $\tilde{p}_s$ , existirá um termo oscilante no lado CC do STATCOM,  $\tilde{v}_{cc}$  (a existência do termo oscilante na tensão do lado CC do STATCOM é demonstrada no Capítulo 3). Caso exista o controle sobre  $\tilde{p}_s$ , de forma que  $v_{cc}$  seja constante, ocorre que a corrente de compensação do STATCOM não será mais senoidal como suposto. A única forma de garantir que a correção de  $\tilde{p}_s$  reduza a influência na tensão  $v_{cc}$  é aumentar o valor da capacitância do lado CC.

A solução perfeita para o STATCOM seria atuar através do controle de corrente, conforme o CR-VSC faz, utilizando uma capacitância infinita, que pode ser reduzida a um

valor realizável que garanta um valor residual nas oscilações de  $\tilde{v}_{cc}$ .

Já a potência reativa oscilante,  $\tilde{q}_s$ , é trabalhada em conjunto com a potência reativa média,  $\bar{q}_s$ . Este sinal no controle do STATCOM CR-VSC é visto como uma variação em torno da referência de operação desejada e é compensado se possível.

#### **2.5.4. Análise do STATCOM Operando como Fonte de Corrente**

---

O STATCOM CR-VSC operando como fonte de corrente gera apenas corrente na componente fundamental de seqüência positiva. Porém, devido à presença de seqüência negativa na tensão, aparece a potência ativa oscilante,  $\tilde{p}_s$ , que provoca oscilações na tensão do lado CC deste STATCOM.

Este tipo de STATCOM tem sua aplicação em sistemas desbalanceados, atuando como o D-STATCOM mostrado por Ramsay *et alii* [196] e Twining *et alii* [197], para sistemas de distribuição fracos, ou como controlador de tensões em sistemas ferroviários, por exemplo, como os descritos por Takeda *et alii* [198] e Plantive *et alii* [199].

#### **2.6. Análise da Influência da Seqüência Negativa em Bancos de Capacitores e Compensadores Síncronos**

---

Nesta Seção são apresentadas análises da presença do componente de seqüência negativa em outros equipamentos de forma que possa ser realizada uma comparação com os efeitos verificados no STATCOM. Para esta análise foram considerados equipamentos com a capacidade de controlar potência reativa, por exemplo: banco de capacitores e o compensador síncrono. Em acréscimo, o efeito da seqüência negativa sobre o SVC (*Static Var Compensator*) é rapidamente considerado de forma simplificada.

##### **2.6.1. Banco de Capacitores**

---

Nesta análise são utilizados os modelos simplificados de bancos de capacitores ligados em estrela e delta, não aterrados, conforme apresentados na *Figura 10*. Características específicas de capacitores são comentadas por Sarjeant em [177] e arranjos de capacitores e seu uso em sistemas de potência e distribuição são discutidos na referência da *Westinghouse Electric Corporation* em [178] e por Gönen em [179].

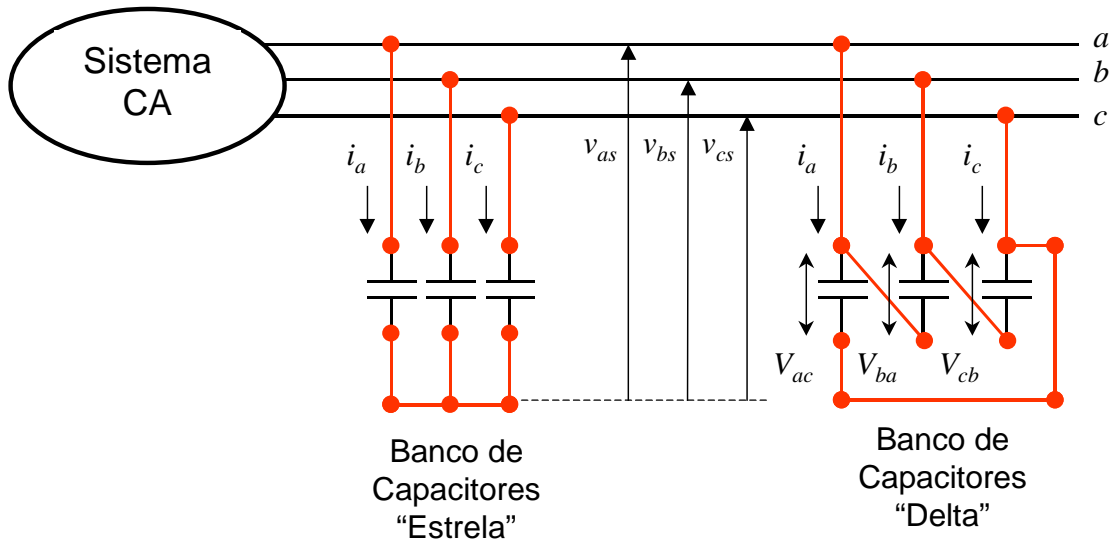


Figura 10 - Esquema de bancos de capacitores conectados em estrela e em delta ao sistema CA.

### 2.6.1.1. Modelagem do Banco de Capacitores pela Teoria das Potências Instantâneas

Considerando as tensões do sistema CA de seqüência positiva apresentadas em (5) a (7), adicionadas do componente de seqüência negativa, conforme (8) a (10), para o banco de capacitores conectado em estrela, tem-se que as correntes são dadas por:

$$i_a(t) = -\sqrt{\frac{2}{3}} \omega C [V_{s+} \text{sen}(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \text{sen}(\omega t + \theta_{s-})], \quad (136)$$

$$i_b(t) = -\sqrt{\frac{2}{3}} \omega C \left[ V_{s+} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{s-} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad (137)$$

$$i_c(t) = -\sqrt{\frac{2}{3}} \omega C \left[ V_{s+} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{s-} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \quad (138)$$

onde “C” é a capacitância equivalente de uma fase do banco de capacitores.

A aplicação da transformação de Clarke e o cálculo das potências instantâneas resultam nas seguintes expressões, caso exista apenas a seqüência positiva:

$$\bar{p}_s = 0, \quad (139)$$

$$\tilde{p}_s = 0, \quad (140)$$

$$\bar{q}_s = -3\omega C V_{s+}^2 = -3 \frac{V_{s+}^2}{X_c}, \quad (141)$$



$$\bar{q}_{s-} = 0, \quad (142)$$

$$\tilde{q}_s = 0, \quad (143)$$

onde:

$$X_c = \frac{1}{\omega C}. \quad (144)$$

Na presença dos componentes de seqüência positiva e negativa, os seguintes resultados são observados:

$$\bar{p}_s = 0, \quad (145)$$

$$\tilde{p}_s = -6\omega C V_{s-} V_{s+} \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}), \quad (146)$$

$$\bar{q}_s = -3\omega C V_{s+}^2 = -3 \frac{V_{s+}^2}{X_c}, \quad (147)$$

$$\bar{q}_{s-} = -3\omega C V_{s-}^2 = 3 \frac{V_{s-}^2}{X_c}, \quad (148)$$

$$\tilde{q}_s = 0. \quad (149)$$

Os mesmos resultados de potências considerando ambas as situações, sem e com as perturbações, ocorrem para a conexão delta se:

$$C_{estrela} = \frac{C_{delta}}{3}. \quad (150)$$

A presença do componente de seqüência negativa cria no banco de capacitores uma potência real oscilante,  $\tilde{p}_s$ , na freqüência  $2\omega$  e potência reativa média,  $\bar{q}_s$ , é adicionada de um termo médio,  $\bar{q}_{s-}$ , que reduz a potência reativa proporcionalmente ao quadrado da amplitude do componente de seqüência negativa na tensão:

$$q_s = \frac{3}{X_c} (V_{s-}^2 - V_{s+}^2). \quad (151)$$

Nos resultados observados não foi verificada a presença do componente oscilante na potência imaginária, o termo  $\tilde{q}_s$ .

Verifica-se que os termos oscilantes de freqüência  $2\omega$  são observados na potência imaginária,  $q$ , quando ocorrem a perda de uma das fases do banco de capacitores para as condições onde ou a tensão numa fase é nula (curto fase terra) ou a corrente na fase é nula (circuito aberto).

### **2.6.1.2. Análise da Influência da Seqüência Negativa no Banco de Capacitores**

---

A presença de desbalanços de tensão com componentes de seqüência negativa e seus efeitos em bancos de capacitores são apresentados no IEEE C 37.99 em [180]. Esta referência mostra que a presença de pequenas quantidades de seqüência negativa no sistema CA pode resultar em atuações dos relés de proteção de desbalanço dos bancos de capacitores. Este desbalanço pode ocorrer quando algum capacitor abre ou entra em curto circuito.

Conforme [180] os relés de proteção de bancos de capacitores são ajustados para operar quando percebem componentes de seqüência negativa nas correntes acima de 10% dos valores de corrente nominal num sistema balanceado. Este relé permite um atraso de atuação de 15 a 25 ciclos ( $\approx 250$  a 400 ms) para evitar atuações indevidas durante transitórios.

Ou seja, os bancos de capacitores são equipamentos tolerantes a desbalanços de tensão com presença de componentes de seqüência negativa pois sua operação é passiva e é independente da presença de perturbações. Porém a proteção existente que visa proteger o sistema CA de uma eventual falha do banco de capacitores que possa causar um desbalanço de tensões pode ficar confusa com perturbações vindas de fora do banco e atuar indevidamente.

### **2.6.2. Compensador Síncrono**

---

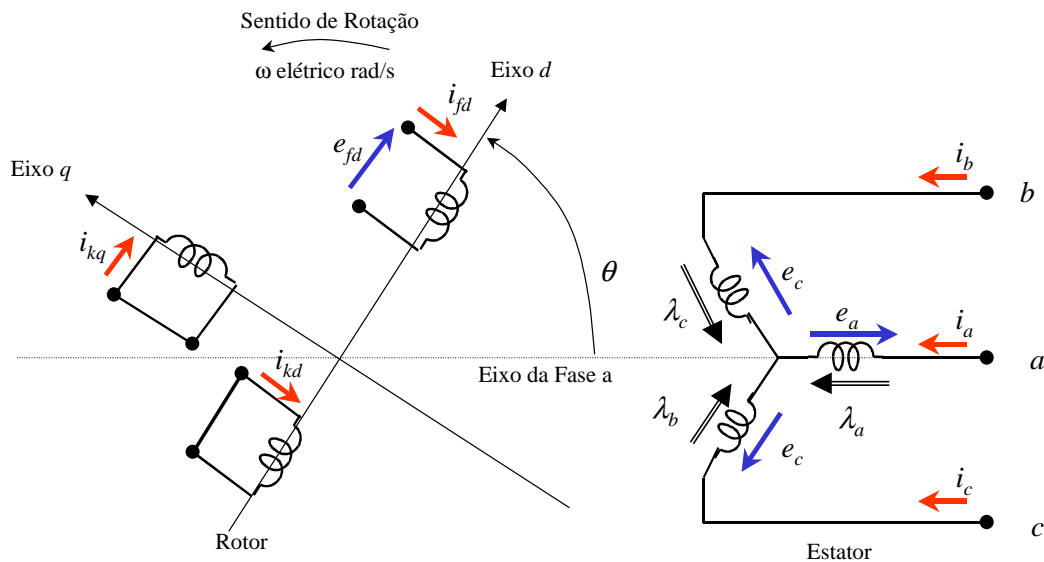
O compensador síncrono é uma máquina síncrona, funcionando sem carga acoplada ao seu rotor. Através do controle de excitação do enrolamento de campo, este equipamento faz o controle de potência reativa.

Conforme Kundur em [181] e Kimbark em [182], a introdução de circuitos de amortecimento é realizada nestas máquinas para melhorar o desempenho dinâmico, características de partida e aumentar a capacidade de operar com tensão de seqüência negativa.

### 2.6.2.1. Modelagem do Compensador Síncrono por Transformada de Park

O modelo matemático do compensador síncrono, adaptado do modelo de gerador síncrono apresentado por Kundur em [181], é desenvolvido a partir do circuito mostrado na *Figura 11*.

Neste modelo são caracterizados os enrolamentos da armadura no estator, indicados pelas fases  $a, b, c$ , os enrolamentos do rotor, o enrolamento de campo, indicado por  $fd$ , e o enrolamento amortecedor dividido nos eixos  $d$  e  $q$ , indicados por  $kd$  e  $kq$ . Apesar de apenas um enrolamento amortecedor ser representado, para simplicidade do desenvolvimento do modelo, o índice  $k$  infere que outros enrolamentos amortecedores podem ser acrescentados ao modelo.



$a, b, c$	Fases dos enrolamentos do estator
$fd$	Enrolamento de campo
$kd$	Circuito amortecedor do eixo $d$
$k$	$= 1, 2, 3, \dots$ número de circuitos amortecedores
$\theta$	$=$ ângulo pelo qual o eixo " $d$ " está magneticamente em avanço ao da fase " $a$ " em radianos elétricos
$\omega$	Velocidade angular em radianos elétricos.

*Figura 11 - Esquema dos circuitos do rotor e estator de uma máquina síncrona.*

O desenvolvimento matemático deste modelo, realizado no Apêndice C, seguindo o desenvolvimento do modelo de máquina síncrona feito por Kundur em [181], resulta, após a transformação de Park, nas seguintes expressões para o estator:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ 0 \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (152)$$

onde,

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (153)$$

e para o rotor

$$\begin{bmatrix} e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (154)$$

onde,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_{afd} & 0 & 0 \\ L_{akd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{akq} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (155)$$

Nestas expressões,  $L_{ii}$  e  $L_{ij}$  são as indutâncias próprias e mútuas nas coordenadas  $dq0$ , e os  $\lambda$  indicam os enlaces de fluxo.

Numa forma compacta, estas expressões são apresentadas como:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline -\frac{3}{2}L_{afd} & 0 & 0 & L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{akd} & 0 & 0 & L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{akq} & 0 & 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega L_q & 0 & 0 & 0 & -\omega L_{akq} \\ -\omega L_d & R & 0 & -\omega L_{afd} & -\omega L_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (156)$$

que pode ser escrita numa forma ainda mais compacta:

$$E = L_1 \dot{I} + L_2 I, \quad (157)$$

onde:

$$E = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad L_1 = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{afd} & 0 & 0 & L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{akd} & 0 & 0 & L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{akq} & 0 & 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix}, \quad \dot{I} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (158)$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} R & -\omega L_q & 0 & 0 & 0 & -\omega L_{akq} \\ -\omega L_d & R & 0 & -\omega L_{afd} & -\omega L_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}, \quad e \quad I = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}.$$

Nota-se que (157) pode ser transformada na equação de espaço estado na seguinte forma:

$$\dot{I} = (-L_1^{-1}L_2)I + (L_1^{-1})E. \quad (159)$$

Esta expressão, conforme Ogata em [183], é similar à expressão de espaço estado:

$$\dot{X} = AX + BU, \quad (160)$$

cuja a solução é dada pela integral de convolução:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau, \quad (161)$$

ou resolvida numericamente, como apresentada por Kundur em [181] e por Ong em [186].

A expressão (156) define o modelo matemático do sistema elétrico da máquina síncrona operando como um compensador síncrono. Este modelo é complementado pelas equações de potência no estator,  $P_t$ , nas coordenadas  $dq0$ :

$$P_t = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q + 2e_0 i_0), \quad (162)$$

e pela expressão do torque eletromagnético da máquina,  $T_e$ :

$$T_e = \frac{3}{2}(\lambda_d i_d - \lambda_q i_q) \frac{\omega_r}{\omega_m} = \frac{3}{2}(\lambda_d i_d - \lambda_q i_q) \frac{p_f}{2}, \quad (163)$$

onde,  $\omega_r$  é a velocidade “elétrica” do rotor,  $\omega_m$  é a velocidade mecânica do rotor, e  $p_f$  é número de pólos da máquina.

### 2.6.2.2. Análise da Influência da Seqüência Negativa no Compensador Síncrono

Substituindo as tensões do sistema CA no modelo desenvolvido são obtidas as correntes do compensador síncrono e, através destas correntes, pode-se observar a influência das perturbações causadas pela presença do componente de seqüência negativa. Colocando as tensões de seqüência positiva, conforme (5) a (7), nas coordenadas  $dq0$  pela transformação de Park, mostrada em (21), tem-se o seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_{s+} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (164)$$

Este resultado, adicionado dos componentes de seqüência negativa, conforme (8) a (10), nas coordenadas  $dq0$ , é alterado para:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_{s+} + V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) \\ -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (165)$$

Este último resultado, substituído em (156) faz com que a solução das equações diferenciais do estator e do rotor do compensador síncrono apresente o termo oscilante em  $2\omega$ . Isto resulta em perturbações nas correntes da máquina (relacionadas à  $2\omega$ ) e por consequência, oscilações são transferidas para as equações de potência e de torque.

Kundur [181], Stevenson [163], Kimbark [182], e Anderson [187], mostram que para efeito de cálculo do curto circuito na máquina síncrona é considerada a presença de uma impedância de seqüência negativa,  $X_2$ , cujo valor é aproximadamente a média das reatâncias subsíncronas dos eixos  $d$  e  $q$ , respectivamente  $X_d''$  e  $X_q''$ .

Kundur [181], (pág. 878), indica que a presença de componentes de seqüência negativa nas correntes da máquina síncrona gera um terceiro harmônico de pequena amplitude nas tensões do estator. Detalhes e a modelagem deste efeito complexo são discutidos por Xu, Dommel, e Marti em [188] e [189].

Para a potência instantânea da máquina, dada pela expressão (162), a presença de componentes de seqüência negativa, presentes nas tensões e correntes, gera termos

oscilantes.

Outro ponto, comentado por Kundur [181] (pág. 891), é o torque de frenagem gerado pela presença de componentes de seqüência negativa. Nesta referência, é descrito que a seqüência negativa resultante da parte elétrica da máquina contribui apenas para a metade das perdas do rotor da máquina referentes a este componente de seqüência, as outras contribuições são originadas mecanicamente.

No entanto, os efeitos elétricos do componentes de seqüência negativa no torque de frenagem são maiores em máquinas com enrolamentos amortecedores com altas resistências. Este torque de frenagem,  $T_{b2}$ , é dado por:

$$T_{b2} = \frac{R_r}{2} I_{a2}^2 = (R_2 - R_a) I_{a2}^2, \quad (166)$$

onde  $R_r$  é a resistência do rotor,  $R_2$  é a resistência de seqüência negativa,  $R_a$  é a resistência da armadura e  $I_{a2}$  é a amplitude de corrente de seqüência negativa.

A equação do torque de aceleração,  $T_a$ , de um gerador considera este termo de perturbação:

$$T_a = T_m - T_e - K_D \Delta\omega_r - T_{b2}, \quad (167)$$

O torque frenante relacionado ao componente de seqüência negativa contribui para reduzir a velocidade da máquina, junto ao atrito e ventilação,  $K_D$ , Torque Eletromagnético,  $T_e$ , e Torque Mecânico,  $T_m$ .

No compensador síncrono, pode-se dizer que a equação de movimento é dada por:

$$\frac{d\Delta\omega_r}{dt} = \frac{T_e - T_m - K_D \Delta\omega_r - T_{b2}}{2H}, \quad (168)$$

ou seja, a aceleração ou frenagem da rotação da máquina, fornecida pelo Torque Eletromagnético sofre o efeito dos outros componentes, mecânicos e de seqüência negativa. Nesta expressão  $H$  é a constante de inércia da máquina. Esta expressão pode ser relacionada à expressão de estabilidade da máquina, o que representa que o torque de frenagem de seqüência negativa pode tirar a máquina do sincronismo.

No projeto das máquinas síncronas, e no projeto de compensadores síncronos, é computado um limite de componente de seqüência negativa máximo que a máquina pode suportar. Este limite é considerando principalmente nos enrolamentos amortecedores do rotor e limites térmicos da máquina.

Conforme Daldegan em [190], geradores síncronos são projetados com a capacidade

térmica para suportarem de 8% a 12% de componente de seqüência negativa em frequência nominal. As normas IEC 60034-1 *Rotating Electrical Machines* [191], e o IEEE Std. 242-2001 [192], tabelam valores de referência limites considerando a operação contínua e transitória com desbalanço de tensão e seqüência negativa.

De acordo com a IEC 60034-1 [191] e o IEEE Std. 242-2001 [192], para compensadores síncronos a relação entre as correntes de seqüência negativa e positiva em regime permanente deve ser inferior a 5%. Este valor pode chegar a 10% considerando o tipo da máquina (rotor cilíndrico ou de pólos salientes), o tipo de refrigeração utilizado, potência da máquina e a existência de enrolamentos amortecedores.

Para condições transitórias de curto circuito a IEC 60034-1 [191] define que o quadrado da razão das correntes de seqüência negativa e positiva para um tempo de operação, chamado de capacidade de corrente em seqüência negativa:

$$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 t, \quad (169)$$

não deve ultrapassar o valor de 15 segundos. No caso do IEEE Std. 242-2001 [192], com base na norma IEEE C.50.13-2005 (Revisão da ANSI C.50.13-1989) [194], a capacidade de corrente em seqüência negativa permitida:

$$(I_2)^2 t, \quad (170)$$

também dada em segundos, indica o limite máximo de 30 segundos para compensadores síncronos.

Nos modelos e referências verificados observa-se que o compensador síncrono, se comparada aos geradores, é uma máquina de construção “leve”. Isto resulta numa menor tolerância a desbalanços de tensão e componentes de seqüência negativa. Porém, mesmo nestes casos, a resistência a perturbações de componentes de seqüência negativa é maior do que a do STATCOM atual.

Destas informações verifica-se que o compensador síncrono pode operar com componentes de seqüência negativa até o limite de 10% pois é projetado para isso. Comparativamente o STATCOM nesta condição de operação perde a capacidade de controle para componentes de seqüência negativa maiores do que 2%. Ou seja, no compensador síncrono a construção mecânica do equipamento prevê sua operação em condições de desbalanço e no STATCOM a presença do desbalanço não é desejado e se



previsto a capacitância do capacitor do lado CC é aumentada.

### 2.6.3. SVC

---

A presença de desbalanços de tensão com componentes de seqüência negativa no SVC, *Static Var Compensator*, resulta nos problemas similares aos descritos para o banco de capacitores. O capacitor do SVC é composto por bancos de capacitores, então a analogia dos problemas para esta Seção do equipamento é análoga à descrita na Seção 2.6.1. Para a Seção do SVC composta pelos indutores controlados por chaveamento, a presença do componente de seqüência negativa também causa o acréscimo de termos oscilantes em  $p$  e  $q$ . Assim, conforme Hingorani e Gyugyi [5], a presença de desbalanços resulta em três correntes de compensação reativa diferentes em cada fase do SVC. Estas correntes podem ser compensadas através de ajustes do controle de cada uma das fases, porém, sistemas de cancelamento de terceiro harmônico, como transformadores conectados em estrela-delta perdem a capacidade de cancelamento e filtros de harmônicos podem se tornar necessários.

## 2.7. Resumo do Capítulo

---

Neste Capítulo foram apresentados o modelo do STATCOM operando como fonte de tensão e como fonte de corrente. Uma breve discussão sobre a seqüência negativa foi apresentada.

O desenvolvimento para o STATCOM operando como fonte de tensão utilizou inicialmente a transformação de Park acrescentando a influência relacionada à presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA. Isto resultou na introdução de termos oscilantes de frequência  $2\omega$  nas equações das correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

Verificou-se que estes termos de perturbações são propagados para as funções de transferência do modelo através de pólos complexos conjugados que traduzem a frequência de oscilação em  $2\omega$  e que não são afetados pelos controles normais utilizados no modelo. No entanto a resolução analítica deste modelo é complexa e não permite uma visualização clara quanto aos problemas devidos à presença da seqüência negativa. Desta forma foi desenvolvida a análise através da teoria das potências instantâneas.

Neste desenvolvimento mostrou-se de uma forma mais simplificada que a presença dos componentes de seqüência negativa afeta as potências do STATCOM operando como

fonte de tensão introduzindo termos oscilantes de frequência  $2\omega$  nas potências instantâneas real e imaginária.

A análise para o STATCOM operando como fonte de corrente utilizou o mesmo procedimento do modelo por fonte de tensão, o desenvolvimento do modelo através da transformação de Park e em seguida a aplicação da teoria das potências instantâneas. Novamente, o modelo por transformação de Park não apresentou resultados analíticos simples, mas a teoria das potências instantâneas mostrou que mesmo neste modelo, a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA gera termos oscilantes de frequência  $2\omega$  nas potências instantâneas.

A avaliação de alguns equipamentos, bancos de capacitores pela teoria das potências instantâneas, e do compensador síncrono, desenvolvido pela transformada de Park, e a verificação de normas e literatura apresentam os limites impostos a estes equipamentos quando na presença do componente de seqüência negativa que podem ser utilizados como referência para o STATCOM.

O valor de  $\eta_2 = 10\%$  é um valor aceitável para estes equipamentos. Porém sua aplicação ao STATCOM requer alterações nos equipamentos atuais.

A complementação das análises iniciadas neste Capítulo será concluída nas análises através de funções de chaveamento no Capítulo 3.

# CAPÍTULO 3

**Modelagem Matemática do  
STATCOM por Funções de  
Chaveamento**

### **3. Modelagem do STATCOM por Funções de Chaveamento**

---

O modelo matemático do STATCOM operando como fonte de tensão e como fonte de corrente desenvolvido no Capítulo 2 através da transformação de Park não mostrou de forma simplificada as relações existentes entre a presença do componente de seqüência negativa e as perturbações decorrentes disto.

No entanto, apesar dos modelos desenvolvidos indicarem a existência destas relações entre o componente de seqüência negativa e as perturbações, estas relações não são facilmente interpretadas e a solução do problema ocorre apenas através da solução numérica por métodos iterativos. Então, foram sugeridos os desenvolvimentos pela teoria das potências instantâneas, realizada no Capítulo 2 e a análise por funções de chaveamento, desenvolvida a seguir.

As equações de potências instantâneas apresentadas na Seção 2.4.2 mostraram que na presença de componentes de seqüência negativa, surgem termos oscilantes não controlados, observados através da presença dos componentes oscilantes com frequências duas vezes a frequência do componente fundamental do sistema ( $2\omega$ ).

A análises por funções de chaveamento visa apresentar as relações existentes entre os lados de CA e CC e as relações existentes entre as condições de operação normal e de desbalanço. Para isto será apresentada a análise por funções de chaveamento do STATCOM. Utilizando esta técnica matemática serão analisadas algumas formas de acionamento do STATCOM quando operando sem e com a presença de seqüência negativa.

#### **3.1. Funções de chaveamento**

---

A Função de Chaveamento, ou Função de Existência, apresentada por Pelly e Gyugyi em [165], pode ser usada para relacionar as tensões e correntes nos dois lados de um conversor através de funções desenvolvidas em séries de Fourier. Esta técnica foi utilizada com sucesso para a modelagem de alguns equipamentos FACTS e HVDC, conforme apresentado por Pilotto, Alves, e Watanabe em [166] e [167], Pilotto em [168] e Alves em [169]. Um resumo desta técnica é apresentado no Anexo B.

Nas funções de chaveamento o conversor estático é considerado como um conjunto de chaves ligando as entradas às saídas por intervalos de tempo determinados. A *Figura 12*

“mostra” um conversor estático de i-fases na entrada e j-fases na saída. Neste conversor,  $h$  representa função de existência de cada uma das conexões realizadas, conforme:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \dots \\ s_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{1\dots} & h_{1j} \\ h_{21} & h_{22} & h_{2\dots} & h_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{i1} & h_{i2} & h_{i\dots} & h_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \dots \\ e_i \end{bmatrix}, \quad (171)$$

e cada função  $h$  pode ser descrita como a seguinte série:

$$h = \sum_{n=1}^{\infty} K_n \text{sen}[n(\omega t + \theta_n)]. \quad (172)$$

Nesta função,  $K_n$ , é a amplitude relacionada ao harmônico “n” na frequência de referência  $\omega$  com a defasagem angular  $\theta_n$ .

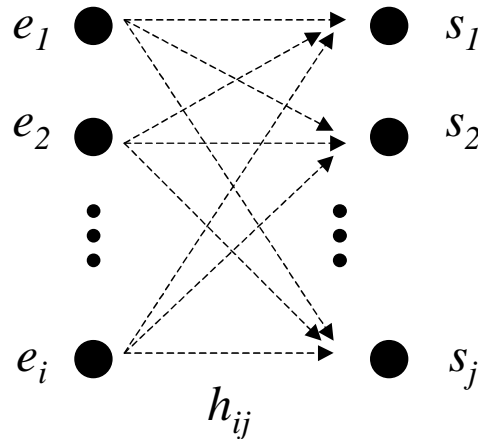


Figura 12 - Diagrama de conexões de entradas e saídas.

### 3.2.O Lado CC do STATCOM

O desenvolvimento do modelo do lado CC do STATCOM visa a apresentar a influência do capacitor do lado CC e como as relações entre os lados CA e CC dos conversores do STATCOM afetam a operação do equipamento na presença do componente de seqüência negativa.

A partir do modelo do STATCOM, apresentado na *Figura 6*, do Capítulo 2, é possível considerar o conversor e o lado CC do STATCOM, conforme mostrado na *Figura 13*, onde estão detalhadas as tensões e correntes do lado CA e CC do conversor do STATCOM.

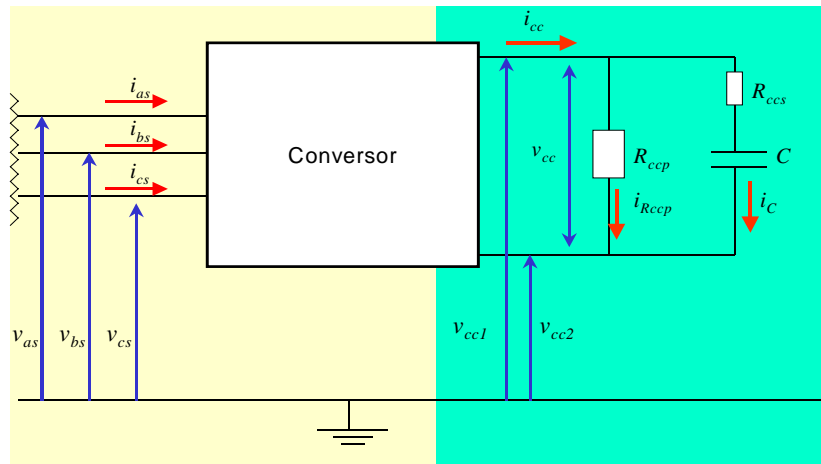


Figura 13 - Esquema simplificado do STATCOM – Análise do lado CC.

Nesta representação, o lado CC é representado por um capacitor equivalente, “C”, pelo resistor em paralelo, “ $R_{ccp}$ ”, representando as perdas do inversor, e pelo resistor em série “ $R_{ccs}$ ”, representando as perdas no próprio capacitor.

No entanto, caso considere-se que as perdas do conversor e no capacitor são muito pequenas pode-se eliminar a representação do resistor em paralelo, “ $R_{ccp}$ ”, fazendo-o infinito, e a representação do resistor em série, “ $R_{ccs}$ ”, fazendo-o nulo.

Considerando a *Figura 13* e eliminando as resistências, a corrente instantânea no lado CC do STATCOM é dada por:

$$i_{cc} = i_C = C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (173)$$

Considerando a expressão para a potência instantânea no lado CC:

$$p_{cc} = v_{cc} i_{cc} = v_{cc} C \frac{dv_{cc}}{dt}, \quad (174)$$

As equações desenvolvidas e simplificadas mostram o funcionamento do lado CC do STATCOM e estas expressões serão utilizadas nos desenvolvimentos a seguir.

### 3.3. Relação simplificada entre os lados CA e CC em um sistema com seqüência negativa

Utilizando as equações das potências instantâneas desenvolvidas no Capítulo 2, na Seção 2.4.2, para o lado CA do STATCOM e desconsiderando a resistência do circuito de acoplamento,  $R_s$ , tem-se que:

$$\bar{p}_i = -\frac{V_{s+}V_{il+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (175)$$

$$\tilde{p}_i = \frac{V_{s-}V_{il+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{\omega L_s}, \quad (176)$$

$$\bar{q}_i = \frac{-V_{i+}^2 + V_{s+}V_{il+} \cos \delta}{\omega L_s}, \quad (177)$$

$$\tilde{q}_i = \frac{-V_{s-}V_{il+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{\omega L_s}. \quad (178)$$

Considerando (174) pode-se descrever a relação entre as potências nos lados CA e CC dos inversores do STATCOM pela seguinte expressão:

$$p_i = \bar{p}_i + \tilde{p}_i = p_{cc}. \quad (179)$$

Esta expressão indica que, desconsiderando as perdas nos circuitos, a soma das potências no lado CA deve ser igual à potência observada no lado CC do STATCOM.

Considerando (179) e a simplificação mostrada em (20), conforme realizado por Fujita *et alii* em [71], Schauder e Mehta em [105] e [106], Tahri *et alii* em [127], e Shen *et alii* em [141] e [142], segue que:

$$-\frac{V_{s+}K \sin \delta}{\omega L_s} + \frac{V_{s-}K \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{\omega L_s} = C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (180)$$

Em (180) nota-se que a solução para a tensão do lado CC do STATCOM,  $v_{cc}$ , reflete a perturbação causada pela presença de componentes de seqüência negativa fundamental identificados pelo termo  $2\omega$ .

A solução para (180), considerando apenas a presença de seqüência positiva e o valor inicial da tensão sendo  $V_{cco}$ , é apresentada nas seguintes partes:

$$\bar{v}_{cc} = V_{cco} + \frac{K_1 V_{s+} t \sin \delta}{\omega L_s C}, \quad (181)$$

$$\tilde{v}_{cc} = \frac{-K_1 V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{2\omega^2 L_s C}. \quad (182)$$

Nestes resultados, para  $\delta = 0$ :

$$\bar{v}_{cc} = V_{cco}, \quad (183)$$

$$\tilde{v}_{cc} = \frac{-K_1 V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{2\omega^2 L_s C}. \quad (184)$$

Estes resultados mostram que o fluxo médio de energia responsável pela carga e

descarga do capacitor, verificada através da variação da tensão do lado CC, é função do ângulo de defasagem  $\delta$ . Também verifica-se que a presença do componente de seqüência negativa resulta na presença de um termo oscilante na tensão do lado CC, indicado pela freqüência  $2\omega$ , e que este termo é independente do controle de defasagem.

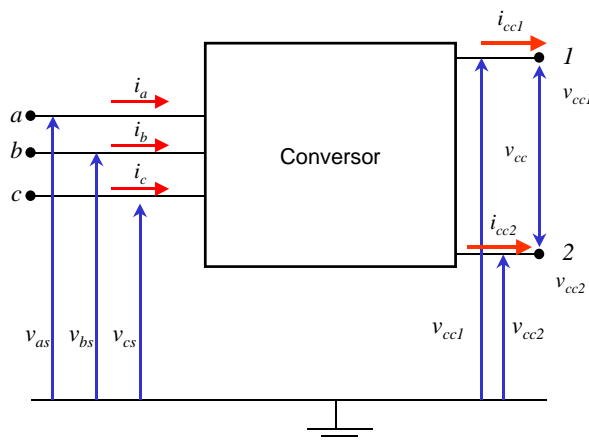
No entanto, deve-se lembrar que a aproximação realizada em (20) é válida somente para o componente de seqüência positiva e não mostra as reais interações que ocorrem entre a seqüência negativa do lado CA e as perturbações do lado CC do STATCOM (e vice-versa) através do conversor.

Uma estratégia para melhor identificação das interações existentes neste sistema é utilizar a descrição das tensões do lado CC, (173), onde a corrente do lado CC,  $i_{cc}$ , é obtida partir das correntes do lado CA, apresentadas em (89) a (91), através das funções de chaveamento.

### 3.4. Funções de Chaveamento Aplicadas ao STATCOM

Nesta Seção serão verificadas as técnicas de chaveamento usualmente aplicadas para o acionamento do STATCOM. A técnica PAM, *pulse amplitude modulation*, aplicada ao STATCOM Multipulso, a técnica PWM, *pulse width modulation*, e a técnica PAM aplicada a conversores ligados em cascata serão apresentados de forma a mostrar as relações existentes nestes casos entre os lados CA e CC, e vice-versa.

Para o esquema do conversor do STATCOM mostrado na *Figura 13*, considerando as relações entre as tensões e correntes dos lados CA e CC do STATCOM, indicadas pelo esquema mostrado na *Figura 14*, a seguinte expressão:



*Figura 14 - Diagrama de entradas e saídas do conversor do STATCOM.*



$$\begin{bmatrix} i_{cc1} \\ i_{cc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (185)$$

relaciona as funções de existência entre as correntes do lado CC e as correntes do lado CA.

No entanto, como:

$$i_{cc1} = -i_{cc2}, \quad (186)$$

pode-se fazer:

$$[i_{cc1}] = [h_{11} \quad h_{12} \quad h_{13}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (187)$$

As funções de existência mostradas para as correntes também são válidas para as relações entre as tensões.

### 3.4.1. Funções de Chaveamento de um STATCOM Multipulso

Considerando o STATCOM Multipulso, com o chaveamento de seus conversores (6 pulsos) ocorrendo uma vez a cada ciclo e utilizando, as funções de chaveamento são ondas quadradas descritas pelas seguintes séries de Fourier<sup>6</sup>:

$$h_{11} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cos[(2n-1)(\omega t + \theta)], \quad (188)$$

$$h_{12} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cos\left[(2n-1)\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (189)$$

$$h_{13} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cos\left[(2n-1)\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (190)$$

$$h_{21} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cos[(2n-1)(\omega t + \theta - \pi)], \quad (191)$$

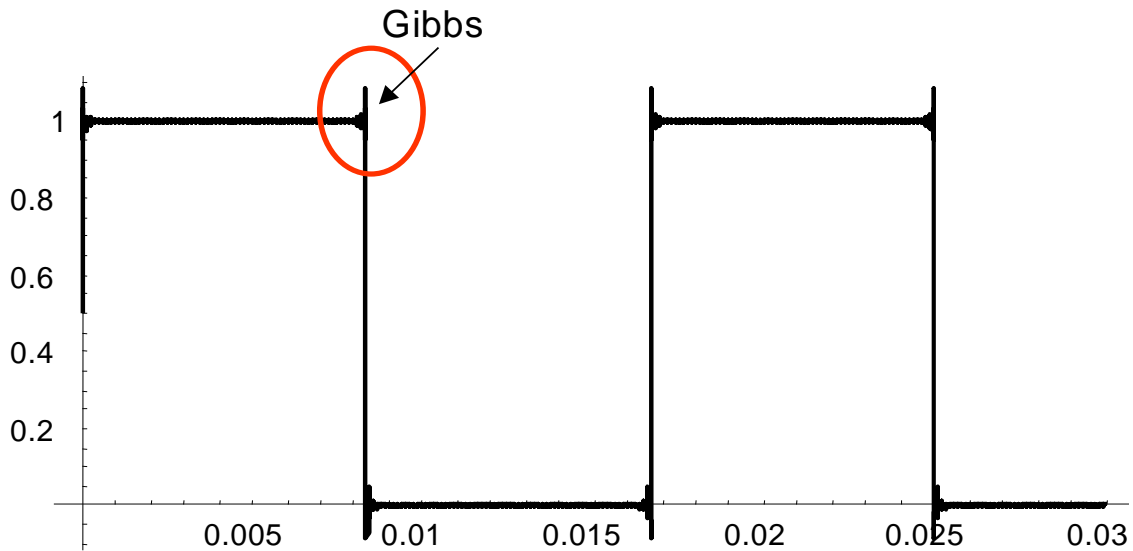
$$h_{22} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cos\left[(2n-1)\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3} - \pi\right)\right], \quad (192)$$

$$h_{23} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} \cos\left[(2n-1)\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3} - \pi\right)\right]. \quad (193)$$

<sup>6</sup> As funções de existência apresentadas devem ser sincronizadas com as tensões utilizadas no desenvolvimento. Desta forma, utiliza-se os cossenos para a composição das ondas quadradas uma vez que as tensões dadas em (5) a (7) são funções cossenoidais.

Nestas equações o ângulo  $\theta$  permite a inserção de defasagens nas funções de existência que podem ser observadas na *Figura 15*.

Deve-se considerar nas análises matemáticas que o fenômeno de *Gibbs*, mostrado na *Figura 15*, e caracterizado pela presença de oscilações transitórias nas descontinuidades da função de chaveamento, não interferem nas análises matemáticas a serem desenvolvidas onde apenas os primeiros termos da série de Fourier são importantes.



*Figura 15 - Gráfico da função de chaveamento  $h_{11}$  de um inversor de 6 pulsos conforme a função descrita na expressões (188).*

### **3.4.2. Funções de Chaveamento de um STATCOM PWM**

Considera-se aqui um STATCOM com conversores onde o chaveamento é obtido através de técnica PWM, por exemplo com eliminação do 5º, 7º, 11º e 13º harmônicos e gerando uma forma de onda com 5 pulsos, conforme apresentado na *Figura 16*.

A técnica de eliminação seletiva de harmônicos, conforme apresentada por Chiasson *et alii* em [170], [171] e [172], permite o chaveamento PWM em frequências mais baixas e eliminando harmônicos não desejados de forma seletiva.

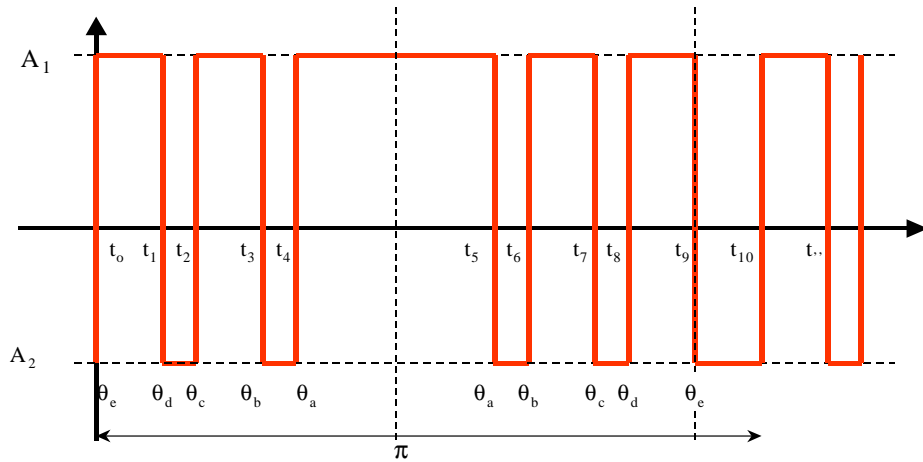


Figura 16 - Forma de onda de um Chaveamento de 5 pulsos com eliminação do 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos.

Para a forma de onda da Figura 16, considerando  $A_1 = 1$  e  $A_2 = 0$ , a série de Fourier desenvolvida, conforme Mohan [1] é representada por:

$$f(t) = \frac{\theta_a - \theta_b + \theta_c - \theta_d + \theta_e}{\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cos[n(\omega t - \phi)] (\sin(n\theta_a) - \sin(n\theta_b) + \sin(n\theta_c) - \sin(n\theta_d) + \sin(n\theta_e))}{\pi n} \quad (194)$$

Definindo:

$$K_{nPWM} = \frac{2(\sin(n\theta_a) - \sin(n\theta_b) + \sin(n\theta_c) - \sin(n\theta_d) + \sin(n\theta_e))}{\pi n}, \quad (195)$$

como sendo o termo do harmônico  $h$  relacionado aos ângulos de condução do chaveamento PWM utilizado, e

$$K_{PWM\theta} = \frac{\theta_a - \theta_b + \theta_c - \theta_d + \theta_e}{\pi}, \quad (196)$$

as funções de existência, relacionadas ao chaveamento da forma de onda mostrada na Figura 16, são descritas pelas equações a seguir. A função  $h_{11}$  é mostrada na Figura 17.

$$h_{11} = K_{PWM\theta} + \sum_{n=1}^{\infty} K_{nPWM} \cos[n(\omega t - \phi)], \quad (197)$$

$$h_{12} = K_{PWM\theta} + \sum_{n=1}^{\infty} K_{nPWM} \cos\left[n\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (198)$$

$$h_{13} = K_{PWM\theta} + \sum_{n=1}^{\infty} K_{nPWM} \cos\left[n\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (199)$$

$$h_{21} = K_{PWM\theta} + \sum_{n=1}^{\infty} K_{nPWM} \cos[n(\omega t - \phi - \pi)], \quad (200)$$

$$h_{22} = K_{PWM\theta} + \sum_{n=1}^{\infty} K_{nPWM} \cos\left[n\left(\omega t - \phi - \frac{5\pi}{3}\right)\right], \quad (201)$$

$$h_{23} = K_{PWM\theta} + \sum_{n=1}^{\infty} K_{nPWM} \cos\left[n\left(\omega t - \phi - \frac{\pi}{3}\right)\right]. \quad (202)$$

Os mesmos comentários relacionados ao fenômeno de *Gibbs* feitos na Seção 3.4.1 também são válidos neste caso.

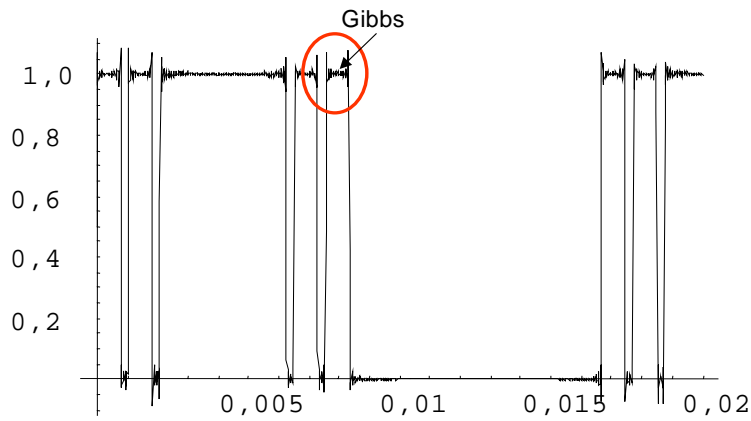


Figura 17 - Gráficos da função de chaveamento  $h_{11}$  segundo a expressão (197).

### 3.4.3. Funções de Chaveamento de um STATCOM Cascata

Para o STATCOM do tipo cascata, conforme mostrado na *Figura 3(c)*, e a forma de onda similar à apresentada na *Figura 18*, as seguintes funções de chaveamento são dadas para cada um dos conversores que compõe uma fase:

$$h_{11cn} = h_{22cn} = \frac{\theta_b}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin\left(\frac{n}{2}\theta_b\right)}{\pi n} \cos\left[n\left(\theta_a + \frac{\theta_b}{2}\right) - n(\omega t + \phi)\right], \quad (203)$$

$$h_{12cn} = h_{21cn} = \frac{\theta_b}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin\left(\frac{n}{2}\theta_b\right)}{\pi n} \cos\left[n\left(\theta_a + \frac{\theta_b}{2}\right) - n(\omega t + \phi - \pi)\right], \quad (204)$$

onde os valores de  $\theta_a$  e  $\theta_b$  correspondem aos ângulos de condução das chaves e são específicos para cada conversor monofásico, conforme mostrado na *Figura 19*.

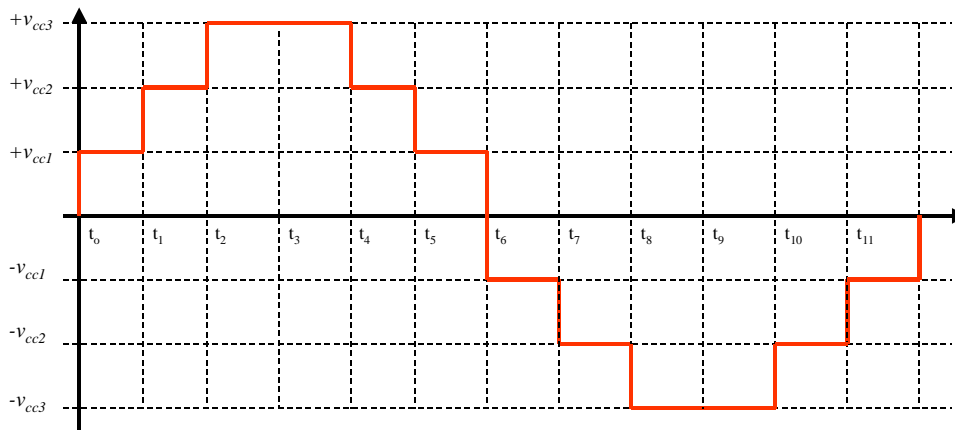


Figura 18 - Forma de onda de uma fase de STATCOM com Cascata de 3 conversores.

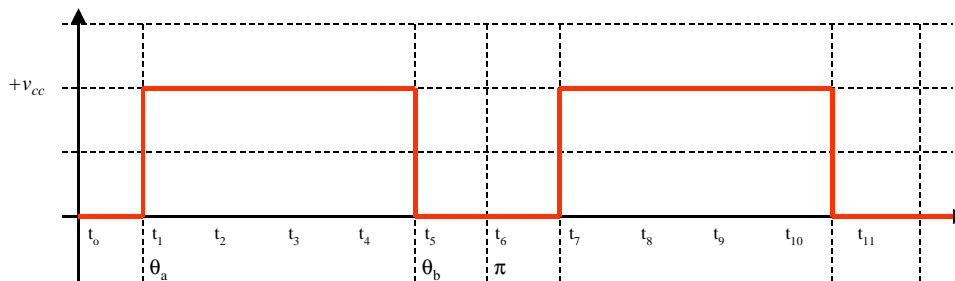


Figura 19 - Forma de onda genérica de uma fase da Função de Chaveamento do conversor do STATCOM cascata.

### 3.5. Determinação da Corrente do Lado CC do STATCOM por Funções de Chaveamento a partir do Lado CA

Os resultados obtidos na Seção 3.5 para o STATCOM Multipulso e PWM mostram que considerando apenas o componente fundamental de cada função de chaveamento os conversores trifásicos possuem as mesmas funções de chaveamento e obtêm os mesmos resultados relacionando os lados CA e CC e vice-versa.

No caso do STATCOM Cascata, o conversor utilizado, uma ponte em H, define funções de chaveamento específicas e diferentes daquelas obtidas para o conversor trifásico.

#### 3.5.1. Correntes no Lado CA dos Conversores Trifásicos

Considerando os conversores trifásicos desenvolvidos nas Seções 3.4.1 e 3.4.2, e utilizando por simplicidade as funções de chaveamento onde considera-se apenas o valor médio da função,  $a_o$ , e componente fundamental multiplicado pela constante genérica,  $K_h$ ,

que relaciona as amplitudes, tem-se que:

$$h_{11} = a_o + K_h \cos(\omega t + \theta) \quad (205)$$

$$h_{12} = a_o + K_h \cos\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (206)$$

$$h_{13} = a_o + K_h \cos\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (207)$$

$$h_{21} = a_o + K_h \cos(\omega t + \theta - \pi), \quad (208)$$

$$h_{22} = a_o + K_h \cos\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3} - \pi\right), \quad (209)$$

$$h_{23} = a_o + K_h \cos\left(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3} - \pi\right). \quad (210)$$

Observa-se que o uso destas funções simplificadas facilita a manipulação das expressões algébricas nos desenvolvimentos seguintes permitindo a análise qualitativa do problema mas introduz um erro e uma dificuldade da modelagem para a análise quantitativa dos resultados.

A partir destas funções de chaveamento simplificadas e das correntes CA,  $i_a$ ,  $i_b$ , e  $i_c$ , definidas respectivamente em (89), (90) e (91), é obtida a corrente do lado CC,  $i_{cc1}$ , por:

$$[i_{cc1}] = [h_{11} \quad h_{12} \quad h_{13}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (211)$$

Para um sistema contendo apenas componentes de seqüência positiva e considerando apenas o componente fundamental de cada função, (211) resulta na seguinte corrente média instantânea no lado CC do inversor considerado:

$$\bar{i}_{cc} = K_h \left( \frac{R_s (-V_i + V_{s+} \cos \delta) + \omega L_s (V_{s+} \sin \delta)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \right). \quad (212)$$

Neste termo, para as condições de sincronismo e desprezadas as perdas,  $R_s = 0$ , observa-se o seguinte resultado:

$$\bar{i}_{cc} = K_h \frac{V_{s+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (213)$$

ou seja, quando  $\delta = 0$ , não há corrente entrando ou saindo no lado CC do STATCOM, fato que está coerente com a equação de potência ativa.

A presença do componente de seqüência negativa nas correntes,  $i_a$ ,  $i_b$ , e  $i_c$ , e o mesmo

desenvolvimento de obtenção de (212), resulta na adição do seguinte termo oscilante instantâneo:

$$\tilde{i}_{cc} = K_h V_{s-} \left( \frac{R_s \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) - \omega L_s \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \right). \quad (214)$$

Este resultado mostra que o componente de seqüência negativa está relacionado à perturbação de frequência  $2\omega$  na corrente CC e é proporcional à  $V_{s-}$ . Também verifica-se que, mesmo com as condições de simplificação e sincronismo apresentas em (213), a corrente oscilante:

$$\tilde{i}_{cc} = -K_h V_{s-} \frac{\sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{\omega L_s}, \quad (215)$$

existirá no lado CC do STATCOM.

Nestes resultados, o desenvolvimento para as funções de chaveamento do STATCOM Multipulso resulta em:

$$K_h = \frac{\sqrt{6}}{\pi}, \quad (216)$$

e para o STATCOM PWM, resulta em:

$$K_h = K_{nPWM} \frac{\sqrt{6}}{\pi}, \quad (217)$$

sendo o harmônico  $n = 1$  nesta função.

### 3.5.2. Correntes no Lado CA dos Conversores Monofásicos

Para os conversores monofásicos do STATCOM Cascata as funções de chaveamento desenvolvidas na Seção 3.4.3 relacionam os lados CA e CC através de:

$$\begin{bmatrix} i_{cca} \\ i_{ccb} \\ i_{ccc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11cn} & -h_{12cn} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (218)$$

Considerando as mesmas condições utilizadas para o STATCOM Multipulso e PWM, que o STATCOM produza apenas tensão de seqüência positiva e que as correntes do circuito CA sejam (89), (90) e (91), tem-se que numa fase para um dos conversores a corrente no lado CC será dada por:

$$\begin{aligned}
i_{cccn} = & \frac{\sqrt{6}R_s V_{s+}}{\pi(R_s^2 + (\omega L_s)^2)} \left( \begin{aligned} & \text{sen}(\theta_{s+} - \phi + \theta_a + \theta_b) - \text{sen}(\theta_{s+} - \phi + \theta_a) + \\ & + \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b) - \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b) \end{aligned} \right) + \\
& + \frac{\sqrt{6}R_s V_{il+}}{\pi(R_s^2 + (\omega L_s)^2)} \left( \begin{aligned} & -\text{sen}(\theta_{s+} - \phi + \theta_a + \theta_b - \delta) - \text{sen}(\theta_{s+} - \phi + \theta_a - \delta) + \\ & + \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b - \delta) - \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b - \delta) \end{aligned} \right) \\
& + \frac{\sqrt{6}\omega L_s V_{s+}}{\pi(R_s^2 + (\omega L_s)^2)} \left( \begin{aligned} & \cos(\theta_{s+} - \phi + \theta_a + \theta_b) - \cos(\theta_{s+} - \phi + \theta_a) + \\ & - \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b) - \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b) \end{aligned} \right) + \\
& + \frac{\sqrt{6}\omega L_s V_{il+}}{\pi(R_s^2 + (\omega L_s)^2)} \left( \begin{aligned} & \cos(\theta_{s+} - \phi + \theta_a + \theta_b - \delta) - \cos(\theta_{s+} - \phi + \theta_a - \delta) + \\ & - \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b - \delta) + \\ & + \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \phi - \theta_a - \theta_b - \delta) \end{aligned} \right),
\end{aligned} \tag{219}$$

o qual é um termo que normalmente contém componentes na frequência  $2\omega$  porém devido ao chaveamento normal dos conversores, e um termo relacionado à presença do componente de seqüência negativa:

$$\begin{aligned}
i_{ccseq-} = & \frac{\sqrt{6}V_{s-}R_s}{\pi(R_s^2 + (\omega L_s)^2)} \left( \begin{aligned} & \text{sen}(\theta_{s-} - \phi + \theta_a + \theta_b) - \text{sen}(\theta_{s-} - \phi + \theta_a) + \\ & + \text{sen}(2\omega t + \theta_{s-} + \phi - \theta_a - \theta_b) - \text{sen}(2\omega t + \theta_{s-} + \phi - \theta_a - \theta_b) \end{aligned} \right) + \\
& + \frac{\sqrt{6}V_{s-}\omega L_s}{\pi(R_s^2 + (\omega L_s)^2)} \left( \begin{aligned} & \cos(\theta_{s-} - \phi + \theta_a + \theta_b) - \cos(\theta_{s-} - \phi + \theta_a) + \\ & - \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \phi - \theta_a - \theta_b) - \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \phi - \theta_a - \theta_b) \end{aligned} \right).
\end{aligned} \tag{220}$$

No entanto, como o STATCOM do tipo Cascata tem independência entre as fases, o componente de seqüência negativa não interfere no funcionamento do STATCOM e seus capacitores são dimensionados para operar nestas condições.

### 3.6. Tensão do Lado CC no STATCOM com Conversores Trifásicos

A tensão do lado CC do STATCOM com conversores trifásicos é obtida das correntes do lado CC apresentadas em (212) e (214), e por (173). Para a condição inicial de tensão do lado CC em  $t = 0$ , dada por  $v_{cc}(0) = V_{cco}$ , e para  $R_s = 0$ , a solução da tensão do lado CC,  $v_{cc}$ , em regime permanente é:

$$\bar{v}_{cc} = V_{cco} + K_h \frac{V_{s+} t \text{sen } \delta}{\omega L_s C}, \tag{221}$$

onde  $\bar{v}_{cc}$  é a parte média instantânea relacionada aos componentes de seqüência positiva e,



$$\tilde{v}_{cc} = -K_h \frac{V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{2\omega^2 L_s C}, \quad (222)$$

$\tilde{v}_{cc}$ , é um termo oscilante instantâneo relacionado às perturbações causadas pelos componentes de seqüência negativa.

A tensão CC total instantânea,  $v_{cc}$ , é a soma destes termos, sendo estes descritos por:

$$v_{cc} = \bar{v}_{cc} + \tilde{v}_{cc}. \quad (223)$$

Através de simplificações, os resultados anteriores comparados à (181) e (182) mostram o quanto a aproximação pela forma simplificada, discutida na Seção 3.3, está precisa. De (181) e (221) chega-se a:

$$K_h = K_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi}, \quad (224)$$

para o STATCOM Multipulso, e

$$K_h = K_1 = K_{nPWM} \frac{\sqrt{6}}{\pi}, \quad (225)$$

para o STATCOM PWM.

O uso de simplificações como (20) facilita a manipulação matemática dos resultados, sem comprometer a validade do modelo.

Novamente verifica-se que para a condição onde  $\delta = 0$ , quando não há corrente entrando ou saindo no lado CC do STATCOM, e portanto:

$$\bar{v}_{cc} = V_{cco}, \quad (226)$$

$$\tilde{v}_{cc} = -K_h \frac{V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{2\omega^2 L_s C}. \quad (227)$$

Existe oscilação na tensão CC, relacionada ao termo  $2\omega$  devido à perturbação causada pelo componente de seqüência negativa.

### 3.7. Tensões nos Terminais do Inversor do STATCOM

---

A tensão de saída nos terminais dos inversores no modelo apresentado na *Figura 8* foi considerada em (5) a (7) como tensões contendo apenas os componentes de seqüência positiva e sem a presença de harmônicos ou outras perturbações da tensão do lado CC do STATCOM. Esta simplificação auxiliou os desenvolvimentos iniciais, porém, uma vez conhecidas as perturbações no lado CC do STATCOM, e utilizando as funções de

chaveamento definidas pode-se obter as tensões nos terminais dos inversores numa forma mais próxima de sua forma real.

### 3.7.1. Tensões CA no Conversor por Funções de Chaveamento

A tensão do lado CC,  $v_{cc}$ , foi obtida para o STATCOM Multipulso em (221) a (222). Considerando o esquema mostrado na *Figura 14*, os termos da tensão do lado CC incluindo o termo em  $2\omega$ , e as funções de chaveamento simplificadas (205) a (210) na seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_{ai} \\ v_{bi} \\ v_{ci} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{13} & h_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cc1} \\ v_{cc2} \end{bmatrix}, \quad (228)$$

tem-se que as tensões, fase-neutro, no lado CA do inversor do STATCOM são dadas pelas seguintes expressões de seqüência positiva:

$$v_{ai1+}(t) = \frac{4}{\pi} \left( V_{cco} - K_h \frac{V_{s+}}{\omega CL_s} t \cdot \text{sen } \delta \right) \cos(\omega t), \quad (229)$$

$$v_{bi1+}(t) = \frac{4}{\pi} \left( V_{cco} - K_h \frac{V_{s+}}{\omega CL_s} t \cdot \text{sen } \delta \right) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (230)$$

$$v_{ci1+}(t) = \frac{4}{\pi} \left( V_{cco} - K_h \frac{V_{s+}}{\omega CL_s} t \cdot \text{sen } \delta \right) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (231)$$

Estas expressões são acompanhadas pelas seguintes tensões do componente de seqüência negativa:

$$v_{ai1-}(t) = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta), \quad (232)$$

$$v_{bi1-}(t) = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-} \cos\left(\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (233)$$

$$v_{ci1-}(t) = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-} \cos\left(\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (234)$$

e pelas tensões com os componentes de freqüência  $3\omega$  de seqüência positiva:

$$v_{ai3+}(t) = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-} \cos(3\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta), \quad (235)$$

$$v_{bi3+}(t) = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-} \cos\left(3\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (236)$$

$$v_{ci3+}(t) = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-} \cos\left(3\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (237)$$

Nos resultados mostrados de (229) a (237), verifica-se que a presença do componente de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC, resulta nos componentes de seqüência negativa, mostrados em (232) a (234), e nos componentes de frequência  $3\omega$  de seqüência positiva, mostrados em (235) a (237).

### 3.7.2. Tensões dos Conversores - Observações

---

Nas análises realizadas, as tensões consideradas para os conversores do STATCOM eram compostas apenas pelo componente fundamental. Desta forma, a seqüência negativa e o termo de frequência  $3\omega$  de seqüência positiva relacionados à presença da oscilação de frequência  $2\omega$  no lado CC foram obtidos. Os harmônicos característicos e fenômenos transitórios não foram considerados.

Estas simplificações facilitam a apresentação dos fenômenos na demonstração de como a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA afeta os lados CC e CA do STATCOM. No entanto, deve ser entendido que os fenômenos descritos ocorrem simultaneamente, uma vez ocorrendo a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA.

### 3.8. Problemas Verificados no Lado CC do STATCOM

---

Nas análises realizadas para o lado CC do STATCOM, em 3.2, verifica-se a presença do componente de frequência  $2\omega$  no lado CC do STATCOM Multipulso ou PWM.

Observa-se também na Seção 3.4.3 que para o STATCOM Cascata, a própria topologia gera o componente de frequência  $2\omega$  relacionado ao componente de seqüência positiva no lado CC. Neste caso, a presença do componente de seqüência negativa não influi na tensão do lado CC além do que já existe.

### 3.8.1. Análise do Capacitor do Lado CC em Função da Seqüência Negativa

Para o lado CC do STATCOM Multipulso e PWM, várias referências indicam que o aumento do capacitor minimiza as perturbações na tensão do lado CC, por exemplo: Sumi *et alii* em [39] e Mori *et alii* em [46], Schauder e Mehta em [105] e [106], Shen *et alii* em [142], Hochgraf e Lasseter em [114], Chang *et alii* em [144], Hongfa *et alii* em [146], Escobar *et alii* em [147]- [150], Cavaliere *et alii* em [151]-[153], e Chen *et alii* em [154]. A verificação desta característica é mostrada a seguir.

Normalizando (227) usando (226), tem-se:

$$\frac{|\tilde{v}_{cc}|}{|\bar{v}_{cc}|} = \frac{\frac{K_h V_{s-}}{2\omega^2 L_s C} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{V_{cco}}, \quad (238)$$

e considerando apenas a amplitude de oscilação, tem-se que:

$$\frac{\tilde{v}_{cc}}{\bar{v}_{cc}} = \frac{\frac{K_h V_{s-}}{2\omega^2 L_s C}}{V_{cco}}. \quad (239)$$

Considerando apenas a componente de seqüência positiva e sendo a tensão do lado CC relacionado com a tensão do lado CA por:

$$v_{cc} = \frac{V_{s+}}{K_h}, \quad (240)$$

então, pode-se fazer:

$$V_{cco} = \frac{V_{s1+}}{K_1}, \quad (241)$$

e

$$\frac{\tilde{v}_{cc}}{\bar{v}_{cc}} = \frac{\frac{K_1 V_{s-}}{2\omega^2 L_s C}}{V_{cco}}, \quad (242)$$

e desta forma, para o valor normalizado, tem-se que:

$$\tilde{v}_{ccN} = \frac{|\tilde{v}_{cc}|}{|\bar{v}_{cc}|} = \frac{\frac{K_1 V_{s-}}{2\omega^2 L_s C}}{\frac{V_{s1+}}{K_1}} = \frac{K_1^2}{2\omega^2 L_s C} \frac{V_{s-}}{V_{s1+}} = \frac{K_1^2}{2\pi^2 \omega^2 L_s C} \eta_2. \quad (243)$$

Esta expressão confirma que o aumento do capacitor proposta nas referências

mencionadas realmente tem efeito na diminuição de  $\tilde{v}_{cc}$ , mas não o elimina.

Assim sendo, o aumento do valor da capacitância  $C$ , reduz a amplitude das oscilações. Normalizando as reatâncias:

$$X_{Ls} = \omega L_s \rightarrow \frac{X_{Ls}}{Z_b} = \frac{\omega L_s}{\omega_b L_b} \rightarrow X_{Lspu} = L_{spu}, \quad (244)$$

$$X_{Cs} = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \frac{X_{Cs}}{Z_b} = \frac{\frac{1}{\omega C}}{\frac{1}{\omega_b C_b}} = \frac{\omega_b C_b}{\omega C} \rightarrow X_{Cpu} = \frac{1}{C_{pu}}, \quad (245)$$

onde  $\omega_b$  é a frequência angular base e  $Z_b$  é a impedância base do sistema.

Utilizando estas normalizações em (243) tem-se que:

$$\tilde{v}_{ccN} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2 \omega^2 L_s C} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2 \omega L_s \omega C} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{X_C}{X_{Ls}} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{X_C / Z_b}{X_{Ls} / Z_b} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{X_{Cpu}}{X_{Lspu}}, \quad (246)$$

e esta simplificação resulta em:

$$\tilde{v}_{ccN} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{1}{L_{spu} C_{pu}}. \quad (247)$$

Considerando a constante de inércia do STATCOM,  $\tau_c$ ,<sup>7</sup> definida por Fujita *et alii* [41], Ekstrom *et alii* [42], Oliveira [108] e Hagiwara *et alii* [203], como:

$$\tau_c = \frac{E_c}{S_{STATCOM}}, \quad (248)$$

onde:

$$E_c = \frac{1}{2} C v_{cc}^2, \quad (249)$$

sendo  $E_c$  a energia armazenada no capacitor,  $C$  o valor da capacitância do lado CC do STATCOM;  $v_{cc}$  a tensão nominal média do capacitor quando não há potência reativa na saída do STATCOM, ou seja,  $q = 0$ , e  $S_{STATCOM}$  a potência aparente do equipamento. Nas referências citadas verifica-se que o valor de  $\tau_c$  varia na faixa de 0,5 ms até 3 ms.

Desenvolvendo a expressão para o capacitor, tem-se que:

<sup>7</sup> Ekstrom [42], Oliveira [108] e Cavaliere [151] utilizam a notação  $\tau_c$  para a constante de inércia do STATCOM, no entanto Fujita *et alii* [41], utilizava a notação UCC e modificou-a atualmente, conforme Hagiwara *et alii* [203], para a notação H de forma a tornar esta constante similar à constante de inércia de máquinas girantes.

$$C = \frac{2S_{STATCOM}}{v_{cc}^2} \tau_c. \quad (250)$$

Para valores normalizados de potência,  $S_{STATCOM}$ , e tensão do lado CC,  $v_{cc}$ , segue que:

$$C_{pu} = \frac{2}{V_{cco}^2} \tau_c = \frac{2}{\left(\frac{V_{s1+}}{K_1}\right)^2} \tau_c = \frac{2}{V_{s1+}^2} \tau_c K_1^2 = 2 K_1^2 \tau_c. \quad (251)$$

Substituindo (251) em (247), obtém-se:

$$\tilde{v}_{ccN} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{1}{L_{spu} C_{pu}} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{1}{L_{spu} 2 K_1^2 \tau_c} = \frac{\eta_2}{4\pi^2} \frac{1}{L_{spu} \tau_c}. \quad (252)$$

Define-se então:

$$\varepsilon = \frac{\eta_2}{4\pi^2} \frac{1}{L_{spu} \tau_c}, \quad (253)$$

onde  $\varepsilon$  é o valor normalizado da amplitude de oscilação de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC do STATCOM com conversores trifásicos.

Observa-se neste resultado que  $\varepsilon$  depende apenas do valor de  $\eta_2$ , ou seja, da amplitude da perturbação do componente de seqüência negativa, de  $L_{spu}$ , o valor da reatância equivalente do lado CA do STATCOM, e de  $\tau_c$ , que é a constante de inércia do STATCOM relacionada ao capacitor do lado CC. Ao mesmo tempo,  $\varepsilon$  é independente da frequência e do tipo de chaveamento utilizado.

A *Figura 20* mostra os resultados de  $\varepsilon$  considerando valores de  $\tau_c$  e  $L_{spu}$ , em função de uma perturbação,  $\eta_2$ , de 5%. Os resultados apresentados mostram que aumentando o capacitor do lado CC ou o valor da indutância equivalente do sistema CA, a amplitude normalizada da oscilação de frequência  $2\omega$  no lado CC, causada pelo componente de seqüência negativa, diminui.

Nesta figura, para  $\tau_c$  iniciando em 0,5 ms, considera-se a área de operação com  $\varepsilon$  ótimo a faixa de valores abaixo de 2%, e faixa de atuação industrial<sup>8</sup>,  $\varepsilon$  industrial, a faixa entre 2% e 15%. São apresentados os resultados para  $L_{spu}$  variando de 5%, 10%, e 15% e de  $\tau_c$  variando de 0,1 ms até 10 s.

<sup>8</sup> Define-se a faixa industrial com sendo a região de atuação onde as oscilações observadas na tensão do lado CC do STATCOM ainda permitem que a tensão do lado CA seja sintetizada com um pequeno conteúdo de harmônicos.

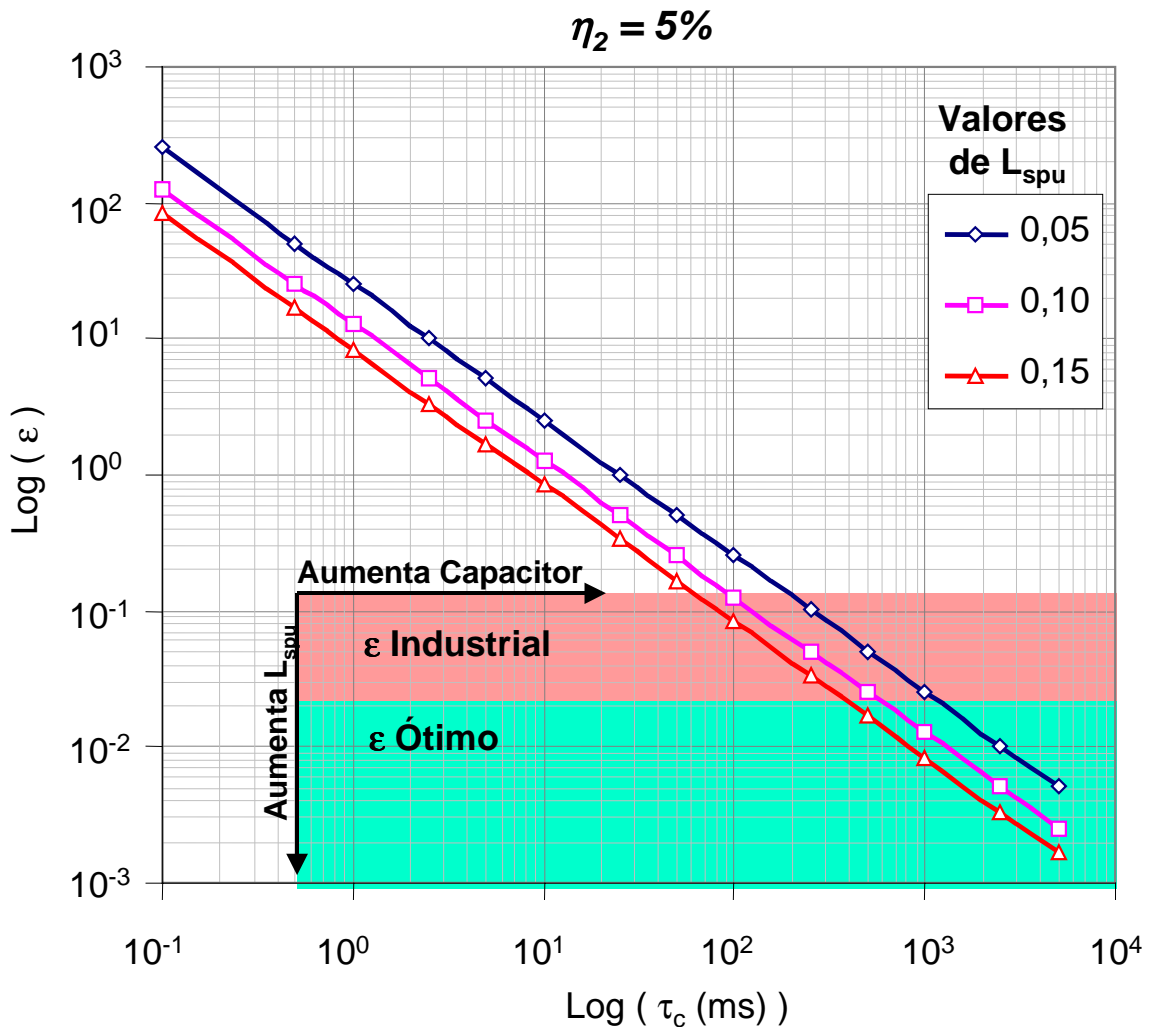


Figura 20 - Valor de  $\varepsilon$  em função do tamanho do capacitor do lado CC e da indutância equivalente do sistema CA normalizados para  $\eta_2 = 5\%$  - Escala Log-Log.

Considerando  $\varepsilon$  em (253), tanto o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM, através de  $\tau_c$ , ou o aumento da indutância equivalente do sistema CA,  $L_{spu}$ , resulta na diminuição das amplitudes de oscilação causadas pelo componente de seqüência negativa na tensão do lado CC do STATCOM.

Considerando (253), (176) e (178), o aumento de  $L_{spu}$ , a princípio, traria a vantagem de reduzir as amplitudes de oscilação na tensão do lado CC do STATCOM e reduzir as potências instantâneas oscilantes. No entanto, por (175) e (177) verifica-se que o aumento de  $L_{spu}$ , resulta também na diminuição dos valores de potências médias. Para contornar isto, é necessário o aumento da tensão gerada pelos conversores do STATCOM. Por consequência, a tensão CA maior resulta em conversores com maiores capacidades de

tensão e também o sobre-dimensionamento do lado CC. Por este motivo não é usual o aumento de  $L_{spu}$  para realizar o controle de oscilações relacionadas à presença do componente de seqüência negativa no STATCOM. Assim, o capacitor, ou seja o dimensionamento de  $\tau_c$ , é o método mais comum para realizar o controle de oscilações.

O valor de  $\tau_c$  indica a capacidade de armazenamento de energia do STATCOM. Porém, os valores de  $\tau_c$  são muito pequenos se comparados à constante de inércia das máquinas síncronas,  $H$ . Nas máquinas síncronas, conforme Stevenson [163] e Kundur [181], os valores de constante de inércia variam nos geradores hidráulicos de 2 a 4 segundos e nos geradores de unidades térmicas, de 2,5 a 6 segundos (para 2 pólos) ou de 4 a 10 segundos (para 4 pólos). A constante  $H$  está relacionada à estabilidade transitória das máquinas síncronas.

No entanto, além dos altos custos, o aumento do valor da capacitância tem impactos no STATCOM Multipulso pois o mesmo opera com a variação da tensão do lado CC para fazer o controle de reativos. Fujita e Akagi em [41] afirmam que o transiente de resposta do controle é determinado pelos componentes passivos do circuito CA de forma independente do capacitor do lado CC. Isto é verdade se a análise realizada tem foco em valores com pequenas variações ( $\pm 40\%$  do valor base de  $\tau_c$ <sup>9</sup>). Porém, com variações do capacitor muito maiores (da ordem de 5 a 10 vezes do valor base de  $\tau_c$ ), o tempo de resposta do STATCOM se torna significativamente lento.

No caso de um capacitor infinito, ou seja, uma bateria (uma fonte de tensão ideal de corrente contínua no lado CC), não existiriam oscilações no lado CC do STATCOM, porém, se este fosse um STATCOM Multipulso, este não seria capaz de controlar a potência reativa.

Num STATCOM PWM com malha de controle de tensão que visa manter  $v_{cc}$  constante, um capacitor maior não interfere na operação e ajuda na estabilidade desta malha. Um capacitor muito grande ou infinito, neste caso uma bateria, seria a situação ideal onde a seqüência negativa não influiria no STATCOM.

No STATCOM tipo Cascata, em princípio, o aumento do capacitor não afeta a operação, mas se for utilizado o controle do tipo PWM com um pulso o terceiro harmônico

---

<sup>9</sup> Define-se aqui o valor base de  $\tau_c$  como sendo o valor da constante de inércia do STATCOM obtida para os valores de potência, tensão do lado CA, e freqüência do lado CA, nominais.



aparece. E se o controle do STATCOM for do tipo PAM, um capacitor grande atrapalha a operação. Para o controle do tipo PWM de alta frequência se a tensão do lado CC é mantida constante, o STATCOM Cascata tem a operação similar à do STATCOM PWM e possui as mesmas vantagens. Assim, capacitâncias maiores, auxiliam a operação do equipamento.

### 3.8.2. Perdas no Capacitor em Função da Seqüência Negativa

---

No circuito mostrado na *Figura 13*, o lado CC do STATCOM, verifica-se outro efeito resultante da corrente oscilante. A passagem de corrente oscilante na resistência série do capacitor,  $R_{ccs}$ , cria perdas adicionais. A partir do circuito mostrado na *Figura 13*, e das correntes (213) e (215), desprezando as perdas no conversor, tem-se que:

$$P_{R_{ccs}} = R_{ccs} i_C^2 = R_{ccs} \frac{K_h^2}{(\omega L_s)^2} \left( V_{s+} \sin \delta - V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \right)^2. \quad (254)$$

Este resultado indica que mesmo numa condição onde não há corrente média,  $\bar{i}_{cc}$ , entrando no lado CC, quando  $\delta = 0$ , ocorre que:

$$P_{R_{ccs}} = R_{ccs} \frac{K_h^2 V_{s-}^2}{2(\omega L_s)^2} (1 - \cos(4\omega t + 2\theta_{s+} + 2\theta_{s-})), \quad (255)$$

as perdas no capacitor lado CC continuam a existir devido à presença do componente de seqüência negativa e estas perdas são proporcionais ao quadrado da amplitude do componente de seqüência negativa.

Isto implica que no dimensionamento do capacitor do STATCOM devem ser considerados as perdas adicionais e os componentes oscilantes. Outra parte da solução para corrigir o problema de aumento das perdas na presença de  $\eta_2$  também é obtida com o aumento do capacitor do STATCOM. Este capacitor equivalente maior é obtido através da ligação em paralelo de bancos de capacitores, ligação que divide a resistência equivalente, e reduz efeito das perdas pela divisão da corrente.

### 3.8.3. Problemas Observados no Lado CC em Função da Seqüência Negativa

---

A corrente CA em capacitores provoca sobre-aquecimento, maior perda, podendo levar a perfuração e instabilidade do dielétrico, e a perda parcial ou total do equipamento, segundo Gö nen em [179], e se existirem proteções de sobrecarga, segundo o IEEE C73.99-

2000 [180], estas serão ativadas. Por analogia o mesmo pode ser estendido para os capacitores do STATCOM.

Desta forma, além do sobre dimensionamento dos capacitores do STATCOM considerando maiores perdas e picos de tensão, conforme ocorre para os bancos de capacitores de filtros de harmônicos, seguindo o IEEE C73.99-2000 [180], a proteção dos capacitores também deve ser considerada e adequada para a operação com a sobrecarga devida à presença do componente de seqüência negativa.

### **3.8.4. Problemas Verificados no Lado CA do STATCOM**

---

As tensões de saída nos terminais dos inversores no modelo apresentado na *Figura 8* foram consideradas em (11) a (13) como tensões compostas apenas pelos componentes fundamental de seqüência positiva. Porém, conforme é apresentado na Seção 3.7, a partir de uma tensão do lado CC perturbada pelo termo de oscilação de frequência  $2\omega$ , as tensões nos terminais dos conversores do STATCOM passam a gerar o componente de seqüência negativa, mostrados em (232) a (234), e os componentes de terceiro harmônico de seqüência positiva, mostrados em (235) a (237). Estes resultados são apresentados por Hingorani e Gyugyi em [5], Schauder e Mehta em [105] e [106], Hochgraf e Lasseter em [114], Shen *et alii* em [142], e Xiaolu *et alii* em [143]. No entanto, apesar de alguns desenvolvimentos matemáticos mostrando a origem destas perturbações, não há nenhuma discussão sobre a consequência destes fenômenos para os sistemas aos quais o STATCOM está conectado.

Nestas condições de operação, a diferença da tensão de seqüência negativa presente no sistema CA e a gerada pelo STATCOM resulta numa corrente de seqüência negativa circulando no circuito do sistema CA, conforme Hingorani e Gyugyi em [5]. Esta tensão e esta corrente causam o sobre-aquecimento em máquinas elétricas e o torque de frenagem, entre outros problemas.

Como verificado na Seção 3.8, o dimensionamento do capacitor do lado CC ou a atuação de um controle PWM reduzem a perturbação de frequência  $2\omega$ , e por consequência, reduzem a amplitude das perturbações geradas para o lado CA do STATCOM.

O terceiro harmônico na maioria dos casos é de seqüência zero, conforme verifica-se em, Stevenson, [163], Anderson, [187] e no IEEE Std 242-2001 [192], e nestes casos são

desviados do sistema CA através de arranjos de transformadores, por conexões com o neutro ou terra. Hingorani e Gyugyi em [5] comentam que o terceiro harmônico de seqüência positiva não tem nenhuma atuação ou função. Para sistemas de potência onde os desbalanços de tensão, e a presença do componente de seqüência negativa são pequenos (usualmente menores do que 2%) esta afirmação é válida. No entanto, para sistemas de distribuição (com desbalanços maiores) ou em casos de sistemas que passem a utilizar técnicas modernas de controle de faltas por exemplo, o desligamento monopolar, conforme discutido por Silva em [193], a amplitude do terceiro harmônico e as conseqüências da presença desta perturbação passam a ser importantes.

No caso estudado, conforme o IEEE Std 242-2001 [192], o harmônico de terceira ordem de seqüência positiva é caracterizado como um harmônico não característico do sistema CA. Por este motivo, este harmônico não é controlado como o harmônico de seqüência zero e pode causar problemas de saturação e histerese em transformadores e máquinas, correntes parasitas (*Eddy currents*), perdas maiores, diminuição do tempo de vida dos equipamentos, e aumento de perdas por efeito pelicular.

Não existe controle direto sobre o terceiro harmônico, por normalização aplica-se o IEEE Std 519 [202] e considera-se a distorção máxima de tensão, o  $THD_v$ , e de corrente, o  $THD_i$ , não deve ultrapassar os 5% e os componentes harmônicos devem ser individualmente menores do que 2%. O controle possível no STATCOM Multipulso é realizado através do lado CC, ou através de chaveamento PWM. Como conseqüência, os transformadores e equipamentos sujeitos a esta perturbação devem ser dimensionados com valores de potência e capacidade térmica maiores.

Verifica-se então que as perturbações no lado CA do STATCOM são conhecidas e seus efeitos no STATCOM e no sistema CA são caracterizadas pela introdução do componente de seqüência negativa e do terceiro harmônico de seqüência positiva não característico. Estes harmônicos causam o sobre-aquecimento de equipamentos e aumento de perdas no sistema CA. Observa-se também que não há controle possível sobre estes efeitos no lado CA, as referências verificadas indicam o *derate* ou sobre-dimensionamento de equipamentos ligados ao STATCOM ou próximos ao mesmo de forma a aumentar as margens de operação nos casos de desbalanços. A solução para a eliminação destas perturbações no lado CA do STATCOM é o controle das perturbações no lado CC através

do dimensionamento do capacitor, modificação do sistema de controle, e técnicas PWM para controle do componente de seqüência negativa.

### **3.9. Resumo do Capítulo**

---

Neste Capítulo foi realizada a análise do efeito da seqüência negativa no STATCOM através da modelagem por funções de chaveamento. Esta análise mostrou que a existência de potências oscilantes relacionadas à presença do componente de seqüência negativa gera perturbações nos lados CA e CC do STATCOM.

A análise matemática dos problemas observados no STATCOM aponta que na presença do componente de seqüência negativa sempre existirão potências oscilantes independente da topologia utilizada. Estas potências criam oscilações de freqüência 2 vezes a da componente fundamental ( $2\omega$ ) no lado CC e o harmônico de terceira ordem no lado CA. O uso de técnicas de chaveamento PWM, capacitores maiores e alteração de parâmetros de controle alteram e minimizam estes efeitos.

# CAPÍTULO 4

**Modelos Computacionais de  
Topologias do STATCOM**

## 4. Modelos Computacionais do STATCOM

---

O objetivo deste capítulo é apresentar os resultados de simulações digitais de diferentes topologias do STATCOM que operam como fonte de tensão e como fonte de corrente.

Nestas topologias, com diferentes técnicas de construção e acionamento serão apresentados os resultados para as condições de operação normal e na presença do componente de seqüência negativa.

Com base nos resultados apresentados por estas simulações, será realizada uma análise preliminar do desempenho do STATCOM nestas condições não ideais de operação.

Os modelos digitais foram implementados no programa de transitórios eletromagnéticos ATP (*Alternative Transients Program*) e apresentam algumas das topologias existentes do STATCOM, através da interface gráfica ATPDraw. Maiores detalhes deste programa e interface estão descritos em [204] e [205]

Os resultados obtidos neste capítulo são utilizados para validar, no Capítulo 5, os desenvolvimentos matemáticos realizados nos Capítulos 2 e 3.

### 4.1. Quantificação do Desbalanço de Tensão

---

Conforme apresentado na Seção 2.1, a quantificação do componente de seqüência negativa é definida como sendo a razão entre o valor rms dos componentes de seqüência negativa e positiva das tensões, conforme (3), indicado por  $\eta_2$ . Também foi definido que a amplitude dos sistemas trifásicos será dada em função do valor coletivo da tensão, dado em (4),  $v_{\Sigma}$ .

Os resultados mostrados a seguir são de simulação digital considerando a aplicação de (4) em tensões de um sistema CA. Nesta simulação a medição do desbalanço de tensão causado pela adição do componente de seqüência negativa da ordem de 5% é apresentada na *Figura 21* no intervalo (a). Neste resultado verifica-se que a amplitude do valor coletivo da tensão oscila na frequência de 120 Hz ( $2\omega$ ) e as oscilações possuem a amplitude de 5% do componente fundamental. Observa-se neste resultado que o valor coletivo de tensão para a seqüência positiva, indicado por  $v_{\Sigma+}$ , mantém-se constante.

Este valor é obtido através de um filtro de medição de seqüência mostrado na *Figura*

22, apresentado por Aredes em [175] e por Cavaliere em [152] e [195].

Também observa-se que o valor coletivo de tensão para a seqüência negativa, indicado por  $v_{\Sigma-}$ , possui o valor de 5% do componente fundamental, ou seja 5% de  $v_{\Sigma+}$ . Este valor foi obtido através de um filtro de medição de seqüência negativa, mostrado na *Figura 23*, desenvolvido por Cavaliere em [195]. Portanto,  $\eta_2 = 5\%$ .

Como mostrado em [175] e [195] o medidor de seqüência positiva da *Figura 22*, pode ter como entradas tensões trifásicas contendo seqüência positiva, negativa e harmônicos. Baseado na teoria pq, este medidor fornece como saída as tensões instantâneas de seqüência positiva.

A *Figura 23* faz exatamente um trabalho similar ao da *Figura 22*, porém para detectar a seqüência negativa.

O PLL utilizado nestes diagramas é apresentado adiante na *Figura 26*.

Aplicando esta metodologia a curtos-circuitos assimétricos são obtidos os resultados nos intervalos (b), (c), e (d), na *Figura 21*, comentados a seguir.

No caso de um curto circuito fase-terra, *Figura 21* intervalo (b), o resultado apresentado mostra que há uma redução no valor médio da tensão de seqüência positiva,  $v_{\Sigma+}$ , de mesmo valor do aumento da amplitude do componente de seqüência negativa,  $v_{\Sigma-}$ . Nos resultados,  $v_{\Sigma+} = 0,667$  p.u. e  $v_{\Sigma-} = 0,333$  p.u.. Em  $v_{\Sigma}$  observa-se novamente a oscilação na frequência de 120 Hz. Neste caso,  $\eta_2 = 50\%$ .

Para o curto fase-fase, mostrado na *Figura 21* no intervalo (c), e fase-fase-terra, mostrado na *Figura 21* no intervalo (d) são verificados os seguintes resultados, respectivamente:  $v_{\Sigma+} = 0,5$  p.u. e  $v_{\Sigma-} = 0,5$  p.u. e  $v_{\Sigma+} = 0,33$  p.u. e  $v_{\Sigma-} = 0,33$  p.u., resultando em  $\eta_2 = 100\%$  nos dois casos.

Destes resultados pode-se dizer que num sistema balanceado o componente de seqüência negativa, indicado por  $\eta_2$ , é menor do que 2% e para os valores de curtos-circuitos assimétricos os valores observados de  $\eta_2$  são maiores do que 50%.

Para os estudos a seguir considera-se que as perturbações no PCC (Ponto de Conexão Comum), ou ponto de acoplamento do STATCOM, podem ficar entre os limites de 2% a 50%, ou seja,  $2\% < \eta_2 < 50\%$ .

Esta zona de perturbações entre  $2\% < \eta_2 < 50\%$  é a faixa de operação onde a contribuição do controle exercido pelo STATCOM é desejada, porém esta é a mesma faixa

onde, em geral, os STATCOMs são desconectados do sistema.

Nos estudos apresentados neste capítulo será utilizado  $\eta_2 = 5\%$  para verificar o quanto e como cada topologia é afetada pela presença de componente de seqüência negativa. O ângulo de defasagem da seqüência negativa inserida é de zero graus,  $0^\circ$ . No Capítulo 5, valores de  $\eta_2$  maiores serão utilizados e avaliados.

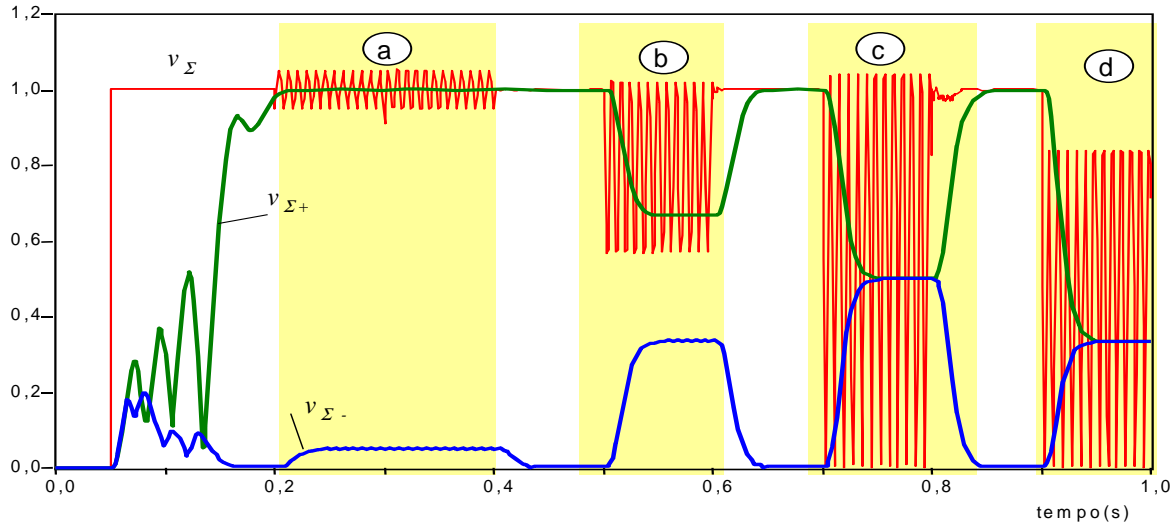


Figura 21 - Resultados de Simulação do Valor Coletivo de Tensão para a presença do componente de seqüência negativa.

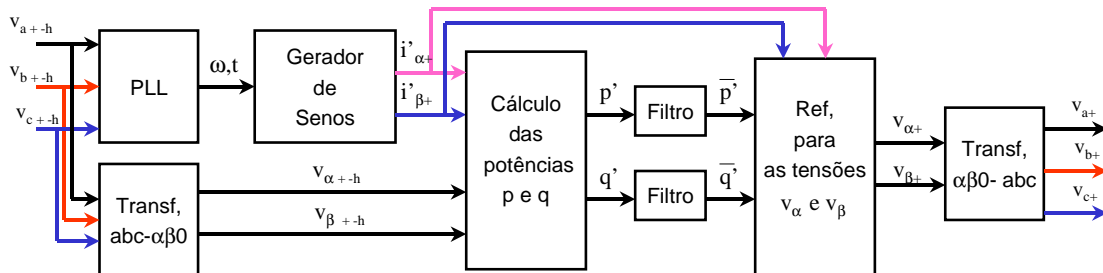


Figura 22 - Diagrama do filtro de medição de seqüência positiva.

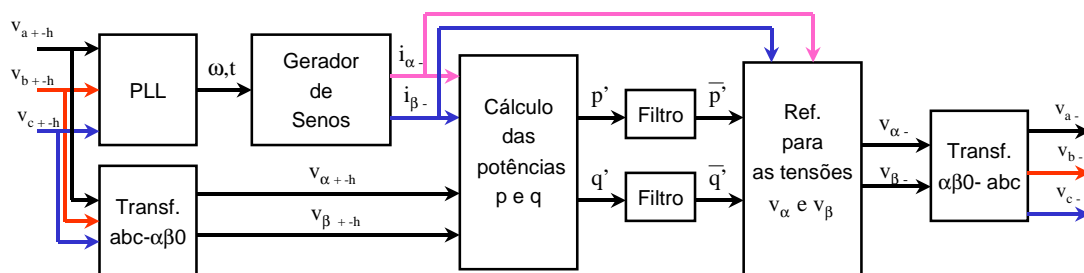


Figura 23 - Diagrama do filtro de medição de seqüência negativa.



## 4.2. Topologias de Controles do STATCOM

Foram desenvolvidos o STATCOM Multipulso com as estruturas de redução de harmônicos do tipo zigzague com 48 pulsos e a estrutura do tipo *quasi* 48 pulsos. Estes modelos representam os STATCOMs com controle por tensão que utilizam o ângulo de controle (ou ângulo de defasagem) e chaveamento do tipo PAM (*Pulse Amplitude Modulation* - modulação por amplitude de pulso). Em seguida são apresentados STATCOMs com controle PWM (*Pulse Width Modulation* - modulação por largura de pulso) operando como fonte de tensão e o STATCOM CR-VSC com acionamento PWM, porém, operando como fonte de corrente.

### 4.2.1. STATCOM Multipulso

O STATCOM Multipulso, conforme mostrado na *Figura 24* é composto por um transformador de acoplamento (senoidal), por transformadores para a redução de harmônicos, por inversores e pelo capacitor do lado CC, além do sistema de controle. Nesta topologia, através da estrutura de transformadores ligados em série no lado CA e do controle dos ângulos de condução dos inversores, a forma de onda quadrada obtida na saída dos conversores fonte de tensão é transformada numa forma de onda quase senoidal reduzindo o conteúdo dos harmônicos de ordens próximas do componente fundamental.

Existem duas formas de se implementar os transformadores de redução de harmônicos.

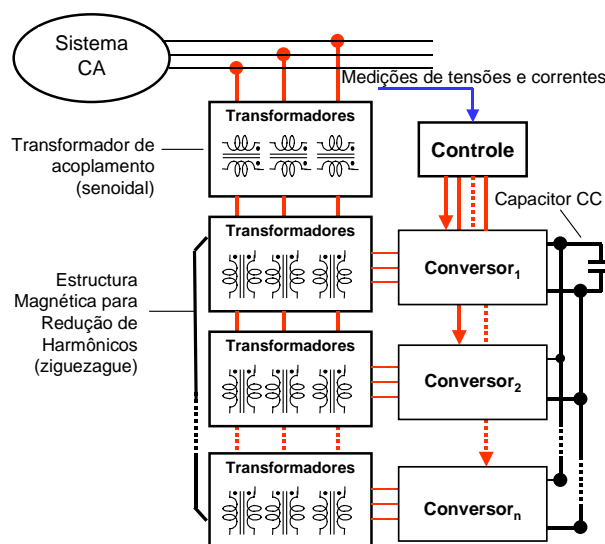


Figura 24 - Esquema básico do STATCOM multipulso.

A primeira forma utiliza transformadores com defasagens especiais de mesmo valor das defasagens utilizadas nos atrasos dos ângulos de condução dos conversores. Estes transformadores especiais, cujas ligações são em ziguezague, garantem as defasagens necessárias. O STATCOM com estes transformadores recebe o nome de STATCOM de “n” pulsos.

A segunda forma de conexão utiliza transformadores com os terminais ligados em estrela-estrela e estrela-delta. Neste caso, devido às defasagens dos transformadores não serem iguais àquelas dos conversores não há um cancelamento completo dos harmônicos.

Porém, o uso da transformador YY e  $Y\Delta$  simplifica o projeto em relação aos transformadores da estrutura ziguezague e os resultados obtidos são muito similares nos dois casos. Devido ao fato do cancelamento dos harmônicos de baixa frequência não ser completo, esta topologia recebe o nome de “quasi” n pulsos. Neste caso o STATCOM é chamado de STATCOM de *quasi* “n” pulsos.

Tabela 1 - Características dos conversores com estrutura Multipulso de STATCOMs.

STATCOM	Número de Inversores	Ângulos de Defasagem dos Inversores	Número de Transformadores em série	Tipos de Transformadores	Ângulos de Defasagem dos Transformadores	Harmônicos característicos	THD
12 pulsos	2	0°, 30°	2	1 x YY 1 x $Y\Delta$	0°, 30°	11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49, ...	6,0%
12 pulsos	2	0°, 30°	2	2 x Ziguezague	0°, 30°	11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49, ...	6,0%
Quasi 24 pulsos	4	0°, 15°, 30°, 45°	4	2 x YY 2 x $Y\Delta$	0°, 30°	11*, 13*, 23, 25, 47, 49, ...	3,0%
24 pulsos	4	0°, 15°, 30°, 45°	4	4 x Ziguezague	0°, 15°, 30°, 45°	23, 25, 47, 49, ...	2,9%
Quasi 48 pulsos	8	0°, 7,5°, 15°, 22,5°, 30°, 37,5°, 45°, 52,5°	8	4 x YY 4 x $Y\Delta$	0°, 30°	11*, 13*, 23*, 25*, 47, 49, ...	0,80%
48 pulsos	8	0°, 7,5°, 15°, 22,5°, 30°, 37,5°, 45°, 52,5°	8	8 x Ziguezague	0°, 7,5°, 15°, 22,5°, 30°, 37,5°, 45°, 52,5°	47, 49, ...	0,79%

Nos STATCOMs de *quasi* “n” pulsos os harmônicos de 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>, e 23<sup>a</sup>, 25<sup>a</sup> ordens estão presentes porém com amplitudes muito reduzidas, Barbosa *et alii* [200].

Em ambas as topologias, o aumento do número de pulsos resulta na redução e eliminação dos harmônicos. Os STATCOMs desta topologia são, em geral, apresentados em configurações de 12, 24, e 48 pulsos, no caso do zigzague, e *quasi* 24 e *quasi* 48 com os transformadores em YY e Y $\Delta$ .

A seguir serão apresentados os modelos digitais do STATCOM multipulso utilizando a configuração de transformadores em zigzague e a configuração de transformadores em estrela e delta, de *quasi* “n” pulsos. Nestes modelos será utilizada a topologia de 48 pulsos por que apresenta o conteúdo de harmônicos muito pequeno e não exige o uso de filtros.

#### **4.2.1.1. Controle do STATCOM Multipulso**

---

Para o STATCOM funcionar como compensador de potência reativa é necessário que o controle das chaves semicondutoras dos conversores seja sincronizado com a rede para controlar o nível de potência reativa em seus terminais. Este sincronismo faz com que os conversores do STATCOM produzam formas de onda de tensões multiníveis sincronizadas com o componente fundamental de seqüência positiva das tensões do sistema CA. O sincronismo é feito de tal forma que as perturbações de harmônicos e desbalanços não interferem neste sincronismo. Se as tensões do sistema CA e do componente fundamental do STATCOM estão sincronizadas e em fase, isto é  $\delta = 0$ , não há fluxo de potência ativa nos terminais do compensador. A *Figura 25* apresenta o esquema do controle implementado.

Um exemplo de circuito eletrônico capaz de fazer o controle de sincronismo é o PLL, *phase locked loop*, discutido por Aredes e Santos em [116] e por Cavaliere *et alii* em [153]. Um esquema do PLL utilizado no modelo do STATCOM é apresentado na *Figura 26*.

Para a medição da potência reativa foi utilizada a teoria de potência instantânea. Através da transformada de Clarke as tensões e correntes são transformadas para as coordenadas  $\alpha\beta 0$ . Utilizando os valores obtidos na transformação, é calculada a potência instantânea imaginária,  $q$ , conforme mostrado na *Figura 27*.

O controle de potência reativa tem como referência o valor de potência reativa desejado. Este valor de referência é então comparado com o valor medido e o resultado alimenta um controlador proporcional-integral que produz um sinal de controle. Este sinal de controle defasa o sinal de sincronismo das tensões, produzindo uma defasagem,  $\delta$ , entre

a tensão da rede CA e a tensão do conversor. Este sinal de defasagem carrega ou descarrega o capacitor do lado CC do STATCOM e, por consequência, atua no controle da tensão CC e CA.

Em sistemas reais o sinal de controle do STATCOM origina-se do controle de fluxo de potência numa linha, do controle do fator de potência ou do controle de tensão. Todos estes sinais resultam num valor de potência reativa que deverá ser suprida pelo STATCOM. Neste trabalho, por simplicidade, o controle direto da potência reativa foi realizado.

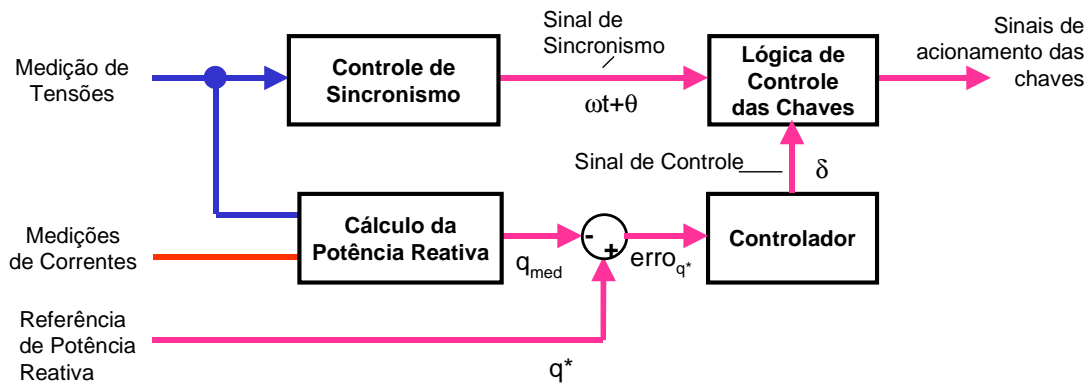


Figura 25 – Controle de potência reativa no STATCOM.

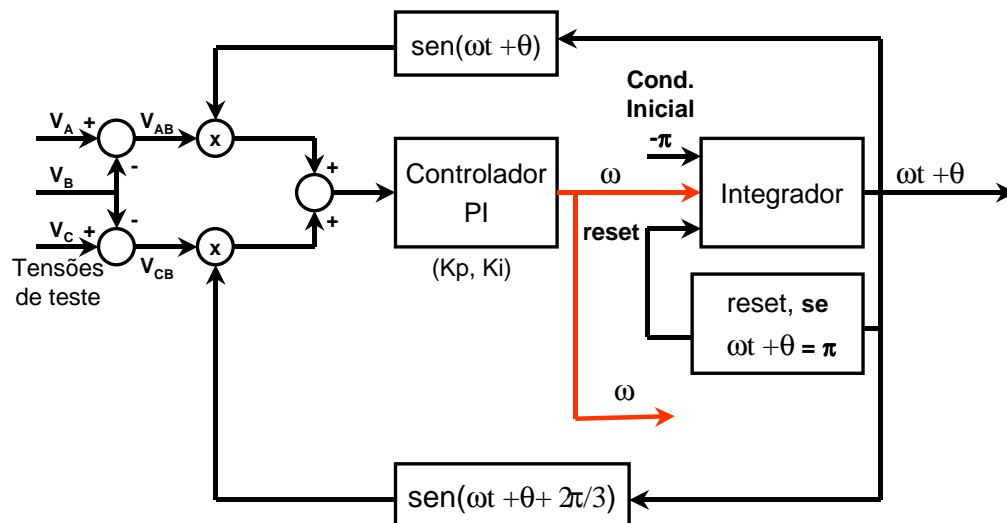


Figura 26 – Diagrama de blocos do PLL de sincronismo do controlador do STATCOM.

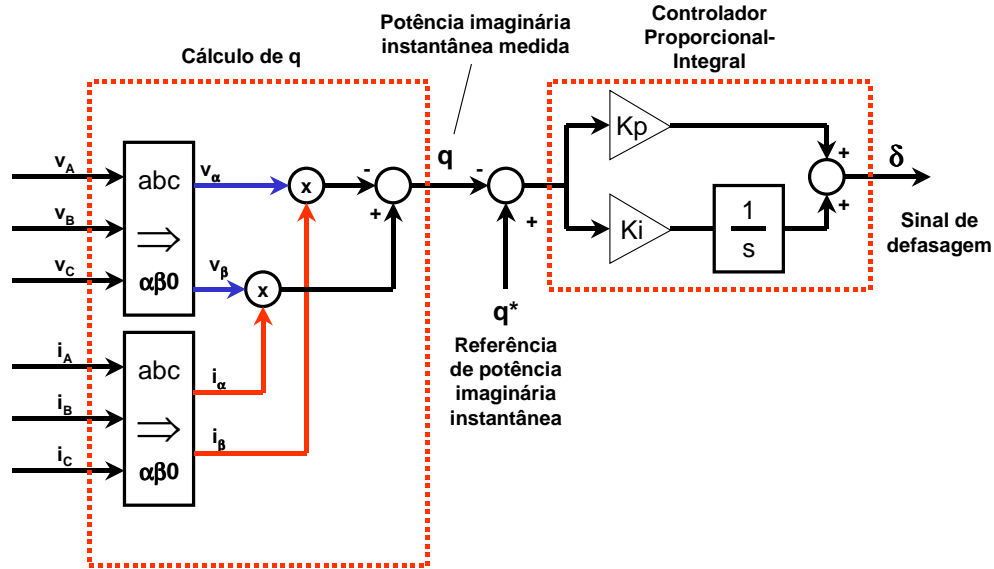


Figura 27 – Controle do STATCOM – Cálculo da potência imaginária e seu controlador.

#### 4.2.1.2. STATCOM 48 pulsos - ziguezague

O modelo de STATCOM de 48 pulsos, utilizando os transformadores com ligações em ziguezague, foi implementado junto a um sistema CA de tensão 13,8 kV e potência de curto circuito 100 MVA, representado por um equivalente Thévenin através de uma fonte de tensão trifásica e de uma indutância, ligada em série, com o valor de 5,05 mH.

O conversor utilizado como referência para os cálculos de potência e tensões possui como características principais a potência de 75 kVA e a tensão de 220 V (corrente nominal de 196 A). Utilizando este inversor, o STATCOM de 48 pulsos, com oito inversores, tem a potência nominal de 600 kVA, e opera na tensão de  $8 \times 220 \text{ V} = 1760 \text{ V}$ .

Sendo a tensão nominal do lado CC do inversor do STATCOM dada por:

$$V_{cal} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} v_{cc}, \quad (256)$$

onde,  $V_{cal}$  é a amplitude da tensão fundamental fase-fase do lado CA do inversor. Para a tensão fase-fase de 220 V o valor obtido para a tensão do lado CC é de 282,16 V.

Utilizando o conceito de constante inércia do STATCOM,  $\tau_c$ , apresentado por Ekstrom *et alii* [42], Oliveira *et alii* [107] e [108], e Cavaliere *et alii* [151] e [195], o valor da capacitância do lado CC é dada por:

$$C = \frac{2S_{STATCOM} \tau_c}{v_{cc}^2} . \quad (257)$$

Dados os valores de potência do STATCOM, 600 kVA, e a tensão nominal do lado CC de 282,16 V, para o valor da constante de tempo,  $\tau_c = 1,0$  ms, o valor do capacitor é:

$$C = \frac{2 \times 600 \times 10^3 \times 1,0 \times 10^{-3}}{(282,16)^2} = 15078 \mu F . \quad (258)$$

O valor de  $\tau_c = 1,0$  ms, foi escolhido com base nos valores conhecidos para o STATCOM Multipulso que variam na faixa de 0,5 ms a 2,0 ms.

Para o esquema do STATCOM de 48 pulsos foi utilizado um transformador de acoplamento para fazer a redução da tensão de 13,8 kV para 1,76 kV ( 8 x 220 V). Outros dados do transformador de acoplamento são fornecidos na *Tabela A16*.

Na estrutura magnética para a redução de harmônicos são utilizados 8 transformadores que produzem defasagens de  $7,5^\circ$  entre eles. Estes transformadores, com suas defasagens específicas, são implementados através transformadores com enrolamentos especiais.

Para esta implementação foram utilizados transformadores com ligações do tipo atrasado (*lag*) de  $7,5^\circ$ , partindo de  $0^\circ$  e chegando a  $52,5^\circ$ . No Apêndice F.1 a *Tabela A16* até a *Tabela A24* apresentam os dados de implementação destes transformadores.

Nestas tabelas são indicados os dois enrolamentos que compõe o transformador defasador, o enrolamento 1 e o enrolamento 2, necessários para compor a defasagem desejada no modelo computacional. A soma defasada dos enrolamentos deste transformador resulta na implementação do transformador em zigzag.

Utilizando os dados fornecidos nestas tabelas foi montada a estrutura mostrada no diagrama na *Figura 28*.

Na *Tabela 2* está mostrado um resumo dos dados utilizados na simulação deste modelo de STATCOM 48 pulsos utilizando transformadores com ligações em zigzag.

Tabela 2 - Dados do Modelo Digital do STATCOM de 48 pulsos.

Sistema	Tensão do Sistema	13,8 kV (fase-fase, rms)
	$P_{cc}$	100 MVA
	$X_{th}$	1,904 $\Omega$ = 5,05 mH (60 Hz) 0,6% (bases = 13,8 kV e 600 kVA.)
Medições	Filtro passa baixa de p e q	Quarta Ordem, $\omega_c = 200$ rad/s = 31,83 Hz
	PLL	$V_{base} = 13,8$ kV, $K_p = 100$ rad /VA, $K_i = 5000$ rad.s/VA
Transformador	1 Transformador Abaixador	13,8 kV: 1760 V 600 kVA, $X_T = 5\%$
	7 Transformadores zigzague 1 Transformador YY	YY (75 kVA); $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 7,5 graus, (69 kVA / 11 kVA), $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 15 graus, (61 kVA / 22 kVA), $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 22,5 graus, (53 kVA / 33 kVA), $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 30 graus, (43 kVA / 43 kVA), $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 37,5 graus, (33 kVA / 531 kVA), $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 45 graus, (22 kVA / 61 kVA), $X_T = 5\%$ $Y_Z Y_Z$ atrasado de 45 graus, (11 kVA / 69 kVA), $X_T = 5\%$
Inversor		48 Chaves Ideais, $R_{S_{snubber}} = 500 \Omega$ , $C_{S_{snubber}} = 0,5 \mu F$ 8 x 75 kVA = 600 kVA
CC	Capacitor CC	16000 $\mu F$ ( $\tau_c = 1,06$ ms)
	$V_{CC}$ Base	282,2 V
Controle	Defasagens (adiantado)	$0^\circ, 7,5^\circ, 15^\circ, 22,5^\circ, 30^\circ, 37,5^\circ, 45^\circ, 52,5^\circ$
	Controle de Potência Reativa ( $\bar{q}$ )	Entrada: erro de $\bar{q}$ , $K_p = 0,1$ rad/var, $K_i = 20$ rad.s/var, Limites de $\delta = \pm 10^\circ$
Simulação	Passo de Integração Fixo:	$2,5 \cdot 10^{-6}$ s
	Intervalo de Amostragem de Pontos	A cada 20 pontos

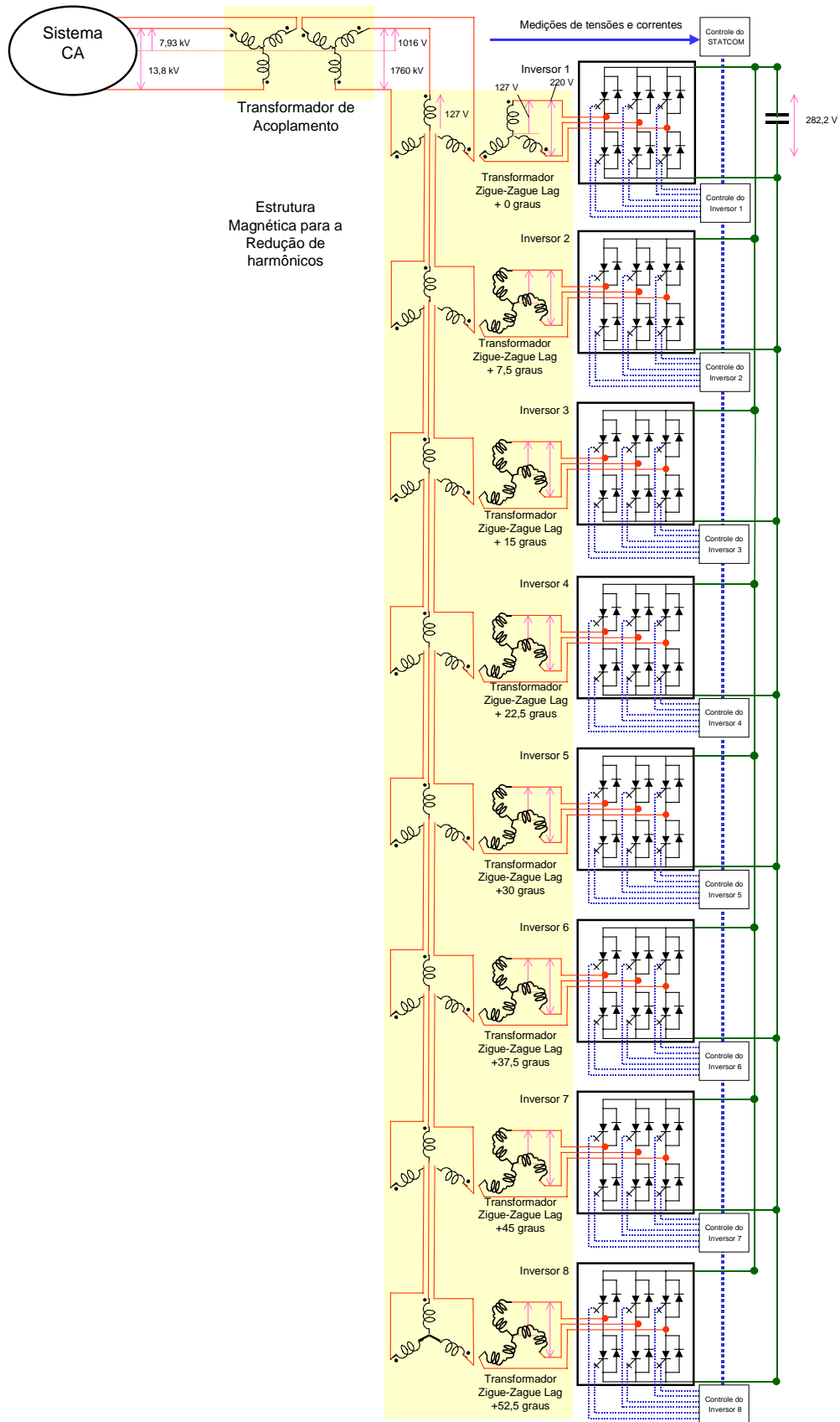


Figura 28 - Diagrama do STATCOM 48 pulsos.



### 4.2.1.3. Resultados Simulados com o STATCOM 48 pulsos - Operação Normal

---

Os resultados obtidos da simulação do modelo de STATCOM de 48 pulsos estão apresentados a seguir. O modelo foi implementado utilizando os transformadores em zig-zague e os dados fornecidos na Seção anterior.

A *Figura 29* apresenta a resposta da potência imaginária,  $q$ , instantâneas com relação à referência de potência imaginária desejada,  $q^*$ . A *Figura 30* apresenta a resposta da potência real,  $p$ . Neste último resultado destaca-se o pico do transitório de carga do capacitor CC. A variação da potência real instantânea é causada pelo ângulo de defasagem,  $\delta$ , em resposta à variação da referência de potência imaginária instantânea,  $q$ . E, por consequência da variação da potência real instantânea, ocorre a variação da tensão do lado CC do STATCOM e da tensão CA gerada pelos conversores, resultando assim no valor de reativo desejado. Nos equipamentos reais este pico não existe pois é utilizado um circuito de pré-carga do capacitor do lado CC do STATCOM.

O STATCOM 48 pulsos opera como fonte de tensão, e a variação da amplitude da saída é função do controle de potência reativa de compensação. Desta forma, para a variação da referência de potência imaginária desejada,  $q^*$ , ocorre uma variação do ângulo de controle<sup>10</sup>,  $\delta$ , como mostrado na *Figura 31*. A *Figura 32* mostra que o fluxo de potência ativa descarrega ou carrega o capacitor do lado CC alterando a tensão deste. Assim sendo, conforme mostra a *Figura 33*, para a tensão do sistema CA com amplitude constante,  $v_{as}$ , a variação da tensão do STATCOM,  $v_{ai}$ , resulta numa corrente de compensação indutiva ou capacitiva,  $i_{ac}$ .

Neste STATCOM a tensão gerada através da soma dos inversores na estrutura de transformadores resulta na presença dos harmônicos de ordens 47 e 49 conforme mostra a *Figura 34(a)*, medida no PCC (Ponto de Conexão Comum), e este baixo conteúdo de harmônicos resulta numa corrente praticamente senoidal, *Figura 34(b)*.

A *Figura 35(a)* mostra que não são verificados harmônicos na tensão do lado CC do STATCOM. O harmônico de ordem 48, na potência instantânea real, resultante do chaveamento, é mostrado na *Figura 35(b)*.

---

<sup>10</sup> O ângulo de controle é o sinal de controle que atua sobre o ângulo de defasagem existente entre a componente de tensão de seqüência positiva do sistema CA e do STATCOM.

Na modelagem das chaves foram utilizadas resistências em série ( $1\text{ m}\Omega$ ) e paralelo ( $1\text{ M}\Omega$ ) com a finalidade evitar oscilações numéricas. Estas resistências de estabilização numérica são bastante utilizadas nas simulações digitais de conversores de potência. No entanto, apesar dos resultados de potência aqui apresentados serem similares a resultados de perdas de STATCOMs reais, não foi realizada nenhuma comprovação destes resultados de perdas.

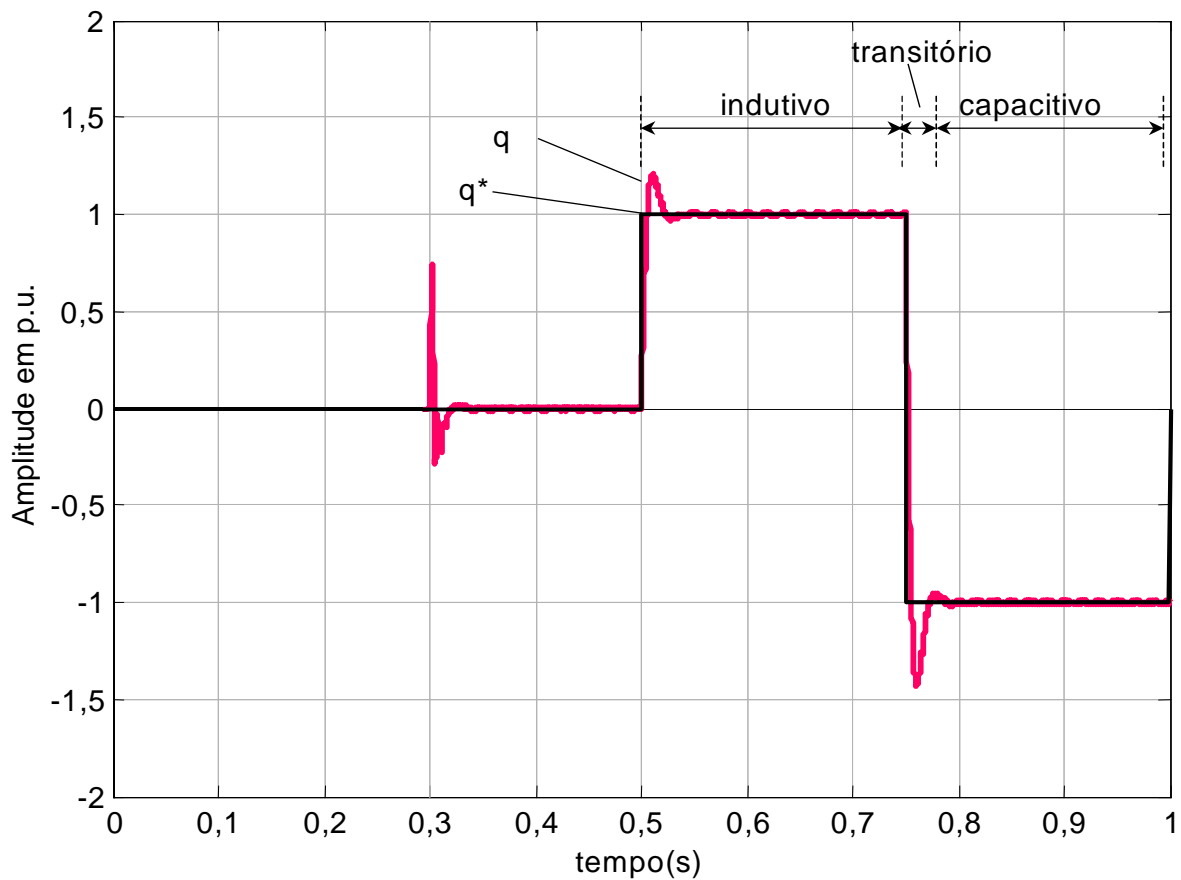


Figura 29 - STATCOM 48 pulsos- potência imaginária instantânea.

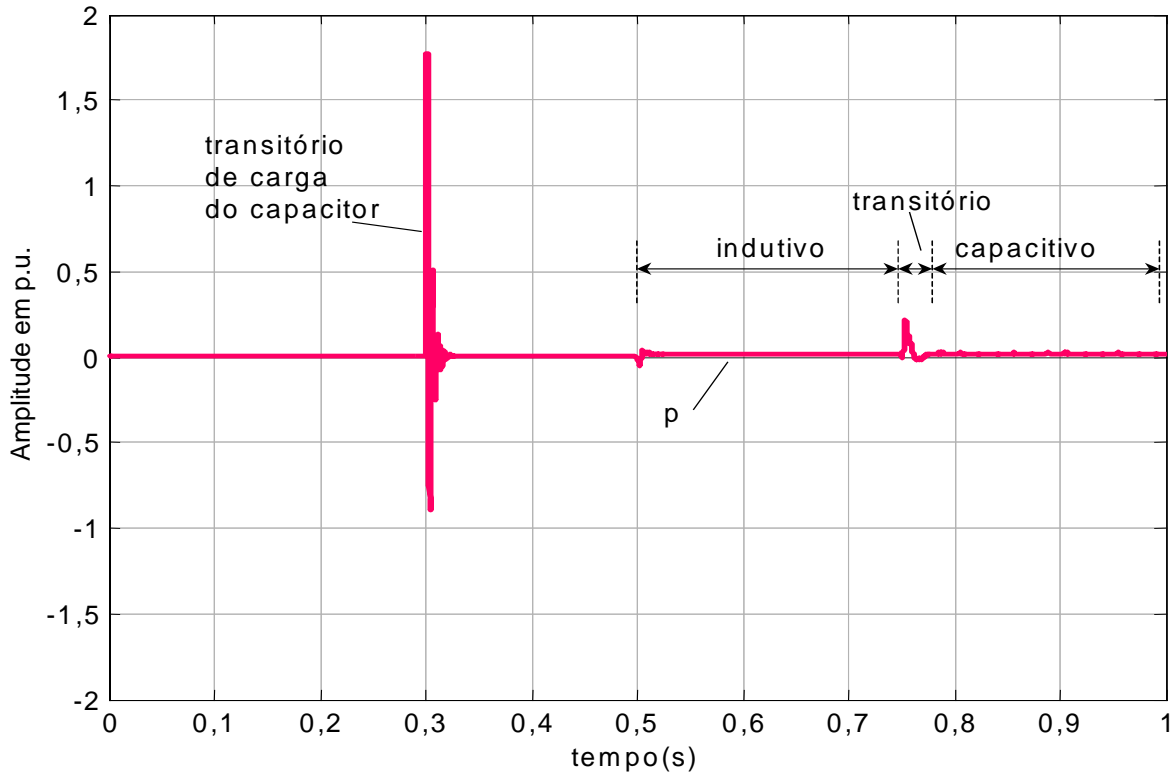


Figura 30 - STATCOM 48 pulsos- potência real instantânea.

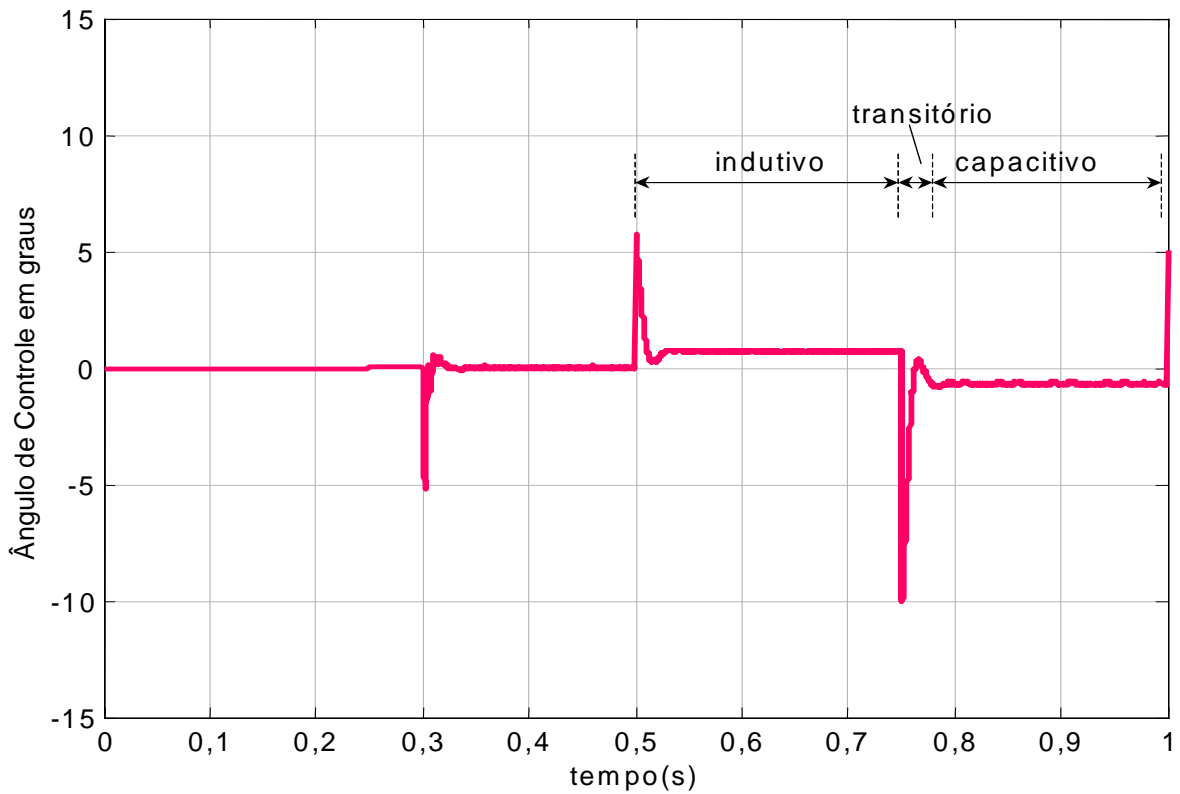


Figura 31 - STATCOM 48 pulsos- ângulo de controle.

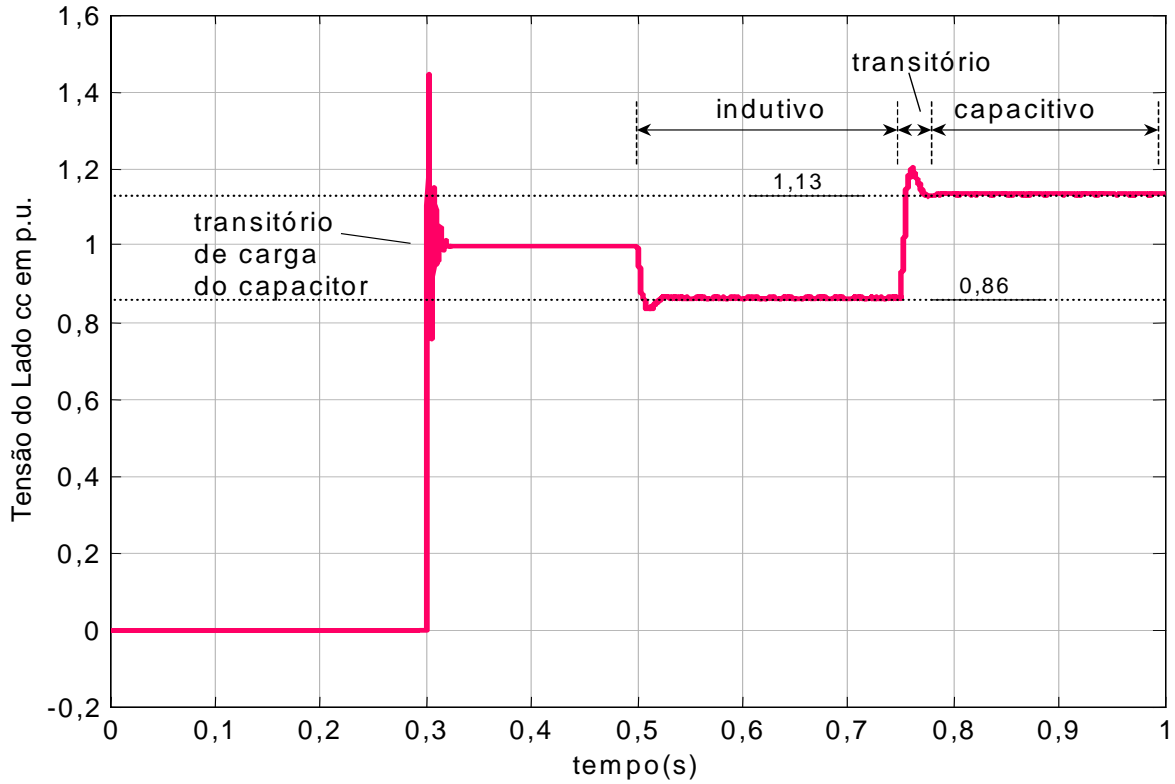


Figura 32 - STATCOM 48 pulsos- tensão do lado CC.

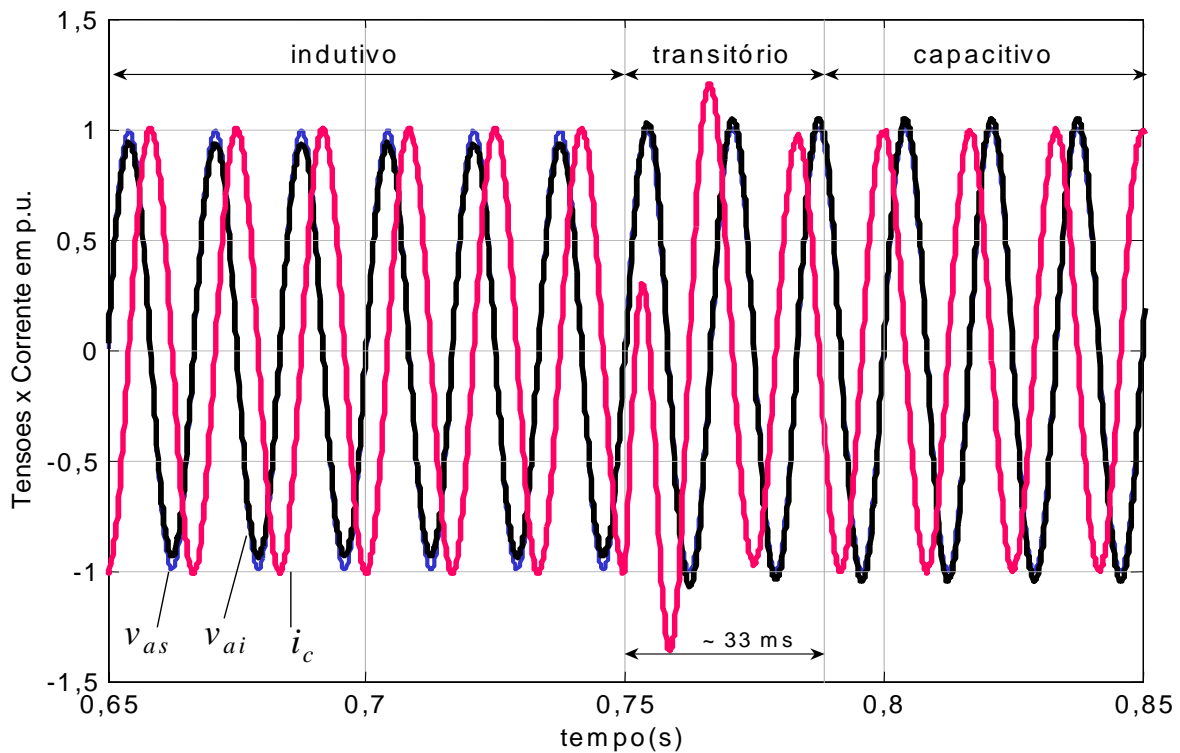


Figura 33 - STATCOM 48 pulsos- tensões, do sistema CA,  $v_{as}$ , e do STATCOM,  $v_{ai}$  e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$ .

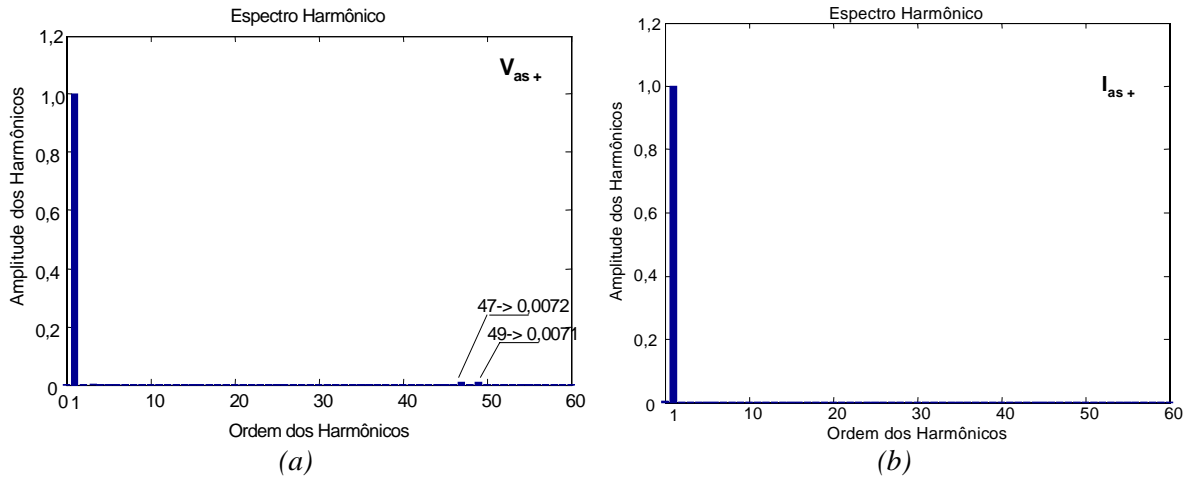


Figura 34 - STATCOM 48 pulsos- harmônicos, em p.u., das tensões (a) e corrente(b) do lado CA.

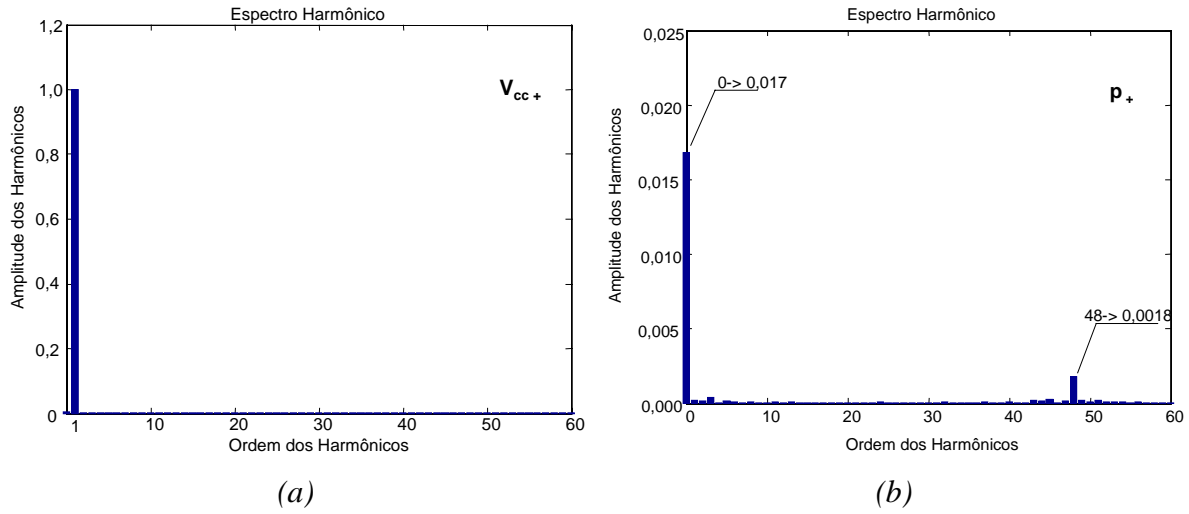


Figura 35 - STATCOM 48 pulsos- harmônicos, da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b), em p.u..

#### 4.2.1.4. Resultados Simulados com o STATCOM 48 pulsos com Sequência Negativa

---

Para as condições de desbalanço de tensão, por exemplo para  $\eta_2 = 5\%$ , os resultados a seguir apresentam os efeitos desta perturbação.

A presença do componente de sequência negativa nas tensões do sistema CA resulta em perturbações nas potência instantânea e imaginária, conforme apresenta a *Figura 36*, e na potência instantânea real, mostrada na *Figura 37*.

A variação das oscilações verificada nestes resultados deve-se a variação da tensão CA gerada pelo STATCOM. Como mostrado na seção 4.2.1.3, a variação da amplitude da tensão CA gerada pelo STATCOM, indicada por  $V_i$ , faz o controle de reativos e, como apresentado na seção 2.4.2, em (117), o valor de  $\tilde{q}_s$  é diretamente proporcional a esta tensão.

O controle de potência reativa segue a referência, porém as perturbações também são verificadas no ângulo de controle, na *Figura 38*.

A oscilação da potência real instantânea resulta na oscilação da tensão do lado CC do STATCOM, mostrado na *Figura 39*. As perturbações do lado CC são devolvidas para o sistema CA na forma de distorções na corrente CA conforme apresenta a *Figura 40*.

A análise dos harmônicos da tensão nos terminais da estrutura de transformadores apresenta os resultados mostrados na *Figura 41(a)*. Nesta análise, verifica-se que além dos harmônicos de ordem 47 e 49 esperados para a tensão é encontrado o harmônico de ordem 3. Este harmônico é resultante da ação dos conversores na frequência  $2\omega$  verificada no lado CC do STATCOM.

O harmônico de ordem 3 é bastante evidente nas correntes de compensação criadas pelo STATCOM conforme mostra a *Figura 41(b)*, o que mostra o porque da corrente apresentada na *Figura 40* estar distorcida.

A *Figura 42(a)* mostra a análise da perturbação na tensão do lado CC do STATCOM. Verifica-se neste resultado que o termo constante (harmônico de ordem zero) é acompanhado por um componente de segunda ordem.

A presença das perturbações é analisada na *Figura 42(b)* para a potência real instantânea. Nesta figura verifica-se a presença do harmônico de ordem 48, resultante da

configuração do STATCOM 48 pulsos e o componente de ordem zero correspondente às perdas do STATCOM devido às resistências de eliminação de oscilações numéricas.

Os harmônicos esperados são acompanhados de harmônicos das perturbações, com destaque para o componente de frequência  $2\omega$  e um componente de frequência  $4\omega$ . Enquanto o primeiro harmônico é relacionado diretamente com as perturbações de seqüência negativa, o segundo é o resultado da ação do chaveamento dos inversores sobre o terceiro harmônico.

Nestes resultados, novamente é ressaltado que as perdas existentes na potência ativa não podem ser relacionadas às perdas reais do STATCOM - Ver Seção 4.2.1.3.

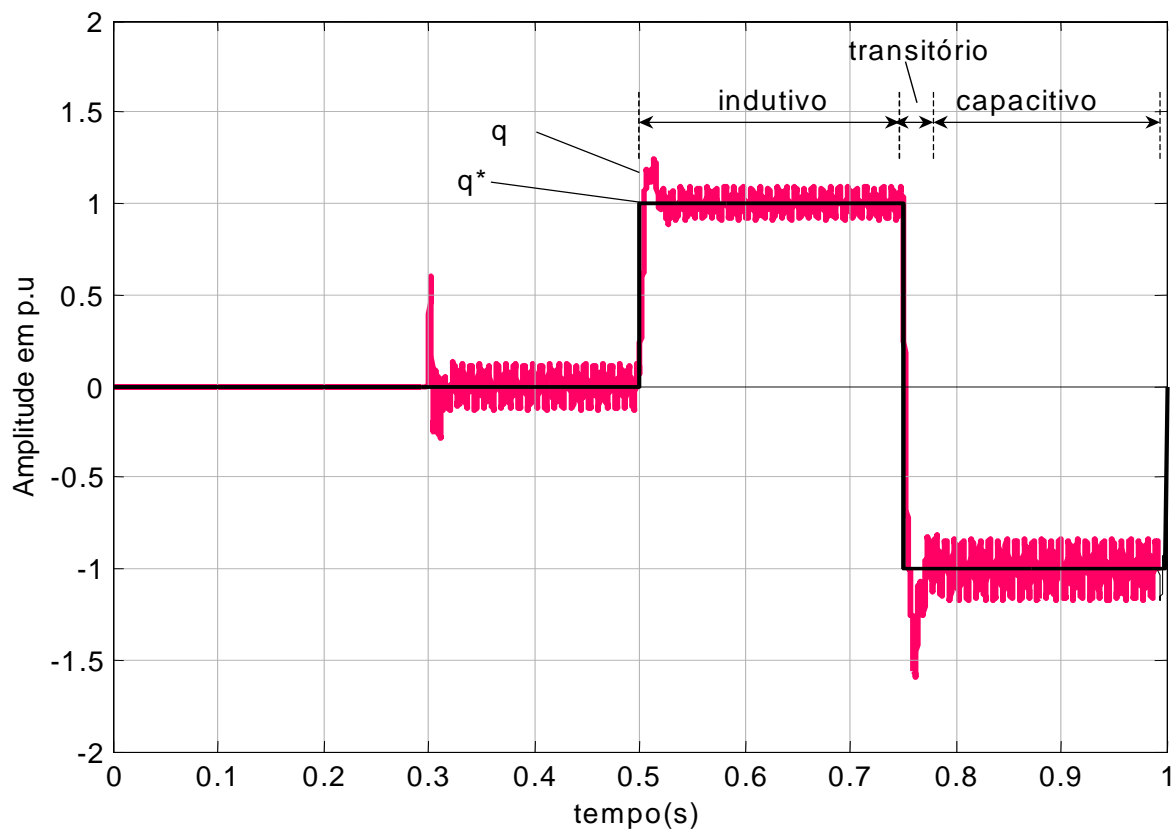


Figura 36 - STATCOM 48 pulsos- potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

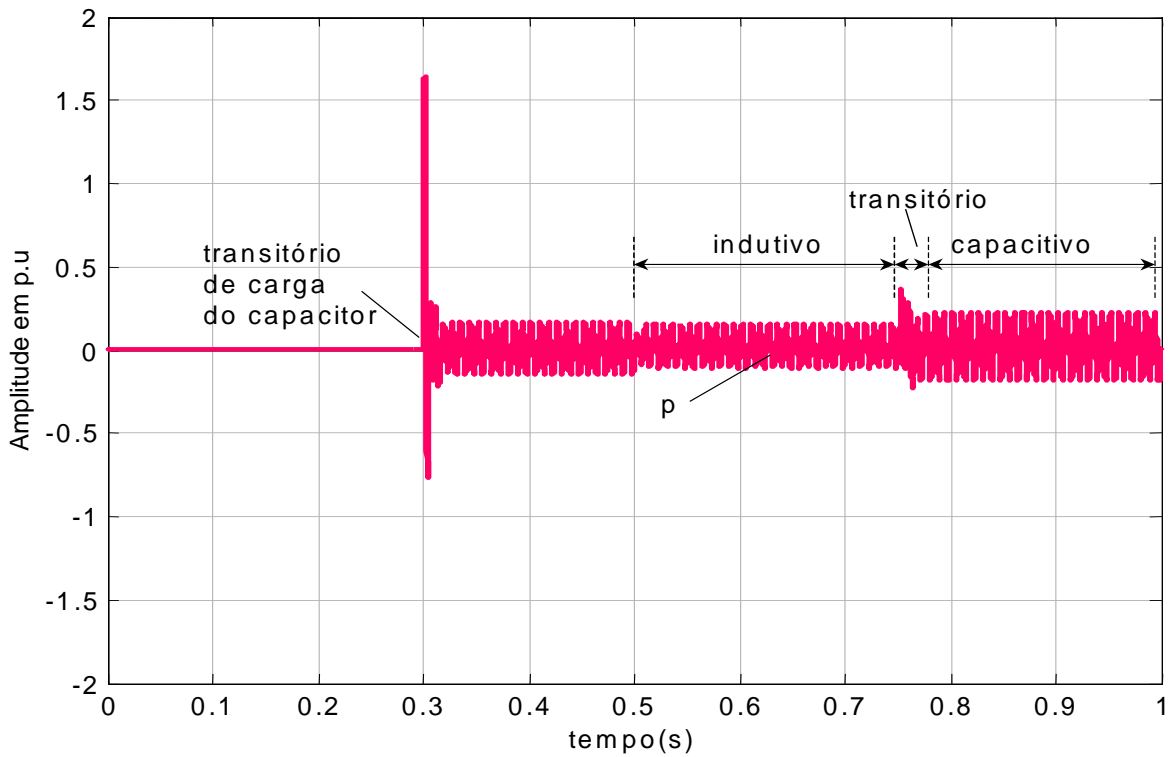


Figura 37 - STATCOM 48 pulsos- potência real instantânea - com seqüência negativa.

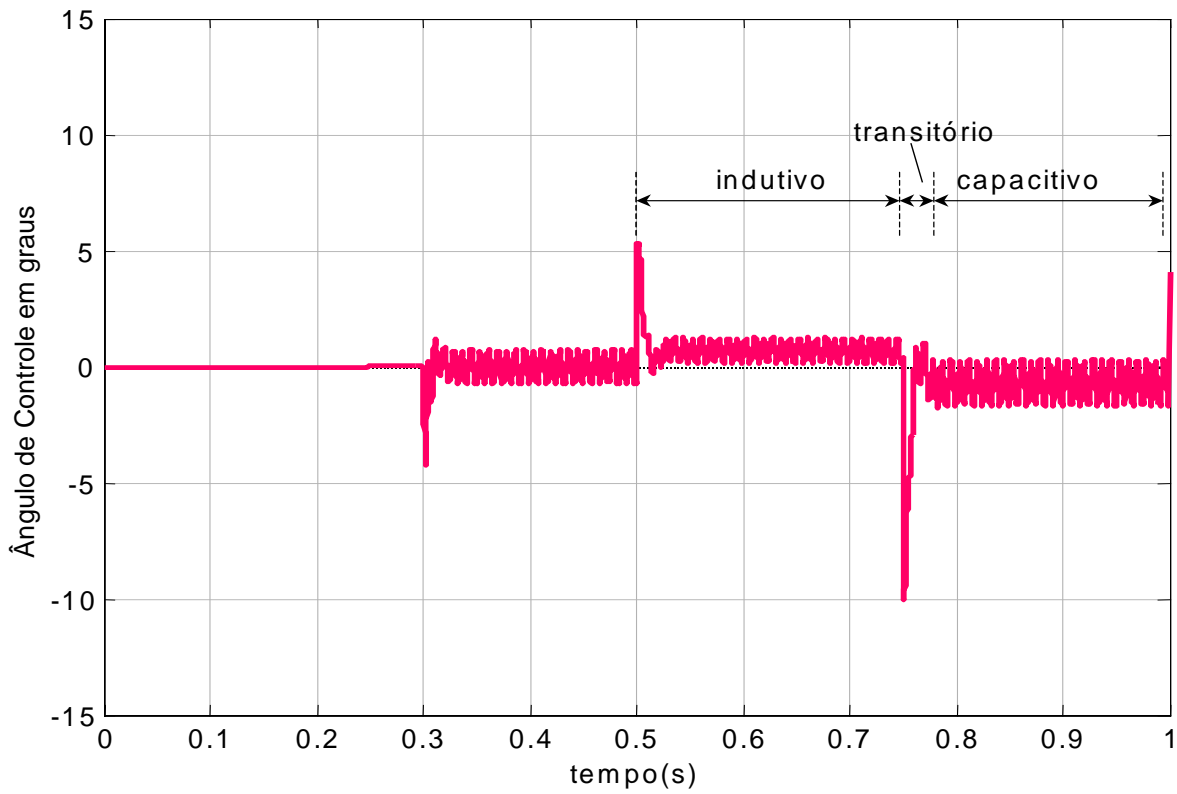


Figura 38 - STATCOM 48 pulsos- ângulo de controle - com seqüência negativa.



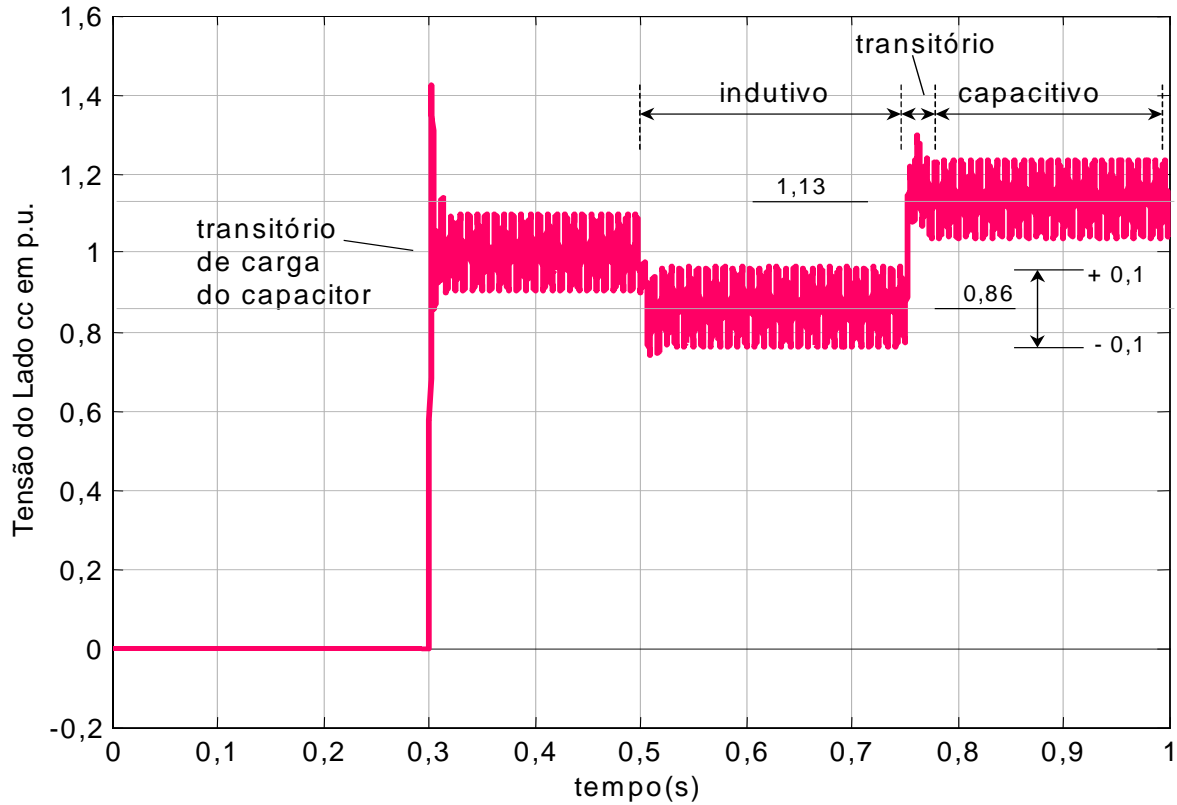


Figura 39 - STATCOM 48 pulsos- tensão do lado CC - com seqüência negativa.

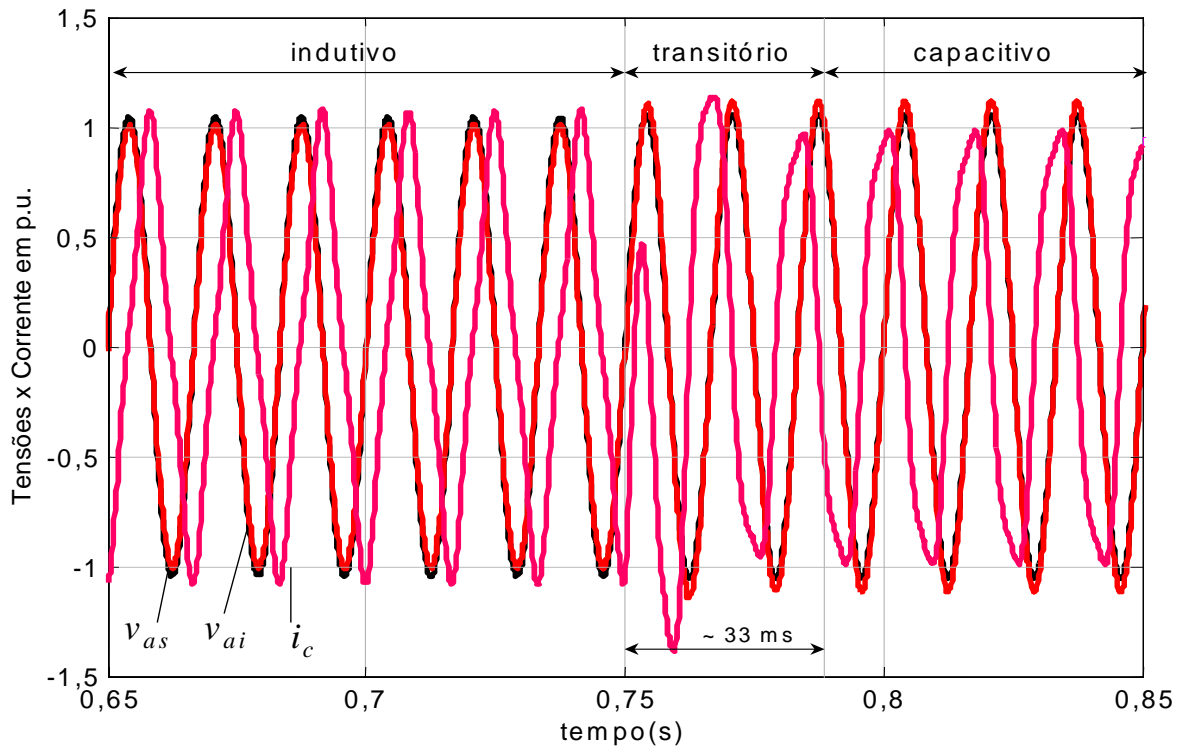


Figura 40 - STATCOM 48 pulsos- tensões do sistema CA,  $v_{as}$ , e do STATCOM,  $v_{ai}$  e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.

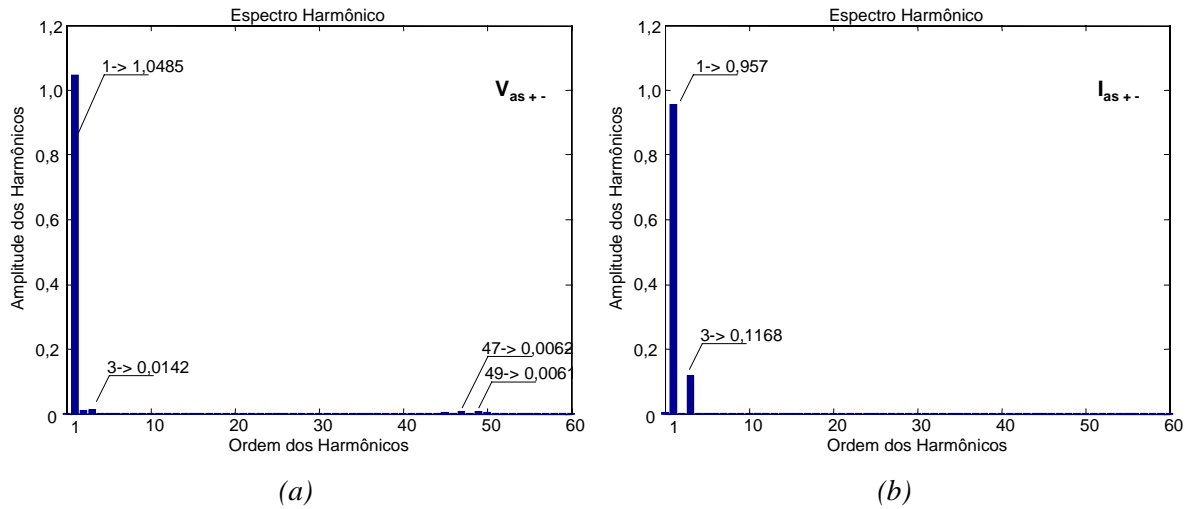


Figura 41 - STATCOM 48 pulsos- harmônicos, em p.u., das tensões (a) e corrente(b) do lado CA com seqüência negativa.

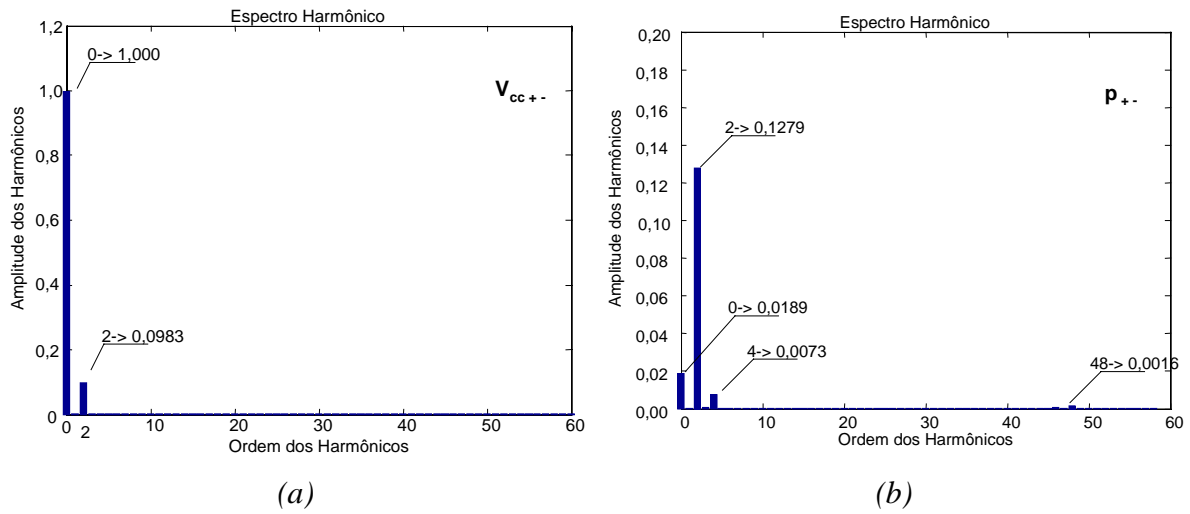


Figura 42 - STATCOM 48 pulsos- harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa.

#### 4.2.1.5. STATCOM *quasi* 48 pulsos

O STATCOM *quasi* 48 pulsos utiliza a mesma estrutura e controles mostrados para o STATCOM 48 pulsos da *Figura 28*, porém, os transformadores da estrutura magnética para a redução de harmônicos são simplificados por transformadores com ligações estrela-estrela e estrela-delta conforme mostra a *Figura 43*.

Utilizando o mesmo sistema CA, transformador de acoplamento, e capacitor do lado CC utilizados na Seção 4.2.1.2, são alterados apenas os transformadores. Os transformadores com ligações estrela-estrela e estrela-delta têm suas características apresentadas no Apêndice F.2 na *Tabela A25* e *Tabela A26*. Na *Tabela 3* são apresentados os dados do modelo do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Nesta tabela ( “ ) indica que os dados utilizados são os mesmos da *Tabela 2*.

*Tabela 3 - Dados do Modelo Digital do STATCOM de quasi 48 pulsos*

Sistema		“
Medições		“
Transformador	1 Transformador Abaixador	“
	8 Transformadores	4 x YY, 1: 1, 75 kVA; $X_T = 5\%$ 4 x Y $\Delta$ , 1: $\sqrt{3}$ , 75 kVA; $X_T = 5\%$
Inversor		“
C	Capacitor CC	“
	V <sub>CC</sub> Base	“
Controle	Defasagens	Defasagens YY $\phi_1 = \phi_3 = \phi_5 = \phi_7 = 0^\circ$ , Defasagens Y $\Delta$ $\phi_2 = \phi_4 = \phi_6 = \phi_8 = 30^\circ$ Defasagens entre grupos de transformadores YY e Y $\Delta$ $\phi_{12} = 0^\circ$ , $\phi_{34} = -7.5^\circ$ , $\phi_{56} = 15^\circ$ , $\phi_{78} = 22,5^\circ$
	Controle de Potência Reativa ( $\bar{q}$ )	“
Simulação	Passo de Integração Fixo:	“
	Intervalo de Amostragem de Pontos	“

( “ ) Os dados utilizados são os mesmos da *Tabela 2*.

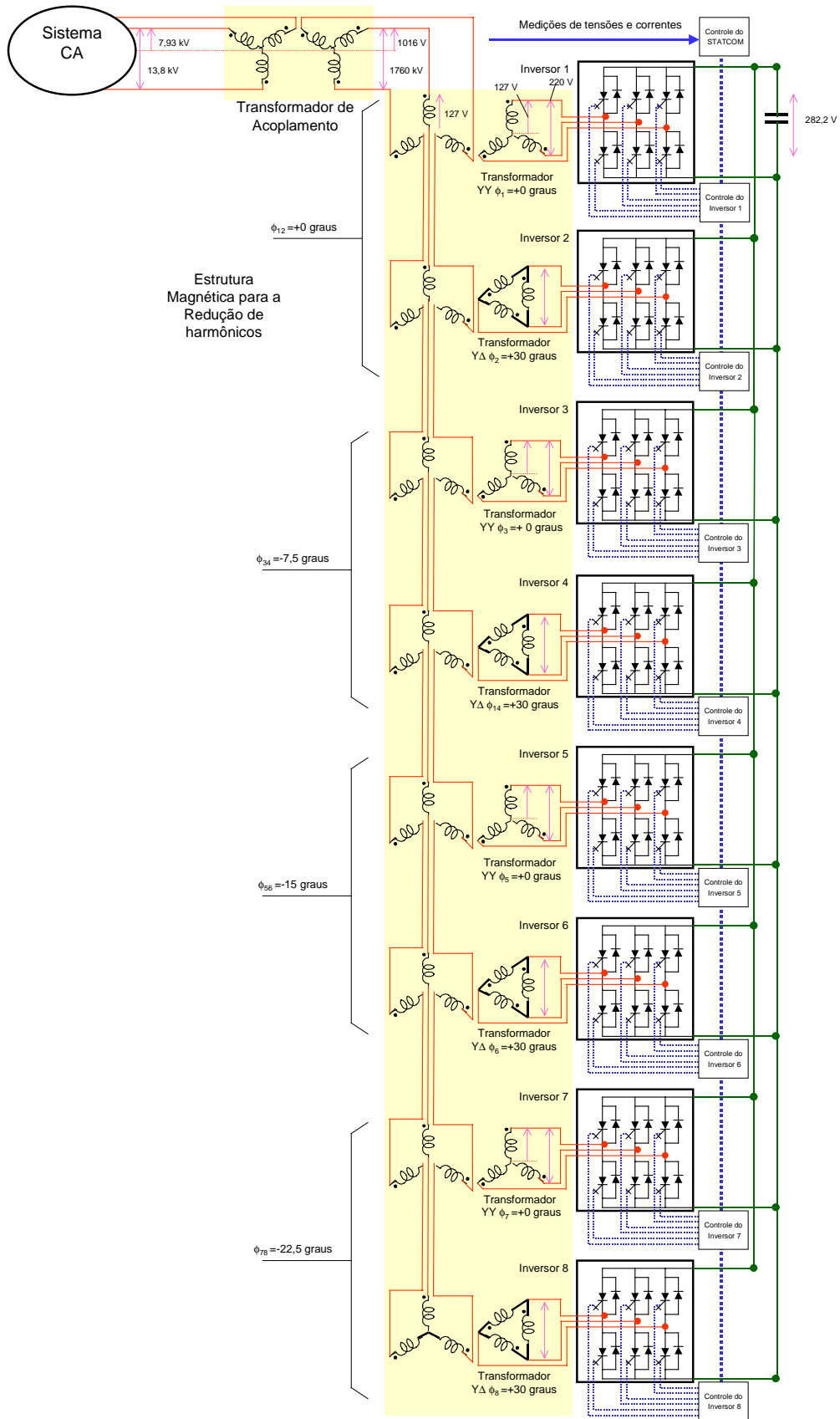


Figura 43 - Diagrama do STATCOM quasi 48 pulsos.

#### 4.2.1.6. Resultados Simulados com o STATCOM quasi 48 pulsos com Sequência Negativa

---

Os resultados do STATCOM *quasi* 48 pulsos com a configuração apresentada nas tabelas anteriores são praticamente idênticos àqueles obtidos com o STATCOM mostrado na Seção 4.2.1.3. A diferença ocorre na análise dos harmônicos existentes.

A simulação do modelo digital do STATCOM *quasi* 48 pulsos foi feita considerando um sistema com desbalanços de tensão causados por  $\eta_2 = 5\%$ .

A tensão dos inversores, cuja análise dos harmônicos está mostrada na *Figura 44(a)* mostra que neste STATCOM existem os harmônicos característicos da estrutura de 48 pulsos, o  $47^\circ$  e o  $49^\circ$ , porém adicionados dos harmônicos de ordens 11 e 13 com amplitudes bastante reduzidas. Nesta tensão verifica-se também o terceiro harmônico conforme verificado na estrutura do STATCOM de 48 pulsos operando num sistema com desbalanços.

A presença do terceiro harmônico nas correntes é mostrado na *Figura 44(b)*. Neste resultado, novamente verifica-se a presença dos harmônicos característicos da estrutura quasi 48 pulsos:  $11^\circ$ ,  $13^\circ$ ,  $47^\circ$  e  $49^\circ$ . Novamente, o terceiro harmônico é destacado neste resultado, apresentando as perturbações na corrente de compensação.

A *Figura 45(a)* mostra a perturbação de frequência  $2\omega$ , o segundo harmônico, na tensão do lado CC do STATCOM. Este resultado comprova que esta perturbação, através dos inversores, resulta no terceiro harmônico do lado CA.

A análise harmônica, na *Figura 45(b)*, da potência real instantânea apresenta a série de perturbações relacionadas aos harmônicos do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Os harmônicos,  $12^\circ$ ,  $24^\circ$ , e  $36^\circ$  são resultantes do cancelamento incompleto dos harmônicos através da estrutura de transformadores estrela-estrela e estrela-delta. Os harmônicos de ordens 2 e 4 são resultantes da interação do desbalanço de tensão nos conversores.

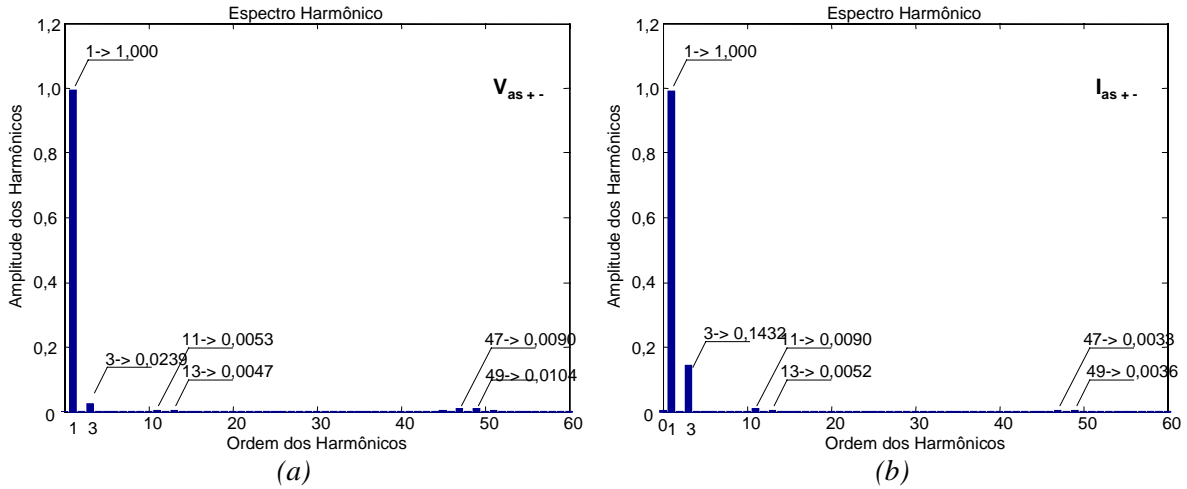


Figura 44 - STATCOM quasi 48 pulsos- harmônicos, em p.u., das tensões (a) e corrente (b) do lado CA - com seqüência negativa.

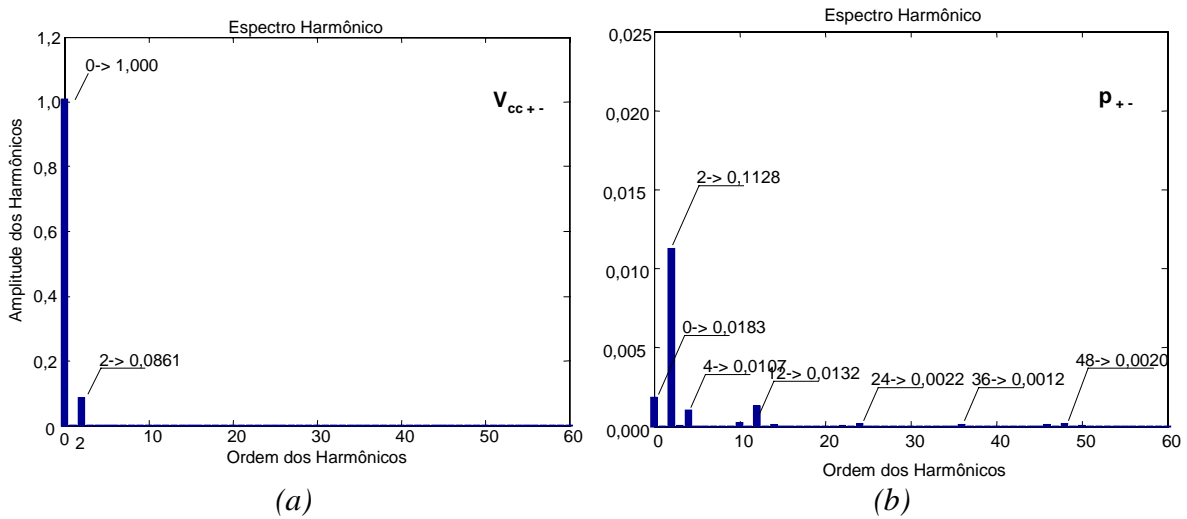


Figura 45 - STATCOM quasi 48 pulsos- harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa.

### 4.3. STATCOMs com Chaveamento PWM

O modelo do STATCOM PWM operando como fonte de tensão é apresentado através do STATCOM PWM com o controle de chaveamento do tipo seno triângulo, chamado daqui para frente de STATCOM PWM ST.

#### 4.3.1. STATCOM PWM ST

O STATCOM PWM ST, cuja topologia é mostrada na *Figura 46*, é composto por transformadores de acoplamento, filtro LC (opcional), conversor, reatâncias de acoplamento e controle. Neste tipo de STATCOM o controle utilizado é mostrado na *Figura 47* e explicado a seguir.

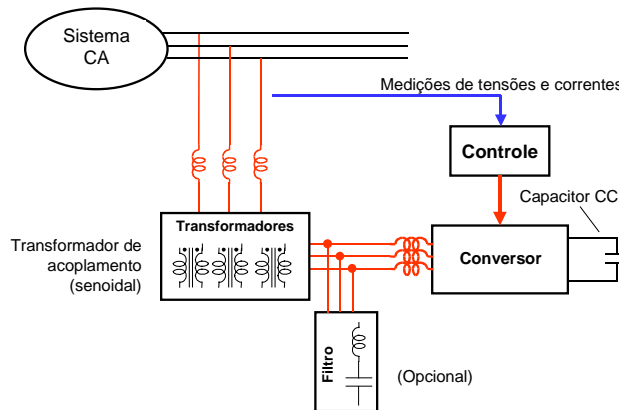


Figura 46 - Esquema básico do STATCOM PWM ST.

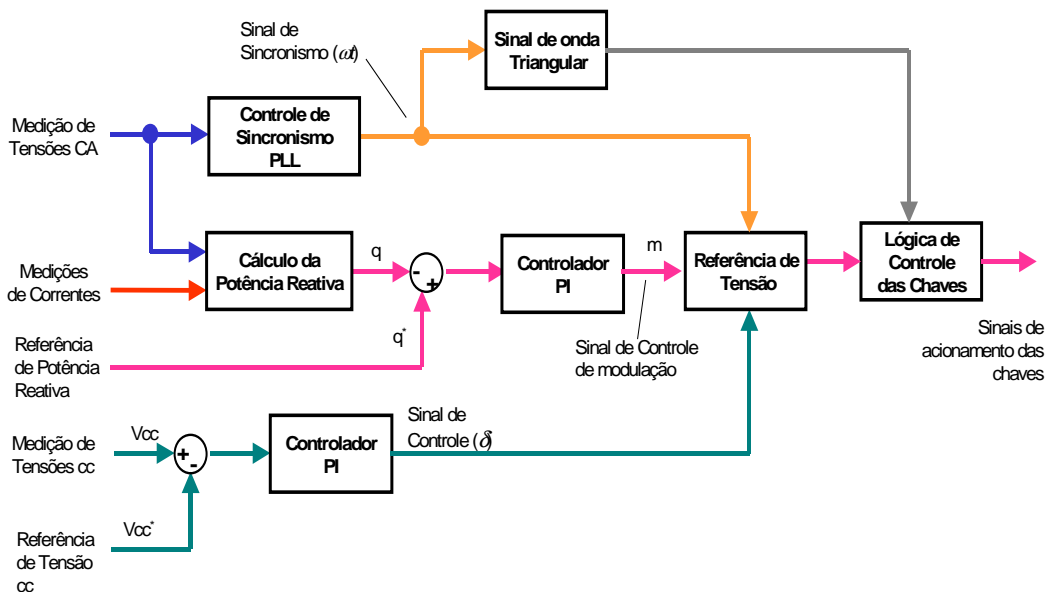


Figura 47 - Controle do STATCOM PWM ST.

#### 4.3.1.1. Controle do STATCOM PWM ST

---

Conforme mostrado no diagrama da *Figura 47*, a tensão do lado CC do STATCOM é mantida constante através de uma malha de controle. Esta malha de controle mede a tensão CC e compara com a referência desejada.

Após a medição da tensão do lado CC e sua comparação com o valor de referência determinado, o sinal de erro de tensão no lado CC do STATCOM é corrigido por um controlador proporcional integral que gera um ângulo de controle,  $\delta$ . Este sinal de controle de defasagem entra na composição da tensão de referência do conversor, obtida através de um PLL, e é responsável pelo controle da tensão do lado CC do conversor. Os ruídos ou oscilações existentes na tensão do lado CC do STATCOM PWM ST são minimizadas através de um filtro passa baixa de segunda ordem.

Ao mesmo tempo, a potência imaginária instantânea é calculada, através da teoria pq, e comparada com a referência de potência reativa desejada. O erro desta comparação é alimentado a um controlador proporcional integral que gera um sinal de controle de amplitude de modulação,  $m_a$ .

Utilizando o PLL apresentado na *Figura 26*, obtém-se o sincronismo da tensão gerada com a tensão do sistema CA através do sinal  $\omega t$ .

Assim, através da composição dos sinais apresentados, tem-se que:

$$v_{ref\ a}(t) = m_a (1 - m) \text{sen} \left( \omega t - \frac{\pi}{2} + \delta \right), \quad (259)$$

$$v_{ref\ b}(t) = m_a (1 - m) \text{sen} \left( \omega t - \frac{\pi}{2} + \delta - \frac{2\pi}{3} \right), \quad (260)$$

$$v_{ref\ c}(t) = m_a (1 - m) \text{sen} \left( \omega t - \frac{\pi}{2} + \delta + \frac{2\pi}{3} \right), \quad (261)$$

são as tensões de referência de controle do STATCOM para as fases “a”, “b” e “c”. Nesta expressão,  $m_a$  é o índice de modulação.

A tensão de referência é então comparada à onda triangular gerada a partir do PLL, resultando no acionamento das chaves dos conversores.



### 4.3.1.2. Dimensionamento do STATCOM PWM ST

O modelo do STATCOM PWM ST desenvolvido é conectado ao mesmo sistema utilizado nos casos anteriores, com a potência de curto circuito 100 MVA e a tensão de 13,8 kV representado por um equivalente Thévenin através de uma fonte de tensão trifásica e de uma indutância de 5,05 mH ligada em série.

Este STATCOM PWM ST está conectado ao sistema CA através de um transformador de acoplamento de 600 kVA, fazendo o abaixamento da tensão de 13,8 kV para 480 V, cujos dados estão apresentados no Apêndice F.3 na *Tabela A27*. Este transformador é projetado para operar sem harmônicos.

Os dados do modelo digital implementado estão apresentados na *Tabela 4* - Nesta tabela os dados indicados por ( " ) são os mesmos da *Tabela 2*. O diagrama do circuito deste STATCOM PWM ST está mostrado na *Figura 48*.

Deve-se observar que a técnica de modulação PWM utilizada requer uma tensão de operação CC mais elevada, pois:

$$V_{a1} = m_a V_d, \text{ para } (m_a < 1.0) \quad (262)$$

$$V_d < V_{a1} < \frac{4}{\pi} V_d, \text{ para } (m_a > 1.0) \quad (263)$$

para o chaveamento em dois níveis ( $+v_{cc}$  e  $-v_{cc}$ ), conforme Mohan *et alii* em [1] e Bose em [2]. Isto é necessário para permitir a variação da modulação de amplitude assegurando que os eventos transitórios não interfiram na tensão do lado CC.

Assim, com um acréscimo de segurança na tensão da ordem de 50%, para variações e transitórios, tem-se que:

$$1,5V_{a1} = m_a V_d, \quad (264)$$

$$V_d = \frac{1,5}{m_a} V_{a1} = \frac{1,5}{0,8} V_{a1} = 1,875V_{a1} \approx 2V_{a1} = 2 \times 480V = 960V \approx 1000V. \quad (265)$$

Desta forma a tensão do lado CC deve ser em torno de 960 V, valor que foi arredondado para 1000 V. Este é o valor de referência de tensão do lado CC utilizado no controle.

Outro ponto para ser observado é que, por simplicidade, e disponibilidade da biblioteca no programa ATP, foi utilizada uma ponte conversora trifásica de onda completa, ou ponte de Graetz, mostrada na *Figura 5(a)* no Capítulo 1. Conversores multiníveis

também podem ser utilizados com suas respectivas técnicas de acionamento resultando em um menor conteúdo de harmônicos.

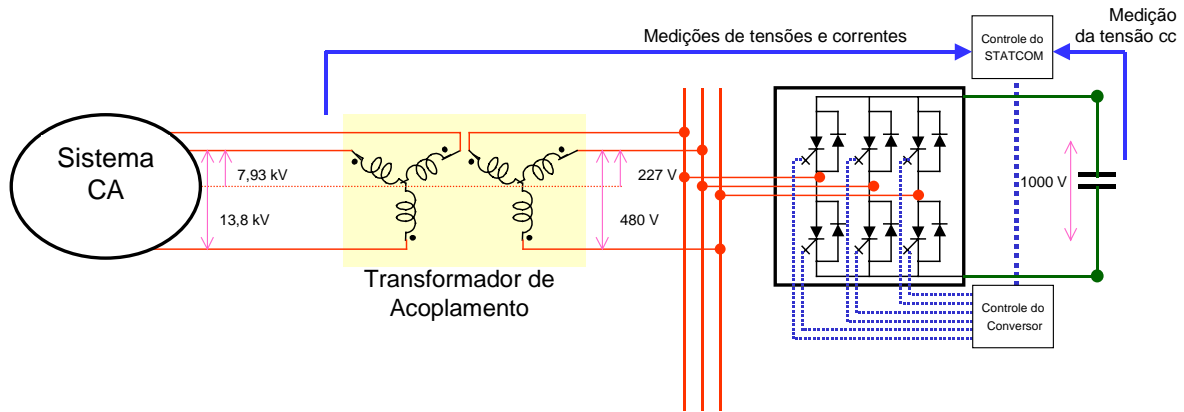


Figura 48 - Diagrama do STATCOM PWM ST.

Tabela 4 - Dados do Modelo Digital do STATCOM PWM.

Sistema		""
Medições		"
1 Transformador Abaixador		13,8 kV: 480 V 600 kVA, $X_T = 10\%$
Filtro Passivo LC		Não possui
Inversor		Ponte de Graetz 6 Chaves Ideais, $R_{S\text{snubber}} = 500 \Omega$ , $C_{S\text{snubber}} = 0,5 \mu\text{F}$ 1 x 600 kVA
C	Capacitor CC	10000 $\mu\text{F}$ ( $\tau_c = 8,33 \text{ ms}$ )*
	$V_{CC}$ Base	1000 V
Controle	Controle da tensão CC	Entrada: erro de $v_{CC \text{ ref}}$ , $K_p = 1 \text{ rad/V}$ , $K_i = 10 \text{ rad.s/V}$ , Limites de $\delta = \pm 60^\circ$ Filtro de Tensão CC - segunda ordem $\omega_c = 200 \text{ rad/s} = 32 \text{ Hz}$
	Controle de Potência Reativa ( $\bar{q}$ )	Entrada: erro de $\bar{q}$ , $K_p = 1 / \text{var}$ , $K_i = 50 \text{ s/var}$ , Limites de $m = \pm 0,2$
	Frequência de Chaveamento da Onda Triangular	$m_f = 49 \times 60 = 2940 \text{ Hz}$ e $m_a = 0,8$
Simulação	Passo de Integração Fixo:	$2,0 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
	Intervalo de Amostragem de Pontos	"

(") Os dados utilizados são os mesmos da Tabela 2.

\* A constante de inércia do STATCOM é maior do que as anteriores pois a tensão do lado CC foi aumentada para 1000V e o capacitor CC foi mantido no valor de 10000  $\mu\text{F}$ .

#### 4.3.1.3. Resultados simulados para o STATCOM PWM ST - Operação Normal

---

A *Figura 49* mostra a resposta dinâmica para a potência instantânea imaginária,  $q$ , em relação à variação da referência de potência reativa.

O transitório da potência real instantânea,  $p$ , é mostrado na *Figura 50*.

Nestes resultados verifica-se as oscilações relacionadas ao chaveamento PWM Seno Triângulo nas duas potências instantâneas. O transitório inicial na potência real instantânea deve-se à carga do capacitor do lado CC, conforme explicado na Seção 4.2.1.3.

A tensão do lado CC do STATCOM é mantida constante, conforme mostra a *Figura 51*, através da ação do ângulo de controle, mostrado na *Figura 52*. Para a obtenção do sinal de tensão CC livre de perturbações nos controles da tensão CC foi utilizado um filtro passa baixa de segunda ordem regulado na frequência de corte de 3,6 Hz.

Na *Figura 53* é mostrado o controle de modulação da amplitude de tensão, que é responsável pela potência reativa obtida.

A tensão do sistema CA e a correntes de compensação, mostradas na *Figura 54*, apresentam a perturbação devido ao chaveamento em alta frequência. Neste modelo a mudança da compensação indutiva para a compensação capacitiva, ocorre em 8,3 ms aproximadamente.

Na *Figura 55(a)* e *(b)* é observado a influência da técnica de chaveamento pois verificam-se os harmônicos de ordens 47 ( $49 - 2$ ) e 51 ( $49 + 2$ ) característicos do acionamento na frequência de 2940 Hz =  $49 \times 60$  Hz. Neste resultado o elemento residual em torno do harmônico de 5<sup>a</sup> ordem ocorre devido a um problema não completamente identificado: originado de uma ressonância<sup>11</sup> do circuito utilizado próximo desta frequência ou de um erro do chaveamento PWM.

O capacitor do lado CC atua como um filtro minimizando a influência destes harmônicos, como observado na *Figura 56(a)*. E na potência real instantânea, na *Figura 56(b)*, também observa-se os harmônicos característicos do chaveamento e a ressonância.

---

<sup>11</sup> No modelo simulado no programa ATP existem apenas “Snubbers” numéricos e esta ressonância pode ser resultado de uma oscilação numérica ou de uma ressonância interna aos elementos utilizados. Porém além de detectar de sua existência pouco foi feito para identificar sua real origem.

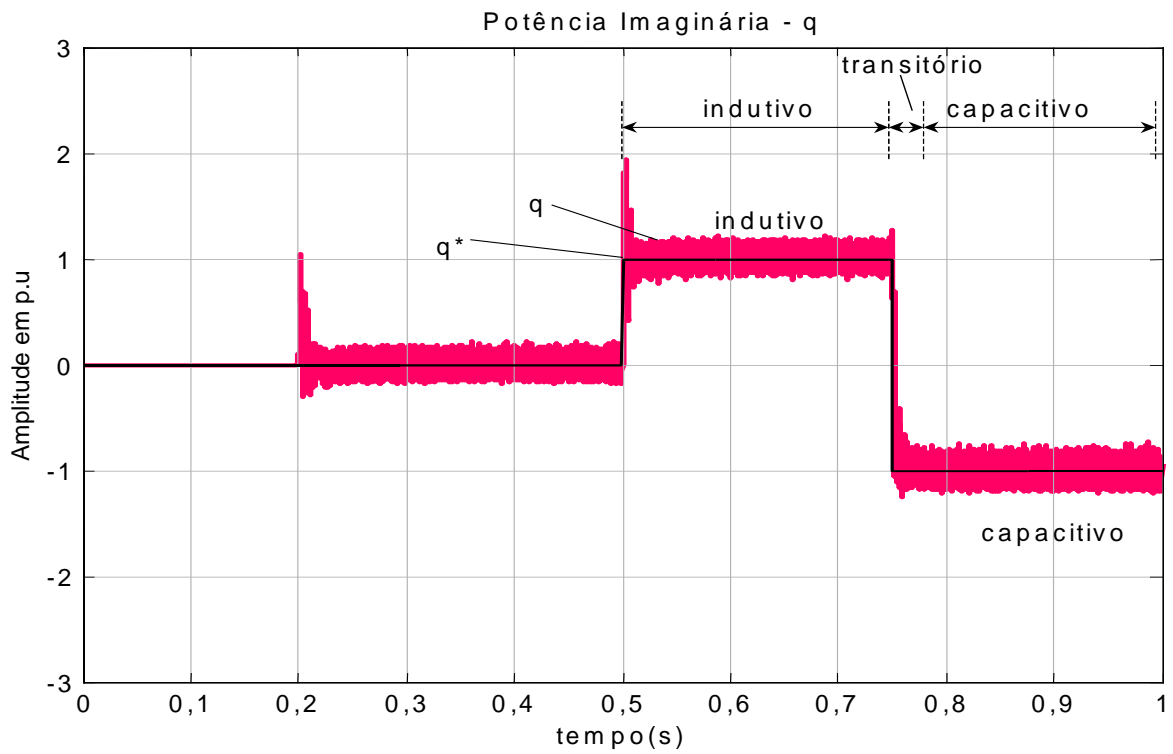


Figura 49 - STATCOM PWM ST - potência imaginária instantânea.

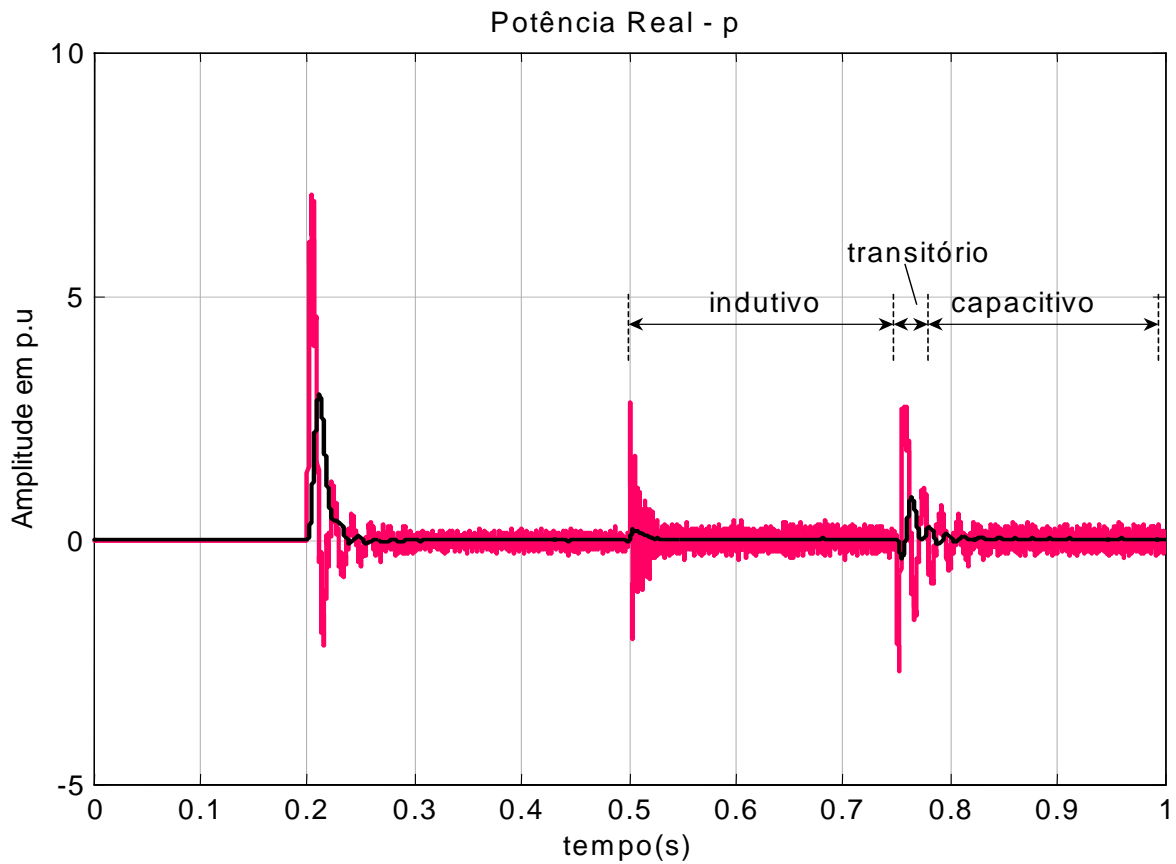


Figura 50 - STATCOM PWM ST - potência real instantânea.

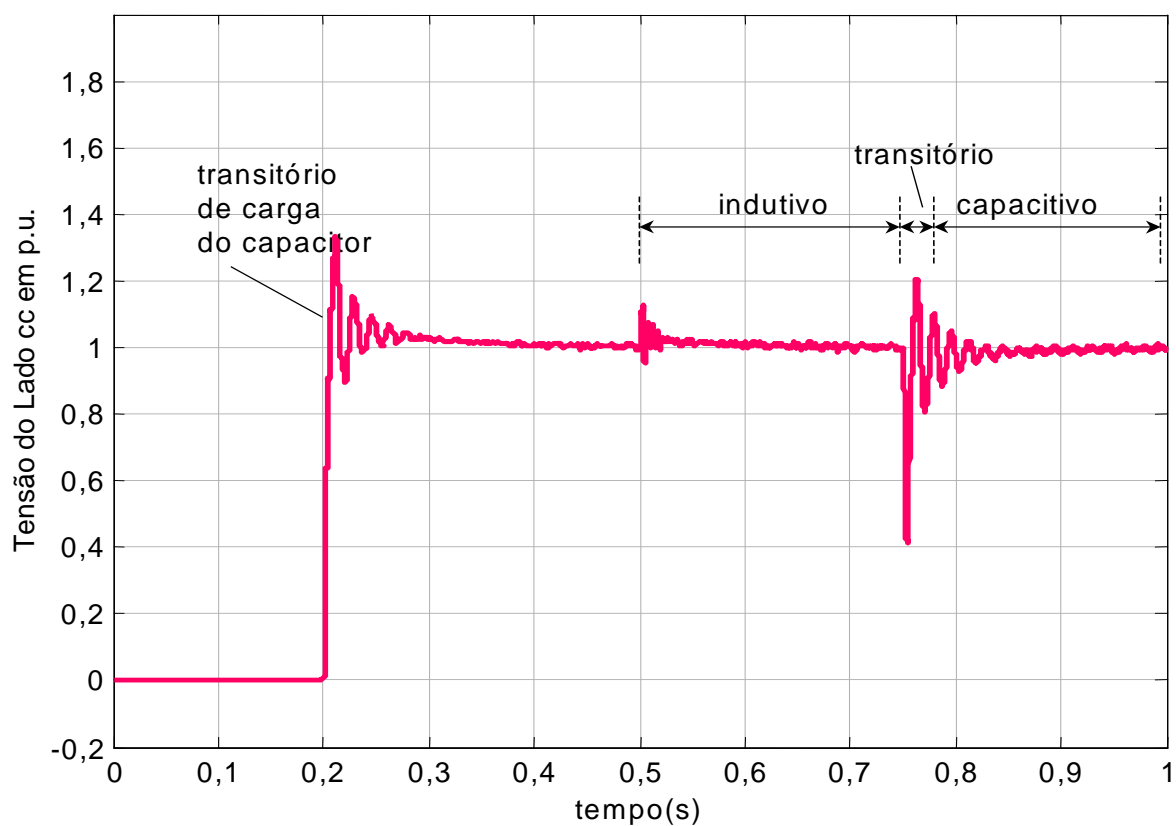


Figura 51 - STATCOM PWM ST - tensão do lado CC.

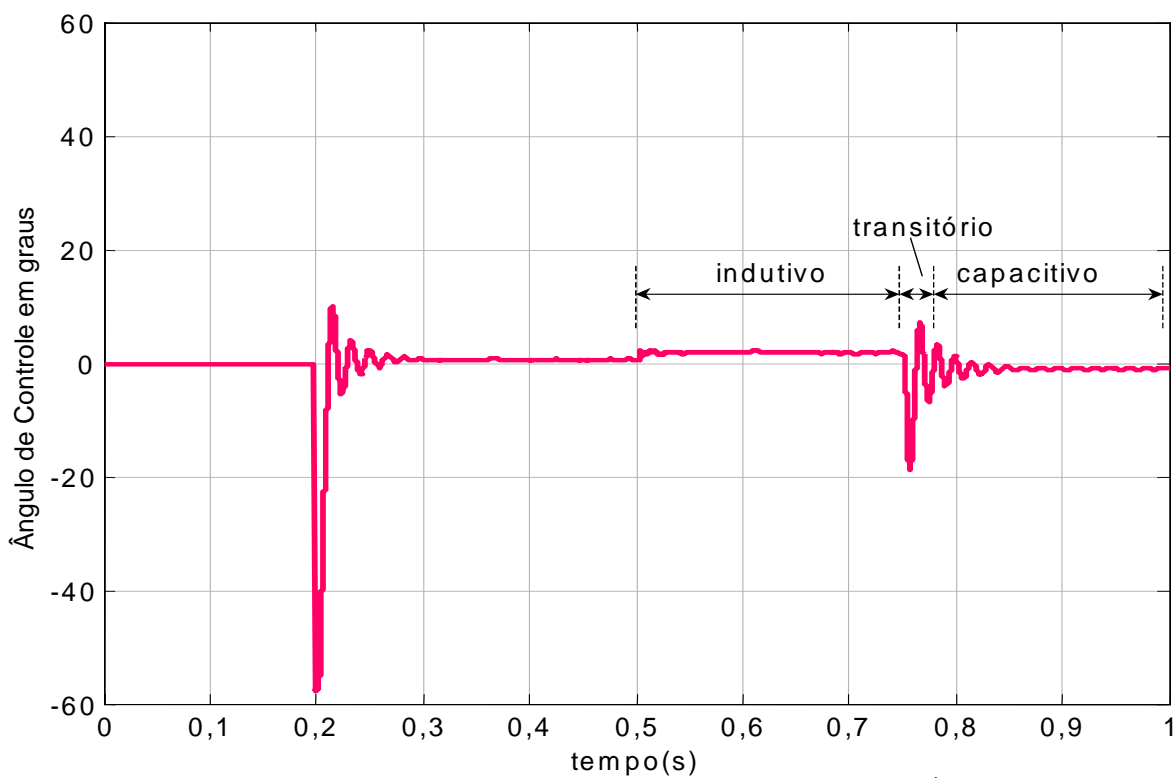


Figura 52 - STATCOM PWM ST - Sinal de controle da tensão do lado CC - Ângulo de controle.

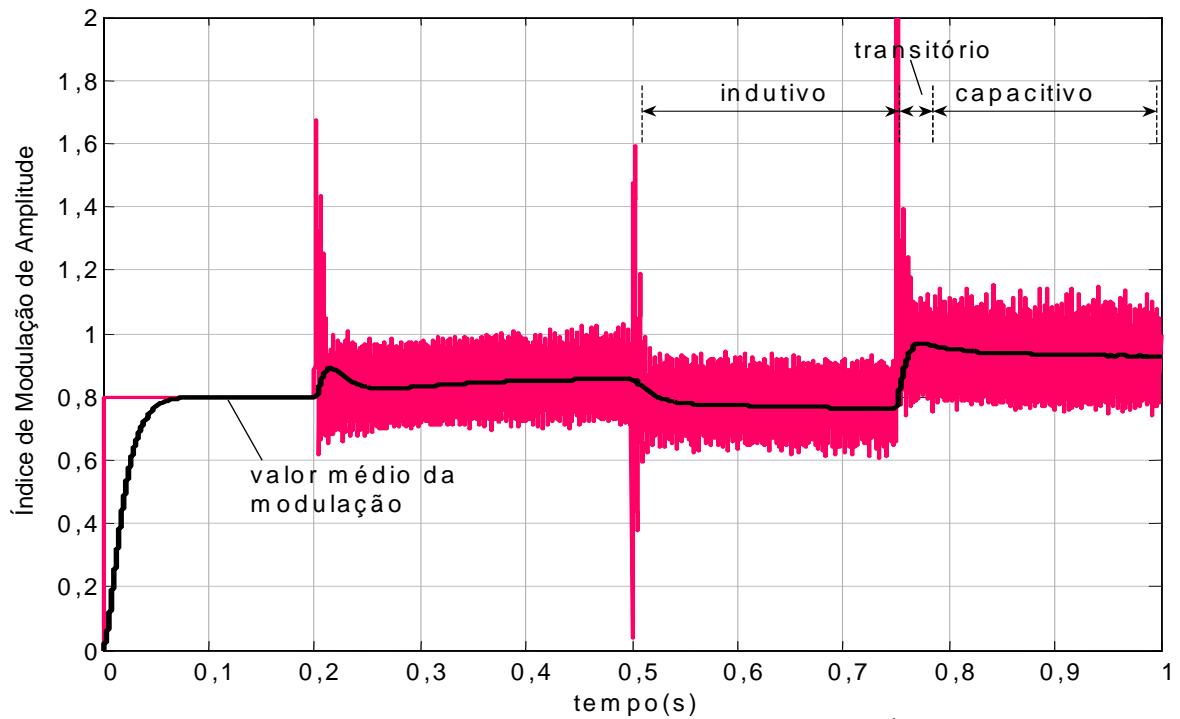


Figura 53 - STATCOM PWM ST - Sinal de controle da potência reativa - Índice de Modulação da Amplitude -  $m$ .

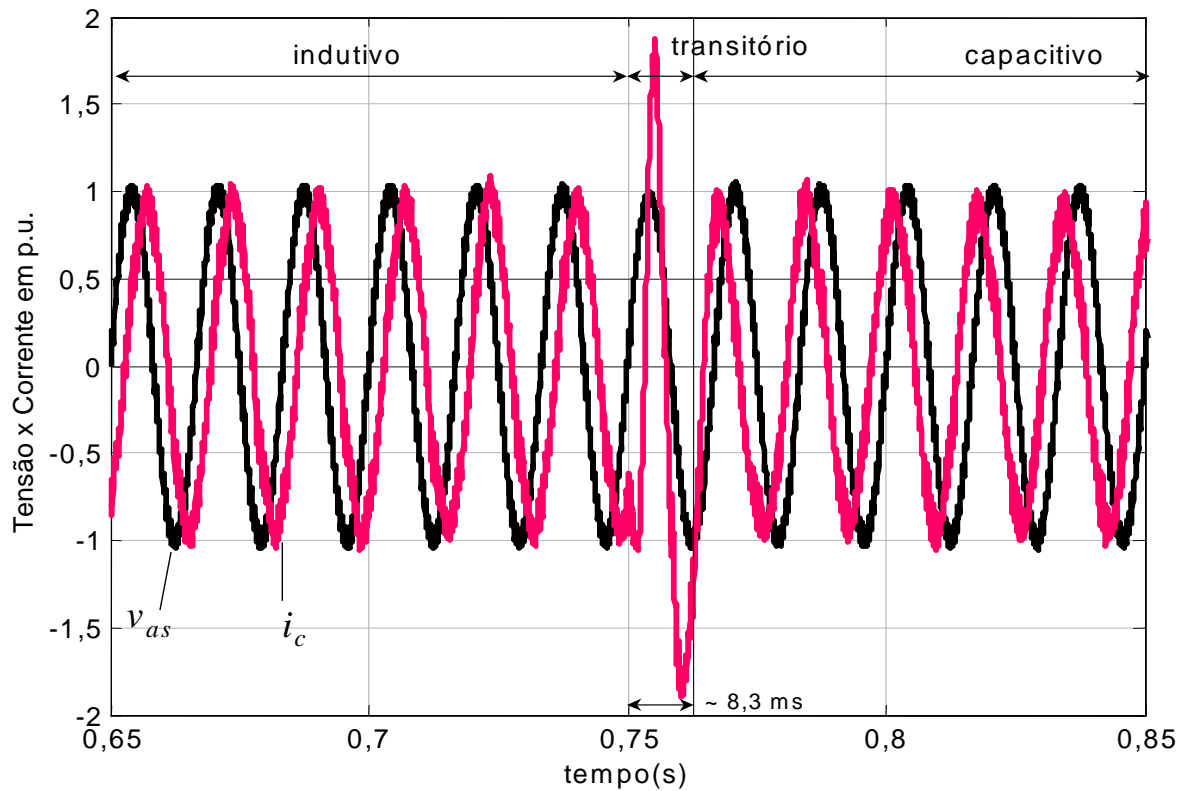


Figura 54 - STATCOM PWM ST - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$ .

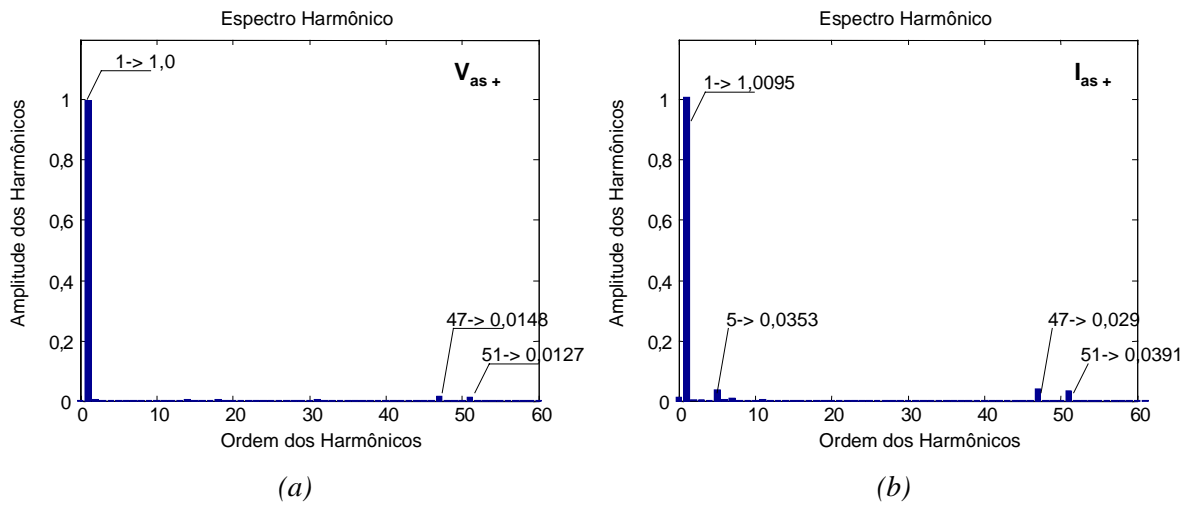


Figura 55 - STATCOM PWM ST - harmônicos, das tensões (a) e corrente (b) do lado CA, em p.u..

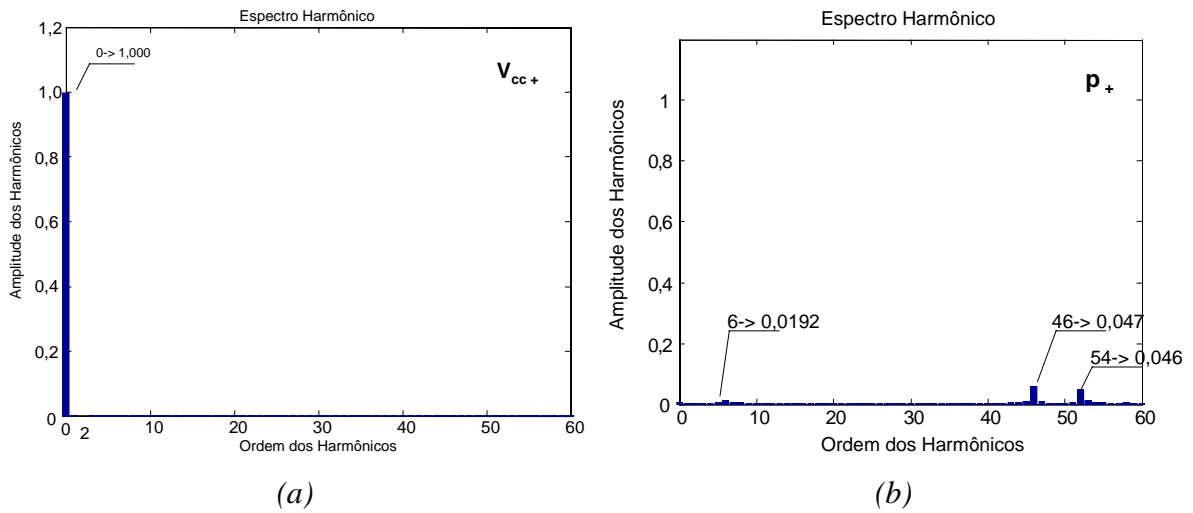


Figura 56 - STATCOM PWM ST - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b).

#### 4.3.1.4. Resultados simulados para o STATCOM PWM ST com Seqüência Negativa

---

O componente de seqüência negativa de 5% foi introduzido no sistema CA ao qual o STATCOM PWM ST está conectado.

Os resultados das potências instantâneas imaginária,  $q$ , na *Figura 57*, e da potência real instantânea,  $p$ , na *Figura 58*, mostram a influência da presença do componente de seqüência negativa.

Também ocorrem perturbações nos sinais da tensão CC, na *Figura 59*, e nos sinais de controle de tensão pelo ângulo de controle, mostrado na *Figura 60*, e no sinal de controle de modulação, mostrado na *Figura 61*.

A corrente e a tensão mostradas na *Figura 62* apresentam distorções causadas pela presença do componente de seqüência negativa e do terceiro harmônico.

A distorção causada pelo componente de seqüência negativa é verificado nas análises de harmônicos realizadas para tensão e corrente, respectivamente mostradas na *Figura 63(a)* e *(b)*, onde, principalmente na corrente CA, ocorre uma grande distorção dos resultados, com destaque a presença do terceiro harmônico.

Verifica-se que o componente de seqüência negativa, indicado pelo segundo harmônico, está presente na tensão do lado CC, analisada na *Figura 64(a)*, e na potência ativa, analisada na *Figura 64(b)*. Resultando assim em grandes perturbações nas variáveis do STATCOM. Nestes resultados o quarto harmônico na tensão CC e na potência real instantânea é resultante da presença do terceiro harmônico de seqüência positiva refletido para o lado CA. Este harmônico resulta na existência de harmônicos de ordens 3 e 5 no lado CA porém com amplitudes atenuadas.

Na *Figura 64(b)* as perdas indicadas pelo componente “0” são numéricas conforme explicado na Seção 4.2.1.3.

Nos resultados observa-se que o modelo digital do STATCOM operando como fonte de tensão e com o chaveamento PWM por controle seno triângulo apresenta as mesmas perturbações verificadas na topologia do STATCOM Multipulso quando é inserido o componente de seqüência negativa da ordem de 5% no sistema CA. Verifica-se neste STATCOM as oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão do lado CC e o harmônico de terceira



ordem no lado CA.

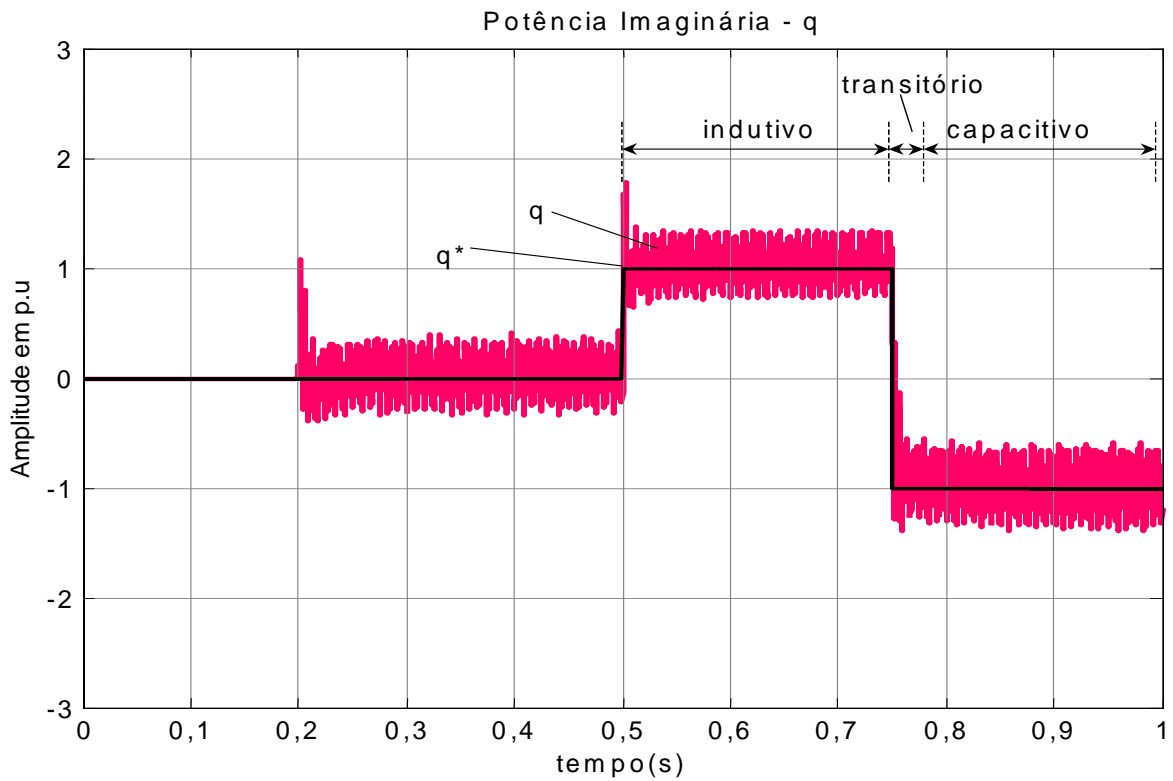


Figura 57 - STATCOM PWM ST - potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

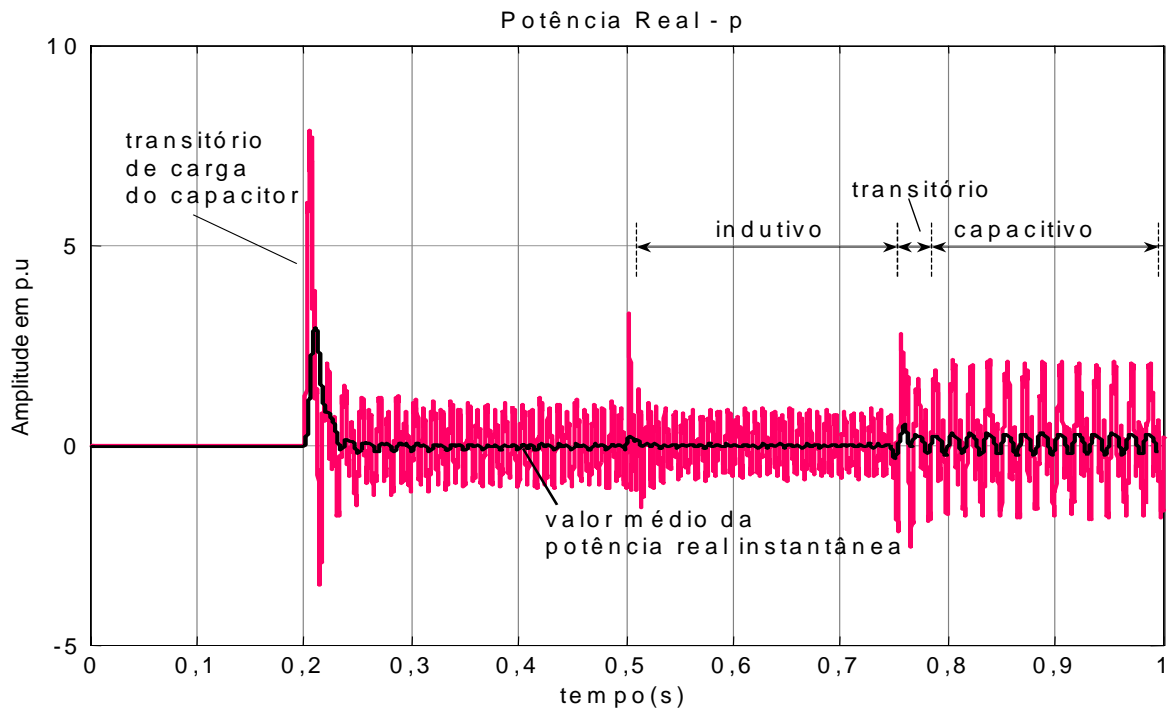


Figura 58 - STATCOM PWM ST - potência real instantânea - com seqüência negativa.

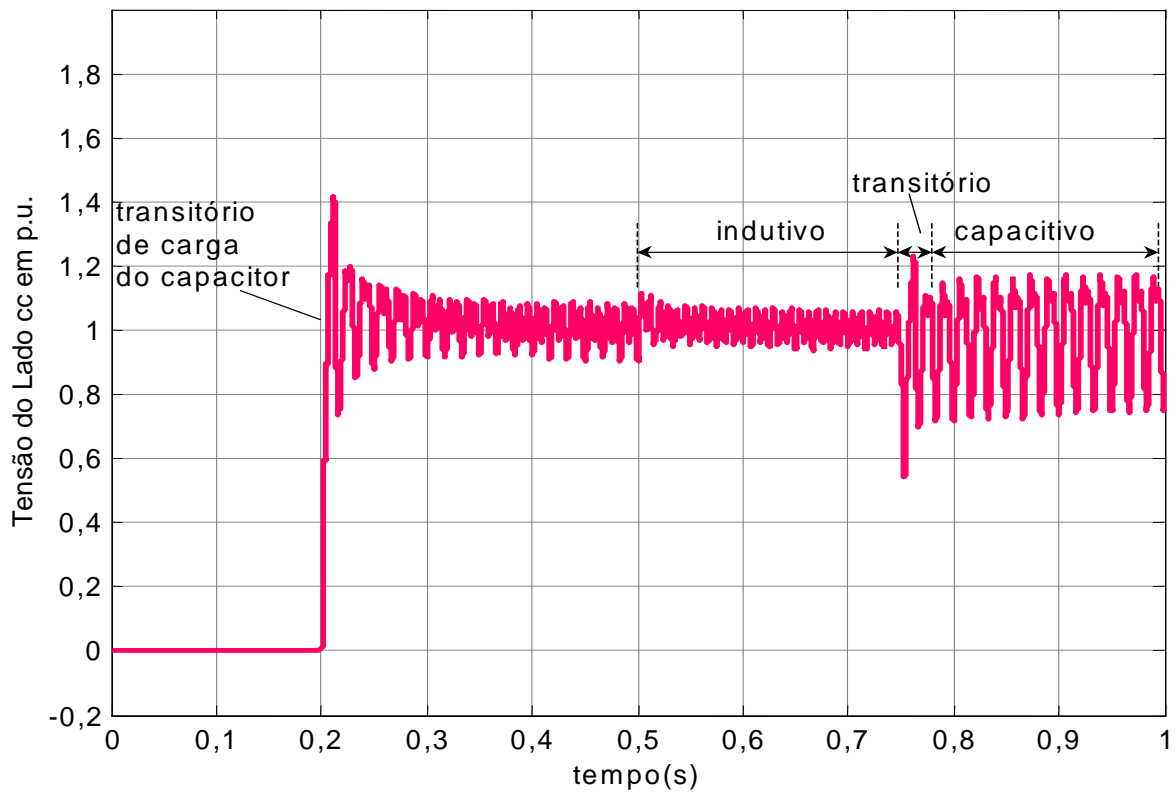


Figura 59 - STATCOM PWM ST - tensão do lado CC - com seqüência negativa.

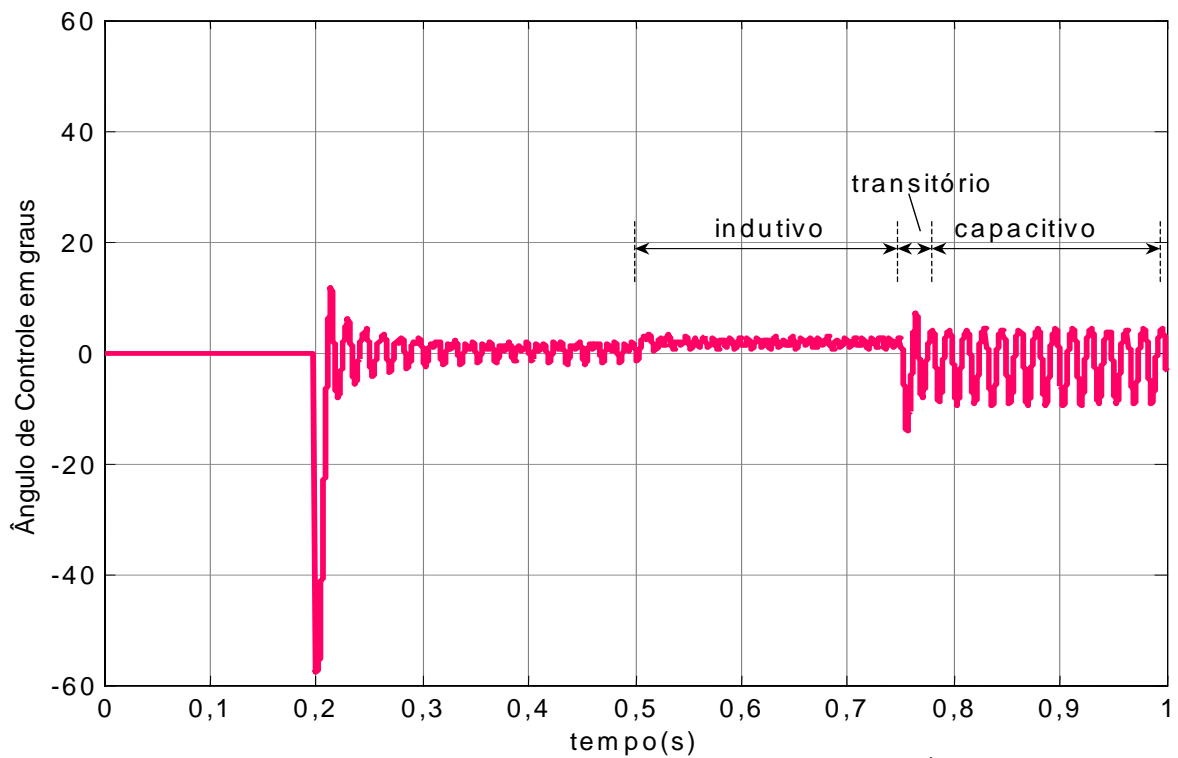


Figura 60 - STATCOM PWM ST - Sinal de controle da tensão do lado CC - Ângulo de controle - com seqüência negativa.

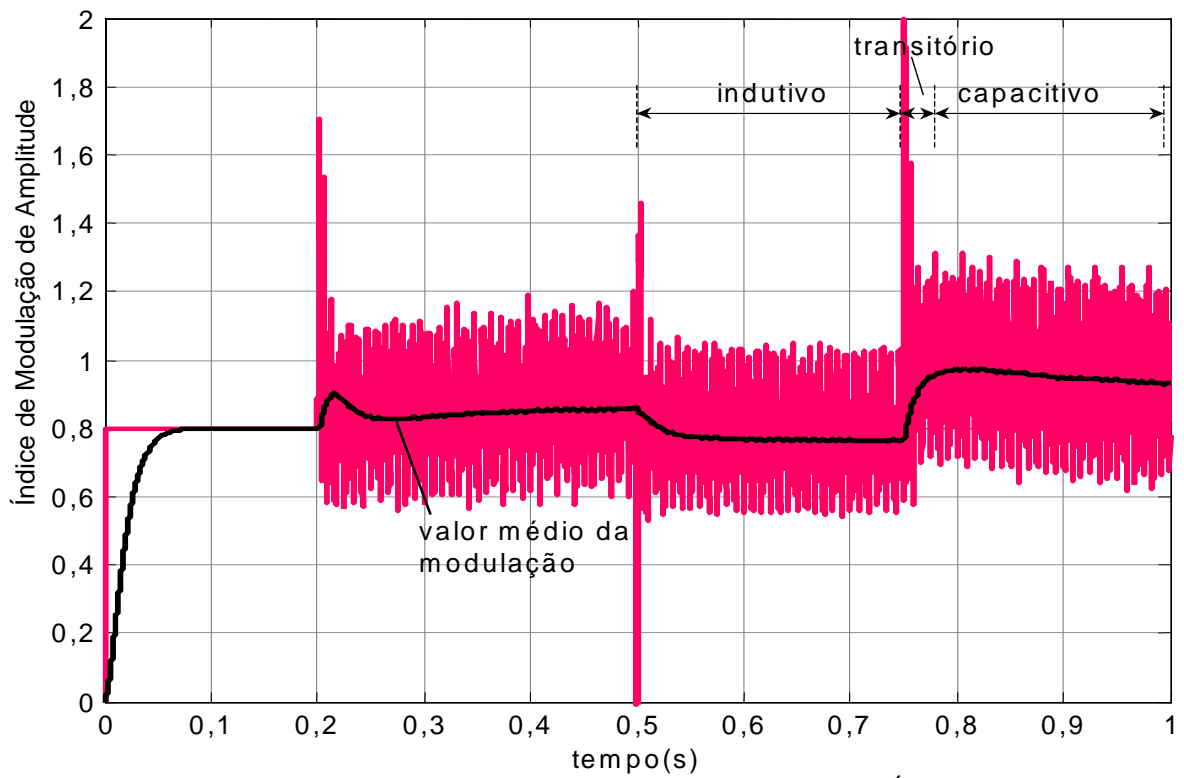


Figura 61 - STATCOM PWM ST - Sinal de controle da potência relativa - Índice de Modulação da Amplitude - com seqüência negativa.

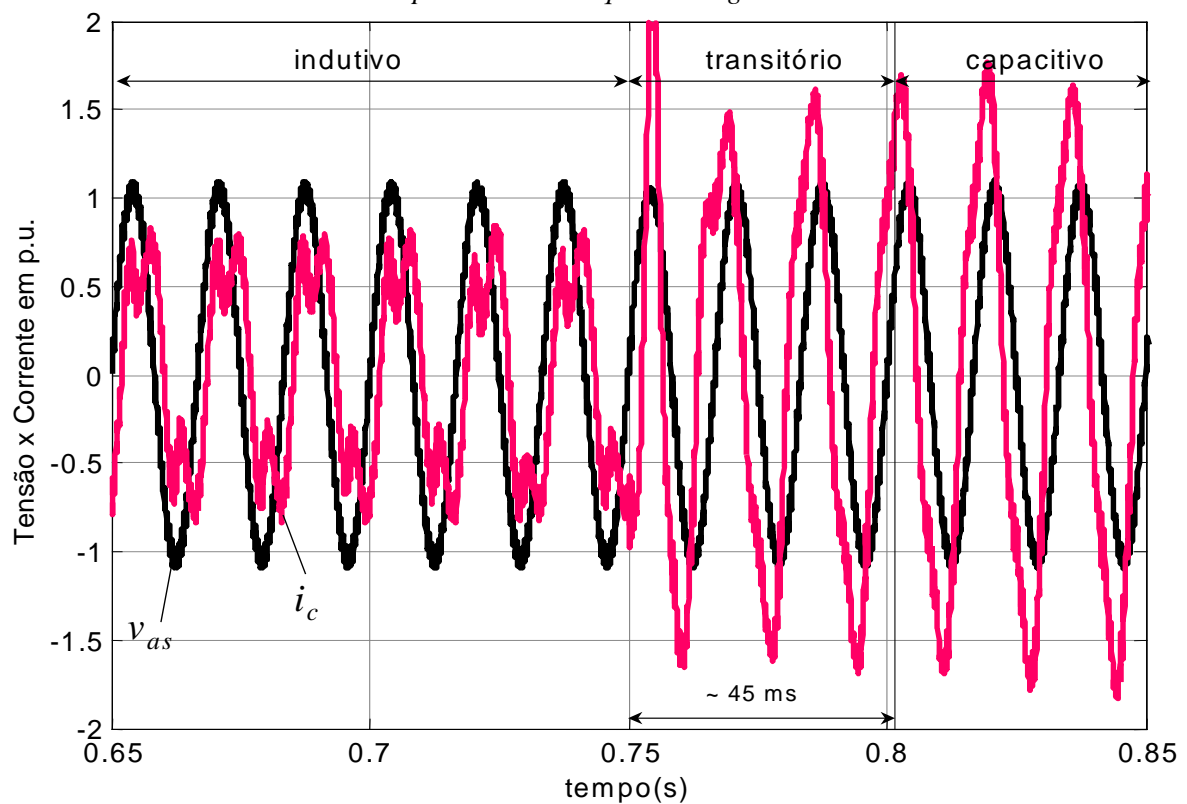


Figura 62 - STATCOM PWM ST - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.

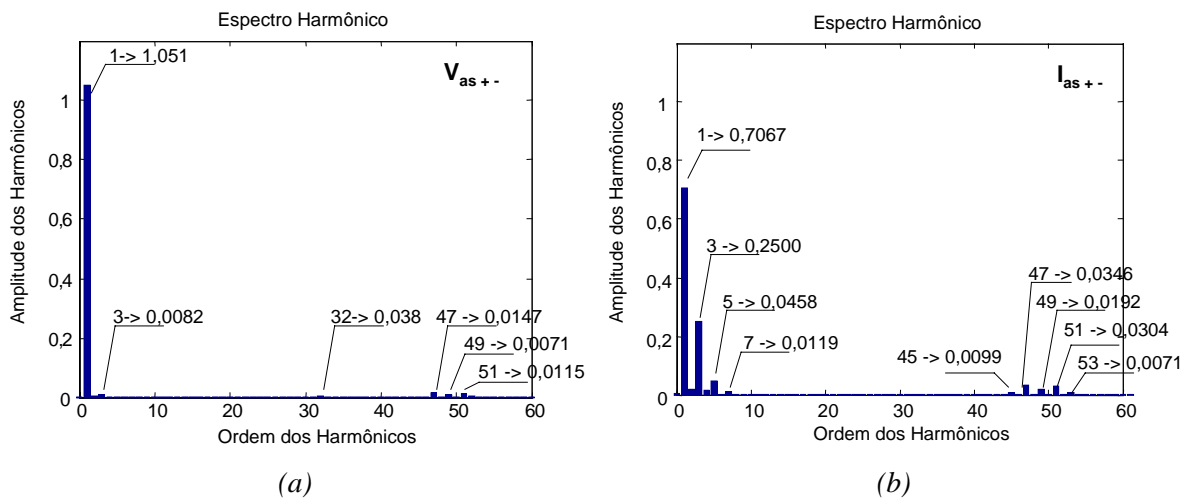


Figura 63 - STATCOM PWM ST - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u. - com seqüência negativa.

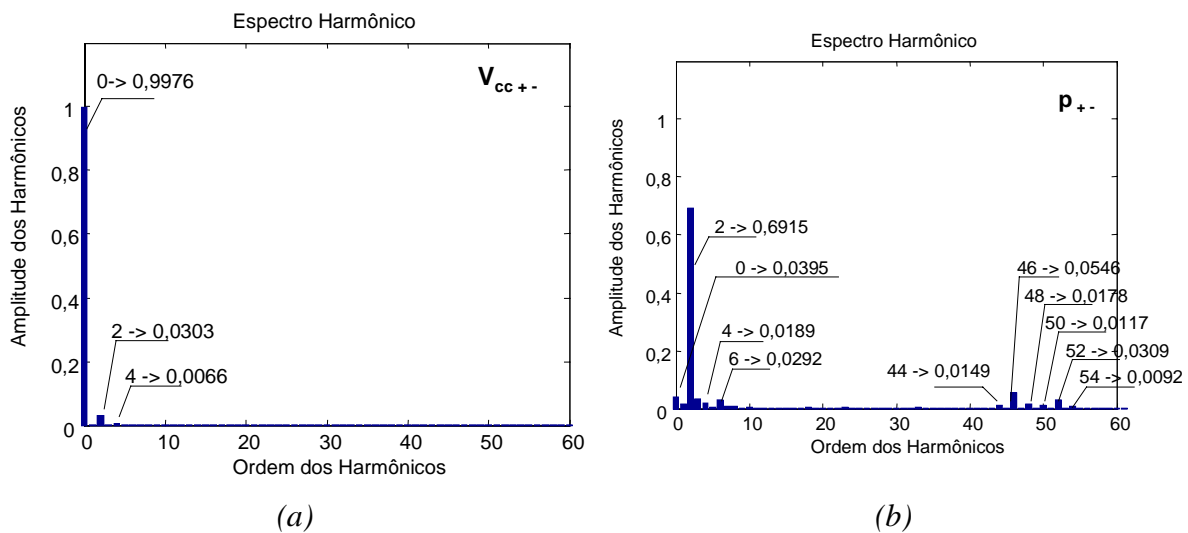


Figura 64 - STATCOM PWM ST - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa.

#### 4.4. STATCOM PWM CR-VSC

---

O STATCOM CR-VSC, “*Current Regulated VSC*”, opera como fonte de corrente e pode ser controlado através da teoria de potência instantânea, conforme apresentado em Barbosa et alii [92] e Cavaliere *et alii* [94] e [195]. Neste STATCOM, o controle implementado faz a injeção de corrente de forma similar ao de um filtro ativo, conforme proposto por Akagi *et alii* [158].

O STATCOM CR-VSC realiza o controle das correntes de compensação através das tensões geradas pelos inversores do STATCOM. O modelo digital implementado utiliza o mesmo esquema mostrado na *Figura 46*, com os mesmos transformadores apresentados na *Tabela A16* e *Tabela A25*.

##### 4.4.1. O Controle do STATCOM CR-VSC

---

O controle do STATCOM CR-VSC é apresentado na *Figura 65*. Neste controle, o erro da medição da tensão de referência do lado CC do STATCOM é utilizado por um controlador proporcional-integral para gerar o sinal de referência da potência real instantânea,  $p^*$ . O controle por teoria das potências instantâneas, indicado por pq, recebe o sinal de referência da potência real instantânea,  $p^*$ , e da potência imaginária instantânea de referência,  $q^*$ . Este bloco de controle também recebe as tensões de seqüência positiva do sistema transformadas para as coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$  conforme (73), e procede o cálculo das correntes de compensação segundo:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix}. \quad (266)$$

Calculadas as correntes de compensação, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , estas, através de (73), são obtidas as correntes de compensação nas coordenadas a, b, c.

A implementação das correntes de compensação através dos conversores é realizada através do método de controle chamado PWM adaptativo de corrente, explicado em Cavaliere *et alii* [94] e [195], ou “*Tolerance Band Control*” segundo Mohan *et alii* [1]. Numa aplicação prática, a limitação da frequência de chaveamento ou uma técnica com frequência de chaveamento da ordem de até 2 kHz poderia atender a este tipo de STATCOM.

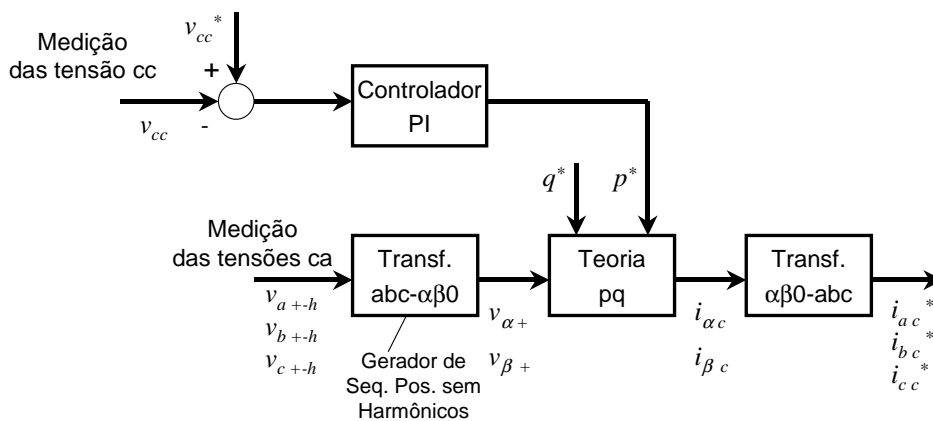


Figura 65 - Diagrama de controle do STATCOM PWM CR-VSC.

#### 4.4.2. Resultados Simulados do PWM CR-VSC - Operação Normal

O modelo digital do STATCOM CR-VSC foi simulado utilizando os dados informados na Tabela 5. Nesta tabela os valores indicados por (“) são iguais aos da Tabela 2. A seguir são apresentados os resultados obtidos da simulação deste modelo.

Tabela 5 - Dados do Modelo Digital do STATCOM CR-VSC

Sistema.	Tensão do Sistema	“
	$P_{cc}$	“
	$X_{th}$	“
Medições	Filtro passa baixa de p e q	“
	PLL	“
	1 Transformador Abaixador	13,8 kV: 220 V 600 kVA, $X_T = 10\%$
	Filtro Passivo LC	Não possui
	Inversor	6 Chaves Ideais, $R_{Snubber} = 500 \Omega$ , $C_{Snubber} = 0,5 \mu F$ 600 kVA - limite de frequência - 25 kHz.
	Capacitor CC	16000 $\mu F$ ( $\tau_c = 1,81$ ms)
	$V_{cc}$ Base	368,7 V
Controle	Freq. Max. PWM	Variável (5 a 20 kHz) PWM Adaptativo de Corrente Banda de Operação = 0,005 p.u.
	Controle de Potência Reativa ( $\bar{q}$ )	Entrada: erro de ( $\bar{q}$ ), $K_p = 1$ W/V, $K_i = 500$ W.s/V
Simulação	Passo de Integração Fixo:	$2,0 \cdot 10^{-6}$ (s)
	Intervalo de Amostragem de Pontos	“

( “ ) Os dados utilizados são os mesmos da Tabela 2.

A potência instantânea imaginária do STATCOM CR-VSC é mostrada na *Figura 66* e a potência real instantânea é mostrada na *Figura 67*. Nestes resultados verifica-se a dinâmica rápida do acionamento PWM em alta frequência. Neste tipo de acionamento, caso não exista um controle limitando a frequência máxima de chaveamento, pode-se obter frequências de chaveamento excessivamente altas. Na simulação deste modelo foi utilizado o limite de 25 kHz.

Não existem variações observadas no valor de tensão CC de referência, conforme mostra o resultado na *Figura 68*. Observa-se apenas as perturbações relacionadas ao ruído do acionamento PWM e os transitórios de partida e de mudança de compensação de reativos.

A tensão e a corrente da fase “a” no sistema CA são mostradas na *Figura 69*. Nestes resultados verifica-se a ação do chaveamento PWM e a mudança quase instantânea da corrente de compensação passando de indutiva para capacitiva.

A *Figura 70(a)* mostra a análise harmônica para a tensão no PPC,  $v_{as}$ , e a *Figura 70(b)* mostra a análise dos harmônicos presentes na corrente do lado CA,  $i_c$ . Nestes resultados, observados até o 60º harmônico, a tensão e a corrente no ponto de conexão do STATCOM não sofrem perturbações do chaveamento PWM. O harmônico de chaveamento PWM só é observado próximo da frequência de 24,96 kHz, o 416º harmônico.

A tensão do lado CC, mostrada na *Figura 71(a)*, para  $q = 0$ , não apresenta perturbações dos harmônicos relacionados ao chaveamento PWM, e o mesmo pode ser visto para a potência real instantânea na *Figura 71(b)*. Nestes resultados observa-se que a frequência de chaveamento, 24,96 kHz, não aparece na escala de análise dos resultados.

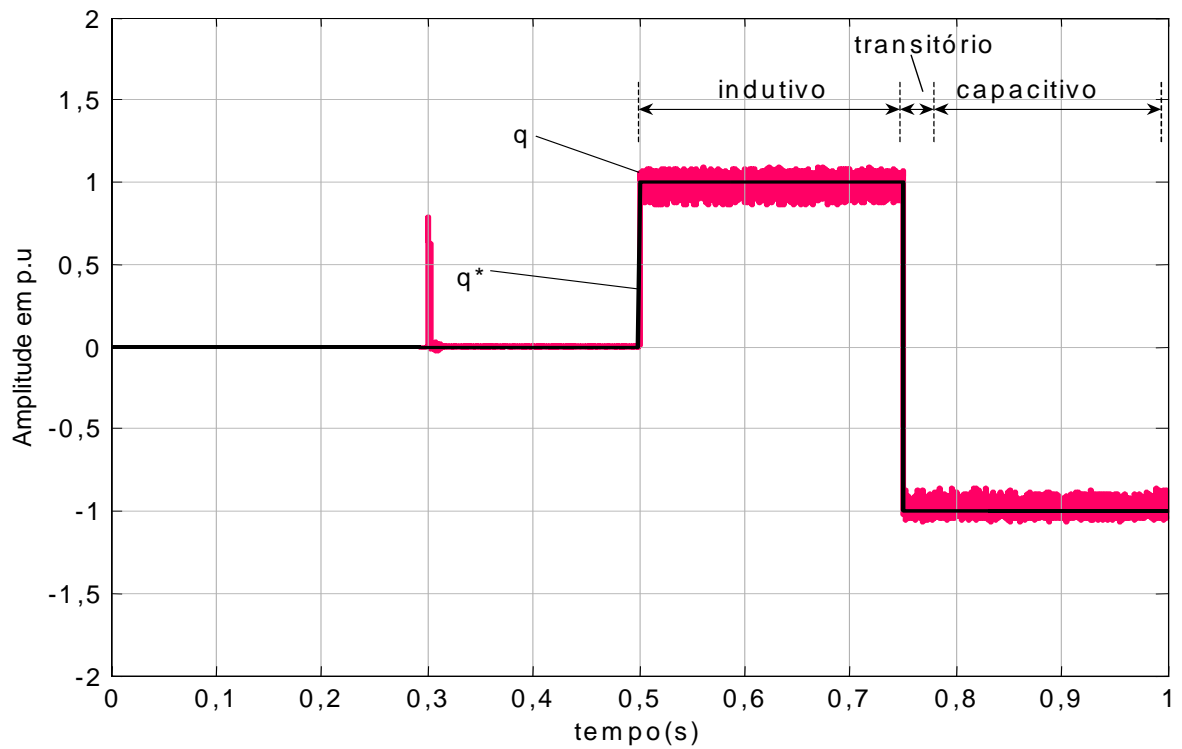


Figura 66 - STATCOM PWM CR-VSC - potência imaginária instantânea.

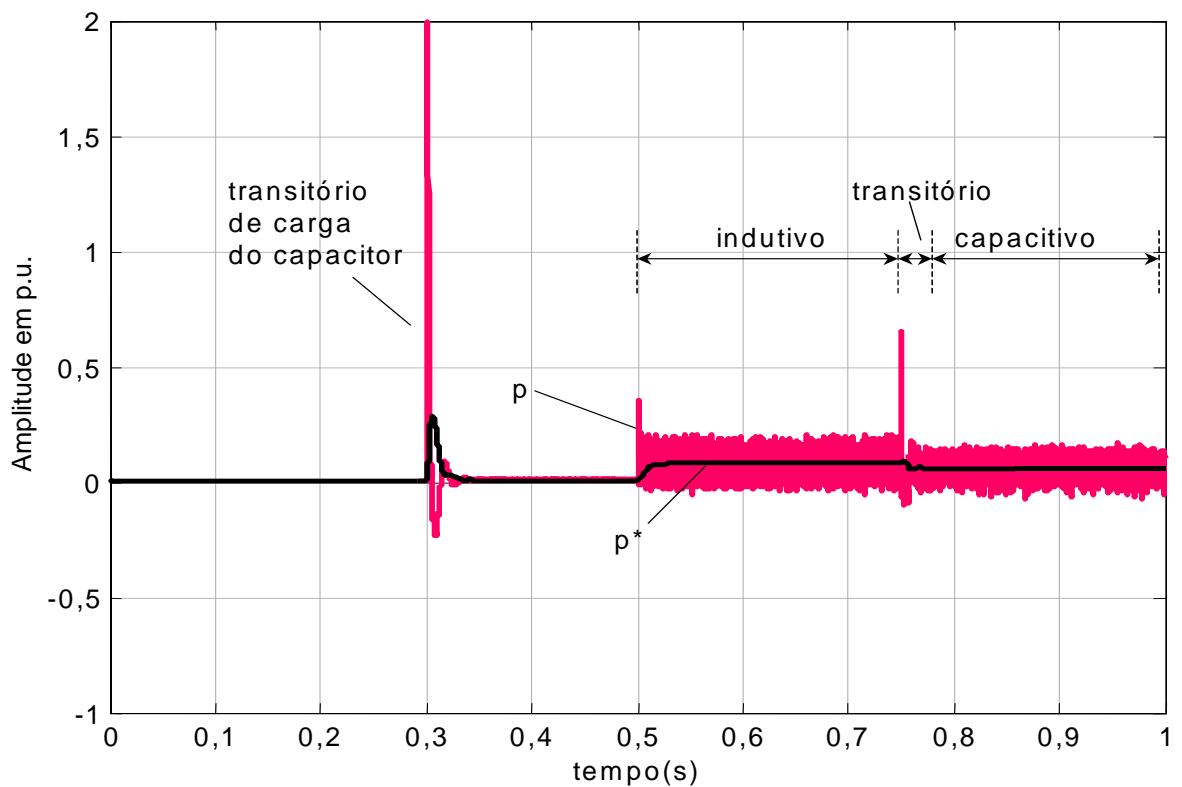


Figura 67 - STATCOM PWM CR-VSC - potência real instantânea e de controle,  $p$  e  $p^*$ .



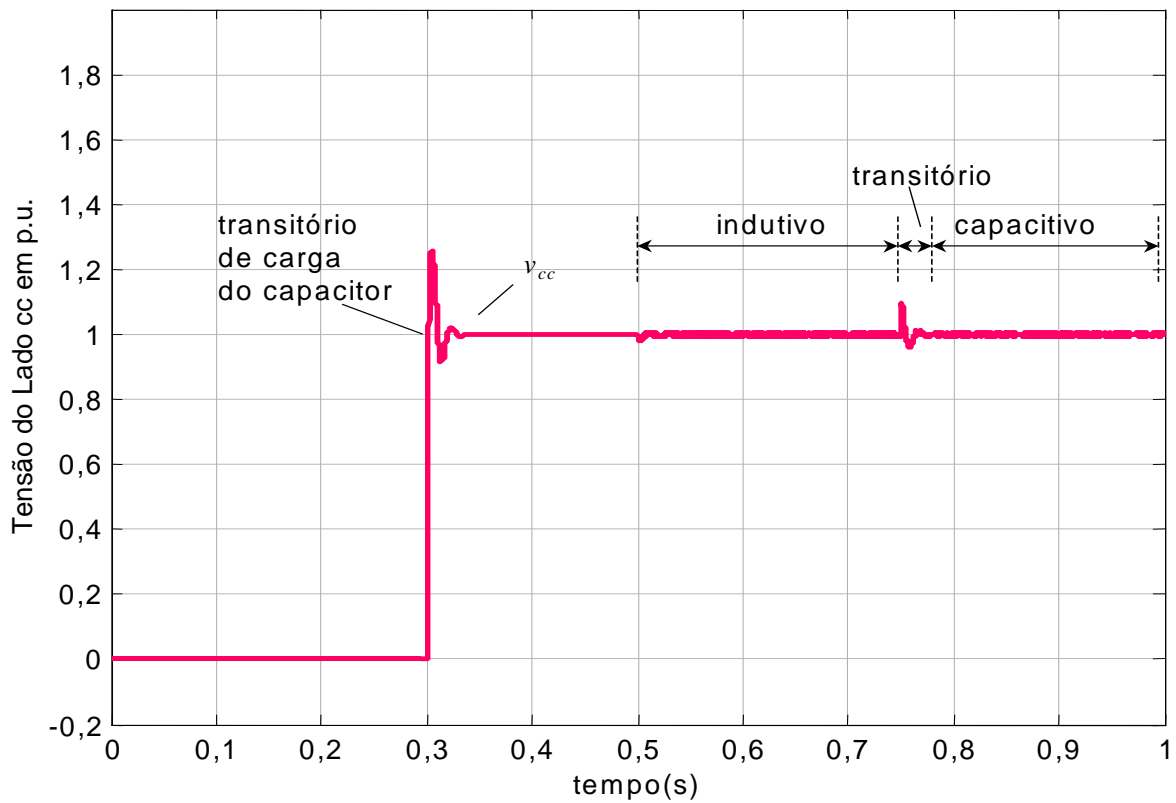


Figura 68 - STATCOM PWM CR-VSC - tensão do lado CC.

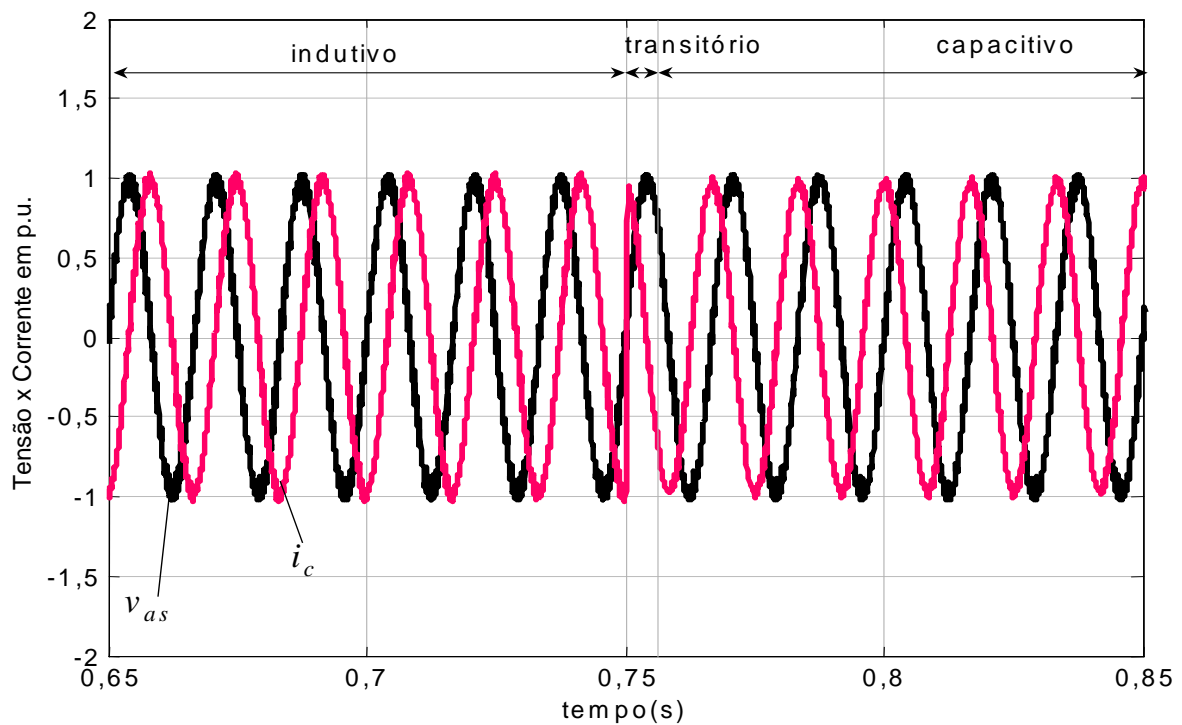


Figura 69 - STATCOM PWM CR-VSC - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$ .

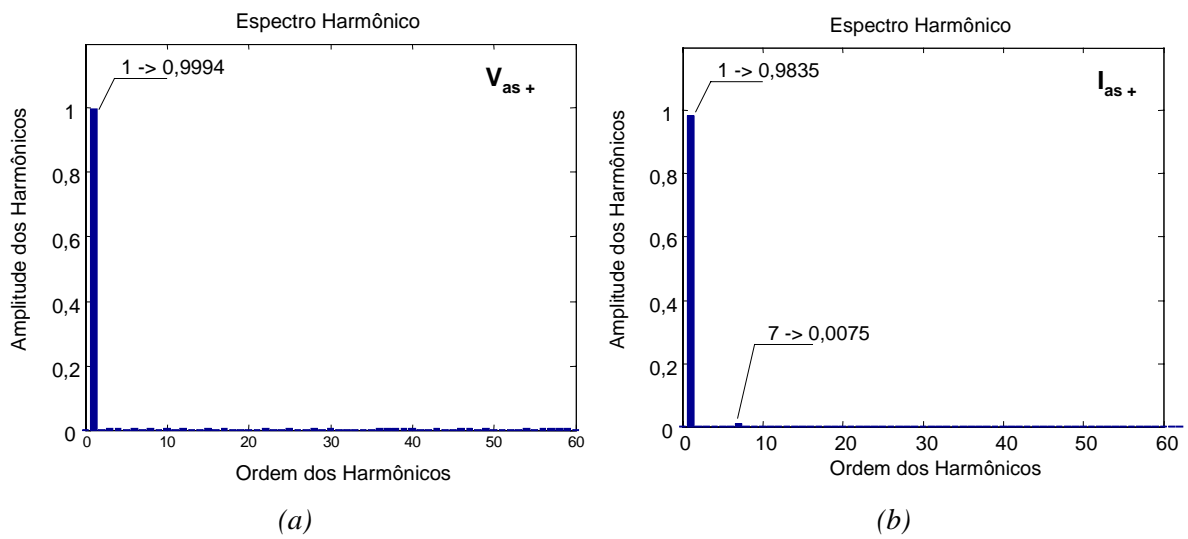


Figura 70 - STATCOM PWM CR-VSC - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u..

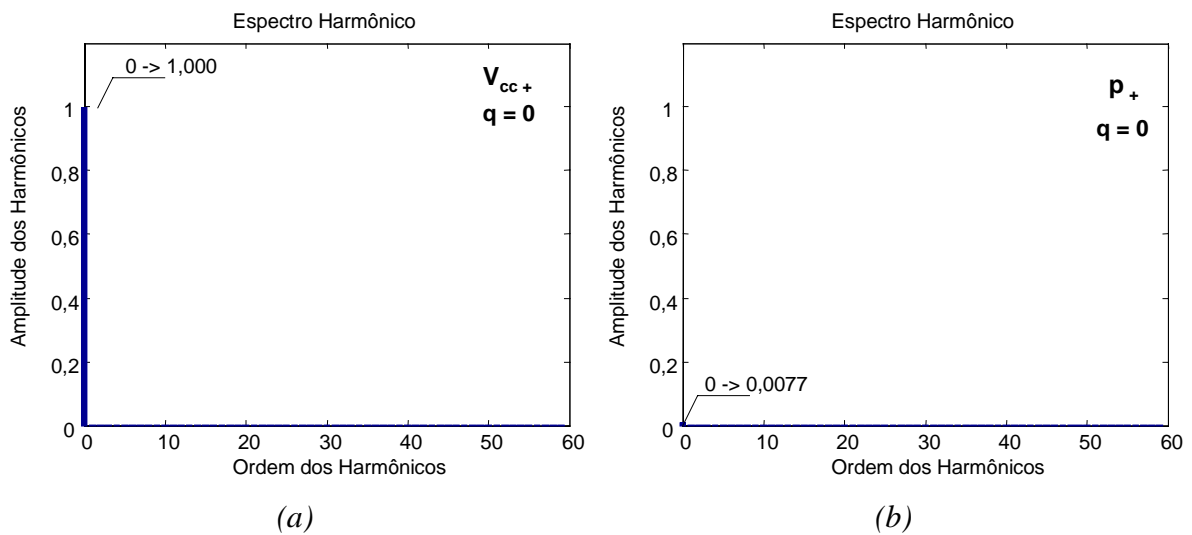


Figura 71 - STATCOM PWM CR-VSC - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b).

#### 4.4.3. Resultados Simulados do PWM CR-VSC com Seqüência Negativa

---

A presença de perturbações, resultantes da introdução de  $\eta_2 = 5\%$ , não resulta em perturbações nas potência imaginária instantânea, mostrada na *Figura 72*, e na potência real instantânea, mostrada na *Figura 73*. Nestes resultados apenas o ruído do chaveamento em 25 kHz é observado.

A *Figura 74* apresenta a tensão do lado CC, e neste resultado observa-se pequenas oscilações em torno do valor de tensão controlado.

No resultado da tensão e corrente do sistema CA, na fase “a”, mostrados na *Figura 75*, não são observados distorções que não sejam aquelas relacionadas ao chaveamento PWM. Destaca-se novamente a mudança quase instantânea do valor de corrente indutiva para capacitiva.

A análise harmônica da tensão na fase “a”, mostrada na *Figura 76(a)*, não apresenta variações do resultado mostrado na *Figura 70(a)*, exceto pelo aumento de 5% da amplitude, resultante da inserção de  $\eta_2 = 5\%$ . No entanto, a análise dos harmônicos para a corrente de compensação,  $i_c$ , na *Figura 76(b)*, mostra a presença do terceiro harmônico. No entanto neste caso este harmônico é parcialmente resultante da atuação do componente de seqüência negativa no lado CC do STATCOM. A outra parcela do terceiro harmônico existente neste STATCOM está relacionado ao controle.

Mesmo para o chaveamento em alta freqüência existirá um componente fundamental e este componente multiplicado pela oscilação de freqüência  $2\omega$  no lado CC do STATCOM resulta no terceiro harmônico do lado CA do STATCOM (Seção 3.5). O Apêndice F.6 apresenta o desenvolvimento matemático que demonstra esta relação. Porém, neste STATCOM, ocorre que a atuação rápida do controle da tensão do lado CC do STATCOM tenta minimizar as perturbações de freqüência  $2\omega$  e este controle acaba por gerar, através das correntes de controle  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , o terceiro harmônico de seqüência positiva.

A presença de seqüência negativa é confirmada pelo harmônico de ordem 2 na tensão do lado CC, mostrado na análise da *Figura 77(a)*, quando  $q \neq 0$ . No entanto, na análise harmônica da potência real instantânea, na *Figura 77(b)*, este harmônico de ordem 2 é pequeno e não é observado.

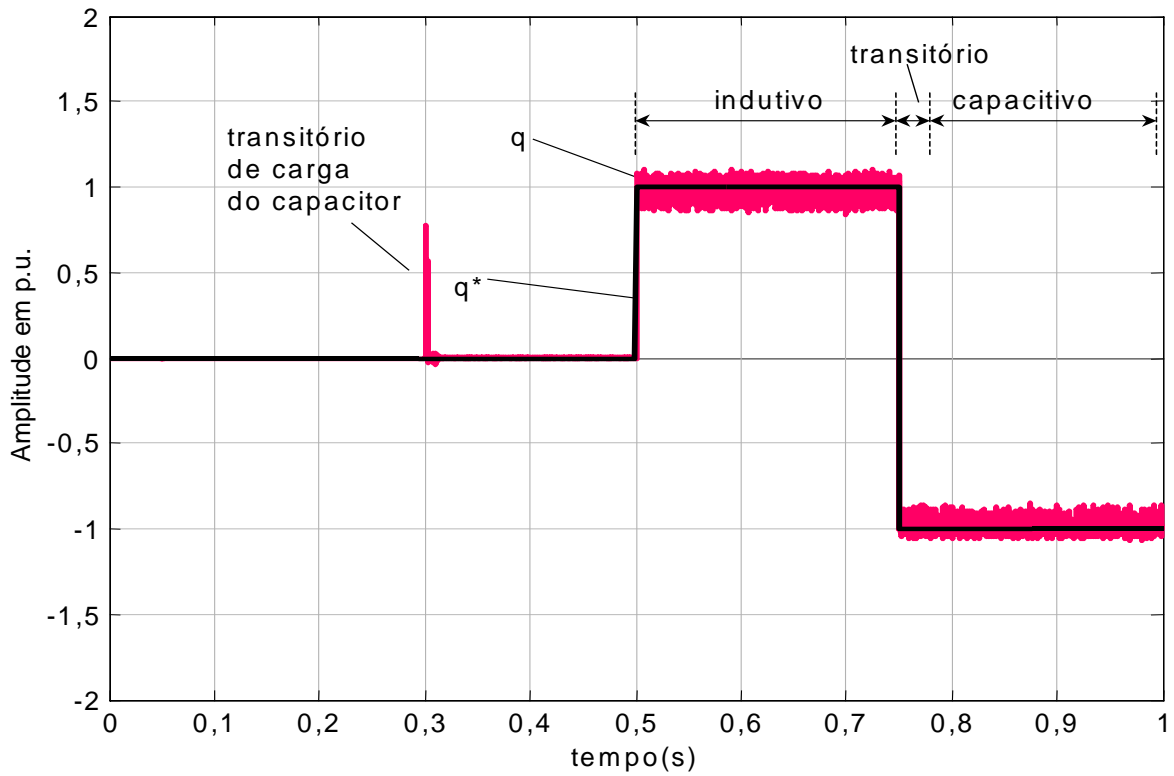


Figura 72 - STATCOM PWM CR-VSC - potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

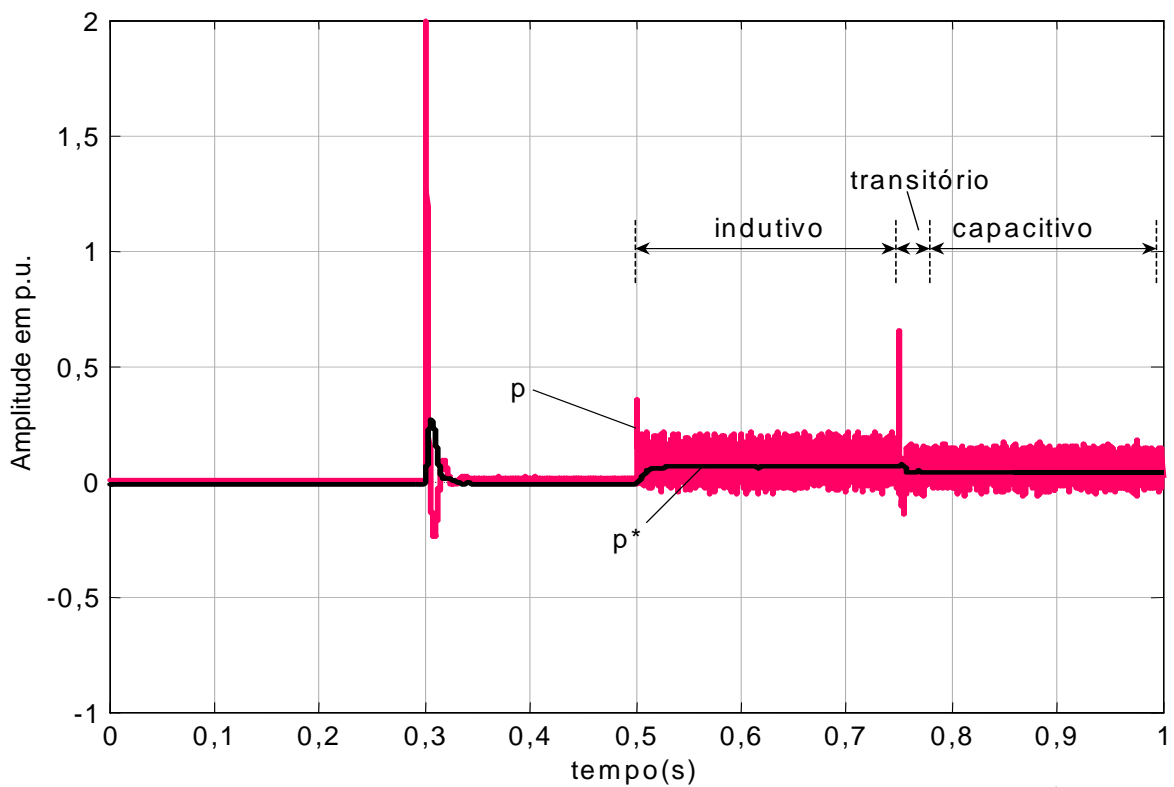


Figura 73 - STATCOM PWM CR-VSC - potência real instantânea e de controle,  $p$  e  $p^*$  - com seqüência negativa.

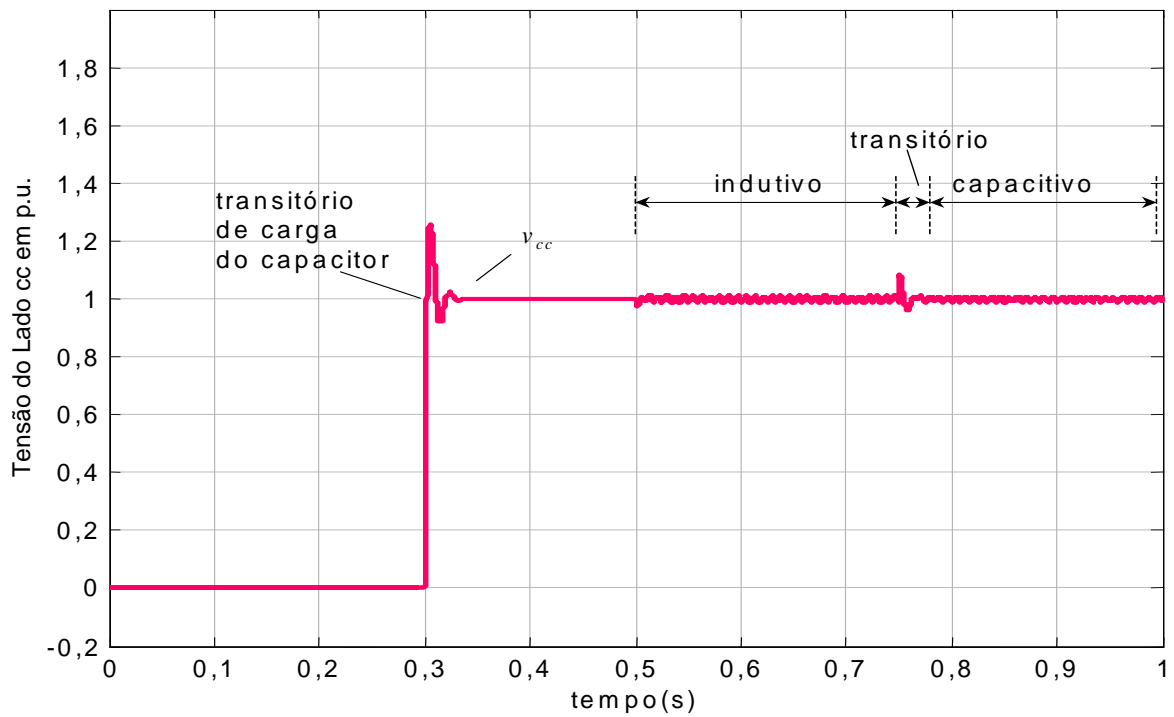


Figura 74 - STATCOM PWM CR-VSC - tensão do lado CC - com seqüência negativa.

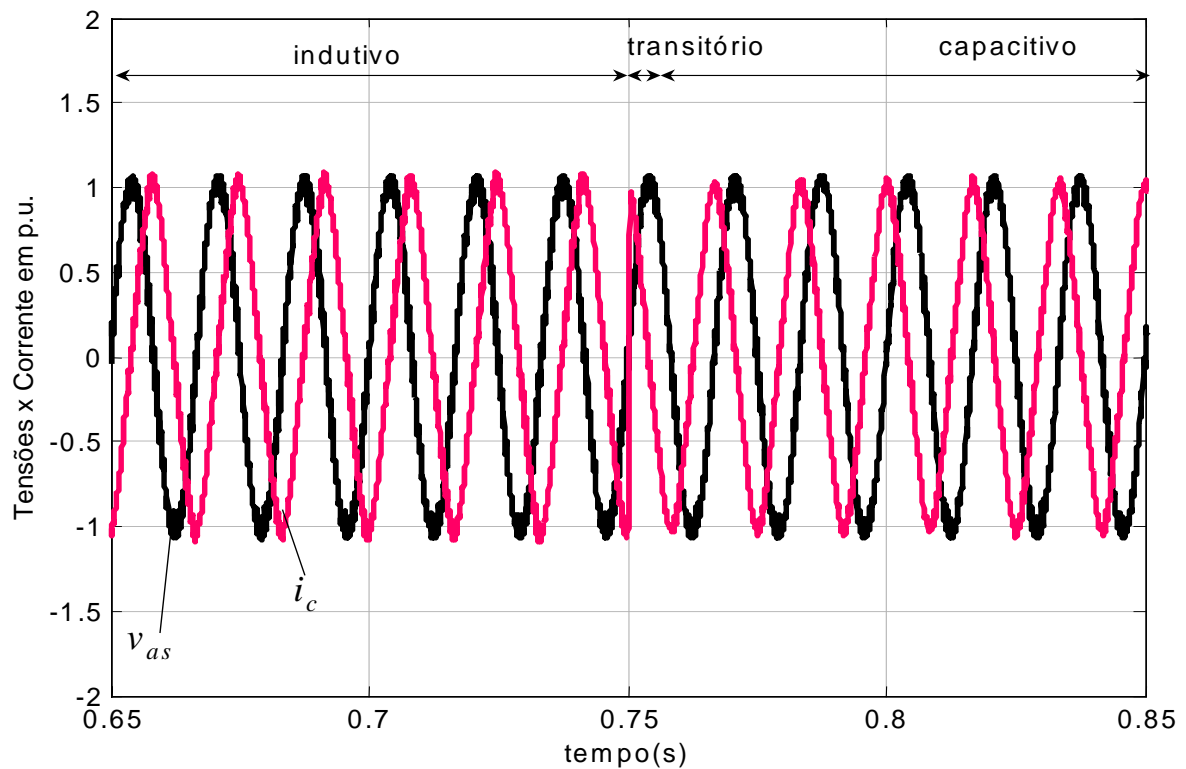


Figura 75 - STATCOM PWM CR-VSC - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.

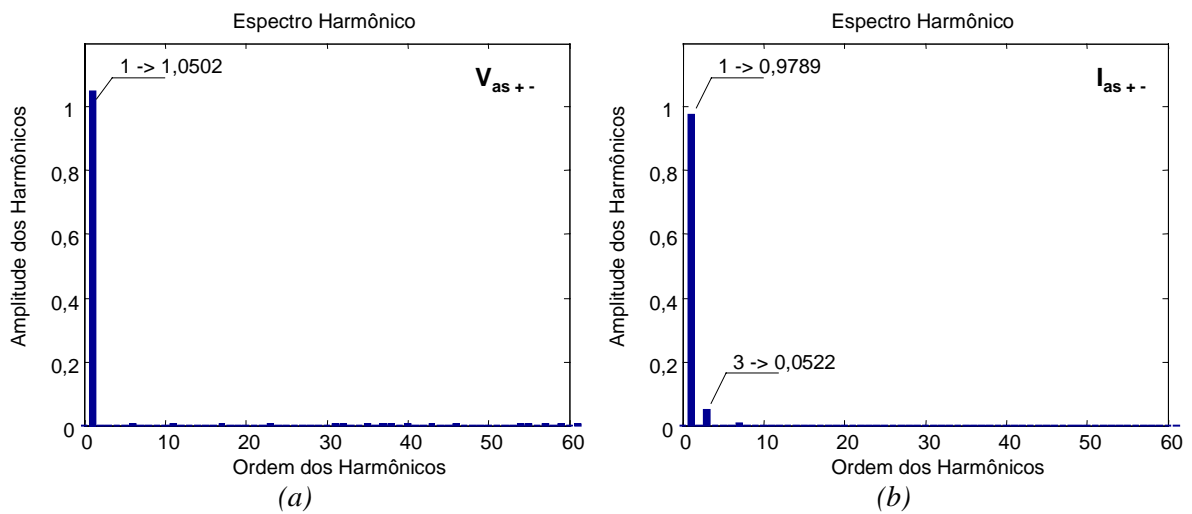


Figura 76 - STATCOM PWM CR-VSC - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u. - com seqüência negativa.

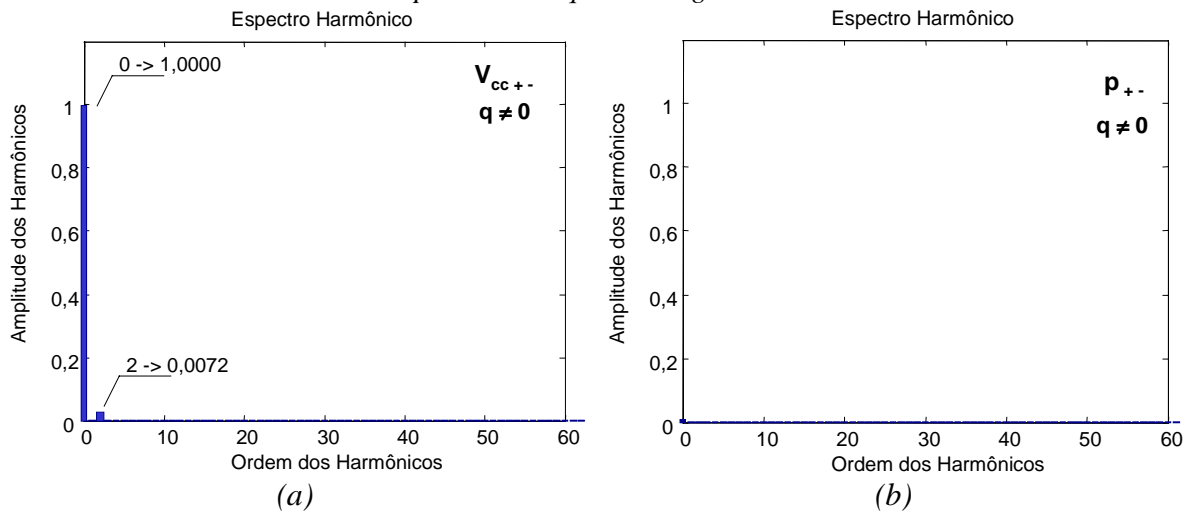


Figura 77 - STATCOM PWM CR-VSC - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa.

#### 4.5. Resumo dos Modelos Digitais

Nesta Seção foram apresentados os modelos digitais do STATCOM operando como fonte de tensão e fonte de corrente. Estas topologias foram apresentadas mostrando o controle utilizado, e a operação nas condições normal e com a presença do componente de seqüência negativa, com  $\eta_2 = 5\%$ .

Nos modelos operando como fonte de tensão observa-se que:

- O STATCOM Multipulso de 48, e de *quasi* 48 pulsos: a estrutura dos transformadores faz a eliminação de harmônicos e o valor da capacitância do lado

CC influi na dinâmica de funcionamento. A introdução da seqüência negativa STATCOM provoca a oscilações de frequência  $2\omega$  nas potências instantâneas e na tensão do lado CC. E esta distorção resulta na presença do terceiro harmônico nas correntes de compensação do lado CA.

- O STATCOM PWM ST: Utiliza uma frequência de chaveamento elevada ( $\sim 3$  kHz) no técnica PWM seno triângulo. Neste STATCOM a presença do componente de seqüência negativa gera perturbações de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC e o terceiro harmônico nas correntes de compensação do lado CA. No entanto, o desempenho obtido é melhor para o lado CC.

O STATCOM que opera como fonte de corrente é o STATCOM PWM CR-VSC. Neste modelo verifica-se que as perturbações relacionadas ao desbalanço de tensão possuem uma influência muito pequena nos resultados. Porém na presença do componente de seqüência negativa é constatado o terceiro harmônico na corrente de compensação e a perturbação de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC e na potência real instantânea. No entanto, o terceiro harmônico observado aqui é o resultado da atuação do controle visando eliminar as perturbações de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC. O uso de um capacitor maior no lado CC minizaria este harmônico.

Os resultados obtidos nos modelos digitais confirmam os desenvolvimentos apresentados nos capítulos anteriores e mostram as variações específicas dos controles e topologias utilizados para o STATCOM e as respostas obtidas quando ocorre a inserção do componente de seqüência negativa.

Nos resultados obtidos constata-se que a presença da perturbação de frequência  $2\omega$ , resultante da presença do componente de seqüência negativa gera perturbações em todas as topologia do STATCOM e estas perturbações são evidentes nas potências imaginária e real instantâneas, nas tensões do lado CC e na corrente de compensação do STATCOM no lado CA.

Considerando os resultados anteriores, verifica-se que a topologia do STATCOM CR-VSC possui uma maior capacidade de operar nas condições de desbalanço, porém estas topologias não são inteiramente imunes às perturbações decorrentes da operação em condições não ideais. Os STATCOMs Multipulsos apresentam resultados intermediários e o pior resultado foi apresentado pelo STATCOM PWM. No STATCOM PWM ST,

melhorias no controle, por exemplo, uma malha de controle de tensão CA de saída ou um sistema de controle das perturbações na tensão CC podem apresentar resultados melhores.

Considerando os dados da *Tabela 6* e os resultados das simulações verifica-se que a dinâmica de resposta do STATCOM é função de sua topologia, do controle utilizado, no método de chaveamento, e dos elementos passivos que o compõe. Ou seja, mesmo um capacitor grande, e respectivo valor de  $\tau_c$ , e frequência de chaveamento alta (~kHz) não garante um bom desempenho quando na presença do componente de seqüência negativa.

*Tabela 6 - Valores de Constante de Inércia dos STATCOMs Simulados.*

Topologia	S (kVA)	V <sub>sa</sub> (V)	V <sub>cc</sub> (V)	K <sub>1</sub>	C (μF)	τ <sub>c</sub> (ms)
48 pulsos	600	220	282,2	0,780	16000	<b>1,06</b>
quasi 48	600	220	282,2	0,780	16000	<b>1,06</b>
PWM ST	600	480	1000	0,48	10000	<b>8,33</b>
CR-VSC	600	220	368,79	0,597	16000	<b>1,81</b>

S - Potência Nominal do STATCOM

V<sub>sa</sub> - Tensão CA na entrada dos conversores do STATCOM.

V<sub>cc</sub> - tensão CC nos capacitores do STATCOM.

K<sub>1</sub> - Relação entre o componente fundamental da tensão do lado CA e a amplitude da tensão do lado CC -  $K_1 = V_{sa} / V_{cc}$ .<sup>\*1</sup>

C - Capacitor do lado CC em μF.

τ<sub>c</sub> - é calculada por (248).

\*1 - No STATCOM Multinível  $K_1 = \pi / \sqrt{6}$  ;

No STATCOM PWM ST,  $K_1 = 2 / m_a$ , onde  $m_a = 0,96$ ;

No STATCOM CR-VSC,  $K_1 \sim 0,6$ ;

Neste capítulo foram apresentadas topologias e diferentes tipos de controle do STATCOM e a resposta que estes possuem à presença do componente de seqüência negativa. Uma primeira verificação da resposta dinâmica dos diferentes STATCOMs pôde ser observada. Os modelos de STATCOMs apresentados poderiam estar melhor ajustados e poderiam ter características de operação aproximadas, por exemplo as frequências de operação e as constantes de inércia. No entanto o foco do trabalho e deste capítulo era apresentar as perturbações do componente de seqüência negativa de forma a comprovar o que havia sido previsto nos modelos analíticos.

O Capítulo 5, a seguir, fará o fechamento das análises iniciais deste capítulo, e, considerando os desenvolvimentos matemáticos dos Capítulos 2 e 3, fará a correlação entre os fenômenos previstos matematicamente e os fenômenos observados.



# CAPÍTULO 5

**Análises Comparativas dos  
Resultados Matemáticos de dos  
Resultados Digitais Simulados**

## 5. Análises Comparativas das Topologias

---

O objetivo deste capítulo é realizar a comparação entre os resultados matemáticos obtidos nos Capítulos 2 e 3 e os resultados dos modelos digitais, obtidos no Capítulo 4. Os resultados matemáticos utilizados para a comparação foram obtidos através da análise por teoria das potências instantâneas e por funções de chaveamento. Estes resultados consideram as potências instantâneas, real e imaginária, a tensão do lado CC do STATCOM e a corrente de compensação do lado CA relacionados à presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA.

Alguns testes complementares foram realizados com o objetivo de verificar os limites da operação das topologias e controles do STATCOM. Nestes testes serão utilizados os STATCOMs *quasi* 48 pulsos, o STATCOM PWM ST e o STATCOM CR-VSC.

No teste dos limites de operação o valor de  $\eta_2$  foi variado de 0% até 50%, conforme a faixa de operação discutida no Capítulo 4. Outro teste visa apresentar a influência do capacitor do lado CC do STATCOM no controle dos efeitos resultantes da presença do componente de seqüência negativa.

Uma análise sobre os métodos de controle de perturbações é realizada considerando os testes complementares e as comparações entre os resultados matemáticos e os resultados dos modelos digitais.

### 5.1. Variação do Componente de Seqüência Negativa

---

No início do Capítulo 4, foi apresentado que o componente de seqüência negativa pode ocorrer pela presença de cargas desbalanceadas no sistema CA ou pela ocorrência de faltas assimétricas.

Conforme discutido anteriormente, os valores de  $\eta_2$  observados podem ser encontrados na faixa de  $2\% < \eta_2 < 50\%$ .

Apesar do valor  $\eta_2 = 5\%$  para desbalanço em regime permanente ser considerado um valor muito alto por alguns autores, estes valores existem atualmente em redes de distribuição e valores ainda maiores podem ser obtidos em sistemas de transmissão quando é discutida a interrupção monopolar de linhas, descrito por Rossi *et alii* em [201]. Nesta condição, sistemas de transmissão operam na condição de faltas assimétricas por períodos

indeterminados. No entanto, deve-se ressaltar que a abertura monopolar de linhas ainda é uma proposta e ainda não há casos de aplicações reais.

Nas condições de operação apresentadas, o funcionamento do STATCOM como elemento auxiliar à estabilidade do sistema elétrico é bastante desejada, porém sua própria capacidade de operar nas condições não ideais é prejudicada.

Assim, observa-se que os valores de seqüência negativa podem variar de 0% a 50% e para esta faixa de valores foram testadas as topologias do STATCOM *quasi* 48 pulsos, STATCOM PWM ST, estes dois operando como fonte de tensão, e STATCOM CR-VSC, operando como fonte de corrente.

### **5.1.1. Relação do Componente de Seqüência Negativa com as Perturbações Observadas**

---

Nesta Seção, o valor de  $\eta_2$  será variado de 0% até 50%, considerando também o regime permanente, visando analisar os limites de desempenho de algumas das topologias apresentadas no Capítulo 4 e comparar os resultados obtidos com os resultados previstos matematicamente nos Capítulos 2 e 3.

### **5.1.2. Respostas dos STATCOMs à variação do componente de seqüência negativa**

---

A seguir são apresentadas as respostas obtidas para variação do percentual do componente de seqüência negativa,  $\eta_2$ , nos vários STATCOMs simulados no programa ATP e ATPDraw.

Nos resultados simulados, seguindo a IEEE Std. 519 [213], Tabela 11-1, limitou-se o valor máximo de amplitude do terceiro harmônico de seqüência positiva em 3%, considerando a faixa de distribuição de tensão abaixo de 69 kV. Também se definiu que o valor de amplitude de oscilação de freqüência  $2\omega$  para a tensão do lado CC não deve ser superior a 10% do valor médio da tensão CC.

Não se definiu o valor máximo de amplitude de oscilações nas potências instantâneas, real e imaginária, porém, os resultados destas potências foram acompanhados.

Considerando os limites estabelecidos, nos resultados seguintes são apresentadas duas regiões, indicadas por DN, dentro da norma, e FN, fora da norma. A área DN indica a

região desejada de operação do STATCOM considerando valores dos limites indicados por normas. A área FN indica a região onde os valores obtidos não são enquadrados nos limites definidos por normas.

Considerando o regime permanente, prevalecem os valores estabelecidos por norma, segundo o IEEE Std. 519 [213], os valores apresentados de harmônicos individuais e de THD devem ser considerados o pior caso para condições em regime permanente com a duração de tempo inferior a uma hora. No entanto, para condições transitórias, os limites poderão ser excedidos em até 50%, ou por projeto estes limites podem ser estendidos para limites maiores dotando o equipamento de uma maior capacidade de sobreviver às perturbações (*ride through*).

### 5.1.2.1. Modelos Analíticos para a Variação de $\eta_2$

A seguir os resultados obtidos das simulações serão comparados os resultados obtidos através de expressões analíticas desenvolvidas nos Capítulos 2 e 3.

#### 5.1.2.1.1. Terceiro Harmônico na Tensão e Corrente

O resultado do modelo analítico para a amplitude do terceiro harmônico de tensão é obtido da simplificação de (235), Seção 3.7.1, onde apenas a amplitude do harmônico é considerada. Desta forma:

$$|v_{ai3+}| = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} V_{s-}. \quad (267)$$

Seguindo as normalizações realizadas em (244) e (245), e na Seção 3.8.1, tem-se que:

$$|v_{ai3+}|_N = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} \frac{V_{s-}}{V_{s+}} = \frac{4K_h}{\omega^2 CL_s} \eta_2 = \frac{4K_h}{C_{pu} L_{spu}} \eta_2. \quad (268)$$

Porém, a normalização do capacitor do lado CC por bases do lado CA, conforme realizado por Schauder *et alii* em [105] e [106], pode ocasionar num erro quando considera-se a variação da constante que relaciona o lado CA com o lado CC, mostrada em (20). Desta forma, considerando o diagrama da *Figura 13*, na Seção 3.2, definiu-se a potência base do lado CC do STATCOM, como sendo:

$$S_{bca} = S_{bcc}, \text{ e} \quad (269)$$

$$P_{bca} = P_{bcc}, \quad (270)$$

e por (240), definiu-se que:

$$V_{bcc} = \frac{V_{bca}}{K_h}. \quad (271)$$

Assim,

$$I_{bcc} = \frac{P_{bcc}}{V_{bcc}}, \text{ e} \quad (272)$$

$$R_{bcc} = \frac{V_{bcc}}{I_{bcc}}. \quad (273)$$

Para o circuito mostrado no diagrama da *Figura 13*, desprezado  $R_{ccs}$ , a constante de tempo é dada por:

$$\tau_{cc} = R_{ccp} C, \quad (274)$$

e esta constante de tempo deve ser igual à constante de inércia do STATCOM. Desta forma:

$$\tau_c = \tau_{cc} = R_{ccp} C = \frac{R_{ccp}}{R_{bcc}} C R_{bcc}. \quad (275)$$

Assim, definiu-se que o capacitor normalizado  $C_{pu}$ , para o lado CC é dado por:

$$C_{pu} = C R_{bcc}. \quad (276)$$

Assim, utilizando (268), considerando a definição de (276), o terceiro harmônico nas corrente é obtido conforme:

$$|i_{ai3+}|_N = \frac{|v_{ai3+}|_N}{L_{spu}} = \frac{4K_h}{C_{pu} L_{spu}^2} \eta_2, \quad (277)$$

#### 5.1.2.1.2. Oscilação de Frequência $2\omega$ no Lado CC

---

As amplitudes da oscilação de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC são obtidas analiticamente através (247), onde deve-se considerar a definição de (276):

$$\tilde{v}_{ccN} = \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{1}{L_{spu} C_{pu}}, \quad (278)$$

ou através de (252):

$$\tilde{v}_{ccN} = \frac{\eta_2}{4\pi^2} \frac{1}{L_{spu} \tau_c}. \quad (279)$$

### 5.1.2.1.3. Oscilações de Frequência $2\omega$ nas Potências Instantâneas

---

Os resultados obtidos a partir do modelo analítico para as amplitudes de oscilação das potências instantâneas real e imaginária foram obtidos respectivamente de (114) e (117), conforme mostrado a seguir.

Considerando todos os ângulos de defasagem nulos,  $\delta \approx 0$ ,  $\theta_{s+} \approx 0$ , e  $\theta_{s-} \approx 0$ , as amplitudes de oscilação são dadas por:

$$|\tilde{p}_s| = \left| \frac{-V_{s-}(V_{i1+} - 2V_{s+})}{\omega L_s} \right|, e \quad (280)$$

$$|\tilde{q}_s| = \frac{V_{s-}V_{i1+}}{\omega L_s}. \quad (281)$$

Normalizando estas amplitudes, considerando que as tensões de seqüência positiva são todas 1 p.u., e utilizando (20), tem-se que:

$$|\tilde{p}_s|_N = \left| \frac{-\eta_2(K_1 - 2)}{L_{spu}} \right|, e \quad (282)$$

$$|\tilde{q}_s|_N = \frac{\eta_2 K_1}{L_{spu}}. \quad (283)$$

### 5.1.2.1.4. Validação dos Modelos Analíticos do STATCOM

---

Os modelos analíticos do STATCOM operando como fonte de tensão e como fonte de corrente foram apresentados nos Capítulos 2 e 3 e os resultados apresentados informam qualitativamente o que ocorre no STATCOM na presença do componente de seqüência negativa.

Para o STATCOM operando como fonte de tensão, as expressões analíticas apresentadas na Seção 5.1.2.1 mostram os resultados desenvolvidos para a condição onde a tensão do sistema CA é composta pelos componentes de seqüência positiva e negativa e o STATCOM gera apenas com o componente fundamental de seqüência positiva.

Neste caso, devido a estas simplificações, podem ocorrer erros quantitativos quando as expressões analíticas desenvolvidas forem diretamente aplicadas aos modelos digitais dos STATCOM simulados.

Visando obter uma avaliação do desempenho das expressões analíticas apresentadas foi realizada uma simulação digital considerando as mesmas condições nas quais as

expressões analíticas foram desenvolvidas. Assim, foi simulado um modelo digital onde o STATCOM foi representado como uma fonte de tensão gerando apenas a tensão com o componente fundamental de seqüência positiva. Esta fonte de tensão ideal, representando o STATCOM, foi conectada a uma outra fonte de tensão representando o sistema CA através de uma indutância resultando num esquema similar ao mostrado na *Figura 8*. A fonte representando o sistema CA gera os componentes de seqüência positiva e negativa. O lado CC do STATCOM foi representado através de sua equação de potência, apresentada em (174).

Ao mesmo tempo foram calculadas as expressões (112) a (117) para as potências instantâneas e a expressão (227) para a amplitude de oscilação no lado CC do STATCOM.

A *Tabela 7* apresenta os valores utilizados nas simulações e nas expressões analíticas.

*Tabela 7 - Valores utilizados na simulação simplificada.*

$V_s$	$V_i$	LS	$\delta$	$V_{cco}$	$\omega$	C
1	1	262.2mH	0	10	377	1 $\mu$ F

Os resultados das simulações estão mostrados a seguir. Nos resultados calculados cada um dos termos é calculado conforme as expressões analíticas apresentadas e para o resultado simulado, as potências instantâneas são obtidas através de (73) e (74) e os valores médios e oscilantes são separados por um filtro de 4ª ordem com frequência de corte de 200 rad/s (32 Hz). O valor de  $K_h$  utilizado em (227) foi medido na simulação.

O resultado mostrado na *Figura 78* mostra a potência imaginária instantânea obtida da simulação,  $q_{simulada}$ , e da soma das expressões (115) a (117),  $q_{calculada}$ , para uma variação de  $V_i$  de +0,25 e -0,25 considerando uma perturbação de  $\eta_2$  de 5%. Observa-se que os valores obtidos nestes resultados são muito próximos. Separando os valores médios simulados e calculados, mostrados na *Figura 79* e os valores oscilantes, mostrados na *Figura 80* observa-se que exceto pelos transitórios simulados os resultados são iguais. Isto é comprovado no detalhe da potência imaginária instantânea mostrado na *Figura 81*.

Na *Figura 82*, *Figura 83* e *Figura 84* são apresentados, respectivamente, os resultados de amplitude de oscilação na frequência  $2\omega$  na potência real instantânea, potência imaginária instantânea, tensão do lado CC do STATCOM, para a variação de  $\eta_2$ .

Nestes resultados observa-se (a) os valores de amplitude simulados ao lado dos

valores de amplitude calculados e (b) os valores de erro % indicando a diferença entre os resultados simulados e calculados.

Para as condições de simulação apresentadas, verifica-se nos resultados que as expressões analíticas obtidas para as oscilações de frequência  $2\omega$  nas potências instantâneas apresentam um erro máximo de até 0,5%, sendo assim bastante precisas na descrição dos fenômenos.

Para a expressão analítica que apresenta a amplitude de oscilação no lado CC do STATCOM têm-se que o erro máximo verificado é de 15%, sendo assim necessário um ajuste dos valores analiticamente obtidos.

Para o uso dos modelos analíticos do STATCOM as observações seguintes devem ser consideradas:

- Deve-se observar que as expressões apresentadas foram desenvolvidas para o STATCOM operando como fonte de tensão. No STATCOM operando como fonte de corrente deve-se utilizar as expressões (128) e (129) para o cálculo das potências médias e, (133) e (134) para o cálculo das potências oscilantes.
- No caso do STATCOM ST e do CR-VSC, considerando apenas o componente fundamental da função de existência, como mostrado na Seção 3.4, resultados similares seriam esperados. Porém, a atuação do controle, por exemplo como mostrado no Apêndice F.6, altera os resultados obtidos pelos modelos analíticos apresentados.
- Em todos os casos existem os harmônicos do chaveamento e as perturbações causadas pela presença da perturbação de frequência  $2\omega$  no lado CC do STATCOM. Desta forma, os sinais de  $-\omega$  e  $+3\omega$  existem nos resultados de perturbações dos STATCOMs simulados e reais. Estes termos não são considerados nos modelos analíticos e podem contribuir para a introdução de erros na aproximação realizada.



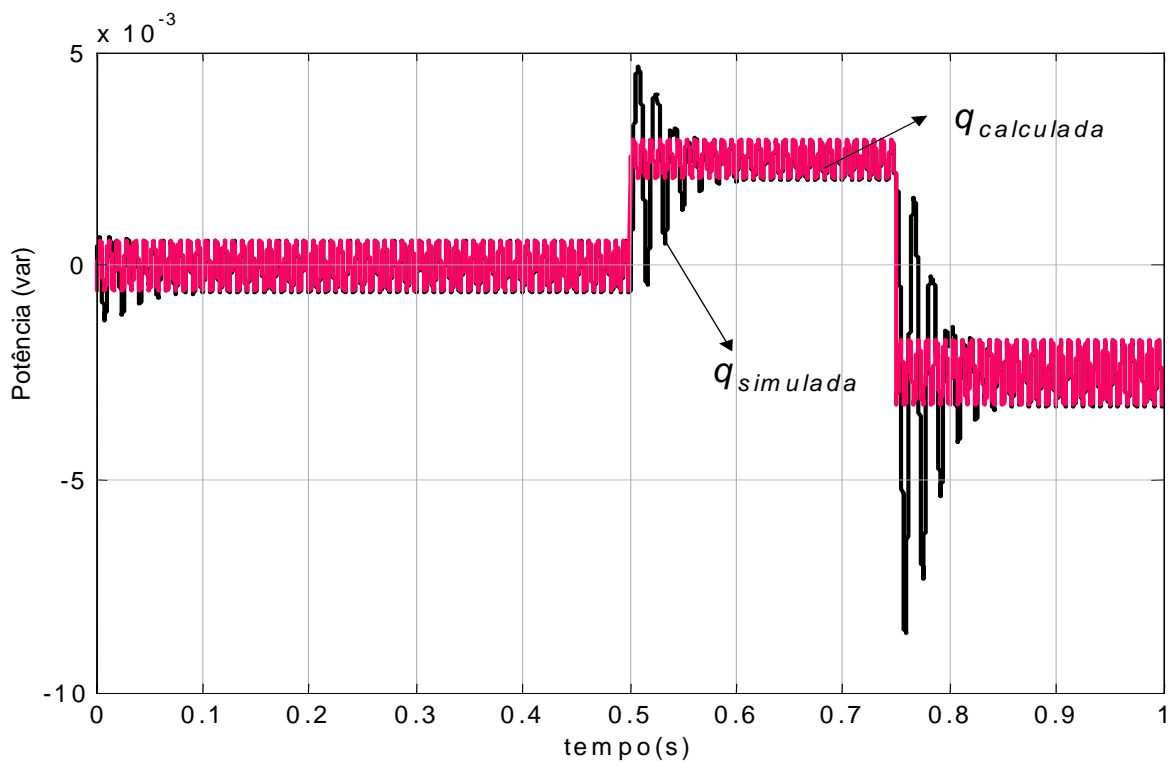


Figura 78 - Potência imaginária instantânea simulada e calculada.

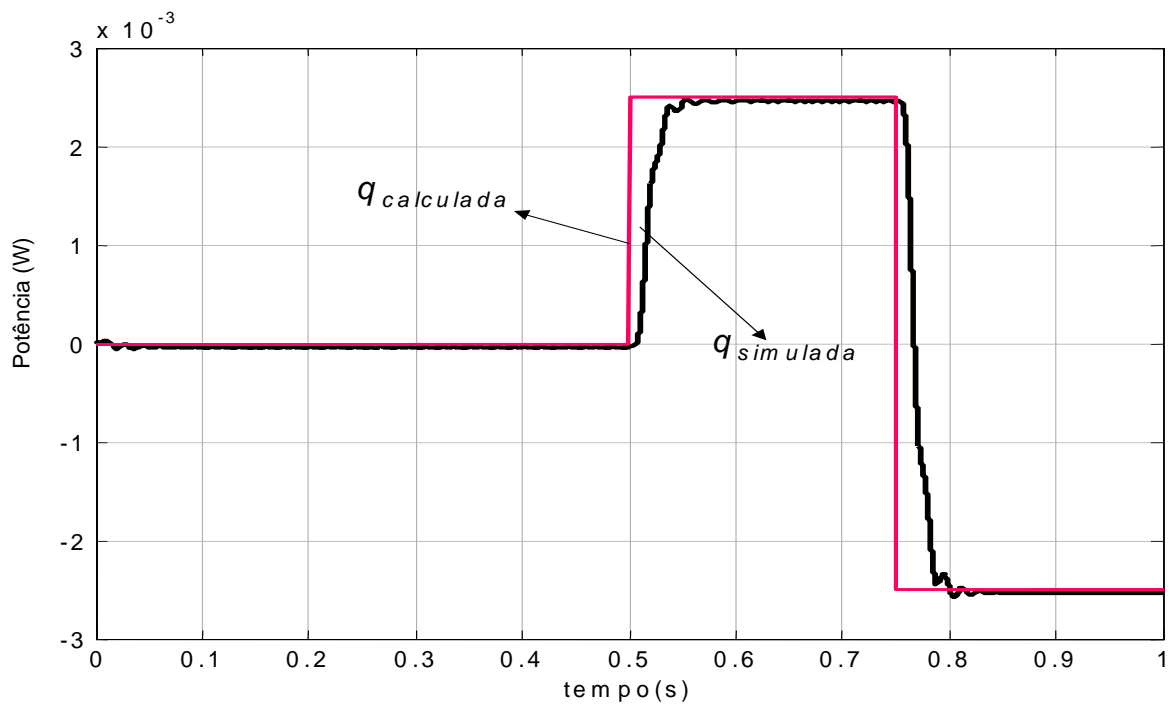


Figura 79 - Potência imaginária instantânea média simulada e calculada.

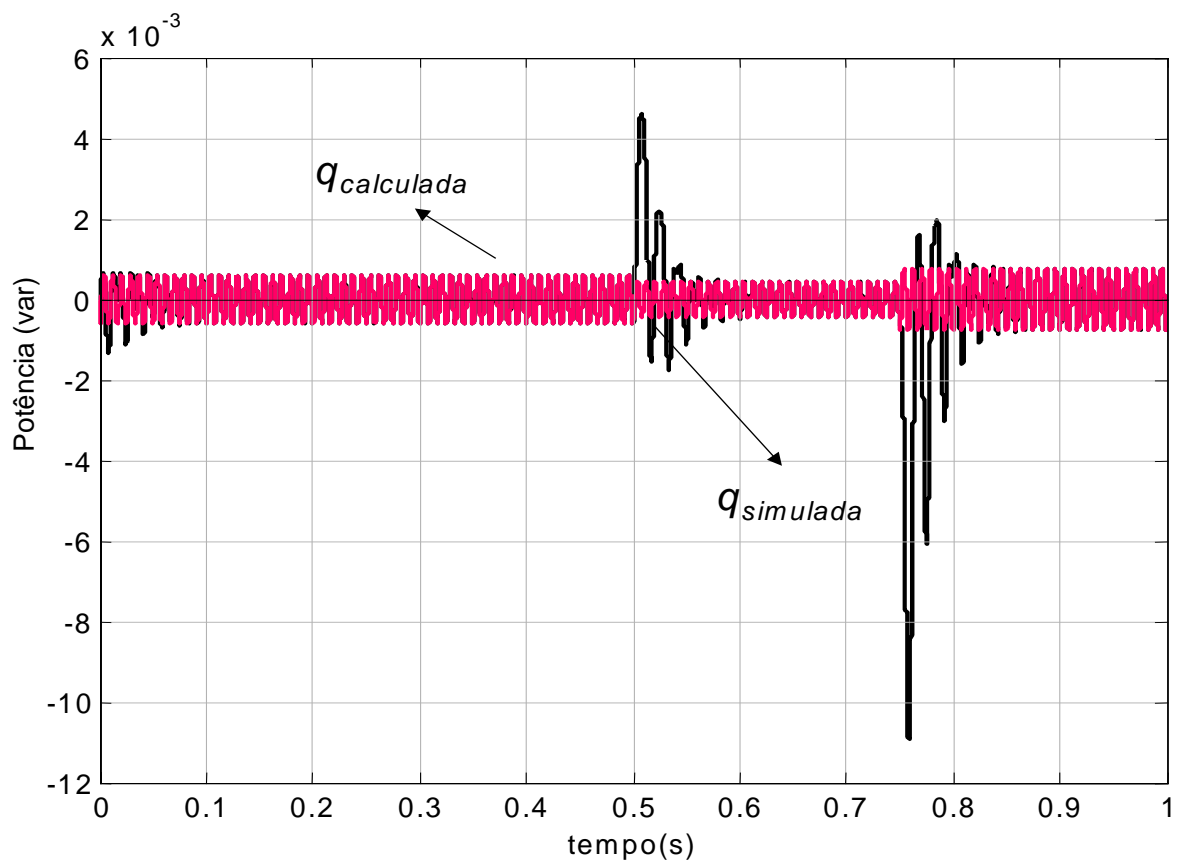


Figura 80 - Potência imaginária instantânea oscilante simulada e calculada.

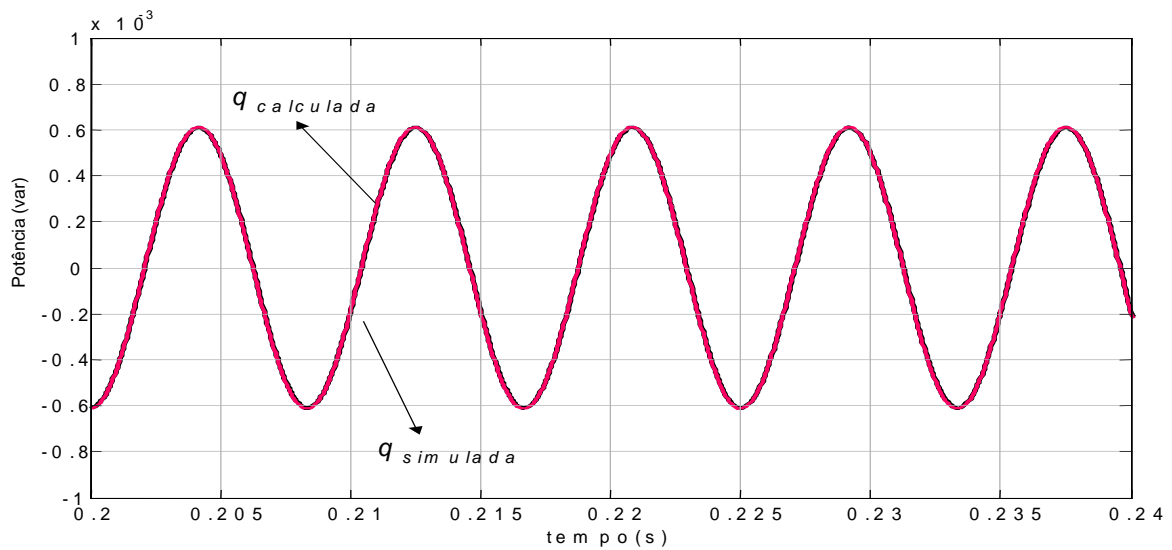


Figura 81 - Detalhe da potência imaginária instantânea oscilante simulada e calculada.

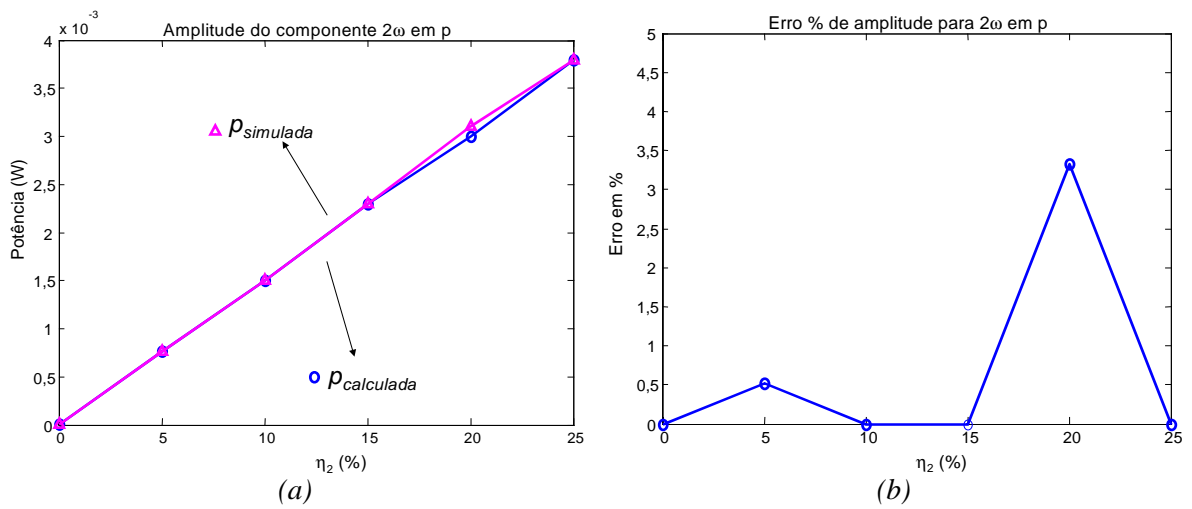


Figura 82 - Resultados para a variação de  $\eta_2$  na potência real instantânea,  $p$ , para (a) os valores simulados e calculados e (b) o resultado do erro %.

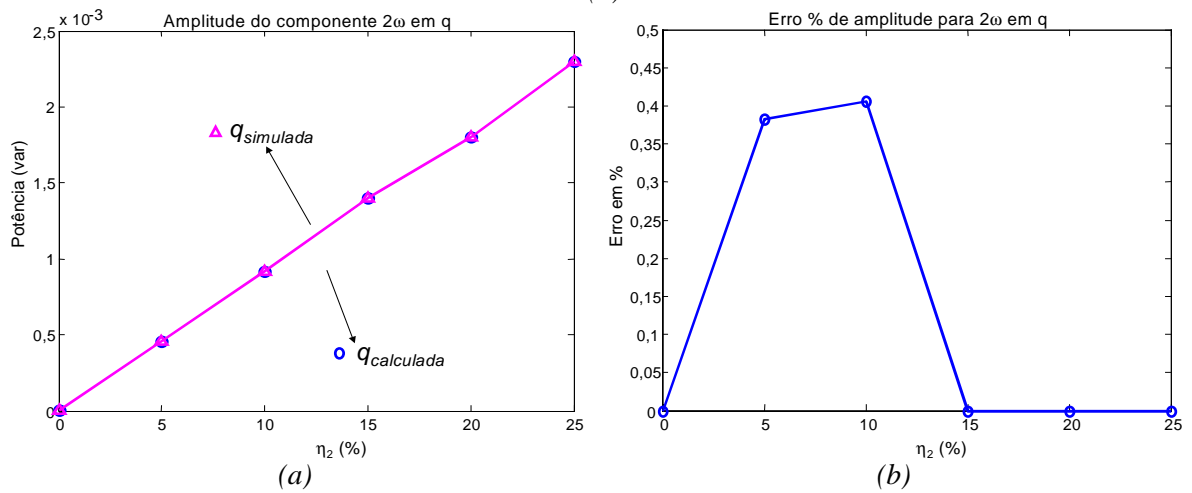


Figura 83 - Resultados para a variação de  $\eta_2$  na potência imaginária instantânea,  $q$ , para (a) os valores simulados e calculados e (b) o resultado do erro %.

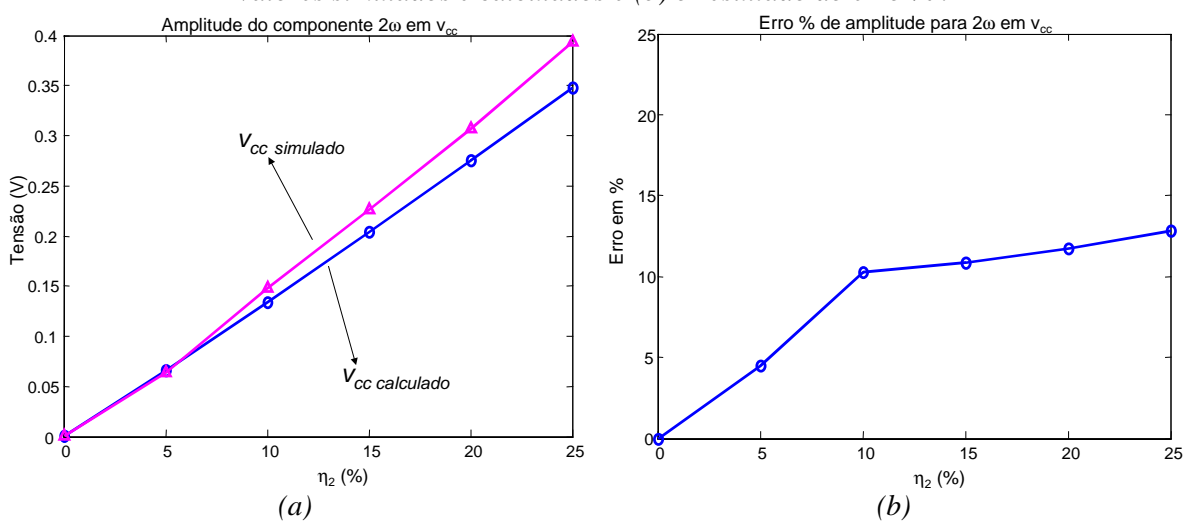


Figura 84 - Resultados para a variação de  $\eta_2$  na tensão do lado CC,  $v_{cc}$ , para (a) os valores simulados e calculados e (b) o resultado do erro %.

### 5.1.2.2. Variação de $\eta_2$ no STATCOMs *quasi* 48

---

Os resultados da variação de  $\eta_2$  de 0% até 50% na tensão do sistema CA onde o STATCOM *quasi* 48 pulsos está conectado são mostrados na *Figura 85*. Neste caso foram utilizados os valores base estabelecidos na *Tabela 6*.

A *Figura 85(a)* mostra a variação da amplitude do terceiro harmônico da corrente de compensação obtido através dos resultados dos harmônicos simulados<sup>12</sup> no programa ATP. Nestes resultados verifica-se que este harmônico só atende os critérios estabelecidos no IEEE Std 519 até o valor de  $\eta_2$  menores do que 2%. Para valores de  $\eta_2$  maiores do que 2% o terceiro harmônico é considerado um problema. Observa-se também neste resultado que a partir de  $\eta_2 > 20\%$  ocorre um crescimento acelerado do harmônico. Este crescimento é resultante da falha do controle do STATCOM *quasi* 48 pulsos. Isto ocorre porque, para grandes valores de  $\eta_2$  as oscilações resultantes da perturbação saturam os limites do controle e os filtros de ruídos de sinais e, afetam a capacidade dinâmica de resposta dos controles.

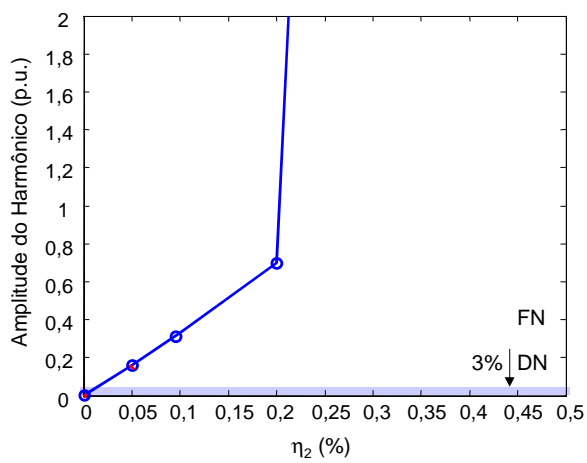
Nos resultados da *Figura 85(b)*, são mostrados as amplitudes das oscilações de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC. Considerando o limite de 10%, indicado pela área NT, o valor de  $\eta_2 = 5\%$  é o valor máximo de oscilação tolerado para a tensão do lado CC do STATCOM Multipulso em regime permanente.

A *Figura 85(c)* mostra o valor de amplitude de oscilação da potência real instantânea simulada no ATP para a variação de  $\eta_2$  e na *Figura 85(d)* são apresentados os resultados para potência imaginária instantânea simulada para a variação de  $\eta_2$ .

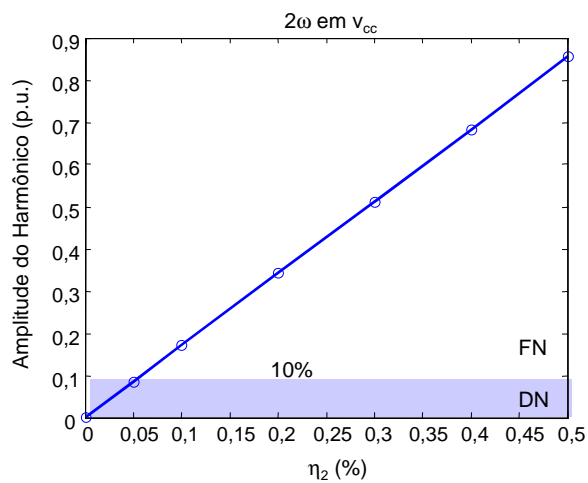
Estes resultados mostram que o aumento de  $\eta_2$  resulta no aumento da oscilações nas potências instantâneas do STATCOM e confirmam as limitações discutidas nas referências sobre a pouca tolerância do STATCOM Multipulso à presença do componente de seqüência negativa. Verifica-se também que as perturbações observadas na tensão do lado CC, na corrente de compensação e nas potências instantâneas são diretamente proporcionais ao valor de  $\eta_2$ .

---

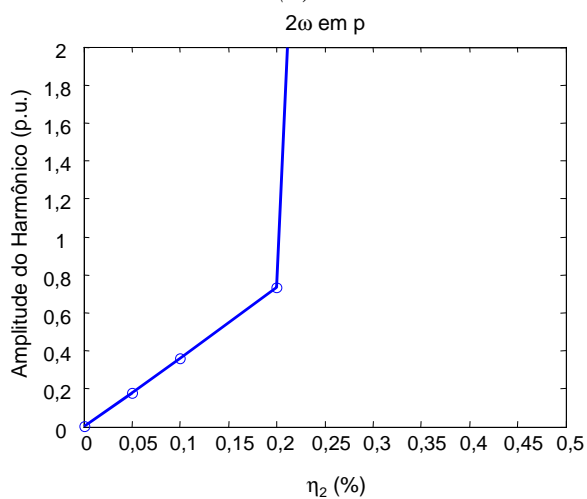
<sup>12</sup> Nos resultados simulados os valores de amplitudes dos harmônicos apresentados são o resultado da média dos harmônicos da frequência observada durante todo o período de simulação.



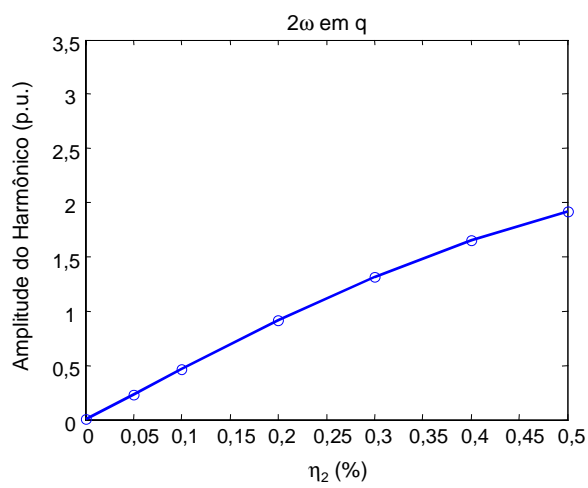
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 85 - Resultados do STATCOM quasi 48 pulsos à variação do componente de seqüência negativa - (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea.

### 5.1.2.3. Variação de $\eta_2$ no STATCOM PWM ST

---

Os resultados da variação de  $\eta_2$  de 0% até 50% na tensão do sistema CA onde o STATCOM PWM ST está conectado são mostrados na *Figura 86*. Novamente foram utilizados os valores base estabelecidos na *Tabela 6* para este STATCOM.

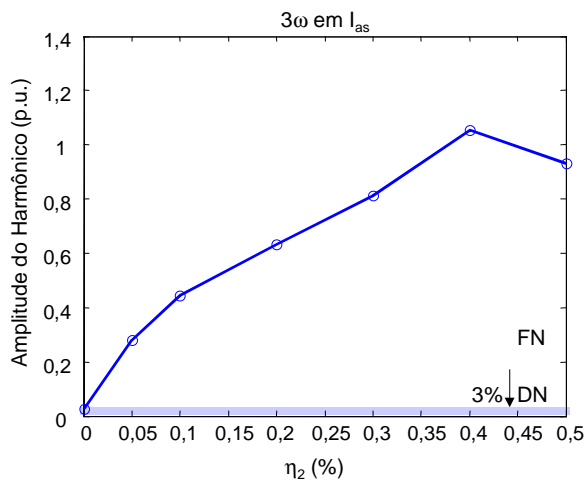
Na *Figura 86(a)*, para a corrente de compensação, a amplitude do terceiro harmônico já é bastante destacada para valores pequenos de  $\eta_2$ . No STATCOM PWM ST, para  $\eta_2$  acima de 1%, o critério de amplitude máxima de 3% da IEEE Std. 519 não é atendido.

Por outro lado, na tensão do lado CC, na *Figura 86(b)* a capacidade do controle do lado CC manter a tensão constante ajuda a obter os resultados apresentados. Neste caso, para o limite de 10%, pode-se ter  $\eta_2$  de até 7%. Porém, para  $\eta_2$  maiores que 10%, o STATCOM PWM ST passam a ter a operação prejudicada. Da mesma forma que comentado na Seção 5.1.2.2, para grandes valores de  $\eta_2$  as oscilações resultantes da perturbação saturam os limites do controle e os filtros de ruídos de sinais e, afetam a capacidade dinâmica de resposta dos controles.

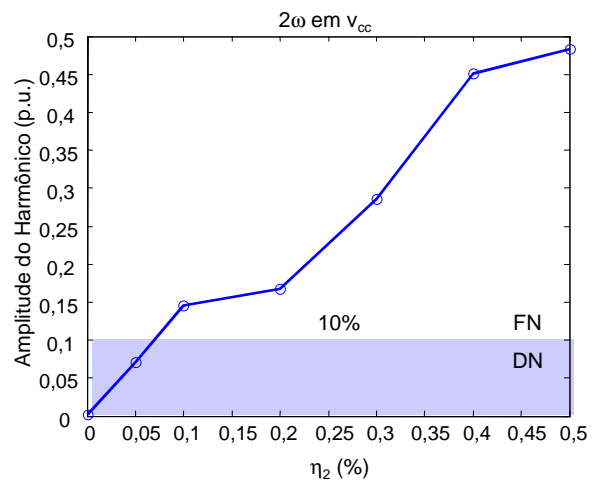
A potência real instantânea simulada no ATP para a variação de  $\eta_2$  é mostrada na *Figura 86(c)*. Desde valores pequenos de  $\eta_2$  as oscilações de frequência  $2\omega$  observadas são muito grandes.

Na *Figura 86(d)*, os resultados para potência imaginária instantânea simulada pela variação de  $\eta_2$  indicam o mesmo resultado.

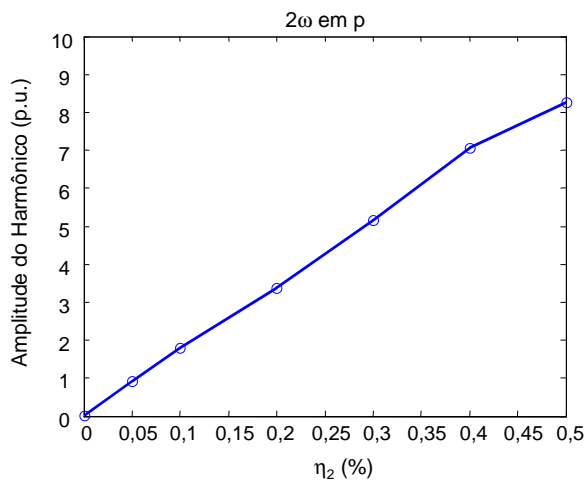
Nos resultados obtidos verifica-se que exceto para a tensão CC do STATCOM, que é controlada, a presença de qualquer valor de  $\eta_2 > 2\%$  causa grandes perturbações no STATCOM PWM ST e que partir de  $\eta_2 = 10\%$  o controle deste modelo não é mais capaz de operar dentro das condições desejadas.



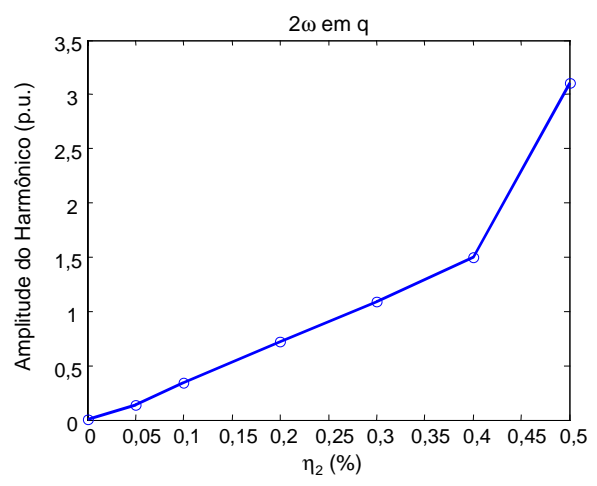
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 86 - Resultados do STATCOM PWM ST à variação do componente de seqüência negativa - (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea.

#### 5.1.2.4. Variação de $\eta_2$ no STATCOM CR-VSC

---

Os resultados da variação de  $\eta_2$  de 0% até 50% na tensão do sistema CA onde o STATCOM CR-VSC está conectado são mostrados na *Figura 87*. Nestas simulações também utilizou-se os dados da *Tabela 6*.

Nos resultados para o STATCOM CR-VSC a amplitude do terceiro harmônico na corrente de compensação, na *Figura 87(a)*, mostram que para  $\eta_2$  menor do que 2,5% o critério de amplitude harmônica máxima de 3% do IEEE Std 519 é atendido. Acima deste valor o terceiro harmônico possui amplitudes que não são desejadas para a operação em regime permanente.

As amplitudes das oscilações de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC, mostradas na *Figura 87(b)*, mostram o efeito do controle por injeção de corrente e o controle da tensão no lado CC do STATCOM. Neste resultado o valor limite de operação, 10%, só é obtido para  $\eta_2$  maior do que 40%. Isto confirma o desenvolvimento do modelo operando como fonte de corrente mostrado na Seção 2.5.4.

No STATCOM CR-VSC os resultados das oscilações de frequência  $2\omega$  na potência real instantânea para a variação de  $\eta_2$  são mostrados na *Figura 87(c)*. Estes resultados apresentam que o limite de operação do controle ocorre em  $\eta_2$  igual a 30%. O mesmo resultado pode ser observado na potência imaginária instantânea na *Figura 87(d)*. Considerando que um valor de oscilação de até 10% nas potências instantâneas possa ser tolerado, para  $\eta_2 < 30\%$  no STATCOM CR-VSC, este limite prático seria atendido.

Nos resultados obtidos para a variação de  $\eta_2$  verifica-se que o STATCOM CR-VSC, que opera como fonte de corrente, tem uma capacidade de suportar maiores perturbações. Também é importante lembrar que, conforme discutido na Seção 0, é a atuação rápida do controle do STATCOM CR-VSC para manter as perturbações na tensão do lado CC atenuadas que gera o terceiro harmônico observado nas correntes de compensação do sistema CA. O Apêndice F.6 apresenta analiticamente esta relação.



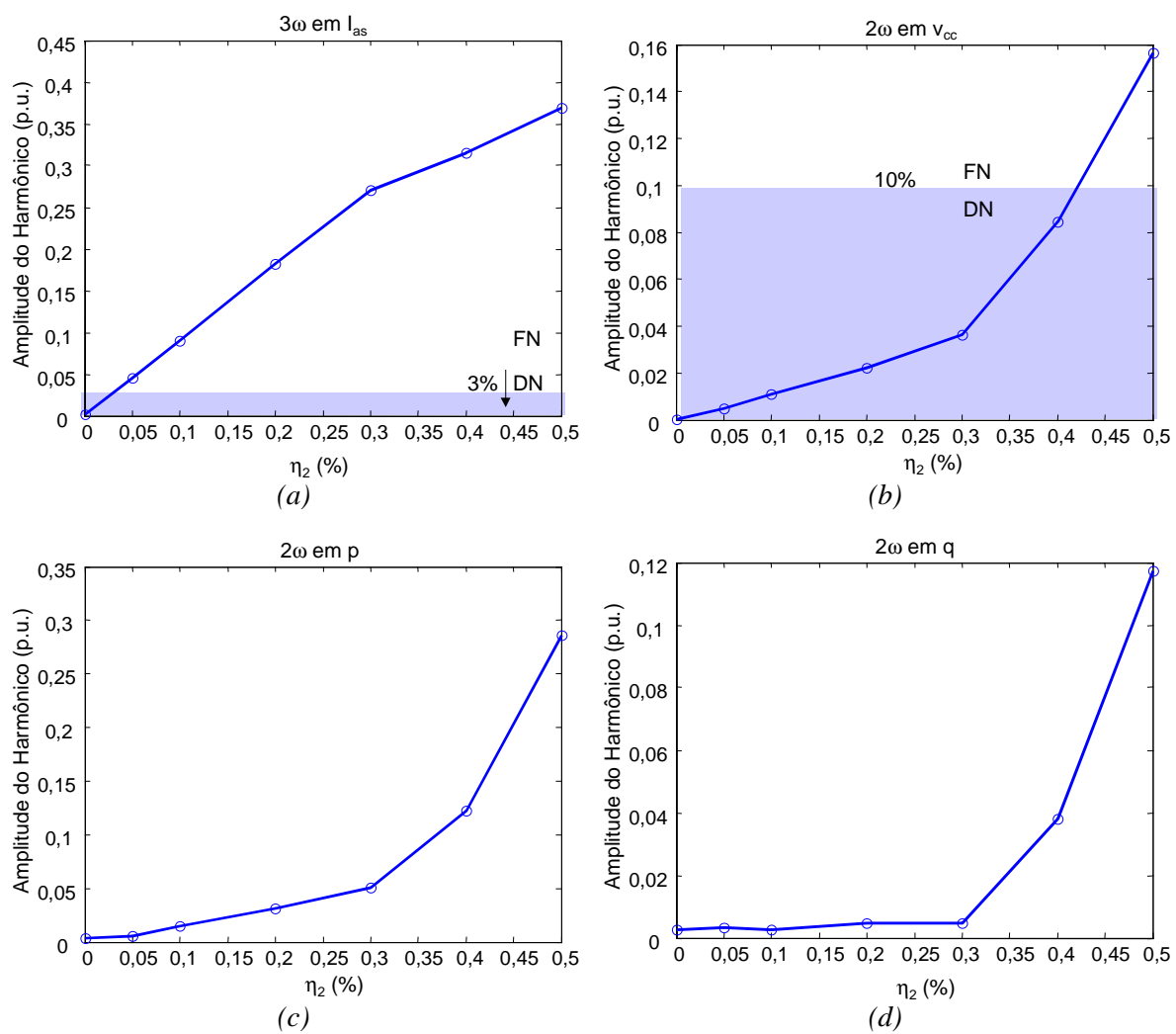


Figura 87 - Resultados do STATCOM CR- à variação do componente de seqüência negativa - (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea.

### 5.1.2.5. Análise de Variação de Amplitude do Componente de Seqüência Negativa

---

Nas simulações para os valores de  $\eta_2$  entre 5% e 30% verifica-se que o controle do STATCOM ainda é capaz de obter valores médios da potência imaginária instantânea que sigam as referências desejadas. Isto acontece porque os controles “ignoram” a presença do componente de seqüência negativa e as oscilações causadas pelo mesmo. No entanto, existindo o componente de seqüência negativa irá ocorrer o harmônico de  $2\omega$  na tensão do lado CC do STATCOM, o terceiro harmônico de seqüência positiva nas correntes do lado CA e as oscilações de frequência  $2\omega$  nas potências instantâneas.

O fato do controle do STATCOM apresentar uma resposta diferenciada para o componente de seqüência positiva e para o componente de seqüência negativa foi previsto no Capítulo 2, Seção 2.3.1.3. No desenvolvimento do modelo matemático pela transformada de Park mostrou-se que as respostas do STATCOM à perturbação causada pelo componente de seqüência negativa são independentes das respostas obtidas para a entrada de tensão de seqüência positiva e para a variação do ângulo de defasagem.

Porém estas perturbações devem ser limitadas. O harmônico de  $2\omega$  na tensão do lado CC do STATCOM causa um aumento nas perdas no capacitor CC do STATCOM podendo danificá-lo. O terceiro harmônico de seqüência positiva nas tensões e nas correntes do lado CA resulta no aumento das perdas nos transformadores, além dos harmônicos estarem acima dos valores de THD de tensão e correntes permitidos pelo IEEE Std. 519 [202]. Estes valores definem o limite superior de seqüência negativa permitido no STATCOM.

Utilizando  $\eta_2 = 30\%$ , sem alterações de capacitor e sem técnicas de controle do componente de seqüência negativa, observa-se que o melhor resultado de desempenho, atendendo aos limites estabelecidos, é obtido pelo STATCOM CR-VSC. E este resultado pode ser ainda melhor uma vez que o terceiro harmônico nesta topologia é criado pelo próprio controle, como explicado na Seção 5.1.2.4.

O STATCOM *quasi* 48 pulsos e o STATCOM com Chaveamento PWM ST obtiveram os piores resultados na análise apresentada mostrando que estes equipamentos estariam com seus limites operacionais superados em valores de  $\eta_2 = 2\%$ .

## 5.2. Influência do Capacitor do Lado CC no Desempenho dos STATCOMs

---

Nesta Seção, a influência que o dimensionamento do capacitor exerce sobre o lado CC do STATCOM é apresentado e comparado aos resultados matemáticos desenvolvidos na Seção 3.8.

Na seção 3.8 o desenvolvimento matemático por funções de chaveamento indica que na presença do componente de seqüência negativa ocorrem oscilações na freqüência  $2\omega$ . Também demonstra-se que a amplitude destas oscilações é diretamente proporcional ao valor normalizado  $\eta_2$  e inversamente proporcional aos valores da indutância do lado CA e do capacitor do lado CC, conforme mostra (247).

Como a variação de  $L_{spu}$ , em (247), resulta na alteração da tensão de operação do conversor ou na potência nominal do STATCOM, modificar o valor de capacitância do lado CC,  $C_{pu}$ , é a solução que pode melhorar o desempenho do STATCOM à seqüência negativa. Para testar quanto as amplitudes das oscilações resultantes da presença de  $\eta_2$  na tensão do sistema CA afetam o desempenho do STATCOM, vários testes nos modelos digitais foram realizados para as topologias do STATCOM *quasi* 48 pulsos, do STATCOM PWM ST e do STATCOM CR-VSC. Nestes testes, para o valor fixo de  $\eta_2 = 10\%$  foi variado o valor da capacitância do lado CC dos STATCOMs. Os valores de amplitude das oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão do lado CC e nas potências instantâneas, e as amplitudes do terceiro harmônico de seqüência positiva nas correntes de compensação foram observados.

A variação da capacitância do lado CC do STATCOM é indicada nos resultados a seguir através da constante de inércia do STATCOM. Os valores de amplitudes das oscilações apresentados são os do terceiro harmônico da corrente de compensação e os dos harmônicos de freqüência  $2\omega$  na tensão do lado CC dos STATCOMs, e nas potências instantâneas.

Nos resultados são considerados os limites estabelecidos anteriormente na Seção 5.1. Conforme a IEEE Std. 519, o valor máximo de 3% para o terceiro harmônico e para as demais perturbações o limite de 10%. Também serão utilizadas as indicações para as regiões de operação, DN e FN.

### 5.2.1. Variação de $\tau_c$ no STATCOM *quasi* 48 pulsos

No STATCOM *quasi* 48 pulsos foram analisados os seguintes capacitores apresentados na *Tabela 8*.

*Tabela 8 - Capacitores do Lado CC do STATCOM quasi 48 pulsos e respectivas Constantes de Inércia.*

S (kVA)	$V_{sa}$ (V)	$V_{cc}$ (V)	$K_1$	C ( $\mu$ F)	$C_{pu}$	$\tau_c$ (ms)
600	220	282,2	0,780	16000	0,49	<b>1,06</b>
"	"	"	"	32000	0,97	<b>2,12</b>
"	"	"	"	48000	1,46	<b>3,19</b>
"	"	"	"	64000	1,95	<b>4,25</b>
"	"	"	"	80000	2,43	<b>5,31</b>
"	"	"	"	96000	2,92	<b>6,37</b>
"	"	"	"	128000	3,89	<b>8,49</b>
"	"	"	"	192000	5,84	<b>12,74</b>
"	"	"	"	256000	7,79	<b>16,99</b>
"	"	"	"	512000	15,57	<b>33,98</b>

S - Potência Nominal do STATCOM  
 $V_{sa}$  - Tensão CA na entrada dos conversores do STATCOM.  
 $V_{cc}$  - tensão CC nos capacitores do STATCOM.  
 $K_1$  - Relação entre o componente fundamental da tensão do lado CA e a amplitude da tensão do lado CC - $K_1 = V_{sa} / V_{cc}$ . No STATCOM Multinível  $K_1 = \pi / \sqrt{6}$  .  
C - Capacitor do lado CC em  $\mu$ F.  
 $C_{pu}$  - É o valor de capacitância em pu, normalizado pelo valor de Capacitância base,  $C_b = 32883,2 \mu$ F.  
 $\tau_c$  - é calculada por (248).

Os resultados obtidos neste teste para o STATCOM *quasi* 48 pulsos estão apresentados em gráficos log-log na *Figura 88*. Nestes resultados a amplitude dos harmônicos observados é considerada em função da constante de inércia do STATCOM para um determinado valor de capacitor do lado CC do STATCOM.

Na *Figura 88(a)* os resultados obtidos para o terceiro harmônico de sequência positiva verificados na corrente de compensação indicam que o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM diminui a amplitude deste harmônico. No entanto, para se obter uma amplitude de harmônico conforme a IEEE Std. 519, de 3%, ajustes nos ganhos dos controladores são necessários. Além disto, devido ao aumento no capacitor do lado CC a resposta do STATCOM tende a ser mais lenta. A necessidade de ajuste dos controles é observada nos resultados simulados a partir de  $\tau_c > 10$  ms.

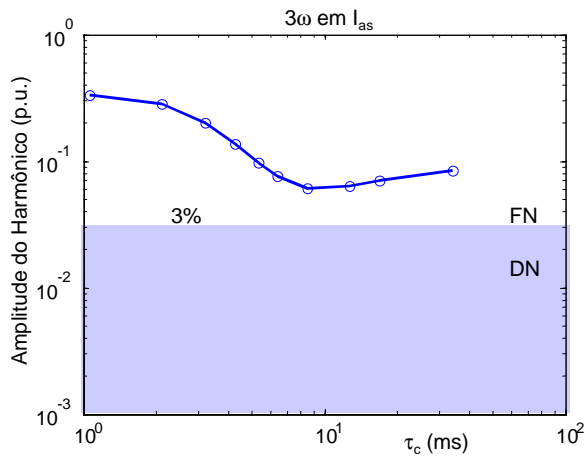
Na *Figura 88(b)*, os resultados obtidos para a amplitude de oscilações de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC do STATCOM *quasi* 48 pulsos foram apresentados. Nestes

resultados observa-se que o uso de capacitores maiores, valores maiores de  $\tau_c$ , a amplitude do harmônico observado é reduzida. Para o valor de  $\tau_c$  acima de 5 ms ( $C = 75342 \mu\text{F} = 2,3 \times C_{\text{base CA}}$ ), o limite de 10% nas oscilações do lado CC é atendido.

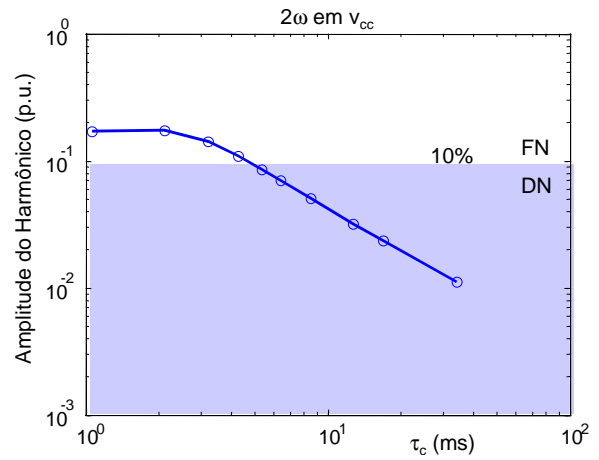
Nos resultados simulados no ATP para as potências instantâneas real e imaginária mostradas respectivamente na *Figura 88(c)* e na *Figura 88(d)*, observa-se que o aumento do valor de  $\tau_c$  pouco afeta as oscilações de frequência  $2\omega$  resultantes de  $\eta_2 = 10\%$ .

Nos resultados de harmônicos da corrente de compensação e da tensão do lado CC do STATCOM *quasi* 48 pulsos verifica-se que o aumento de  $\tau_c$  e ajustes dos controles permitem que os valores de operação ótima possam ser atendidos.

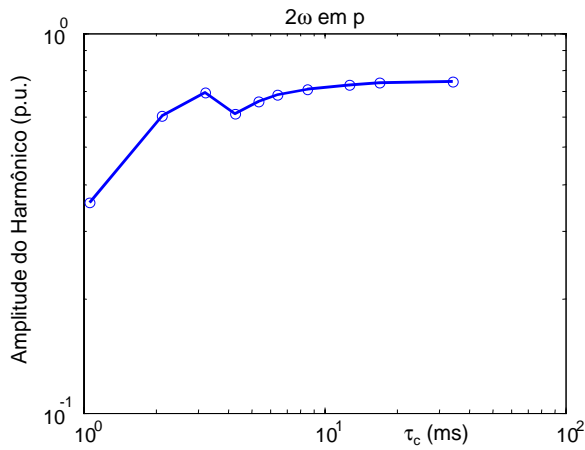
Para as potências real e imaginária instantâneas isto não ocorre. O valor estável das oscilações nestas potências resulta da presença da tensão de seqüência negativa multiplicada pela corrente de seqüência positiva, resultando em  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$ . Como o aumento do capacitor, ou seja  $\tau_c$ , não elimina a tensão de seqüência negativa no sistema CA, estas oscilações sempre existirão, independente do valor de capacitor utilizado. Isto pode ser observado em (282) e (283) e nos resultados apresentados pois para o valor constante de  $\eta_2 = 10\%$ , o resultado permanece constante.



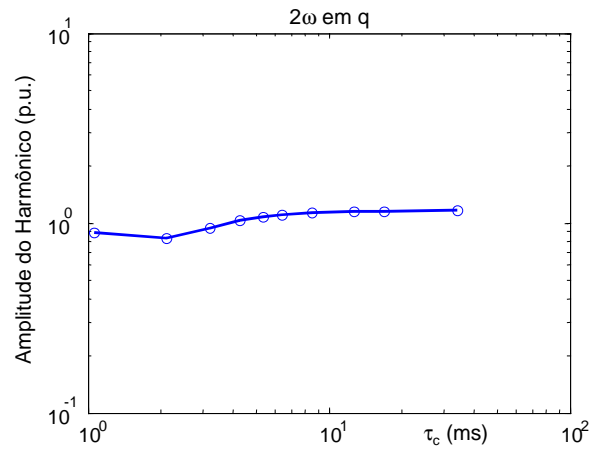
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 88 - Resultados do STATCOM quasi 48 pulsos à variação do capacitor do lado CC para  $\eta_2 = 10\%$  - (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea. Gráficos Log-Log.

### 5.2.2. Variação de $\tau_c$ no STATCOM PWM ST

No STATCOM PWM ST foram analisados os seguintes capacitores apresentados na *Tabela 9* e os resultados obtidos são apresentados na *Figura 89*.

*Tabela 9 - Capacitores do Lado CC do STATCOM PWM ST e respectivas Constantes de Inércia.*

S (kVA)	$V_{sa}(V)$	$V_{cc}(V)$	$K_1$	C ( $\mu F$ )	$C_{pu}$	$\tau_c$ (ms)
600	480	1000	0,48	10000	1,45	<b>8,33</b>
"	"	"	"	20000	2,90	<b>16,67</b>
"	"	"	"	30000	4,34	<b>25,00</b>
"	"	"	"	40000	5,79	<b>33,33</b>
"	"	"	"	50000	7,24	<b>41,67</b>
"	"	"	"	80000	11,58	<b>66,67</b>
"	"	"	"	160000	23,2	<b>133,33</b>

S - Potência Nominal do STATCOM  
 $V_{sa}$  - Tensão CA na entrada dos conversores do STATCOM.  
 $V_{cc}$  - tensão CC nos capacitores do STATCOM.  
 $K_1$  - Relação entre o componente fundamental da tensão do lado CA e a amplitude da tensão do lado CC  
C - Capacitor do lado CC em  $\mu F$ .  
 $C_{pu}$  - É o valor de capacitância em pu, normalizado pelo valor de Capacitância base,  $C_b = 6907,7 \mu F$ .  
 $\tau_c$  - é calculada por (248).

Nos resultados obtidos para a amplitude do terceiro harmônico de seqüência positiva, mostrados na *Figura 89(a)*, observa-se que o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM, o aumento de  $\tau_c$  reduz a amplitude deste harmônico. A partir  $\tau_c > 15$  ms o modelo simulado apresenta valores que atendem ao limite de 3% do IEEE Std. 519.

No entanto, o resultado obtido para a oscilação do lado CC, mostrado na *Figura 89(b)*, não é consistente. Era esperado uma queda na amplitude das perturbações, porém, o aumento de  $\tau_c$  não resulta na redução das oscilações de frequência  $2\omega$  na tensão CC e não atende ao limite estabelecido de 10%.

Para as oscilações de frequência  $2\omega$  na potência real instantânea, mostrada na *Figura 89(c)*, o resultado não é afetado pela variação de  $\tau_c$ .

O mesmo ocorre para as oscilações de frequência  $2\omega$  na potência imaginária instantânea, mostrada na *Figura 89(d)*. Porém, ocorre um aumento das oscilações no resultado para o aumento de  $\tau_c$ . Isto ocorre, pois em certas condições, como a apresenta

(283) e é explicado no Apêndice F.5, onde tem-se que:

$$|\tilde{q}_s|_N = \frac{\eta_2 (K_1 - A_{i3} - A_{i-})}{L_{spu}}, \quad (284)$$

ou seja, considera-se as perturbações geradas nos conversores do STATCOM, indicadas pela amplitude da perturbação do terceiro harmônico e pela amplitude do componente de seqüência negativa. Assim, o aumento de  $\tau_c$  resulta na eliminação destas perturbações, e para um valor constante de  $\eta_2$  resulta no aumento das oscilações nas potências instantâneas.

Pode-se dizer que o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM, ou o aumento de  $\tau_c$ , não tem um efeito muito grande no controle das oscilações do STATCOM PWM ST, apesar de auxiliar na redução do esforço do controle de tensão do lado CC em manter as oscilações em valores baixos.

Novamente, a presença da tensão de seqüência negativa multiplicada pela corrente de seqüência positiva, resulta em  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  e estes valores não são afetados pelo aumento do capacitor.



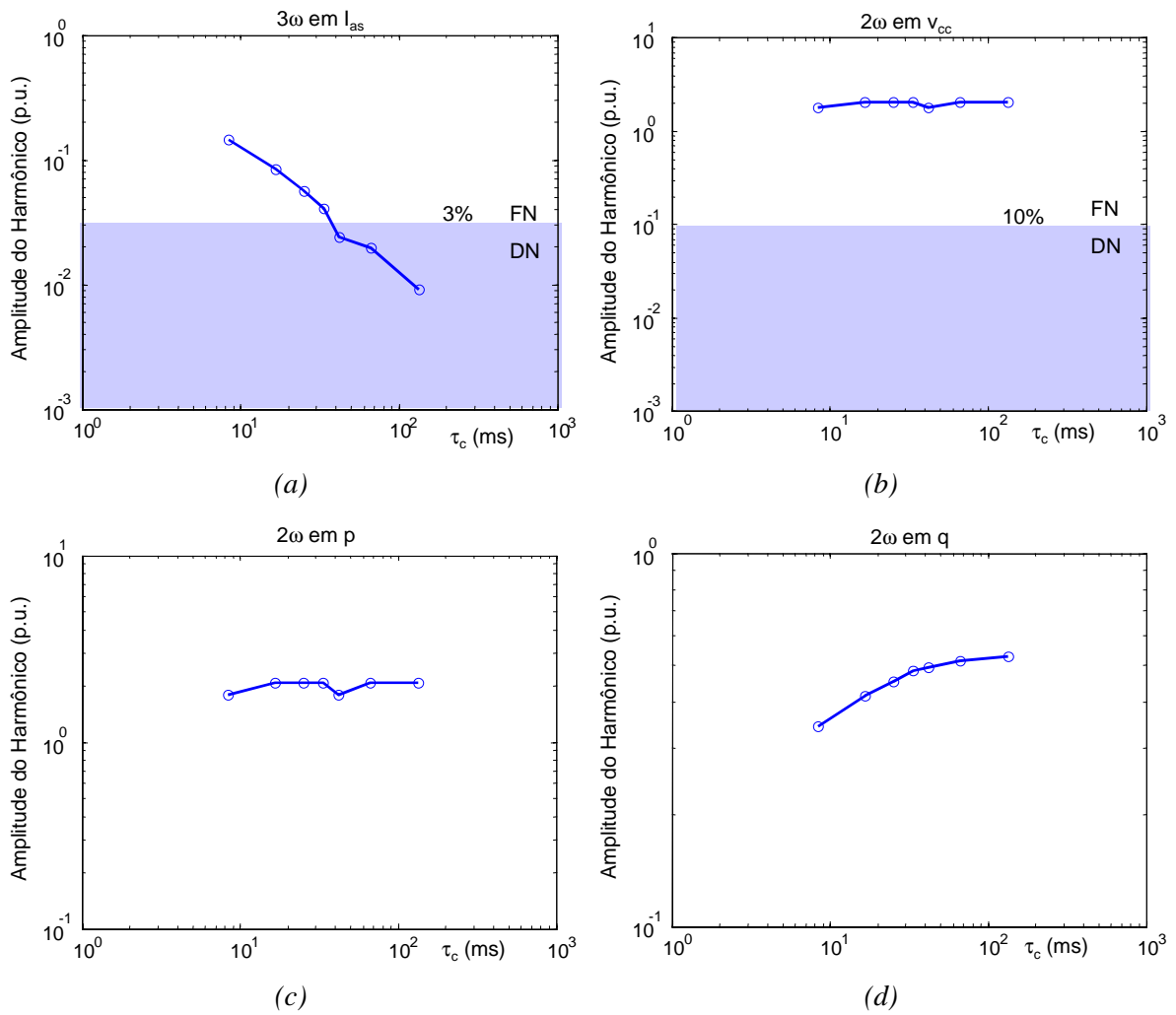


Figura 89 - Resultados do STATCOM PWM ST à variação do capacitor do lado CC para  $\eta_2 = 10\%$   
 - (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea. Gráficos Log-Log.

### 5.2.3. Variação de $\tau_c$ no STATCOM CR-VSC

No STATCOM CR-VSC foram analisados os seguintes capacitores apresentados na *Tabela 10* e os resultados obtidos são apresentados na *Figura 90*.

*Tabela 10 - Capacitores do Lado CC do STATCOM CR-VSC e respectivas Constantes de Inércia.*

S (kVA)	$V_{sa}$ (V)	$V_{cc}$ (V)	$K_1$	C ( $\mu$ F)	$C_{pu}$	$\tau_c$ (ms)
600	220	368,79	0,597	4000	0,12	<b>0,50</b>
"	"	"	"	8000	0,24	<b>1,00</b>
"	"	"	"	16000	0,49	<b>1,99</b>
"	"	"	"	32000	0,97	<b>3,99</b>
"	"	"	"	48000	1,46	<b>5,98</b>
"	"	"	"	64000	1,95	<b>7,98</b>
"	"	"	"	96000	2,92	<b>11,67</b>
"	"	"	"	128000	2,89	<b>15,96</b>
"	"	"	"	256000	7,79	<b>31,92</b>

S - Potência Nominal do STATCOM  
 $V_{sa}$  - Tensão CA na entrada dos conversores do STATCOM.  
 $V_{cc}$  - tensão CC nos capacitores do STATCOM.  
 $K_1$  - Relação entre o componente fundamental da tensão do lado CA e a amplitude da tensão do lado CC  
C - Capacitor do lado CC em  $\mu$ F.  
 $C_{pu}$  - É o valor de capacitância em pu, normalizado pelo valor de Capacitância base,  $C_b = 32883 \mu$ F.  $\tau_c$  - é calculada por (248).

A variação da amplitude do terceiro harmônico de seqüência positiva nas correntes de compensação em função da variação de  $\tau_c$  é mostrada na *Figura 90(a)*. Neste caso, a redução da amplitude do harmônico é pouco afetada pelo aumento de  $\tau_c$  nos resultados. Este resultado ocorre porque o terceiro harmônico observado é resultado da atuação dos controles de forma a compensar as oscilações de frequência  $2\omega$  na tensão do lado CC, conforme discutido na Seção 4.4.3 e no Apêndice F.6.

Os resultados de harmônicos para as oscilações de frequência  $2\omega$  no lado CC, mostrados na *Figura 90(b)*, mostram que o aumento de  $\tau_c$  resulta na redução das oscilações. Todos os resultados obtidos ficaram abaixo do valor limite de 10%. No entanto, para  $\tau_c > 10$  ms ajustes no controle de tensão são necessários.

O STATCOM CR-VSC também apresenta o menor conteúdo de oscilações de frequência  $2\omega$  para as potências instantâneas, real e imaginária, respectivamente mostradas na *Figura 90(c)* e *(d)*. Nestes resultados as oscilações observadas mantêm-se abaixo do

valor de 3%.

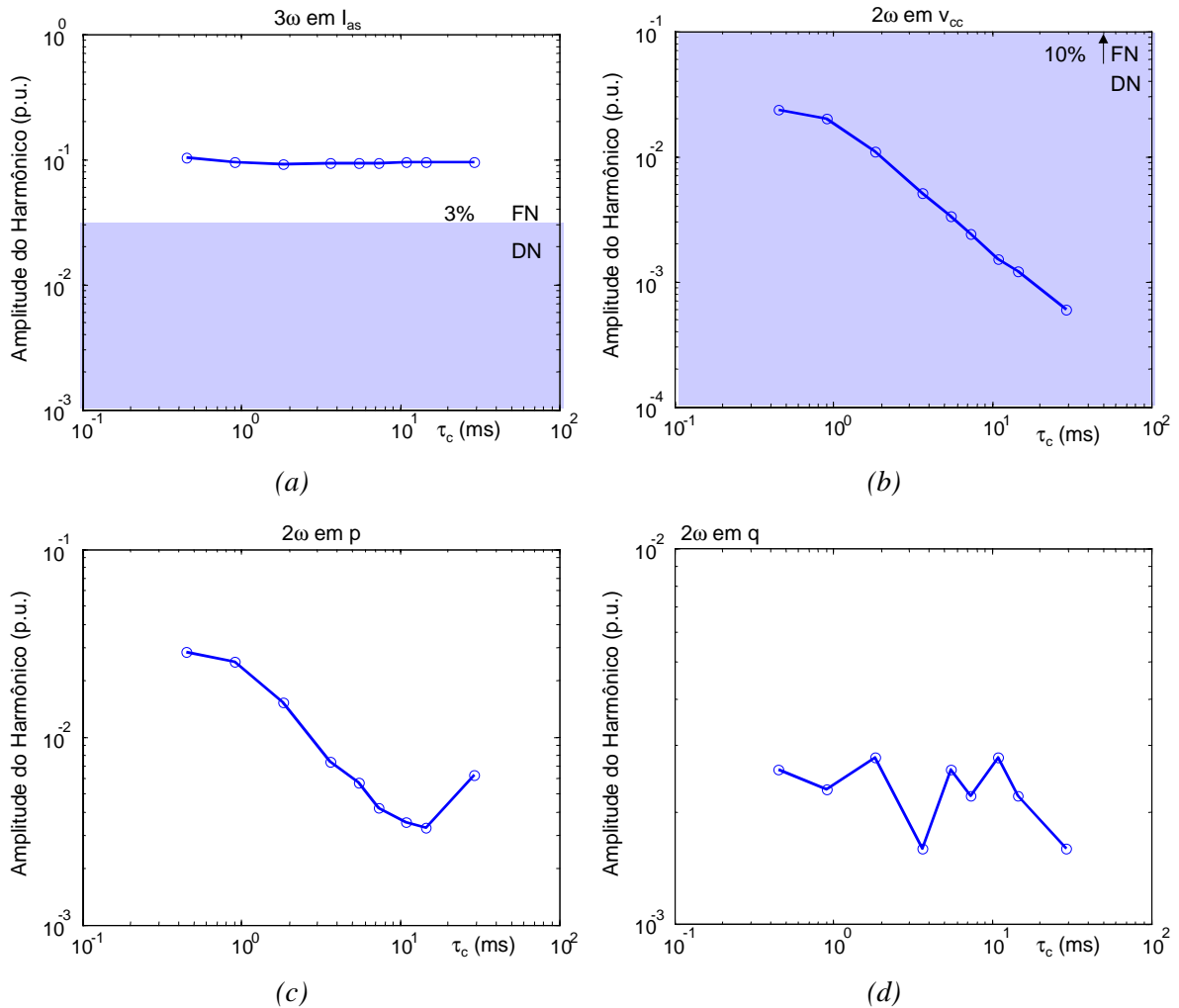


Figura 90 - Resultados do STATCOM CR-VSC à variação do capacitor do lado CC para  $\eta_2 = 10\%$  - (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea. Gráficos Log-Log.

O bom desempenho do STATCOM CR-VSC, auxiliado de capacitores maiores, resulta do controle “instantâneo” da tensão do lado CC e do seu funcionamento como um filtro ativo e como fonte de corrente. Estas características resultam no controle das oscilações no lado CC, reduzindo a interferência do componente de seqüência negativa, e nos valores baixos das potências oscilantes. Porém, conforme discutido na Seção 4.4.3, e apresentado no Apêndice F.6, neste caso, o próprio controle do STATCOM é o responsável pela existência do terceiro harmônico de seqüência negativa.

### 5.3. Comparação dos Modelos Digitais e Analíticos

---

Nas Seções 5.1 e 5.2 foram testadas respectivamente as variações relacionadas à amplitude do componente de seqüência e ao valor de capacitância no lado CC do STATCOM.

Considerando os resultados obtidos na Seção 3.6 e desenvolvidos na Seção 3.8.1, e na Seção 5.1.2.1.4, observa-se que (247), derivada de (227), faz uma previsão aproximada da amplitude de oscilação de frequência  $2\omega$  que existirá no lado CC do STATCOM. Desta forma, como definido em (247) e testado na Seção 5.2, o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM reduz a amplitude das oscilações.

Utilizando a definição de (277), na Seção 5.1.2.1.1, que é baseada no desenvolvimento de amplitude de tensão do terceiro harmônico em (267), é possível prever a amplitude do terceiro harmônico de seqüência positiva nas correntes de compensação. Porém, como mostram os resultados das Seção 5.2, o modelo analítico do STATCOM *quasi* 48 pulsos apresenta resultados mais próximos do modelo digital.

Através da teoria das potências instantâneas, na Seção 2.4, foram previstas as oscilações de frequência  $2\omega$  nas potências real e imaginária e, através das simplificações realizadas na Seção 5.1.2.2 obtendo (282) e (283), e da análise de Seção 5.1.2.1.4, foi possível fazer uma previsão estimada da amplitude destas oscilações. Nestes resultados também verifica-se que a variação do capacitor do lado CC do STATCOM não tem influência na redução das oscilações das potências instantâneas. Conforme discutido anteriormente, a presença da tensão de seqüência negativa multiplicada pela corrente de seqüência positiva, resulta em  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  e estes valores não são afetados pelo aumento do capacitor.

Nestes resultados verifica-se que o modelo analítico para as potências instantâneas oferece uma boa previsão qualitativa e quantitativa para o que acontece com os STATCOMs estudados quando operando na condição de desbalanço causado por componente de seqüência negativa. No caso dos resultados analíticos para a tensão do lado CC do STATCOM e, conseqüentemente, para as expressões analíticas relacionadas ao terceiro harmônico nas tensões e correntes ocorre uma previsão qualitativa, e o resultado quantitativo contém erros da ordem de 15 a 20%.

## 5.4. Técnicas de Controle para Mitigar Efeitos da Seqüência Negativa

---

Nos resultados previamente apresentados, verifica-se que todas as topologias de STATCOM são afetadas de alguma forma pela presença do componente de seqüência negativa.

As principais perturbações observadas foram a presença do componente de freqüência  $2\omega$  (harmônico de ordem 2) nas tensões do lado CC do STATCOM e o terceiro harmônico nas correntes de compensação. Também foram observadas oscilações de freqüência  $2\omega$  nas potências instantâneas real e imaginária.

Conforme discutido na Seção 5.1.2.5, a presença do harmônico de freqüência  $2\omega$  no lado CC do STATCOM não é desejado pois este aumenta as perdas no lado CC, aumentando o aquecimento destes capacitores e mesmo danificando-os em casos extremos. Também é observado que para valores de oscilações próximas da amplitude de tensão CC interrompem a operação dos controles do STATCOM. Mesmo para topologias nas quais este harmônico tem pouca influência, ou é minimizado, o fluxo de potência de energia oscilante continua existindo.

Verifica-se também que a existência do harmônico de freqüência  $2\omega$  no lado CC do STATCOM, resulta na existência do terceiro harmônico de seqüência positiva nas correntes de compensação aumentando o THD destas correntes.

A topologia do STATCOM CR-VSC mostrou o melhor resultado de desempenho, apresentando os menores valores das perturbações observadas. No entanto, nesta topologia, o terceiro harmônico é resultante da atuação dos controles de tensão do lado CC.

Nas referências bibliográficas apresentadas e nos estudos complementares deste trabalho verifica-se que são mencionadas técnicas para o controle dos efeitos do desbalanço de tensão e do componente de seqüência negativa de forma a melhorar o desempenho do STATCOM nas condições de operação não ideais.

Exceto pelas soluções mais simples: desconexão do STATCOM do sistema com perturbações e “*derate*” (sobre-dimensionamento de potência), algumas destas técnicas e seus resultados são apresentados a seguir.

### 5.4.1. Aumento do Capacitor do Lado CC

---

O aumento do capacitor do lado CC, o *derate* do equipamento, o bloqueio da atuação dos inversores (método do *stand-by operation*), e em casos “extremos” (quando o componente de seqüência negativa é maior do que 5%), a desconexão do equipamento, são técnicas conhecidas e aplicadas ao STATCOM Multipulso conforme proposto por Sumi *et alii* em [39], em 1981, e Mori *et alii* em [46], em 1993.

Nestes casos, o aumento do capacitor do lado CC era indicado para a operação do STATCOM Multipulso em sistemas de transmissão com desbalanços de tensão, para pequenos valores de componente de seqüência negativa,  $\eta_2$ , menores do que 2%. Porém a demonstração de quanto deveria se aumentar o capacitor não era apresentada e a análise desta medida para outras topologias e controles não era discutida.

Verifica-se matematicamente na Seção 3.8 que o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM interfere diretamente na resposta dinâmica de controle. Considerando (247), para uma capacitância tendendo ao infinito:

$$\lim_{C_{pu} \rightarrow \infty} (\tilde{v}_{ccN}) = \lim_{C_{pu} \rightarrow \infty} \left( \frac{3\eta_2}{\pi^2} \frac{1}{L_{spu} C_{pu}} \right) = 0, \quad (285)$$

a variação da oscilação na tensão do lado CC, e por conseqüência, o terceiro harmônico de seqüência positiva desaparecem. Porém, ao mesmo tempo, para uma capacitância infinita, o tempo de resposta dinâmico para a variação da tensão CC necessário em STATCOMs com controle PAM, conforme (221) na Seção 3.6, é infinito e a tensão inicial não se altera, impedindo o controle de potência reativa.

Nos resultados da Seção 5.2 verifica-se que o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM atende parcialmente aos requisitos para a operação ótima pois pode garantir que as oscilações no lado CC fiquem abaixo de 10% do valor da amplitude da tensão do lado CC. Isto comprova Sumi *et alii* [39] e Shen *et alii* em [142], e que o STATCOM apresenta melhores respostas à presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA quando são utilizados capacitores maiores.

No caso de uma capacitância infinita o STATCOM Multipulso não opera pois não consegue gerar a variação nas tensões do lado CA e os respectivos valores de potência reativa, e no caso das outras topologias, nas quais ocorre o controle da tensão CC, os

controles devem ser ajustados para dinâmicas mais lentas que o convencional.

Para as técnicas de chaveamento PWM, com o controle de tensão CC, capacitores maiores auxiliam na manutenção da tensão constante e reduzem as perturbações observadas. No entanto, estes controles devem ser ajustados de acordo com a dinâmica de repostas destes capacitores maiores.

Outro problema relacionado ao dimensionamento dos elementos passivos, discutido por Lopes em [184] por Pimentel em [185], é a possibilidade de ressonância entre os elementos passivos do circuito CA e o capacitor do lado CC.

O aumento do capacitor e ajustes dos controles reduzindo a dinâmica de resposta do STATCOM permite que este equipamento opere com valores de componente de seqüência negativa maiores conforme os cálculos e resultados apresentados. A partir dos valores de componente de seqüência negativa máximos permitidos e da topologia do STATCOM, o sobre-dimensionamento do capacitor pode ser estimado através dos desenvolvimentos apresentados para se obter uma capacidade de tolerância a estas perturbações.

Porém, o sobreaquecimento dos capacitores do lado CC, de acordo com o que foi apresentado na Seção 3.8 e por Sarjeant em [177], e observações para minimizar ressonâncias devem ser consideradas.

#### **5.4.2. Aumento da Tensão do Lado CC**

---

Considerando o desenvolvimento realizado para o capacitor do lado CC, outra forma de minimizar os efeitos das perturbações na tensão deste STATCOM pode ser conseguido através do aumento desta tensão.

No desenvolvimento de (247), o valor resultante da oscilação de frequência de  $2\omega$  é normalizado pela amplitude da tensão do lado CC. Para uma mesma oscilação, uma tensão CC maior resulta num valor de oscilação menor.

Por outro lado, considerando agora (248) e (249), resultando em

$$\tau_c = \frac{C v_{cc}^2}{2S_{STATCOM}}, \quad (286)$$

o aumento do valor da tensão CC, aumenta a constante de inércia do STATCOM. Note-se que a constante de inércia varia com o quadrado da tensão CC.

O aumento da tensão do lado CC do STATCOM pode ser feito de forma mais

facilitada no chaveamento PWM pois este permite que o controle das tensões dos lados CA e CC sejam “independentes” e sejam relacionados apenas por uma constante de modulação. No controle PAM, por exemplo no STATCOM Multipulso, a relação fixa entre a tensão do lado CA e CC obriga que o aumento da tensão do lado CC seja acompanhado de uma aumento correspondente na tensão do lado CA e correspondente variação na potência reativa.

### **5.4.3. Filtro do Componente de Seqüência Negativa nos Controles**

---

Um outra proposta para contornar as perturbações de seqüência negativa nas topologias é realizada através de filtros de eliminação desta seqüência nos controles. Neste caso, apenas os componentes de seqüência positiva são considerados no cálculo das potências instantâneas.

Na Seção 4.1 o filtro de seqüência positiva utilizando a teoria de potências instantâneas foi apresentado e seu diagrama está mostrado na *Figura 22*.

Neste diagrama, a partir da medição das tensões, utilizando um PLL, cujo esquema é mostrado na *Figura 26*, e a Transformação de Clarke, em (73), são criados os sinais de potências real e imaginária a partir de correntes de seqüência positiva, utilizando (74).

Os filtros de segunda ordem separam as partes médias destas potências de forma que a transformação inversa de Clarke resulta apenas nos componentes de seqüência positiva. Os filtros utilizados para separar o valor médio determinam a dinâmica de funcionamento deste detector de seqüência positiva.

Implementando este filtro para controle do STATCOM Multipulso *quasi* 48 pulsos, STATCOM PWM, e STATCOM CR-VSC para o valor de componente de seqüência negativa de  $\eta_2=10\%$ , foram obtidos os resultados mostrados na *Tabela 11*, e respectivamente na *Figura 91*, *Figura 92* e *Figura 93*.



*Tabela 11 - Amplitude em p.u. de harmônicos sem e com o filtro de seqüência positiva nas tensões do sistema CA e a diferença de valores em %.*

Topologia do STATCOM	$3\omega$ em Ia	$2\omega$ em Vcc	$2\omega$ na medição de p	$2\omega$ na medição de q
quasi 48 Pulsos	0,2979	0,1721	0,2802	0,3766
	->	->	->	->
	0,3209 (+7,7%)	0,1861 (+8,1%)	0,0605 (-78,4%)	0,0370 (-90,2%)
PWM ST	0,4017	0,0656	0,2817	0,3418
	->	->	->	->
	0,5628 (+40,1%)	0,0770 (+17,4%)	0,1841 (-35%)	0,1225 (-64,2%)
CR-VSC	0,0531	0,0003	0,0011	0,0005
	->	->	->	->
	0,0448 (-15,6%)	0,0001 (-66,7%)	0,000064 (-94,1)	0,000081 (83,85)

*Nestas Simulações foram utilizados filtros de segunda ordem com freqüência de corte  $\omega = 10$  rad.*

Nestes resultados, verifica-se que ocorre uma redução das oscilações observadas nas medições das potências instantâneas nas topologias dos STATCOMs. Isto ocorre pois o filtro de seqüência retira parte das perturbações dos cálculos das potências, reduzindo assim o conteúdo de perturbações dentro do controle do STATCOMs. Dentro destas perturbações também é eliminada a tensão de seqüência negativa que multiplica a corrente de seqüência positiva resultando em  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$ .

Na realidade não ocorre nenhuma melhoria no STATCOM e a melhoria do sistema de controle é parcial, pois as perturbações de seqüência negativa continuam afetando o lado CC do STATCOM e gerando os componentes os harmônicos de terceira ordem nas correntes de compensação. Estes valores são considerados nas correntes a não ser que um filtro para as correntes também seja utilizado. No entanto, isto introduz mais um atraso na dinâmica do controle do STATCOM.

Este controle deve ser utilizado com bastante cuidado pois a medição apenas dos componentes de seqüência positiva pode mascarar os resultados reais que estão ocorrendo no STATCOM.

A única topologia que apresenta vantagens com uso destes filtros é o STATCOM CR-VSI. Nesta topologia, cujo o controle é mostrado na Seção 4.4, o filtro de seqüência é implementado no próprio controle de correntes de compensação. Mesmo assim,

qualitativamente os resultados não são muito diferentes dos resultados obtidos anteriormente e o filtro de seqüência introduz atrasos na dinâmica de resposta deste STATCOM.

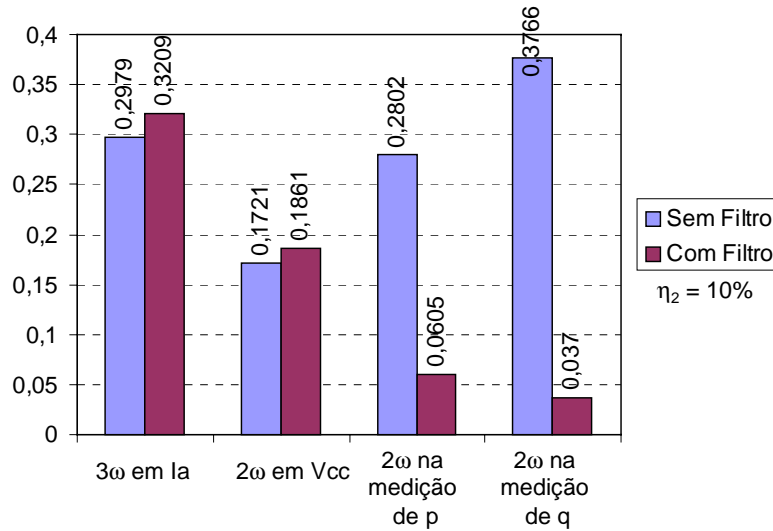


Figura 91 - Resultados do STATCOM quasi 48 pulsos -  $\eta_2 = 10\%$  - Amplitude os harmônicos de corrente de compensação CA, tensão CC, potência real instantânea, e potência imaginária instantânea - sem e com o filtro de seqüência negativa.

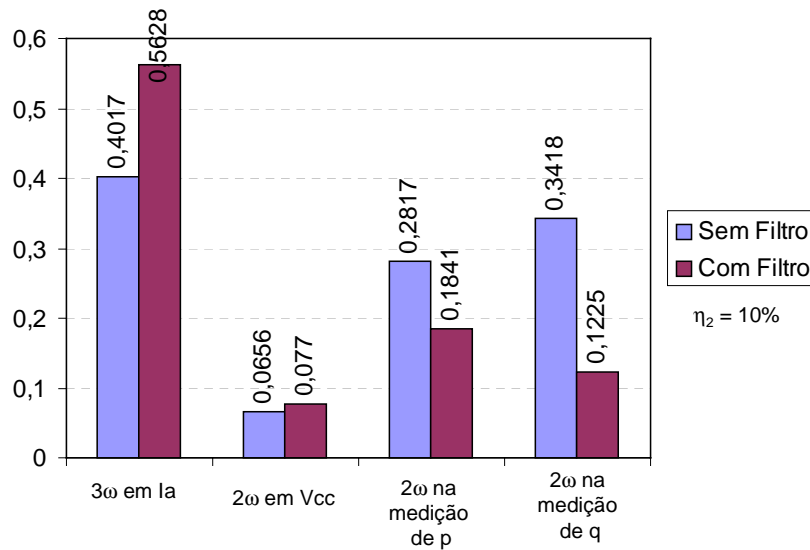


Figura 92 - Resultados do STATCOM PWM ST -  $\eta_2 = 10\%$  - Amplitude os harmônicos de corrente de compensação CA, tensão CC, potência real instantânea, e potência imaginária instantânea - sem e com o filtro de seqüência negativa.

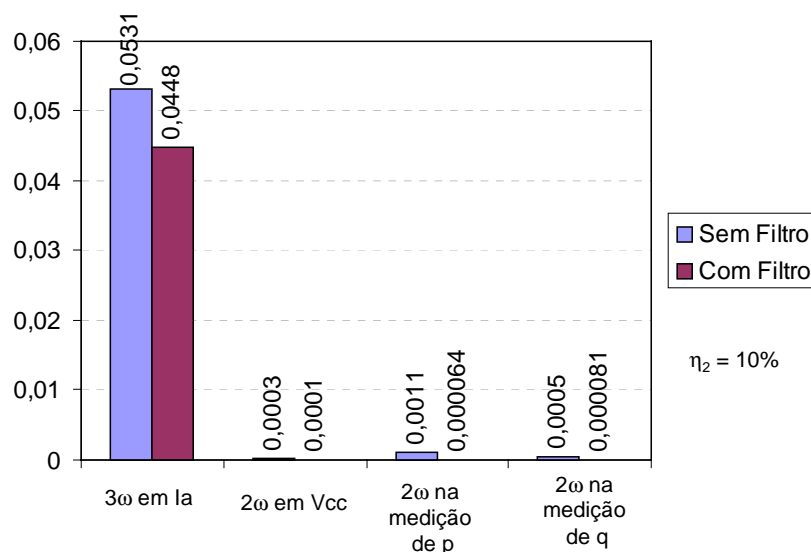


Figura 93 - Resultados do STATCOM CR-VSC -  $\eta_2 = 10\%$  - Amplitude os harmônicos de corrente de compensação CA, tensão CC, potência real instantânea, e potência imaginária instantânea - sem e com o filtro de seqüência negativa.

#### 5.4.4. Controle por Injeção de Seqüência Negativa

Outra possibilidade de controle das perturbações do componente de seqüência negativa no STATCOM Multipulso é apresentado por Cavaliere e Watanabe em [152] onde é proposto adicionar um conversor PWM em série com o STATCOM Multipulso para contrapor aos efeitos do desbalanço de tensão, conforme mostra a *Figura 94*. Neste controle, a detecção dos componentes de seqüência negativa é realizada de forma similar àquela mostrada na *Figura 22*, apresentada na Seção 4.1, porém alterando os componentes de seqüência desejados como mostra a *Figura 23*.

Este sistema foi desenvolvido por Cavaliere *et alii* em [151], e de forma similar implementado por Bhattacharya e Xi em [90], num controle PWM integrado ao STATCOM.

Nesta proposta, além da tensão de seqüência positiva para realizar o controle de reativos, o STATCOM gera tensões de seqüência negativa. Estas tensões de seqüência negativa atuam de forma a minimizar as perturbações no lado CC do STATCOM.

A seguir é apresentado o desenvolvimento matemático desta técnica e os testes para o STATCOM *quasi* 48 pulsos e STATCOM PWM ST.

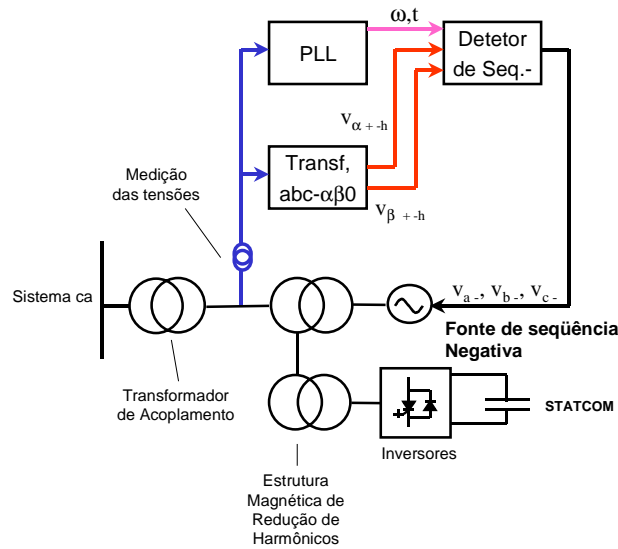


Figura 94 - Diagrama de controle de injeção de seqüência negativa.

#### 5.4.4.1. Análise Matemática do Método de Injeção de Seqüência Negativa

Conforme apresentado na Seção 2.4.2, para as expressões das correntes adicionadas da tensão de seqüência negativa gerada no STATCOM:

$$R_s i_a(t) + L_s \frac{di_a(t)}{dt} = v_{as+}(t) + v_{as-}(t) - (v_{ai+}(t) + v_{ai-}(t)), \quad (287)$$

$$R_s i_b(t) + L_s \frac{di_b(t)}{dt} = v_{bs+}(t) + v_{bs-}(t) - (v_{bi+}(t) + v_{bi-}(t)), \quad (288)$$

$$R_s i_c(t) + L_s \frac{di_c(t)}{dt} = v_{cs+}(t) + v_{cs-}(t) - (v_{ci+}(t) + v_{ci-}(t)). \quad (289)$$

onde:

$$v_{ai-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i-} \cos(\omega t + \theta_{i-}), \quad (290)$$

$$v_{bi-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i-} \cos\left(\omega t + \theta_{i-} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (291)$$

$$v_{ci-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i-} \cos\left(\omega t + \theta_{i-} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (292)$$

$$V_{i-} = V_{s-}, \text{ e } \theta_{i-} = \theta_{s-}, \quad (293)$$

resulta que:

$$R_s i_a(t) + L_s \frac{di_a(t)}{dt} = v_{as+}(t) - v_{ai+}(t), \quad (294)$$

$$R_s i_b(t) + L_s \frac{di_b(t)}{dt} = v_{bs+}(t) - v_{bi+}(t), \quad (295)$$

$$R_s i_c(t) + L_s \frac{di_c(t)}{dt} = v_{cs+}(t) - v_{ci+}(t). \quad (296)$$

as correntes de compensação só dependem do componente de seqüência positiva, e desta forma, as potências instantâneas mostradas na Seção 2.4.2, para  $R_s = 0$ , (112) a (117), são modificadas para:

$$\bar{p}_s = \frac{V_{s+} V_{i1+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (297)$$

$$\bar{p}_{s-} = 0 \quad (298)$$

$$\tilde{p}_s = \frac{V_{s-} (V_{i1+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) + V_{s+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}))}{\omega L_s}, \quad (299)$$

$$\bar{q}_s = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+} V_{i1+} \cos \delta}{\omega L_s}, \quad (300)$$

$$\bar{q}_{s-} = 0 \quad (301)$$

$$\tilde{q}_s = \frac{-V_{s-} (V_{i1+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) + V_{s+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}))}{\omega L_s}. \quad (302)$$

Sendo a tensão do lado do STATCOM dada por uma variação em torno da tensão do sistema CA, pode-se fazer que:

$$V_{i1+} = (1 + \Delta v) V_{s+}, \quad (303)$$

onde  $\Delta v$  indica a variação da amplitude de tensão CA no lado do STATCOM.

E, utilizando a seguinte simplificação:

$$k = \frac{1}{\omega L_s}, \quad (304)$$

e considerando as tensões sincronizadas e que  $\delta \approx 0$ , as potências oscilantes descritas por (114) e (117) são modificadas para:

$$\tilde{p}_s = -k V_{s-} V_{s+} (-1 + \Delta v) \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}), \quad (305)$$

$$\tilde{q}_s = -k V_{s-} V_{s+} (1 + \Delta v) \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}). \quad (306)$$

Aplicando estes mesmos desenvolvimentos para (299) e (302), tem-se que:

$$\tilde{p}_s = -k V_{s-} V_{s+} \Delta v \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}), \quad (307)$$

$$\tilde{q}_s = -kV_{s-}V_{s+}\Delta v \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}). \quad (308)$$

Fazendo a relação entre os resultados observa-se que:

$$\frac{\tilde{p}_{sVs+i+s-i-}}{\tilde{p}_{sVs+i+s-}} = \frac{-kV_{s-}V_{s+}\Delta v \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{-kV_{s-}V_{s+}(-1 + \Delta v)\sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})} = \frac{\Delta v}{(-1 + \Delta v)}, \quad (309)$$

$$\frac{\tilde{q}_{sVs+i+s-i-}}{\tilde{q}_{sVs+i+s-}} = \frac{-kV_{s-}V_{s+}\Delta v \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{-kV_{s-}V_{s+}(1 + \Delta v)\cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})} = \frac{\Delta v}{(1 + \Delta v)}. \quad (310)$$

Desta forma, verifica-se que a introdução da tensão de seqüência negativa resulta numa redução nas amplitudes das potências real e imaginária oscilantes de um valor de aproximadamente  $(1 + \Delta v)$  para  $\Delta v$ . No entanto, este desenvolvimento também mostra que esta técnica não cancela totalmente os efeitos da seqüência negativa.

#### 5.4.4.2. Adição de Tensão de Seqüência Negativa no STATCOM *quasi* 48 pulsos

No STATCOM Multipulso, o controle de injeção da seqüência negativa realizado através de um conversor PWM é mostrado na *Figura 95*, e este controle é auxiliado por um controle de tensão, mostrado na *Figura 96*. O primeiro controle detecta os componentes de seqüência negativa e informa ao controle PWM qual é a referência de sincronismo e fase, enquanto o controle auxiliar regula a amplitude da tensão do lado CC de forma que esta possa regular a amplitude dos componente de seqüência negativa.

Os resultados da aplicação deste controle no STATCOM Multipulso são mostrados na *Figura 97*, para a potência instantânea imaginária, na *Figura 98* para a potência instantânea real, na *Figura 99* para a tensão do lado CC, e na *Figura 100(a)* e *(b)* para a corrente de compensação. Neste resultados, a partir do instante em que o controle de injeção de componente de seqüência negativa é acionado ( $t = 1,25$  s) verifica-se que ocorre uma redução das oscilações nas potências instantâneas e na tensão do lado CC do STATCOM, e desta forma, uma redução das distorções criadas pelo terceiro harmônico de seqüência negativa.

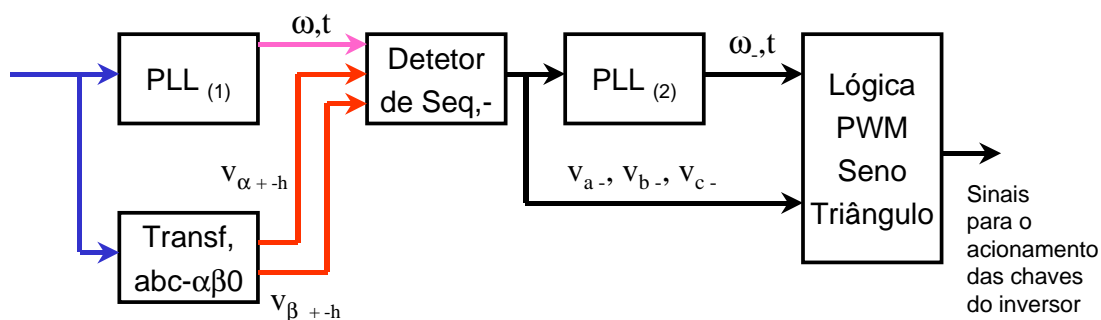
Conforme verifica-se na *Figura 101*, a injeção do componente de seqüência negativa pelo conversor em série com o STATCOM Multipulso reduz muito a influência dos harmônicos de segunda ordem e de terceira ordem respectivamente nas potências e tensão CC e na corrente de compensação.

No entanto, apesar da grande redução das oscilações, os resultados da *Figura 101*, mostram que os harmônicos de terceira ordem, na *Figura 101(a)*, e as oscilações das potência real instantânea, na *Figura 101(c)*, e a potência imaginária instantânea, na *Figura 101(d)*, estão acima de seus respectivos limites definidos, 3% e 10%.

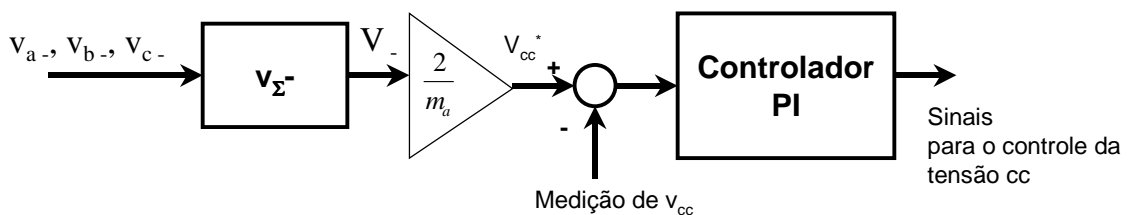
Os resultados da tensão do lado CC, na *Figura 101(b)* para o método de injeção de componentes de seqüência negativa, atendem aos requisitos desejados até  $\eta_2 = 20\%$ .

Os resultados mostram que a técnica de injeção do componente de seqüência negativa no STATCOM *quasi* 48 pulsos auxilia a redução dos harmônicos e oscilações observadas. Porém, os resultados obtidos ainda são bastante distantes dos resultados desejados para uma operação otimizada para todas as variáveis acompanhadas. Este fato confirma o desenvolvimento matemático da Seção 5.4.4.1 que mostra que a técnica de injeção de seqüência negativa reduz de forma considerável as perturbações mas não as elimina totalmente.

Além disto, no STATCOM *quasi* 48 pulsos, a necessidade de um conversor com acionamento PWM dimensionado para compensar a seqüência negativa é uma grande desvantagem considerando custos e perdas. No entanto, através de técnicas de chaveamento, a compensação da seqüência negativa pode ser introduzida no chaveamento dos conversores do STATCOM.



*Figura 95 - Controle de Injeção de Seqüência Negativa no STATCOM Multipulso.*



*Figura 96 - Controle de Injeção de Seqüência Negativa no STATCOM Multipulso - Controle Auxiliar de Tensão.*

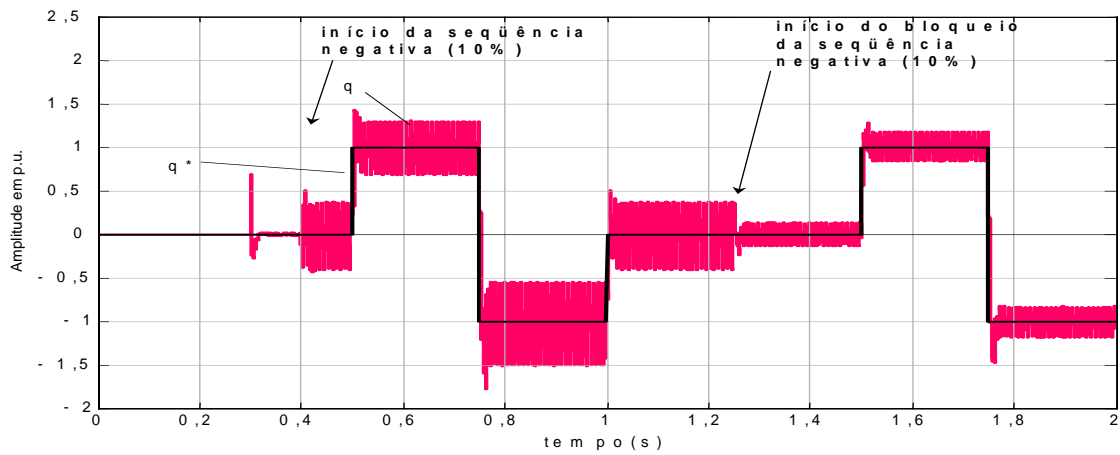


Figura 97 - STATCOM quasi 48 pulsos - Controle por Injeção de Seqüência Negativa - Potência instantânea imaginária.

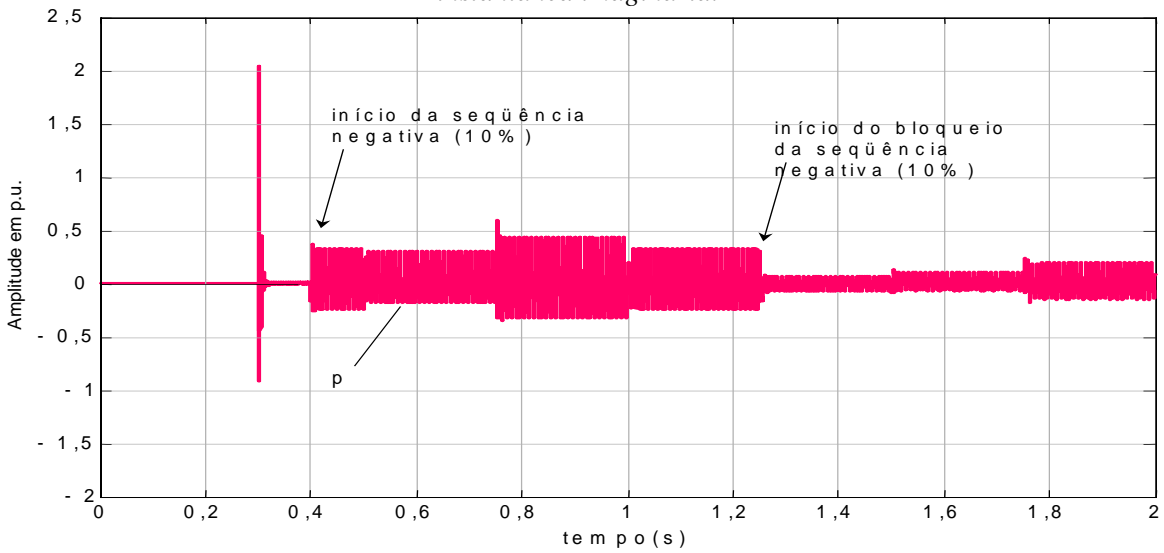


Figura 98 - STATCOM quasi 48 pulsos - Controle por Injeção de Seqüência Negativa - Potência instantânea real.

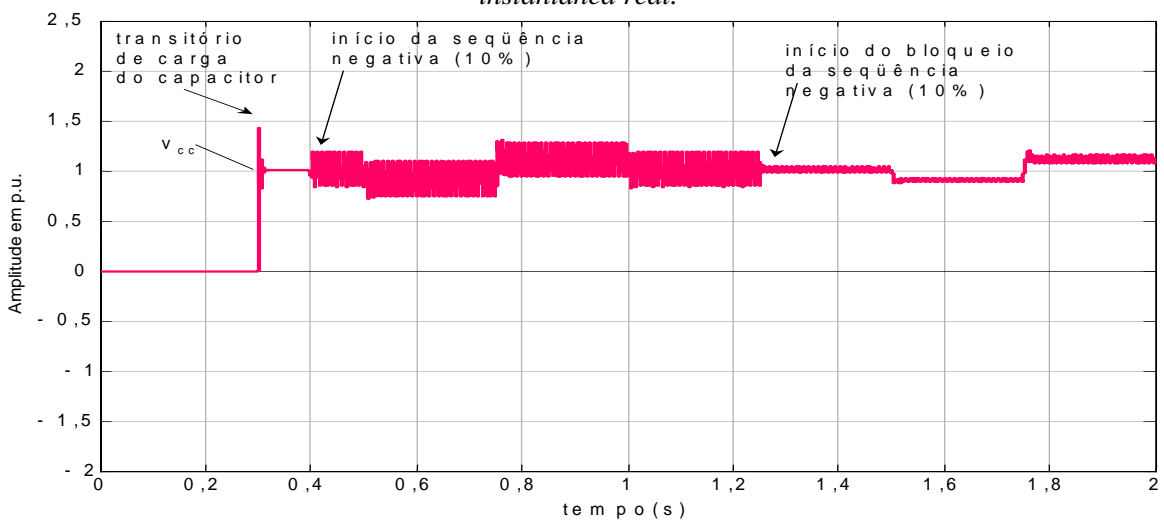


Figura 99 - STATCOM quasi 48 pulsos - Controle por Injeção de Seqüência Negativa - Tensão do lado CC.



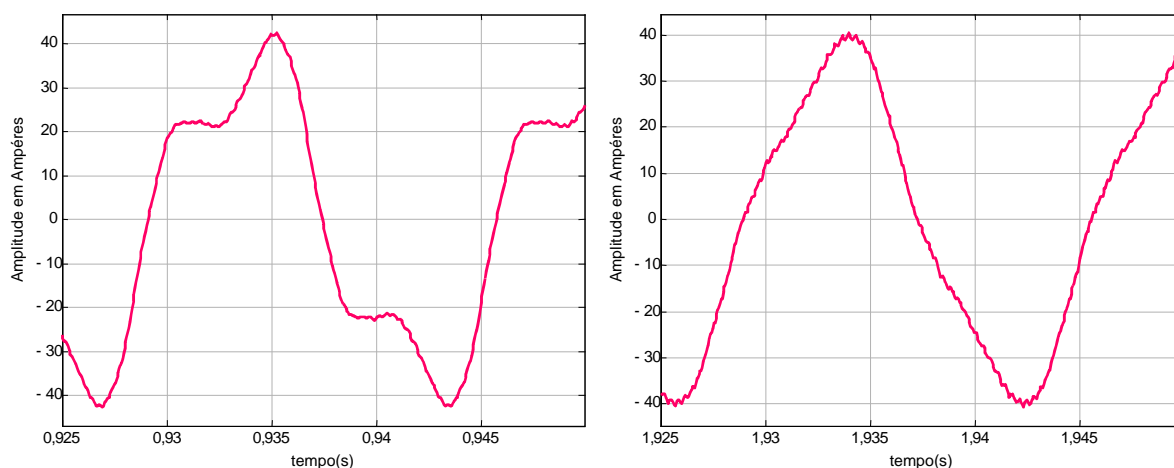


Figura 100 - STATCOM quasi 48 pulsos - Resultado das correntes de compensação, sem (a) e com (b) o Controle por Injeção de Seqüência Negativa.

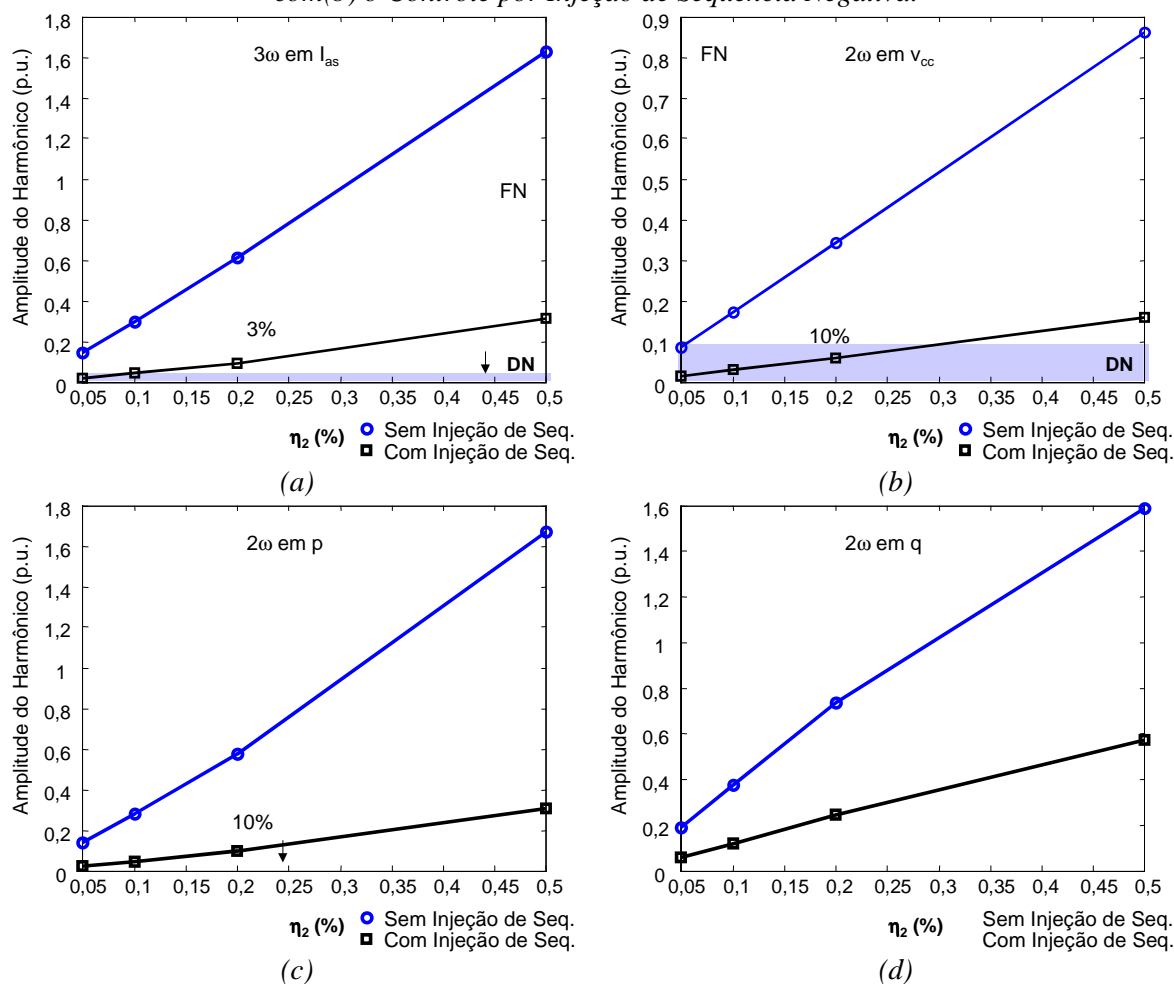


Figura 101 - STATCOM quasi 48 pulsos - Harmônicos de (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea para variação de  $\eta_2$  sem e com a injeção de seqüência negativa.

#### 5.4.4.3. Adição de Tensão de Seqüência Negativa no STATCOM PWM ST

---

No STATCOM PWM ST, os sinais do componente de seqüência negativa, obtidos pelo detetor mostrado na *Figura 23*, são diretamente inseridos no controle de chaveamentos. Desta forma, a tensão de referência utilizada na composição do chaveamento seno-triângulo também considera o componente de seqüência negativa presente em cada fase.

A influência da aplicação da injeção das tensões de seqüência negativa através do STATCOM PWM é observada na *Figura 102* para a potência imaginária instantânea e na *Figura 103* para a tensão no lado CC do STATCOM. Nestes resultados, a partir de 1,25 s, observa-se que a injeção de seqüência negativa reduz as oscilações da potência imaginária instantânea e as oscilações da tensão do lado CC.

Os resultados mostrados na *Figura 104(a)* e *(b)* mostram que a corrente de compensação é bastante melhorada com a injeção das tensões de seqüência negativa, porém, ainda apresenta distorções relacionadas à presença do componente harmônico de ordem 3.

Variando o valor da perturbação do componente de seqüência negativa são obtidos os resultados mostrados na *Figura 105*. Nestes resultados novamente verifica-se que apesar da injeção do componente de seqüência negativa nas tensões do STATCOM PWM ser um método bastante eficiente na redução das amplitudes dos harmônicos este não é capaz de controlar grandes desbalanços, valores acima de  $\eta_2 = 20\%$ .

Conforme verifica-se na *Figura 105*, a injeção do componente de seqüência negativa pelo STATCOM Multipulso reduz muito a influência dos harmônicos de segunda ordem e de terceira ordem respectivamente nas potências e tensão CC e na corrente de compensação.

No entanto, apesar da grande redução das oscilações, os resultados da *Figura 105*, mostram que os harmônicos de terceira ordem, na *Figura 105(a)*, e as oscilações da potência real instantânea, na *Figura 105(c)*, estão acima de seus respectivos limites, 2% e 10%.

Os resultados da tensão do lado CC, na *Figura 105(b)*, e a potência imaginária instantânea, na *Figura 105(d)*, para o método de injeção de componentes de seqüência

negativa, atendem aos requisitos desejados até  $\eta_2 = 20\%$ .

No STATCOM PWM ST o chaveamento PWM seno-triângulo permite que o componente de seqüência negativa detectado possa ser somado à referência de tensão. Isto facilita muito e evita a necessidade do conversor extra discutido no STATCOM *quasi* 48 pulsos.

Também, como observado no STATCOM *quasi* 48 pulsos, o cancelamento da seqüência negativa reduz muito a amplitude das oscilações de harmônicos observados e no STATCOM PWM ST. Porém, novamente, o cancelamento apenas não resolve as perturbações e não traz totalmente os valores observados para dentro da região de operação otimizada. Mais uma vez é confirmado o desenvolvimento matemático da Seção 5.4.4.1 que mostra que a técnica de injeção de seqüência negativa reduz consideravelmente as perturbações mas não as elimina totalmente.

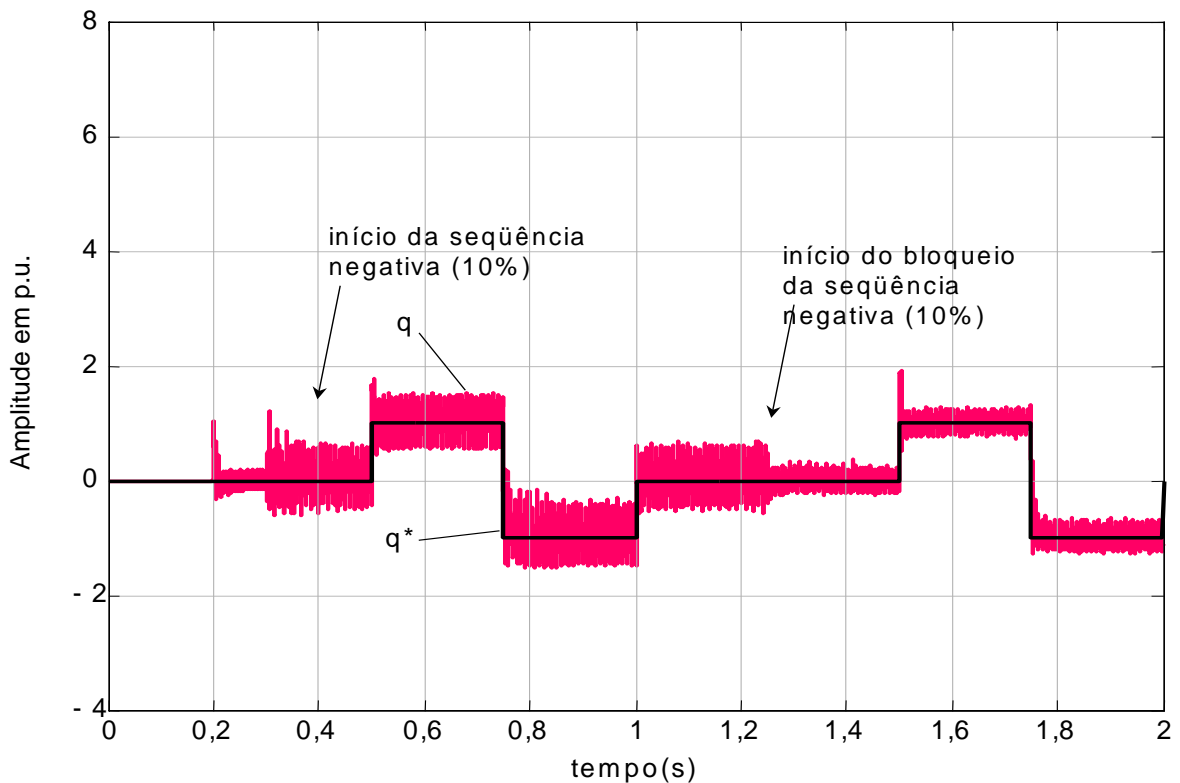


Figura 102 - STATCOM PWM ST- Controle por Injeção de Seqüência Negativa - Potência instantânea imaginária.

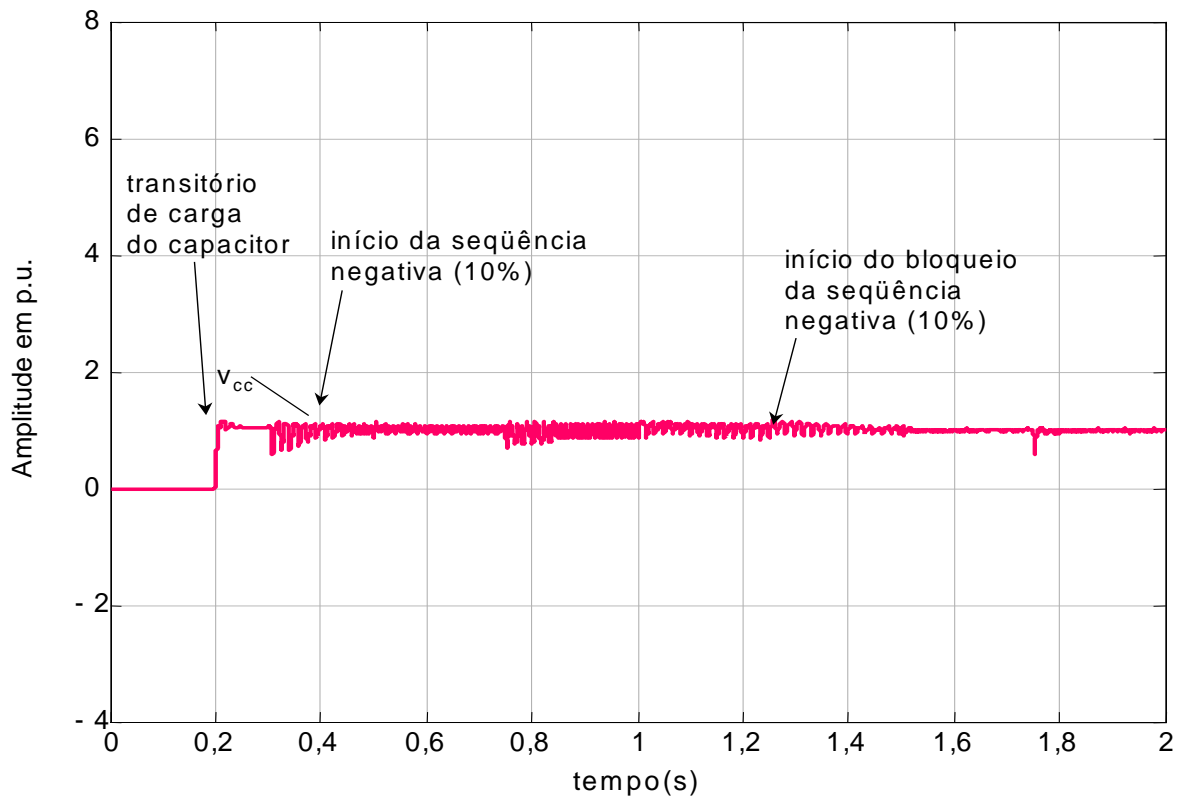


Figura 103 - STATCOM PWM ST - Controle por Injeção de Seqüência Negativa - Tensão do lado CC.

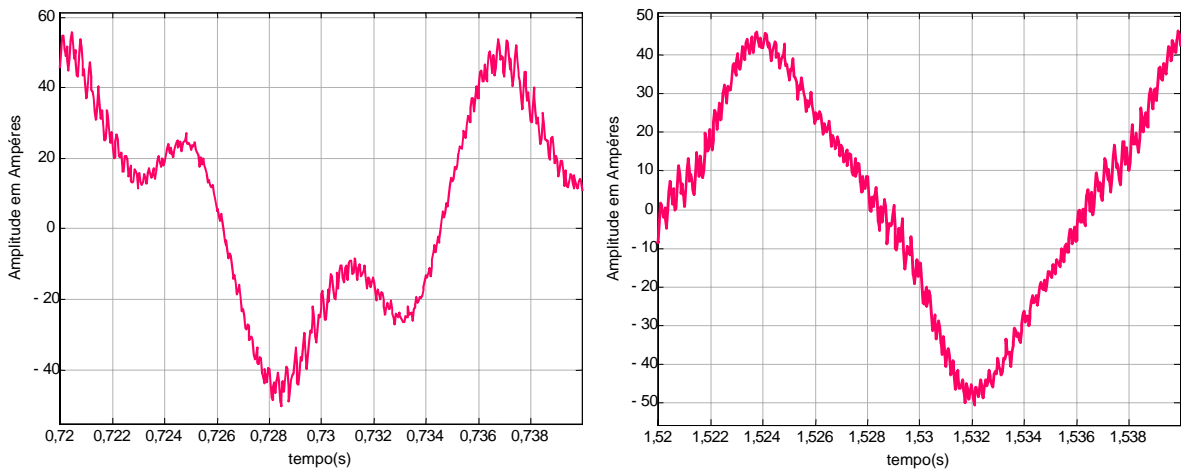


Figura 104 - STATCOM PWM - Resultado das correntes de compensação, sem (a) e com (b) o Controle por Injeção de Seqüência Negativa.

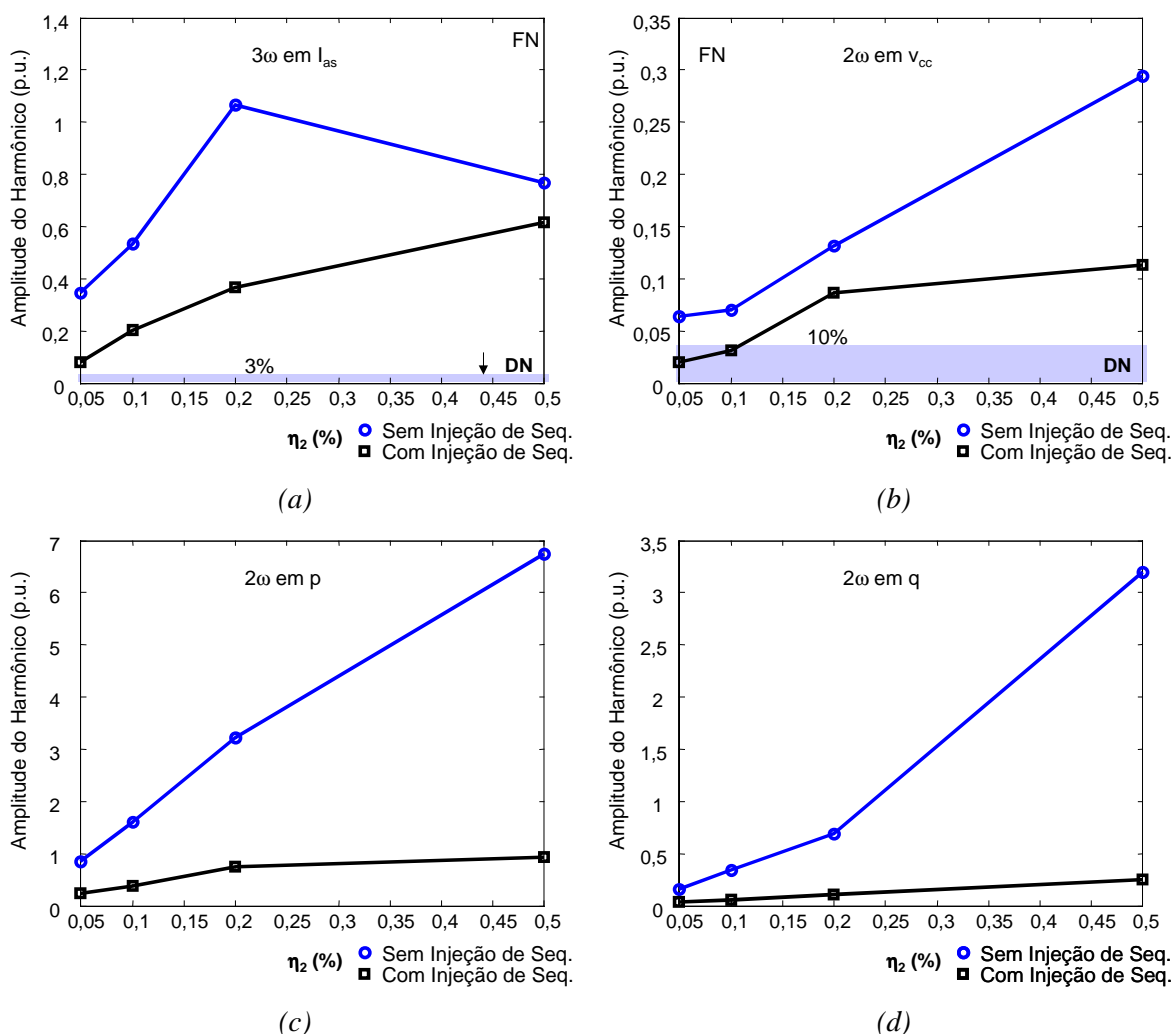


Figura 105 - STATCOM PWM ST - Harmônicos de (a) corrente de compensação CA, (b) tensão CC, (c) potência real instantânea, e (d) potência imaginária instantânea para variação de  $\eta_2$  sem e com a injeção de seqüência negativa.

### 5.5.Exemplo STATCOM CR-VSC com Capacitor “Infinito”

Neste exemplo são apresentados os resultados obtidos de um modelo digital de um STATCOM CR-VSC conforme desenvolvido nas Seção 4.4. Neste STATCOM são utilizados os mesmos dados mostrado na Tabela 5 exceto pelas modificações discutidas a seguir.

Para o valor de  $\eta_2 = 10\%$ , o capacitor inicial de  $16000 \mu\text{F}$ ,  $\tau_c = 1,99 \text{ ms}$ , foi aumentado para o valor de  $1600000000 \mu\text{F}$ ,  $\tau_c = 1,99 \text{ s}$ , considerados os valores e bases apresentados na Tabela 10 e Tabela 12.

Neste STATCOM CR-VSC também foi utilizado um filtro para separar os

componentes de seqüência negativa das tensões, conforme discutido na Seção 5.4.3, de forma que o controle não sofresse nenhuma perturbação conseqüente da presença de oscilações de freqüência  $2\omega$  nas potências instantâneas.

*Tabela 12 - Capacitores do Lado CC do STATCOM CR-VSC e respectivas Constantes de Inércia.*

S (kVA)	$V_{sa}$ (V)	$V_{cc}$ (V)	$K_1$	C ( $\mu$ F)	$C_{pu}$	$\tau_c$ (ms)
600	220	368,79	0,597	16000	0,49	<b>1,99</b>
"	"	"	"	$16 \cdot 10^8$	49000	<b>180,5</b>
S - Potência Nominal do STATCOM $V_{sa}$ - Tensão CA na entrada dos conversores do STATCOM. $V_{cc}$ - tensão CC nos capacitores do STATCOM. $K_1$ - Relação entre o componente fundamental da tensão do lado CA e a amplitude da tensão do lado CC C - Capacitor do lado CC em $\mu$ F. Cpu - É o valor de capacitância em pu, normalizado pelo valor de Capacitância base, $C_b = 32883 \mu$ F. $\tau_c$ - é calculada por (248).						

Na *Figura 106* o resultado obtido para a potência imaginária instantânea, e na *Figura 107*, o resultado para a potência real instantânea, mostram apenas as oscilações correspondentes ao chaveamento PWM em alta freqüência e as oscilações causadas pelo componente de seqüência negativa.

A tensão do lado CC do STATCOM, mostrada na *Figura 108*, é um dos destaques desta simulação, pois mantém-se constante e não apresenta a oscilação de freqüência  $2\omega$ . Desta forma, também não haveria o terceiro harmônico no lado CA.

A tensão do sistema CA e a corrente de compensação, mostradas na *Figura 109*, indicam que não ocorrem distorções visíveis nestes resultados.

A análise harmônica da tensão, na *Figura 110(a)* e da corrente, na *Figura 110(b)*, mostram que o terceiro harmônico existente é residual, num valor de aproximadamente 1%, o que está de acordo com os limites desejados.

A análise harmônica da tensão do lado CC do STATCOM CR-VSC, na *Figura 111(a)*, mostra que existe apenas o componente fundamental. E a análise para a potência real instantânea indica a perturbação oscilante, na *Figura 111(b)*, proporcional ao valor de  $\eta_2$ .

Estes resultados mostram claramente o efeito do capacitor “infinito” evitando a existência das oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão do lado CC do STATCOM e o filtro

de seqüência negativa, impedido que o terceiro harmônico fosse gerado pelo conversor ou pelo controle de tensão e potência reativa.

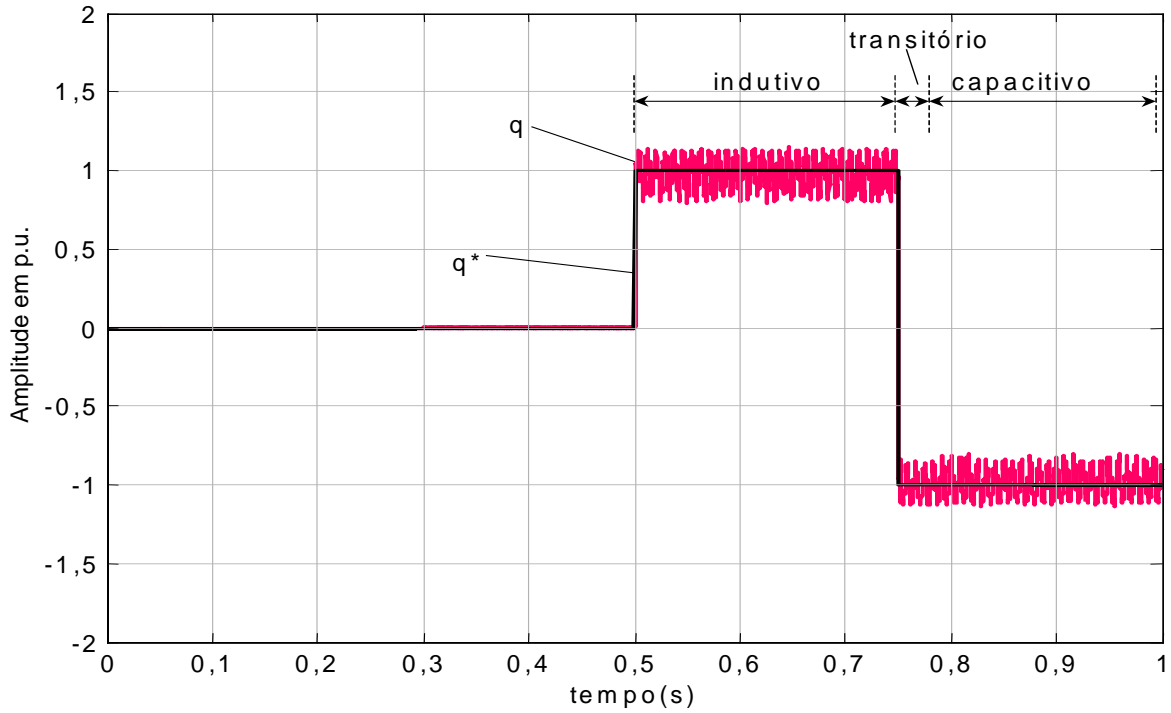


Figura 106 - STATCOM PWM CR-VSC  $C_{\infty}$  + controles - potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

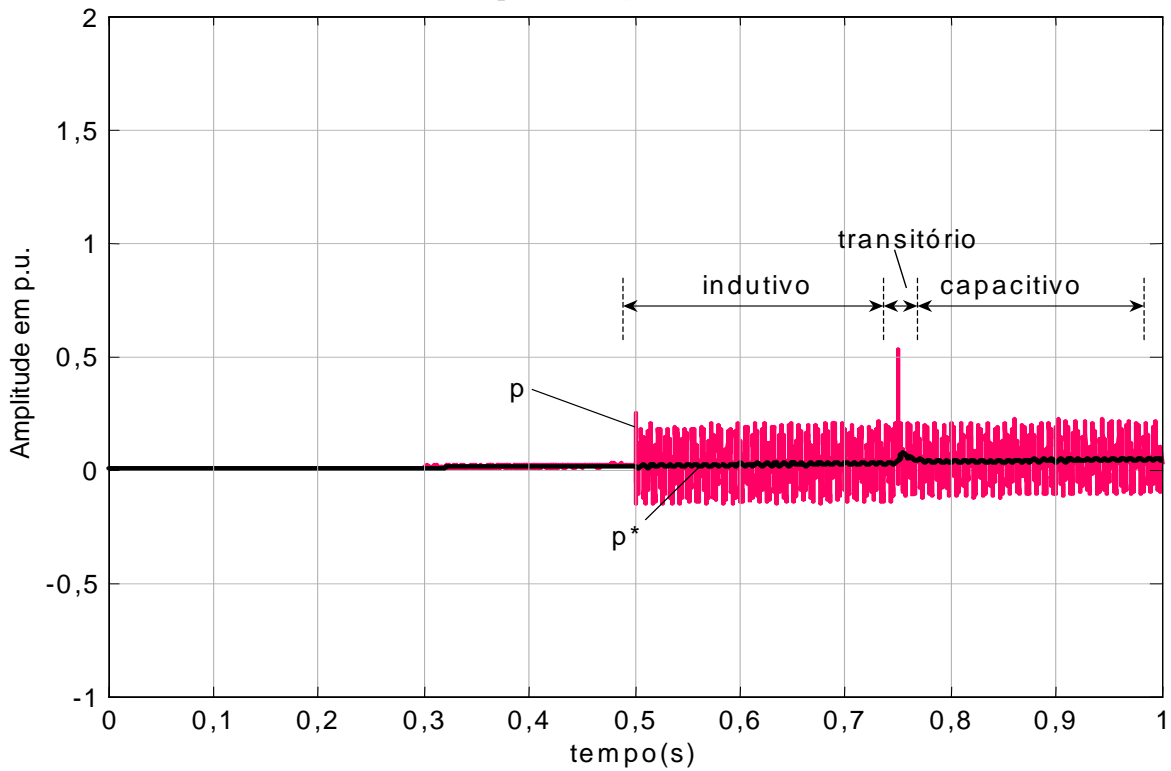


Figura 107 - STATCOM PWM CR-VSC  $C_{\infty}$  + controles - potência real instantânea e de controle,  $p$  e  $p^*$  - com seqüência negativa.

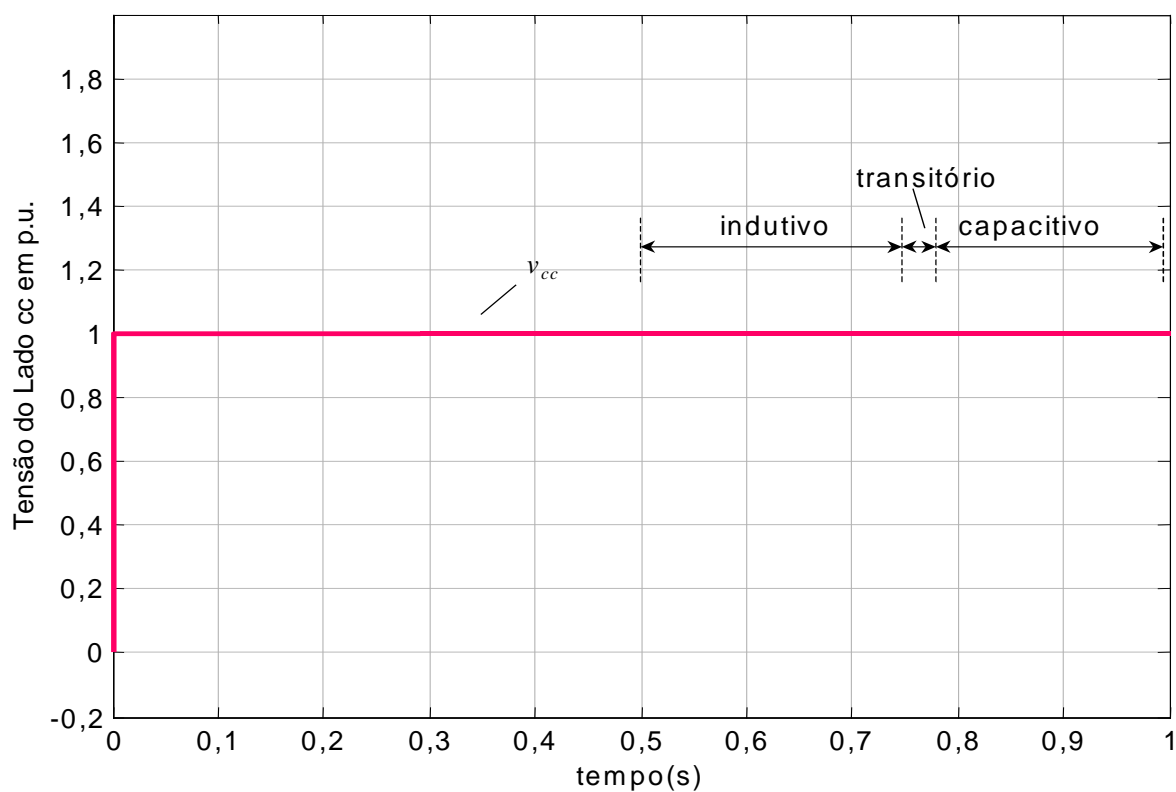


Figura 108 - STATCOM PWM CR-VSC  $C^\infty$  + controles - tensão do lado CC - com seqüência negativa.

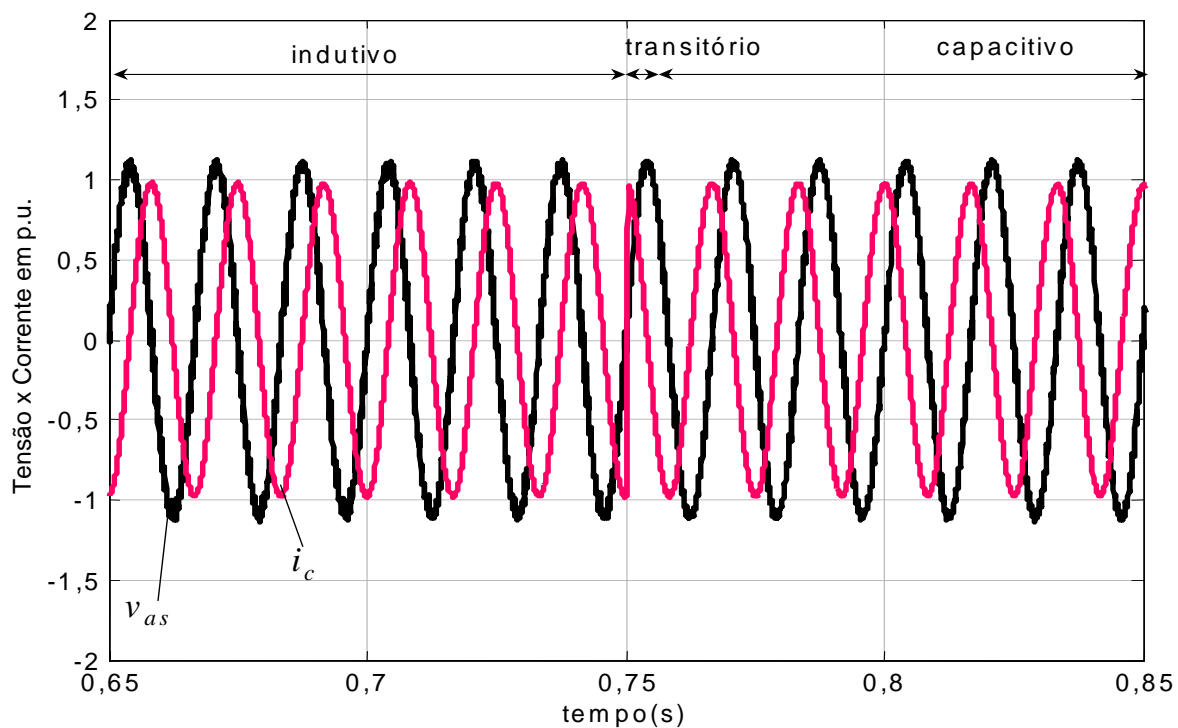


Figura 109 - STATCOM PWM CR-VSC  $C^\infty$  + controles - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.



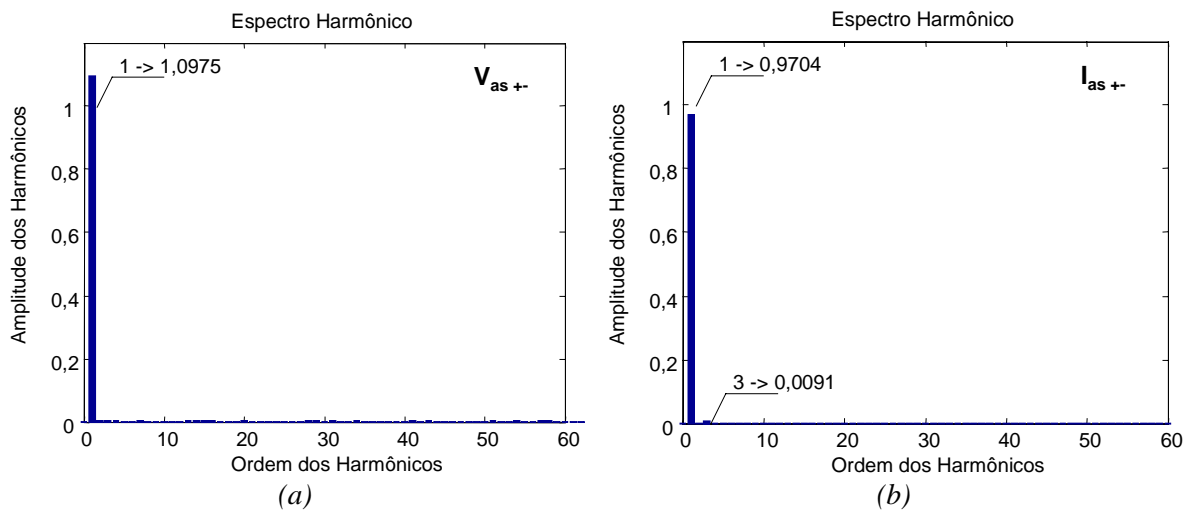


Figura 110 - STATCOM PWM CR-VSC  $C_{\infty}+$  controles - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u. - com seqüência negativa.

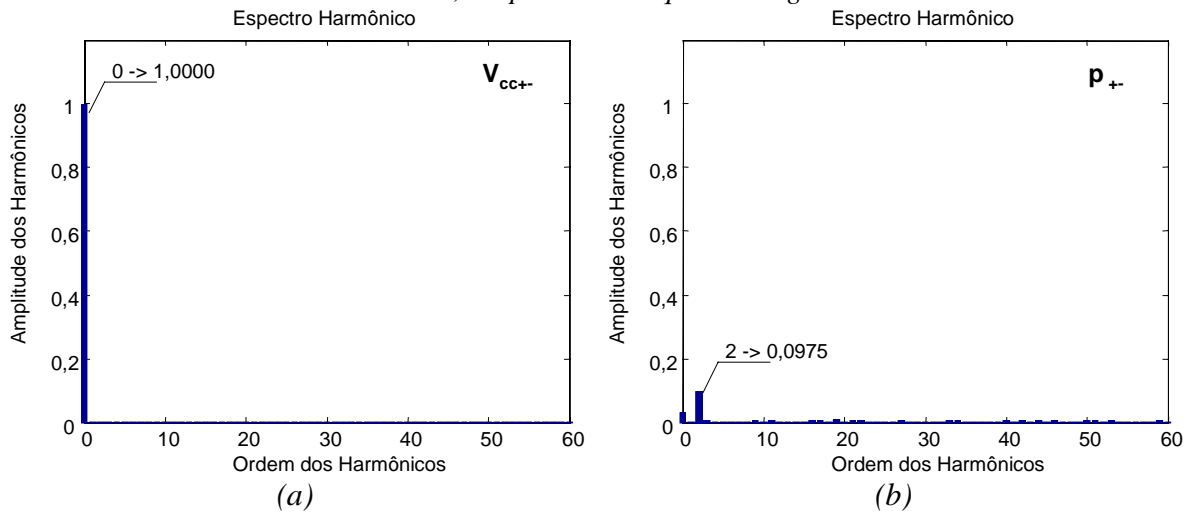


Figura 111 - STATCOM PWM CR-VSC  $C_{\infty}+$  controles - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa.

## 5.6. Análise dos Resultados

Utilizando os resultados obtidos das análises de respostas das topologias e controles dos STATCOMs à variação do componente de seqüência negativa e do capacitor do lado CC, e da análise dos métodos de controle de desbalanços através dos capacitores, filtros de seqüência e injeção de tensões de seqüência negativa foi montada a *Tabela 13*.

*Tabela 13 - Técnicas de Controle dos efeitos do componente de seqüência negativa no STATCOM - para regime permanente.*

Topologia do STATCOM	Técnica de Controle	Máximo $\eta_2$	Vantagens	Desvantagens
Multipulso PWM CR-VSC	(1) Desligamento	< 2%	Preserva equipamento de falha	Prejudica Operação do Sistema
	(2) Derate	< 2%	Opera com pequenos desbalanços	Sobre-dimensionamento de todos os elementos
	(3) Capacitor Maior	< 5%	Reduz a presença dos harmônicos de $2\omega$ na tensão CC e $3\omega+$ nas correntes de compensação	Altera a dinâmica do STATCOM - que fica mais lenta. Problemas de aquecimento dos capacitores e ressonâncias.
	(4) Tensão CC Maior	< 5%	Reduz o % de oscilações no lado CC e aumenta o valor de $\tau_c$	Reduz poucas perturbações nas potências e no lado CA.
	(5) Filtro de Seqüência Positiva	< 5%	Reduz a influência das perturbações nos controles	Afeta a dinâmica dos controles e dos STATCOMs e não é eficiente em melhorar a resposta às perturbações.
	(6) Geração de Seqüência Negativa	< 10%	Não afeta a dinâmica e reduz harmônicos $2\omega$ na tensão CC e $3\omega+$ nas correntes de compensação	Necessita de modificação do chaveamento - PWM ou de conversor extra e reforço nos elementos passivos.

## 5.7. Resumo do Capítulo

---

Neste Capítulo as análises realizadas mostram que nenhum STATCOM está imune a perturbações causadas pela presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA e que nenhuma das técnicas apresentada é capaz de eliminar completamente as perturbações observadas.

Observou-se que o componente de seqüência negativa afeta todas as topologias e controles estudadas e quanto maior for sua amplitude maiores serão as perturbações. Considerando os resultados matemáticos dos Capítulos 2 e 3 e os modelos digitais do Capítulo 4, verificou-se que é possível fazer a previsão qualitativa das perturbações que ocorrem, e com alguns ajustes as previsões quantitativas também são obtidas. Assim é possível prever qual perturbação e quanto de perturbação serão verificadas nos STATCOMs.

Também, utilizando os resultados matemáticos dos Capítulos 2 e 3 e os modelos digitais do Capítulo 4 foram estudadas técnicas para minimizar as perturbações decorrentes da presença do componente de seqüência negativa. Verificou-se que cada uma destas técnicas apresenta vantagens e limitações específicas.

Verificou-se também que não existe uma solução que elimine as perturbações completamente, a sugestão deste capítulo é o uso de técnicas em conjunto visando minimizar as perturbações de forma que seja possível operar o STATCOM com presença do componente de seqüência negativa num região de operação ótima.

Deve-se observar que os estudos apresentados neste capítulo aplicam os limites ao componente de seqüência negativa em regime permanente. As análises e técnicas de controle apresentadas mostraram o que fazer para o STATCOM suportar estas perturbações nesta condição. Porém, para um período de tempo determinado, por exemplo, 1 ou 10 segundos, o STATCOM pode operar com valores de perturbações superiores aos valores anteriormente determinados.

# CAPITULO 6

## Conclusões

## 6. Conclusões

---

Neste trabalho demonstrou-se que quando o STATCOM opera em sistemas que possuem componente de seqüência negativa, caso não sejam utilizadas medidas preventivas, existirão oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão do lado CC e nas potências instantâneas real e imaginária. Esta oscilação na freqüência  $2\omega$  no lado CC gera terceiro harmônico de seqüência positiva na tensão do lado CA e, conseqüentemente, na sua corrente. As oscilações na potência imaginária, em princípio, não trazem problemas ao sistema. Elas aparecem por simples conseqüência da existência do desbalanço contendo componente de seqüência negativa. As oscilações na potência real também aparecem pelo mesmo motivo, mas implicam na variação da energia acumulada no capacitor CC e conseqüente variação na tensão deste capacitor. Este fato tem dois inconvenientes: (i) o fluxo de corrente CA de  $2\omega$  pelo capacitor, o que pode sobreaquecê-lo, tendo em vista que, em geral, estes capacitores não são projetados para operar com corrente CA fluindo por longo tempo; (ii) o aparecimento de variação na tensão CC na freqüência  $2\omega$ , que, como mostrado, resulta em terceiro harmônico de seqüência positiva no lado CA. Estes harmônicos, de freqüência relativamente baixa, não são eliminados por transformadores e são de difícil eliminação.

Estes resultados foram determinados e verificados pelas análises realizadas pela teoria das potências instantâneas, transformação de Park, funções de chaveamento e simulações digitais no programa ATP. Nestes resultados verificou-se que as perturbações existentes são diretamente proporcionais à amplitude do componente de seqüência negativa e que a resposta dos controles à presença do componente de seqüência negativa ocorre de forma independente da resposta à variação de tensão de entrada ou do ângulo de controle nos STATCOMs operando como fonte de tensão.

A limitação do terceiro harmônico de seqüência positiva segue o IEEE Std. 519 , que indica o limite máximo para um harmônico individual em 3% para regime permanente, porém, para intervalos de transitórios valores 50% maiores podem ser aceitos. O limite da oscilação de freqüência  $2\omega$  na tensão do lado CC do STATCOM resulta de um limite da capacidade de operação do STATCOM. Neste caso considerou-se o limite operacional em

regime permanente como sendo 10%, porém, valores maiores podem ser aceitos durante transitórios, conforme a capacidade do STATCOM.

Análise do aumento do valor do componente de seqüência negativa mostrou que para valores de  $\eta_2$  acima de 10%, em regime permanente, nenhuma das topologias simuladas foi capaz de operar sem grandes distorções, ou seja, os valores das amplitudes das perturbações excediam em muito os limites considerados para operação em regime permanente. Porém, é importante notar que nos casos de desbalanços transitórios, apesar dos problemas notados, é possível ao STATCOM “sobreviver” e continuar operando no retorno à normalidade da rede. Se for necessária a operação do STATCOM em regime permanente e em rede desbalanceada, técnicas auxiliares são necessárias, por exemplo, o aumento do capacitor do lado CC do STATCOM, o aumento da tensão no lado CC do STATCOM, o uso de filtros de seqüência e a injeção de tensões de seqüência negativa.

Um capacitor maior no lado CC do STATCOM reduz a amplitude das oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão CC e, por conseqüência, reduz as distorções relacionadas à presença do harmônico de terceira ordem e seqüência positiva no lado CA. Assim sendo, uma capacitância infinita eliminaria por completo as oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão CC e o terceiro harmônico no lado CA no caso do STATCOM PWM ST ou do CR-VSC. No entanto se o controle do STATCOM necessita variar a amplitude da tensão CC, por exemplo nos STATCOMs tipo multipulsos controlados por PAM, capacitores maiores afetam a dinâmica de resposta do equipamento e uma capacitância infinita não permitiria que este STATCOM operasse uma vez que o mesmo necessita da variação de tensão para gerar os reativos.

Utilizando um capacitor “infinito” num STATCOM com chaveamento PWM de alta freqüência (entre 1 a 5 kHz) operando como fonte de corrente, naturalmente, não elimina as potências instantâneas oscilantes  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  pois estas são o resultado do componente de seqüência negativa das tensões do sistema CA multiplicados pela corrente de compensação de seqüência positiva. Porém, as oscilações nestas potências, em princípio, não são problemas, exceto pelas conseqüências que podem trazer como o aumento de perdas no capacitor e o terceiro harmônico de seqüência positiva no lado CA. Vale lembrar que as oscilações nas potências instantâneas aparecem mesmo nos casos de compensação de potência reativa por bancos de capacitores.

Outras técnicas de controle incluindo o uso de filtros de seqüência e a injeção de tensões de seqüência negativa foram analisadas. O uso de filtros de seqüência melhora apenas os sinais utilizados nos controles, mas a injeção de tensões de seqüência negativa reduz de forma eficiente as perturbações.

Os principais resultados obtidos neste trabalho foram:

- Os STATCOMs baseados em conversores trifásicos (que tem um capacitor comum no lado CC) operando na presença de componentes de seqüência negativa sofrem influência e perturbações independente do tipo de topologia, controle e técnica de chaveamento;

- Não existe solução para eliminar completamente todas as perturbações causadas pela presença de componentes de seqüência negativa no STATCOM, considerando que é desejada uma corrente senoidal na saída do STATCOM. O uso de controles por filtros ativos elimina as perturbações porém requer a existência de correntes não senoidais.

- Na presença de componentes de seqüência negativa nas tensões, as oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão CC e o terceiro harmônico no lado CA devem ser controlados pois estas perturbações afetam de forma direta a operação do STATCOM.

- Teoricamente demonstrou-se que o uso de um capacitor de valor infinito em conjunto com o STATCOM operando como fonte de corrente elimina as principais perturbações: as oscilações de freqüência  $2\omega$  na tensão CC e o terceiro harmônico no lado CA, mas esta opção tem aplicação limitada em STATCOMs baseados em conversores multipulsos.

- O STATCOM CR-VSC, considerando o uso de um capacitor muito grande ( $\tau_c > 1$  s) apresenta resultados aproximados ao STATCOM teórico ideal.

- Da mesma forma que é realizado nos compensadores síncronos, definidos os limites de amplitude de componentes de seqüência negativa e suas perturbações para os regimes permanente e transitório, o uso dos resultados analíticos no dimensionamento do STATCOM e a aplicação de técnicas de controle complementares permitem melhorar o desempenho do equipamento.

As análises baseadas em modelos analíticas e digitais do STATCOM operando como fonte de tensão e fonte de corrente quando ocorre a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA mostram as perturbações existentes que prejudicam a operação deste equipamento.

A partir destas análises, comparando com outros equipamentos e verificando normas aplicáveis, determinaram-se os efeitos destas perturbações no STATCOM e os limites desejados de operação em condições não ideais. Através dos limites definidos e dos resultados analíticos pode-se fazer o dimensionamento do STATCOM de forma que o mesmo possa operar na presença de componentes de seqüência negativa com um conteúdo de perturbações aceitáveis e controladas.

Verifica-se que, teoricamente, o menor conteúdo de perturbações ocorrerá para o uso do STATCOM operando como fonte de corrente com chaveamento PWM em alta frequência (25 kHz simulado) e com uma fonte de tensão ideal de corrente contínua no lado CC, e que o STATCOM CR-VSC com um capacitor muito grande ( $\tau_c > 1$  s) é o equipamento que melhor se aproxima deste ideal teórico.

Neste trabalho as perturbações descritas para o STATCOM operando na presença do componente de seqüência negativa foram confirmadas, analiticamente modeladas, descritas, e dimensionadas. Os resultados analíticos foram comparados aos resultados de modelos digitais de forma a verificar a validade de ambos.

A partir destes resultados pode-se fazer a avaliação e a escolha da melhor topologia, controle e técnica de acionamento a ser utilizado no STATCOM considerando os limites de operação e conteúdo de perturbações desejados para o equipamento quando ocorrerem desbalanço de tensão no sistema CA e para diferentes aplicações.

## **Lista de Trabalhos Futuros**

---

- Análise do Modelo Matemático por Transformação de Park, considerando a presença do componente de seqüência negativa nas tensões do sistema CA.
- Modelo analítico do STATCOM operando como fonte de tensão utilizando a transformação de Clarke e Funções de Chaveamentos considerando os harmônicos infinitos decorrentes das interações entre o lado CA e CC dos conversores do STATCOM.
- Modelo analítico do STATCOM operando como fonte de tensão utilizando a transformação de Clarke e Funções de Chaveamentos considerando a presença do sistema de controle no modelo.



- melhoria do modelo analítico para as oscilações do lado CC do STATCOM reduzindo o erro na quantitativo observado e melhorando os resultados seguintes: a amplitude dos harmônicos de terceira ordem no lado CA.
- Desenvolvimento de um modelo analítico do STATCOM que considere as iterações entre os lados CA e CC de forma a descrever as relações entre estes dois lados para todos os harmônicos.
- Simulação do Modelo do STATCOM PWM ST considerando uma malha fechada de controle para a regulação da tensão.
- Melhoria dos controles do STATCOM PWM ST de forma que o desempenho dinâmico deste equipamento possa ser melhorado durante a presença do componente de seqüência negativa.
- Determinar a origem da ressonância de 5<sup>a</sup> ordem no modelo digital do STATCOM PWM ST.
- Nas simulações realizadas nos Capítulos 4 e 5 seria razoável fazer as seguintes alterações nos modelos digitais: (a) no STATCOM PWM ST ajustar a constante de inércia para a ordem de 1 ms, e realizar o chaveamento com eliminação seletiva de harmônicos; (b) no STATCOM CR-VSC reduzir o limite da frequência de chaveamento para um valor da ordem de alguns kHz (2 kHz no máximo) de forma a trazer este modelo para um frequência de chaveamento realizável.
- Desenvolver os resultados analíticos mostrados nas Seções 5.1.2 e 5.2 de forma a comprovar a relação entre os resultados analíticos e simulados.
- Desenvolver método de controle que atue sobre a potência real instantânea para realizar o controle da tensão do lado CC do STATCOM e verificar os resultados obtidos no STATCOM Multipulso.

# Referências

## Referências Bibliográficas

---

- [1] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robins, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, New York, John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [2] B.K. Bose, *Power electronics and AC Drives*, New Jersey: Prentice Hall, 1986.
- [3] 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.
- [4] N. G. Hingorani, “Flexible AC Transmission”, *IEEE Spectrum*, April 1988.
- [5] N. G. Hingorani, “FACTS - Flexible AC Transmission Systems”, *Workshop on the Future in High-Voltage Transmission Systems*, Cincinnati, Ohio, Nov. 1990.
- [6] D. Novosel, M. M. Begovic, V. Madani, “Shedding Light on Blackouts -Studying the Causes of System Blackouts in an Effort to Better Protect Against and Lessen the Impact of Future Disturbances and Speed Up restoration”.- *IEEE Power & Energy for Electric power professionals*, Vol. 2, Number 1, January-February - 2004, pp.: 32-43.
- [7] Ram Adapa, “FACTS Systems Studies”, *IEEE Power Engineering Review*, Vol. 22, Number 12, December 2002, pp.: 17-22.
- [8] M. G. Dwek, E. G. Cleobury, M. Ermia, J. Lougran, P. Pramayon, et alli, “FACTS TECHNOLOGY For Open Access”, *Electra*, No. 195, April, 2001, pp.:38-45, - *Joint Work Group 14/37/38/39.24*,
- [9] M. Shahidehpour, “Investing in Expansion - The many issues that cloud transmission planning”, *IEEE Power & Energy for Electric power professionals - Vol. 2, Number 1, January-February - 2004*, pp.: 14-18.
- [10] C.W. Gellings, “Power Delivery System of the Future”, *IEEE Power Engineering Review*, Vol. 22, Number 12, December 2002, pp.: 7-12.
- [11] J. A. Jardini, D. S. Ramos, J. S. C. Martini, C. M. V. Tahan, “Brazilian Energy Crisis”, *IEEE Power Engineering Review*, Vol. 22, Number 4, April 2002, pp.: 21-24.
- [12] E. F. Figueiredo, “The Utilization of New Technologies in Generation and Transmission to Attend The Needs of Present and Future Electrical Power Systems”, *Revista EletroEvolução - Sistemas de Potência*, No.31, Junho de

2003,pp. 22-27. *Cigré-Brasil*.

- [13] Gregory Reed, John Paserba, Peter Salavantis, “The FACTS Resolving Transmission Gridlock - *The case for implementing power electronics control to enhance reliability and upgrade capacity*”, IEE Power & Energy Magazine for Electric Power Professionals Vol. 1, No. 5. pp.:41 - 46, Sep/Oct 2003
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi, *Understanding FACTS – Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, IEEE Press, New York, 1999.
- [17] Yong Hua Song & Allan T. Johns, *Flexible Transmission Systems (FACTS)*, IEE Power & Energy Series 30 - *The Institution of Electrical Engineers, London 1999, United Kingdom, 1999*.
- [18] Edson H. Watanabe, Pedro G. Barbosa, “Principle of Operation of FACTS Devices”, *Revista EletroEvolução: Sistema de Potência*, No. 6, 1996, pp.73-82.
- [19] Edson H. Watanabe, Pedro G. Barbosa, Katia C. Almeida, Glauco N. Taranto, “Tecnologia FACTS – Tutorial”, XI CBA, 1996.
- [20] A. A. Edris, R. Adapa, M.H. Baker, L. Bhomann, K. Clark, K. Habashi, L. Gyugyi, J. Lemay, A. S. Mehraban, A. K. Myers, J. Reeve, F. Sener, D. R. Togerson, R. R. Wood., “Proposed Terms and Definitions for Flexible AC Transmission Systems (FACTS)”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 4, OCTOBER, 2002, pp.:1848-1853.
- [21] L. Gyugyi, “Converter-Based FACTS Technology: Electric Power Transmission in the 21st Century”, *Proceedings of IPEC 2000*, Vol.1, pp. 15-26, Tokyo, 2000.
- [22] 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*.
- [23] B.T. Ooi, S.Z. Dai, F.D. Galiana, “A Solid-State PWM Phase-Shifter”, 92 WM 260-0 PWDR.

- [24] 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.
- [25] L. Gyugyi, “Unified Power-Flow Control Concept for Flexible AC Transmission Systems”, IEE-Proceedings-C, Vol. 139, No.4, July 1992.
- [26] 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.
- [27] A.S. Mehraban, A. Edris., C.D. Schauder, J.H. Provanzana, “Installation, commissioning, and operation of the world' s first UPFC on the AEP system”, Proceedings of the International Conference on Power System Technology 1998. POWERCON ' 98. 1998. Vol.: 1, 1998, pp.: 323-327.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] A. A. Edris, S. Zelinger, L. Gyugyi, L. J. Kovalsky, “Squeezing More Power from the Grid”, IEEE Power Engineering Review, Vol. 22, Number 6, June 2002, pp.: 4-6.
- [31] E. Uzunovic, B. Fardanesh, L. Hopkins, B. Shperling, S. Zelinger, A. Schuff, “NYPA convertible static compensator (CSC) application phase I: STATCOM”, IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition. Vol.: 2, 2001, pp.: 1139 -1143.
- [32] G.F. Reed, J.E. Greaf, T. Matsumoto, Y. Yonehata, M. Takeda, T. Aritsuka, Y. Hamasaki, F. Ojima, A.P. Sidell, R.E. Chervus, C.K. Nebecker, “Application of a 5 MVA, 4.16 kV D-STATCOM system for voltage flicker compensation at Seattle Iron and Metals”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 2000. Vol.: 3, 2000, pp.: 1605-1611.
- [33] A.B. Arsoy, Y. Liu, P.F. Ribeiro, F. Wang, “StatCom-SMES”, IEEE Industry Applications Magazine, Volume 9, Issue 2, Mar-Apr 2003, Page(s):21 - 28.

- [34] Marcelo G. Molina, Pedro E. Mercado Edson H. Watanabe, "Static synchronous compensator with superconducting magnetic energy storage for high power utility applications", ScienceDirect, April 2007.
- [35] N. G. Hingorani, "Introducing CUSTOM POWER", IEEE Spectrum, June 1995, pp.:41-48.
- [36] N. G. Hingorani, D. A. Woodford, M. Aredes, *et alii*, "CUSTOM POWER - State of the Art", Electra, No. 203 - August, 2002, pp.: 41 - 51. Cigré - Working Group 14.31.
- [37] James A. Oliver, Roger Lawrence, Basudeb Ben Banerjee, "Power Quality - How to Specify POWER-QUALITY-TOLERANTE Process Equipment", IEEE Industry Applications, Vol. 8, No. 5, September/October 2002, pp.:21 - 30.
- [38] Roger Lawrence, Bill Moncrief, "Compatibility Saves Money - Specification GUIDELINES to IMPROVE POWER QUALITY and REDUCE PLANT OPERATING COSTS" - IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 10, No. 2, March/April 2004, pp.: 10 - 17.
- [39] Y. Sumi, Y. Harumoto, T. Hasegawa, M. Yano, K. Ikeda, T. Matura, "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.
- [40] T. Hasegawa, T. Betsui, S. Ohnishi, M. Takeda, S. Murukami, T. Khoan, Y. Hosokawa, F. Ishiguro, "Development of GTO-SVG For Improving Power System Stability", IEE.
- [41] Hideaki Fujita, Shinji Tominaga, and Hirofumi Akagi, "Analysis and Design of a DC Voltage- Controlled Static Var Compnestor Using Quad-Series Voltage-Source Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 4. Jul/Aug 1996.
- [42] 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.
- [43] 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.

- [44] 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.
- [45] C.W. Edwards *et alii.*, “Advanced Static Var Generator Employing GTO Thyristors”, IEEE PES Winter Power Meeting, Paper No. 38WM109-1, 1988.
- [46] 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.
- [47] C. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T. Lemark, L. Gyugyi, T.W. Cease and A. Edris, “Development of a  $\pm 100$ Mvar Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems”, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, July, 1995.
- [48] C. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T. Lemak, L. Gyugyi, T.W. Case, A. Edris, “Operation of  $\pm 100$  MVAR TVA STATCON”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 12, Issue: 4, OCTOBER 1997, pp.: 1805-1811.
- [49] L. Gyugyi, B. Mehraban, “Development and Application of Self-Commutated Converters for Power Transmission Control”, IEEE PES Winter Meeting, Singapore, January 2000.
- [50] A. Edris, “FACTS technology development: an update”, IEEE Power Engineering Review, Volume: 20, Issue: 3, MARCH, 2000, pp.: 4–9.
- [51] 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.
- [52] Xie Xiaorong, Liu Wenhua, Liu Qianjing, Han Yingduo, “The operation monitoring and fault diagnosis system for a  $\pm 20$  Mvar STATCOM”, *Proceedings of the International Conference on Power System Technology 1998. POWERCON '98. 1998 Vol.: 1, 1998, pp.: 86-90.*
- [53] Han Yingduo, Chen Jianye, Jiang Qirong, Wong Manchung, “Study of FACTS and DFACTS in China”, *Proceedings of the Third International Power Electronics and Motion Control Conference 2000. PIEMC 2000., Vol.: 1, 2000, pp.: 39 -45.*

- [54] Song Qiang, Liu Wenhua, Wang Zhiyong, Chen XiZheng, Xu Peifeng, “Design of snubber circuit for the 4500 V/4000 A GTOs in a 20 MVA STATCOM”, Proceedings of The Third International Power Electronics and Motion Control Conference 2000. PIEMC 2000., Vol.: 2, 2000, pp.: 875 -880.
- [55] Liu Wenhua, Liang Xu, Lin Feng, Luo Chenglian, Gao Hang, “Development of 20 MVA static synchronous compensator”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000. Vol.: 4, 2000, pp.: 2648-2653.
- [56] C. Schauder, “STATCOM for compensation of large electric arc furnace installations”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 1999. Vol.: 2, 1999, pp.: 1109-1112.
- [57] G. Reed, J. Paserba, T. Croasdaile, M. Takeda, Y. Hamasaki, T. Aritsuka, N. Morishima, S. Jochi et al, “The VELCO STATCOM based transmission system project”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2001. Vol.: 3, 2001, pp.: 1109-1114.
- [58] G. Reed , J. Paserba, T. Croasdaile, M. Takeda, N. Morishima, Y. Hamasaki, L. Thomas, W. Allard, “STATCOM application at VELCO Essex substation” IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, Vol.: 2, 2001, pp.: 1133 -1138.
- [59] G. Reed, J. Paserba, T. Croasdaile, M. Takeda, Y. Hamasaki, T. Aritsuka, N. Morishima, S. Jochi, I. Iyoda, M. Nambu, M.; N. Toki; L. Thomas, G. Smith, D. LaForest, W. Allard, D. Haas, “The VELCO STATCOM based transmission system project”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2001, Volume 3, 28 Jan.-1 Feb. 2001 Page(s):1109 - 1114.
- [60] Gregory Reed, John Paserba, Terrence Croasdaile, Masatoshi Takeda, Naoki Morishima, Yoshi Hamasaki, Laurie Thomas, William Allard, “STATCOM Application at VELCO Essex Substation”, IEEE Transmission & Distribution 2001.
- [61] C. Horwill, A.J. Totterdell, D.J. Hanson, D.R. Monkhouse, J.J. Price, “Commissioning of a 225 Mvar SVC incorporating a + 75 MVAR statcom at NGC' s 400kv East Claydon substation”, Seventh International Conference on AC-DC Power Transmission 2001 (Conf. Publ. No. 485), 2001, pp.: 232-237.



- [62] D.J. Hanson, C. Horwill, B.D. Gemmell, D.R.Monkhouse, “A STATCOM-based relocatable SVC project in the UK for National Grid”, Power Engineering Society Winter Meeting, Vol.: 1, 2002, pp.: 532-537.
- [63] D.J. Hanson, “A transmission SVC for National Grid Company plc incorporating a - + 75 MVar STATCOM, Flexible AC Transmission Systems” - The FACTS (Ref. No. 1998/500) IEE Colloquium, 1998, pp.: 5/1 -5/8.
- [64] K.H. Sobotnik, K.W. Renz, H. Tyll., “Operational experience and field tests of the SVG at Rejsby”, Proceedings of the International Conference on Power System Technology 1998. POWERCON ' 98. 1998. Vol.: 1, 1998, pp.: 318-322
- [65] T. Fujii, H. Chisyaki, H. Teramoto, T. Sato, Y. Matsushita, Y. Shinki, S. Funahashi and N. Morishima., “Coordinated Voltage Control and Continuous Operation of 80 MVA STATCOM under Commercial Operation”, Proceedings of Power Converter Conference - PCC – Nagoya 2007.
- [66] Gregory Reed, John Paserba, Terry Croasdaile, Rob Westover, Shinji Jochi, Naoki Morishima, Masatoshi Takeda, Takashi Sugiyama, Yoshihiro Hamasaki, Terry Snow, Abbas Abed, “SDG&E Talega STATCOM Project - System Analysis, Design, and Configuration”, IEEE T&D ASIA02.
- [67] G. Reed, J. Paserba, T. Croasdaile, R. Westover, S. Jochi, N. Morishima, M. Takeda, T. Sugiyama, Y. Hamasaki, T. Snow, A. Abed, “SDG&E Talega STATCOM project-system analysis, design, and configuration’Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES Volume 2, 6-10 Oct. 2002 Page(s):1393 - 1398 vol.2
- [68] Siemens – Protection and Substation Control Technology / DVR and STATCOM / Advanced Technology / SIPCOM, <http://www.powerquality.de/eng/page29g.html>.
- [69] T. Larsson, R. Grunbaum, B. Ratering-Schnitzler, “SVC Light: a utility' s aid to restructuring its grid”, Power Engineering Society Winter Meeting 2000. Vol.: 4, 2000, pp.: 2577-2581.
- [70] Navid Zargari, Steven Rizzo, Yuan Xiao, Hideo Iwamoto, Katsumi Sato, John Donlon, “A New Current Source Converter Using A Symmetric Gate Commutated Thyristor - SGCT”
- [71] 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.
- [72] 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.
- [73] T. An, M.T. Powell, H.L. Thanawala, N. Jenkins, “Assessment of two different STATCOM configurations for FACTS application in power systems”, Proceedings of the International Conference on Power System Technology 1998. POWERCON ' 98. 1998. Vol.: 1, 1998, pp.: 307-312.
- [74] 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.
- [75] Wanki Min, Joonki Min, Jaeho Choi, “Control of STATCOM using cascade multilevel inverter for high power application”, Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems 1999. PEDS ' 99, Vol.: 2, 1999, pp.: 871-876.
- [76] C.W. Edwards, K.E. Mattern, E.J. Stacey, P.R. Nannery, J.Gubernick, “Advanced state VAR generator employing GTO thyristors”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 3, Issue: 4, OCTOBER, 1988, pp.: 1622-1627.
- [77] D. Wuest, H. Stemmler, G. Scheuer, “A comparison of different circuit configurations for an advanced static VAR compensator (ASVC)”, Record of IEEE 23rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC ' 92, Vol.: 1, 1992, pp.: 521-529.
- [78] 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.
- [79] J.B. Ekanayake, M. Jenkins, “A three-level advanced static VAR compensator”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 11, Issue: 1, JANUARY, 1996, pp.: 540-545.
- [80] N. Mohan, G.R. Kamath, “A novel, high-frequency, per-phase static VAR compensator”, IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS

- Annual Meeting, IAS ' 95. Conference Record of the 1995. Vol.: 3, 1995, pp.: 2581-2586.
- [81] C. Hochgraf, R.H. Lasseter, R.H., “A transformer-less static synchronous compensator employing a multi-level inverter”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 12, Issue: 2, APRIL, 1997, pp.: 881-887.
- [82] R.W. Menzies, Yiping Zhuang, “Advanced static compensation using a multilevel GTO thyristor inverter”, IEEE Transactions on Power Delivery Vol.: 10, Issue: 2, APRIL, 1995, pp.: 732-738.
- [83] B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, Yiqiang Chen, Boon-Teck Ooi, “Multimodular multilevel converters with input/output linearity”, IEEE Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting IAS ' 96. Conference Record of the 1996 IEEE, Vol.: 2, 1996, pp.: 988-992.
- [84] B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, Boon-Teck Ooi, “Multilevel STATCOM with third harmonic elimination on the DC link capacitor voltages”, Record of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC ' 97 Vol.: 1, 1997, pp.: 317-322.
- [85] B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, Boon-Teck Ooi, Yiqiang Chen, “Multilevel converters as series VAR compensators”, Record. Of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC ' 97 Vol.: 1, 1997, pp.: 338-343.
- [86] S.B. Tennakoon, D. Scheidecker, “Multi-level converters for static VAR compensation”, IEE Colloquium on Update on New Power Electronic Techniques (Digest No: 1997/091), 1997, pp.: 4/1-4/6.
- [87] Z. Chen, S.B. Tennakoon, “A technique for the reduction of harmonic distortion and power losses in advanced static VAR compensators”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC ' 95. Conference Proceedings 1995. Tenth Annual Part: 2, 1995, pp.: 620-626.
- [88] M.K. Mishra, A. Ghosh, A. Joshi, “A new STATCOM topology to compensate loads containing AC and DC components”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000. Vol.: 4, 2000, pp: 2636-2641.
- [89] Subhashish Bhattacharya, Zhengping Xi, “A Practical Operation Strategy for STATCOM under Single Line to Ground Faults in the Power System”, PSCE

2006.

- [90] Subhashish Bhattacharya, Zhengping Xi, “STATCOM Operation with Saturable Transformer Under Singler Line to Ground Power System Faults”, Proceedings of Power Converter Conference - PCC – Nagoya 2007.
- [91] Phillip Cartwright, “Reactive Power Control and Voltage Control For Wind Farms- The FACTS”, UMIST, February 2004.
- [92] 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.
- [93] 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.
- [94] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, M. Aredes, “Comparison Between the Conventional STATCOM and the PWM STATCOM”, Anais do V Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP 99, Foz do Iguaçu, Brasil, 1999.
- [95] C.K. Lee, J.S.K. Leung, S.Y.R. Hui, H.S.H. Chung, “Circuit-level comparison of STATCOM technologies”, IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC ' 03. Volume: 4, 15-19 June 2003, pp.: 1777 - 1784.
- [96] P. Rao, M.L. Crow, Z. Yang, “STATCOM control for power system voltage control applications”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 15, Issue: 4, OCTOBER, 2000, pp.: 1311-1317.
- [97] Lai On Mak, Yixin Ni, “Design of fuzzy logic supplementary controller for STATCOM using polar coordinate variables”, TENCON 99. Proceedings of the IEEE Region 10 Conference, Vol.: 2, 1999, pp.: 891-894.
- [98] Gun-Woo Moon, Suk-Ho Yoon, “Predictive current control of distribution static condenser (D-STATCON) for reactive power compensation in flexible AC transmission system (FACTS)”, 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. Vol.: 1, 1998 , pp.: 816-822.
- [99] M.M. Farsangi, Y.H. Song, Y.Z. Sun, “Supplementary control design of SVC and STATCOM using Hoo optimal robust control”, Proceedings of the International

- Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies 2000. DRPT 2000., 2000, pp.: 355-360.
- [100] Z. Yao, P. Kesimpar, V. Donescu, N. Uchevin, V. Rajagopalan, “Nonlinear control for STATCOM based on differential algebra”, PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference 1998. Vol.: 1, 1998, pp.: 329-334.
- [101] H.F. Wang, H. Li, H. Chen, “Application of Cell immune response modelling to power to power system voltage control by STATCOM”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 149, NO. 1, JANUARY, 2002, pp.102-106.
- [102] H.F. Wang, H. Li, H. Chen, “Power system voltage control by multiple STATCOMs based on learning humoral immune response”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 149, NO. 4, JULY, 2002, pp.416-426.
- [103] Ricardo Diniz Rangel, “Modelagem de Equipamentos FACTS Baseados em Inversores de Tensão para Análise de Fluxo de Potência e Fenômenos Eletromecânicos”, Tese Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, BRASIL, Setembro, 2004.
- [104] Enrique Acha, Claudio R. Fuerte-Esquivel, Hugo Ambriz-Pérez, César Angeles-Camacho, FACTS - Modelling and Simulation in Power Networks - *John Wiley & Sons, LTD*, England, 2004.
- [105] C. Schauder, H. Mehta, “Vector analysis and control of advanced static VAR compensators”, International Conference on AC and DC Power Transmission 1991, 1991, pp.: 266-272.
- [106] C. Schauder, H. Mehta, “Vector analysis and control of advanced static VAR compensators”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 140, Issue: 4, JULY, 1993, pp.: 299-306.
- [107] Márcio M. de Oliveira, A. Ekstrom, “Transfer Functions for a Voltage - Source Converter Operating as an SVC”, Anais do II Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP 93, Uberlândia, MG, Brasil, 1993.
- [108] Marcio M. de Oliveira, “Theoretical Analysis and Real-Time Simulator Studies of an Advanced Static Var Compensator”, Licenciata Vhandling, Kungl Tekniska Hö gskolan, Stockholm, June, 1996.

- [109] 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.
- [110] Dong Shen, Xu Liang, Y. Han, "A Modified Per-Unit STATCOM Model and Analysis of Open Loop Response Time", Proceedings of IEEE PES Winter Meeting, Singapore, January 2000.
- [111] P. Petitclair, Y. Besanger, S. Bacha, N. Hadjsaid, "FACTS modelling and control: applications to the insertion of a STATCOM on power system", Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting IAS ' 97. Vol.: 3, 1997, pp.: 2213-2217.
- [112] P. Petitclair, S. Bacha, J.P. Ferrieux, "Optimized linearization via feedback control law for a STATCOM", Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting IAS ' 97. Vol.: 2, 1997, pp.: 880-885.
- [113] 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.
- [114] C. Hochgraf, R.H. Lasseter, "Statcom controls for operation with unbalanced voltages", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 13, Issue: 2, APRIL 1998, pp.: 538-544.
- [115] 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.
- [116] M. Aredes, G. Santos Jr., "A Robust Control for Multipulse STATCOMs", Proceedings of IPEC 2000, Vol. 4, pp. 2163-2168, Tokyo, 2000.
- [117] K.K. Mahapatra, A. Ghosh., S.R. Doradla, "Simplified model for control design of STATCOM using three-level inverter", TENCON ' 98. 1998 IEEE Region 10 International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control, Vol.: 2, 1998, pp.: 536-539.
- [118] P. Mattavelli, A.M. Stankovic, "Dissipativity-based control for STATCOM", International Conference on Electric Power Engineering 1999. PowerTech

Budapest 99. 1999, pp.: 276.

- [119] P. Garcia-Gonzalez, A. Garcia-Cerrada, “Control system for a PWM-based STATCOM”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 1999. Vol.: 2, 1999, pp.: 1140-1145.
- [120] Yiqiang Chen, Boon-Teck Ooi, “STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.: 14, Issue: 5, SEPTEMBER, 1999, pp.: 959-965.
- [121] J.E. Hill, W.T. Norris, “Exact analysis of a multipulse shunt converter compensator or Statcon. I. Performance”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 144, Issue: 2, MARCH, 1997, pp.: 213-218.
- [122] J.E. Hill, W.T. Norris, “Exact analysis of a multipulse shunt convertor compensator or Statcon. II. Analysis”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 144, Issue: 2, MARCH, 1997, pp.: 219-224.
- [123] G.W. Moon, “Predictive current control of distribution static compensator for reactive power compensation”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 146, Issue: 5, SEPTEMBER, 1999, pp.: 515 –520.
- [124] A. Draou, M. Benghanem, A. Tahri, “Control and dynamic analysis of a static VAR compensator using a three level inverter topology”, Proceedings of the 12th International Conference on Microelectronics 2000. ICM 2000., 2000, pp.: 353-356.
- [125] H. Chen, R. Zhou, Y. Wang, “Analysis of voltage stability enhancement by robust nonlinear STATCOM control”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 2000. Vol.: 3, 2000, pp.: 1924-1929.
- [126] Chen Shen, Zhiping Yang, Crow M.L., Atcitty S., “Control of STATCOM with energy storage device”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000. Vol.: 4, 2000, pp.: 2722-2728.
- [127] A. Tahri, A. Draou, M. Benghanem, “A fast current control strategy of a PWM inverter used for static VAR compensation”, Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 1998. IECON ' 98. Vol.: 1, 1998, pp.: 450-455.
- [128] L. Wenhua, L. Xu, L. Feng, L. Chenglian, G. Hang, “Development of 20MVA Static

- Synchronous Compensator Employing GTO Inverters”, Proceedings of IEEE PES Winter Meeting, Singapore, January 2000.
- [129] 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.
- [130] K.R. Padiyar, A.M. Kulkarni, “Analysis and design of voltage control of static condenser”, Proceedings of the 1996 International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996. Vol.: 1, 1995, pp.: 393-398.
- [131] P. Petitclair, S. Bacha, J.P. Rognon, “Averaged modelling and nonlinear control of an ASVC (advanced static VAR compensator)”, 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC ' 96 Record, Vol.: 1, 1996, pp.: 753 -758.
- [132] Li Wang, Zon-Yan Tsai, “Stabilization of generator oscillations using PID STATCON damping controllers and PID power system stabilizers” IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 1999., Vol.: 1, 1999, pp.: 616-621.
- [133] Yuanzhang Sun, Chunxiao Sun, Zhifang Wang, Qiang Lu, “Voltage security enhancement using ASVG nonlinear control”, International Conference on Energy Management and Power Delivery, 1995. Proceedings of EMPD ' 95. 1995, Vol.: 1, 1995, pp.: 337 -341.
- [134] Li Chun, Jiang Qirong, Xie Xiaorong, Wang Zhonghong, “Rule-based control for STATCOM to increase power system stability”, Proceedings of International Conference on Power System Technology 1998. POWERCON ' 98. 1998, Vol.: 1, 1998, pp.: 372-376.
- [135] Chun Li, Qirong Jiang, Zhonghong Wang, Retzmann D., “Design of a rule-based controller for STATCOM” Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 1998. IECON ' 98. Vol.: 1, 1998, pp.: 467-472.
- [136] Y. Ni, L. Jiao, S. Chen, B. Zhang, “Application of a non linear PID controller on STATCOM with a differential tracker”, International Conference on Energy Management and Power Delivery 1998. Proceedings of EMPD ' 98. Vol.: 1, 1998, pp.: 29-34.
- [137] Xie Xiaorong, Cui Wenjin, Tang Yiliang, Han Yingduo, “Simultaneously-tuned



- decentralized control of excitation and STATCOM for voltage regulation and stability enhancement in power systems”, Proceedings of the International Conference on Power System Technology 2000. PowerCon 2000. Vol.: 3, 2000, pp.: 1431-1436.
- [138] M.M. Farsangi, Y.H. Song, W.L. Fang, X.F. Wang, “Robust FACTS control design using the  $H_{\infty}$  loop-shaping method”, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Vol.: 149, NO. 3, MAY, 2002, pp.352-358.
- [139] Qiang Lu, Feng Liu, Shengwei Mei, Goto M., “Nonlinear disturbance attenuation control for STATCOM”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2001. Vol.: 3, 2001, pp.: 1323-1328.
- [140] A.H.M.A. Rahim, S.A. Al-Baiyat, F.M. Kandlawala, “A robust STATCOM controller for power system dynamic performance enhancement”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.: 2, 2001, pp.: 887-892.
- [141] Dong Shen, P. W. Lehn, “Modeling, Analysis, and Control of a Current Source Inverter-Based STATCOM”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.: 17, NO. 1, JANUARY, 2002, pp. 248-253.
- [142] Dong Shen, W. Liu, Z. Wang, “Study on the Operation of STATCOM under Unbalanced and Distorted System Voltage”, Proceedings of IEEE PES Winter Meeting, Singapore, January 2000.
- [143] Li Xiaolu, Duan Xianzhong, He Yangzan, Yin Xianggen, “ASVG model for transient stability studies in unbalanced systems”, International Conference on Energy Management and Power Delivery 1998. Proceedings of EMPD ' 98. 1998, Volume: 1, 1998, pp.: 189-193.
- [144] Wei-Neng Chang, Kuan-Dih Yeh, “*Design of D-STATCOM for fast load compensation of unbalanced distribution systems*” IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2001. Proceedings. 2001 4th IEEE, Volume: 2, 2001, pp.: 801-806.
- [145] J.M. Carrasco, E. Galvan, M. Perales, G. Escobar, A.M. Stankovic, P. Mattavelli, “*Direct current control: a novel control strategy for harmonic and reactive compensation with active filters under unbalanced operation*”, Industrial Electronics Society 2001. IECON ' 01. The 27th Annual Conference of the IEEE,

- [146] D. Hongfa, D. Xianzhong, “*A new method for multi-bus unbalanced voltages synthetic compensation*”, Power Engineering Society Winter Meeting 2000. IEEE, Volume: 4, 2000, pp.: 2607-2612. Volume: 2, 2001, pp.: 1138-1143.
- [147] G. Escobar, A.M. Stankovic, P. Mattavelli, “*Reactive power and unbalance compensation using STATCOM with dissipativity-based control*”, IEEE Transactions On Control Systems Technology, VOL. 9, NO. 5, SEPTEMBER 2001- pp.:718-728.
- [148] G. Escobar, A.M. Stankovic, P. Mattavelli, “*Reactive power and unbalance compensation using STATCOM with dissipativity-based control*”, Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sidney, Australia, Dec. 2000, pp.:3051-3056.
- [149] G. Escobar, A.M. Stankovic, P. Mattavelli, “*An adaptive controller in stationary reference frame for D-statcom in unbalanced operation*”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 51, Issue: 2, April 2004, Pages:401 - 409.
- [150] G. Escobar, A.M. Stankovic, P. Mattavelli, “*Reactive power and unbalance compensation using STATCOM with dissipativity-based control*”, Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications - Proceedings of the 39th IEEE Decision and Control Conference 2000. Volume: 4, 2000, pp.: 3051-3055.
- [151] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, M. Aredes, “*Multi-pulse STATCOM operation under unbalanced voltages*”, Power Engineering Society Winter Meeting, Volume: 1, 2002, pp.: 567-572.
- [152] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, “*Analysis and Operation of STATCOM in Unbalanced Systems*”, IPST 2001, Rio de Janeiro, Brasil, Junho, 2001.
- [153] C.A.C. Cavaliere, E.H. Watanabe, M. Aredes, “*Análise de Operação de STATCOM em Sistemas Desbalanceados*”, CBA2000, Florianópolis, Brasil, 2000.
- [154] Su Chen, G. Joos, L.T. Moran, “*Dynamic performance of PWM STATCOMs operating under unbalance and fault conditions in distribution systems*”, Power Engineering Society Winter Meeting 2001. IEEE, Volume: 22001, pp.: 950-955.
- [155] Kuang Li; Jinjun Liu; Zhaoan Wang; Biao Wei, “*Strategies and Operating Point Optimization of STATCOM Control for Voltage Unbalance Mitigation in Three-Phase Three-Wire Systems*”, Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 22,

Issue 1, Jan. 2007 Page(s):413 - 422.

- [156] Lin Zhou, Mei Luo, Luwei Zhou, Xiaojun Zhou, "Application of a four-leg ASVG based on 3D SVPWM in compensating the harmful currents of unbalanced system", Proceedings of the Power System Technology-2002. PowerCon 2002. Volume: 2, 2002, pp.: 1045 –1050.
- [157] Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, *IEEE Press Series on Power Engineering - John Wiley & Sons Inc, 2007.*
- [158] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components", IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-20, May-Jun. 1984.
- [159] 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.
- [160] 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.
- [161] E. H. Watanabe, M. Aredes, "Compensation of Non-Periodic Currents Using the Instantaneous Power Theory", IEEE PES Summer Meeting, Seattle, July 2000.
- [162] Edith Clarke, Circuit Analysis of A-C Power Systems, 2 vols. General Electric Co., Schenectady, N.Y., 1950.
- [163] Willian D. Stevenson Jr, Elementos de Análise de Sistemas de Potência, *Editores McGraw Hill do Brasil, LTDA., 1975.*
- [164] Charles Desoer e Ernest S.Kuh, Teoria Básica de Circuitos, *Editores Guanabara, Rio de Janeiro, 1988.*
- [165] L. Gyugyi, B.R. Pelly, Static Power Frequency Changers, *John Wiley & Sons, New York, 1976.*
- [166] 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.
- [167] 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.
- [168] L.A.S. Pilotto, “*Modelagem Avançada de Sistemas CA/CC*”, Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Abril, 1994.
- [169] 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.
- [170] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie, and Zhong Du, “A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 19, NO. 2, MARCH 2004, pp.:491-499.
- [171] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie and Zhong Du, “A New Approach to Solving the Harmonic Elimination Equations for a Multilevel Converter”, 0-7803-7883-0/03/\$ 17.00 © 2003 IEEE pp.:640-647.
- [172] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie, and Zhong Du, “A Unified Approach to Solving the Harmonic Elimination Equations in Multilevel Converters”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 19, NO. 2, MARCH 2004, pp.:478-490.
- [173] Math. H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems – Voltage Sags and Interruptions*, IEEE Press, New York, 1999, Chapter 1.
- [174] F. Buchholz, “Die Drehstrom-Scheinleistung bei ungleichmäßiger Belastung der drei Zweige” *Licht u. Kraft, Org. Elektrotech. Ver. München* (1922) no. 2, pp. 9-11.
- [175] M. Aredes, “Active Power Line Conditioners”, PhD. Thesis, Technische Univesität Berlin, Berlin, 1996.
- [176] A. Ferrero, “Definitions of Electrical Quantities Commonly Used in Non-Sinusoidal Conditions”, *ETEP* Vol8, No.4, July/August 1998.
- [177] W. J. Sarjeant, “Capacitors”, *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, Vol. 25 No. 5, October 1990, pp.: 861 - 922.
- [178] Central Station Engineers of the Westinghouse Electric Corporation - East Pittsburg, “*Electrical Transmission and Distribution Reference Book*”, Westinghouse Electric Corporation - East Pittsburg, Pennsylvania, Fourth Edition, Eleventh Printing, USA 1964.

- [179] Turan Gönen, *Electric Power Distribution System Engineering*, McGraw Hill, New York, 1986.
- [180] IEEE Std C73.99-2000 - IEEE Guide for Protection of Shunt Capacitor Banks
- [181] Prabha Kundur - Power System Stability and Control - EPRI - Electric Power research Institute - Power System Engineering Series - McGraw Hill, Inc. New York, USA, 1993.
- [182] Edward Wilson Kimbark, "Power System Stability: Synchronous Machines Vol. 3", Dover Publications, Inc., New York, 1960.
- [183] Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, Third Edition. Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [184] Francisco da Costa Lopes, "Análise de Desempenho de STATCOM quasi 24 Pulsos", Dissertação de Mestrado - COPPE/UFRJ - RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL, MARÇO DE 2006.
- [185] Daniel Galiano de Menezes Pimentel, "Modelagem Matemática de um STATCOM para os Regimes Permanente e Dinâmico", "Dissertação de Mestrado - COPPE/UFRJ - RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL, JUNHO DE 2006.
- [186] Chee-Mung Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery - Using Matlab/Simulink*, Prentice Hall, London, 1998.
- [187] Paul M. Anderson - *Analysis of Faulted Power Systems - IEEE Press Power Systems Engineering Series*, IEEE Press, New York, 1995.
- [188] Wilsun W. Xu, Hermann W. Dommel, Jose R. Marti, "A Multiphase Harmonic Load Flow Solution Technique", *IEEE Transactions on Power*, vol.6, No.1, February 1991, pp.:174-182.
- [189] Wilsun W. Xu, Hermann W. Dommel, Jose R. Marti, "A Synchronous Machine Model For Three-Phase Harmonic Analysis And Emt Initializaton", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 6, No. 4, November 1991, pp.:1530-1538.
- [190] José Daldegan Júnior, "Conversores Estáticos e Geradores Síncronos em Conexão Unitária para Sistemas CCAT", Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Março, 1999.
- [191] IEC 60034-1 - *Rotating Electrical Machines, Part 1*, 2004
- [192] IEEE Std 242-2001, *IEEE Recommended Practice for Protection and Coordination*

*of Industrial and Commercial Power Systems*, Buff Book, 2001.

- [193] Fabiana Aparecida de Toledo Silva, “Viabilidade técnica de abertura monopolar permanente em linhas de transmissão extra alta tensão”, USP/SIBi-EP, Tese (Doutorado), São Paulo, 1999.
- [194] IEEE C50.13 -2005, "*IEEE Standard for Cylindrical-Rotor 50 Hz and 60 Hz Synchronous Generators Rated 10 MVA and Above*", IEEE Std. C50.13 -2005 (antiga ANSI C.50.13-1989).
- [195] C.A.C. Cavaliere, “Análise do STATCOM operando em Sistemas Desbalanceados”, Dissertação de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Julho de 2001.
- [196] S.M. Ramsay, P.E. Cronin, R.J. Nelson, J. Bian, F.E. Menendez, “*Using distribution static compensators (D-STATCOMs) to extend the capability of voltage-limited distribution feeders*”, Rural Electric Power Conference, 1996. Papers Presented at the 39th Annual Conference, 1996, pp.: A4/18-A4/24.
- [197] E. Twining, M.J. Newman, M.J., P.C. Loh, D.G. Holmes, “*Voltage compensation in weak distribution networks using a D-STATCOM*”, Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on, Volume: 1, 17-20 Nov. 2003 , Pages:178 - 183 Vol. 1.
- [198] H. Takeda, K. Shimada, Y. Moriura, S. Muramatsu, R.A. Pape, “*Relocation of SVC from Shin-Shinano substation to Suruga substation*”, Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE , Volume: 1 , 13-17 July 2003 , Pages:357 - 361 Vol. 1.
- [199] Eric PLANTIVE, Christian COURTOIS, Jean-Louis JAVERZAC, Jean-Philippe POIRRIER, "*APPLICATION OF A 20 MVA STATCOM FOR VOLTAGE BALANCING AND POWER ACTIVE FILTERING OF A 25 kV AC SINGLE-PHASE RAILWAY SUBSTATION CONNECTED TO THE 90 kV GRID IN FRANCE*", Cigré - Session 2000, p.: 1 - 7.
- [200] Pedro G. Barbosa, Carlos A. C. Cavaliere, e Edson H. Watanabe, “*Topologia de Um STATCOM para Sistemas de Distribuição Baseado na Conexão Série de Conversores Vsi Quasi-Multipulso*”, CBA 2002.
- [201] J. I. Rossi, S. P. Romério, A. R. Carvalho, O. A. Cunha, “Implementação e Validação de Modelos de Seqüência Positiva para Estudos de Estabilidade em Linhas com

Religamento Monopolar”, X SIMPÓSIO DE ESPECIALISTAS EM PLANEJAMENTO DA OPERAÇÃO E EXPANSÃO ELÉTRICA - May – 21<sup>st</sup> to 25<sup>th</sup> – 2006 - FLORIANÓPOLIS (SC) – BRASIL.

- [202] IEEE - Std 519 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- [203] M. Hagiwara, K. Wada, H. Fujita, e H. Akagi, “Behavior of 21-Level BTB-Based Power-Flow Controller Under Single-Line-to-Ground Fault Conditions”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 43, No.5, Spet/Oct 2007.
- [204] Alternative Transients Program Rule Book, Leuven EMTP Center, Belgium, July, 1987.
- [205] Lászlo Prikler, Hans Kr. Hoidalen, “ATPDraw for Windows 3.1x/95/NT version 1.0 – User’s Manual”, Release No.1.0.1, November 1998, Norway.
- [206] ANSI C84-1989
- [207] Raul. B. Solero, Ricardo P. Ross e Luiz felipe W. de Souza, “Power Quality Concerns in Brasil”, *EletoEvolução - Sistemas de Potência*, No. 22, Março 2001, pp.:33 - 38. Cigré-Brasil - Artigo Apresentados na 38a. Bienal de Paris.
- [208] Badrul H. Chowdhury, “Power Quality”, *IEEE Potentials*, April/May 2001, pp.:5 - 11.
- [209] Mark McGranaghan, Bill Roettger, “Economic Evaluation of Power Quality”, *IEEE Power Engineering Review*, Vol. 22, Number 2, February 2002, pp.: 8-12.
- [210] IEEE - Standard 1159
- [211] IEEE - Standard 1346
- [212] G. T. Heydt, R. Ayyanar, R. Thallam, “Power Acceptability”, *IEEE Power Engineering Review*, Vol. 21, Number 9, September 2001, pp.: 12-15.
- [213] IEEE - Standard 519-1992 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- [214] 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.
- [215] 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.

- [216] 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.
- [217] 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.
- [218] M. Mori, “A HiGT – A New Generation High-Conductivity IGBT”, Proceedings of IPEC 2000, Vol. 1, pp. 263-268, Tokyo, 2000.
- [219] 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.
- [220] 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.
- [221] 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.
- [222] “An assessment of distribution system power quality”, EPRI, Palo Alto, CA, Rep. TR-106294, 1996.



# APÊNDICES

## A. Discussões e tópicos sobre “Custom Power”

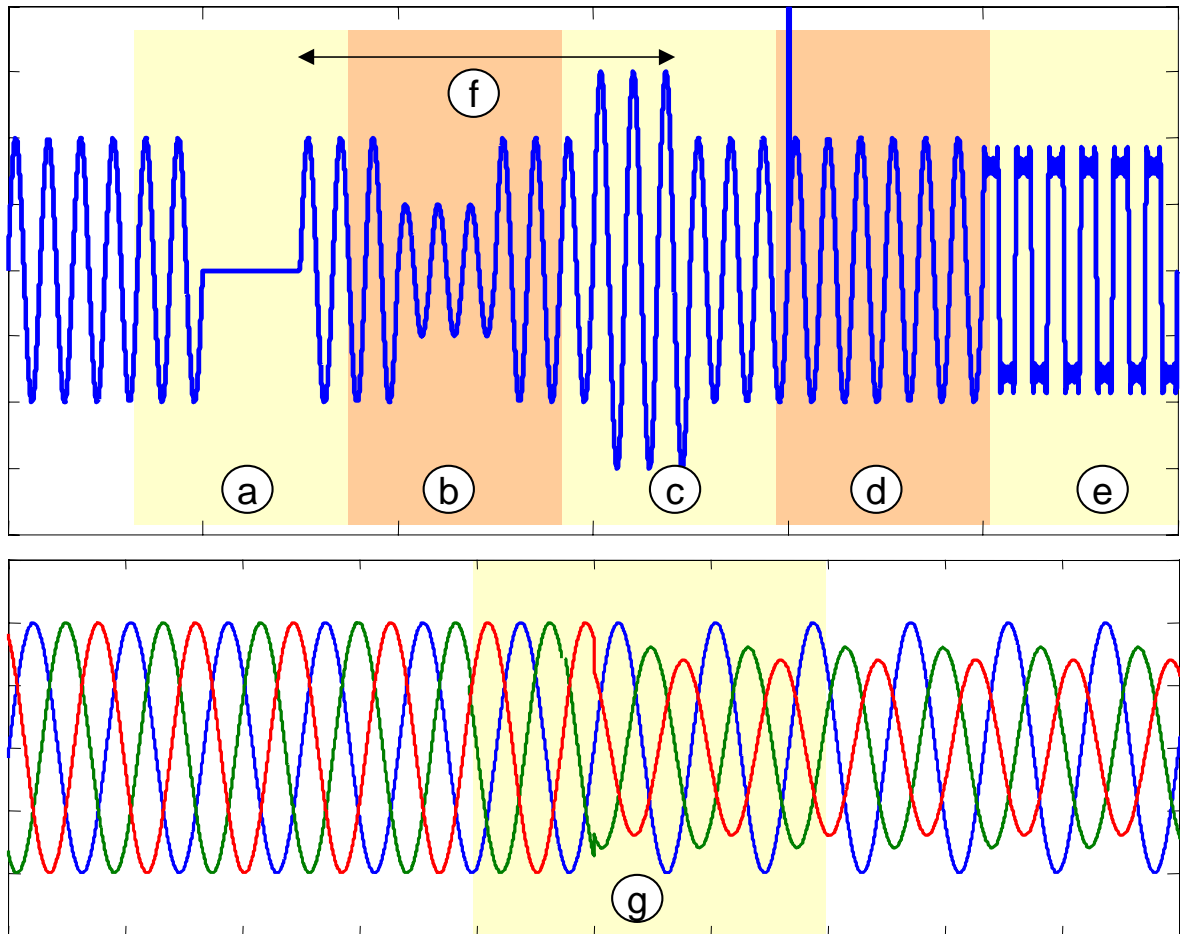
### A.1. Efeitos e Respectivas Causas dos problemas de qualidade de energia

---

- As causas das **interrupções** no atendimento, mostrado na *Figura A.112 (a)*, são faltas, acionamentos indevidos de disjuntores e descarte de cargas. A ocorrência destes eventos causa o desligamento dos equipamentos.
- O **afundamento de tensão** (*voltage dip* ou *voltage sag*), mostrado na *Figura A.112 (b)*, é causado por faltas devido a descargas atmosféricas ou falha no isolamento que foram mitigadas com sucesso. As conseqüências deste evento pode ser o desligamento de certos equipamentos, em particular os eletrônicos, e a desmagnetização de contadores.
- As **sobretensões** (*voltage swell - overvoltage*), mostrado na *Figura A.112 (c)*, é causado pela existência de uma falta em uma outra fase, descargas na rede de distribuição, manobra incorreta em subestações. As conseqüências desta perturbação podem danificar equipamentos com menores margens de tolerância.
- Os **transitórios de sobretensão**, mostrado na *Figura A.112 (d)*, são resultantes de eventos de chaveamento ou de raios no sistema. Estes efeitos causam falhas de isolamento e reduzem o tempo de vida de transformadores e motores.
- As **distorções harmônicas**, mostrado na *Figura A.112 (e)*, são causadas por cargas não lineares, ressonâncias e saturação de transformadores. Este fenômeno resulta em distorções na tensão provocando maior aquecimento em motores e perturbações na operação de equipamentos eletrônicos.
- O *flicker*, ou **flutuação de tensão**, mostrado na *Figura A.112 (f)*, é o resultado da partida de grandes motores, do funcionamento de fornos à arco, ou grandes cargas com ação repetitiva (máquinas de soldagem, por exemplo). Os resultados destas cargas no sistema são verificados pelo mal funcionamento de

equipamentos e o enfraquecimento dos componentes sujeitos a esta variação de tensão.

• O **desbalanço de tensão**, mostrado na *Figura A.112 (g)*, é principalmente causado pela forte presença de cargas monofásicas e sua principal consequência é o sobreaquecimento dos motores.



*Figura A.112 - Problemas que afetam a tensão.*

## A.2. Análise dos Problemas de Tensão nos Sistemas de Potência e Distribuição

---

O levantamento realizado em conjunto pelo EPRI (Electric Power Research Institute), CEA (Canadian Electric Association) e NPL (National Power Laboratory), apresentado em Oliver *et alii* em [37] e cujos resultados são apresentados na *Figura A.113*, mostra os dados de campo de eventos relacionados ao afundamento de tensão referentes a interrupções, afundamentos e picos de tensão, cuja ocorrência foi observada no período de um ano para diversas instalações relacionadas a estas entidades e correlacionando a norma ANSI C84-1989 [206]. Este padrão de ocorrências é também consistente com dados do Brasil, obtidos pelo CEPEL e mostrados por Solero, Ross e Souza em [207].

Considerando apenas o evento mostrado na *Figura A.112 (b)*, o afundamento de tensão, Hingorani, Woodford, Aredes, *et alii*, [36], e Chowdhury, [208], mostram os custos estimados para diferentes indústrias na *Figura A.114* referentes a apenas uma ocorrência deste tipo de variação de tensão. MacGranaghan e Roettger, em [209], apresentam uma análise dos efeitos de problemas de qualidade de tensão e a redução dos custos relacionados ao aumento da qualidade de energia disponível. Nesta referência são indicados os Standards do IEEE - Std. 1159 - Tabela 2.1 [210] para definição das durações dos eventos e o IEEE Std. 1346 - Anexo A [211] para definir os fatores que influenciam na determinação dos custos das perturbações.

Os resultados das *Figura A.113* e *Figura A.114* mostram respectivamente a probabilidade e a severidade dos eventos que a falta de confiabilidade e de qualidade de energia elétrica podem ocasionar. Como resultado destes eventos ocorrem perdas de tempo, perdas produção, produção de refugo e poluição, perdas nas vendas, atrasos em entregas, e danos aos mecanismos de produção, circunstâncias estas, entre tantas outras, que podem ser relacionadas a custos, conforme Oliver *et alii* em [37].

Algumas indústrias, com a intenção de minimizar suas perdas e melhorar a confiabilidade de seus produtos, parametrizaram as perturbações aceitáveis e as perturbações máximas e mínimas não aceitáveis. O exemplo disto, mostrado por Heydt *et alii* em [212], é a curva CBEMA (Computer Business Equipment Manufacturers Association) que visa definir os intervalos de tolerância de tensão e garantir a imunidade do

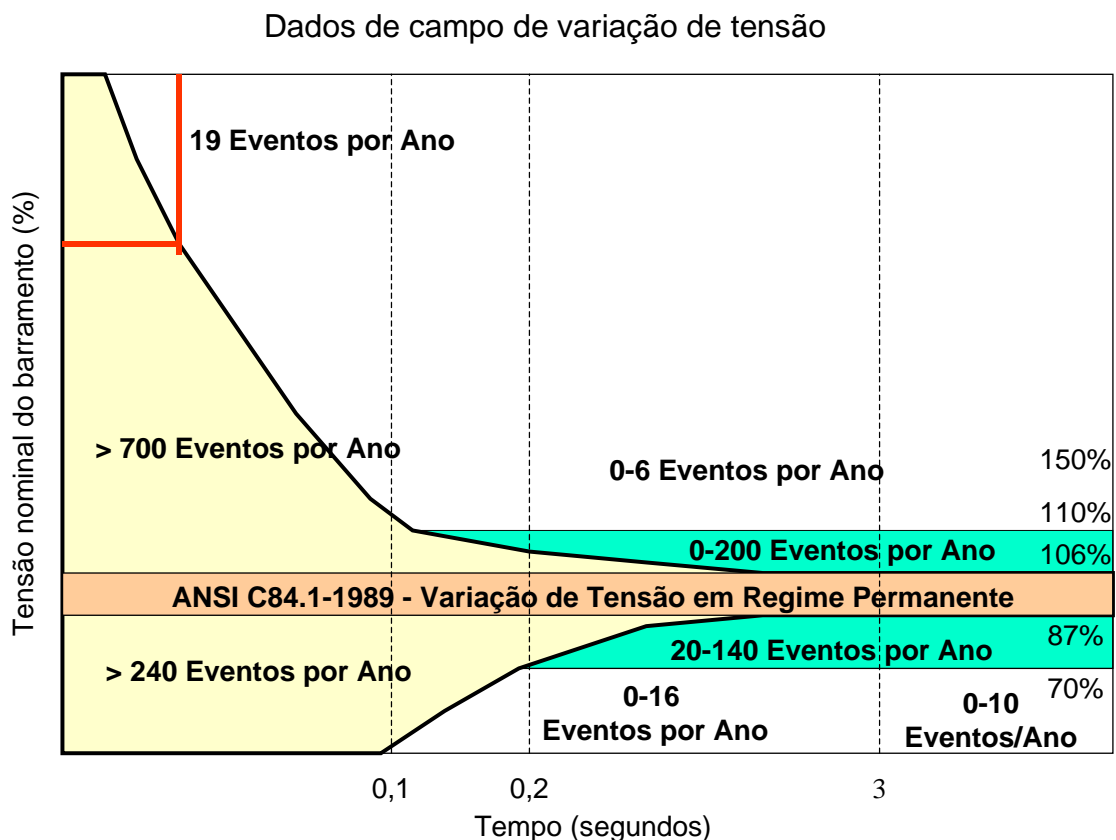
equipamento, conforme critérios da IEC (International Electrotechnical Commission) e ANSI (American National Standards Institute).

Em 1996, esta curva foi suplantada pela curva da ITIC (International Information Industry Council) conforme os levantamentos de campo apontados por Oliver *et alii* em [37].

Estas curvas estão mostradas respectivamente na *Figura A.115* e na *Figura A.116*. Similar à curva ITIC, pode ser citada a curva SEMI F47 Standard (Semiconductor Manufacturing Equipment Industry), [209].

Estas curvas, parametrizadas para critérios de indústrias específicas acabaram por ser estendidas como referência de qualidade para outras aplicações.

Complementado esta padronização que visa garantir a qualidade de energia pode-se citar o IEEE Std. 519-1992 [213] que trata sobre os métodos de cálculo e dos limites permitidos para harmônicos.



• EPRI (Electric Power Research Institute), CEA (Canadian Electric Association) e NPL (National Power Laboratory)

*Figura A.113 - Eventos de ocorrência de variação de tensão.*

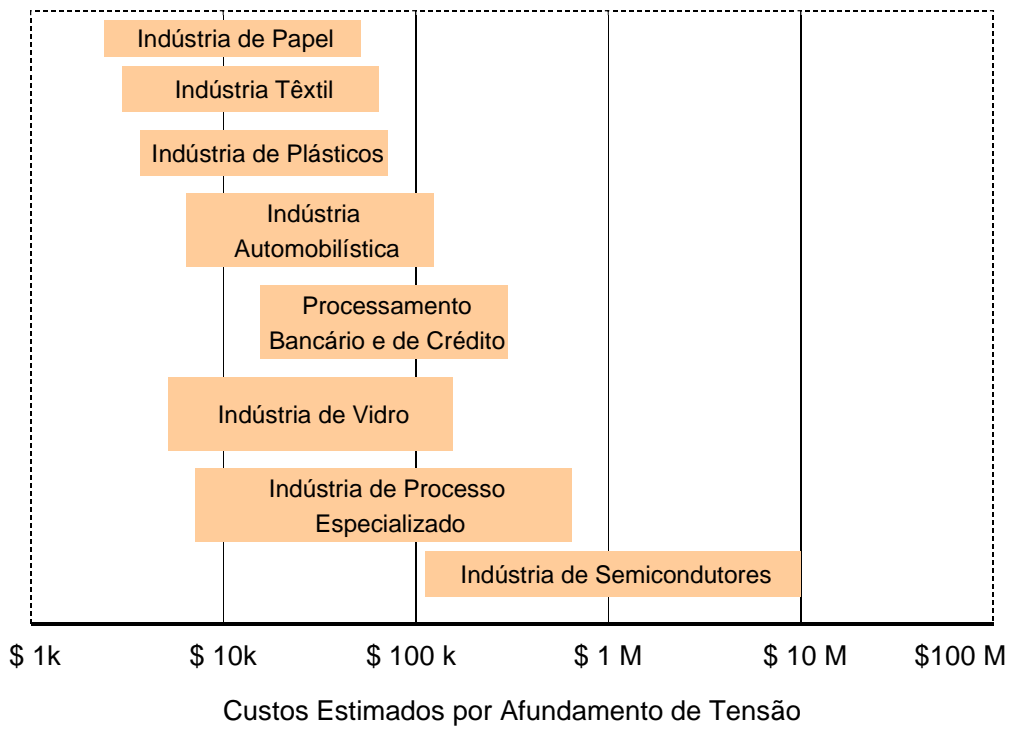


Figura A.114 - Custos associados ao afundamento de tensão.

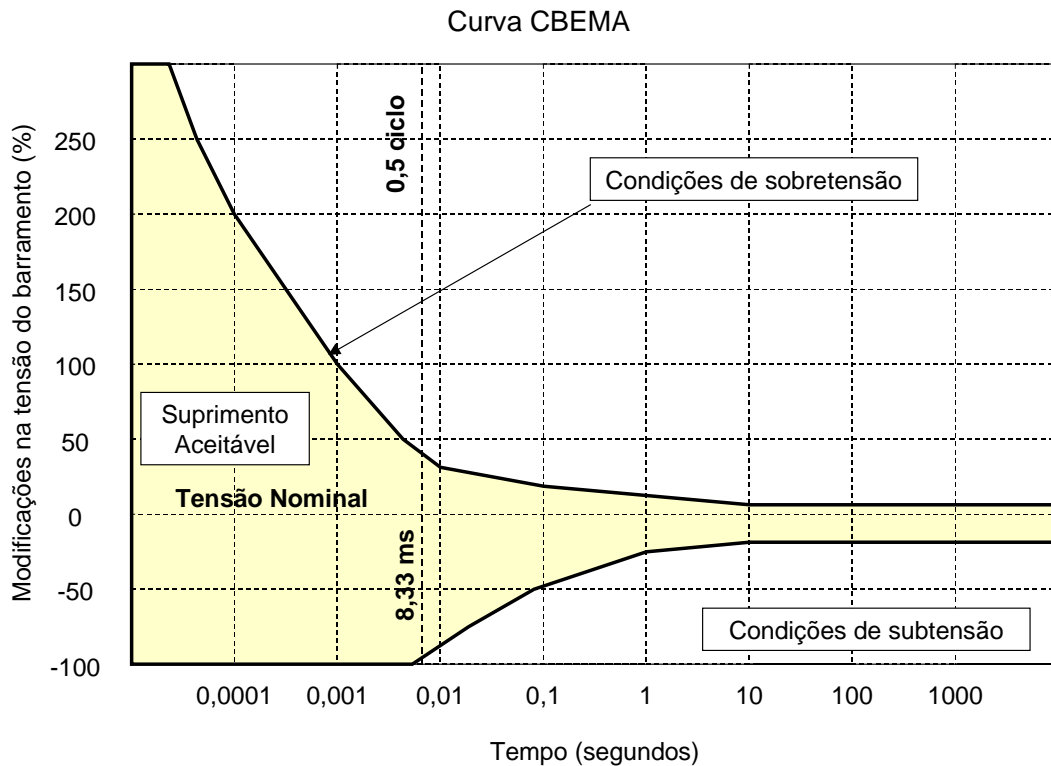


Figura A.115 - Curvas de tolerância de tensão para equipamentos da indústria de informação - CBEMA.

### Curva ITIC

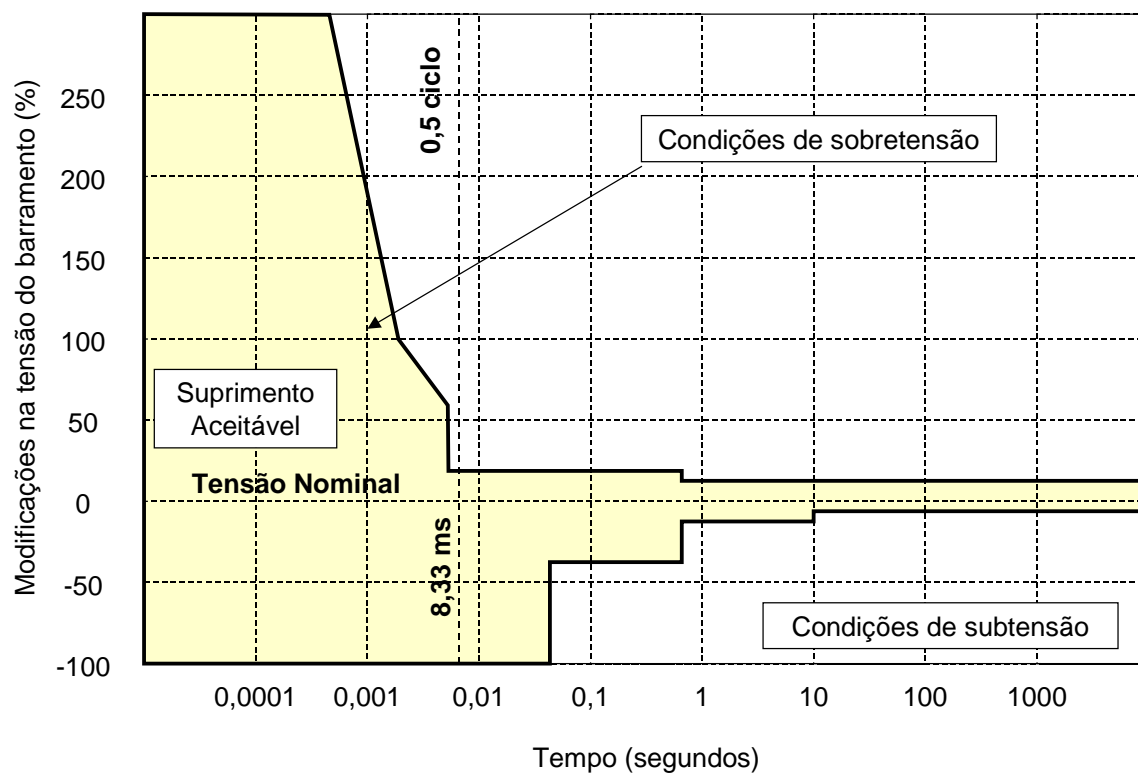


Figura A.116 - Curvas de tolerância de tensão para equipamentos da indústria de informação - ITIC.

## A.2.1. Tabelas de Eventos de Perturbação da Tensão e Soluções

Tabela A.14- Categorias e características de distorções na tensão.

Transientes de Impulso	Componente Espectral	Duração típica	Tensão em p.u.
<b>Pequeno</b>	Subida de 5 ns	< 50 ns	
<b>Médio</b>	Subida de 1 $\mu$ s	50 ns - 1 ms	
<b>Grande</b>	Subida de 1 ms	> 1 ms	
<b>Transientes de Oscilação</b>			
<b>Baixa Frequência</b>	< 5 kHz	0,3 - 50 ms	0 - 4
<b>Média Frequência</b>	5 - 500 kHz	20 ms	0 - 8
<b>Alta Frequência</b>	0,5 - 5 MHz	5 ms	0 - 4
<b>Eventos de Curta Duração</b>			
<b>Instantâneos</b>		0,5 - 30 ms	< 0,1
<i>Sag</i>		0,5 - 30 ms	0,1 - 0,9
<i>Swell</i>		0,5 - 30 ms	1,1 - 1,8
<b>Eventos Momentâneos</b>			
<b>Interrupção</b>		30 ms - 3 s	< 0,1
<i>Sag</i>		30 ms - 3 s	0,1 - 0,9
<i>Swell</i>		30 ms - 3 s	1,1 - 1,4
<b>Eventos Temporários</b>			
<b>Interrupção</b>		3 s - 1 min.	< 0,1
<i>Sag</i>		3 s - 1 min.	0,1 - 0,9
<i>Swell</i>		3 s - 1 min.	1,1 - 1,2
<b>Eventos de Longa Duração</b>			
<b>Interrupção contínua</b>		> 1 min	0,0
<b>Subtensão</b>		> 1 min	0,8 - 0,9
<b>Sobretensão</b>		> 1 min	1,1 - 1,2
<b>Desbalanço</b>		Regime permanente	0,05 - 0,2
<b>Componente CC</b>		Regime permanente	0,0 - 0,01
<b>Harmônicos</b>	0 - 100 <sup>o</sup> ordem	Regime permanente	0,0 - 0,2
<b>Interharmônicos</b>	0,6 kHz	Regime permanente	0,0 - 0,02
<b>Notches</b>		Regime permanente	
<b>Ruído</b>	Banda larga	Regime permanente	0,0 - 0,01
<b>Flutuações de tensão</b>	< 25 Hz	Intermitente	0,01 - 0,07
<b>Variação de frequência</b>		< 10 s	



Tabela A.15- Equipamentos para qualidade de energia.

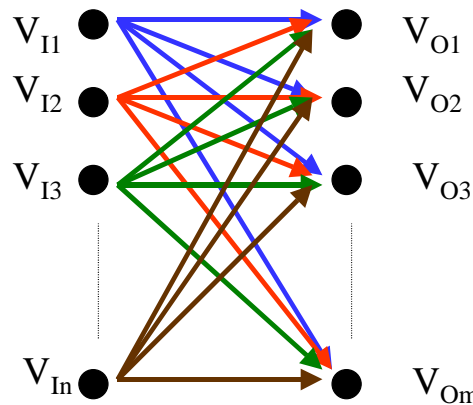
<b>Problema</b>	<b>Equipamento para Solução</b>
<b>Transiente de Tensão</b>	
<b>Picos de tensão (<i>spikes</i>)</b>	Surge arresters
<b>Oscilações de tensão</b>	Pára-raios; Chave estática; Chave controlada; Sistema de armazenagem de energia.
<b>Afundamento de Tensão (<i>sag</i>)</b>	
	Chave estática; Sistema de armazenagem de energia; Transformador com mudança de tap automática; DVR - ( <i>dynamic voltage regulator</i> ); SVC ( <i>static var compensator</i> ). STATCOM ( <i>static synchronous compensator</i> ).
<b>Interrupção de Tensão</b>	
<b>Momentânea</b>	Sistema de armazenagem de energia.
<b>Continuada</b>	Chave estática; Transformador com mudança de tap automática; DVR - ( <i>dynamic voltage regulator</i> ); SVC ( <i>static var compensator</i> ). STATCOM ( <i>static synchronous compensator</i> ).
<b>Regulação de tensão</b>	
<b>Sobretensão</b>	Transformador com mudança de tap automática;
<b>Subtensão</b>	DVR - ( <i>dynamic voltage regulator</i> ); SVC ( <i>static var compensator</i> ). STATCOM ( <i>static synchronous compensator</i> ).
<b>Harmônicos, Notches, Ruídos</b>	
	Filtros passivos; Filtros dinâmicos; SVC ( <i>static var compensator</i> ).
<b>Flicker</b>	
	SVC ( <i>static var compensator</i> ). STATCOM ( <i>static synchronous compensator</i> ).

## B. Resumo sobre 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 [165].

### B.1. Representação Matemática dos Conversores Estáticos de Freqüência

O conversor estático é um conjunto de chaves ligando a entrada à saída por intervalos de tempo determinados. A *Figura A.117* “mostra” um conversor estático de n-fases na entrada e n-fases na saída.



*Figura A.117 - 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:

$$\begin{aligned}
 v_{op}(t) = & v_{I1} \cdot \{u(t_o) - u(t_1)\} + v_{I2} \cdot \{u(t_1) - u(t_2)\} + \dots \\
 & + v_{In} \cdot \{u(t_{n-1}) - u(t_n)\} + v_{I1} \cdot \{u(t_n) - u(t_{n+1})\} + \dots \\
 & + v_{I2} \cdot \{u(t_{n+1}) - u(t_{n+2})\} + \dots
 \end{aligned} \tag{311}$$

$$\begin{aligned}
 v_{op}(t) = & v_{I1} \cdot [\{u(t_o) - u(t_1)\} + \{u(t_n) - u(t_{n+1})\} + \dots + \{u(t_{2n}) - u(t_{2n+1})\} + \dots] + \\
 & v_{I2} \cdot [\{u(t_1) - u(t_2)\} + \{u(t_{n+1}) - u(t_{n+2})\} + \dots] + \\
 & v_{In} \cdot [\{u(t_{n-1}) - u(t_n)\} + \{u(t_{2n-1}) - u(t_{2n})\} + \dots] +
 \end{aligned} \tag{312}$$

Ou

$$v_{op}(t) = v_{I1} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn}) - u(t_{kn+1})\} + v_{I2} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+1}) - u(t_{kn+2})\} + \dots + v_{In} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+n-1}) - u(t_{kn+n})\} \quad (313)$$

Cada somatório pode ser reescrito:

$$\left. \begin{aligned} h_{p1}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn}) - u(t_{kn+1})\} \\ h_{p2}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+1}) - u(t_{kn+2})\} \\ \dots \\ h_{pn}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} \{u(t_{kn+n-1}) - u(t_{kn+n})\} \end{aligned} \right\} \quad (314)$$

$h_{p1}(t)$ ,  $h_{p2}(t)$ , ...,  $h_{pn}(t)$  são chamadas de **Funções de Existência**.

$$v_{op}(t) = h_{p1}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{p2}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{pn}(t) \cdot v_{In}(t) \quad (315)$$

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:

$$\left. \begin{aligned} v_{o1}(t) &= h_{11}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{12}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{1n}(t) \cdot v_{In}(t) \\ v_{o2}(t) &= h_{21}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{22}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{2n}(t) \cdot v_{In}(t) \\ \dots \\ v_{om}(t) &= h_{m1}(t) \cdot v_{I1}(t) + h_{m2}(t) \cdot v_{I2}(t) + \dots + h_{mn}(t) \cdot v_{In}(t) \end{aligned} \right\} \quad (316)$$

ou ainda

$$[v_o(t)] = [H(t)] \cdot [v_I(t)] \quad (317)$$

onde:

$$[v_o(t)] = \begin{bmatrix} v_{o1}(t) \\ v_{o2}(t) \\ \dots \\ v_{om}(t) \end{bmatrix} \quad (318)$$

$$[v_I(t)] = \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \dots \\ v_{In}(t) \end{bmatrix} \quad (319)$$

$$[H(t)] = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1n}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2n}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{m1}(t) & h_{m2}(t) & \dots & h_{mn}(t) \end{bmatrix} \quad (320)$$

$H(t)$  é chamada de matriz de existência.

$[v_I(t)]$  normalmente é do tipo:

$$[v_I(t)] = \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \dots \\ v_{In}(t) \end{bmatrix} = v_I \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_I t) \\ \sin(\omega_I t - \frac{2\pi}{n}) \\ \dots \\ \sin(\omega_I t - \frac{(n-1)}{n} \cdot 2\pi) \end{bmatrix} \quad (321)$$

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:

$$h_{pq} = h_{pq}(f_I, f_o, \frac{V_o}{V_I}, t) \quad (322)$$

$|h_{pq}| = 1$  ou zero  $\rightarrow$  Portanto, a modulação para se sintetizar  $V_o$  e  $f_o$  depende da:

posição do pulso

largura do pulso

taxa de repetição

Assim,

$$[v_{op}(t)] = \begin{bmatrix} h_{p1}(t) & h_{p2}(t) & \dots & h_{pn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \dots \\ v_{In}(t) \end{bmatrix} \quad (323)$$

$$[v_{op}(t)] = V_o \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t - (p-1) \cdot \frac{2\pi}{m}) + \sum_{l=1}^{\infty} V_{ul} \cdot \text{sen}(\omega_{ul} \cdot t - \phi_{ul}) \quad (324)$$

*resultado = componente desejada + componente não desejada*

## C. Modelo do Compensador Síncrono

---

Conforme realizado por Kundur em [181], neste modelo foi estabelecido que os enrolamentos do estator são distribuídos de forma senoidal ao longo do entreferro, os efeitos de indutâncias mútuas com o rotor são considerados; as ranhuras do estator não causam interferências na variação nas indutâncias do rotor; e os efeitos de histerese e saturação são desprezados.

De acordo com a *Figura 11*, na página 60, o estator consiste de três enrolamentos com correntes alternadas e o rotor consiste do circuito de excitação de campo e do circuito amortecedor, este último, separado nos eixos  $d$  e  $q$ . Para detalhes sobre os enrolamentos amortecedores ver [181].

No circuito mostrado na *Figura 11*, o eixo “ $d$ ” está em avanço ao eixo do enrolamento da fase “ $a$ ” no sentido da rotação, e este valor angular está crescendo no tempo com a velocidade angular  $\omega$ , de forma que:

$$\theta = \omega t . \quad (325)$$

### C.1. Circuitos do Estator

---

Assumindo a **convenção de carga** para as polaridades, o sentido positivo é dado para as correntes **entrando no estator** e a direção positiva para o enrolamento de campo e para os circuitos amortecedores é dado pela corrente entrando na máquina. Para esta convenção, as equações de tensões no estator são:

$$e_a = R_a i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} , \quad (326)$$

$$e_b = R_b i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} , \quad (327)$$

$$e_c = R_c i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} . \quad (328)$$

onde:  $e_a, e_b, e_c$ , são as tensões fase-neutro no circuito do estator;  $i_a, i_b, i_c$ , são as correntes nas fases a, b, c;  $R_a, R_b$ , e  $R_c$  são as resistências do circuito de armadura no estator para cada fase, e  $\lambda$  é o enlace de fluxo de cada fase, que é dado pelas seguintes equações:

$$\lambda_a = l_{aa} i_a + l_{ab} i_b + l_{ac} i_c + l_{afd} i_{fd} + l_{akd} i_{kd} + l_{akq} i_{kq} , \quad (329)$$

$$\lambda_b = l_{ba}i_a + l_{bb}i_b + l_{bc}i_c + l_{bfd}i_{fd} + l_{bkd}i_{kd} + l_{bkq}i_{kq}, \quad (330)$$

$$\lambda_c = l_{ca}i_a + l_{cb}i_b + l_{cc}i_c + l_{efd}i_{fd} + l_{ckd}i_{kd} + l_{ckq}i_{kq}, \quad (331)$$

ou, numa forma matricial:

$$\lambda_e = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{afd} & l_{akd} & l_{akq} \\ l_{bfd} & l_{bkd} & l_{bkq} \\ l_{efd} & l_{ckd} & l_{ckq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}. \quad (332)$$

Nas expressões de enlace de fluxo,  $l_{aa}$ ,  $l_{bb}$ ,  $l_{cc}$ , são as indutâncias próprias do estator,  $l_{ab}$ ,  $l_{bc}$ ,  $l_{ca}$ , ..., são as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e  $l_{afd}$ ,  $l_{akd}$ ,  $l_{akq}$ , ..., são as indutâncias mútuas entre o enrolamento do estator e do rotor.

As indutâncias próprias do estator são dadas por:

$$l_{aa} = L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta), \quad (333)$$

$$l_{bb} = L_{aa0} + L_{aa2} \cos\left[2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (334)$$

$$l_{cc} = L_{aa0} + L_{aa2} \cos\left[2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right]. \quad (335)$$

$L_{aa0}$  é o valor médio da indutância própria (este valor considera a parcela de fluxo magnético que atravessa do entreferro  $l_{gaa}$  e a indutância de dispersão que representa o fluxo magnético que não atravessa do entreferro, indicada por  $L_{al}$  (*Leakeage*)),  $L_{aa2}$  é a amplitude de variação da indutância própria na frequência de  $2\theta$  devido ao número de pólos da máquina e da forma do rotor.

As indutâncias mútuas do estator são dadas por:

$$l_{ab} = l_{ba} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right), \quad (336)$$

$$l_{bc} = l_{cb} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos(2\theta - \pi), \quad (337)$$

$$l_{ca} = l_{ac} = -L_{ab0} - L_{ab2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right). \quad (338)$$

$L_{ab0}$  é o valor médio da indutância mútua e  $L_{ab2}$  é a amplitude de variação da indutância mútua na frequência de  $2\theta$ . Ambas indutâncias possuem a mesma explicação que os valores similares das indutâncias próprias  $L_{aa0}$  e  $L_{aa2}$ .

Devido às relações de permeância similares, as seguintes simplificações são feitas:

$$L_{ab0} = \frac{L_{aa0}}{2} \text{ e } L_{ab2} = L_{aa2}. \quad (339)$$

As indutâncias mútuas entre o estator e o rotor, desprezadas as variações das ranhuras, dependem da posição entre as espiras e são dadas por:

$$l_{afd} = L_{afd} \cos(\theta), \quad (340)$$

$$l_{akd} = L_{akd} \cos(\theta), \quad (341)$$

$$l_{akq} = L_{akq} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right), \quad (342)$$

$$l_{bfd} = L_{afd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (343)$$

$$l_{bkd} = L_{akd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (344)$$

$$l_{bkq} = L_{afd} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (345)$$

$$l_{cfd} = L_{afd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (346)$$

$$l_{ckd} = L_{akd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (347)$$

$$l_{ckq} = L_{afd} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (348)$$

## C.2. Circuitos do Rotor

Para o rotor da máquina, com uma fonte de tensão CC constante,  $e_{fd}$ , e os circuitos amortecedores nos eixos  $d$  e  $q$ , tem-se que as equações de tensão são dadas por:

$$e_{fd} = R_{fd} i_{fd} + \frac{d\lambda_{fd}}{dt}, \quad (349)$$

$$0 = R_{fkd} i_{kd} + \frac{d\lambda_{kd}}{dt}, \quad (350)$$

$$0 = R_{fkq} i_{kq} + \frac{d\lambda_{kq}}{dt}. \quad (351)$$

Nestas expressões,  $e_{fd}$ , é a tensão constante CC do campo no circuito do rotor;  $i_{fd}$ ,  $i_{kd}$ ,  $i_{kq}$ , são, respectivamente, a corrente de campo e as correntes nos enrolamentos amortecedores nos eixos  $d$  e  $q$ ;  $R_{fd}$ ,  $R_{kd}$ , e  $R_{kq}$  são as resistências do circuito do rotor, e  $\lambda$  é o enlace de fluxo dos circuitos do rotor. Estes enlaces de fluxo são dados pelas expressões:

$$\lambda_{fd} = L_{ffd} i_{fd} + L_{fkd} - L_{afd} \left[ i_a \cos \theta + i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad (352)$$

$$\lambda_{kd} = L_{fkd} i_{fd} + L_{kkd} - L_{akd} \left[ i_a \cos \theta + i_b \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \quad (353)$$

$$\lambda_{kq} = L_{kkq} i_{kq} + L_{akq} \left[ i_a \cos \theta + i_b \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \quad (354)$$

### C.3. Transformação de Park

Nesta etapa é utilizada a transformação de Park nas expressões do estator e do rotor, considerando a transformação onde, em condições balanceadas e senoidais, os valores de pico de corrente do estator nas coordenadas  $abc$  e  $dq0$  são iguais. Para este caso a matriz da transformação de Park é dada por:

$$T_P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (355)$$

onde a referência de coordenadas girantes da transformação de Park é dada por (325).

Reverendo os desenvolvimentos anteriores, as equações do estator são:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{afd} & l_{akd} & l_{akq} \\ l_{bfd} & l_{bkd} & l_{bkq} \\ l_{cfd} & l_{ckd} & l_{ckq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (356)$$

E para o rotor, de forma similar, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \begin{bmatrix} L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{afd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{akq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right] + \begin{bmatrix} R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \right\}, \quad (357)$$



Para os enlaces de fluxo do estator, definidos em (332), e suas respectivas indutâncias, através de desenvolvimentos matemáticos define-se que:

$$L_d = L_{aa0} + L_{ab0} + \frac{3}{2}L_{aa2}, \quad (358)$$

$$L_q = L_{aa0} + L_{ab0} - \frac{3}{2}L_{aa2}, \quad (359)$$

$$L_0 = L_{aa0} - 2L_{ab0}. \quad (360)$$

Desta forma, o enlace de fluxo do estator,  $\lambda_e$ , pode ser escrito nas coordenadas  $d$  e  $q$ :

$$\lambda_e = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (361)$$

e, de forma análoga, para o enlace de fluxo do rotor,  $\lambda_r$ , onde as relações do rotor com o estator foram colocadas em função das coordenadas  $d$  e  $q$ , segue a expressão:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kkq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_{afd} & 0 & 0 \\ L_{akd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{akq} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (362)$$

Considerando (361) e (362), a aplicação da transformação de Park em (356) e (357) resulta, para o estator:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ 0 \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (363)$$

e para o rotor

$$\begin{bmatrix} e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{fd} \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (364)$$

Resumindo as expressões obtidas tem-se que:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \\ e_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \left\{ \begin{array}{ccc|ccc} L_d & 0 & 0 & L_{afd} & L_{akd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & L_{akq} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline -\frac{3}{2}L_{afd} & 0 & 0 & L_{ffd} & L_{fkd} & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{akd} & 0 & 0 & L_{fkd} & L_{kkd} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{akq} & 0 & 0 & 0 & L_{kkq} \end{array} \right\} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \left\{ \begin{array}{ccc|ccc} R & -\omega L_q & 0 & 0 & 0 & -\omega L_{akq} \\ -\omega L_d & R & 0 & -\omega L_{afd} & -\omega L_{akd} & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{array} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (365)$$

ou seja:

$$E = L_1 \dot{I} + L_2 I, \quad (366)$$

que na forma de equação de espaço estado é:

$$L_1^{-1} E = L_1^{-1} L_1 \dot{I} + L_1^{-1} L_2 I, \quad (367)$$

$$\dot{I} = -L_1^{-1} L_2 I + L_1^{-1} E, \quad (368)$$

$$\dot{I} = (-L_1^{-1} L_2) I + (L_1^{-1}) E, \quad (369)$$

$$\dot{X} = -AX + BU. \quad (370)$$

Cuja a solução é dada pela integral de convolução:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B u(\tau) d\tau. \quad (371)$$

## D. Modelos Matemáticos do STATCOM

---

Neste Apêndice são apresentados os desenvolvimentos matemáticos dos modelos do STATCOM.

### D.1. Modelo simplificado do STATCOM baseado em equações de potência média

---

O modelo mais simplificado do STATCOM, conhecido desde seus primeiros desenvolvimentos, é baseado na representação do STATCOM como uma fonte de tensão balanceada. Conforme apresentado por Watanabe *et alii* em [18] e [19] e Cavaliere *et alii* em [94], [151] a [153], este modelo é o mesmo do compensador paralelo ideal.

Através deste modelo é mostrado de forma simplificada como são controladas as potências reativas, indutiva e capacitiva, no STATCOM. Este modelo considera o equivalente Thévenin do sistema elétrico ao qual o compensador está ligado e o equivalente Thévenin do compensador paralelo ideal (sem harmônicos) simplificado conforme o esquema mostrado na *Figura A.118*.

A *Figura A.119* ilustra a representação das possíveis situações entre estas fontes de tensão apresentadas através dos diagramas fasoriais das tensões e correntes.

Nas equações seguintes foi considerado que as resistências são desprezíveis e que o ângulo de controle entre as tensões do sistema CA,  $V_s$ , e do STATCOM,  $V_i$ , é  $\delta$ .

Desenvolvendo as equações de potência ativa média,  $P_s$ , e potência reativa,  $Q_s$ , entre duas fontes, conforme Stevenson [163], para a situação mostrada no esquema simplificado da *Figura A.118* e dos esquemas fasoriais da *Figura A.119*, temos:

$$P_s = \frac{V_s V_i}{X_s} \sin \delta, \quad (372)$$

$$Q_s = \frac{V_s^2}{X_s} - \frac{V_s V_i}{X_s} \cos \delta, \quad (373)$$

onde  $X_s$  é a reatância equivalente do sistema CA.

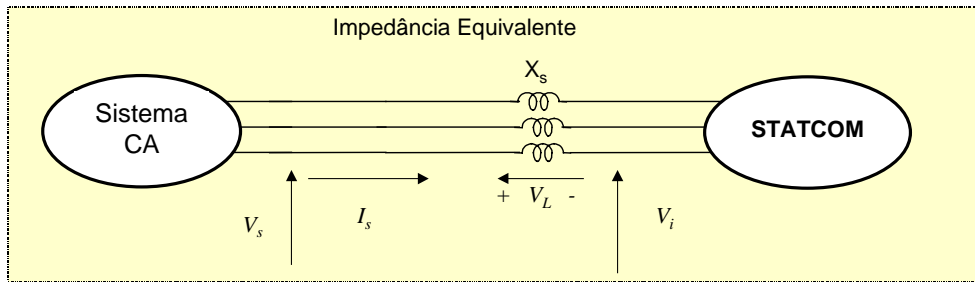


Figura A.118 - Diagrama simplificado do compensador paralelo ideal.

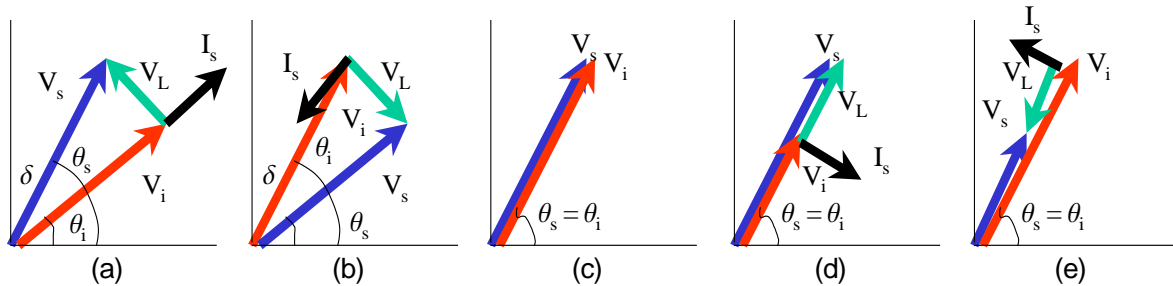


Figura A.119 - Diagramas fasoriais para o modelo simplificado do compensador paralelo ideal.

Considerando (372) e (373) temos cinco situações possíveis:

(a) Tensão  $\dot{V}_s$  adiantada em relação a  $\dot{V}_i$ , Figura A.119 (a),  $90^\circ > \delta > 0$ , existe fluxo de potência ativa na direção da fonte “ $V_i$ ” (STATCOM);

(b) Tensão  $\dot{V}_s$  atrasada em relação a  $\dot{V}_i$ , Figura A.119 (b),  $-90^\circ < \delta < 0$ , existe fluxo de potência ativa na direção da fonte “ $V_s$ ” (sistema CA).

(c) Tensão  $\dot{V}_s$  em fase com  $\dot{V}_i$ , Figura A.119 (c),  $\delta = 0$ , e se  $|V_s| = |V_i|$ , não existe corrente no circuito, e portanto, não existe potência ativa, nem reativa, nas fontes “ $V_s$ ” e “ $V_i$ ”.

(d) Tensão  $\dot{V}_s$  em fase com  $\dot{V}_i$ , Figura A.119 (d),  $\delta = 0$ , e se  $|V_s| > |V_i|$ , não existe fluxo de potência ativa entre as fontes “ $V_s$ ” e “ $V_i$ ”, mas existe potência reativa indutiva ( $Q_s > 0$ ).

(e) Tensão  $\dot{V}_s$  em fase com  $\dot{V}_i$ , Figura A.119 (e),  $\delta = 0$ , e se  $|V_s| < |V_i|$ , não existe fluxo de potência ativa entre as fontes “ $V_s$ ” e “ $V_i$ ”, mas existe potência reativa capacitiva ( $Q_s < 0$ ).

Verifica-se por este modelo que uma fonte de tensão controlável em fase pode direcionar o fluxo de potência ativa e, com o controle de amplitude, pode controlar a

potência reativa naquele ponto do circuito.

Estas equações são bastante úteis para demonstrar o funcionamento básico do STATCOM e para apresentar as relações entre as tensões do sistema e do STATCOM de uma forma simplificada.

### **D.1.1. Modelo simplificado do STATCOM baseado em equações de potência instantânea incluindo a seqüência negativa**

---

Para que a presença dos componentes de seqüência negativa seja considerada neste modelo, são necessários os seguintes desenvolvimentos mostrados a seguir, conforme apresentados por Cavaliere *et alii* em [153].

As equações de potência média (372) e (373) dependem apenas dos valores eficazes dos componentes de seqüência positiva. Porém, quando há a presença dos componentes de seqüência negativa nas tensões ocorrem alterações nas equações de potência.

Considerando as tensões instantâneas de seqüência positiva e negativa, as potências instantâneas real e imaginária são desenvolvidas seguindo a teoria de potência instantânea, conforme apresentados por Akagi *et alii* em [158], e Watanabe, Aredes, *et alii* em [159], [160], [161]. Segundo estas referências, os valores médios das potências real,  $p$ , e imaginária,  $q$ , são equivalentes aos valores de potência ativa e reativa convencionais e são indicados por  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ , e as partes oscilantes relacionadas a perturbações são indicadas por  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$ .

Nesta análise serão consideradas às tensões trifásicas instantâneas de seqüência positiva na fonte, mostradas em (5) a (7). As tensões instantâneas de seqüência negativa na fonte são mostradas em (8) a (10). As tensões no STATCOM, apenas com seqüência positiva, são mostradas em (11) a (13). As correntes do sistema são o resultado das tensões sobre as indutâncias equivalentes, ou de acoplamento, assim:

$$L_s \frac{di_a(t)}{dt} = v_{as+}(t) + v_{as-}(t) - v_{ai+}(t), \quad (374)$$

$$L_s \frac{di_b(t)}{dt} = v_{bs+}(t) + v_{bs-}(t) - v_{bi+}(t), \quad (375)$$

$$L_s \frac{di_c(t)}{dt} = v_{cs+}(t) + v_{cs-}(t) - v_{ci+}(t). \quad (376)$$

Considera-se que as tensões do sistema CA e do inversor estão sincronizadas, portanto:

$$\omega_s = \omega_i = \omega, \quad (377)$$

e que o ângulo na fonte de tensão representando o inversor é dado por:

$$\theta_{i+} = \theta_{s+} - \delta. \quad (378)$$

O desenvolvimento de (374) a (376) para a seqüência positiva, em regime permanente, resulta em:

$$i_a(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{s+} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i1+} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_{i1+})}{\omega L_s}, \quad (379)$$

$$i_b(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{s+} \operatorname{sen}\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{i1+} \operatorname{sen}\left(\omega t + \theta_{i1+} - \frac{2\pi}{3}\right)}{\omega L_s}, \quad (380)$$

$$i_c(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{s+} \operatorname{sen}\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{i1+} \operatorname{sen}\left(\omega t + \theta_{i1+} + \frac{2\pi}{3}\right)}{\omega L_s}. \quad (381)$$

Considerando como referência os eixos apresentados na *Figura 9*, pode-se fazer a transformação de Clarke [162], apresentada em (73), e calcular as potências real e imaginária conforme (74).

Considerando as expressões apresentadas, as tensões e correntes, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , são expressas por:

$$v_{\alpha s}(t) = V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}), \quad (382)$$

$$v_{\beta s}(t) = V_{s+} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_{s+}), \quad (383)$$

$$i_{\alpha}(t) = \frac{V_{s+} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i1+} \operatorname{sen}(\omega t + \theta_{i1+})}{\omega L_s}, \quad (384)$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{i1+} \cos(\omega t + \theta_{i1+})}{\omega L_s}, \quad (385)$$

e as equações das potências real,  $p$ , e imaginária,  $q$ , instantâneas, para as tensões e correntes de seqüência positiva são:

$$p = \frac{V_{s+} V_{i1+} \operatorname{sen} \delta}{X_s}, \quad (386)$$

$$q = \frac{V_{s+}^2}{X_s} - \frac{V_{s+} V_{i1+} \cos \delta}{X_s}, \quad (387)$$

onde,

$$X_s = \omega L_s, \quad (388)$$

é a reatância equivalente do sistema, e

$$\delta = \theta_{s+} - \theta_i \quad (389)$$

é o ângulo entre as tensões de seqüência positiva do sistema CA e do STATCOM.

As expressões (386) e (387) são iguais a (372) e (373), respectivamente, e correspondem às potências obtidas em condições sem desbalanços.

Realizando o mesmo desenvolvimento anterior para os componentes de seqüência negativa somadas às tensões de seqüência positiva, tem-se os resultados para as correntes:

$$i_a(t) = \frac{1}{\omega L_s} \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{s+} \text{sen}(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i1+} \text{sen}(\omega t + \theta_{i1+}) + V_{s-} \text{sen}(\omega t + \theta_{s-})], \quad (390)$$

$$i_b(t) = \frac{1}{\omega L_s} \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{s+} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{i1+} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{i1+} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{s-} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right)], \quad (391)$$

$$i_c(t) = \frac{1}{\omega L_s} \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{s+} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{i1+} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{i1+} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{s-} \text{sen}\left(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right)]. \quad (392)$$

Neste caso, realizando a transformação de Clarke os seguintes resultados são obtidos:

$$v_{\alpha s}(t) = V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}), \quad (393)$$

$$v_{\beta s}(t) = V_{s+} \text{sen}(\omega t + \theta_{s+}) - V_{s-} \text{sen}(\omega t + \theta_{s-}), \quad (394)$$

$$i_{\alpha}(t) = \frac{1}{\omega L_s} [V_{s+} \text{sen}(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \text{sen}(\omega t + \theta_{s-}) - V_{i1+} \cos(\omega t + \theta_{i1+})], \quad (395)$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{1}{\omega L_s} [-V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) + V_{i1+} \cos(\omega t + \theta_{i1+})]. \quad (396)$$

Neste desenvolvimento as equações das potências real,  $p$ , e imaginária,  $q$ , são:

$$\bar{p} = \frac{1}{X_s} [V_{s+} V_{i1+} \text{sen} \delta], \quad (397)$$

$$\bar{q} = \frac{1}{X_s} [V_{s+}^2 + V_{s+} V_{i1+} \cos \delta] - \frac{V_{s-}^2}{X_s}, \quad (398)$$

$$\tilde{p} = \frac{1}{X_s} [2V_{s+} V_{s-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) - V_{s-} V_{i1+} \text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} + \delta)], \quad (399)$$

$$\tilde{q} = \frac{1}{X_s} [-V_{s-} V_{i1+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} + \delta)]. \quad (400)$$

Os resultados de  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  indicam a presença dos componentes oscilantes nas potências instantâneas com frequências duas vezes a frequência do componente

fundamental do sistema,  $(2\omega)$ .

Este modelo, desenvolvido das equações de potência simplificadas, apresenta as consequências da presença dos componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema CA. Observa-se que ocorrem oscilações no fluxo de potência entre o sistema CA e o STATCOM com frequências duas vezes a frequência do componente fundamental do sistema na presença do componente de seqüência negativa.

### D.1.2. Modelo por expressões de potência para o lado CC considerando a presença da seqüência negativa

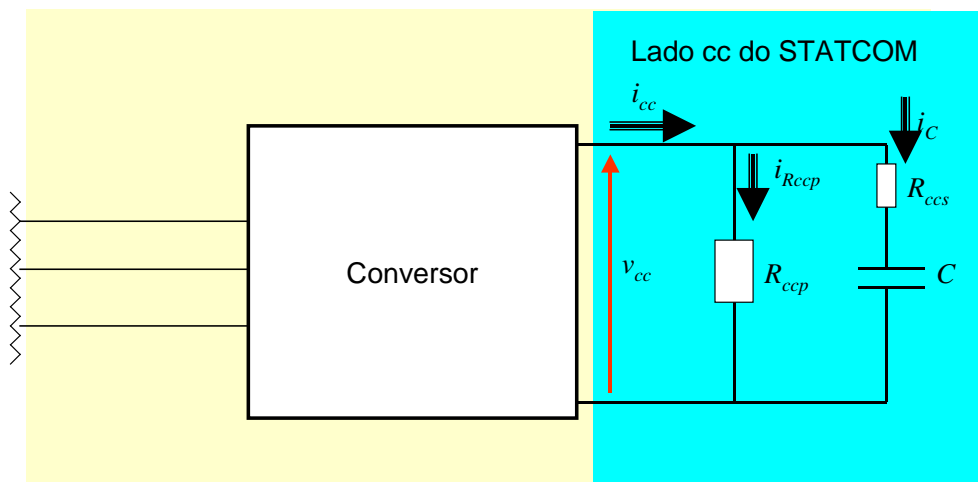
Seguindo o desenvolvimento apresentado no Seção D.1.1, as equações que descrevem as condições normais de operação e a perturbação por componentes de seqüência negativa são dadas, respectivamente, por (397) e (398), e por (399) e (400). Para as tensões dos lados CA e CC relacionadas por:

$$V_{il+} = K v_{cc}, \quad (401)$$

e o lado CC do STATCOM representado conforme é apresentado na *Figura 13*, por um resistor e um capacitor colocados em paralelo, a equação de corrente do lado CC é:

$$i_{cc} = i_{R_{ccp}} + i_C, \quad (402)$$

onde, conforme mostra a *Figura A.120*,  $v_{cc}$  é a tensão do lado CC,  $i_{cc}$  é a corrente do lado CC,  $i_{R_{ccp}}$  é a corrente através do resistor  $R_{ccp}$ , e  $i_C$  é a corrente através do capacitor, e  $R_{ccs}$ , a resistência em série com o capacitor é desprezada.



*Figura A.120 - Diagrama simplificado do lado CC do STATCOM.*



Desta forma:

$$i_{cc} = \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (403)$$

Considerando a expressão para a potência instantânea no lado CC conforme:

$$p_{cc} = v_{cc} i_{cc} = v_{cc} \left[ \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt} \right], \quad (404)$$

$$p_{cc} = \frac{v_{cc}^2}{R_{ccp}} + C v_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (405)$$

Como o inversor é considerado sem perdas esta potência pode ser substituída pelas expressões de potência real, e pela relação entre as amplitudes de tensão, resultando em:

$$\frac{[V_{s+} K v_{cc} \sin \delta]}{X_s} + \frac{\left[ \frac{2V_{s+}V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) +}{X_s} - \frac{V_{s-} K v_{cc} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} + \delta)}{X_s} \right]}{X_s} = v_{cc} \left[ \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt} \right], \quad (406)$$

que simplificada resulta:

$$\frac{V_{s+} K \sin \delta}{X_s} + \frac{\left[ \frac{2 \frac{V_{s+}V_{s-}}{v_{cc}} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) +}{X_s} - \frac{V_{s-} K \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} + \delta)}{X_s} \right]}{X_s} = \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (407)$$

Esta expressão relaciona a tensão do lado CC do STATCOM com a potência real do sistema. Desta forma também apresenta que se existem perturbações na potência real estas serão propagadas para o lado CC. Neste caso, verifica-se que as tensões do lado CC terão um componente de  $2\omega$  que será propagado para corrente do lado CC.

### D.1.3. Representação do Modelo por expressões de potência para o lado CC considerando a presença da seqüência negativa

A representação gráfica das expressões desenvolvidas para o modelo por potências instantâneas, considerando as equações para o lado CA e CC e as equações de potências instantâneas é apresentado na *Figura A.121*.

Neste diagrama as correntes do sistema CA são obtidas a partir das tensões do sistema CA e das tensões do inversor. Estas tensões e correntes são transformadas nas tensões e correntes na referência de Clarke,  $\alpha$  e  $\beta$ , que obtém as potências instantâneas  $p$  e

$q$ . A potência real instantânea então é utilizada para obter a tensão do lado CC do STATCOM.

Uma complementação do modelo é apresentada no diagrama de blocos indicado pela área com bordas pontilhadas. Estes elementos do STATCOM não estão representados nas expressões desenvolvidas no modelo matemático porém são necessárias para a sua compreensão. O bloco de cálculo das tensões do inversor é parte do controle do STATCOM e sua lógica de acionamento é dependente da determinação do ângulo de controle,  $\delta$ , e da determinação da frequência do sistema, realizada, por exemplo, por um PLL (*Phase Locked Loop*). O ângulo de controle,  $\delta$ , como apresentado no diagrama, é resultado do controle da potência reativa do STATCOM.

Neste diagrama é destacado o elemento não linear apresentado em (406) onde o valor de potência é dividido pela tensão CC. Esta não linearidade desaparece quando as tensões de seqüência negativa são eliminadas simplificando o modelo.

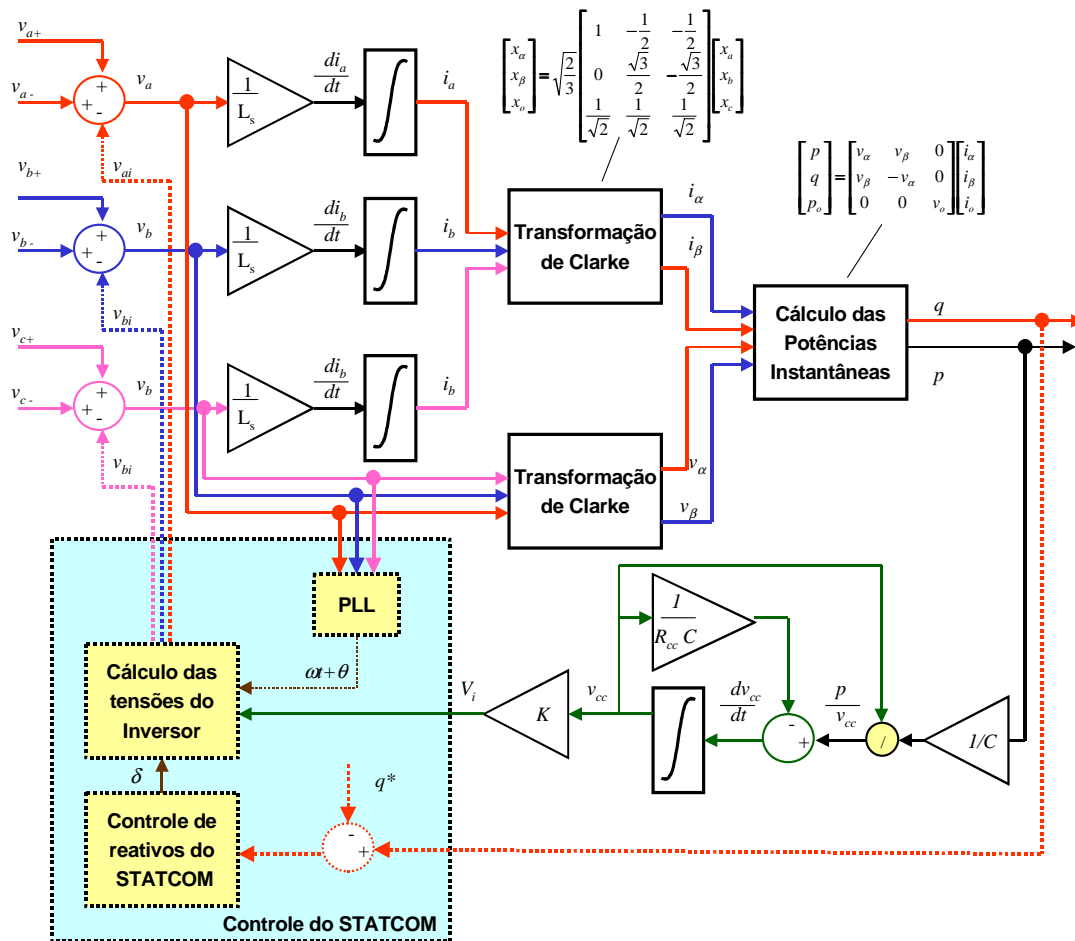


Figura A.121 - Diagrama de blocos do modelo por potências instantâneas.

Este modelo pode indicar as amplitudes de oscilação nas potências e a presença do componente oscilante de frequência  $2\omega$  no lado CC do STATCOM.

Observa-se nestas expressões que o ângulo de controle entre as tensões do sistema CA e do STATCOM controla a potência real do sistema e a amplitude de tensão gerada pelos inversores controla a potência imaginária. Verifica-se neste modelo que ambos os controles são independentes um do outro.

No modelo matemático do STATCOM por potências instantâneas o lado CC está relacionado com os elementos do lado CA através da equação de potência real (406). A relação entre as tensões e correntes do lado CA e CC não são apresentadas neste modelo pois estas dependem da lógica de acionamento do inversor e dos controles utilizados.

## D.2. Modelos desenvolvido a partir das equações de tensões e correntes para os lados CA e CC

---

Este desenvolvimento apresenta uma forma de modelagem matemática do STATCOM através da representação de uma fonte de tensão.

O modelo desenvolvido a partir das equações de tensões e correntes para os lados CA e CC do STATCOM é obtido do esquema simplificado mostrado na *Figura 13*. Nesta figura é considerados o equivalente Thevenin do sistema CA, representado por uma fonte de tensão atrás de uma reatância, e da impedância equivalente para o sistema de transmissão CA somado às reatâncias e resistências do transformador do STATCOM, e a representação do inversor e de seu lado de CC. A soma das impedâncias dos sistemas simplificados resulta nos valores de  $R_s$  e  $X_s$  (ou  $L_s$ ).

Esta modelagem segue de forma aproximada o desenvolvimento apresentado pelas referências apresentadas no Capítulo 2.

As tensões do sistema CA e as tensões nos terminais do conversor do STATCOM estão sincronizadas conforme (18) e defasadas segundo (19) e a equação que relaciona as correntes e tensões nas fases é dada por:

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i(t) = \frac{v_s(t) - v_i(t)}{L_s}. \quad (408)$$

E considerando esta expressão para as três fases, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{sa}(t) - v_{ia}(t) \\ v_{sb}(t) - v_{ib}(t) \\ v_{sc}(t) - v_{ic}(t) \end{bmatrix}. \quad (409)$$

Para o lado CC do STATCOM a corrente, no formato diferencial é dada por:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} + \frac{v_{cc}}{R_{ccp}C} = \frac{i_{cc}}{C}. \quad (410)$$

O desenvolvimento do modelo cujas equações iniciais são (409) e (410) pode seguir caminhos diferentes conforme a orientação utilizada.

### D.2.1. Desenvolvimento baseado na transformada de Clarke e teorias das potências instantâneas

---

O desenvolvimento através da transformação de Clarke, derivado do modelo proposto

por Fujita *et alii* em [71], apresenta um modelo do STATCOM que resulta em expressões das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , e a tensão do lado CC,  $v_{cc}$ , relacionadas aos elementos passivos e às tensões do sistema.

Adotando a notação vetorial tem-se:

$$I_{abc} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad V_{Sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa}(t) \\ v_{sb}(t) \\ v_{sc}(t) \end{bmatrix}, \quad V_{Iabc} = \begin{bmatrix} v_{ia}(t) \\ v_{ib}(t) \\ v_{ic}(t) \end{bmatrix}, \quad (411)$$

e fazendo a transformação de Clarke dada por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (412)$$

é possível escrever (409) de forma simplificada incluindo a matriz de transformação de Clarke, “A”:

$$A \frac{d}{dt} I_{abc} = -\frac{R_s}{L_s} A I_{abc} + \frac{1}{L_s} A [V_{Sabc} - V_{Iabc}]. \quad (413)$$

O desenvolvimento do termo com a derivada nesta equação é realizado na seguinte forma:

$$A \frac{d}{dt} I = A \frac{d}{dt} I_{abc} = A \frac{d}{dt} (A^{-1} \cdot I_{\alpha\beta 0}) = A \left( A^{-1} \cdot \frac{d}{dt} I_{\alpha\beta 0} + \frac{d}{dt} A^{-1} \cdot I_{\alpha\beta 0} \right) = \quad (414)$$

$$= A \cdot A^{-1} \cdot \frac{d}{dt} I_{\alpha\beta 0} + A \cdot \frac{d}{dt} A^{-1} \cdot I_{\alpha\beta 0} = \frac{d}{dt} I_{\alpha\beta 0} + A \cdot \frac{d}{dt} A^{-1} \cdot I_{\alpha\beta 0}. \quad (415)$$

Considerando o resultado do desenvolvimento anterior, tem-se que:

$$\frac{d}{dt} I_{\alpha\beta 0} + A \cdot \frac{d}{dt} A^{-1} \cdot I_{\alpha\beta 0} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot I_{\alpha\beta 0} + \frac{1}{L_s} \cdot V_{S\alpha\beta 0} - \frac{1}{L_s} \cdot V_{I\alpha\beta 0}, \quad (416)$$

Como os componentes da matriz A são constantes nesta transformação:

$$\frac{d}{dt} I_{\alpha\beta 0} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot I_{\alpha\beta 0} + \frac{1}{L_s} \cdot [V_{S\alpha\beta 0} - V_{I\alpha\beta 0}], \quad (417)$$

O resultado da transformação é dado por:

$$\frac{d}{dt} I_{\alpha\beta 0} = -\frac{R_s}{L_s} I_{\alpha\beta 0} + \frac{1}{L_s} [V_{S\alpha\beta 0} - V_{I\alpha\beta 0}]. \quad (418)$$

Sendo:

$$V_{Sabc} = V_{Sabc+} + V_{Sabc-}, \quad (419)$$

O resultado da transformação das tensões é mostrado no desenvolvimento:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (420)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Sa+} + v_{Sa-} \\ v_{Sb+} + v_{Sb-} \\ v_{Sc+} + v_{Sc-} \end{bmatrix}, \quad (421)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{s+} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cdot \cos(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

que desenvolvimento resulta em:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \\ 0 \end{pmatrix} + V_{s-} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix}. \quad (422)$$

Substituindo os valores obtidos de (422) em (409), a expressão obtida é dada por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_{s+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \\ 0 \end{pmatrix} + \\ + V_{s-} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{pmatrix} - V_{il+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_i) \\ \sin(\omega t + \theta_i) \\ 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix}. \quad (423)$$

Considerando que não existem tensões de seqüência zero no sistema, podemos simplificar a expressão para:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} V_{s+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \end{pmatrix} + \\ + V_{s-} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \end{pmatrix} - V_{il+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_i) \\ \sin(\omega t + \theta_i) \end{pmatrix} \end{bmatrix}. \quad (424)$$

Numa forma simplificada, considerando os componentes de seqüência positiva e negativa é dado por:

$$\left( L_s \frac{d}{dt} + R_s \right) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \end{pmatrix} + V_{s-} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \end{pmatrix} \\ -V_{i+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_i) \\ \sin(\omega t + \theta_i) \end{pmatrix} \end{bmatrix}. \quad (425)$$

A representação dos componentes de seqüência negativa não é realizada por Fujita *et alii* em [71] onde esta modelagem do STATCOM foi originalmente realizada.

Substituindo a relação genérica entre a amplitude de tensão do lado CA e a tensão do lado CC (401), (425) resulta em:

$$\left( L_s \frac{d}{dt} + R_s \right) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \end{pmatrix} + V_{s-} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \end{pmatrix} \\ -Kv_{cc} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_i) \\ \sin(\omega t + \theta_i) \end{pmatrix} \end{bmatrix}. \quad (426)$$

Considerando a equação de potência para o lado CC, (410), e que não há perdas no inversor, a potência real enviada para o lado CC do STATCOM é expressa por:

$$p = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} = p_{cc} = \frac{v_{cc}^2}{R_{ccp}} + C v_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (427)$$

Considerando a transformação de Clarke aplicada às tensões do inversor, e a relação entre os lados CA e CC, tem-se que:

$$p = [K v_{cc} \cos(\omega t + \theta_i)] i_{\alpha} + [K v_{cc} \sin(\omega t + \theta_i)] i_{\beta} = \frac{v_{cc}^2}{R_{ccp}} + C v_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (428)$$

Simplificando o termo  $v_{cc}$ , obtém-se:

$$\frac{K}{C} [\cos(\omega t + \theta_i) i_{\alpha} + \sin(\omega t + \theta_i) i_{\beta}] = \frac{v_{cc}}{R_{ccp} C} + \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (429)$$

Deste resultado, pode-se verificar que o sistema é descrito por:

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{d}{dt} + R_s & 0 \\ 0 & L_s \frac{d}{dt} + R_s \\ \frac{K}{C} \cos(\omega t + \theta_{s+} + \delta) & \frac{K}{C} \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s+} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \\ 0 \end{pmatrix} + V_{s-} \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{pmatrix} - v_{cc} \begin{pmatrix} K \cos(\omega t + \theta_{s+} + \delta) \\ K \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta) \\ -\left( \frac{d}{dt} + \frac{1}{R_{ccp} C} \right) \end{pmatrix} \end{bmatrix}. \quad (430)$$

Colocado em evidência as equações diferenciais resulta em:

$$\begin{bmatrix}
L_s \frac{d}{dt} + R_s & 0 & K \cos(\omega t + \theta_{s+} + \delta) \\
0 & L_s \frac{d}{dt} + R_s & K \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta) \\
-\frac{K}{C} \cos(\omega t + \theta_{s+} + \delta) & -\frac{K}{C} \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta) & \frac{d}{dt} + \frac{1}{R_{ccp} C}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
i_\alpha \\
i_\beta \\
v_{cc}
\end{bmatrix} = \quad (431)$$

$$= V_{s+} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \\ 0 \end{bmatrix} + V_{s-} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Na forma diferencial, de espaço-estado, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{K \cos(\omega t + \theta_{s+} + \delta)}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{K \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta)}{L_s} \\ \frac{K \cos(\omega t + \theta_{s+} + \delta)}{C} & \frac{K \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta)}{C} & -\frac{1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ v_{cc} \end{bmatrix} +$$

$$V_{s+} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s+}) \\ \sin(\omega t + \theta_{s+}) \\ 0 \end{bmatrix} + V_{s-} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_{s-}) \\ -\sin(\omega t + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (432)$$

### D.2.1.1. Representação do Modelo baseado na transformada de Clarke e teorias das potências instantâneas

O modelo por Clarke e teorias das potências instantâneas representando as tensões e correntes do STATCOM pode ser expresso por (431) ou pelo esquema apresentado na *Figura A.122*. Este esquema é a representação das equações diferenciais apresentadas em (431) acrescentando o controle do STATCOM. Através de (431) verifica-se que existe uma relação entre as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  e o componente de seqüência negativa. Também, observa-se que a expressão para  $v_{cc}$  relaciona as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ . Assim, se existem perturbações nestas correntes, através da potência real,  $p$ , estas perturbações serão propagadas para o lado CC do STATCOM.

O modelo original apresentado por Fujita *et alii*, em [71], não representa os componentes de seqüência negativa e utiliza a transformação de Park para apresentar a resolução do sistema de equações. Nesta referência, o desenvolvimento por transformação



de Clarke é utilizado apenas para obter a expressão de potências real e imaginária instantâneas. Para prosseguir o desenvolvimento do modelo é utilizada a transformação de Park.

Através destas relações é possível verificar que as correntes, e por consequência, as potências real e imaginária instantâneas e a tensão do lado CC do STATCOM sofrem influência de perturbações quando as tensões do sistema CA estão desbalanceadas.

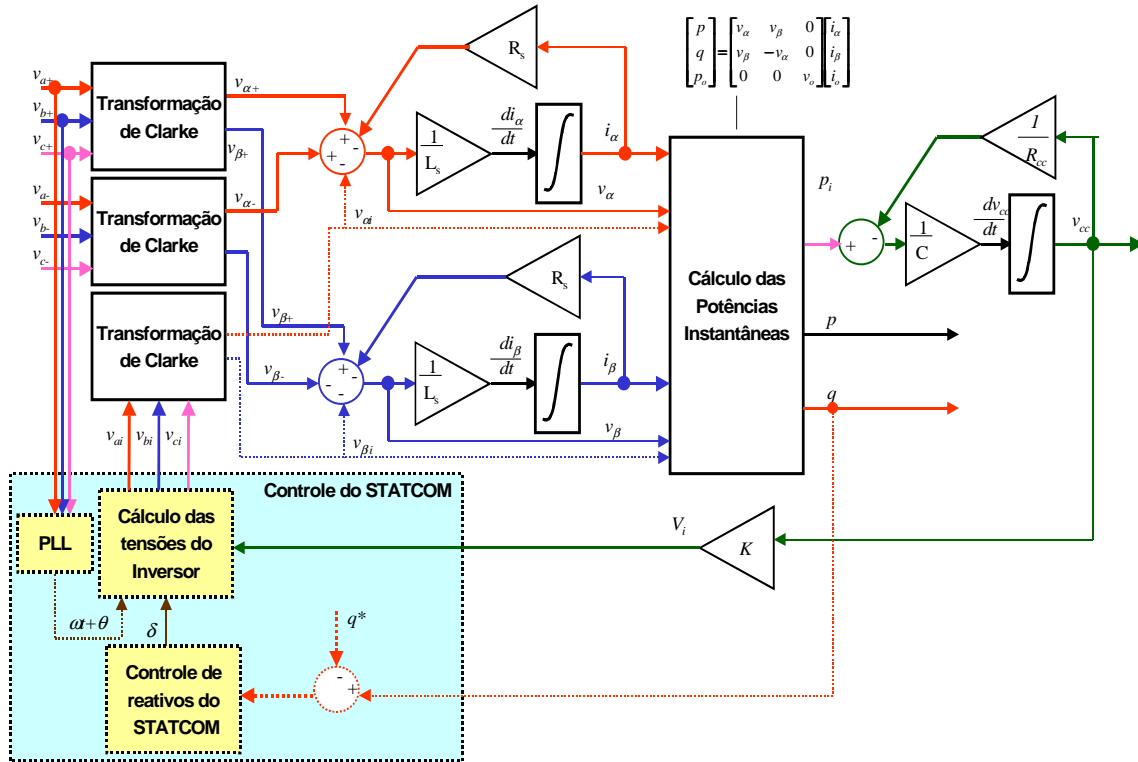


Figura A.122 - Diagrama de blocos do modelo por Clarke e teorias das potências instantâneas.

## D.2.2. Desenvolvimento do Modelo do STATCOM nas Coordenadas de Park

A matriz da transformação de Park é dada por:

$$T_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta_d) & -\text{sen}\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (433)$$

onde a referência de coordenadas girantes da transformação de Park é dada por:

$$\theta_d = \omega_s t + \theta_{s+}, \quad (434)$$

conforme mostrado na Figura A.123 e utilizada nos desenvolvimentos seguintes.

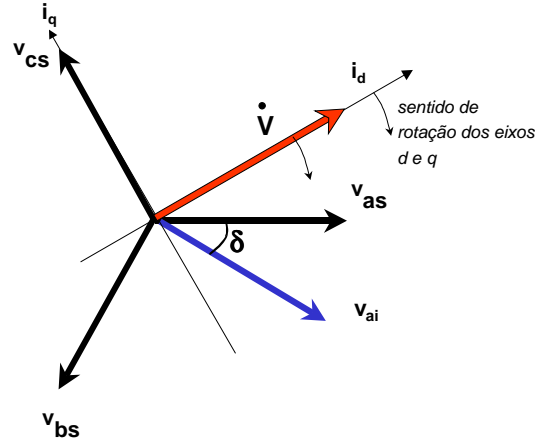


Figura A.123 - Referência de coordenadas girantes para a transformação de Park.

Nesta transformada, o eixo  $d$ , é coincidente com o vetor resultante das tensões,  $\dot{V}$ , e ambos possuem a mesma velocidade de rotação,  $\omega_s$ .

Esta transformação permite obter componentes de corrente,  $i_d$  e  $i_q$ , desacopladas, sendo  $i_d$  diretamente relacionada com a potência real e  $i_q$  diretamente relacionada com a potência reativa.

De forma resumida, considerando que  $\theta_{s+} = 0$ , a referência de rotação está sincronizada com a fase “a”, a aplicação da transformada de Park para os componentes de seqüência positiva resulta em:

$$T_P \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} T_P \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} T_P \begin{bmatrix} v_{sa}(t) - v_{ia}(t) \\ v_{sb}(t) - v_{ib}(t) \\ v_{sc}(t) - v_{ic}(t) \end{bmatrix}. \quad (435)$$

Utilizando as simplificações apresentadas para o sincronismo (18) e para o ângulo de controle (19), tem-se que:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_q \\ id \\ 0 \end{bmatrix} \omega = -\frac{R}{L_s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \left( V_s \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - V_{i1+} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix} \right). \quad (436)$$

Organizando estes termos, no formato de espaço-estado:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s - \frac{V_{il+}}{L_s} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (437)$$

Ou, passando todos os termos obtidos para as correntes para um mesmo lado da equação do sistema, tem-se:

$$\begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega L_s & 0 \\ \omega L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - V_{il+} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (438)$$

Considerando a expressão geral que relaciona os lados CA e CC,

$$V_{il+} = K_1 v_{cc}, \quad (439)$$

chega-se ao seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega L_s & 0 \\ \omega L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - K_1 v_{cc} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (440)$$

O desenvolvimento completo desta expressão é realizado na Seção E.3 do Apêndice.

Para a expressão relacionando a potência do lado CC, (17), tem-se a expressão da potência do sistema expressa através dos componentes de Park onde foi desconsiderada o componente de seqüência zero do sistema a três fios:

$$p = v_d i_d + v_q i_q = v_{cc} \left( \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt} \right). \quad (441)$$

Estes termos desenvolvidos resultam em:

$$K_1 (\cos \delta i_d - \sin \delta i_q) = \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (442)$$

Assim sendo, a transformação de Park aplicada a estas expressões resulta no seguinte conjunto de equações:

$$\begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} \\ K \cos \delta & -K \sin \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + v_{cc} \begin{bmatrix} -K_1 \cos \delta \\ K_1 \sin \delta \\ \frac{1}{R_{ccp}} + C \frac{d}{dt} \end{bmatrix}. \quad (443)$$

No formato de equações de espaço estado, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_s} & -\omega & \frac{K_1}{L_s} \cos \delta \\ \omega & \frac{R_s}{L_s} & -\frac{K_1}{L_s} \sin \delta \\ -\frac{K_1}{C} \cos \delta & \frac{K_1}{C} \sin \delta & \frac{1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s. \quad (444)$$

Este conjunto de resultados relaciona as tensões do sistema CA e CC com as correntes  $i_d$  e  $i_q$ , que estão relacionadas, respectivamente, às as potências real e imaginária. Este resultado, (443) e (444), é apresentado por Fujita *et alii* em [71] como sendo obtido através da teoria de potência instantânea e desconsiderando as perdas no lado CC, fazendo desta forma  $R_{cc} = \infty$ . Esta referência, porém, omite qualquer desenvolvimento dos componentes de seqüência negativa e a passagem através da transformação de Park aplicada às equações do sistema modelado de um STATCOM PWM.

Os resultados de (443) e (444) são similares aos resultados apresentados por Shen *et alii* em [110] e [142], Han *et alii* em [113], Lehn e Iravani em [109], Schauder e Mehta em [106], García-González e García-Cerrada em [119], Rao, Crow e Yang em [96]. Porém, exceto por Shen *et alii* em [142], a inclusão dos componentes de seqüência negativa é desconsiderado.

Nas referências verifica-se que a transformação de Park é o caminho mais utilizado para a análise do modelo matemático do STATCOM mesmo quando outras transformações são utilizadas em conjunto para representar as potências instantâneas. As expressões obtidas apresentam uma forma mais simplificada de trabalhar as relações entre as componentes do modelo do STATCOM e permite a verificação das influências das potências real e imaginária considerando, respectivamente, as correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

### D.2.2.1. Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park incluindo a seqüência negativa

Considerando o transformação dos termos de seqüência negativa, para as coordenadas de Park, conforme a Seção E.3.1 do Apêndice, é obtido o seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} v_{ds-} \\ v_{qs-} \end{bmatrix} = V_{s-} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ -\text{sen}(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \end{bmatrix}. \quad (445)$$

e para  $\theta_{s+} = 0$ :

$$\begin{bmatrix} v_{ds-} \\ v_{qs-} \end{bmatrix} = V_{s-} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) \\ -\text{sen}(2\omega t + \theta_{s-}) \end{bmatrix}. \quad (446)$$

Considerando que os conversores do STATCOM também contribuem com seqüência negativa e com o terceiro harmônico de seqüência positiva a aplicação da transformação de Park nas tensões resulta respectivamente em:

$$\begin{bmatrix} v_{di-} \\ v_{qi-} \end{bmatrix} = V_{i-} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) \\ -\text{sen}(2\omega t + \theta_{i-}) \end{bmatrix}, \quad (447)$$

e

$$\begin{bmatrix} v_{di3h} \\ v_{qi3h} \end{bmatrix} = V_{i3h} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ \text{sen}(2\omega t + \theta_{i3h}) \end{bmatrix}. \quad (448)$$

O desenvolvimento da expressão de potência para o lado CC do STATCOM, considerando as perturbações causadas pelo componente de seqüência negativa são dadas por:

$$p = v_d i_d + v_q i_q = v_{cc} \left( \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt} \right), \quad (449)$$

onde:

$$v_d = K_{+1} v_{cc} \cos \delta + V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) - (V_{i-} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) + V_{i3h} \cos(2\omega t + \theta_{i3h})), \quad (450)$$

$$v_q = -K_{+1} v_{cc} \text{sen} \delta - V_{s-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{s-}) - (-V_{i-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{i-}) + V_{i3h} \text{sen}(2\omega t + \theta_{i3h})), \quad (451)$$

assim, sendo:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left( K_{+1} v_{cc} \cos \delta + V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) + \right. \\ \left. - V_{i-} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \right) i_d + \\ \left. + \left( -K_{+1} v_{cc} \text{sen} \delta - V_{s-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{s-}) + \right. \right. \\ \left. \left. + V_{i-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \text{sen}(2\omega t + \theta_{i3h}) \right) i_q \right\} = v_{cc} \left( \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt} \right). \quad (452)$$

Considerando que as amplitudes das tensões possuem as seguintes relações:

$$V_{i1+} = K_1 v_{cc}, \quad (453)$$

$$V_{s-} = K_2 v_{cc}, \quad (454)$$

$$V_{i-} = K_3 v_{cc}, \text{ onde } K_3 = f(V_{s-}), \quad (455)$$

$$V_{3h} = K_4 v_{cc}, \text{ onde } K_4 = f(V_{s-}), \quad (456)$$

a equação relacionando as potências dos lados CA e CC se transforma em:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left( K_1 v_{cc} \cos \delta + K_2 v_{cc} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) + \right. \\ \left. - K_3 v_{cc} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - K_4 v_{cc} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \right) i_d + \\ \left. + \left( -K_1 v_{cc} \sin \delta - K_2 v_{cc} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) + \right. \right. \\ \left. \left. + K_3 v_{cc} \sin(2\omega t + \theta_{i-}) - K_4 v_{cc} \sin(2\omega t + \theta_{i3h}) \right) i_q \right\} = v_{cc} \left( \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt} \right), \quad (457)$$

que simplificada resulta em:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left( K_1 \cos \delta + K_2 \cos(2\omega t + \theta_{s-}) + \right. \\ \left. - K_3 \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - K_4 \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \right) i_d + \\ \left. + \left( -K_1 \sin \delta - K_2 \sin(2\omega t + \theta_{s-}) + \right. \right. \\ \left. \left. + K_3 \sin(2\omega t + \theta_{i-}) - K_4 \sin(2\omega t + \theta_{i3h}) \right) i_q \right\} = \frac{v_{cc}}{R_{ccp}} + C \frac{dv_{cc}}{dt}. \quad (458)$$

A substituição destes termos na expressão geral resulta em:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K}{L_s} \cos \delta + \frac{F_1(2\omega)}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{K}{L_s} \sin \delta + \frac{F_2(2\omega)}{L_s} \\ \frac{K_1}{C} \cos \delta + \frac{F_1(2\omega)}{C} & -\frac{K_1}{C} \sin \delta + \frac{F_2(2\omega)}{C} & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (459)$$

onde:

$$F_1(2\omega) = K_2 \cos(2\omega t + \theta_{s-}) - K_3 \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - K_4 \cos(2\omega t + \theta_{i3h}), \quad (460)$$

$$F_2(2\omega) = -K_2 \sin(2\omega t + \theta_{s-}) + K_3 \sin(2\omega t + \theta_{i-}) - K_4 \sin(2\omega t + \theta_{i3h}), \quad (461)$$

são as contribuições relacionadas à presença das perturbações causadas pela presença do componente de seqüência negativa.

### D.2.2.2. Desenvolvimento do Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park

O desenvolvimento seguinte, conforme apresentado por Shen *et alii* em [110] e [142] e Schauder e Mehta em [106] e [105], segue as seguintes etapas: normalização, análise das entradas, e linearização de (444).

#### D.2.2.2.1. Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park por Unidade

Para a normalização de (444), sendo a frequência base  $\omega_o$ , segue que:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{\omega_o dt} \\ \frac{di_q}{\omega_o dt} \\ \frac{dv_{cc}}{\omega_o dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\omega_o L_s} & 1 & -\frac{K \cos \delta}{\omega_o L_s} \\ -1 & -\frac{R_s}{\omega_o L_s} & -\frac{K \sin \delta}{\omega_o L_s} \\ \frac{K \cos \delta}{\omega_o C} & \frac{K \sin \delta}{\omega_o C} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{s+}}{\omega_o L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (462)$$

onde considera-se:

$$\omega = \omega_o. \quad (463)$$

Sendo as bases do sistema CA dadas por:

$$I_{base} = \frac{S_{base}}{\sqrt{3}V_{base}} \quad \text{e} \quad Z_{base} = \frac{V_{base}}{\sqrt{3}I_{base}} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}}, \quad (464)$$

e as bases do sistema CC dadas por:

$$V_{cc base}, \quad I_{cc base} \quad \text{e} \quad R_{cc base} = \frac{V_{cc base}}{I_{cc base}}, \quad (465)$$

e sendo os valores normalizados indicados por (\*), segue que:

$$X_{Ls}^* = \frac{X_{Ls}}{Z_{base}} = \frac{\omega L_s}{\omega_o L_{base}} = \frac{L_s}{L_{base}} = L_s^*, \quad (466)$$

$$\frac{i_{cc}}{I_{cc base}} = C \frac{dv_{cc}}{dt} \frac{1}{I_{cc base}} \rightarrow i_{cc}^* = C \frac{dv_{cc}}{dt} \frac{1}{\left( \frac{V_{cc base}}{R_{cc base}} \right)} \rightarrow i_{cc}^* = CR_{cc base} \frac{dv_{cc}^*}{dt} \rightarrow C^* = CR_{cc base} \quad (467)$$

$$R^* = \frac{R}{Z_{base}} = R^*, \quad (468)$$

$$\sigma^* = \frac{1}{\omega_o}, \quad (469)$$

$$\frac{V_{ca}}{V_{base}} = K \frac{v_{cc}}{V_{ccbase}} \rightarrow V_{ca}^* = K v_{cc}^*. \quad (470)$$

Assim sendo:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d^*}{dt^*} \\ \frac{di_q^*}{dt^*} \\ \frac{dv_{cc}^*}{dt^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K \cos \delta}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & -\frac{K \sin \delta}{L_s^*} \\ \frac{K}{C^*} \cos \delta & \frac{K}{C^*} \sin \delta & \frac{-1}{R_{ccp}^* C^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ v_{cc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{s+}^*}{L_s^*} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (471)$$

#### D.2.2.2.2. Modelo do STATCOM nas coordenadas Park - Análise de Entradas

O conjunto de equações que representa o modelo matemático do STATCOM desenvolvido nas coordenadas de Park, apresentado em (444), e sua normalização, em (471), consideram duas possibilidades de entradas.

O primeiro caso considera controles do tipo PWM, *pulse width modulation*, onde é permitido atuar sobre o valor de modulação que relaciona os lados CA e CC dos inversores, o valor  $K$ , e o ângulo de controle entre as tensões do sistema CA e as tensões geradas nos terminais do STATCOM,  $\delta$ . Para Schauder e Mehta [106] estes são classificados como controle de inversores tipo I.

No segundo caso, apenas o ângulo de controle entre as tensões do sistema CA e as tensões geradas nos terminais do STATCOM,  $\delta$ , é controlado. Neste caso o valor de modulação que relaciona os lados CA e CC dos inversores,  $K$ , é constante. Este é o caso dos controles do tipo PAM, *pulse amplitude modulation*, utilizados no STATCOM multinível, por exemplo. Para Schauder e Mehta [106], estes são classificados como controle de inversores tipo II.



### D.2.2.2.3. Modelo do STATCOM nas coordenadas Park - Linearização

A linearização de (471) permite analisar o desempenho do modelo do STATCOM em torno de um ponto de operação. O processo de linearização das funções em torno do ponto de operação é necessário para o desenvolvimento dos sistemas modelados e evita o complexo procedimento de resolução de equações onde ocorre a multiplicação de funções, cuja resolução implicaria no desenvolvimento da expressão:

$$Laplace\{f(t)g(t)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(p)(s-p)dp. \quad (472)$$

No procedimento seguinte considera-se o inversor tipo I, onde o valor de modulação,  $K$ , e o ângulo de controle,  $\delta$ , são as entradas do sistema, ou seja, variáveis controláveis. Neste caso, para um determinado ponto de operação verifica-se que a variação dos valores de  $K$  e  $\delta$  são muito pequenas e ocorrem em torno deste ponto. Desta forma, linearizando (471) para os valores de  $K$  e  $\delta$ , conforme apresentado em E.4 no Apêndice, tem-se que:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta v_d^* \\ \Delta v_q^* \\ \Delta v_{cc}^* \end{bmatrix} = \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{ccc} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K_o \cos \delta_o^*}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & -\frac{K_o \sin \delta_o^*}{L_s^*} \\ \frac{K_o \cos \delta_o^*}{C^*} & \frac{K_o \sin \delta_o^*}{C^*} & -1 \end{array} \right] \begin{bmatrix} \Delta v_d^* \\ \Delta v_q^* \\ \Delta v_{cc}^* \end{bmatrix} + \\ + \left[ \begin{array}{ccc} \frac{1}{L_s^*} & \frac{K_o \sin \delta_o^* v_{cco}^*}{L_s^*} & -\frac{\cos \delta_o^*}{L_s^*} v_{cco}^* \partial K(K_o) \\ 0 & -\frac{K_o \cos \delta_o^* v_{cco}^*}{L_s^*} & -\frac{\sin \delta_o^*}{L_s^*} v_{cco}^* \partial K(K_o) \\ 0 & \frac{K_o}{C^*} (\cos \delta_o^* i_{qo}^* - \sin \delta_o^* i_{do}^*) & \frac{\cos \delta_o^* i_{do}^* + \sin \delta_o^* i_{qo}^*}{C^*} \partial K(K_o) \end{array} \right] \begin{bmatrix} \Delta v_s \\ \Delta \delta \\ \Delta K \end{bmatrix} \end{array} \right\} \quad (473)$$

Nesta expressão o sub índice “o” indicam valores no ponto de operação para o qual  $\delta$  é igual a  $\delta_o$ , e  $\Delta$  indica o desvio em torno do ponto de operação, por exemplo:

$$\Delta \delta = \delta - \delta_o. \quad (474)$$

Neste sistema, utiliza-se uma função generalizada para descrever o valor de modulação:

$$K = f(t). \quad (475)$$

Como a taxa de modulação é dependente da forma de acionamento dos inversores, a

linearização varia para cada tipo de técnica. Para o caso mais simples, a taxa de modulação é constante e a linearização apresentada em (473) é simplificada para:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta i_q^* \\ \Delta v_{cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K_o \cos \delta_o}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & -\frac{K_o \sin \delta_o}{L_s^*} \\ \frac{K_o \cos \delta_o}{C^*} & \frac{K_o \sin \delta_o}{C^*} & -\frac{1}{R_{ccp}^* C^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta i_q^* \\ \Delta v_{cc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s^*} & 0 & \frac{K_o \sin \delta_o v_{cco}^*}{L_s^*} \\ 0 & 0 & -\frac{K_o \cos \delta_o v_{cco}^*}{L_s^*} \\ 0 & 0 & \frac{K_o}{C^*} (\cos \delta_o i_{qo}^* - \sin \delta_o i_{do}^*) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{s+} \\ 0 \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (476)$$

Este último resultado é similar aos obtidos por Schauder, Mehta em [106] e [105], e por Fujita e Akagi em [71], e Shen *et alii* em [110] e [142], existindo pequenas variações quanto à definição do capacitância normalizada e dos valores utilizados como referência para o ponto de operação. Deve-se observar que o termo que corresponde às perturbações causadas pelas componentes de seqüência negativa continuam na forma de senos e cosenos.

#### D.2.2.2.4. Análise do Modelo do STATCOM nas coordenadas de Park

O modelo do STATCOM nas coordenadas de Park é apresentado em (444) e no esquema da *Figura A.124*. Este modelo relaciona as tensões dos lados CA e CC de forma direta.

O modelo desenvolvido considerando a transformação de Park conforme apresentado nas referências indicadas apresenta resultados mais abrangentes do que os modelos anteriormente verificados. Através de (444) ou do esquema da *Figura A.124* são descritas as relações entre as correntes  $i_d$  e  $i_q$  e a tensão  $v_{cc}$  e as entradas, as tensões do sistema CA e o ângulo de controle,  $\delta$ , e a relação entre os lados CC e CA do STATCOM.

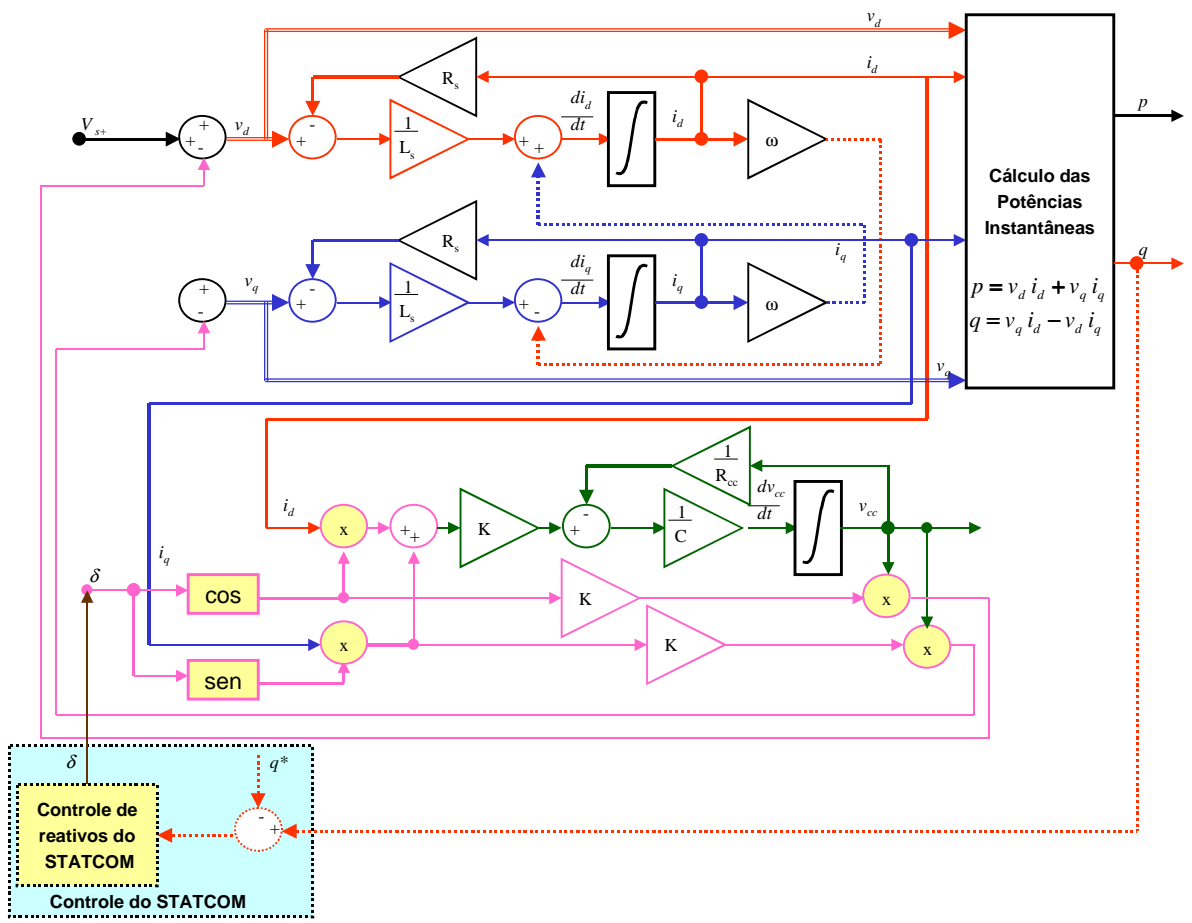


Figura A.124 - Diagrama do modelo do STATCOM nas coordenadas de Park.

Na literatura, é comum para este modelo a realização da linearização. Este desenvolvimento, como mostrado na Seção E.4, permite a obtenção das relações diretas entre os valores de entrada e saída, por exemplo, através das funções de transferência. Porém, a linearização para obter a simplicidade matemática do desenvolvimento esconde algumas das relações existentes entre as variáveis do sistema.

## E. Desenvolvimentos Matemáticos

Neste Apêndice deste trabalho são apresentados os desenvolvimentos matemáticos auxiliares.

### E.1. Solução das Equações diferenciais para as correntes

Para as tensões apresentadas nas equações (5) a (7) e (11) a (13), o desenvolvimento das expressões (14) a (16) resulta nas equações:

$$i_a(t) = \frac{1}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} R_s (V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right] + \\ + e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \left[ \begin{array}{l} R_s (-V_{s+} \cos \theta_{s+} + V_{il+} \cos(\theta_{s+} - \delta)) + \\ \omega L_s (-V_{s+} \sin \theta_{s+} + V_{il+} \sin(\theta_{s+} - \delta)) \end{array} \right] \end{array} \right\}, \quad (477)$$

$$i_b(t) = \frac{1}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( V_{s+} \cos\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{il+} \cos\left(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \\ \omega L_s \left( V_{s+} \sin\left(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{il+} \sin\left(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right] + \\ + e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( -V_{s+} \cos\left(\theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{il+} \cos\left(\theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \\ \omega L_s \left( -V_{s+} \sin\left(\theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{il+} \sin\left(\theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right] \end{array} \right\}, \quad (478)$$

$$i_c(t) = \frac{1}{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( V_{s+} \cos\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{il+} \cos\left(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \\ \omega L_s \left( V_{s+} \sin\left(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{il+} \sin\left(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right] + \\ + e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( -V_{s+} \cos\left(\theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{il+} \cos\left(\theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \\ \omega L_s \left( -V_{s+} \sin\left(\theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{il+} \sin\left(\theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right] \end{array} \right\}. \quad (479)$$

**E.2. Solução das Equações diferenciais para as correntes considerando a presença de componentes de seqüência negativa nas tensões do sistema CA**

Para as tensões apresentadas nas equações (5) a (7), (8) a (10), (11) a (13), o desenvolvimento das expressões (14) a (16) resulta nas equações:

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \begin{array}{l} \left[ R_s (V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-}) - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) + \right. \\ \left. \omega L_s (V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}) - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)) \right] + \\ + e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \left[ R_s (-V_{s+} \cos \theta_{s+} - V_{s-} \cos \theta_{s-} + V_{il+} \cos(\theta_{s+} - \delta)) + \right. \\ \left. \omega L_s (-V_{s+} \sin \theta_{s+} - V_{s-} \sin \theta_{s-} + V_{il+} \sin(\theta_{s+} - \delta)) \right] \end{array} \right\}}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (480)$$

$$i_b(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \begin{array}{l} \left[ R_s \left( V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) + \right. \right. \\ \left. \left. - V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}) \right) \right] + \\ \left[ \omega L_s \left( V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}) + \right. \right. \\ \left. \left. - V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}) \right) \right] \end{array} \right\} + e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \left\{ \begin{array}{l} \left[ R_s \left( -V_{s+} \cos\left(\theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{s-} \cos\left(\theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\ \left. \left. + V_{il+} \cos\left(\theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right] + \\ \left[ \omega L_s \left( -V_{s+} \sin\left(\theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{s-} \sin\left(\theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\ \left. \left. + V_{il+} \sin\left(\theta_{s+} - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right] \end{array} \right\}}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (481)$$

$$i_c(t) = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( \begin{array}{l} V_{s+} \cos(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \cos(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) + \\ -V_{il+} \cos(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right) + \\ \omega L_s \left( \begin{array}{l} V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}) + \\ -V_{il+} \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right) + \\ + e^{-\frac{R_s t}{L_s}} \left[ \begin{array}{l} R_s \left( \begin{array}{l} -V_{s+} \cos\left(\theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{s-} \cos\left(\theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ + V_{il+} \cos\left(\theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right) + \\ \omega L_s \left( \begin{array}{l} -V_{s+} \sin\left(\theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{s-} \sin\left(\theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ + V_{il+} \sin\left(\theta_{s+} - \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right) \end{array} \right] \right]}{R_s^2 + (\omega L_s)^2}. \quad (482)$$

### E.3. Desenvolvimento do Modelo do STATCOM nas Coordenadas de Park

O desenvolvimento da aplicação da transformação de Park nas expressões apresentadas é apresentado a seguir.

Considerando a transformação de Park, conforme apresentada a seguir:

$$T_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_d) & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (483)$$

Onde:

$$\theta_d = \omega_s t + \theta_{s+}. \quad (484)$$

A aplicação de Park na expressão abaixo:

$$T_P \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} T_P \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} T_P \begin{bmatrix} v_{sa}(t) - v_{ia}(t) \\ v_{sb}(t) - v_{ib}(t) \\ v_{sc}(t) - v_{ic}(t) \end{bmatrix}. \quad (485)$$

Utilizando as mesmas simplificações apresentadas em para o sincronismo e para os ângulos de defasagem, tem-se esta aplicação ocorre conforme o desenvolvimento a seguir.

Simplificando esta expressão, tem-se:

$$A = -\frac{R_s}{L_s}B + \frac{1}{L_s}C, \quad (486)$$

onde  $A$ ,  $B$ , e  $C$  são:

$$A = T_P \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad B = T_P \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad \text{e} \quad C = T_P \begin{bmatrix} v_{as}(t) - v_{ai}(t) \\ v_{bs}(t) - v_{bi}(t) \\ v_{cs}(t) - v_{ci}(t) \end{bmatrix}. \quad (487)$$

Para simplificar o desenvolvimento, na transformação de Park, foram utilizados:

$$\cos \theta_d = \cos(\omega_s t + \theta_s), \quad (488)$$

$$\cos \theta'_d = \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (489)$$

$$\cos \theta''_d = \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (490)$$

Desta forma:

$$\frac{d\theta_d}{dt} = \frac{d\theta'_d}{dt} = \frac{d\theta''_d}{dt} = \omega_s. \quad (491)$$

Apresentando a matriz de transformação de Park para estes resultados:

$$T_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \theta'_d & \cos \theta''_d \\ -\text{sen} \theta_d & -\text{sen} \theta'_d & -\text{sen} \theta''_d \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (492)$$

Desenvolvendo o termo  $A$ :

$$A = T_P \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_P \cdot \frac{d}{dt} \left( T_P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \right) = T_P \cdot \left( \frac{d}{dt} T_P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + T_P^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \right),$$

$$A = T_P \cdot \frac{d}{dt} T_P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + T_P \cdot T_P^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = T_P \cdot \frac{d}{dt} T_P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix},$$

$$A = T_P \cdot \frac{d}{dt} \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\text{sen} \theta_d & 1 \\ \cos \theta'_d & -\text{sen} \theta'_d & 1 \\ \cos \theta''_d & -\text{sen} \theta''_d & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix},$$

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_P \cdot \begin{bmatrix} -\text{sen } \theta_d & -\text{cos } \theta_d & 0 \\ -\text{sen } \theta'_d & -\text{cos } \theta'_d & 0 \\ -\text{sen } \theta''_d & -\text{cos } \theta''_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta_d}{dt} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix},$$

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{cos } \theta_d & \text{cos } \theta'_d & \text{cos } \theta''_d \\ -\text{sen } \theta_d & -\text{sen } \theta'_d & -\text{sen } \theta''_d \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\text{sen } \theta_d & -\text{cos } \theta_d & 0 \\ -\text{sen } \theta'_d & -\text{cos } \theta'_d & 0 \\ -\text{sen } \theta''_d & -\text{cos } \theta''_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta_d}{dt} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -i_q \\ id \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta_d}{dt} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_q \\ id \\ 0 \end{bmatrix} \omega_s + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (493)$$

Desenvolvendo o termo B:

$$B = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{cos } \theta_d & \text{cos } \theta'_d & \text{cos } \theta''_d \\ -\text{sen } \theta_d & -\text{sen } \theta'_d & -\text{sen } \theta''_d \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}, \quad (494)$$

Desenvolvendo o termo C:

$$C = T_P \cdot \begin{bmatrix} v_{as} - v_{ai} \\ v_{bs} - v_{bi} \\ v_{cs} - v_{ci} \end{bmatrix} = T_P \cdot \left( \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ai} \\ v_{bi} \\ v_{ci} \end{bmatrix} \right) = T_P \cdot \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} - T_P \cdot \begin{bmatrix} v_{ai} \\ v_{bi} \\ v_{ci} \end{bmatrix}, \quad (495)$$

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s \cdot T_P \cdot \begin{bmatrix} \text{cos}(\omega_s \cdot t + \theta_s) \\ \text{cos}\left(\omega_s \cdot t + \theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\left(\omega_s \cdot t + \theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot T_P \cdot \begin{bmatrix} \text{cos}(\omega_i \cdot t + \theta_i) \\ \text{cos}\left(\omega_i \cdot t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{cos}\left(\omega_i \cdot t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (496)$$

Segue o desenvolvimento do termo C:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s \cdot T_P \cdot \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta_d) \\ \text{cos}(\theta'_d) \\ \text{cos}(\theta''_d) \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot T_P \cdot \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta_d + \delta) \\ \text{cos}(\theta'_d + \delta) \\ \text{cos}(\theta''_d + \delta) \end{bmatrix}, \quad (497)$$

Desenvolvendo as tensões do sistema:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{cos } \theta_d & \text{cos } \theta'_d & \text{cos } \theta''_d \\ -\text{sen } \theta_d & -\text{sen } \theta'_d & -\text{sen } \theta''_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ai} \\ v_{bi} \\ v_{ci} \end{bmatrix},$$



$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \theta'_d & \cos \theta''_d \\ -\text{sen } \theta_d & -\text{sen } \theta'_d & -\text{sen } \theta''_d \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_d + \delta) \\ \cos(\theta'_d + \delta) \\ \cos(\theta''_d + \delta) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \end{bmatrix} \quad (498)$$

Este desenvolvimento resulta em:

$$C = V_s \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (499)$$

Substituindo os valores encontrados para os termos  $A$ ,  $B$ , e  $C$ , obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_q \\ id \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \omega = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot \left( V_s \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \\ 0 \end{bmatrix} \right). \quad (500)$$

Organizando estes termos:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} -i_q \\ id \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \omega - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot \left( V_s \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \\ 0 \end{bmatrix} \right),$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_q \\ -id \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \omega - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{V_i}{L} \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s - \frac{V_i}{L} \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (501)$$

Outra opção é dada por:

$$L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L & 0 \\ -\omega L & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s - V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\text{sen } \delta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (502)$$

### E.3.1. Desenvolvimento da expressão para o modelo em Park com componentes de seqüência negativa

Aplicando a transformação de Park nas tensões de seqüência negativa, repete-se os procedimentos apresentados no desenvolvimento do termo C. Porém, neste caso:

$$C_- = T_P \cdot \begin{bmatrix} v_{as-} \\ v_{bs-} \\ v_{cs-} \end{bmatrix}, \quad (503)$$

Ou seja,

$$C_- = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s-} \cdot T_P \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \theta_{s-}) \\ \cos\left(\omega_s t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (504)$$

Este termo desenvolvido resulta na seguinte expressão:

$$C_- = V_{s-} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ -\sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (505)$$

Observa-se que o termo  $\theta_{s+}$  obtido acima é resultado da referência utilizada na transformação de Park em (434).

Este último desenvolvimento somado aos anteriores resulta em:

$$L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L & 0 \\ -\omega L & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_s - V_i \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix} + V_{s-} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ -\sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (506)$$

#### E.4. Linearização do Modelo por Park

Para a expressão apresentada:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d^*}{dt^*} \\ \frac{di_q^*}{dt^*} \\ \frac{dv_{cc}^*}{dt^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K \cos \delta}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & -\frac{K \sin \delta}{L_s^*} \\ \frac{K}{C^*} \cos \delta & \frac{K}{C^*} \sin \delta & \frac{-1}{R_{cc}^* C^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ v_{cc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s^*} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s^* . \quad (507)$$

Considerando o desenvolvimento apresentado em Ogata [183], para uma função onde são consideradas duas entradas:

$$y = f(x_1, x_2), \quad (508)$$

O desenvolvimento desta, por série de Taylor resulta em:

$$y = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2) + \left[ \frac{\partial f}{\partial x_1} (x_1 - \bar{x}_1) + \frac{\partial f}{\partial x_2} (x_2 - \bar{x}_2) \right] + \dots \quad (509)$$

Para o ponto de operação representado, e desprezando os termos de ordens mais altas, pode-se escrever que:

$$y - \bar{y} = K_1(x_1 - \bar{x}_1) + K_2(x_2 - \bar{x}_2). \quad (510)$$

Onde:

$$K_1 = \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2}, \quad (511)$$

$$K_2 = \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2}. \quad (512)$$

Aplicando este desenvolvimento em (471), sendo:

$$y = f(\delta, K), \quad (513)$$

Tem-se que:

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K_o \cos \delta_o}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & -\frac{K_o \sin \delta_o}{L_s^*} \\ \frac{K_o}{C^*} \cos \delta_o & \frac{K_o}{C^*} \sin \delta_o & \frac{-1}{R_{cc}^* C^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}^* \\ i_{qo}^* \\ v_{cco}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s^*} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{so}^* \quad (514)$$

$$K_1 = \left. \frac{\partial f}{\partial \delta} \right|_{\delta=\delta_o, K=K_o} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K_o \text{sen } \delta_o}{L_s^*} \\ 0 & 0 & -\frac{K_o \text{cos } \delta_o}{L_s^*} \\ -\frac{K_o}{C^*} \text{sen } \delta_o & \frac{K_o}{C^*} \text{cos } \delta_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}^* \\ i_{qo}^* \\ v_{cco}^* \end{bmatrix}, \quad (515)$$

$$K_2 = \left. \frac{\partial f}{\partial K} \right|_{\delta=\delta_o, K=K_o} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{\text{cos } \delta_o}{L_s^*} \partial K(K_o) \\ 0 & 0 & -\frac{\text{sen } \delta_o}{L_s^*} \partial K(K_o) \\ \frac{\text{cos } \delta_o}{C^*} \partial K(K_o) & \frac{\text{sen } \delta_o}{C^*} \partial K(K_o) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do}^* \\ i_{qo}^* \\ v_{cco}^* \end{bmatrix} \quad (516)$$

$$\Delta \delta = \delta - \delta_o, \quad (517)$$

$$\Delta K = K - K_o, \quad (518)$$

$$\Delta V_s = V_s - V_{so}. \quad (519)$$

O resultado do desenvolvimento de linearização é dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta i_q^* \\ \Delta v_{cc}^* \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K_o \text{cos } \delta_o}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & -\frac{K_o \text{sen } \delta_o}{L_s^*} \\ \frac{K_o \text{cos } \delta_o}{C^*} & \frac{K_o \text{sen } \delta_o}{C^*} & -\frac{1}{R_{cc} C^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d^* \\ \Delta v_q^* \\ \Delta v_{cc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s^*} & \frac{K_o \text{sen } \delta_o v_{cco}^*}{L_s^*} & -\frac{\text{cos } \delta_o}{L_s^*} v_{cco}^* \partial K(K_o) \\ 0 & -\frac{K_o \text{cos } \delta_o v_{cco}^*}{L_s^*} & -\frac{\text{sen } \delta_o}{L_s^*} v_{cco}^* \partial K(K_o) \\ 0 & \frac{K_o}{C^*} (\text{cos } \delta_o i_{qo}^* - \text{sen } \delta_o i_{do}^*) & \frac{\text{cos } \delta_o i_{do}^* + \text{sen } \delta_o i_{qo}^*}{C^*} \partial K(K_o) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_s \\ \Delta \delta \\ \Delta K \end{bmatrix} \right\} \quad (520)$$

## E.5. Linearização do Modelo por Park com Seqüência Negativa

Para a expressão apresentada (24):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{cc}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_1}{L_s} \cos \delta \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_1}{L_s} \sin \delta \\ \frac{K_1}{C} \cos \delta & -\frac{K_1}{C} \sin \delta & \frac{-1}{R_{csp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) + V_{i-} \sin(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (24)$$

a linearização de (24) os seguintes termos:

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_{1o}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{K_{o1}}{C} \cos \delta_o & -\frac{K_{1o}}{C} \sin \delta_o & \frac{-1}{R_{csp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \\ v_{cco} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) + V_{i-} \sin(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (521)$$

O resultado da linearização do modelo resulta na seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\Delta i_d}{dt} \\ \frac{d\Delta i_q}{dt} \\ \frac{d\Delta v_{cc}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_{1o}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{K_{1o}}{C} \cos \delta_o & -\frac{K_{1o}}{C} \sin \delta_o & \frac{-1}{R_{csp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta v_{cc} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} & V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ 0 & -V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s-}) + V_{i-} \sin(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \end{aligned} \quad (522)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{K_{1o}}{L_s} \text{sen } \delta_o v_{cco} & -\frac{\cos \delta_o}{L_s} \partial K_1(K_{1o}) v_{cco} \\ \frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o v_{cco} & \frac{\text{sen } \delta_o}{L_s} \partial K_1(K_{1o}) v_{cco} \\ -\frac{K_{1o}}{C} (\text{sen } \delta_o i_{do} - \cos \delta_o i_{qo}) & \left( \frac{\cos \delta_o}{C} i_{do} - \frac{\text{sen } \delta_o}{C} i_{qo} \right) \partial K_1(K_{1o}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta K \end{bmatrix}.$$

Para K constante, a expressão é reduzida para:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta i_d}{dt} \\ \frac{d\Delta i_q}{dt} \\ \frac{d\Delta v_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{K_{1o}}{L_s} \text{sen } \delta_o \\ \frac{K_{1o}}{C} \cos \delta_o & -\frac{K_{1o}}{C} \text{sen } \delta_o & \frac{-1}{R_{ccp} C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta v_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} & V_{s-} \cos(2\omega t + \theta_{s-}) - V_{i-} \cos(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ 0 & -V_{s-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{s-}) + V_{i-} \text{sen}(2\omega t + \theta_{i-}) - V_{i3h} \text{sen}(2\omega t + \theta_{i3h}) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{1o}}{L_s} \text{sen } \delta_o v_{cco} \\ \frac{K_{1o}}{L_s} \cos \delta_o v_{cco} \\ -\frac{K_{1o}}{C} (\text{sen } \delta_o i_{do} - \cos \delta_o i_{qo}) \end{bmatrix} \Delta \delta. \quad (523)$$

## E.6. Normalização do Modelo Matemático do STATCOM

Uma forma de simplificar as análises seguintes é realizar a normalização matemática da expressão apresentada em (30) inicialmente dividindo os termos pela frequência base do sistema,  $\omega$ , o que resulta em:

$$\frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} sI_d(s) \\ sI_q(s) \\ sV_{cc}(s) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\omega L_s} & 1 & -\frac{K_1}{\omega L_s} \\ -1 & -\frac{R_s}{\omega L_s} & 0 \\ \frac{K_1}{\omega C} & 0 & \frac{-1}{R_{ccp}\omega C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \\ V_{cc}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{\omega L_s} \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - V_{i-} \cos(\theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(\theta_{i3h})) + (-2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-}) - V_{i-} \sin(\theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(\theta_{i3h})))]}{\omega L_s (s^2 + 4\omega^2)} & 0 \\ 0 & \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-}) + V_{i-} \sin(\theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(\theta_{i3h})) + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - V_{i-} \cos(\theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(\theta_{i3h}))]}{\omega L_s (s^2 + 4\omega^2)} & \frac{K_1}{\omega L_s} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \Delta\delta(s) \end{bmatrix} \right\} \quad (524)$$

Para as bases do sistema CA dadas por:

$$I_{base} = \frac{S_{base}}{\sqrt{3}V_{base}} \text{ e } Z_{base} = \frac{V_{base}}{\sqrt{3}I_{base}} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}}, \quad (525)$$

define-se que as as bases do sistema CC são dadaspor:

$$V_{ccbase}, I_{ccbase} \text{ e } R_{ccbase} = \frac{V_{ccbase}}{I_{ccbase}}. \quad (526)$$

Indicando os valores normalizados indicados por (\*), segue que:

$$X_{Ls}^* = \frac{X_{Ls}}{Z_{base}} = \frac{\omega L_s}{\omega L_{base}} = \frac{L_s}{L_{base}} = L_s^*, \quad (527)$$

$$\frac{i_{cc}}{I_{ccbase}} = C \frac{dv_{cc}}{dt} \frac{1}{I_{ccbase}} \rightarrow i_{cc}^* = C \frac{dv_{cc}}{dt} \frac{1}{\left( \frac{V_{ccbase}}{R_{ccbase}} \right)} \rightarrow$$
(528)

$$\rightarrow i_{cc}^* = CR_{ccbase} \frac{dv_{cc}^*}{dt} \rightarrow C^* = CR_{ccbase}$$

$$R^* = \frac{R}{Z_{base}} = R^*,$$
(529)

$$\sigma^* = \frac{1}{\omega},$$
(530)

$$\frac{V_{ca}}{V_{base}} = \frac{K_1 v_{cc}}{V_{ccbase}} \rightarrow V_{ca}^* = v_{cc}^*.$$
(531)

Estes valores normalizados resultam nas seguintes alterações de (30):

$$\begin{bmatrix} sI_d^*(s) \\ sI_q^*(s) \\ sV_{cc}^*(s) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 1 & -\frac{K_1}{L_s^*} \\ -1 & -\frac{R_s^*}{L_s^*} & 0 \\ \frac{K_1}{C^*} & 0 & -\frac{1}{C^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^*(s) \\ I_q^*(s) \\ V_{cc}^*(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_c^*}{L_s^*} \frac{[s(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - V_{i-} \cos(\theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(\theta_{i3h})) + \\ - 2\omega(V_{s-} \sin(\theta_{s-}) - V_{i-} \sin(\theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(\theta_{i3h}))]}{L_s^*(s^2 + 4\omega^2)} & 0 \\ 0 & \frac{[s(-V_{s-} \sin(\theta_{s-}) + V_{i-} \sin(\theta_{i-}) - V_{i3h} \sin(\theta_{i3h})) + \\ + 2\omega(V_{s-} \cos(\theta_{s-}) - V_{i-} \cos(\theta_{i-}) - V_{i3h} \cos(\theta_{i3h}))]}{L_s^*(s^2 + 4\omega^2)} & \frac{K_1}{L_s^*} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \Delta\delta(s) \end{bmatrix} \right\}. \quad (532)$$



## F. Dados dos Modelos Digitais de STATCOMs

### F.1. Dados dos Transformadores do STATCOM 48 Pulsos

Tabela A16 - Dados do transformador de acoplamento do STATCOM de 48 pulsos.

Potência	600 kVA		n1:n2	7,8409 : 1	
Primário Y			Secundário Y		
Tensão <sub>ff</sub>	13,8 kV		Tensão <sub>ff</sub>	1760,0 V	
Tensão <sub>fn</sub>	7,97 kV		Tensão <sub>fn</sub>	1016,14 V	
Corrente	25,10 A		Corrente	196,8 A	
Impedância (base)	317,4 Ω		Impedância	5,16 Ω	
Reatância (5%)	15,87 Ω		Reatância (5%)	258,13 mΩ	
	L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2		L <sub>2</sub>	L <sub>2</sub> /2
Indutância	42,10 mH	21,05 mH	Indutância	0,685 mH	0,342 mH
	R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2		R <sub>2</sub>	R <sub>2</sub> /2
Resistência (0,1%)	0,317 Ω	0,159 Ω	Resistência (0,1%)	5,163 mΩ	2,581 mΩ

Tabela A17 - Dados dos transformadores zigzag para atraso de 0° do STATCOM de 48 pulsos.

	Transformador 1			
	Potência	75 kVA		
	N1:N2	1 : 1		
	Primário 1	Secundário 1		
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	220,0 V		
Tensão <sub>f<sub>n</sub></sub>	127 V	127 V		
Corrente	196,8 A	196,8 A		
Z	645 mΩ	645 mΩ		
X (5%)	32,27 mΩ	32,27 mΩ		
L	0,0856 mH	0,0856 mH		
L/2	0,0428 mH	0,0428 mH		
R (0,1%)	0,6453 mΩ	0,6453 mΩ		
R/2	0,3227 mΩ	0,3227 mΩ		

Tabela A18 - Dados dos transformadores zigzag para atraso de 7,5° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	69 kVA	Potência	11 KVA
	N1:N2	1 : 0.9161	N1:N2	1 : 0.1507
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	201,5 V	220 V	33,16 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	116,4 V	127 V	19,14 V
Corrente	181,08 A	197,66 A	28,87 A	191,53 A
Z	701 mΩ	589 mΩ	4,4 Ω	100 mΩ
X (5%)	35,07 mΩ	29,43 mΩ	220 mΩ	5 mΩ
L	0,0093 mH	0,078 mH	0,584 mH	0,013 mH
L/2	0,047 mH	0,039 mH	0,292 mH	0,007 mH
R (0,1%)	0,701 mΩ	0,589 mΩ	4,4 mΩ	0,100 mΩ
R/2	0,351 mΩ	0,294 mΩ	2,2 mΩ	0,05 mΩ

Tabela A19 - Dados dos transformadores zigzag para atraso de 15° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	61 kVA	Potência	22 KVA
	N1:N2	1 : 0.8165	N1:N2	1 : 0.2989
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	179,6 V	220 V	65,75 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	103,7 V	127 V	37,96 V
Corrente	160,08 A	196,06 A	57,74 A	193,19 A
Z	793 mΩ	529 mΩ	2,2 Ω	196 mΩ
X (5%)	39,67 mΩ	26,45 mΩ	110 mΩ	9,82 mΩ
L	0,105 mH	0,070 mH	0,292 mH	0,026 mH
L/2	0,053 mH	0,035 mH	0,146 mH	0,013 mH
R (0,1%)	0,793 mΩ	0,529 mΩ	2,2 mΩ	0,196 mΩ
R/2	0,397 mΩ	0,264 mΩ	1,1 mΩ	0,098 mΩ

Tabela A20 - Dados dos transformadores zigzague para atraso de 22,5° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	53 kVA	Potência	33 KVA
	N1:N2	1 : 0.7029	N1:N2	1 : 0.4419
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	154,6 V	220 V	97,21 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	89,3 V	127 V	56,13 V
Corrente	139,09 A	197,87 A	86,60 A	195,98 A
Z	913 mΩ	451 mΩ	1,467 Ω	268 mΩ
X (5%)	45,66 mΩ	22,56 mΩ	73,33 mΩ	14,32 mΩ
L	0,121 mH	0,060 mH	0,195 mH	0,038 mH
L/2	0,061 mH	0,030 mH	0,097 mH	0,019 mH
R (0,1%)	0,913 mΩ	0,451 mΩ	1,467 mΩ	0,286 mΩ
R/2	0,457 mΩ	0,226 mΩ	0,733 mΩ	0,143 mΩ

Tabela A21 - Dados dos transformadores zigzague para atraso de 30° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	53 kVA	Potência	33 KVA
	N1:N2	1 : 0.5774	N1:N2	1 : 0.5774
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	127 V	220 V	127 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	73,3 V	127 V	73,3 V
Corrente	112,85 A	195,45 A	112,85 A	195,45 A
Z	1,126 Ω	375 mΩ	1,126 Ω	375 mΩ
X (5%)	56,28 mΩ	18,76 mΩ	56,28 mΩ	18,76 mΩ
L	0,149 mH	0,050 mH	0,149 mH	0,050 mH
L/2	0,075 mH	0,025 mH	0,075 mH	0,025 mH
R (0,1%)	1,126 mΩ	0,375 mΩ	1,126 mΩ	0,375 mΩ
R/2	0,563 mΩ	0,188 mΩ	0,563 mΩ	0,188 mΩ

Tabela A22 - Dados dos transformadores zigzague para atraso de 37,5° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	33 kVA	Potência	53 KVA
	N1:N2	1 : 0.4419	N1:N2	1 : 0.7029
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	97,2 V	220 V	154,65 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	56,1 V	127 V	89,29 V
Corrente	86,60 A	195,98 A	139,09 A	197,87 A
Z	1,467 Ω	286 mΩ	0,913 Ω	451 mΩ
X (5%)	73,33 mΩ	14,32 mΩ	45,66 mΩ	22,56 mΩ
L	0,195 mH	0,038 mH	0,121 mH	0,060 mH
L/2	0,097 mH	0,019 mH	0,061 mH	0,030 mH
R (0,1%)	1,467 mΩ	0,286 mΩ	0,913 mΩ	0,451 mΩ
R/2	0,733 mΩ	0,143 mΩ	0,457 mΩ	0,226 mΩ

Tabela A23 - Dados dos transformadores zigzag para atraso de 45° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	33 kVA	Potência	53 KVA
	N1:N2	1 : 0.2989	N1:N2	1 : 0.8165
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	65,75 V	220 V	179,6 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	37,96 V	127 V	103,7 V
Corrente	57,74 A	193,19 A	160,08 A	196,06 A
Z	2,2 Ω	196 mΩ	793 mΩ	529 mΩ
X (5%)	110 mΩ	9,82 mΩ	39,67 mΩ	26,45 mΩ
L	0,292 mH	0,026 mH	0,105 mH	0,070 mH
L/2	0,146 mH	0,013 mH	0,053 mH	0,035 mH
R (0,1%)	2,2 mΩ	0,196 mΩ	0,793 mΩ	0,529 mΩ
R/2	1,1 mΩ	0,098 mΩ	0,397 mΩ	0,264 mΩ

Tabela A24 - Dados dos transformadores zigzag para atraso de 52,5° do STATCOM de 48 pulsos.

	Enrolamento 1		Enrolamento 2	
	Potência	33 kVA	Potência	53 KVA
	N1:N2	1 : 0.1507	N1:N2	1 : 0.9161
	Primário 1	Secundário 1	Primário 2	Secundário 2
Tensão <sub>ff</sub>	220 V	33,16 V	220 V	201,5 V
Tensão <sub>fn</sub>	127 V	19,14 V	127 V	116,4 V
Corrente	28,87 A	191,53 A	181,08 A	197,66 A
Z	4,4 Ω	100 mΩ	701 mΩ	589 mΩ
X (5%)	220 mΩ	5 mΩ	35,07 mΩ	29,43 mΩ
L	0,584 mH	0,013 mH	0,0093 mH	0,078 mH
L/2	0,292 mH	0,007 mH	0,047 mH	0,039 mH
R (0,1%)	4,4 mΩ	0,100 mΩ	0,701 mΩ	0,589 mΩ
R/2	2,2 mΩ	0,05 mΩ	0,351 mΩ	0,294 mΩ

## F.2. Dados dos Transformadores do STATCOM quasi 48 Pulsos

Tabela A25 - Dados dos transformadores com ligações YY do STATCOM de quasi 48 pulsos.

Potência	75 kVA		N1:n2	1 : 1	
	Primário Y			Secundário Y	
Tensão <sub>ff</sub>	220 V		Tensão <sub>ff</sub>	220 V	
Tensão <sub>fn</sub>	127 V		Tensão <sub>fn</sub>	127 V	
Corrente	196,8 A		Corrente	196,8 A	
Impedância (base)	645 mΩ		Impedância	645 mΩ	
Reatância (5%)	32,27 mΩ		Reatância (5%)	32,27 mΩ	
	L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2		L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2
Indutância	0,856 mH	0,0428 mH	Indutância	0,0856 mH	0,0428 mH
	R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2		R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2
Resistência (0,1%)	0,645 mΩ	0,323 mΩ	Resistência (0,1%)	0,645 mΩ	0,323 mΩ

Tabela A26 - Dados dos transformadores com ligações YΔ do STATCOM de quasi 48 pulsos.

Potência	75 kVA		N1:n2	1 : $\sqrt{3}$	
	Primário Y			Secundário Y	
Tensão <sub>ff</sub>	220 V		Tensão <sub>ff</sub>	127 V	
Tensão <sub>fn</sub>	127 V		Tensão <sub>fn</sub>	73,33 V	
Corrente	196,8 A		Corrente	340,91 A	
Impedância (base)	645 mΩ		Impedância	215 mΩ	
Reatância (5%)	32,27 mΩ		Reatância (5%)	10,76 mΩ	
	L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2		L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2
Indutância	0,0856 mH	0,0428 mH	Indutância	0,0285 mH	0,0143 mH
	R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2		R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2
Resistência (0,1%)	0,645 mΩ	0,323 mΩ	Resistência (0,1%)	0,215 mΩ	0,108 mΩ

### F.3. Dados dos Transformadores do STATCOM PWM ST

---

*Tabela A27 - Dados do transformador de acoplamento do STATCOM PWM ST.*

Potência	600 kVA		n1:n2	28,75 : 1	
Primário Y			Secundário Y		
Tensão <sub>ff</sub>	13,8 kV		Tensão <sub>ff</sub>	480 V	
Tensão <sub>fn</sub>	7,97 kV		Tensão <sub>fn</sub>	277,13 V	
Corrente	25,10 A		Corrente	721,69 A	
Impedância (base)	317,4 Ω		Impedância	0,38 Ω	
Reatância (10%)	15,87 Ω		Reatância (10%)	38,40 mΩ	
	L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2		L <sub>2</sub>	L <sub>2</sub> /2
Indutância	84,19 mH	42,10 mH	Indutância	0,102 mH	0,051 mH
	R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2		R <sub>2</sub>	R <sub>2</sub> /2
Resistência (0,1%)	0,317 Ω	0,159 Ω	Resistência (0,1%)	5,163 mΩ	2,581 mΩ

#### F.4. Dados de Ajustes dos Resultados Analíticos do STATCOM

---

Tabela A28 - Dados de Ajustes dos Resultados Analíticos do STATCOM.

	Equação	quasi 48 pulsos	PWM ST	CR-VSC
(268)	$ v_{ai3+} _N = \frac{4K_h}{C_{pu} L_{spu}} \eta_2$	$K_h = \frac{1}{2\omega} K_1$	$K_h = \frac{2}{\omega} K_1$	$K_h = \frac{1}{2\omega} K_1$
(277)	$ i_{ai3+} _N = \frac{ v_{ai3+} _N}{L_{spu}}$	$K_h = \frac{4}{2\omega} K_1$	$K_h = K_1$	$K_h = \frac{1}{4} K_1$
(278)	$\tilde{v}_{ccN} = K_h \frac{K_1^2 \eta_2}{2\pi^2} \frac{1}{L_{spu} C_{pu}}$	$K_h = 3K_1$	$K_h = 12K_1$	$K_h = \frac{1}{4} K_1$
(282)	$ \tilde{p}_s _N = K_h \frac{\eta_2 (K_1 + 2)}{L_{spu}}$	$K_h = \frac{1}{6} K_1$	$K_h = 6K_1$	$K_h = \frac{1}{25} K_1$
(283)	$ \tilde{q}_s _N = K_h \frac{\eta_2 K_1}{L_{spu}}$	$K_h = \frac{1}{2} K_1$	$K_h = K_1$	$K_h = \frac{1}{2\omega} K_1$

### F.5. Análise das Potências Instantâneas Considerando as Perturbações de Seqüência Negativa do Sistema CA e as Perturbações de Seqüência Negativa e do Terceiro Harmônico no STATCOM

No Capítulo 2, na Seção 2.4.1 foram considerados os componentes de seqüência positiva nas tensões do sistema CA, mostradas a seguir:

$$v_{as+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s+} \cos(\omega_s t + \theta_{s+}), \quad (5)$$

$$v_{bs+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s+} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s+} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (6)$$

$$v_{cs+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s+} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s+} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (7)$$

e apenas os componentes de seqüência positiva geradas nas tensões do STATCOM:

$$v_{ai}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i1+} \cos(\omega_i t + \theta_{i1+}), \quad (11)$$

$$v_{bi}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i1+} \cos\left(\omega_i t + \theta_{i1+} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (12)$$

$$v_{ci}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i1+} \cos\left(\omega_i t + \theta_{i1+} + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (13)$$

Estas tensões resultaram nas correntes apresentadas em (70), (71) e (72) e nas potências instantâneas:

$$\bar{p}_s = \frac{V_{s+} V_{i1+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (85)$$

$$\bar{q}_s = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+} V_{i1+} \cos \delta}{\omega L_s}. \quad (86)$$

Estes resultados mostram o que ocorre na condição ideal quando o STATCOM opera num sistema balanceado, se perturbações e sem harmônicos.

No desenvolvimento da Seção 2.4.2, o componente de seqüência negativa foi introduzido na tensão do sistema CA e no desenvolvimento das potências instantâneas.

Desta forma, ao considerar as expressões:



$$v_{as-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \cos(\omega_s t + \theta_{s-}), \quad (8)$$

$$v_{bs-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s-} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (9)$$

$$v_{cs-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s-} \cos\left(\omega_s t + \theta_{s-} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (10)$$

são obtidas as correntes apresentadas em (92) e (97) e as potências instantâneas:

$$\bar{p}_s = \frac{V_{s+} V_{il+} \sin \delta}{\omega L_s}, \quad (112)$$

$$\bar{p}_{s-} = 0 \quad (113)$$

$$\tilde{p}_s = \frac{V_{s-} (V_{il+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta) + 2V_{s+} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-}))}{\omega L_s}, \quad (114)$$

$$\bar{q}_s = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+} V_{il+} \cos \delta}{\omega L_s}, \quad (115)$$

$$\bar{q}_{s-} = \frac{-V_{s-}^2}{\omega L_s} \quad (116)$$

$$\tilde{q}_s = \frac{-V_{s-} (V_{il+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta))}{\omega L_s}. \quad (117)$$

Estes resultados mostram o efeito parcial das perturbações que ocorrem nas potências instantâneas quando o componente de seqüência negativa é introduzido nas tensões do sistema CA.. No caso real, conforme demonstrado no Capítulo 3, Seção 3.6, a potência oscilante,  $\tilde{p}_s$ , provoca a oscilação da tensão do lado CC na frequência de  $2\omega$ , o que resulta, ver Seção 3.7.1, em tensões no lado CA do STATCOM compostas por componentes de seqüência negativa e por componentes de terceiro harmônico de seqüência positiva.

Caso estes harmônicos forem considerados no desenvolvimento realizado para as potências instantâneas as seguintes expressões de tensões devem ser consideradas:

$$v_{ai-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i-} \cos(\omega_i t + \theta_{i-}), \quad (533)$$

$$v_{bi-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i-} \cos\left(\omega_i t + \theta_{i-} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (534)$$

$$v_{ci-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i-} \cos\left(\omega_i t + \theta_{i-} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (535)$$

e

$$v_{ai3+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i3+} \cos(3(\omega_i t + \theta_{i3+})), \quad (536)$$

$$v_{bi3+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i3+} \cos\left(3\left(\omega_i t + \theta_{i3+} - \frac{2\pi}{3}\right)\right), \quad (537)$$

$$v_{ci3+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{i3+} \cos\left(3\left(\omega_i t + \theta_{i3+} + \frac{2\pi}{3}\right)\right), \quad (538)$$

Considerando a iteração entre o sistema CA e o STATCOM pode-se considerar que existirão as seguintes correntes na fase “a”:

$$i_{as+i+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(V_{s+} \sen(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i+} \sen(\omega t + \theta_{s+} - \delta))}{\omega L_s}, \quad (539)$$

$$i_{as+i-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(V_{s+} \sen(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i-} \sen(\omega t + \theta_{i-}))}{\omega L_s}, \quad (540)$$

$$i_{as+i3+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(3V_{s+} \sen(\omega t + \theta_{s+}) - V_{i3+} \sen(3\omega t + 3\theta_{i3+}))}{3\omega L_s}, \quad (541)$$

$$i_{as-i+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(V_{s-} \sen(\omega t + \theta_{s-}) - V_{i+} \sen(\omega t + \theta_{s+} - \delta))}{\omega L_s}, \quad (542)$$

$$i_{as-i-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(V_{s-} \sen(\omega t + \theta_{s-}) - V_{i-} \sen(\omega t + \theta_{i-}))}{\omega L_s}, \quad (543)$$

$$i_{as-i3+}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(3V_{s-} \sen(\omega t + \theta_{s-}) - V_{i3+} \sen(3\omega t + 3\theta_{i3+}))}{3\omega L_s}, \quad (544)$$

A transformação de Clarke (73) aplicada a estas tensões correntes resultam nas seguintes potências instantâneas:

$$p_{s+i+} = \frac{V_{s+} V_{i+} \sen \delta}{\omega L_s}, \quad (545)$$

$$p_{s+i-} = \frac{V_{s+} V_{i-} \sen(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{i-})}{\omega L_s}, \quad (546)$$

$$p_{s+i3+} = 0, \quad (547)$$

$$p_{s-i+} = \frac{V_{s-} V_{i+} \sen(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-} - \delta)}{\omega L_s}, \quad (548)$$

$$p_{s-i-} = \frac{V_{s-} V_{i-} \sen(\theta_{s-} - \theta_{i-})}{\omega L_s}, \quad (549)$$

$$p_{s-i3+} = 0. \quad (550)$$

e

$$q_{s+i+} = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+}V_{i1+} \cos \delta}{\omega L_s}, \quad (551)$$

$$q_{s+i-} = \frac{V_{s+}^2 - V_{s+}V_{i1+} \cos(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{\omega L_s} \quad (552)$$

$$q_{s+i3+} = \frac{V_{s+}^2}{\omega L_s}, \quad (553)$$

$$q_{s-i+} = \frac{-V_{s-}^2 + V_{s-}V_{i1+} \cos(2\omega t + \theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta)}{\omega L_s} \quad (554)$$

$$q_{s-i-} = \frac{-V_{s-}^2 + V_{s-}V_{i+} \cos(\theta_{i-} - \theta_{s-})}{\omega L_s} \quad (555)$$

$$q_{s-i3+} = \frac{V_{s-}^2}{\omega L_s}. \quad (556)$$

Além destes termos existem os termos relacionados às relações entre os componentes do lado do Sistema CA e do Lado do STATCOM. Isto resulta em corrente que relacionam as iterações entre os componentes descrita por:

$$i_{a\ s+s-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(V_{s+} \sin(\omega t + \theta_{s+}) + V_{s-} \sin(\omega t + \theta_{s-}))}{\omega L_s}, \quad (557)$$

$$i_{a\ i+i-}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(3V_{i+} \sin(\omega t + \theta_{s+} + \delta) + 3V_{i-} \sin(\omega t + \theta_{i-}) + V_{i3+} \sin(\omega t + \theta_{i3+}))}{3\omega L_s}. \quad (558)$$

E estas correntes, resultam nos seguintes componentes de potência:

$$p_{s+s-} = \frac{2V_{s+}V_{s-} \sin(2\omega t + \theta_{s+} + \theta_{s-})}{\omega L_s}, \quad (559)$$

$$p_{i+i-} = \frac{2V_{i+}V_{i-} \sin(2\omega t + \theta_{s+} - \delta + \theta_{i-})}{\omega L_s}. \quad (560)$$

Ou seja, considerar apenas os componentes de seqüência positiva e negativa nas tensões do sistema CA e o componente de seqüência positiva nas tensões do STATCOM é uma simplificação que não representa o fenômeno de forma completa apesar de facilitar o entendimento inicial do fenômeno.

Outro ponto que deve ser considerado é que a presença dos componentes de seqüência negativa e de terceiro harmônico no lado CA do STATCOM, aplicando as funções de chaveamento, geram componentes de ordens pares no lado CC do STATCOM, perturbações de freqüência,  $4\omega$ ,  $6\omega$ , e  $8\omega$  são observadas com amplitudes reduzidas e estas perturbações geram os harmônicos ímpares no lado CA do STATCOM num “loop” de harmônicos infinitos.

## F.6. Influência do Controle por Teoria de Potências Instantâneas na Geração do Terceiro Harmônico de Seqüência Positiva

---

Considerando as expressões de potência apresentadas no Apêndice F.5, nas expressões (545) a (550), e as tensões do sistema CA e do STATCOM, apresentadas também no Apêndice F.5, e convertidas para as coordenadas  $\alpha\beta$ , através da transformada de Clarke (73), tem-se que a aplicação da equação de controle através das correntes, (266), utilizando a teoria de potência instantânea e a transformação inversa de Clarke resulta nas seguintes expressões para as correntes da fase “a”:

$$i_{a\ s+i+} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{i1+} \sin \delta}{\omega L_s} \cos(\omega t + \theta_{s+}), \quad (561)$$

$$i_{a\ s+i-} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{i-}}{2\omega L_s} [\sin(3\omega t + 2\theta_{s+} + \theta_{i-}) + \sin(\omega t + \theta_{i-})], \quad (562)$$

$$i_{a\ s+i3+} = 0, \quad (563)$$

$$i_{a\ s-i+} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{i+}}{2\omega L_s} [\sin(3\omega t + 2\theta_{s-} + \theta_{s+} - \delta) + \sin(\omega t + \theta_{s+} - \delta)], \quad (564)$$

$$i_{a\ s-i-} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{i-}}{\omega L_s} \sin(\omega t + \theta_{s-}) \sin(\theta_{s-} - \theta_{i-}), \quad (565)$$

$$i_{a\ s-i3+} = 0. \quad (566)$$

Desta forma verifica-se que a presença do termo de frequência  $2\omega$  na potência real instantânea passada para o controle através de (266) resulta em termos de frequência  $3\omega$  no lado CA do STATCOM.

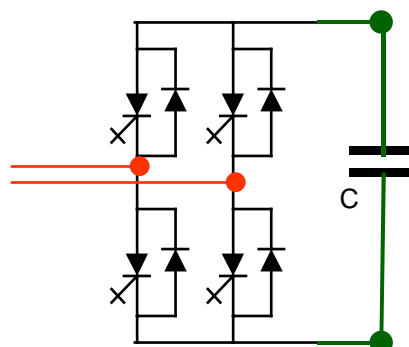
## G. STATCOM com Conversores em Cascata

O STATCOM com topologia de conversores em cascata é apresentado na *Figura 3(c)*, na Seção 1.3. Esta topologia consiste no uso em série de conversores monofásicos, do tipo ponte H, conforme mostrado na *Figura A125*. Esta ligação dos conversores em série amplia a capacidade de tensão do STATCOM Cascata e elimina harmônicos evitando o uso de transformadores especiais de acoplamento.

O diagrama da *Figura A126* mostra um exemplo de ligação de uma fase do STATCOM em Cascata. Neste diagrama cada ponte H é conectada a outra de forma a montar a amplitude de tensão desejada. Isto resulta em controles de tensão independentes para cada fase e uma resposta diferente para a presença do componente de seqüência negativa, como será mostrado a seguir.

Outro detalhe é que para cada ponte H existirá um capacitor único e dedicado, e estes capacitores não terão um elo comum em corrente contínua como é o caso no STATCOM Multipulso e no STATCOM PWM.

As formas de acionamento deste STATCOM também são variadas. Destacando-se o acionamento pela técnica PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) utilizando a frequência fundamental de chaveamento. Também pode ser usada a técnica PWM (*Pulse Width Modulation*) utilizando com frequências de chaveamento mais elevadas ( $\sim 2$  kHz). Ambos acionamentos e respectivos controles serão apresentados a seguir.



*Figura A125 - Diagrama do Conversor Ponte em H.*

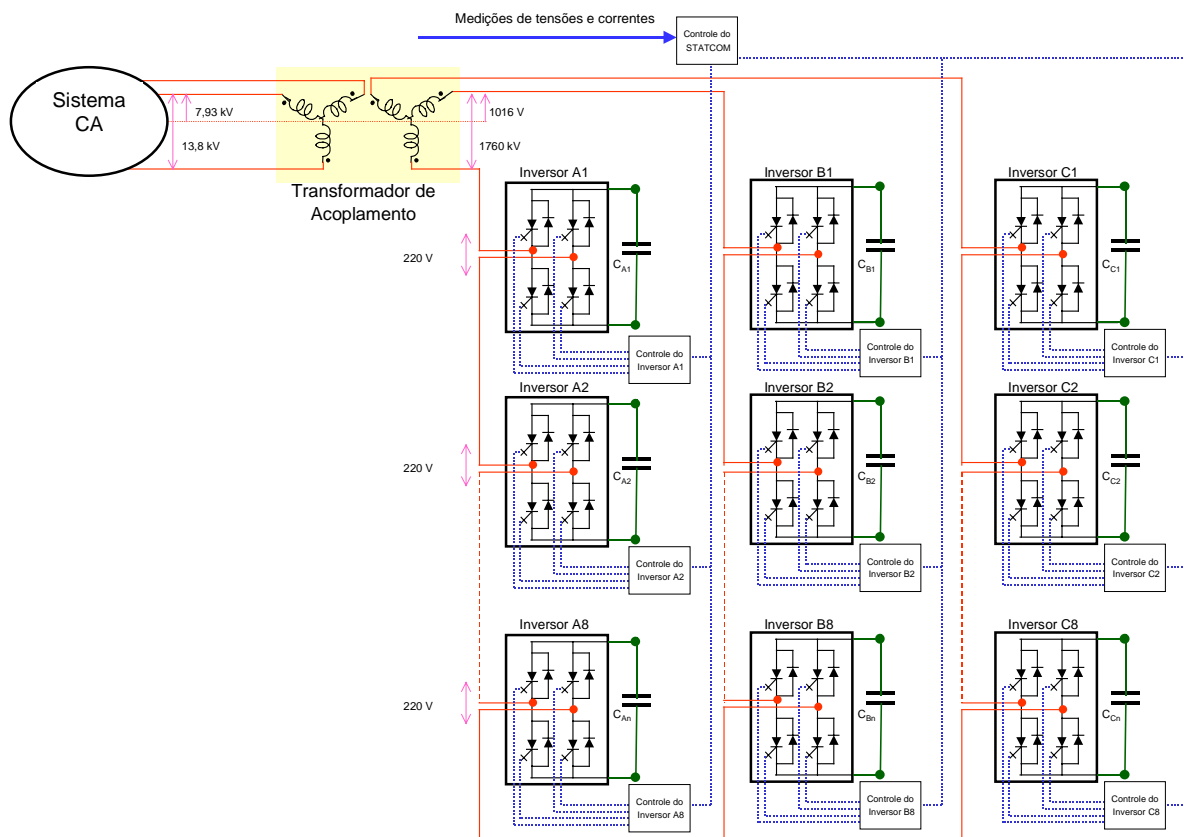


Figura A126 - Diagrama do STATCOM com conversores em Cascata.

## G.1. O STATCOM Cascata PAM

Nesta Seção serão apresentados os STATCOM com topologia em Cascata com o acionamento PAM na frequência fundamental. O controle destes STATCOMs também será apresentado, considerando o caso de uma única medição e uma única referência de potência reativa - o chamado controle integrado trifásico, e o caso do controle baseado em medições de potência reativa separadas por fases e respectivos controles monofásicos - chamado assim de controle monofásico.

### G.1.1. Controle do STATCOM Cascata PAM

O acionamento do STATCOM com Conversores em Cascata pela técnica PAM utiliza chaveamentos na frequência fundamental.

O controle básico de potência reativa utilizado nestas simulações é o mesmo controle utilizado no STATCOM Multipulso, mostrado na *Figura 25*.

Neste controle, através do sincronismo obtido pelo PLL, é realizada uma defasagem que carrega ou descarrega os capacitores do lado CC dos conversores do STATCOM em Cascata. A variação da tensão do elo CC do STATCOM controla a amplitude de tensão na saída dos conversores e por conseqüência, controla a corrente de compensação obtida.

A utilização deste controle por ser realizada de duas formas: trifásico ou monofásico.

#### **G.1.1.1. Controle Integrado Trifásico**

---

Na forma de controle trifásico, uma medição única da potência reativa trifásica na saída do STATCOM, conforme mostra o esquema da *Figura 25*, gera os sinal de controle de carga dos capacitores, através do ângulo de controle. Este ângulo é utilizado para a montagem das referências das três tensões nas fases a, b, e c, de forma simultânea.

#### **G.1.1.2. Controle Monofásico**

---

No controle monofásico, cada medição de tensão e corrente é realizado em cada fase de forma independente. Utilizando os controles mostrados na *Figura A127*, as medições de potência são realizadas para cada fase, como mostra o diagrama da *Figura A128*, e um ângulo de controle de tensão do lado CC é calculado para cada fase dos conversores do STATCOM.

No esquema de controle mostrado na *Figura A127*, a partir da medição das tensões e correntes do STATCOM são obtidos dois sinais de sincronismo através de PLLs dedicados, um para a tensão e um para a corrente. A partir do sinal dos PLLs são criadas tensões e correntes fictícias complementares. Por exemplo, a partir da fase “a”, são criadas,  $v_b'$  e  $v_c'$ , e  $i_b'$  e  $i_c'$ . A tensão e a corrente medidas e as tensões e correntes fictícias são utilizadas na expressão do valor coletivo resultando na amplitude da tensão e da corrente da fase utilizada como referência. Os filtros de segunda ordem filtram possíveis oscilações transitórias. O resultado deste controle são tensões e correntes equilibradas e trifásicas baseadas numa única fase de referência.

Utilizando estas tensões e correntes, medidas e fictícias, e o controle da *Figura A128*, que é derivado do controle da *Figura 25*, são obtidos os valores das potências real e imaginária instantâneas de cada fase de forma independente.

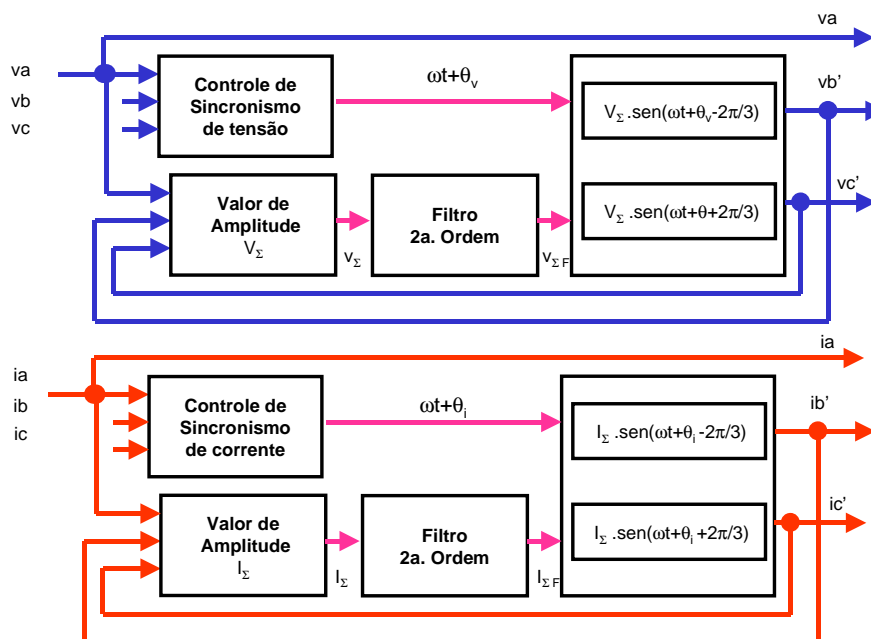


Figura A127 - Controle de monofásico - detecção de tensões e correntes.

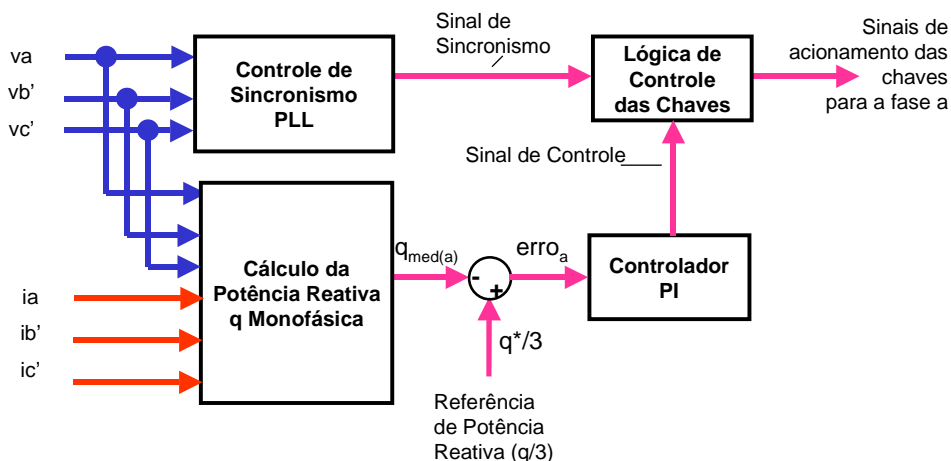


Figura A128 - Controle de monofásico - calculo de potência reativa e ângulo de controle.

### G.1.2. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM e Controle Integrado Trifásico - Operação Normal

O STATCOM Cascata PAM com controle Trifásico foi simulado utilizando a topologia proposta com oito conversores ponte H por fase. Este STATCOM foi conectado ao sistema CA com a potência de curto circuito de 100 MVA e a tensão de 13,8 kV representado por um equivalente Thévenin através de uma fonte de tensão trifásica e de uma indutância, ligada em série, com o valor de 5,05 mH.



Utilizando o transformador de acoplamento descrito na *Tabela A29* e os dados de circuitos e controles descritos na *Tabela A30*, foram realizadas as simulações digitais. Na *Tabela A30* as informações indicadas por (“) referem-se aos dados iguais aos da *Tabela 2*.

*Tabela A29 - Dados do transformador senoidal de acoplamento do STATCOM Cascata PAM.*

Potência	600 kVA		n1:n2	28,75 : 1	
Primário Y			Secundário Y		
Tensão <sub>ff</sub>	13,8 kV		Tensão <sub>ff</sub>	1760 V	
Tensão <sub>fn</sub>	7,97 kV		Tensão <sub>fn</sub>	1016,14 V	
Corrente	25,10 A		Corrente	192,82 A	
Impedância (base)	317,4 Ω		Impedância	5,16 Ω	
Reatância (5%)	15,87 Ω		Reatância (5%)	258,13 mΩ	
	L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> /2		L <sub>2</sub>	L <sub>2</sub> /2
Indutância	84,19 mH	42,10 mH	Indutância	0,685 mH	0,342 mH
	R <sub>1</sub>	R <sub>1</sub> /2		R <sub>2</sub>	R <sub>2</sub> /2
Resistência (0,1%)	0,317 Ω	0,159 Ω	Resistência (0,1%)	5,163 mΩ	2,581 mΩ

*Tabela A30 - Dados do Modelo Digital do STATCOM Cascata PAM - Controle Trifásico*

Sistema	Tensão do Sistema	“
	P <sub>cc</sub>	“
	X <sub>th</sub>	1,904 Ω = 5,05 mH (60 Hz) 0,2% (bases = 13,8 kV e 200 kVA.)
Medições	Filtro passa baixa de p e q	“
	PLL	“
	1 Transformador Abaixador	13,8 kV: 1760 V 200 kVA, X <sub>T</sub> = 5%
	8 Inversores por fase	Chaves Ideais, R <sub>Snubber</sub> = 500 Ω, C <sub>Snubber</sub> = 0,5 μF 3 x 8 x 8,5 kVA = 200 kVA
C	8 Capacitores CC por fase	10000 μF (τ <sub>c</sub> = 31,7 ms)
	V <sub>cc</sub> Base	1120 V
Controle	Controle de Potência Reativa ( $\bar{q}$ )	Entrada: erro de ( $\bar{q}$ ), K <sub>p</sub> = 0,5 rad/var, K <sub>i</sub> = 10 rad.s/var, Limites de δ = ± 60°
Simulação	Passo de Integração Fixo:	5,0 10 <sup>-6</sup> (s)
	Intervalo de Amostragem de Pontos	“

(“ ) Os dados utilizados são os mesmos da *Tabela 2*.

Os resultados obtidos para a potência imaginária instantânea, mostrada na *Figura A129*, e para a potência real instantânea, na *Figura A130*, descrevem a atuação do controle discutido.

As tensões CC nas três fases ( $v_{cca}$ ,  $v_{ccb}$  e  $v_{ccc}$ ) e a tensão CC de um dos conversores da fase “a” ( $v_{cca1}$ ), mostradas na *Figura A131*, são alteradas em função do ângulo de controle único,  $\delta$ , mostrado na *Figura A132*.

O chaveamento por forma de onda quadrada resulta nas tensões e correntes mostradas na *Figura A133*. Neste resultado verifica-se a compensação indutiva, com corrente atrasada da tensão, e a compensação capacitiva, com a corrente adiantada da tensão.

Nas análises dos harmônicos de tensão e corrente, mostrados na *Figura A134(a)* e *(b)* respectivamente, não existem outras perturbações exceto pelos harmônicos característicos do acionamento por onda quadrada.

Na *Figura A135(a)*, para a tensão do lado CC, e a *Figura A135(b)*, para a potência real instantânea, mostram que para  $q = 0$ , ou seja, quando não há compensação de potência reativa, nenhuma perturbação é observada nestes resultados, exceto pelo harmônico de ordem 6, característico do chaveamento, observado na potência real instantânea. Estes resultados, para  $q \neq 0$ , mostrados respectivamente na *Figura A136(a)* e *(b)* mostram que na tensão do lado CC ocorrem harmônicos de ordens pares 2, 4, 6, ... acompanhando o valor médio de tensão, conforme predito no Capítulo 3, na Seção 3.4.3, mas na potência real instantânea apenas ocorre apenas um pequeno acréscimo do valor do harmônico de ordem 6, já conhecido.

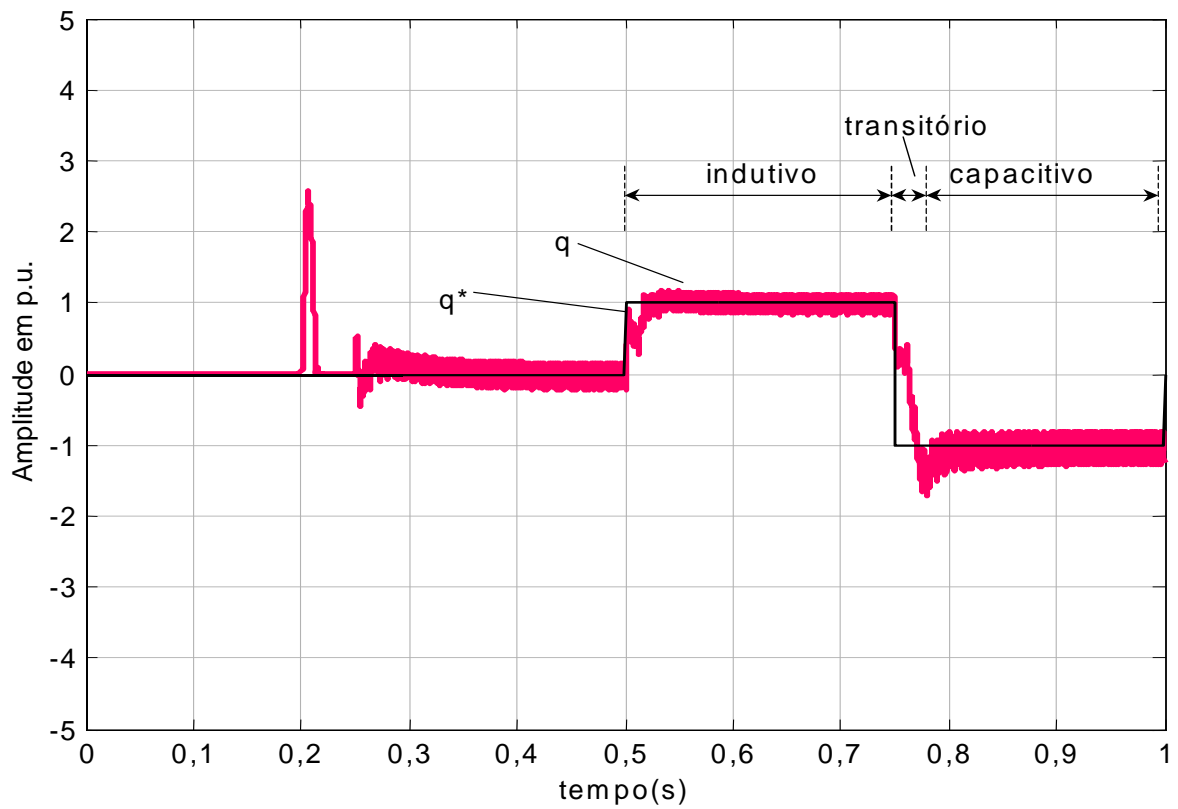


Figura A129 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - potência imaginária instantânea.

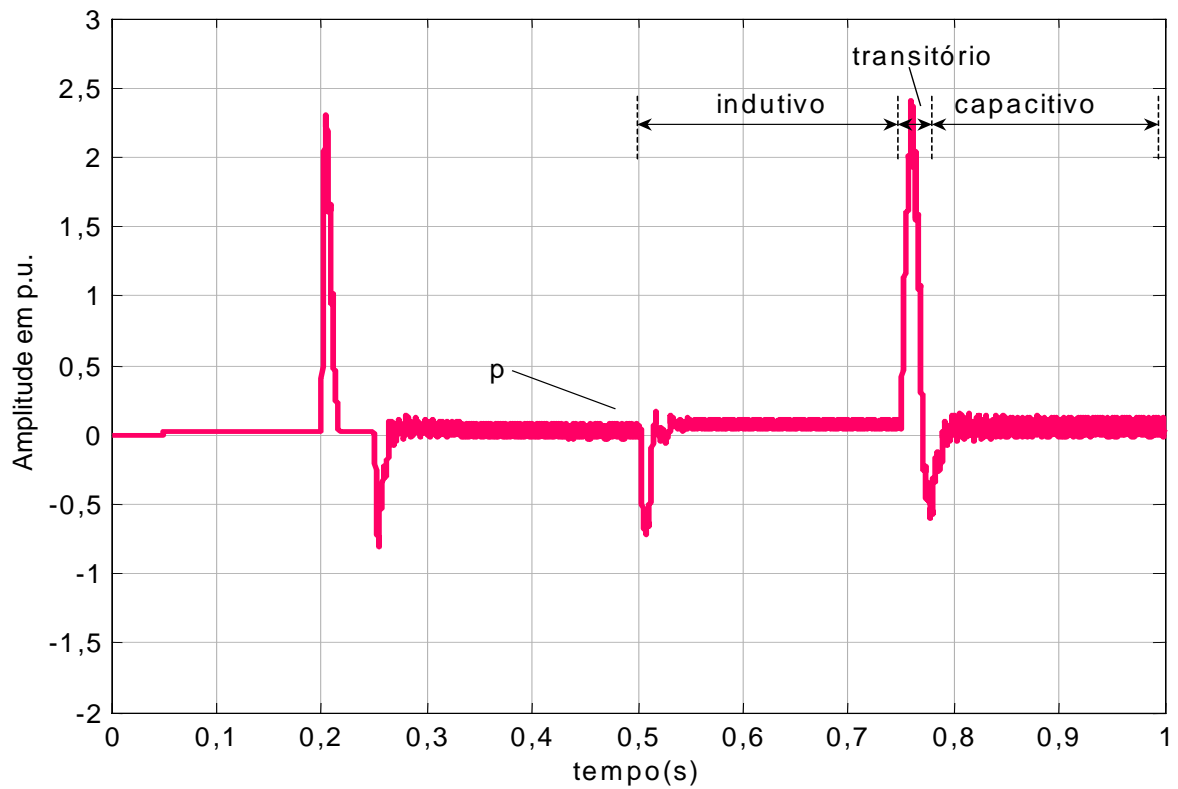


Figura A130 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - potência real instantânea.

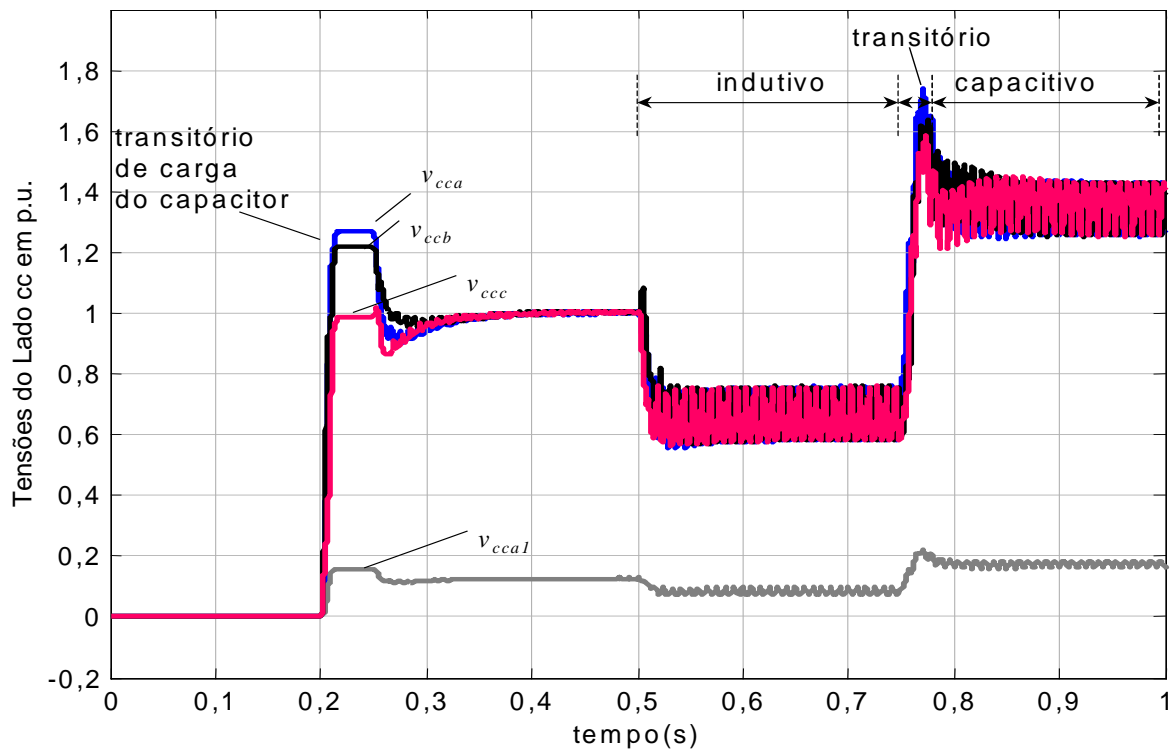


Figura A131 – STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - tensões dos lados CC - fases a, b, c.

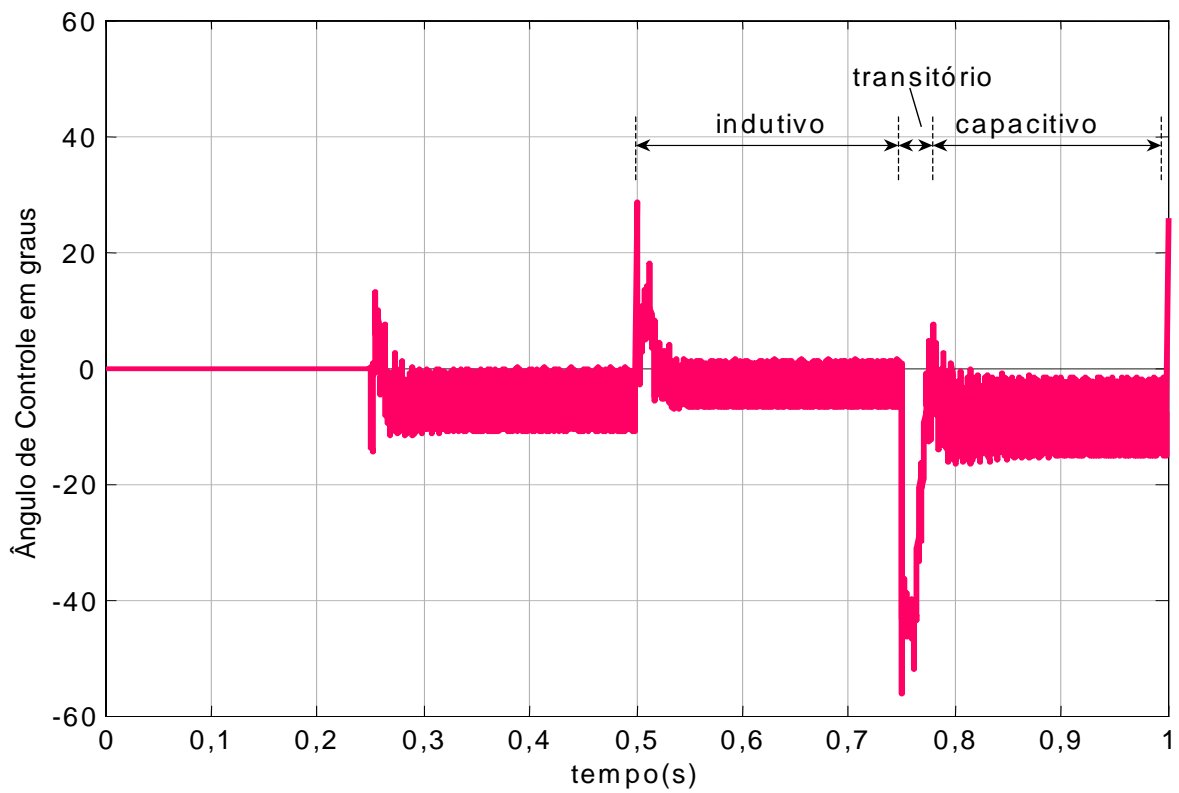


Figura A132 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - Sinal de controle da tensão do lado CC - Ângulo de controle.

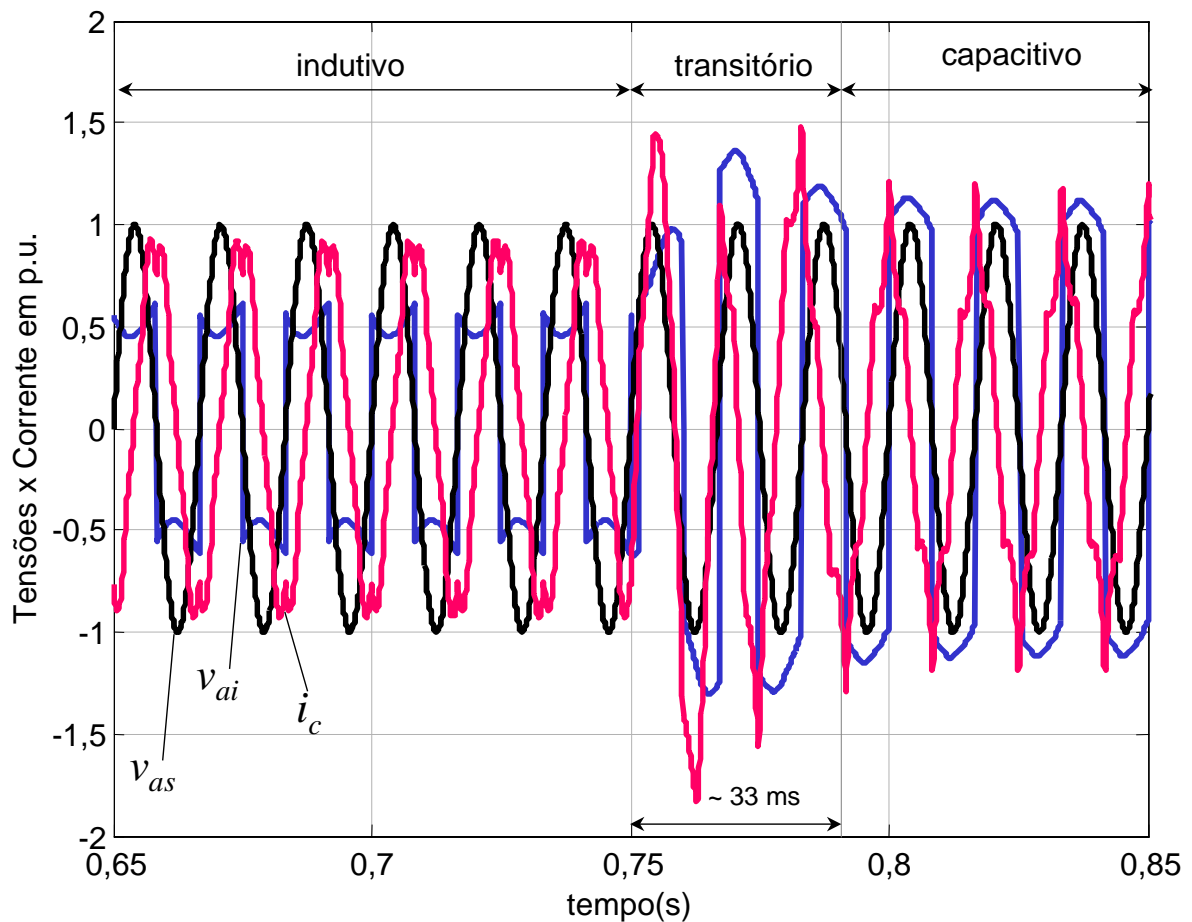


Figura A133 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - tensões do sistema CA,  $v_{as}$ , e do STATCOM,  $v_{ai}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$ .

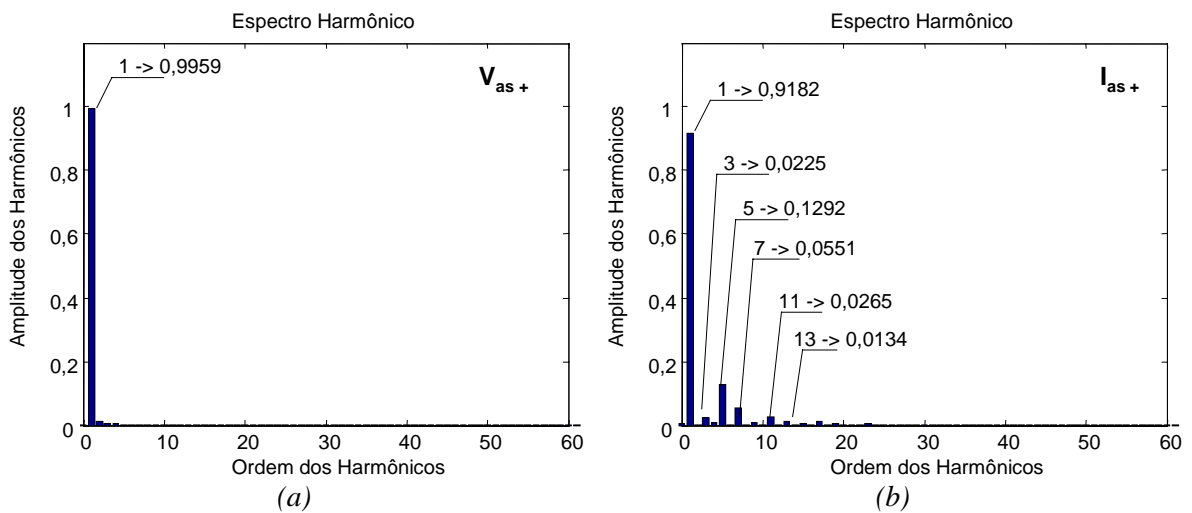


Figura A14 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - harmônicos, das tensões (a) e corrente (b) do lado CA, em p.u.

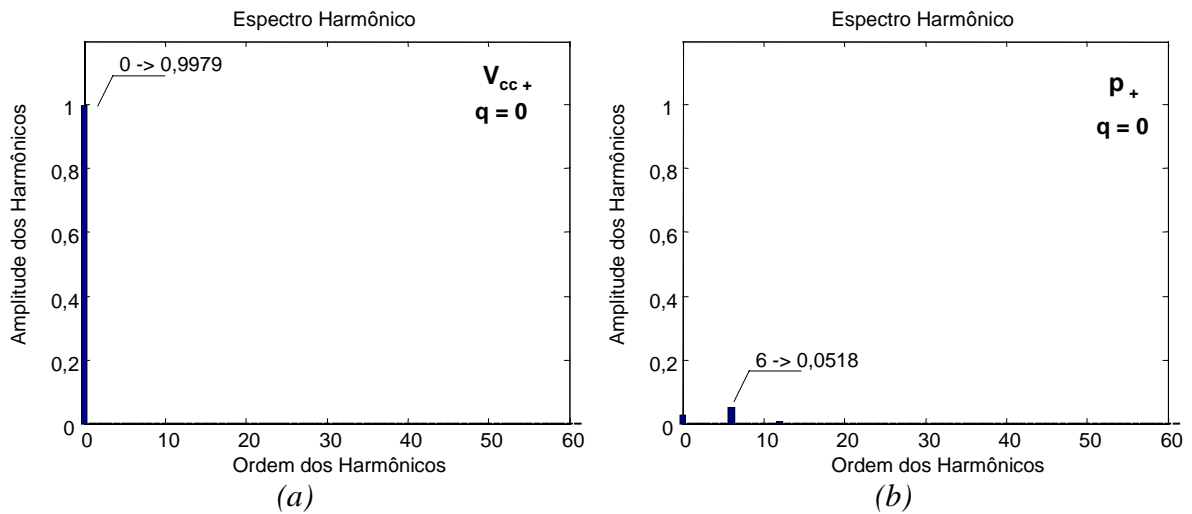


Figura A135 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) para  $q = 0$ .

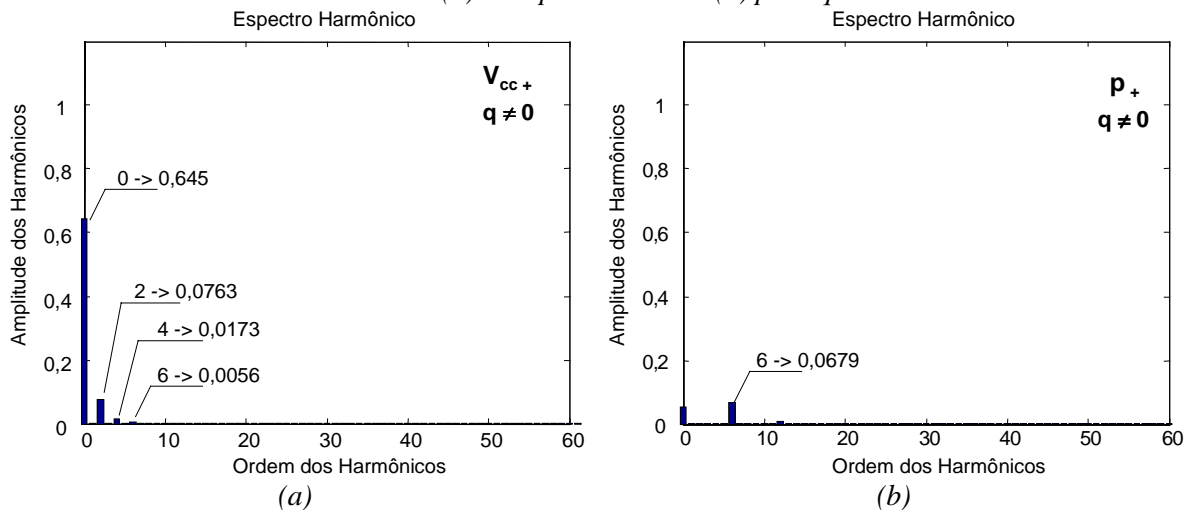


Figura A136 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) para  $q \neq 0$ .

### G.1.3. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM e Controle Integrado Trifásico com Seqüência Negativa

A presença do componente de seqüência negativa na tensão do sistema CA, com  $\eta_2 = 5\%$  introduz perturbações na operação do STATCOM com conversores em cascata com controle trifásico.

A potência instantânea imaginária total,  $q$ , mostrada na *Figura A137*, não é afetada pela presença do componente de seqüência negativa.

A potência real instantânea,  $p$ , mostrada na *Figura A138*, por outro lado, apresenta

algumas oscilações quando o STATCOM opera com valores diferentes de  $q = 0$ . O mesmo ocorre para as tensões CC das fases do STATCOM Cascata, conforme mostra a *Figura A139*. Neste resultado, comparado à *Figura A131*, destaca-se a diferença entre as amplitudes das tensões CC,  $v_{cca}$  mantém-se maior do que as outras fases. Isto é resultante das diferença de amplitudes nas tensões CA devidas à presença do componente de seqüência negativa.

O ângulo de controle, na *Figura A140*, apresenta um resultado pouco alterado pela presença do componente de seqüência negativa. Devido ao controle utilizado, trifásico, a presença de distorções no ângulo de controle só é verificada se houver distorções no sinal de potência imaginária instantânea.

As tensões e correntes da fase “a”, mostradas na *Figura A141*, comparadas aos resultados mostrados na *Figura A133*, mostram que, exceto pelo pequeno aumento da amplitude da tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , o resultado apresentado não se altera.

Na análise dos harmônicos para a tensão, fase “a”, mostrada na *Figura A142(a)*, verifica-se este pequeno aumento no valor da tensão do sistema CA, resultante da presença do componente de seqüência negativa. Na análise para a corrente de compensação desta mesma fase, mostrada na *Figura A142(b)*, comparada ao resultado mostrado na *Figura A134(b)*, mostra que ocorre um aumento do terceiro harmônico nas correntes, porém não há nenhuma mudança maior em relação aos harmônicos observados na condição de operação normal.

Na *Figura A143(a)*, a análise dos harmônicos para a tensão do lado CC, na fase “a” quando  $q = 0$  mostra um harmônico residual de freqüência  $2\omega$  e o mesmo é observado para a potência real instantânea mostrada na *Figura A143(b)*.

Para a condição de  $q \neq 0$ , a tensão do lado CC, na fase “a”, apresentada na *Figura A144(a)*, comparada à situação mostrada na *Figura A136(a)*, mostra que os harmônicos já existentes nesta situação são aumentados ligeiramente.

Para a potência real instantânea, quando compara-se a análise harmônica da a *Figura A144(b)*, com a mostrada na *Figura A136(b)*, verifica-se que o componente de seqüência negativa resulta na presença de um harmônico de ordem 2.

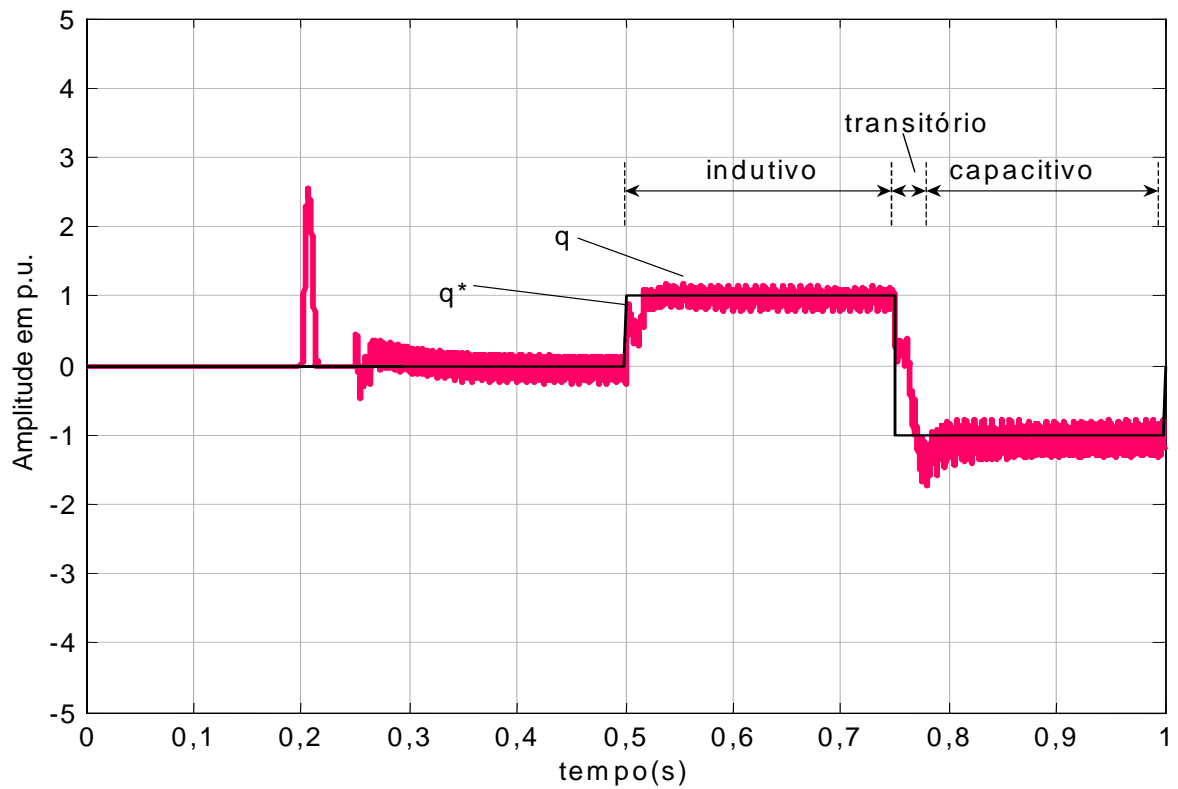


Figura A137 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

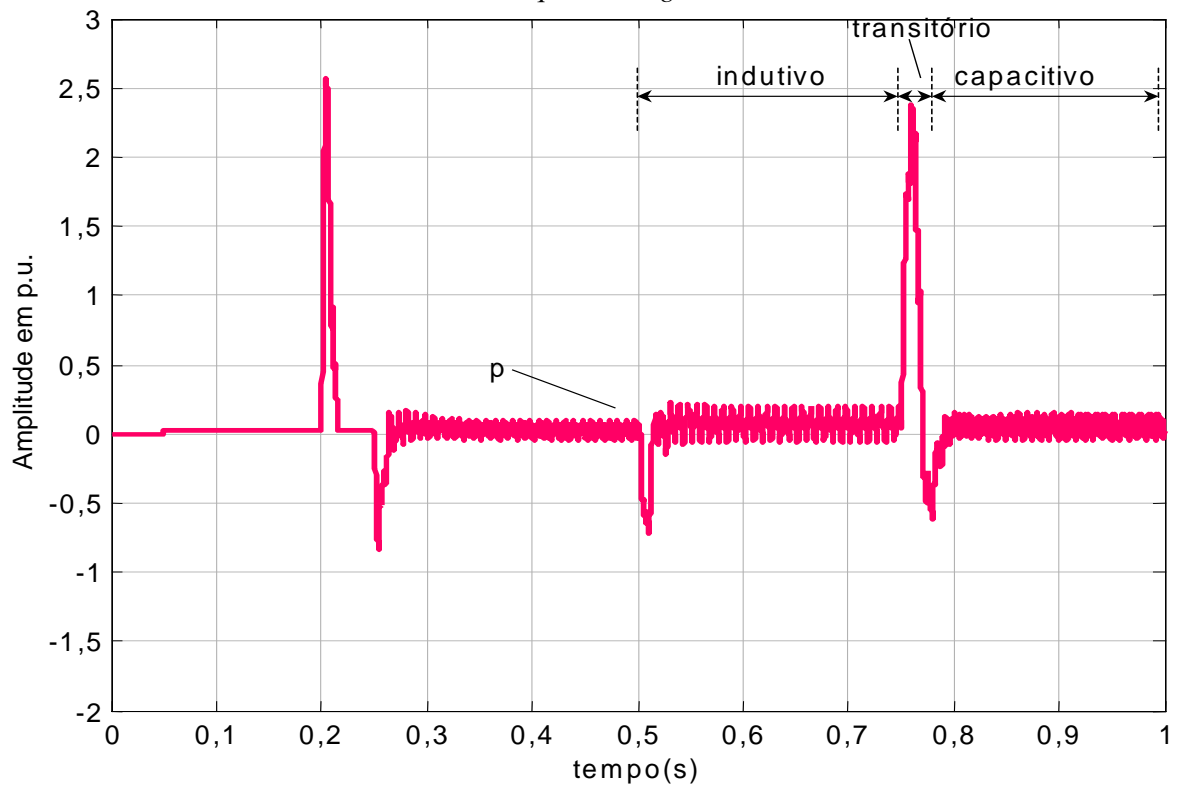


Figura A138 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - potência real instantânea - com seqüência negativa.



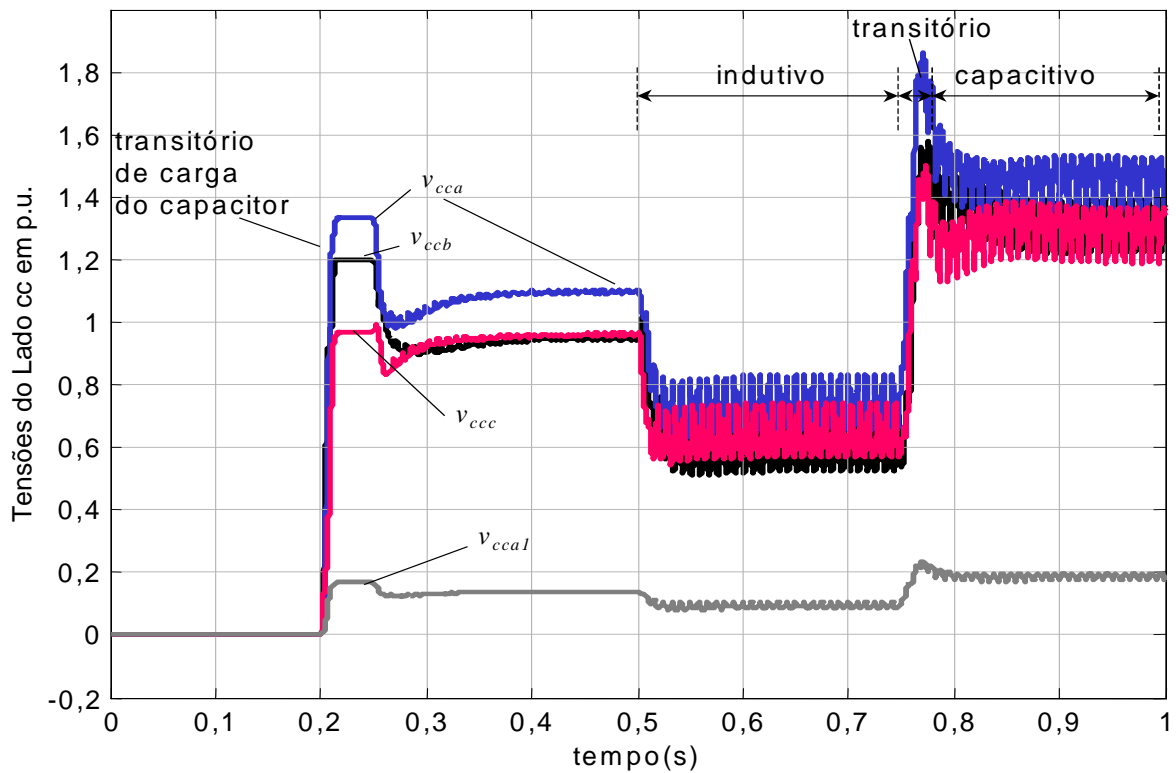


Figura A139 – STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - tensões dos lados CC - fases a, b, c - com seqüência negativa.

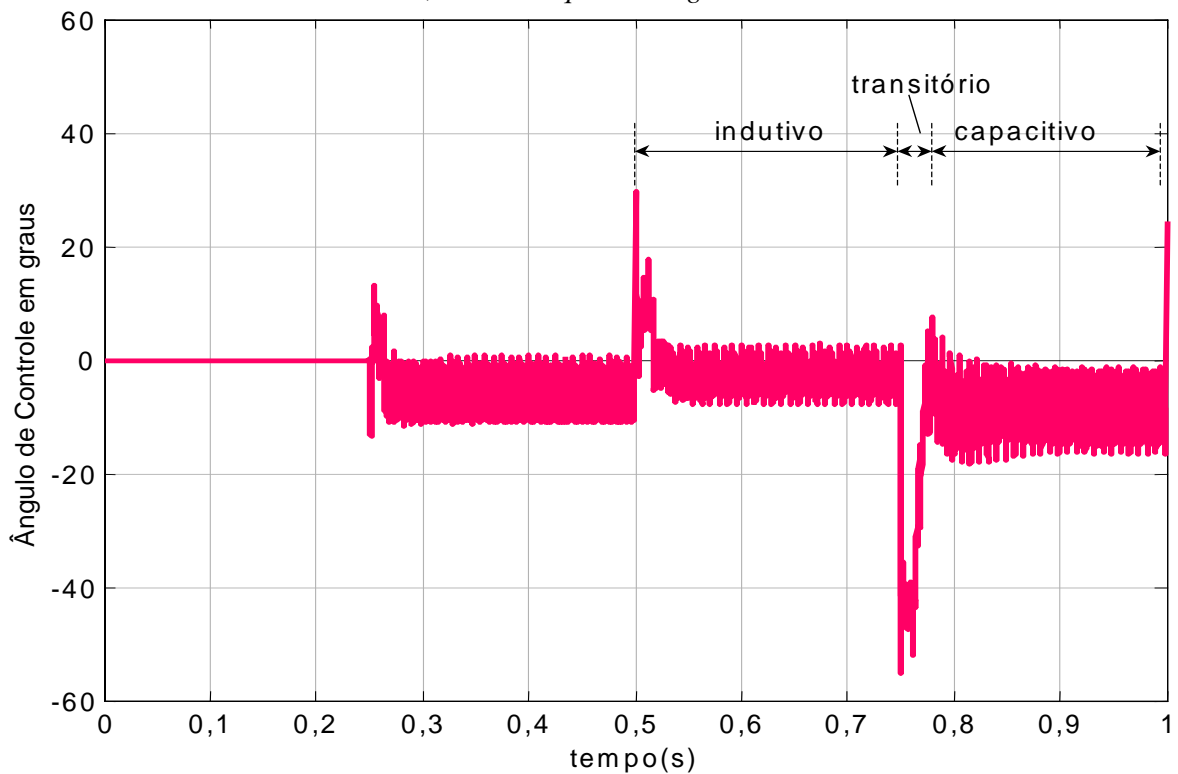


Figura A140 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - Sinal de controle da tensão do lado CC - Ângulo de controle - com seqüência negativa.

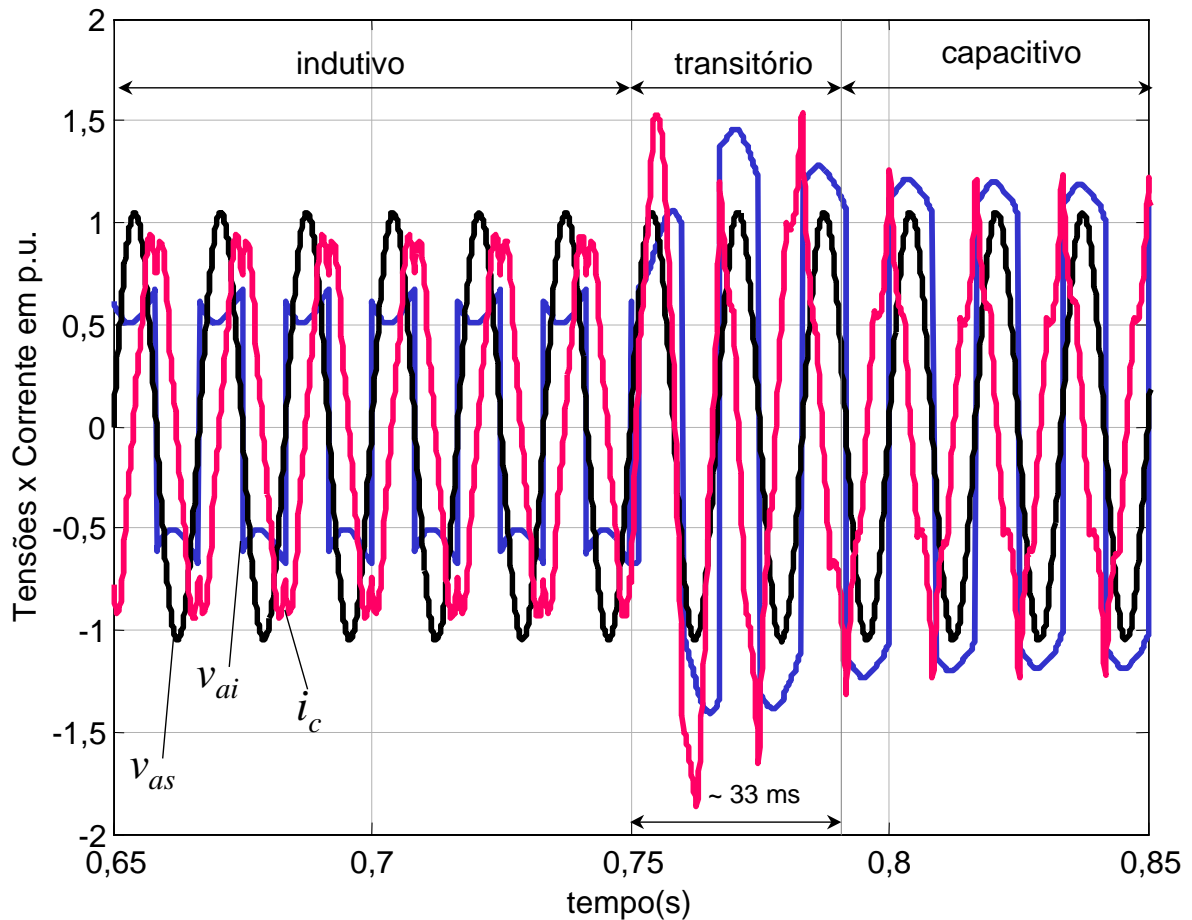


Figura A141 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - tensões, do sistema CA,  $v_{as}$ , e do STATCOM,  $v_{ai}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.

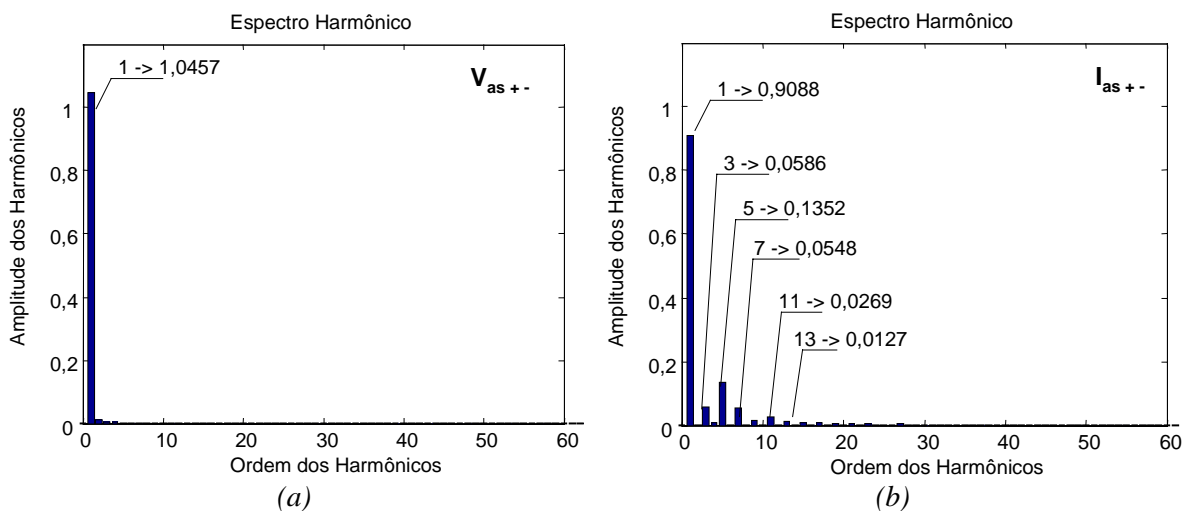


Figura A142 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - harmônicos, das tensões (a) e corrente (b) do lado CA, em p.u. - com seqüência negativa.

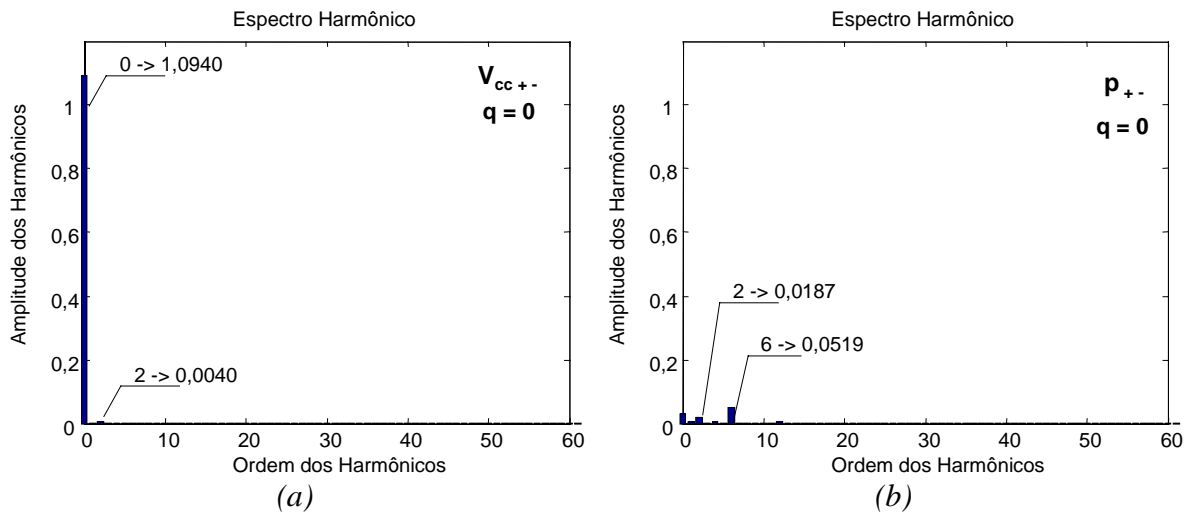


Figura A143 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa e  $q = 0$ .

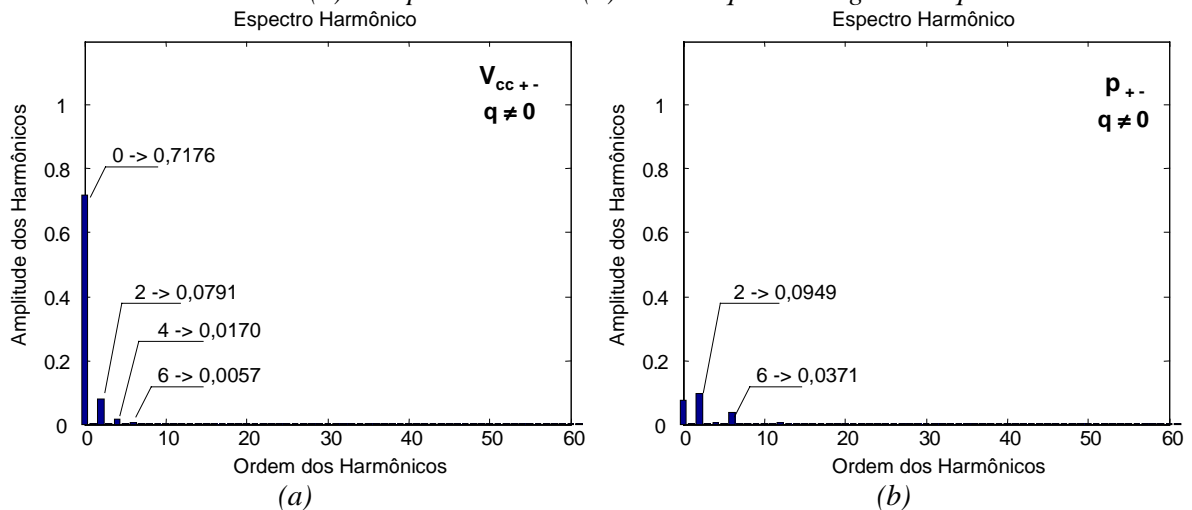


Figura A144 - STATCOM Cascata PAM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa e  $q \neq 0$ .

#### G.1.4. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - Operação Normal

Neste modelo de STATCOM, todas as características utilizadas no STATCOM Cascata com controle de potência reativa trifásico foram mantidas. O único ponto de diferença foi a separação do controle de potência reativa que foi realizado de forma individual para cada fase. Nas simulações a referência de potência trifásica utilizada,  $q^*$ , foi igualmente dividida entre as 3 fases, assim, por exemplo  $q_a^* = q^*/3$ . Os dados e controles deste STATCOM foram ajustados conforme mostra a Tabela A31, nesta tabela (“”) indica valores iguais aos utilizados na Tabela A30.

Tabela A31 - Dados do Modelo Digital do STATCOM Cascata PAM - Controle Monofásico

Sistema	Tensão do Sistema	“
	$P_{cc}$	“
	$X_{th}$	“
Medições	Filtro passa baixa de p e q	“
	PLL	“
	1 Transformador Abaixador	“
	8 Inversores por fase	“
C	8 Capacitores CC por fase	“
	$V_{CC}$ Base	“
Contr	Controle de Potência Reativa para cada fase individual ( $\bar{q}$ )	Entrada: erro de ( $\bar{q}$ ), $K_p = 1$ rad/var, $K_i = 10$ rad.s/var, Limites de $\delta = \pm 60^\circ$
Simulação	Passo de Integração Fixo:	“
	Intervalo de Amostragem de Pontos	“

( “ ) Os dados utilizados são os mesmos da Tabela A30.

Na *Figura A145*, a potência imaginária instantânea mostra os resultados obtidos pela potência imaginária instantânea “total”,  $q$ , e pela potência imaginária instantânea calculada para a fase “a”,  $q_a$ . Esta última, foi obtida através dos controles mostrados na *Figura A127* e na *Figura A128*.

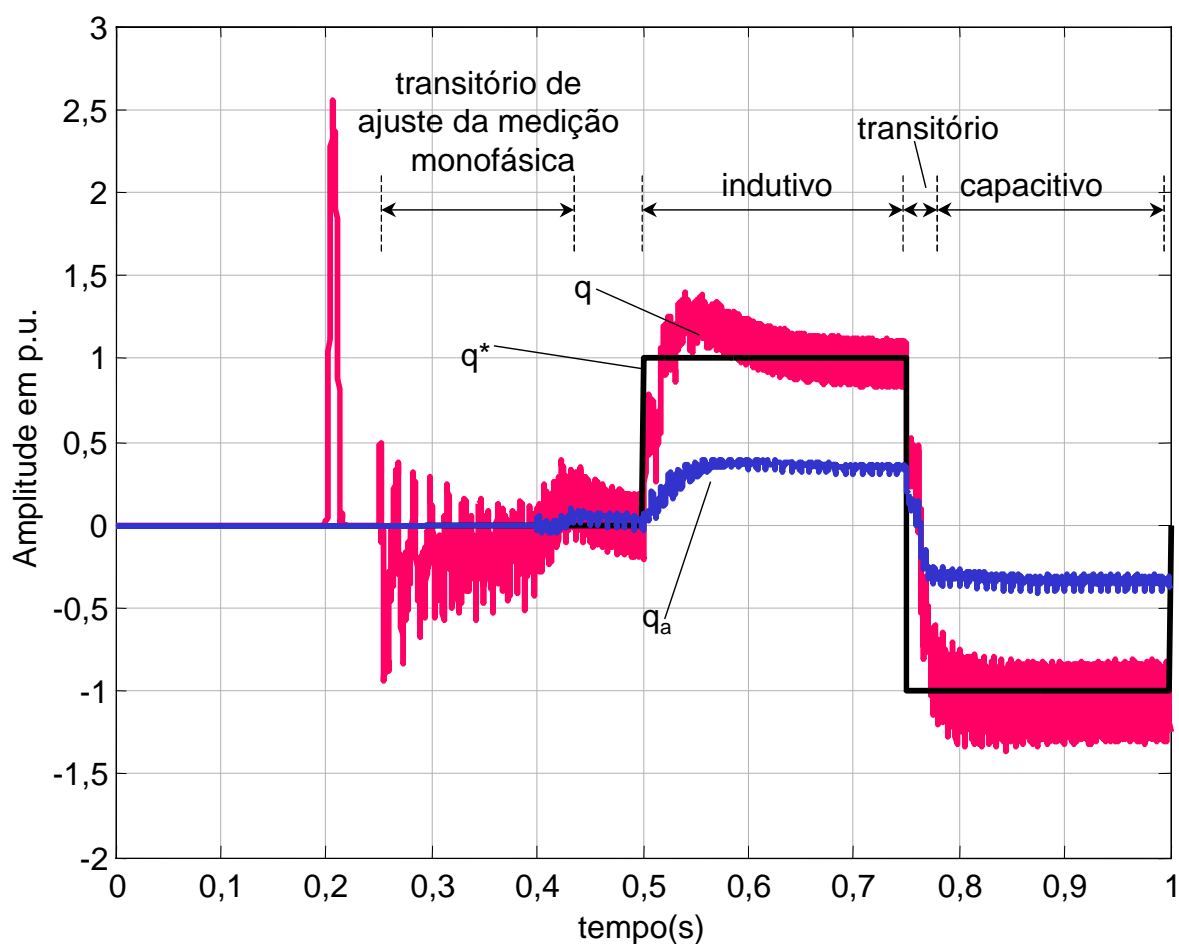
A potência real instantânea, mostrada na *Figura A146*, não tem grandes variações em relação ao controle trifásico, mostrado na *Figura A130*. Neste resultado, as variações observadas nos instantes iniciais (0,25 s a 0,45 s) são relacionados ao tempo da dinâmica dos filtros utilizados para a detecção da amplitude das fases das tensões e correntes, necessários para o cálculo da potência monofásica.

Esta dinâmica de detecção das amplitudes de tensões e correntes também afetam o desempenho inicial de partida do STATCOM, como é mostrado nas tensões do lado CC, apresentadas na *Figura A147*, onde são mostrados os resultados para a soma das tensões e em cada uma das três fases e a tensão individual no primeiro capacitor da fase “a”.

Porém, a dinâmica de controle continua similar ao do modelo com controle trifásico, como mostra o ângulo de controle da fase “a”, mostrado na *Figura A148*. Neste resultado verifica-se que o controle de reativos espera o tempo da dinâmica do filtro de fase para iniciar sua atuação.

Novamente, não são verificadas distorções nas correntes e tensões do sistema, mostradas na *Figura A149*, e as análises de harmônicos nestas tensões e correntes, respectivamente mostradas na *Figura A150(a)* e *(b)*, e da tensão CC da fase “a” e potência real instantânea, respectivamente na *Figura A151(a)* e *(b)*, para a condição de  $q = 0$ , indicam apenas os harmônicos característicos da técnica de chaveamento utilizada.

Quando analisada a condição para  $q \neq 0$ , a tensão CC da fase “a”, mostrada na *Figura A152(a)* indica os harmônicos pares 2, 4, 6 ... característicos deste tipo de chaveamento, como discutido na Seção 3.4.3. Nesta mesma condição,  $q \neq 0$ , a potência real instantânea “total” possui o mesmo conteúdo de harmônicos, como mostra a *Figura A152(b)*.



*Figura A145 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - potência imaginária instantânea.*

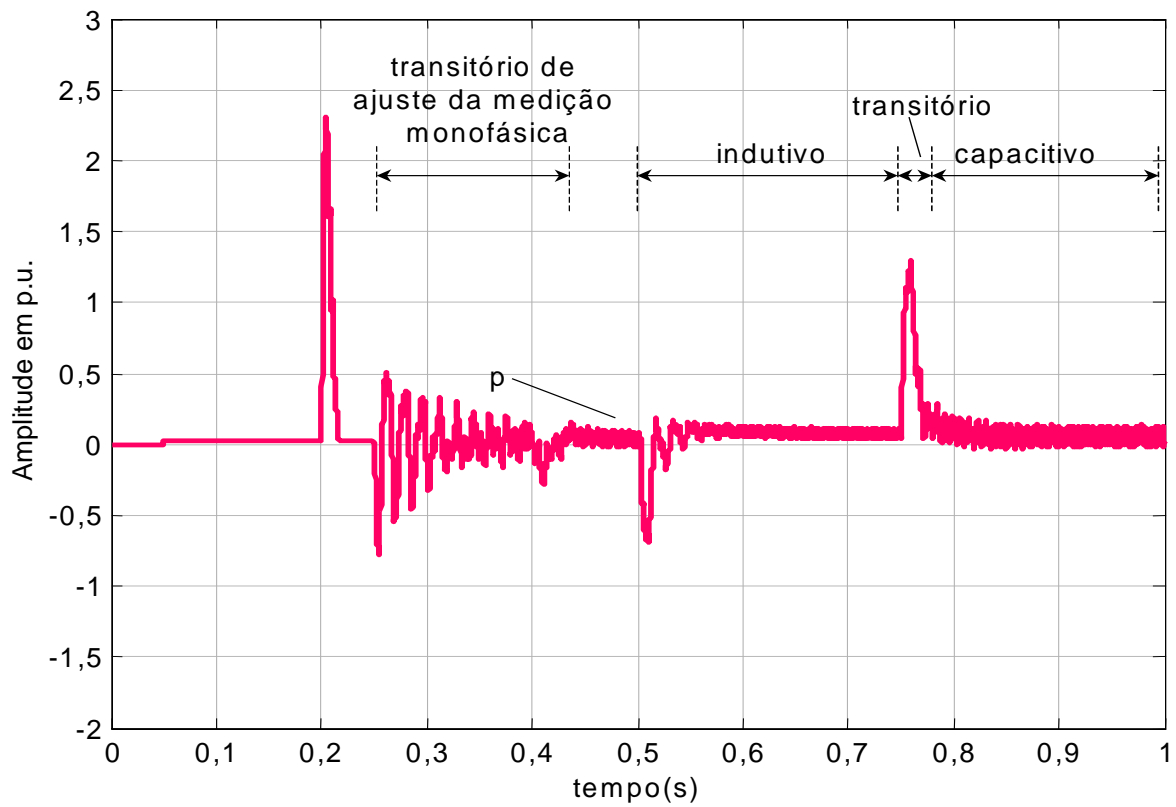


Figura A146 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - potência real instantânea.

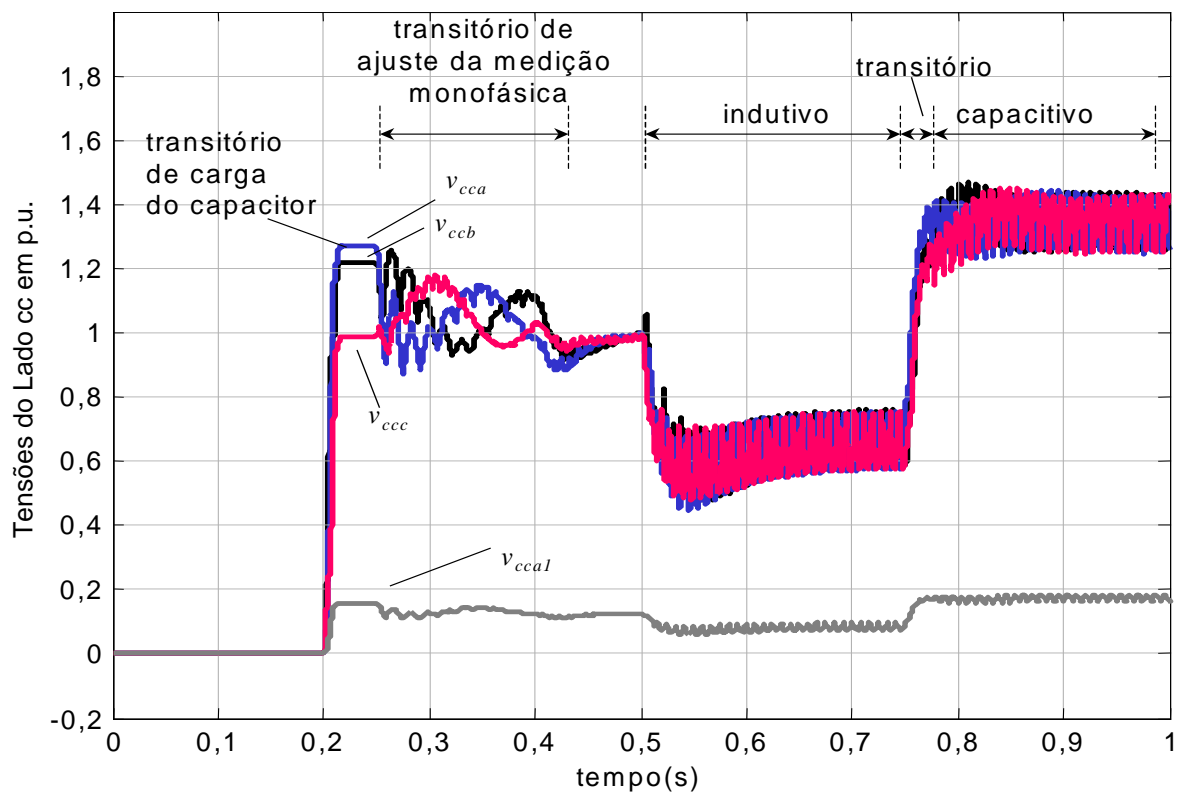


Figura A147 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - tensões dos lados CC - fases a, b, c.

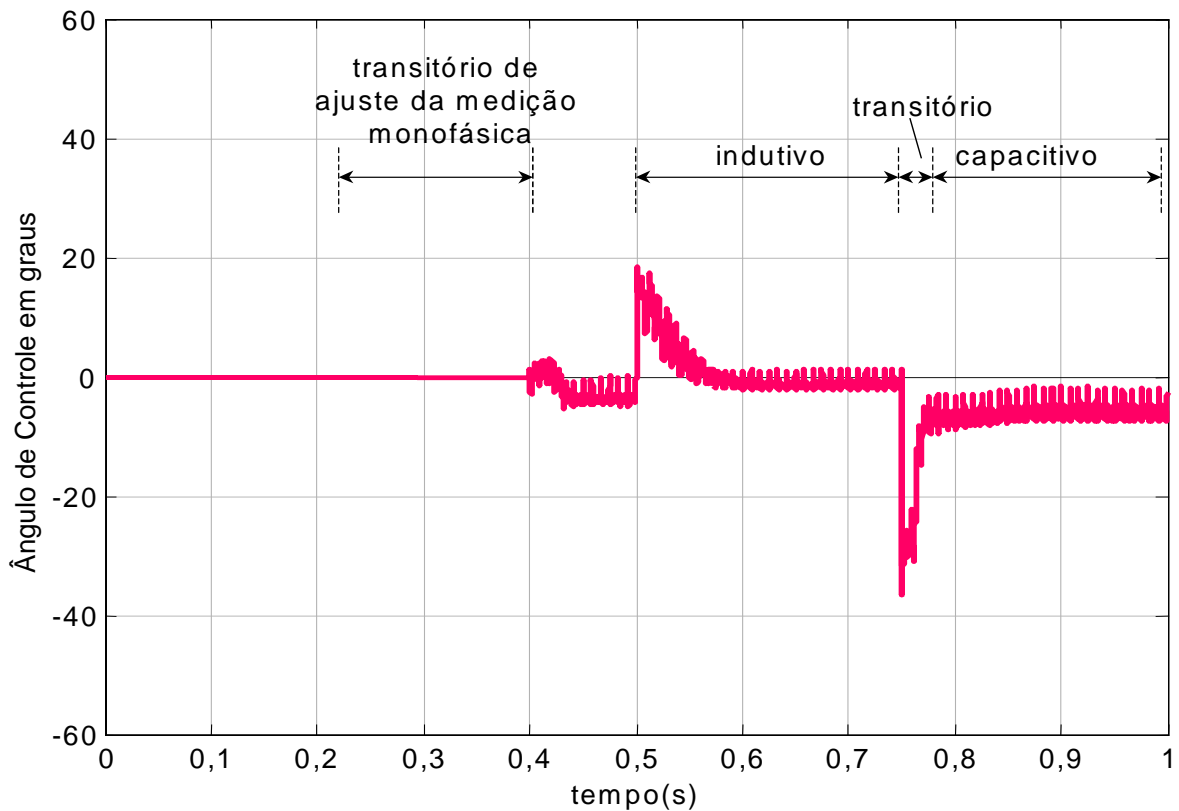


Figura A148 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - Sinal de controle da tensão do lado CC para a fase "a" - Ângulo de controle.

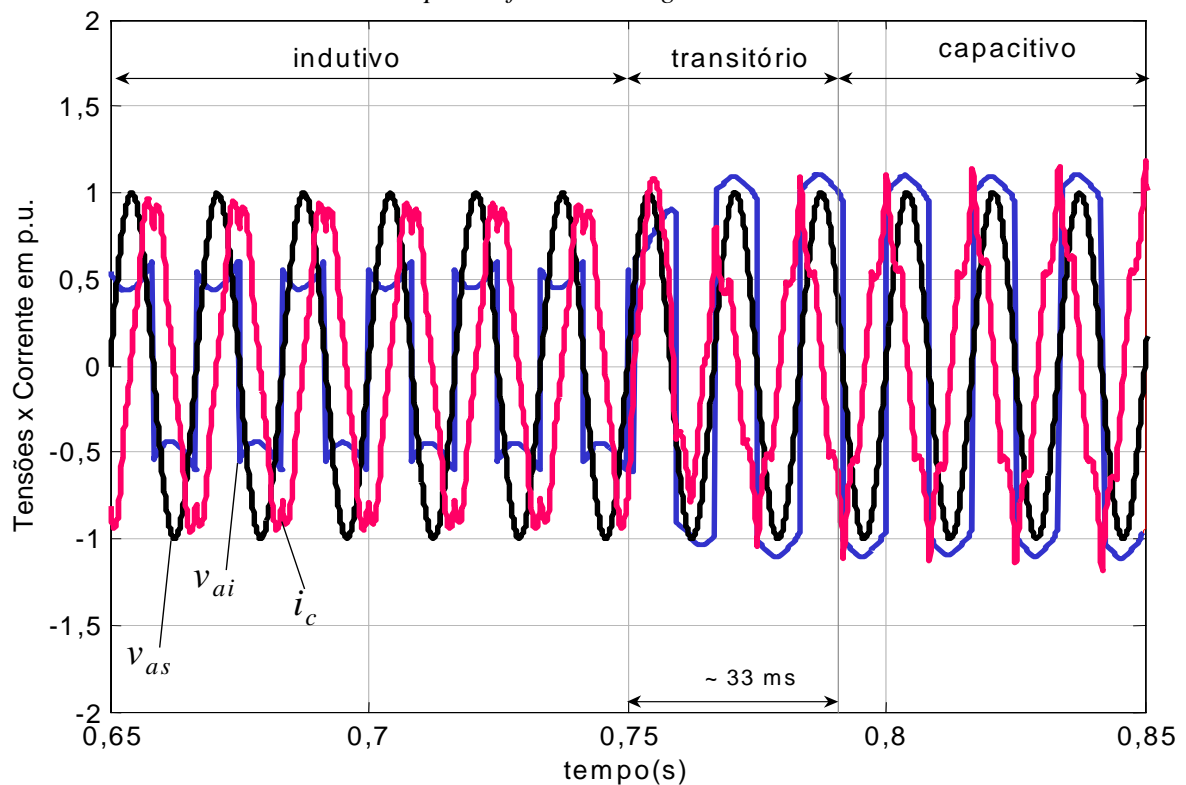


Figura A149 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - tensões, do sistema CA,  $v_{as}$ , e do STATCOM,  $v_{ai}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$ .

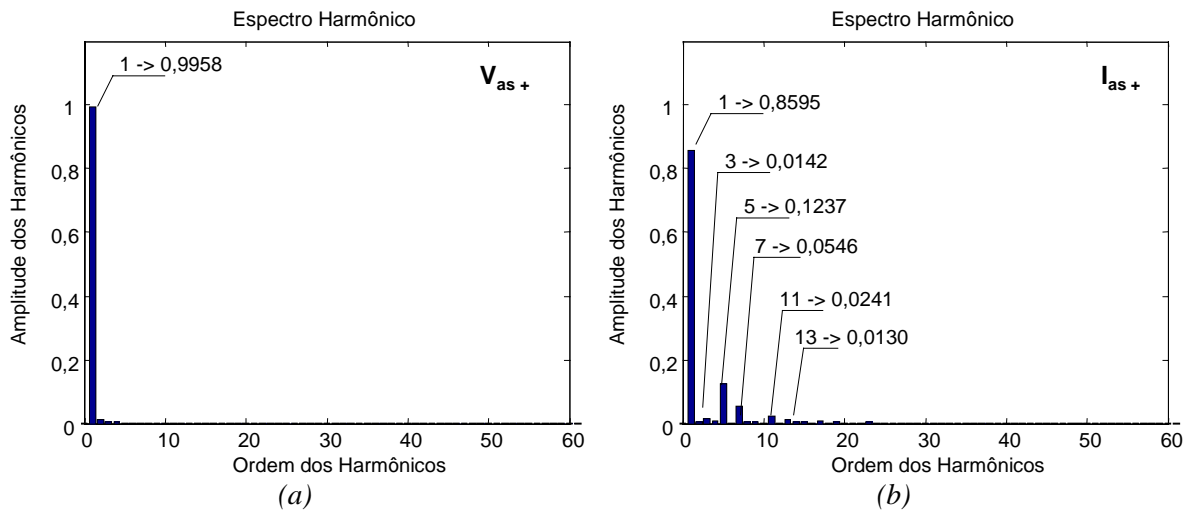


Figura A150 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u.

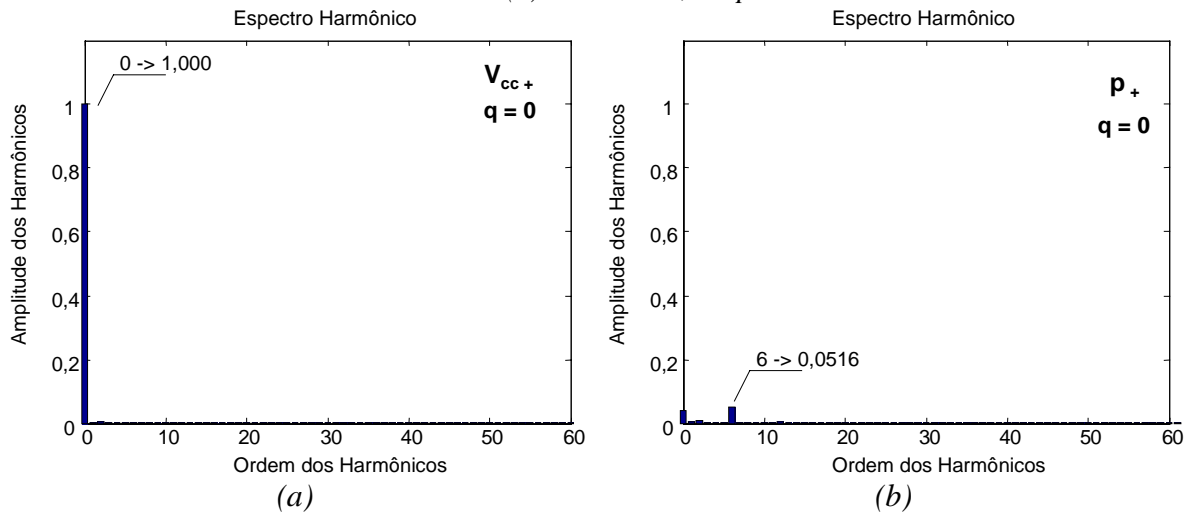


Figura A151 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) -  $q = 0$ .

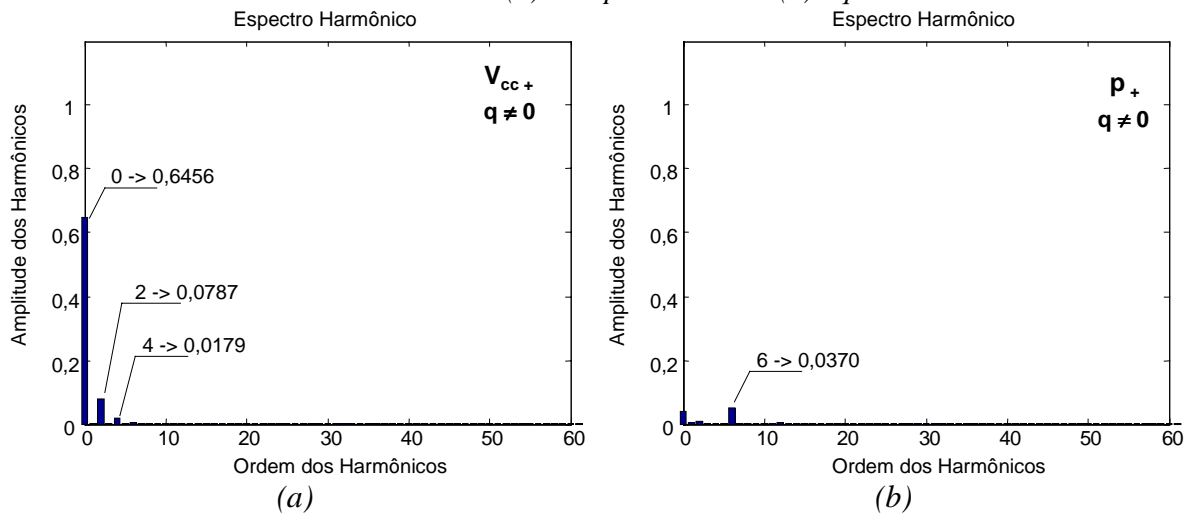


Figura A152 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b)  $q \neq 0$ .



### **G.1.5. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico e seqüência negativa**

---

A presença do componente de seqüência negativa,  $\eta_2 = 5\%$ , resulta no aparecimento de pequenas oscilações na potência imaginária instantânea total,  $q$ , e na monofásica,  $q_a$ , mostradas na *Figura A153*. A potência real instantânea, mostrada na *Figura A154*, também é afetada por estas pequenas perturbações.

Oscilações nos resultados das tensões do lado CC também são verificadas nas tensões das fases a, b e c, como mostra a *Figura A155*. No entanto, estas oscilações pouco perturbam o controle de defasagem da fase “a”, apresentado na *Figura A156*. Novamente o destaque para a tensão CC da fase “a”, na *Figura A155*, que devido à presença do componente de seqüência negativa, faz com que sua amplitude seja um pouco maior do que a das outras fases.

Nas tensões e correntes mostradas na *Figura A157*, não são verificadas alterações nos resultados. Nas análises harmônicas da tensão, na *Figura A158(a)*, e da corrente, na *Figura A158(b)*, é verificado um pequeno aumento do terceiro harmônico no sinal da corrente.

Nos resultados das análises harmônicas da tensão CC da fase “a”, *Figura A159(a)*, apenas um pequeno aumento na amplitude da tensão é verificado quando  $q = 0$ . Quando  $q \neq 0$ , na *Figura A160(a)*, observam-se os harmônicos de chaveamento descritos na Seção 3.4.3.

Para a potência real instantânea, a análise dos harmônicos para  $q = 0$ , na *Figura A159(b)*, e para  $q \neq 0$ , na *Figura A160(a)*, não são observadas alterações exceto pelo crescimento do segundo harmônico.

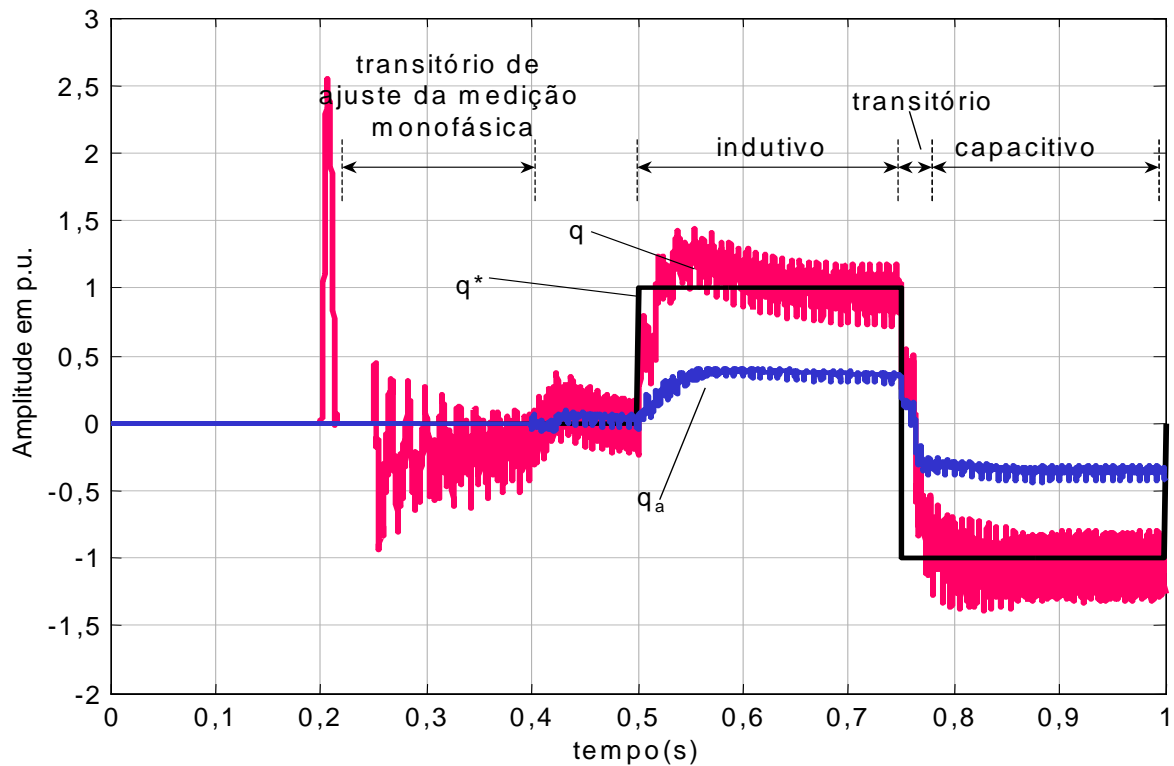


Figura A153 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

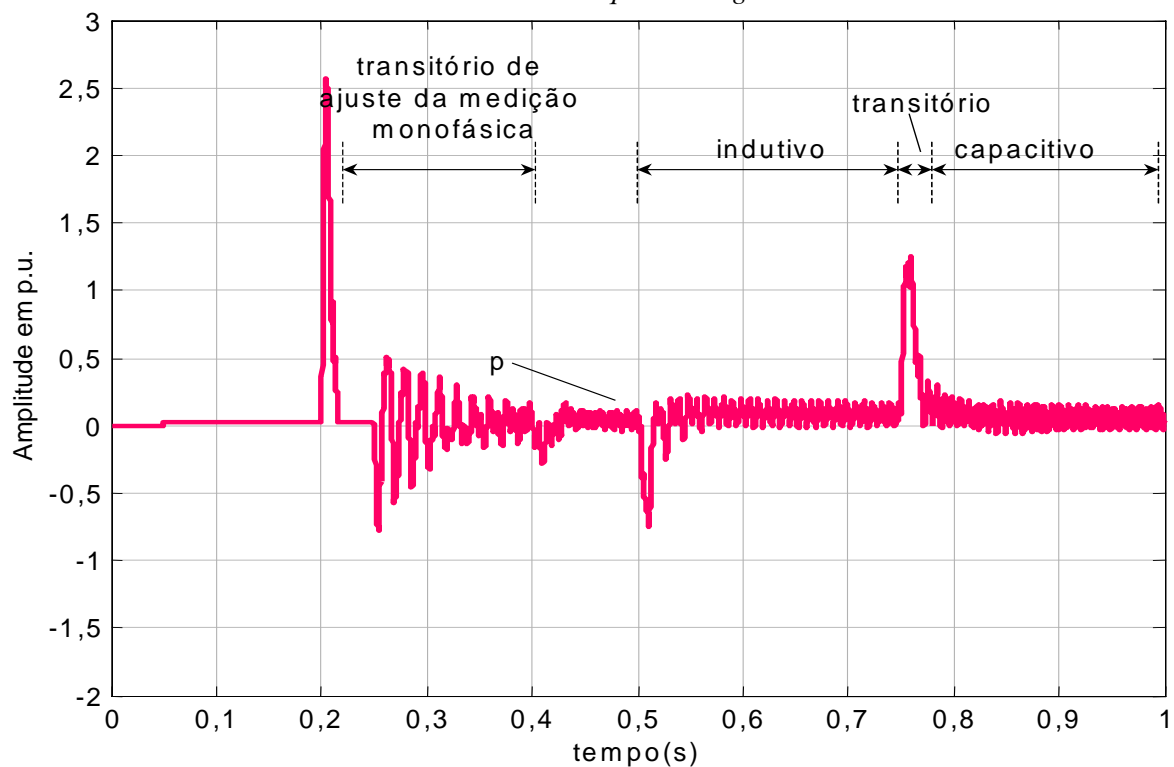


Figura A154 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - potência real instantânea - com seqüência negativa.

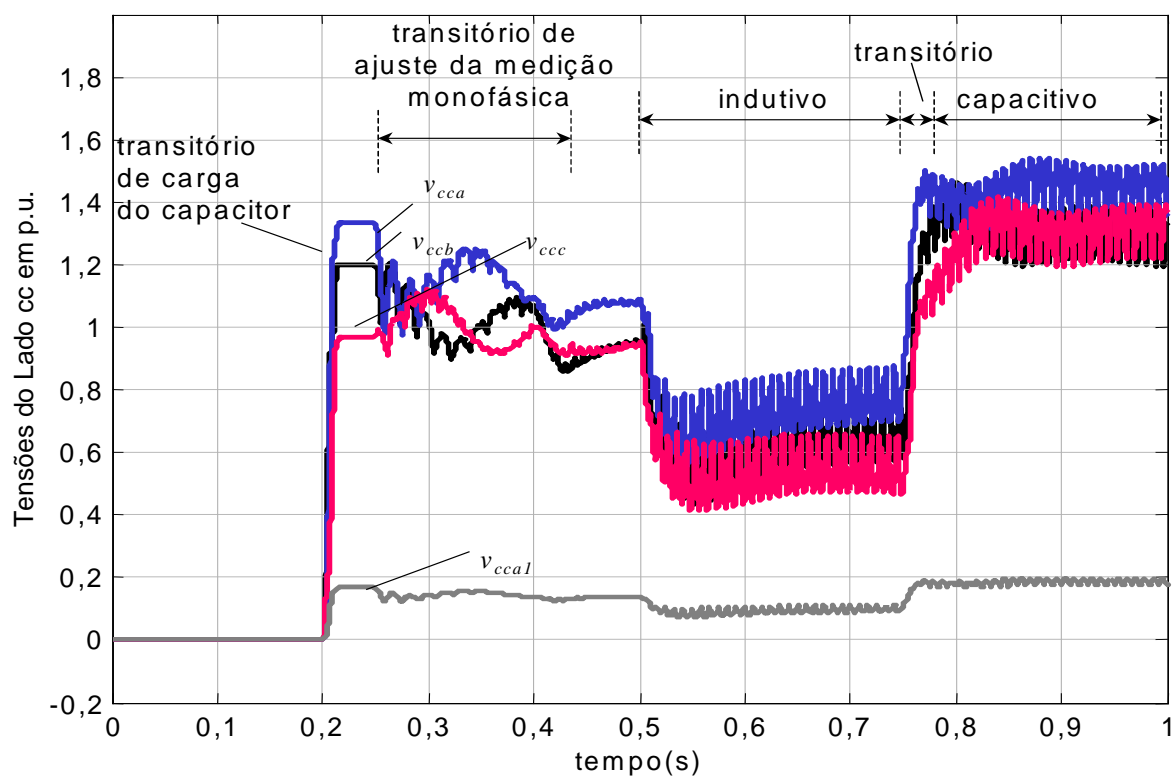


Figura A155 – STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - tensões dos lados CC - fases a, b, c - com seqüência negativa.

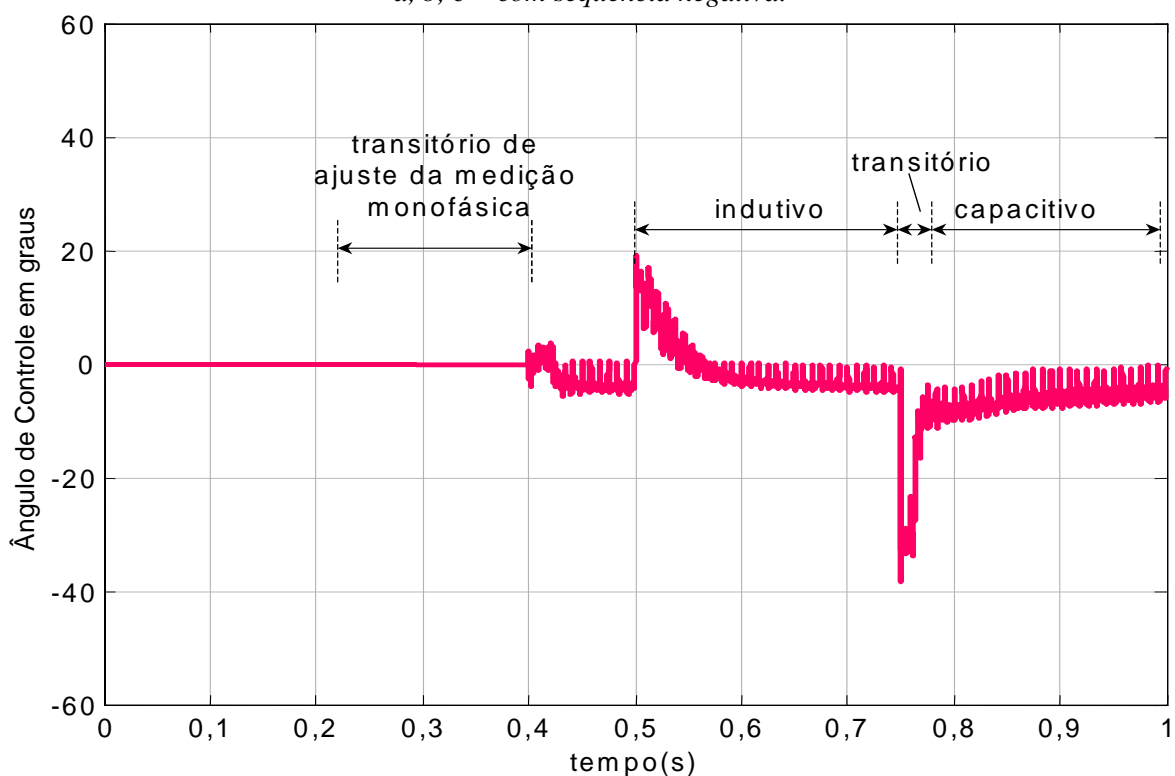


Figura A156 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - Sinal de controle da tensão do lado CC - Ângulo de controle - fase "a" - com seqüência negativa.

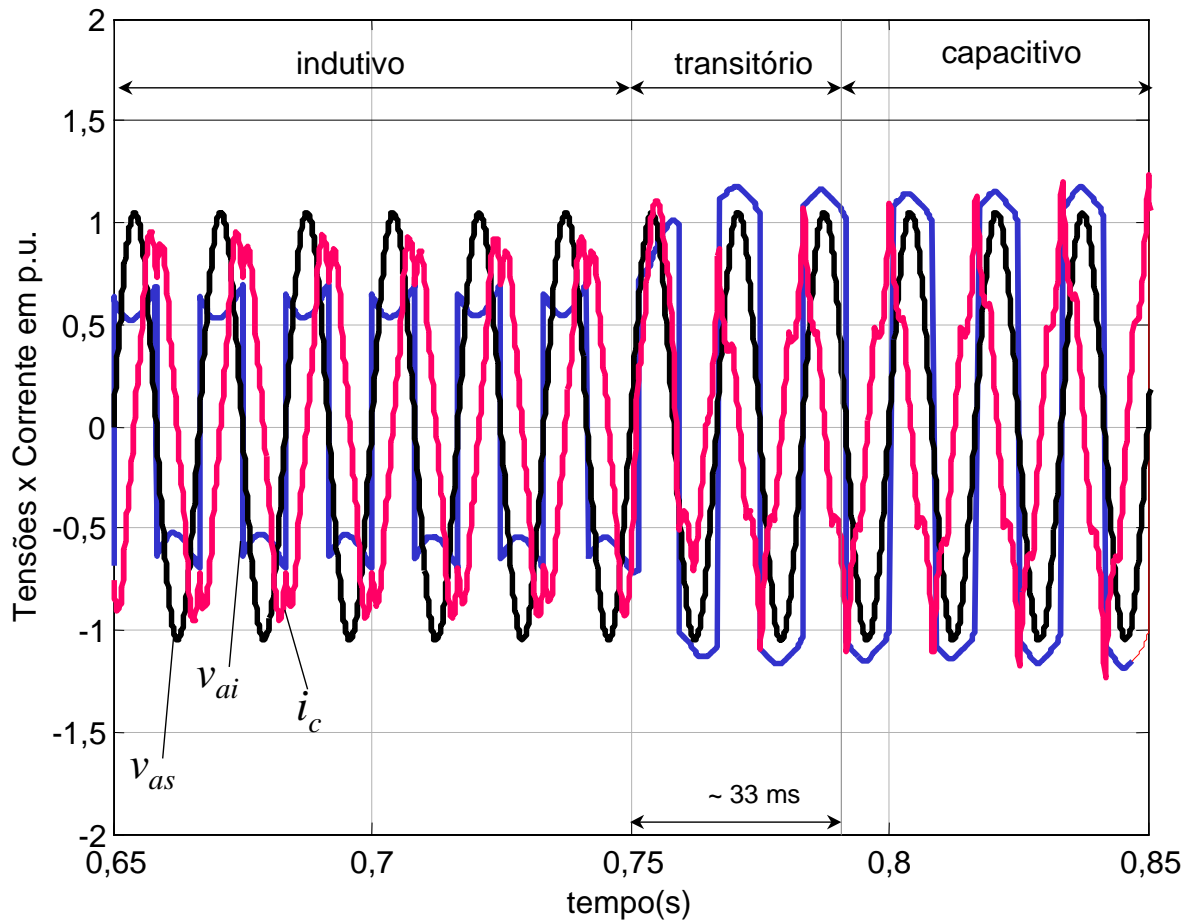


Figura A157 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - tensões, do sistema CA,  $v_{as}$ , e do STATCOM,  $v_{ai}$  e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.

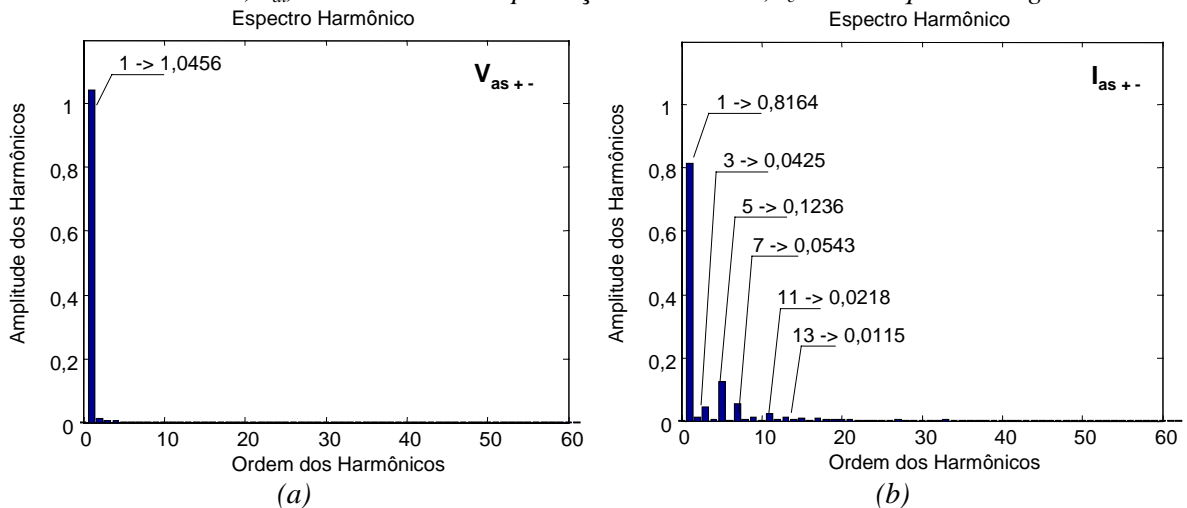


Figura A158 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u. - com seqüência negativa.

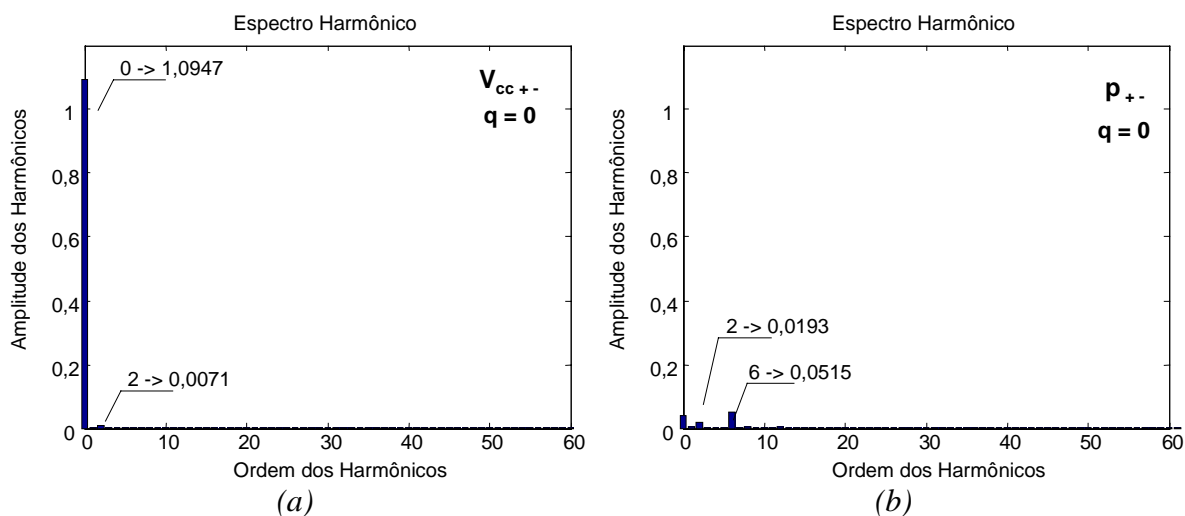


Figura A159 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa -  $q = 0$ .

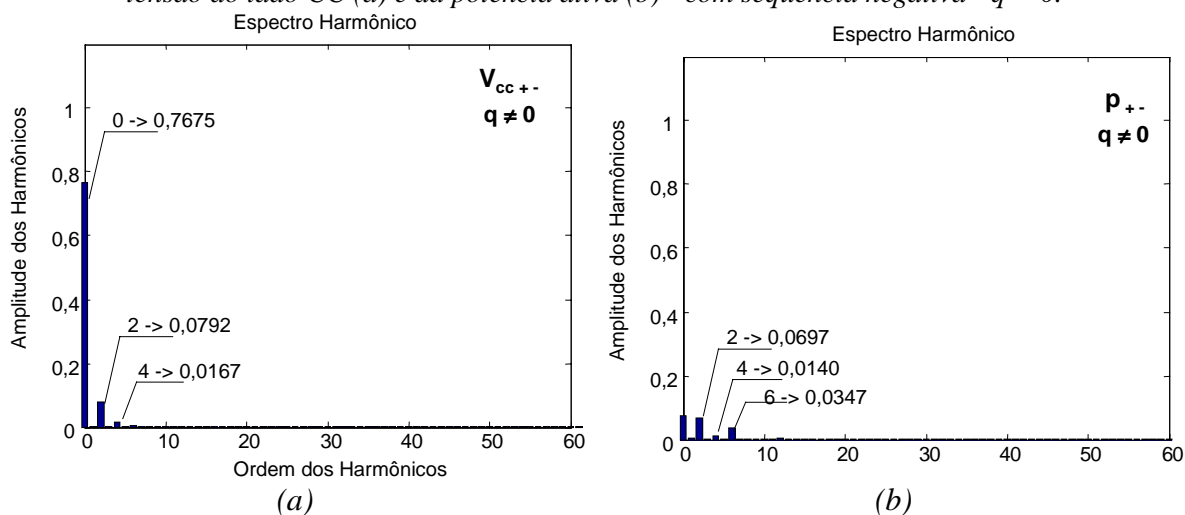


Figura A160 - STATCOM Cascata PAM com Controle Monofásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa -  $q \neq 0$ .

## G.2. STATCOM Cascata PWM

O STATCOM Cascata PWM utiliza a mesma estrutura mostrada para o STATCOM Cascata PAM. Apenas o acionamento das chaves e o controle de reativos foram alterados. O acionamento deste STATCOM é realizado através da técnica seno-triângulo com uma frequência de chaveamento maior do que a frequência do componente fundamental, 60 Hz.

Para a implementação deste chaveamento o controle foi modificado para o esquema mostrado na *Figura 47* que atua no controle de reativos e no controle da tensão do lado CC do STATCOM.

No controle deste STATCOM, tensão CC “total<sup>13</sup>” em cada fase é mantida constante num valor de referência através de um controle de tensão. Este controle é feito por um controlador proporcional-integral responsável pelo ângulo de controle entre as tensões do STATCOM e do sistema CA.

O controle de reativos é obtido através de outro controlador proporcional-integral que determina a amplitude da tensão de referência utilizada no chaveamento PWM a partir da referência de potência reativa. Nesta simulação foi utilizada a técnica de chaveamento PWM seno-triângulo, porém, outras técnicas, como o chaveamento por eliminação de harmônicos, também podem ser utilizadas.

No STATCOM em Cascata com controle PWM o controle de tensão é realizado por cada fase individualmente e o controle de reativos pode ser realizado de forma trifásica ou individual por cada fase. Como apresentado na Seção anterior, os resultados obtidos dos controles trifásicos e monofásicos são muito similares e a principal diferença está na dinâmica causada pelos filtros dos detetores de fases de tensões e correntes necessários ao cálculo da potência monofásica. Por simplicidade, apenas o controle trifásico será apresentado.

### **G.2.1. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - Operação Normal**

---

Os dados deste novo modelo estão apresentados na *Tabela A32*. Nesta tabela os valores indicados por (“) são iguais aos valores apresentados na *Tabela A30*.

A potência imaginária, mostrada na *Figura A161* segue a referência desejada conforme projetada e a potência real instantânea, na *Figura A162*, mostra os ruídos do chaveamento PWM. Da mesma forma que discutido na Seção 4.2.1.3, o chaveamento PWM do tipo seno triângulo resulta em valores maiores de potência real instantânea, porém, neste trabalho, não foi realizada a verificação prática deste resultado.

O chaveamento PWM insere perturbações nas tensões CC das fases a, b, e c, como mostra a *Figura A163*. No entanto, estes ruídos não interferem nos sinais de ângulos de controle realizados para as três fases individualmente, como apresenta a *Figura A164*. Os ruídos resultantes do chaveamento PWM podem ser minimizados através do uso de filtros

---

<sup>13</sup> tensão CC “total” indica a soma das tensões CC de todos os capacitores de uma mesma fase.

passivos. No entanto, estes filtros não foram utilizados nas topologias simuladas.

No controle utilizado ocorre uma "concorrência" entre o controle de tensão CC e o controle de reativos. O ângulo de controle de tensão de cada uma das fases atua para manter a tensão CC de sua respectiva fase no valor de referência. Porém, quando ocorre alguma variação na tensão CC e, por conseqüência, uma variação na amplitude da tensão de saída, o sistema de controle de reativos também atua, alterando o valor do índice de modulação da tensão de referência, conforme mostra a *Figura A165*.

*Tabela A32 - Dados do Modelo Digital do STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico.*

Sistema	Tensão do Sistema	“
	$P_{cc}$	“
	$X_{th}$	1,904 $\Omega$ = 5,05 mH (60 Hz) 0,6% (bases = 13,8 kV e 600 kVA.)
Medições	Filtro passa baixa de p e q	“
	PLL	“
	1 Transformador Abaixador	13,8 kV: 480 V 600 kVA, $X_T = 5\%$
	Inversor	Cascata - 8 pontes em H por fase 4 Chaves Ideais, $R_{Snubber} = 500 \Omega$ , $C_{Snubber} = 0,5 \mu F$ 3 x 8 x 25 kVA
C	Capacitor CC	5000 $\mu F$ em cada ponte
	$V_{CC}$ Base	2000 V ( $\tau_c = 16,67$ ms)
Controle	Controle da tensão CC	Entrada: erro de $V_{CC}$ , $K_p = 0,11$ rad/V, $K_i = 20$ rad.s/V, Limites de $\delta = \pm 60^\circ$
	Controle de Potência Reativa ( $\bar{q}$ )	Entrada: erro de $\bar{q}$ , $K_p = 0,11$ /var, $K_i = 20$ s/var, Limites de $m = \pm 0,5$
	Frequência de Chaveamento da Onda Triangular	$m_f = 21 \times 60 = 2940$ Hz e $m_a = 0,8$ Chaveamento bipolar
Simulação	Passo de Integração Fixo:	“
	Intervalo de Amostragem de Pontos	“

( “ ) Os dados utilizados são os mesmos da Tabela A30.

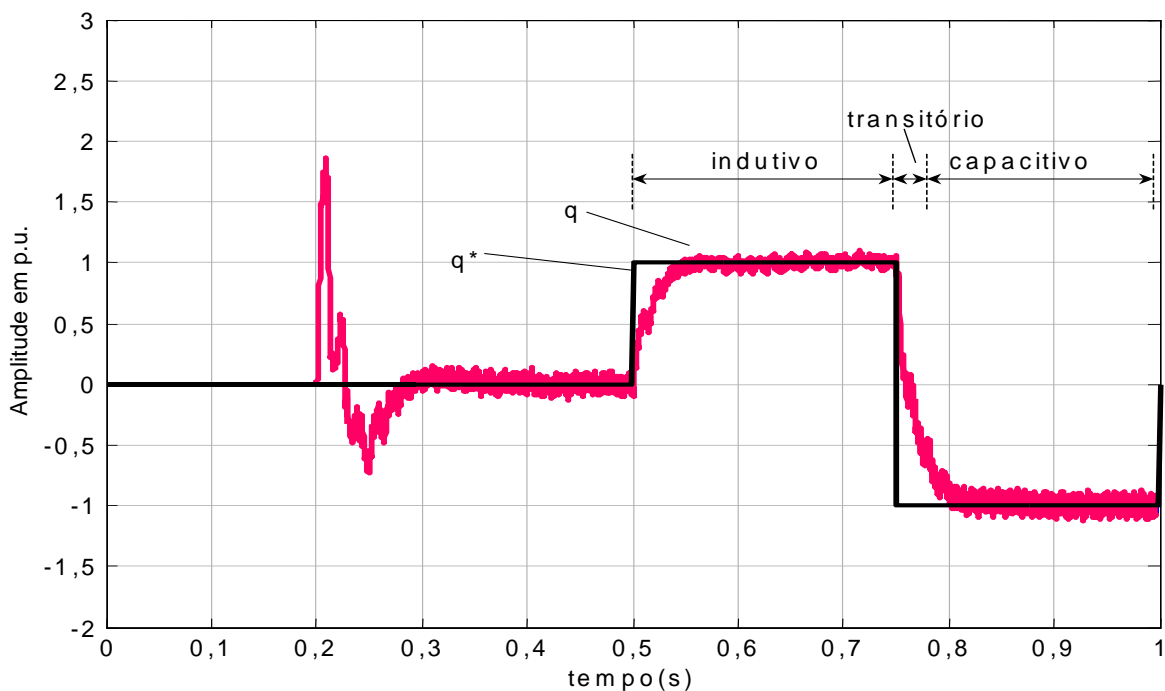
Através do uso de um filtro de segunda ordem que filtra os ruídos do sinal da potência imaginária instantânea, o controle de reativos possui uma dinâmica mais lenta do que o controle de tensão CC das fases.

A tensão do sistema CA e a corrente de compensação, mostradas na *Figura A166*, mostram a corrente atrasada da tensão, na compensação indutiva, a corrente adiantada da tensão, na compensação capacitiva, e no momento da inversão da referência de reativos.

Os harmônicos observados para esta tensão e para esta corrente, da fase “a”, são mostrados, respectivamente, na *Figura A167(a)* e na *Figura A167 (b)*. Estes resultados mostram que a corrente de compensação tem as perturbações relacionadas ao harmônico característico do chaveamento PWM para a razão de modulação  $m_f = 21$ .

Na tensão no lado CC, na fase “a”, mostrada na *Figura A168(a)*, quando  $q = 0$ , os harmônicos característicos do chaveamento PWM estão presentes e estão acompanhados de um pequeno harmônico de ordem 2, resultante desta topologia. Estes harmônicos são visualizados também na análise do sinal de potência real, mostrado na *Figura A168(b)*.

A análise harmônica para  $q \neq 0$ , na *Figura A169(a)* e *(b)*, mostra que tanto a tensão CC da fase “a” e a potência real instantânea pouco são alteradas. Apenas a amplitude dos harmônicos aumentaram.



*Figura A161 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - potência imaginária instantânea.*



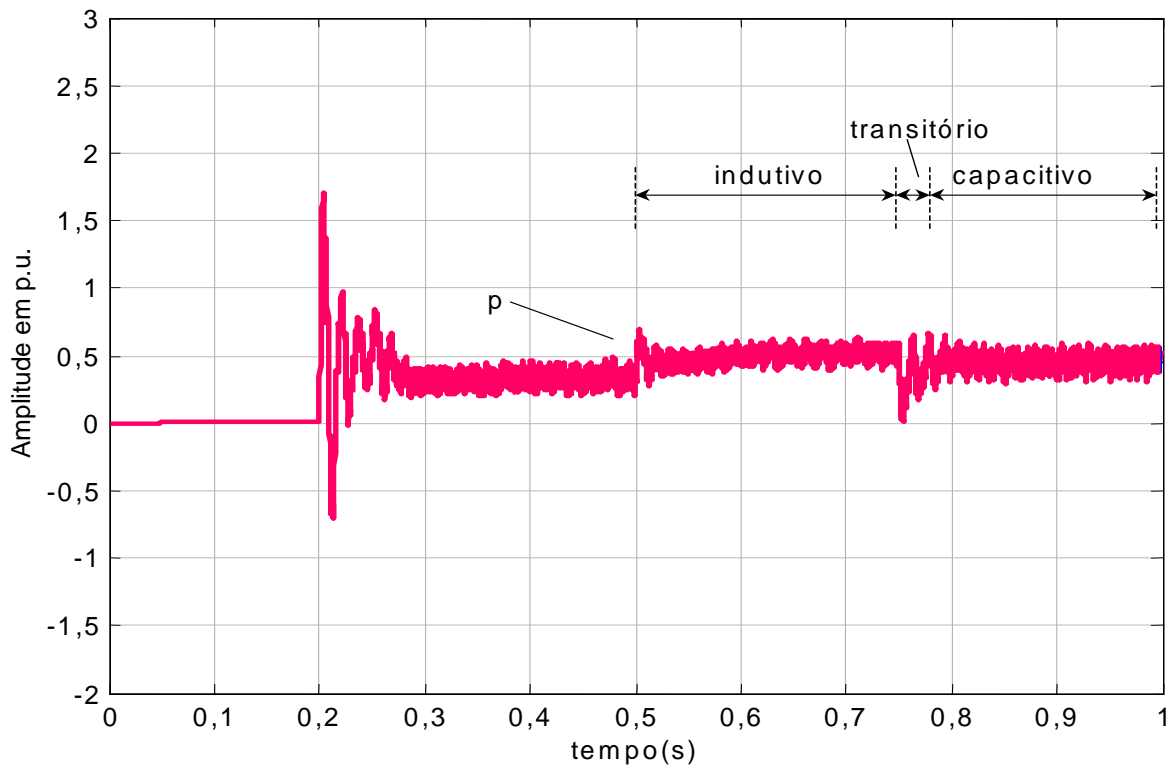


Figura A162 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - potência real instantânea.

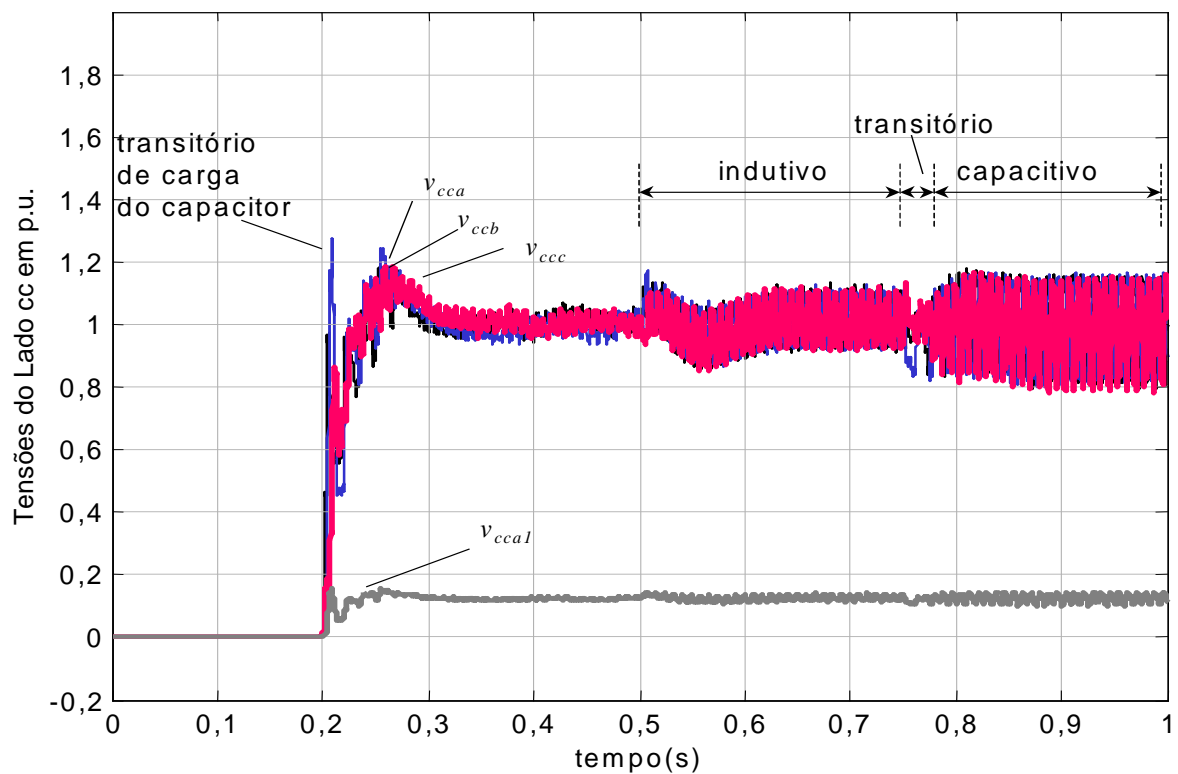


Figura A163 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - tensões dos lados CC - fases a, b, c.

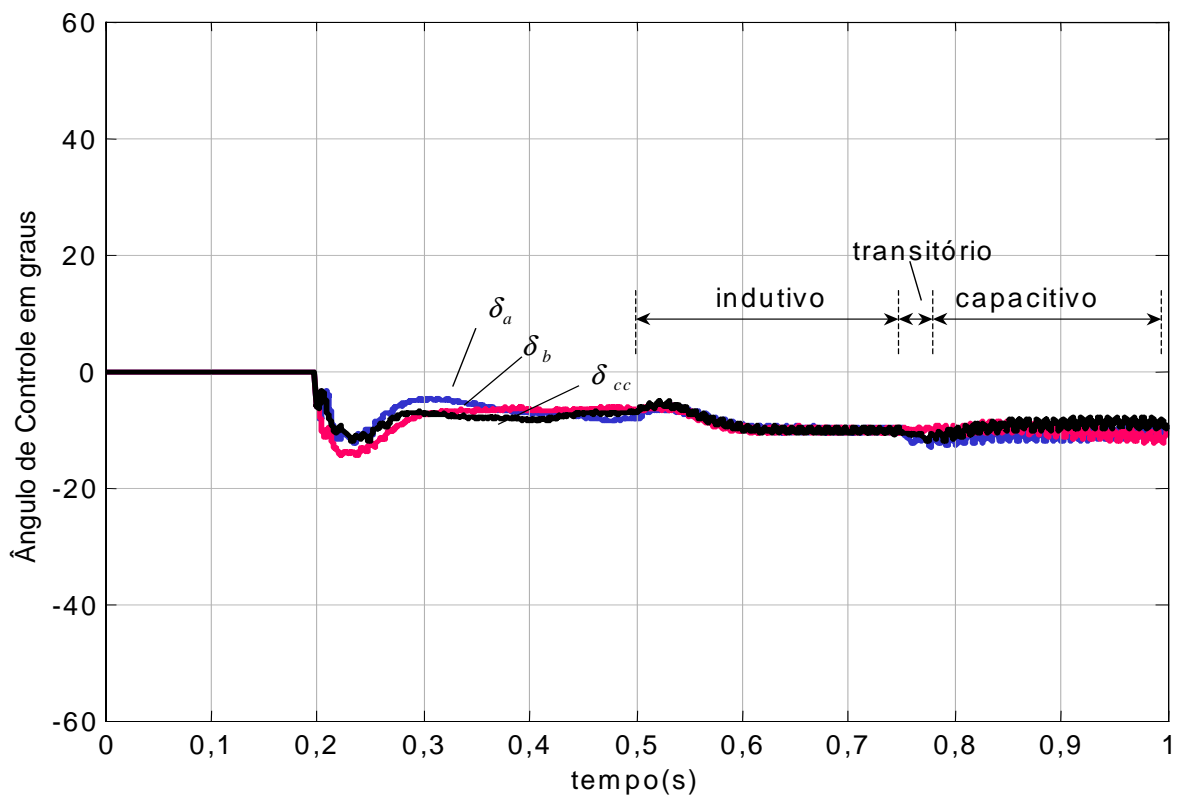


Figura A164 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - Sinal de controle da tensão do lado CC para as fases a, b, c - Ângulo de controle.

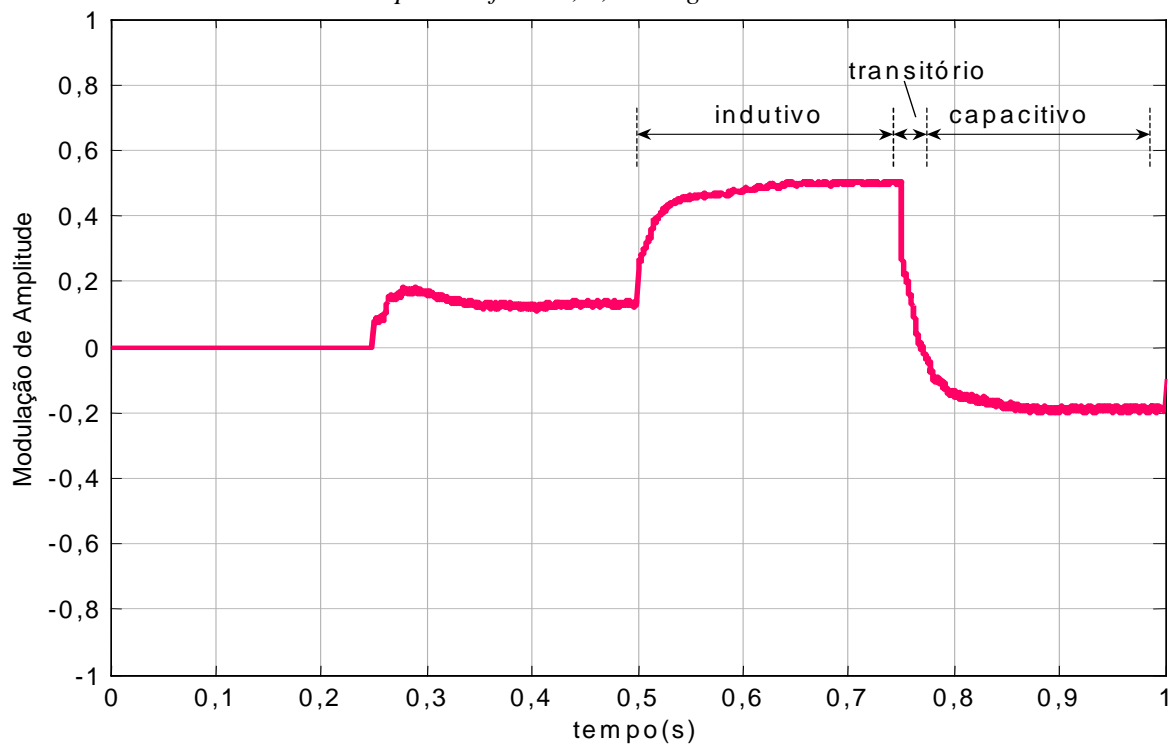


Figura A165 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - Sinal de controle de reativos - modulação de amplitude.

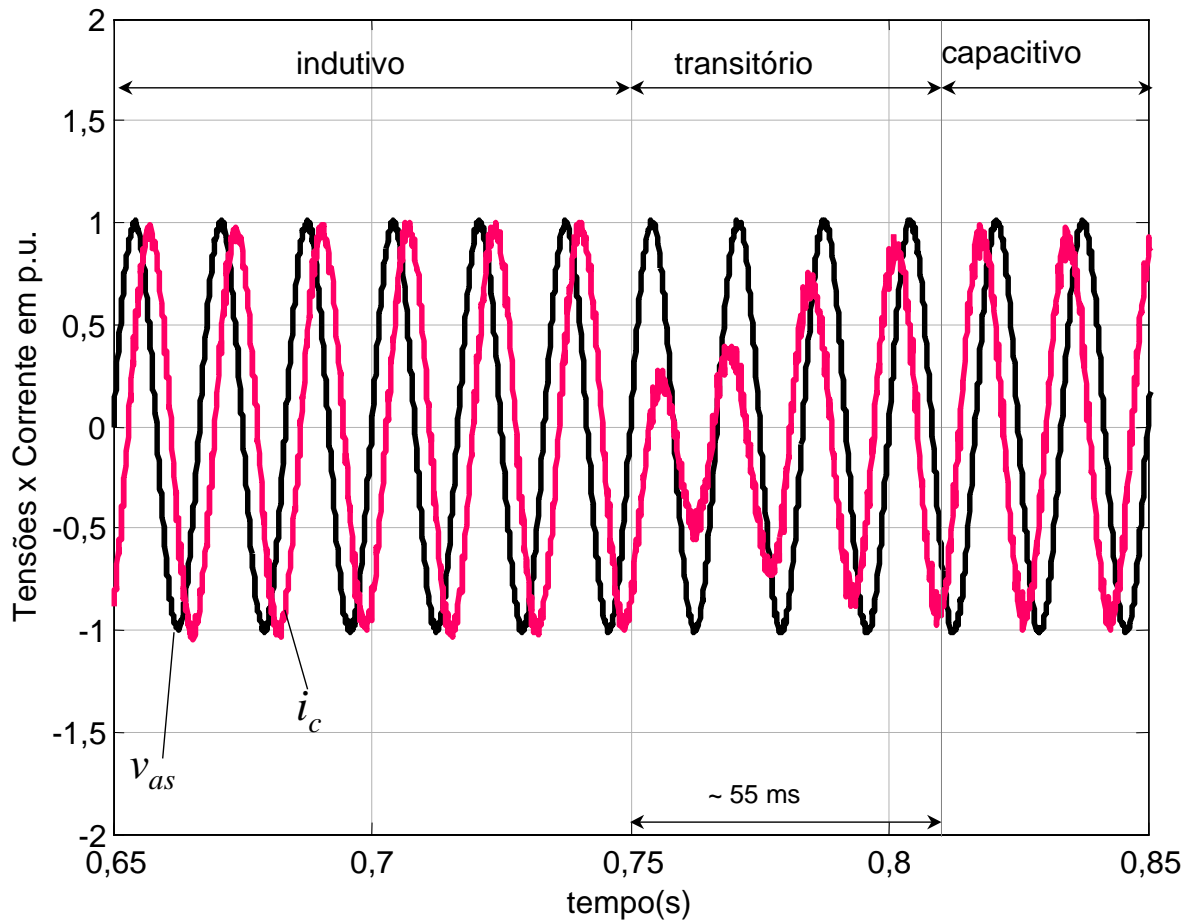


Figura A166 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$ .

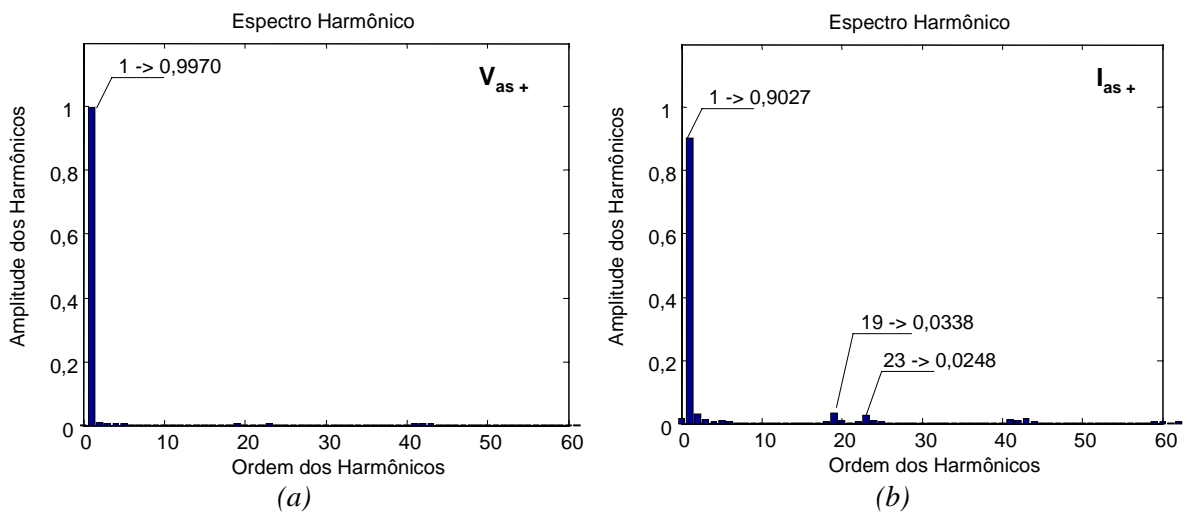


Figura A167 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - harmônicos, das tensões (a) e corrente (b) do lado CA, em p.u.

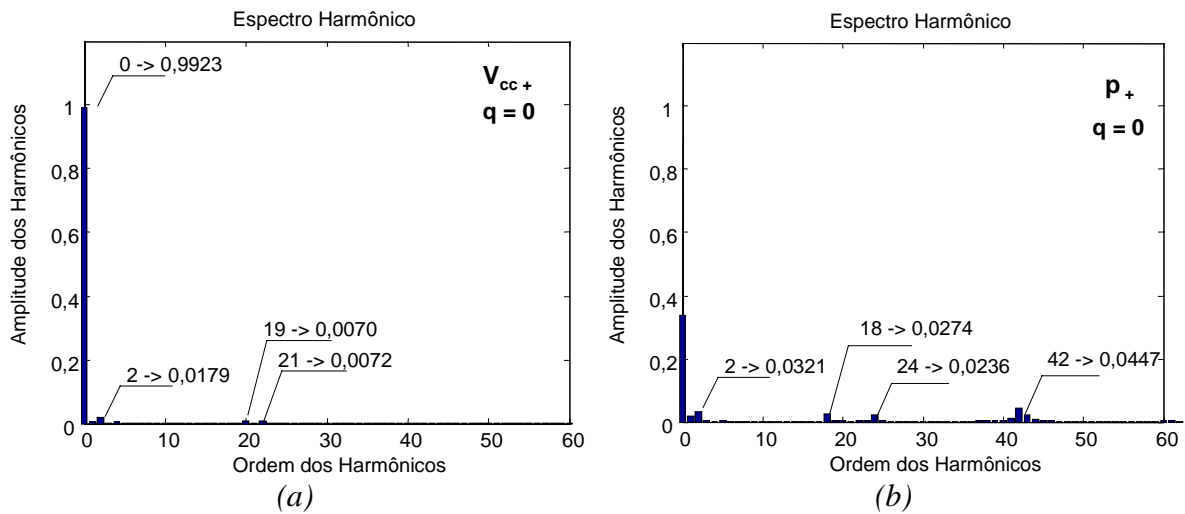


Figura A168 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) -  $q = 0$ .

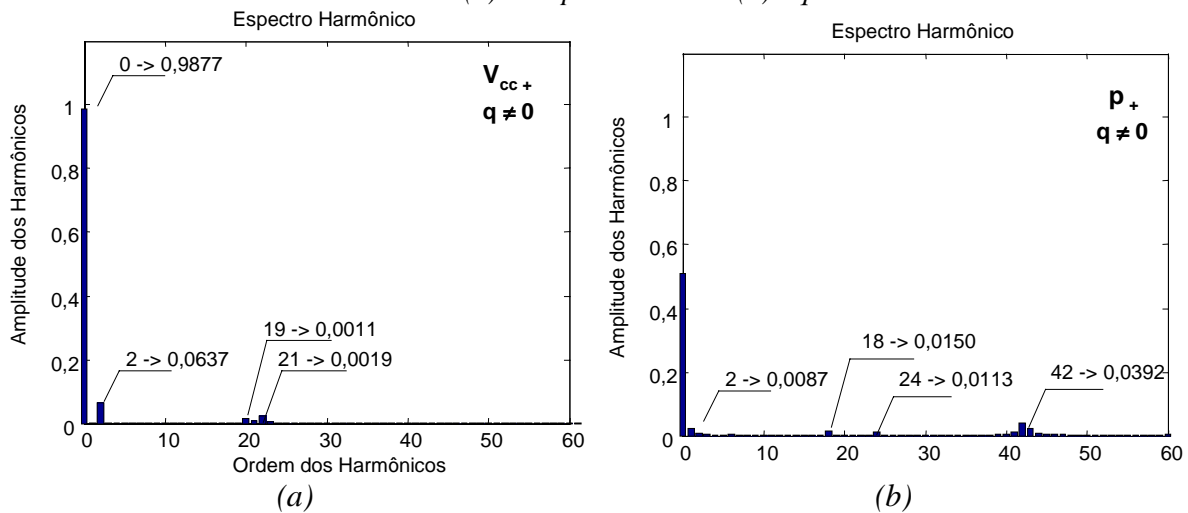


Figura A169 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) -  $q \neq 0$ .

## G.2.2. Resultados Simulados com o STATCOM Cascata PWM com controle Trifásico com Seqüência Negativa

Nesta topologia de STATCOM a introdução de  $\eta_2 = 5\%$  fornece os seguintes resultados.

O sinal de potência instantânea possui pequenas perturbações além do ruído causado pelo chaveamento PWM, como mostra a *Figura A170*.

O sinal de potência real instantânea, na *Figura A171*, mostra que existem maiores perturbações, principalmente nos períodos de compensação de reativos, quando  $q \neq 0$ .

Na *Figura A172*, observa-se que ocorre um pequeno aumento das perturbações observadas na tensão CC de um capacitor individual,  $v_{cca1}$ , mas na composição somada das fases as perturbações são maiores. Verifica-se neste resultado que não ocorre o “descolamento” da tensão de uma das fases pois as tensões do lado CC são mantidas constantes, mesmo com o componente de seqüência negativa.

O trabalho de manter estas tensões constantes no valor de referência fica a cargo dos ângulos de controle, mostrados na *Figura A173*. Estes sinais mostram a presença de perturbações relacionadas à presença do componente de seqüência negativa no sistema CA.

O sinal de controle de reativos, o índice de modulação de amplitude, mostrado na *Figura A174*, devido à dinâmica mais lenta relacionada aos filtros não apresenta alterações nos resultados para presença do componente de seqüência negativa.

A tensão e corrente da fase “a” do STATCOM Cascata PWM, mostradas na *Figura A175*, não são afetadas pelas perturbações quando  $\eta_2 = 5\%$ . Na análise dos harmônicos destes sinais das tensões e correntes, respectivamente, na *Figura A176(a)* e *(b)*, este fato é verificado pois só existem os harmônicos característicos do chaveamento na corrente.

A análise de harmônicos para a tensão CC da fase “a”, na *Figura A177(a)*, quando  $q = 0$ , e para  $q \neq 0$ , na *Figura A178(a)*, mostra a presença do segundo harmônico e dos harmônicos característicos do chaveamento. O segundo harmônico, teve seu valor aumentado pela presença de  $\eta_2 = 5\%$ .

A potência real instantânea, *Figura A177(b)*, para  $q = 0$ , e na *Figura A178(b)*, para  $q \neq 0$ , mostra o mesmo resultado, a presença do segundo harmônico, aumentado, e os harmônicos característicos do chaveamento PWM.

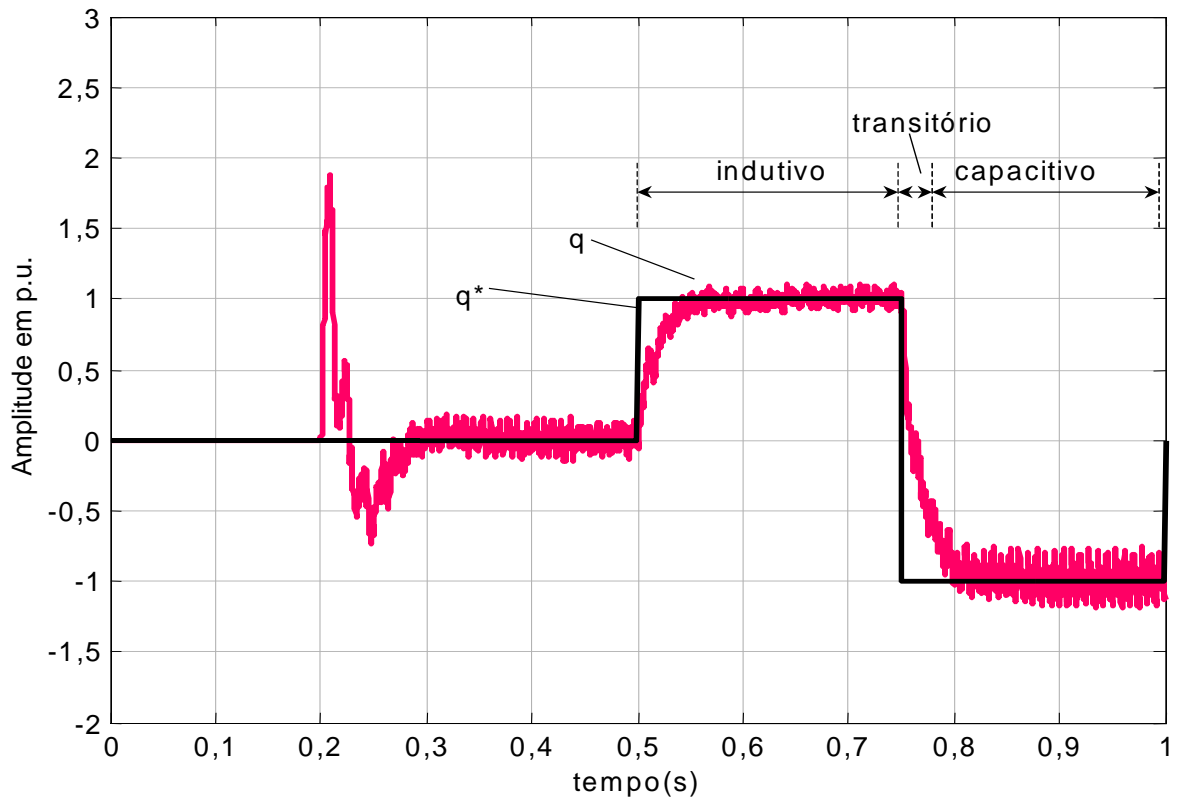


Figura A170 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - potência imaginária instantânea - com seqüência negativa.

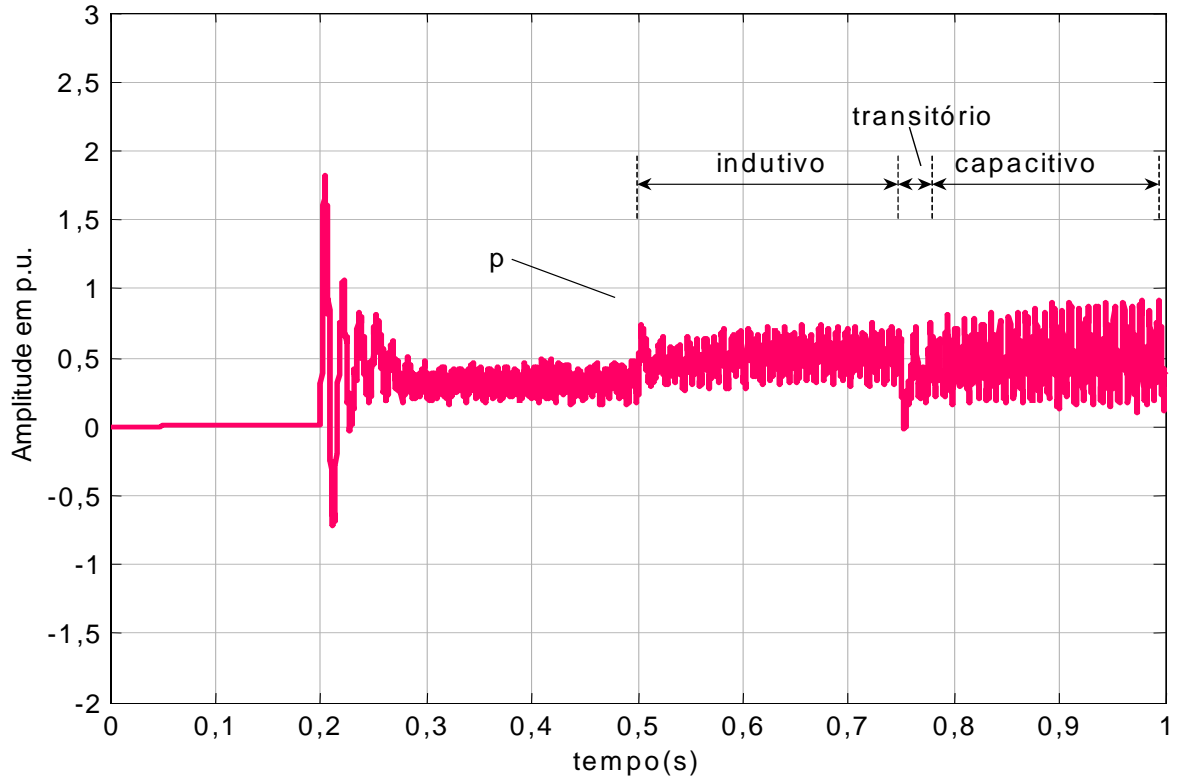


Figura A171 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - potência real instantânea - com seqüência negativa.

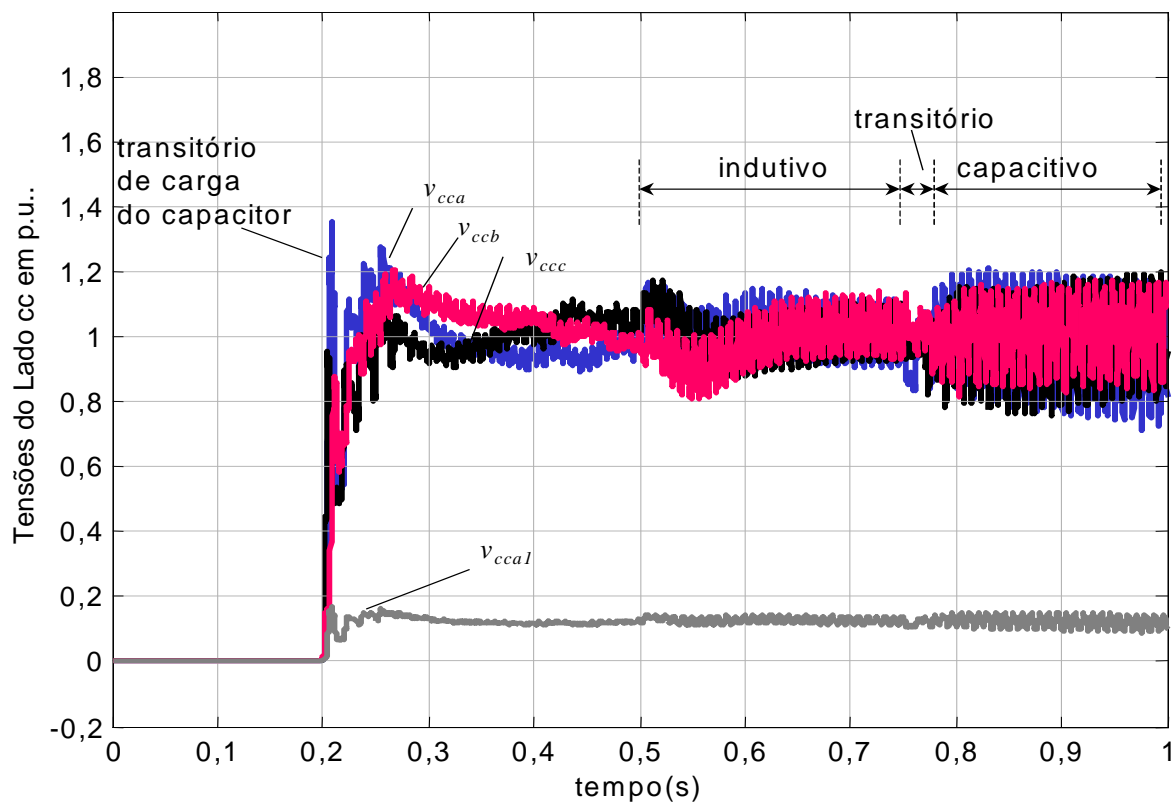


Figura A172 – STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - tensões dos lados CC - fases a, b, c.- com seqüência negativa.

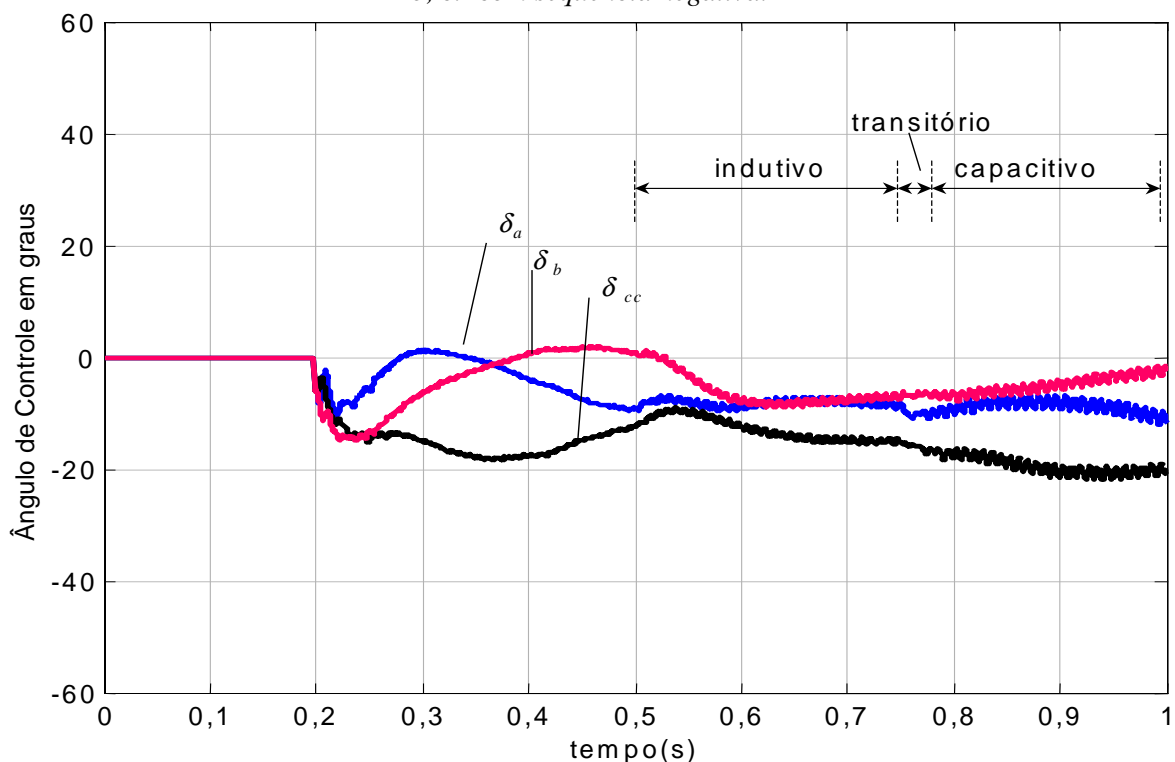


Figura A173 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - Sinal de controle da tensão do lado CC para as fases- Ângulo de controle.

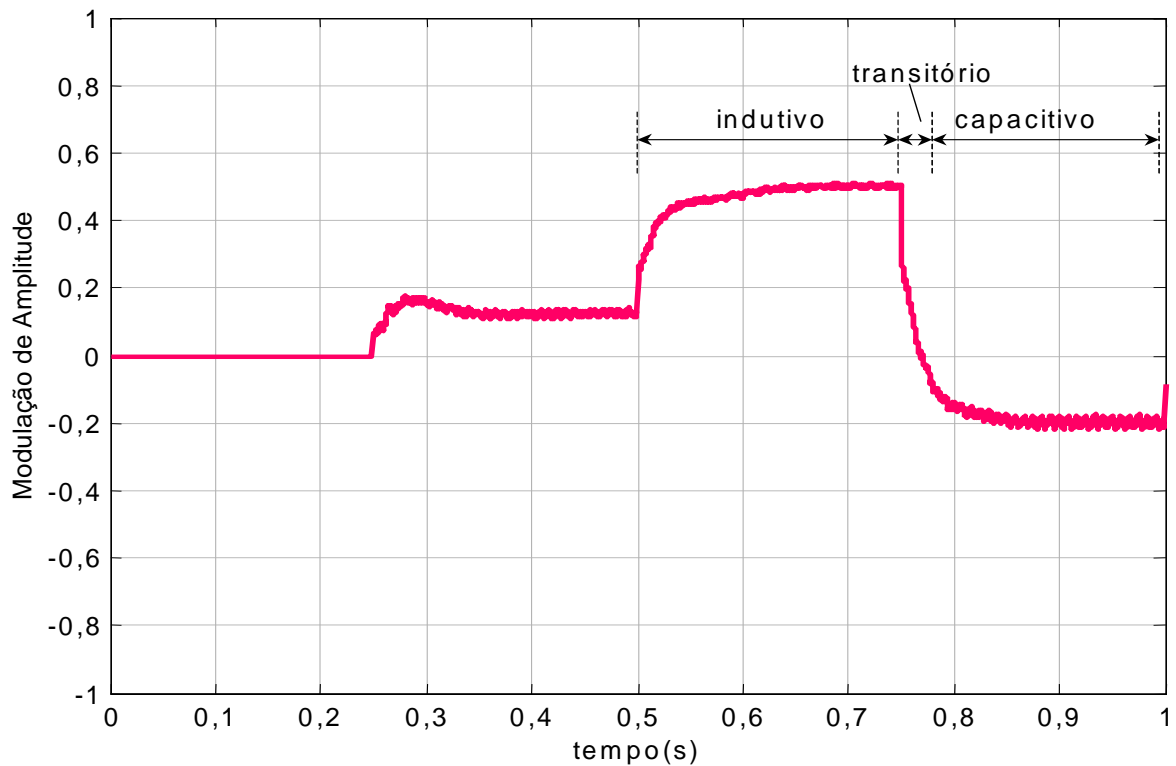


Figura A174 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - Sinal de controle de reativos - modulação de amplitude - com seqüência negativa.

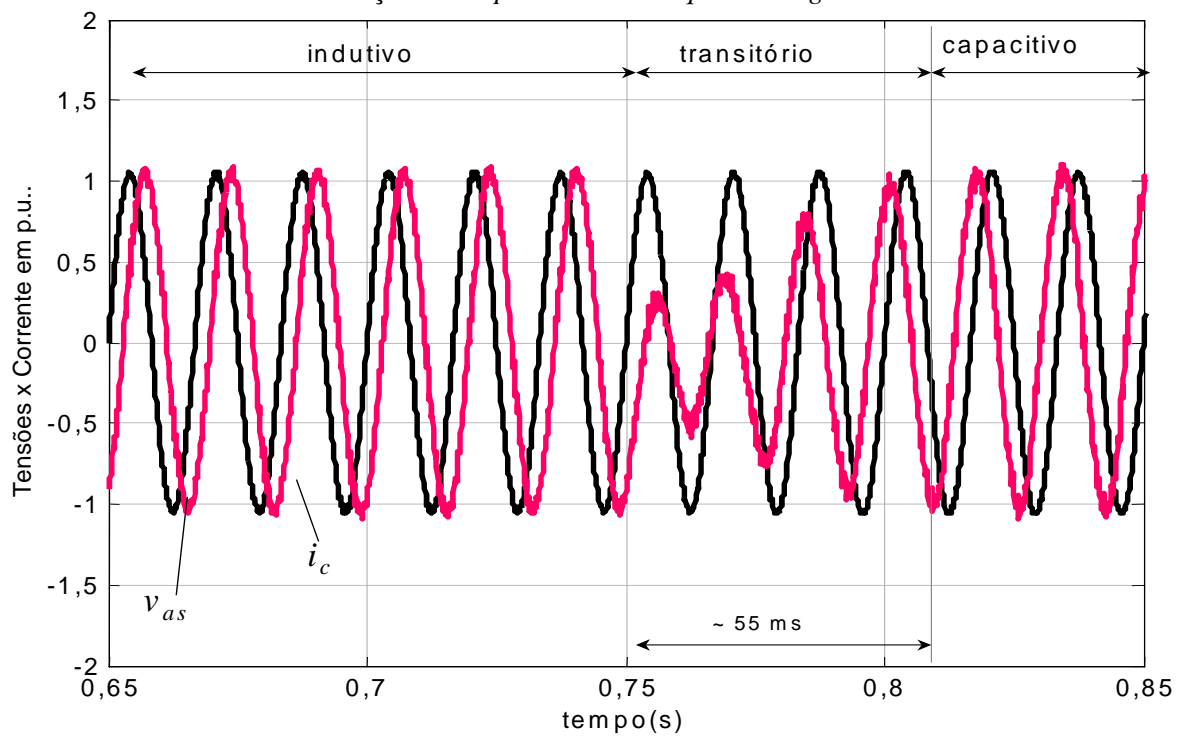


Figura A175 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - tensão do sistema CA,  $v_{as}$ , e corrente de compensação do lado CA,  $i_c$  - com seqüência negativa.



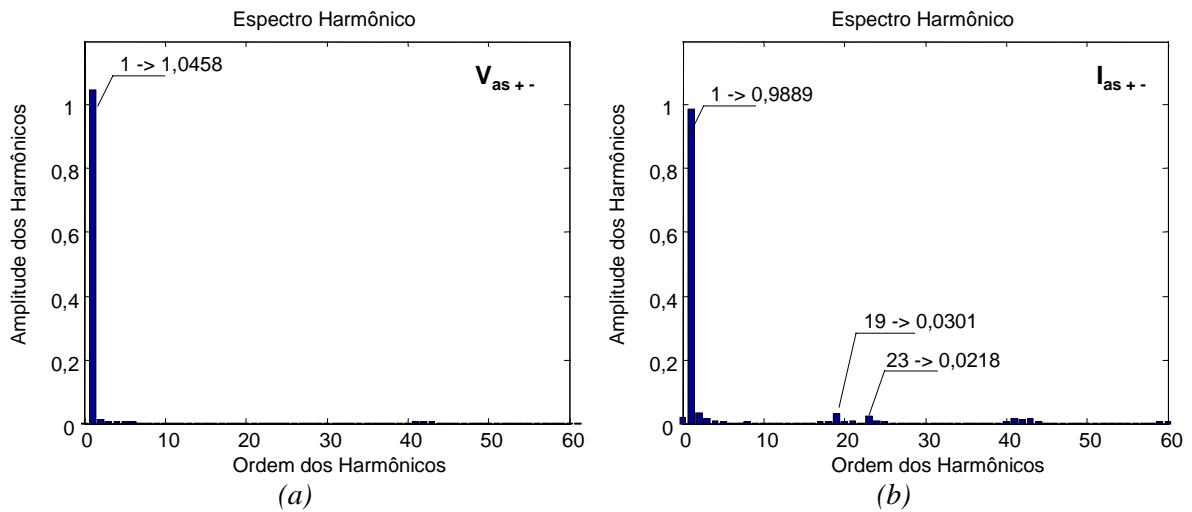


Figura A176 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - harmônicos, das tensões (a) e corrente(b) do lado CA, em p.u. - com seqüência negativa.

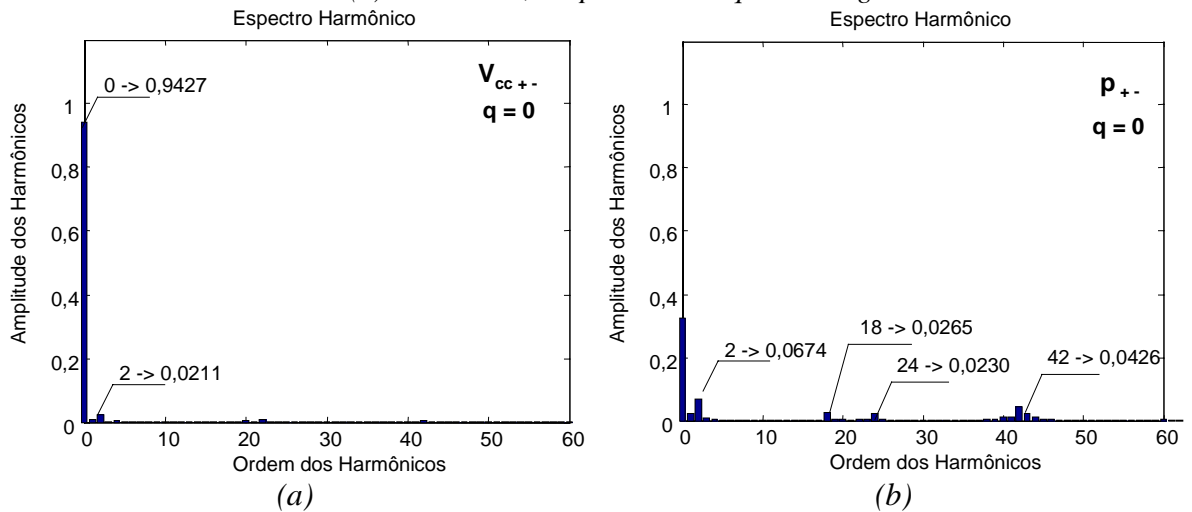


Figura A177 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa -  $q = 0$ .

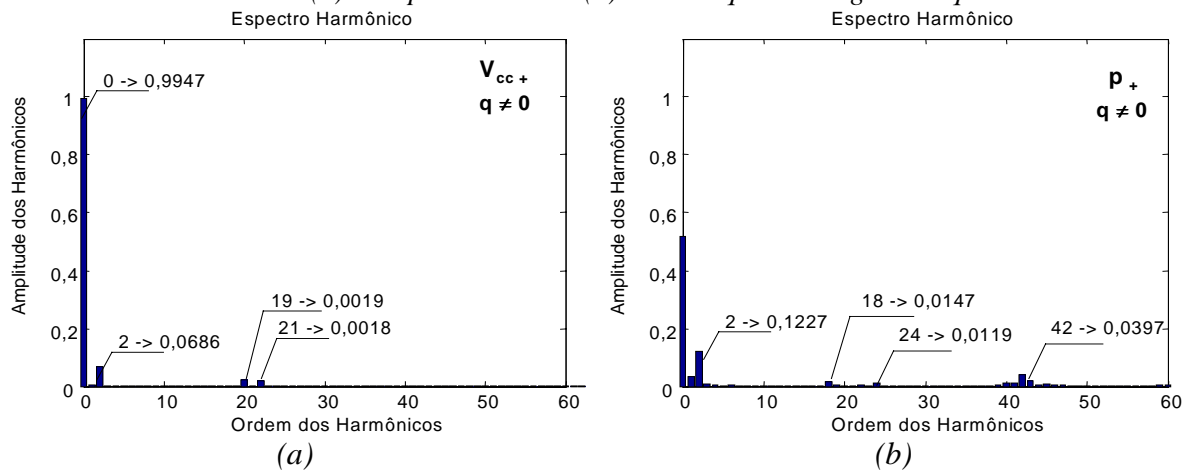


Figura A178 - STATCOM Cascata PWM com Controle Trifásico - harmônicos, em p.u., da tensão do lado CC (a) e da potência ativa (b) - com seqüência negativa -  $q \neq 0$ .