

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
COPELE
FILTROS ATIVOS PARA SISTEMAS EQUILIBRADOS
E
DESEQUILIBRADOS

Ricardo Ferreira Pinheiro

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Ricardo Ferreira Pinheiro, Dezembro de 2001



P654f Pinheiro, Ricardo Ferreira
Filtros ativos para sistemas equilibrados e
desequilibrados / Ricardo Ferreira Pinheiro. - Campina
Grande, 2001.
205 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade
Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Processamento de Energia - Filtros Ativos 2. Energia
Eletrica - Qualidade 3. Tolerancia a Faltas - Filtros
Ativos 4. Tese - Engenharia Eletrica I. Jacobina, Cursino
Brandao II. Lima, Antonio Marcus Nogueira III. Universidade
Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) IV. Título

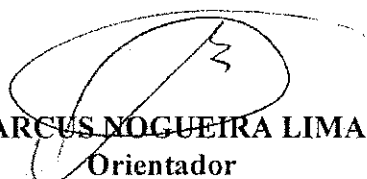
CDU 621.3.072.8(043)

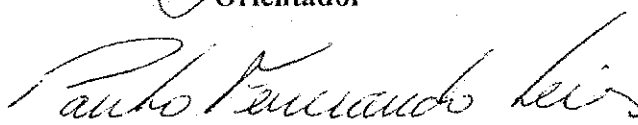
FILTROS ATIVOS PARA SISTEMAS EQUILIBRADOS E DESEQUILIBRADOS

RICARDO FERREIRA PINHEIRO


Tese Aprovada em 17.12.2001


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador


PAULO FERNANDO SEIXAS, Dr.Ing., UFMG
Componente da Banca


ERNESTO RUPPERT FILHO, Dr., UNICAMP
Componente da Banca


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca


WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFPB
Componente da Comissão

CAMPINA GRANDE - PB
Dezembro - 2001

Dedicatória

Dedico este trabalho,

ao meu pai, Rivaldo Pinheiro (*in memoriam*) referência de vida pessoal, profissional e ética.

a minha mãe, Júlia Ferreira Pinheiro (*in memoriam*), que poderia ter “poupado” a universidade de muitos questionamentos.

a meus filhos, Ricardo, Marcelo e Rafael, estímulo de fazer e viver sempre e mais.

aos meus irmãos e inumeráveis amigos que suportaram pacientemente tantos anos de mau humor, ausências e preocupações retribuindo com incentivo e compreensão.

a Giovana, por dez anos de incondicional companheirismo em meio aos vinte desta busca.

ao meus tios Miguel Ferreira, Maria Segunda Ferreira Pereira e Victor Mouzinho Pereira, a Miguel Ferreira Filho (*in memoriam*) e Valmir Ferreira Segundo, símbolos de amizade e sinceridade.

a todos os que fazem o Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas, pela demonstração de que é possível produzir mais interagindo fraternalmente.

Agradecimentos

Agradeço aos Professores Cursino Brandão Jacobina e Antônio Marcus Nogueira Lima, pela orientação, dedicação, compreensão e amizade.

Aos Professores Edison Roberto Cabral da Silva e Talvanes Meneses Oliveira, cujas participações e amizades foram imprescindíveis.

Aos colegas do LEIAM:

- os que me antecederam, Fabiano, Laurinda, Luiz Antônio, Márcio, Nazareno, e Rui, companheiros e amigos.

- os contemporâneos de Tese, Alexandre, Christian, Claudia, Edgar, Gustavo, Levi, Marcelo, Maurício, Reginaldo, Ricardo Lúcio e Talvanes, que, além de amizade prestaram apoio e ensinamentos inestimáveis em todos os momentos da elaboração deste trabalho.

- os colegas que estão chegando, Alberto, Antônio, Betânia, Clayton e Paulo, esperando que possam desfrutar da mesma convivência que usufruí.

Aos funcionários da COPELE, Ângela, Marcos e Pedro, assim como Eleonôra (Miniblio), pela atenção e disponibilidade permanentes.

Aos Professores Benedito Luciano, Luiz Reis e Péricles Rezende, que estiveram sempre próximos e interessados.

Aos meus "familiares" do Hotel do Vale, Cida, Alcides, Cláudio, George, Luiz (*in memoriam*), Edileuza, Kelly, Marcos, Nehemias e todos os demais, pelo carinho e atenção com que sempre me receberam.

Aos Professores Sandoval Carneiro Júnior e Edson Hirokazu Watanabe (COPPE/UFRJ), pela compreensão em momentos muito difíceis, inclusive no insucesso involuntário.

Ao Professor Alquindar de Souza Pedroso (COPPE/UFRJ), pelos exemplos de profissional competente, ético e humano.

Aos amigos, Professores Andrés Ortiz Salazar e André Laurindo Maitelli (UFRN), pela paciência, compreensão e colaboração.

Aos amigos, Professores José Ivonildo Rêgo e Aldayr Dantas de Araújo (UFRN), pelas grandes colaborações prestadas para a realização deste trabalho.

Aos Professores Ótom Anselmo de Oliveira e Lúcio Flávio de Souza Moreira (UFRN), pelo suporte que permitiu a conclusão desta Tese.

Aos amigos do Departamento de Engenharia de Computação e Automação da UFRN, nosso ideal de espaço profissional, esperando retribuir à altura a colaboração recebida.

Aos amigos que ficaram no Departamento de Engenharia Elétrica da UFRN, com os quais espero continuar a contribuir para a melhoria acadêmica de nossa Universidade.

Aos amigos da equipe administrativa da UFRN, pelo incentivo, compreensão e parceria na busca de nosso ideal de Universidade.

À ADURN-S.Sind., onde aprendi o porquê desta tese, entre tantas outras coisas.

Resumo

Este trabalho trata da modelagem e controle de Filtros Ativos em sistemas elétricos a três e quatro fios, constituídos por conversores PWM tipo fonte de tensão, em derivação, compensando a corrente fornecida pela rede elétrica a uma carga genérica.

A compensação da corrente da rede abrange as componentes de sequência negativa, homopolar e reativa, permitindo, portanto, que as correntes do sistema de alimentação sejam equilibradas e em fase com a tensão da rede. Desta forma, o estudo procura tratar de técnicas de controle que garantam essas condições para as correntes do alimentador da concessionária de energia elétrica, mesmo em condições de carga e parâmetros do circuito alimentador desequilibrados.

O estudo também propõe estratégias de controle que permitem ampliar a robustez de Filtros Ativos em Derivação, quando da ocorrência de um distúrbio rigoroso, que resulte na eliminação do funcionamento de um dos braços do conversor, ou abertura da conexão de um dos braços à rede elétrica, ou quando o conversor tipo fonte de tensão apresente limitações que representem a perda da conexão com uma das fases da rede.

São exploradas as possibilidades da estrutura do conversor a quatro braços para manter o sistema em operação, ainda que em situação não ideal, até que seja possível ser desativado para as necessárias correções. Como se verá, não será possível compensar algumas das componentes das correntes solicitadas pela carga, como, por exemplo, a componente de sequência zero.

A alternativa apresentada representa uma vantagem significativa, especialmente quando da aplicação em sistemas industriais, onde um dos distúrbios do tipo considerado pode implicar na suspensão instantânea e prolongada de todo um processo, provocando prejuízos.

Para fundamentar e contextualizar as propostas, é apresentado um estudo sobre a utilização de Filtros Ativos em regime permanente voltados para a compensação de fator de potência e para o controle da regulação de tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) de um sistema industrial. Esse estudo, além de demonstrar o comportamento do compensador diante da variação de parâmetros importantes, como as potências solicitadas pela carga, dá uma idéia das vantagens e investimentos necessários para optar pela adoção de um dos dois objetivos de compensação.

Os esquemas de controle utilizados nas simulações e experimentos realizados, são também apresentados para facilitar a compreensão das propostas.

Abstract

This Thesis deals with the modelling and control of the Active Filter in electric power systems that have three and four wire. The Active Filter is composed by a shunt PWM voltage source converter to compensates the current of the grid in a industry plant.

The compensation of the grid current encompasses homopolar, reactive, negative sequence and harmonic components. This compensation provides that the grid current comes to be sinusoidal, balanced and synchronized with the grid voltage. Thus, we explore some control techniques which can assure these conditions to the feeder currents, even under unbalanced conditions of the load or the grid impedance .

The study presents control strategies that allow to enlarge the strenght of the shunt Active Filters in case of occurring rigorous disturbance such as: elimination of functioning of one of branch of the converter; breach of the connection of one of the branch of grid; and when the voltage source converter presents limitation to your operation which brings a loss of one phase.

The redundances of the structure of the converter with four branches are explored by keeping the system in operation up to the point of its possible interruption to the necessary retifications.

According to the findings of the study it will not possible to compensate all the components of the current required by the load, as for exemple, the component of zero sequence.

This proposition means a relevant advantage, mainly if applied to industrial systems, where one of the disturbances may imply in instantaneous and prolonged interruption of all process, providing serious damages.

For the base and context of the proposal (In order to make the results showed clearer), it is presented a study of stead state about the application of Active Filters to compensate the power factor and control of the voltage regulation of the bus of the entrance in one industrial system, the point of coupling comon (PCC). This study, besides demonstrating the behavior of the compensator, faces the variations of important parameters, as the active and reactive powers demanded by the load. It also provides an analysis of the advantages, as well as the necessary investment to choose one of the discussed options.

The control structures used in the simulations and experiments are also presented in order to facilitate their understanding.

Lista de Símbolos

<i>PAC</i>	Ponto de Acoplamento Comum
<i>RCT</i>	Reator Controlado por Tiristores
<i>CCT</i>	Capacitor Chaveado por Tiristores
<i>RS</i>	Reator Saturado
<i>FACTS</i>	Flexible AC Transmission System
<i>APQC</i>	Active Power Quality Conditioner
<i>UPQC</i>	Unified Power Quality Conditioner
<i>UPFC</i>	Unified Power Flow Controller
<i>STATCOM</i>	Static Synchronous Compensator
<i>PLC</i>	Power Line Conditioner
<i>P</i>	Potência ativa
<i>Q</i>	Potência reativa no <i>PAC</i>
$\cos \phi$	Fator de potência
Q_f	Potência do Filtro Ativo
Q_1	Potência reativa no <i>PAC</i> para o fator de potência $\cos \phi_1$
Q_0	Potência reativa no <i>PAC</i> para o fator de potência $\cos \phi_0$
ΔQ_{fi}	Potência do Filtro Ativo para corrigir o fator de potência no <i>i</i> -ésimo estágio
$\mathbf{V} = v_d + jv_q$	vetor tensão do gerador em regime permanente
$\mathbf{I} = i_d + ji_q$	vetor corrente do gerador em regime permanente
$r + jx$	impedância do alimentador (<i>interligação gerador-PAC</i>)
$\mathbf{e}_f = e_{fd} + je_{fq}$	vetor tensão do Filtro Ativo em regime permanente
$\mathbf{I}_f = i_{fd} + ji_{fq}$	vetor corrente do Filtro Ativo em regime permanente
$r_f + jx_f$	impedância do Filtro Ativo (<i>interligação Filtro Ativo-PAC</i>)
$\mathbf{V}_l = v_{ld} + jv_{lq}$	vetor tensão do <i>PAC</i> (ou, da carga) em regime permanente
V_d	módulo da tensão do <i>PAC</i> no controle de regulação de tensão
$\mathbf{i}_l = i_{ld} + ji_{lq}$	vetor corrente da carga em regime permanente
$g_l + jb_l$	admitância da carga
<i>p</i>	potência ativa fornecida pelo gerador
<i>q</i>	potência reativa fornecida pelo gerador
<i>s</i>	potência aparente fornecida pelo Filtro Ativo
p_f	potência ativa fornecida pelo Filtro Ativo
q_f	potência reativa fornecida pelo Filtro Ativo

s_f	potência aparente fornecida pelo Filtro Ativo
p_l	potência ativa consumida pela carga
q_l	potência reativa consumida pela carga
s_l	potência aparente consumida pela carga
dp	perda de potência ativa no alimentador
dq	perda de potência reativa no alimentador
dp_f	perda de potência ativa no Filtro Ativo (interligação ao PAC)
dq_f	perda de potência reativa no Filtro Ativo (interligação ao PAC)
k_1 a k_{23}	constantes definidas para auxiliar nos cálculos
k_z e k_y	constantes definidas para auxiliar nos cálculos
η	rendimento total do sistema elétrico
ω_a	velocidade angular de um referencial arbitrário
ω_e	velocidade angular síncrona
PI	controlador proporcional integral
dq	referencial de eixos em quadratura
DQ	referencial de eixos em quadratura com o eixo Q emulado
a^s	variável qualquer "a" no referencial estacionário "s"
$Ae^{j\omega_e t}$	vetor girante síncrono de seq. positiva com amplitude A
$\tilde{A}e^{j\omega_e t}$	vetor girante síncrono de seq. negativa, com amplitude A
$\mathbf{a}^s = \mathbf{a}^+ + \mathbf{a}^-$	vetor estacionário, soma dos vetores girantes opostos
ξ	sinal de erro da variável controlada na entrada do controlador
k_p	ganho proporcional do controlador
k_i	ganho do integrador do controlador
k_p^+	ganho proporcional do controlador de seq. positiva
k_i^+	ganho do integrador do controlador de seq. positiva
k_p^-	ganho proporcional do controlador de seq. negativa
k_i^-	ganho do integrador do controlador de seq. negativa
h	período de amostragem do controlador digital
k	k -ésima amostragem do controlador digital
v_1^s, v_2^s, v_3^s	tensões trifásicas da fonte no referencial estacionário
$e_{f1}^s, e_{f2}^s, e_{f3}^s$	tensões trifásicas do Filtro Ativo no referencial estacionário
$v_{l1}^s, v_{l2}^s, v_{l3}^s$	tensões trifásicas do PAC (carga) no referencial estacionário
i_1^s, i_2^s, i_3^s	correntes trifásicas da fonte no referencial estacionário
$i_{f1}^s, i_{f2}^s, i_{f3}^s$	correntes trifásicas do Filtro Ativo no referencial estacionário
$i_{l1}^s, i_{l2}^s, i_{l3}^s$	correntes trifásicas da carga no referencial estacionário
r_1, r_2, r_3	resistências de fases do alimentador (interligação gerador-PAC)
l_1, l_2, l_3	indutâncias de fases do alimentador (interligação gerador-PAC)
r_{f1}, r_{f2}, r_{f3}	resistências de fases do Filtro Ativo (interligação ao PAC)

l_{f1}, l_{f2}, l_{f3}	indutâncias de fases do Filtro Ativo (<i>interligação ao PAC</i>)
r_{t1}, r_{t2}, r_{t3}	resistências de fases totais do Filtro Ativo e alimentador
l_{t1}, l_{t2}, l_{t3}	indutâncias de fases totais do Filtro Ativo e alimentador
r_{l1}, r_{l2}, r_{l3}	resistências de fases da carga
l_{l1}, l_{l2}, l_{l3}	indutâncias de fases da carga
a_1^s, a_2^s, a_3^s	variáveis em componentes de fase no referencial estacionário
a_o^s, a_d^s, a_q^s	variáveis em componentes "odq" no referencial estacionário
A	matriz de conversão de "odq" para componentes de fase
a_1^a, a_2^a, a_3^a	variáveis em componentes de fase no referencial arbitrário "a"
a_o^a, a_d^a, a_q^a	variáveis em componentes "odq" no referencial arbitrário "a"
r_o, r_d, r_q	resistências próprias no sistema "odq"
r_{od}, r_{oq}	resistências de acoplamento no sistema "odq", eixo "o"
r_{dq}, r_{do}	resistências de acoplamento no sistema "odq", eixo "d"
r_{qq}, r_{qo}	resistências de acoplamento no sistema "odq", eixo "q"
l_o, l_d, l_q	indutâncias próprias no sistema "odq"
l_{od}, l_{oq}	indutâncias de acoplamento no sistema "odq", eixo "o"
l_{dq}, l_{do}	indutâncias de acoplamento no sistema "odq", eixo "d"
l_{qq}, l_{qo}	indutâncias de acoplamento no sistema "odq", eixo "q"
B	conversão de componentes "dq" em dois vetores complexos
$\bar{a}_{xy}^a, \bar{A}_{xy}^a$	parâmetro/matriz sem acoplamento, componentes "xy", referencial arbitrário
"a"	
$\tilde{a}_{xy}^a, \tilde{A}_{xy}^a$	parâmetro/matriz com acoplamento, componentes "xy", referencial arbitrário
"a"	
$\ddot{\mathbf{a}}$	vetor resultante de dois complexos conjugados sem acoplamento
$\tilde{\mathbf{a}}$	vetor resultante de dois complexos conjugados em acoplamento
a_{oD}^s	variável de eixo "o" adotada como de eixo "D"
a_{oQ}^s	variável fictícia para emulação de componente "Q"
$\mathbf{A}_{DQ} = a_{oD}^s + ja_{oQ}^s$	vetor com componente "Q" emulada
C	conversão de "odq" para componentes de fase em sistema a três fios (tensões)
D	conversão de "odq" para componentes de fase em sistema a três fios (correntes)

Lista de Figuras

1.1	Diagrama unifilar de um sistema industrial típico de grande porte.	6
1.2	Sistema industrial utilizando reator controlado por tiristores como compensador.	9
1.3	Sistema industrial utilizando capacitor chaveado por tiristores como compensador.	9
1.4	Sistema industrial utilizando reator saturado como compensador.	10
1.5	Sistema industrial utilizando reator controlado por tiristores e capacitor chaveado por tiristores como compensador.	11
1.6	Sistema de transmissão utilizando FACTS. (a) exemplo genérico; (b) Filtro Ativo operando como STATCOM.	12
1.7	Sistema de transmissão utilizando FACTS do tipo compensador de reativos híbrido (RCT-CCT).	12
1.8	Sistema industrial utilizando um Filtro Ativo como sistema de compensação.	14
1.9	Topologia do conversor trifásico tipo fonte de tensão com três braços.	14
1.10	Conversor trifásico tipo fonte de tensão a quatro fios e três braços.	15
1.11	Topologia do conversor trifásico tipo fonte de tensão a quatro fios e quatro braços.	15
2.1	Sistema industrial incluindo a concessionária, indústria (carga e filtro ativo) e PAC para outros consumidores.	21
2.2	Diagrama esquemático do circuito elétrico para o sistema incluindo a parte da concessionária e a carga no sistema industrial.	21
2.3	Diagrama esquemático do circuito elétrico incluindo a parte da concessionária e a indústria, envolvendo a carga e o filtro ativo.	21
2.4	Variação da potência necessária ao Filtro Ativo para (1) variar o fator de potência de 0,85 a unitário; (2) estágios 0,85-0,90 , 0,9-0,95 e 0,95-1,00.	24
2.5	Potências exigidas para o Filtro Ativo em três estágios de correção do fator de potência.	25
2.6	(a) Variação da condutância da carga; (b) Tensão na fonte (curva em linha cheia) e no PAC (curva em ++), sem compensação; (c) Tensão na fonte (curva em linha cheia) e no PAC com compensação p/ fator de potência unitário 1 (curva em ++).	40

2.7	Magnitudes da tensão na fonte (curvas em linha cheia) e no PAC (curvas em ++), nas compensações: (a) para fator de potência unitário 2; (b) para regulação de tensão 1 e (c) para regulação de tensão 2.	41
2.8	Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.	42
2.9	Diagrama fasorial do sistema não compensado com condutância de carga representando um décimo da nominal.	42
2.10	Diagrama fasorial do sistema não compensado com condutância de carga representando duas vezes a nominal.	43
2.11	Rendimento do sistema diante da variação da potência ativa da carga.	43
2.12	Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador: (a) reatância do alimentador reduzida e (b) resistência do alimentador aumentada.	44
2.13	Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador: (a) reatância do alimentador aumentada e (b) resistência do alimentador reduzida.	45
2.14	Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).	46
2.15	(a) Magnitude da tensão; e (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo, para garantir fator de potência unitário no PAC.	47
2.16	(a) Magnitude da tensão; e (b) Potência ativa solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.	48
2.17	(a) Variação da susceptância da carga; (b) Tensão no PAC sem compensação; (c) Tensão no PAC com compensação para fator de potência unitário 1.	49
2.18	Variação da magnitude da tensão no PAC nas compensações: (a) para fator de potência unitário 2; (b) para regulação de tensão 1; (c) para regulação de tensão 2.	50
2.19	Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.	51
2.20	Rendimento do sistema diante da variação da potência reativa da carga.	52
2.21	Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).	52
2.22	(a) Magnitude da tensão; e, (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo para garantir fator de potência unitário no PAC.	53
2.23	(a) Magnitude da tensão; e (b) Potência ativa solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.	53
2.24	(a) Variação da resistência do alimentador; (b) Tensão do PAC sem compensação; (c) Tensão no PAC compensação para fator de potência unitário 1.	54
2.25	Variação da magnitude da tensão no PAC, nas compensações: (a) para fator de potência unitário 2; (b) para regulação de tensão 1 e (c) para regulação de tensão 2.	54
2.26	Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.	55
2.27	Rendimento do sistema diante da variação da resistência do alimentador.	55

2.28	Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).	56
2.29	(a) Magnitude da tensão; e (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo, para garantir fator de potência unitário no PAC.	56
2.30	(a) Magnitude da tensão; e (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.	57
2.31	Diagramas fasoriais sem Filtro Ativo atuando: (a) resistência do alimentador elevada; e (b) resistência do alimentador pequena.	58
2.32	(a) Variação da reatância do alimentador; (b) tensão do PAC sem compensação; (c) Tensão do PAC com compensação para fator de potência unitário 1.	58
2.33	Variação da magnitude da tensão do PAC para compensações: (a) fator de potência unitário 1; (b) regulação de tensão 1; (c) regulação de tensão 2.	59
2.34	Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.	60
2.35	Rendimento do sistema diante da variação da reatância do alimentador.	61
2.36	Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).	62
2.37	Diagramas fasoriais sem Filtro Ativo atuando: (a) reatância do alimentador pequena; e (b) reatância do alimentador elevada.	63
2.38	(a) Magnitude da tensão; e (b) potência aparente solicitada ao Filtro Ativo, para fator de potência unitário no PAC.	64
2.39	(a) Magnitude da tensão; e (b) potência aparente solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.	65
3.1	Conversor trifásico a quatro fios e quatro braços em sistema trifásico série a quatro fios.	68
3.2	Diagrama equivalente para o circuito trifásico série a quatro fios.	68
3.3	Modelo vetorial complexo para as componentes "dq" no referencial estacionário.	74
3.4	Modelo vetorial para a componente homopolar do modelo "odq": (a) circuito "o", eixo D; (b) circuito "o", eixo Q.	75
3.5	Modelo vetorial complexo conjugado "DQ" para a componente de eixo "o" no referencial estacionário.	77
3.6	Modelo vetorial "dq" por fase (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.	79
3.7	Circuito vetorial "DQ" para o sistema em componentes de fase no referencial estacionário.	80
3.8	Conversor trifásico a três fios e três braços, em sistema trifásico a três fios.	82
3.9	Diagrama esquemático para o circuito trifásico série a três fios.	82
3.10	Modelo vetorial "dq" para o sistema trifásico série a três fios.	86

3.11	Conversor trifásico a quatro braços em sistema trifásico a quatro fios e carga a quatro fios.	87
3.12	Circuito equivalente para operação equilibrada em componentes de fase.	87
3.13	Circuito equivalente para o modelo matemático simplificado.	90
3.14	Modelo série em componentes de fase para o circuito equilibrado.	90
3.15	Modelo série em componentes de fase para o circuito desequilibrado.	90
3.16	Modelo vetorial "DQ" para o sistema trifásico "T" a quatro fios.	92
3.17	Modelo "odq": (a) eixo "o"; (b) eixo "d"; (c) eixo "q".	93
3.18	Modelo "odq" série para o circuito equilibrado.	96
3.19	Modelo "odq" série para o circuito desequilibrado.	96
3.20	Diagrama esquemático do sistema trifásico, quatro fios, conversor trifásico a quatro braços e carga a três fios.	97
3.21	Circuito equivalente para o modelo matemático simplificado.	99
3.22	Circuitos para o modelo matemático em componentes "dq", com parâmetros do circuito desequilibrados.	101
3.23	Circuito para o modelo matemático simplificado em componentes "dq", considerando o sistema com parâmetros equilibrados.	102
4.1	Diagrama esquemático para o circuito trifásico série a três fios.	105
4.2	Diagrama de blocos para o controlador "A", no sistema elétrico trifásico série a três fios no referencial síncrono.	108
4.3	Diagrama de blocos do controlador "B" (ou C, conforme as equações utilizadas), no sistema elétrico trifásico a três fios, no referencial estacionário.	109
4.4	Diagrama de blocos do controlador B, no referencial estacionário, aplicado ao modelo "odq".	110
4.5	Diagrama de blocos para o controlador A, no referencial síncrono, aplicado a sistema a quatro fios, um controlador por fase.	111
4.6	Diagrama de blocos para aplicação do controlador B, no referencial estacionário, em sistemas a quatro fios, um controlador por fase.	112
4.7	Diagrama de blocos para aplicação do controlador C, no referencial estacionário, em sistemas a quatro fios, um controlador por fase.	113
4.8	Diagrama esquemático do sistema utilizado para simular os controladores.	114
4.9	Curvas da simulação das correntes de linha no alimentador (gerador-PAC), para as fases 1, 2 e 3.	114
4.10	Curvas da simulação das correntes de linha medida e de referência na fase 1 do alimentador (gerador-PAC).	115
4.11	Curvas da simulação das correntes de linha medida e de referência na fase 2 do alimentador (gerador-PAC).	116

4.12	Curvas da simulação das correntes de linha medida e de referência na fase 3 do alimentador (gerador-PAC).	117
4.13	Curvas da simulação da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas na fase 1 do alimentador (gerador-PAC).	118
4.14	Curvas da simulação da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas na fase 2 do alimentador (gerador-PAC).	118
4.15	Curvas da simulação da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas na fase 3 do alimentador (gerador-PAC).	119
4.16	Curvas experimentais das correntes de linha e respectivas referências utilizando apenas o controlador de sequência positiva.	121
4.17	Curvas experimentais das correntes de linha e respectivas referências utilizando os controladores de sequência positiva e negativa.	123
4.18	Curvas das correntes de linha medidas experimentalmente no alimentador (gerador-PAC) para as fases "123", no sistema com carga a 4 fios sem controladores.	124
4.19	Curvas da tensão fase-neutro e correntes de linha medidas experimentalmente na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 4 fios.	125
4.20	Curvas das correntes de linha medidas experimentalmente no alimentador (gerador-PAC), com o Filtro Ativo conectado: sistema com carga a 4 fios.	126
4.21	Curvas da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas experimentalmente na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 4 fios.	127
4.22	Curvas das correntes de linha experimentais, medida e de referência, da fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 4 fios.	128
4.23	Curvas das correntes de linha medidas experimentalmente no alimentador (gerador-PAC), com o Filtro Ativo desconectado: sistema com carga a 3 fios.	129
4.24	Curvas da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas experimentalmente na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 3 fios.	130
4.25	Curvas das correntes de linha experimentalmente medidas no alimentador (gerador-PAC), com o Filtro Ativo conectado ao sistema: sistema com carga a 3 fios.	130
4.26	Curvas da tensão fase-neutro e corrente de linha experimentalmente medidas na fase 1 do alimentador: sistema com carga a 3 fios.	131
4.27	Curvas das correntes de linha experimentais, medida e de referência, na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 3 fios.	131
5.1	Conversor trifásico a quatro braços em sistema trifásico a quatro fios e carga a quatro fios.	133
5.2	Diagrama esquemático completo do circuito após o distúrbio na fase 1.	134
5.3	Circuitos equivalentes pós-distúrbio em componentes "123".	135

5.4	Representação no modelo "xy" após o distúrbio na fase 1: (a) componente "o"; (b) componentes "xy".	137
5.5	Circuito equivalente no modelo "xy", após o distúrbio na fase 1, com parâmetros equilibrados: (a) componente "o"; (b) componente "xy".	138
5.6	Diagrama esquemático do circuito completo após o distúrbio na fase 2.	139
5.7	Circuitos do modelo "xy" após o distúrbio na fase 2 com parâmetros do sistema desequilibrados: (a) eixo "o"; (b) eixos "xy".	140
5.8	Circuitos do modelo "xy" após o distúrbio na fase 2 com parâmetros do sistema equilibrados: (a) eixo "o"; (b) eixos "xy".	141
5.9	Diagrama esquemático completo do circuito após o distúrbio na fase 3.	142
5.10	Circuitos do modelo "xy" após o distúrbio na fase 2 com parâmetros do sistema desequilibrados: (a) eixo "o"; (b) eixos "xy".	143
5.11	Circuitos em modelo "xy" após o distúrbio na fase 3, com parâmetros equilibrados: (a) eixo "o"; (b) eixos "xy".	144
5.12	Diagrama de blocos do sistema de controle antes da ocorrência do distúrbio. . .	144
5.13	Diagrama de blocos do sistema de controle após a ocorrência do distúrbio. . . .	145
5.14	Curvas da simulação das potência instantânea fornecida pela fonte: (a) sem compensação; (b) com compensação.	146
5.15	Curvas da simulação das potências instantâneas do Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.	147
5.16	Curvas da simulação das correntes de linha da fonte em componentes 123: (a) sem compensação; (b) com compensação.	148
5.17	Curvas da simulação das correntes de linha fornecidas pelo Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.	149
5.18	Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "d": (a) sem compensação; (b) com compensação.	150
5.19	Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "q": (a) sem compensação; (b) com compensação.	151
5.20	Curvas da simulação das correntes de eixo "o", na fonte e carga: (a) sem compensação; (b) com compensação.	152
5.21	Curvas da simulação das correntes de linha na carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.	153
5.22	Curvas da simulação das tensões fase-neutro na carga, "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.	154
5.23	Curvas da simulação das tensões ao neutro na carga em componentes "odq": (a) sem compensação; (b) com compensação.	155
5.24	Curvas da simulação das tensões de linha sobre a carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.	156

5.25	Curvas das correntes experimentais da fonte, de referência e medida, eixo "o".	157
5.26	Curvas das correntes experimentais da fonte, de referência e medida, eixo "d".	158
5.27	Curvas das correntes experimentais da fonte, de referência e medida, eixo "q".	159
5.28	Curvas das correntes experimentais de linha da fonte, de referência e medida, fase "1".	159
5.29	Curvas das correntes experimentais de linha da fonte, de referência e medida, fase "2".	160
5.30	Curvas das correntes experimentais de linha da fonte, de referência e medida, fase "3".	160
5.31	Diagrama esquemático do sistema trifásico, quatro fios, conversor trifásico a quatro braços e carga a três fios.	161
5.32	Diagrama esquemático do circuito elétrico completo após o distúrbio na fase 1.	162
5.33	Diagrama de blocos do sistema de controle antes da ocorrência do distúrbio.	163
5.34	Diagrama de blocos do sistema de controle após a ocorrência do distúrbio.	164
5.35	Curvas da simulação da potência instantânea fornecida pela fonte: (a) sem compensação; (b) com compensação.	165
5.36	Curvas da simulação da potência instantânea fornecida pelo Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.	166
5.37	Curvas da simulação das correntes de linha fornecidas pela fonte: (a) sem compensação; (b) com compensação.	167
5.38	Curvas da simulação das correntes de linha fornecidas pelo Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.	168
5.39	Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "d": (a) sem compensação; (b) com compensação.	169
5.40	Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "q": (a) sem compensação; (b) com compensação.	170
5.41	Curvas da simulação das correntes de linha na carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.	171
5.42	Curvas da simulação das tensões ao neutro sobre a carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.	172
5.43	Curvas da simulação das tensões de linha sobre a carga em componentes "dq": (a) sem compensação; (b) com compensação.	173
5.44	Curvas da simulação das tensões de linha sobre a carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.	174
5.45	Curvas das correntes experimentais de referência e medida, eixo "d".	175
5.46	Curvas das correntes experimentais de referência e medida, eixo "q".	175

Conteúdo

1	Introdução	4
1.1	Evolução dos Compensadores Estáticos	7
1.2	Filtros Ativos em Sistemas Elétricos	13
1.3	Organização do texto e principais contribuições	16
2	Filtros Ativos em Sistemas Industriais: Estudo de Regime Permanente	18
2.1	Introdução	18
2.2	Relação Fator de Potência x var do Filtro Ativo	22
2.3	Controle de Fator de Potência - Filtro Ativo não Fornece Energia Ativa	25
2.4	Controle de Fator de Potência - Filtro Ativo Fornece Energia Ativa	32
2.5	Controle de Tensão no <i>PAC</i> - Filtro Ativo não Fornece Energia Ativa	34
2.6	Controle de Tensão no <i>PAC</i> - Filtro Ativo Fornece Energia Ativa	38
2.7	Resultados Computacionais	39
2.7.1	Variação da potência ativa da carga	43
2.7.2	Variação da potência reativa da carga	48
2.7.3	Variação da resistência gerador- <i>PAC</i>	51
2.7.4	Variação da reatância gerador- <i>PAC</i>	60
2.8	Conclusão	63
3	Modelagem: Sistemas Série e "T" a 3 e 4 Fios	67
3.1	Introdução	67
3.2	Sistema Trifásico Série a Quatro Fios	67
3.2.1	Modelo Vetorial "odq"	71
3.2.2	Modelo Vetorial Trifásico	78
3.3	Sistema Trifásico Série a Três Fios	81
3.3.1	Modelo Vetorial "dq"	82
3.4	Sistema a 4 Fios com Carga em "T" a 4 Fios	86
3.4.1	Modelo em componentes "123"	87
3.4.2	Modelo vetorial trifásico "DQ"	90
3.4.3	Modelo em componentes "odq"	92

3.5	Sistema a 4 Fios, com Carga em "T" a 3 Fios	96
3.5.1	Modelo em componentes "123"	96
3.5.2	Modelo em componentes "odq"	99
3.6	Conclusão	101
4	Aplicação de Controladores de Corrente a Sistemas Desequilibrados	103
4.1	Introdução	103
4.2	Controlador de Corrente Para Operação Desequilibrada em Sistema Bifásico "dq"	104
4.2.1	Sistema Desequilibrado	104
4.2.2	Controlador A	107
4.2.3	Controlador B	108
4.2.4	Controlador C	110
4.3	Controlador de Corrente Para Operação Desequilibrada em Sistema a Quatro fios	112
4.4	Verificação através de simulações	115
4.5	Resultados Experimentais	122
4.5.1	Sistema Série	122
4.5.2	Sistema em "T"	124
4.6	Conclusão	128
5	Tolerância a Faltas	132
5.1	Introdução	132
5.2	Sistema a 4 Fios com Carga em "T" a 4 Fios	133
5.2.1	Modelo Trifásico Pós-distúrbio	133
5.2.2	Esquema de Controle	142
5.2.3	Resultados de Simulações	143
5.2.4	Resultados Experimentais	157
5.3	Sistema a 4 Fios, com Carga em "T" a 3 Fios	161
5.3.1	Modelo Trifásico Pós-Distúrbio	161
5.3.2	Esquema de Controle	163
5.3.3	Resultados de Simulações	164
5.3.4	Resultados Experimentais	169
5.4	Conclusão	170
6	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	176
6.1	Conclusões	176
6.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	177
A	Potência Complexa	179

B Conversão de Referenciais das Quantidades Vetoriais	181
C Cálculo das Parcelas de (3.32)	183
D Cálculo das Transposições de Variáveis em Derivadas	185
E Modelagem Discreta para Espaço de Estado [1]	186
F Emulação dos Controladores Síncronos, no Referencial Estacionário	188
G Correntes do Filtro Ativo, em Função das Correntes “ <i>odq</i> ”, pós-distúrbio	190
H Equações de Estado Sob Condições de Distúrbio	192
I Implementação Discreta no Tempo	197

Capítulo 1

Introdução

A redução do custo da energia elétrica e a otimização de seu uso são objetivos cada vez mais perseguidos pela engenharia. O desenvolvimento tecnológico tem proporcionado alternativas que visam atingir estes objetivos envolvendo muitos campos da engenharia elétrica e outras ciências, como as técnicas de controle, o controle de reativos, o desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores, novas formas de controle e acionamento de motores, estratégias de aproveitamento de energias alternativas e muitas outras.

O desenvolvimento dos dispositivos semicondutores e de novas técnicas de controle baseadas na sua utilização é uma das alternativas, dentre as citadas, que mais têm se expandido, graças aos resultados positivos que tem produzido. Estes dispositivos proporcionam o chaveamento das cargas elétricas possibilitando a aplicação de técnicas de controle que permitem o aproveitamento cada vez maior e melhor dos equipamentos conversores da energia elétrica, nas mais diversas formas em que ela é utilizada, com aumento no rendimento e economia da energia consumida. A operação dos dispositivos semicondutores, entretanto, permite a interrupção e transferência do fluxo de energia de uma fase para outra do sistema elétrico, com uma frequência relativamente elevada em comparação com a do sistema elétrico, originando deformações nos perfis senoidais das correntes e algumas vezes das tensões, caracterizando um comportamento não linear tensão-corrente aos sistemas que os utilizam. Cargas elétricas com tais características são denominadas cargas não-lineares.

Cargas elétricas operando controladas por dispositivos semicondutores tais como as descritas no parágrafo anterior, pelas facilidades de controle e economia de energia que proporcionam, estão sendo utilizadas de forma cada vez mais crescente nos sistemas elétricos, repercutindo, por outro lado, em “poluição harmônica” de correntes e tensões. O crescimento dos níveis das distorções harmônicas tornam necessário que estratégias de compensação sejam adotadas, visando sua minimização. Além disso, cargas elétricas de grande porte e com características de operação perturbadoras, como fornos a arco e laminadores em aciarias, e outros equipamentos industriais a diodos ou SCR's, assim como equipamentos de tração elétrica, ampliam a gama de equipamentos “poluentes”. Todos estes equipamentos, além de provocarem pertur-

bação harmônica, ainda operam com baixos fatores de potência e, muitos deles, desequilibrados (quando não são monofásicos).

Segundo Clark e outros autores em publicação de 1994 constante da referência [2], de acordo com o EPRI (*Electric Power Research Institute*), 35 a 40% da energia já fluía naquela época através de equipamentos eletrônicos, havendo a previsão de que até o ano 2000, esta proporção atingiria 60%. Conforme afirma Akagi [3], os princípios básicos da compensação com Filtros Ativos foram propostos no início dos anos 70. Em 1995, mais de 300 Filtros Ativos paralelos com controle PWM a IGBT's ou GTO's já operavam no Japão, com potências que variavam de 50 kVA a 50 MVA.

Nos sistemas industriais, onde se localizam as maiores cargas e, ao mesmo tempo, cargas muito sensíveis à forma de onda da tensão de alimentação, é praticamente indispensável a existência de um sistema de compensação que limite os problemas causados pelas cargas e, principalmente, impeça a propagação dos problemas para a rede elétrica e outros consumidores. A figura 1.1 apresenta um sistema industrial típico para ilustrar a situação. Nela estão representados o Ponto de Acoplamento Comum (*PAC*) entre o barramento da indústria, a concessionária e outros consumidores, um transformador de entrada para a indústria, algumas cargas de destaque típicas de uma aciaria como o forno a arco e o laminador, a indicação de "outras cargas", representando elementos considerados convencionais, como sistemas de iluminação, motores de indução, etc. e, destacado no retângulo tracejado, o "sistema de compensação".

O forno a arco é uma carga desequilibrada, de baixo fator de potência, não linear, de grande porte, com funcionamento intermitente que origina "*flicker*", capaz de produzir um espectro contínuo de harmônicos. O laminador é uma carga também de grande porte que utiliza motores de corrente contínua alimentados através de retificadores os quais produzem um elevado espectro de harmônicos característicos, um baixo fator de deslocamento e, por ser de operação intermitente, também provoca "*flicker*". Estas cargas, escolhidas para a figura 1.1 e para as figuras seguintes, evidentemente não representam um consumidor típico, entretanto, as perturbações por elas causadas permitem sintetizar as principais perturbações encontradas em sistemas de grande e pequeno porte, justificando a necessidade de utilização de Compensadores de Reativos e Filtros Ativos.

É possível ver com clareza pela figura 1.1 que as perturbações provocadas pela Indústria podem se propagar pelo sistema elétrico da concessionária através do *PAC* e, além disso, atingir outros consumidores. Isto demonstra a importância que os Filtros Ativos estão adquirindo dentro da Engenharia Elétrica, assim como a necessidade de que, cada vez mais, tais equipamentos tenham condições tecnológicas de possuir novas características que vêm sendo exigidas pela evolução das cargas elétricas. É grande o número de trabalhos que vêm aparecendo dentro da temática "Filtros Ativos" nas mais importantes publicações do mundo. As referências [3], [4], [5] e [6] são revisões bibliográficas sobre o assunto e demonstram o quanto vem se investindo na pesquisa sobre Filtros Ativos. Ao mesmo tempo, os novos desenvolvimentos tecnológicos ligados

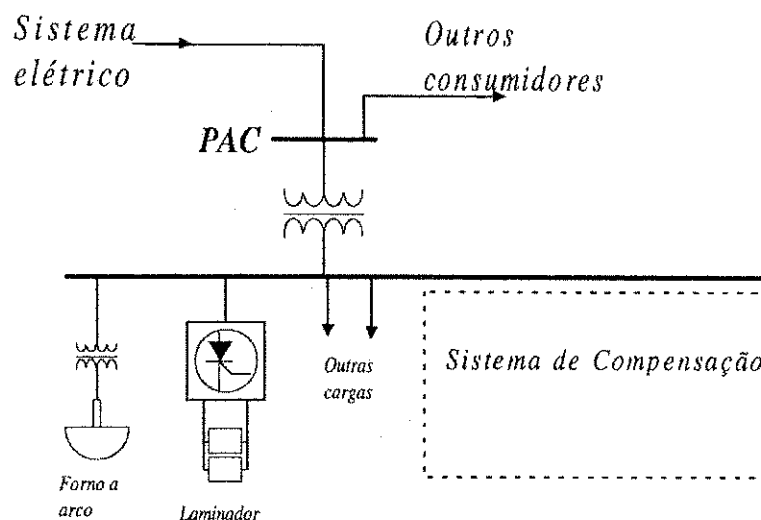


Figura 1.1: Diagrama unifilar de um sistema industrial típico de grande porte.

aos semicondutores de potência ensejam novas aplicações e, conseqüentemente, novos estudos sobre os FA's.

Os Filtros Ativos estão proporcionando grandes inovações na tecnologia da compensação de reativos. Esta tecnologia, passa a ser vista de uma forma bem mais ampla, na qual encontram-se envolvidos a correção de desequilíbrios em sistemas multi-fases e a eliminação de harmônicos quando não-linearidades são encontradas no circuito.

Cabe aqui ressaltar o quanto é importante, para efeito de otimização do uso das redes elétricas, que o mínimo de energia seja transmitido por elas, além da energia útil que resultará em trabalho realizado. Isto minimiza o fluxo de correntes no sistema da concessionária de energia, amplia sua capacidade de atendimento aos consumidores e melhora a qualidade da energia entregue aos mesmos. Daí a necessidade de minimizar e se possível eliminar o fluxo de potência reativa, harmônicos e componentes decorrentes de desequilíbrios provocados pelas cargas elétricas.

O estudo apresentado neste trabalho procurará considerar as mais diversas possibilidades de desequilíbrios: serão considerados o desequilíbrio das cargas elétricas, o mais comum entre eles, e os que envolvem os parâmetros da rede elétrica, seja pelas questões construtivas inerentes, seja por alterações de parâmetros ocorridas eventualmente durante a operação.

A eletrônica de potência também vem sendo uma grande propulsora das inovações tecnológicas que permitem a otimização do fluxo de energia nas redes elétricas. Por um lado, a necessidade de desenvolver conversores para o acionamento de cargas elétricas de forma não linear tem originado novas tecnologias; por outro lado, o desenvolvimento da eletrônica de potência tem também proporcionado dispositivos e tecnologias de chaveamento que possibilitam a operação de conversores de forma que sejam capazes de exercer novas funções ligadas à correção de distúrbios provocados pelas características de operação das convencionais e das novas cargas.

É importante ressaltar que a evolução da tecnologia de chaveamento PWM, e o desenvolvimento de dispositivos semicondutores com capacidade de chaveamento cada vez mais elevada têm sido fundamentais neste processo. O desenvolvimento tecnológico neste campo, portanto, resulta da articulação de várias áreas: a tecnologia de semicondutores, os circuitos e técnicas de chaveamento desenvolvidos pela eletrônica de potência, e, finalmente, o desenvolvimento nas estratégias de controle. Assim, estratégias de controle são os elementos centrais no suporte das propostas contidas neste trabalho.

O estudo procurou obter soluções para problemas como o da correção do fator de potência e supressão de desequilibrantes, tomando como base um controlador desenvolvido a partir de um duplo controlador por fase fixado em referenciais síncronos girantes em sentidos opostos (sequência positiva e negativa), e avançou pelo remodelamento dos controladores para o referencial estacionário e, posteriormente, girante em componentes de fase. As referências [7] e [1] descrevem modelos para a implementação deste controlador.

A eficiência da modelagem foi comprovada por resultados de simulação e experimentais. A robustez no funcionamento estimulou o estudo da aplicação dos mesmos a sistemas com conversor a quatro braços em condições de distúrbio rigoroso, de tal forma a anular a operação de um dos braços do conversor, cujas simulações também demonstraram resultados satisfatórios, depois confirmados experimentalmente.

O controle para manutenção da operação do Filtro Ativo durante um distúrbio grave é uma contribuição considerada importante ao desenvolvimento dos estudos sobre Filtros Ativos, tendo em vista a importância de se obter um grau de confiabilidade cada vez maior quando da utilização destes equipamentos, principalmente pelo fato de que cada vez mais eles vêm sendo aplicados no controle da qualidade da energia em blocos pouco a pouco crescentes, significando que, de sua atuação passam a depender cada vez um número maior e de mais exigentes consumidores.

A importância que vêm adquirindo os equipamentos destinados ao tratamento da qualidade da energia, além de justificar o objetivo central deste trabalho, torna válido que sejam colocadas, a título ilustrativo, algumas considerações acerca da evolução dos mesmos. A seção que se segue visa cumprir este papel. Da mesma forma, decidiu-se introduzir um capítulo contendo um estudo da contribuição dos Filtros Ativos em um sistema industrial, em regime permanente, através do qual é possível verificar as vantagens da instalação desses equipamentos e ter uma noção dos requisitos a eles exigidos para o cumprimento de funções para as quais comumente são aplicados.

1.1 Evolução dos Compensadores Estáticos

Os compensadores estáticos de reativos com chaveamento a tiristores tiveram papel muito importante no desenvolvimento da tecnologia da compensação de sistemas elétricos. Foi com

o surgimento dos mesmos que se iniciou a passagem da correção pura e simples do fator de potência para outras funções, como a correção de desequilíbrios e o controle da regulação de tensão. Estes compensadores, que hoje ocupam um lugar de fundamental importância nos grandes sistemas de potência, conseguiam desempenhar estas funções com grande rapidez, o que os levou à aplicação na melhoria da estabilidade transitória dos sistemas elétricos e no combate ao “flicker”, inclusive aquele provocado por cargas com elevado grau de perturbação, como é o caso dos fornos a arco.

Os compensadores estáticos de reativos (capacitores e reatores) são equipamentos cuja presença já é antiga nos sistemas de potência.

Durante os anos 70, especialmente a partir de 1973 quando teve início o chamado “embargo do petróleo”, toda a indústria mundial que dependia desta fonte necessitou buscar formas mais baratas de obter energia. Com isso, a energia elétrica adquiriu maior importância, independentemente de sua fonte de origem, passando a ser mais utilizada pelo mundo civilizado.

Na indústria, muitas máquinas passaram a ser adaptadas para o consumo de energia elétrica, substituindo a energia térmica. A indústria do aço, por exemplo, cujo consumo de energia é muito significativo, representou uma elevada transferência de demanda de energia térmica para energia elétrica. Com isso, em função do seu grande porte e das características operacionais, as novas cargas elétricas traziam consigo graves problemas aos sistemas elétricos. Exemplos disto são os “fornos a arco” e os “laminadores”, cargas elevadas, consumidoras de grandes quantidades de potência reativa e com características de operação intermitentes.

As perturbações provocadas por essas cargas ultrapassam o efeito de um elevado consumo de reativos e acrescentam à produção de elevadas parcelas de correntes de seqüência negativa, além de oscilações de tensão (“flicker”) e um forte conteúdo harmônico originados da intermitência e das características não lineares de operação.

Os compensadores síncronos não são rápidos nem têm capacidade de absorção de correntes de seqüência negativa suficientes para impedir que cargas como estas, além de outras, provoquem perturbações que venham a se propagar pelo sistema elétrico, em prejuízo de outros consumidores e das próprias concessionárias de energia elétrica.

O desenvolvimento de tiristores, particularmente dos SCR's, que passaram a ter capacidade de conduzir correntes elevadas e bloquear tensões também elevadas, assim como as técnicas de associação dos mesmos em série e paralelo, permitiu a concepção de compensadores estáticos em condições de atender a rápidas variações de demanda e, até mesmo, operação desequilibrada.

No início da década de 80 já eram comuns na Europa e Estados Unidos e já começavam a chegar ao Brasil compensadores dos tipos **Reator Controlado por Tiristores (RCT)** e **Capacitor Chaveado por Tiristores (CCT)**, discutidos em [8] e [9]. Havia também compensadores que operavam com base na associação a **Reatores Saturados** [10], que não envolviam dispositivos semicondutores, cujas características operacionais são semelhantes aos RCT's no que diz respeito à possibilidade de variar o suprimento de potência reativa e ao fato de

produzir harmônicos. As figuras 1.2 a 1.4 reapresentam o sistema industrial mostrado na figura 1.1, cada uma delas adotando um dos compensadores acima como “sistema de compensação”.

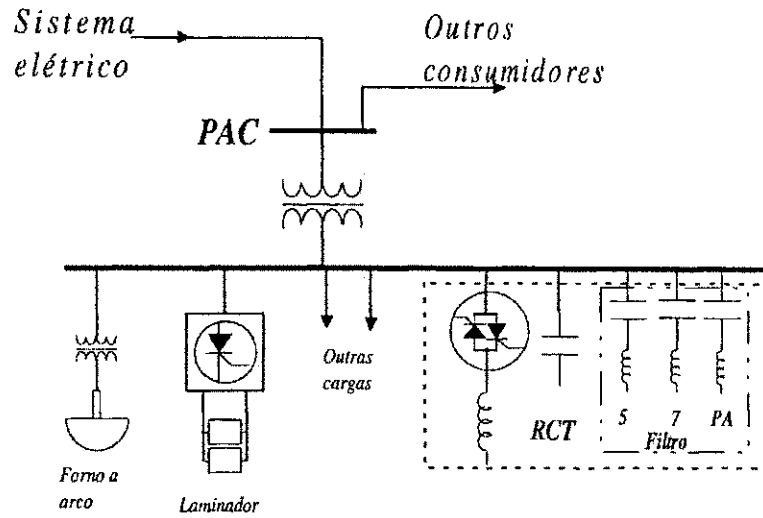


Figura 1.2: Sistema industrial utilizando reator controlado por tiristores como compensador.

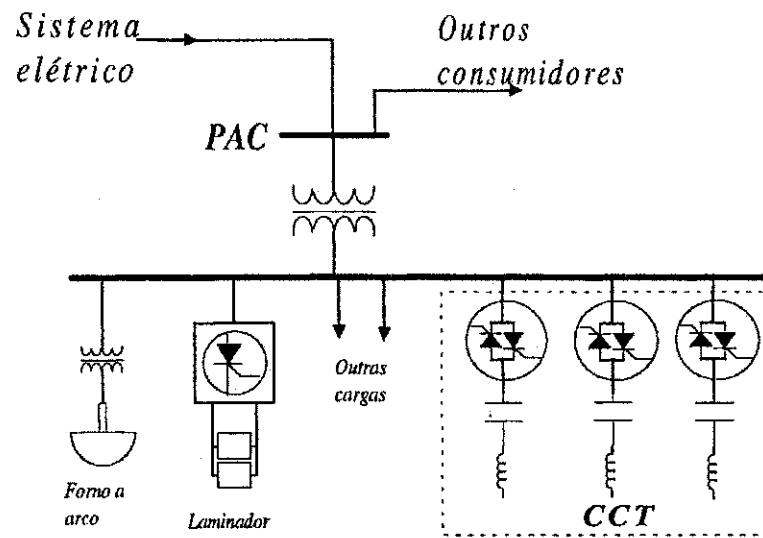


Figura 1.3: Sistema industrial utilizando capacitor chaveado por tiristores como compensador.

Estes compensadores, apesar de eficientes em sua proposta, apresentavam certas restrições [9]: no caso do RCT, a produção de harmônicos adicionais, que precisavam ser filtrados; no caso do CCT, a limitação na correção dos desequilíbrios das cargas e a região de atuação descontínua. Como resultado disto, nos primeiros anos da década de 80 surgiram os compensadores híbridos (RCT-CCT), ilustrados na figura 1.5.

O compensador híbrido associa as melhores qualidades dos dois compensadores citados e não possui algumas das falhas que aqueles possuem, isoladamente. Tem a velocidade de resposta de um RCT (meio a um ciclo), atua de forma contínua como ele e pode atingir as regiões capacitiva

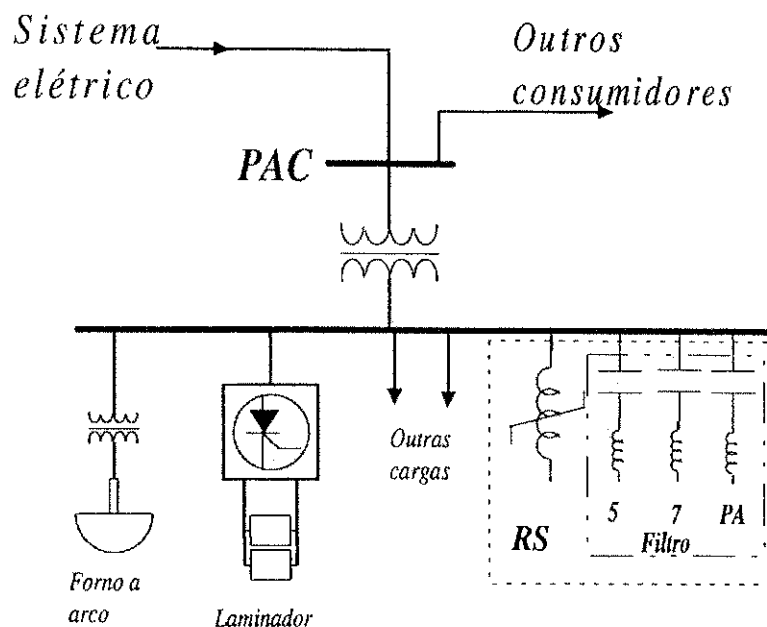


Figura 1.4: Sistema industrial utilizando reator saturado como compensador.

e indutiva. Além disso, seu conteúdo harmônico é reduzido ao ser comparado com o de um RCT. Para a plena correção de harmônicos, necessita, tal como os demais, de filtros passivos.

Todos estes compensadores até aqui tratados são utilizados em derivação nos sistemas elétricos. Têm, portanto, influência indireta sobre o fluxo de potência ativa nos sistemas de transmissão, papel desempenhado mais diretamente por compensadores série.

A compensação série era utilizada com muitas restrições, mesmo nos últimos anos da década de 70. As dificuldades com a coordenação da proteção, os riscos de ressonância subsíncrona e ferroressonância, as complicações na operação em condições de falta, justificavam este uso limitado. A impossibilidade de controlar os capacitores série também limitava bastante suas vantagens para uma operação permanente em linhas de transmissão. As referências [11], [12], [13] e [14] tratam destas dificuldades.

Numa publicação clássica de 1977, Edward Kimbark [15] apresenta de forma bastante didática importantes vantagens, do ponto de vista da estabilidade dos sistemas elétricos, que poderiam ser obtidas pelo uso de compensação de linhas de transmissão com compensadores série e derivação. Posteriormente, em 1982, T.J. Miller [16] trata com muita profundidade da compensação de linhas de transmissão e do uso de compensadores estáticos.

Com o desenvolvimento dos compensadores derivação tiristorizados, um novo campo foi aberto também para a compensação série. Na década de 90, como mostram as referências [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24] e [25], o uso de compensadores série controlados tornou-se realidade.

Atualmente, dependendo dos objetivos que se busca alcançar, estratégias de controle adequadas proporcionam diferentes tipos de equipamentos série, derivação e concentrados (combinação

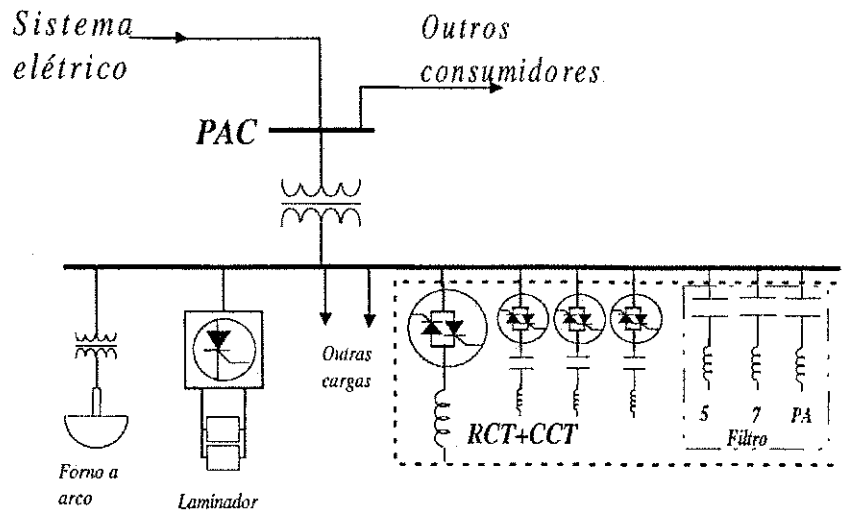


Figura 1.5: Sistema industrial utilizando reator controlado por tiristores e capacitor chaveado por tiristores como compensador.

de equipamentos série com derivação) de médio e grande porte utilizados em grandes sistemas industriais, sistemas de distribuição e de transmissão de energia.

Importantes exemplos desses equipamentos são os FACTS (*Flexible AC Transmission System*) [26], [23], [27], [22], APQC (*Active Power Quality Conditioner*) [28], [29], UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) [30], UPFC (*Unified Power Flow Controller*) [31], [32], STATCOM (*Static Synchronous Compensator*) [33], [34], [35], [36] e PLC (*Power Line Conditioner*) [37].

Os equipamentos que iniciam com o termo *Unified* são os que utilizam a combinação de conversores série-derivação. Os que envolvem o termo *Quality* voltam-se a critérios relacionados com a qualidade da energia: controle de reativos, harmônicos e componentes de sequência negativa. Os FACTS podem operar segundo várias características de controle voltadas para linhas de transmissão de grande porte, que englobam, por exemplo, o STATCOM e o UPFC.

A figura 1.6 mostra, na parte (a), um diagrama unifilar de um sistema de transmissão (gerador, linha de transmissão e barramento infinito) incluindo, de forma genérica, um FACTS [38]. A figura 1.6(b) exemplifica o uso de um Filtro Ativo atuando em uma linha de transmissão como STATCOM [39], [40], [36] (observe-se que poderia ser um compensador estático ou síncrono) e a figura 1.7 mostra o uso de um compensador híbrido (RCT-CCT) exercendo o papel de compensador série e atuando como FACTS [23], [27], [22].

Nas aplicações a sistemas de distribuição de energia, pode-se exemplificar com as referências [41], [36] e [42].

Os compensadores estáticos, contudo, não podem resolver e, algumas vezes, até agravam (como é o caso dos reatores controlados por tiristores, os RCT), o conteúdo harmônico de corrente produzido pelas não-linearidades das cargas ou da rede elétrica. Os níveis de harmônicos produzidos por um RCT nas ordens 3, 5 e 7, podem atingir valores percentuais em relação aos valores nominais de corrente dos equipamentos superiores a 13, 5 e 3 por cento, res-

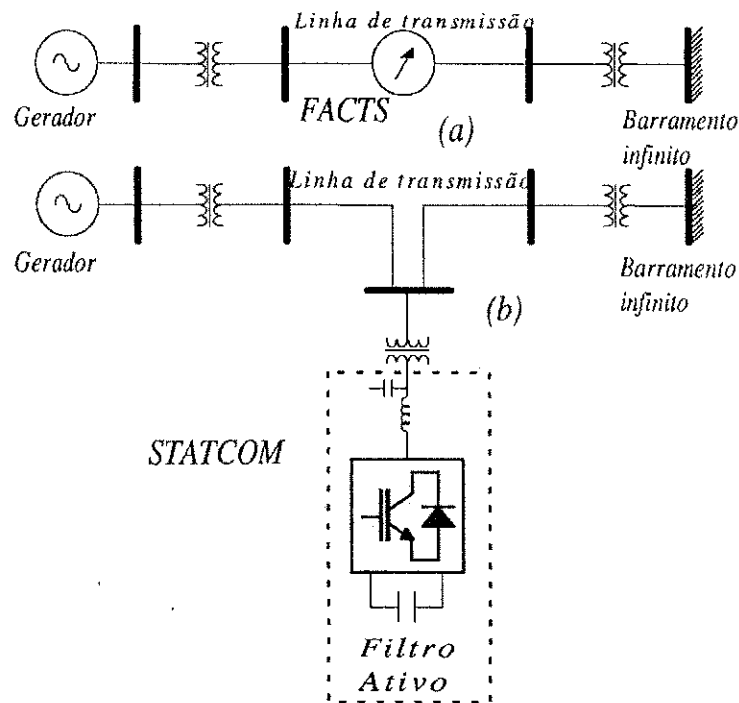


Figura 1.6: Sistema de transmissão utilizando FACTS. (a) exemplo genérico; (b) Filtro Ativo operando como STATCOM.

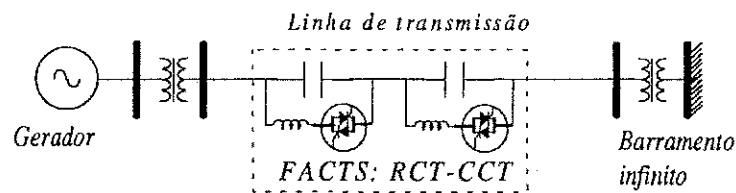


Figura 1.7: Sistema de transmissão utilizando FACTS do tipo compensador de reativos híbrido (RCT-CCT).

pectivamente [9], [38]. Nos casos equilibrados, os harmônicos de ordem 3 não são preocupantes, pois, por serem de sequência zero, anulam-se. Entretanto, nas operações desequilibradas, muito usuais em alguns tipos de indústrias, podem atingir, em valores por unidade, o percentual citado.

Foi neste ponto em que a teoria generalizada das potências instantâneas (podendo-se citar [43], [44], [45], [46], [47], [48], [49], [50], [51], [52] e [53], dentre outras) e a técnica de chaveamento PWM combinaram-se numa importante parceria. A partir desta combinação, foi possível construir Filtros Ativos capazes de exercer as mesmas funções dos compensadores estáticos de reativos e, além dessas, a função da eliminação ou filtragem de harmônicos.

Os compensadores estáticos de reativos, como utilizam SCR's, são relativamente lentos, quando comparados a Filtros Ativos, mas podem chavear potências bastante elevadas, sendo, portanto, até hoje os únicos que se compatibilizam com as aplicações que envolvem maiores quantidades de energia.

Pode-se perceber a significativa evolução dos compensadores estáticos e o grau de importância que adquiriram, em função do desempenho e dos níveis elevados de potência em que podem atuar. Entretanto, dentre suas características de atuação, duas delas limitam algumas aplicações: a produção de harmônicos e a velocidade de resposta nem sempre satisfatória.

Ainda existe uma nítida divisão entre os espaços de atuação dos compensadores estáticos e dos Filtros Ativos. Esta fronteira é definida basicamente pela potência envolvida. Contudo, é importante antecipar, os Filtros Ativos, do ponto de vista teórico, propõem-se a desempenhar o papel dos compensadores de reativos, sendo mais rápidos e mais eficientes do ponto de vista da eliminação de harmônicos. A tendência mais aparente é de que os Filtros Ativos cada vez mais possam ocupar o espaço dos compensadores estáticos, contudo, o desenvolvimento tecnológico vem repercutindo na evolução de ambos os sistemas o que torna difícil estabelecer previsões quanto ao futuro.

Hoje em dia, os compensadores estáticos de reativos ainda ocupam um importante lugar nos sistemas elétricos, pois são utilizados em níveis de potência os quais os Filtros Ativos, por razões tecnológicas, ainda não atingem.

A desvantagem tecnológica que não se encontra superada diz respeito à relação entre a velocidade de atuação dos **dispositivos semicondutores** atualmente disponíveis e a energia que os mesmos são capazes de controlar. **Quanto mais rápidos** os dispositivos utilizados, melhores as características operacionais do Filtro Ativo, porém, **menores as potências controladas e/ou maiores as perdas de chaveamento envolvidas.**

A seguir, será incorporada mais uma seção que discutirá os Filtros Ativos nos sistemas elétricos trifásicos, enfocando especialmente as topologias envolvidas seja do sistema elétrico, das cargas elétricas ou do conversor (Filtro Ativo), dentro dos limites do grau de abrangência deste trabalho, para facilitar a compreensão global do estudo que será apresentado.

1.2 Filtros Ativos em Sistemas Elétricos

Os Filtros Ativos estão sendo amplamente utilizados nos sistemas trifásicos a três e quatro fios. A figura 1.8 mostra o sistema industrial já apresentado, utilizando agora como sistema de compensação um Filtro Ativo baseado em um conversor tipo fonte de tensão. A discussão que se realiza neste trabalho, portanto, tendo em vista que se volta primordialmente à questão de obter controladores capazes de corrigir situações de desequilíbrio, deve dirigir-se aos casos de sistemas a três e quatro fios.

Do ponto de vista da topologia dos conversores, serão enfocados Filtros Ativos operando como conversores PWM tipo fonte de tensão aplicados a sistemas elétricos de três e quatro fios.

Nas aplicações a sistemas a três fios, a configuração do Filtro Ativo é tal como mostrado na figura 1.9.

Nas aplicações a sistemas a quatro fios, duas alternativas podem ser consideradas para

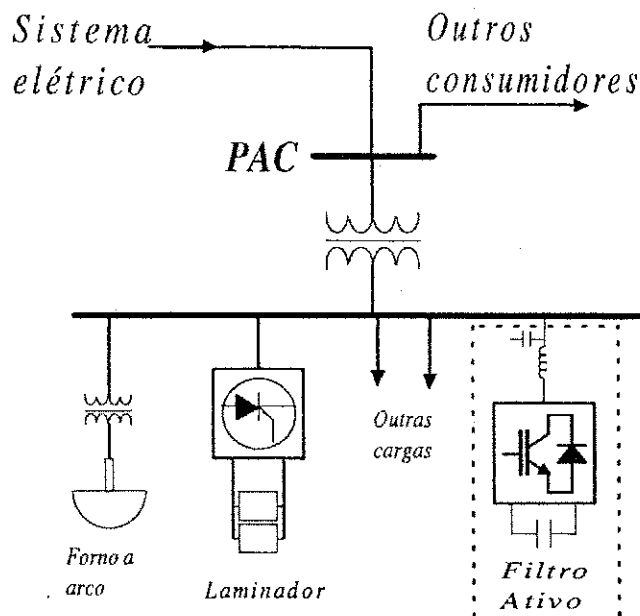


Figura 1.8: Sistema industrial utilizando um Filtro Ativo como sistema de compensação.

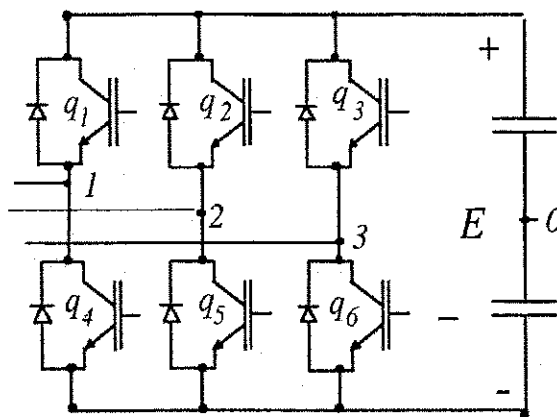


Figura 1.9: Topologia do conversor trifásico tipo fonte de tensão com três braços.

o Filtro Ativo, vistas nas figuras 1.10 e 1.11. Na primeira alternativa, o neutro do sistema elétrico é conectado ao centro dos capacitores localizados no lado cc do conversor. Na segunda alternativa, um quarto braço é adicionado ao conversor, ao centro do qual é conectada a ligação ao neutro do sistema elétrico.

Os Filtros Ativos das figuras 1.10 e 1.11 podem também ser utilizados em sistemas trifásicos a três fios, criando-se, portanto, a possibilidade de redundância na topologia do conversor, a qual pode ser aproveitada em uma situação de emergência como quando da perda do funcionamento de um dos braços do conversor, seja pela abertura da conexão deste à rede elétrica, seja pela perda de sinal nas chaves correspondentes a um dos braços, seja, finalmente, pela perda das próprias chaves correspondentes a um braço do conversor.

Ainda nos sistemas a quatro condutores, como será demonstrado ao longo deste trabalho, o quarto braço poderá ser utilizado como recurso redundante, considerando que a perda de

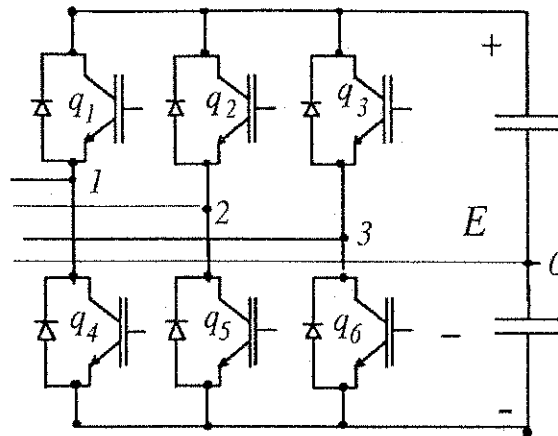


Figura 1.10: Conversor trifásico tipo fonte de tensão a quatro fios e três braços.

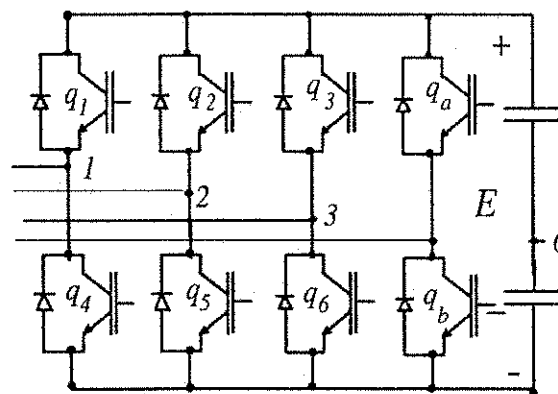


Figura 1.11: Topologia do conversor trifásico tipo fonte de tensão a quatro fios e quatro braços.

um dos braços sob operação equilibrada poderá ser suprida pelo quarto braço, ou, em última hipótese, mesmo em situação de operação desequilibrada, ainda é possível utilizar o quarto braço para controlar as componentes “ dq ” e garantir a permanência do Filtro Ativo em operação emergencial, relegando-se a segundo plano a compensação da componente homopolar.

Desta forma, nas aplicações dos Filtros Ativos a quatro braços como a configuração mostrada na figura 1.11, localizar-se-á a segunda parte dos objetivos deste trabalho que é verificar a atuação dos controladores em situações de defeito em uma conexão do Filtro Ativo ao sistema elétrico (falta de fase) ou em uma das chaves do conversor (impedindo o funcionamento de um dos braços), de tal forma que o conversor possa continuar a operar, ainda que precariamente, por algum tempo, até que o sistema possa ser desligado para a correção do defeito.

Nesse caso, a alternativa proposta será a de que o conversor possua uma configuração de quatro braços (pois, neste caso, para operação equilibrada é garantida uma redundância topológica ao conversor) e que, através dos três braços remanescentes, após o defeito, seja possível garantir a continuidade da operação. Vários pesquisadores têm se preocupado em estudar esta alternativa de operação, podendo-se citar [54], [55], [56], [57], [58] e [59].

Nas situações de emergência, ilustradas pelas topologias apresentadas nas figuras 5.2 e 5.32

estão ilustradas situações de perda da fase "1", ou do braço "1" do conversor, sendo análogas as figuras para perdas nos braços ou fases "2" e "3", bastando "deslocar" a fase em aberto nas figuras apresentadas.

1.3 Organização do texto e principais contribuições

O estudo apresentado neste trabalho pode ser dividido em três linhas principais:

1. Um estudo da contribuição do Filtro Ativo, em regime permanente, em um sistema industrial, permitindo verificar as vantagens obtidas e as diferenças decorrentes da adoção de uma estratégia de controle do fator de potência do barramento de entrada da indústria ou do controle da tensão neste barramento;
2. Um estudo da aplicação de Filtros Ativos para a compensação de cargas desequilibradas, com baixo fator de potência;
3. A proposição de estruturas e controladores capazes de assegurar a operação do Filtro Ativo, ainda que em condições precárias, após um distúrbio que elimine o funcionamento de uma de suas fases, isto é, uma modelagem para adoção de uma estratégia de controle "tolerante a faltas".

O capítulo 2 apresenta o estudo de regime permanente. Resultando dele, considera-se uma importante contribuição a modelagem matemática para estudos em regime permanente de um sistema industrial no qual seja instalado um Filtro Ativo. A modelagem permite verificar as diferenças decorrentes da adoção da estratégia de controle do fator de potência de entrada no *PAC* comparada com a estratégia de controle da regulação de tensão no barramento, possibilitando identificar possíveis vantagens e desvantagens;

No capítulo 3, é apresentada a modelagem matemática adotada para os sistemas elétricos considerados nos capítulos 4 e 5: sistema série trifásico a três e quatro fios e sistema em "T" trifásico com carga a três e quatro fios. Como contribuição a destacar, ressaltam-se os próprios modelos matemáticos obtidos, pelas seguintes razões: (a) a aplicabilidade aos objetivos desta tese, (b) a forma compacta e didática como estão formalizados e, (c) a aplicabilidade em estudos diversos tendo em vista que levam em conta a possibilidade da existência de desequilíbrios nos parâmetros do sistema e da carga. Como sugestão de aplicação a outros estudos não abordados neste trabalho, pode-se citar a análise de controladores aplicados a Filtros Ativos série com objetivos selhantes, isto é, controle da tensão em sistemas desequilibrados;

Para facilitar a compreensão das estratégias de controle, no capítulo 4 serão apresentados os controladores utilizados no estudo. São incluídos resultados obtidos através de simulações e de experimentos em laboratório. A comprovação do funcionamento do modelo na correção

do fator de potência e desequilíbrio da corrente de entrada no *PAC* de um sistema industrial é mais uma contribuição a ser enfatizada;

O capítulo 5 apresenta o estudo dos controladores e de uma modelagem especificamente proposta visando ampliar a confiabilidade das estruturas de Filtros ativos estudadas pela garantia da possibilidade de manutenção de seu funcionamento sob condição de tolerância a faltas de fase. Também são apresentados resultados de simulações e experimentais que comprovam a validade da proposta tornando-a uma contribuição relevante;

Finalizando, o capítulo 6 apresenta as conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros que venham a ser desenvolvidos dentro da temática abordada nesta tese.

Capítulo 2

Filtros Ativos em Sistemas Industriais: Estudo de Regime Permanente

2.1 Introdução

A literatura técnica de Filtros Ativos, tem apresentado os mais diversos estudos relacionados com estratégias de controle diretamente ligadas aos objetivos do equipamento nas instalações (supressão de harmônicos, correção de desequilíbrios, ajuste de fator de potência...), com as estratégias de acionamento (PWM, histerese, sistemas analógicos, sistemas digitais, modulação vetorial, minimização de perdas de chaveamento, minimização do custo do número de chaves do conversor...), com os tipos de conversores utilizados (tipo fonte de corrente, tipo fonte de tensão, chaves bidirecionais), dentre outras questões.

Ao estabelecer o tema desta tese voltado para o controle de cargas elétricas trifásicas utilizando Filtros Ativos e para a busca de uma estratégia de controle capaz de ampliar a robustez, ou confiabilidade desses equipamentos nas aplicações em sistemas industriais, entendeu-se que ao trabalho acadêmico convém dar uma contribuição que permita ao leitor assimilar como estes equipamentos se inserem no contexto do sistema industrial.

Desta forma, decidiu-se realizar um estudo demonstrando quais as contribuições a serem esperadas com a instalação de um Filtro Ativo no barramento de sistemas industriais. O estudo objetiva o estabelecimento de uma análise que pressupõe a energia entregue pela concessionária dentro dos padrões estabelecidos pelas normas técnicas e, portanto, cabe à indústria otimizar o uso dessa energia e, ao mesmo tempo suprimir perturbações internas que possam se propagar para outros consumidores através do *PAC* e da rede da concessionária. Pretende-se, com isto, também, demonstrar a relevância das propostas inseridos neste trabalho. O estudo de regime permanente apresentado neste capítulo, além de apresentar subsídios para decisões como essas, também traz uma modelagem matemática que pode ser útil quando da necessidade de projetar o equipamento de compensação, independentemente de ser ele um Filtro Ativo ou um

compensador de reativos. A modelagem também permite verificar as diferenças decorrentes da adoção da estratégia de controle do fator de potência de entrada no *PAC* comparada com a estratégia de controle da regulação de tensão no barramento, possibilitando identificar possíveis vantagens e desvantagens. Desta forma, considera-se que é uma importante contribuição para o conteúdo desta tese e para auxiliar em estudos futuros.

Em [16], Miller aborda a questão da operação de compensadores de reativos em regime permanente em um sistema industrial com características idênticas, visando demonstrar, principalmente, a impossibilidade de compensar fator de potência e controlar a regulação de tensão no *PAC* simultaneamente. A abordagem que aqui será apresentada é mais abrangente.

A instalação de um Filtro Ativo, como se sabe, justifica-se principalmente pela necessidade de corrigir perturbações como baixos fatores de potência, tensões ou correntes harmônicas e desequilíbrios do próprio sistema alimentador ou da carga.

A compensação de correntes harmônicas produzidas por cargas não lineares e do fator de potência, envolvem o controle da corrente no alimentador e, portanto, são perturbações a serem tratadas por compensadores em derivação, que atuam como fontes de corrente. Quando se trata de quedas de tensão ou flutuações intermitentes (*flicker*) provocadas, respectivamente, por um consumo de reativos excessivo por parte da indústria em comparação com o nível de curto-circuito no *PAC*, ou por flutuações intermitentes na corrente de carga, estes são problemas também solucionados através do controle da corrente do alimentador e, portanto, utilizando-se compensadores em derivação.

Quando as perturbações consideradas envolvem tensões harmônicas e desequilíbrios inerentes ao sistema da concessionária, são situações que exigem o controle da tensão entregue no *PAC* e, portanto, exigem a aplicação de compensação (Filtros Ativos, em no caso deste trabalho) série. Em algumas situações, é necessário aumentar o nível de curto-circuito no sistema de alimentação, para o que a compensação série também pode ser utilizada (assim como compensadores síncronos em derivação). Este caso, contudo, na grande maioria das vezes, envolve o sistema de transmissão da concessionária e, portanto, foge ao objetivo deste estudo.

O estudo apresentado neste capítulo, como já foi dito, está delimitado aos Filtros Ativos em derivação que são o enfoque desta tese e, por isso, este capítulo será dedicado a eles.

Como já foi comentado anteriormente, o avanço tecnológico que tem ampliado a aplicação dos Filtros Ativos tem levado a que sua contribuição nos sistemas elétricos não se limitem aos itens fator de potência, harmônicos e desequilíbrios. Os Filtros Ativos assumem funções diretamente ligadas a essas, porém têm tido um papel bem mais amplo, tal como os compensadores de reativos. Um exemplo muito importante é a correção da regulação de tensão que também pode influir significativamente para a melhoria da qualidade da energia.

Um outro aspecto que o estudo de regime permanente permite verificar é a questão do porte do Filtro Ativo, à qual, indiretamente, está associado o seu custo e que não pode ser ignorado.

Para tentar atingir esses aspectos, neste estudo foram considerados Filtros Ativos operando

segundo duas estratégias de controle:

1. Controle de fator de potência: imposição de fator de potência unitário no *PAC*, evitando o consumo de reativos por parte da indústria;
2. Controle da regulação de tensão no *PAC*, garantindo que as cargas existentes na indústria não transmitam perturbações (*flicker*) para a concessionária e demais consumidores através do *PAC* e, ao mesmo tempo, melhorando a qualidade da energia utilizada pela indústria, através da garantia de um nível de tensão rigorosamente fixado.

O estudo seguiu sete etapas, a saber:

1. Demonstração da relação existente entre o custo do Filtro Ativo e o grau de correção desejado para o fator de potência;
2. Estudo, em regime permanente, da operação de um sistema industrial típico, não incluindo o Filtro Ativo;
3. Estudo, em regime permanente, da operação do sistema industrial após a instalação de um Filtro Ativo com o objetivo de manter o fator de potência de entrada no *PAC* unitário, desconsiderando a possibilidade da ocorrência do fluxo de potência ativa oriunda do lado *cc*, em direção ao sistema *ca*. As perdas de energia ocorridas no próprio Filtro Ativo sendo, portanto, fornecidas pelo sistema da concessionária;
4. Estudo, em regime permanente, da operação do sistema industrial após a instalação de um Filtro Ativo com o objetivo de manter o fator de potência de entrada no *PAC* unitário, sendo o Filtro Ativo capaz de fornecer potência ativa (oriunda do lado de *cc* do conversor) para suprir suas próprias perdas de energia;
5. Estudo, em regime permanente, da operação do sistema industrial após a instalação de um Filtro Ativo com o objetivo de manter a tensão do *PAC* no valor nominal ($1,0pu$), desconsiderando a possibilidade da ocorrência do fluxo de potência ativa oriunda do lado *cc*, em direção ao sistema *ca*. As perdas de energia ocorridas no próprio Filtro Ativo sendo, portanto, fornecidas pelo sistema da concessionária;
6. Estudo, em regime permanente, da operação do sistema industrial após a instalação de um Filtro Ativo com o objetivo de manter a tensão do *PAC* no valor nominal ($1,0pu$), sendo o Filtro Ativo capaz de fornecer potência ativa (oriunda do lado de *cc* do conversor) para suprir suas próprias perdas de energia;
7. Apresentação comparativa dos resultados obtidos nos estudos dos itens 2 a 6, através de gráficos construídos para conjuntos discretos de situações que consideraram uma faixa

significativa de variação de diversos parâmetros (um por vez) tais como a carga ativa do sistema industrial, a carga reativa, ou os parâmetros do sistema de alimentação da concessionária até o PAC.

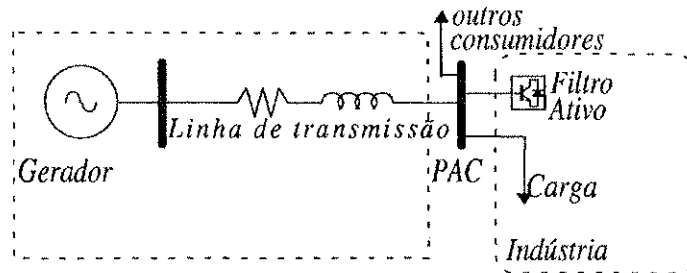


Figura 2.1: Sistema industrial incluindo a concessionária, indústria (carga e filtro ativo) e PAC para outros consumidores.

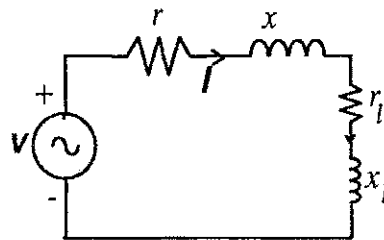


Figura 2.2: Diagrama esquemático do circuito elétrico para o sistema incluindo a parte da concessionária e a carga no sistema industrial.

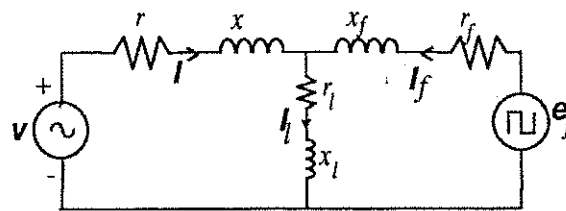


Figura 2.3: Diagrama esquemático do circuito elétrico incluindo a parte da concessionária e a indústria, envolvendo a carga e o filtro ativo.

Os estudos referidos nos itens (3) e (5) acima, ao tratar da possibilidade de o Filtro Ativo fornecer energia para o suprimento de suas próprias perdas, introduz, na modelagem proposta, uma alternativa para aplicação em outros estudos. É o caso, por exemplo, da utilização de um conversor incluindo um elo de *cc*, através do qual seja possível receber energia de alguma outra fonte e também contribuir para o suprimento de perdas e alimentação de cargas no sistema industrial. É a possibilidade da investigação de casos em que o conversor tenha um papel mais amplo, servindo, por exemplo, para o gerenciamento de um processo de co-geração de energia

produzida por um gerador eólico, solar ou outra alternativa. Na inexistência de uma referência concreta para fixar a quantidade de energia a ser fornecida pelo Filtro Ativo, adotou-se o suprimento de suas próprias perdas.

O sistema industrial utilizado no estudo está apresentado esquematicamente na figura 2.1, onde aparecem, conectados ao *PAC* a carga do sistema industrial, o Filtro Ativo e a interligação para outros eventuais consumidores. A figura 2.2 apresenta o circuito elétrico utilizado na modelagem dos casos onde não está incluído o Filtro Ativo. A figura 2.3 mostra o detalhamento do circuito elétrico do sistema incluindo o Filtro Ativo.

Os parâmetros utilizados nos cálculos serão apresentados na seção em que os resultados das simulações serão apresentados. Nas deduções que se seguem serão encontrados os parâmetros g_l e b_l que representam a mesma carga r_l e x_l observada nas figuras acima referidas, após transformação de impedância para admitância a fim de simplificar as equações.

As três equações do circuito da figura 2.3, que serão úteis nas modelagens que serão tratadas neste capítulo, são:

$$\mathbf{V} - (r + jx)\mathbf{I} + (r_f + jx_f)\mathbf{I}_f - \mathbf{e}_f = 0 \quad (2.1)$$

$$\mathbf{I}_l = \mathbf{V}_l(g_l + jb_l) \quad (2.2)$$

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{V} - (r + jx)\mathbf{I} \quad (2.3)$$

2.2 Relação Fator de Potência x var do Filtro Ativo

Uma carga com baixo fator de potência acarreta em maiores perdas na transmissão de energia devido ao transporte dos reativos, podendo ainda provocar outros problemas como instabilidade. Do ponto de vista da concessionária, interessa que seu sistema seja ocupado com o transporte efetivo de energia, logo, o fluxo de potência reativa representa uma ocupação (ou sobrecarregamento) economicamente inútil de seu sistema, uma vez que a energia reativa não repercute em trabalho realizado para o consumidor e, portanto, não repercute diretamente no seu faturamento.

Além disso, como será observado nos resultados dos estudos que serão realizados ao longo deste capítulo, o fluxo de energia reativa no sistema elétrico tem uma influência direta sobre os níveis de tensão nos barramentos do sistema, significando que o fluxo excessivo e suas oscilações contribuem para prejudicar a qualidade da energia entregue pela concessionária aos consumidores.

É por essas razões que as concessionárias são autorizadas a aplicar multas pesadas sobre as contas de energia dos consumidores de médio e grande porte que mantêm baixo o fator de potência.

A partir dessa discussão, conclue-se que todos os consumidores deveriam ser obrigados a manter seus fatores de potência de entrada no valor unitário, otimizando assim qualitativa e quantitativamente a operação do sistema de transmissão. Esta conclusão, entretanto, não é rigorosamente verdadeira. Ocorre que o custo da instalação dos equipamentos de compensação de reativos (os Filtros Ativos, neste estudo) cresce proporcionalmente à potência (var) dos mesmos. Além disso, como será mostrado a seguir, na medida em que o fator de potência aproxima-se do unitário, torna-se proporcionalmente maior o incremento em var do Filtro Ativo para um igual incremento no fator de potência. Dessa forma, em algumas situações torna-se compensador para o consumidor o pagamento pelo consumo de alguma potência reativa consumida, dentro de limites que não repercutam em multa. Ao mesmo tempo, a legislação estabelece um limite mínimo de fator de potência a partir do qual as concessionárias não podem aplicar as multas.

Como se sabe, as potências ativa e reativa trifásicas de entrada no barramento do consumidor (*PAC*) são calculadas pelas expressões:

$$P = \sqrt{3}VI \cos \varnothing \quad (2.4)$$

$$Q = \sqrt{3}VI \sin \varnothing \quad (2.5)$$

onde, P é a potência ativa de entrada, Q é a potência reativa de entrada, V é a tensão de linha no *PAC* e $\cos \varnothing$ é o fator de potência medido no *PAC*.

Dividindo a segunda equação pela primeira e explicitando Q em função de P , vem que:

$$Q = P \tan \varnothing \quad (2.6)$$

Para alimentar uma mesma carga (P), variando o fator de potência de modo que o ângulo \varnothing_0 mude para o ângulo \varnothing_1 , tem-se que um Filtro Ativo deve ser instalado, sendo sua capacidade (var) dada por:

$$Q_f = Q_1 - Q_0 \quad (2.7)$$

onde Q_f é a potência do Filtro Ativo, Q_1 é a potência que a indústria deseja absorver correspondente ao fator de potência $\cos \varnothing_1$, e Q_0 é a potência reativa inicial (indesejada) correspondente ao fator de potência $\cos \varnothing_0$.

Substituindo (2.6) em (2.7) pode-se dimensionar o compensador:

$$Q_f = P(\tan \varnothing_1 - \tan \varnothing_0) \quad (2.8)$$

Supondo-se uma indústria com uma carga total de 20MW e fator de potência 0,8, a tabela 2.1 e a figura 2.4 apresentam, para variações de fator de potência para 0,85, de 0,85 até 0,90, de 0,9 a 0,95 e depois, de 0,95 até 1,0, o valor total da potência (Q_f) exigida que resultou,

respectivamente, em 2,6 Mvar para a primeira variação, e 14,4 para a última. Isto significa que, para um crescimento do fator de potência de 0,2 ao invés de 0,05 (quatro vezes maior) a exigência é de uma potência quase 6,0 vezes maior para o Filtro Ativo, logo, os Mvar necessários para o Filtro Ativo, crescem proporcionalmente mais que o fator de potência, quando a região de atuação aproxima-se do fator de potência unitário. É importante esclarecer que a figura 2.4 foi elaborada para correções discretas do fator de potência, portanto, somente os valores verificados nos pontos marcados com “*” são verdadeiros. As linhas tracejadas interligado estes pontos não representam valores contínuos calculados para as potências reativas.

Δf_p	Q_f	ΔQ_f
0,8 – 0,85	2,6	2,6
0,85 – 0,90	5,3	2,7
0,90 – 0,95	8,4	3,1
0,95 – 1,00	14,4	6,0

Tabela 2.1: Variações de fator de potência X potências do Filtro Ativo

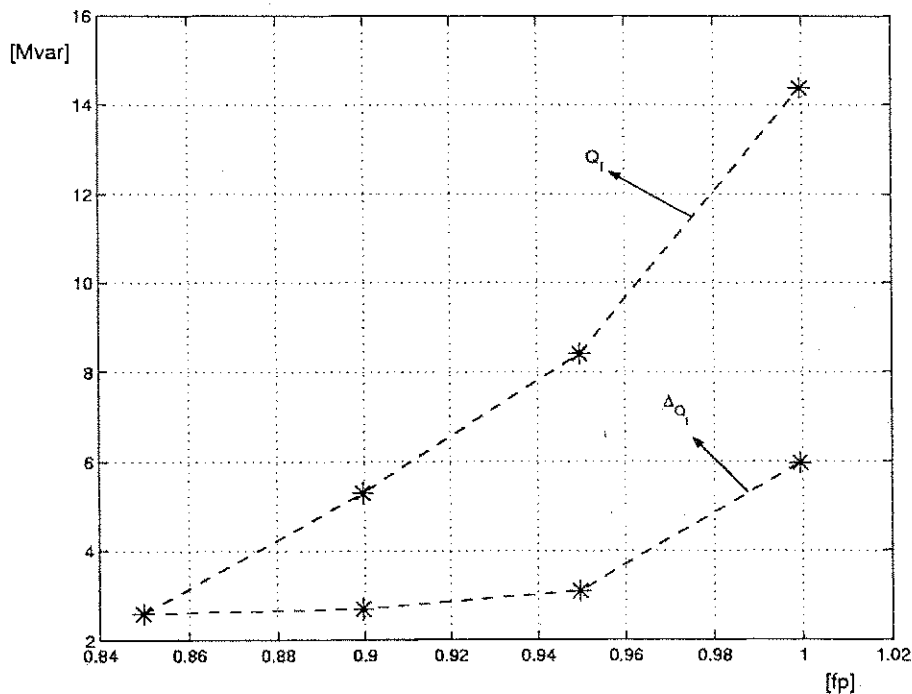


Figura 2.4: Variação da potência necessária ao Filtro Ativo para (1) variar o fator de potência de 0,85 a unitário; (2) estágios 0,85-0,90 , 0,9-0,95 e 0,95-1,00.

Para visualizar melhor, a figura 2.5 mostra somente o comportamento da curva das variações de potência do Filtro Ativo com a variação do fator de potência, em três estágios, a cada crescimento do fator de potência por 0,05, após o estágio inicial de 0,8 a 0,85.

A partir da figura 2.5 e da a tabela 2.1, pode-se afirmar, ainda que de forma grosseira, que o custo do Filtro Ativo para corrigir o fator de potência de 0,95 até 1,0 (ΔQ_{f3}) é quase o dobro

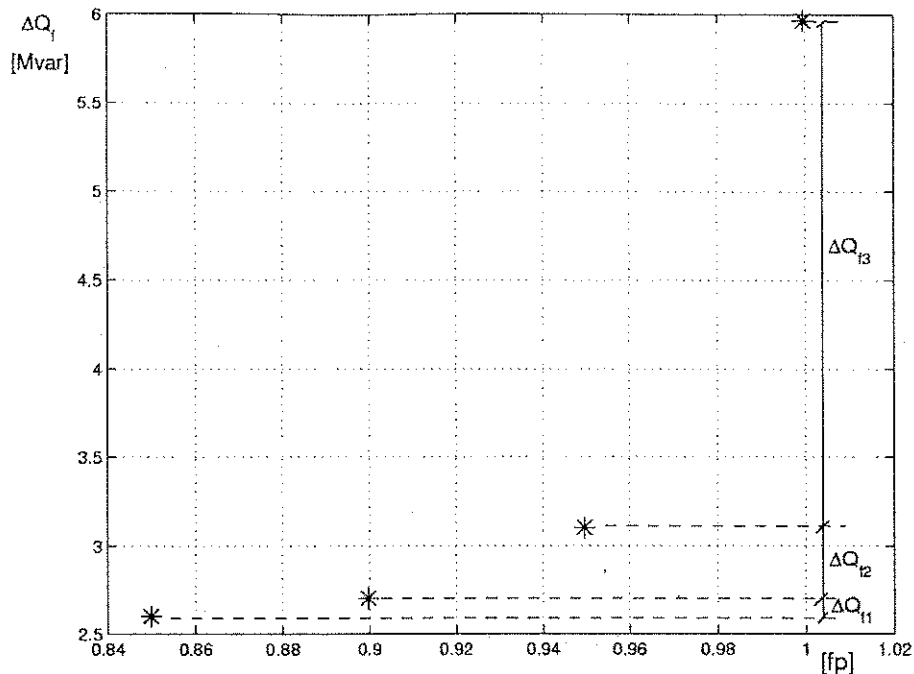


Figura 2.5: Potências exigidas para o Filtro Ativo em três estágios de correção do fator de potência.

daquele que se verifica quando a correção é na faixa de 0,85 a 0,95 ($\Delta Q_{f1} + \Delta Q_{f2}$). Para corrigir o fator de potência de 0,9 a 0,95 (ΔQ_{f2}) é cerca de 15% maior que se a correção for para a faixa de 0,85 a 0,9 (ΔQ_{f1}). Num estudo de viabilidade econômica esta diferença de custo deve ser levada em conta diante das multas cobradas pelas concessionárias, podendo ocorrer situações em que seja mais econômico pagar as eventuais multas por excesso de demanda de potência reativa.

Dado que o objetivo deste trabalho é a análise puramente técnica, com a preocupação máxima com a qualidade da energia, os estudos que se seguirão, quando a aplicação do Filtro Ativo for voltada para o controle de fator de potência, partirão do pressuposto de que se deseja atingir fator de potência unitário. Isto se justifica também porque assim a comparação com os casos em que o objetivo de controle é atingir tensão nominal no *PAC*, torna-se mais realista.

2.3 Controle de Fator de Potência - Filtro Ativo não Fornece Energia Ativa

Nesta seção, o sistema das figuras 2.1 e 2.3 será modelado de forma tal que o Filtro Ativo atuará para garantir a manutenção do fator de potência unitário no *PAC*, com toda a potência ativa sendo fornecida pela fonte de alimentação. Desta forma, partindo das equações (2.1) a (2.3),

reescritas na forma de componentes ortogonais “dq”, vem que:

$$(v_d + jv_q) - r(i_d + ji_q) - jx(i_d + ji_q) + r_f(i_{fd} + ji_{fq}) + jx_f(i_{fd} + ji_{fq}) - (e_{fd} + je_{fq}) = 0 \quad (2.9)$$

$$(i_{ld} + ji_{lq}) = (v_{ld} + jv_{lq})(g_l + jb_l) \quad (2.10)$$

$$(v_{ld} + jv_{lq}) = (v_d + jv_q) - r(i_d + ji_q) - jx(i_d + ji_q) \quad (2.11)$$

E as seguintes considerações serão válidas:

$$v_q = 0 \quad (2.12)$$

$$i_{fq} = i_{lq} \quad (2.13)$$

$$i_q = 0 \quad (2.14)$$

$$i_d = i_{ld} - i_{fd} \quad (2.15)$$

$$p = p_l + dp + dp_f \quad (2.16)$$

$$q_f = q_l + dq + dq_f \quad (2.17)$$

onde dp representa as perdas de potência ativa no sistema de transmissão da fonte ao *PAC* e dp_f as perdas no sistema de conexão do Filtro Ativo para o barramento da carga; dq é a potência reativa absorvida no sistema de transmissão da fonte ao *PAC* e dq_f a potência reativa absorvida no sistema de conexão entre o Filtro Ativo e o barramento da carga; g_l é a carga elétrica expressa na forma de admitância e b_l a parte reativa da carga expressa na forma de susceptância.

Como será considerado que o Filtro Ativo não fornece potência ativa mas supre a potência reativa, p é o somatório das potências ativas que é fornecido pela concessionária e q_f é o somatório das potências reativas fornecido pelo Filtro Ativo. Com isso, pode-se ainda dizer que:

$$v_d i_d = p \quad (2.18)$$

com

$$p_f = e_{fd} i_{fd} + e_{fq} i_{fq} = 0 \quad (2.19)$$

e como a proposta é garantir fator de potência unitário para a potência fornecida pela rede elétrica,

$$q = 0 \quad (2.20)$$

logo,

$$q_f = e_{fd}i_{fq} - e_{fq}i_{fd} = q_l + dq + dq_f \quad (2.21)$$

É possível resolver o conjunto de equações a partir das expressões de balanço de potência, obtendo uma expressão em termos de i_d como única incógnita. As manipulações algébricas que se seguirão terão este objetivo.

Inicialmente, considerando que a potência consumida pela carga é dada por:

$$s_l = (v_{ld}^2 + v_{lq}^2) (g_l + jb_l)$$

e, portanto,

$$p_l = (v_{ld}^2 + v_{lq}^2) g_l \quad (2.22)$$

$$q_l = (v_{ld}^2 + v_{lq}^2) b_l \quad (2.23)$$

e que, para as perdas nas interligações da concessionária ao PAC e do Filtro Ativo ao PAC são válidas as expressões

$$dp = r (i_d^2 + i_q^2)$$

$$dq = -x (i_d^2 + i_q^2)$$

$$dp_f = r_f (i_{fd}^2 + i_{fq}^2)$$

$$dq_f = -x_f (i_{fd}^2 + i_{fq}^2)$$

nas quais, aplicando as condições dadas em (2.12) a (2.15), obtém-se:

$$dp = r (i_{ld} - i_{fd})^2 \quad (2.24)$$

$$dq = -x (i_{ld} - i_{fd})^2 \quad (2.25)$$

$$dp_f = r_f (i_{fd}^2 + i_{lq}^2) \quad (2.26)$$

$$dq_f = -x_f (i_{fd}^2 + i_{fq}^2) \quad (2.27)$$

De (2.10), vem que:

$$i_{id} = (v_{id}g_l - v_{iq}b_l) \quad (2.28)$$

$$i_{iq} = (v_{id}b_l + v_{iq}g_l) \quad (2.29)$$

e, de (2.11):

$$v_{id} = v_d - r i_d \quad (2.30)$$

$$v_{iq} = -x i_d \quad (2.31)$$

onde:

$$v_l = \sqrt{v_{id}^2 + v_{iq}^2} \quad (2.32)$$

para obter (2.22) e (2.23), em termos de i_d , será necessário ter (2.30) e (2.31) na forma quadrática, logo:

$$v_{id}^2 = v_d^2 - 2v_d r i_d + r^2 i_d^2 \quad (2.33)$$

$$v_{iq}^2 = x^2 i_d^2 \quad (2.34)$$

Substituindo (2.30) e (2.31) em (2.28) e (2.29), vem que:

$$i_{id} = [(v_d - r i_d) g_l - (-x i_d) b_l]$$

$$i_{iq} = [(v_d - r i_d) b_l + (-x i_d) g_l]$$

e,

$$i_{id} = v_d g_l - k_1 i_d \quad (2.35)$$

$$i_{iq} = v_d b_l - k_2 i_d \quad (2.36)$$

com

$$k_1 = r g_l - x b_l \quad (2.37)$$

$$k_2 = r b_l + x g_l \quad (2.38)$$

Como essas correntes serão utilizadas na forma de quadrados e produtos, vem que:

$$i_{1d}^2 = v_d^2 g_l^2 - 2k_1 v_d g_l i_d + k_1^2 i_d^2 \quad (2.39)$$

$$i_{1q}^2 = v_d^2 b_l^2 - 2k_2 v_d b_l i_d + k_2^2 i_d^2 \quad (2.40)$$

$$i_{1d} i_{1q} = v_d^2 g_l b_l - (k_1 v_d b_l + k_2 v_d g_l) i_d + k_1 k_2 i_d^2 \quad (2.41)$$

Substituindo (2.35) e (2.36) em (2.15) e (2.13), vem que:

$$i_{fd} = i_{1d} - i_d = v_d g_l - i_d(1 + k_1) \quad (2.42)$$

$$i_{fq} = i_{1q} = v_d b_l - k_2 i_d \quad (2.43)$$

daí,

$$i_{fd}^2 = v_d^2 g_l^2 - 2v_d g_l i_d(1 + k_1) + i_d^2(1 + k_1)^2$$

$$i_{fq}^2 = v_d^2 b_l^2 - 2v_d b_l i_d k_2 + i_d^2 k_2^2$$

e, fazendo

$$k_3 = v_d g_l \quad (2.44)$$

$$k_4 = v_d b_l \quad (2.45)$$

$$k_5 = (1 + k_1) \quad (2.46)$$

$$k_6 = 2k_3(1 + k_1) \quad (2.47)$$

$$k_7 = 2k_4 k_2 \quad (2.48)$$

resulta:

$$i_{fd}^2 = k_3^2 - 2k_3(1 + k_1)i_d + (1 + k_1)^2 i_d^2$$

$$i_{fq}^2 = k_4^2 - 2k_4 k_2 i_d + k_2^2 i_d^2$$

e

$$i_{fd}^2 = k_3^2 - k_6 i_d + k_5^2 i_d^2 \quad (2.49)$$

$$i_{fq}^2 = k_4^2 - k_7 i_d + k_2^2 i_d^2 \quad (2.50)$$

Dai, para colocar dp e dq em função de i_d , de (2.24) e (2.25), com i_{ld} e i_{fd} dadas por (2.35) e (2.42) para os termos de grau 1 e por (2.39), e (2.49) para os quadráticos, resulta:

$$dp = k_8 i_d^2 + k_9 i_d \quad (2.51)$$

$$dq = k_{10} i_d^2 + k_{11} i_d \quad (2.52)$$

onde,

$$k_8 = r (k_1^2 - 2k_1 k_5 + k_5^2)$$

$$k_{10} = -x (k_1^2 - 2k_1 k_5 + k_5^2)$$

$$k_9 = r (2k_3 k_5 - k_6)$$

$$k_{11} = -x (2k_3 k_5 - k_6)$$

Substituindo (2.30) e (2.31) em (2.22) e (2.23):

$$p_l = (v_d - r i_d)^2 g_l + (-x i_d)^2 g_l$$

$$q_l = (v_d - r i_d)^2 b_l + (-x i_d)^2 b_l$$

que levam a:

$$p_l = k_{14} + k_{13} i_d + k_{12} i_d^2 \quad (2.53)$$

$$q_l = k_{17} + k_{16} i_d + k_{15} i_d^2 \quad (2.54)$$

onde

$$k_{12} = g_l (r^2 + x^2) \quad (2.55)$$

$$k_{13} = -2r k_3 \quad (2.56)$$

$$k_{14} = v_d k_3 \quad (2.57)$$

$$k_{15} = b_l (r^2 + x^2) \quad (2.58)$$

$$k_{16} = -2\tau k_4 \quad (2.59)$$

$$k_{17} = v_d k_4 \quad (2.60)$$

Para expressar as perdas na interligação do Filtro Ativo ao PAC em termos de i_d , substituiu-se (2.49) e (2.50) em (2.26) e (2.27), resultando:

$$dp_f = k_{20} + k_{19}i_d + k_{18}i_d^2 \quad (2.61)$$

$$dq_f = k_{23} + k_{22}i_d + k_{21}i_d^2 \quad (2.62)$$

sendo:

$$k_{18} = r_f (k_2^2 + k_5^2) \quad (2.63)$$

$$k_{19} = -r_f (k_6 + 2k_2k_4) \quad (2.64)$$

$$k_{20} = r_f (k_3^2 + k_4^2) \quad (2.65)$$

$$k_{21} = -x_f (k_2^2 + k_5^2) \quad (2.66)$$

$$k_{22} = x_f (k_6 + 2k_2k_4) \quad (2.67)$$

$$k_{23} = -x_f (k_3^2 + k_4^2) \quad (2.68)$$

Agora, combinando (2.18) com (2.16) e substituindo as expressões obtidas para cada elemento de (2.16), vem:

$$v_d i_d = k_{12}i_d^2 + k_{13}i_d + k_{14} + k_8i_d^2 + k_9i_d + k_{18}i_d^2 + k_{19}i_d + k_{20}$$

de onde se pode obter uma expressão para o cálculo de i_d , já que v_d é conhecida, assim como todos os demais parâmetros, resultando:

$$ai_d^2 + bi_d + c = 0 \quad (2.69)$$

onde,

$$a = k_8 + k_{12} + k_{18} \quad (2.70)$$

$$b = k_9 - v_d + k_{13} + k_{19} \quad (2.71)$$

$$c = k_{14} + k_{20} \quad (2.72)$$

Observe-se que a expressão é quadrática, resultando em duas alternativas como respostas, das quais uma não tem sentido físico. Um teste introduzido no programa para o cálculo do comportamento do sistema em regime permanente permitiu facilmente a obtenção da solução correta. Obtida a corrente i_d , agora é possível determinar todas as demais variáveis do problema, seguindo:

1. dp_f e dq_f , utilizando (2.61) e (2.62);
2. p_l e q_l , utilizando (2.53) e (2.54);
3. i_{ld} e i_{lq} , utilizando (2.35) e (2.36);
4. i_{fd} e i_{fq} , utilizando (2.42) e (2.43);
5. dp e dq , utilizando (2.24) e (2.25);
6. v_{ld} e v_{lq} , utilizando (2.30) e (2.31);

Fica faltando calcular e_{fd} e e_{fq} , o que pode ser feito combinando (2.19) e (2.21). De (2.19) pode-se tirar que:

$$e_{fd} = -\frac{i_{fq}}{i_{fd}} e_{fq} \quad (2.73)$$

e, substituindo-a em (2.21) vem:

$$-\frac{i_{fq}^2}{i_{fd}} e_{fq} - e_{fq} i_{fd} = q_l + dq + dq_f$$

daí,

$$e_{fq} = -\frac{(q_l + dq + dq_f) i_{fd}}{i_{fd}^2 + i_{fq}^2} \quad (2.74)$$

dessa forma, e_{fd} e e_{fq} são calculadas utilizando (2.73) e (2.74).

2.4 Controle de Fator de Potência - Filtro Ativo Fornece Energia Ativa

Neste caso, o sistema será modelado de forma tal que o Filtro Ativo atuará para garantir a manutenção do fator de potência unitário no *PAC* e, ainda, suprirá a potência ativa responsável por suas próprias perdas, entendendo-se que estas são representadas pelas perdas nos elementos passivos de interligação do Filtro Ativo com o *PAC*. Desta forma, as equações do estudo anterior são válidas, com exceção de que, no balanço de potência ativa, o sistema da concessionária suprirá a carga e as perdas da interligação da concessionária ao *PAC* e, pelo lado do Filtro Ativo, este suprirá as perdas representadas por dp_f . Assim, para as equações de balanço de potência ativa, virá:

$$p = p_l + dp \quad (2.75)$$

$$q_f = q_l + q + dq + dq_f \quad (2.76)$$

$$p_f = dp_f \quad (2.77)$$

Com isso, pode-se ainda dizer que:

$$v_d i_d = p \quad (2.78)$$

$$e_{fd} i_{fd} + e_{fq} i_{fq} = dp_f \quad (2.79)$$

$$e_{fd} i_{fq} - e_{fq} i_{fd} = q_f \quad (2.80)$$

As demais equações e condições utilizadas no caso anterior são válidas. Assim, para obter a solução do problema a partir de i_d é necessário resolver a expressão do balanço de potência ativa, combinando (2.75) com (2.78), que fornece:

$$v_d i_d = k_{12} i_d^2 + k_{13} i_d + k_{14} + k_8 i_d^2 + k_9 i_d \quad (2.81)$$

que, como no caso anterior, é uma equação do tipo:

$$a i_d^2 + b i_d + c = 0 \quad (2.82)$$

onde,

$$a = (k_8 + k_{12}) \quad (2.83)$$

$$b = (k_{13} - v_d + k_9) \quad (2.84)$$

$$c = k_{14} \quad (2.85)$$

Observe-se que, novamente, a expressão é quadrática, resultando em duas alternativas como respostas, das quais uma não tem sentido físico. Um teste introduzido no programa para o cálculo do comportamento do sistema em regime permanente permitiu facilmente a obtenção da solução correta. Obtida a corrente i_d , agora é possível determinar todas as demais variáveis do problema, seguindo:

1. dp_f e dq_f , utilizando (2.61) e (2.62);
2. p_l e q_l , utilizando (2.53) e (2.54);
3. i_{ld} e i_{lq} , utilizando (2.35) e (2.36);
4. i_{fd} e i_{fq} , utilizando (2.42) e (2.43);
5. dp e dq , utilizando (2.24) e (2.25);

6. v_{ld} e v_{lq} , utilizando (2.30) e (2.31);

Fica faltando calcular e_{fd} e e_{fq} , o que pode ser feito combinando (2.79) e (2.80). De (2.79) pode-se tirar que:

$$e_{fd} = \frac{dp_f - e_{fq}i_{fq}}{i_{fd}} \quad (2.86)$$

e, substituindo-a em (2.80) vem:

$$\frac{dp_f - e_{fq}i_{fq}}{i_{fd}}i_{fq} - e_{fq}i_{fd} = q_l + dq + dq_f$$

daí,

$$e_{fq} = \frac{i_{fq}dp_f - (q_l + dq + dq_f)i_{fd}}{i_{fd}^2 + i_{fq}^2} \quad (2.87)$$

dessa forma, e_{fd} e e_{fq} são calculadas utilizando (2.87) e (2.86).

2.5 Controle de Tensão no PAC - Filtro Ativo não Fornece Energia Ativa

Nesta seção, o Filtro Ativo será controlado para manter a tensão no PAC em um valor pré-estabelecido. Será adotado o valor nominal da tensão do sistema, significando a fixação de 1,0 pu no PAC. Novamente serão testados dois casos: no primeiro, considerando que o Filtro Ativo fornece apenas potência reativa, cabendo à concessionária fornecer a energia ativa do sistema; no segundo, verificar-se-á a contribuição do Filtro Ativo, suprimindo suas próprias perdas.

Como a tensão no PAC será mantida em um valor pré-fixado e, portanto, a corrente entre a concessionária e o PAC terá suas duas componentes (real e imaginária) presentes, considerou-se vantajoso adotar como referência a tensão no PAC. Com isso, a tensão no barramento da concessionária, cujo módulo será igual ao da tensão do PAC, terá fase a ser calculada e, portanto, as duas componentes (real e imaginária).

Partindo novamente das equações 2.1a 2.3, e modificando 2.9 a 2.11 para adaptar à situação em que a tensão de referência é a tensão do PAC, as seguintes equações podem ser estabelecidas:

$$(v_{ld} + jv_{lq}) + r_f(i_{fd} + ji_{fq}) + jx_f(i_{fd} + ji_{fq}) - (e_{fd} + je_{fq}) = 0 \quad (2.88)$$

$$(i_{ld} + ji_{lq}) = (v_{ld} + jv_{lq})(g_l + jb_l) \quad (2.89)$$

$$(v_d + jv_q) - (v_{ld} + jv_{lq}) = (r + jx)(i_d + ji_q) \quad (2.90)$$

sendo válidas ainda as seguintes condições:

$$v_{lq} = 0 \quad (2.91)$$

$$v_{ld} = V_d \quad (2.92)$$

$$i_q = i_{lq} - i_{fq} \quad (2.93)$$

$$i_d = i_{ld} - i_{fd} \quad (2.94)$$

$$p = p_l + p_f + dp + dp_f \quad (2.95)$$

$$q_f = q_l + q + dq + dq_f \quad (2.96)$$

onde V_d representa o valor nominal da tensão do sistema, correspondendo ao módulo da tensão no barramento da concessionária e, em módulo e fase, à tensão do *PAC*, já que esta foi tomada como referência e, portanto limita-se à componente de eixo "d"; dp representa as perdas de potência ativa no sistema de transmissão da fonte ao *PAC* e dp_f as perdas no sistema de conexão do Filtro Ativo para o barramento da carga; dq é a potência reativa absorvida no sistema de transmissão da fonte ao *PAC* e dq_f a potência reativa absorvida no sistema de conexão entre o Filtro Ativo e o barramento da carga; g_l é a carga elétrica expressa na forma de admitância e b_l é a parte reativa da carga expressa na forma de susceptância.

Substituindo (2.91) em (2.89), as correntes de carga serão dadas por:

$$i_{ld} = V_d g_l \quad (2.97)$$

$$i_{lq} = V_d b_l \quad (2.98)$$

e, para as componentes da potência complexa na carga,

$$p_l = V_d^2 g_l \quad (2.99)$$

$$q_l = V_d^2 b_l \quad (2.100)$$

de (2.90), obtém-se:

$$v_d = V_d + r i_d - x i_q \quad (2.101)$$

$$v_q = r i_q + x i_d \quad (2.102)$$

Serão úteis ainda as equações para os balanços de potências, dadas por:

$$v_d i_d + v_q i_q = p \quad (2.103)$$

$$v_d i_q - v_q i_d = 0 \quad (2.104)$$

$$e_{fd} i_{fd} + e_{fq} i_{fq} = 0 \quad (2.105)$$

$$e_{fd} i_{fq} - e_{fq} i_{fd} = q_f \quad (2.106)$$

Além disso, para as potências de perdas nos circuitos:

$$dp = r (i_d^2 + i_q^2) \quad (2.107)$$

$$dq = -x (i_d^2 + i_q^2) \quad (2.108)$$

$$dp_f = r_f (i_{fd}^2 + i_{fq}^2) \quad (2.109)$$

$$dq_f = -x_f (i_{fd}^2 + i_{fq}^2) \quad (2.110)$$

Da substituição de (2.97) e (2.98) em (2.93) e (2.94), vem que:

$$i_d = V_d g_l - i_{fd} \quad (2.111)$$

$$i_q = V_d b_l - i_{fq} \quad (2.112)$$

A solução do problema partirá da obtenção de duas expressões em termos de i_{fd} e i_{fq} que virão da equação (2.105) combinada com a equação que impõe a magnitude da tensão no barramento da concessionária no valor V_d , que é:

$$v_d^2 + v_q^2 = V_d^2 \quad (2.113)$$

A substituição de (2.101) e (2.102) em (2.113) leva a:

$$k_z i_{fd}^2 + k_z i_{fq}^2 - k_2 i_{fd} + k_3 i_{fq} + k_4 = 0 \quad (2.114)$$

com

$$k_z = (r^2 + x^2) \quad (2.115)$$

$$k_y = (g_l^2 + b_l^2) \quad (2.116)$$

$$k_1 = (rg_l - xb_l) \quad (2.117)$$

$$k_2 = 2V_d (r + r^2g_l + x^2g_l) \quad (2.118)$$

$$k_3 = 2V_d (x - x^2b_l - r^2b_l) \quad (2.119)$$

$$k_4 = V_d^2 (2k_1 + k_2k_q) \quad (2.120)$$

A partir de (2.88), pode-se obter:

$$e_{fd} = V_d + r_f i_{fd} - x_f i_{fq} \quad (2.121)$$

$$e_{fq} = x_f i_{fd} + r_f i_{fq} \quad (2.122)$$

Substituindo agora (2.121) e (2.122) em (2.105) vem:

$$r_f i_{fd}^2 + r_f i_{fq}^2 + V_d i_{fd} = 0 \quad (2.123)$$

As equações (2.114) e (2.123) constituem um sistema de duas equações não lineares incluindo duas incógnitas, que foram resolvidas, para i_{fd} e i_{fq} , caso a caso, pelo método iterativo de Newton-Raphson. O processo de solução utilizou o seguinte algoritmo:

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}_{m+1} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix}_m + \begin{bmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{fq} \end{bmatrix} \quad (2.124)$$

onde

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_{fq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_{fd}} & \frac{\partial f_1}{\partial i_{fq}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_{fd}} & \frac{\partial f_2}{\partial i_{fq}} \end{bmatrix}_m^{-1} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}_m \quad (2.125)$$

sendo:

$$f_1 = k_z i_{fd}^2 + k_z i_{fq}^2 - k_2 i_{fd} + k_3 i_{fq} + k_4 \quad (2.126)$$

$$f_2 = r_f i_{fd}^2 + r_f i_{fq}^2 + V_d i_{fd} \quad (2.127)$$

e

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_{fd}} & \frac{\partial f_1}{\partial i_{fq}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_{fd}} & \frac{\partial f_2}{\partial i_{fq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2k_z i_{fd} - k_2 & 2k_z i_{fq} + k_3 \\ 2r_f i_{fd} + V_d & 2r_f i_{fq} \end{bmatrix} \quad (2.128)$$

e, ainda, $m + 1$ é a iteração atual, com m significando a iteração anterior.

Obtidas as correntes i_{fd} e i_{fq} , agora é possível determinar todas as demais variáveis do problema, seguindo:

1. dp_f e dq_f , utilizando (2.109) e (2.110);
2. i_d e i_q , utilizando (2.93) e (2.94);
3. dp e dq , utilizando (2.107) e (2.108);
4. p_l e q_l , utilizando (2.99) e (2.100);
5. i_{ld} e i_{lq} , utilizando (2.97) e (2.98);
6. e_{fd} e e_{fq} , utilizando (2.121) e (2.122);
7. v_d e v_q , utilizando (2.101) e (2.102);

2.6 Controle de Tensão no PAC - Filtro Ativo Fornece Energia Ativa

Esta modelagem é muito semelhante à do anterior. O que difere é que a equação do balanço de energia (2.105) agora não terá resultado nulo pois considerar-se-á que o Filtro Ativo poderá suprir suas próprias perdas de potência ativa. Isto alterará as equações (2.95) e (2.105), respectivamente, para:

$$p = p_l + dp \quad (2.129)$$

$$p_f = e_{fd}i_{fd} + e_{fq}i_{fq} = dp_f \quad (2.130)$$

Assim, substituindo (2.121) e (2.122) em (2.130), vem que:

$$r_f i_{fd}^2 + r_f i_{fq}^2 + V_d i_{fd} = r_f (i_{fd}^2 + i_{fq}^2) \quad (2.131)$$

que resulta em

$$V_d i_{fd} = 0$$

e, portanto,

$$i_{fd} = 0 \quad (2.132)$$

Com isto, a equação (2.114):

$$k_z i_{fd}^2 + k_z i_{fq}^2 - k_2 i_{fd} + k_3 i_{fq} + k_4 = 0$$

passa a ser:

$$k_z i_{fq}^2 + k_3 i_{fq} + k_4 = 0 \quad (2.133)$$

e o resultado será a solução de uma única equação de segundo grau em i_{fq} , como nos dois primeiros estudos e bem mais simples que o terceiro. Encontrados os valores de i_{fd} e i_{fq} , para obter as demais variáveis envolvidas no problema, é semelhante ao caso anterior:

1. dp_f e dq_f , utilizando (2.109) e (2.110);
2. i_d e i_q , utilizando (2.93) e (2.94);
3. dp e dq , utilizando (2.107) e (2.108);
4. p_l e q_l , utilizando (2.99) e (2.100);
5. i_{ld} e i_{lq} , utilizando (2.97) e (2.98);
6. e_{fd} e e_{fq} , utilizando (2.121) e (2.122);
7. v_d e v_q , utilizando (2.101) e (2.102);

2.7 Resultados Computacionais

Os cinco modelos desenvolvidos foram implementados em computador digital para um sistema cujos parâmetros são:

1. Tensão nominal (tensão do gerador e tensão base para normalização em *p.u.*): 10kV;
2. Potência base para normalização em *p.u.*: 75MW;
3. Impedância de interligação gerador-PAC: $0,0784 + j0,3922[\Omega]$;
4. Impedância de interligação Filtro Ativo-PAC: $0,0008 + j0,04[\Omega]$;
5. Potência ativa nominal da carga: 25MW;
6. Potência reativa nominal da carga: 50Mvar;

A partir desses parâmetros, o sistema foi convertido em valores por unidade e os resultados obtidos serão apresentados nessa forma.

Os estudos foram realizados verificando a influência de um dos parâmetros de cada vez, adotando-se os valores especificados acima como nominais, fazendo o parâmetro em causa variar dentro de uma faixa de 0,1*p.u.* a 2,0*p.u.* e estudando o comportamento do sistema em regime permanente a cada 0,1*p.u.* de variação do parâmetro. Assim, foram estudadas as influências de:

1. Variação da potência ativa da carga;
2. Variação da potência reativa da carga;
3. Variação da resistência de interligação do gerador ao PAC;
4. Variação da reatância de interligação do gerador ao PAC;

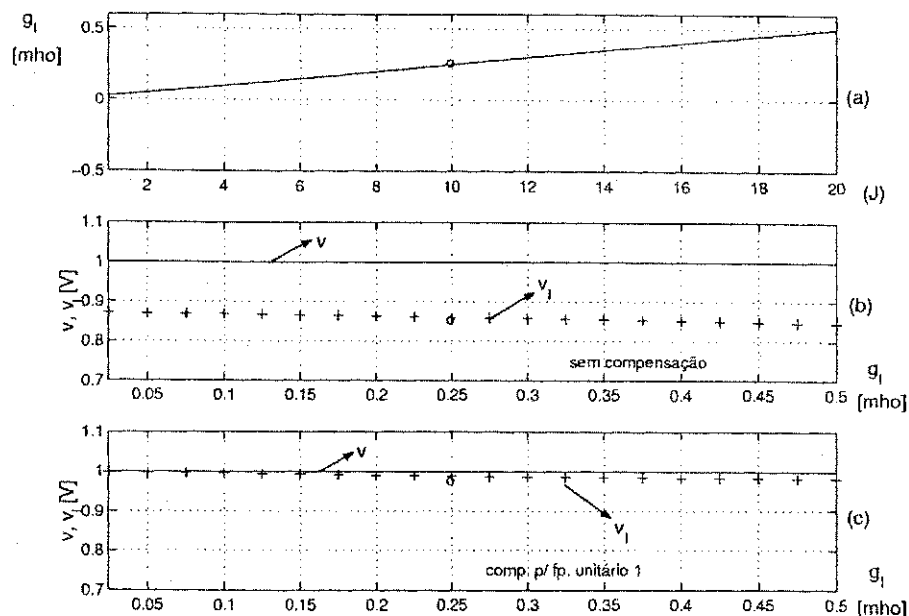


Figura 2.6: (a) Variação da condutância da carga; (b) Tensão na fonte (curva em linha cheia) e no PAC (curva em ++), sem compensação; (c) Tensão na fonte (curva em linha cheia) e no PAC com compensação p/ fator de potência unitário 1 (curva em ++).

5. Variação da resistência de interligação do Filtro Ativo ao PAC;
6. Variação da reatância de interligação do Filtro Ativo ao PAC;

Para não prejudicar a compreensão dos resultados pelo excesso de informações, decidiu-se omitir os resultados referentes aos itens (5) e (6). Tendo em vista que o Filtro Ativo é instalado sempre o mais próximo possível da carga e que a impedância de sua interligação ao PAC é sempre mínima. Esses resultados só teriam relevância em situações muito específicas, daí, considerou-se desnecessária a apresentação.

Em todos os gráficos que serão apresentados, o local correspondente ao valor nominal do parâmetro cuja influência está sendo estudada será destacado com um pequeno círculo "o", para facilitar as comparações.

Os resultados obtidos serão apresentados em quatro grupos de figuras, cada um correspondendo a um dos itens (1) a (4) acima. Os gráficos apresentados são relativos à magnitude e fase entre as tensões do gerador e do PAC, o rendimento apresentado pelo sistema como um todo e, para verificar o "esforço" do Filtro Ativo, serão apresentados gráficos das magnitudes da tensão e potência aparente do Filtro Ativo. Nos casos onde se estabelece controle da regulação de tensão no PAC, são apresentados também curvas do comportamento do fator de potência neste barramento e na saída do gerador.

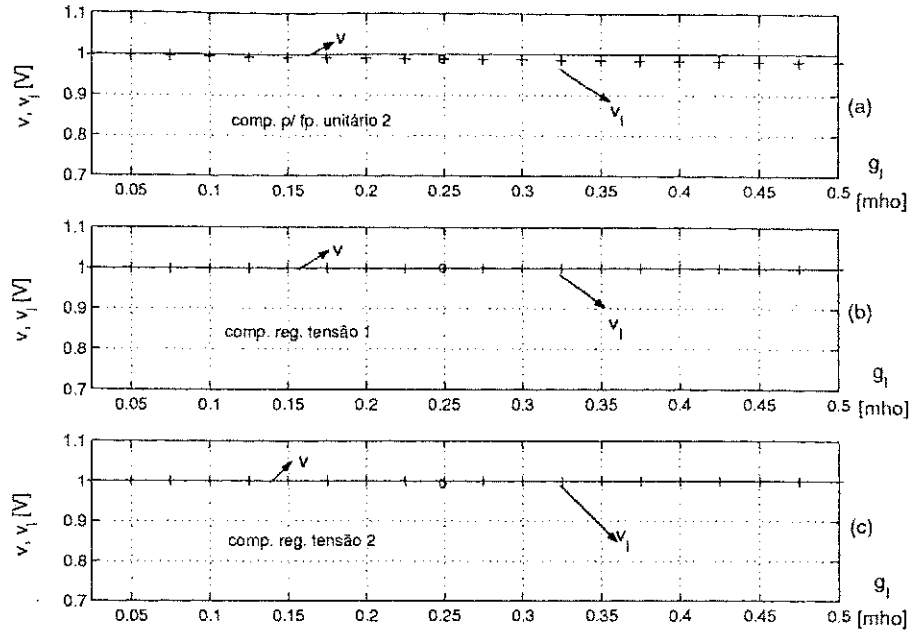


Figura 2.7: Magnitudes da tensão na fonte (curvas em linha cheia) e no PAC (curvas em ++), nas compensações: (a) para fator de potência unitário 2; (b) para regulação de tensão 1 e (c) para regulação de tensão 2.

O cálculo do rendimento é efetuado pela relação entre a potência ativa consumida na carga e a potência ativa total injetada no circuito. Isto resulta nas seguintes expressões:

$$\eta = \frac{p_l}{p} \quad (2.134)$$

nos casos em que o Filtro Ativo não fornece potência ativa, e

$$\eta = \frac{p_l}{p + p_f} \quad (2.135)$$

nos casos em que o Filtro Ativo fornece as perdas registradas na impedância da interligação dele próprio ao PAC.

Nas figuras em que está citado “*comp. p/ fp. unitário 1*” e “*comp. p/ fp. unitário 2*”, deve-se entender que se referem ao estudo em que o Filtro Ativo é controlado para manter o fator de potência de entrada no PAC unitário. No caso “1”, trata-se da situação em que o Filtro Ativo não fornece potência ativa e, portanto, a carga e as perdas são supridas pelo gerador; e, no caso “2”, o Filtro Ativo fornece a energia destinada ao suprimento das perdas na interligação dele próprio ao PAC. Nas figuras onde está citado “*comp. reg. tensão 1*” e “*comp. reg. tensão 2*”, deve-se entender que se referem ao estudo em que o Filtro Ativo é controlado para manter a tensão do PAC no valor nominal (1,0p.u.). No caso “1”, trata-se da situação em que o Filtro Ativo não fornece potência ativa e, portanto, a carga e as perdas são supridas pelo gerador; no caso “2”, o Filtro Ativo fornece a energia destinada ao suprimento das perdas na interligação dele próprio ao PAC.

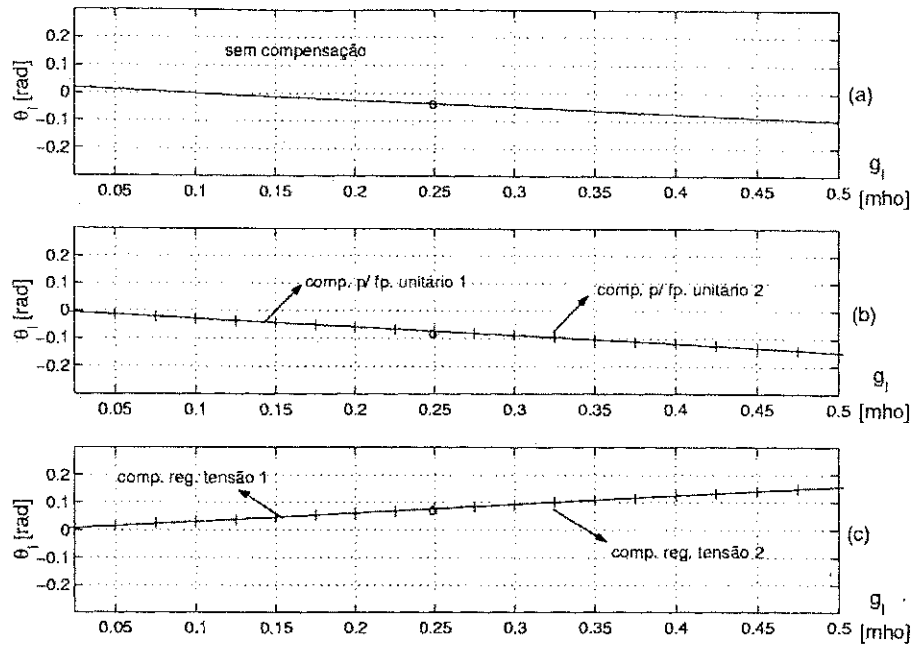


Figura 2.8: Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.

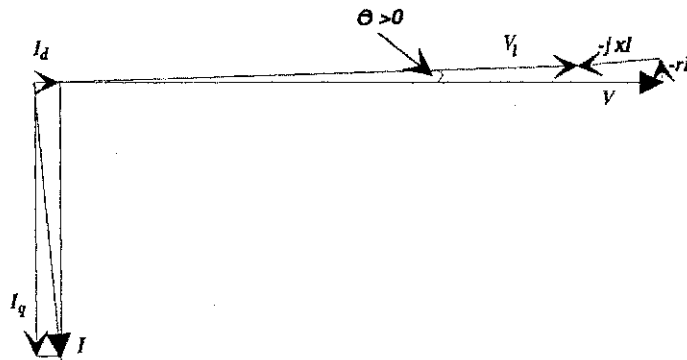


Figura 2.9: Diagrama fasorial do sistema não compensado com condutância de carga representando um décimo da nominal.

Uma questão importante que será discutida é a do comportamento do fator de potência na saída do gerador (ou entrada do PAC). Para isto, serão apresentadas curvas com o comportamento do fator de potência da carga e com o fator de potência na saída do gerador sob as condições “*comp. reg. tensão 1*” e “*comp. reg. tensão 2*”, para cada um dos estudos. As condições de controle para fator de potência unitário, evidentemente, não necessitam ser apresentadas, já que o fator de potência na saída do gerador é pré-fixado em 1,0.

Os modelos matemáticos utilizados foram os apresentados na figura 2.2, para o caso “*sem compensação*” e na figura 2.3 para os casos em que existe a compensação, ou seja, o Filtro Ativo está atuando.

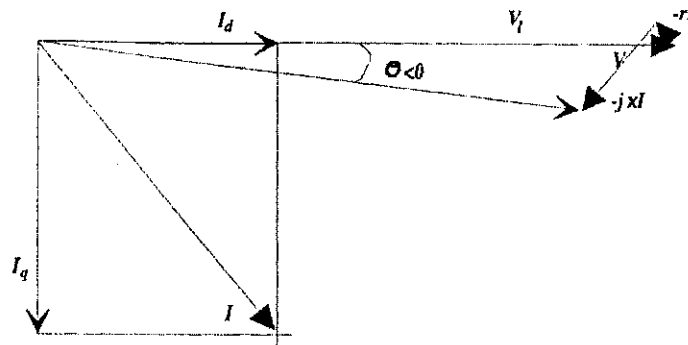


Figura 2.10: Diagrama fasorial do sistema não compensado com condutância de carga representando duas vezes a nominal.

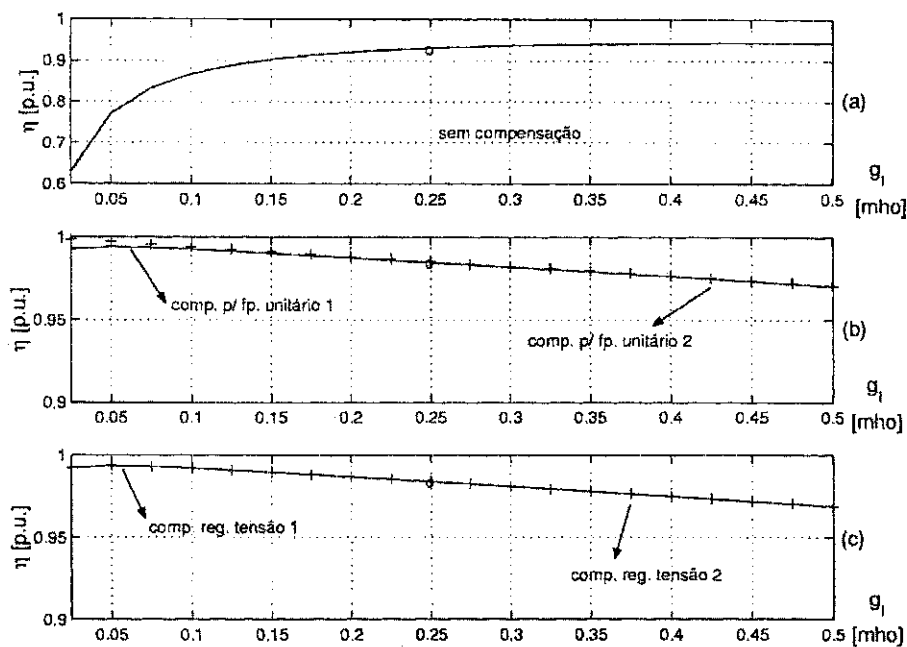


Figura 2.11: Rendimento do sistema diante da variação da potência ativa da carga.

2.7.1 Variação da potência ativa da carga

A figura 2.6-a mostra um gráfico contendo os valores da condutância da carga, g_l , adotados no estudo. O valor inicial corresponde a $g_l = 0,1g_{lN}$ (g_{lN} , valor nominal de g_l), e, o valor final, a $g_l = 2g_{lN}$. Nas demais figuras, o eixo horizontal contém, na mesma sequência, os valores de g_l obtidos na figura 2.6-a. Assim, as figuras 2.6-b a 2.7-c apresentam o comportamento da magnitude da tensão do PAC dentro dessa faixa de variação de g_l .

Observando a figura 2.6, pode-se notar o efeito da compensação sobre a magnitude da tensão no PAC. Sem compensação, para carga nominal, essa tensão fica em $0,86p.u.$, enquanto que nas duas situações de compensação para fator de potência unitário fica ligeiramente abaixo de $0,99p.u.$. Isto já permite tirar uma importante conclusão que é a de que a compensação para fator de potência já garante uma contribuição significativa para a regulação de tensão no

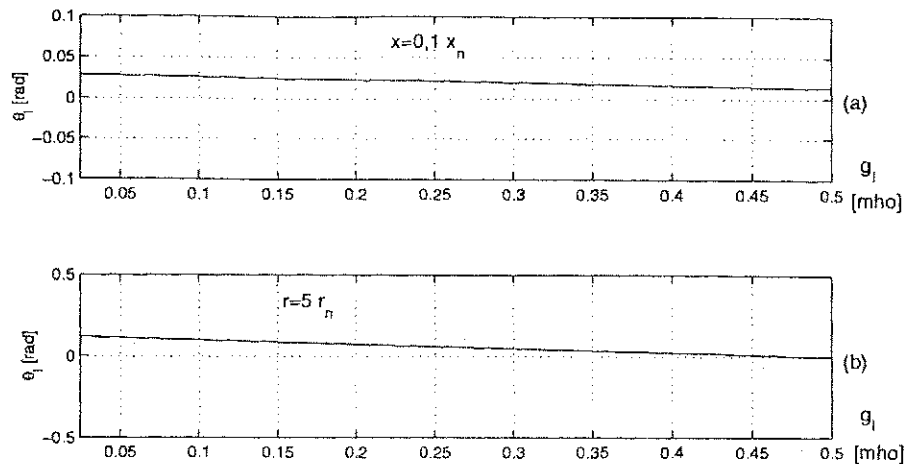


Figura 2.12: Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador: (a) reatância do alimentador reduzida e (b) resistência do alimentador aumentada.

barramento da indústria.

As figuras 2.8-a a 2.8-c, mostram o comportamento do ângulo de fase da tensão do PAC em relação ao ângulo da tensão do gerador. Percebe-se que o ângulo de fase da tensão no PAC cresce significativamente nos casos compensados quando comparados ao caso não compensado. Isto ocorre porque, com a compensação e a elevação da tensão no PAC, para os mesmos valores de admitâncias da carga a potência ativa consumida pela carga aumenta. E o deslocamento de fases entre as tensões de dois barramentos cresce sempre que a potência ativa transmitida de um para o outro aumenta. Como os níveis de tensão nos casos de compensação de fator de potência e regulação de tensão são muito próximos, os ângulos de fase da tensão no PAC também são muito parecidos.

Aparentemente paradoxal com o comentário acima, é o que se vê na região da curva do ângulo de deslocamento da tensão no PAC (figura 2.7 - a para $g_l < 0,1$) em que o ângulo de deslocamento aparece positivo. É importante lembrar que a afirmação de que havendo transmissão de potência ativa o ângulo de fase deslocar-se-á negativamente no barramento receptor com relação ao transmissor, só é rigorosamente válida quando o sistema não tem perdas. Neste estudo em que as perdas do alimentador são consideradas, para $g_l < 0,1$, os cálculos demonstram que o valor da corrente reativa da carga (e conseqüentemente da corrente reativa entre os dois barramentos), i_{lq} , é negativo e significativamente elevado em relação à parte real da mesma corrente. Como conseqüência dessa particularidade e dos valores relativos dos parâmetros do alimentador (r/x) e da impedância da carga (r_l/x_l) o ângulo de deslocamento de fase é positivo na região em causa, embora o fluxo de potência ativa seja do gerador para a carga.

Os diagramas fasoriais apresentados nas figuras 2.9 e 2.10, montados em escala nas mesmas condições deste estudo, para o menor e o maior valor, respectivamente, da condutância g_l , na faixa de variação utilizada no gráfico apresentado na figura 2.6-a. Eles demonstram que tal situação pode, do ponto de vista teórico, ocorrer. A observação do gráfico da figura 2.11-a

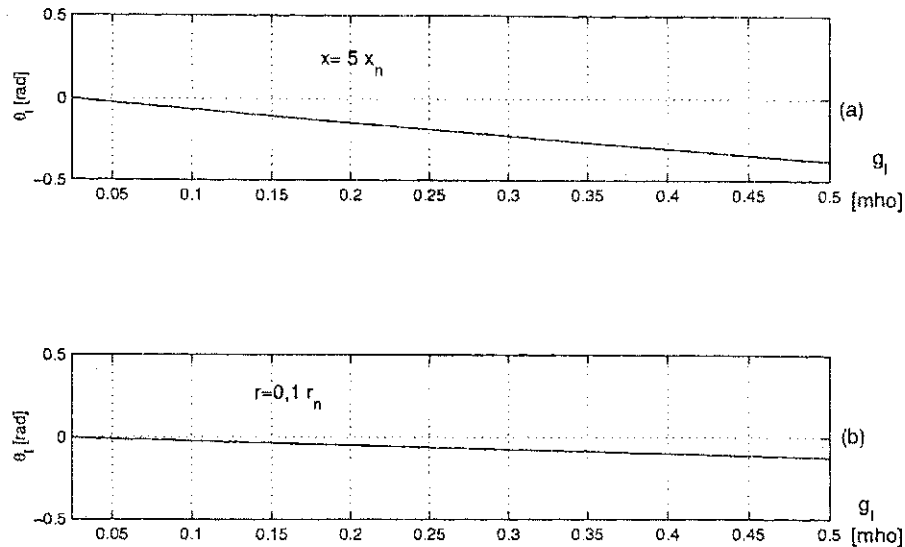


Figura 2.13: Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador: (a) reatância do alimentador aumentada e (b) resistência do alimentador reduzida.

demonstra que para o caso sem compensação, o rendimento assume valores muito baixos na mesma região em que o ângulo de fase da tensão no *PAC* encontra-se positivo. Isto demonstra que a potência ativa da carga é muito pequena e a perda de energia no alimentador assume proporção mais significativa que o normal. Do ponto de vista prático, convém lembrar que os parâmetros de projeto de um sistema elétrico bem dimensionado dificilmente dão margem a que tal situação venha a ocorrer.

Foram repetidos os mesmos estudos considerando valores diferentes para os parâmetros do alimentador. As figuras 2.12 e 2.13 mostram os resultados.

Na figura 2.12-a, x foi multiplicada por 0,1. Na figura 2.12-b o valor da resistência do alimentador, r , foi multiplicado por 5. Em ambos os casos a relação r/x entre os parâmetros do alimentador cresce. Pelas curvas mostradas na figura, constata-se que esse crescimento faz com que o ângulo de fase θ_l , da tensão do *PAC* em relação à fonte, torne-se positivo em toda a faixa de variação de g_l .

Na figura 2.13-a, x foi multiplicada por 5. Na figura 2.13-b o valor da resistência do alimentador, r , foi multiplicado por 0,1. Em ambos os casos a relação r/x entre os parâmetros do alimentador decresce. Pelas curvas mostradas na figura, constata-se que esse decrescimento faz com que o ângulo de fase θ_l , da tensão do *PAC* em relação à fonte, torne-se negativo em toda a faixa de variação de g_l .

Conclui-se, portanto, que a possibilidade de que o ângulo de fase do *PAC* seja positivo em relação ao do gerador, existe, ainda que sendo um caso atípico em situações reais. Conclui-se também que esta possibilidade vincula-se fundamentalmente à relação entre os parâmetros do alimentador, r/x . O aumento desta relação amplia esta possibilidade. O caso pode ser considerado atípico porque na maioria dos sistemas de potência a relação r/x é pequena. Em [60],

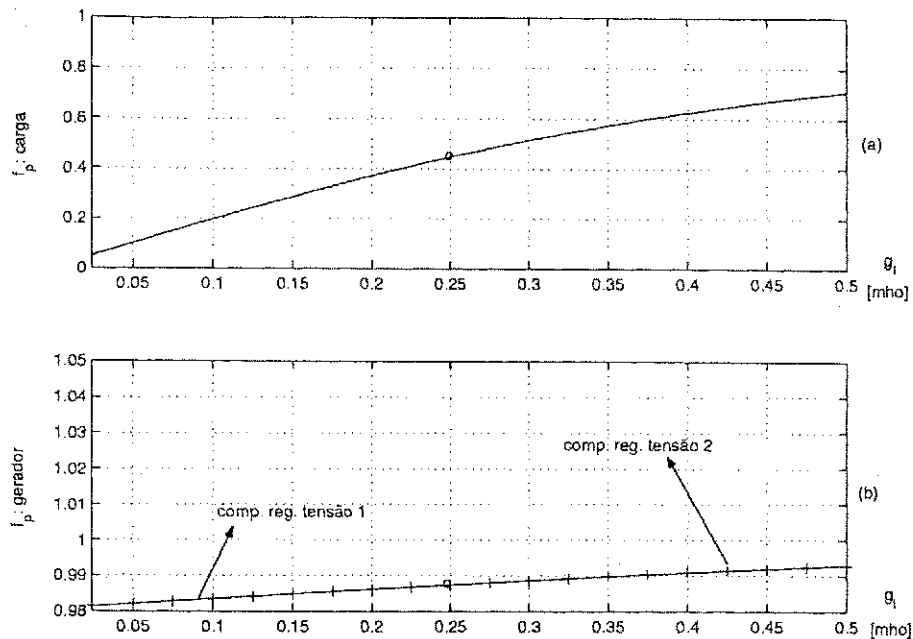


Figura 2.14: Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).

Oliveira deduz uma equação para a potência transmitida entre os dois barramentos em regime permanente, demonstrando o surgimento de termos que ajudam a explicar este comportamento.

É importante esclarecer que o sentido de deslocamento do ângulo de fase da tensão no *PAC* em relação ao da tensão do gerador, quando a carga aumenta, parece se inverter quando se observa as figuras 2.8-b e 2.8-c. Isto decorre do fato de que a modelagem matemática, para o primeiro caso, adotou a tensão do gerador como referência e, no segundo caso, a referência adotada foi a tensão do *PAC*. Portanto, a inversão é apenas aparente e as duas figuras estão coerentes com o modelo matemático estabelecido.

As figuras 2.11-a a 2.11-c, mostram o rendimento obtido para o sistema nas cinco situações pesquisadas: "sem compensação", "comp. p/f_p unitário 1", "comp. p/f_p unitário 2", "comp. reg. tensão 1" e "comp. reg. tensão 2". Pode-se observar novamente a vantagem de ambas as estratégias de compensação quando se observa o rendimento nas condições nominais: sem compensação, pouco superior a 93%; com compensação, calculou-se 98,48% e 98,54% para compensação para fator de potência unitário 1 e 2, respectivamente; 98,39% e 98,4% para compensação de regulação de tensão 1 e 2, respectivamente. Vê-se, portanto, que as compensações provocam um ganho significativo no rendimento do sistema, sendo que, a compensação para fator de potência unitário repercute em um rendimento ainda superior ao da regulação de tensão. Além disso, pode-se observar que, em ambas as estratégias de compensação, o caso em que o Filtro Ativo alimenta suas próprias perdas apresenta rendimento levemente superior.

Ainda sobre rendimento, pode-se comentar o caso da curva sem compensação, cuja região inicial apresenta rendimento bem mais baixo que na maior parte dela. A explicação é semelhante

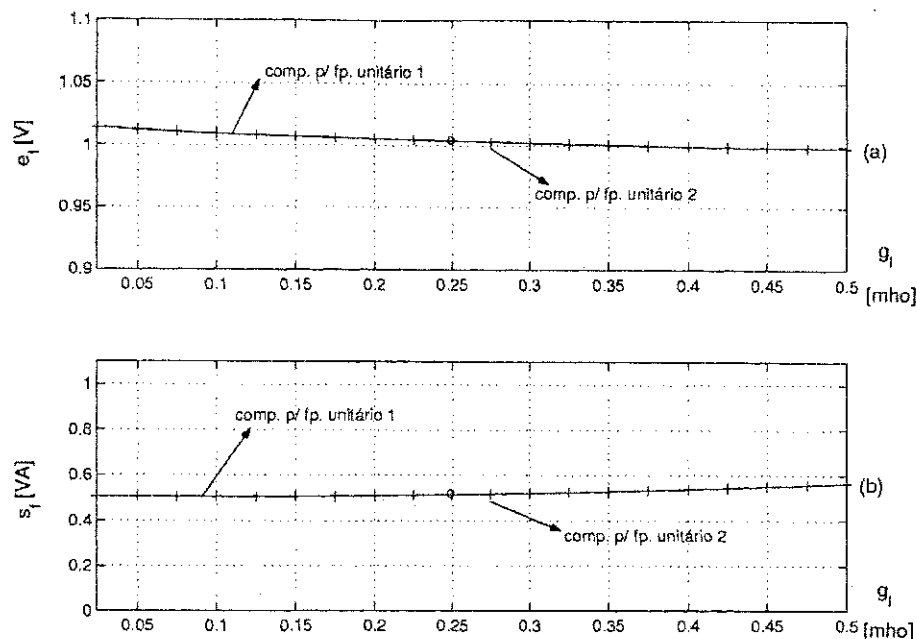


Figura 2.15: (a) Magnitude da tensão; e (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo, para garantir fator de potência unitário no PAC.

ao caso do ângulo de deslocamento de fase: na região em que $g_l < 0,1$, a carga consome uma potência ativa relativamente pequena em comparação com a reativa, sendo que a corrente reativa também provoca perdas na resistência entre os dois barramentos, portanto, enquanto a parte real da corrente de carga é relativamente pequena em comparação com a parte imaginária, verifica-se um rendimento exageradamente baixo.

As figuras 2.14-a e b mostram como variam o fator de potência da carga e do gerador, respectivamente, nos casos de compensação de regulação da tensão no PAC. Pode-se verificar que, no ponto nominal de operação da carga, esta apresenta um fator de potência muito baixo, de 0,45, enquanto que o fator de potência nos terminais do gerador, é capacitivo e seu valor é de 0,9874. Pode-se concluir, portanto, que *num sistema industrial com carga indutiva a compensação de regulação de tensão não torna unitário o fator de potência, mas aproxima-se bastante disso*. Além do mais, como leva o fator de potência à região capacitiva, significa que *seu custo será mais elevado pois implicará em uma potência maior para o Filtro Ativo*.

As figuras 2.15-a a 2.16-b apresentam gráficos que permitem estimar o “esforço” do Filtro Ativo, comprovando que o “esforço” do Filtro no caso da regulação de tensão é maior. Os valores obtidos para a tensão do Filtro Ativo e sua potência no caso de controle de fator de potência, foram, respectivamente, 1,0035 e 0,5141. No caso do controle de regulação de tensão, os valores encontrados, respectivamente, foram 1,0168 e 0,5696. Os números praticamente não se diferenciaram entre os casos em que as perdas foram supridas pelo Filtro Ativo ou não. Assim, os números maiores verificados no caso de controle de regulação de tensão, tanto para a potência como para a tensão confirma a conclusão anterior de que, *o custo do Filtro Ativo para*

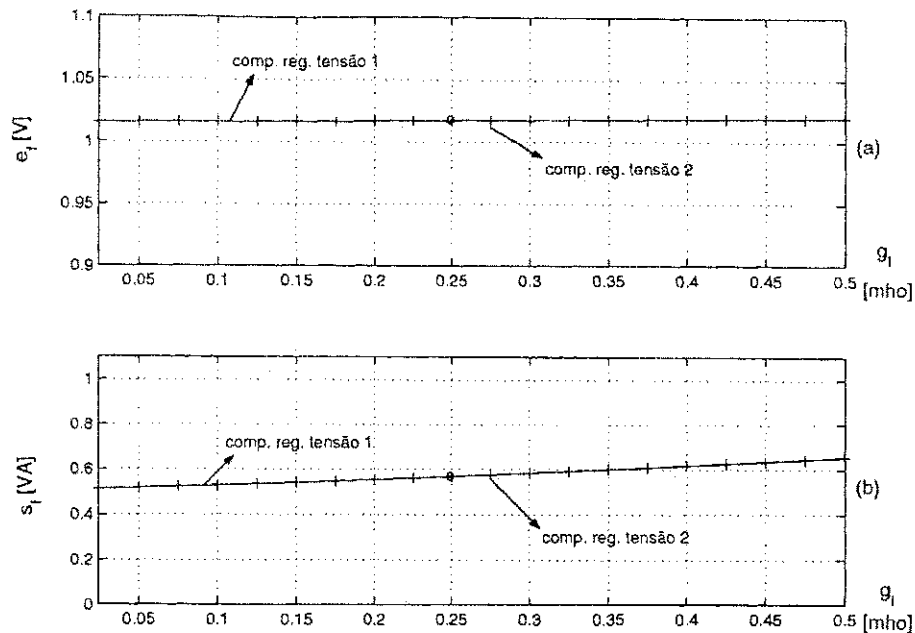


Figura 2.16: (a) Magnitude da tensão; e (b) Potência ativa solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.

controlar regulação de tensão no PAC é superior ao verificado quando da adoção da estratégia de controle do fator de potência.

2.7.2 Variação da potência reativa da carga

A figura 2.17-a mostra um gráfico contendo os valores da susceptância da carga, b_l , adotados no estudo. O valor inicial corresponde a $b_l = 0,1b_{lN}$ (onde b_{lN} é o valor nominal de b_l) e o valor final a $b_l = 2b_{lN}$. Nas demais figuras o eixo horizontal contém, na mesma sequência, os valores de b_l obtidos na composição do gráfico da figura 2.17-a.

As figuras 2.17-b a 2.18-c apresentam o comportamento da magnitude da tensão do PAC dentro dessa faixa de variação de b_l . Evidentemente, na situação nominal, todas os resultados apresentados, independentemente do parâmetro que esteja sendo variado, levam ao mesmo resultado, portanto, é válido o que foi comentado para a situação anterior em que g_l variava. Contudo, no caso sem compensação, observando-se o final da curva e comparando com a situação de g_l variando, pode-se verificar a tensão do PAC em $2b_l$ é bastante inferior à de $2g_l$. Isto confirma que *o nível de tensão do PAC tem uma ligação bem mais forte com o fluxo de potência reativa no alimentador que com o fluxo de potência ativa.*

Pode-se ver ainda que, nas compensações para fator de potência unitário, o perfil das curvas da tensão no PAC é praticamente constante em torno do mesmo valor obtido no estudo anterior na situação nominal.

As figuras 2.19-a a 2.19-c, mostram o comportamento do ângulo de fase da tensão do PAC em relação ao ângulo da tensão do gerador. Pode-se ver, na situação sem compensação,

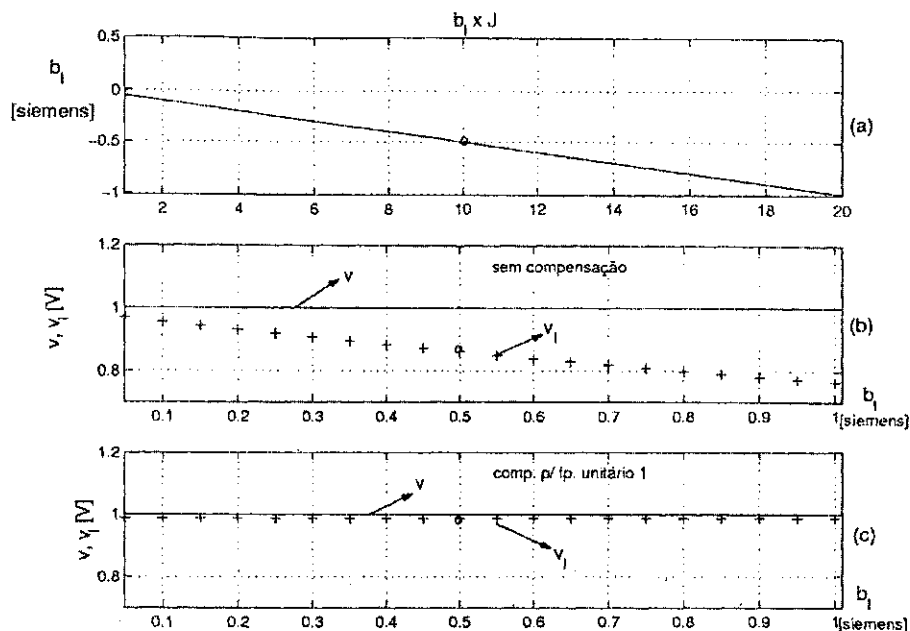


Figura 2.17: (a) Variação da susceptância da carga; (b) Tensão no PAC sem compensação; (c) Tensão no PAC com compensação para fator de potência unitário 1.

comparando com o estudo da variação de g_l , que o deslocamento de fases entre os barramentos agora diminui enquanto no outro caso aumentava. Isto ocorre porque a carga, em termos de sua condutância, permanece fixa durante a variação de b_l , enquanto a corrente reativa cresce. Ocorre o processo inverso do que se verificou na região do estudo anterior para $g_l < 0,1$. Pela tendência do gráfico, pode-se verificar que se b_l continuasse a aumentar, terminaria ocorrendo uma inversão no sentido do ângulo de fase, mesmo sendo mantido o fluxo de potência ativa do gerador para o PAC. Pode-se repetir que a afirmação de que havendo transmissão de potência ativa o ângulo de fase deslocar-se-á negativamente no barramento receptor com relação ao transmissor, só é rigorosamente válida quando o sistema não tem perdas.

Como já foi dito antes, o sentido de deslocamento do ângulo de fase da tensão no PAC em relação ao da tensão do gerador, quando a carga aumenta, parece se inverter quando se observa as figuras 2.19-b e 2.19-c. Como no caso anterior, isto decorre do fato de que a modelagem matemática, para o primeiro caso, adotou a tensão do gerador como referência e, no segundo caso, a referência adotada foi a tensão do PAC.

Das figuras 2.19-b e 2.19-c, pode-se verificar ainda que o perfil das curvas em qualquer estratégia de compensação é praticamente plano, já que com g_l constante e o perfil de tensão no PAC praticamente plano, a potência ativa transportada pelo alimentador praticamente não varia, logo, não há razão para variação significativa no deslocamento de fase entre os dois barramentos.

As figuras 2.20-a a 2.20-c, mostram o rendimento obtido para o sistema nas cinco situações pesquisadas: "sem compensação", "comp. p/ fp. unitário 1", "comp. p/ fp. unitário 2",

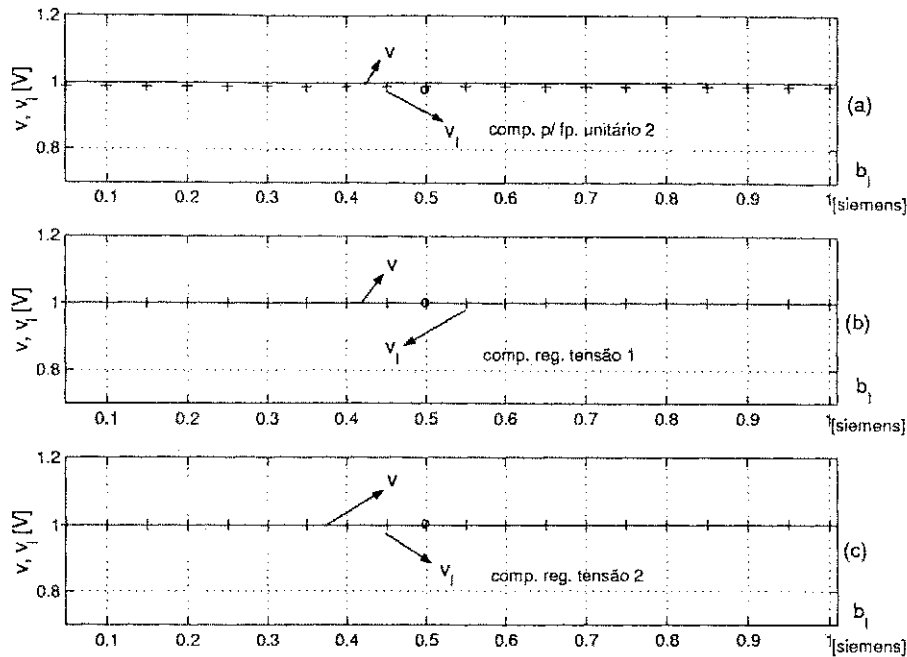


Figura 2.18: Variação da magnitude da tensão no PAC nas compensações: (a) para fator de potência unitário 2; (b) para regulação de tensão 1; (c) para regulação de tensão 2.

“*comp. reg. tensão 1*” e “*comp. reg. tensão 2*”. No ponto nominal de operação: sem compensação, pouco superior a 93%; com compensação, calculou-se 98,48% e 98,54% para compensação para fator de potência unitário 1 e 2, respectivamente; 98,39% e 98,4% para compensação de regulação de tensão 1 e 2, respectivamente. Vê-se, portanto, que *as compensações provocam um ganho significativo no rendimento do sistema, sendo que, a compensação para fator de potência unitário resulta em um rendimento ainda superior ao da regulação de tensão*. Além disso, pode-se observar que, em ambas as estratégias de compensação, o caso em que o Filtro Ativo alimenta suas próprias perdas apresenta rendimento levemente superior.

Em quase todas as situações, o rendimento sofre uma pequena queda quando b_l tende ao valor máximo do estudo, exceto no controle de fator de potência, com o Filtro Ativo suprindo suas próprias perdas, cujo perfil da curva de rendimento é plano (ver curva “*comp. p/ fp. unitário 2*” da figura 2.20-b).

As figuras 2.21-a e b mostram como variam o fator de potência da carga 2.21-a e o fator de potência na saída do gerador 2.21-b, nos casos em que o controle do Filtro Ativo é orientado para o estabelecimento da regulação de tensão, ficando “livre” o fator de potência. São válidas as mesmas conclusões obtidas para o estudo da variação de g_l .

As figuras 2.22-a a 2.23-b apresentam gráficos que permitem estimar o “esforço” do Filtro Ativo através das solicitações do controlador em termos do nível da tensão e potência aparente do Filtro Ativo. Nas condições nominais, são válidos os mesmos comentários feitos no estudo da variação de g_l . Convém observar, além disso, que agora, com o crescimento do parâmetro de variação, b_l , depois da condição nominal de operação o “esforço” do Filtro Ativo aumenta

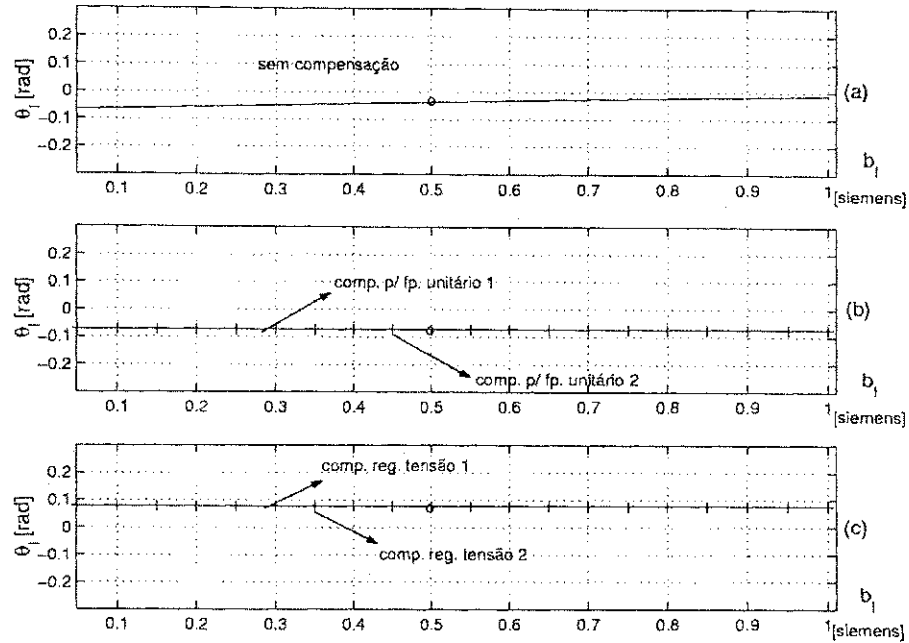


Figura 2.19: Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.

muito em comparação com o estudo anterior. Isto se deve a que o maior “esforço” que ele realiza é justamente para a compensação de potência reativa e, neste caso, é o consumo desta potência pela carga que está aumentando.

2.7.3 Variação da resistência gerador-PAC

A figura 2.24-a mostra um gráfico contendo os valores da resistência “ r ” da interligação do gerador ao PAC (denominada *alimentador*), adotados no estudo. O valor inicial corresponde a $r = 0,1r_N$ (onde r_N é o valor nominal de r) e o valor final a $r = 2r_N$. Nas demais figuras o eixo horizontal contém, na mesma sequência, os valores de r obtidos na figura 2.24-a. Assim, as figuras 2.24-b a 2.25-c apresentam o comportamento da magnitude da tensão do PAC dentro dessa faixa de variação de r .

Na condição “sem compensação” pode-se ver que o nível de tensão no PAC é pouco sensível à variação da resistência do alimentador. Com compensação para fator de potência unitário, entretanto, é possível perceber uma certa influência. Ocorre que a corrente do alimentador passa a ser em fase com a tensão de referência e, como a queda de tensão na resistência do alimentador é o produto da resistência pela corrente, resultará também em fase com a tensão de referência, logo, para uma corrente de carga praticamente constante, o aumento da resistência do alimentador contribuirá para uma diminuição da tensão no PAC. Mesmo assim, essa influência não é muito significativa, tendo em vista que a resistência do sistema de transmissão sempre tem um valor muito baixo e por isso uma variação de $0,1r_N$ a $2r_N$ pode não significar tanto, como é o que ocorreu nos cálculos realizados.

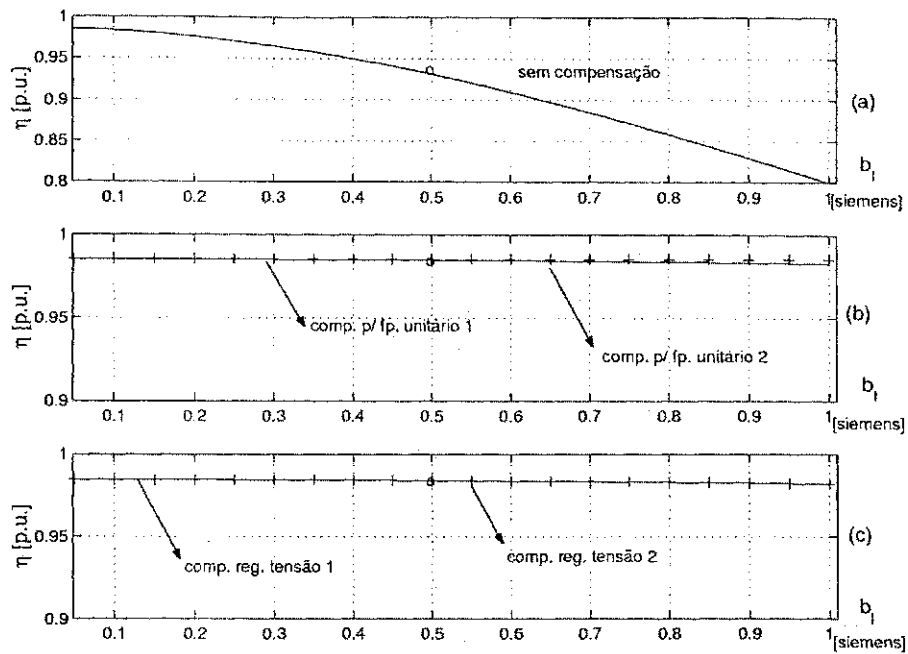


Figura 2.20: Rendimento do sistema diante da variação da potência reativa da carga.

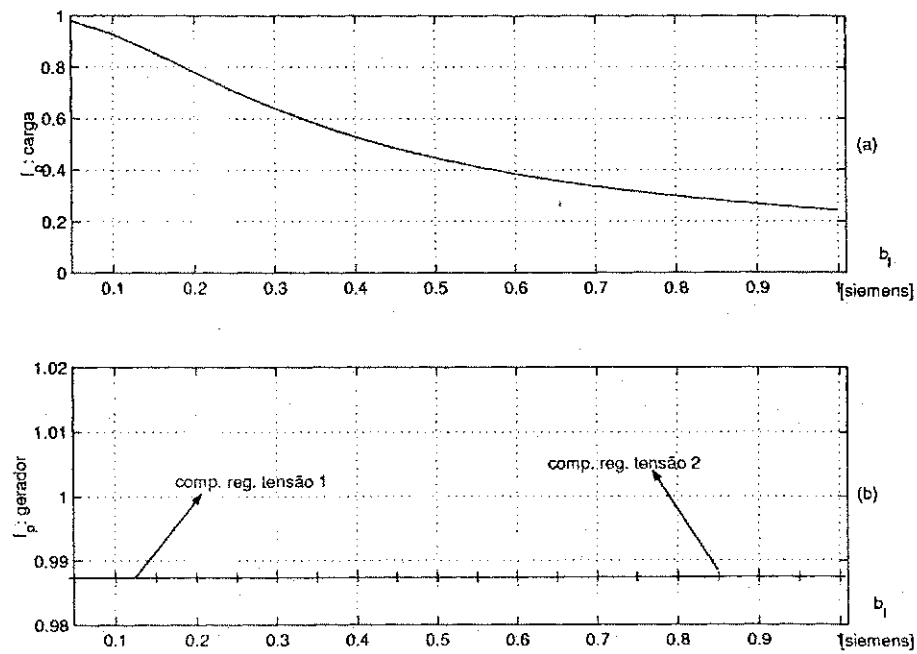


Figura 2.21: Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).

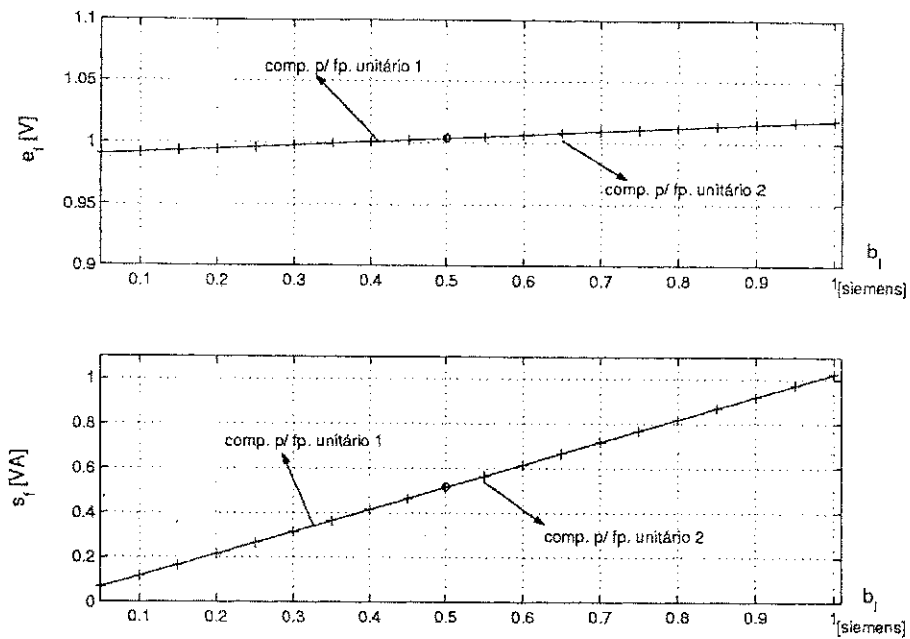


Figura 2.22: (a) Magnitude da tensão; e, (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo para garantir fator de potência unitário no PAC.

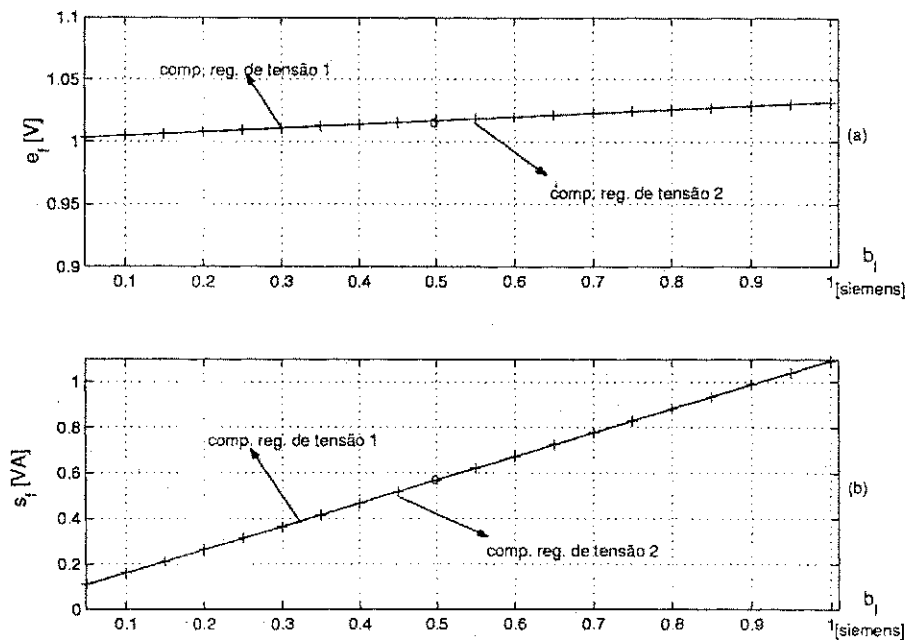


Figura 2.23: (a) Magnitude da tensão; e (b) Potência ativa solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.

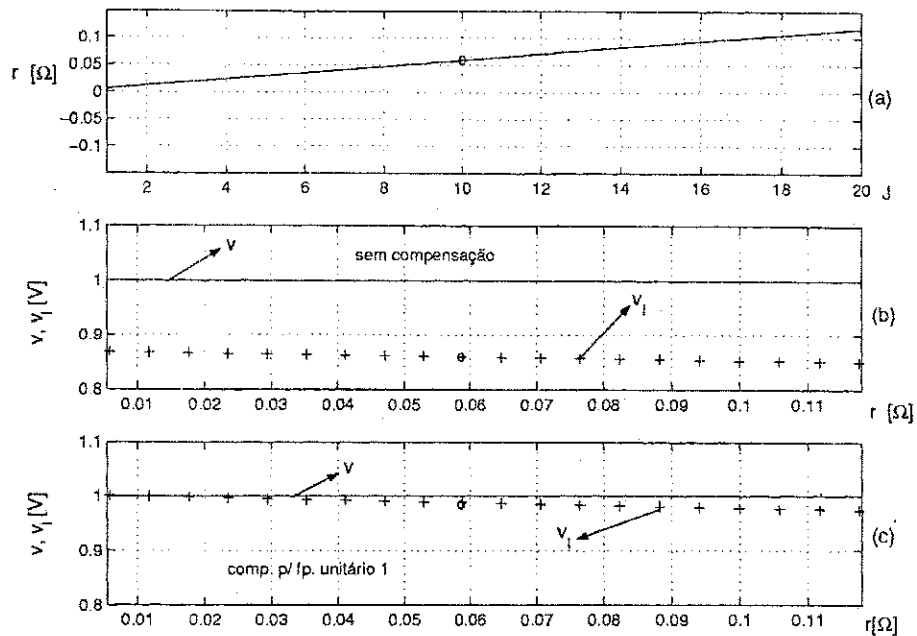


Figura 2.24: (a) Variação da resistência do alimentador; (b) Tensão do PAC sem compensação; (c) Tensão no PAC compensação para fator de potência unitário 1.

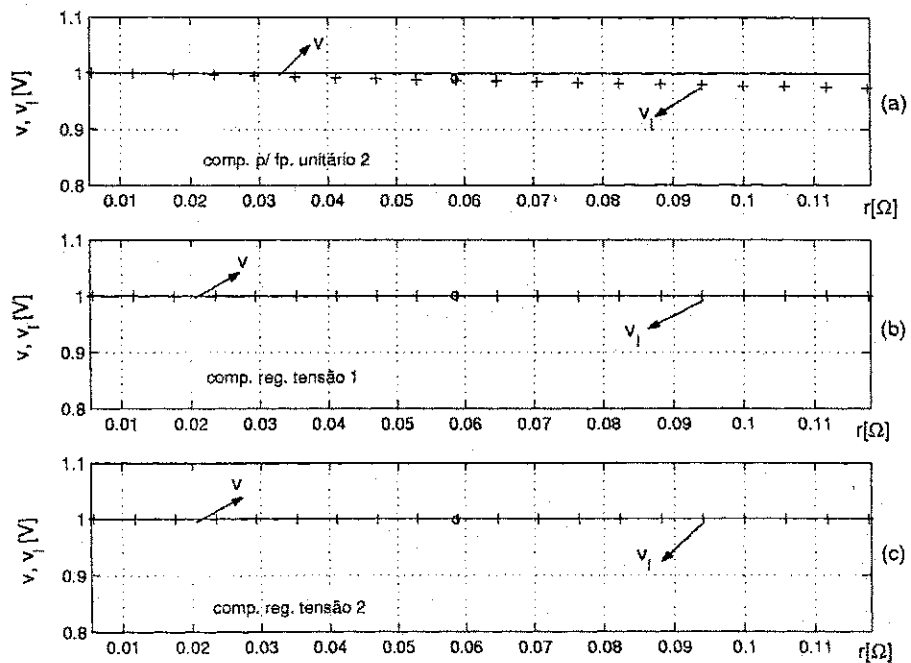


Figura 2.25: Variação da magnitude da tensão no PAC, nas compensações: (a) para fator de potência unitário 2; (b) para regulação de tensão 1 e (c) para regulação de tensão 2.

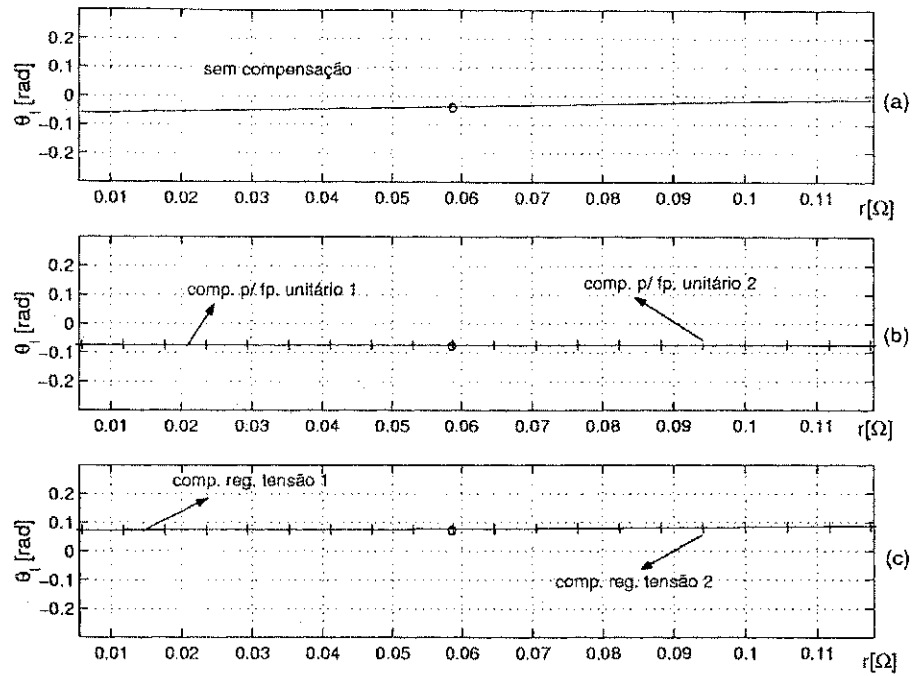


Figura 2.26: Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.

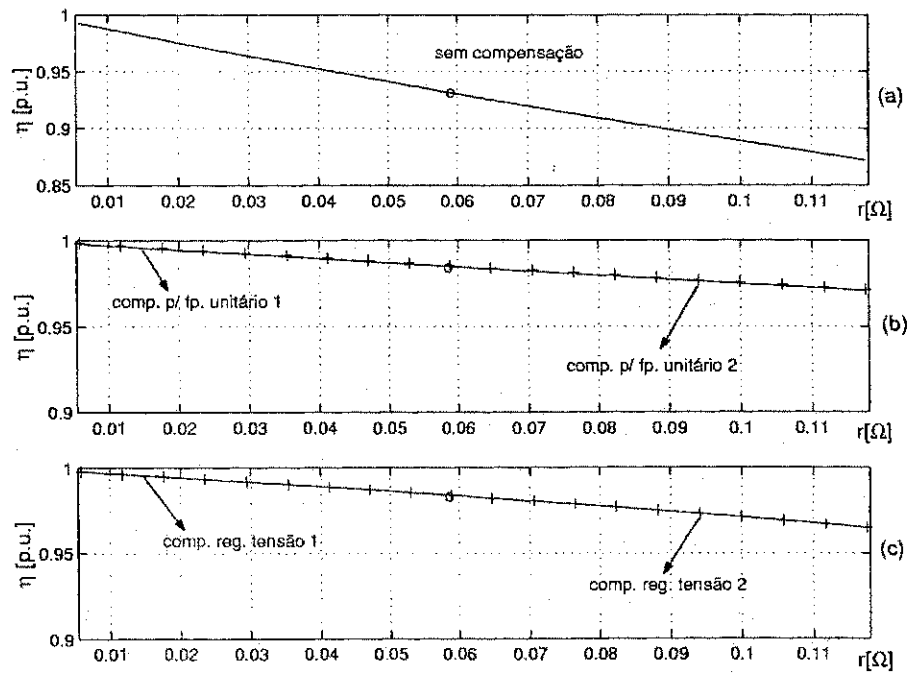


Figura 2.27: Rendimento do sistema diante da variação da resistência do alimentador.

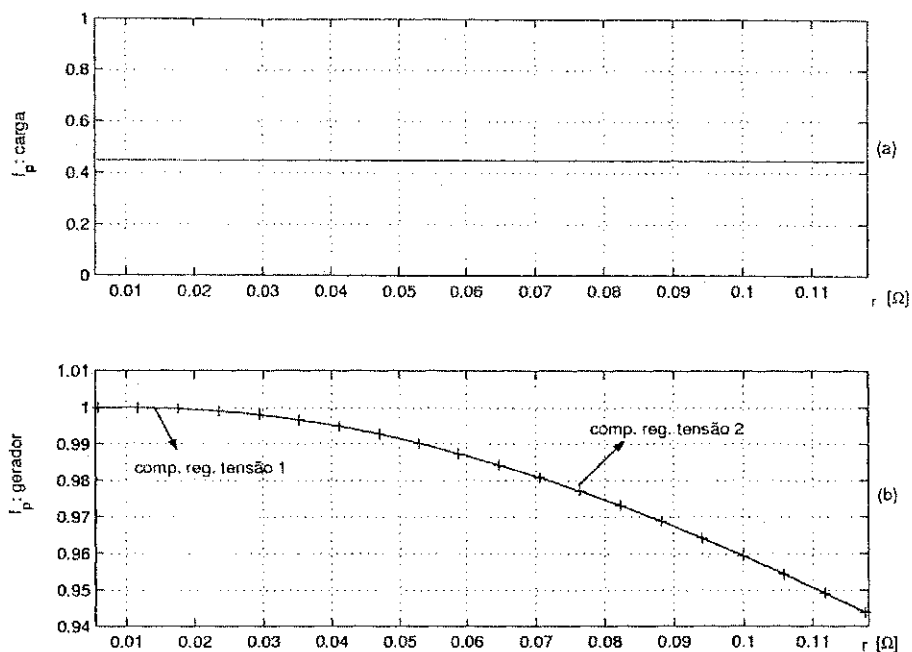


Figura 2.28: Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).

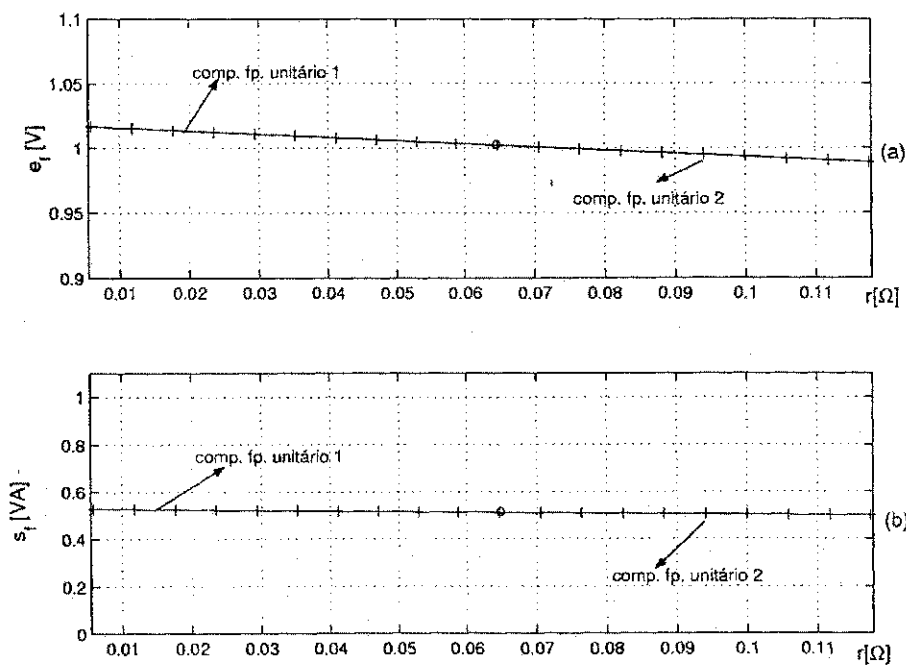


Figura 2.29: (a) Magnitude da tensão; e (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo, para garantir fator de potência unitário no PAC.

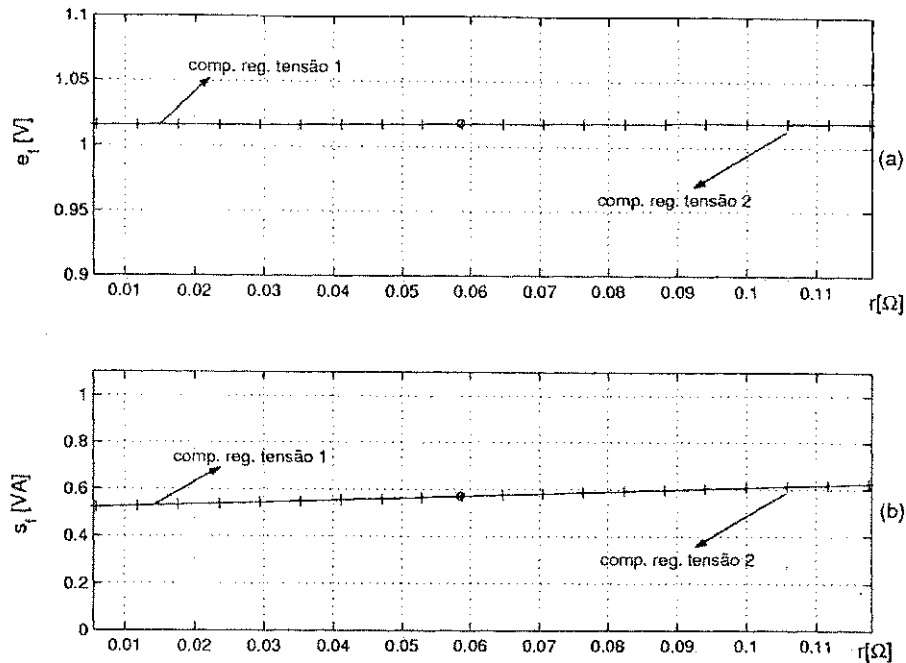


Figura 2.30: (a) Magnitude da tensão; e (b) Potência aparente solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.

As figuras 2.26-a a 2.26-c, mostram o comportamento do ângulo de fase da tensão do *PAC* em relação ao ângulo da tensão do gerador. A influência do valor da resistência do alimentador sobre o deslocamento angular entre os dois barramentos também é pequena, tendo em vista o pequeno valor de r .

Um detalhe importante a ser destacado diz respeito ao comportamento desse ângulo no caso sem compensação. Pode-se ver, na figura, 2.26-a, que o ângulo diminui com o crescimento da resistência, tendendo a ficar positivo para um crescimento ainda maior. Isto está ilustrado no diagrama fasorial da figura 2.31-a e b que, mantendo a retância fixa, apresenta o fasor resultante para a tensão no *PAC*, v_1 , para dois valores diferentes de r . Observa-se que em um caso o ângulo de deslocamento entre as tensões dos dois barramentos é positivo e, no outro, é negativo. A causa é o valor relativo entre os parâmetros r e x do alimentador, diante de uma corrente de carga praticamente constante. Contudo, não significa que haja inversão no sentido de fluxo da potência. As explicações para esta situação em que varia a resistência do alimentador redundam nas mesmas já exaustivamente detalhadas quando da análise da figura 2.7 na situação em que foi estudado o comportamento do ângulo da tensão do *PAC* quando da variação da condutância da carga, g_l .

Como nos casos anteriores, o sentido de deslocamento do ângulo de fase da tensão no *PAC* em relação ao da tensão do gerador, quando a carga aumenta, parece se inverter quando se compara as figuras 2.26-b e 2.26-c. Isto decorre do fato de que a modelagem matemática, para o primeiro caso, adotou a tensão do gerador como referência e, no segundo caso, a referência adotada foi a tensão do *PAC*. Portanto, a inversão é apenas aparente e as duas figuras estão

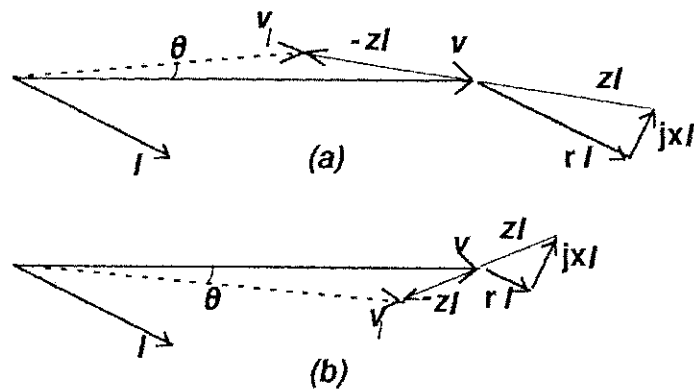


Figura 2.31: Diagramas fasoriais sem Filtro Ativo atuando: (a) resistência do alimentador elevada; e (b) resistência do alimentador pequena.

coerentes com o modelo matemático estabelecido.

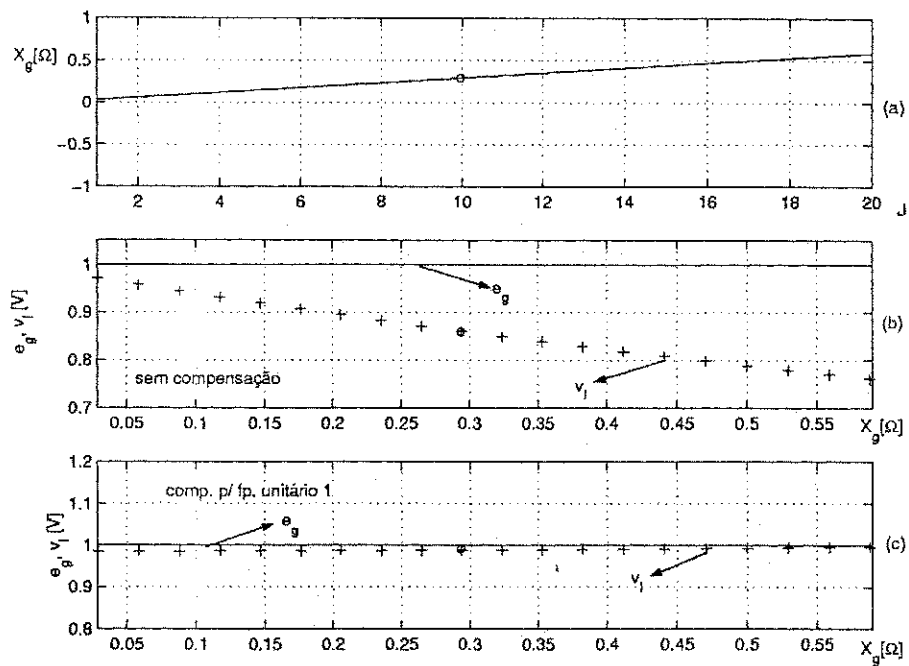


Figura 2.32: (a) Variação da reatância do alimentador; (b) tensão do PAC sem compensação; (c) Tensão do PAC com compensação para fator de potência unitário 1.

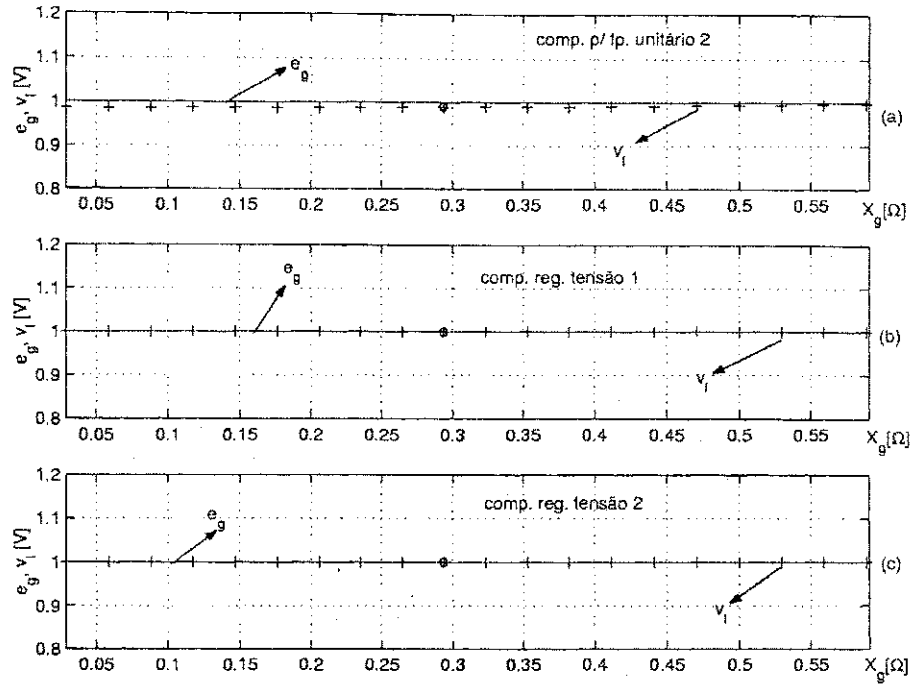


Figura 2.33: Variação da magnitude da tensão do PAC para compensações: (a) fator de potência unitário 1; (b) regulação de tensão 1; (c) regulação de tensão 2.

As figuras 2.27-a a 2.27-c, mostram o rendimento obtido para o sistema nas cinco situações pesquisadas: “sem compensação”, “comp. p/ fp. unitário 1”, “comp. p/ fp. unitário 2”, “comp. reg. tensão 1” e “comp. reg. tensão 2”. É possível perceber das curvas que o crescimento de r além de seu valor nominal termina por provocar uma pequena queda no rendimento quando comparado com os dois estudos anteriores. Isto se deve a que o aumento na resistência com a carga permanecendo praticamente constante aumenta a perda ri^2 no alimentador e, em consequência, diminui o rendimento total do sistema.

As figuras 2.28-a e b mostram como variam o fator de potência da carga (figura 2.28-a) e o fator de potência na saída do gerador (figura 2.28-b), nos casos em que o controle do Filtro Ativo é orientado para o estabelecimento da regulação de tensão, ficando “livre” o fator de potência. O aumento de r faz aumentar a queda de tensão no alimentador, fazendo com que o Filtro Ativo tenha de ampliar seu esforço (ver figura 2.30), aumentando sua tensão e potência de compensação, tornando a interligação gerador-PAC mais capacitiva quando comparada aos casos anteriores.

A figura 2.29 apresenta gráficos que permitem estimar o “esforço” do Filtro Ativo na condição de controle para fator de potência unitário. Como, neste caso o Filtro Ativo não precisa garantir a tensão no PAC, o “esforço” diminui levemente com o crescimento da resistência do alimentador, contudo, isto repercute na queda de tensão no barramento, como já foi visto nas figuras 2.24-c e 2.25-a.

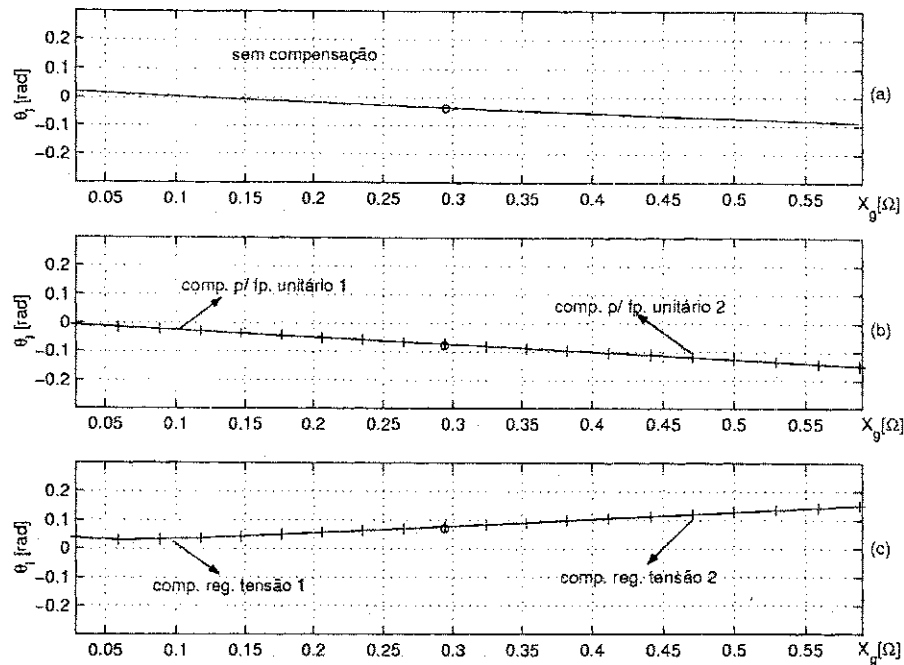


Figura 2.34: Ângulo de fase da tensão do PAC em relação à tensão do gerador.

2.7.4 Variação da reatância gerador-PAC

A figura 2.32-a mostra um gráfico contendo os valores da reatância do *alimentador*, x , adotados no estudo. O valor inicial corresponde a $x = 0,1x_N$ (onde x_N é o valor nominal de x) e o valor final a $x = 2x_N$. Nas demais figuras o eixo horizontal contém, na mesma sequência, os valores de x obtidos na figura 2.32-a. Assim, as figuras 2.32 -b a 2.33 -c apresentam o comportamento da magnitude da tensão do PAC dentro dessa faixa de variação de x . Pela figura 2.32 -b, pode-se verificar que, não havendo compensação, é *significativa a influência do aumento do valor da reatância do alimentador sobre a magnitude da tensão no PAC*. A razão para isto é semelhante à que estabelece a influência da resistência no deslocamento do ângulo de fase e pode ser melhor compreendida observando o diagrama fasorial da figura 2.37-a e b. Nela pode-se verificar quanto menor, proporcionalmente o valor da reatância x , maior tende a ser a magnitude da tensão no PAC e, vice-versa.

Com a compensação para fator de potência unitário (figuras 2.32-c e 2.33-a) o aumento na reatância do alimentador além do valor nominal tende a aumentar a amplitude da tensão do PAC, podendo chegar até a superar o valor da tensão do gerador.

As figuras 2.34-a a 2.34-c mostram o comportamento do ângulo de fase da tensão do PAC em relação ao ângulo da tensão do gerador. A influência do crescimento do valor da reatância do alimentador sobre esse ângulo é comparável à da potência ativa da carga (ver figura 2.8). Pode-se ver também que por razão idêntica ao caso de variação da potência ativa da carga, valores muito pequenos de x podem tornar o deslocamento de fase entre os dois barramentos invertido, mesmo com o sentido da potência transmitida da fonte à carga sendo mantido. A

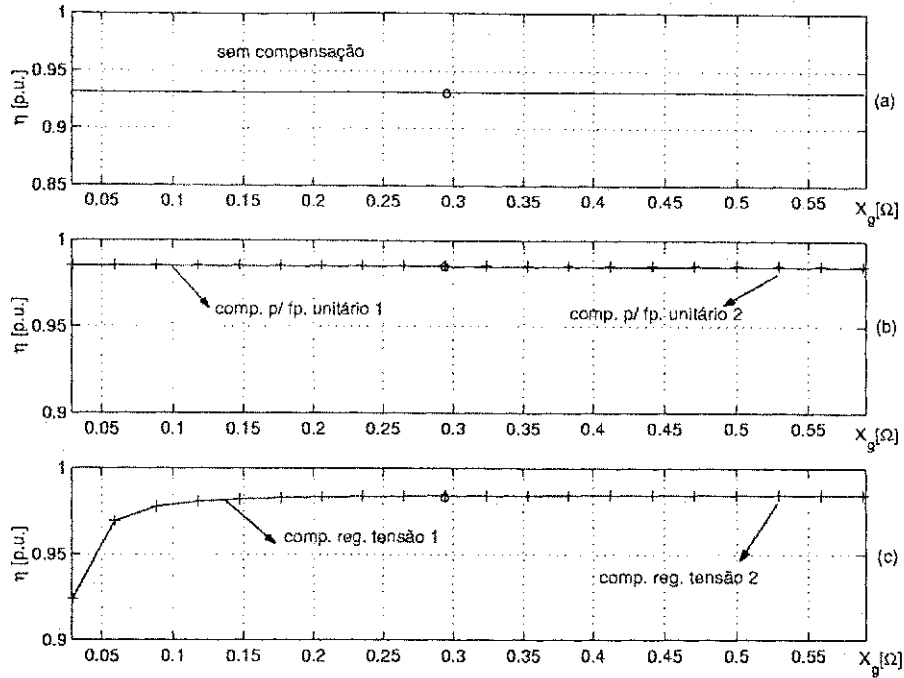


Figura 2.35: Rendimento do sistema diante da variação da reatância do alimentador.

figura 2.37-a e b permite visualizar, em diagrama fasorial, o porquê deste efeito.

Pode-se concluir ainda que, para *controle da tensão do PAC*, como a potência ativa consumida pela carga permanece constante, o aumento da reatância x além do seu valor nominal exige um crescimento significativo do ângulo de deslocamento entre os dois barramentos a fim de garantir o suprimento.

Mais uma vez, considera-se importante lembrar que o sentido de deslocamento do ângulo de fase da tensão no *PAC* em relação ao da tensão do gerador, quando a carga aumenta, parece se inverter quando se observa as figuras (2.34-b) e (2.34-c). Como já foi dito, isto decorre do fato de que a referência adotada foi a tensão do *PAC*.

As figuras 2.35-a a 2.35-c, mostram o rendimento obtido para o sistema nas cinco situações pesquisadas: “sem compensação”, “comp. p/ fp. unitário 1”, “comp. p/ fp. unitário 2”, “comp. reg. tensão 1” e “comp. reg. tensão 2”. Quando comparado com as situações anteriores, não se tem maiores destaques, a não ser pelo fato de que, nos estudos de controle da regulação da tensão no *PAC*, para valores muito pequenos da reatância do alimentador o rendimento cai, pois a perda na resistência do alimentador assume um valor relativamente elevado.

As figuras 2.36-a e b mostram como variam o fator de potência da carga (figura 2.36-a) e o fator de potência na saída do gerador (figura 2.36-b), nos casos em que o controle do Filtro Ativo é orientado para o estabelecimento da regulação de tensão, ficando “livre” o fator de potência. Apenas na faixa de menores valores da reatância do alimentador o fator de potência no gerador torna-se excessivamente capacitivo pois a carga é elevada e, como se pode ver na

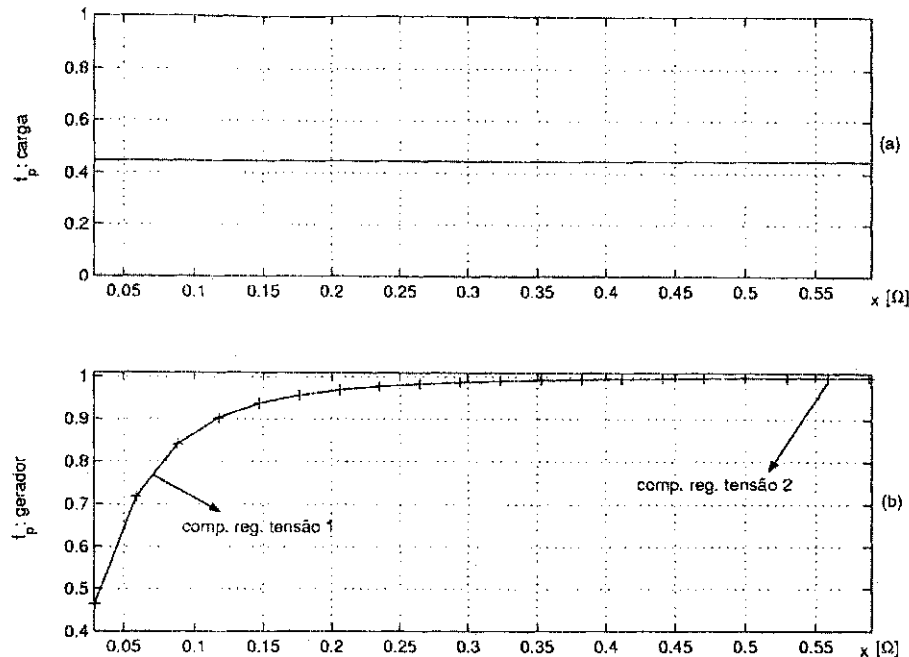


Figura 2.36: Curvas de fator de potência para compensação da regulação de tensão: (a) carga (indutivo); (b) saída do gerador (capacitivo).

figura 2.39-b, o Filtro Ativo injeta potência reativa capacitiva para manter a tensão do PAC no valor desejado. Como se poderia esperar a partir da análise anterior feita com relação à figura 2.7, o valor reduzido da reatância x permite a passagem desse excesso de potência reativa pelo alimentador. Se esta situação ocorresse na prática exigiria cuidados especiais pois poderia provocar dificuldades no controle do gerador. Estes menores valores adotados para x no estudo, entretanto, dificilmente podem ocorrer em situações reais.

As figuras 2.38-a a 2.39-b apresentam gráficos que permitem estimar o “esforço” do Filtro Ativo através das solicitações do controlador em termos de nível da tensão e potência aparente do Filtro Ativo. Pode-se concluir que, para controlar a tensão no PAC com valores pequenos de reatância no alimentador, o “esforço” do Filtro Ativo é significativamente superior aos demais casos. Para valores de x acima do nominal, vê-se que o “esforço” é compatível com as situações anteriores.

Pode-se concluir dessas últimas considerações que a instalação de Filtros Ativos para controlar a regulação de tensão no barramento de uma carga industrial necessita de um estudo cuidadoso, pois, se o nível de curto-circuito for muito elevado o “esforço” exigido será muito grande, possivelmente inviável economicamente e dificuldades na estabilidade do sistema poderão ocorrer. É importante lembrar que, se o nível de curto-circuito no barramento da indústria for elevado, dificilmente esta indústria sofrerá problemas com oscilações de tensão. Se este for o caso, a compensação para fator de potência unitário será a solução, provavelmente, mais adequada.

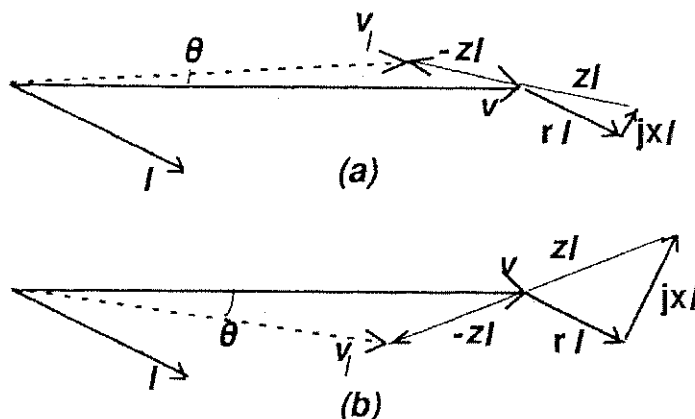


Figura 2.37: Diagramas fasoriais sem Filtro Ativo atuando: (a) reatância do alimentador pequena; e (b) reatância do alimentador elevada.

2.8 Conclusão

Este capítulo apresentou um estudo estabelecendo uma relação do Filtro Ativo com o sistema elétrico industrial, incluindo o sistema da concessionária de energia, em regime permanente. O tratamento adotado, sob uma perspectiva de compensação, é extensivo não somente à aplicação de Filtro Ativos, mas também a outros equipamentos de compensação. O estudo permitiu compreender vantagens e desvantagens da instalação dos compensadores e apresentou um equacionamento que pode ser de substancial valia em estudos objetivando o projeto de equipamentos visando a melhoria da qualidade da energia ou uma maior eficiência no consumo em sistemas industriais. A observação das figuras apresentadas na seção anterior permitiu chegar a várias conclusões, cujas principais serão enumeradas a seguir:

COMP. Fp. UNITÁRIO				COMP. REG. DE TENSÃO				VARIAÇÕES(%)		
S_{f1}	e_{f1}	S_{f2}	e_{f2}	S_{f1}	e_{f1}	S_{f2}	e_{f2}	ΔS_{f12}	ΔS_{f22}	Δe_{f12}
0,5141	1,0035	0,5141	1,0035	0,5696	1,0168	0,5695	1,0168	10,8	10,78	1,33

Tabela 2.2: Resultados no ponto nominal de operação.

1. Confirma-se que o deslocamento de fases entre as tensões de dois barramentos cresce sempre que a potência ativa transmitida de um para o outro aumenta, entretanto, esta afirmação só é rigorosamente válida quando o sistema não tem perdas;
2. É significativa a influência do aumento do valor da reatância do alimentador sobre a magnitude da tensão no PAC;
3. Na compensação para fator de potência unitário, o aumento na reatância do alimentador além do valor nominal tende a aumentar a amplitude da tensão do PAC;

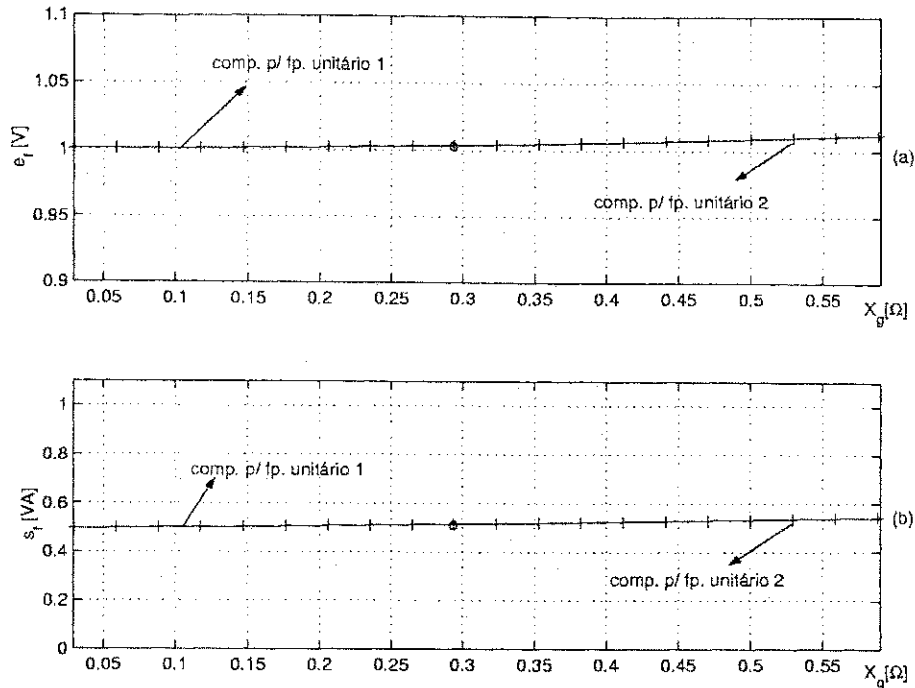


Figura 2.38: (a) Magnitude da tensão; e (b) potência aparente solicitada ao Filtro Ativo, para fator de potência unitário no PAC.

4. Para controle da tensão do PAC, como a potência ativa consumida pela carga permanece constante, o aumento da reatância x além do seu valor nominal exige um crescimento significativo do ângulo de deslocamento entre os dois barramentos a fim de garantir o suprimento;
5. A compensação para fator de potência unitário já proporciona uma contribuição significativa para a regulação de tensão no barramento da indústria, dentro da pressuposição de que o fornecimento de energia por parte da concessionária atende aos padrões estabelecidos pelas normas técnicas;
6. O nível de tensão do PAC tem uma ligação bem mais forte com o fluxo de potência reativa no alimentador que com o fluxo de potência ativa;
7. A correção para fator de potência unitário exige uma potência menor para o Filtro Ativo do que a correção para manter a regulação de tensão nula (tensão do PAC igual à tensão do gerador). A variação, como se pode ver na tabela 2.2, é de 10,8% ou 2,77Mvar para o caso em estudo. Isto significa que manter regulação nula encarece o custo do Filtro Ativo em cerca de 10,8%;
8. Em condições nominais de operação, como se pode ver na tabela 2.2 no caso de correção para fator de potência unitário, a tensão obtida no PAC é de 0,9881p.u., isto é, apenas 1,19% abaixo da tensão nominal, ou seja, uma regulação de tensão de -1,19%, que

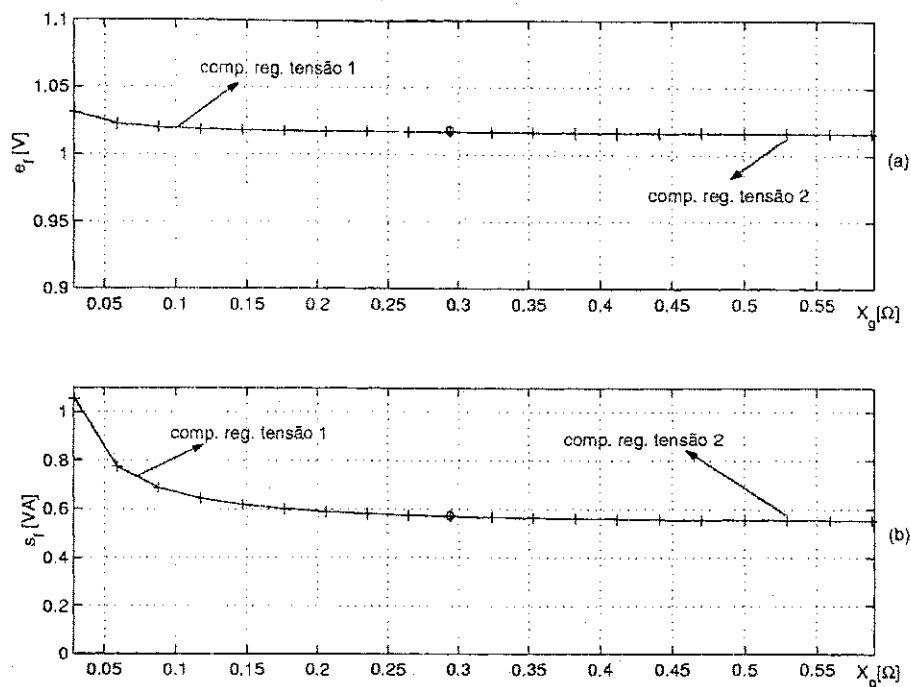


Figura 2.39: (a) Magnitude da tensão; e (b) potência aparente solicitada ao Filtro Ativo para controle da tensão do PAC.

normalmente está dentro de limites aceitáveis. Em sistemas industriais com carga indutiva, a compensação de regulação de tensão não torna unitário o fator de potência, mas aproxima-se bastante disso. Além do mais, leva o fator de potência à região capacitiva, significando que seu custo é mais elevado pois implica em uma potência maior para o Filtro Ativo;

9. As compensações provocam ganho significativo no rendimento do sistema, sendo que, a compensação para fator de potência unitário assegura um rendimento ainda superior ao da regulação de tensão;
10. Para o sistema estudado, o caso em que o Filtro Ativo alimenta suas próprias perdas apresenta rendimento levemente superior;
11. O fato do Filtro Ativo fornecer potência ativa ou não, praticamente não tem influência no rendimento do sistema como um todo, nem sobre o comportamento da tensão no PAC ou no seu ângulo de fase. O que se pode constatar (ver tabela 2.2) foi uma potência ligeiramente inferior para o Filtro Ativo utilizado para o controle da regulação de tensão, quando comparando o caso em que este não fornecia energia ativa com a situação em que fornecia. A variação na potência aparente do Filtro Ativo foi de 0,5696p.u. para 0,5695p.u. (0,0175% de diferença).
12. A instalação de Filtros Ativos para controlar a regulação de tensão no barramento de uma carga industrial necessita de um estudo cuidadoso, pois, se o nível de curto-circuito

for muito elevado o “esforço” exigido será muito grande, possivelmente inviável economicamente, e, poderão ocorrer dificuldades com a estabilidade do sistema.

Capítulo 3

Modelagem: Sistemas Série e “T” a 3 e 4 Fios

3.1 Introdução

O controle de corrente em sistemas desequilibrados tem sido objeto de pesquisas, podendo-se citar [61], [62], [1], [63] e [7]. A partir da publicação de Rowan e Kerkman [61], surgiu a preocupação em estabelecer modelos apropriados para o uso de controladores envolvendo as componentes de sequência positiva e negativa. Esta preocupação levou à proposição de uma modelagem que agora será formalizada como uma das principais contribuições deste trabalho.

Assim, neste capítulo será apresentada a modelagem matemática dos sistemas a três e quatro fios incluídos nos estudos desta Tese. As modelagens serão estabelecidas, primeiramente, para um sistema série (Filtro Ativo em série com a fonte e com a carga) e, depois, para um sistema em “T”, isto é, o Filtro Ativo estará em derivação. Considerando a estratégia que será utilizada para modelar os sistemas a três e quatro fios no capítulo 5, os quais incluem uma carga em derivação, o equacionamento que aqui será apresentado, facilitará o estudo.

Será possível verificar depois que, nos estudos que também serão realizados para sistemas em “T”, esta topologia poderá ser substituída por uma topologia série equivalente, de tal forma que, para efeito de projeto dos controladores, com o sistema em operação normal ou pós-distúrbio, será suficiente concentrar-se na modelagem matemática da topologia série.

3.2 Sistema Trifásico Série a Quatro Fios

O sistema elétrico trifásico série a quatro fios está apresentado na figura 3.1.

Para simplificar a compreensão da modelagem, o sistema visto na figura 3.1 pode ser representado pelo diagrama visto na figura 3.2, na qual as impedâncias da fonte, entrada do conversor e eventuais impedâncias de uma carga série, estão concentradas em r_{t1} , r_{t2} e r_{t3} e

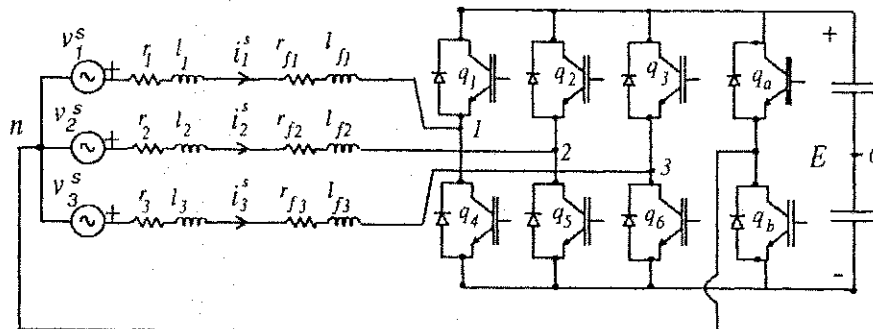


Figura 3.1: Conversor trifásico a quatro fios e quatro braços em sistema trifásico série a quatro fios.

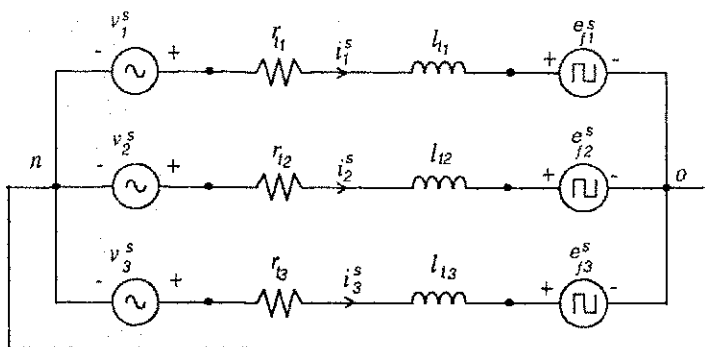


Figura 3.2: Diagrama equivalente para o circuito trifásico série a quatro fios.

l_{t1}, l_{t2} e l_{t3} e as tensões e_{f1}^s, e_{f2}^s e e_{f3}^s representam o Filtro Ativo.

O modelo para o sistema elétrico da figura 3.2 é dado por:

$$\begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde o superíndice "s" indica variáveis no referencial estacionário "123".

A mudança de referencial para o sistema estacionário "odq" pode ser proporcionada aplicando:

$$\begin{bmatrix} x_1^s \\ x_2^s \\ x_3^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_o^s \\ x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

que pode ser representada de forma simplificada por:

$$\begin{bmatrix} x_1^s \\ x_2^s \\ x_3^s \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_o^s \\ x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix}$$

onde "A", a matriz de transformação, é dada por:

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$A^{-1} = A^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Dáí aplicando-se as transformações em (3.1), vem que:

$$A \begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} A \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + A \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

logo,

$$\begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + A^{-1} \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} A \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + A^{-1} A \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

que resultará em:

$$\begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_o & r_{do} & r_{qo} \\ r_{od} & r_d & r_{qd} \\ r_{oq} & r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_o & l_{do} & l_{qo} \\ l_{od} & l_d & l_{qd} \\ l_{oq} & l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

onde:

$$r_o = \frac{r_{t1} + r_{t2} + r_{t3}}{3} \quad (3.8)$$

$$r_{do} = r_{od} = \frac{1}{3\sqrt{2}} (2r_{t1} - r_{t2} - r_{t3}) \quad (3.9)$$

$$r_{qo} = r_{oq} = \frac{1}{\sqrt{6}} (r_{t2} - r_{t3}) \quad (3.10)$$

$$r_d = \frac{1}{6} (4r_{t1} + r_{t2} + r_{t3}) \quad (3.11)$$

$$r_{dq} = r_{qd} = \frac{1}{2\sqrt{3}}(r_{t3} - r_{t2}) \quad (3.12)$$

$$r_q = \frac{1}{2}(r_{t2} + r_{t3}) \quad (3.13)$$

e, de forma análoga,

$$l_o = \frac{l_{t1} + l_{t2} + l_{t3}}{3} \quad (3.14)$$

$$l_{do} = l_{od} = \frac{1}{3\sqrt{2}}(2l_{t1} - l_{t2} - l_{t3}) \quad (3.15)$$

$$l_{qo} = l_{oq} = \frac{1}{\sqrt{6}}(l_{t2} - l_{t3}) \quad (3.16)$$

$$l_d = \frac{1}{6}(4l_{t1} + l_{t2} + l_{t3}) \quad (3.17)$$

$$l_{dq} = l_{qd} = \frac{1}{2\sqrt{3}}(l_{t3} - l_{t2}) \quad (3.18)$$

$$l_q = \frac{1}{2}(l_{t2} + l_{t3}) \quad (3.19)$$

Observe-se que essas expressões representam o caso desequilibrado no qual as matrizes ficam cheias, ou seja, surgem os termos de acoplamento que resultam dos desequilíbrios entre os parâmetros. No caso equilibrado, como $r_{t1} = r_{t2} = r_{t3} = r_t$ e $l_{t1} = l_{t2} = l_{t3} = l_t$, as matrizes das resistências e indutâncias tornam-se diagonais com valores iguais para os três elementos:

$$\begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_t & 0 & 0 \\ 0 & r_t & 0 \\ 0 & 0 & r_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_t & 0 & 0 \\ 0 & l_t & 0 \\ 0 & 0 & l_t \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

A equação (3.7) pode ser desmembrada em duas partes, uma escalar, envolvendo o eixo "o", e outra vetorial, envolvendo as componentes dos eixos "dq". Isto resulta nas expressões:

$$v_o^s = r_o i_o^s + l_o \frac{di_o^s}{dt} + e_{fo}^s + r_{do} i_d^s + r_{qo} i_q^s + l_{do} \frac{di_d^s}{dt} + l_{qo} \frac{di_q^s}{dt} \quad (3.21)$$

e

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{od} & r_d & r_{qd} \\ r_{oq} & r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{od} & l_d & l_{qd} \\ l_{oq} & l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

que pode ainda ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_d & r_{qd} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & l_{qd} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} r_{od} \\ r_{oq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{od} \\ l_{oq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Que será a forma usada para a conversão em dois vetores complexos conjugados, originando um "modelo vetorial dq ".

3.2.1 Modelo Vetorial "odq"

Considerando que as expressões anteriores definem vetores complexos em termos de componentes "dq" na forma:

$$\mathbf{x}^s = x_d^s + jx_q^s \quad (3.24)$$

na modelagem que será adotada neste trabalho, o sistema em componentes "dq" da equação (3.22) será submetido a uma outra transformação através da qual este vetor estacionário em componentes "dq" será decomposto em dois vetores complexos (de igual magnitude e girantes em sentidos opostos) projetados sobre o referencial estacionário, tal que:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{x}}_{dq}^s \end{bmatrix} = B^{-1} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix}$$

ou:

$$\begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{x}}_{dq}^s \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde:

$$B^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

e

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

resultando:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{x}}_{dq}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

e

$$\begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{x}}_{dq}^s \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

onde, pode-se perceber que x_{dq}^s é o complexo conjugado de \tilde{x}_{dq}^s .

Aplicando (3.28) na equação (3.23), vem que:

$$\begin{bmatrix} v_{dq}^s \\ \tilde{v}_{dq}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix}$$

logo,

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dq}^s \\ \tilde{v}_{dq}^s \end{bmatrix}$$

e (3.23) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dq}^s \\ \tilde{v}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_d & r_{qd} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq}^s \\ \tilde{i}_{dq}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} l_d & l_{qd} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq}^s \\ \tilde{i}_{dq}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{fdq}^s \\ \tilde{e}_{fdq}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} r_{od} \\ r_{oq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{od} \\ l_{oq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.30)$$

ou:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dq}^s \\ \tilde{v}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_d & r_{qd} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq}^s \\ \tilde{i}_{dq}^s \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_d & l_{qd} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq}^s \\ \tilde{i}_{dq}^s \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{fdq}^s \\ \tilde{e}_{fdq}^s \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{od} \\ r_{oq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{od} \\ l_{oq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

O apêndice C apresenta os resultados das operações de transformação de cada uma das parcelas, das quais se obtém o seguinte resultado final:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dq}^s \\ \tilde{v}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq} & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq}^s \\ \tilde{i}_{dq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq} & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq}^s \\ \tilde{i}_{dq}^s \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} e_{fdq}^s \\ \tilde{e}_{fdq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{r}_o \\ \tilde{r}_o^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{l}_o \\ \tilde{l}_o^* \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.32)$$

resultando, de forma mais simplificada,

$$\ddot{\mathbf{v}}_{dq}^s = \bar{R}_{dq}^s \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s + \bar{L}_{dq} \frac{d\ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s}{dt} + \ddot{\mathbf{e}}_{fdq}^s + \ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{dq}^s + \epsilon_o^s \quad (3.33)$$

onde:

$$\ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{dq}^s = \tilde{R}_{dq} \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s + \tilde{L}_{dq} \frac{d\ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s}{dt} \quad (3.34)$$

$$\epsilon_o^s = \tilde{R}_o \dot{\mathbf{i}}_o^s + \tilde{L}_o \frac{d\dot{\mathbf{i}}_o^s}{dt} \quad (3.35)$$

$$\ddot{\mathbf{v}}_{dq}^s = \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{v}}_{dq}^s \\ \ddot{\tilde{\mathbf{v}}}_{dq}^s \end{bmatrix}$$

$$\ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s = \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s \\ \ddot{\tilde{\mathbf{i}}}_{dq}^s \end{bmatrix}$$

$$\ddot{\mathbf{e}}_{dq}^s = \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{e}}_{fdq}^s \\ \ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{fdq}^s \end{bmatrix}$$

$$\bar{R}_{dq} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & 0 \\ 0 & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{R}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{dq} = \begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & 0 \\ 0 & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{L}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{R}_o = \begin{bmatrix} \tilde{r}_o \\ \tilde{r}_o^* \end{bmatrix}$$

$$\tilde{L}_o = \begin{bmatrix} \tilde{l}_o \\ \tilde{l}_o^* \end{bmatrix}$$

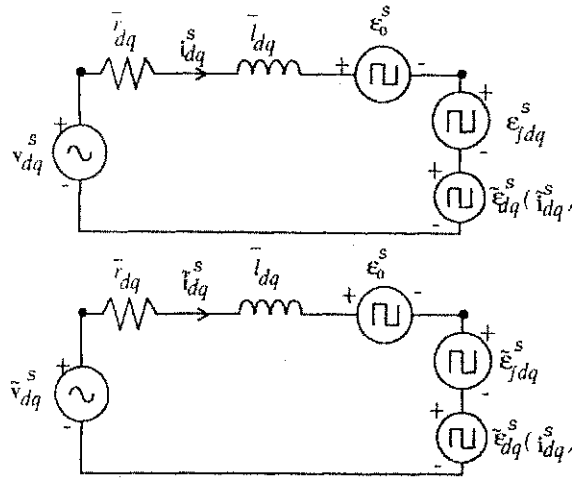


Figura 3.3: Modelo vetorial complexo para as componentes "dq" no referencial estacionário.

e, os valores de \bar{r}_{dq} , \tilde{r}_{dq} , \bar{l}_{dq} , e \tilde{l}_{dq} podem ser obtidos no apêndice C.

A figura 3.3 apresenta os circuitos equivalentes correspondentes à equação (3.33). Observe-se que, se o sistema é equilibrado, (3.33) restringir-se-á às três primeiras parcelas, sendo que $\bar{r}_{dq} = r_{t1} = r_t$, e $\bar{l}_{dq} = l_{t1} = l_t$.

A equação (3.32) pode agora ser transportada ao referencial arbitrário "a", da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^a \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq} & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix} e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^a \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq} & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^a \end{bmatrix} \right) + \\
 &e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fdq}^a \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fdq}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{r}_o \\ \tilde{r}_o^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} \tilde{l}_o \\ \tilde{l}_o^* \end{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \\ \end{bmatrix} \right) \quad (3.36)
 \end{aligned}$$

resultando em:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^a \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq} & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^a \end{bmatrix} + e^{-j\delta_a} \begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq} & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^a e^{j\delta_a} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^a e^{j\delta_a} \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fdq}^a \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fdq}^a \end{bmatrix} + e^{-j\delta_a} \begin{bmatrix} \tilde{r}_o \\ \tilde{r}_o^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ \end{bmatrix} + e^{-j\delta_a} \begin{bmatrix} \tilde{l}_o \\ \tilde{l}_o^* \end{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \\ \end{bmatrix} \right) \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

observando-se que para os termos dentro das derivadas, como mostrado no apêndice B, $\frac{d(e^{j\delta_a} \mathbf{i}_{dq}^a)}{dt} = j\omega_a e^{j\delta_a} \mathbf{i}_{dq}^a + e^{j\delta_a} \frac{d(\mathbf{i}_{dq}^a)}{dt}$, vem que:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{dq}^a = \bar{R}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq}^a + \bar{L}_{dq} \frac{d^2 \mathbf{i}_{dq}^a}{dt^2} + j\omega_a \bar{L}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq}^a + \ddot{\mathbf{e}}_{fdq}^a + \ddot{\mathbf{e}}_{dq}^a + \dot{\mathbf{e}}_o^a \quad (3.38)$$

onde:

$$\tilde{\epsilon}_{dq}^a = \tilde{R}_{dq} i_{dq}^a + \tilde{L}_{dq} \frac{d i_{dq}^a}{dt} + j\omega_a \tilde{L}_{dq} i_{dq}^a \quad (3.39)$$

e:

$$\epsilon_o^a = \tilde{R}_o e^{-j\delta_a} i_o^s + \tilde{L}_o e^{-j\delta_a} \frac{d i_o^s}{dt} \quad (3.40)$$

Parte Homopolar do Modelo Vetorial "odq"

O modelo homopolar é descrito pela equação (3.21). Como se trata de uma expressão escalar, não é possível definir diretamente um modelo complexo como o "dq" da subseção anterior. Na referência [7], foi apresentado um método que permite utilizar um modelo vetorial complexo para a equação homopolar. Este modelo parte da representação de uma componente de eixo "d", obtida a partir de (3.21), segundo a figura 3.4-a.

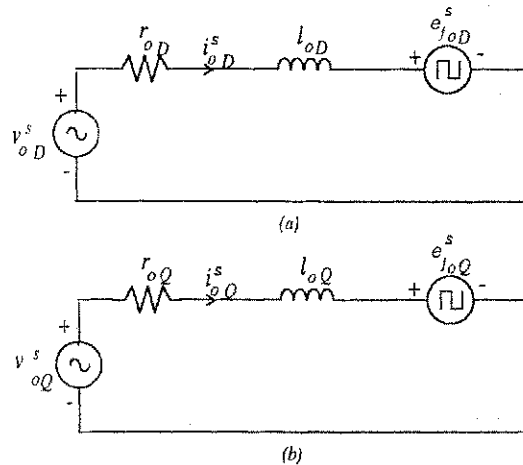


Figura 3.4: Modelo vetorial para a componente homopolar do modelo "odq": (a) circuito "o", eixo D; (b) circuito "o", eixo Q.

Matematicamente o modelo é representado por:

$$v_{oD}^s = r_{oD} i_{oD}^s + l_{oD} \frac{d i_{oD}^s}{dt} + e_{foD}^s \quad (3.41)$$

onde: $v_{oD}^s = v_o^s$; $r_{oD} = r_o$; $l_{oD} = l_o$; e $e_{foD}^s = e_{fo}^s + r_{do} i_d^s + r_{qo} i_q^s + l_{do} \frac{d i_d^s}{dt} + l_{qo} \frac{d i_q^s}{dt}$

Um segundo modelo fictício, mostrado na figura 3.4-b, é utilizado para representar a componente de eixo "q". A representação matemática deste modelo é:

$$v_{oQ}^s = r_{oQ} i_{oQ}^s + l_{oQ} \frac{d i_{oQ}^s}{dt} + e_{foQ}^s \quad (3.42)$$

onde: r_{oQ} e l_{oQ} são os parâmetros RL e e_{foQ}^s é uma carga do tipo fonte de tensão. O modelo de eixo "q" é simulado no microcomputador enquanto o controlador atua sobre a planta.

Agora, é possível introduzir o vetor complexo relacionado com as componentes "dq" do novo modelo, da mesma forma como foi feito no caso anterior. Assim, aplicando (3.28) em (3.41) e (3.42), vem:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{oD} & 0 \\ 0 & r_{oQ} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} l_{oDQ} & 0 \\ 0 & l_{oDQ} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{foDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{foDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{oD} & 0 \\ 0 & r_{oQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{oD} & 0 \\ 0 & l_{oQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{foDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{foDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.44)$$

resultando em:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (r_{oD} + r_{oQ}) & (r_{oD} - r_{oQ}) \\ (r_{oD} - r_{oQ}) & (r_{oD} + r_{oQ}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (l_{oD} + l_{oQ}) & (l_{oD} - l_{oQ}) \\ (l_{oD} - l_{oQ}) & (l_{oD} + l_{oQ}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{foDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{foDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.45)$$

ou:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{oDQ} & \tilde{r}_{oDQ} \\ \tilde{r}_{oDQ} & \bar{r}_{oDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{oDQ} & \tilde{l}_{oDQ} \\ \tilde{l}_{oDQ} & \bar{l}_{oDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{foDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{foDQ}^s \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

que encontra-se esquematicamente representada pelos circuitos equivalentes da figura 3.5 e onde:

$$\bar{r}_{oDQ} = \frac{(r_{oD} + r_{oQ})}{2} \quad (3.47)$$

$$\tilde{r}_{oDQ} = \frac{(r_{oD} - r_{oQ})}{2} \quad (3.48)$$

$$\bar{l}_{oDQ} = \frac{(l_{oD} + l_{oQ})}{2} \quad (3.49)$$

$$\tilde{l}_{oDQ} = \frac{(l_{oD} - l_{oQ})}{2} \quad (3.50)$$

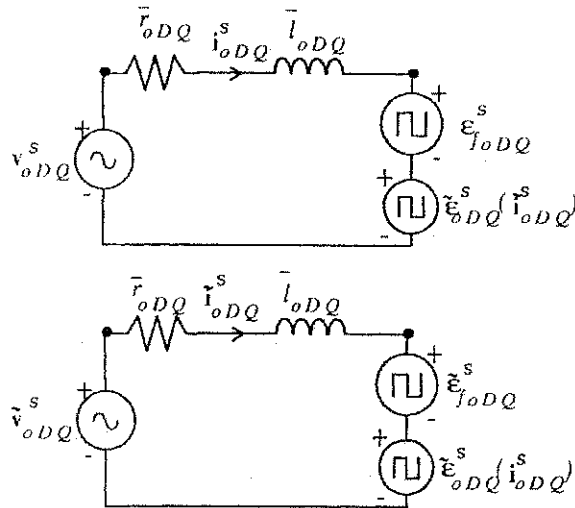


Figura 3.5: Modelo vetorial complexo conjugado "DQ" para a componente de eixo "o" no referencial estacionário.

Passando para a notação vetorial:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{oDQ}^s = \bar{R}_{oDQ} \ddot{\mathbf{i}}_{oDQ}^s + \bar{L}_{oDQ} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{oDQ}^s}{dt} + \ddot{\mathbf{e}}_{foDQ}^s \quad (3.51)$$

Como antes, fazendo agora a conversão para o referencial arbitrário "a":

$$e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{oDQ} & \tilde{r}_{oDQ} \\ \tilde{r}_{oDQ} & \bar{r}_{oDQ} \end{bmatrix} e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{oDQ} & \tilde{l}_{oDQ} \\ \tilde{l}_{oDQ} & \bar{l}_{oDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} \right) + e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{foDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{e}}_{foDQ}^a \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

que resulta em:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{oDQ} & \tilde{r}_{oDQ} \\ \tilde{r}_{oDQ} & \bar{r}_{oDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{oDQ} & \tilde{l}_{oDQ} \\ \tilde{l}_{oDQ} & \bar{l}_{oDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} + j\omega_a \begin{bmatrix} \bar{l}_{oDQ} & \tilde{l}_{oDQ} \\ \tilde{l}_{oDQ} & \bar{l}_{oDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{oDQ}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{foDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{e}}_{foDQ}^a \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

ou, em notação vetorial:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{oDQ}^a = \bar{R}_{oDQ} \ddot{\mathbf{i}}_{oDQ}^a + \bar{L}_{oDQ} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{oDQ}^a}{dt} + j\omega_a \bar{L}_{oDQ} \dot{\mathbf{i}}_{oDQ}^a + \ddot{\mathbf{e}}_{foDQ}^a + \ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{oDQ}^a \quad (3.54)$$

com

$$\ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{oDQ}^a = \tilde{R}_{oDQ} \ddot{\mathbf{i}}_{oDQ}^a + \tilde{L}_{oDQ} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{oDQ}^a}{dt} + j\omega_a \tilde{L}_{oDQ} \dot{\mathbf{i}}_{oDQ}^a \quad (3.55)$$

e onde

$$\ddot{\mathbf{v}}_{oDQ}^a = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{oDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{oDQ}^a \end{bmatrix}$$

$$\tilde{i}_{oDQ}^a = \begin{bmatrix} i_{oDQ}^a \\ \tilde{i}_{oDQ}^a \end{bmatrix}$$

$$\tilde{e}_{foDQ}^a = \begin{bmatrix} e_{foDQ}^a \\ \tilde{e}_{foDQ}^a \end{bmatrix}$$

$$\bar{R}_{oDQ} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{oDQ} & 0 \\ 0 & \bar{r}_{oDQ} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{R}_{oDQ} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{r}_{oDQ} \\ \tilde{r}_{oDQ} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{oDQ} = \begin{bmatrix} \bar{l}_{oDQ} & 0 \\ 0 & \bar{l}_{oDQ} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{L}_{oDQ} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{l}_{oDQ} \\ \tilde{l}_{oDQ} & 0 \end{bmatrix}$$

Pode-se observar que o termo de perturbação \tilde{e}_{oDQ}^a decresce quando r_{oQ} e l_{oQ} tendem a r_{oD} e l_{oD} , respectivamente, ou seja, quando as três impedâncias de fase tendem a se igualar e o sistema tende a ficar equilibrado. Um distúrbio de sequência negativa também aparece quando as magnitudes de e_{foD} e e_{foQ} tornam-se diferentes, assim como suas fases deixam de diferenciar-se por $\pi/2$.

3.2.2 Modelo Vetorial Trifásico

O sistema trifásico a quatro condutores visto na figura 3.2 também pode ser modelado como um conjunto de três circuitos monofásicos. A técnica adotada na subseção anterior pode então ser utilizada para controlar o sistema. A figura 3.6 mostra o circuito equivalente a partir do qual pode ser obtido o modelo vetorial para o sistema da figura 3.2.

Cada fase é modelada pelo modelo "DQ", onde o modelo "Q" corresponde ao modelo real de uma fase e o modelo "D" corresponde a um modelo simulado em qualquer das três fases do sistema. Desta forma, com $n = 1, 2, 3$, pode-se escrever:

$$v_{nD}^s = r_{nD} i_{nD}^s + l_{nD} \frac{di_{nD}^s}{dt} + e_{fnD}^s \quad (3.56)$$

$$v_{nQ}^s = r_{nQ} i_{nQ}^s + l_{nQ} \frac{di_{nQ}^s}{dt} + e_{fnQ}^s \quad (3.57)$$

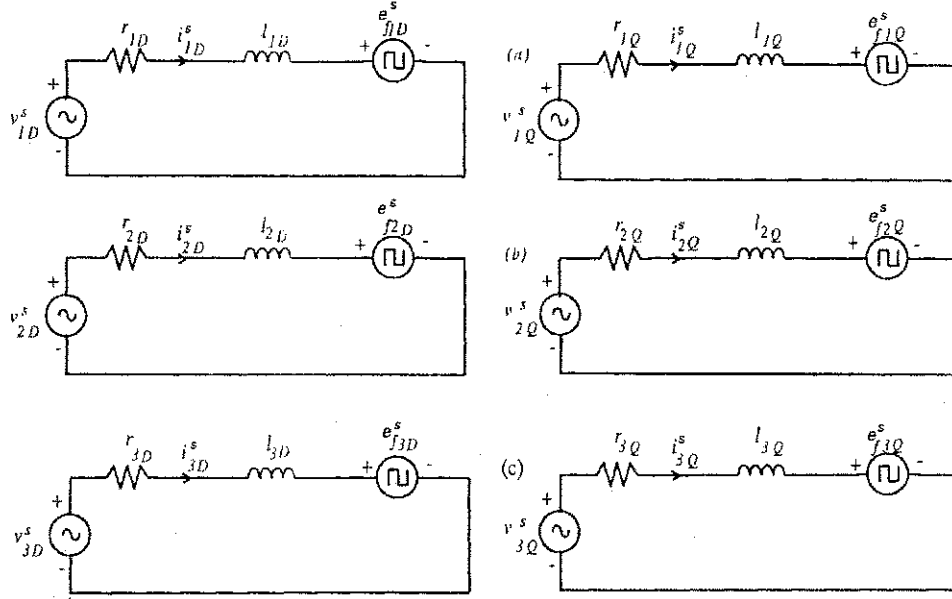


Figura 3.6: Modelo vetorial "dq" por fase (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

onde: $v_{nD}^s = v_n^s$, $r_{nD} = r_n$, $i_{nD}^s = i_n^s$, $l_{nD} = l_n$, e $e_{fnD}^s = e_{fn}^s$, para $n = 1, 2, 3$.

Introduzindo os vetores complexos v_{nDQ}^s e \tilde{v}_{nDQ}^s , conforme foi feito em (3.43), vem:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{nD} & 0 \\ 0 & r_{nQ} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} l_{nDQ} & 0 \\ 0 & l_{nDQ} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.58)$$

ou:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{nD} & 0 \\ 0 & r_{nQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{nD} & 0 \\ 0 & l_{nQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.59)$$

e:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (r_{nD} + r_{nQ}) & (r_{nD} - r_{nQ}) \\ (r_{nD} - r_{nQ}) & (r_{nD} + r_{nQ}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (l_{nD} + l_{nQ}) & (l_{nD} - l_{nQ}) \\ (l_{nD} - l_{nQ}) & (l_{nD} + l_{nQ}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.60)$$

que pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{nDQ} & \tilde{r}_{nDQ} \\ \tilde{r}_{nDQ} & \bar{r}_{nDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{nDQ} & \tilde{l}_{nDQ} \\ \tilde{l}_{nDQ} & \bar{l}_{nDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

onde:

$$\bar{r}_{nDQ} = \frac{(r_{nD} + r_{nQ})}{2} \quad (3.62)$$

$$\tilde{r}_{nDQ} = \frac{(r_{nD} - r_{nQ})}{2} \quad (3.63)$$

$$\bar{l}_{nDQ} = \frac{(l_{nD} + l_{nQ})}{2} \quad (3.64)$$

$$\tilde{l}_{nDQ} = \frac{(l_{nD} - l_{nQ})}{2} \quad (3.65)$$

e, escrevendo em notação vetorial:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{nDQ}^s = \bar{R}_{nDQ} \ddot{\mathbf{i}}_{nDQ}^s + \bar{L}_{nDQ} \frac{d^2 \mathbf{i}_{nDQ}^s}{dt^2} + \ddot{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s \quad (3.66)$$

que pode ser representada pelos diagramas da figura 3.7, que representa o modelo homopolar.

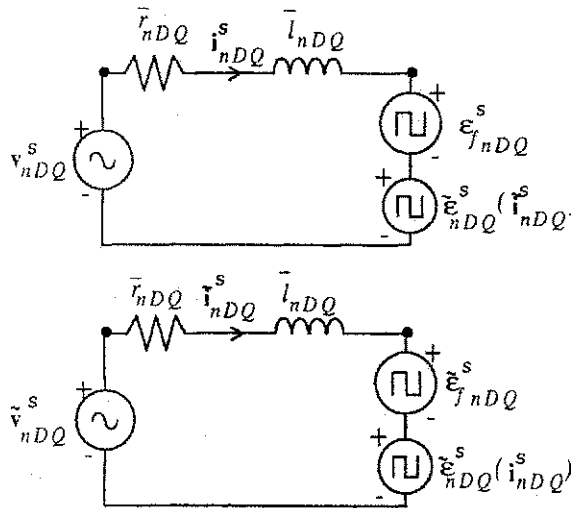


Figura 3.7: Circuito vetorial "DQ" para o sistema em componentes de fase no referencial estacionário.

Fazendo agora, como nos casos anteriores, a transposição para o referencial arbitrário "a", tem-se que:

$$\begin{aligned} e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{r}_{nDQ} & \tilde{r}_{nDQ} \\ \tilde{r}_{nDQ} & \bar{r}_{nDQ} \end{bmatrix} e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{nDQ} & \tilde{l}_{nDQ} \\ \tilde{l}_{nDQ} & \bar{l}_{nDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} \right) + \\ &+ e^{j\delta_a} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^a \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.67)$$

e:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{nDQ} & \tilde{r}_{nDQ} \\ \tilde{r}_{nDQ} & \bar{r}_{nDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{nDQ} & \tilde{l}_{nDQ} \\ \tilde{l}_{nDQ} & \bar{l}_{nDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} + j\omega_a \begin{bmatrix} \bar{l}_{nDQ} & \tilde{l}_{nDQ} \\ \tilde{l}_{nDQ} & \bar{l}_{nDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^a \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^a \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

que pode ser reescrita como:

$$\mathbf{v}_{nDQ}^a = \bar{R}_{nDQ} \mathbf{i}_{nDQ}^a + \bar{L}_{nDQ} \frac{d\mathbf{i}_{nDQ}^a}{dt} + j\omega_a \bar{L}_{nDQ} \mathbf{i}_{nDQ}^a + \mathbf{e}_{fnDQ}^a + \tilde{\mathbf{e}}_{nDQ}^a \quad (3.69)$$

onde:

$$\tilde{\mathbf{e}}_{nDQ}^a = \tilde{R}_{nDQ} \mathbf{i}_{nDQ}^a + \tilde{L}_{nDQ} \frac{d\mathbf{i}_{nDQ}^a}{dt} + j\omega_a \tilde{L}_{nDQ} \mathbf{i}_{nDQ}^a \quad (3.70)$$

$$\bar{R}_{nDQ} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{nDQ} & 0 \\ 0 & \bar{r}_{nDQ} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{R}_{nDQ} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{r}_{nDQ} \\ \tilde{r}_{nDQ} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{nDQ} = \begin{bmatrix} \bar{l}_{nDQ} & 0 \\ 0 & \bar{l}_{nDQ} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{L}_{nDQ} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{l}_{nDQ} \\ \tilde{l}_{nDQ} & 0 \end{bmatrix}$$

3.3 Sistema Trifásico Série a Três Fios

O sistema trifásico série a três fios está apresentado esquematicamente na figura 3.8. Para facilitar a compreensão da modelagem, o sistema pode ser representado pelo diagrama visto na figura 3.9, na qual as impedâncias da fonte, entrada do conversor e eventuais impedâncias de uma carga série, estão concentradas em r_{t1} , r_{t2} e r_{t3} e l_{t1} , l_{t2} e l_{t3} .

As tensões e_{f1}^s , e_{f2}^s , e e_{f3}^s representam um inversor tipo fonte de tensão trifásico e v_1^s , v_2^s , e v_3^s , junto com os elementos RL , representam uma carga RLE . Se as três tensões v_1^s , v_2^s , e v_3^s forem tomadas como uma fonte ideal, pode-se entender que o esquema da figura 3.9 representa um sistema de potência incluindo um Filtro Ativo série ou, ainda, pode ser compreendido como a entrada de um retificador alimentado a partir de um barramento infinito. Para modelar o circuito, pode-se utilizar a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{on}^s \\ v_{on}^s \\ v_{on}^s \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

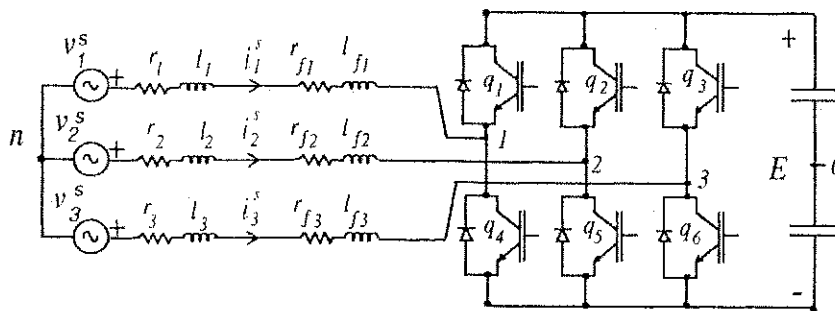


Figura 3.8: Conversor trifásico a três fios e três braços, em sistema trifásico a três fios.

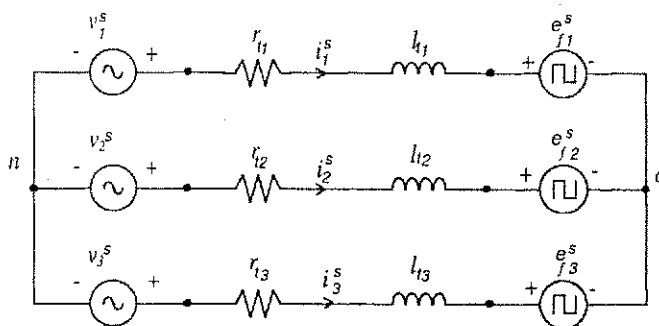


Figura 3.9: Diagrama esquemático para o circuito trifásico série a três fios..

como o circuito tem apenas três fios, este modelo pode ser transformado para a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t1} & -r_{t2} \\ -(r_{t1} + r_{t3}) & -r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & -l_{t2} \\ -(l_{t1} + l_{t3}) & -l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{f12}^s \\ e_{f31}^s \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

3.3.1 Modelo Vetorial "dq"

Como no caso anterior, o primeiro passo para obter o modelo vetorial é adotar a transformação "123 - dq". No modelo da equação (3.72), a transformação de coordenadas "123 - dq" se dá pelas expressões:

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

e

$$\begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

onde

$$C = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

e

$$D = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

cujas inversas, são

$$C^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

e

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

logo:

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

$$\begin{bmatrix} e_{f12}^s \\ e_{f31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

$$\begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

cujos vetores complexos são definidos, em termos das componentes “dq”, por:

$$\mathbf{v}^s = v_d^s + jv_q^s \quad (3.82)$$

$$\mathbf{e}_f^s = e_{fd}^s + je_{fq}^s \quad (3.83)$$

$$\mathbf{i}^s = i_d^s + ji_q^s \quad (3.84)$$

onde a notação em negrito indica variáveis complexas. Para proceder a transformação, portanto, tem-se que:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{t1} & -r_{t2} \\ -(r_{t1} + r_{t3}) & -r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} l_{t1} & -l_{t2} \\ -(l_{t1} + l_{t3}) & -l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.85)$$

ou:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{t1} & -r_{t2} \\ -(r_{t1} + r_{t3}) & -r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{t1} & -l_{t2} \\ -(l_{t1} + l_{t3}) & -l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.86}$$

e

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_d & r_{dq} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \tag{3.87}$$

onde:

$$r_d = \frac{4r_{t1} + r_{t2} + r_{t3}}{6} \tag{3.88}$$

$$r_{dq} = \frac{r_{t3} - r_{t2}}{2\sqrt{3}} \tag{3.89}$$

$$r_q = \frac{r_{t2} + r_{t3}}{2} \tag{3.90}$$

$$l_d = \frac{4l_{t1} + l_{t2} + l_{t3}}{6} \tag{3.91}$$

$$l_{dq} = \frac{l_{t3} - l_{t2}}{2\sqrt{3}} \tag{3.92}$$

$$l_q = \frac{l_{t2} + l_{t3}}{2} \tag{3.93}$$

A equação (3.87) pode agora ser convertida para o modelo vetorial, utilizando-se a transformação definida em (3.28), como segue:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} r_d & r_{dq} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^s \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^s \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fdq}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fdq}^s \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.94}$$

passando a matriz de transformação do primeiro membro para o segundo, vem:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_d & r_{dq} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^s \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^s \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fdq}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fdq}^s \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.95}$$

que resulta em:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq}^* & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq}^* & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fdq}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fdq}^s \end{bmatrix} \tag{3.96}$$

onde:

$$\bar{r}_{dq} = \frac{r_d + r_q}{2} = \frac{r_{t1} + r_{t2} + r_{t3}}{3} \tag{3.97}$$

$$\tilde{r}_{dq} = \frac{1}{2} (r_d - r_q + 2jr_{dq}) = \frac{2r_{t1} - r_{t2} - r_{t3}}{6} + j \frac{r_{t3} - r_{t2}}{2\sqrt{3}} \tag{3.98}$$

$$\tilde{r}_{dq}^* = \frac{1}{2} (r_d - r_q - 2jr_{dq}) = \frac{2r_{t1} - r_{t2} - r_{t3}}{6} - j \frac{r_{t3} - r_{t2}}{2\sqrt{3}} \tag{3.99}$$

$$\bar{l}_{dq} = \frac{l_d + l_q}{2} = \frac{l_{t1} + l_{t2} + l_{t3}}{3} \tag{3.100}$$

$$\tilde{l}_{dq} = \frac{1}{2} (l_d - l_q + 2jl_{dq}) = \frac{2l_{t1} - l_{t2} - l_{t3}}{6} + j \frac{l_{t3} - l_{t2}}{2\sqrt{3}} \tag{3.101}$$

$$\tilde{l}_{dq}^* = \frac{1}{2} (l_d - l_q - 2jl_{dq}) = \frac{2l_{t1} - l_{t2} - l_{t3}}{6} - j \frac{l_{t3} - l_{t2}}{2\sqrt{3}} \tag{3.102}$$

A observação de (3.96) permite montar o seguinte modelo vetorial em notação mais compacta:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{dq}^s = \bar{R}_{dq}^s \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s + \bar{L}_{dq} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{dq}^s}{dt} + \ddot{\mathbf{e}}_{fdq}^s + \ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{dq}^s \tag{3.103}$$

onde,

$$\ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{dq}^s = \tilde{R}_{dq} \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s + \tilde{L}_{dq} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{dq}^s}{dt} \tag{3.104}$$

representa o termo desequilibrante provocado pela diferenciação dos parâmetros da carga, sendo,

$$R = \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & 0 \\ 0 & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix} \quad (3.105)$$

$$\tilde{R} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq}^* & 0 \end{bmatrix} \quad (3.106)$$

$$L = \begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & 0 \\ 0 & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix} \quad (3.107)$$

$$\tilde{L} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq}^* & 0 \end{bmatrix} \quad (3.108)$$

Pode-se perceber que as equações (3.103) e (3.104), são análogas às equações (3.33) a (3.35), excluindo o termo ϵ_0^s definido por (3.35). A figura 3.10 apresenta um diagrama esquemático para este modelo.

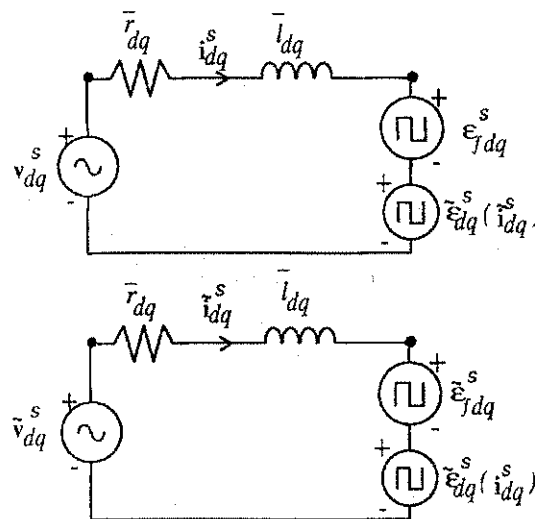


Figura 3.10: Modelo vetorial "dq" para o sistema trifásico série a três fios.

3.4 Sistema a 4 Fios com Carga em "T" a 4 Fios

A figura 3.11 apresenta um circuito trifásico composto por um sistema alimentador, uma carga RL e um Filtro Ativo composto por um conversor tipo fonte de tensão (CFT). Comparando com a figura 1.1, o circuito à esquerda da carga representam o sistema de alimentação da

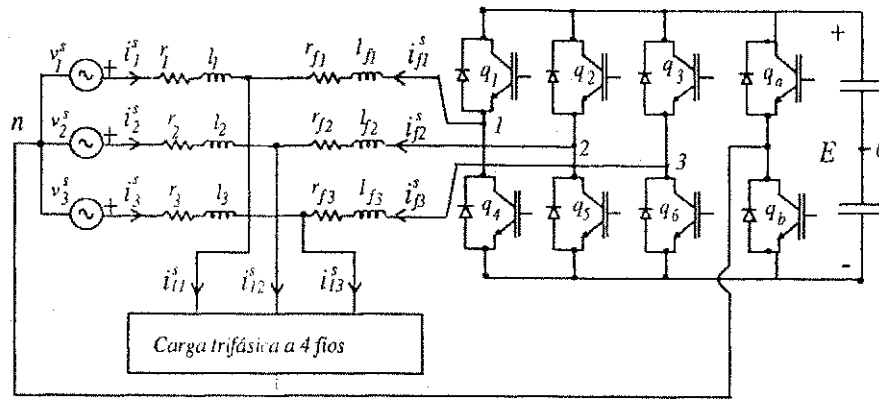


Figura 3.11: Conversor trifásico a quatro braços em sistema trifásico a quatro fios e carga a quatro fios.

concessionária, o nó onde a carga está conectada representa o *PAC* e o circuito à direita da carga representa o Filtro Ativo.

A potência ativa consumida pelo conversor é mínima, sendo apenas aquela necessária ao suprimento das perdas demandadas para que o mesmo forneça a potência reativa e os harmônicos solicitados pela carga, a fim de que as correntes do sistema alimentador sejam senoidais e equilibradas.

3.4.1 Modelo em componentes "123"

A figura 3.11 apresenta o circuito representado em componentes de fase. Neste caso, o sistema pode ser transformado em três circuitos monofásicos, um por fase, conforme apresentado na figura 3.12.

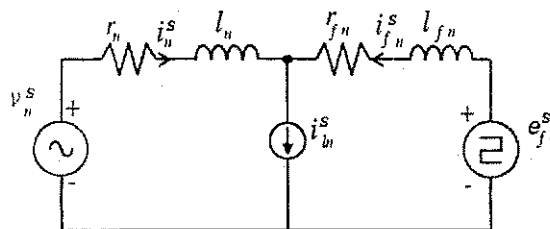


Figura 3.12: Circuito equivalente para operação equilibrada em componentes de fase.

Equacionando matematicamente o sistema, vem que:

$$v_n^s - r_n i_n^s - l_n \frac{di_n^s}{dt} + r_{fn} i_{fn}^s + l_{fn} \frac{di_{fn}^s}{dt} - e_{fn}^s = 0 \quad (3.109)$$

$$v_{fn}^s + r_{fn} i_{fn}^s + l_{fn} \frac{di_{fn}^s}{dt} - e_{fn}^s = 0 \quad (3.110)$$

e,

$$i_{sn}^s + i_{fn}^s = i_{in}^s \quad (3.111)$$

onde o sub-índice "n" indica qualquer uma das três fases, "f" refere-se a parâmetros do circuito de entrada do Filtro Ativo, o superíndice "s" indica o referencial estacionário, r e l são parâmetros do sistema elétrico de alimentação e o subíndice "l" indica parâmetros relacionados com a carga.

Tratando matricialmente estas equações para facilitar a compreensão, vem que:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & l_2 & 0 \\ 0 & 0 & l_3 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \\ &- \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.112)$$

e

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{l1} \\ v_{l2} \\ v_{l3} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} e_{f1} \\ e_{f2} \\ e_{f3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.113)$$

onde

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} \quad (3.114)$$

A substituição de (3.114) em (3.112), resulta em:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \\ &- \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.115)$$

onde

$$r_{t1} = r_1 + r_{f1}$$

$$r_{t2} = r_2 + r_{f2}$$

$$r_{t3} = r_3 + r_{f3}$$

$$l_{t1} = l_1 + l_{f1}$$

$$l_{t2} = l_2 + l_{f2}$$

e

$$l_{t3} = l_3 + l_{f3}$$

Ou ainda, fazendo

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{i1}^s \\ \varepsilon_{i2}^s \\ \varepsilon_{i3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{i1}^s \\ i_{i2}^s \\ i_{i3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i1}^s \\ i_{i2}^s \\ i_{i3}^s \end{bmatrix} \quad (3.116)$$

ter-se-á que:

$$\begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \varepsilon_{i1}^s \\ \varepsilon_{i2}^s \\ \varepsilon_{i3}^s \end{bmatrix} \quad (3.117)$$

A figura 3.13 mostra um circuito equivalente para este modelo matemático.

De forma compacta, estas equações podem ser reescritas como:

$$v_n^s - e_{fn}^s = r_{tn} i_n^s + l_{tn} \frac{di_n^s}{dt} - \varepsilon_{in}^s \quad (3.118)$$

onde $r_{tn} = r_n + r_{fn}$, $l_{tn} = l_n + l_{fn}$ e ε_{in}^s é um termo de perturbação dado por:

$$\varepsilon_{in}^s = r_{fn} i_{in}^s + l_{fn} \frac{di_{in}^s}{dt} \quad (3.119)$$

O estabelecimento do modelo, conforme (3.118), incluindo o termo de perturbação ε_{in}^s , permite modelar a planta segundo um sistema série de primeira ordem, o que facilita o projeto dos controladores e é compatível com a modelagem genérica apresentada no capítulo 4.

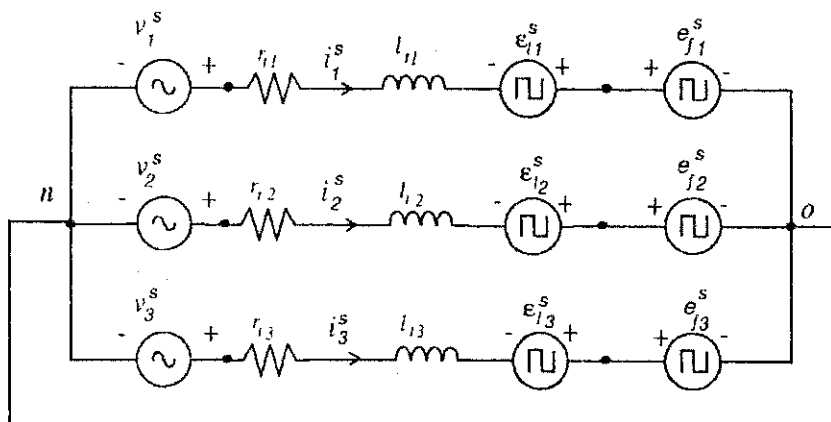


Figura 3.13: Circuito equivalente para o modelo matemático simplificado.

Considerando-se o caso equilibrado, a análise fica simplificada tendo em vista que $r_n = r_1 = r_2 = r_3 = r$, $r_{fn} = r_{f1} = r_{f2} = r_{f3} = r_f$ e $r_{tn} = r_{t1} = r_{t2} = r_{t3} = r_t$, analogamente, $l_n = l_1 = l_2 = l_3 = l$, $l_{fn} = l_{f1} = l_{f2} = l_{f3} = l_f$ e $l_{tn} = l_{t1} = l_{t2} = l_{t3} = l_t$, o que permite a análise de qualquer uma das fases segundo o modelo série da figura 3.14. Considerando-se que os parâmetros do sistema possam ser desequilibrados, cada fase pode ser representada por um circuito, como o da figura 3.15, onde "n" representa a fase em estudo.

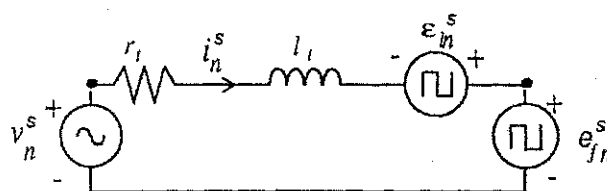


Figura 3.14: Modelo série em componentes de fase para o circuito equilibrado.

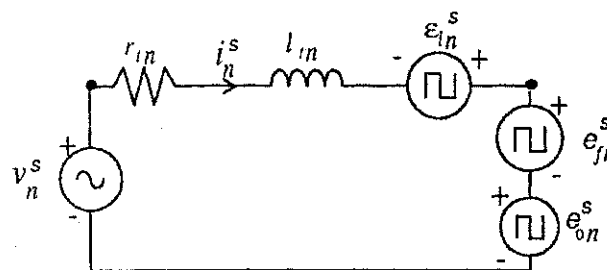


Figura 3.15: Modelo série em componentes de fase para o circuito desequilibrado.

3.4.2 Modelo vetorial trifásico "DQ"

Para obter o modelo vetorial "DQ", pode-se proceder da mesma forma que foi feito para o sistema série a quatro fios. Observe-se que a equação (3.118) tem forma idêntica à equação (3.56), exceto pelo fato de que a primeira possui um termo de tensão a mais, ϵ_{in}^s . Para obter um

modelo vetorial complexo a partir de (3.118), portanto, deve-se criar um sistema equivalente fictício de eixo "Q" e, então, os mesmos procedimentos adotados para a obtenção de (3.56) levarão ao novo modelo. As equações das duas componentes vetórias para os eixos "DQ", serão:

$$v_{nD}^s - e_{fnD}^s = r_{fnD} i_{nD}^s + l_{fnD} \frac{di_{nD}^s}{dt} - \epsilon_{lnD}^s \quad (3.120)$$

$$v_{nQ}^s - e_{fnQ}^s = r_{fnQ} i_{nQ}^s + l_{fnQ} \frac{di_{nQ}^s}{dt} - \epsilon_{lnQ}^s \quad (3.121)$$

onde, $v_{nD}^s = v_n^s$, $r_{nD} = r_n$, $i_{nD}^s = i_n^s$, $l_{nD} = l_n$, e $e_{fnD}^s = e_{fn}^s$, para $n = 1, 2, 3$, e:

$$\epsilon_{lnD}^s = r_{fnD} i_{lnD}^s + l_{fnD} \frac{di_{lnD}^s}{dt} \quad (3.122)$$

$$\epsilon_{lnQ}^s = r_{fnQ} i_{lnQ}^s + l_{fnQ} \frac{di_{lnQ}^s}{dt} \quad (3.123)$$

onde, $\epsilon_{lnD}^s = \epsilon_{ln}^s$, $r_{fnD} = r_{fn}$, $i_{nD}^s = i_n^s$, $l_{fnD} = l_{fn}$, e $e_{fnD}^s = e_{fn}^s$, para $n = 1, 2, 3$.

A partir dessas equações e procedendo de forma análoga à anterior, o resultado obtido será:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{v}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{r}_{nDQ} & \tilde{r}_{nDQ} \\ \tilde{r}_{nDQ} & \bar{r}_{nDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{nDQ} & \tilde{l}_{nDQ} \\ \tilde{l}_{nDQ} & \bar{l}_{nDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{nDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{nDQ}^s \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{lnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{lnDQ}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.124)$$

onde:

$$\bar{r}_{nDQ} = \frac{(r_{nD} + r_{nQ})}{2} \quad (3.125)$$

$$\tilde{r}_{nDQ} = \frac{(r_{nD} - r_{nQ})}{2} \quad (3.126)$$

$$\bar{l}_{nDQ} = \frac{(l_{nD} + l_{nQ})}{2} \quad (3.127)$$

$$\tilde{l}_{nDQ} = \frac{(l_{nD} - l_{nQ})}{2} \quad (3.128)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{lnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{e}}_{lnDQ}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{fnDQ} & \tilde{r}_{fnDQ} \\ \tilde{r}_{fnDQ} & \bar{r}_{fnDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{l}_{fnDQ} & \tilde{l}_{fnDQ} \\ \tilde{l}_{fnDQ} & \bar{l}_{fnDQ} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{fnDQ}^s \\ \tilde{\mathbf{i}}_{fnDQ}^s \end{bmatrix} \quad (3.129)$$

$$\bar{r}_{fnDQ} = \frac{(r_{fnD} + r_{fnQ})}{2} \quad (3.130)$$

$$\tilde{r}_{fnDQ} = \frac{(r_{fnD} - r_{fnQ})}{2} \quad (3.131)$$

$$\bar{l}_{fnDQ} = \frac{(l_{fnD} + l_{fnQ})}{2} \quad (3.132)$$

$$\tilde{l}_{fnDQ} = \frac{(l_{fnD} - l_{fnQ})}{2} \quad (3.133)$$

e, na forma compacta:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{nDQ}^s = \bar{R}_{nDQ} \ddot{\mathbf{i}}_{nDQ}^s + \bar{L}_{nDQ} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{nDQ}^s}{dt} + \ddot{\mathbf{e}}_{fnDQ}^s + \ddot{\mathbf{e}}_{lnDQ}^s \quad (3.134)$$

$$\ddot{\mathbf{e}}_{lnDQ}^s = \tilde{R}_{fnDQ} \ddot{\mathbf{i}}_{lnDQ}^s + \tilde{L}_{fnDQ} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{lnDQ}^s}{dt} \quad (3.135)$$

cujo circuito equivalente está mostrado na figura 3.16

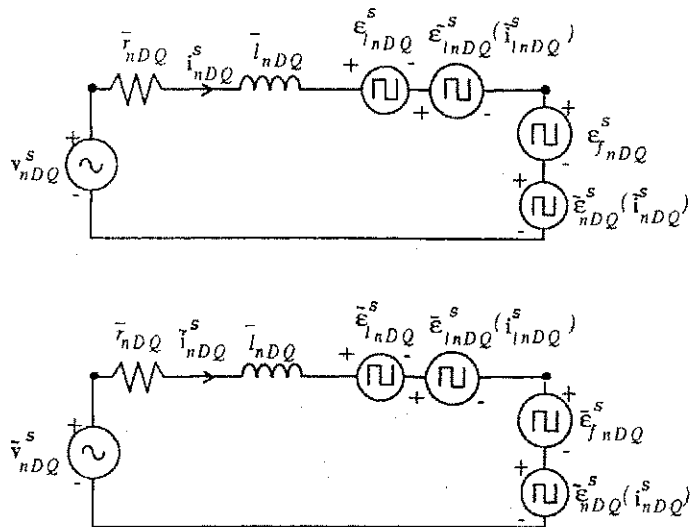


Figura 3.16: Modelo vetorial "DQ" para o sistema trifásico "T" a quatro fios.

3.4.3 Modelo em componentes "odq"

As variáveis "dq" são obtidas a partir das variáveis "123" pelo uso das mesmas equações de transformação já definidas anteriormente por (3.2). A figura 5.1 apresenta o circuito em condições equilibradas.

A conversão do sistema para o modelo "odq" leva aos circuitos representados na figura 3.17(a,b e c).

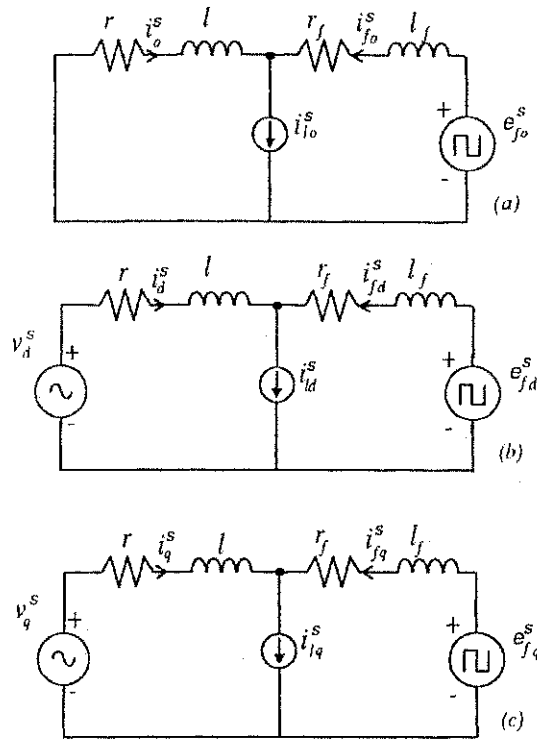


Figura 3.17: Modelo "odq": (a) eixo "o"; (b) eixo "d"; (c) eixo "q".

Isto permite reescrever a equação (3.117) da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 A \begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} A \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} - A \begin{bmatrix} \varepsilon_{lo}^s \\ \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix} + A \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} \quad (3.136)
 \end{aligned}$$

onde A é a matriz de transformação dada por (3.3). Efetuando as operações, chega-se a:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{to} & r_{tdo} & r_{tqo} \\ r_{tod} & r_{td} & r_{tqd} \\ r_{toq} & r_{tdq} & r_{tq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} l_{to} & l_{tdo} & l_{tqo} \\ l_{tod} & l_{td} & l_{tqd} \\ l_{toq} & l_{tdq} & l_{tq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \varepsilon_{lo}^s \\ \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix} \quad (3.137)
 \end{aligned}$$

com

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{lo}^s \\ \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{fo} & r_{fdo} & r_{fqo} \\ r_{fod} & r_{fd} & r_{fqd} \\ r_{foq} & r_{fdq} & r_{fq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{fo} & l_{fdo} & l_{fqo} \\ l_{fod} & l_{fd} & l_{fqd} \\ l_{foq} & l_{fdq} & l_{fq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (3.138)$$

A equação (3.137) pode ser escrita de forma compacta segundo:

$$\mathbf{v}_m^s - \mathbf{e}_{fm}^s = \bar{\mathbf{R}}_{tm} \mathbf{i}_m^s + \bar{\mathbf{L}}_{tm} \frac{d\mathbf{i}_m^s}{dt} + \boldsymbol{\varepsilon}_{tmij}^s - \boldsymbol{\varepsilon}_{lm}^s \quad (3.139)$$

onde o subíndice "m" indica variáveis no referencial "odq", "ij" representa "dq" para $m = "o"$, "oq" para $m = "d"$ e "do" para $m = "q"$. Além disso:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{tmij}^s = \tilde{\mathbf{R}}_{tm} \mathbf{i}_m^s + \tilde{\mathbf{L}}_{tm} \frac{d\mathbf{i}_m^s}{dt}$$

$$\mathbf{v}_m^s = \begin{bmatrix} v_o^s \\ v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix}; \mathbf{e}_{fm}^s = \begin{bmatrix} e_{fo}^s \\ e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix}; \mathbf{i}_m^s = \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix}, \boldsymbol{\varepsilon}_{lm}^s = \begin{bmatrix} \varepsilon_{lo}^s \\ \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{tm} = \begin{bmatrix} r_{to} & 0 & 0 \\ 0 & r_{td} & 0 \\ 0 & 0 & r_{tq} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{L}}_{tm} = \begin{bmatrix} l_{to} & 0 & 0 \\ 0 & l_{td} & 0 \\ 0 & 0 & l_{tq} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_{tm} = \begin{bmatrix} 0 & r_{tdo} & r_{tqo} \\ r_{tod} & 0 & r_{tqd} \\ r_{toq} & r_{tdq} & 0 \end{bmatrix} \text{ e } \tilde{\mathbf{L}}_{tm} = \begin{bmatrix} 0 & l_{tdo} & l_{tqo} \\ l_{tod} & 0 & l_{tqd} \\ l_{toq} & l_{tdq} & 0 \end{bmatrix}$$

sendo:

$$r_{to} = \frac{r_{t1} + r_{t2} + r_{t3}}{3}$$

$$r_{tdo} = r_{tod} = \frac{1}{3\sqrt{2}} (2r_{t1} - r_{t2} - r_{t3})$$

$$r_{tqo} = r_{toq} = \frac{1}{\sqrt{6}} (r_{t2} - r_{t3})$$

$$r_{td} = \frac{1}{6} (4r_{t1} + r_{t2} + r_{t3})$$

$$r_{tdq} = r_{tqd} = \frac{1}{2\sqrt{3}} (r_{t3} - r_{t2})$$

$$r_{tq} = \frac{1}{2} (r_{t2} + r_{t3})$$

e, de forma análoga,

$$l_{to} = \frac{l_{t1} + l_{t2} + l_{t3}}{3}$$

$$l_{tdo} = l_{tod} = \frac{1}{3\sqrt{2}} (2l_{t1} - l_{t2} - l_{t3})$$

$$l_{tqo} = l_{toq} = \frac{1}{\sqrt{6}} (l_{t2} - l_{t3})$$

$$l_{td} = \frac{1}{6} (4l_{t1} + l_{t2} + l_{t3})$$

$$l_{tdq} = l_{tqd} = \frac{1}{2\sqrt{3}} (l_{t3} - l_{t2})$$

$$l_{tq} = \frac{1}{2} (l_{t2} + l_{t3})$$

e, os termos de perturbação ε_{iqd}^s e ε_{tdq}^s são dados por:

$$\varepsilon_{todq}^s = r_{tdo} i_d^s + l_{tdo} \frac{di_d^s}{dt} + r_{tqo} i_q^s + l_{tqo} \frac{di_q^s}{dt}$$

$$\varepsilon_{tdoq}^s = r_{tdo} i_o^s + l_{tdo} \frac{di_o^s}{dt} + r_{tqd} i_q^s + l_{tqd} \frac{di_q^s}{dt}$$

$$\varepsilon_{tqdo}^s = r_{toq} i_o^s + l_{toq} \frac{di_o^s}{dt} + r_{tdq} i_q^s + l_{tdq} \frac{di_q^s}{dt}$$

Observe-se que, no caso equilibrado, como $r_n = r_1 = r_2 = r_3 = r$, $r_{fn} = r_{f1} = r_{f2} = r_{f3} = r_f$ e $r_{tn} = r_{t1} = r_{t2} = r_{t3} = r_t$, analogamente, $l_n = l_1 = l_2 = l_3 = l$, $l_{fn} = l_{f1} = l_{f2} = l_{f3} = l_f$ e $l_{tn} = l_{t1} = l_{t2} = l_{t3} = l_t$, as variáveis de eixo "o" desaparecem (já que e_o^s e i_o^s serão nulas), os termos de acoplamento das matrizes R_{Tm} e L_{Tm} se anulam e os parâmetros do modelo passam a ter valores idênticos aos verificados em componentes de fase. Neste caso, a figura 3.18 representa o modelo série em componentes "odq". Caso os parâmetros do sistema sejam desequilibrados, o modelo pode ser representado tal como a figura 3.19, na qual "m" especifica o circuito considerado (se "o", "d", ou "q").

A conversão para o modelo vetorial complexo é feita da mesma forma que no caso do sistema série a quatro fios e será omitida.

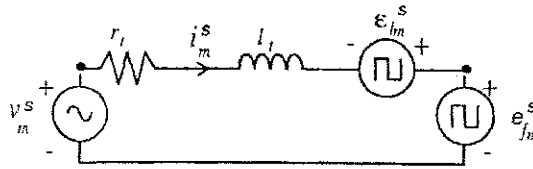


Figura 3.18: Modelo “odq” série para o circuito equilibrado.

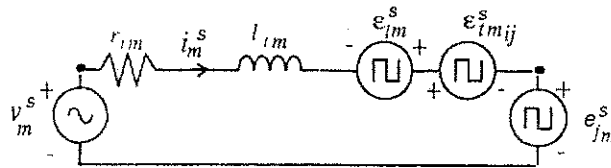


Figura 3.19: Modelo “odq” série para o circuito desequilibrado.

3.5 Sistema a 4 Fios, com Carga em “T” a 3 Fios

O sistema tratado nesta seção é um sistema trifásico a quatro fios, cuja carga trifásica possui apenas três fios. Desta forma, o Filtro Ativo a quatro braços, possui uma redundância e o quarto braço permanece inativo em condições normais de operação. Este braço pode ser utilizado para manter a operação após um distúrbio que provoque a perda de um dos outros braços. A figura 3.20 representa esquematicamente este sistema, durante a operação normal e equilibrada.

3.5.1 Modelo em componentes “123”

A figura 3.20 apresenta um sistema trifásico a quatro fios, composto por um sistema alimentador, uma carga RLE e um Filtro Ativo composto por um conversor tipo fonte de tensão (CFT). Observe-se que a carga possui apenas conexão às três fases, não havendo o quarto fio, e que existe uma conexão do quarto braço do conversor ao neutro do sistema alimentador da rede elétrica. Sob condições equilibradas, este braço fica inativo.

Como no caso anterior, a potência ativa consumida pelo conversor é mínima, sendo apenas aquela necessária ao suprimento das perdas demandadas para que o mesmo forneça a potência reativa e os harmônicos solicitados pela carga, a fim de que as correntes do sistema alimentador sejam senoidais e equilibradas.

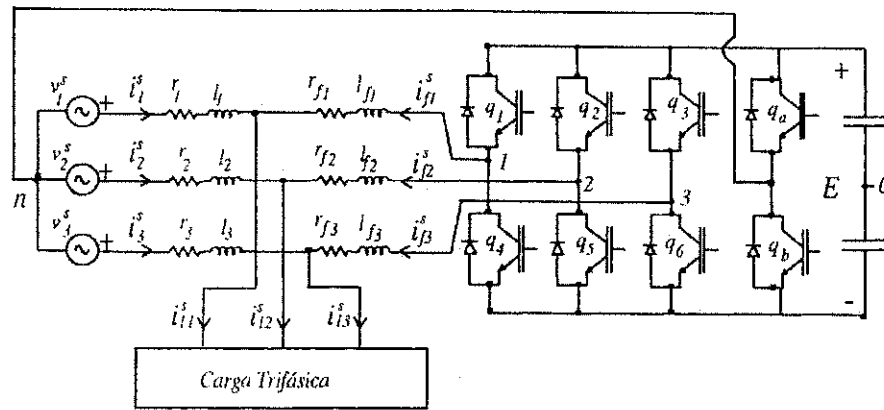


Figura 3.20: Diagrama esquemático do sistema trifásico, quatro fios, conversor trifásico a quatro braços e carga a três fios.

Tratando matricialmente as equações, como no caso anterior, obtém-se o seguinte modelo:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & l_2 & 0 \\ 0 & 0 & l_3 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \\
 &- \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} e_{f1o}^s \\ e_{f2o}^s \\ e_{f3o}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{on}^s \\ e_{on}^s \\ e_{on}^s \end{bmatrix} \tag{3.140}
 \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{i1}^s \\ v_{i2}^s \\ v_{i3}^s \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} e_{f1o}^s \\ e_{f2o}^s \\ e_{f3o}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{oN}^s \\ e_{oN}^s \\ e_{oN}^s \end{bmatrix} \tag{3.141}
 \end{aligned}$$

onde "N" representa um ponto neutro fictício para a carga, e

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^s \\ i_{f2}^s \\ i_{f3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{i1}^s \\ i_{i2}^s \\ i_{i3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} \tag{3.142}$$

A substituição de (3.142) em (3.140) leva a

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \\
 &- \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{on}^s \\ e_{on}^s \\ e_{on}^s \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.143}$$

logo, fazendo

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{l1}^s \\ \varepsilon_{l2}^s \\ \varepsilon_{l3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{f1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_{l2}^s \\ i_{l3}^s \end{bmatrix} \tag{3.144}$$

resulta:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{f1}^s \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \\
 &- \begin{bmatrix} \varepsilon_{l1}^s \\ \varepsilon_{l2}^s \\ \varepsilon_{l3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{on}^s \\ e_{on}^s \\ e_{on}^s \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.145}$$

Pode-se, portanto, representar o modelo em componentes "123" pelo diagrama da figura 3.21, na qual,

$$i_1^s + i_2^s + i_3^s = 0 \tag{3.146}$$

já que, como a carga não possui o quarto fio e o quarto braço do conversor é inativo, não há corrente de eixo "o".

De forma compacta, a partir das equações acima, o sistema pode ser matematicamente descrito por equações idênticas às encontradas para o caso anterior, isto é (3.116) e (3.117):

$$v_n^s - e_{fn}^s = r_{tn} i_n^s + l_{tn} \frac{di_n^s}{dt} - \varepsilon_{ln}^s - e_{on}^s \tag{3.147}$$

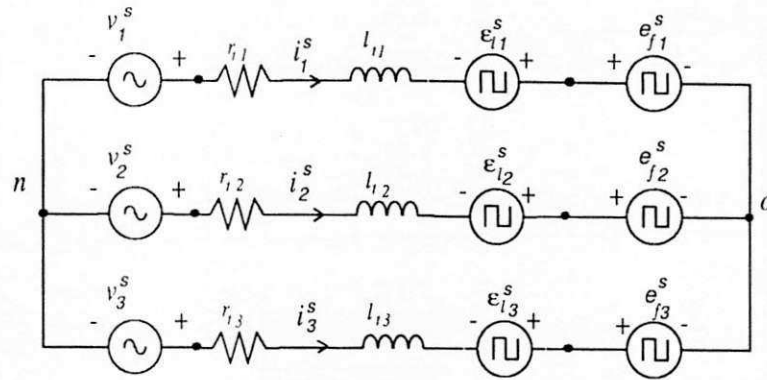


Figura 3.21: Circuito equivalente para o modelo matemático simplificado.

onde $r_{tn} = r_n + r_{fn}$, $l_{tn} = l_n + l_{fn}$, e_{on}^s é a tensão medida do ponto neutro do conversor ao neutro do sistema alimentador e ε_{in}^s é um termo de perturbação dado por:

$$\varepsilon_{in}^s = r_{fn} i_{in}^s + l_{fn} \frac{di_{in}^s}{dt} \quad (3.148)$$

Considerando-se o caso equilibrado, a análise fica simplificada tendo em vista que $e_{on}^s = 0$, $r_n = r_1 = r_2 = r_3 = r$, $r_{fn} = r_{f1} = r_{f2} = r_{f3} = r_f$ e $r_{tn} = r_{t1} = r_{t2} = r_{t3} = r_t$, analogamente, $l_n = l_1 = l_2 = l_3 = l$, $l_{fn} = l_{f1} = l_{f2} = l_{f3} = l_f$ e $l_{tn} = l_{t1} = l_{t2} = l_{t3} = l_t$, o que permite a análise de qualquer uma das fases segundo o modelo série da figura 3.14. Considerando-se que os parâmetros do sistema possam ser desequilibrados e, portanto, também levando em conta o que foi estabelecido por (3.146), cada fase pode ser representada por um circuito como o da figura 3.15, onde "n" representa a fase em estudo.

A conversão para o modelo vetorial complexo é feita da mesma forma que no caso do sistema série a três fios e será omitida.

3.5.2 Modelo em componentes "odq"

O modelo resultante da figura 3.21 é idêntico ao estudado na seção 3.3 a menos do termo de perturbação ε_{in}^s , logo, tratamento semelhante pode ser adotado, qual seja, a redução do modelo a um sistema de duas fases. Daí:

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{t1} & -r_{t2} \\ -(r_{t1} + r_{t3}) & -r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & -l_{t2} \\ -(l_{t1} + l_{t3}) & -l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{f12}^s \\ e_{f31}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{112}^s \\ \varepsilon_{131}^s \end{bmatrix} \quad (3.149)$$

Considerando as transformações definidas em (4.1) a (3.78), pode-se reescrever a equação (3.149) da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 C \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_{t1} & -r_{t2} \\ -(r_{t1} + r_{t3}) & -r_{t3} \end{bmatrix} D \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{t1} & -l_{t2} \\ -(l_{t1} + l_{t3}) & -l_{t3} \end{bmatrix} D \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \\
 &+ C \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} + C \begin{bmatrix} \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.150)$$

que resultará em:

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{td} & r_{tdq} \\ r_{tqd} & r_{tq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{td} & l_{tdq} \\ l_{tqd} & l_{tq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix} \quad (3.151)$$

onde

$$r_{td} = \frac{2r_{t1}}{3} + \frac{r_{t3}}{6} + \frac{r_{t2}}{6} \quad (3.152)$$

$$r_{tdq} = r_{tqd} = \frac{r_{t3} - r_{t2}}{2\sqrt{3}} \quad (3.153)$$

$$r_{tq} = \frac{r_{t2} + r_{t3}}{2} \quad (3.154)$$

$$l_{td} = \frac{2l_{t1}}{3} + \frac{l_{t3}}{6} + \frac{l_{t2}}{6} \quad (3.155)$$

$$l_{tdq} = l_{tqd} = \frac{l_{t3} - l_{t2}}{2\sqrt{3}} \quad (3.156)$$

$$l_{tq} = \frac{l_{t2} + l_{t3}}{2} \quad (3.157)$$

Observe-se que, no caso em que os parâmetros do sistema elétrico são equilibrados, $r_{td} = r_{tq} = r_t$, $l_{td} = l_{tq} = l_t$ e os termos fora da diagonal se anulam. No caso de parâmetros desequilibrados, os termos fora da diagonal representam acoplamentos que podem ser tratados separadamente como termos a ser compensados, a exemplo dos termos ε_{ld}^s e ε_{lq}^s .

A equação (3.151) pode ser reescrita na forma vetorial, tornando-se mais compacta, resultando em:

$$\mathbf{v}_m^s - \mathbf{e}_{fm}^s = \bar{R}_{tm} \mathbf{i}_m^s + \bar{L}_{tm} \frac{d\mathbf{i}_m^s}{dt} + \boldsymbol{\varepsilon}_{tmij}^s - \boldsymbol{\varepsilon}_{lm}^s \quad (3.158)$$

onde:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{tmij}^s = \tilde{R}_{tm} \mathbf{i}_m^s + \tilde{L}_{tm} \frac{d\mathbf{i}_m^s}{dt} \quad (3.159)$$

e:

$$\mathbf{v}_m^s = \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix}, \mathbf{e}_{fm}^s = \begin{bmatrix} e_{fd}^s \\ e_{fq}^s \end{bmatrix}, \boldsymbol{\varepsilon}_{lm}^s = \begin{bmatrix} \varepsilon_{ld}^s \\ \varepsilon_{lq}^s \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{tmij}^s = \begin{bmatrix} \varepsilon_{tdq}^s \\ \varepsilon_{tqd}^s \end{bmatrix}, \mathbf{i}_m^s = \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{tm} = \begin{bmatrix} r_{td} & 0 \\ 0 & r_{tq} \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{R}}_{tm} = \begin{bmatrix} 0 & r_{tdq} \\ r_{tqd} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{L}}_{tm} = \begin{bmatrix} l_{td} & 0 \\ 0 & l_{tq} \end{bmatrix} \text{ e } \tilde{\mathbf{L}}_{tm} = \begin{bmatrix} 0 & l_{tdq} \\ l_{tqd} & 0 \end{bmatrix}$$

o subíndice "m" indica variáveis no referencial "dq". Os termos de perturbação $\boldsymbol{\varepsilon}_{tmij}^s$, portanto, assumem ε_{tdq}^s para $m = "q"$ e ε_{tqd}^s para $m = "d"$, os quais são dados por:

$$\varepsilon_{tdq}^s = r_{tdq} i_q^s + l_{tdq} \frac{di_q^s}{dt}$$

$$\varepsilon_{tqd}^s = r_{tqd} i_d^s + l_{tqd} \frac{di_d^s}{dt}$$

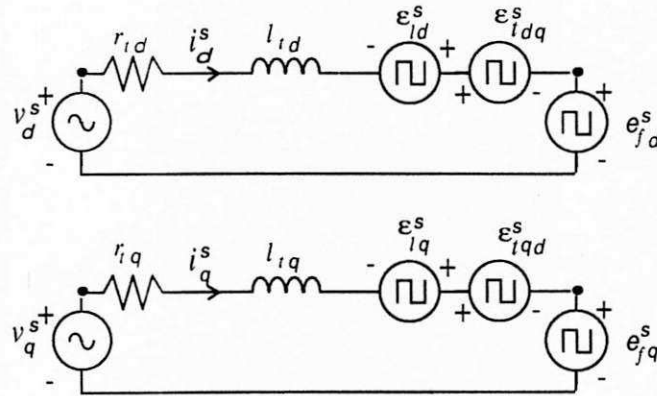


Figura 3.22: Circuitos para o modelo matemático em componentes "dq", com parâmetros do circuito desequilibrados.

As figuras 3.22a e b ilustram esquematicamente os circuitos de eixos "d" e "q" que representam o modelo em condições de parâmetros desequilibrados. A figura 3.23 repete o modelo em um único circuito "dq" adequado para a condição de equilíbrio entre os parâmetros do sistema.

A conversão para o modelo vetorial complexo é feita da mesma forma que no caso do sistema série a três fios e será omitida.

3.6 Conclusão

Foram deduzidas equações para modelar vetorialmente os sistemas trifásicos a quatro e três fios. Os modelos vetoriais estabelecidos partem da conversão do sistema trifásico em componentes

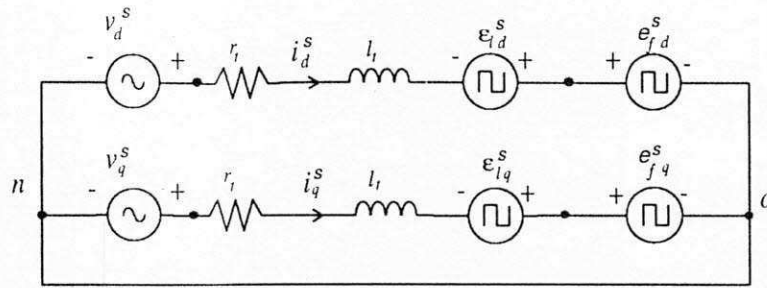


Figura 3.23: Circuito para o modelo matemático simplificado em componentes "dq", considerando o sistema com parâmetros equilibrados.

de fase para o referencial estático e, em seguida, para o modelo vetorial, constituído por dois modelos girantes em direções opostas na frequência estabelecida pelo referencial que se estiver adotando nos cálculos.

Os modelos, pela forma compacta como estão formalizados, são de aplicação simples e permitem trabalhar com os controladores, que serão apresentados no capítulo que se segue, para os quais procura-se obter uma significativa robustez, já que têm por objetivo a utilização em sistemas trifásicos desequilibrados.

No caso dos sistemas a quatro fios, foram apresentadas duas alternativas para o modelo, tendo em vista que é possível estabelecer o modelo vetorial tanto a partir do modelo estacionário "odq", como diretamente a partir do modelo em componentes de fase, tratando-se cada fase separadamente e emulando para cada uma delas uma fase em quadratura. Esta alternativa equivale a modelar o sistema na forma de três circuitos monofásicos.

Capítulo 4

Aplicação de Controladores de Corrente a Sistemas Desequilibrados

4.1 Introdução

Neste capítulo, será apresentada a modelagem matemática dos controladores utilizados na tese.

Em um sistema equilibrado a melhor escolha é a adoção de um controlador Proporcional-Integral (*PI*) para a corrente de carga, utilizando o referencial síncrono, tendo em vista que os termos de distúrbios de sequência positiva são transformados em quantidades cc facilmente compensadas pelo controlador.

Como demonstrado por Rowan e Kerkman [61], se o sistema é desequilibrado, o uso do referencial síncrono ($\omega_a = \omega_e$) só resolve os distúrbios de sequência positiva, isto é, os que giram em velocidade $\omega_e - \omega_a = 0$, já que, após a transformação de coordenadas, o distúrbio transforma-se em uma componente cc. Os termos de sequência inversa, tornam-se componentes girantes à frequência $-2\omega_e$ e, conseqüentemente, não podem ser compensados.

Por isso, decidiu-se estudar uma estrutura com dois controladores síncronos, um girante em sequência positiva e outro em sequência negativa. São denominados, respectivamente, controlador de sequência positiva e controlador de sequência negativa. Os dois controladores operam simultaneamente e as suas saídas são somadas.

Os controladores serão modelados para sistemas bifásicos “dq”, e três alternativas serão apresentadas:

1. Com o controlador “*PI*” localizado no referencial síncrono, que será denominado “Controlador *A*”;
2. Com o controlador “*PI*” localizado no referencial estacionário, que será denominado “Controlador *B*”; e,
3. Com o controlador localizado ainda no referencial estacionário, porém introduzindo uma

modificação através de uma nova variável, de forma a simplificar a lei de controle e evitar o acoplamento entre as equações dos eixos “ d ” e “ q ”. Este será denominado “Controlador C ”.

Como estes controladores são bifásicos, podem ser utilizados para o controle de sistemas trifásicos a três fios em suas componentes “ dq ”, assim como também podem ser adaptados para aplicações em sistemas monofásicos (com a emulação de um eixo “ Q ”) ou sistemas trifásicos a quatro fios adotando-se um controle independente por fase, ou seja, tratando do controle das três fases independentemente, como se fossem três sistemas monofásicos. Da mesma forma, convertendo o sistema em suas componentes “ odq ”, pode-se tratar os eixos “ dq ” de forma bifásica e o eixo “ o ” independentemente, como um circuito monofásico (também emulando um eixo “ Q ”). A aplicação aos sistemas monofásico e trifásico a quatro fios será apresentada após a modelagem dos três controladores, que será assunto da próxima seção.

4.2 Controlador de Corrente Para Operação Desequilibrada em Sistema Bifásico “ dq ”

Para uma carga equilibrada, um controlador “ PI ” pode ser empregado a fim de controlar a corrente de carga. O uso do referencial síncrono é uma estratégia que pode melhorar o desempenho, tendo sido analisada em [61]. Esta escolha, entretanto, não será a melhor quando o sistema for desequilibrado.

A partir da contribuição também trazida pela referência [61] sobre a necessidade de utilização de controladores especificamente destinados às componentes de sequência positiva e negativa, alguns trabalhos já podem ser encontrados, como [7], [64], e [63] marcando avanços à descoberta. Em especial, pode-se destacar as referências [1] e [60] que aplicaram os controladores que serão tratados neste capítulo acrescentando o controle de harmônicos.

4.2.1 Sistema Desequilibrado

Utilizando o modelo vetorial já deduzido, visto nas equações (3.103) e (3.104), é possível estudar o comportamento da malha de controle de corrente com o sistema desequilibrado. A figura 4.1, ilustra esquematicamente um sistema série a 4 fios para auxiliar na compreensão.

Supondo que o vetor corrente deve ser controlado de modo tal que $\mathbf{i}^s = I e^{j\omega_e t}$, ou seja, um vetor de sequência positiva com amplitude constante e girante em frequência angular constante, com $\mathbf{v}^s = V e^{j\omega_e t} + \tilde{V} e^{-j\omega_e t}$, uma fonte de tensão desequilibrada onde V e \tilde{V} são as amplitudes de sequência positiva e negativa, respectivamente, sob estas condições, e partindo da equações

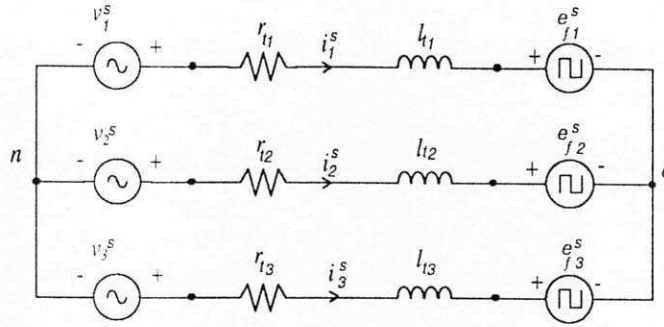


Figura 4.1: Diagrama esquemático para o circuito trifásico série a três fios..

(3.103) e (3.104) do modelo vetorial complexo:

$$\ddot{\mathbf{v}}_{dq}^s = \bar{R}_{dq} \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s + \bar{L}_{dq} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{dq}^s}{dt} + \ddot{\mathbf{e}}_{fdq}^s + \ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{dq}^s \quad (4.1)$$

$$\ddot{\tilde{\mathbf{e}}}_{dq}^s = \tilde{R}_{dq} \ddot{\mathbf{i}}_{dq}^s + \tilde{L}_{dq} \frac{d\dot{\mathbf{i}}_{dq}^s}{dt} \quad (4.2)$$

o vetor tensão \mathbf{e}_f^s será dado por:

$$\mathbf{e}_f^s = [-(R + j\omega L)I + V] e^{j\omega_e t} + \tilde{V} e^{-j\omega_e t} - \tilde{\mathbf{e}}^s \quad (4.3)$$

onde

$$\tilde{\mathbf{e}}^s = (\tilde{R} + j\omega \tilde{L}) I e^{-j\omega_e t} = \tilde{E} e^{-j\omega_e t} \quad (4.4)$$

então, o controlador precisa proporcionar uma tensão \mathbf{e}_f^s , que contém uma componente de sequência positiva dada por $[-(R + j\omega L)I + E] e^{j\omega_e t}$, mas que necessita também conter uma componente de sequência negativa dada por $(\tilde{V} - \tilde{E}) e^{-j\omega_e t}$.

Fazendo uma mudança de coordenadas ($e^{j\delta_e} = \cos \delta_e + j \sin \delta_e$), os vetores “dq”, \mathbf{v}^s , \mathbf{i}^s e \mathbf{e}_f^s podem ser transformados para o referencial síncrono de sequência positiva, segundo:

$$\mathbf{v}^s = e^{j\delta_e} \mathbf{v}^+$$

$$\mathbf{i}^s = e^{j\delta_e} \mathbf{i}^+$$

$$\mathbf{e}_f^s = e^{j\delta_e} \mathbf{e}_f^+$$

Assim, o modelo visto em (4.1), quando escrito para o referencial síncrono de sequência positiva, torna-se:

$$\mathbf{e}_f^+ = -R\mathbf{i}^+ - L \frac{d\mathbf{i}^+}{dt} - j\omega_e L\mathbf{i}^+ + \mathbf{v}^+ + \tilde{\mathbf{e}}^+ \quad (4.5)$$

Desta forma, supondo que o vetor corrente deva ser controlado tal que $\mathbf{i}^+ = I$, com $\mathbf{v}^+ = V + \tilde{V}e^{-j2\omega_e t}$ e $\tilde{\mathbf{e}}^+ = \tilde{E}e^{-j2\omega_e t}$, resultaria para o vetor tensão a ser produzido pelo controlador:

$$\mathbf{e}_f^+ = [-(R + j\omega L)I + V] + (\tilde{V} + \tilde{E})e^{-j2\omega_e t} \quad (4.6)$$

Daí, o vetor \mathbf{e}_f^+ precisa ter uma componente *cc* dada por $[-(R + j\omega L)I + V]$ e uma componente oscilante dada por $(\tilde{V} + \tilde{E})e^{-j2\omega_e t}$. A primeira, pode ser facilmente fornecida pelo controlador “PI”, entretanto, a segunda não pode ser gerada pelo mesmo controlador.

A mesma análise pode ser feita também transformando as variáveis da malha de controle de corrente em termos “dq” para o referencial síncrono de sequência negativa, utilizando o operador ($e^{-j\delta_e} = \cos \delta_e - j \operatorname{sen} \delta_e$), de modo tal que:

$$\mathbf{v}^s = e^{-j\delta_e} \mathbf{v}^-$$

$$\mathbf{i}^s = e^{-j\delta_e} \mathbf{i}^-$$

$$\mathbf{e}_f^s = e^{-j\delta_e} \mathbf{e}_f^-$$

A aplicação das transformações em (3.103), como antes, leva a:

$$\mathbf{e}_f^- = -R\mathbf{i}^- - L \frac{d\mathbf{i}^-}{dt} + j\omega L\mathbf{i}^- + \mathbf{v}^- + \tilde{\mathbf{e}}^- \quad (4.7)$$

Desta forma, supondo que o vetor corrente deva ser controlado tal que $\mathbf{i}^- = Ie^{j2\omega_e t}$, com $\mathbf{v}^- = Ve^{j2\omega_e t} + \tilde{V}$ e $\tilde{\mathbf{e}}^- = \tilde{E}$, resultaria, para o vetor tensão a ser produzido pelo controlador:

$$\mathbf{e}_f^+ = [-(R + j\omega L)I + V] + (\tilde{V} + \tilde{E})e^{-j2\omega_e t}$$

$$\mathbf{e}_f^- = [-(R + j\omega L)I + V]e^{j2\omega_e t} + (\tilde{V} + \tilde{E}) \quad (4.8)$$

Daí, o vetor \mathbf{e}_f^- precisa ter uma componente *cc* dada por $(\tilde{V} + \tilde{E})$ e uma componente oscilante dada por $[-(R + j\omega L)I + V]e^{j2\omega_e t}$. A primeira, pode ser facilmente fornecida pelo controlador “PI”, entretanto, a segunda não pode ser gerada pelo mesmo controlador.

Contudo, nota-se, verificando simultaneamente (4.6) e (4.8), que a combinação de dois controladores, sendo um no referencial de sequência positiva e o outro no referencial de sequência negativa, pode providenciar os vetores de tensão requisitados para o controle do sistema desbalanceado. Daí porque, nas próximas subseções, serão apresentadas três propostas para a estrutura de um controlador, composto por dois controladores diferentes, um girante na velocidade $+\omega_e$ e o outro na velocidade $-\omega_e$, ambos operando simultaneamente, sendo somadas suas saídas para a obtenção do sinal de referência resultante.

4.2.2 Controlador A

No espaço de estado, as leis de controle do controlador "PI", para as sequências positiva e negativa, podem ser escritas como:

$$\xi^+ = e^{-j\delta_e} \xi^s \quad (4.9)$$

$$\frac{dx^+}{dt} = k_i^+ \xi^+ \quad (4.10)$$

$$e_f^{+*} = x^+ + k_p^+ \xi^+ \quad (4.11)$$

$$\xi^- = e^{j\delta_e} \xi^s \quad (4.12)$$

$$\frac{dx^-}{dt} = k_i^- \xi^- \quad (4.13)$$

$$e_f^{-*} = x^- + k_p^- \xi^- \quad (4.14)$$

$$e_f^{s*} = e^{j\delta_e} e_f^{+*} + e^{-j\delta_e} e_f^{-*} \quad (4.15)$$

onde $\xi^s = i^{s*} - i^s$, é o erro de corrente estacionário; x^+ e x^- , variáveis de estado associadas à parte integral do controlador; e_f^{+*} , e_f^{-*} e e_f^{s*} , as tensões de referência de sequência positiva, negativa e estacionária; e k_p^+ , k_i^+ , k_p^- e k_i^- , os ganhos das partes de sequência positiva e negativa do controlador, respectivamente. O superescrito "*" indica variáveis de referência.

Transformando as equações em um sistema discreto no tempo, conforme mostrado no apêndice I, vem:

$$\xi^+(k) = e^{-j\delta_e(k)} \xi^s(k) \quad (4.16)$$

$$x^+(k) = x^+(k-1) + hk_i^+ \xi^+(k-1) \quad (4.17)$$

$$e_f^{+*}(k) = x^+(k) + k_p^+ \xi^+(k) \quad (4.18)$$

$$\xi^-(k) = e^{j\delta_e(k)} \xi^s(k) \quad (4.19)$$

$$x^-(k) = x^-(k-1) + hk_i^- \xi^-(k-1) \quad (4.20)$$

$$e_f^{-*}(k) = x^-(k) + k_p^- \xi^-(k) \quad (4.21)$$

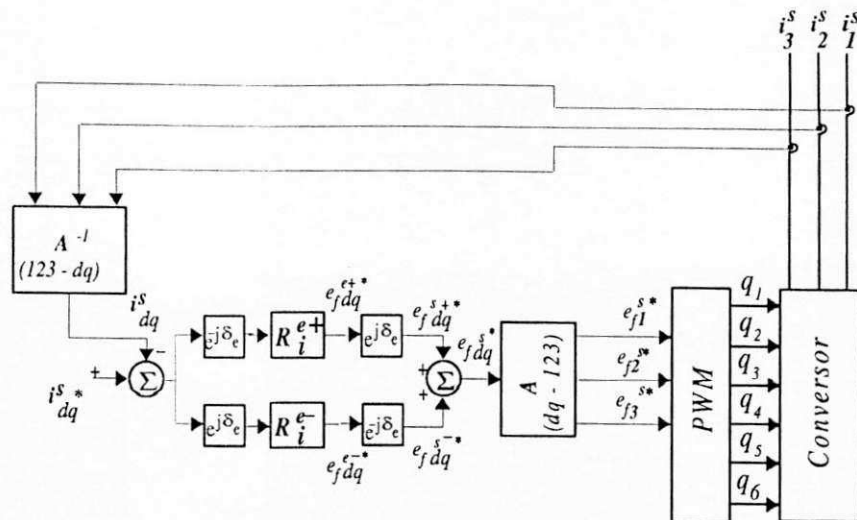


Figura 4.2: Diagrama de blocos para o controlador "A", no sistema elétrico trifásico série a três fios no referencial síncrono.

$$e_f^{s*}(k) = e^{j\delta_e(k)} e_f^{+*}(k) + e^{-j\delta_e(k)} e_f^{-*}(k) \quad (4.22)$$

onde $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ representa os instantes discretos kh , sendo h o período de amostragem. Para ω_e constante, as transformações de coordenadas $e^{j\delta_e(k)}$ e $e^{-j\delta_e(k)}$ podem ser calculadas de forma mais fácil, considerando que $e^{j\delta_e(k)} = e^{j\delta_e(k-1)} e^{j\omega_e h}$, já que $e^{j\omega_e h}$ é constante.

A figura 4.2 mostra o diagrama de blocos do controlador A. Alií, A e A^{-1} representam, respectivamente, as transformações do referencial "dq" para o trifásico e, vice-versa, definidas no apêndice G. Os blocos indicados por R_i^{e+} e R_i^{e-} , representam os controladores de corrente situados no referencial síncrono. As transformações de coordenadas $e^{-j\delta_e}$ e $e^{j\delta_e}$, realizam as conversões do referencial estacionário "dq" para o síncrono de sequência positiva e vice-versa, enquanto as transformações de coordenadas $e^{j\delta_e}$ e $e^{-j\delta_e}$, também realizam conversões, sendo que agora o referencial síncrono é o de sequência negativa.

4.2.3 Controlador B

Como o controlador no referencial síncrono de sequência positiva e negativa requer o uso das transformações de coordenadas $e^{j\delta_e}$ e $e^{-j\delta_e}$, é interessante emular o controlador no referencial estacionário para evitar estas transformações, como propuzeram [61] e como utilizou-se em [7] e [1]. Isto se faz introduzindo as seguintes expressões:

$$\mathbf{x}_+^s = e^{j\delta_e} \mathbf{x}^+ \quad (4.23)$$

$$\mathbf{x}_-^s = e^{-j\delta_e} \mathbf{x}^- \quad (4.24)$$

e

$$k_p = k_p^+ + k_p^- \quad (4.25)$$

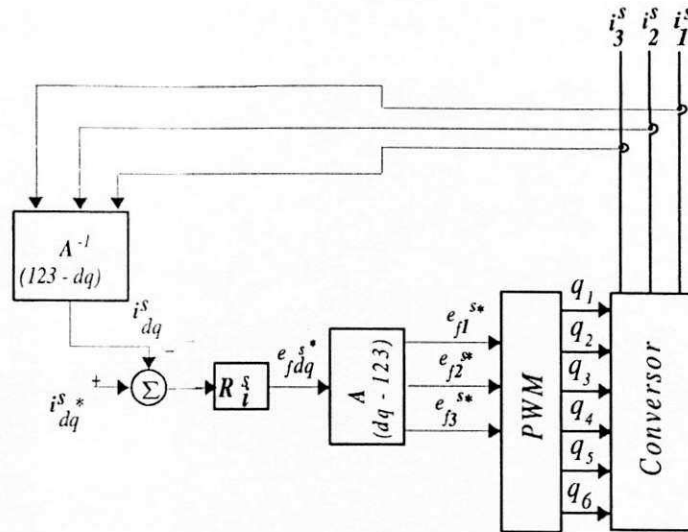


Figura 4.3: Diagrama de blocos do controlador "B" (ou C, conforme as equações utilizadas), no sistema elétrico trifásico a três fios, no referencial estacionário.

e usando as equações (4.9) a (4.15), o que resulta, como se vê no apêndice F, em

$$\frac{dx_+^s}{dt} = j\omega_e x_+^s + k_i^+ \xi^s \quad (4.26)$$

$$\frac{dx_-^s}{dt} = -j\omega_e x_-^s + k_i^- \xi^s \quad (4.27)$$

$$e_f^{s*} = x_+^s + x_-^s + k_p \xi^s \quad (4.28)$$

cuja versão discreta no tempo, obtida conforme demonstrado no apêndice I, pode ser escrita como:

$$x_+^s(k) = e^{j\omega_e h} x_+^s(k-1) + jk_i^+ \left(\frac{1 - e^{j\omega_e h}}{\omega_e} \right) \xi^s(k-1) \quad (4.29)$$

$$x_-^s(k) = e^{-j\omega_e h} x_-^s(k-1) + jk_i^- \left(\frac{1 - e^{-j\omega_e h}}{\omega_e} \right) \xi^s(k-1) \quad (4.30)$$

$$e_f^{s*}(k) = x_+^s(k) + x_-^s(k) + k_p \xi^s(k) \quad (4.31)$$

A figura 4.3 mostra o diagrama de blocos do controlador *B*.

A carga computacional do modelo discreto no tempo do controlador *A*, com ω_e variável, é levemente superior à do controlador *B*. Se ω_e for constante, os parâmetros dos controladores não são variáveis no tempo e a comparação torna-se favorável ao controlador *B*.

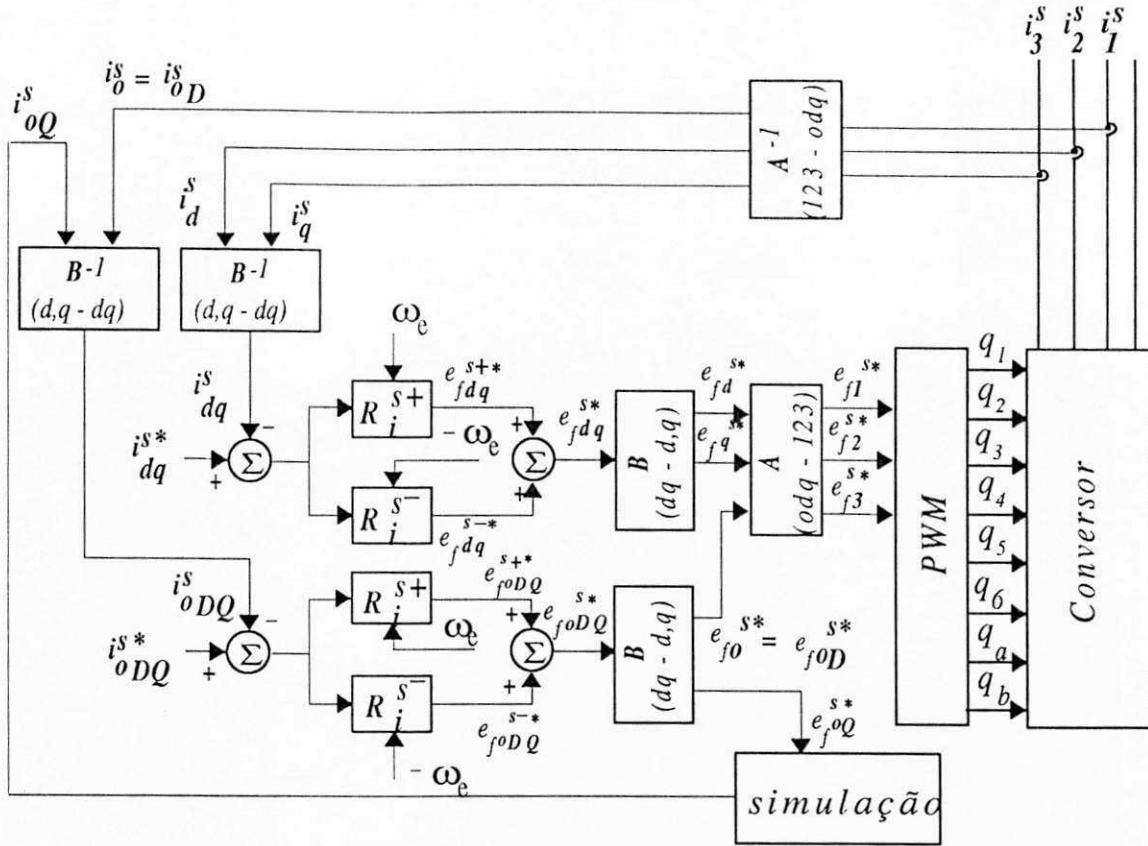


Figura 4.4: Diagrama de blocos do controlador B, no referencial estacionário, aplicado ao modelo "odq".

4.2.4 Controlador C

O uso dos ganhos k_i^+ e k_i^- com valores idênticos simplifica o modelo do controlador quando se utiliza o referencial estacionário. Observando-se as equações (4.26) a (4.28), nota-se que $k_i^+ = k_i^- = k_i$ e, introduzindo-se uma nova variável $\mathbf{x}_a^s = \mathbf{x}_+^s + \mathbf{x}_-^s$ e $\mathbf{x}_b^s = j\omega_e (\mathbf{x}_+^s - \mathbf{x}_-^s)$, as equações do modelo estacionário de sequência positiva e negativa estacionário, aqui denominadas "equações do controlador C", tornam-se:

$$\frac{d\mathbf{x}_a^s}{dt} = 2k_i^+ \boldsymbol{\xi}^s + \mathbf{x}_b^s \quad (4.32)$$

$$\frac{d\mathbf{x}_b^s}{dt} = -\omega_e^2 \mathbf{x}_a^s \quad (4.33)$$

$$\mathbf{e}_f^{s*} = \mathbf{x}_a^s + k_p \boldsymbol{\xi}^s \quad (4.34)$$

Esta lei de controle é significativamente mais simples que a do controlador B e a equação do eixo d é desacoplada da do eixo q. Isto a torna muito adequada para controlar sistemas monofásicos (e trifásicos a quatro fios desequilibrados) porque evita a emulação do eixo q.

Na versão discreta no tempo, seguindo o mesmo procedimento do apêndice I, as equações do controlador C , tornam-se:

$$\mathbf{x}_a^s(k) = \cos(\omega_e h) \mathbf{x}_a^s(k-1) + \left(\frac{1}{\omega_e}\right) \sin(\omega_e h) \mathbf{x}_b^s(k-1) + 2k_i \left(\frac{1}{\omega_e}\right) \sin(\omega_e h) \boldsymbol{\xi}^s(k-1) \quad (4.35)$$

$$\mathbf{x}_b^s(k) = -\omega_e \sin(\omega_e h) \mathbf{x}_a^s(k-1) + \cos(\omega_e h) \mathbf{x}_b^s(k-1) + 2k_i [\cos(\omega_e h) - 1] \boldsymbol{\xi}^s(k-1) \quad (4.36)$$

$$\mathbf{e}_f^{s*}(k) = \mathbf{x}_a^s(k) + k_p \boldsymbol{\xi}^s(k) \quad (4.37)$$

A figura 4.3 também é adequada para mostrar, em diagrama de blocos, o controlador C , considerando-se no bloco R_i^s as equações deste controlador ao invés daquelas do controlador B .

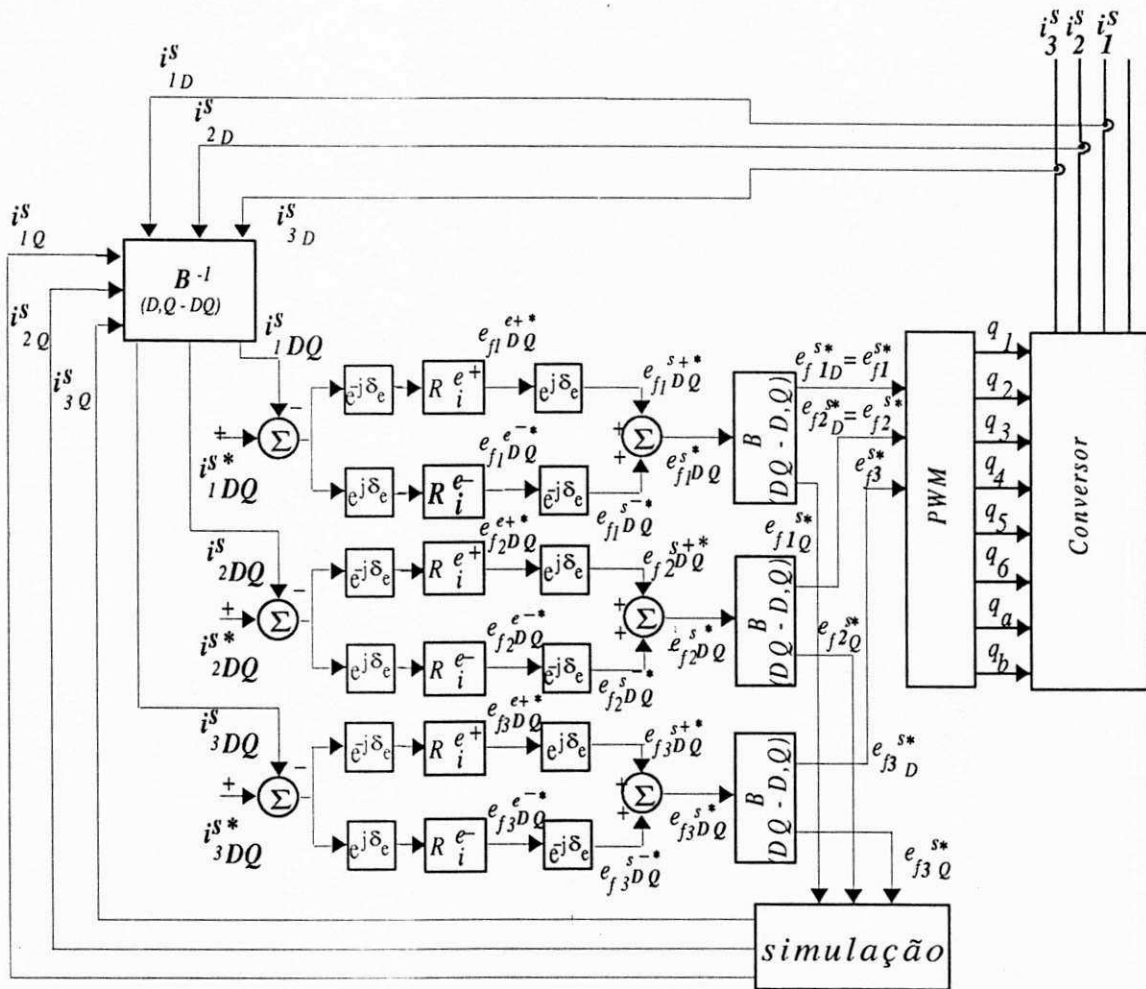


Figura 4.5: Diagrama de blocos para o controlador A, no referencial síncrono, aplicado a sistema a quatro fios, um controlador por fase.

4.3 Controlador de Corrente Para Operação Desequilibrada em Sistema a Quatro fios

Os controladores *A*, *B* e *C*, apresentados na seção anterior, podem ser adaptados para o controle de sistemas a quatro fios.

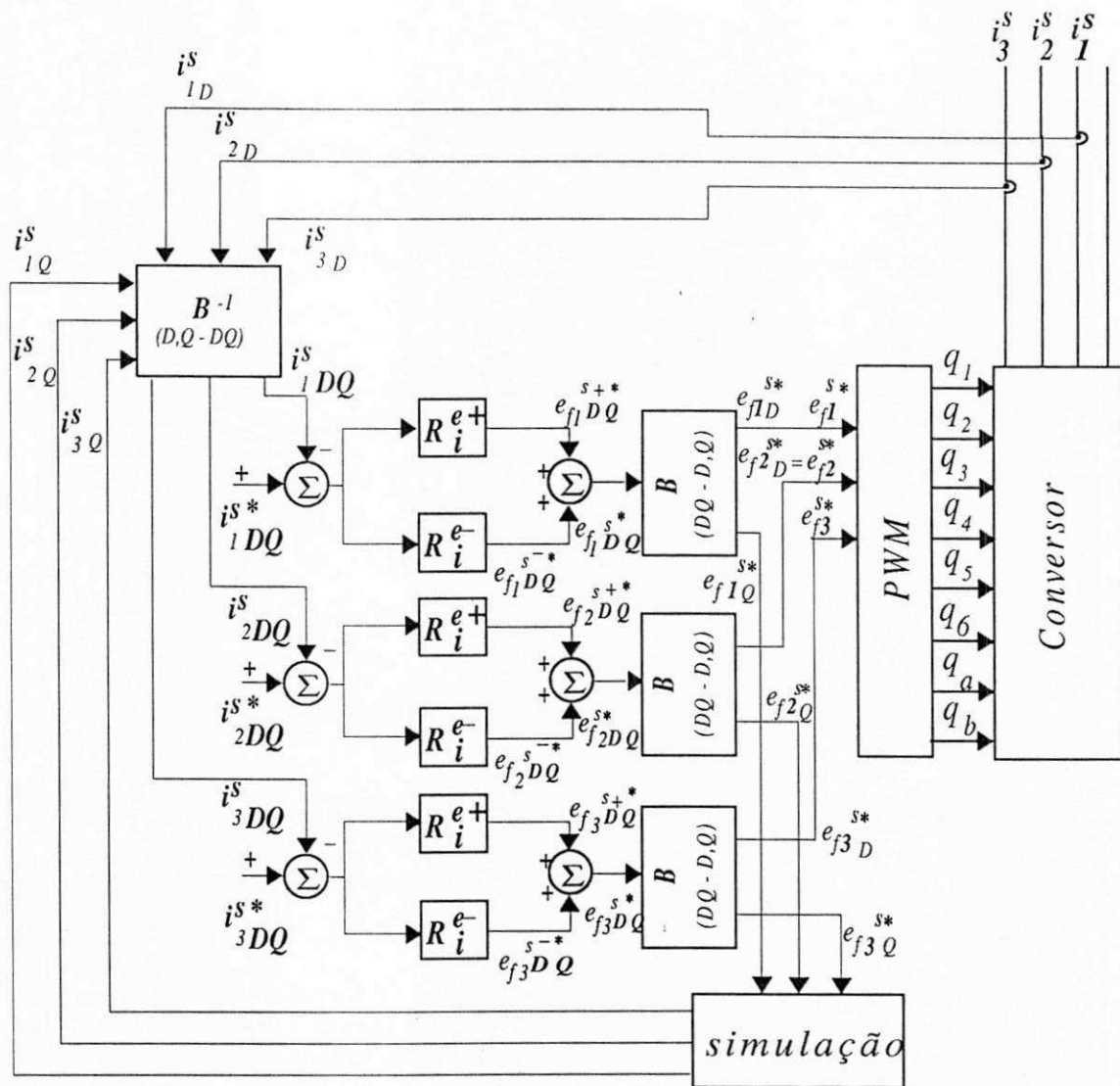
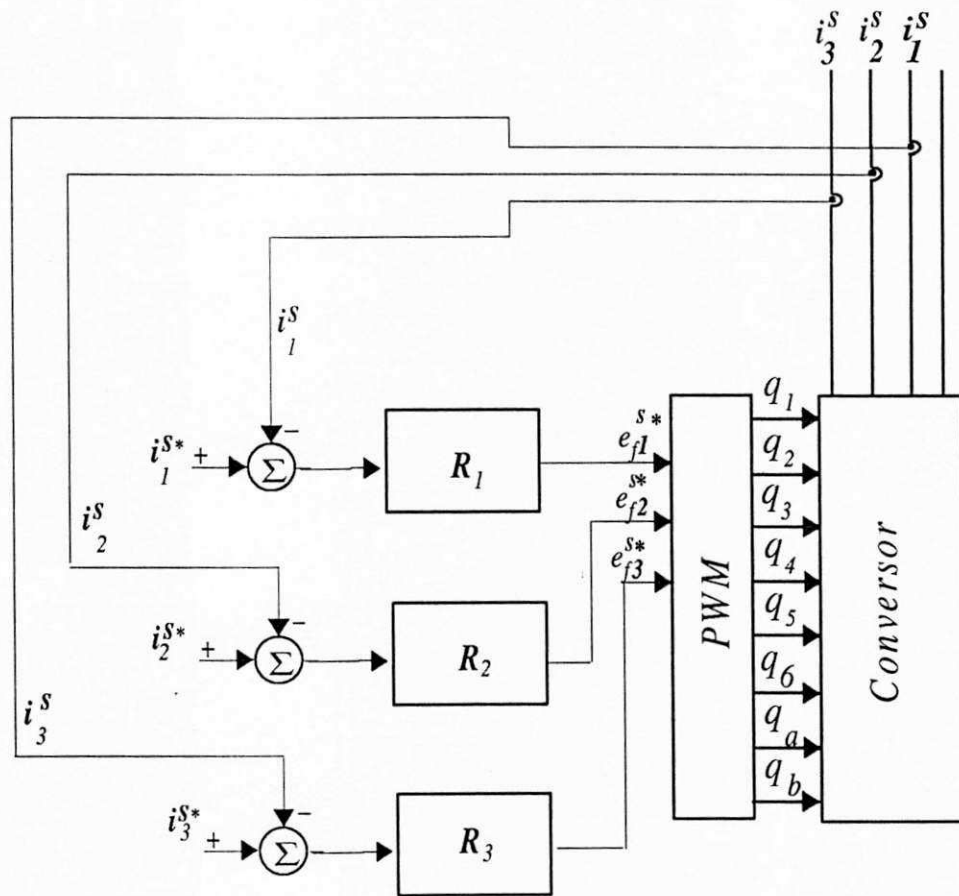


Figura 4.6: Diagrama de blocos para aplicação do controlador B, no referencial estacionário, em sistemas a quatro fios, um controlador por fase.

Nesta seção, será apresentada uma adaptação do controlador *A*, em três situações:

1. Utilizando duas duplas de controladores síncronos, uma para gerenciar as componentes “dq” e outra para o termo homopolar, no referencial estacionário. Para o termo homopolar, será necessário utilizar um modelo de circuito fictício que representará o circuito homopolar de eixo “q”. A figura 4.4 mostra a estratégia de controle em diagrama de blocos. Ali, os blocos *B* e B^{-1} representam matrizes de transformação do modelo vetorial

- “dq” para o modelo de dois vetores complexos conjugados “dq”, definidas no capítulo anterior (equações (3.28) e (3.29)) e no apêndice C;
2. Também modelado no referencial síncrono, serão utilizados três conjuntos de controladores síncronos, um para cada fase da rede elétrica, correspondendo cada fase ao eixo “d”, e simulando um circuito em cada fase para emular, no modelo matemático, o eixo “q”. Para diferenciar do caso anterior, que trabalha com as verdadeiras componentes “odq”, as variáveis reais das três fases serão denominadas como de eixo “D”, e as emuladas, de eixo “Q”. A figura 4.5 apresenta a situação em diagrama de blocos;
 3. Finalmente, será modelado o controlador B também num conjunto de três eixos “DQ”, como no caso anterior, porém, desta vez, utilizando-se o referencial estacionário. A figura 4.6 ilustra o caso em diagrama de blocos.



1

Figura 4.7: Diagrama de blocos para aplicação do controlador C, no referencial estacionário, em sistemas a quatro fios, um controlador por fase.

Na figura 4.5, os blocos $e^{-j\delta_e}$ e $e^{j\delta_e}$ proporcionam a transformação de coordenadas do referencial estacionário para os referenciais síncronos de sequência positiva e negativa, respectiva-

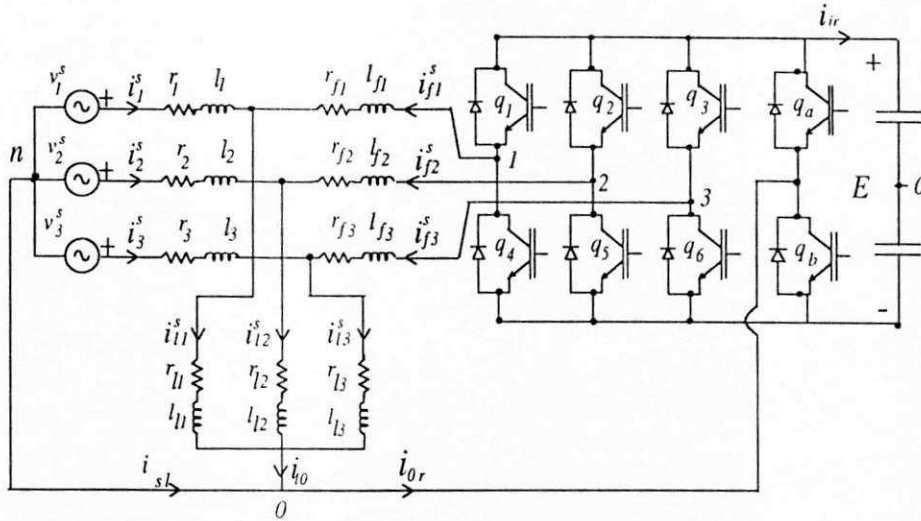


Figura 4.8: Diagrama esquemático do sistema utilizado para simular os controladores.

mente. O bloco definido como PWM representa o controle da modulação por largura de pulsos e o bloco denominado Conversor, representa o inversor e uma eventual carga *RLE*. Os blocos R_i^{e+} , R_i^{e-} assim como os R_i^{s+} , R_i^{s-} , representam os controladores “PI” nos referenciais síncrono (superíndice *e*) e estacionário (superíndice *s*), respectivamente, e, em seus componentes de seqüências positiva (*e+* e *s+*) e negativa (*e-* e *s-*).

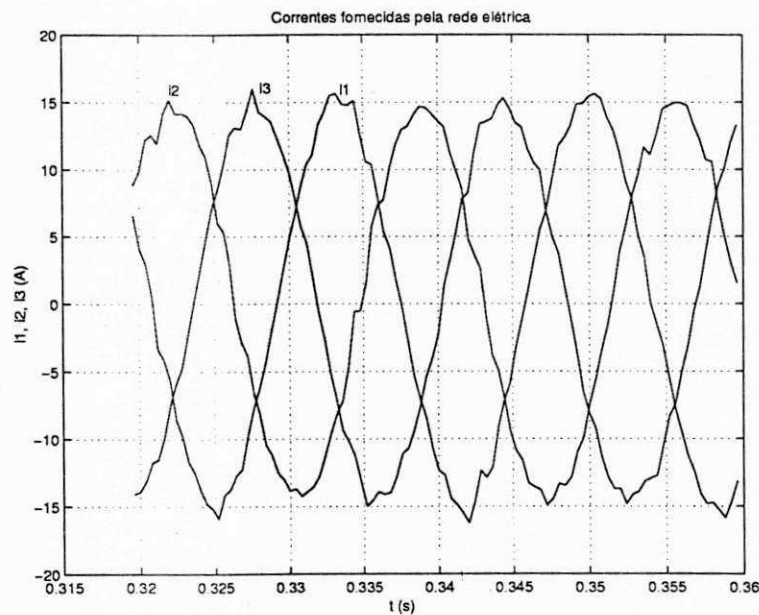


Figura 4.9: Curvas da simulação das correntes de linha no alimentador (gerador-PAC), para as fases 1, 2 e 3.

A figura 4.7 mostra, para um sistema a quatro fios, um diagrama de blocos ilustrando a configuração do controlador *C*. Observe-se sua semelhança com o controlador *B*, sendo bastante simplificado. Os blocos R_1 a R_3 representam as equações do controlador.

Observe-se ainda que, o controlador da figura 4.4 possui apenas dois controladores síncronos (um a menos), o que representa uma simplificação em relação aos esquemas das figuras 4.5 e 4.6, entretanto, como se poderá ver nas equações (3.33) e (3.41), existe um fator complicador a mais neste modelo devido aos acoplamentos entre as componentes “dq” e homopolar e vice-versa.

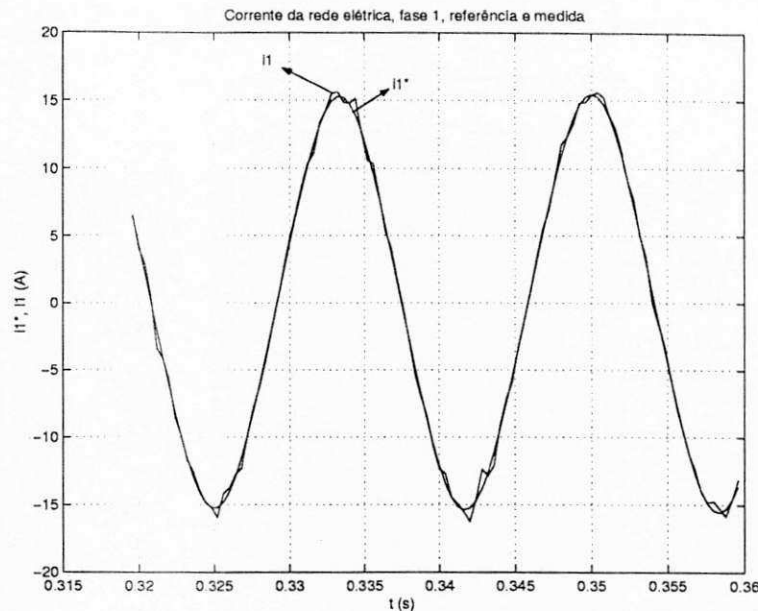


Figura 4.10: Curvas da simulação das correntes de linha medida e de referência na fase 1 do alimentador (gerador-PAC).

4.4 Verificação através de simulações

Para demonstrar a eficiência dos controladores modelados neste capítulo quando atuando em Filtros Ativos conectados a um barramento industrial contendo carga trifásica desequilibrada tal como o sistema ilustrado na figura 2.1, foram realizadas simulações para os diversos modelos apresentados e nos referenciais síncrono e estacionário.

A figura 4.8 ilustra o sistema de forma mais detalhada. Nas simulações, o bloco indicado como “carga trifásica a 4 fios” foi modelado como três cargas RL onde uma das resistências assumiu valor 1000 vezes maior que as outras duas para caracterizar o desequilíbrio.

Os parâmetros do sistema utilizado foram escolhidos de modo a compatibilizar resultados com os obtidos em [65] e [66]. Alguns desses valores foram posteriormente alterados visando obter resultados melhores para o comportamento dos controladores e a diminuição das oscilações no lado de cc do Filtro Ativo, provocadas pelo elevado desequilíbrio das correntes do alimentador. Estas referências não levaram em consideração tal possibilidade. Desta forma, nas simulações foram utilizados os seguintes parâmetros:

$$r_{s1} = r_{s2} = r_{s3} = 0,5\Omega$$

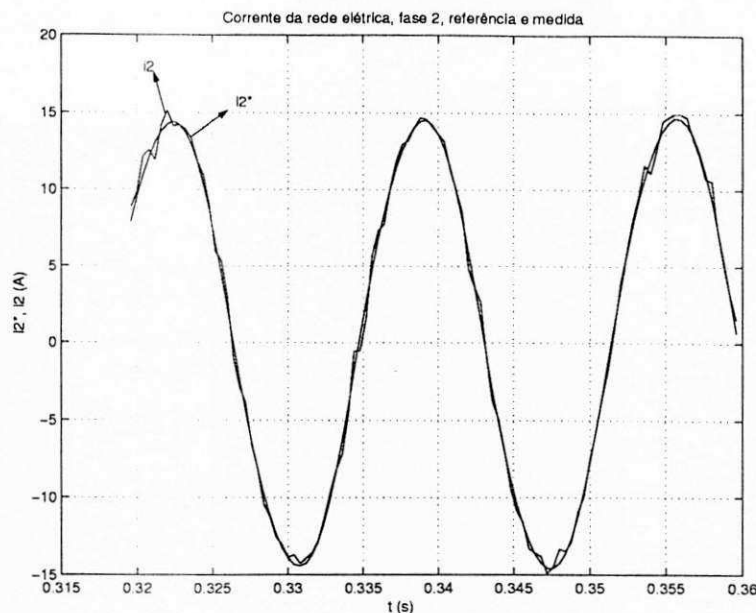


Figura 4.11: Curvas da simulação das correntes de linha medida e de referência na fase 2 do alimentador (gerador-PAC).

$$l_{s1} = l_{s2} = l_{s3} = 50mH$$

$$r_{f1} = r_{f2} = r_{f3} = 0,1\Omega$$

$$l_{f1} = l_{f2} = l_{f3} = 10mH$$

$$r_{l1} = 7000\Omega$$

$$r_{l2} = r_{l3} = 7,0\Omega$$

$$l_{l1} = l_{l2} = l_{l3} = 10mH$$

A tensão entre fases da fonte foi estabelecida em $250V$ e a frequência da rede em $60Hz$. A tensão no lado cc do Filtro Ativo foi estabelecida em $550V$ e o capacitor utilizado foi de $2600\mu F$.

As figuras 4.9 a 4.15 apresentam os resultados obtidos nas simulações para o caso do controlador A, no referencial síncrono. Os testes com os demais controladores, referenciais ou com outras condições de desequilíbrios da carga resultaram curvas semelhantes.

A figura 4.9 mostra as três correntes de linha “medidas” durante a simulação. Observe-se que, apesar do forte desequilíbrio existente na carga, as correntes guardam formas de onda semelhantes, deslocamentos de fase idênticos e amplitudes idênticas. Algumas distorções em frequência elevada que se verificam são provocadas pelo chaveamento do Conversor. Seria

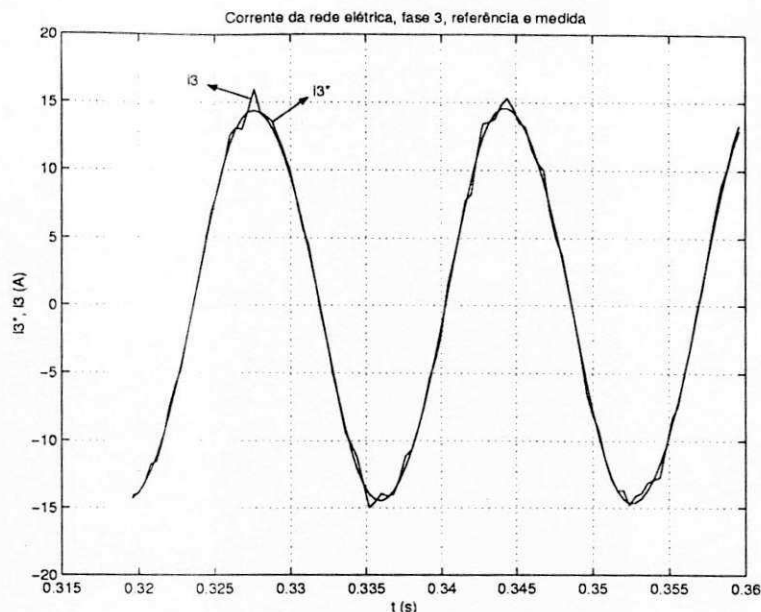


Figura 4.12: Curvas da simulação das correntes de linha medida e de referência na fase 3 do alimentador (gerador-PAC).

possível, como demonstrou Rui em [1] ampliar a atuação do controlador projetando-o também para a eliminação de frequências harmônicas, o que não foi feito neste trabalho.

As figuras 4.10 a 4.12 mostram as correntes de referência e correntes “medidas” nas fases 1, 2 e 3, respectivamente, demonstrando que o controlador conseguiu fazer com que as correntes de linha do alimentador “seguissem suas referências”.

As figuras 4.13 a 4.15 mostram as tensões das fases 1, 2 e 3 com suas respectivas correntes, para demonstrar a eficiência do controle de fase das correntes. As tensões são medidas ao neutro e, na figura aparecem reduzidas em amplitude por dez vezes para melhorar a visualização.

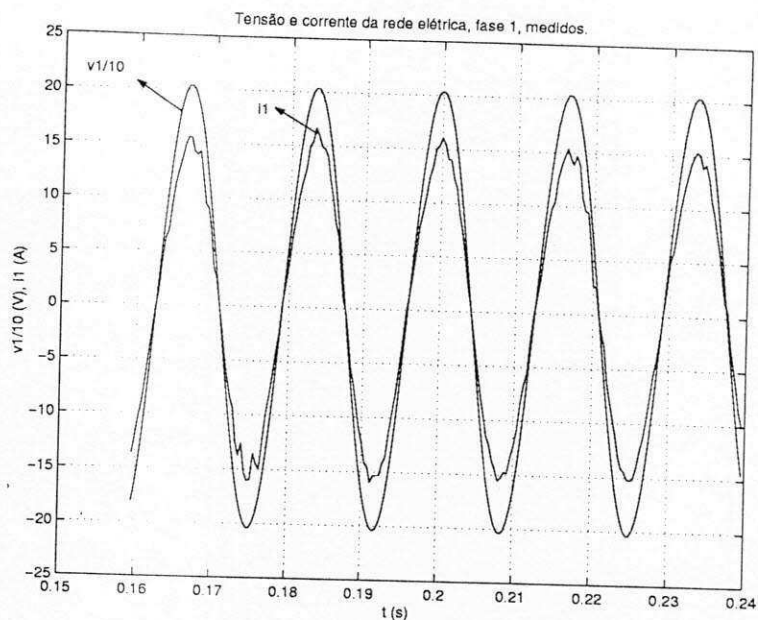


Figura 4.13: Curvas da simulação da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas na fase 1 do alimentador (gerador-PAC).

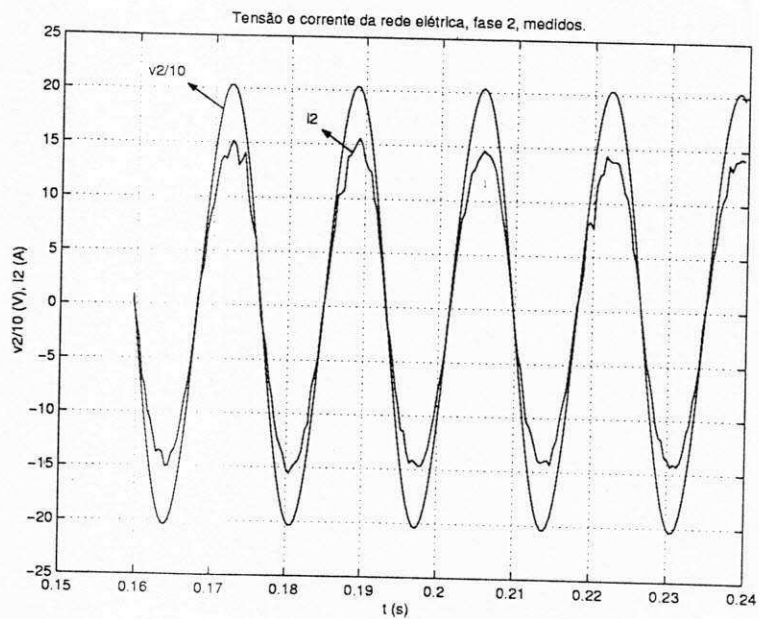


Figura 4.14: Curvas da simulação da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas na fase 2 do alimentador (gerador-PAC).

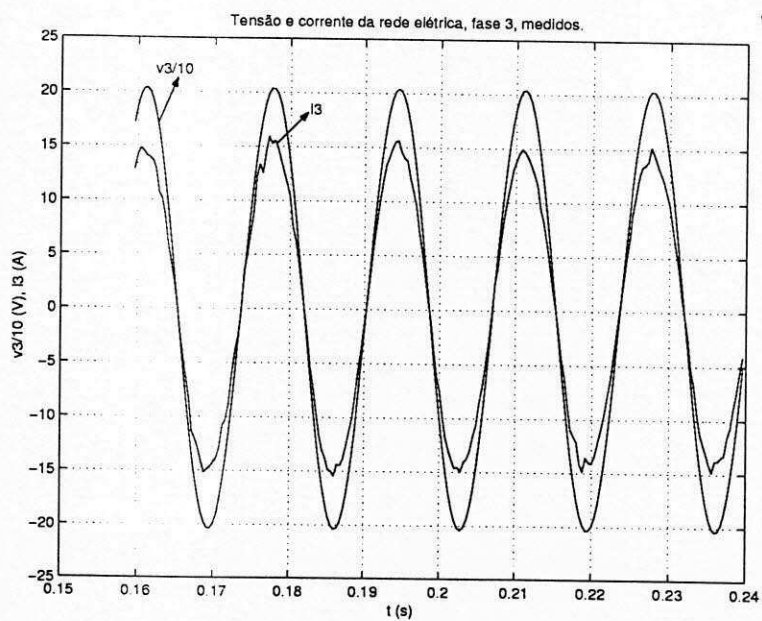


Figura 4.15: Curvas da simulação da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas na fase 3 do alimentador (gerador-PAC).

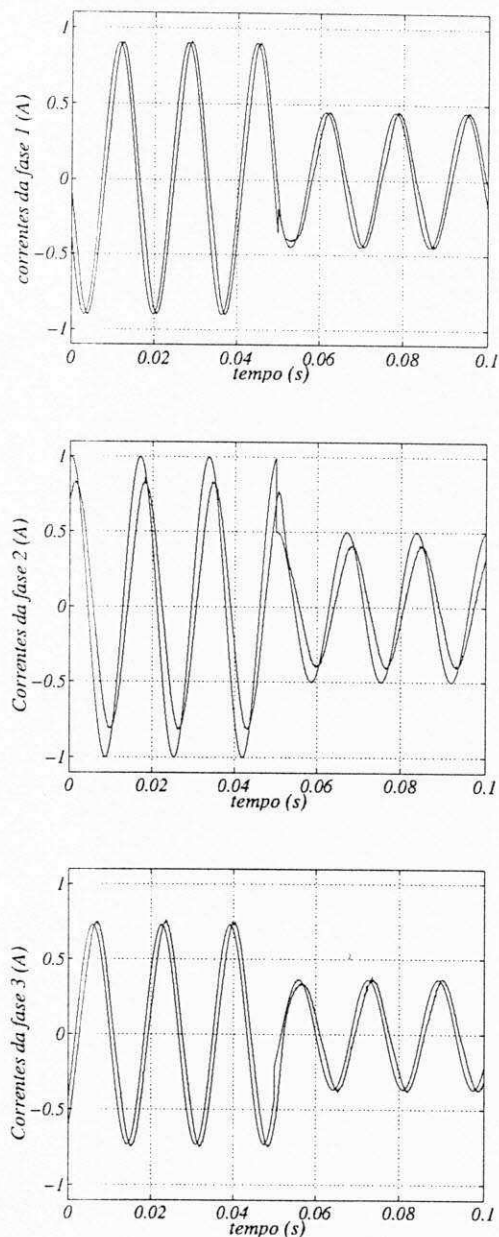


Figura 4.16: Curvas experimentais das correntes de linha e respectivas referências utilizando apenas o controlador de sequência positiva.

4.5 Resultados Experimentais

Inicialmente, foram realizados testes experimentais para demonstrar a diferença em se utilizar, em um sistema desequilibrado, um único controlador de sequência positiva e o controlador ora proposto incluindo dois controladores em referenciais girantes em direções opostas. O sistema utilizado para essa experiência foi configurado de forma idêntica ao sistema série da figura 4.1.

Depois, foram realizados testes experimentais para confirmar o funcionamento das estratégias de controle para o sistema funcionando na configuração em “T”, a quatro fios com carga a quatro fios, ou seja, com a carga em derivação, conforme visto na figura 4.8, e a um sistema idêntico, porém sem conexão da carga ao neutro. O controlador utilizado foi o controlador *C*.

4.5.1 Sistema Série

No experimento, as impedâncias série foram obtidas introduzindo-se um motor de indução trifásico, cujos parâmetros são:

Resistências de estator e rotor por fase: $r_1 = 26,8\Omega$, $r_2 = 26,8\Omega$,

Indutâncias de estator e rotor por fase: $l_1 = 23mH$, $l_2 = 23, mH$,

Indutância de magnetização: $l_m = 498mH$;

em série com uma das fases foi introduzido um resistor de $26,8\Omega$ e, com outra fase, um indutor de $23mH$.

As correntes de referência foram impostas da seguinte forma:

$$i_1^s = I_1 \cos(\omega_e t), \text{ para } 0 \leq t < (t_{\max}/2)$$

$$i_2^s = I_2 \cos(\omega_e t - 2\pi/3), \text{ para } 0 \leq t < (t_{\max}/2)$$

$$i_3^s = I_3 \cos(\omega_e t + 2\pi/3), \text{ para } 0 \leq t < (t_{\max}/2)$$

$$i_1^s = (I_1/2) \cos(\omega_e t), \text{ para } (t_{\max}/2) \leq t \leq t_{\max}$$

$$i_2^s = (I_2/2) \cos(\omega_e t - 2\pi/3), \text{ para } (t_{\max}/2) \leq t \leq t_{\max}$$

$$i_3^s = (I_3/2) \cos(\omega_e t + 2\pi/3), \text{ para } (t_{\max}/2) \leq t \leq t_{\max}$$

onde, $I_1 = 0,9A$, $I_2 = 1,0A$, e $I_3 = 0,73A$

Os resultados obtidos estão apresentados através dos gráficos constantes das figuras 4.16 a 4.17. Na figura 4.16 pode-se verificar que a corrente medida guarda um erro significativo em magnitude e em fase com relação às referências.

Na figura 4.17, com a adoção dos dois controladores por fase, pode-se verificar que as correntes medidas seguem as respectivas referências, a menos de curtos momentos em que foram aplicados os transitórios.

Fica, portanto, comprovada a importância da estratégia de controle apresentada quando da utilização de sistemas desequilibrados.

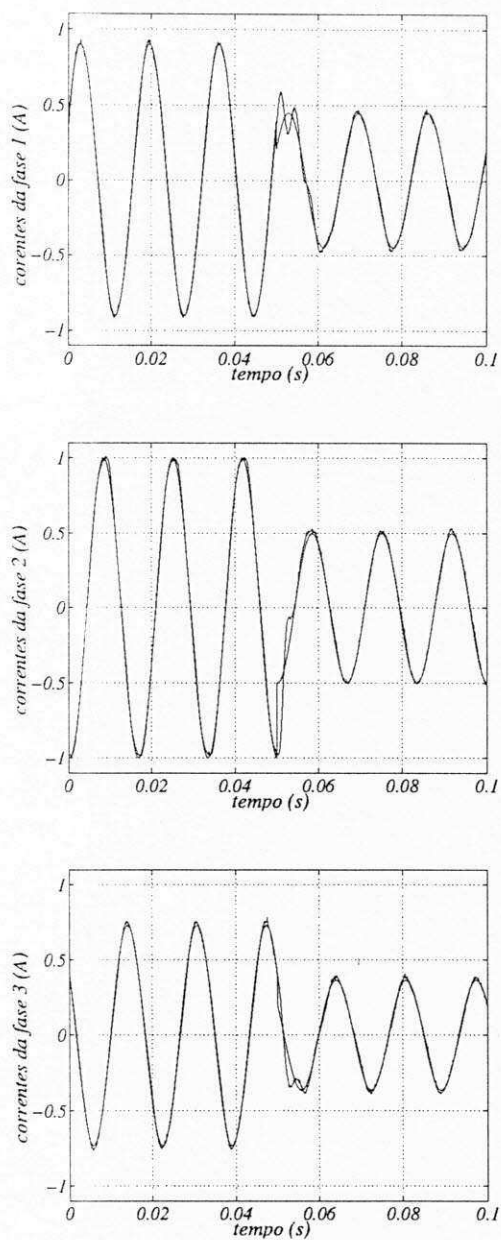


Figura 4.17: Curvas experimentais das correntes de linha e respectivas referências utilizando os controladores de sequência positiva e negativa.

4.5.2 Sistema em “T”

O sistema modelado na seção anterior deste capítulo, foi implementado experimentalmente adotando-se parâmetros equilibrados para a interligação com a rede elétrica. Os valores dos parâmetros foram:

- parâmetros da rede elétrica por fase: $r = 0,19\Omega$, $l = 5\mu H$,
- conexão ao Filtro Ativo, por fase: $r_f = 0,25\Omega$ e $l_f = 8mH$.

A carga, não linear, de baixo fator de potência e desequilibrada, foi constituída por três resistores em paralelo com um motor de indução operando em vazio, cujos parâmetros medem:

- resistores: $r_{l1} = 96,8\Omega$, $r_{l2} = 242\Omega$ e $r_{l3} = 484\Omega$
- parâmetros do motor de indução:
 - + resistências de estator e rotor: $r_1 = 13\Omega$, $r_2 = 13\Omega$,
 - + indutâncias de estator e rotor: $l_1 = 23mH$, $l_2 = 23, mH$,
 - + indutância de magnetização: $l_m = 498mH$.

Cabe observar que o motor de indução utilizado é bastante desequilibrado e estes parâmetros representam uma média.

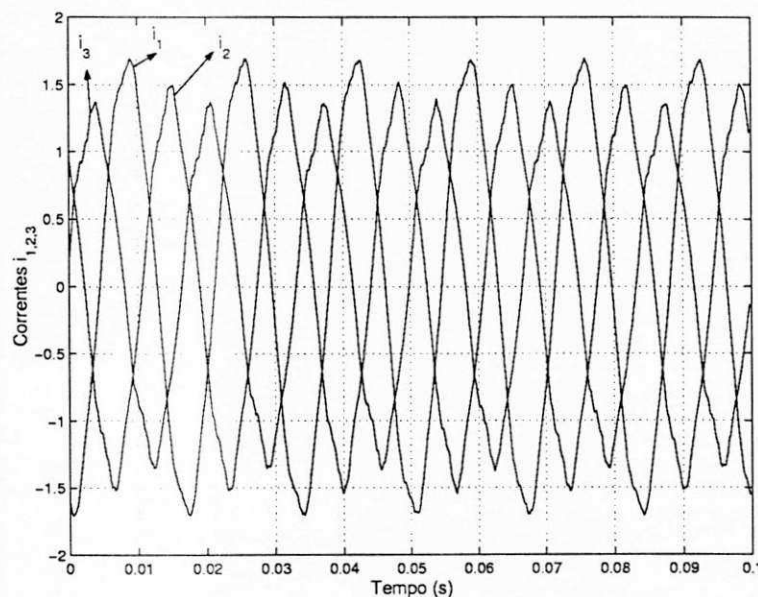


Figura 4.18: Curvas das correntes de linha medidas experimentalmente no alimentador (gerador-PAC) para as fases “123”, no sistema com carga a 4 fios sem controladores.

A amplitude da tensão da rede foi definida em $60V$ e a tensão no lado de “cc” do Filtro Ativo foi regulada para $150V$ com o capacitor sendo de $1000\mu F$.

Nos primeiros testes foram observadas algumas variações rápidas indesejadas (picos) em alguns pontos das formas de onda das correntes. O problema foi identificado como causado durante transitórios de chaveamento do Filtro Ativo em situações que o ponto de conexão do neutro flutuou, isto é, curtos momentos em que todas as chaves da “semiponte” superior ou

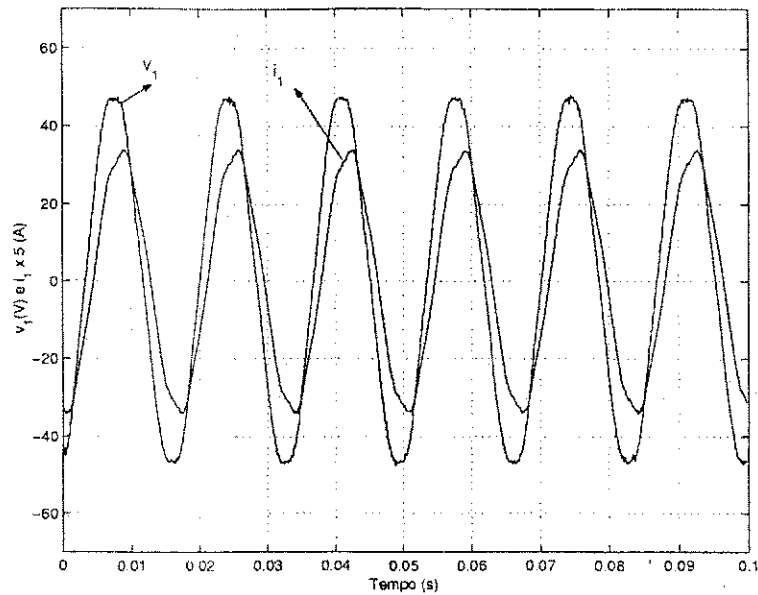


Figura 4.19: Curvas da tensão fase-neutro e correntes de linha medidas experimentalmente na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 4 fios.

inferior do Filtro Ativo estavam desligadas, à espera do sinal de controle para a entrada em operação da próxima chave. Decidiu-se inserir uma pequena indutância ($2,0mH$) conectada ao ponto neutro do Filtro Ativo e as variações desapareceram.

Sistema a quatro fios com carga a quatro fios

A primeira experiência foi com o sistema operando com o Filtro Ativo desconectado, para verificar o comportamento sem a sua presença e assim poder avaliar melhor sua atuação e do controlador. Os resultados obtidos estão sintetizados nas figuras 4.18 e figura 4.19.

A observação das curvas mostradas na figura 4.18 que apresenta as três correntes no sistema de alimentação, i_1^s , i_2^s e i_3^s demonstra que elas são desequilibradas e sofrem efeito de distorção decorrentes dos próprios desequilíbrios da carga, dos desequilíbrios existentes nas tensões disponibilizadas pela rede elétrica para o atendimento ao Laboratório e também em função de não linearidades da própria carga (motor de indução).

A figura 4.19 mostra, para a fase 1, a tensão medida ao neutro e a corrente de linha, v_1^s e i_1^s , permitindo verificar o baixo fator de potência. As medições acusaram o fator de potência de 0,8. Observe-se que, na figura, a corrente aparece multiplicada por um fator 5, para dar uma visão melhor da relação entre as duas curvas.

Com o Filtro Ativo conectado ao sistema novos testes foram realizados. As figuras 4.20 a 4.22 sintetizam os resultados obtidos.

Pode-se ver, nas curvas apresentadas na figura 4.20 que as correntes de linha i_1^s , i_2^s e i_3^s no alimentador passam a ser equilibradas em magnitude e fase. Observa-se um nível de ruído superior ao encontrado nas simulações, que foi atribuído a:

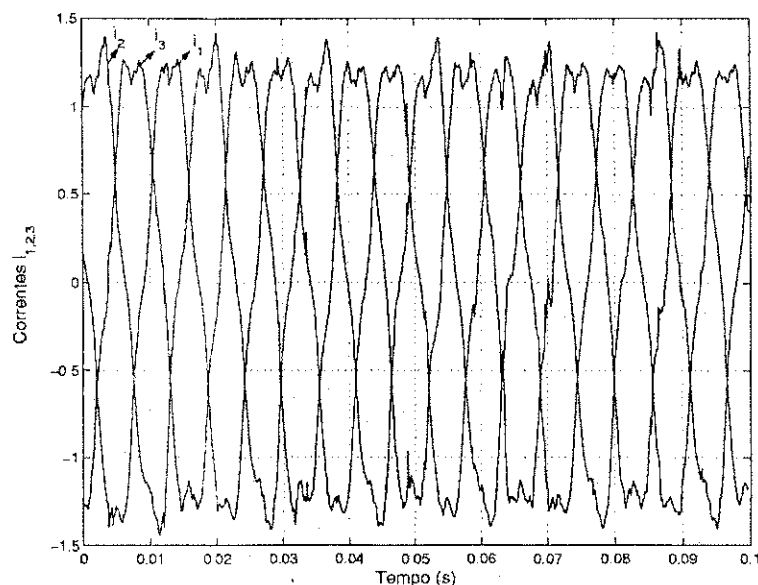


Figura 4.20: Curvas das correntes de linha medidas experimentalmente no alimentador (gerador-PAC), com o Filtro Ativo conectado: sistema com carga a 4 fios.

1. o Filtro Ativo utilizado dispunha de um capacitor no lado de “cc” relativamente pequeno ($1000\mu F$);
2. não foi implementado um controlador para a filtragem de harmônicos; e,
3. devido à limitação no sistema de aquisição disponível na plataforma de testes: o sistema dispõe de apenas seis entradas para aquisição dos dados medidos, e, sendo necessário medir a tensão sobre os capacitores do lado de “cc” do Filtro Ativo, deixou-se de medir uma das tensões de alimentação. Esta tensão foi calculada em função das outras duas tensões medidas, considerando que o sistema elétrico estaria equilibrado e a soma das três tensões resultaria, instantaneamente, nula. Como a tensão da rede de alimentação do Laboratório contém desequilíbrios, este cálculo incorreu sempre em um certo erro.

Ressalte-se que limitações de tempo impediram a implementação dos controladores voltados ao controle das distorções harmônicas, projeto anteriormente já testado em outras situações diferentes da que foi testada no presente estudo por Oliveira [60] e por Carvalho Jr. [1].

A figura 4.21 mostra, para a fase 1, as medições da tensão ao neutro e da corrente de linha (v_1^s e i_1^s) permitindo verificar o elevado fator de potência obtido (0,99 nas medições).

A figura 4.22 mostra, para a fase 1, as correntes de linha medida e de referência obtida na saída do controlador, i_1^s e i_1^{s*} permitindo verificar que o controlador, apesar do elevado grau de desequilíbrio apresentado pela carga, conseguiu fazer com que as correntes do alimentador seguissem as referências.

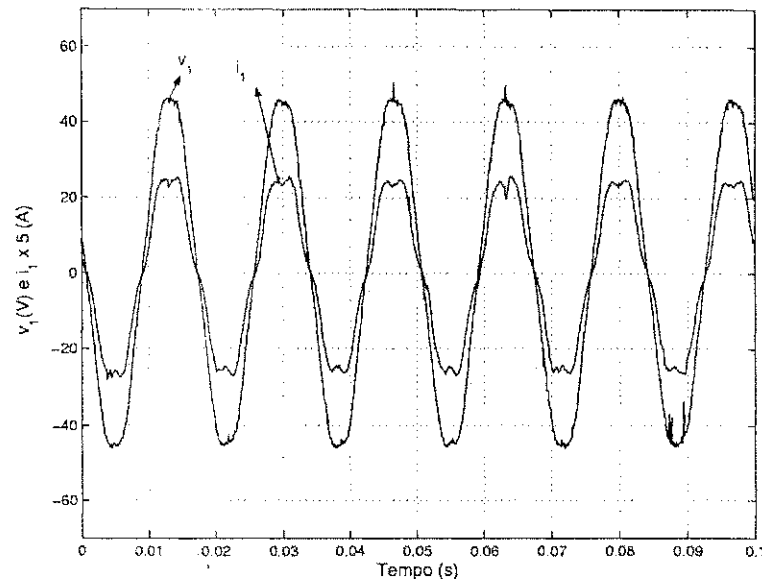


Figura 4.21: Curvas da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas experimentalmente na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 4 fios.

Sistema a quatro fios com carga a três fios

A amplitude da tensão da rede foi definida em $60V$ e a tensão no lado de “cc” do Filtro Ativo foi regulada para $150V$ com o capacitor sendo de $1000\mu F$.

A primeira experiência foi com o sistema operando com o Filtro Ativo desconectado, para verificar o comportamento anterior e assim poder avaliar melhor a atuação do Filtro e do controlador. Os resultados obtidos estão sintetizados nas figuras 4.23 e figura 4.24.

Como no caso anterior, pode-se constatar que as correntes do alimentador, i_1^s , i_2^s e i_3^s , sem a atuação do Filtro Ativo, são desequilibradas em magnitude e fase e ainda guardam distorções causadas pelas próprias correntes desequilibrantes.

A figura 4.24 permite verificar, para a fase 1, a tensão medida ao neutro e a corrente de linha, v_1^s e i_1^s demonstrando o baixo fator de potência. As medições acusaram o fator de potência de 0,81.

Com o Filtro Ativo conectado ao sistema novos testes foram realizados. As figuras 4.25 a 4.27 sintetizam os resultados obtidos.

A figura 4.25 mostra as três correntes de linha i_1^s , i_2^s e i_3^s , comprovando que foi obtido equilíbrio em magnitude e em fase entre elas. Como no caso anterior, observa-se um nível de ruído superior ao encontrado nas simulações, que foi atribuído ao fato de que o Filtro Ativo utilizado dispunha de um capacitor no lado de “cc” relativamente pequeno ($1000\mu F$) e ao fato de não se ter implementado um controlador para a filtragem de harmônicos. Os controladores apresentados neste capítulo podem também ser utilizados com essa finalidade, conforme adotado por Carvalho Jr. [1].

A figura 4.26 mostra, para a fase 1, a tensão medida ao neutro e a corrente de linha, v_1^s e i_1^s

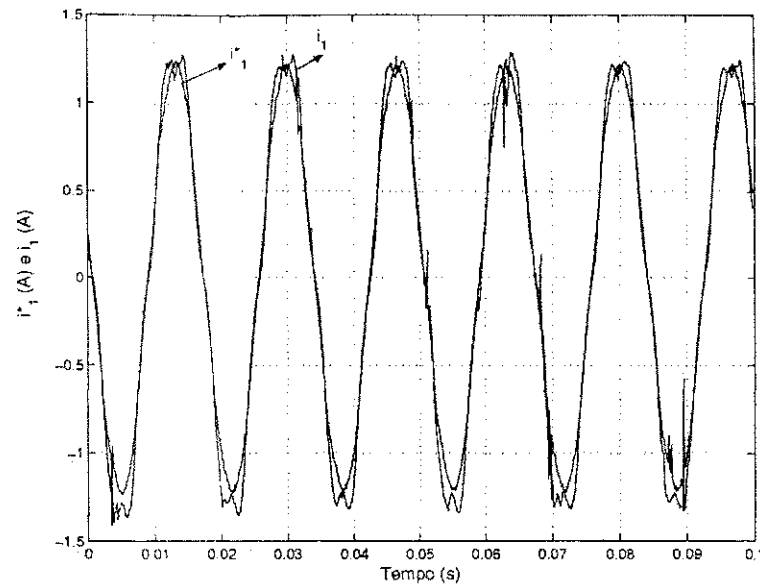


Figura 4.22: Curvas das correntes de linha experimentais, medida e de referência, da fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 4 fios.

permitindo verificar o elevado fator de potência obtido (0,99).

A figura 4.27 mostra, para a fase 1, as correntes de linha medida e de referência, obtida na saída do controlador, i_1^s e i_1^{s*} , permitindo verificar que as correntes do alimentador acompanharam as correntes de referência.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma modelagem de um controlador “PI” aplicado no controle de sistemas monofásicos e trifásicos a três e quatro fios.

Foi demonstrada a necessidade da combinação de controladores síncronos de sequência positiva e negativa para os casos de sistemas desequilibrados. Três modelos destes controladores, voltados para aplicação a sistemas bifásicos foram apresentados.

Mostrou-se também como tais controladores podem ser combinados para aplicação no controle de sistemas trifásicos desequilibrados. Estes foram apresentados considerando-se situações de uso no referencial síncrono e estacionário, conforme esteja estabelecido o modelo do sistema.

Os controladores foram equacionados na formulação exata, em suas equações trigonométricas, e também na forma discretizada, para aplicações digitais. Foi também apresentado o modelo do controlador no referencial síncrono matematicamente transposto para o referencial estacionário e, finalmente, foi apresentada a aplicação no controle de Filtros Ativos trifásicos a quatro braços, em sistemas contendo cargas desequilibradas a três e quatro fios, modelados no capítulo anterior.

Os testes foram implementados através de simulações digitais, tendo-se apresentado resulta-

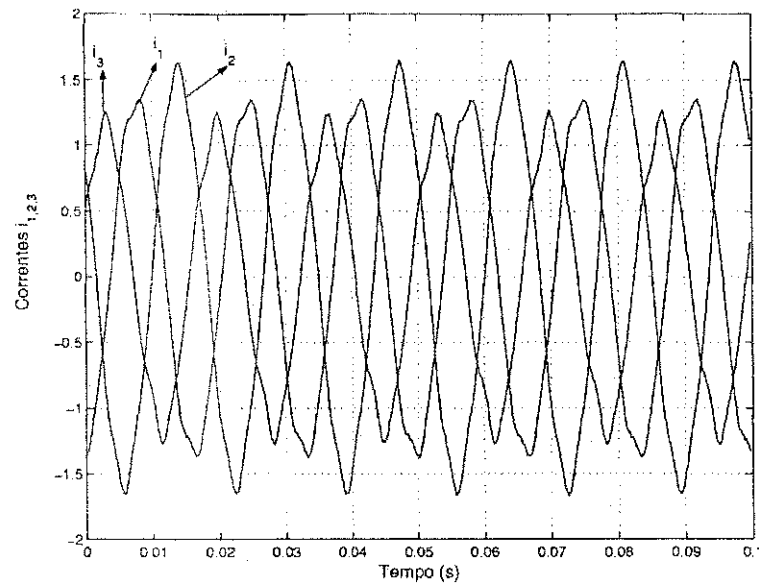


Figura 4.23: Curvas das correntes de linha medidas experimentalmente no alimentador (gerador-PAC), com o Filtro Ativo desconectado: sistema com carga a 3 fios.

dos obtidos em um sistema a quatro fios com carga desequilibrada a quatro fios, e em montagem experimental, envolvendo sistema idêntico e as duas situações: carga desequilibrada a três fios e a quatro fios.

Os resultados obtidos demonstram a necessidade de adoção de uma estratégia de controle do tipo da aqui apresentada sempre que se estiver lidando com sistemas desequilibrados. Demonstraram ainda a viabilidade da aplicação de Filtros Ativos em derivação no controle do fator de potência e do desequilíbrio das correntes nos sistemas elétricos.

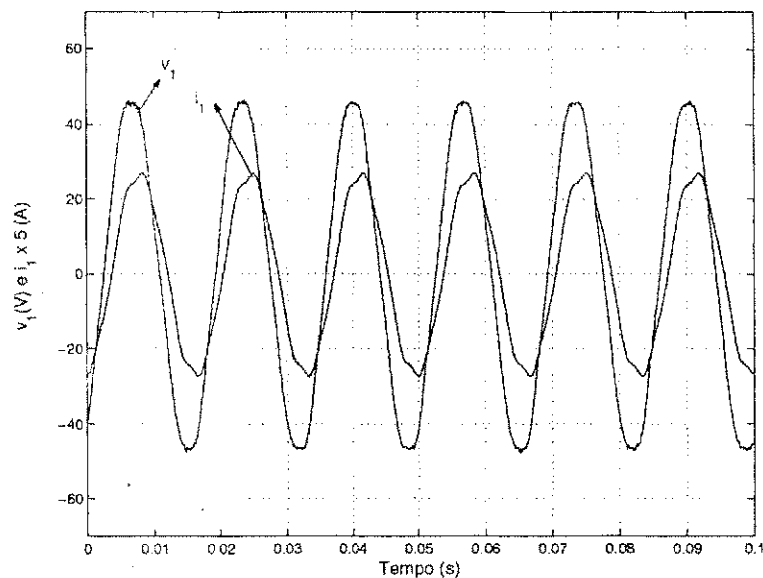


Figura 4.24: Curvas da tensão fase-neutro e corrente de linha medidas experimentalmente na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 3 fios.

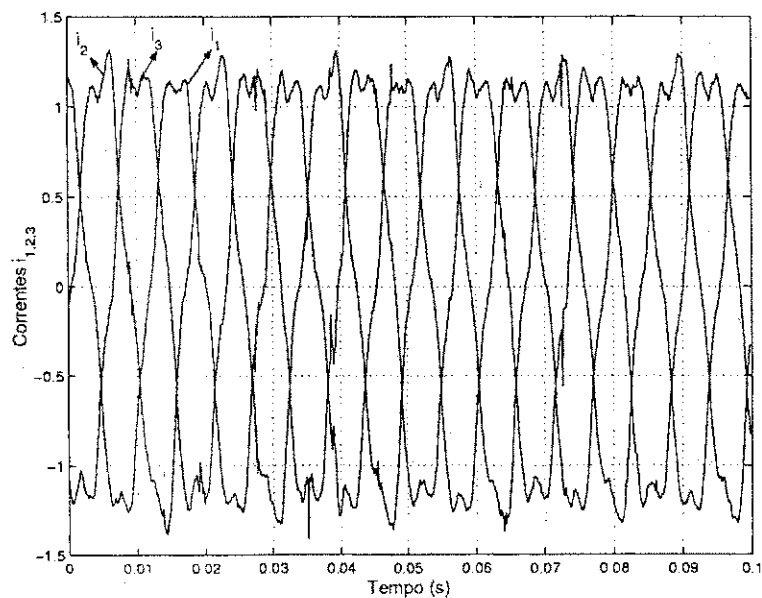


Figura 4.25: Curvas das correntes de linha experimentalmente medidas no alimentador (gerador-PAC), com o Filtro Ativo conectado ao sistema: sistema com carga a 3 fios.

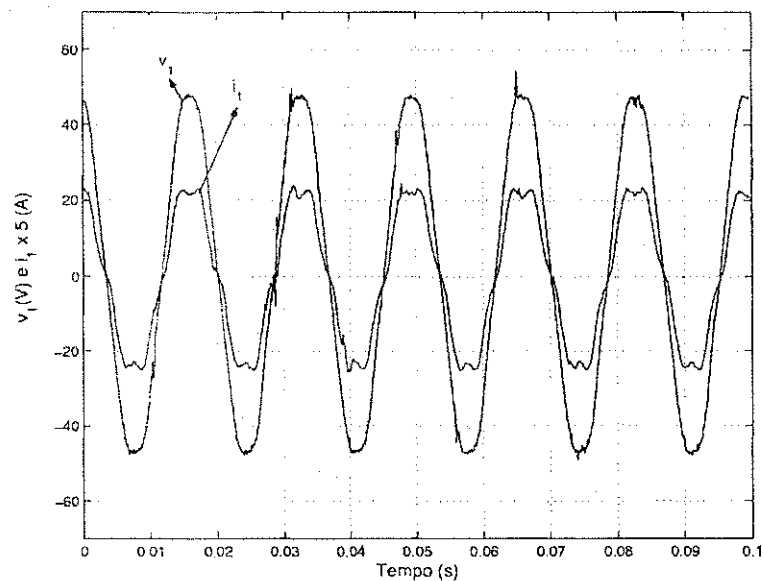


Figura 4.26: Curvas da tensão fase-neutro e corrente de linha experimentalmente medidas na fase 1 do alimentador: sistema com carga a 3 fios.

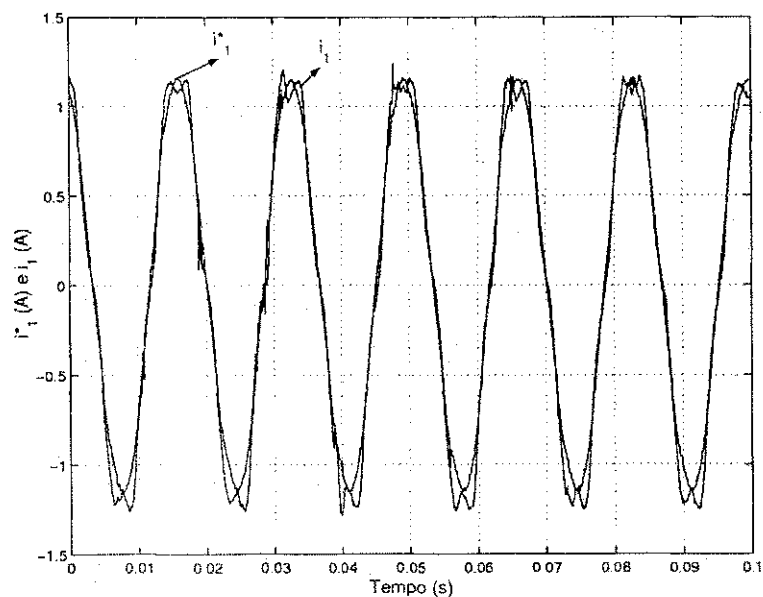


Figura 4.27: Curvas das correntes de linha experimentais, medida e de referência, na fase 1 do alimentador (gerador-PAC): sistema com carga a 3 fios.

Capítulo 5

Tolerância a Falhas

5.1 Introdução

Os sistemas estudados nos capítulos anteriores funcionam em condições equilibradas e desequilibradas, adotando-se as estratégias de controle estudadas. O equipamento compensador, responsável por gerar a corrente determinada pelo sinal de saída do controlador, foi, em todos os casos, um conversor do tipo fonte de tensão, operando como Filtro Ativo.

Neste capítulo, será analisada uma outra situação particular e mais radical de desequilíbrio, que é aquela que ocorre quando algum distúrbio afeta o conversor (Filtro Ativo), interrompendo o funcionamento de um de seus braços. Tais distúrbios podem ser causados pela abertura de uma das fases que alimentam o filtro, pela falha no comando dos sinais de disparo de uma das chaves ou pelo bloqueio permanente de uma das chaves semicondutoras, de tal forma que o sistema de controle do Filtro Ativo anule o funcionamento do braço correspondente.

Na ocorrência de um distúrbio, a operação do conversor normalmente precisa ser interrompida para uma manutenção não-programada, entretanto, sendo possível isolar a falta, este procedimento é preferível, pois mantém o conversor atuando, ainda que parcialmente. Na referência [54] os autores mostram que é possível a um conversor a três fios permanecer operando de forma equilibrada quando da perda de um dos braços, se o condutor neutro for conectado ao ponto médio do conjunto de capacitores do lado de "cc".

Outros pesquisadores têm se preocupado em estudar esta alternativa de operação, podendo-se citar [55], [56], [57], [58] e [59].

Aqui será analisado o caso de um conversor a quatro fios e quatro braços com carga trifásica, sendo verificados, primeiro, uma situação em que a carga tem conexão ao neutro, e, depois, sem esta conexão.

5.2 Sistema a 4 Fios com Carga em "T" a 4 Fios

A figura 5.1 apresenta um circuito trifásico composto por um sistema alimentador, uma carga RLE e um Filtro Ativo composto por um conversor tipo fonte de tensão (CFT). Observe-se a conexão do quarto braço do conversor ao neutro do sistema alimentador da rede elétrica.

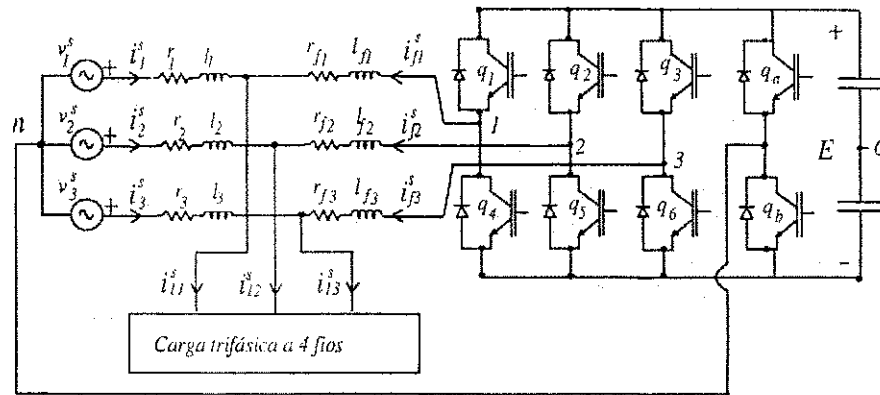


Figura 5.1: Conversor trifásico a quatro braços em sistema trifásico a quatro fios e carga a quatro fios.

A potência ativa consumida pelo conversor é mínima, sendo apenas aquela necessária ao suprimento das perdas demandadas para que o mesmo forneça a potência reativa e os harmônicos solicitados pela carga, a fim de que as correntes do sistema alimentador sejam senoidais e equilibradas. Supondo que a carga e o sistema elétrico de alimentação sejam equilibrados, o controle do Filtro Ativo é obtido pela regulação de suas correntes "dq", i_{fd}^s e i_{fq}^s . As correntes de referência para elas, $i_f^{s*} = i_{fd}^{s*} + j i_{fq}^{s*}$, podem ser obtidas a partir de:

1. vetor das correntes da carga, $i_{lr}^s = i_{lr d}^s + j i_{lr q}^s$, tomando-se a componente reativa, que é a componente ortogonal ao vetor da tensão da rede de alimentação $v^s = v_d^s + j v_q^s$ obtido pela projeção do vetor corrente após transformações trigonométricas;
2. vetor das correntes harmônicas da carga, $i_{lh}^s = i_{lh d}^s + j i_{lh q}^s$, envolvendo todas as componentes da corrente da carga, obtidas por filtragens, cujas frequências diferem da fundamental;
3. vetor das correntes ativas absorvidas pelo Filtro Ativo, $i_f^s = i_{fd}^s + j i_{fq}^s$, vetor em fase com o vetor das tensões de alimentação v^s , cuja amplitude é definida pelo regulador da tensão do capacitor no barramento de "cc" do conversor.

5.2.1 Modelo Trifásico Pós-distúrbio

A obtenção do modelo pós-distúrbio adotado neste trabalho, pode ser facilitada observando-se a equação (3.117) e, a partir dela, pelas considerações decorrentes do tipo de distúrbio, deduzindo-se as expressões que resultam. Três possibilidades de distúrbios devem ser consideradas: a que

inviabiliza a operação do conversor na fase “a”, na fase “b” e na fase “c”. Modelos para estas três situações serão apresentados a seguir. Inicialmente, é importante lembrar, pela aplicação de 3.2, como são expressas as correntes da rede elétrica em componentes de fase, no referencial estacionário, em termos de suas componentes “odq”:

$$\begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Distúrbio na Fase “1”

Após a ocorrência de um distúrbio afetando a fase “1”, o circuito da figura 5.1 passa a ser representado pelo circuito da figura 5.2. Observe-se que a falta de sinal de disparo nas chaves “ q_1 e/ou q_4 ” ou a falha de uma destas duas chaves (ou das duas), de tal forma que o braço “1” deixe de operar, podem ser representados, para efeito de análise, pela mesma figura.

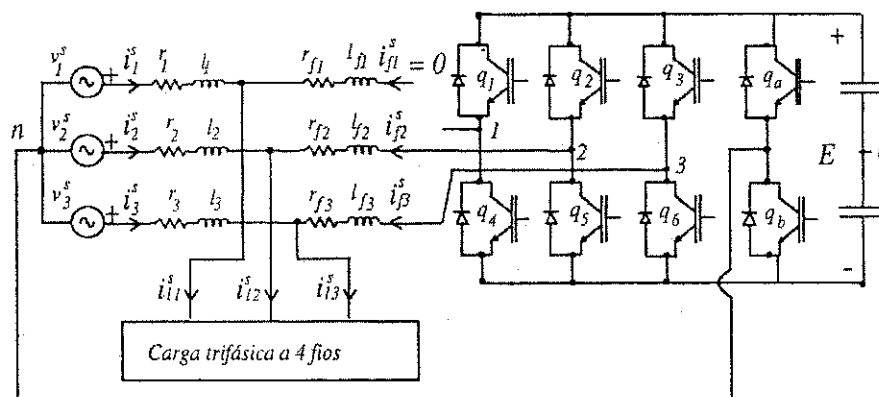


Figura 5.2: Diagrama esquemático completo do circuito após o distúrbio na fase 1.

Partindo da equação (3.117) e considerando que para o distúrbio em causa a corrente $i_{f1}^s = 0$, $i_1^s = i_{l1}^s$ e que, estando o braço desconectado, pode-se considerar $e_{f1}^s = 0$, um novo conjunto de equações pode ser deduzido a partir desta, fazendo-se $r_{f1} = l_{f1} = 0$. Utilizando a equação matricial (3.117) e adaptando às condições impostas pelo distúrbio, pode-se escrever que:

$$\begin{bmatrix} v_1^s \\ v_2^s \\ v_3^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ e_{f2}^s \\ e_{f3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{t3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & l_{t2} & 0 \\ 0 & 0 & l_{t3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{l1}^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \epsilon_{l1}^s \\ \epsilon_{l2}^s \\ \epsilon_{l3}^s \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Esta equação matricial, em componentes de fase, pode ser matematicamente representada de forma mais sintética da seguinte forma:

$$v_1^s = r_{l1} i_{l1}^s + l_1 \frac{di_{l1}^s}{dt} - \varepsilon_{l1}^s \quad (5.3)$$

$$i_{f1}^s = 0 \quad (5.4)$$

para a fase "1", e, para as fases "2" e "3", com $n = 2, 3$:

$$v_n^s - e_{fn}^s = r_{ln} i_{ln}^s + l_{ln} \frac{di_{ln}^s}{dt} - \varepsilon_{ln}^s \quad (5.5)$$

$$\varepsilon_{ln}^s = r_{fn} i_{ln}^s + l_{fn} \frac{di_{ln}^s}{dt} \quad (5.6)$$

A figura 5.3 mostra a representação do modelo em componentes "123".

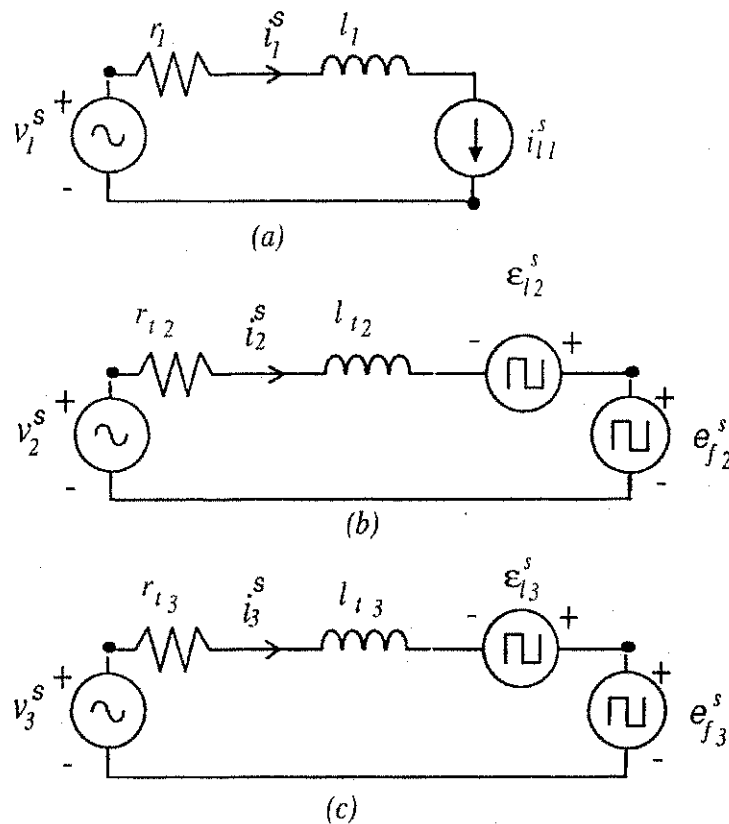


Figura 5.3: Circuitos equivalentes pós-distúrbio em componentes "123".

Foi estabelecido um modelo bastante simples para a condição pós-distúrbio, no qual as correntes de fase que aparecem nas equações (5.3) e (5.5) são expressas em termos de suas componentes "odq". Isto é possível porque, com a perda de um dos braços do conversor, perde-se o controle sobre uma das componentes de corrente, a de eixo "o". O tratamento que será mostrado a seguir origina um modelo alternativo que será aqui denominado de modelo "xy".

Para manter o sistema operando de forma equilibrada (em termos de suas componentes “dq”), mesmo após a perda de um dos braços do conversor, é necessário projetar um modelo apropriado para a malha de controle de corrente. Para isto, é necessário verificar que a corrente i_1^s não pode ser controlada pela tensão e_{f1}^s . A aplicação da equação de transformação (5.1), considerando a fase 1 aberta, tal que $i_1^s = i_{l1}^s$ resulta em:

$$i_1^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s + \sqrt{\frac{2}{3}}i_d^s = i_{l1}^s \quad (5.7)$$

$$i_2^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (5.8)$$

$$i_3^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (5.9)$$

de (G.5), obtém-se que

$$i_o^s = \sqrt{3}i_{l1}^s - \sqrt{2}i_d^s \quad (5.10)$$

daí, substituindo (G.8) em (G.6) e (G.7), vem que:

$$i_1^s = i_{l1}^s \quad (5.11)$$

$$i_2^s = i_{l1}^s - \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (5.12)$$

$$i_3^s = i_{l1}^s - \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (5.13)$$

Substituindo i_1^s e i_2^s em (5.5) e (5.6), o seguinte modelo “dq” pode ser obtido, conforme se demonstra no apêndice H:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{l1tx}^s - \varepsilon_{tdx}^s + \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{lx}^s \quad (5.14)$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{l1ty}^s - \varepsilon_{tdy}^s + \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \quad (5.15)$$

onde

$$\begin{aligned} v_x^s &= \sqrt{2}(v_2^s + v_3^s), e_{fx}^s = \sqrt{2}(e_{f2}^s + e_{f3}^s), \varepsilon_{lx}^s = \sqrt{2}(\varepsilon_{l2}^s + \varepsilon_{l3}^s) \\ \varepsilon_{tdx}^s &= \sqrt{3} \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_d^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqx}^s = \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_q^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ e \varepsilon_{l1tx}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_{l1}^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_{l1}^s}{dt} \right] \\ v_y^s &= \sqrt{2}(v_2^s - v_3^s), e_{fy}^s = \sqrt{2}(e_{f2}^s - e_{f3}^s), \varepsilon_{ly}^s = \sqrt{2}(\varepsilon_{l2}^s - \varepsilon_{l3}^s), \\ \varepsilon_{tdy}^s &= \sqrt{3} \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_d^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqy}^s = \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_q^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ e \varepsilon_{l1ty}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_{l1}^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_{l1}^s}{dt} \right] \end{aligned}$$

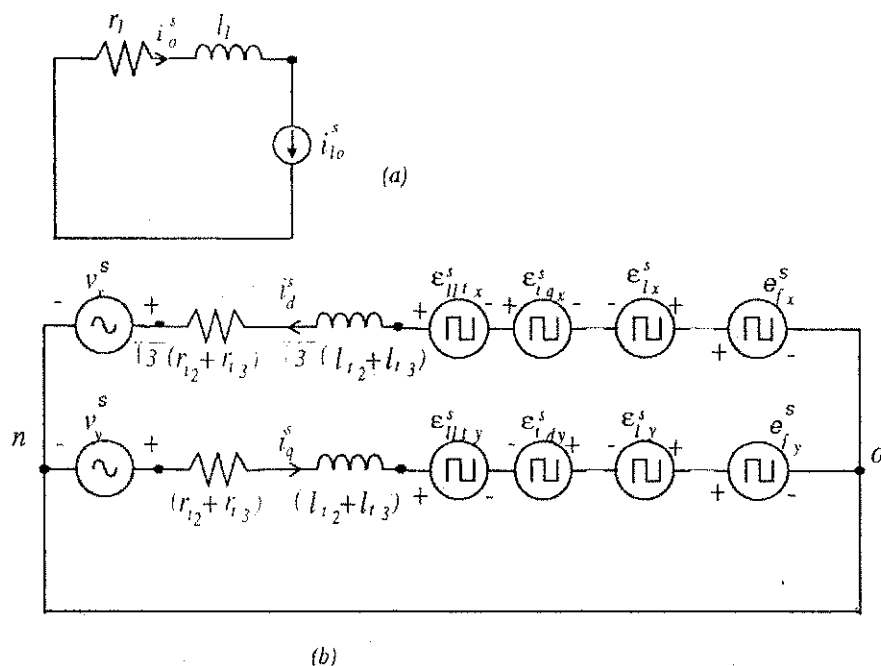


Figura 5.4: Representação no modelo “xy” após o distúrbio na fase 1: (a) componente “o”; (b) componentes “xy”.

A figura 5.4 mostra diagramas esquemáticos para representar o modelo.

Considerando equilibrados os parâmetros do sistema elétrico e das conexões para o Filtro Ativo:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{11tx}^s - \varepsilon_{tdx}^s - \varepsilon_{lx}^s \quad (5.16)$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \quad (5.17)$$

onde

$$\begin{aligned} \varepsilon_{11tx}^s &= 2 \left(r_t i_{11}^s + l_t \frac{di_{11}^s}{dt} \right) \\ \varepsilon_{tdx}^s &= 2\sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right) \\ \varepsilon_{tqy}^s &= 2 \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right) \end{aligned}$$

A figura 5.5 mostra os diagramas esquemáticos resultantes para o circuito em componentes “xy”, após o distúrbio na fase 1, sob a condição de parâmetros equilibrados no sistema elétrico.

Distúrbio na Fase “2”

Para um distúrbio na fase “2”, o circuito passa a ser conforme mostra a figura 5.6. A aplicação da equação de transformação (5.1), considerando a fase 2 aberta, tal que $i_2^s = i_{i2}^s$ resulta em:

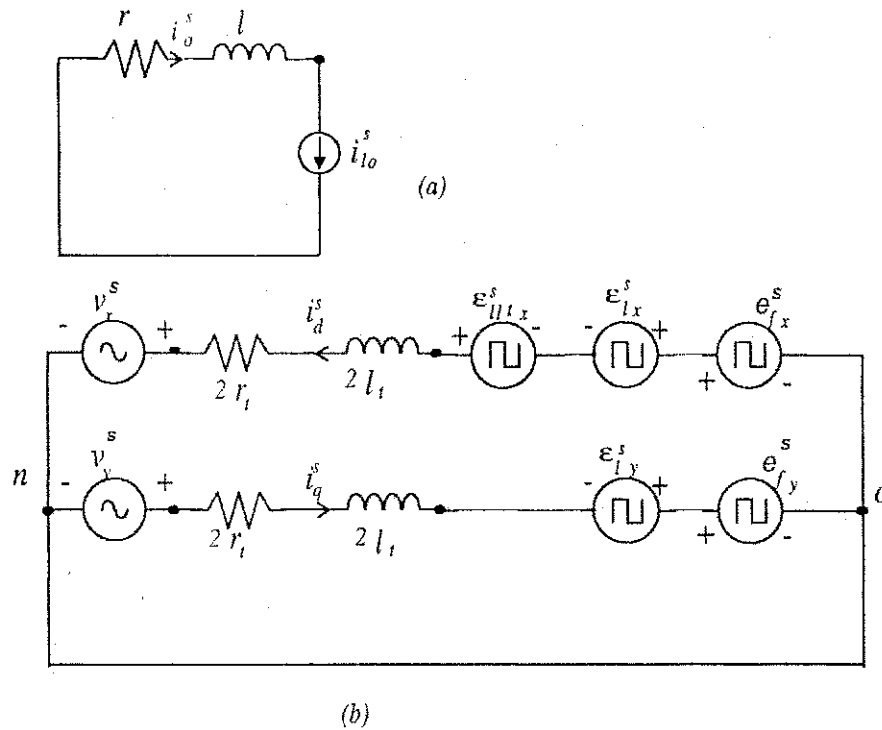


Figura 5.5: Circuito equivalente no modelo "xy", após o distúrbio na fase 1, com parâmetros equilibrados: (a) componente "o"; (b) componente "xy".

$$i_1^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s + \sqrt{\frac{2}{3}}i_d^s \tag{5.18}$$

$$i_2^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s = i_{l2}^s \tag{5.19}$$

$$i_3^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \tag{5.20}$$

que levam a:

$$i_1^s = i_{l2}^s + \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \tag{5.21}$$

$$i_2^s = i_{l2}^s \tag{5.22}$$

$$i_3^s = i_{l2}^s - \sqrt{2}i_q^s \tag{5.23}$$

Agora, procedimentos idênticos aos apresentados no apêndice H levam a:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \epsilon_{l2tx}^s + \epsilon_{tdx}^s - \epsilon_{tqx}^s - \epsilon_{lx}^s \tag{5.24}$$

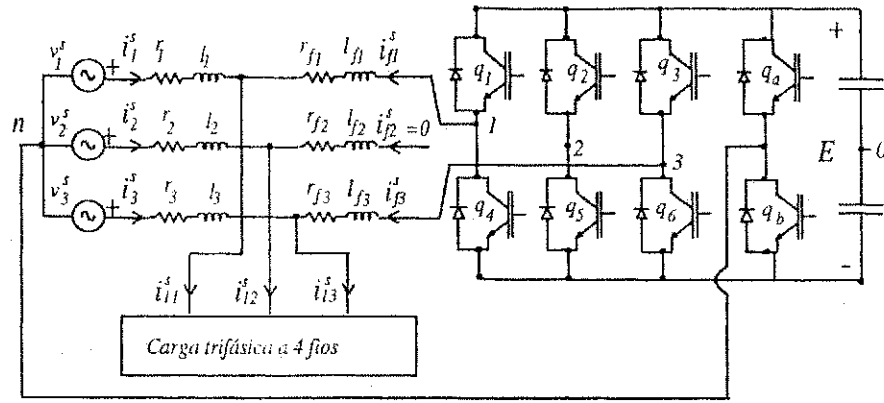


Figura 5.6: Diagrama esquemático do circuito completo após o distúrbio na fase 2.

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{i2ty}^s + \varepsilon_{tdy}^s - \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \quad (5.25)$$

onde

$$\begin{aligned} v_x^s &= \sqrt{2}(v_1^s + v_3^s), e_{fx}^s = \sqrt{2}(e_{f1}^s + e_{f3}^s), \varepsilon_{lx}^s = \sqrt{2}(\varepsilon_{l1}^s + \varepsilon_{l3}^s) \\ \varepsilon_{tdx}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqx}^s = \left[(r_{t1} + 2r_{t3}) i_q^s + (l_{t1} + 2l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ e_{i2tx}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} + r_{t3}) i_{i2}^s + (l_{t1} + l_{t3}) \frac{di_{i2}^s}{dt} \right] \\ v_y^s &= \sqrt{2}(v_1^s - v_3^s), e_{fy}^s = \sqrt{2}(e_{f1}^s - e_{f3}^s), \varepsilon_{ly}^s = \sqrt{2}(\varepsilon_{l1}^s - \varepsilon_{l3}^s), \\ \varepsilon_{tdy}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqy}^s = \left[(r_{t1} - 2r_{t3}) i_q^s + (l_{t1} - 2l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ e_{i2ty}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} - r_{t3}) i_{i2}^s + (l_{t1} - l_{t3}) \frac{di_{i2}^s}{dt} \right] \end{aligned}$$

A figura 5.7 mostra o circuito resultante para este modelo.

No caso de parâmetros equilibrados, as equações (5.24) e (5.25), resultam em:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{i2tx}^s + \varepsilon_{tdx}^s - \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{lx}^s \quad (5.26)$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{tdy}^s - \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \quad (5.27)$$

onde

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i2tx}^s &= 2\sqrt{2} \left(r_t i_{i2}^s + l_t \frac{di_{i2}^s}{dt} \right) \\ \varepsilon_{tdx}^s &= \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right) \\ \varepsilon_{tqx}^s &= 3 \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right) \end{aligned}$$

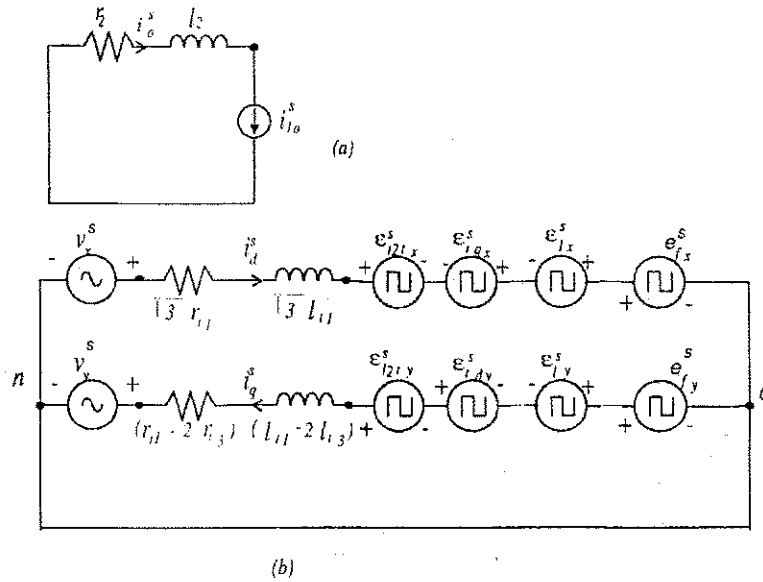


Figura 5.7: Circuitos do modelo “xy” após o distúrbio na fase 2 com parâmetros do sistema desequilibrados: (a) eixo “o”; (b) eixos “xy”.

$$\begin{aligned} \epsilon_{1dy}^s &= \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right) \\ \epsilon_{1qy}^s &= - \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right) \end{aligned}$$

A figura 5.8 representa, no modelo “odq”, o circuito após o distúrbio na fase 2.

Distúrbio na Fase “3”

Para um distúrbio na fase “3”, mostrado esquematicamente na figura 5.9. A aplicação da equação de transformação (5.1), considerando a fase 3 aberta, tal que $i_3^s = i_{13}^s$ resulta em:

$$i_1^s = \sqrt{\frac{1}{3}} i_o^s + \sqrt{\frac{2}{3}} i_d^s \tag{5.28}$$

$$i_2^s = \sqrt{\frac{1}{3}} i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}} i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \tag{5.29}$$

$$i_3^s = \sqrt{\frac{1}{3}} i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}} i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s = i_{13}^s \tag{5.30}$$

que resultam em:

$$i_1^s = i_{13}^s + \sqrt{\frac{3}{2}} i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \tag{5.31}$$

$$i_2^s = i_{13}^s + \sqrt{2} i_q^s \tag{5.32}$$

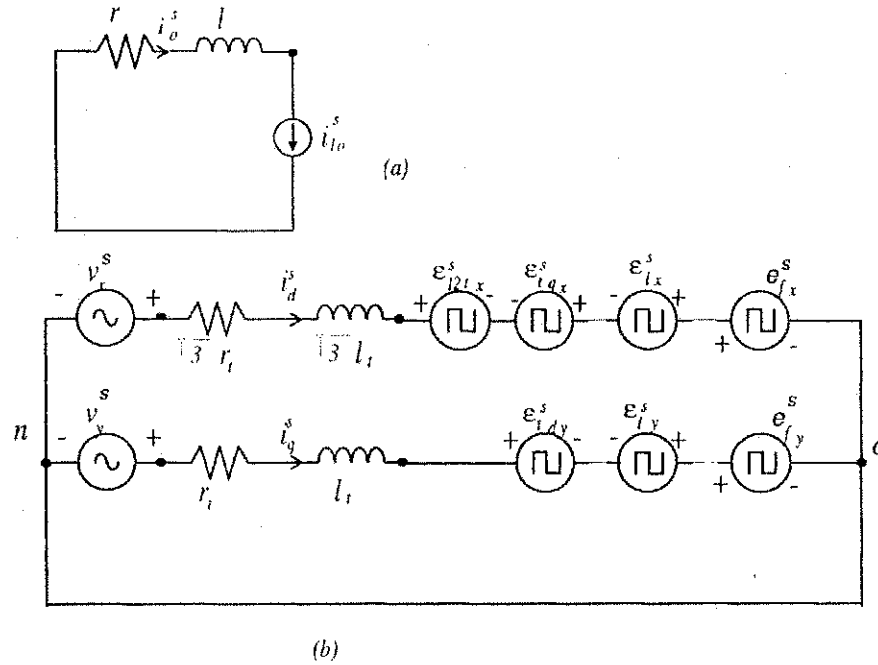


Figura 5.8: Circuitos do modelo “xy” após o distúrbio na fase 2 com parâmetros do sistema equilibrados: (a) eixo “o”; (b) eixos “xy”.

$$i_3^s = i_{l3}^s \quad (5.33)$$

Agora, procedimentos idênticos apresentados no apêndice H levam a:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \epsilon_{l3tx}^s + \epsilon_{tdx}^s + \epsilon_{tqx}^s - \epsilon_{lx}^s \quad (5.34)$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \epsilon_{l3ty}^s + \epsilon_{tdy}^s + \epsilon_{tqy}^s - \epsilon_{ly}^s \quad (5.35)$$

onde

$$\begin{aligned} v_x^s &= \sqrt{2}(v_1^s + v_2^s), e_{fx}^s = \sqrt{2}(e_{f1}^s + e_{f2}^s), \epsilon_{lx}^s = \sqrt{2}(\epsilon_{l1}^s + \epsilon_{l2}^s) \\ \epsilon_{l2tx}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right], \epsilon_{tqx}^s = \left[(r_{t1} + 2r_{t2}) i_q^s + (l_{t1} + 2l_{t2}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ \epsilon_{l3tx}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} + r_{t2}) i_{l3}^s + (l_{t1} + l_{t2}) \frac{di_{l3}^s}{dt} \right] \\ v_y^s &= \sqrt{2}(v_1^s - v_2^s), e_{fy}^s = \sqrt{2}(e_{f1}^s - e_{f2}^s), \epsilon_{ly}^s = \sqrt{2}(\epsilon_{l1}^s - \epsilon_{l2}^s), \\ \epsilon_{l2ty}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right], \epsilon_{tqy}^s = \left[(r_{t1} - 2r_{t2}) i_q^s + (l_{t1} - 2l_{t2}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ \epsilon_{l3ty}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} - r_{t2}) i_{l3}^s + (l_{t1} - l_{t2}) \frac{di_{l3}^s}{dt} \right] \end{aligned}$$

O modelo das equações (5.34) e (5.35) está representado na figura 5.10.

No caso de parâmetros equilibrados, resultam em:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \epsilon_{l3tx}^s + \epsilon_{tdx}^s + \epsilon_{tqx}^s - \epsilon_{lx}^s \quad (5.36)$$

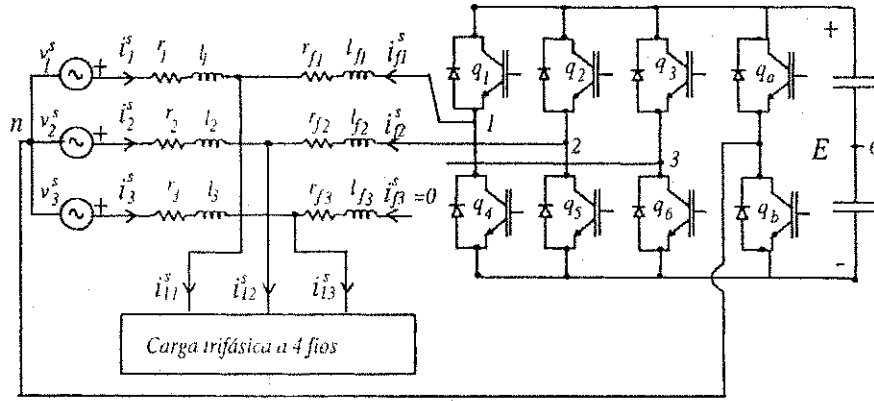


Figura 5.9: Diagrama esquemático completo do circuito após o distúrbio na fase 3.

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{tdy}^s + \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \quad (5.37)$$

onde

$$\varepsilon_{l3tx}^s = 2\sqrt{2} \left(r_t i_{l3}^s + l_t \frac{di_{l3}^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdx}^s = \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqx}^s = 3 \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdy}^s = \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqy}^s = - \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

A figura 5.11 mostra o diagrama esquemático do circuito modelado pelas equações (5.36) e (5.37).

5.2.2 Esquema de Controle

A figura 5.12 apresenta um diagrama de blocos do esquema de controle adotado, nos casos de operação equilibrada. Alií, o bloco denominado “sincronizador” gera sinais para a sincronização da corrente de referência com a tensão da rede; o regulador “ R_c ” controla a amplitude da corrente de referência, com base no sinal de erro da tensão medida sobre o capacitor do lado de “cc” do conversor; o regulador “ R_{s123} ” determina as tensões de referência para o conversor.

A figura 5.13 apresenta o diagrama de blocos adaptado à condição de operação sob distúrbio. Neste caso, o bloco “A” representa a equação de transformação geral que leva em conta qual o braço defeituoso do conversor. Observando-se o apêndice H, as equações (G.9) a (G.11) são utilizadas para calcular as correntes de referência quando o braço “1” está defeituoso. As

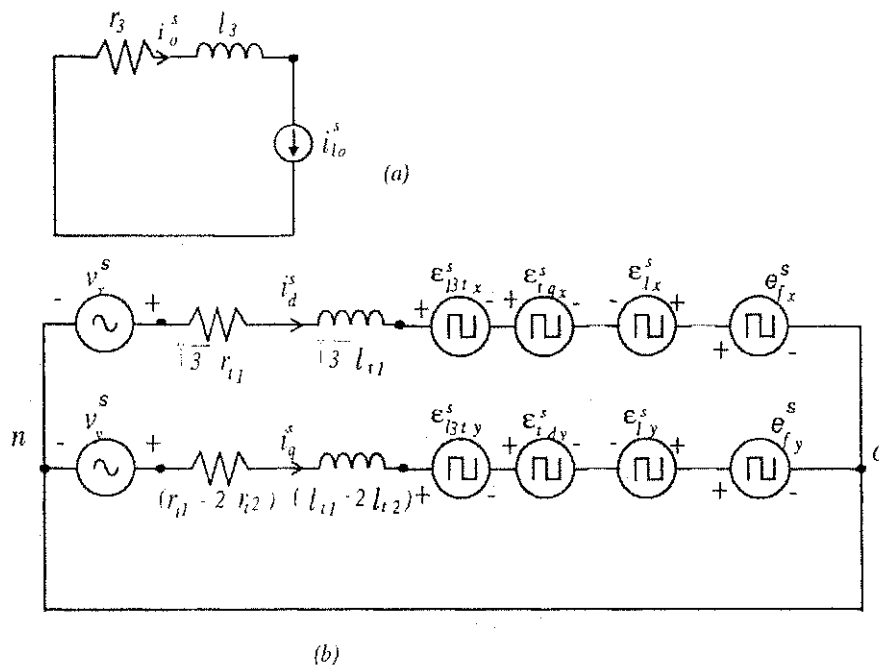


Figura 5.10: Circuitos do modelo “xy” após o distúrbio na fase 2 com parâmetros do sistema desequilibrados: (a) eixo “o”; (b) eixos “xy”.

equações (G.15) a (G.17) e (G.21) a (G.23) são utilizadas quando o defeito se dá nas fases “2” ou “3”, respectivamente.

A detecção da falta, é realizada pela monitoração das correntes das três fases do Filtro Ativo, sendo considerada defeituosa a fase cuja corrente permanecer nula por um intervalo de tempo pré-estabelecido.

5.2.3 Resultados de Simulações

O sistema modelado nesta seção, foi estudado através de simulações em MATLAB adotando-se parâmetros equilibrados para o sistema elétrico. Os valores dos parâmetros foram: $r = 0,05pu$, $l = 0,2pu$, $r_f = 0,05pu$ e $l_f = 0,2pu$. A carga, não linear, de baixo fator de potência e desequilibrada foi simulada na forma de três fontes de corrente, uma por fase, as quais resultaram, em cada fase, da composição das seguintes fontes senoidais:

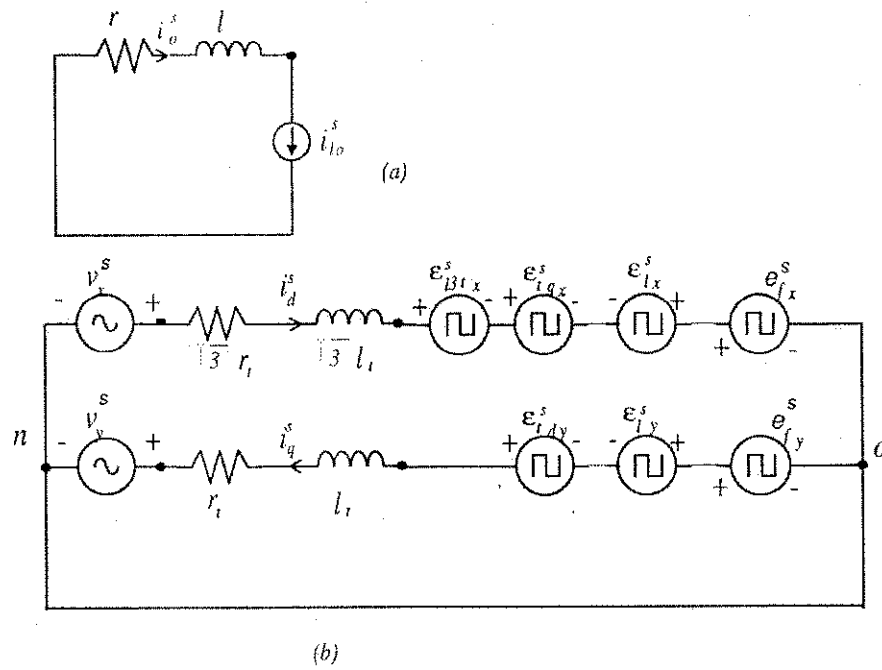


Figura 5.11: Circuitos em modelo “xy” após o distúrbio na fase 3, com parâmetros equilibrados: (a) eixo “o”; (b) eixos “xy”.

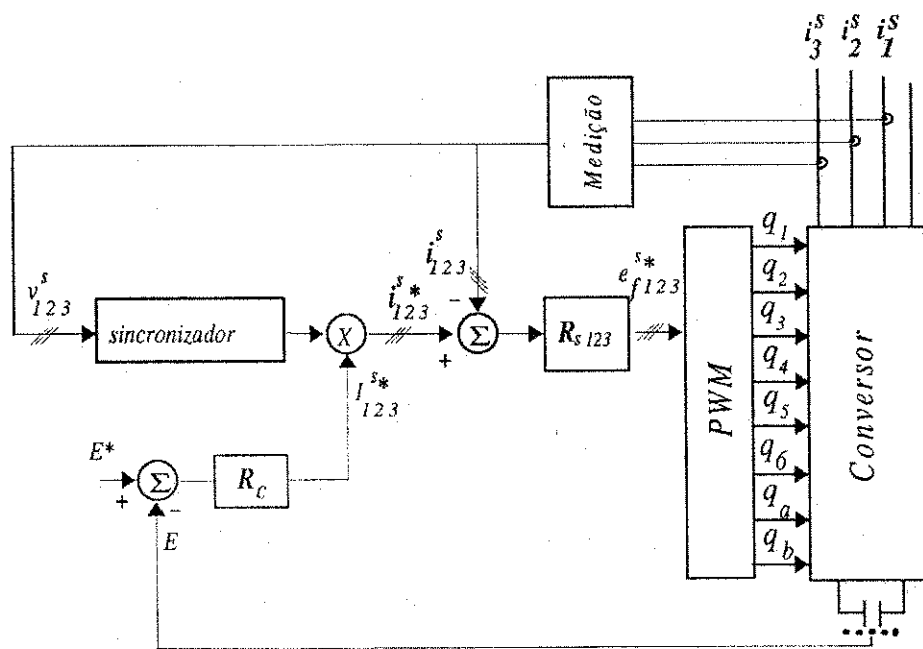


Figura 5.12: Diagrama de blocos do sistema de controle antes da ocorrência do distúrbio.

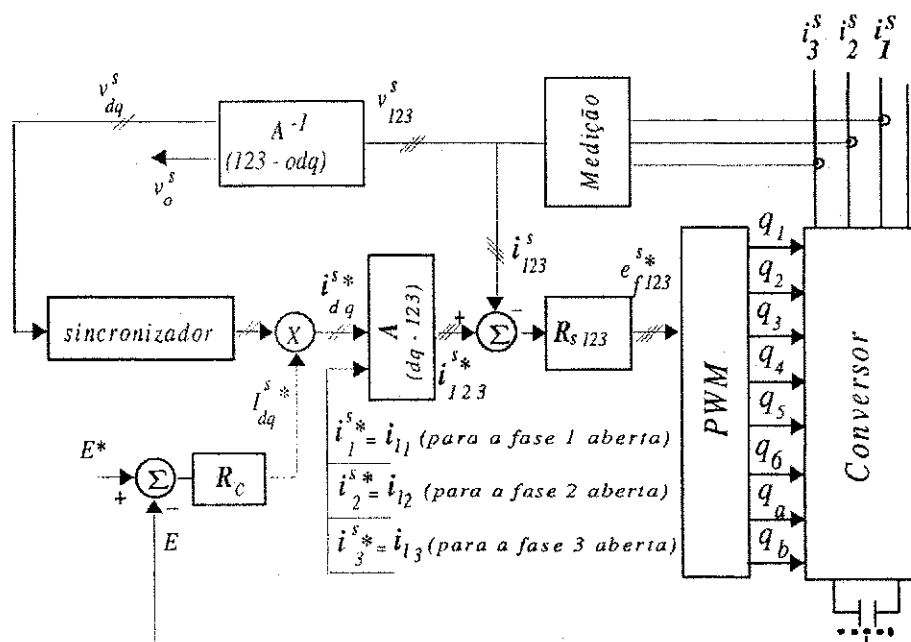


Figura 5.13: Diagrama de blocos do sistema de controle após a ocorrência do distúrbio.

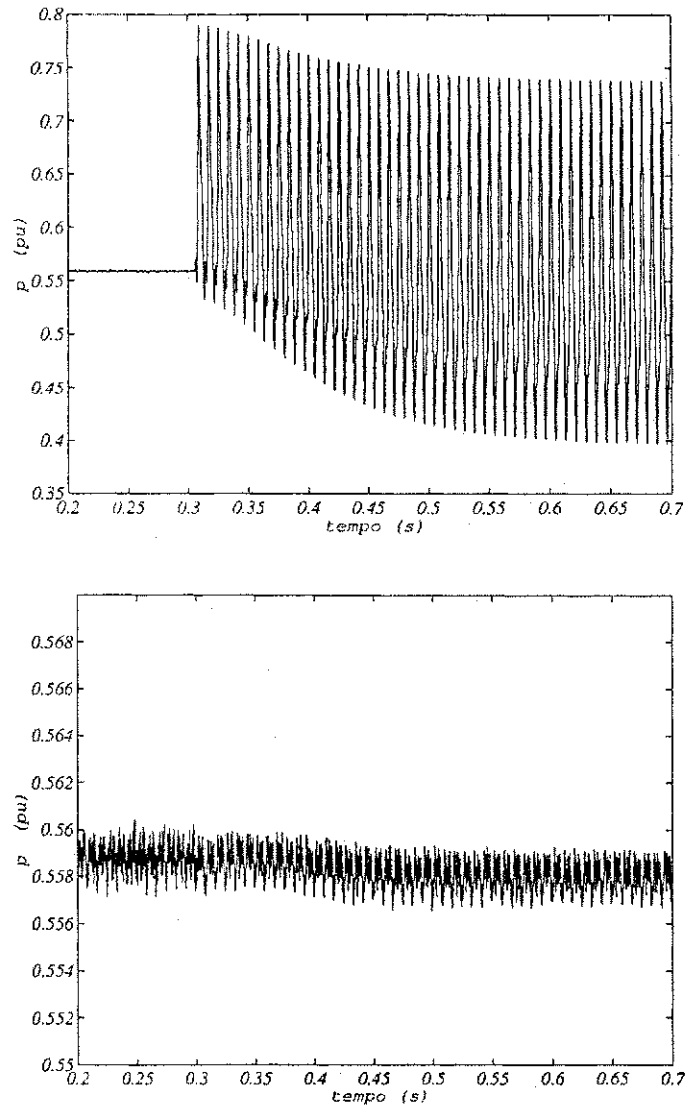


Figura 5.14: Curvas da simulação das potência instantânea fornecida pela fonte: (a) sem compensação; (b) com compensação.

1. Componente ativa: $0,5pu$;
2. Componente reativa: $0,3pu$;
3. Componente de sequência negativa: $0,2pu$;
4. Componente homopolar: $0,17pu$;
5. Componente de quinto harmônico: $0,1pu$.

A amplitude da tensão da rede foi definida em $1,0pu$ e o sistema foi simulado com o Filtro Ativo operando normalmente até o instante $t = 0,308s$, após o que introduziu-se a perda do braço 1 do conversor até o instante $t = 0,7s$.

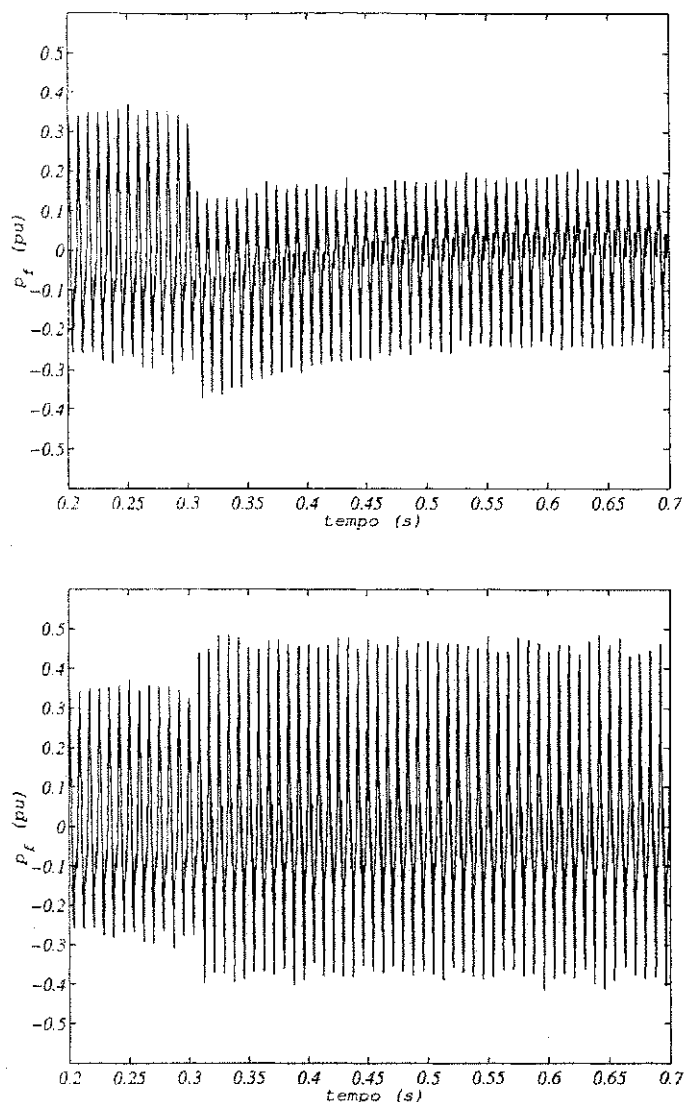


Figura 5.15: Curvas da simulação das potências instantâneas do Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.

As figuras 5.14 a 5.19 mostram as principais variáveis monitoradas do sistema. Estes resultados foram obtidos utilizando-se o controle proposto neste capítulo, após a ocorrência do distúrbio no braço 1 do Filtro Ativo. Em todas as figuras, é estabelecida uma comparação, lado a lado em cada figura, entre duas situações em que ocorre o distúrbio: na figura (a), à esquerda, sem a aplicação da estratégia de compensação e, na figura (b), à direita, aplicando a estratégia de compensação pós-distúrbio.

A figura 5.14 estabelece a comparação para a potência instantânea fornecida pela fonte. Pode-se observar que seu “esforço” é bem menor com a aplicação da técnica. É importante chamar a atenção para o fato de que as escalas das figuras são muito diferentes, de forma que, considerando este fato, pode-se concluir que a oscilação que aparece na figura 5.14-b é muito pouco significativa.

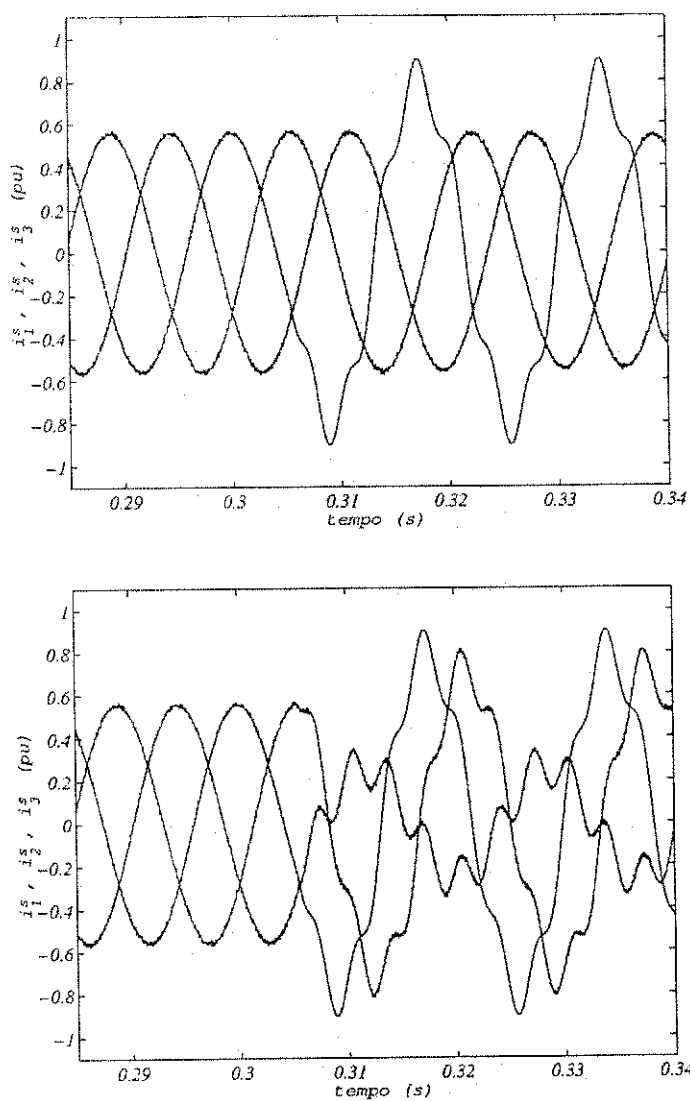


Figura 5.16: Curvas da simulação das correntes de linha da fonte em componentes 123: (a) sem compensação; (b) com compensação.

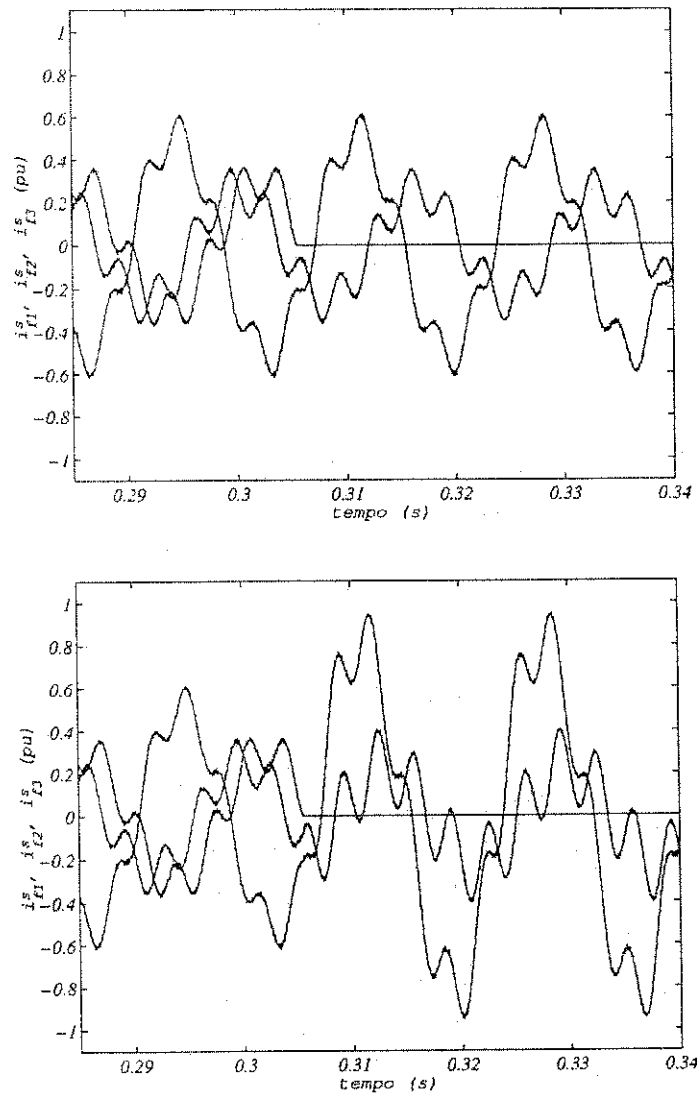


Figura 5.17: Curvas da simulação das correntes de linha fornecidas pelo Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.

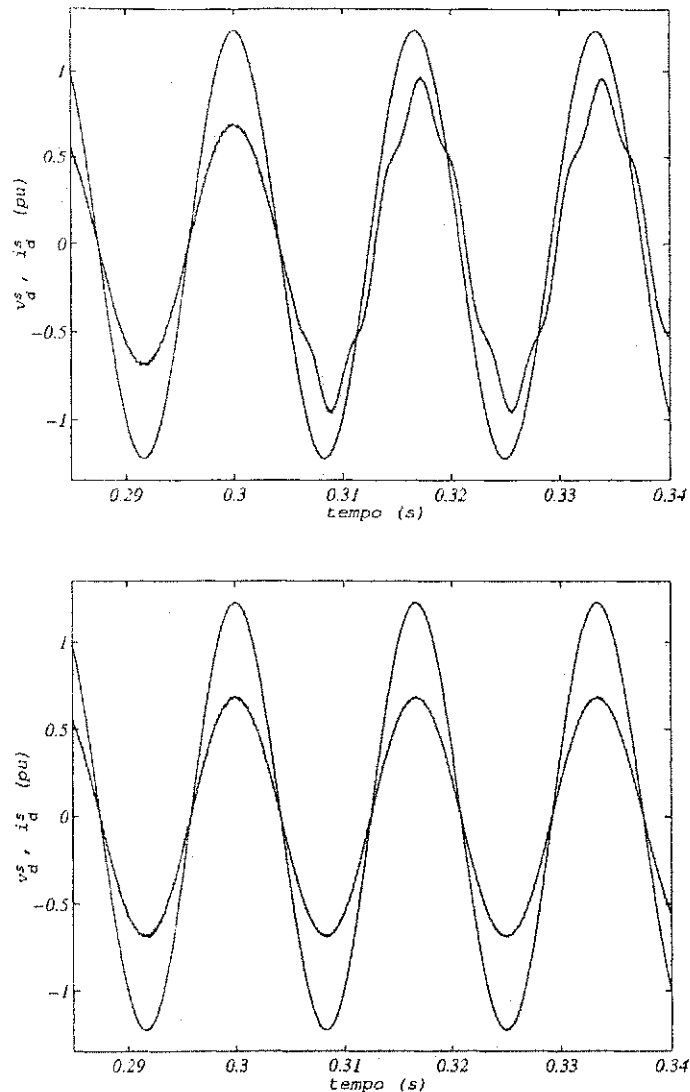


Figura 5.18: Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "d": (a) sem compensação; (b) com compensação.

A figura 5.15 apresenta a potência instantânea fornecida pelo Filtro Ativo. Pode-se observar pela figura 5.15-a que o Filtro Ativo, pós-distúrbio e sem compensação, perde a capacidade de se manter atendendo às solicitações que lhe são feitas. Daí o "esforço" maior que se concentra na fonte (figura 5.14-a). Com a aplicação da estratégia pós-distúrbio, o Filtro Ativo passa a fornecer uma energia bem superior após a falta, aliviando a fonte e o sistema como um todo.

A figura 5.16 mostra as correntes de linha da fonte em componentes "123". Pode-se perceber que com compensação essas correntes ficam mais distorcidas e desequilibradas que no caso sem compensação. Essa desvantagem, que se deve ao fato de o Filtro Ativo ficar limitado após o distúrbio e não poder compensar a componente de sequência zero, não representa uma problema tão grave tendo em vista que a potência fornecida pela fonte (figura 5.14) e suas correntes de eixos "dq" (figuras 5.18 e 5.19), passam por uma significativa melhora.

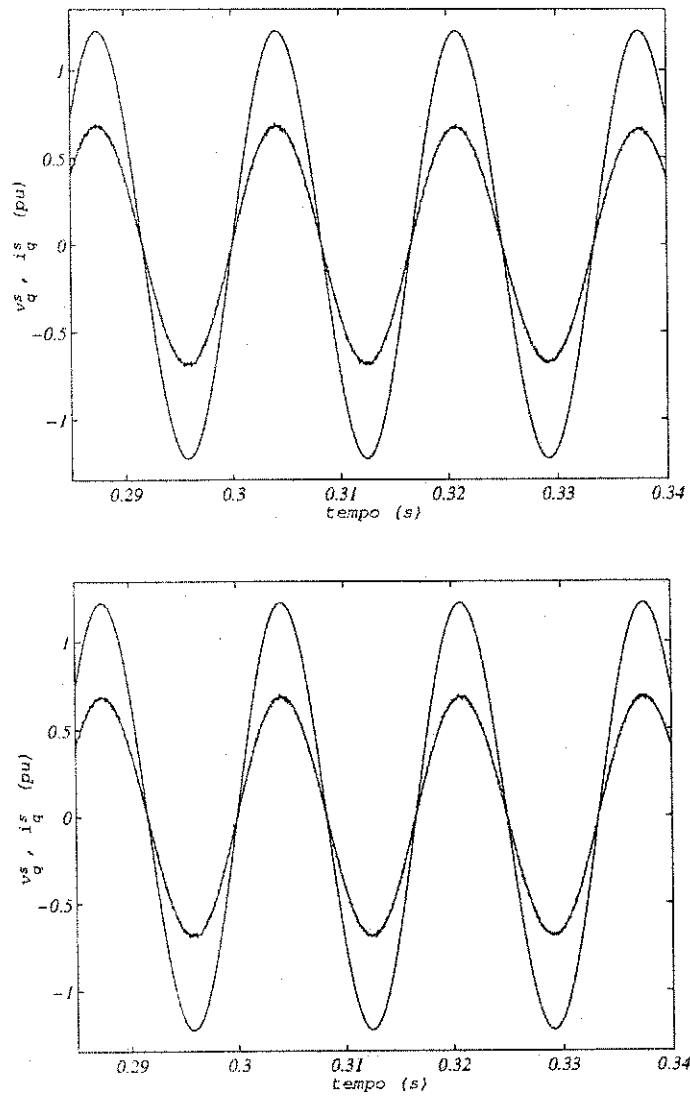


Figura 5.19: Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "q": (a) sem compensação; (b) com compensação.

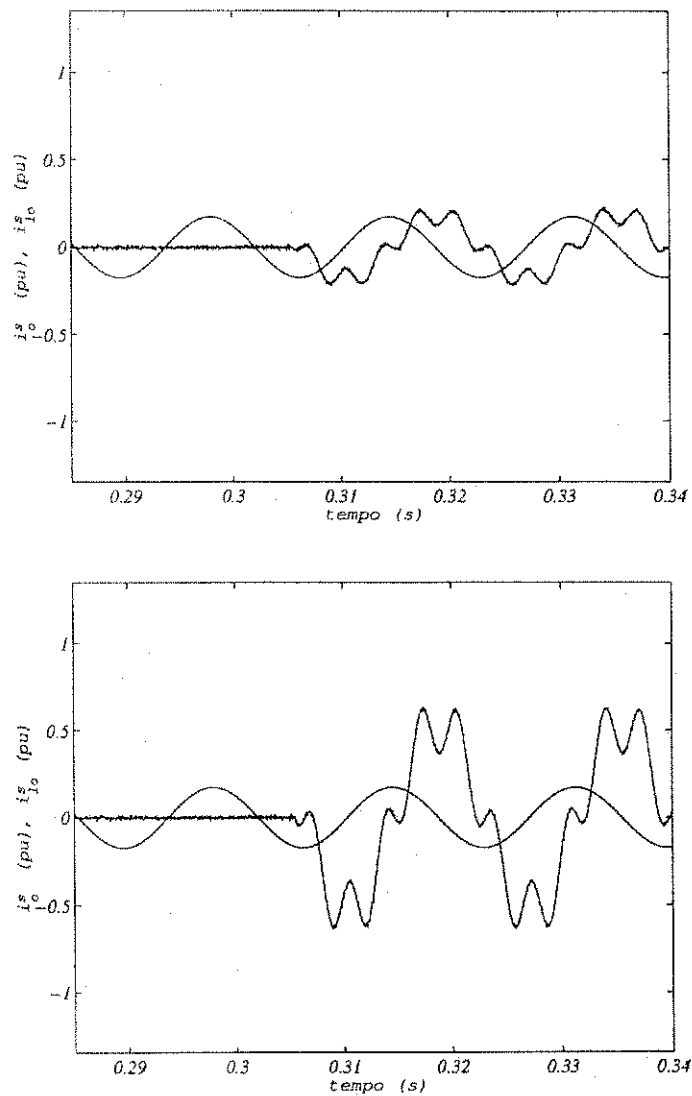


Figura 5.20: Curvas da simulação das correntes de eixo "o", na fonte e carga: (a) sem compensação; (b) com compensação.

A figura 5.17 mostra o comportamento das correntes de linha do Filtro Ativo, demonstrando que, com a estratégia de compensação atuando, mesmo perdendo a corrente da fase “1”, ocorre um aumento em magnitude das demais correntes, o que faz com que o “esforço” da fonte seja bastante aliviado.

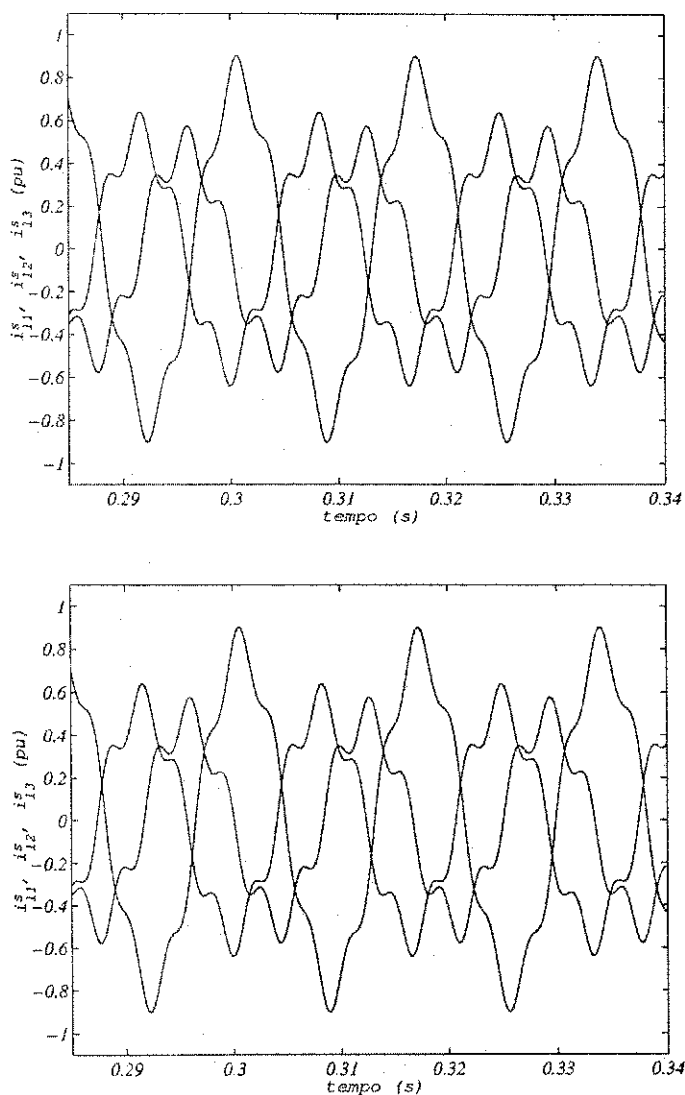


Figura 5.21: Curvas da simulação das correntes de linha na carga em componentes “123”: (a) sem compensação; (b) com compensação.

As figuras 5.18 e 5.19 mostram como se comportam as tensões e correntes da fonte de eixo “*d*” e de eixo “*q*”. Pode-se ver, por essas figuras, que a corrente de eixo “*d*”, sem a aplicação da estratégia de compensação, cresce em amplitude, torna-se distorcida e sofre um atraso em fase. Aplicada a compensação, pode-se ver que as correntes “*dq*” praticamente não são afetadas pelo distúrbio.

A figura 5.20 mostra como se comportam as correntes de eixo “*o*” da fonte e da carga. Pode-se verificar que, antes do distúrbio, com o Filtro Ativo operando normalmente, a fonte

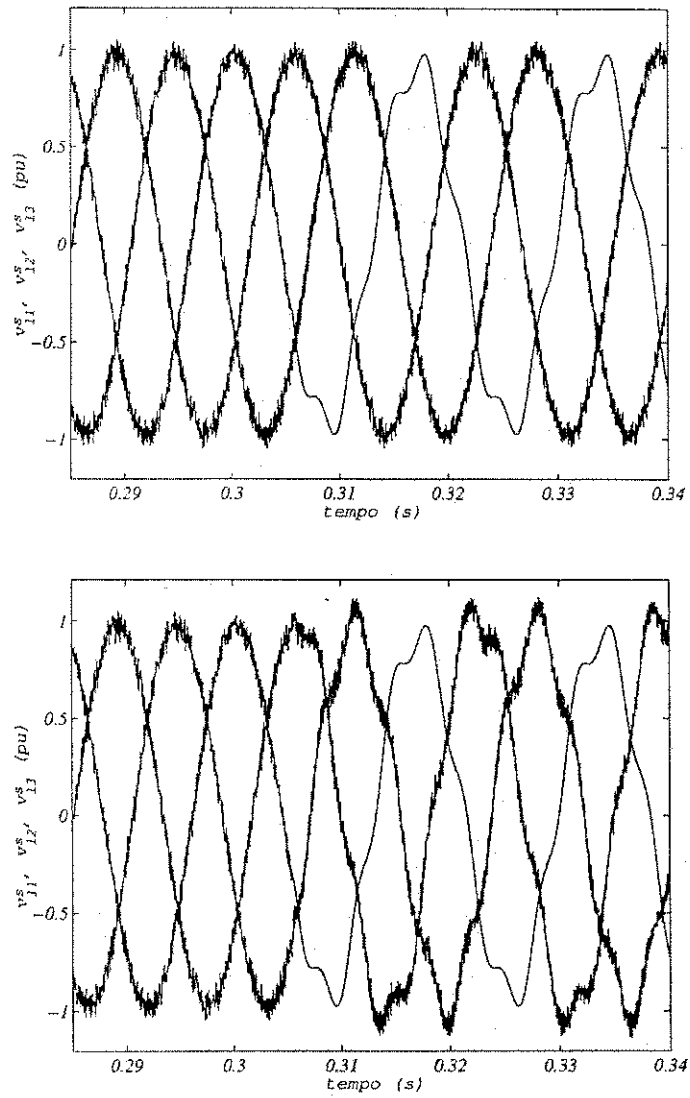


Figura 5.22: Curvas da simulação das tensões fase-neutro na carga, "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.

não fornece essa corrente. Após o distúrbio, passa a fornecer, sendo que, com a estratégia de compensação aplicada, sua intensidade é ainda maior.

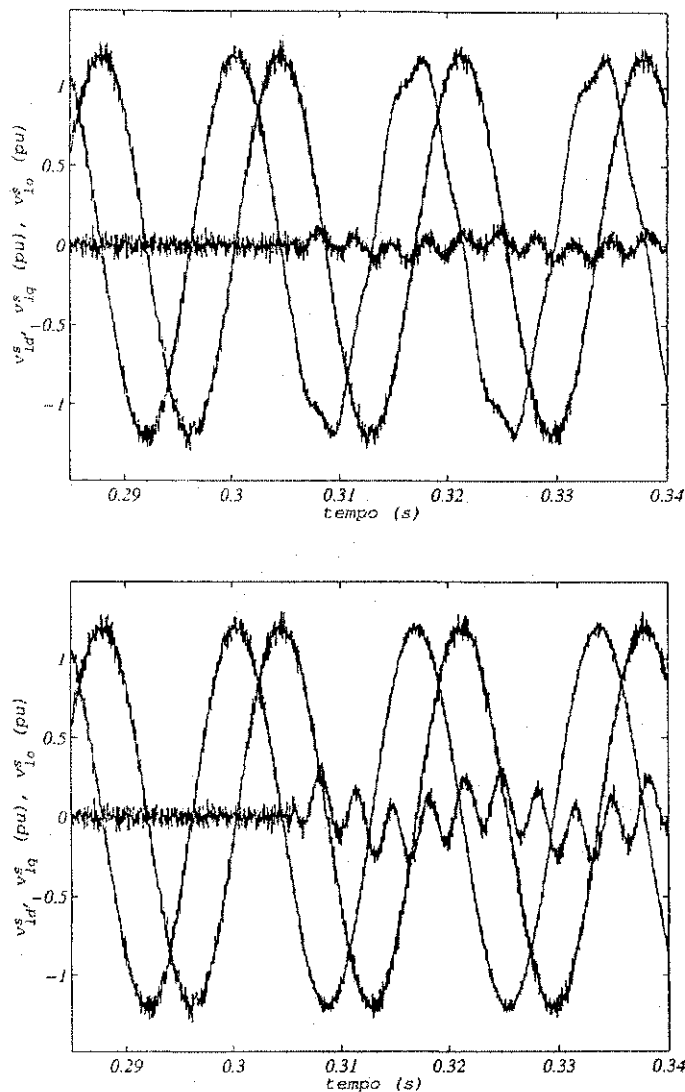


Figura 5.23: Curvas da simulação das tensões ao neutro na carga em componentes "odq": (a) sem compensação; (b) com compensação.

As correntes de linha na carga, em componentes "123" são plotadas na figura 5.21. Como, nessas simulações, a carga foi representada por fontes de corrente, as curvas não sofrem alteração.

As tensões fase-neutro sobre a carga, em componentes "123", são mostradas nos gráficos da figura 5.22. Pode-se ver que, com a estratégia pós-distúrbio acionada, elas ficam mais distorcidas e desequilibradas.

As tensões fase-neutro sobre a carga, em componentes "odq", são apresentadas nos gráficos da figura 5.23. Como seria de esperar, com o Filtro Ativo operando normalmente elas são equilibradas. Após o distúrbio, sem a estratégia de compensação aplicada, surge uma componente de eixo "o", a qual, com a aplicação da estratégia, torna-se maior, já que o Filtro Ativo passa a

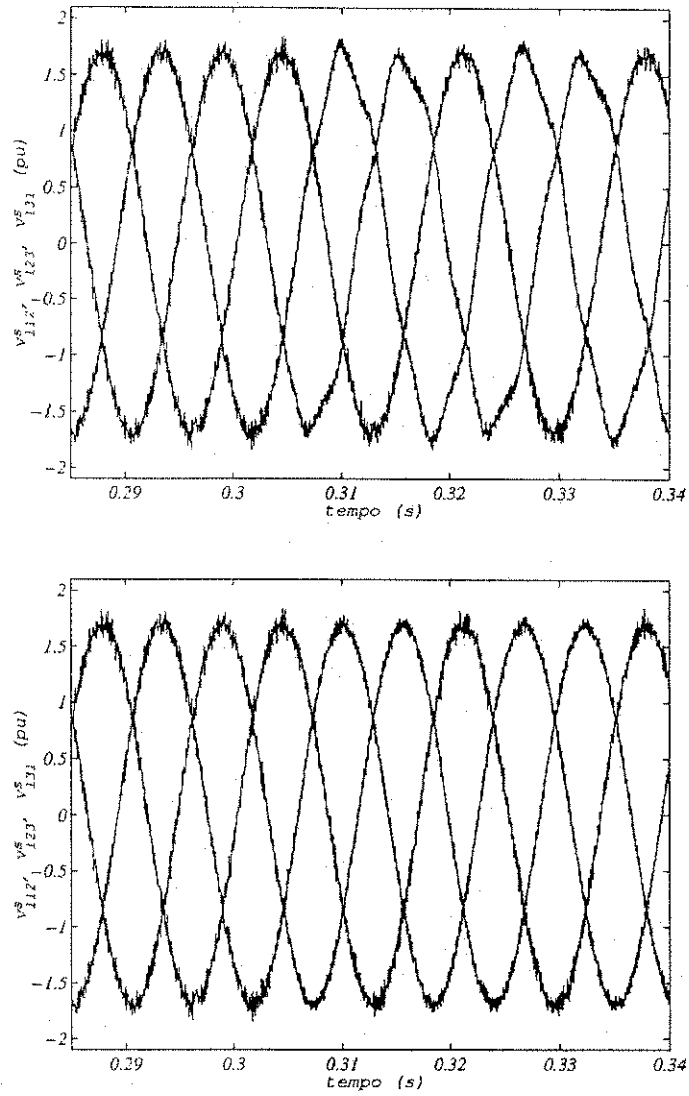


Figura 5.24: Curvas da simulação das tensões de linha sobre a carga em componentes "123":
 (a) sem compensação; (b) com compensação.

“preocupar-se” prioritariamente com as componentes “dq”. Por isso, o aumento na componente de tensão de eixo “o”, no gráfico da figura 5.23-b.

Finalmente, a figura 5.24 mostra gráficos com o comportamento das tensões de linha sobre a carga, demonstrando que, pós-distúrbio, com a estratégia de compensação atuando, ficam mais equilibradas e menos distorcidas.

5.2.4 Resultados Experimentais

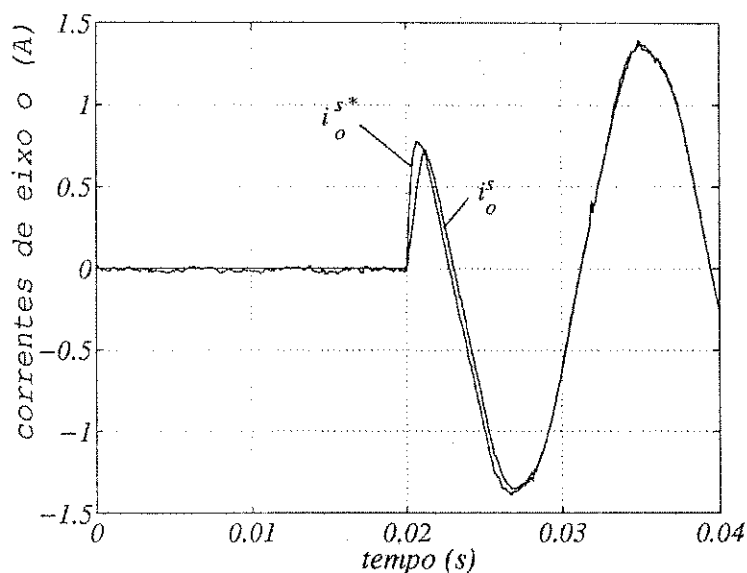


Figura 5.25: Curvas das correntes experimentais da fonte, de referência e medida, eixo “o”.

O caso estudado nesta seção também foi estudado experimentalmente. Os controladores foram implementados via *software* em um microcomputador *PentiumII* – 266 MHz, tendo-se adotado um período de amostragem de $200\ \mu\text{s}$ e, no conversor, uma frequência de chaveamento de 10 kHz. Foi adotado o controlador “C” de sequência positiva e negativa, visto na figura 4.7 do capítulo 4. A escolha deste controlador dentre os demais apresentados naquele capítulo deu-se apenas pela simplicidade de implementação.

O distúrbio foi estabelecido pela perda do braço correspondente à fase 3 do Filtro Ativo, tendo-se registrado as informações do funcionamento do sistema durante 40 ms, com o distúrbio sendo provocado no instante $t = 20\ \text{ms}$.

As figuras 5.25 a 5.27 apresentam plotadas as correntes de linha da fonte, em componentes “o”, *d* e *q*”, respectivamente. Nos gráficos aparecem as correntes de referência e as correntes medidas. Pode-se ver que as correntes medidas acompanham suas respectivas referências, comprovando a eficiência do controlador.

Observa-se ainda, como era esperado das simulações que, em operação normal, a componente de sequência zero é nula, surgindo após o distúrbio, dada a limitação do Filtro Ativo em manter sua compensação.

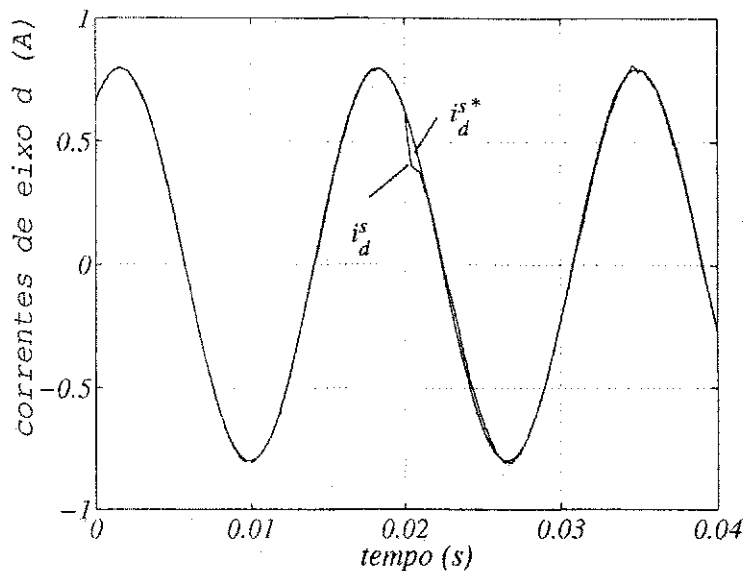


Figura 5.26: Curvas das correntes experimentais da fonte, de referência e medida, eixo “d”.

As figuras 5.28 a 5.30 mostram gráficos do comportamento pré e pós-distúrbio das correntes de linha da fonte em componentes “1, 2 e 3”, respectivamente. São apresentadas as correntes de referência e as correntes medidas. Pode-se ver que as correntes medidas seguem as referências.

Nos resultados das simulações anteriormente apresentados, a corrente de linha da fase “1”, a que sofreu a perda do braço do conversor, mantinha-se seguindo a corrente de carga. Agora, como o braço perdido foi o braço “3”, verifica-se que esta corrente de linha que se mantém no valor da carga e as outras duas modificam-se acompanhando seus valores de referência.

Pode-se observar nas figuras que, a menos de um curto transitório, as correntes de referência impuseram os valores das correntes medidas, comprovando experimentalmente os resultados teóricos e de simulações e, conseqüentemente, a eficiência da estratégia de controle com tolerância a faltas proposta.

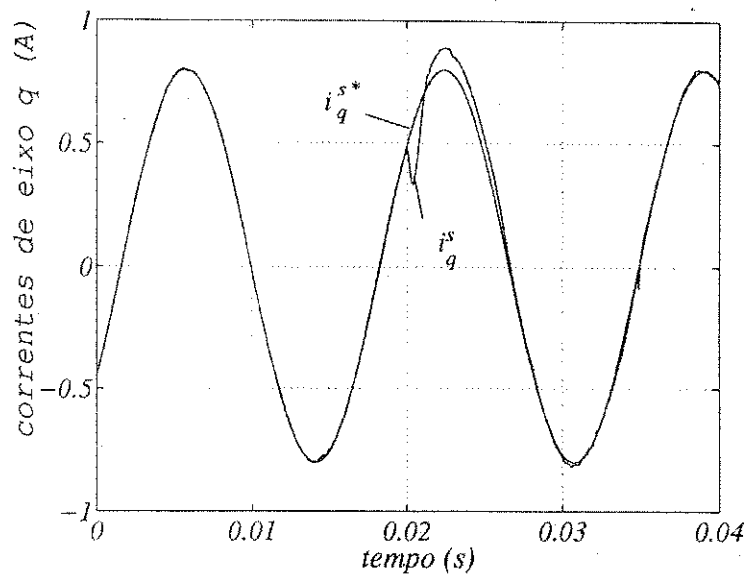


Figura 5.27: Curvas das correntes experimentais da fonte, de referência e medida, eixo “q”.

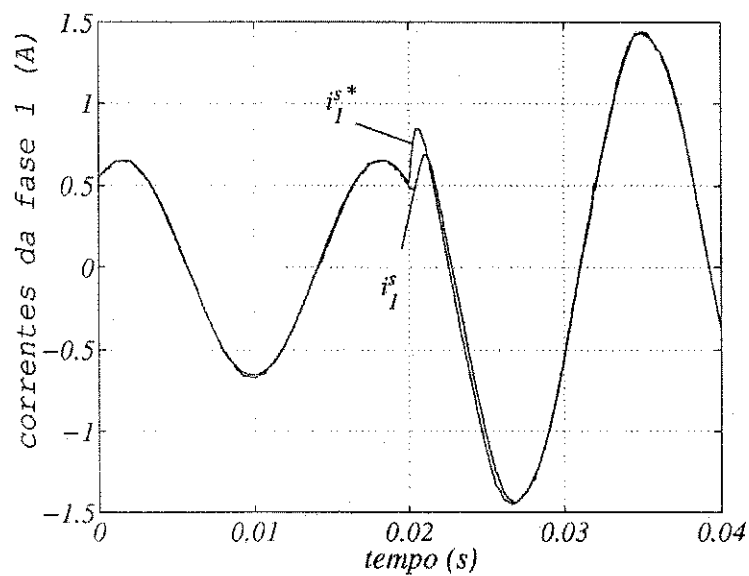


Figura 5.28: Curvas das correntes experimentais de linha da fonte, de referência e medida, fase “1”.

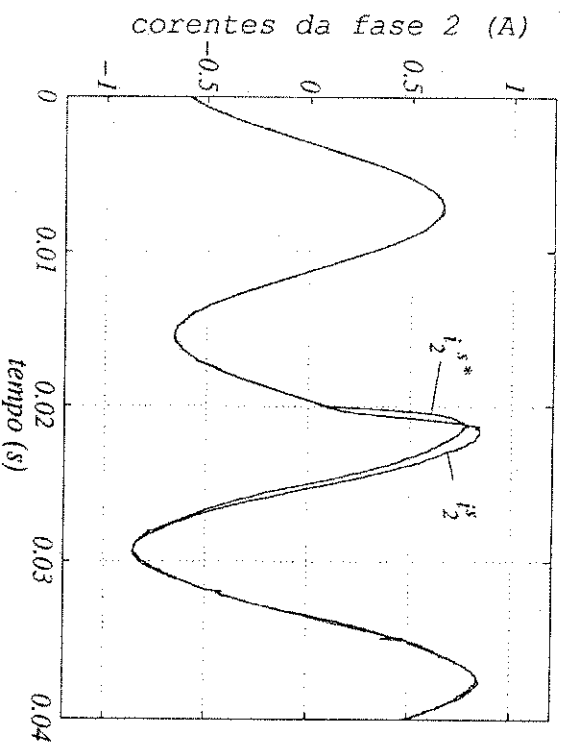


Figura 5.29: Curvas das correntes experimentais de linha da fonte, de referência e medida, fase “2”.

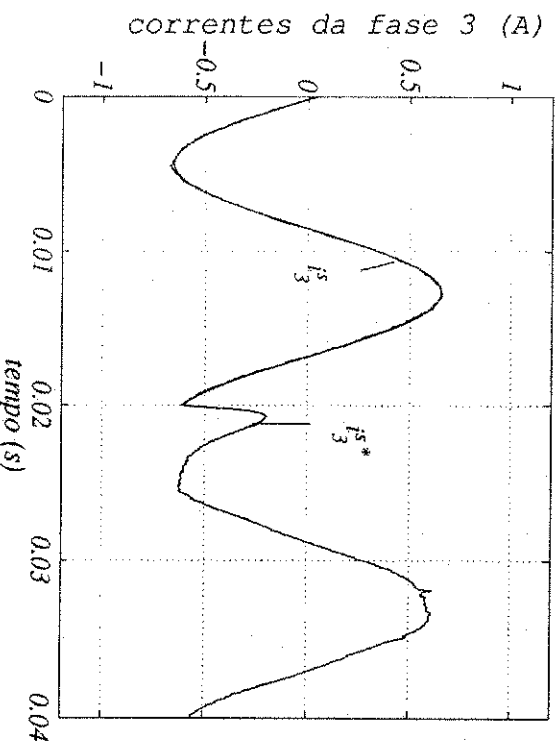


Figura 5.30: Curvas das correntes experimentais de linha da fonte, de referência e medida, fase “3”.

5.3 Sistema a 4 Fios, com Carga em “T” a 3 Fios

O sistema tratado nesta seção, é um sistema trifásico a quatro fios, cuja carga trifásica possui apenas três fios. Desta forma, o Filtro Ativo a quatro braços possui uma redundância, e o quarto braço permanece inativo em condições normais de operação. Além disso, este braço pode ser utilizado para manter a operação após um distúrbio que provoque a perda de um dos outros braços. A figura 5.31 representa esquematicamente este sistema, durante a operação normal, equilibrada.

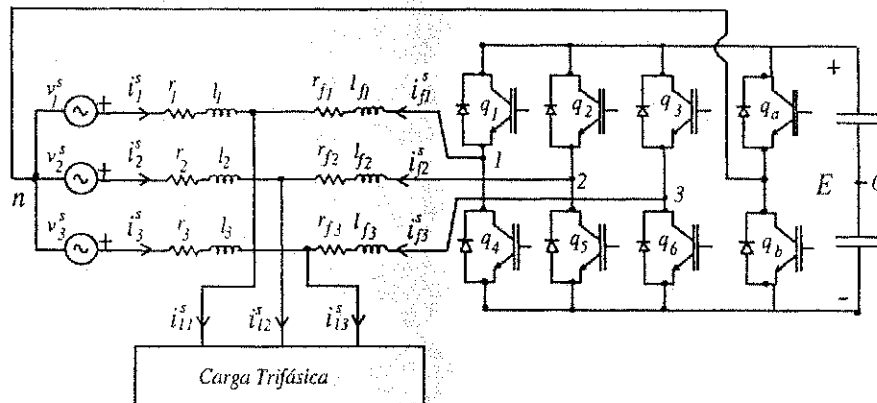


Figura 5.31: Diagrama esquemático do sistema trifásico, quatro fios, conversor trifásico a quatro braços e carga a três fios.

5.3.1 Modelo Trifásico Pós-Distúrbio

O modelo “dq” da subseção anterior é adequado para representação do sistema sob operação desequilibrada. Entretanto, considerou-se mais simples adotar um modelo semelhante ao que foi estabelecido para o sistema com carga a quatro fios, dado pelas equações (5.14) a (5.35), no qual as componentes “dq” são, na verdade adaptações diretas do modelo matemático em componentes de fase, o que simplifica não só o modelo como também o software de controle.

Desta forma, o equacionamento do sistema será apresentado para três situações diferentes, de acordo com o braço do conversor que se encontrar inativo.

Distúrbio na Fase “1”

A figura 5.32 ilustra a operação do conversor durante um distúrbio que desabilite o braço correspondente à fase “1”.

Para este sistema, são válidas as equações das fases “2” e “3”, conforme (3.147) e (3.148), e para a fase “1” pode ser definida uma nova equação. Com isso, o modelo pode ser escrito como segue:

$$v_1^s = r_1 i_{11}^s + l_1 \frac{di_{11}^s}{dt} \quad (5.38)$$

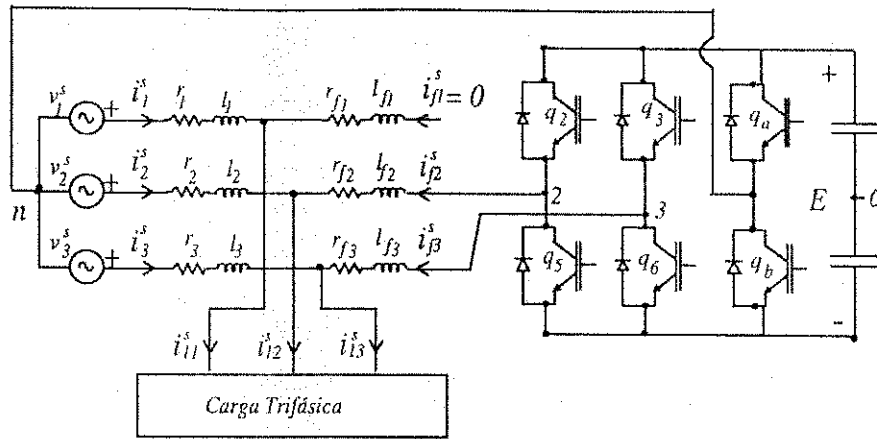


Figura 5.32: Diagrama esquemático do circuito elétrico completo após o distúrbio na fase 1.

$$i_{f1}^s = 0 \quad (5.39)$$

e, para as fases "2" e "3", com $n = 2, 3$:

$$v_n^s - e_{fn}^s = r_{tn} i_n^s + l_{tn} \frac{di_n^s}{dt} - \varepsilon_{ln}^s + \varepsilon_{on}^s \quad (5.40)$$

$$\varepsilon_{ln}^s = r_{fn} i_n^s + l_{fn} \frac{di_{ln}^s}{dt} \quad (5.41)$$

Para manter o sistema operando de forma equilibrada, mesmo após a perda de um dos braços do conversor, é necessário projetar um modelo apropriado para a malha de controle de corrente. Para isto, é necessário verificar que a corrente i_1^s não pode ser controlada pela tensão e_{f1}^s . A aplicação da equação de transformação (3.2), considerando a fase 1 aberta, tal que $i_1^s = i_{11}^s$ foi demonstrada no apêndice G e resulta em:

$$i_1^s = i_{11}^s \quad (5.42)$$

$$i_2^s = i_{11}^s - \sqrt{\frac{3}{2}} i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \quad (5.43)$$

$$i_3^s = i_{11}^s - \sqrt{\frac{3}{2}} i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \quad (5.44)$$

Observe-se que as equações (5.40) a (5.44), que definem o modelo do sistema pós-distúrbio, são essencialmente as mesmas equações (5.5) a (5.13) que definiram o modelo anteriormente estudado para o sistema com carga a quatro fios. Isto era de se esperar, tendo em vista que o sistema do caso anterior, apesar de possuir o quarto fio na carga, não permite o controle da componente "o" após o distúrbio em qualquer das fases e, neste caso, onde a carga não possui o quarto fio, este controle também não pode ser implementado. Portanto, do ponto de vista das equações que definirão a atuação do sistema de controle, os dois casos são idênticos e as

equações deduzidas para o estudo de distúrbios incluindo cargas a três fios serão as mesmas quando a carga tiver o quarto fio. A diferença que as duas topologias terão em termos de seus funcionamentos residirá nas correntes entre o sistema elétrico da concessionária e a carga que, no caso da carga a quatro fios, poderá conter componente “o” e, no caso de carga a três fios, não conterà. Entretanto, do ponto de vista das correntes do Filtro Ativo, não existirá diferença entre essas correntes.

5.3.2 Esquema de Controle

A figura 5.33 apresenta um diagrama de blocos do esquema de controle adotado, nos casos de operação equilibrada. Alí, o bloco denominado “sincronizador” gera sinais para a sincronização da corrente de referência com a tensão da rede; o regulador “ R_c ”, controla a amplitude da corrente de referência, com base no sinal de erro da tensão medida sobre o capacitor do lado de “cc” do conversor; e o regulador “ R_{s123} ” determina as tensões de referência para o conversor.

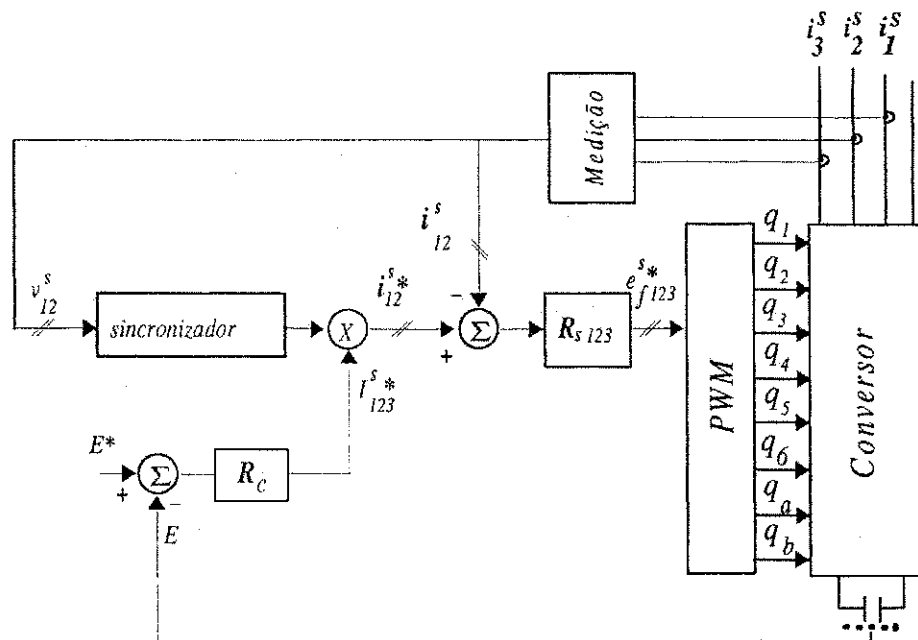


Figura 5.33: Diagrama de blocos do sistema de controle antes da ocorrência do distúrbio.

A figura 5.34 apresenta o diagrama de blocos adaptado à condição de operação sob distúrbio. Neste caso, o bloco “A” representa a equação de transformação geral que leva em conta qual o braço defeituoso do conversor. As equações (G.9) a (G.11) são utilizadas para calcular as correntes de referência quando o braço “1” está defeituoso. As equações (G.15) a (G.17) e (G.21) a (G.23) são utilizadas quando o defeito se dá nas fases “2” ou “3”, respectivamente.

A detecção da falta é realizada pela monitoração das correntes das três fases do Filtro Ativo, sendo considerada defeituosa a fase cuja corrente permanecer nula por um intervalo de tempo pré-estabelecido.

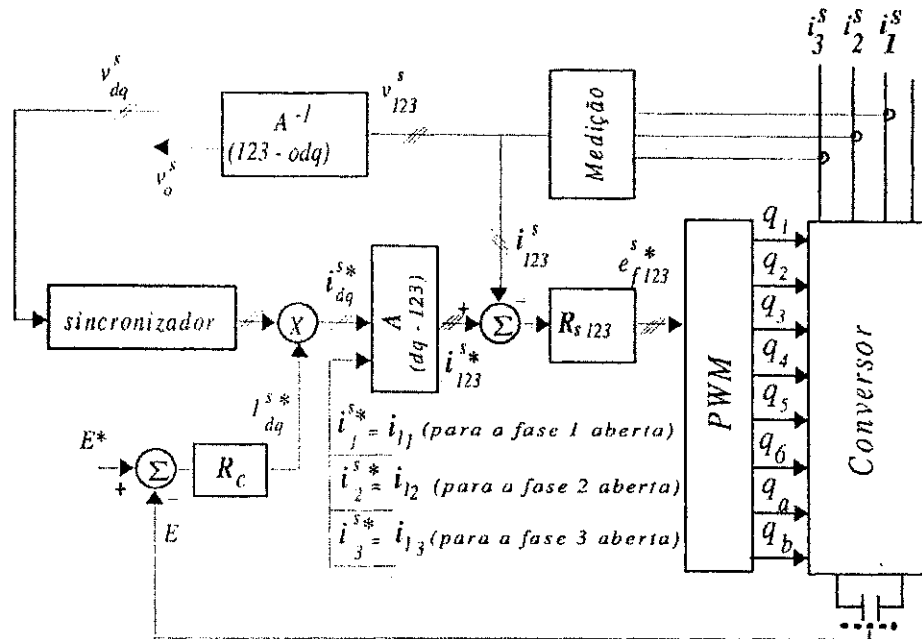


Figura 5.34: Diagrama de blocos do sistema de controle após a ocorrência do distúrbio.

5.3.3 Resultados de Simulações

O sistema modelado na seção anterior deste capítulo, foi estudado através de simulações em MATLAB adotando-se parâmetros equilibrados para o sistema elétrico. Os valores dos parâmetros foram: $r = 0,05pu$, $l = 0,2pu$, $r_f = 0,05pu$ e $l_f = 0,2pu$. A carga, não linear, de baixo fator de potência e desequilibrada foi simulada na forma de três fontes de corrente, uma por fase, as quais, resultaram, em cada fase, da composição das seguintes fontes senoidais:

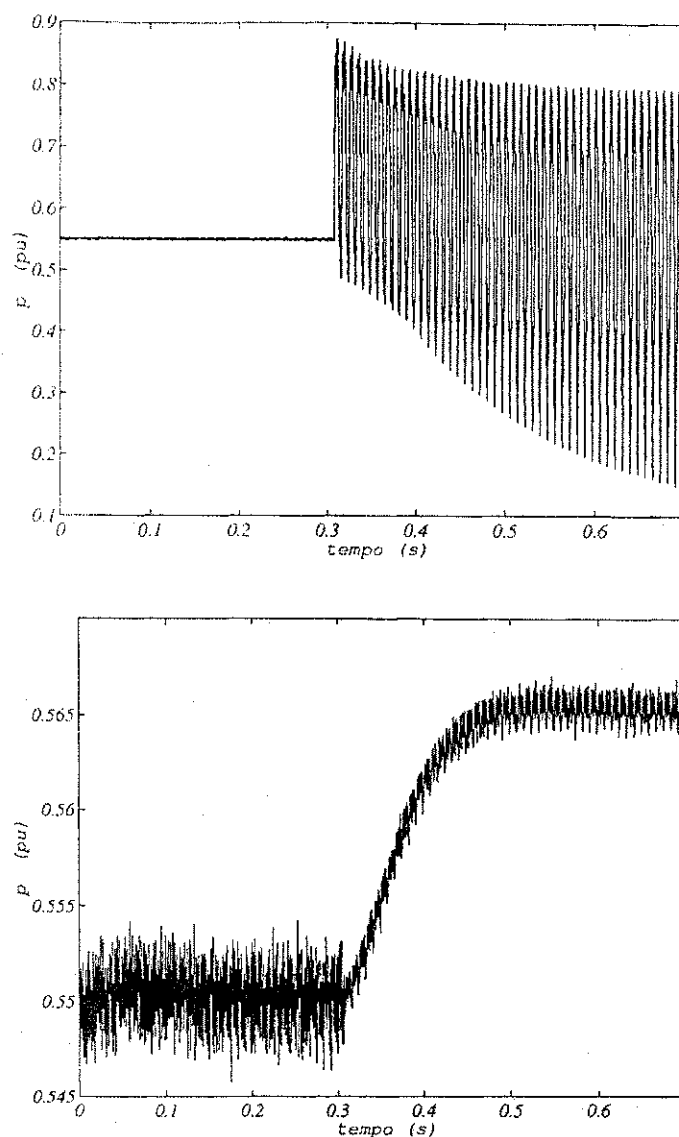


Figura 5.35: Curvas da simulação da potência instantânea fornecida pela fonte: (a) sem compensação; (b) com compensação.

1. Componente ativa: $0,5pu$;
2. Componente reativa: $0,3pu$;
3. Componente de sequência negativa: $0,2pu$;
4. Componente de quinto harmônico: $0,1pu$.

A amplitude da tensão da rede foi definida em $1,0pu$ e o sistema foi simulado com o Filtro Ativo operando normalmente até o instante $t = 0,308s$, após o que introduziu-se a perda do braço 1 do conversor até o instante $t = 0,7s$.

A figura 5.35 apresenta gráficos com o comportamento da potência instantânea da fonte. Pode-se verificar que a ocorrência do distúrbio provoca (sem compensação) um crescimento

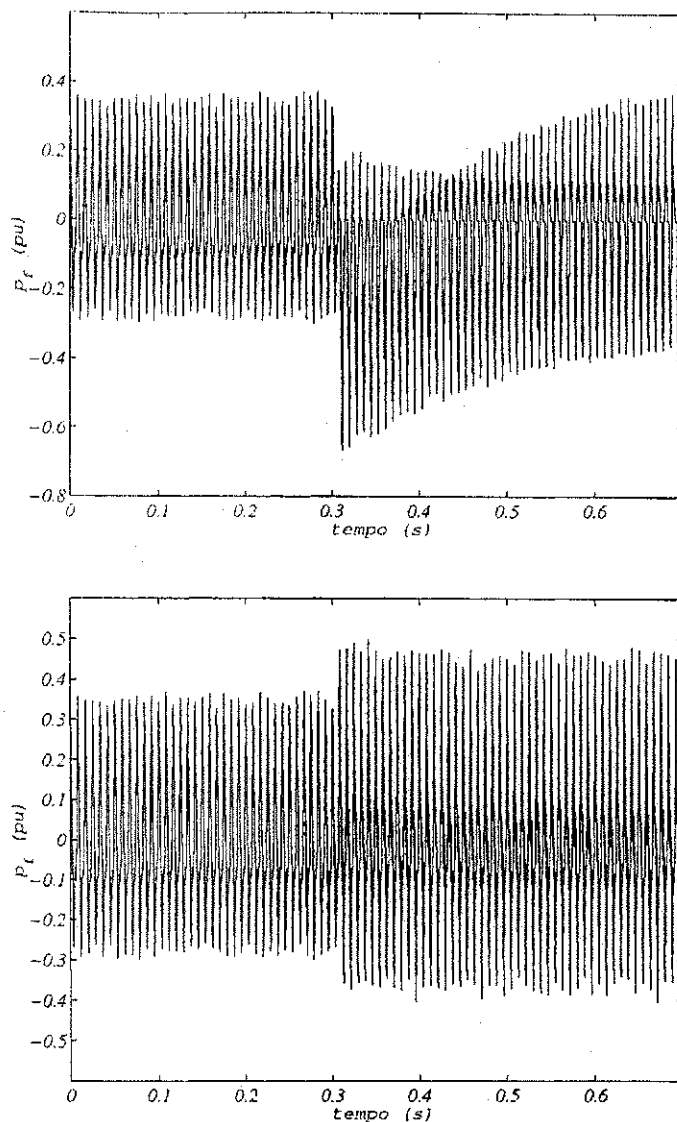


Figura 5.36: Curvas da simulação da potência instantânea fornecida pelo Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.

significativo e uma forte oscilação nessa potência. A vantagem da aplicação da técnica de compensação fica comprovada pela observação do gráfico da figura 5.35-b no qual se pode constatar que há um crescimento da potência solicitada à fonte, porém, observadas as escalas das figuras, vê-se que esse crescimento é pequeno e as oscilações são muito menores.

A observação dos gráficos da figura 5.36 mostra que, sem a aplicação da estratégia de compensação pós-distúrbio, o Filtro Ativo tem uma atuação menos relevante que quando a estratégia é aplicada. No primeiro caso sua potência instantânea oscila e, passado um transitório retorna a uma situação semelhante à da operação normal; no segundo, o Filtro, rapidamente, amplia sua faixa de atuação, ajudando a manter a carga em operação.

Pelos gráficos da figura 5.37, pode-se constatar que as correntes de linha fornecidas pela fonte, com a aplicação da técnica de compensação pós-distúrbio, apesar de continuarem dese-

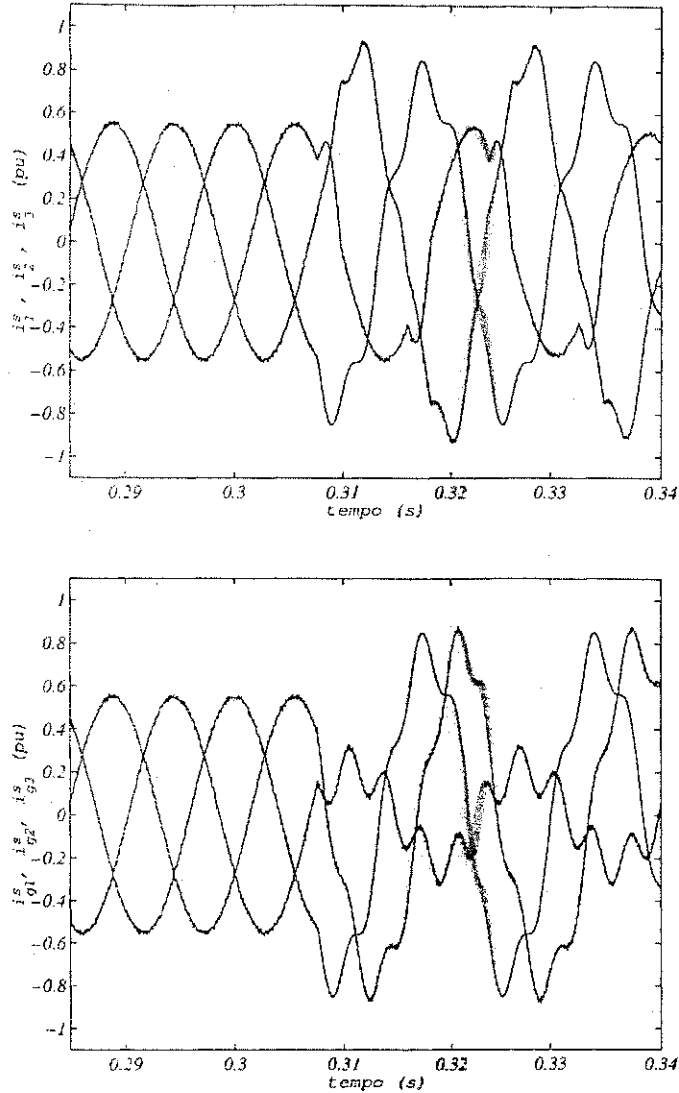


Figura 5.37: Curvas da simulação das correntes de linha fornecidas pela fonte: (a) sem compensação; (b) com compensação.

quilibradas e distorcidas, são “aliviadas”, em comparação com a situação em que a técnica não é aplicada. É interessante observar que neste caso, como a carga não tem o quarto fio, não possui componente de sequência zero e, portanto, para as correntes de linha da fonte a situação é melhor que no caso em que a carga possui o quarto fio (ver figura 5.16)

A figura 5.38 apresenta gráficos do comportamento das correntes de linha fornecidas pelo Filtro Ativo, demonstrando que seu “esforço” é mais significativo quando a técnica de controle pós-distúrbio é aplicada.

As figuras 5.39 e 5.40 mostram, gráficos com o comportamento das tensões e correntes de eixos “d” e “q”, respectivamente. Constata-se que essas correntes, com a aplicação da estratégia pós-distúrbio, tornam-se equilibradas e senoidais. Convém lembrar que a estratégia pós-distúrbio foi fundamentada justamente no controle dessas correntes.

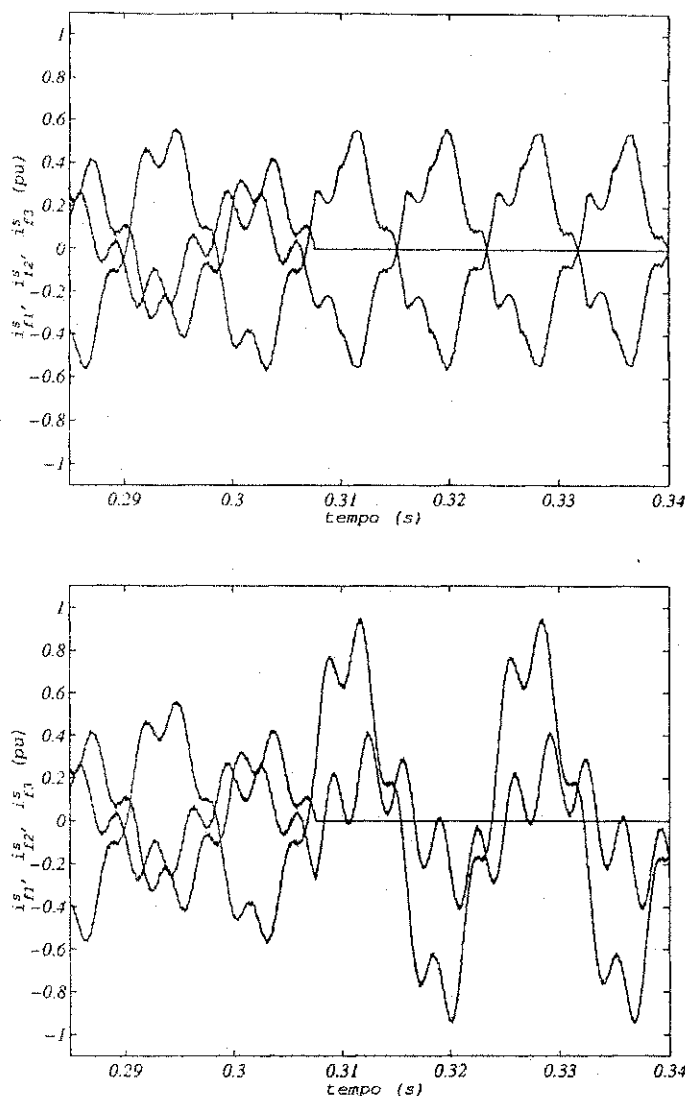


Figura 5.38: Curvas da simulação das correntes de linha fornecidas pelo Filtro Ativo: (a) sem compensação; (b) com compensação.

As correntes de linha na carga, como foram definidas nas simulações na forma de fontes ideais de corrente, permanecem inalteradas durante todo o processo, como se pode ver nos gráficos da figura 5.41.

As tensões fase-neutro sobre a carga, vistas nos gráficos da figura 5.42, ficam mais distorcidas e desequilibradas com a aplicação da estratégia de compensação pós-distúrbio, em virtude das limitações da atuação do Filtro Ativo nessas condições.

As tensões na carga em componentes “dq” são apresentadas nos gráficos da figura 5.43. Pode-se verificar que a técnica de compensação pós-distúrbios as mantém senoidais e desequilibradas.

Para terminar, a figura 5.44 apresenta gráficos com o comportamento das tensões de linha sobre a carga em componentes de fase, demonstrando que a aplicação da técnica de compensação pós-distúrbio as equilibra e torna senoidais.

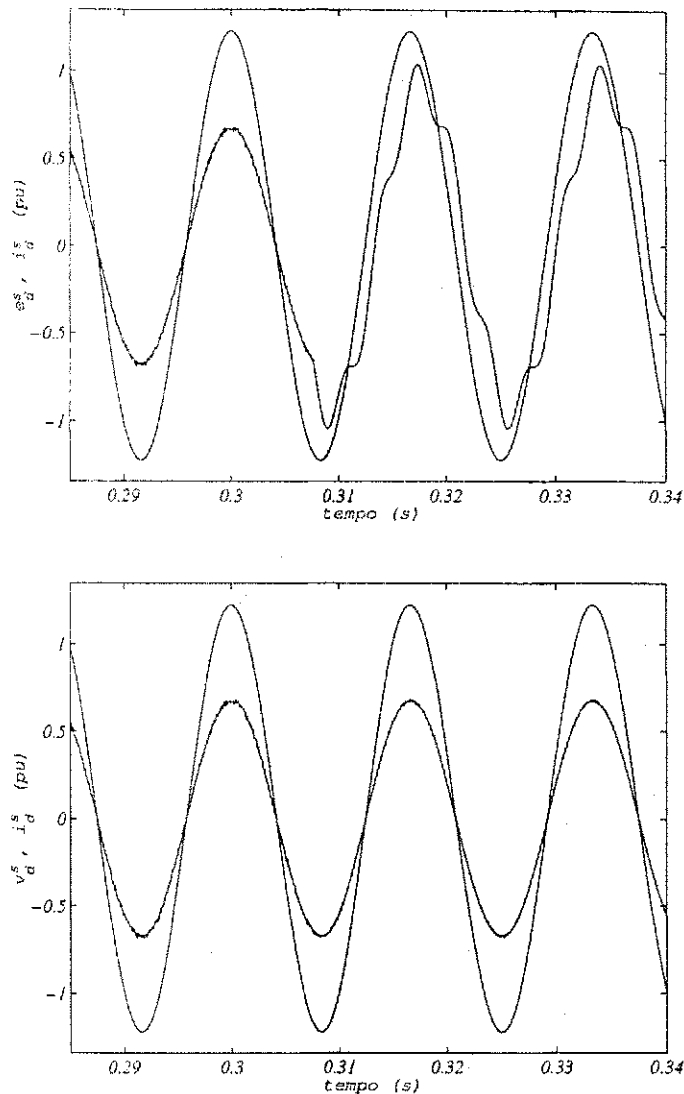


Figura 5.39: Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "d": (a) sem compensação; (b) com compensação.

5.3.4 Resultados Experimentais

O caso estudado nesta seção também foi estudado experimentalmente. Os controladores foram implementados via *software* em um microcomputador *Pentium II* – 266 MHz, tendo-se adotado uma taxa de amostragem de $200 \mu\text{s}$ e, no conversor, uma frequência de chaveamento de 10 kHz. Foi adotado um dos controladores de sequência positiva e negativa, dentre os apresentados no capítulo 4.

As figuras 5.45 e 5.46 mostram os valores obtidos para as correntes medidas e de referência, i_d^s, i_q^s e i_d^{s*}, i_q^{s*} . Foi considerado um distúrbio que eliminou o funcionamento do braço 3 do conversor, tendo-se registrado as informações do funcionamento do sistema durante 40 ms, com o distúrbio ocorrido no instante $t = 15 \text{ ms}$.

Pode-se observar nas figuras que, a menos de um curto transitório, as correntes de referência

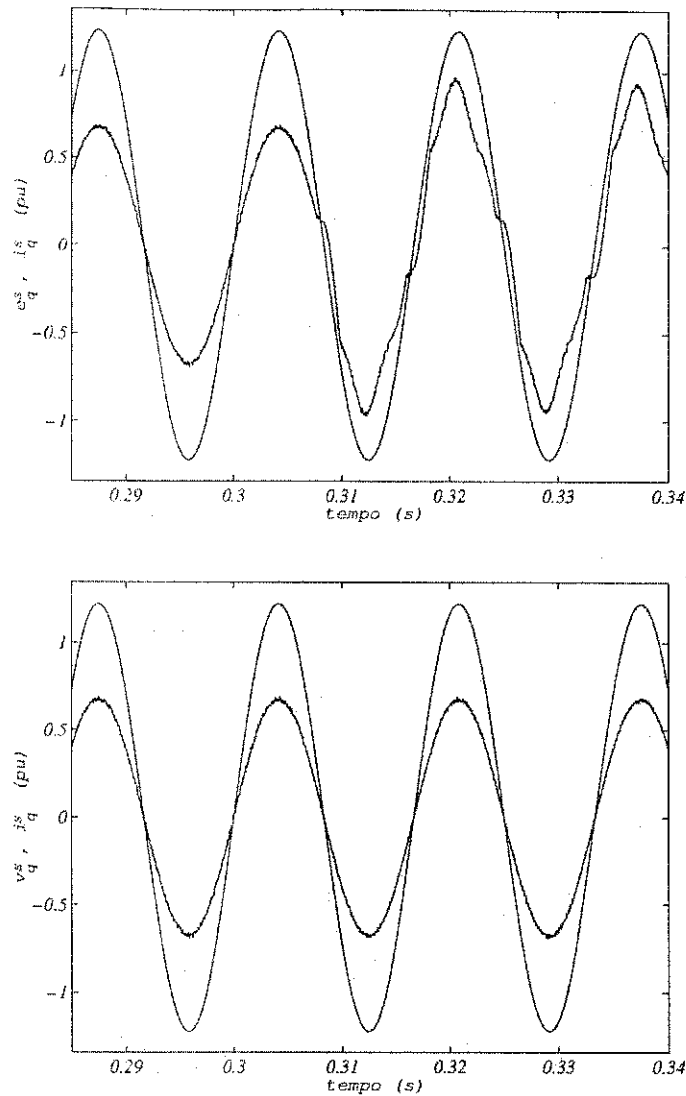


Figura 5.40: Curvas da simulação da tensão e corrente da fonte, eixo "q": (a) sem compensação; (b) com compensação.

impuseram os valores das correntes medidas, comprovando experimentalmente os resultados teóricos e de simulações.

5.4 Conclusão

Este capítulo estendeu o estudo de conversores operando como Filtros Ativos, em condições desequilibradas, para uma condição específica de desequilíbrio, que ocorre no próprio Filtro Ativo. A preocupação com este tipo de desequilíbrio é importante, tanto porque ele ocorre com alguma frequência, como pelo fato de que, adotando-se as técnicas de controle convencionais, quando de sua ocorrência, é inevitável a perda da operação do conversor, prejudicando o desempenho do sistema elétrico.

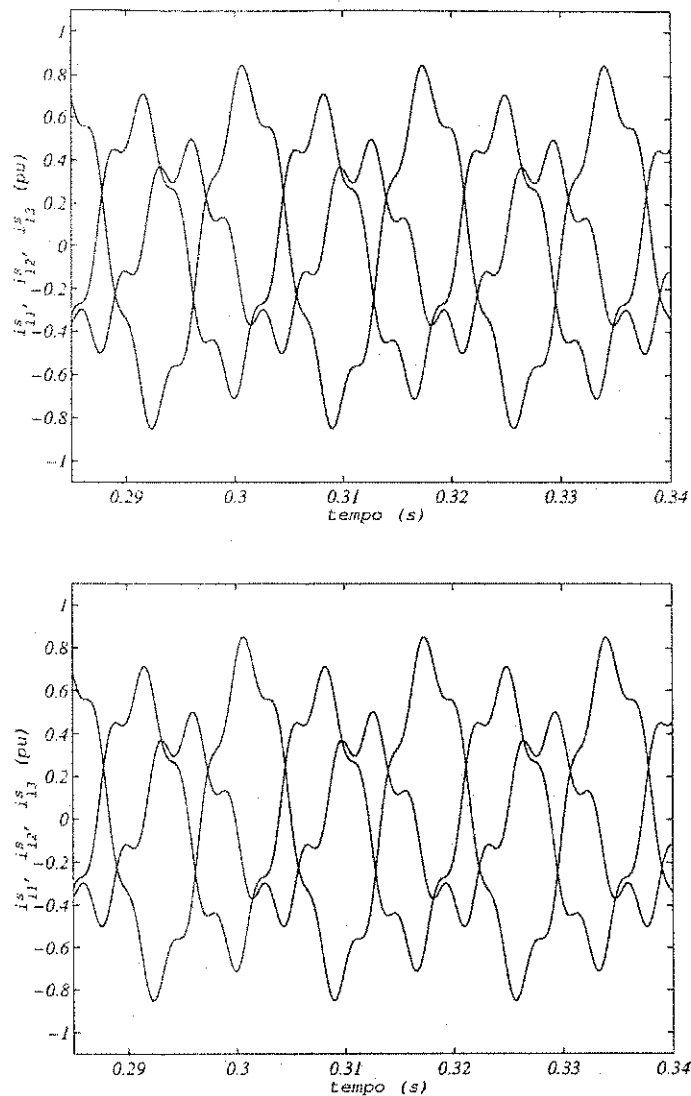


Figura 5.41: Curvas da simulação das correntes de linha na carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.

A estratégia proposta, portanto, é uma contribuição relevante porque a garantia de manutenção da operação do Filtro Ativo, ainda que cumprindo apenas parcialmente seus objetivos no sistema elétrico, amplia a confiabilidade do Filtro e, com isto, aumenta a segurança do próprio sistema elétrico.

Os resultados de simulação e experimentais obtidos, demonstraram a viabilidade da técnica proposta.

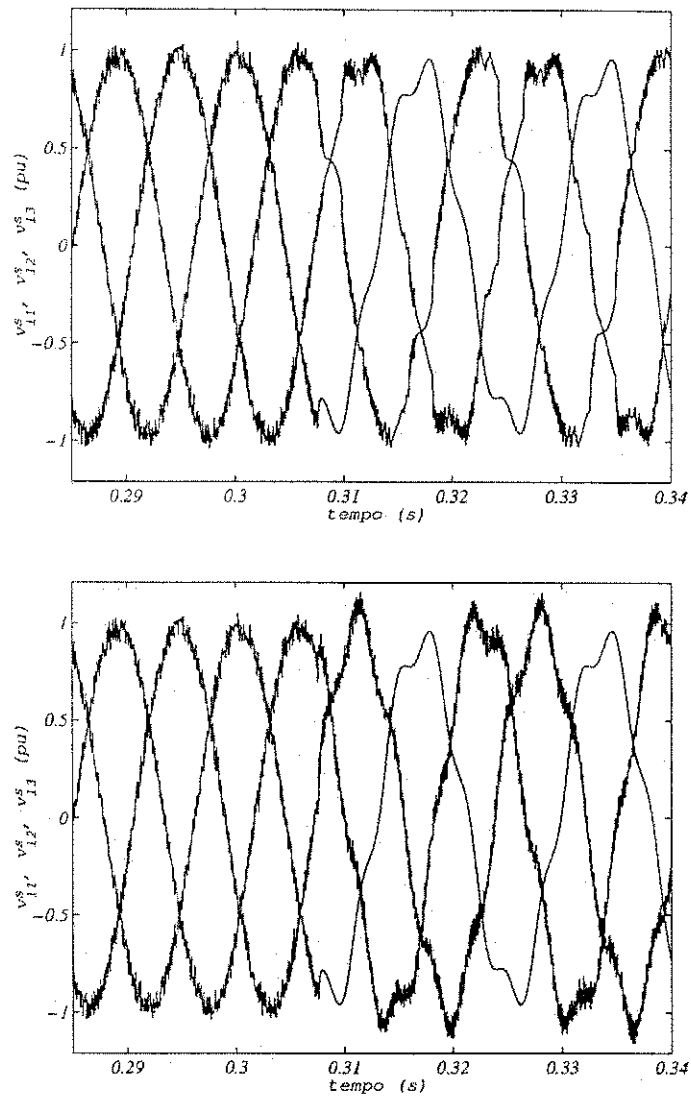


Figura 5.42: Curvas da simulação das tensões ao neutro sobre a carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.

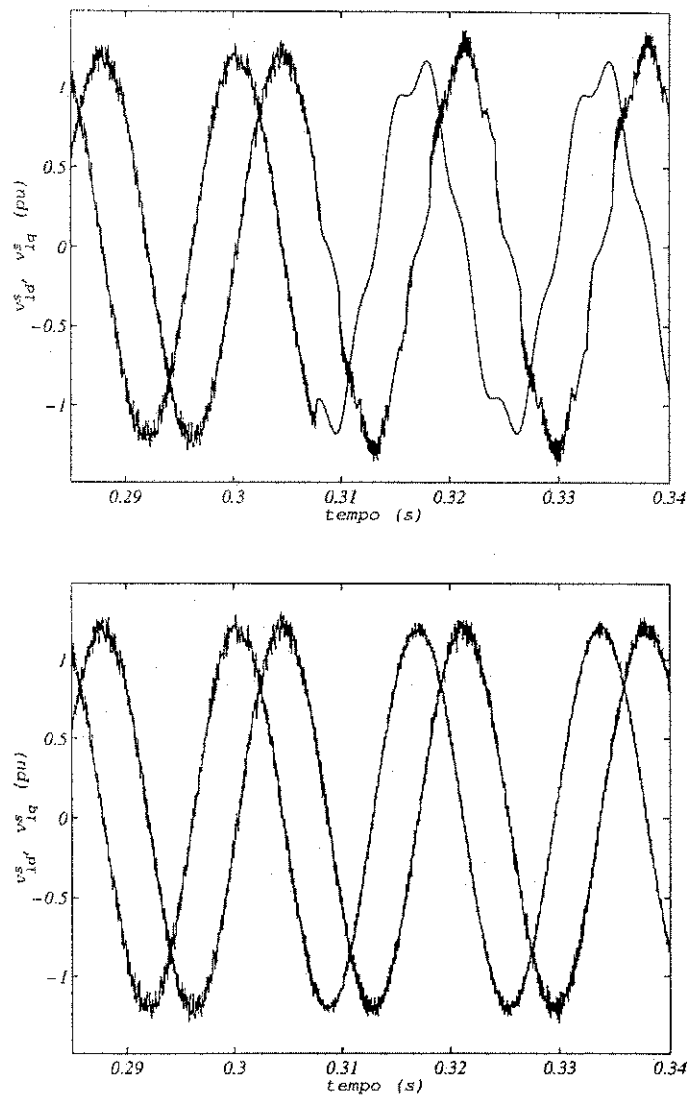


Figura 5.43: Curvas da simulação das tensões de linha sobre a carga em componentes "dq": (a) sem compensação; (b) com compensação.

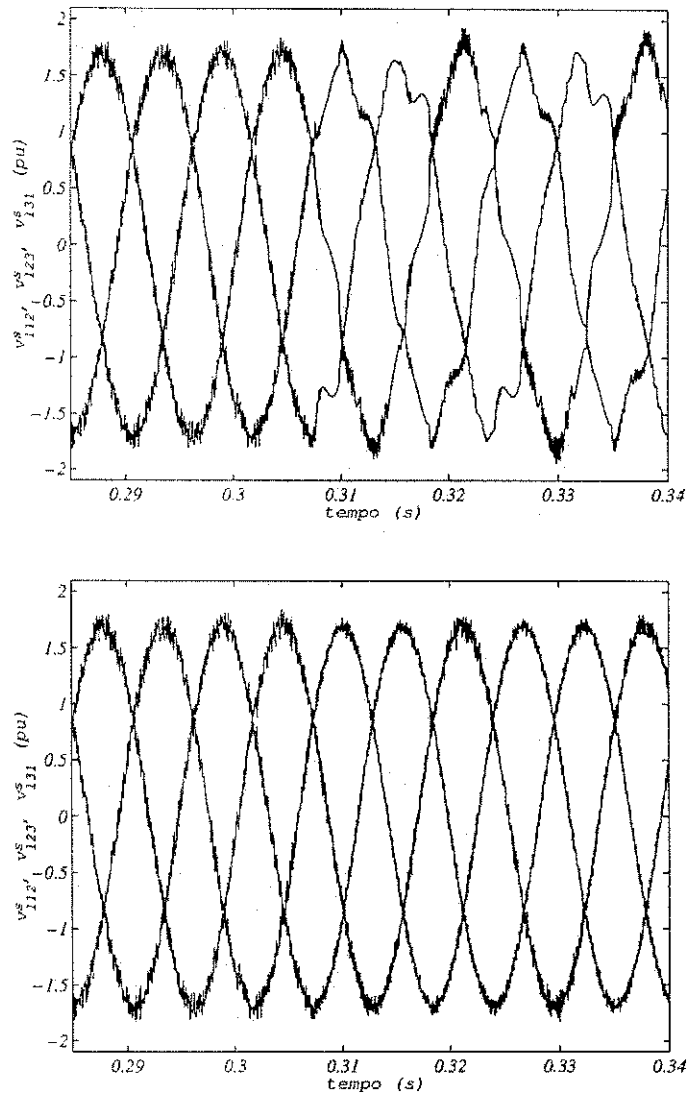


Figura 5.44: Curvas da simulação das tensões de linha sobre a carga em componentes "123": (a) sem compensação; (b) com compensação.

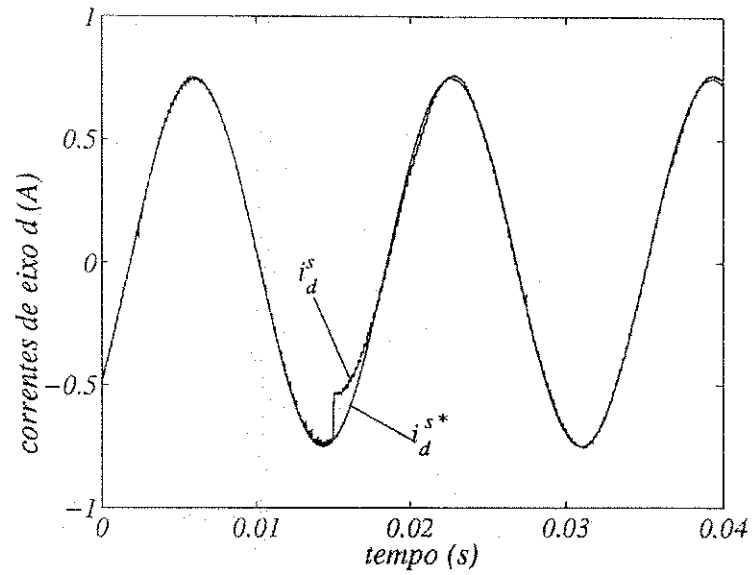


Figura 5.45: Curvas das correntes experimentais de referência e medida, eixo "d".

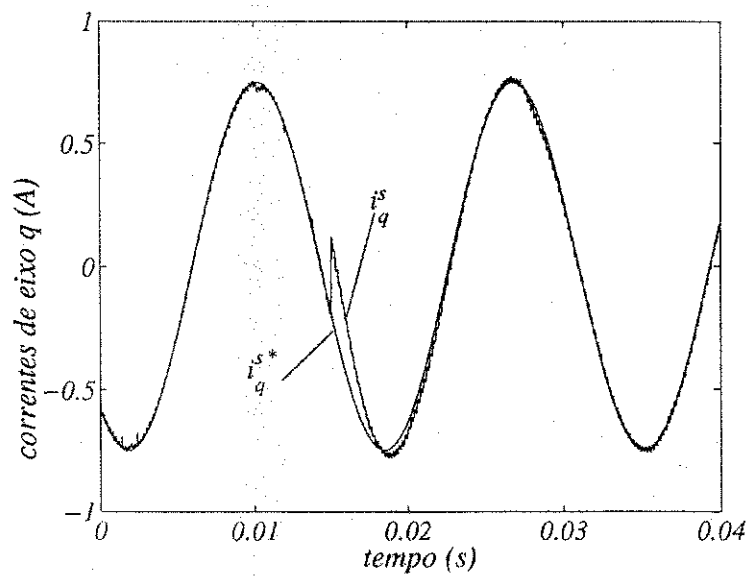


Figura 5.46: Curvas das correntes experimentais de referência e medida, eixo "q".

Capítulo 6

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões

Esta Tese de doutorado tratou do uso de Filtros Ativos derivação, em sistemas desequilibrados. O estudo apresentado enfocou importantes problemas enfrentados pela engenharia elétrica nos sistemas industriais, relacionados com a qualidade da energia, a minimização de desperdícios e a confiabilidade dos Filtros Ativos para tais aplicações.

O estudo de regime permanente apresentou uma modelagem detalhada para a situação em estudo, em quatro condições de operação diferenciadas e considerando quatro importantes situações de variações nos parâmetros principais do sistema elétrico, tornando-se uma contribuição significativa para muitos estudos que envolvam o projeto e dimensionamento de sistemas de compensação de reativos e Filtros Ativos, em particular.

Pode-se verificar, por exemplo, que as compensações proporcionam um ganho significativo no rendimento do sistema.

A compensação da regulação da tensão do *PAC*, não torna unitário o fator de potência, mas aproxima-se bastante. Por outro lado, seu custo é mais elevado pois implica em uma potência maior para o Filtro Ativo.

A compensação para fator de potência unitário, por sua vez, já repercute em uma boa regulação de tensão, podendo, a depender do caso, ser suficiente para manter a tensão do barramento no nível desejado.

A instalação de Filtros Ativos para controlar a regulação de tensão no barramento de uma carga industrial necessita de um estudo cuidadoso, pois, se o nível de curto-circuito for muito elevado o “esforço” exigido será muito grande, possivelmente inviável economicamente, e, poderão ocorrer dificuldades com a estabilidade do sistema.

Uma outra contribuição importante é a apresentação da modelagem detalhada para o

funcionamento do Filtro Ativo atuando no controle das correntes fornecidas a estas cargas. Procurou-se generalizar o estudo, considerando a possibilidade de existência de desequilíbrios nos parâmetros do sistema elétrico de transmissão da concessionária de energia ao PAC da indústria onde as cargas estão instaladas, assim como nos parâmetros da conexão do PAC ao Filtro Ativo.

Foram aplicados modelos de controladores de sequência positiva e negativa projetados para corrigir perturbações nas correntes fornecidas por uma rede elétrica a um sistema industrial contendo cargas desequilibradas e de baixo fator de potência.

Foram apresentados resultados de simulações e experimentais para a aplicação dos controladores apresentados, que confirmaram sua eficiência na compensação de desequilíbrios na carga "ca", o que representa mais uma importante contribuição trazida pelo trabalho.

A preocupação com a garantia de uma maior confiabilidade de operação de Filtros Ativos em Sistemas Industriais, levou ao estabelecimento de um estudo envolvendo a utilização de um Filtro Ativo baseado em um conversor tipo Fonte de Tensão a quatro braços, em sistema trifásico. Através deste quarto braço e de uma estratégia de controle proposta no trabalho, tornou-se possível manter o sistema em operação mesmo após um distúrbio que inviabilizou o funcionamento do Filtro em um dos seus braços, tornando desnecessária a interrupção imediata. Com isso, garantiu-se a permanência do sistema em operação até que a manutenção possa ser feita, sem prejuízos à linha de produção da indústria e sem provocar perturbações significativas ao sistema da concessionária, aos demais consumidores próximos ou prejuízos em termos de repercussões na tarifação do consumo de energia da indústria.

Esta é uma importante contribuição trazida nesta Tese, tanto pela vantagem que a estratégia traz com relação ao aumento da confiabilidade operacional do Filtro Ativo, como pela modelagem eficiente e simples que foi proposta. O sistema foi testado em situações de carga a três e quatro fios, através de simulações e de testes experimentais realizados em laboratório.

Concluindo, registra-se que este trabalho procurou, apesar da especificidade do tema proposto, contextualizar da forma mais ampla possível os objetos de estudo envolvidos (Filtros Ativos), como forma de ressaltar a importância que equipamentos voltados para contribuir na melhoria da qualidade da energia podem ter no futuro (e presente) contexto da questão energética. A escassez de energia e a necessidade de atendimento a uma demanda cada vez maior, diretamente ligado ao próprio crescimento econômico, podem encontrar na pesquisa de equipamentos compensadores e Filtros Ativos uma das opções para a garantia dos necessários níveis de crescimento econômico e atendimento às demandas sociais.

6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

É válido que algumas sugestões sejam acrescentadas, visando a proposição de futuros trabalhos.

O estudo de regime permanente aqui apresentado, considerou a contribuição dos Filtros Ati-

vos pressupondo o sistema elétrico previamente equilibrado. É possível, com base na condição máxima de desequilíbrio possível para a carga ou, com base numa condição de desequilíbrio máxima previsível, reestabelecer este estudo considerando a contribuição adicional a ser esperada do Filtro prevendo o controle do desequilíbrio como um dos objetivos da compensação.

Um outro refinamento que pode ser feito é o condicionamento do controle de fator de potência ou da regulação de tensão para limites toleráveis pré-especificados. O equacionamento estabelecido neste trabalho permite uma extensão para tais objetivos.

Finalmente, ainda com relação ao estudo de regime permanente, é possível também ampliar pela consideração do objetivo de compensar harmônicos.

Os Filtros Ativos enfocados nesta Tese são conectados em derivação ao sistema elétrico, adequando-se ao controle direto de correntes. Considerando que a modelagem matemática resultou em modelos série fica uma importante contribuição para complementar este estudo, desenvolvendo trabalho semelhante considerando Filtro Ativos conectados em série com a rede elétrica, tipicamente controladores de tensões, para verificar a aplicação de técnicas de controle de desequilíbrios para perturbações nas tensões do sistema elétrico.

Em continuidade à sugestão anterior, um outro avanço poderia ser obtido pela realização de um estudo combinando Filtros Ativos série e derivação, a exemplo de alguns equipamentos que já vêm sendo utilizados como o UPFC e UPQC [30], [31] e [32].

É possível ainda avançar nos estudos aqui realizados com relação aos controladores, através da inclusão de controladores para a compensação de harmônicos que já foram enfocados por Rui [1].

Numa próxima etapa, também, seria importante estabelecer uma estratégia de controle em que estivessem combinados o objetivo de correção de desequilíbrios, fator de potência e harmônicos com a estratégia de tolerância a faltas, incluindo as três alternativas de defeito aqui consideradas (perda da fase 1, fase 2 ou fase 3) e a estratégia utilizada para a detecção de faltas.

Apêndice A

Potência Complexa

Em estudos de regime permanente, a potência complexa é dada por:

$$\dot{S} = \dot{v} \dot{I}^* \quad (\text{A.1})$$

onde, na notação, os pontos acima dos símbolos indicam fasores e o asterísco indica o *complexo conjugado* do fasor. Assim,

$$\dot{v} = (v_d + jv_q) = V e^{j\theta_v}$$

$$\dot{I} = (i_d + ji_q) = I e^{j\theta_i}$$

Daí, tomando-se um circuito série RL, onde

$$\dot{v} = \dot{z} \dot{I}$$

vem que

$$\dot{S} = \dot{z} \dot{I} \dot{I}^*$$

ou

$$\dot{S} = \dot{z}^* I^2$$

onde \dot{z} é a impedância série complexa do circuito série, composta pela resistência r e reatância x . Agora, separando as componentes de potência ativa e reativa, vem que:

$$P = r I^2 \quad (\text{A.2})$$

e

$$Q = -x I^2 \quad (\text{A.3})$$

O circuito rl série pode ser transformado em uma admitância em paralelo, dada por:

$$\dot{\mathbf{Y}} = \frac{1}{\dot{\mathbf{z}}}$$

resultando em um circuito contendo uma condutância g em paralelo com uma susceptância b , submetidos à tensão $\dot{\mathbf{v}}$ e onde

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} \quad (\text{A.4})$$

$$b = -\frac{x}{r^2 + x^2} \quad (\text{A.5})$$

para o qual a equação (A.1) pode ser reescrita levando em conta que:

$$\dot{\mathbf{I}} = \dot{\mathbf{v}} \dot{\mathbf{Y}}$$

logo,

$$\dot{\mathbf{S}} = \dot{\mathbf{v}}^* \dot{\mathbf{v}} \dot{\mathbf{Y}}$$

ou

$$\dot{\mathbf{S}} = V^2 \dot{\mathbf{Y}} \quad (\text{A.6})$$

daí, separando as componentes de potência ativa e reativa, vem que

$$P = gV^2 \quad (\text{A.7})$$

e

$$Q = bV^2 \quad (\text{A.8})$$

Apêndice B

Conversão de Referenciais das Quantidades Vetoriais

O vetor complexo x_{dq}^s e \tilde{x}_{dq}^s pode ser transposto para um referencial arbitrário "a", pela introdução de:

$$x_{dq}^a = e^{-j\delta_a} x_{dq}^s \quad (\text{B.1})$$

e

$$\tilde{x}_{dq}^a = e^{-j\delta_a} \tilde{x}_{dq}^s \quad (\text{B.2})$$

onde o superescrito "a" indica que o referencial associado com a posição angular δ_a foi escolhido. Assim, como

$$e^{-j\delta_a} = \cos(\omega_a t) - j \text{sen}(\omega_a t) \quad (\text{B.3})$$

vem que:

$$\frac{de^{-j\delta_a}}{dt} = e^{-j\delta_a} \frac{d(-j\omega_a t)}{dt} = -j\omega_a e^{-j\omega_a t} = -j\omega_a e^{-j\delta_a}$$

ou:

$$\frac{de^{-j\delta_a}}{dt} = -j\omega_a \cos(\omega_a t) - \omega_a \text{sen}(\omega_a t) = -j\omega_a \cos(\delta_a) - \omega_a \text{sen}(\delta_a) \quad (\text{B.4})$$

Multiplicando e dividindo por $j\omega_a$, vem que:

$$\frac{de^{-j\delta_a}}{dt} = j\omega_a \left(\frac{-j\omega_a \cos(\delta_a) - \omega_a \text{sen}(\delta_a)}{j\omega_a} \right)$$

$$\frac{de^{-j\delta_a}}{dt} = j\omega_a (-\cos(\delta_a) + j \text{sen}(\delta_a)) = -j\omega_a (\cos(\delta_a) - j \text{sen}(\delta_a))$$

portanto:

$$\frac{de^{-j\delta_a}}{dt} = -j\omega_a e^{-j\delta_a} \quad (\text{B.5})$$

por procedimento idêntico, demonstra-se que

$$\frac{de^{j\delta_a}}{dt} = j\omega_a e^{j\delta_a} \quad (\text{B.6})$$

Seja a seguinte conversão entre referenciais de um referencial estatórico para um referencial arbitrário "a":

$$\mathbf{x}_{dq}^a = e^{-j\delta_a} \mathbf{x}_{dq}^s \quad (\text{B.7})$$

pode-se reescrever da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_d^a \\ x_q^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_a) & \text{sen}(\delta_a) \\ -\text{sen}(\delta_a) & \cos(\delta_a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

que pode ser reescrita como:

$$\mathbf{x}_{dq}^a = x_d^s \cos(\delta_a) + x_q^s \text{sen}(\delta_a) + j [-x_d^s \text{sen}(\delta_a) + x_q^s \cos(\delta_a)] \quad (\text{B.9})$$

ou:

$$\mathbf{x}_{dq}^a = (x_d^s + jx_q^s) \cos(\delta_a) + (x_q^s - jx_d^s) \text{sen}(\delta_a) \quad (\text{B.10})$$

$$\mathbf{x}_{dq}^a = (x_d^s + jx_q^s) \cos(\delta_a) + (x_d^s + jx_q^s) \frac{\text{sen}(\delta_a)}{j} \quad (\text{B.11})$$

$$\mathbf{x}_{dq}^a = (x_d^s + jx_q^s) [\cos(\delta_a) - j \text{sen}(\delta_a)] \quad (\text{B.12})$$

logo:

$$\mathbf{x}_{dq}^a = (x_d^s + jx_q^s) e^{-j\delta_a} \quad (\text{B.13})$$

e, como

$$(x_d^s + jx_q^s) = \mathbf{x}_{dq}^s = \begin{bmatrix} x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix}$$

vem que:

$$\mathbf{x}_{dq}^a = e^{-j\delta_a} \mathbf{x}_{dq}^s \quad (\text{B.14})$$

Apêndice C

Cálculo das Parcelas de (3.32)

Parcela 1:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_d & r_{qd} \\ r_{dq} & r_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (r_d + r_q) & (r_d - r_q - 2jr_{dq}) \\ (r_d - r_q - 2jr_{dq}) & (r_d + r_q) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \bar{r}_{dq} & \tilde{r}_{dq} \\ \tilde{r}_{dq} & \bar{r}_{dq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.1})$$

logo:

$$\bar{r}_{dq} = \frac{(r_d + r_q)}{2}$$

e

$$\tilde{r}_{dq} = \frac{(r_d - r_q - 2jr_{dq})}{2}$$

portanto, se o sistema é equilibrado, como $r_d = r_q$ e $r_{dq} = r_{dq} = 0$, vem que:

$$\bar{r}_{dq} = r_d = r_q = r_{t1} = r_t$$

e

$$\tilde{r}_{dq} = 0$$

Parcela 2:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_d & l_{qd} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (l_d + l_q) & (l_d - l_q - 2jl_{dq}) \\ (l_d - l_q - 2jl_{dq}) & (l_d + l_q) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \bar{l}_{dq} & \tilde{l}_{dq} \\ \tilde{l}_{dq} & \bar{l}_{dq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

logo:

$$\bar{l}_{dq} = \frac{(l_d + l_q)}{2}$$

e

$$\tilde{l}_{dq} = \frac{(l_d - l_q - 2jl_{dq})}{2}$$

portanto, se o sistema é equilibrado, como $l_d = l_q$ e $l_{dq} = l_{dq} = 0$, vem que:

$$\tilde{l}_{dq} = l_d = l_q = l_{t1} = l_t$$

e

$$\tilde{l}_{dq} = 0$$

Parcela 3:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{dq}^s \\ \tilde{e}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (e_{dq}^s + \tilde{e}_{dq}^s) \\ j(-e_{dq}^s + \tilde{e}_{dq}^s) \end{bmatrix} = \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2e_{dq}^s \\ 2\tilde{e}_{dq}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e_{dq}^s \\ \tilde{e}_{dq}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (C.3)$$

Parcela 4:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{od} \\ r_{oq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} (r_{od} + jr_{oq}) \\ (r_{od} - jr_{oq}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{r}_o \\ \tilde{r}_o^* \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

logo, se o sistema é equilibrado:

$$\begin{bmatrix} \tilde{r}_o \\ \tilde{r}_o^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Parcela 5:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{od} \\ l_{oq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} (l_{od} + jl_{oq}) \\ (l_{od} - jl_{oq}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{l}_o \\ \tilde{l}_o^* \end{bmatrix} \quad (C.5)$$

logo, se o sistema é equilibrado:

$$\begin{bmatrix} \tilde{l}_o \\ \tilde{l}_o^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Apêndice D

Cálculo das Transposições de Variáveis em Derivadas

Considerando que:

$$\frac{de^{-j\delta_a}}{dt} = -\omega_a \text{sen}(\delta_a) - j\omega_a \cos(\delta_a) = -j\omega_a e^{-j\delta_a} \quad (\text{D.1})$$

e, aplicando a regra da derivação do produto de duas funções, vem que:

$$\begin{aligned} \frac{d(e^{-j\delta_a} i_{dq}^s)}{dt} &= i_{dq}^s \frac{d(e^{-j\delta_a})}{dt} + e^{-j\delta_a} \frac{d(i_{dq}^s)}{dt} \\ \frac{d(e^{-j\delta_a} i_{dq}^s)}{dt} &= e^{-j\delta_a} i_{dq}^s \frac{d(-j\delta_a)}{dt} + e^{-j\delta_a} \frac{d(i_{dq}^s)}{dt} \end{aligned}$$

logo:

$$\frac{d(e^{-j\delta_a} i_{dq}^s)}{dt} = -j\omega_a i_{dq}^s + \frac{d(i_{dq}^s)}{dt} \quad (\text{D.2})$$

Analogamente,

$$\frac{de^{j\delta_a}}{dt} = \omega_a \text{sen}(\delta_a) + j\omega_a \cos(\delta_a) = j\omega_a e^{j\delta_a} \quad (\text{D.3})$$

e, aplicando a regra da derivação do produto de duas funções, vem que:

$$\begin{aligned} \frac{d(e^{j\delta_a} i_{dq}^a)}{dt} &= i_{dq}^a \frac{d(e^{j\delta_a})}{dt} + e^{j\delta_a} \frac{d(i_{dq}^a)}{dt} \\ \frac{d(e^{j\delta_a} i_{dq}^a)}{dt} &= e^{j\delta_a} i_{dq}^a \frac{d(j\delta_a)}{dt} + e^{j\delta_a} \frac{d(i_{dq}^a)}{dt} \end{aligned}$$

logo:

$$\frac{d(e^{j\delta_a} i_{dq}^a)}{dt} = j\omega_a i_{dq}^a + \frac{d(i_{dq}^a)}{dt} \quad (\text{D.4})$$

Apêndice E

Modelagem Discreta para Espaço de Estado [1]

Considerando um controlador linear representado por um sistema dinâmico de estado contínuo no tempo, pode-se afirmar:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{E.1})$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{E.2})$$

Genericamente, a solução desse sistema no instante t , a partir de um instante inicial t_o , $x(t_o)$, é dada por:

$$x(t) = \exp [A(t - t_o)] x(t_o) + \int_{t_o}^t \exp [A(t - \tau)] Bu(\tau) d\tau \quad (\text{E.3})$$

onde e^{At} é a matriz de transição de estado. A solução deste sistema em $t + h$, a partir de uma condição inicial em t , $x(t)$, é expressa por:

$$x(t + h) = \exp Ahx(t) + \int_t^{t+h} \exp [A(t + h - \tau)] Bu(\tau) d\tau \quad (\text{E.4})$$

Se o intervalo de amostragem h for pequeno, de tal forma que $u(t)$ possa ser considerado constante no intervalo, e assumindo-se B constante, escreve-se para (E.4), a seguinte equação:

$$x(t + h) = Fx(t) + Hu(t) \quad (\text{E.5})$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{E.6})$$

onde $F = e^{Ah}$ e $H = \left[\int_0^h e^{A\nu} d\nu \right] B$. O modelo dado por (E.4) é denominado modelo de estado dinâmico discreto, também conhecido como modelo linear de diferenças. Nesse modelo, a cada

instante t o controlador produz um novo sinal de comando a ser aplicado na planta, no próximo intervalo de amostragem $t + h$.

A matriz de transição de estado $F = e^{Ah}$ pode ser aproximada pela série de Taylor, resultando

$$F = e^{Ah} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(Ah)^i}{i!} = I + Ah + \frac{(Ah)^2}{2!} + \frac{(Ah)^3}{3!} + \dots \quad (\text{E.7})$$

e, para H , vem:

$$H = \left[\sum_{i=0}^{\infty} \frac{(A^i h^{i+1})}{i+1!} \right] B = \left[I + \frac{(Ah)}{2!} + \frac{(Ah)^2}{3!} + \frac{(Ah)^3}{4!} \dots \right] Bh \quad (\text{E.8})$$

Utilizando-se este modelo discreto, pode-se calcular recursivamente a evolução de $x(t)$. Este modelo é bastante adequado para implementações computacionais de controladores digitais em sistemas microcontrolados visando o controle de processos.

Uma ferramenta conveniente para manipular equações lineares de diferenças é o operador de deslocamento. Este operador é análogo ao operador diferencial utilizado em equações diferenciais a coeficientes constantes. O operador de deslocamento um passo a frente (*forward-shift operator*) é denotado por q e possui a seguinte propriedade:

$$qx(t) = x(t + h) \quad (\text{E.9})$$

Pode ser também apresentado na versão deslocamento unitário para trás (*backward-shift operator*)

$$q^{-1}x(t) = x(t - h) \quad (\text{E.10})$$

Portanto, (E.5) pode ser reescrita como:

$$qx(t) = Fx(t) + Hu(t) \quad (\text{E.11})$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{E.12})$$

Apêndice F

Emulação dos Controladores Síncronos, no Referencial Estacionário

Das equações (4.23) a (4.25),

$$\mathbf{x}_+^s = e^{j\delta_e} \mathbf{x}^+ \quad (\text{F.1})$$

$$\mathbf{x}_-^s = e^{-j\delta_e} \mathbf{x}^- \quad (\text{F.2})$$

e

$$k_p = k_p^+ + k_p^- \quad (\text{F.3})$$

Considerando agora que, de (4.9) a (4.15)

$$\frac{d\mathbf{x}^+}{dt} = k_i^+ \boldsymbol{\xi}^+$$

logo, vem que:

$$\frac{d(e^{-j\delta_e} \mathbf{x}_+^s)}{dt} = k_i^+ \boldsymbol{\xi}^+ \quad (\text{F.4})$$

e, como

$$\frac{d(e^{-j\omega_e t})}{dt} = e^{-j\omega_e t} \frac{d(-j\omega_e t)}{dt} = -j\omega_e e^{-j\omega_e t} \quad (\text{F.5})$$

voltando a (F.4), vem:

$$e^{-j\delta_e} \frac{d\mathbf{x}_+^s}{dt} + \mathbf{x}_+^s \frac{d(e^{-j\delta_e})}{dt} = k_i^+ \boldsymbol{\xi}^+$$

$$e^{-j\delta_e} \frac{d\mathbf{x}_+^s}{dt} - j\omega_e \mathbf{x}_+^s e^{-j\delta_e} = k_i^+ \boldsymbol{\xi}^+$$

$$e^{-j\delta_e} \frac{dx_+^s}{dt} = j\omega_e x_+^s e^{-j\delta_e} + k_i^+ \xi^+$$

$$\frac{dx_+^s}{dt} = j\omega_e x_+^s + e^{j\delta_e} k_i^+ \xi^+$$

daí,

$$\frac{dx_+^s}{dt} = j\omega_e x_+^s + k_i^+ \xi^s \quad (\text{F.6})$$

Procedendo de forma análoga para o controlador de sequência negativa, vem que:

$$\frac{dx_-}{dt} = k_i^- \xi^- \quad (\text{F.7})$$

logo,

$$\frac{d(e^{j\delta_e} x_-^s)}{dt} = k_i^- \xi^- \quad (\text{F.8})$$

daí, aplicando a mesma propriedade vista em (F.5), vem:

$$e^{j\delta_e} \frac{dx_-^s}{dt} + x_-^s \frac{d(e^{j\delta_e})}{dt} = k_i^- \xi^-$$

ou,

$$e^{j\delta_e} \frac{dx_-^s}{dt} + j\omega_e x_-^s e^{j\delta_e} = k_i^- \xi^-$$

$$e^{j\delta_e} \frac{dx_-^s}{dt} = -j\omega_e x_-^s e^{j\delta_e} + k_i^- \xi^-$$

$$\frac{dx_-^s}{dt} = -j\omega_e x_-^s + e^{-j\delta_e} k_i^- \xi^-$$

e, portanto,

$$\frac{dx_-^s}{dt} = -j\omega_e x_-^s + k_i^- \xi^s \quad (\text{F.9})$$

Apêndice G

Correntes do Filtro Ativo, em Função das Correntes “*odq*”, pós-distúrbio

Supondo um defeito na conexão da fase “1”, fazendo com que $i_1^s = i_{11}^s$, vem que:

$$\begin{bmatrix} x_1^s \\ x_2^s \\ x_3^s \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_o^s \\ x_d^s \\ x_q^s \end{bmatrix} \quad (\text{G.1})$$

onde

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{G.2})$$

e

$$A^{-1} = A^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{G.3})$$

logo,

$$\begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \\ i_3^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o^s \\ i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (\text{G.4})$$

que, após as operações, resulta em:

$$i_1^s = \sqrt{\frac{1}{3}} i_o^s + \sqrt{\frac{2}{3}} i_d^s = i_{11}^s \quad (\text{G.5})$$

$$i_2^s = \sqrt{\frac{1}{3}} i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}} i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \quad (\text{G.6})$$

$$i_3^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.7})$$

de G.5, obtém-se que

$$i_o^s = \sqrt{3}i_{l1}^s - \sqrt{2}i_d^s \quad (\text{G.8})$$

daí, substituindo (G.8) em (G.6) e (G.7), vem que:

$$i_1^s = i_{l1}^s \quad (\text{G.9})$$

$$i_2^s = i_{l1}^s - \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.10})$$

$$i_3^s = i_{l1}^s - \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.11})$$

Considerando agora o defeito localizado na fase "2", vem que:

$$i_1^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s + \sqrt{\frac{2}{3}}i_d^s \quad (\text{G.12})$$

$$i_2^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s = i_{l2}^s \quad (\text{G.13})$$

$$i_3^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.14})$$

que levam a:

$$i_1^s = i_{l2}^s + \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.15})$$

$$i_2^s = i_{l2}^s \quad (\text{G.16})$$

$$i_3^s = i_{l2}^s - \sqrt{2}i_q^s \quad (\text{G.17})$$

e, para a fase "3",

$$i_1^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s + \sqrt{\frac{2}{3}}i_d^s \quad (\text{G.18})$$

$$i_2^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.19})$$

$$i_3^s = \sqrt{\frac{1}{3}}i_o^s - \sqrt{\frac{1}{6}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s = i_{l3}^s \quad (\text{G.20})$$

que resultam em:

$$i_1^s = i_{l3}^s + \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \quad (\text{G.21})$$

$$i_2^s = i_{l3}^s + \sqrt{2}i_q^s \quad (\text{G.22})$$

$$i_3^s = i_{l3}^s \quad (\text{G.23})$$

Apêndice H

Equações de Estado Sob Condições de Distúrbio

Considerando inicialmente, no sistema a quatro fios, o distúrbio na fase "1" e considerando as equações resultantes de (5.5) para as fases "2" e "3", vem que:

$$v_2^s - e_{f2}^s = r_{t2}i_2^s + l_{t2} \frac{di_2^s}{dt} - \varepsilon_{l2}^s \quad (\text{H.1})$$

$$v_3^s - e_{f3}^s = r_{t3}i_3^s + l_{t3} \frac{di_3^s}{dt} - \varepsilon_{l3}^s \quad (\text{H.2})$$

substituindo nessas equações os valores de i_2^s e i_3^s , dados por (G.10) e (G.11), vem que:

$$v_2^s - e_{f2}^s = \left(r_{t2} + l_{t2} \frac{d}{dt} \right) \left(i_{l1}^s - \sqrt{\frac{3}{2}} i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \right) - \varepsilon_{l2}^s \quad (\text{H.3})$$

$$v_3^s - e_{f3}^s = \left(r_{t2} + l_{t2} \frac{d}{dt} \right) \left(i_{l1}^s - \sqrt{\frac{3}{2}} i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \right) - \varepsilon_{l3}^s \quad (\text{H.4})$$

manuseando as equações acima de tal forma a obter duas novas expressões correspondentes, respectivamente à soma e à diferença entre elas, obtém-se:

$$\begin{aligned} (v_2^s + v_3^s) - (e_{f2}^s + e_{f3}^s) &= \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_{l1}^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_{l1}^s}{dt} \right] - \\ &\quad - \sqrt{\frac{3}{2}} \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_d^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_d^s}{dt} \right] \\ &\quad + \sqrt{\frac{1}{2}} \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_q^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\ &\quad - (\varepsilon_{l2}^s + \varepsilon_{l3}^s) \end{aligned} \quad (\text{H.5})$$

$$\begin{aligned}
 (v_2^s - v_3^s) - (e_{f2}^s - e_{f3}^s) &= \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_{l1}^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_{l1}^s}{dt} \right] - \\
 &\quad - \sqrt{\frac{3}{2}} \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_d^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_d^s}{dt} \right] \\
 &\quad + \sqrt{\frac{1}{2}} \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_q^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\
 &\quad - (\varepsilon_{l2}^s - \varepsilon_{l3}^s)
 \end{aligned} \tag{H.6}$$

nas quais, fazendo

$$\begin{aligned}
 v_x^s &= \sqrt{2} (v_2^s + v_3^s), e_{fx}^s = \sqrt{2} (e_{f2}^s + e_{f3}^s), \varepsilon_{lx}^s = \sqrt{2} (\varepsilon_{l2}^s + \varepsilon_{l3}^s) \\
 \varepsilon_{tdx}^s &= \sqrt{3} \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_d^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqx}^s = \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_q^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\
 \text{e } \varepsilon_{l1tx}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_{l1}^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_{l1}^s}{dt} \right] \\
 v_y^s &= \sqrt{2} (v_2^s - v_3^s), e_{fy}^s = \sqrt{2} (e_{f2}^s - e_{f3}^s), \varepsilon_{ly}^s = \sqrt{2} (\varepsilon_{l2}^s - \varepsilon_{l3}^s), \\
 \varepsilon_{tdy}^s &= \sqrt{3} \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_d^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqy}^s = \left[(r_{t2} + r_{t3}) i_q^s + (l_{t2} + l_{t3}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\
 \text{e } \varepsilon_{l1ty}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t2} - r_{t3}) i_{l1}^s + (l_{t2} - l_{t3}) \frac{di_{l1}^s}{dt} \right]
 \end{aligned}$$

resulta:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{l1tx}^s - \varepsilon_{tdx}^s + \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{lx}^s \tag{H.7}$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{l1ty}^s - \varepsilon_{tdy}^s + \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \tag{H.8}$$

que, no caso de parâmetros equilibrados, resultam em:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{l1tx}^s - \varepsilon_{tdx}^s - \varepsilon_{lx}^s \tag{H.9}$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \tag{H.10}$$

onde

$$\varepsilon_{l1tx}^s = 2 \left(r_t i_{l1}^s + l_t \frac{di_{l1}^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdx}^s = 2\sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqy}^s = 2 \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

O mesmo procedimento pode ser adotado, como antes, para o caso de distúrbio na fase "2":

$$v_1^s - e_{f1}^s = r_{l1} i_1^s + l_{l1} \frac{di_1^s}{dt} - \varepsilon_{l1}^s \tag{H.11}$$

$$v_3^s - e_{f3}^s = r_{t3}i_3^s + l_{t3}\frac{di_3^s}{dt} - \varepsilon_{t3}^s \quad (\text{H.12})$$

substituindo nessas equações os valores de i_1^s e i_3^s , dados por (G.15) e (G.17), vem que:

$$v_1^s - e_{f1}^s = \left(r_{t1} + l_{t1}\frac{d}{dt} \right) \left(i_{t2}^s + \sqrt{\frac{3}{2}}i_d^s - \sqrt{\frac{1}{2}}i_q^s \right) - \varepsilon_{t1}^s \quad (\text{H.13})$$

$$v_3^s - e_{f3}^s = \left(r_{t3} + l_{t3}\frac{d}{dt} \right) \left(i_{t2}^s - \sqrt{2}i_q^s \right) - \varepsilon_{t3}^s \quad (\text{H.14})$$

manuseando as equações acima de tal forma a obter duas novas expressões correspondentes, respectivamente à soma e à diferença entre elas, obtém-se:

$$\begin{aligned} (v_1^s + v_3^s) - (e_{f1}^s + e_{f3}^s) &= \left[(r_{t1} + r_{t3})i_{t2}^s + (l_{t1} + l_{t3})\frac{di_{t2}^s}{dt} \right] + \sqrt{\frac{3}{2}} \left[r_{t1}i_d^s + l_{t1}\frac{di_d^s}{dt} \right] \\ &\quad - \sqrt{\frac{1}{2}} \left[(r_{t1} + 2r_{t3})i_q^s + (l_{t1} + 2l_{t3})\frac{di_q^s}{dt} \right] - \\ &\quad - (\varepsilon_{t1}^s + \varepsilon_{t3}^s) \end{aligned} \quad (\text{H.15})$$

$$\begin{aligned} (v_1^s - v_3^s) - (e_{f1}^s - e_{f3}^s) &= \left[(r_{t1} - r_{t3})i_{t2}^s + (l_{t1} - l_{t3})\frac{di_{t2}^s}{dt} \right] + \sqrt{\frac{3}{2}} \left[r_{t1}i_d^s + l_{t1}\frac{di_d^s}{dt} \right] \\ &\quad - \sqrt{\frac{1}{2}} \left[(r_{t1} - 2r_{t3})i_q^s + (l_{t1} - 2l_{t3})\frac{di_q^s}{dt} \right] - \\ &\quad - (\varepsilon_{t1}^s - \varepsilon_{t3}^s) \end{aligned} \quad (\text{H.16})$$

nas quais, fazendo

$$\begin{aligned} v_x^s &= \sqrt{2}(v_1^s + v_3^s), e_{fx}^s = \sqrt{2}(e_{f1}^s + e_{f3}^s), \varepsilon_{tx}^s = \sqrt{2}(\varepsilon_{t1}^s + \varepsilon_{t3}^s) \\ \varepsilon_{tdx}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1}i_d^s + l_{t1}\frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqx}^s = \left[(r_{t1} + 2r_{t3})i_q^s + (l_{t1} + 2l_{t3})\frac{di_q^s}{dt} \right] \\ e_{it2x}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} + r_{t3})i_{t2}^s + (l_{t1} + l_{t3})\frac{di_{t2}^s}{dt} \right] \\ v_y^s &= \sqrt{2}(v_1^s - v_3^s), e_{fy}^s = \sqrt{2}(e_{f1}^s - e_{f3}^s), \varepsilon_{ty}^s = \sqrt{2}(\varepsilon_{t1}^s - \varepsilon_{t3}^s), \\ \varepsilon_{tdy}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1}i_d^s + l_{t1}\frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqy}^s = \left[(r_{t1} - 2r_{t3})i_q^s + (l_{t1} - 2l_{t3})\frac{di_q^s}{dt} \right] \\ e_{it2y}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} - r_{t3})i_{t2}^s + (l_{t1} - l_{t3})\frac{di_{t2}^s}{dt} \right] \end{aligned}$$

resulta:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{it2x}^s + \varepsilon_{tdx}^s - \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{tx}^s \quad (\text{H.17})$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{it2y}^s + \varepsilon_{tdy}^s - \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ty}^s$$

que, no caso de parâmetros equilibrados, resultam em:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{i2tx}^s + \varepsilon_{tdx}^s - \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{lx}^s \quad (\text{H.18})$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{tdy}^s - \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ly}^s \quad (\text{H.19})$$

onde

$$\varepsilon_{i2tx}^s = 2\sqrt{2} \left(r_t i_{i2}^s + l_t \frac{di_{i2}^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdx}^s = \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqx}^s = 3 \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdy}^s = \sqrt{3} \left(r_t i_{sd}^s + l_t \frac{di_{sd}^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqy}^s = - \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

Finalmente, pode-se repetir o procedimento para equacionar a situação de um distúrbio envolvendo a fase "3":

$$v_1^s - e_{f1}^s = r_{t1} i_1^s + l_{t1} \frac{di_1^s}{dt} - \varepsilon_{i1}^s \quad (\text{H.20})$$

$$v_2^s - e_{f2}^s = r_{t2} i_2^s + l_{t2} \frac{di_2^s}{dt} - \varepsilon_{i2}^s \quad (\text{H.21})$$

substituindo nessas equações os valores de i_1^s e i_2^s , dados por (G.21) e (G.22), vem que:

$$v_1^s - e_{f1}^s = \left(r_{t1} + l_{t1} \frac{d}{dt} \right) \left(i_{i3}^s + \sqrt{\frac{3}{2}} i_d^s + \sqrt{\frac{1}{2}} i_q^s \right) - \varepsilon_{i1}^s \quad (\text{H.22})$$

$$v_2^s - e_{f2}^s = \left(r_{t2} + l_{t2} \frac{d}{dt} \right) \left(i_{i3}^s + \sqrt{2} i_q^s \right) - \varepsilon_{i2}^s \quad (\text{H.23})$$

manuseando as equações acima de tal forma a obter duas novas expressões correspondentes, respectivamente à soma e à diferença entre elas, obtém-se:

$$\begin{aligned} (v_1^s + v_2^s) - (e_{f1}^s + e_{f2}^s) &= \left[(r_{t1} + r_{t2}) i_{i3}^s + (l_{t1} + l_{t2}) \frac{di_{i3}^s}{dt} \right] + \sqrt{\frac{3}{2}} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right] \\ &+ \sqrt{\frac{1}{2}} \left[(r_{t1} + 2r_{t2}) i_q^s + (l_{t1} + 2l_{t2}) \frac{di_q^s}{dt} \right] - \\ &- (\varepsilon_{i1}^s + \varepsilon_{i2}^s) \end{aligned} \quad (\text{H.24})$$

$$\begin{aligned}
 (v_1^s - v_2^s) - (e_{f1}^s - e_{f2}^s) &= \left[(r_{t1} - r_{t2}) i_{13}^s + (l_{t1} - l_{t2}) \frac{di_{13}^s}{dt} \right] + \sqrt{\frac{3}{2}} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right] \\
 &+ \sqrt{\frac{1}{2}} \left[(r_{t1} - 2r_{t2}) i_q^s + (l_{t1} - 2l_{t2}) \frac{di_q^s}{dt} \right] - \\
 &(\varepsilon_{t1}^s - \varepsilon_{t2}^s)
 \end{aligned} \tag{H.25}$$

nas quais, fazendo

$$\begin{aligned}
 v_x^s &= \sqrt{2} (v_1^s + v_2^s), e_{fx}^s = \sqrt{2} (e_{f1}^s + e_{f2}^s), \varepsilon_{tx}^s = \sqrt{2} (\varepsilon_{t1}^s + \varepsilon_{t2}^s) \\
 \varepsilon_{tdx}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqx}^s = \left[(r_{t1} + 2r_{t2}) i_q^s + (l_{t1} + 2l_{t2}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\
 \varepsilon_{13tx}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} + r_{t2}) i_{13}^s + (l_{t1} + l_{t2}) \frac{di_{13}^s}{dt} \right] \\
 v_y^s &= \sqrt{2} (v_1^s - v_2^s), e_{fy}^s = \sqrt{2} (e_{f1}^s - e_{f2}^s), \varepsilon_{ty}^s = \sqrt{2} (\varepsilon_{t1}^s - \varepsilon_{t2}^s), \\
 \varepsilon_{tdy}^s &= \sqrt{3} \left[r_{t1} i_d^s + l_{t1} \frac{di_d^s}{dt} \right], \varepsilon_{tqy}^s = \left[(r_{t1} - 2r_{t2}) i_q^s + (l_{t1} - 2l_{t2}) \frac{di_q^s}{dt} \right] \\
 \varepsilon_{13ty}^s &= \sqrt{2} \left[(r_{t1} - r_{t2}) i_{13}^s + (l_{t1} - l_{t2}) \frac{di_{13}^s}{dt} \right]
 \end{aligned}$$

resultam em:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{13tx}^s + \varepsilon_{tdx}^s + \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{tx}^s \tag{H.26}$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{13ty}^s + \varepsilon_{tdy}^s + \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ty}^s \tag{H.27}$$

que, no caso de parâmetros equilibrados, resultam em:

$$v_x^s - e_{fx}^s = \varepsilon_{13tx}^s + \varepsilon_{tdx}^s + \varepsilon_{tqx}^s - \varepsilon_{tx}^s \tag{H.28}$$

$$v_y^s - e_{fy}^s = \varepsilon_{tdy}^s + \varepsilon_{tqy}^s - \varepsilon_{ty}^s \tag{H.29}$$

onde

$$\varepsilon_{13tx}^s = 2\sqrt{2} \left(r_t i_{13}^s + l_t \frac{di_{13}^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdx}^s = \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqx}^s = 3 \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tdy}^s = \sqrt{3} \left(r_t i_d^s + l_t \frac{di_d^s}{dt} \right)$$

$$\varepsilon_{tqy}^s = - \left(r_t i_q^s + l_t \frac{di_q^s}{dt} \right)$$

Apêndice I

Implementação Discreta no Tempo

Para os controladores *PI* adotados, a lei de controle contínua no tempo no espaço de estado pode ser descrita por:

$$\frac{dx_{dq}^e}{dt} = k_i \xi_{dq}^e \quad (I.1)$$

$$e_{fdq}^{e*} = x_{dq}^e + k_p \xi_{dq}^e \quad (I.2)$$

onde $\xi_{dq}^e = i_{dq}^{e*} - i_{dq}^e$ é o erro na corrente de carga e e_{fdq}^{e*} é a saída do controlador, ou sinal de referência do inversor, o qual precisa sintetizá-la. Os parâmetros k_p e k_i são os ganhos do controlador. A versão discreta no tempo da lei de controle acima, em termos de componentes “d” e “q”, é dada por:

$$x_{dq}^e(t) = x_{dq}^e(t-h) + hk_i \xi_{dq}^e(t-h) \quad (I.3)$$

$$e_{fdq}^{e*}(t) = x_{dq}^e(t) + k_p \xi_{dq}^e(t) \quad (I.4)$$

onde h é o intervalo de amostragem no tempo.

No diagrama de blocos da figura 4.2, considera-se que todos os cálculos são efetuados no referencial síncrono, o que explica o uso das transformações de coordenadas indicadas no diagrama. Este procedimento pode, contudo, ser evitado, emulando os controladores síncronos no próprio referencial estacionário, como visto na figura 4.3. Neste procedimento, os blocos R_i^{s+} e R_i^{s-} , vistos nessa figura, representam os mesmos blocos R_i^{e+} e R_i^{e-} , vistos na figura 4.2, multiplicados vetorialmente pelos blocos $e^{j\delta_e}$ e $e^{-j\delta_e}$, ou seja, transpostos para o referencial síncrono.

Das equações (I.1) e (I.2), aplicando as transformações de coordenadas $e^{j\delta_e}$ e $e^{-j\delta_e}$, a versão contínua no tempo, estacionária, de sequência positiva, pode ser obtida, fazendo-se, primeiro, a conversão de (I.2) para uma expressão no referencial síncrono. Isto pode ser realizado da seguinte forma, facilmente confirmada observando-se a figura 4.2:

$$e_{fdq}^{s*} = e^{j\delta_e} e_{fdq}^{e*} = e^{j\delta_e} (x_{dq}^e + k_p \xi_{dq}^e)$$

onde:

$$\xi_{dq}^e = e^{-j\delta_e} \xi_{dq}^s$$

e,

$$x_{dq}^e = e^{-j\delta_e} x_{dq}^s$$

logo,

$$e_{fdq}^{s*} = e^{j\delta_e} (e^{-j\delta_e} x_{dq}^s + k_p e^{-j\delta_e} \xi_{dq}^s)$$

resultando em:

$$e_{fdq}^{s*} = x_{dq}^s + k_p \xi_{dq}^s \quad (I.5)$$

Analogamente, de (I.1):

$$\frac{d(e^{-j\delta_e} x_{dqi}^s)}{dt} = k_i e^{-j\delta_e} \xi_{dq}^s$$

ou:

$$x_{dqi}^s \frac{d(e^{-j\delta_e})}{dt} + e^{-j\delta_e} \frac{d(x_{dqi}^s)}{dt} = k_i e^{-j\delta_e} \xi_{dq}^s$$

onde, considerando que $\frac{de^{-j\delta_e}}{dt} = -j\omega_e e^{-j\delta_e}$ (ver apêndice 1),

$$-j\omega_e e^{-j\delta_e} x_{dqi}^s + e^{-j\delta_e} \frac{d(x_{dqi}^s)}{dt} = k_i e^{-j\delta_e} \xi_{dq}^s$$

e:

$$\frac{d(x_{dqi}^s)}{dt} = e^{j\delta_e} (k_i e^{-j\delta_e} \xi_{dq}^s + j\omega_e e^{-j\delta_e} x_{dqi}^s)$$

e, finalmente:

$$\frac{dx_{dqi}^s}{dt} = k_i \xi_{dq}^s + j\omega_e x_{dqi}^s \quad (I.6)$$

Observe-se que, neste caso, a versão discreta do controlador não pode ser exata, uma vez que $\frac{dx_{dqi}^s}{dt}$ depende de x_{dqi}^s . A versão discreta pode ser obtida usando (E.7) e (E.8), onde A e B sejam matrizes contínuas no tempo e F e H , as correspondentes matrizes discretas, e, além disso, definindo $A = j\omega_e$ e $B = k_i$:

$$x_{dqi}^s(t) = x_{dqi}^s(t-h) + hk_i \xi_{dq}^s(t-h) + jh\omega_e x_{dqi}^s(t-h) \quad (I.7)$$

$$e_{fdq}^{s*} = x_{dqi}^s + k_p \xi_{dq}^s \quad (I.8)$$

para a série truncada em $i = 1$ e com $\xi_{dq}^s = i_{dq}^{s*} - i_{dq}^s$.

É possível melhorar a representação pelo truncamento de F e H em $i = 2$, que resulta em:

$$\mathbf{x}_{dq}^s(t) = \left(1 - \frac{h^2 \omega_e^2}{2}\right) \mathbf{x}_{dq}^s(t-h) + hk_i \xi_{dq}^s(t-h) + jh\omega_e \mathbf{x}_{dq}^s(t-h) + \frac{jh^2 \omega_e k_i \xi_{dq}^s(t-h)}{2} \quad (\text{I.9})$$

e

$$\mathbf{e}_{fdq}^{s*} = \mathbf{x}_{dq}^s + k_p \xi_{dq}^s \quad (\text{I.10})$$

Estas equações são válidas para o controlador de sequência positiva. Para obter as equações semelhantes para o controlador de sequência negativa, basta substituir ω_e por $-\omega_e$ nas expressões anteriores.

Bibliografia

- [1] Rui Oliveira de Carvalho Júnior. Controle de corrente digital de sistemas de potência desequilibrados contendo conversores estáticos. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande, PB, Março 2000.
- [2] S.L. Clark, P. Famouri, and W.L. Cooley. Elimination of supply harmonics: An evolution of current compensation and active filtering methods. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 1699–1704, Taipei-Taiwan, June 1994. IEEE.
- [3] H. Akagi. New trends active filters. In *Proceedings of the VI European Power Electronics Conference*, pages 0.017–0.026, Sevilla, Espanha, September 1995. EPEDA.
- [4] Hirofumi Akagi. Trends in active power line conditioners. *Trans. on Power Electronics*, 09(03):263–268, May 1994.
- [5] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad, and Ambrish Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 46(5):960–971, October 1999.
- [6] R. F. Pinheiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. Silva. A revision of the state of the art in active filters. In *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Foz do Iguaçu, PR, Setembro 1999. SOBRAEP.
- [7] C.B. Jacobina, M.B.R. Correa, R.F. Pinheiro, E.R.C. Da Silva, and A.M.N. Lima. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. In *Conf. Rec. IAS*, Phoenix, Arizona, USA, Outubro 1999. IEEE.
- [8] Keith Anthony Walshe. *Thyristor Controlled Shunt Reactor Compensator of Asymmetrically Loaded Power Systems*. Tese de doutorado, Manchester University, Manchester, England, October 1976.
- [9] Ricardo Ferreira Pinheiro. Equipamentos estáticos para compensação de reativos e desequilíbrios em sistemas elétricos. Dissertação de mestrado, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Itajubá, MG, Junho 1980.

- [10] Eduardo Jorge Pires Pacheco. *System Voltage Control Using Saturated Iron Cored Reactors*. Tese de doutorado, Manchester University, Manchester, England, November 1977.
- [11] J. W. Butler and C. Concordia. Analysis of series capacitor application problems. *AIEE Transaction*, 56(8):975-988, August 1937.
- [12] R. L. Witzke and E. L. Michelson. Technical problems associated with the application of a capacitor in series with a synchronous condenser. *AIEE Transaction*, 70:519-525, 1951.
- [13] F. Lliceto, E. Cinieri, M. Cazzani, and G. Santagostino. Transient voltages and currents in series-compensated e.h.v. lines. *Proceedings IEE*, 123(8):811-817, August 1976.
- [14] Fauzi Amin Salmen. Aplicação de capacitores série em sistemas elétricos de alta tensão. Dissertação de mestrado, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Itajubá, MG, Dezembro 1979.
- [15] Edward W. Kimbark. How to improve system stability without risking subsynchronous resonance. *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, PAS-96(5):1608-1617, September/October 1977.
- [16] T. J. E. Miller. *Reactive Power Control in Electric Systems*. John Wiley and Sons, New York, USA, 1982.
- [17] Alexandre Campos, Geza Joos, Phoivos Ziogas, and James Lindsay. Analysis and design of a series voltage compensator for three-phase unbalanced sources. *Trans. on Industrial Electronics*, 39(02):159-167, April 1992.
- [18] E.V. Larsen, K. Clark, S.A. Miske Jr., and J. Urbanek. Characteristics and rating considerations of thyristor controlled series compensation. *IEEE Trans. Power Delivery*, 9(2), April 1994.
- [19] M. M. Gavrilovic and N. Menemenlis. Optimal control of series compensation for maximum improvement of system stability and damping. In *International Conference on Electrical Machines*, Paris, France, September 1994.
- [20] Jinbo Kuang and Boon Teck Ooi. Series connected voltage-source converter modules for force-commutated SVC and DC-transmission. *IEEE Trans. Power Delivery*, 9(2), April 1994.
- [21] S. Nyatii, C.A. Wegner, R.W. Delmerico, R.J. Piwko, D.H. Baker, and A. Edris. Effectiveness of thyristor controlled series capacitor in enhancing power system dynamics: An analog simulator study. *Trans. Power Delivery*, 9(2), April 1994.

- [22] Scott G. Helbing and G.G. Karady. Investigations of an advanced form of series compensation. *IEEE Trans. Power Delivery*, 9(2), April 1994.
- [23] John J. Paserba, Nicholas W. Miller, Einar V. Larsen, and Richard J. Piwko. A thyristor controlled series compensation model for power system stability analysis. *IEEE Trans. Power Delivery*, 10(3):1471–1478, July 1995.
- [24] X. R. Chen, N. C. Pahalawaththa, U. D. Annakkage, and C. S. Kumble. Enhancement of power system stability by using controlled series compensation. *Int. Journal Electrical Power and Energy Systems*, 18(7):475–481, October 1996.
- [25] Alexandre Campos, Geza Joos, Phoivos D. Ziogas, and James F. Lindsay. Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions. *Trans. on Power Electronics*, 09(03):269–274, May 1994.
- [26] T. J. Hammons and S. K. Lim. Flexible AC transmission systems (FACTS). *Electric Machines and Power Systems*, 25(01):73–85, January 1997.
- [27] James F. Gronquist, William A. Sethares, Fernando L. Alvarado, and Roberto H. Lasseter. Power oscillation damping control strategies for FACTS devices using locally measurable quantities. *IEEE Trans. Power Systems*, 10(3), August 1995.
- [28] N. R. Raju, S. S. Venkata, R. A. Kagalwala, and V. V. Sastry. An active power quality conditioner for reactive power and harmonics compensation. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 209–214, Seattle, Washington, USA, June 1995. IEEE.
- [29] N. R. Raju, S. S. Venkata, and V. V. Sastry. A decoupled series compensator for voltage regulation and harmonic compensation. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 527–531, Baveno, Italy, June 1996. IEEE.
- [30] H. Fujita and H. Akagi. The unified power quality conditioner: The integration of series active filters and shunt active filters. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 494–501, Baveno, Italy, June 1996. IEEE.
- [31] H. Fujita, Y. Watanabe, and H. Akagi. Control and analysis of a unified power flow controller. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 805–811, Fukuoka, Japan, May 1998. IEEE.
- [32] Q. Yu, S. D. Round, L. E. Norum, and T. M. Undeland. A new control strategy for a unified power flow controller. In *Proceedings of the VI European Power Electronics Conference*, pages 2.901–2.906, Sevilla, Espanha, September 1995. EPEDA.

- [33] C. Li, Q. Jiang, Z. Wang, and D. Retzmann. Design of a rule-based controller for STATCOM. In *Proceedings of IECON '98*, pages 467–472, Aachen, Alemanha, september 1998. IEEE.
- [34] G. W. Moon and S. H. Yoon. Predictive current control of distribution static condenser (d-statcon) for reactive power compensation in flexible AC transmission system (FACTS). In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 816–822, Fukuoka, Japan, may 1998. IEEE.
- [35] A. Nabae and T. Tanaka. A quasi-instantaneous reactive power compensator for unbalanced and non-sinusoidal three-phase systems. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, pages 823–828, Fukuoka, Japan, May 1998. IEEE.
- [36] John J. Paserba, Daniel J. Leonard, Nicholas W. Miller, Mark G. Lauby, Steven T. Naumann, and Fred P. Sener. Coordination of a distribution level continuously controlled compensation device with existing substation equipment for long term VAR management. *IEEE Trans. Power Delivery*, 9(2), April 1994.
- [37] Hirofumi Akagi and Hideaki Fujita. A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. *IEEE Trans. Power Delivery*, 10(03):1570–1575, Julho 1995.
- [38] D.A. Deib and H.W. Hill. Utilization of three-phase thyristor-controlled AC/DC converters for reactive power compensation with minimum losses. In *Applied Power Electronics Conference and Exhibition*. IEEE, March 1995.
- [39] Selenio Rocha Silva and Alessandro Fernandes Moreira. Compensador série para correção de mergulho de tensão.
- [40] C. Schauder, M. Gernhardt, E. Stacey, T.W. Cease, and A. Edris. Development of a +- 100 MVAR static condenser for voltage control of transmission systems. *IEEE Trans. Power Delivery*, 10(3), July.
- [41] H. Akagi, H. Fujita, and K. Wada. A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line. In *Conf. Rec. IAS*, St. Louis, Missouri, USA, October 1998. IEEE.
- [42] T.S. Abdel-Salam, A.Y.Chikhani, and R. Hackam. A new technique for loss reduction using compensating capacitors applied to distribution systems with varyng load condition. *IEEE Trans. Power Delivery*, 9(2), April 1994.
- [43] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita, and A. Nabae. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. *IEE Japan*, 103(04):58–66, July 1983.

- [44] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA-20(03):625-630, May-June 1984.
- [45] A.G. Lima and A.B. Greenhalgh. Active filters and the zero sequence component. In *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Uberlândia, MG, Novembro 1993. SOBRAEP.
- [46] Hirofumi Akagi, Satoshi Ogasawara, and Hyosung Kim. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach. In *Conf. Rec. IAS*, pages 1.431-1.439, Phoenix, Arizona, USA, October 1999. IEEE.
- [47] E. Watanabe and R. Stephan. Potência ativa e reativa instantâneas em sistemas elétricos com fontes e cargas genéricas. *SBA: Controle e Automação*, 3(2):253-263, Março-Abril 1991.
- [48] L. F. Penello, E. H. Watanabe, and M. Aredes. Filtro ativo de potência tipo "shunt" com seleção da potência a ser compensada. In *Congresso Brasileiro de Automática*, Vitória, ES, Brasil, Setembro 1992. SBA.
- [49] Maurício Aredes and Edson H. Watanabe. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. *Trans. on Power Delivery*, 10(03):1649-1656, Julho 1995.
- [50] M. Aredes, K. Heumann, E. H. Watanabe, and J. Hafner. A three-phase four-wire shunt active filter using six IGBT's. In *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pages 21-26, São Paulo, SP, Brasil, Dezembro 1995. SOBRAEP.
- [51] P. G. Barbosa and E. H. Watanabe. Advanced series reactive power compensator based on voltage source inverters. In *Proceedings III Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pages 03-08, São Paulo, SP, Brasil, Dezembro 1995. SOBRAEP.
- [52] Takeshi Furuhashi, Shigeru Okuma, and Yoshiki Uchikawa. A study on the theory of instantaneous reactive power. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 37(1):86-90, February 1990.
- [53] C. B. Jacobina and R. F. Pinheiro. Uso de filtros ativos no controle de potência reativa, desequilíbrios e harmônicos provocados por cargas elétricas. In *VI Congresso Latinoamericano de Control Automatico*, Buenos Aires, Argentina, Setembro 1996. AADECA.
- [54] Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, and Thomas A. Lipo. A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives. *IEEE, Trans. on Ind. Applic.*, 29(5):910-918, September/October 1993.

- [55] Debraprasad Kastha and Bimal K. Bose. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, 30(4):1028-1038, July/August 1994.
- [56] René Spée and Alan K. Wallace. Remedial strategies for brushless DC drive failures. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, 26(2):259-266, March/April 1990.
- [57] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. Silva, and A. M. N. Lima. An induction motor drive system with improved fault tolerance. In *Conf. Rec. IAS*, Roma, Italy, October 2000. IEEE.
- [58] C. B. Jacobina, R. F. Pinheiro, M. B. R. Corrêa, A. M. N. Lima, and E. R. C. Silva. Control of a three-phase four-wire active filter operating with an open phase. In *Conf. Rec. IAS*, Chicago, USA, October 2001. IEEE.
- [59] C. B. Jacobina, M. B. R. Corrêa, R. F. Pinheiro, A. M. N. Lima, and E. R. C. Silva. Improved fault tolerance of active power filter system. In *Proceedings Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, June 2001. IEEE.
- [60] Talvanes Meneses Oliveira. *Conversores Estáticos com Controle Digital Para Aplicações em Sistemas Monofásicos*. Tese de doutorado, UFPB, Campina Grande, PB, Brasil, December 2001.
- [61] Timothy M. Rowan and Russel J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters. *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, IA-22(4), July/August 1986.
- [62] Hong-Seok and Kwanghee Nam. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 46(5):953-959, October 1999.
- [63] R. O. Carvalho Jr., C.B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. Silva. Control of unbalanced three-phase power electronic systems. In *Conf. Rec. IAS*, Roma, Italy, October 2000. IEEE.
- [64] C. B. Jacobina, M. B. R. Corrêa, R. F. Pinheiro, A. M. N. Lima, and E. R. C. Silva. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. *IEEE Trans. Ind. Applic.*, 37(6), November/December 2001.
- [65] R. Pena, J. C. Clare, and G.M. Asher. A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine. *IEE Proc. on Electronic Power Applications*, 143(05):380-387, September 1996.

- [66] R. Pena, J. C. Clare, and G.M. Asher. A doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind energy generation. *IEE Proc. on Electronic Power Applications*, 143(03):231-241, may 1996.