

Controle de Corrente Digital de Sistemas de Potência Desequilibrados Contendo Conversores Estáticos

Rui Oliveira de Carvalho Júnior

Dissertação de Mestrado 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 Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.

Orientadores

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Rui Oliveira de Carvalho Júnior, Maio de 2000



- C331c** **Carvalho Junior, Rui Oliveira de**
Controle de corrente digital de sistemas de potência
desequilibradas contendo conversores estáticos/Rui
Oliveira de Carvalho Júnior. - Campina Grande - PB:
UFPB, 2000. 124p.: il. -
Inclui Bibliografia
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CCT-Engenharia Elétrica
- 1. Controle de corrente (Engenharia Elétrica)**
 - 2. Acionamento estático**
 - 3. Máquina de indução assíncrona** **I - Título**

CDU: 621.3.014

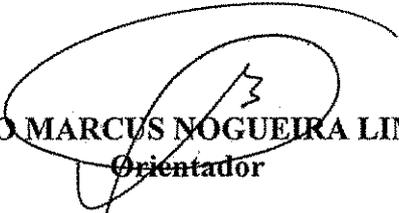
**CONTROLE DE CORRENTE DIGITAL DE SISTEMAS DE POTÊNCIA
DESEQUILIBRADOS CONTENDO CONVERSORES ESTÁTICOS**

RUI OLIVEIRA DE CARVALHO JÚNIOR

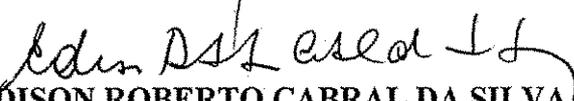
Dissertação Aprovada em 26.05.2000



PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador



PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador



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



PROF. EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO, D.Sc., UFPE
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Maio - 2000

Controle de Corrente Digital de Sistemas de Potência Desequilibrados Contendo Conversores Estáticos

Rui Oliveira de Carvalho Júnior

Dissertação de Mestrado apresentada em Maio de 2000

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.
Orientadores

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Componente da Banca
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.
Componente da Banca
Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing.
Componente da Banca
Eurico Bezerra de Souza Filho, Dr.
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Maio de 2000

Dedicatória

Aos meus pais e irmãos pelo constante apoio, incentivo e suporte durante todo o percurso do meu trabalho.

Agradecimentos

A todos que contribuíram para a realização deste trabalho, e em especial:

- aos professores Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira de Lima pela incansável orientação e colaboração sem as quais não seria possível realizar este trabalho;
- a todos que fazem a família LEIAM e aos filhos adotivos do LIEC, pelo indispensável apoio técnico e amizade no decorrer do trabalho;
- aos irmãos Ana, Bione, Inaldo, Gustavo e Marcelo, pelas incessantes discussões e incansável orientação;
- aos amigos(as), pelo incentivo e suporte, especialmente Aurélio e Marcelo;
- aos funcionários da COPELE pelo disposição e presteza;
- à CAPES que proporcionou o suporte financeiro viabilizando a realização deste trabalho.

Resumo

Neste trabalho são estudados a modelagem e o controle de corrente de sistemas de eletrônica de potência trifásicos desequilibrados (a três fios). Neste estudo o sistema trifásico é convertido em um equivalente bifásico facilitando o estudo do comportamento de regime transitório e permanente de cargas apresentando desequilíbrios.

O modelo bifásico resultante é apropriado para a determinação de uma estratégia de controle para sistemas desequilibrados. A estratégia de controle proposta é derivada de um esquema contendo um duplo controlador empregando uma malha de controle para as variáveis de seqüência positiva e uma outra malha para a seqüência negativa. A estrutura de controle proposta é mais simples do que o esquema de duplo controlador, a qual baseia-se em um único controlador para as variáveis de seqüência positiva e negativa. São consideradas duas leis de controle, uma baseada no controlador PI e a outra baseada no controlador PID. Estes controladores são apresentados no referencial síncrono como também no referencial estacionário. Uma extensão da estratégia de controle diz respeito a matrizes de transformação de coordenada nas quais convertem um sistema desequilibrado em um sistema bifásico desacoplado dependendo do tipo de desequilíbrio. Esta lei de controle pode também ser implementada no referencial estacionário. Neste trabalho também é discutida uma estrutura de controle de corrente destinada à rejeição de harmônicos em sistemas trifásicos contendo componentes harmônicas de baixa freqüência.

As leis de controle propostas são implementadas em um sistema baseado em um microcomputador, contendo placas de interface dedicadas para o controle em tempo real. Para comprovar a validade e eficácia da metodologia proposta são apresentados resultados experimentais e de simulação.

Abstract

This work aims to examine the modelling and control of unbalanced three-phase three-wire power electronic systems. The three-phase system is converted into an equivalent two-phase system to represent the transient and steady-state behavior of unbalanced loads being supplied by PWM converters.

The definition of the current control strategy for the unbalanced system is based on the equivalent two-phase model. The control strategy proposed is derived from the double controller scheme that employs one controller for the positive sequence and another for the negative sequence. The controller structure is simpler than the double controller scheme in which is based on a single controller for the positive and negative sequences. Two types of controllers are discussed, one based on the PI approach and another based on the PID approach. Both controllers can be implemented digitally in the stationary reference frame. An extension of the control strategy concerns coordinate transformation matrices in which convert the unbalanced system into an equivalent decoupled two-phase system depending on the type of unbalancing. This controller can also be implemented in the stationary reference frame. The current control considering the presence of low frequency harmonic in the system is also addressed.

The proposed control laws are implemented in a microcomputer-based system at the stationary reference frame. The simulation and experimental results demonstrate the validity of the proposed methodology.

Conteúdo

1	Introdução Geral	1
2	A Importância do controle de corrente em conversores PWM	6
2.1	Introdução	6
2.2	Controle de Corrente em Máquinas Assíncronas	7
2.2.1	Controle por orientação pelo campo	8
2.2.2	Estratégias de controle de corrente	11
2.3	Filtros Ativos	12
2.3.1	Análise de filtros ativos em paralelo na compensação de harmônicos	15
2.3.2	Controle de corrente em filtros ativos em paralelo	17
2.4	Conversores ca/cc com Fator de Potência Elevado	18
2.4.1	Técnicas de conformação da corrente de entrada	19
2.4.2	Fonte de fornecimento de energia sem interrupção (UPS)	23
2.5	Conclusões	25
3	Técnicas de controle de corrente para conversores PWM trifásicos	26
3.1	Princípios Básicos	26
3.1.1	Esquema básico de um CFTCC	26
3.1.2	Conversor fonte de tensão como amplificador de potência	27
3.2	Técnicas de Controle de Corrente	34
3.2.1	Controladores não lineares	35
3.2.2	Controladores lineares	42
3.3	Conclusões	48
4	Controle de corrente em sistemas trifásicos desequilibrados	50
4.1	Introdução	50
4.2	Modelo dq	50
4.2.1	Sistema trifásico desequilibrado	50

4.2.2	Compensação de acoplamento na saída do controlador	53
4.3	Esquemas de Controle	54
4.3.1	Controlador de seqüência positiva e seqüência negativa	54
4.3.2	Projeto dos controladores	66
4.3.3	Compensação de acoplamento via matrizes de transformação	71
4.3.4	Compensação de acoplamento na saída do controlador	79
4.4	Conclusões	80
5	Resultados de simulação e experimentais	82
5.1	Introdução	82
5.2	Resultados de Simulação	82
5.3	Resultados Experimentais	90
5.4	Conclusões	100
6	Conclusão geral	103
A	Componentes simétricas	106
A.1	Sistema Trifásico Desequilibrado	106
A.1.1	Componentes simétricas de fasores assimétricos	109
B	Implementação discreta de controladores contínuos no tempo	113
B.1	Modelo Espaço de Estados Dinâmico Discreto no Tempo	113
B.1.1	Aproximação baseada em função de transferência	115
C	Parâmetros das Cargas	117
	Bibliografia	118

Lista de Símbolos e Abreviaturas

- g Referencial do sistema d, q ; $g = s, e, a$
- \mathbf{v}_s^g Vetor tensão estatórica, no referencial g
- \mathbf{i}_s^g Vetor corrente estatórica, no referencial g
- λ_s^g Vetor fluxo estatórico, no referencial g
- ω_g Freqüência angular, no referencial g
- $\mathbf{0}$ Vetor nulo
- \mathbf{i}_r^g Vetor corrente rotórica, no referencial g
- d/dt Derivada de uma variável em função do tempo
- λ_r^g Vetor fluxo rotórico, no referencial g
- ω_r Freqüência angular do eixo do motor
- d, q Eixos em quadratura
- c_e Conjugado eletromagnético
- r_s Resistência do enrolamento estatórico
- P Número de par de pólos
- l_s Indutância própria do enrolamento estatórico
- l_r Indutância própria do enrolamento rotórico
- l_m Indutância de magnetização, enrolamento estatórico
- j Unidade imaginária
- v_{ds}^g Tensão estatórica de eixo d , no referencial g
- v_{qs}^g Tensão estatórica de eixo q , no referencial g
- i_{ds}^g Corrente estatórica de eixo d , no referencial g
- i_{qs}^g Corrente estatórica de eixo q , no referencial g
- i_{dr}^g Corrente rotórica de eixo d , no referencial g
- i_{qr}^g Corrente rotórica de eixo q , no referencial g
- λ_{ds}^g Fluxo estatórico de eixo d , no referencial g
- λ_{qs}^g Fluxo estatórico de eixo q , no referencial g

λ_{dr}^g	Fluxo rotórico de eixo d , no referencial g
λ_{qr}^g	Fluxo rotórico de eixo q , no referencial g
e	Referencial de fluxo rotórico
λ_r^e	Vetor fluxo rotórico, no referencial e
r_r	Resistência do enrolamento rotórico
λ_{dr}^e	Fluxo rotórico de eixo d , no referencial e
λ_{qr}^e	Fluxo rotórico de eixo q , no referencial e
i_{dr}^e	Corrente rotórica de eixo d , no referencial e
i_{qr}^e	Corrente rotórica de eixo q , no referencial e
i_{ds}^e	Corrente estatórica de eixo d , no referencial e
i_{qs}^e	Corrente estatórica de eixo q , no referencial e
τ_r	Constante de tempo rotórica
i_i^*	Correntes trifásicas de referência; $i = 1, 2, 3$
i_i	Correntes trifásicas; $i = 1, 2, 3$
i_{ih}	Correntes trifásicas harmônicas; $i = 1, 2, 3$
ω_{sl}	freqüência de escorregamento
v_{AF}	tensão de regulação

Z_S	Impedância da fonte
I_{L0}	Fonte de corrente harmônica
Z_L	impedância equivalente da carga
V_S	Tensão da fonte
I_S	Corrente da fonte
I_C	Corrente de compensação fornecida pelo filtro ativo
G	Função de transferência do filtro ativo
I_L	Corrente da carga
I_{Lh}	Componente harmônica da corrente de carga
I_{Sh}	Componente harmônica da corrente da fonte
V_{Sh}	Componente harmônica da tensão da fonte
I_{L0h}	Componente harmônica da fonte corrente harmônica
$ \cdot $	Magnitude da função de transferência
di/dt	Taxa de variação da corrente
L	Indutor
C	Capacitor
v_c	Tensão no capacitor
v_c^*	Tensão de referência no capacitor
i_s^*	Corrente monofásica de referência
i_s	Corrente monofásica da rede
v_s	Tensão monofásica da rede
v_r	Tensão na entrada do retificador
v_l	Queda de tensão no indutor
V_r	Fasor de tensão na entrada do retificador
I_s	Fasor de corrente da rede
V_s	Fasor de tensão da rede
V_l	Fasor da queda de tensão no indutor
P_{ativ}	Potência ativa solicitada pela carga
Q_{reat}	Potência reativa solicitada pela carga
θ	Ângulo de fase
δ	Ângulo de fase entre as tensões da rede e do retificador
I_m	Amplitude da corrente i_s
θ_v	Fase do fasor tensão

U_{cc}	tensão do barramento cc
S_i	Estados das chaves do conversor; $i = 1, 2, 3$
ε_i	Erros de corrente; $i = 1, 2, 3$
T	período de modulação
f_m	freqüência de modulação
m	índice de modulação
Δi	amplitude das ondulações de corrente
\bar{u}	tensão média do lado da carga
τ_i	largura dos pulsos das chaves; $i = 1, 2, 3$
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho integral
k_d	Ganho derivativo
$\xi(t)$	Erro na entrada do controlador
$v(t)$	Sinal de saída do controlador <i>PID</i>
$y^*(t)$	Sinal de referência
$y(t)$	Saída do processo
v_i	Sinais de comando do controlador; $i = 1, 2, 3$
s	Referencial estatórico, grandezas com freqüência igual a fundamental
K	Matriz de ganhos
e_i^s	Força contra-eletromotriz trifásicas, no referencial s ; $i = 1, 2, 3$
e_{ij}^s	Força contra-eletromotriz entre linhas; $i = 1, 3$ $j = 1, 2$ ($i \neq j$)
v_i^s	Tensões trifásicas na saída do inversor, no referencial s ; $i = 1, 2, 3$
v_{ij}^s	Tensões entre linhas; $i = 1, 3$ $j = 1, 2$ ($i \neq j$)
$L_{d,q,dq}$	Indutâncias do modelo d, q do sistema
$R_{d,q,dq}$	Resistências do modelo d, q do sistema

v_{dq}^s	Tensões d, q na saída do inversor, no referencial s
e_{dq}^s	Força contra-eletromotriz d, q , no referencial s
P_v	Matriz transformação de coordenadas de tensão; $d, q \rightarrow 1, 2, 3$
P_i	Matriz transformação de coordenadas de corrente; $d, q \rightarrow 1, 2, 3$
R_{dq}	Matriz de resistências do modelo d, q
L_{dq}	Matriz de indutâncias do modelo d, q
T_i	Matrizes de transformação para o referencial estacionário D, Q ; $i = b, c, d$
D, Q	Referencial para o qual o modelo d, q torna-se equilibrado
v_{DQ}^s	Tensões D, Q na saída do inversor, no referencial s
e_{DQ}^s	Força contra-eletromotriz D, Q , no referencial s
i_{DQ}^s	Corrente D, Q , no referencial s
ω_s	Freqüência angular das grandezas estatóricas
\mathcal{L}	Operador transformada de Laplace
$I_{dq}(s)$	Transformada de Laplace das correntes de eixos em quadratura
$V_{dq}(s)$	Transformada de Laplace das tensões de eixos em quadratura
$G_{sd}(s)$	Função de transferência de eixo direto
$G_{sq}(s)$	Função de transferência de eixo em quadratura
$G_{sdq}(s)$	Função de transferência do acoplamento entre os eixos d, q
$V'_{dq}(s)$	Transf. de Laplace das tensões d, q para compensação de acoplamento
i_{dq}^{e+}	Corrente d, q de seqüência positiva, no referencial e
i_{dq}^{e+*}	Corrente de referência d, q de seqüência positiva, no referencial e
ξ_{dq}^{e+}	Erro de corrente d, q de seqüência positiva, no referencial e
x_{dqi}^{e+}	Variável interna do modelo espaço de estados de seqüência positiva, referencial e
v_{dq}^{e+*}	Tensão de saída do controlador PI de seqüência positiva, no referencial e
h	intervalo de amostragem
x_{dqi}^{e-}	Variável interna do modelo espaço de estados de seqüência negativa, referencial e
ξ_{dq}^{e-}	Erro de corrente d, q de seqüência negativa, no referencial e
v_{dq}^{e-*}	Tensão de saída do controlador PI de seqüência negativa, no referencial e
$\Xi_{dq}^{e+}(s)$	Transformada de Laplace do erro de corrente de eixo d, q , no referencial e
$\Xi_{dq}^{e-}(s)$	Transformada de Laplace do erro de corrente de eixo d, q , no referencial e
$V_{dq}^{e+}(s)$	Transformada de Laplace da saída do controlador d, q seq. positiva, no referencial e
$V_{dq}^{e-}(s)$	Transformada de Laplace da saída do controlador d, q seq. negativa, no referencial e

x_{dqi}^{s+}	Variável interna do modelo espaço de estados de seqüência positiva, no referencial s
ξ_{dq}^s	Erro de corrente d, q , no referencial s
v_{dq}^{s+}	Tensão de saída do controlador PI de seqüência positiva, no referencial s
x_{dqi}^{s-}	Variável interna do modelo espaço de estados de seqüência negativa, no referencial s
v_{dq}^{s-}	Tensão de saída do controlador PI de seqüência negativa, no referencial s
v_{dq}^{s*}	Tensão de saída da estrutura de controle de seqüência positiva e negativa
$V_d^{s+}(s)$	Transformada de Laplace da tensão de saída do controlador de eixo d de seqüência positiva, no referencial s
$\Xi_d^s(s)$	Transformada de Laplace do erro de corrente de eixo d , no referencial s
$\Xi_q^s(s)$	Transformada de Laplace do erro de corrente de eixo q , no referencial s
x_{dqi}^s	Variável interna do modelo espaço de estados do controlador d, q de seqüência positiva e negativa, no referencial s
$x_{dqi}^{s'}$	Variável interna do modelo espaço de estados do controlador d, q de seqüência positiva e negativa, no referencial s
$V_{dq}^s(s)$	Transformada de Laplace da tensão de saída do controlador d, q de seqüência positiva e negativa modificado, no referencial s
k_a	Ganho do controlador PID
k_b	Ganho do controlador PID
k_c	Ganho do controlador PID
k_c'	Ganho do controlador PID
ω_h	Freqüência angular dos harmônicos de baixa freqüência
x_{dqi}^a	Variável interna do modelo espaço de estados do controlador d, q de seqüência seqüência positiva e negativa, no referencial a
$x_{dqi}^{a'}$	Variável interna do modelo espaço de estados do controlador d, q de seqüência seqüência positiva e negativa, no referencial a
ξ_{dq}^a	Erro de corrente d, q , no referencial a
v_{dq}^{a*}	Tensão de saída do controlador de corrente, no referencial a
$K_{A,B,C}$	Matrizes de ganho
$V_{1,2,3}^+$	Vetores de tensão trifásicas de seqüência positiva
$V_{1,2,3}^-$	Vetores de tensão trifásicas de seqüência negativa

$V_{1,2,3}^0$ Vetores de tensão trifásicas de sequência zero

$V_{1,2,3}$ Vetores de tensão trifásicas

a Operador deslocamento angular

$I_{1,2,3}$ Vetores de correntes trifásicas

I_n Vetor de corrente homopolar

Abreviaturas

PWM Modulação por largura de pulso

FT Inversor fonte de tensão

FC Fonte de corrente

CC Controle de corrente

UPS Fontes de fornecimento de energia sem interrupção

ca Corrente alternada

cc Corrente contínua

CFTCC Conversor fonte de tensão controlado por corrente

PI Proporcional e Integral

OC Orientação pelo Campo

PID Estimativa empírica da função de transferência

f_{cem} força contra-eletromotriz

MIMO *multi – input multi – output*

IFTCC Inversor fonte de tensão controlado por corrente

IFT Fonte de tensão

FAP Filtros ativos de potência

A/D Analógico/digital

FP Fator de potência

CFT Conversor fonte de tensão

LF Lógica *fuzzy*

RN Redes neurais

RL Parte resistiva e indutiva da carga

RLE Resistência, indutância e força contra-eletromotriz da carga

FTMA Função de transferência de malha aberta

FTMF Função de transferência de malha fechada

Lista de Figuras

2.1	Vetores instantâneos da máquina.	10
2.2	Sistema de acionamento controlado por corrente.	12
2.3	Filtro ativo de potência a) paralelo b) série.	14
2.4	Combinação de um filtro ativo em paralelo com um filtro ativo em série.	15
2.5	Princípio básico do filtro ativo em paralelo para fontes de corrente harmônica.	15
2.6	Conversor elevador ca/cc.	20
2.7	a) Diagrama fasorial geral b) retificação com fator de potência unitário.	21
2.8	Diagrama de blocos de controle do conversor ca/cc.	23
2.9	UPS a) configuração padrão b) arranjo onde as funções de carregamento de bateria e inversor são combinadas.	24
3.1	Diagrama de blocos do conversor PWM controlado por corrente.	27
3.2	Conversor PWM.	28
3.3	<i>Ripple</i> e frequência de modulação.	29
3.4	Representação vetorial das tensões de saída ca.	30
3.5	Padrões de pulso PWM a) sem simetria b) com simetria.	31
3.6	Padrões de pulso PWM.	32
3.7	Controlador de corrente com histerese independente em cada fase.	35
3.8	Trajetória de chaveamento do controlador de corrente com histerese.	36
3.9	Acionamento de um motor de indução com controle de histerese independente a) correntes trifásicas b) área do vetor de corrente.	37
3.10	Área de erro de corrente.	39
3.11	Controlador com frequência de chaveamento minimizada.	40
3.12	Controlador de corrente contendo algoritmos de lógica fuzzy e deadbeat.	42
3.13	Controlador <i>PI</i> trifásico.	44
3.14	Controlador de corrente <i>PI</i> síncrono.	45
3.15	Controlador de corrente <i>PI</i> estacionário.	46
3.16	Controlador de corrente com realimentação de estados.	47

4.1	Sistema trifásico alimentando diversas cargas.	51
4.2	Sistema trifásico desequilibrado.	52
4.3	Controlador <i>PI</i> síncrono de seqüência positiva.	56
4.4	Diagrama de Bode do controlador <i>PI</i> síncrono de seqüência positiva.	56
4.5	Diagrama de Bode do controlador de corrente <i>PI</i> de seqüência positiva no referencial estacionário, eq. (4.27).	58
4.6	Diagrama de blocos do controlador de corrente <i>PI</i> modificado, referencial estacionário.	61
4.7	Diagrama de Bode do controlador de corrente <i>P^{seu}ID</i>	62
4.8	Diagrama de blocos do controlador de corrente <i>P^{seu}ID</i> , referencial estacionário.	64
4.9	Diagrama de blocos do controlador de corrente na freqüência fundamental e harmônica.	65
4.10	Lugar das raízes do controlador <i>PI</i> modificado variando-se o ganho k_p	67
4.11	Lugar das raízes do controlador <i>P^{seu}ID</i> variando-se o ganho k_a	68
4.12	Lugar das raízes da função de transferência eq. (4.53), em malha fechada. O ganho k_a é variado no intervalo: $1 < k_a < 3700$	70
4.13	Resposta em freqüência da FTMF para $k_a = 319,6$	71
4.14	Lugar das raízes variando-se ω_s : a) $\omega_s = 30\pi \text{ rad/s}$ b) $\omega_s = 60\pi \text{ rad/s}$ c) $\omega_s = 90\pi \text{ rad/s}$ d) $\omega_s = 120\pi \text{ rad/s}$	72
4.15	Diagrama de blocos do controlador <i>P^{seu}ID</i> , referencial síncrono.	77
4.16	Compensação dos termos de acoplamento na saída do controlador.	81
5.1	Erro de corrente de eixo <i>d</i> e <i>q</i> : a) controlador seq. positiva (sist. equilibrado), b) controlador seq. positiva e negativa (sist. equilibrado), c) controlador seq. positiva (sist. desequilibrado, $n = 5\%$), d) controlador seq. positiva e negativa (sist. des., $n = 5\%$), e) controlador seq. positiva ($n = 15\%$), f) controlador seq. positiva e negativa ($n = 15\%$), g) controlador seq. positiva ($n = 35\%$) e h) controlador seq. positiva e negativa ($n = 35\%$).	84
5.2	Erro de corrente: a) controlador <i>PI</i> b) controlador <i>P^{seu}ID</i>	86
5.3	Correntes de referência e da carga (eixo- <i>d</i>): a) controlador operando na freqüência fundamental b) controlador na freqüência fundamental e quinto harmônico.	87
5.4	Erro de corrente: a) controlador <i>P^{seu}ID</i> b) controlador <i>P^{seu}ID</i> baseado nas transformações T.	89

5.5	Corrente real e de referência de eixo- <i>d</i> : a) controlador $P^{seu}ID$ b) controlador $P^{seu}ID$ com termo de compensação c) tensão de saída do controlador e termo de compensação.	91
5.6	Plataforma de acionamento de propósito geral.	92
5.7	Sistema trifásico desequilibrado.	93
5.8	Resultados experimentais, corrente de referência e da carga: a) controlador de seqüência positiva b) controlador de seqüência positiva e negativa. . . .	94
5.9	Erro de corrente: a) controlador PI b) controlador $P^{seu}ID$	96
5.10	Sistema trifásico formado por um motor trifásico em paralelo com um banco de transformadores.	97
5.11	Correntes de referência e da carga: a) controlador operando na freqüência fundamental b) controlador na freqüência fundamental e quinto harmônico.	98
5.12	Espectros de freqüência de corrente de eixo <i>d</i> : a) compensação da fundamental b) compensação da fundamental mais quinto harmônico.	99
5.13	Resultados experimentais, corrente de referência e da carga: a) controlador $P^{seu}ID$ b) controlador $P^{seu}ID$ baseado na matriz T	101
A.1	a) Sistema trifásico desbalanceado b) vetores balanceados de seqüência positiva c) vetores balanceados de seqüência negativa d) vetores balanceados de seqüência zero.	107
A.2	Síntese de um sistema trifásico desbalanceados a partir de três conjuntos de componentes simétricos	108
A.3	a) estrela a quatro fios b) estrela à três fios c) ligação delta à três fios. . . .	112

Capítulo 1

Introdução Geral

A qualidade de energia elétrica é uma questão que atualmente vem ganhando relevante significância para as concessionárias de energia elétrica e os consumidores finais. O termo qualidade de energia compreende uma vasta gama de aspectos, que não são novos em essência, mas têm tido um crescente interesse devido à disseminação de cargas sensíveis, como por exemplo as modernas plantas industriais, que usam cada vez mais dispositivos de eletrônica de potência e sistemas de controle digital com a finalidade de melhorar os processos fabris.

Segundo Abreu et al. [1], “Qualidade de Energia engloba a análise, o diagnóstico, a solução e o impacto econômico de toda e qualquer anomalia no sistema elétrico”. Estas anomalias podem se manifestar tanto na tensão e na corrente quanto na frequência, resultando, geralmente, em falha ou má operação de equipamentos. Portanto, energia elétrica de boa qualidade é aquela que garante o funcionamento contínuo, seguro e adequado dos equipamentos elétricos e processos associados.

Idealmente, a tensão fornecida pelo sistema elétrico deve ser um onda senoidal sem nenhum harmônico na sua frequência nominal de 60Hz e na sua amplitude nominal. Para sistemas trifásicos, a tensão deve formar um sistema equilibrado, com cada fase deslocada em relação as outras em 120° .

Na prática, contudo, essas características ideais não se verificam por conta de um amplo espectro de distúrbios, que podem ser gerados pelos próprios consumidores, ou pelas unidades geradoras ou distribuidoras de energia, seja pelo mau uso do sistema ou por perturbações causadas por descargas atmosféricas, entre outras coisas.

Embora seja desejável que o sistema elétrico forneça tensões equilibradas na frequência fundamental, a instalação de cargas trifásicas desequilibradas contendo diferentes valores de impedância por fase, resulta no surgimento de correntes desequilibradas no sistema. Estas

correntes, por sua vez, originam tensões desequilibradas apresentando diferentes valores amplitude e ângulos de defasagem diferentes de 120° . No que se refere a participação do consumidor na geração de desequilíbrios, estes ocorrem em função do desconhecimento dos mesmos quanto a forma correta de instalação e aplicação de cargas ao sistema elétrico. Aliado a isso, a falta de monitoramento e controle por parte das concessionárias regulamentando o uso do sistema agrava o estado das tensões e correntes desequilibradas.

Com o surgimento de novas tecnologias, em particular a indústria de semicondutores, tem-se difundido cada vez mais a utilização de equipamentos baseados em eletrônica de potência, tanto em equipamentos de proteção, por parte das concessionárias; como no caso de equipamentos industriais e residenciais, por parte dos consumidores. Tais equipamentos apresentam duas características ambíguas: (i) grande sensibilidade à variações na rede; (ii) introduzem perturbações (harmônicas) no sistema elétrico.

Em virtude da crescente aplicação destes equipamentos no mercado, várias agências internacionais têm se preocupado com os limites de injeção de corrente harmônica visando uma boa qualidade de energia. Como consequência, vários padrões e normas têm sido estabelecidos que especificam limites na magnitude das correntes harmônicas e a distorção da tensão harmônica para várias frequências, como por exemplo

- EN 50 006, padrão europeu preparado pelo Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica (CENELEC);
- IEC Norm 555-3, preparado pela Comissão Elétrica Internacional;
- Norma *IEEE* para Controle de Harmônicos e Compensação de Reativos de Conversores de Potência Estáticos, *ANSI/IEEE Std. 519-1992*.

Dessa forma, a elevada sensibilidade das modernas instalações elétricas constitui-se, atualmente, numa questão importante para o fornecedor de energia elétrica, no sentido de minimizar as interrupções de fornecimento devido à problemas de baixa qualidade, causando por conseguinte, insatisfação e prejuízos ao consumidor.

Nesse contexto, atualmente tem-se verificado uma crescente utilização de conversores com modulação por largura de pulso (*PWM*) com o objetivo de minimizar a presença de distúrbios no sistema elétrico, como também, no acionamento de alto desempenho de cargas trifásicas. Estes conversores são comumente denominados condicionadores de energia, dentre os quais pode-se citar os seguintes conversores: filtros ativos, conversores corrente alternada/corrente contínua (ca/cc) com fator de potência elevado, fontes de fornecimento de energia sem interrupção (*UPS - Uninterruptable Power Supply*), e acionadores de máquinas ca.

Na maioria das aplicações destes Conversores *PWM* percebe-se uma preferência aos conversores do tipo fonte de tensão contendo em sua estrutura de controle uma malha interna de controle de corrente. Conseqüentemente, o desempenho do sistema conversor depende fortemente da qualidade da estratégia de controle aplicada.

A preferência geral em conversores fonte de tensão (FT) operando com técnicas de modulação em largura de pulso, é justificada principalmente pela introdução de novos dispositivos de potência com características especiais de operação, e pelo fato dos mesmos apresentarem em suas estruturas físicas diodos de roda livre em anti-paralelo. Dessa forma, um conversor FT tornou-se uma solução simples e confiável para aplicações de conversores com fluxo de potência bidirecional.

Em comparação com os conversores convencionais fonte de tensão *PWM* em malha aberta, os conversores fonte de tensão controlados à corrente (*CFTCC*) possuem as seguintes vantagens [38]:

- proteção contra picos de corrente;
- rejeição à sobrecarga;
- dinâmica satisfatória;
- compensação dos efeitos causados pela mudança nos parâmetros da carga;
- compensação da queda de tensão nos semicondutores e do tempo morto dos conversores;
- compensação das variações na tensão do barramento cc e tensões na rede de alimentação.

Apesar dos conversores FT com modulação por largura de pulso (PWM) requererem uma maior complexidade no regulador de corrente, eles são geralmente preferíveis nos acionamentos por exibirem melhor desempenho dinâmico e produzirem menor oscilação no torque, fator importante para uma operação suave na faixa de baixa frequência.

Para os conversores operando como retificadores ou filtros ativos, este controle pode ser utilizado para obter as potências ativa e reativa desejadas e para minimizar e/ou compensar o fator de potência da linha e o conteúdo de corrente harmônica.

Os controladores de corrente alternada (*ca*) são muito mais complexos que os controladores de sistemas de corrente contínua (*cc*), pois os primeiros devem controlar amplitude,

freqüência e a fase da corrente. Além disso, as correntes de regime permanente são alternadas devendo a malha mais interna contendo o controlador possuir a maior largura de faixa do sistema, garantindo um erro de regime permanente zero ou aproximadamente zero.

Nesse sentido, uma série de métodos de controle de corrente tem sido desenvolvidos, os quais diferem tanto no tipo de modulação como na técnica de controle utilizada. No que diz respeito à modulação, a técnica *PWM* é geralmente mais utilizada, com modulações de freqüência fixa, variável, ou randômica. As técnicas de controle podem ser consideradas pertencentes a duas categorias principais: controle linear ou não linear. O primeiro inclui controle *PI*, realimentação de estados e técnica preditiva com freqüência de chaveamento constante. O segundo compreende controladores de histerese e preditivo com otimização *on-line*.

Para implementar essas estratégias de controle de corrente atualmente tem-se utilizado técnicas digitais que permitem um aumento no desempenho e flexibilidade do mesmo. Tem sido comum fazer-se uso de sistemas de controle baseadas em microprocessadores, microcontroladores e/ou processadores de sinais digitais. Assim, estudos para obter melhores padrões *PWM* e técnicas de controle mais eficientes continuam sendo desenvolvidos.

Nas aplicações de conversores estáticos e filtros ativos em sistemas de potência trifásicos, é muito comum os mesmos lidarem com cargas apresentando algum tipo de desequilíbrio. De acordo com a teoria de componentes simétricas (ver Apêndice A), esses desequilíbrios são os responsáveis pela presença de componentes de seqüência positiva e negativa na operação em regime permanente.

Para compensar os desequilíbrios, algumas técnicas de controle de corrente têm sido desenvolvidas com o objetivo de minimizar os efeitos de sua presença [28], [40], [29], [14]. Kim et al. [40], propôs uma estrutura de controle que emprega dois controladores síncronos diferentes: um controlador síncrono de seqüência positiva que gira à $+\omega_s$, designado para compensar os termos de seqüência positiva; e um controlador síncrono de seqüência negativa, girando em $-\omega_s$, e atuando sobre os termos de seqüência negativa, devido a presença de distorções nos sinais de referência causados pela componente de segundo harmônico. Esses dois controladores operam simultaneamente e suas saídas são somadas. No estudo realizado por Hsu et al. [28], o desequilíbrio é modelado como um termo de perturbação, o qual deve ser compensado pelo controlador. Uma outra abordagem diz respeito a emulação dos controladores contínuos no tempo no referencial estacionário, como proposto por Rowan e Kerkman [59], evitando-se transformações de coordenadas. No estudo realizado por Luiz [15], uma estrutura de controle de corrente de seqüência positiva e seqüência negativa foi utilizada num esquema de acionamento sem sensor baseado na técnica de injeção

de portadora de frequência.

No estudo realizado em [29], a estrutura de controle emprega um único controlador de corrente *PI* estacionário, fazendo a compensação tanto das componentes de seqüência positiva como as de seqüência negativa. Além disso, é proposto uma versão modificada do controlador que possui a mesma estrutura de um controlador *PID*, conseqüentemente com maior liberdade na escolha da dinâmica do sistema em malha fechada. Na continuação deste trabalho propõe-se a utilização de matrizes de transformação que tornam o sistema equilibrado para várias condições de desequilíbrio [14], e portanto, sua estrutura de controle garante uma ação antecipatória aos desequilíbrios presentes no sistema.

Outra abordagem para os controladores de corrente diz respeito à necessidade da compensação do conteúdo harmônico contido na corrente elétrica [14], [61], [5], [51], [64]. Um exemplo disso é a utilização de filtros ativos para eliminar o conteúdo harmônico da corrente em cargas trifásicas contendo não linearidades [5], [51], [64].

Conversores ca/cc, com conformação ativa da forma de onda de corrente, podem incluir em sua estrutura de controle uma malha de compensação de harmônicos, garantindo assim um melhor controle do fator de potência do conversor [61]. São apresentados por Rui et al. [14], resultados experimentais no acionamento de um motor trifásico considerando-se a presença de harmônicos de baixa frequência no controle de corrente do conversor *PWM*. Assim, a estrutura de controle deve apresentar um bom desempenho na frequência fundamental como também garantir uma boa rejeição dos harmônicos em questão.

Capítulo 2

A Importância do controle de corrente em conversores PWM

2.1 Introdução

Com o crescente desenvolvimento tecnológico, mais especificamente da indústria da eletrônica de potência e da microeletrônica, vem surgindo cada vez mais um número maior de aplicações de Conversores Trifásicos com Modulação por Largura de Pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) para o condicionamento das grandezas elétricas nos sistemas de potência. Em certos casos esses conversores têm o papel de atuar em sistemas sujeitos a diversos tipos de perturbações elétricas, às vezes, geradas por equipamentos e dispositivos eletrônicos resultantes do próprio avanço tecnológico.

Atualmente verifica-se uma preferência geral em conversores fonte de tensão (FT) operando com técnicas de modulação em largura de pulso no acionamento de cargas de corrente alternada, *ca*, em relação aos conversores fonte de corrente (FC). Esta tendência é principalmente justificada pela introdução de dispositivos de potência com capacidade de desligamento controlado e pelas vantagens do armazenamento capacitivo em corrente contínua (*cc*), em comparação ao indutivo, em termos de peso, custo e eficiência. Ao lado disso, tem-se o fato de que este tipo de conversor é bem adequado a característica indutiva das cargas *ca* usuais, sem a necessidade de estágios intermediários de filtros *ca* capacitivos.

No acionamento de máquinas assíncronas de alto desempenho o controle de corrente preciso e instantâneo, juntamente com o conhecimento da posição do vetor fluxo utilizado para a orientação, permite o controle de fluxo e conjugado da máquina de forma independente, semelhante ao controle de máquinas de corrente contínua com excitação independente [47], [44]. Esta técnica é conhecida como controle vetorial ou controle por orientação pelo

campo.

Em fontes de fornecimento de energia sem interrupção (UPS), o controle de corrente proporciona um aumento na estabilidade da malha de controle e uma proteção intrínseca contra curto-circuitos e sobrecarga. Para os conversores operando como retificadores ou filtros ativos, este controle pode ser utilizado para controlar o fator de potência da rede elétrica.

Esses requisitos podem ser realizados por um conversor fonte de tensão de potência com uma malha de regulação das correntes alternadas produzidas pelo conversor. Essa estrutura é conhecida como Conversor Fonte de Tensão Controlado por Corrente (CFTCC), garantindo vantagens adicionais, a saber: proteção contra curto-circuitos, sobrecarga e controle da forma de onda da corrente dentro do período ca , o qual também compensa transientes, não linearidades na carga e atrasos de comutação.

Esses conversores PWM possuem em sua estrutura de controle uma malha mais interna de controle de corrente, sendo empregados em todas as aplicações onde são requeridos resposta rápida, alta precisão e um nível de desempenho elevado. Conseqüentemente, o desempenho do sistema conversor depende fortemente da qualidade da estratégia de controle aplicada. A seguir são apresentadas algumas estruturas de conversores PWM onde o controle de corrente é essencial para o funcionamento do sistema como um todo.

2.2 Controle de Corrente em Máquinas Assíncronas

As máquinas assíncronas com conversores estáticos de frequência tornam-se cada vez mais utilizadas em aplicações de acionamento industrial à velocidade variável. Esta crescente utilização se deve em parte ao seu baixo custo, robustez e simplicidade mecânica do rotor. Além disso, com o advento das técnicas de controle vetorial ou com orientação pelo campo, é possível utilizar essas máquinas em acionamentos que exigem alto desempenho dinâmico. Este método permite controlar fluxo e conjugado de forma independente, semelhante ao acionamento de máquinas de corrente contínua com excitação independente [47]. Para implementar o controle vetorial deve-se garantir as seguintes condições: o conhecimento da posição do vetor de fluxo utilizado para a orientação e o controle preciso das correntes da máquina por meio de controladores de corrente.

Em geral, o esquema de controle de movimento de máquinas assíncronas é caracterizado por uma estrutura multimalha, com uma malha externa controlando posição, velocidade, ou torque, fornecendo o valor desejado de corrente a uma malha mais interna, que contém um controlador de corrente. A ação rápida desse controlador gera o sinal de tensão de

referência o qual o inversor irá sintetizar, de tal forma que as variáveis controladas copiem suas respectivas referências. Assim, fazendo-se o regulador de corrente funcionar como uma fonte ideal de corrente, teremos a ordem do sistema reduzida e a complexidade do controlador pode ser significativamente simplificada.

Os controladores de corrente para acionadores ca devem controlar tanto a amplitude e frequência como a fase da corrente estatórica. Além disso, as correntes de regime permanente são alternadas, de forma que a aplicação do controle proporcional e integral (*PI*) convencional, muito utilizado em sistemas cc, não fornecerá o mesmo desempenho obtido em reguladores de corrente de acionadores cc. Com efeito, um bom conversor controlado por corrente deve possuir na malha mais interna a maior largura de faixa do sistema e, necessariamente, um erro de regime permanente nulo ou aproximadamente zero [47].

2.2.1 Controle por orientação pelo campo

A utilização de máquinas assíncronas em sistemas de acionamento resulta em sistemas mecanicamente mais robustos, mas sua análise é complexa pois requer um estudo de um sistema multivariável e não linear. No entanto, suas vantagens motivaram o desenvolvimento de uma série de estratégias de controle com o objetivo de utilizar essas máquinas em servomecanismos, necessários no controle rotacional ou translacional de torque, velocidade e/ou posição. As primeiras estratégias de acionamento com máquinas assíncronas eram do tipo escalar e baseadas em modelos de regime permanente, tal como o Volts/Hertz [44], apresentando fraco desempenho dinâmico. Com a finalidade de obter técnicas de acionamento de alto desempenho, várias estratégias de controle foram desenvolvidas no sentido de garantir o desacoplamento entre o controle de fluxo e conjugado [63], [22], [58].

Utilizando uma abordagem vetorial para analisar o modelo da máquina obtemos o desacoplamento das variáveis fluxo e torque, semelhante ao acionamento do motor de corrente contínua com excitação independente. A ação do comutador da máquina cc de assegurar um ângulo entre o fluxo da bobina de campo e a força magnetomotriz da armadura espacialmente fixo e ortogonal, é emulada nas máquinas de indução orientando a corrente estatórica em fase com o fluxo rotórico. Com isso, o fluxo rotórico é controlado pela componente da corrente estatórica em fase com o fluxo, e o conjugado eletromagnético por meio da componente da corrente estatórica ortogonal ou em quadratura com o fluxo [7], [16]. Esse controle é denominado controle por orientação pelo campo (OC) e requer a regulação tanto da magnitude como da fase das grandezas ca, sendo convencionalmente referido como controle vetorial.

Equações fundamentais para o controle por orientação de fluxo rotórico para máquinas de indução

Uma máquina de indução trifásica, simétrica, não saturada e com distribuição senoidal de fluxo, pode ser representada por um modelo vetorial $d - q$ com o eixo de referência girando a uma velocidade síncrona, ω_g , figura 2.1, de acordo com as equações abaixo:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d}{dt} \lambda_s^g + j \omega_g \lambda_s^g \quad (2.1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d}{dt} \lambda_r^g + j (\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2.2)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} (\lambda_{dr}^g i_{qs}^g - \lambda_{qr}^g i_{ds}^g) \quad (2.3)$$

onde

$$\mathbf{v}_s^g = v_{ds}^g + j v_{qs}^g$$

$$\mathbf{i}_s^g = i_{ds}^g + j i_{qs}^g$$

$$\mathbf{i}_r^g = i_{dr}^g + j i_{qr}^g$$

$$\begin{aligned} \lambda_s^g &= \lambda_{ds}^g + j \lambda_{qs}^g \\ &= l_s i_s^g + l_m i_r^g \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \lambda_r^g &= \lambda_{dr}^g + j \lambda_{qr}^g \\ &= l_r i_r^g + l_m i_s^g \end{aligned} \quad (2.5)$$

O conceito de orientação pelo campo implica que as componentes de corrente fornecidas à máquina devem ser orientadas em fase e em quadratura com o vetor fluxo rotórico, λ_r^g . Isto pode ser realizado escolhendo ω_g igual a velocidade instantânea de λ_r^e e fixando a fase do sistema de referência de tal forma que o fluxo rotórico esteja inteiramente no eixo d , resultando portanto em $\lambda_{qr}^e = 0$. O índice e indica o referencial de fluxo rotórico.

Assumindo que a máquina é alimentada por uma fonte de corrente regulada de tal forma que as equações do estator podem ser omitidas, as equações $d - q$ do rotor com a referência orientada pelo fluxo, são reescritas como [47]

$$0 = r_r i_{qr}^e + (\omega_g - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (2.6)$$

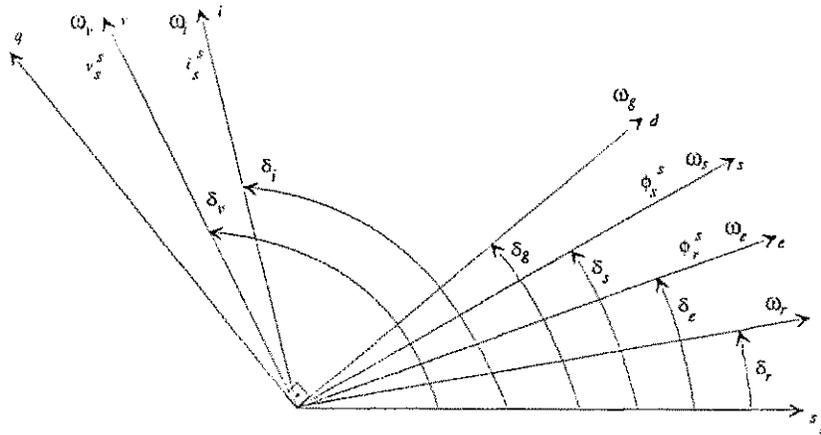


Figura 2.1: Vetores instantâneos da máquina.

$$0 = r_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e \quad (2.7)$$

$$\lambda_{qr}^e = l_r i_{qr}^e + l_m i_{qs}^e \quad (2.8)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (2.9)$$

A equação de torque (2.9) mostra claramente a possibilidade de comandar o torque pelo controle da corrente i_{qs}^e .

A partir da equação (2.8) é possível verificar que há uma relação entre corrente de comando do torque e a componente de corrente rotórica i_{qr}^e . Assim, combinando (2.6) e (2.8) obtemos o que é geralmente chamado de relação de escorregamento

$$\omega_{sl} = -\frac{r_r l_m}{l_r \lambda_{dr}^e} i_{qs}^e \quad (2.10)$$

Na equação (2.7) é mostrado que no regime permanente quando a derivada da componente do fluxo rotórico $\frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e$ é zero, a componente da corrente rotórica i_{dr}^e também é zero. No entanto, durante os transitórios do fluxo, i_{dr}^e não é zero e a partir de (2.5) é dada por

$$i_{dr}^e = \frac{\lambda_{dr}^e - l_m i_{ds}^e}{l_r} \quad (2.11)$$

Combinando (2.7) e (2.11) para eliminar i_{dr}^e obtemos a equação que relaciona i_{ds}^e e λ_{dr}^e

$$\left(r_r + l_r \frac{d}{dt} \right) \lambda_{dr}^e = r_r l_m i_{ds}^e \quad (2.12)$$

A relação entre a corrente de comando de fluxo i_{ds}^e e a componente de fluxo rotórico λ_{dr}^e é uma função de transferência linear de primeira ordem com uma constante de tempo $\tau_r = l_r / r_r$.

A partir das equações (2.9) e (2.12) verifica-se uma correspondência muito forte entre o modelo vetorial da máquina ca, orientado pelo campo, com a máquina cc. Dessa forma, fica evidenciada a importância do controle de corrente no acionamento de motores assíncronos, haja vista que grandezas fluxo e conjugado são funções das correntes em quadratura. Na equação de escorregamento (2.10), é expressa uma relação entre a frequência de escorregamento e a corrente estatórica de entrada, intrinsecamente associada com a determinação das componentes de fluxo e torque desejadas.

Dependendo da forma de determinação da posição do vetor de fluxo escolhido, pode-se classificar da seguinte forma:

- **Método Direto** - o ângulo de campo é determinado por meio de sensores de fluxo, ou então a partir da estimação dos mesmos; ou
- **Método Indireto** - a posição do fluxo é determinada a partir da posição mecânica e do comando de escorregamento, que depende dos parâmetros do modelo da máquina.

Apesar da orientação pelo vetor de fluxo rotórico ser a mais utilizada, outras componentes de fluxo podem ser escolhidas para a orientação [16], sendo os fluxos estatórico e de entreferro as alternativas mais importantes. Muito embora a orientação por fluxo rotórico forneça um desacoplamento completo, para alguns propósitos as vantagens de escolher a orientação com o fluxo estatórico pesa mais que a falta de um desacoplamento perfeito, quais sejam: a rapidez de resposta a degraus de conjugado, estimação mais robusta do fluxo e um controle mais direto da tensão estatórica na região de enfraquecimento de campo [69].

2.2.2 Estratégias de controle de corrente

Essencialmente, os conversores de potência em acionadores de motor de indução de alto desempenho funcionam como um amplificador de potência, reproduzindo os sinais de controle de baixa potência do controlador com orientação pelo campo em um nível de potência capaz de excitar a máquina.

Na figura 2.2 é ilustrado um sistema de acionamento baseado no inversor fonte de tensão. O papel principal de um regulador de corrente é selecionar o vetor de tensão correto de tal forma que as correntes do motor sigam os comandos de corrente desejados (i_1^* , i_2^* , i_3^*). O critério de escolha de controladores de corrente pode ser baseado em quão eficientemente este objetivo básico é realizado, bem como a robustez do método frente a variações paramétricas, e custo de implementação.

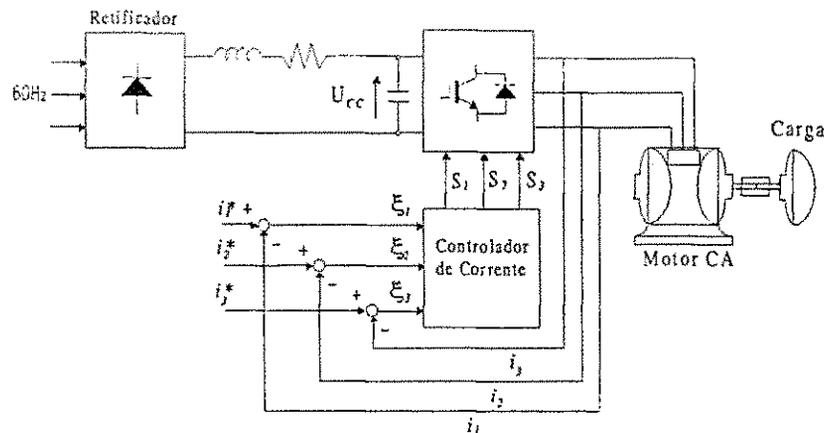


Figura 2.2: Sistema de acionamento controlado por corrente.

Na literatura, diversas estratégias têm sido aplicadas para o controle de corrente, [63], [31], [18], [6], [30], [43], [21], [24], entre elas as mais comuns são: controlador proporcional, integral e derivativo (*PID*), síncrono ou estacionário; histerese e suas variações [52]; preditivo (*deadbeat*), com frequência fixa ou variável; controlador ótimo; e realimentação de estados. Em geral, todas essas estratégias utilizam o modelo do sistema representado por uma equação de primeira ordem em série com uma força contra-eletromotriz (*fcm*), considerada como uma perturbação a ser compensada. Outras abordagens de controle de corrente para máquinas assíncronas têm sido desenvolvidas, nas quais o modelo da máquina é representado por um sistema de segunda ordem, relacionando tensão e corrente, ou seja, um modelo multivariável (*MIMO - multi-input multi-output*) [30], [6], [43], [24].

Para implementar essas estratégias de controle de corrente têm-se utilizado atualmente técnicas digitais para aumentar o desempenho e flexibilidade no controle da máquina, podendo fazer uso de plataformas de controle baseadas em microprocessadores, microcontroladores ou processadores de sinais digitais. A partir disso, com o uso de inversores PWM podem ser desenvolvidas técnicas de modulação que melhorem o desempenho do inversor fazendo o mesmo operar sob frequência constante [32]. Estudos para obter melhores padrões de PWM continuam sendo desenvolvidos, que levam em conta o controle de corrente [38], [58], [17].

2.3 Filtros Ativos

Atualmente devido a um grande número de aparelhos eletrônicos de baixa potência tal como aparelhos de TV, computadores pessoais, video-cassetes e outros, tem-se gerado grande quantidade de corrente harmônica na rede elétrica. Mesmo, no caso mais simples, um úni-

co aparelho eletrônico de baixa potência produz uma quantidade desprezível de corrente harmônica, o qual utiliza como interface com a rede um retificador monofásico com um capacitor de filtro. Retificadores trifásicos baseados em diodos ou tiristores e cicloconversores também geram uma grande quantidade de conteúdo harmônico na corrente elétrica em aplicações industriais. Portanto, tensões distorcidas ou harmônicas resultantes de correntes harmônicas produzidas por cargas elétricas não lineares em geral tornam-se um sério problema para ser resolvido nos sistemas elétricos.

Desde que os princípios básicos de filtros ativos foram propostos na década de 70, grande atenção foi dada a esses equipamentos [60], [5], [51], [67]. O avanço da tecnologia da eletrônica de potência ao longo dos últimos dez anos, juntamente com a teoria da potência instantânea ativa e reativa em circuitos trifásicos [3], possibilitou a aplicação dos filtros ativos em diversas situações (compensação de harmônicos [64], compensação de cintilações (*flickers*), regulação de tensão, compensação de desequilíbrios, compensação de potência reativa, etc).

Os filtros ativos são geralmente compostos de um inversor PWM alimentado em tensão, elementos capacitivos formando um barramento cc, circuitos de detecção das variáveis elétricas e uma malha de controle interna determinando o padrão de chaveamento. Podem ser classificados sob diferentes pontos de vista. Basicamente, podem ser divididos em três grupos principais:

- *Filtros ativos em paralelo (shunt)*: Na figura 2.3a está representada uma das configurações mais básicas dos filtros ativos de potência, o filtro ativo em paralelo. Suas principais funções são: compensar a potência reativa solicitada pela carga, ajustando assim o fator de potência; eliminar o conteúdo harmônico gerado pelas não linearidades da carga (i_{1h} , i_{2h} , i_{3h}); e redistribuição da potência do sistema para manter o mesmo equilibrado [4].
- *Filtros ativos em série*: São conectados em série com a rede, entre o sistema de fornecimento e a carga não linear, a partir de um transformador de acoplamento (fig. 2.3b). Apresenta alta impedância para a corrente harmônica, portanto bloqueando o fluxo de corrente harmônica da carga para o sistema de potência e vice-versa. Atua como fonte de tensão e pode também ser utilizado para regulação de tensão (v_{AF}).
- *Filtros ativos série paralelo*: Também podem ser encontrados na versão mista, onde aparecem utilizando tanto estruturas de filtros ativos em paralelo como em série (podendo também apresentar filtros passivos), com o objetivo de melhorar a eficiência do sistema em função das características peculiares de cada carga, Fig 2.4.

Em [2] é apresentado um estudo comparativo do comportamento dual entre um filtro ativo série e paralelo. Na figura 2.4 é apresentado um sistema combinando um filtro ativo em série com um filtro em paralelo. A versão em série é utilizada para isolação harmônica entre o sistema de subtransmissão e o sistema de distribuição e para regulação de tensão, como também, para compensar os efeitos de tremulação nas tensões e os desequilíbrios. Nessa estrutura o elemento em paralelo faz o papel de sorvedouro para os harmônicos, compensação de potência reativa e regulação da tensão do barramento cc entre os dois filtros ativos.

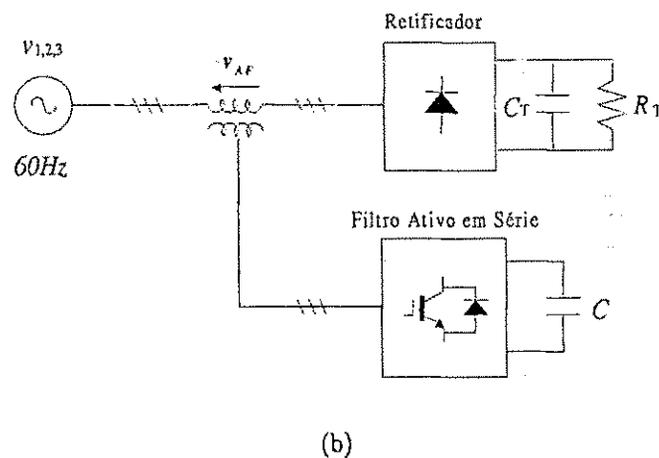
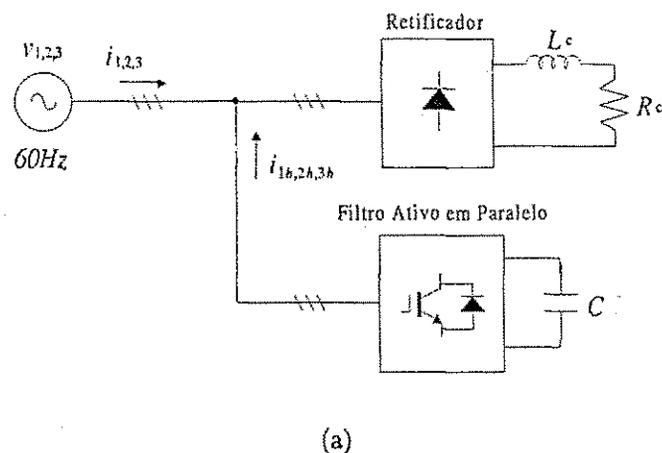


Figura 2.3: Filtro ativo de potência a) paralelo b) série.

Geralmente, um filtro ativo tem sido considerado como uma fonte de corrente conectada em paralelo com a carga (fonte de harmônico), isto devido esses dispositivos terem sido originalmente bastante estudados na compensação de cargas harmônicas do tipo fonte de corrente, figura 2.3a, como por exemplo retificadores tiristorizados para o controle de fase em acionadores cc. Portanto, daqui em diante apenas os filtros ativos em paralelo serão

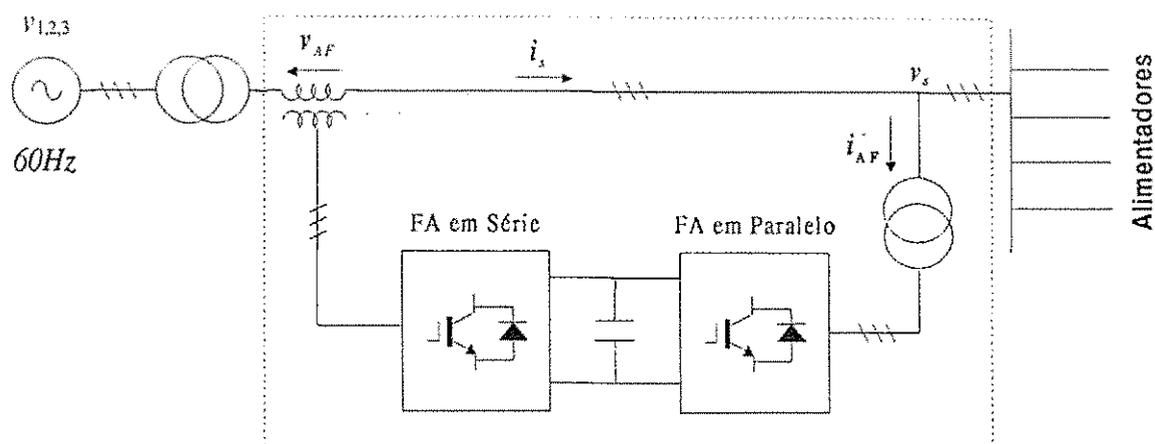


Figura 2.4: Combinação de um filtro ativo em paralelo com um filtro ativo em série.

considerados.

2.3.1 Análise de filtros ativos em paralelo na compensação de harmônicos

Com o objetivo de facilitar a sua análise, o circuito com a carga harmônica fonte de corrente, ilustrada na figura 2.3a, é representado como um circuito equivalente de Norton, figura 2.5. Nessa figura, Z_S representa a impedância da fonte (rede elétrica), I_{L0} é a fonte de corrente harmônica equivalente, Z_L é a impedância equivalente da carga no qual pode incluir filtros passivos e capacitores de correção do fator de potência, V_S e I_S são a tensão e corrente da fonte, I_C a corrente de compensação fornecida pelo filtro ativo, e G é o equivalente da função de transferência do filtro ativo incluindo os atrasos nos circuitos de detecção e a estrutura de controle.

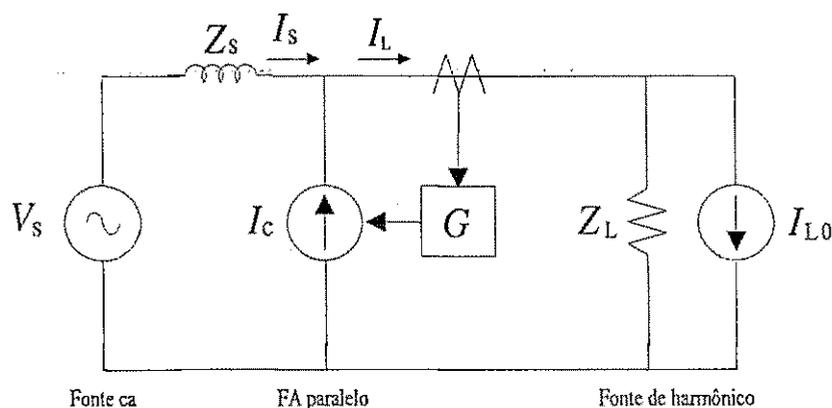


Figura 2.5: Princípio básico do filtro ativo em paralelo para fontes de corrente harmônica.

Em geral, G tem a função de rejeitar a componente fundamental, isto é, $|G|_f = 0$ para a fundamental, $|G|_f = 1$ para os harmônicos. Na análise a seguir, todas as equações estão representadas em unidade (*pu*). A partir da figura 2.5, as seguintes equações são obtidas

$$I_C = GI_L \quad (2.13)$$

$$I_S = \frac{Z_L}{Z_S + \frac{Z_L}{1-G}} I_{L0} + \frac{V_S}{Z_S + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (2.14)$$

$$I_L = \frac{\frac{Z_L}{1-G}}{Z_S + \frac{Z_L}{1-G}} I_{L0} + \frac{1}{1-G} \frac{V_S}{Z_S + \frac{Z_L}{1-G}} \quad (2.15)$$

Quando a seguinte desigualdade é satisfeita

$$\left| \frac{Z_L}{1-G} \right|_h \gg |Z_S|_h, \quad (2.16)$$

as equações (2.13), (2.14) e (2.15) podem ser reescritas como

$$I_C = I_{Lh} \quad (2.17)$$

$$I_{Sh} \approx (1-G) I_{L0h} + (1-G) \frac{V_{Sh}}{Z_L} \approx 0 \quad (2.18)$$

$$I_{Lh} = I_{L0h} + \frac{V_{Sh}}{Z_L} \quad (2.19)$$

no qual os índices, h e f , representam as componentes de frequência harmônica e fundamental, respectivamente, e " $|\cdot|$ " representa a magnitude da função de transferência.

A equação (2.18) mostra que se a condição (2.16) é satisfeita, a corrente da fonte se torna senoidal. Portanto, (2.16) é a condição de operação requerida para o filtro ativo compensar a corrente harmônica da carga. Na equação (2.16) é visto que apenas G pode ser determinada pelo filtro ativo enquanto Z_L e Z_S são determinados pelo sistema, isto é, uma característica das impedâncias da fonte e da carga. Considerando-se uma carga predominantemente do tipo corrente ($|Z_L| \gg |Z_S|$), as equações (2.14) e (2.16) podem ser reescritas como

$$\frac{I_s}{I_{L0}} = (1-G) \quad (2.20)$$

$$|1-G|_h \ll 1 \quad (2.21)$$

Com essa condição, mostra-se que a característica de compensação do filtro ativo não é influenciada pelas impedâncias do sistema. Esta propriedade é que faz com que o filtro ativo seja superior ao filtro passivo, pois este último é fortemente influenciado pela impedância da fonte.

2.3.2 Controle de corrente em filtros ativos em paralelo

Correntes harmônicas causam quedas de tensões harmônicas através da impedância da rede, resultando assim no surgimento de tensões distorcidas na mesma. Da mesma forma, correntes desequilibradas causam quedas de tensão assimétricas ao longo da impedância da rede, portanto também gerando tensões assimétricas na rede elétrica (Anexo A).

Para compensar o conteúdo de corrente harmônica causadas por cargas não lineares, o filtro ativo injeta no sistema correntes trifásicas i_{1h} , i_{2h} , e i_{3h} , a fim de cancelar as correntes harmônicas originais, figura 2.3a. Isto é realizado por dispositivos que detectam o conteúdo harmônico presente nas correntes da rede, utilizando-as como correntes de referência na estratégia de controle do filtro ativo. Em seguida, a partir de um inversor de tensão essas correntes são impostas no sistema com um mínimo atraso, dessa forma, as correntes da rede i_1 , i_2 , e i_3 terão apenas componentes fundamentais e as quedas de tensão harmônica serão canceladas.

De forma semelhante, as correntes desequilibradas podem ser compensadas no sistema. Primeiramente, deve-se determinar as componentes de seqüência negativa de primeiro harmônico das correntes de carga e, a partir do inversor do filtro ativo injetá-las com a mesma amplitude e fase invertida, sendo realizada a função de balanceamento. As correntes i_1 , i_2 , e i_3 resultantes se constituem em um sistema equilibrado de seqüência positiva.

Diferentemente do que acontece com acionadores de velocidade variável ou aplicações com retificadores PWM, o conversor PWM nos filtros ativos tem a função de gerar formas de onda de corrente as quais são normalmente caracterizadas por um considerável conteúdo harmônico. Para compensar a corrente distorcida, o filtro ativo e seu controle de corrente devem ter a capacidade de rastrear as variações repentinas na corrente de referência, correspondentes a valores muito altos de di/dt , os quais tornam o projeto do controle e a implementação prática do filtro particularmente crítica. Para obter esses requisitos dinâmicos, um inversor fonte de tensão controlado por corrente (IFTCC) é uma solução adequada.

As técnicas de controle de corrente que têm demonstrado um desempenho mais efetivo nas aplicações práticas dos filtros ativos de potência são o controle de corrente linear, o controle digital *deadbeat*, e o controle de histerese. A princípio, técnicas de controle analógico têm maior velocidade de resposta, não sendo atrasadas por qualquer processo de conversão A/D ou tempo de cálculo. Entre as soluções digitais, o algoritmo de controle *deadbeat* é conhecido por garantir a melhor resposta dinâmica. Atualmente, as estratégias de controle vêm passando por um processo evolutivo devido a suas aplicações industriais, de tal maneira que as técnicas atualmente empregadas, na verdade, se caracterizam por

um grande número de refinamentos com respeito a versões introduzidas originalmente.

2.4 Conversores ca/cc com Fator de Potência Elevado

Atualmente, é fácil verificar uma crescente utilização de fontes chaveadas, com frequência de operação elevada, em equipamentos eletrônicos residenciais, como por exemplo: computadores, lâmpadas fluorescentes, condicionadores de ar, etc. Também, é comum a utilização de conversores ca/cc em diversas aplicações de potência mais elevada, como é o caso de acionadores de máquinas, carregadores de baterias, fontes de fornecimento de energia sem interrupção, aquecedores, etc. Em todos estes casos, faz-se o uso de retificadores de tensão responsáveis pela conversão da energia elétrica da rede em grandezas contínuas no tempo. O retificador pode ser controlado ou não, e atuando como interface entre a rede elétrica (sistema monofásico, trifásico ou polifásico) e a carga.

Na sua versão mais simples, esses conversores utilizam um retificador com diodos (monofásico ou trifásico) e um capacitor de entrada fornecendo uma tensão contínua não regulada (ver bloco retificador na figura 2.2). As vantagens dessa topologia são: baixo custo, composição simples e a não necessidade de qualquer ação de controle. No entanto, esses circuitos apresentam baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico na corrente de entrada. Estes obstáculos causam muitos problemas, como aquecimento no núcleo de transformadores e máquinas elétricas, e aumento nas perdas de linhas de transmissão e distribuição.

Uma maneira simples de melhorar a forma de onda da corrente é inserir elementos indutivos e capacitivos com valores elevados na entrada do conversor, tornando-a mais senoidal, diminuindo as ondulações na tensão no lado cc e minimizando a defasagem da corrente de entrada em relação à tensão da rede, e mantendo-se o consumo de energia praticamente constante, pois as perdas adicionais no indutor são compensadas pela diminuição das perdas no diodo. Contudo, a alternativa de se usar indutores na entrada do sistema, representa maior custo e problemas de dimensionamento.

Uma alternativa atual para minimizar esses problemas são as técnicas de conformação ativa da forma de onda de corrente, apresentando um melhor comportamento dinâmico e proteção intrínseca contra surtos na rede. Estas técnicas têm como objetivo fornecer uma forma de onda de corrente aproximadamente senoidal e com fator de potência (FP) próximo à unidade. A configuração básica para esse sistema é uma ponte retificadora trifásica seguida de um conversor *boost*, *buck-boost*, *cúk*, *sepic* ou *flyback* [45]. A partir deles, muitas melhorias e topologias diferentes têm sido propostas na literatura, que diferem

tanto na disposição das chaves, de indutores e do número de elementos empregados.

2.4.1 Técnicas de conformação da corrente de entrada

Utilizando conversores baseados em dispositivos de eletrônica de potência é possível conformar a forma de onda de corrente solicitada pela ponte retificadora, em um sinal do tipo senoidal e em fase com a tensão de entrada. A escolha do conversor de eletrônica de potência é baseada nas seguintes considerações:

- Em várias aplicações é aceitável, e em muitos casos desejável, estabilizar a tensão no barramento cc ligeiramente maior que a tensão de pico da rede;
- Em geral, não é necessária uma isolação entre a entrada da rede e a saída do conversor de potência, portanto não há necessidade de um transformador de linha;
- A corrente de entrada solicitada pelo conversor deve ter um fator de potência próximo à unidade, fazendo com que o conversor mais carga se comporte como uma resistência vista pela rede. Isto implica que o fluxo de energia seja predominantemente unidirecional, da rede elétrica para o conversor;
- As perdas elétricas e o tamanho do sistema de conformação de corrente devem ser os menores possíveis.

Baseado nessas considerações, o conversor mais simples para o circuito conformador da corrente é um conversor elevador (*boost*), figura 2.6.

Conversor ca/cc monofásico

Na figura 2.6 está apresentado um conversor ca/cc monofásico utilizado para controlar o fator de potência na entrada do retificador. O indutor L , na entrada do retificador, é utilizado para diminuir as ondulações na corrente i_s . O capacitor C tem a função de minimizar as ondulações na tensão v_c e para alcançar um nível de armazenamento de energia adequado, permitindo o conversor atender as solicitações da carga.

Uma característica de se utilizar o conversor ca/cc controlado é que fazendo-se as chaves do retificador operarem em uma frequência de chaveamento elevada, o indutor L pode ser fixado em um valor pequeno, desprezando-se assim a sua influência na potência reativa solicitada pelo conversor.

No circuito da figura 2.6, pode-se escrever a seguinte equação,

$$v_s = v_r + v_l \quad (2.22)$$

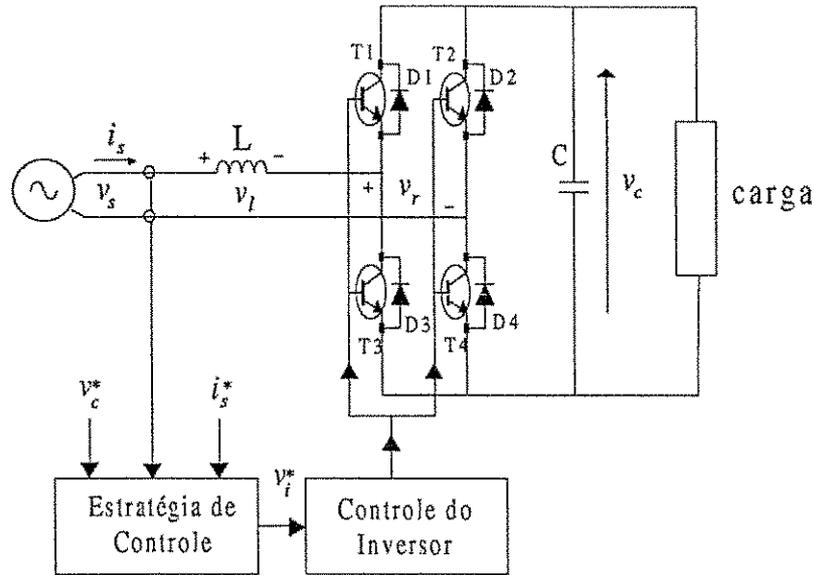


Figura 2.6: Conversor elevador ca/cc.

onde

$$v_l = L \frac{di_s}{dt}, \quad (2.23)$$

v_s representa a tensão da rede e v_r é a tensão na entrada do retificador gerada a partir do padrão de chaveamento dos dispositivos semicondutores.

Assumindo que v_s possui uma forma de onda senoidal, a componente fundamental da forma de onda de v_l e i_s na figura 2.6 podem ser expressas na forma de fasores \mathbf{V}_r e \mathbf{I}_s , respectivamente. Escolhendo \mathbf{V}_s arbitrariamente como o fasor de referência $\mathbf{V}_s = V_s e^{j0^\circ}$, na frequência $\omega = 2\pi f$, a equação (2.22) torna-se

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_r + \mathbf{V}_l \quad (2.24)$$

onde

$$\mathbf{V}_l = j\omega L \mathbf{I}_s \quad (2.25)$$

O diagrama fasorial correspondente as equações (2.24) e (2.25) é mostrado na figura 2.7a, onde \mathbf{I}_s está atrasado em relação à \mathbf{V}_s pelo ângulo de fase θ , e a potência ativa fornecida pela fonte ca para o conversor pode ser escrita como

$$P_{ativ} = V_s I_s \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L} \left(\frac{V_r}{V_s} \text{sen } \delta \right) \quad (2.26)$$

desde que $V_l \cos \theta = \omega L I_s \cos \theta = V_r \text{sen } \delta$, figura 2.7a.

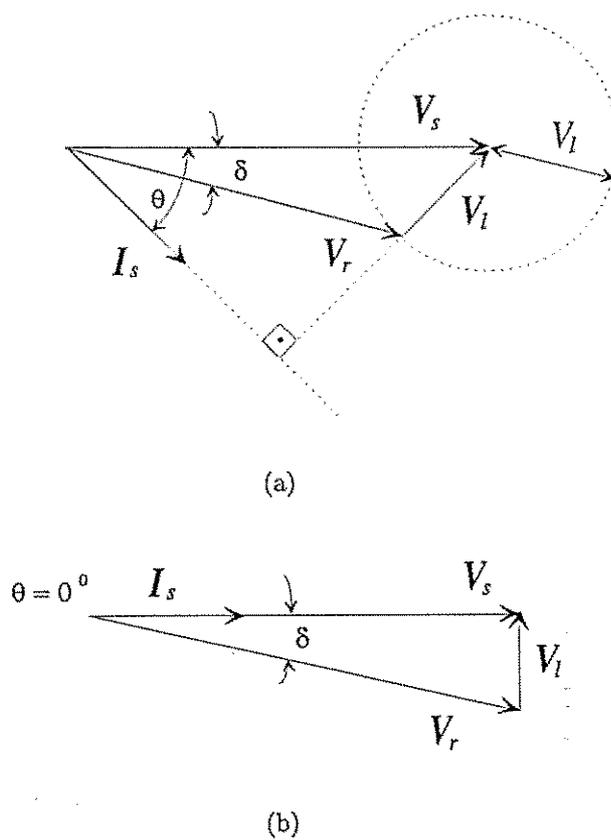


Figura 2.7: a) Diagrama fasorial geral b) retificação com fator de potência unitário.

No diagrama fasorial em 2.7a, a potência reativa Q_{reat} fornecida pela fonte é positiva, sendo expressa por

$$Q_{reat} = V_s I_s \text{sen } \theta = \frac{V_s^2}{\omega L} \left(1 - \frac{V_r}{V_s} \text{sen } \delta \right) \quad (2.27)$$

desde que na figura 2.7a, $V_s - \omega L I_s \text{sen } \theta = V_r \cos \delta$. Note que Q_{reat} representa a soma da potência reativa absorvida pelo conversor mais a potência reativa solicitada pela indutância L . Contudo, como dito anteriormente, L pode ser feito muito pequeno devido a frequência de chaveamento elevada, assim Q_{reat} pode ser considerada como a potência reativa absorvida pelo conversor.

Outra equação importante diz respeito ao controle de corrente por meio dos valores de amplitude e fase sintetizados em V_r , isto é

$$I_s = \frac{V_s - V_r}{j\omega L} \quad (2.28)$$

Portanto, a partir da figura 2.7a e as equações (2.26), (2.27) e (2.28), fica claro que para uma dada tensão da rede v_s e um valor de indutância escolhida L , pode-se obter valores desejados de P_{ativ} e Q_{reat} pelo controle da magnitude e fase da tensão v_r . Na figura 2.7a é ilustrado como V_r pode ser variado, mantendo-se a magnitude de I_s constante. Na figura 2.7b é mostrado o V_r sendo sintetizado para fornecer uma corrente com fator de potência unitário para o caso do conversor estar absorvendo energia da rede.

O esquema de controle é baseado em uma estrutura em cascata com duas malhas de realimentação, onde na primeira etapa faz-se o controle da tensão no barramento cc, v_c , fornecendo assim o valor de corrente desejado, i_s^* , utilizado na etapa seguinte de controle de corrente, fig. 2.8. Aqui i_s deve assumir a mesma forma de onda de v_s . A amplitude de i_s^* deve ser tal que mantenha a tensão de saída do capacitor no valor desejado ou nível de referência v_c^* , apesar da variação na carga e a flutuação da tensão de linha em torno do seu valor nominal. A forma de onda de i_s^* é formada multiplicando-se sua amplitude I_m , determinada a partir da saída do controlador de tensão, e a fase θ_v , obtida medindo-se a tensão v_s no sistema. Dessa forma, garante-se o sistema operar com um fator de potência próximo à unidade. O controle de corrente pode ser realizado por um controlador PI , o qual atua sobre o sinal de erro entre a corrente atual e de referência gerando a tensão de referência a ser sintetizada pelas chaves, v_r^* .

Para esta estrutura, a malha mais interna de controle de corrente deve possuir a maior largura de faixa do sistema, assim, além de manter o capacitor carregado adequadamente, fornece as seqüências de chaveamento dos braços do conversor de tal forma que a corrente

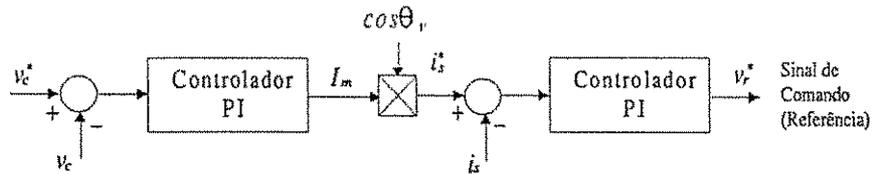


Figura 2.8: Diagrama de blocos de controle do conversor ca/cc.

de entrada seja controlada instantaneamente, mantendo o FP próximo à unidade. A justificativa para o uso do controlador *PI* é devido a sua simplicidade de implementação e o fato do mesmo garantir uma frequência de operação constante nas chaves do conversor.

2.4.2 Fonte de fornecimento de energia sem interrupção (UPS)

Para alimentar cargas críticas, tais como computadores usados para controlar processos, controle de estações de metrô, estações de trabalho e alguns equipamentos médicos, tem-se utilizado atualmente fontes de fornecimento de energia sem interrupção. Estes sistemas fornecem proteção contra faltas de energia como também regulação de tensão durante condições de subtensão ou sobretensão. Eles também são utilizados para supressão de transientes na linha e distúrbios harmônicos.

Na figura 2.9 estão representadas duas configurações de uma UPS. Estes sistemas são compostos basicamente de um retificador, uma unidade armazenadora de energia e um inversor, onde as setas ilustradas nas figuras indicam o sentido do fluxo de energia elétrica da rede elétrica para o sistema ou vice-versa. Na figura 2.9a, a UPS opera em dois modos diferentes: no modo de operação normal, a energia fornecida ao inversor é proveniente do retificador; no caso de uma falta, a energia é fornecida pelo banco de baterias. O inversor produz uma forma de onda monofásica ou trifásica dependendo da UPS. A tensão de saída do inversor é então filtrada para eliminar o conteúdo harmônico de alta frequência antes de ser aplicado à carga.

Como alternativa, o modo normal de operação pode ser fornecido pelo próprio sistema elétrico (fig. 2.9b), dessa forma, o conversor PWM estará operando como retificador até que a bateria esteja totalmente carregada. Na eventualidade de uma falta no sistema elétrico, o UPS assume o fornecimento de energia com o conversor operando como inversor de frequência até que o sistema volte ao seu estado original.

Dependendo do modo de operação do UPS e do tipo de carga que esteja sendo alimentada, pode ser requerida alguma estrutura de controle de corrente para proteger a carga contra sobrecorrente, curto-circuito ou impor alguma forma de onda particular de corrente.

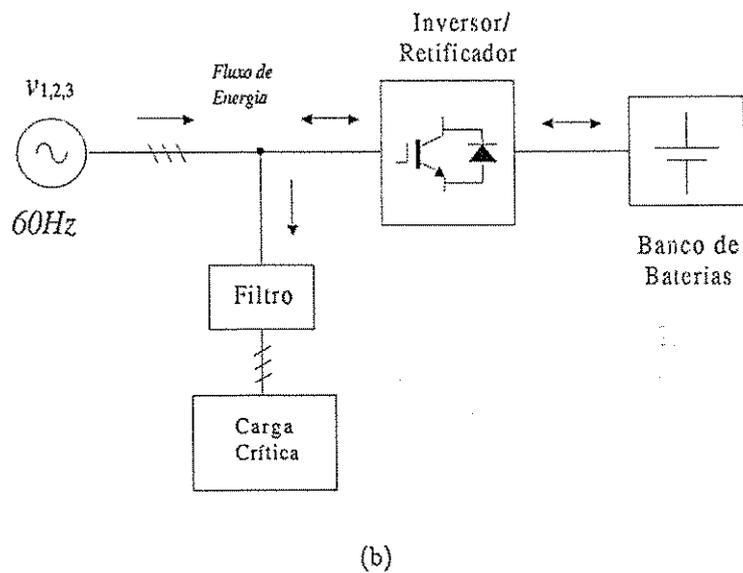
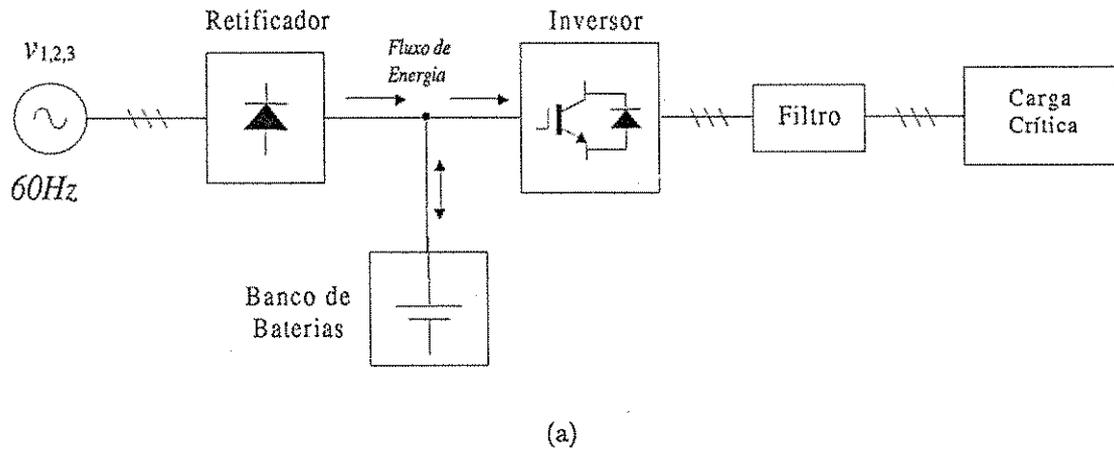


Figura 2.9: UPS a) configuração padrão b) arranjo onde as funções de carregamento de bateria e inversor são combinadas.

Quando o UPS estiver no modo de operação conforme a figura 2.9a, pode ser uma opção adequada realizar o controle de corrente na entrada do retificador, mantendo-se o fator de potência dentro de uma faixa aceitável. Nesse caso, a UPS se comporta como um resistor elétrico para a rede de alimentação. No caso da figura 2.9b, não há necessidade desse tipo de controle, pois a UPS opera apenas quando ocorre uma falta na rede elétrica.

2.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas algumas topologias de conversores PWM fonte de tensão, dando um enfoque especial a questão do controle da forma de onda de corrente, essencial para o bom funcionamento desses sistemas de acionamento. Além disso, o controlador de corrente proporciona um aumento na estabilidade da malha de controle e uma proteção intrínseca contra curto-circuitos e sobrecarga.

Inicialmente foi considerado o acionamento de máquinas assíncronas de alto desempenho, e a necessidade do controle preciso e instantâneo das correntes estatóricas, juntamente com o conhecimento da posição do vetor fluxo utilizado para a orientação, garantindo o controle de fluxo e conjugado da máquina.

Em seguida, foram apresentadas outras configurações de conversores PWM, como por exemplo, filtros ativos e retificadores controlados, responsáveis pelo ajuste das potências ativa e reativa solicitadas pelo sistema e compensação do conteúdo de corrente harmônica e desequilíbrios na carga.

Por fim, foram tratados algumas topologias de fontes de fornecimento de energia sem interrupção (UPS), sistema destinado a eliminar as interrupções de fornecimento de energia.

Em todas essas situações foi mostrada a necessidade de se implementar estratégias de controle em conversores PWM de tal forma que o fluxo de energia solicitado pelas cargas fosse atendido. Num caso mais específico, a importância do controle de corrente em sistemas trifásicos de potência.

Capítulo 3

Técnicas de controle de corrente para conversores PWM trifásicos

Neste capítulo são apresentados os princípios básicos dos conversores fonte de tensão controlados por corrente e as diversas técnicas de controle de corrente comumente encontradas na literatura. Essas estratégias são divididas em dois grupos principais: controladores lineares e não lineares. Portanto, são discutidas as características principais de cada técnica e possíveis aplicações.

3.1 Princípios Básicos

3.1.1 Esquema básico de um CFTCC

A principal tarefa do esquema de controle em um conversor PWM controlado por corrente (fig. 3.1) é forçar as correntes em uma carga trifásica a seguirem os sinais de referência. Comparando os valores instantâneos das correntes de comando i_1^* , i_2^* (i_3^*) e as correntes medidas i_1 , i_2 (i_3) (sem o condutor neutro i_3 é obtido pela relação $i_3 = -(i_1 + i_2)$), o controlador de corrente gera os estados de chaveamento S_1 , S_2 , S_3 , os quais sintetizam a tensão de referência requerida, forçando assim, os erros de corrente ξ_1 , ξ_2 (ξ_3) a tenderem a zero. A frequência máxima de chaveamento é determinada pelos dispositivos semicondutores de potência empregados no conversor. Assim, em geral, o controlador de corrente é implementado para realizar duas tarefas: compensação do erro (minimizar e_1 , e_2 , e_3) e modulação (determinação dos estados de chaveamento S_1 , S_2 , S_3).

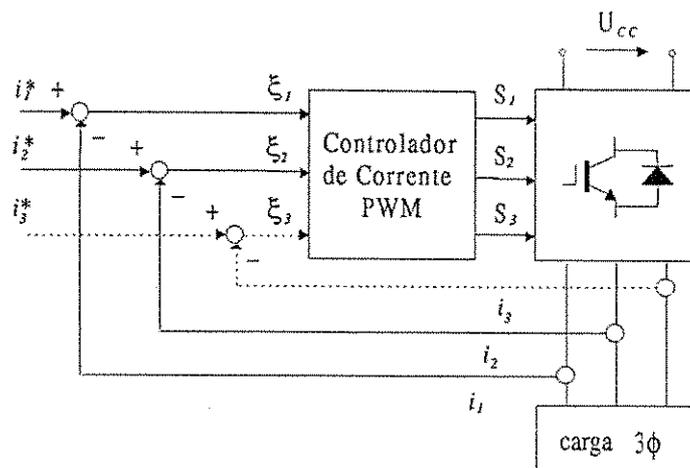


Figura 3.1: Diagrama de blocos do conversor PWM controlado por corrente.

3.1.2 Conversor fonte de tensão como amplificador de potência

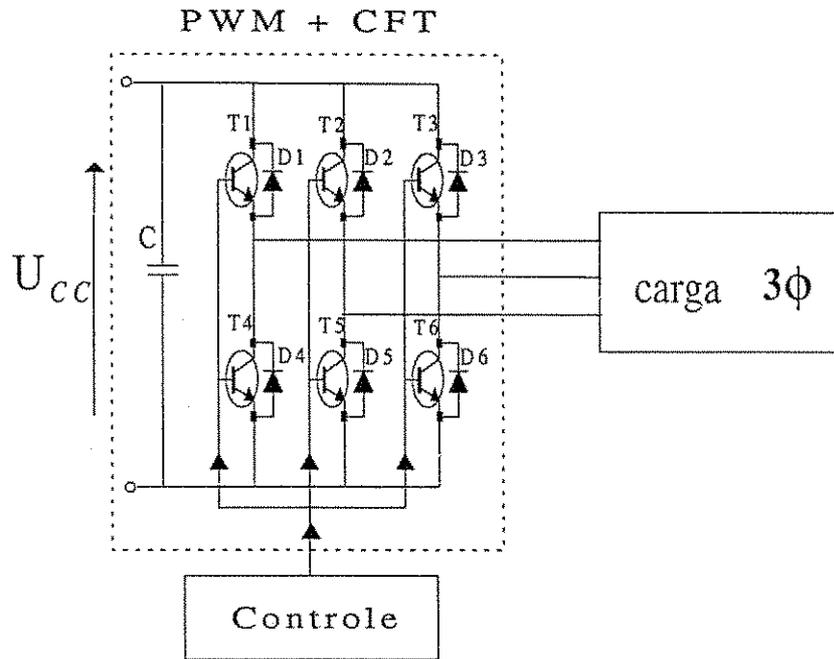
Um conversor fonte de tensão (fig. 3.2a) é um amplificador de potência operando de forma descontínua. Sua característica de funcionamento foi bastante analisada na literatura [9], [25], [58]. A seguir, são apresentados alguns conceitos básicos de operação que se tornam importantes do ponto de vista de controle de corrente.

Modulação

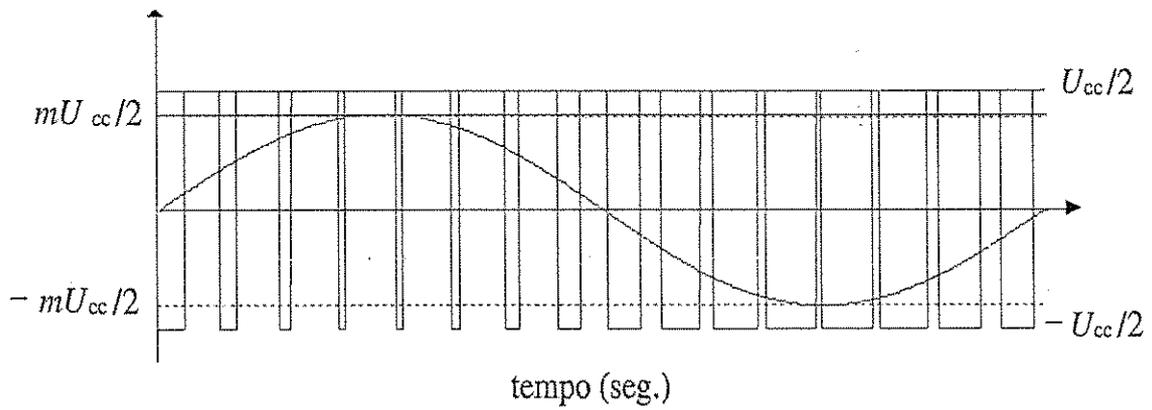
O CFT é utilizado para sintetizar tensões senoidais em cada fase da carga a partir de uma forma de onda retangular (fig. 3.2b). O processo de modulação controla a seqüência de chaveamento dos braços do inversor de acordo com o sinal de comando fornecido pela estratégia de controle, de tal forma que os harmônicos de baixas ordens das tensões de fase resultem na tensão média requerida em um período de modulação, \bar{u} . O processo de modulação gera harmônicos de tensão de altas ordens, situados em torno da frequência de chaveamento. Assim, quanto mais alta a frequência maior será a distância entre os harmônicos de baixas e altas ordens.

Ondulação de corrente e frequência de chaveamento

O processo de modulação do CFT produz desvios instantâneos (*ripples*) na corrente real em torno da corrente de comando, como efeito da presença de harmônicos de tensão. Independente do tipo de técnica de modulação utilizada, a amplitude das ondulações depende dos seguintes fatores: duração do período de modulação T (ou frequência de modulação $f_m = 1/T$), tensão do barramento cc, U_{cc} , tensão média do lado da carga \bar{u} , e dos parâmetros da carga (R — resistância, L — indutância, E — força contra-eletromotriz). Considerando uma carga puramente indutiva ($R = 0$), apresentando apenas termos indutivos



(a) Conversor fonte de tensão



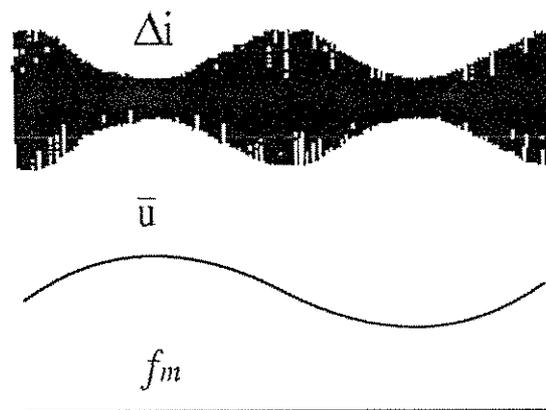
(b) Modulação por largura de pulso

Figura 3.2: Conversor PWM.

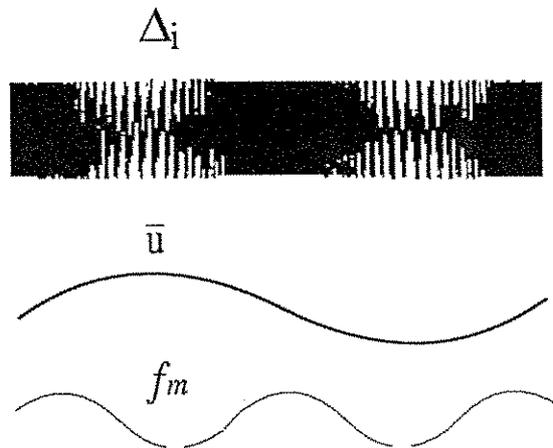
e a força contra-eletromotriz, a amplitude das ondulações de corrente Δi pode ser expressa por

$$\Delta i = \frac{T}{L} \bar{u} \left(1 - \frac{\bar{u}}{U_{cc}} \right) \quad (3.1)$$

A partir de (3.1) é fácil verificar que se a tensão \bar{u} variar para um período de modulação constante, a amplitude de ondulação da corrente varia também (fig. 3.3a). No entanto, se for desejável uma amplitude de ondulação constante, isto pode ser obtido variando-se a frequência da modulação, como mostrado na figura 3.3b.



(a) f_m constante



(b) f_m variável

Figura 3.3: *Ripple* e frequência de modulação.

Seqüência do vetor de tensão e a ondulação de corrente

A tensão de saída do conversor de tensão pode ser representada como vetores no espaço, fig. 3.4. Assim, a seqüência de vetores com a mesma tensão média resultante, produz valores iguais de corrente média (figuras 3.5a e 3.5b). Por outro lado, diferentes caminhos produzem amplitudes de ondulação diferentes. Uma alternativa para redução das ondulações na corrente é fazer com que os padrões de tensão PWM sejam centrados e simétricos, conforme fig. 3.5b. Esta condição resulta na aplicação dos vetores nulos (0 e 7) com mesma duração.

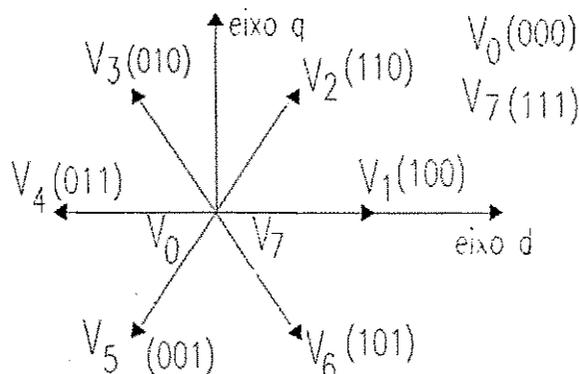


Figura 3.4: Representação vetorial das tensões de saída ca.

Em [32] é utilizada uma técnica de modulação que aproveita o fato dos conversores atuais poderem operar em uma frequência de chaveamento bem maior que a frequência de amostragem. Assim, procura-se impor padrões de chaveamento que minimizem a amplitude de ondulação da corrente.

Na figura 3.6 é apresentado um diagrama representando três esquemas de modulação. No esquema **A**, o mais comumente utilizado, a frequência de chaveamento é igual a frequência de amostragem, portanto, as larguras dos pulsos das chaves (τ_1, τ_2, τ_3) são computadas a cada intervalo de amostragem. Em **B**, a frequência de operação das chaves é maior que a frequência de amostragem, sendo os pulsos calculados como no caso anterior. No entanto, os padrões são fracionados e repetidos n vezes durante o intervalo de amostragem. No último esquema, **C**, os padrões de chaveamento são gerados como no esquema **B**. Neste caso, a tensão de referência é sintetizada a partir de um perfil de pulsos que representa uma extrapolação (senoidal, exponencial, etc.) do vetor de tensão durante o intervalo de amostragem. Ou seja, sendo conhecidos o intervalo de amostragem e os valores do vetor de tensão, no início e no final do intervalo de amostragem (valor extrapolado), o perfil dos pulsos de tensão é construído de tal forma que o valor médio da tensão aplicada à carga durante o intervalo de amostragem tenha um crescimento suave, conforme a função linear utilizada na extrapolação.

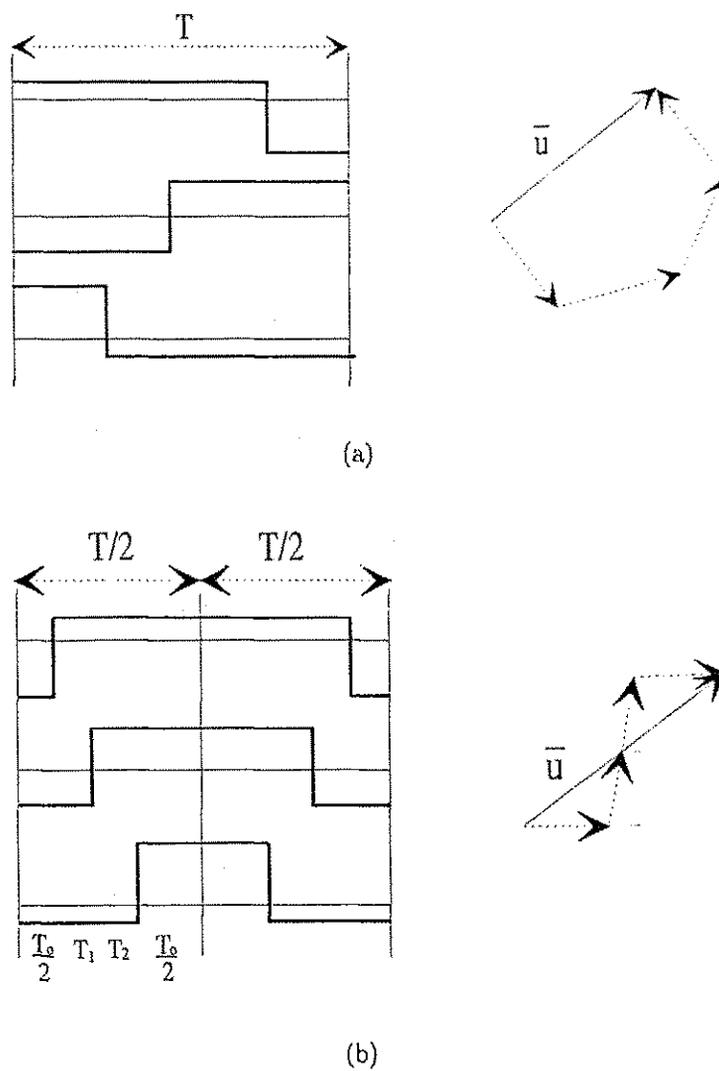


Figura 3.5: Padrões de pulso PWM a) sem simetria b) com simetria.

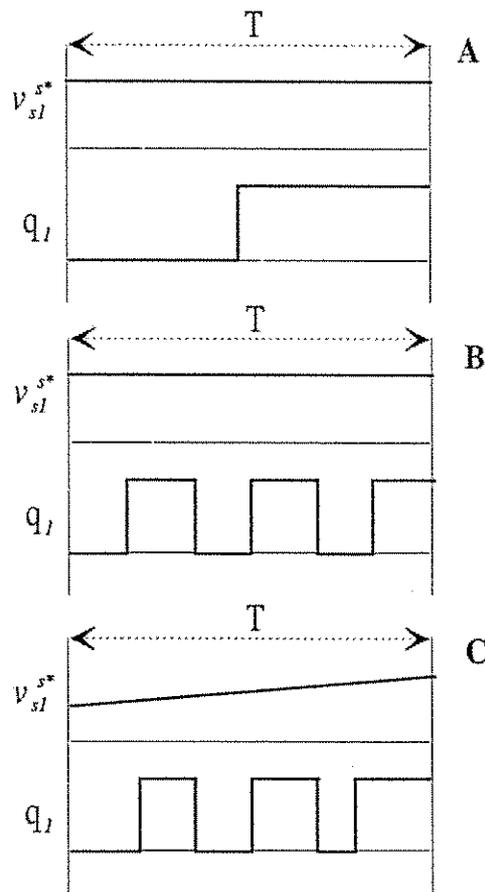


Figura 3.6: Padrões de pulso PWM.

Aproveitamento da tensão do barramento cc

Para que as correntes da carga sigam as variações bruscas da corrente de referência, devem ser aplicados níveis de tensão no barramento cc para esse propósito. Para pequenas amplitudes da força contra-eletromotriz (e), a tensão do barramento não é crítica. Contudo, para valores elevados de e , pode-se chegar a um determinado ponto onde o conversor passa a operar no modo onda quadrada com seis degraus e o controle de corrente não é mais capaz de impor as correntes de comando. Portanto, o conversor requer um nível de tensão no barramento cc, U_{cc} (fig. 3.1), adequado a possíveis variações nas condições de operação da carga a ser controlada.

Requisitos básicos e critérios de desempenho

A precisão do controlador de corrente pode ser avaliada com referência a requerimentos básicos, válidos em geral, e para requerimentos específicos, típicos de algumas aplicações. Os requerimentos básicos do controlador de corrente são:

1. ausência de erros de amplitude e fase (rastreo ideal) sobre uma vasta faixa de frequências de saída;
2. fornecer uma resposta dinâmica elevada no sistema;
3. frequência de chaveamento constante ou limitada garantindo operação segura dos dispositivos semicondutores de potência;
4. baixo conteúdo harmônico;
5. boa utilização do barramento cc.

Como pode ser observado, a escolha de uma estratégia de controle deve atender a uma série de compromissos, às vezes até conflitantes, como é caso dos itens 2 e 4, pois os mesmos contradizem um ao outro.

No que diz respeito a resposta dinâmica, pode-se citar os seguintes parâmetros: *tempo morto*, *tempo de estabelecimento*, *tempo de crescimento*, *tempo do primeiro máximo*, e *fator de sobressinal*. Caso seja utilizada uma estratégia de controle digital, o tempo morto pode ser algo bastante considerável devido as etapas de processamento de sinal (tempos de conversão e cálculo). Por outro lado, o *tempo de crescimento* é fortemente afetado pelas indutâncias ca do conversor. A otimização da resposta dinâmica normalmente requer um compromisso no qual pode influenciar a escolha da técnica de controle de corrente de acordo com a aplicação considerada.

No entanto, para operações nas quais se requer uma elevada frequência de chaveamento, a escolha da estratégia torna-se mais fácil. Com o avanço da indústria de semicondutores, as vantagens peculiares de diferentes métodos perdem importância, e mesmo a estratégia mais simples pode ser adequada. Diferentemente, em aplicações de sistemas com conversores de alta potência onde a frequência de chaveamento deve ser minimizada, deve-se selecionar uma técnica de controle de corrente que opere a contento.

3.2 Técnicas de Controle de Corrente

Uma série de métodos de controle de corrente tem sido desenvolvida, diferindo tanto no tipo de modulação como na técnica de controle utilizada. No que diz respeito à modulação, a técnica PWM é geralmente mais utilizada, com modulações de frequência fixa, variável, ou randômica [65], [33], [48], [31]. Para as estratégias de controle encontram-se na literatura diferentes maneiras de classificação [47], [42], [9], [53], [49], [35], [37], [43]. No entanto duas categorias principais podem ser consideradas: *controle linear* ou *não linear*. O primeiro inclui controle PI, realimentação de estados e técnica preditiva com frequência de chaveamento constante. O segundo compreende controladores de histerese e preditivo com otimização "on-line". De acordo com Satoshi et al. [53] as estratégias de controle podem ser classificadas da seguinte maneira:

Tipo Direto - o padrão de chaveamento é determinado diretamente do vetor de erro das correntes (histerese, preditivo); ou

Tipo Indireto - o vetor de tensão de referência médio durante um pequeno intervalo de tempo é determinado para que a corrente real siga o comando de corrente desejado (controladores com comparação de rampa).

A seqüência de chaveamento do inversor, nesse caso, é determinada pela tensão de referência. Nos controladores tipo direto não ocorre atraso de fase, no entanto a frequência de chaveamento não é constante. Já os controladores indiretos apesar de possuírem frequência de chaveamento constante, apresentam algum atraso de fase. De acordo com [47] temos controle de histerese, controlador *PI* com comparação de rampa a frequência constante e, controle preditivo.

Para todas essas categorias uma variedade de modificações e melhoramentos dos princípios básicos tem sido desenvolvida, como por exemplo: histerese adaptativa, histerese com realimentação interna; e utilizando novas tendências como controladores baseados em redes neurais e/ou lógica *fuzzy*.

A seguir é apresentado um resumo de várias técnicas de controle de corrente comumente

encontradas na literatura. Nessa classificação as estratégias de controle são consideradas pertencentes a dois grupos principais: controladores lineares e não lineares.

3.2.1 Controladores não lineares

Este grupo inclui os controladores de histerese e controladores com otimização *on-line*. Atualmente, estratégias de controle baseadas em algoritmos com lógica fuzzy e redes neurais estão sendo muito investigadas [10], [57], [66], [12], [11], [23]. Estes controladores também fazem parte das estratégias não lineares.

Controladores de histerese

Controladores de corrente com histerese, apresentam um padrão de chaveamento que é determinado diretamente do vetor de erro das correntes. Os controladores de corrente com histerese são muito populares devido a sua simplicidade de implementação, e têm sido estudados em diversos trabalhos [9], [36], [54], [52], [55]. A topologia mais comum e simples destas fontes é obtida com o controlador de histerese independente, fig. 3.7 [9]. Neste esquema, é efetuada uma malha de realimentação não linear com comparadores de histerese de dois níveis, os sinais de chaveamento S_1 , S_2 , S_3 são produzidos diretamente quando o erro excede uma banda de tolerância b , fig. 3.8. Na figura 3.9 é apresentado o comportamento das correntes trifásicas e a área do vetor de corrente para uma estrutura de controle com histerese semelhante a figura 3.7.

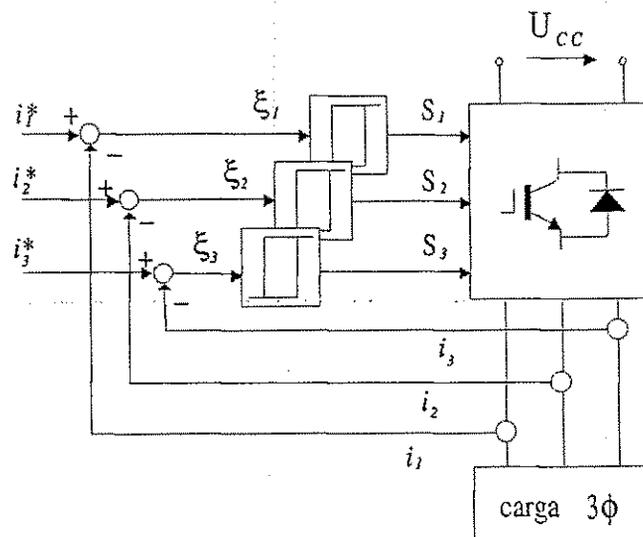


Figura 3.7: Controlador de corrente com histerese independente em cada fase.

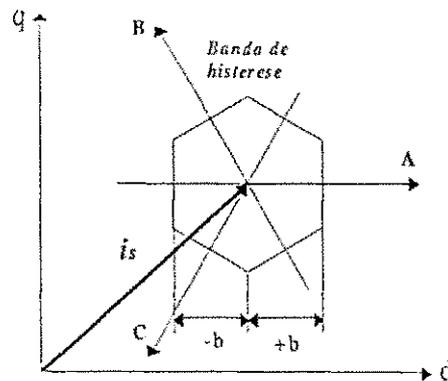


Figura 3.8: Trajetória de chaveamento do controlador de corrente com histerese.

Entre as vantagens principais do controle de histerese, temos: a simplicidade de sua implementação, robustez, ausência de erro de rastreamento, independência do conhecimento dos parâmetros da carga, e dinâmica extremamente boa, limitada apenas pela velocidade de chaveamento e constante de tempo da carga.

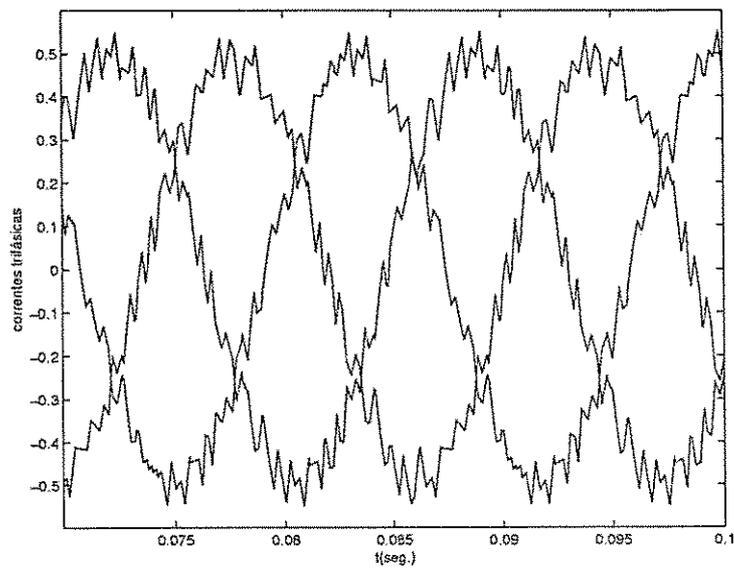
No que diz respeito a largura de banda, b , existem dois tipos de controladores de corrente, o de banda fixa e o de banda senoidal. No esquema de banda fixa, a largura da banda é constante sobre todo período da fundamental. Na equação (3.2) temos a corrente de referência e os limites sobre os quais a corrente real não poderá ultrapassar. Os índices “S” e “I” significam limite superior e inferior da banda de histerese b . Para o esquema de banda senoidal, a banda de histerese varia senoidalmente sobre um período da fundamental. O modelo matemático para este esquema é dado pela equação (3.3).

$$\begin{aligned} i_s^* &= I_m \text{sen}(\omega_s t) \\ i_S &= i_s^* + b \\ i_I &= i_s^* - b \end{aligned} \quad (3.2)$$

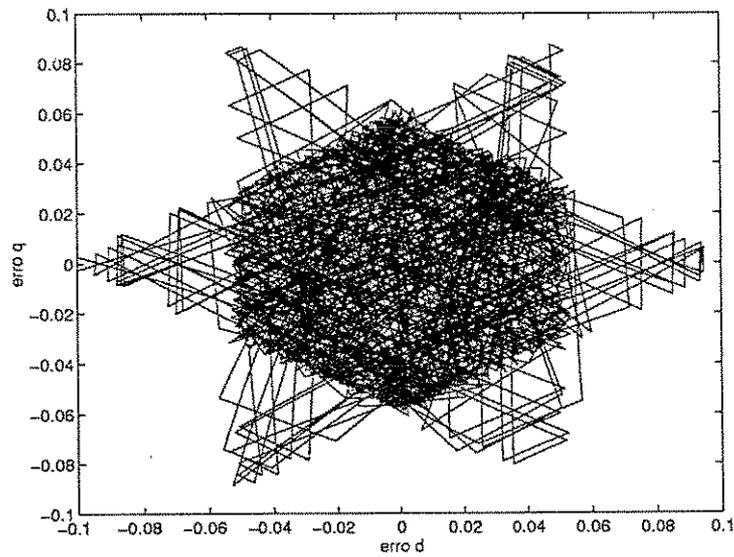
$$\begin{aligned} i_s^* &= I_m \text{sen}(\omega_s t) \\ i_S &= (i_s^* + b) \text{sen}(\omega_s t) \\ i_I &= (i_s^* - b) \text{sen}(\omega_s t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Uma das desvantagens do controle de corrente com banda fixa é que a frequência de operação do conversor PWM possui uma faixa de variação ocasionando oscilações nas amplitudes de pico a pico da corrente. Neste caso, a corrente de carga conterà excesso de harmônicas, podendo causar por exemplo aquecimento adicional em uma máquina elétrica.

Outra fontes de distorções harmônicas são:



(a)



(b)

Figura 3.9: Acionamento de um motor de indução com controle de histerese independente
 a) correntes trifásicas b) área do vetor de corrente.

- Controladores de histerese individual nas três fases, não possuem qualquer tipo de interação, portanto a geração do vetor de tensão nula não pode ser controlada;
- O erro de corrente não é estritamente limitado, podendo assumir o dobro do valor de uma banda de histerese [47].

É característica comum dos controladores de histerese que a corrente instantânea seja mantida dentro da banda de tolerância, exceto para sistemas sem ligações de neutro onde o erro instantâneo pode alcançar o dobro do valor da banda de histerese, fig. 3.9b. Isto é devido às interações dos três controladores no sistema. A mudança de estado do comparador em uma das fases influencia as tensões aplicadas na carga nas outras duas fases. Contudo, se os três erros de corrente são considerados como vetores espaciais [55], o efeito de interação pode ser compensado, e muitas variantes de controladores conhecidos como vetores no espaço podem ser criados [36], [54], [52]. Além disso, se são utilizados comparadores de três níveis, pode-se alcançar um considerável decréscimo na frequência de chaveamento do inversor, devido a uma seleção apropriada dos vetores de tensão nula.

No acionamento de máquinas, Pfaff et al. [55] realizaram o primeiro estudo de controle de corrente com histerese vetorial, sendo depois melhorado em [52]. Para tanto, é necessário a detecção da posição da força contra-eletromotriz da máquina, para aplicação correta do vetor de tensão nula. Nabae [52] propôs um método que consiste em utilizar os sete vetores de tensão gerados pelo inversor de forma a manter o erro de corrente dentro da banda de histerese. Nesta estratégia, são designadas duas bandas de histerese distintas: uma para o regime transitório, onde se deve garantir uma boa resposta dinâmica; e outra largura de banda para o regime permanente, apresentando baixo conteúdo harmônico, suprimindo assim, as ondulações no torque e ruídos acústicos. Observa-se porém, que esses requerimentos contradizem um ao outro.

Controladores com frequência de chaveamento constante

Objetivando eliminar o problema do inversor operar em uma faixa de frequência variada, uma série de trabalhos foi proposta na literatura [13], [48], [18], [8], [52]. Nesses métodos a amplitude da banda de tolerância pode ser variada, de acordo com os parâmetros do sistema.

Bose [8] propôs uma técnica de controle de corrente PWM de banda de histerese adaptativa, onde a banda pode ser programada como uma função da carga, taxa de variação da corrente de referência e da tensão do barramento, conseguindo-se para certos casos, uma frequência de modulação quase constante.

Embora o esquema com frequência de chaveamento constante seja mais complexo e a característica principal de simplicidade de implementação do controle de histerese seja perdida, estas soluções garantem uma resposta muito rápida com erro de rastreamento limitado. Controladores com otimização *on-line*

Este grupo de controladores implementa um algoritmo de otimização em tempo real e requer cálculos instantâneos e complexos, que podem ser implementados em plataformas microprocessadas.

Um exemplo, é o algoritmo preditivo de frequência de chaveamento mínima o qual é baseado na análise de vetores espaciais dos controladores de histerese [27]. A fronteira delimitando a área de erro de corrente no caso de controladores independentes com tolerâncias iguais nas três fases determinam um hexágono regular simétrico, fig. 3.8. Considerando apenas um controlador de histerese sendo utilizado, a fronteira da área de erro de corrente pode ter qualquer forma, fig. 3.10. A localização da fronteira de erro é determinada pelo vetor de corrente de referência, i_s^* , e portanto quando o vetor de corrente i_s alcançar um ponto da curva de erro, sete diferentes trajetórias de corrente são previstas, uma para cada um dos sete possíveis vetores de tensão de saída do inversor. Baseado no algoritmo de otimização, o vetor de tensão que melhor minimiza a frequência de chaveamento média é selecionado, figura 3.11. Para respostas transitórias rápidas, a estratégia que minimiza o tempo de resposta é aplicada.

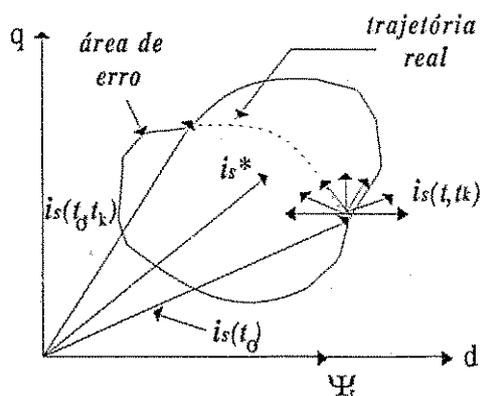


Figura 3.10: Área de erro de corrente.

O algoritmo de minimização da frequência também pode ser implementado tanto em coordenadas rotóricas como estacionárias. Com o controlador de histerese de três níveis operando em coordenadas orientadas pelo campo dq [39], uma redução adicional na frequência de chaveamento pode ser obtida selecionando uma curva de erro retangular com maior comprimento ao longo da direção do fluxo rotórico.

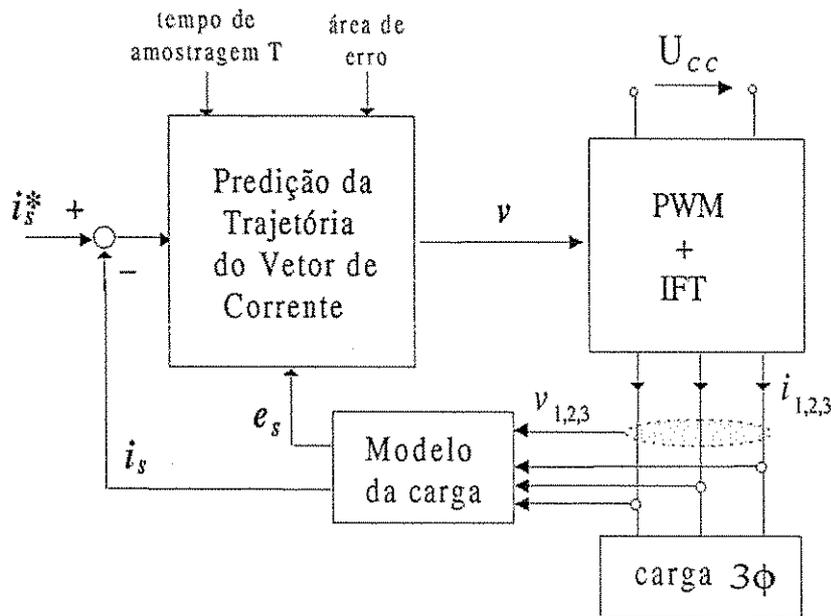


Figura 3.11: Controlador com frequência de chaveamento minimizada.

Na prática, os tempos gastos para os procedimentos de predição e otimização limitam a frequência de chaveamento executada. Logo, em algoritmos desenvolvidos recentemente, um conjunto reduzido de vetores de tensão é considerado para a otimização, sem perda de qualidade [25].

Uma outra versão de controle chamada *controle de rastreamento de trajetória* utiliza uma estratégia híbrida [26], que combina um padrão de otimização PWM *off-line* para a operação em regime permanente com uma otimização *on-line* para compensar os erros de rastreamento de trajetória do conversor de corrente.

Controladores com redes neurais artificiais e lógica fuzzy

Na teoria de controle convencional as etapas de análise e projeto possuem uma metodologia bem estabelecida, na qual a partir de modelos matemáticos de sistemas é feita uma análise dos principais índices teóricos de controle, entre os quais os de controlabilidade, observabilidade e estabilidade. No caso de sistemas não lineares, essas ferramentas convencionais não podem ser utilizadas do mesmo modo, mas adaptações considerando as não linearidades dos sistemas reais.

Os sistemas não lineares são descritos por equações diferenciais não lineares e só é possível, na maioria dos casos, encontrar soluções aproximadas ao problema de controle, mesmo assim sob certas restrições. Diversas técnicas foram desenvolvidas para lidar com essas não linearidades na tentativa de implementar uma ação de controle mais eficiente (técnicas de

linearização, método de Liapunov) [50]. Outra questão importante relaciona-se com o fato de que nem sempre o modelo da planta é bem conhecido, ou ainda, quando a mesma apresenta variações paramétricas com o tempo, necessitando dessa forma, recorrer a modelos de identificação. Para eliminar essas restrições uma série de trabalhos tem sido desenvolvida na área de Inteligência Artificial resultando em técnicas de controle adaptativas que propiciam soluções interessantes para os problemas de engenharia.

Recentemente, tem-se verificado um crescente interesse na utilização de algoritmos de redes neuronais e lógica *fuzzy* no controle de corrente de conversores PWM [10], [57], [66]. Os algoritmos, utilizando lógica *fuzzy* (LF), são definidos como algoritmos para calcular palavras - *maior, menor, mais alto, mais baixo*. A idéia é poder multiplicar *pequeno* com *pouco* e somar com *grande*, ou somar *mais frio* com *mais quente* para conseguir algum ponto intermediário. Estas expressões quantificam as características e condições de operação do sistema. Os sinais de comando são produzidos a partir de regras *fuzzy* baseadas em experiência e simulação computacional. As propriedades do controlador LF são muito sensíveis a qualquer mudança do conjunto de regras *fuzzy*, portanto o procedimento de projeto e desempenho resultante depende fortemente do conhecimento e experiência do projetista.

Em [10], é apresentado um regulador de corrente que compreende uma malha *deadbeat* e uma malha de compensação *fuzzy*, fig. 3.12. A malha *deadbeat* gera a parte determinística da tensão de comando baseado nas condições nominais do sistema, a qual garante uma resposta dinâmica muito rápida. A malha de compensação *fuzzy* gera a parte adicional da tensão de comando no caso de qualquer diferença entre as correntes de comando e real, a qual minimiza os efeitos das incertezas do sistema. A principal função do caminho de compensação *fuzzy* é melhorar o desempenho em regime permanente.

No caso, as principais vantagens das redes neuronais (RN) são: processamento paralelo, habilidade de aprendizado, robustez, e generalização. Efetivamente, elas podem ser utilizadas para o controle de corrente [12], [11], [23]. Como um breve exemplo, as RN podem ser “treinadas” para regular a saída de corrente do conversor PWM a partir de algoritmos operando *off-line*. Neste caso, só após treinadas, fazem a tarefa de controle propriamente dito, e nenhum treinamento pode ser realizado quando a rede estiver na operação de controle. O desempenho de controladores RN com treinamento *off-line* depende fortemente da quantidade de dados disponíveis para o treinamento e das variações paramétricas. Em sistemas onde as variações paramétricas devem ser compensadas, pode-se utilizar controladores RN com treinamento *on-line*. Em [23], é proposto um controlador de corrente baseado em RN para um motor de indução com identificação paramétrica *on-line*, com ciclo de treinamento

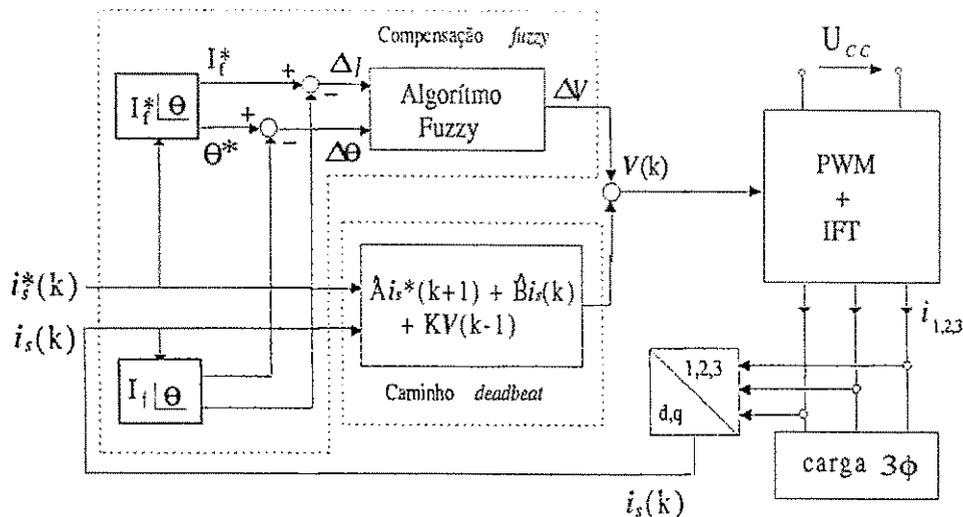


Figura 3.12: Controlador de corrente contendo algoritmos de lógica fuzzy e deadbeat.

de aproximadamente $8\mu s$.

3.2.2 Controladores lineares

Esses controladores operam com moduladores tipo tensão convencionais. Nesses esquemas é facilmente verificado a distinção entre as partes de compensação do erro das correntes e a modulação de tensão. Este conceito permite explorar algumas vantagens dos moduladores em malha aberta (PWM senoidal, modulação espaço vetorial, e PWM ótimo) o qual apresenta frequência de chaveamento constante, espectro de harmônicos bem definido, padrão de chaveamento ótimo e utilização adequada do barramento cc. Neste grupo temos os seguintes controladores: proporcional, integral e derivativo, estacionário ou síncrono; realimentação de estados; e preditivo com frequência de chaveamento constante.

Controlador proporcional, integral e derivativo contínuo no tempo

O modelo matemático da lei de controle dos controladores *PID* é dado por

$$v(t) = k_p \xi(t) + k_i \int_0^t \xi(t) dt + k_d \frac{d\xi(t)}{dt}$$

em que $v(t)$ é a variável de controle, e $\xi(t)$ o erro entre a variável observada, $y(t)$, e o sinal de referência, $y^*(t)$ ($\xi = y^* - y$). O termo relativo à parte proporcional do controlador é descrito como

$$v_p(t) = k_p \xi(t)$$

A parte integral de um controlador *PID* é dada por

$$v_i(t) = k_i \int_0^t \xi(t) dt$$

a qual minimiza o erro em baixa frequência e garante, em regime permanente, erro nulo na resposta a um degrau de referência.

A partir das expressões anteriores conclui-se que um controlador puramente proporcional sempre apresenta erro não-nulo ($\xi(t) \cong 0$) em regime permanente, para sinais de referência tipo degrau.

Finalmente, a parte derivativa do controlador *PID*,

$$v_d(t) = k_d \frac{d\xi(t)}{dt}$$

incorpora características antecipativas ao controlador, uma vez que a derivada aponta o sentido de crescimento do sinal de erro.

Geralmente, a escolha da complexidade do controlador (termos proporcional, integral ou derivativo) é baseada na ordem do modelo da planta a ser controlada. Por exemplo, para uma planta apresentando um pólo em zero, não há necessidade de se utilizar um controlador integral. Assim, um controlador proporcional pode ser suficiente, uma vez que a própria planta com um pólo em zero garante erro de regime permanente nulo em malha fechada para uma entrada em degrau.

Quando um sistema é representado por uma equação diferencial de primeira ordem (um pólo), a escolha de um controlador proporcional integral pode ser adequada, haja vista que o mesmo possui a mesma complexidade da planta, apresentando apenas um zero em $-k_i/k_p$. Dessa forma, a dinâmica lenta do sistema pode ser cancelada e a resposta em malha fechada é determinada pelo ganho k_p .

Quando a planta possui dois ou mais pólos, pode-se optar por uma lei de controle *PID* possibilitando cancelar dois pólos mais lentos compensáveis, o que garante um erro de regime permanente zero, devido ao pólo em zero do controlador, e uma ação mais rápida que o *PI* graças ao termo derivativo.

No que diz respeito ao controle de corrente de conversores PWM, a versão mais comumente utilizada desses controladores é o controlador *PI* estacionário, também chamado *controlador de corrente com comparação de rampa*. Esta versão usa três compensadores *PI* independentes, produzindo as tensões de comando v_1 , v_2 , v_3 para o conversor PWM senoidal trifásico, fig. 3.13. Utilizando o princípio de PWM senoidal, os sinais de controle são comparados a um sinal de portadora triangular gerando assim o padrão de chaveamento S_1 , S_2 , S_3 das chaves do inversor.

Embora este controlador seja derivado da técnica de suboscilação triangular PWM, o seu comportamento é bem diferente, por causa das ondulações de corrente que são realimentadas e influenciam os tempos de chaveamento.

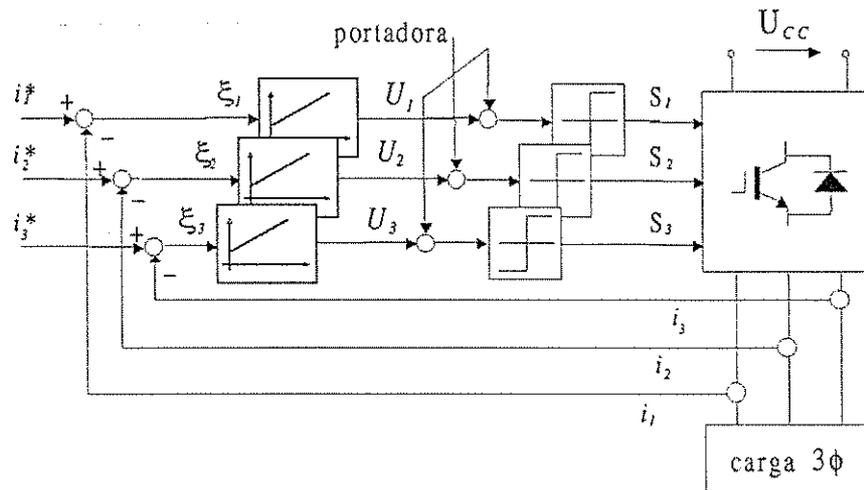


Figura 3.13: Controlador *PI* trifásico.

Outra limitação deste controlador é que a taxa de variação máxima da tensão de comando nunca deve exceder a inclinação da portadora triangular, existindo um erro inerente na magnitude e fase das correntes de linha quando controlando grandezas ca. O ganho do controlador pode ser ajustado variando-se a amplitude da onda triangular ou amplificando o erro de corrente.

Estes controladores também têm sido empregados em estruturas de controle, utilizando transformações das variáveis controladas, o que permite obter relações entre as novas variáveis mais simples que aquelas existentes entre as variáveis reais [59]. Isto é motivado porque em geral a resolução analítica de equações referentes aos circuitos elétricos (no qual são descritos por elementos resistivos, indutivos e capacitivos) é penosa, mesmo se estas equações são a coeficientes constantes, como é caso do circuitos elétricos acoplados magnéticamente. Este tipo de resolução torna-se impraticável se os coeficientes variam em função do tempo, o que é o caso das máquinas girantes, portanto a mudança de variável é utilizada para reduzir a complexidade destas equações diferenciais, transformando as variáveis de uma planta para um referencial que gira a uma velocidade angular arbitrária, eq. (2.1)-(2.5).

Atualmente, nas aplicações industriais de alto desempenho, esquemas de controle baseados em aproximações por espaço vetorial têm sido utilizados. Nesses esquemas, as correntes trifásicas são transformadas em grandezas vetoriais, onde seus eixos podem ser rotacionados

no referencial genérico ω_g , figura 2.1. Na figura 3.14 está representado um controlador síncrono, o qual possui dois controladores PI atuando sobre componentes de corrente vetoriais definidas em coordenadas rotacionais síncronas. Devido às transformações de coordenadas, i_{sd} e i_{sq} são grandezas cc e o controlador PI convencional reduz o erro da componente fundamental a zero, no entanto necessitando de circuitos adicionais para implementar as transformações.

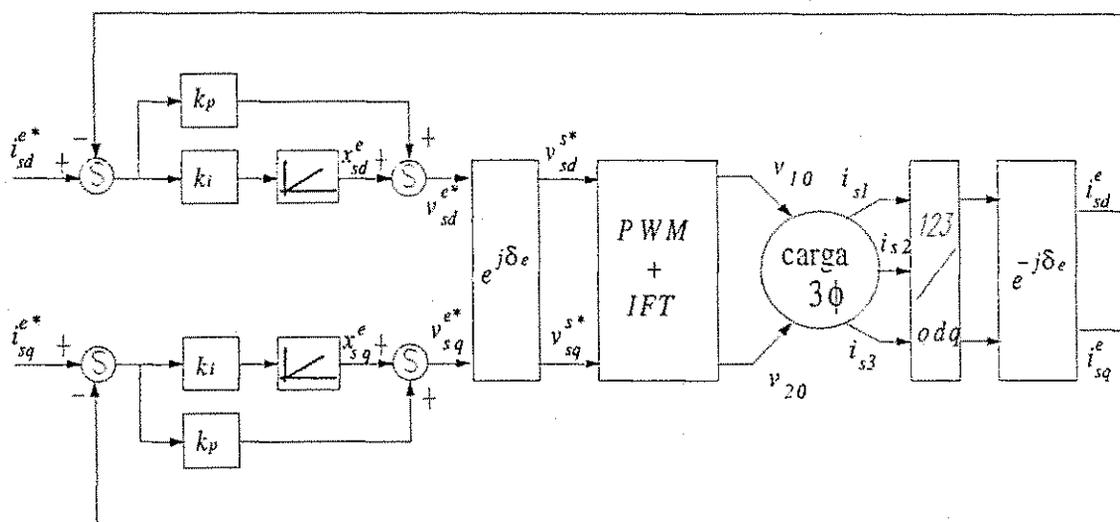


Figura 3.14: Controlador de corrente PI síncrono.

Schauder e Caddy [62] mostraram que o controle de corrente vetorial pode ser implementado em outras formas de referência que exibam características bastante diferentes. Baseado nisso, em [59] é apresentado um controlador síncrono operando nas coordenadas estacionárias. O índice s , na figura 3.15, indica as variáveis com frequência igual a fundamental. Nesta versão, temos uma simplificação na implementação do controlador síncrono, uma vez que não são mais necessários circuitos que realizem a transformação de coordenadas. Este controlador tem erro de regime permanente nulo e desempenho transitório mais independente da carga, comparado ao regulador estacionário inicial.

Controlador com realimentação de estados

Muitos trabalhos têm sido desenvolvidos baseados na teoria de controle moderno, nos quais a planta é descrita por uma equação diferencial vetorial de primeira ordem. Esta abordagem chama-se espaço de estados e é muito adequada ao controle de sistemas mais complexos, apresentando muitas entradas e muitas saídas, inter-relacionadas entre si de uma forma não trivial.

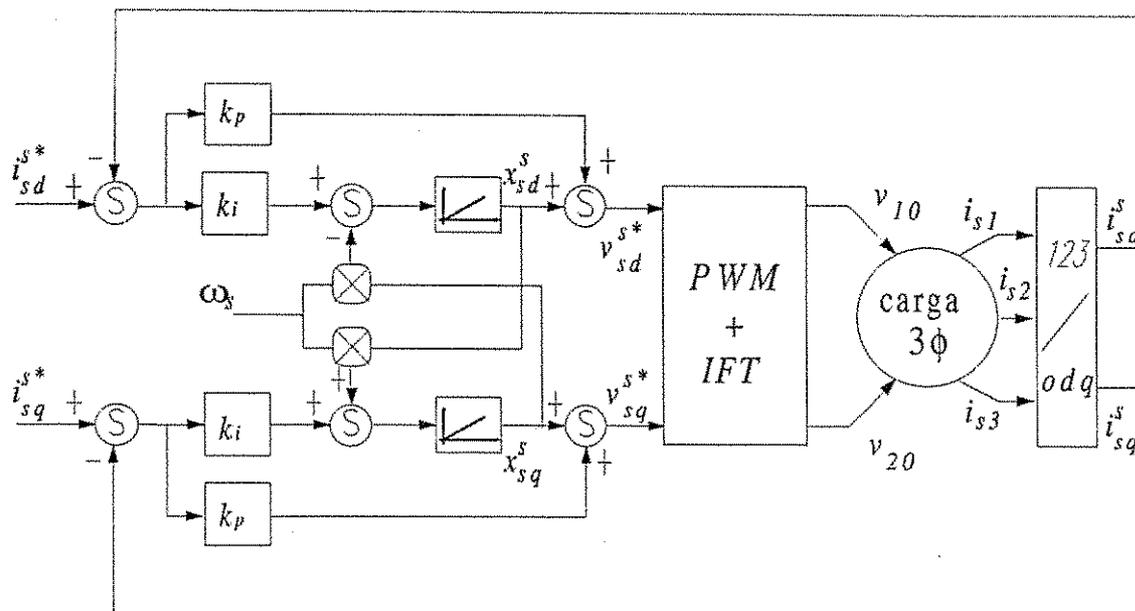


Figura 3.15: Controlador de corrente *PI* estacionário.

No caso de uma máquina assíncrona, a mesma é geralmente representada por uma equação de espaço de estados com duas entradas e duas saídas, como em [33], [30], [43]. Dessa forma, esta abordagem permite o desenvolvimento de novas estratégias de controle de corrente analisando o motor como um sistema multivariável.

Em [46], [42], [43] são utilizados controladores com realimentação de estados na parte de compensação do erro de corrente, com os mesmos operando no referencial estacionário ou síncrono. O controlador da figura 3.16 funciona como um controlador no referencial estacionário e é determinado por meio da teoria de realimentação de estados linear multivariável. A matriz de ganho de realimentação $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \ \mathbf{K}_2]$ é derivada utilizando a técnica de alocação de pólos para garantir amortecimento aceitável. Enquanto a parte integral (\mathbf{K}_2) garante um erro de regime permanente nulo, os ganhos de ação direta da referência (\mathbf{K}_f) e do sinal de perturbação (\mathbf{K}_d) evitam que o erro transitório se torne inaceitavelmente grande.

Comparado ao controlador *PI* convencional, o controlador com realimentação de estados é superior em termos de desempenho no controle de corrente de máquina ca, pois o mesmo garante uma dinâmica de compensação mais eficiente para a força contra-eletromotriz. No entanto, acrescenta mais complexidade à estrutura de controle, pois deve-se determinar os estados do sistema - o que nem sempre é diretamente obtido a partir de sensores elétrico-mecânicos, e o conhecimento dos parâmetros do sistema.

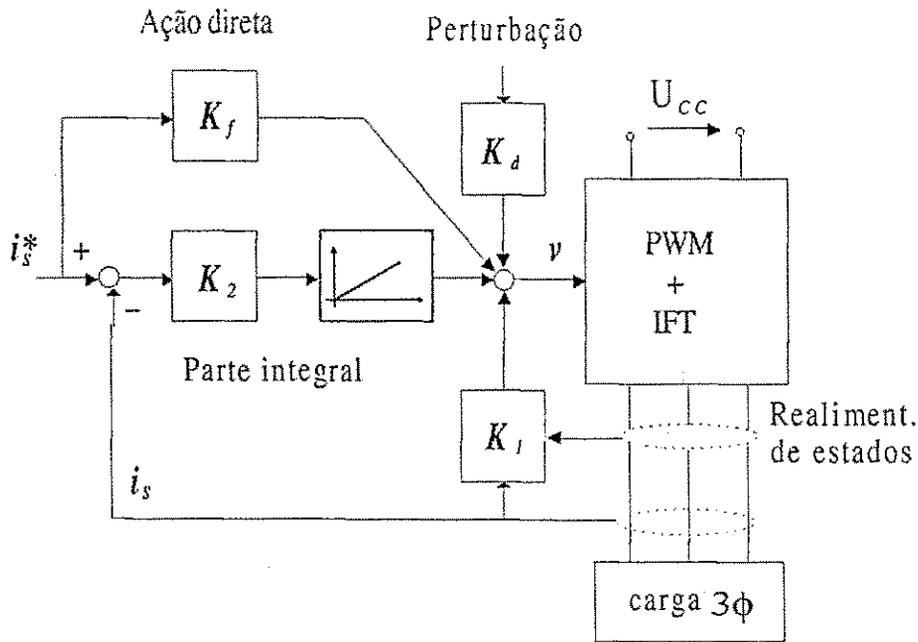


Figura 3.16: Controlador de corrente com realimentação de estados.

Controladores preditivo e *deadbeat*

Esta técnica tem a função de prever, no início de cada período de amostragem, o vetor erro de corrente baseado no erro de corrente atual e nos parâmetros da carga ca , R , L , E . O vetor de tensão é então determinado durante o próximo período de amostragem para minimizar o erro de corrente previsto, figura 3.10 [56], [68].

Algoritmo de predição com frequência de chaveamento constante

Neste caso, o algoritmo preditivo calcula os vetores de tensão de comando $v_c(T)$ a cada período de amostragem T . Este vetor forçará o vetor de corrente copiar a corrente de referência i_s^* (fig. 3.10). A tensão do inversor $v(T)$ e a força eletromotriz $E(T)$ da carga são consideradas constantes ao longo do período de amostragem T . O vetor de tensão calculado $v_c(T)$ é sintetizado por meio de um modulador PWM. Embora o nível de ondulação na corrente seja variável, a frequência de chaveamento do inversor é fixa ($1/T$). A desvantagem desse algoritmo é que ele não garante um limite no pico de corrente do inversor.

Controlador “*deadbeat*”

Nesse caso, a escolha do vetor de tensão é feita com o objetivo de anular o erro de corrente no final do período de amostragem. Geralmente, este controlador é chamado de controlador *deadbeat* [20], [34]. Para operar satisfatoriamente, são fornecidos ao controlador algumas variáveis e, entre elas pode-se incluir variáveis de estado não disponíveis no sistema.

Para isso, é muito comum o uso de observadores e outros blocos de controle, os quais podem ser compartilhados no esquema de controle como um todo [41].

3.3 Conclusões

Neste capítulo foram feitas considerações acerca das técnicas de controle de corrente aplicadas a conversores PWM fonte de tensão objetivando fornecer um panorama das técnicas comumente encontradas na literatura, suas vantagens, limitações e campos de aplicação onde cada técnica é particularmente adequada.

Inicialmente, foi realizada uma classificação das técnicas de controle de corrente, que por sua vez foram divididas em dois grupos principais: 1) linear, i.e., controladores *PI* estacionários e síncronos, preditivo, realimentação de estados, *deadbeat*; e 2) não linear, i.e., controladores com histerese e com otimização *on-line*. Alguns trabalhos também vêm sendo desenvolvidos com base nas ferramentas da área de inteligência artificial, como, por exemplo, algoritmos baseados em lógica *fuzzy* ou redes neurais.

No que diz respeito aos campos de aplicação das estratégias apresentadas, as mesmas demonstram estar encontrando os seus campos de aplicação específicos. Em particular, o controle com histerese é muito adequado em aplicações para sistemas de conversão rápidos e de precisão (filtros ativos e UPS), devido à sua simplicidade de implementação e não necessidade do conhecimento dos parâmetros do sistema. No entanto, a frequência de chaveamento dos dispositivos de potência muda significativamente durante um período da fundamental, resultando em esforços elevados nos dispositivos de potência. Além disso, a distorção harmônica total se torna maior para um dado valor da frequência média de chaveamento [61]. Portanto, estes controladores não são adequados para aplicações de potência muito elevada. Aplicações de controladores preditivos lineares e com otimização *on-line* estão crescendo rapidamente para sistemas de alto e médio desempenho, especialmente para tração e unidades de potência elevada.

Controladores *PI* implementados digitalmente, são bastante utilizados em aplicações de baixa potência e grande difusão (ex. bombas, sistemas de ventilação, aplicações de *retrofit*, etc). Suas versões melhoradas tornam-os bastante adequados para aplicações de alto desempenho e de potência mais elevada, pois garantem erro de regime permanente nulo para grandezas *ca*, e o fato do conversor operar em frequência de chaveamento constante.

É possível que técnicas com redes neurais e lógica *fuzzy* possam oferecer no futuro perspectivas interessantes para pesquisa. No momento, elas representam apenas soluções alternativas aos métodos de controle de corrente já existentes, e suas áreas de aplicação

específicas não podem ser claramente definidas.

Capítulo 4

Controle de corrente em sistemas trifásicos desequilibrados

4.1 Introdução

Neste capítulo são empregados modelos em termos de variáveis dq para representar o comportamento dinâmico e de regime permanente de um sistema trifásico desequilibrado (a três fios). Os modelos propostos são úteis para descrever a operação de um sistema desequilibrado como também para determinar um esquema de controle. O esquema utilizado é baseado em um duplo controlador vetorial no referencial estacionário: um de seqüência positiva e outro de seqüência negativa. São discutidos dois tipos de controlador, um derivado da lei de controle PI convencional e uma outra versão que se assemelha à lei de controle PID , no que diz respeito ao grau de liberdade que seus ganhos fornecem. Um espaço também é reservado para tratar de estratégias de controle que garantam bom desempenho na presença de componentes harmônicos de baixa freqüência.

4.2 Modelo dq

4.2.1 Sistema trifásico desequilibrado

Na figura 4.1 está representado o diagrama circuitual de um sistema trifásico (conectado em Y /três fios) alimentando diversas cargas - motores elétricos, banco de transformadores, retificadores PWM, inversores, etc - e que contém um filtro ativo de potência em paralelo destinado a compensar perturbações que possam ocorrer no sistema, como por exemplo desequilíbrios e harmônicos de corrente. Na figura 4.2 está ilustrada uma representação

aproximada deste sistema de potência contendo o filtro ativo. Neste caso, as tensões v_1^s , v_2^s , v_3^s representam um inversor fonte de tensão trifásico e as tensões e_1^s , e_2^s , e_3^s e a parte RL do circuito representam o equivalente do sistema elétrico e a carga.

As equações diferenciais do circuito mostradas na figura 4.2 são obtidas utilizando-se a lei de Kirchhoff para as tensões, as quais percorrendo-se duas malhas do circuito incluindo as fontes e_1^s, e_2^s e e_1^s, e_3^s pode-se escrever o modelo da equação (4.1).

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -R_2 \\ -(R_1 + R_3) & -R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ -(L_1 + L_3) & -L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_1^s/dt \\ di_2^s/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{12}^s \\ e_{31}^s \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

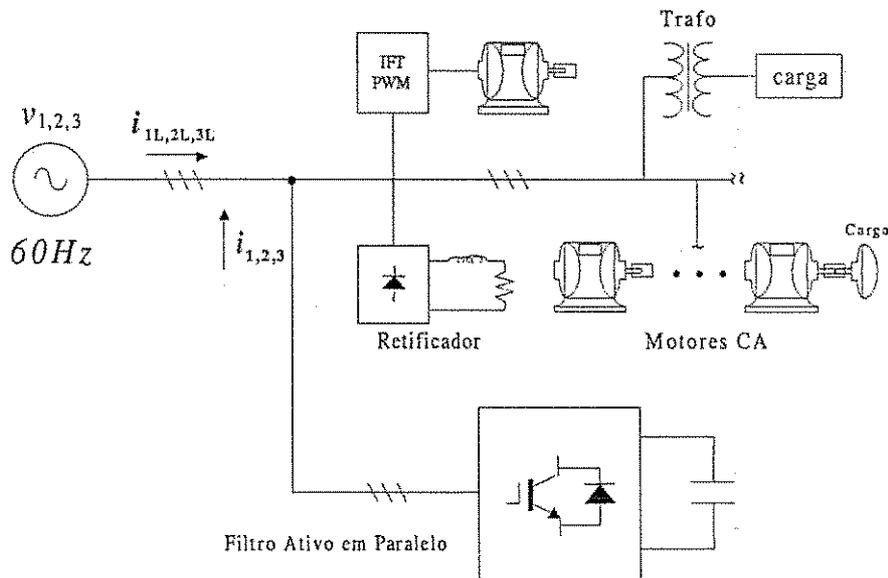


Figura 4.1: Sistema trifásico alimentando diversas cargas.

Na equação matricial acima o expoente s indica que o modelo está representado no referencial estacionário. Nota-se que apenas $v_{12}^s (= v_1^s - v_2^s)$ e $v_{31}^s (= v_3^s - v_1^s)$ foram usadas na equação do circuito. Assim, devido à configuração do sistema trifásico as tensões de fase v_1^s, v_2^s e v_3^s podem ser determinadas a partir da equação $v_1^s + v_2^s + v_3^s = 0$, ou outra condição similar.

As equações diferenciais dadas em (4.1) são escritas em termos de componentes trifásicas. O modelo vetorial dq é obtido pelo uso de transformações de coordenada $dq - 123$ determinando as equações diferenciais em termos de componentes ortogonais dq :

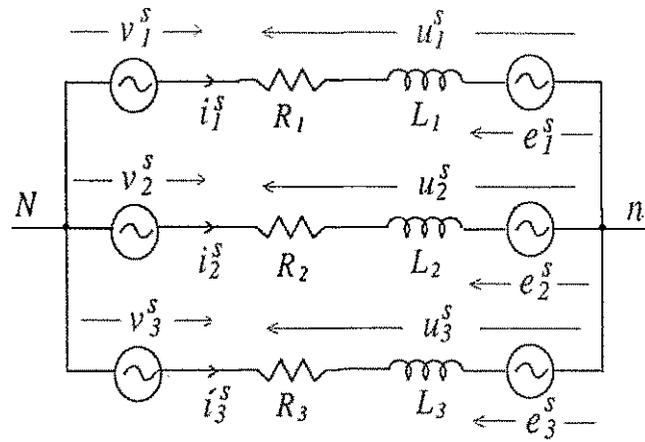


Figura.4.2: Sistema trifásico desequilibrado.

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \mathbf{P}_v \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = \mathbf{P}_v^{-1} \begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} = \mathbf{P}_i \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} = \mathbf{P}_i^{-1} \begin{bmatrix} i_1^s \\ i_2^s \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

onde,

$$\mathbf{P}_v = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}_v^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P}_i = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P}_i^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

As relações de transformação entre os termos e_{123} e e_{dq} são obtidos pelas matrizes \mathbf{P}_v e \mathbf{P}_v^{-1} .

Portanto, a equação (4.1) pode ser escrita em termos de componentes dq como a seguir,

$$\mathbf{v}_{dq}^s = \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq}^s + \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{i}_{dq}^s}{dt} + \mathbf{e}_{dq}^s \quad (4.4)$$

onde $\mathbf{v}_{dq}^s = [v_d^s \ v_q^s]^T$, $\mathbf{e}_{dq}^s = [e_d^s \ e_q^s]^T$, $\mathbf{i}_{dq}^s = [i_d^s \ i_q^s]^T$ e

$$\mathbf{R}_{dq} = \begin{bmatrix} R_d & R_{dq} \\ R_{dq} & R_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2R_1}{3} + \frac{R_2}{6} + \frac{R_3}{6} & \frac{R_3 - R_2}{\sqrt{12}} \\ \frac{R_3 - R_2}{\sqrt{12}} & \frac{R_2 + R_3}{2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2L_1}{3} + \frac{L_2}{6} + \frac{L_3}{6} & \frac{L_3 - L_2}{\sqrt{12}} \\ \frac{L_3 - L_2}{\sqrt{12}} & \frac{L_2 + L_3}{2} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

A partir das equações (4.5) e (4.6) percebe-se que quando o sistema trifásico apresenta desequilíbrios nos termos resistivos e indutivos da carga, o modelo vetorial é assimétrico e acoplado, pois os termos R_{dq} e L_{dq} acoplam as variáveis dq , e os termos da diagonal principal são diferentes $R_d \neq R_q$ $L_d \neq L_q$.

4.2.2 Compensação de acoplamento na saída do controlador

Considerando-se o modelo vetorial do sistema trifásico dado pela equação (4.4), é possível determinar as funções de transferência das correntes de eixo direto, d , e em quadratura, q , para o caso desequilibrado. O termo e é considerado como uma perturbação a ser compensada, portanto não levado em conta no projeto de controle. Dessa forma, daqui por diante \mathbf{v}_{dq}^s será considerado como $\mathbf{v}_{dq}^s - \mathbf{u}_{dq}^s$. Aplicando-se a transformada de Laplace nas variáveis tensão e corrente ($I_{dq}^s(s) = \mathcal{L}[\mathbf{i}_{dq}^s(t)]$, $V_{dq}^s(s) = \mathcal{L}[\mathbf{v}_{dq}^s(t)]$), obtém-se

$$I_d^s(s) = G_{sd}(s)V_d^s(s) - G_{sdq}(s)V_q^s(s) \quad (4.7)$$

$$I_q^s(s) = G_{sq}(s)V_q^s(s) - G_{sdq}(s)V_d^s(s) \quad (4.8)$$

nos quais,

$$G_{sd}(s) = \frac{(R_q + sL_q)}{(L_dL_q - L_{dq}^2)s^2 + (R_dL_q + L_dR_q - 2R_{dq}L_{dq})s + (R_dR_q - R_{dq}^2)}$$

$$G_{sq}(s) = \frac{(R_d + sL_d)}{(L_dL_q - L_{dq}^2)s^2 + (R_dL_q + L_dR_q - 2R_{dq}L_{dq})s + (R_dR_q - R_{dq}^2)}$$

$$G_{sdq}(s) = \frac{(R_{dq} + sL_{dq})}{(L_dL_q - L_{dq}^2)s^2 + (R_dL_q + L_dR_q - 2R_{dq}L_{dq})s + (R_dR_q - R_{dq}^2)}$$

A partir da função de transferência (4.7) é verificado o acoplamento entre as variáveis dq na condição de desequilíbrio, haja vista $I_d(s)$ depender tanto da tensão de eixo direto, $V_d(s)$, quanto de eixo em quadratura, $V_q(s)$. Uma técnica bastante simples para eliminar esse acoplamento é compensar na saída do controlador de eixo direto o termo de acoplamento do eixo em quadratura, isto é,

$$V_d^{s'}(s) = V_d^s(s) - \frac{(R_{dq} + sL_{dq})}{(R_q + sL_q)}V_q^s(s) \quad (4.9)$$

Portanto, introduzindo $V_d^{s'}(s)$ dado por (4.9), obtém-se para (4.7),

$$I_d^s(s) = G_{sd}(s)V_d^{s'}(s) \quad (4.10)$$

Nesta estratégia o termo $\frac{(R_{dq} + sL_{dq})}{(R_q + sL_q)}V_q^s(s)$ poupará o esforço do controlador de compensar o acoplamento.

Para compensar o acoplamento da corrente de eixo em quadratura, é utilizado o mesmo procedimento anterior, isto é

$$V_q^{st}(s) = V_q^s(s) - \frac{(R_{dq} + sL_{dq})}{(R_d + sL_d)} V_d^s(s) \quad (4.11)$$

com o sistema resultante, tornando-se

$$I_q^s(s) = G_{sq}(s) V_q^{st}(s) \quad (4.12)$$

4.3 Esquemas de Controle

4.3.1 Controlador de seqüência positiva e seqüência negativa

A utilização de controladores síncronos para o controle de corrente em sistemas trifásicos alimentados por conversores PWM tem sido bastante adotada em aplicações de acionamento. Este controlador fornece bom desempenho no rastreamento de sinais senoidais sem a necessidade de ganhos elevados na malha de realimentação. Em um controlador no referencial síncrono, a malha de realimentação é percorrida por variáveis transformadas do referencial estacionário para o referencial síncrono. A frequência de rotação deve ser precisamente a frequência da tensão ou corrente de saída desejada.

No controle de corrente em sistemas trifásicos equilibrados, a utilização de um controlador *PI* (proporcional integral) no referencial síncrono tem mostrado ser a melhor escolha porque os termos de perturbação (seqüência positiva) são transformados em quantidades cc que são facilmente compensadas pelo próprio controlador.

Contudo, em concordância com a teoria de componentes simétricas (ver Anexo A), se a carga apresenta desequilíbrios na operação em regime permanente o sistema trifásico conterá componentes de seqüência positiva e negativa. Assim, o uso de um controlador no referencial síncrono controla apenas a perturbação do termo de seqüência positiva, que se torna contínua após a transformação. Com esta estrutura o termo de seqüência negativa após a transformação de coordenadas torna-se uma componente que gira à $-\omega_s$, e conseqüentemente não pode ser compensada pelo mesmo controlador.

A estrutura de controle inicialmente proposta neste trabalho emprega dois controladores síncronos diferentes: um controlador síncrono de seqüência positiva que gira à $+\omega_s$, designado para compensar os termos de seqüência positiva; e um controlador síncrono de seqüência negativa, girando em $-\omega_s$, e atuando sobre os termos de seqüência negativa. Esses dois controladores operam simultaneamente e suas saídas são somadas.

Controlador PI de seqüência positiva e negativa

A seguir, é apresentada a equação diferencial e de espaço de estados do controlador *PI* síncrono, de seqüência positiva (fig. 4.3),

$$\mathbf{v}_{dq}^{e+*} = k_p \boldsymbol{\xi}_{dq}^{e+} + \int k_i \boldsymbol{\xi}_{dq}^{e+} dt \quad (4.13)$$

$$\frac{d\mathbf{x}_{dqi}^{e+}}{dt} = k_i \boldsymbol{\xi}_{dq}^{e+} \quad (4.14)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^{e+*} = \mathbf{x}_{dqi}^{e+} + k_p \boldsymbol{\xi}_{dq}^{e+} \quad (4.15)$$

na qual $\boldsymbol{\xi}_{dq}^{e+} = \mathbf{i}_{dq}^{e+*} - \mathbf{i}_{dq}^{e+}$ é o erro de corrente de carga e \mathbf{v}_{dq}^{e+*} é a saída do controlador (sintetizada pelo inversor e indicada pelo expoente *). O índice *e+* indica que o controlador está sendo emulado no referencial síncrono, ou seja, as variáveis estatóricas antes de serem manipuladas pelo controlador são transformadas para um referencial rotacional que as tornam grandezas contínuas no tempo (ver fig. 3.14). Os parâmetros k_p e k_i são os ganhos do controlador.

Na figura 4.4 está representada a resposta em freqüência do controlador *PI* com os seus respectivos ganhos proporcional e integral. No diagrama de amplitude verifica-se inicialmente um decaimento de 20 dB por década em baixa freqüência devido à presença do pólo em zero do termo integrador. Isto significa que o *PI* fornece ganho elevado para as baixas freqüências. No diagrama de fase isto corresponde inicialmente a um defasamento de -90 graus nas freqüências próximas a zero. À medida que a freqüência se aproxima do zero do controlador em k_i/k_p , o mesmo começa a fornecer um ganho estacionário e o seu diagrama de fase diminui a defasagem tendendo a zero.

No que diz respeito ao controlador *PI* (eq. (4.14) e (4.15)) uma de suas vantagens é que sua versão discreta no tempo, em termos de componentes *d* e *q*, é exata ($A = 0$, $B = k_i$, $C = 1$, $D = k_p$), ou seja, não necessita de aproximações das séries dadas em (B.7) e (B.8) (Apêndice B), isto é

$$\mathbf{x}_{dqi}^e(t+h) = \mathbf{x}_{dqi}^e(t) + hk_i \boldsymbol{\xi}_{dq}^e(t) \quad (4.16)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^{e+*}(t) = \mathbf{x}_{dqi}^e(t) + k_p \boldsymbol{\xi}_{dq}^e(t) \quad (4.17)$$

onde h , é o intervalo de amostragem.

O controlador de seqüência negativa no referencial síncrono possui as mesmas equações anteriores, apenas substituindo o índice + por -, isto é:

$$\frac{d\mathbf{x}_{dqi}^{e-}}{dt} = k_i \boldsymbol{\xi}_{dq}^{e-} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^{e-*} = \mathbf{x}_{dqi}^{e-} + k_p \boldsymbol{\xi}_{dq}^{e-} \quad (4.19)$$

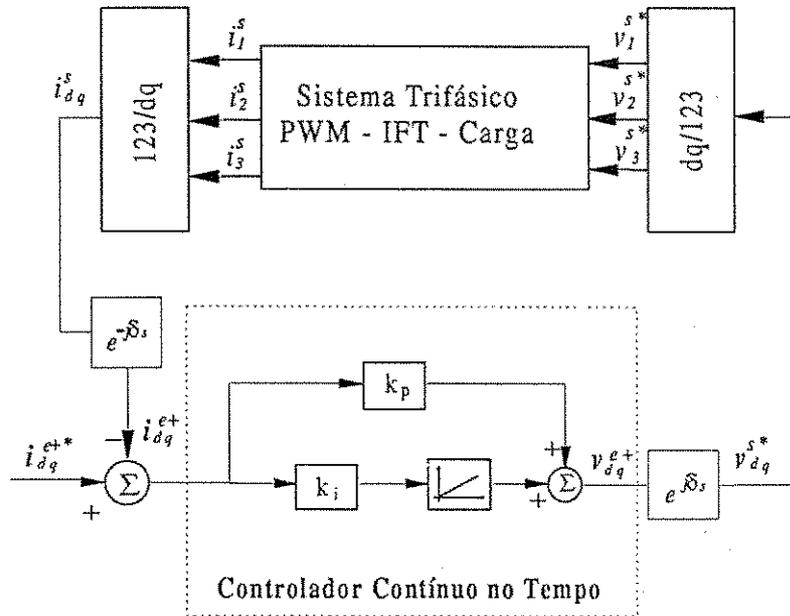


Figura 4.3: Controlador *PI* síncrono de seqüência positiva.

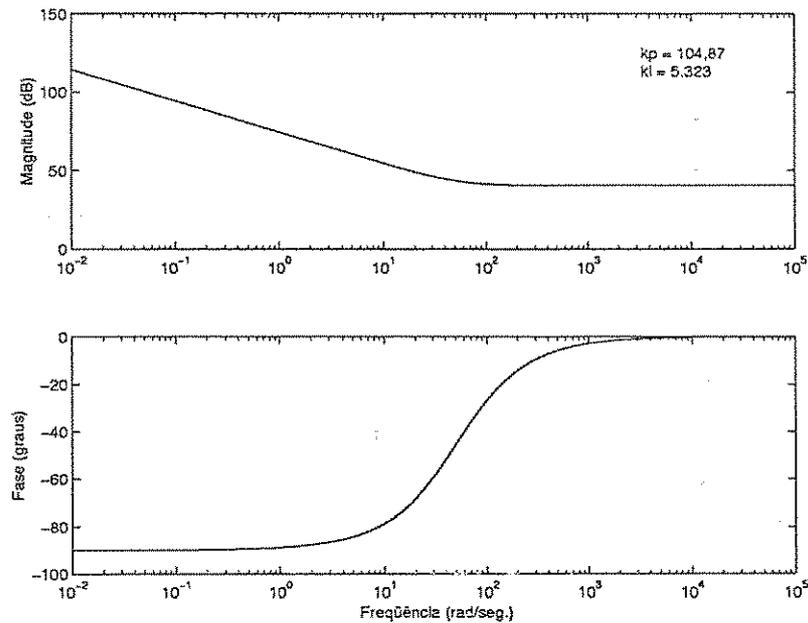


Figura 4.4: Diagrama de Bode do controlador *PI* síncrono de seqüência positiva.

e portanto, com um modelo discreto similar ao controlador de seqüência positiva. É possível representar as funções de transferência dos controladores de seqüência positiva e de seqüência negativa aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (4.14)-(4.15) e (4.18)-(4.19), isto é

$$V_{dq}^{e+}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \Xi_{dq}^{e+}(s) \quad (4.20)$$

$$V_{dq}^{e-}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \Xi_{dq}^{e-}(s) \quad (4.21)$$

onde $V_{dq}^{e+}(s) = \mathcal{L} [v_{dq}^{e+}(t)]$, $V_{dq}^{e-}(s) = \mathcal{L} [v_{dq}^{e-}(t)]$, $\Xi_{dq}^{e+}(s) = \mathcal{L} [\xi_{dq}^{e+}(t)]$ e $\Xi_{dq}^{e-}(s) = \mathcal{L} [\xi_{dq}^{e-}(t)]$.

Estes controladores contínuos no tempo também podem ser emulados no referencial estacionário, como proposto por Rowan e Kerkman [59], fig. 3.15. A partir das equações (4.14)-(4.15) e (4.18)-(4.19) e aplicando-se as transformações de coordenadas, $e^{-j\delta_s}$ e $e^{j\delta_s}$, pode-se obter a versão contínua no tempo dos controladores de seqüência positiva e negativa no referencial estacionário, isto é,

$$\frac{dx_{dq}^{s+}}{dt} = k_i \xi_{dq}^s + \mathbf{J} \omega_s x_{dq}^{s+} \quad (4.22)$$

$$v_{dq}^{s+} = x_{dq}^{s+} + k_p \xi_{dq}^s \quad (4.23)$$

$$\frac{dx_{dq}^{s-}}{dt} = k_i \xi_{dq}^s - \mathbf{J} \omega_s x_{dq}^{s-} \quad (4.24)$$

$$v_{dq}^{s-} = x_{dq}^{s-} + k_p \xi_{dq}^s \quad (4.25)$$

$$v_{dq}^{s*} = v_{dq}^{s+} + v_{dq}^{s-} \quad (4.26)$$

onde $\xi_{dq}^s = i_{dq}^{s*} - i_{dq}^s$, ω_s é a freqüência fundamental, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ e a tensão de saída da estrutura de controle é dada por (4.26). Nota-se que estes controladores apresentam termos complexos, e, possuem acoplamento entre as variáveis de eixo em quadratura dq . Isto também pode ser verificado observando a representação de Laplace da componente de seqüência positiva da tensão de saída do controlador ($V_d^{s+}(s) = \mathcal{L} [v_d^{s+}(t)]$, $\Xi_d^s(s) = \mathcal{L} [\xi_d^s(t)]$ e $\Xi_q^s(s) = \mathcal{L} [\xi_q^s(t)]$).

$$V_d^{s+}(s) = \frac{k_p \left(s^2 + \frac{k_i}{k_p} s + \omega_s^2 \right)}{(s^2 + \omega_s^2)} \Xi_d^s(s) - \frac{\omega_s k_i}{(s^2 + \omega_s^2)} \Xi_q^s(s) \quad (4.27)$$

Na figura 4.5 é apresentado o diagrama de Bode correspondente as funções de transferência da equação (4.27), $\frac{V_d^{s+}}{\Xi_d^s}(j\omega)$ e $\frac{V_d^{s+}}{\Xi_q^s}(j\omega)$, onde os ganhos proporcional e integral são os mesmos do *PI* síncrono. Embora na figura 4.5 não esteja perfeitamente ilustrado, a

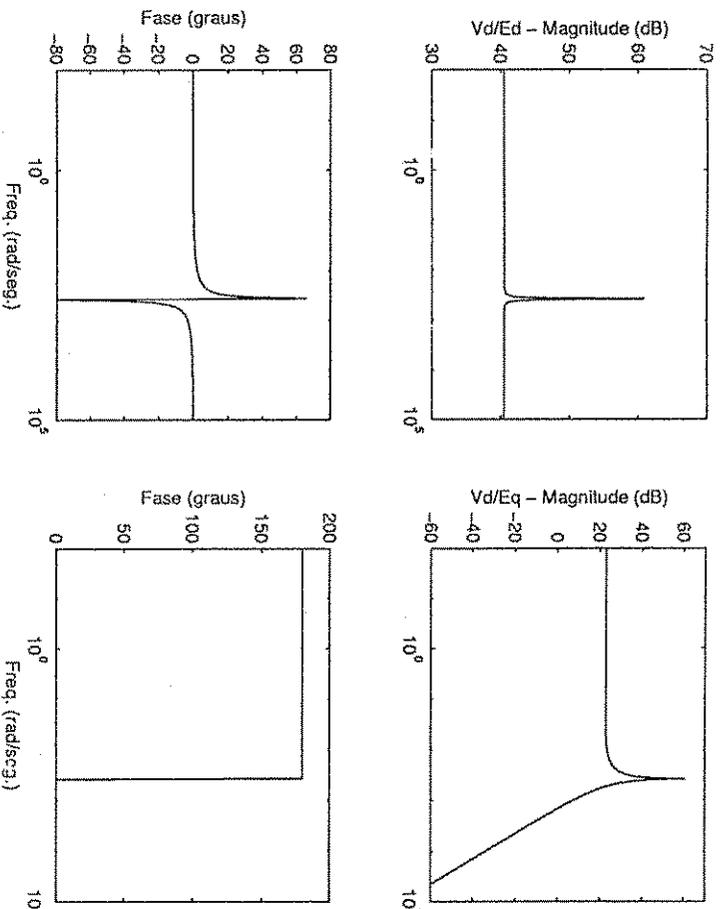


Figura 4.5: Diagrama de Bode do controlador de corrente PI de seqüência positiva no referencial estacionário, eq. (4.27).

lei controle PI estacionária apresenta um ganho infinito nas frequências $\pm j\omega_s$ e um ganho menor fora de sua região de passagem, em concordância com a equação característica da função de transferência em (4.27). Para que o controlador garanta um erro de regime permanente zero ou aproximadamente zero, deve-se conhecer bem a frequência do sinal de referência em que o mesmo deve atuar, evitando assim possíveis perdas de desempenho mediante variações significativas na frequência.

Controlador de seqüência positiva e negativa modificado

Como o sinal de comando do inversor é obtido pela adição das saídas dos dois controladores, podemos simplificar a representação anterior (4.22)-(4.26) por um único controlador que possua a característica dos dois anteriores. Assim, a partir de uma manipulação apropriada das variáveis de estado em (4.22) e (4.24) ($\mathbf{x}_{dq}^s = \mathbf{x}_{dq}^{s+} + \mathbf{x}_{dq}^{s-}$ e $\mathbf{x}_{dq}^{s'} = \mathbf{J}\omega_s(\mathbf{x}_{dq}^{s+} - \mathbf{x}_{dq}^{s-})$) e somando-se as suas tensões de saída, tem-se a seguinte lei de controle contínua no tempo,

$$\frac{d\mathbf{x}_{dq}^s}{dt} = 2k_i \boldsymbol{\xi}_{dq}^s - \mathbf{x}_{dq}^{s'} \quad (4.28)$$

$$\frac{d\mathbf{x}_{dq}^{s'}}{dt} = \omega_s^2 \mathbf{x}_{dq}^s \quad (4.29)$$

$$v_{dq}^{s*} = \mathbf{x}_{dq}^s + 2k_p \boldsymbol{\xi}_{dq}^s \quad (4.30)$$

Pode ser facilmente visto que esta representação modificada é um pouco mais simples do que a obtida em (4.22)-(4.25), além disso esta representação não possui termos complexos, o que indica que não há acoplamento entre as variáveis dq . Isto também é verificado determinando-se a transformada da tensão de saída no domínio s ($V_{dq}^s(s) = \mathcal{L}[\mathbf{v}_{dq}^s(t)]$ e $\Xi_{dq}^s(s) = \mathcal{L}[\xi_{dq}^s(t)]$),

$$V_{dq}^s(s) = \frac{2k_p \left(s^2 + \frac{k_i}{k_p} s + \omega_s^2 \right)}{(s^2 + \omega_s^2)} \Xi_{dq}^s(s) \quad (4.31)$$

A partir das equações em (4.28)-(4.30) verifica-se que a versão discreta no tempo depende da frequência ω_s e $A \neq 0$. Assim um procedimento possível é utilizar a lei de controle em (4.28)-(4.30) baseada nas séries (B.7) e (B.8) que aproximam as matrizes F e H , isto é,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dqi}^s(t+h) &= \left[1 - \frac{\omega_s^2 h^2}{2!} + \frac{\omega_s^4 h^4}{4!} + \dots \right] \mathbf{x}_{dqi}^s(t) + \left[h - \frac{\omega_s^2 h^3}{3!} + \frac{\omega_s^4 h^5}{5!} - \dots \right] \mathbf{x}_{dqi}^{st}(t) \\ &\quad + 2k_i \left[h - \frac{\omega_s^2 h^3}{3!} + \frac{\omega_s^4 h^5}{5!} - \dots \right] \xi_{dq}^s(t) \\ \mathbf{x}_{dqi}^{st}(t+h) &= -\omega_s \left[\omega_s h - \frac{\omega_s^3 h^3}{3!} + \frac{\omega_s^5 h^5}{5!} - \dots \right] \mathbf{x}_{dqi}^s(t) + \left[1 - \frac{\omega_s^2 h^2}{2!} + \frac{\omega_s^4 h^4}{4!} + \dots \right] \mathbf{x}_{dqi}^{st}(t) \\ &\quad + 2k_i \left[-\frac{\omega_s^2 h^2}{2!} + \frac{\omega_s^4 h^4}{4!} + \dots \right] \xi_{dq}^s(t) \\ \mathbf{v}_{dqs}^{**}(t+h) &= \mathbf{x}_{dqi}^s(t+h) + 2k_p \xi_{dq}^s(t+h) \end{aligned}$$

Considerando os termos das equações acima e conhecendo-se a representação em série de potência de algumas funções elementares, pode-se reescrever as equações acima em uma lei de controle composta por funções trigonométricas,

$$\mathbf{x}_{dqi}^s(t+h) = \cos(\omega_s h) \mathbf{x}_{dqi}^s(t) + \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \mathbf{x}_{dqi}^{st}(t) + \frac{2k_i \text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \xi_{dq}^s(t) \quad (4.32)$$

$$\mathbf{x}_{dqi}^{st}(t+h) = -\omega_s \text{sen}(\omega_s h) \mathbf{x}_{dqi}^s(t) + \cos(\omega_s h) \mathbf{x}_{dqi}^{st}(t) + 2k_i [\cos(\omega_s h) - 1] \xi_{dq}^s(t) \quad (4.33)$$

$$\mathbf{v}_{dqs}^{**}(t+h) = \mathbf{x}_{dqi}^s(t+h) + 2k_p \xi_{dq}^s(t+h) \quad (4.34)$$

A equação anterior também pode ser escrita na forma entrada saída,

$$\begin{aligned} v_{dq}^s(t+2h) &= 2 \cos(\omega_s h) v_{dq}^s(t+h) - v_{dq}^s(t) + 2k_p \xi_{dq}^s(t+2h) + \\ &\quad \left[\frac{4k_i \text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} - 4k_p \text{sen}(\omega_s h) \right] \xi_{dq}^s(t+h) + \\ &\quad \left[2k_p - \frac{2k_i \text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \right] \xi_{dq}^s(t) \end{aligned} \quad (4.35)$$

Pode-se obter outras representações discretas no tempo na forma entrada e saída utilizando as aproximações de Euler e Tustin, equações (B.16) (B.18) (Apêndice B). Assim, a

partir da função de transferência em (4.31) são obtidas as seguintes leis de controle,

Euler :

$$v_{dq}^s(t+2h) \cong 2v_{dq}^s(t+h) - (1+h^2\omega_s^2)v_{dq}^s(t) + 2k_p\xi_{dq}^s(t+2h) + (2hk_i - 4k_p)\xi_{dq}^s(t+h) + [2k_p(1+h^2\omega_s^2) - 2hk_i]\xi_{dq}^s(t) \quad (4.36)$$

Tustin :

$$v_{dq}^s(t+2h) \cong -\frac{(2h^2\omega_s^2-8)}{(4+h^2\omega_s^2)}v_{dq}^s(t+h) - v_{dq}^s(t) + \frac{[2k_p(4+h^2\omega_s^2)+4hk_i]\xi_{dq}^s(t+2h) + 4k_p\frac{(h^2\omega_s^2-4)}{(4+h^2\omega_s^2)}\xi_{dq}^s(t+h) + \frac{[2k_p(4+h^2\omega_s^2)-4hk_i]\xi_{dq}^s(t)}{(4+h^2\omega_s^2)}}{(4+h^2\omega_s^2)} \quad (4.37)$$

Para operações que exijam maior precisão, pode-se utilizar as versões discretas em (4.32)-(4.34) ou (4.35), pois correspondem a representação discreta da solução da equação dinâmica de estados em (4.28)-(4.30) e são praticamente equivalentes em termos de número de operações. Outro fato que deve-se considerar é a possibilidade de implementar as funções trigonométricas utilizando tabelas ou vetores, para reduzir a carga computacional. Dessa forma, essas funções terão um tempo de processamento equivalente as operações de multiplicação ou soma. No entanto, as aproximações em (4.36), (4.37) podem ser necessárias em situações onde existe restrição de memória, como, por exemplo, em sistemas baseados em microcontroladores.

Na figura 4.6 está ilustrado o diagrama de blocos do controlador *PI* modificado aplicado no controle de corrente de seqüência positiva e negativa de um sistema trifásico. O bloco *dq/123* representa a transformação de um vetor em componentes trifásicas. O bloco *PWM + IFT + Carga* representa a modulação por largura de pulso, inversor e a carga. Os blocos no interior do retângulo pontilhado representam o controlador *PI* modificado emulado no referencial estacionário.

Lei de controle *P^{seu}ID*

A lei de controle proposta em (4.28)-(4.30) pode ainda ser modificada para uma versão que apresente uma melhor dinâmica em malha fechada e com maior grau de liberdade na definição da curva de resposta em frequência, semelhante ao controlador *PID*, portanto batizado como um pseudo *PID*, ou *P^{seu}ID*.

Neste controlador pode-se projetar a resposta em frequência de tal forma que o ganho do controlador em torno da frequência síncrona possua uma região maior com ganho alto, o que permite uma maior variação da frequência do sinal de referência sem perda considerável

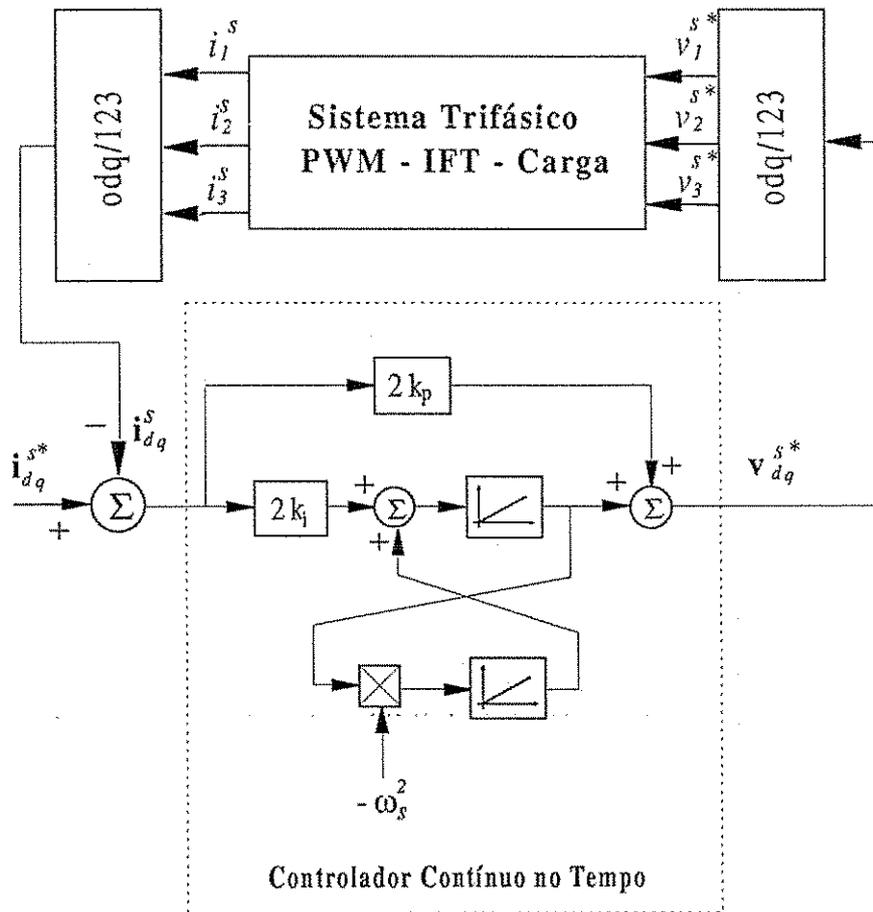


Figura 4.6: Diagrama de blocos do controlador de corrente PI modificado, referencial estacionário.

no desempenho do controlador, fig. 4.7. Esta nova versão é dada por

$$\frac{dx_{dqi}^s}{dt} = x_{dqi}^{s'} + k_b \xi_{dq}^s \quad (4.38)$$

$$\frac{dx_{dqi}^{s'}}{dt} = -\omega_s^2 x_{dqi}^s + k'_c \xi_{dq}^s \quad (4.39)$$

$$v_{dq}^{s*} = x_{dqi}^s + k_a \xi_{dq}^s \quad (4.40)$$

onde $k'_c = k_c - \omega_s^2 k_a$. Como pode ser visto, este controlador possui três ganhos para ajustar, k_a , k_b e k_c , equivalente à complexidade de um controlador *PID* padrão (ver capítulo 3, item 3.2.2).

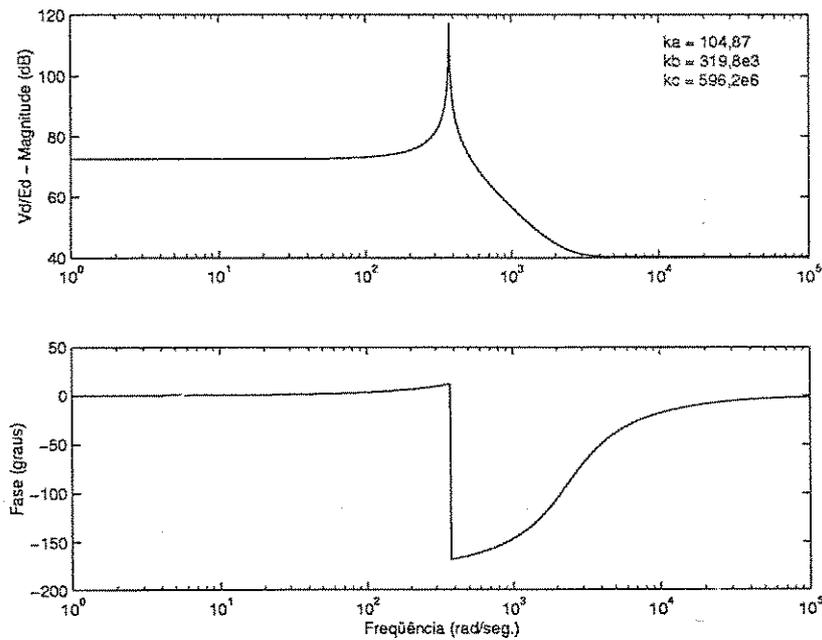


Figura 4.7: Diagrama de Bode do controlador de corrente *P^{seu}ID*.

A solução discreta no tempo desse controlador é obtida pelo mesmo procedimento utilizado em (4.28)-(4.30), equações (B.7)-(B.8) e (4.32)-(4.34), isto é

$$\begin{aligned} x_{dqi}^s(t+h) = & \cos(\omega_s h) x_{dqi}^s(t) + \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} x_{dqi}^{s'}(t) + \left[\frac{k_b \text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} \right. \\ & \left. + \frac{1 - \cos(\omega_s h)}{\omega_s^2} k'_c \right] \xi_{dq}^s(t) \end{aligned} \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} x_{dqi}^{s'}(t+h) = & -\omega_s \text{sen}(\omega_s h) x_{dqi}^s(t) + \cos(\omega_s h) x_{dqi}^{s'}(t) + [(\cos(\omega_s h) - 1) k_b \\ & + \frac{\text{sen}(\omega_s h)}{\omega_s} k'_c] \xi_{dq}^s(t) \end{aligned} \quad (4.42)$$

$$v_{dq}^{s*}(t) = x_{dqi}^s(t) + k_a \xi_{dq}^s(t) \quad (4.43)$$

A partir da lei de controle $P^{seu}ID$ em (4.38)-(4.40) também podem ser obtidas as funções de transferência dos controladores de seqüência positiva e negativa no referencial síncrono,

$$V_{dq}^{e+*}(s) = \frac{k_a s + k_b}{2s} \Xi_{dq}^{e+}(s) - \frac{k_c - \omega_e^2 k_a}{2\omega_e s} \mathbf{J} \Xi_{dq}^{e+}(s) \quad (4.44)$$

$$V_{dq}^{e-*}(s) = \frac{k_a s + k_b}{2s} \Xi_{dq}^{e-}(s) + \frac{k_c - \omega_e^2 k_a}{2\omega_e s} \mathbf{J} \Xi_{dq}^{e-}(s) \quad (4.45)$$

onde $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Para determinar a versão no referencial estacionário, é aplicada a matriz de transformação de coordenadas na equação anterior

$$\mathbf{T}_s = \begin{bmatrix} \cos \omega_s t & -\sin \omega_s t \\ \sin \omega_s t & \cos \omega_s t \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

($\Xi_{dq}^{e+} = \mathbf{T}_s^{-1} \Xi_{dq}^s$, $\Xi_{dq}^{s+} = \mathbf{T}_s \Xi_{dq}^{e+}$, $\mathbf{V}_{dq}^{e+} = \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{V}_{dq}^{s+}$, $\mathbf{V}_{dq}^{e-} = \mathbf{T}_s \mathbf{V}_{dq}^{s-}$), obtendo-se

$$V_{dq}^{s+*}(s) = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{2(s^2 + \omega_e^2)} \Xi_{dq}^s(s) + \frac{(\omega_e^2 k_a - k_c) s + \omega_e^2 k_b}{2\omega_e (s^2 + \omega_e^2)} \mathbf{J} \Xi_{dq}^s(s) \quad (4.47)$$

$$V_{dq}^{s-*}(s) = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{2(s^2 + \omega_e^2)} \Xi_{dq}^s(s) - \frac{(\omega_e^2 k_a - k_c) s + \omega_e^2 k_b}{2\omega_e (s^2 + \omega_e^2)} \mathbf{J} \Xi_{dq}^s(s) \quad (4.48)$$

Semelhante a figura 4.6, na figura 4.8 está ilustrado o diagrama de blocos da versão contínua no tempo do controlador $P^{seu}ID$. Como no caso anterior, o bloco $dq/123$ representa a transformação de um vetor em componentes trifásicas e o bloco $PWM + IFT + Carga$ a modulação por largura de pulso, inversor e a carga. Os blocos no interior do retângulo pontilhado correspondem ao controlador $P^{seu}ID$ emulado no referencial estacionário.

Compensação de harmônicos

Caso o sistema apresente distorções na forma de onda da corrente, devido à presença de componentes de baixa freqüência (3^o, 5^o ou 7^o harmônicos), pode-se utilizar uma estrutura de controle de corrente possuindo além da malha de controle para a freqüência fundamental, caminhos de compensação dos harmônicos de baixa freqüência. Esta abordagem de controle é encontrada na literatura em diversos trabalhos [5], [51], [64], [14], [61]. No trabalho apresentado por Sato [61], este controlador é chamado controlador ressonante e possui a seguinte estrutura de controle:

$$G(s) = k_p + \frac{K_r}{1 + (s/\omega_s)^2} + \frac{K_{rh}}{1 + (s/\omega_h)^2}$$

$G(s)$ representa a função de transferência tensão de saída/erro de corrente no referencial estacionário. Os parâmetros k_p , K_r e K_{rh} são os ganhos do controlador. Os termos ressonantes, como pode ser facilmente verificado, apresentam ganho infinito para s assumindo

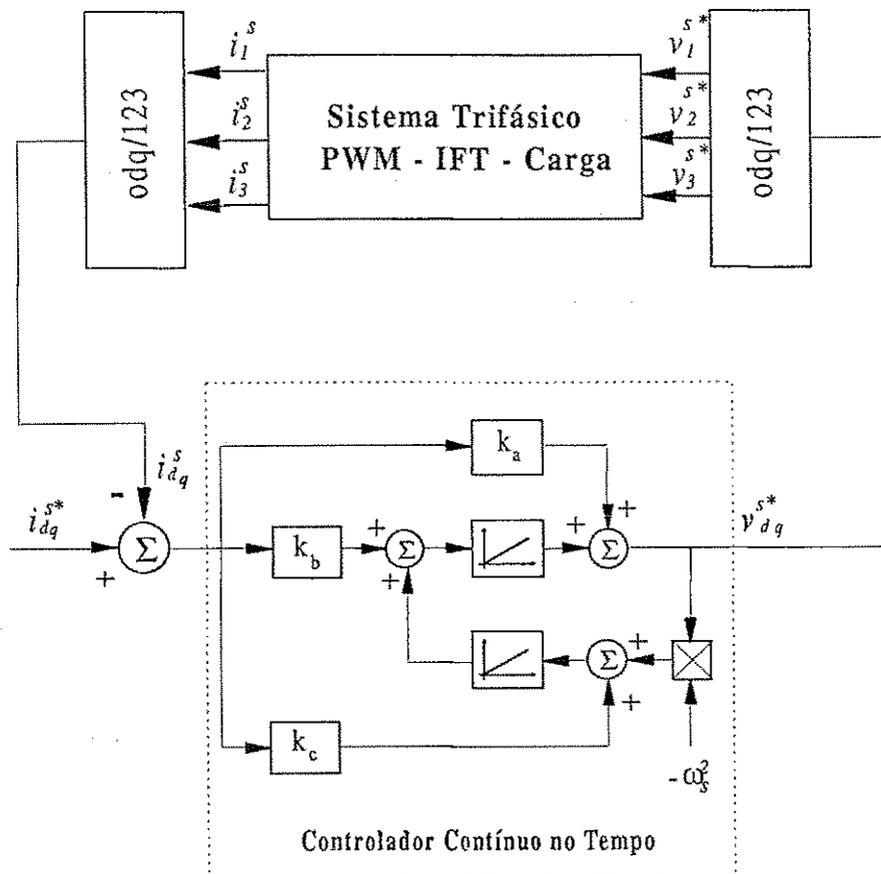


Figura 4.8: Diagrama de blocos do controlador de corrente $P^{seu}ID$, referencial estacionário.

as frequências $\pm j\omega_s$ e $\pm j\omega_h$. Dessa forma, garantindo um erro de corrente aproximadamente zero na fundamental, como também no harmônico de frequência ω_h . O controlador proporcional tem a função de melhorar a resposta dinâmica no regime transitório a partir do ganho k_p .

Esta estrutura de controle também pode ser implementada utilizando os controladores *PI* no referencial estacionário ou *P^{seu}ID*, equações (4.28)-(4.30) e (4.38)-(4.40). Para compensação de harmônicos de corrente, a frequência ω_s é substituída pela frequência ω_h . Na figura 4.9 está representada uma estrutura de controle com dois controladores emulados no referencial estacionário, um na frequência ω_s e um segundo caminho emulado na frequência do harmônico que o controlador deve rejeitar, ω_h . Esta estrutura de controle também pode ser desenvolvida no referencial síncrono, devendo portanto possuir blocos de transformação de coordenadas para cada frequência a ser compensada. Obviamente, necessitando-se de cálculos adicionais para implementar as transformações.

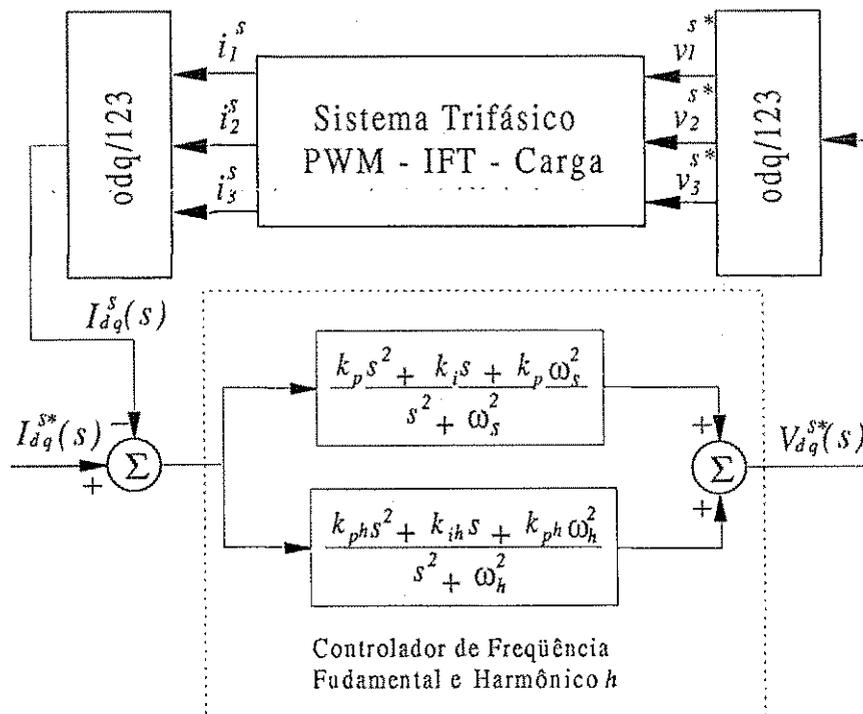


Figura 4.9: Diagrama de blocos do controlador de corrente na frequência fundamental e harmônica.

4.3.2 Projeto dos controladores

A técnica de projeto do controlador baseado no cancelamento de pólos e zeros pode ser uma boa alternativa quando se pretende compensar alguma constante de tempo lenta do sistema em malha aberta e alocar os pólos de malha fechada de modo a obter um sistema mais rápido que o sistema em malha aberta original.

No caso do sistema trifásico *RLE* pretende-se compensar os pólos do sistema com os zeros do controlador, facilitando o cálculo dos pólos de malha fechada, responsáveis pelo comportamento dinâmico do sistema mais controlador. A dificuldade desta abordagem consiste no fato de que os parâmetros do sistema devem ser bem conhecidos e o controlador deve ser suficientemente robusto para manter um desempenho aceitável a despeito das variações paramétricas que possam ocorrer.

Controlador PI versus P^{seu}ID

Como pode ser verificado nas equações (4.7) e (4.8), para se realizar um projeto de controlador baseado no cancelamento de pólos e zeros é necessário utilizar um controlador contendo dois zeros, uma vez que o sistema possui dois pólos para o caso desequilibrado. Considerando a função de transferência do controlador *PI* modificado no referencial estacionário, (4.28)-(4.30), e escrevendo-se a mesma na forma mônica, verifica-se não ser possível efetuar o cancelamento, pois um dos coeficientes da função de transferência apresenta dependência com um parâmetro do sistema, ω_s^2 .

$$V_d^s(s) = \frac{2k_p \left(s^2 + \frac{k_i}{k_p} s + \omega_s^2 \right)}{(s^2 + \omega_s^2)} \Xi_d^s(s) \quad (4.49)$$

$$I_d^s(s) = \frac{(R_q + sL_q)(2k_p s^2 + 2k_i s + 2k_p \omega_s^2)}{\left[(L_d L_q - L_{dq}^2) s^2 + (R_d L_q + L_d R_q - 2R_{dq} L_{dq}) s + (R_d R_q - R_{dq}^2) \right] (s^2 + \omega_s^2)} \Xi_d^s(s) \quad (4.50)$$

$$- \frac{(R_{dq} + sL_{dq})(2k_p s^2 + 2k_i s + 2k_p \omega_s^2)}{\left[(L_d L_q - L_{dq}^2) s^2 + (R_d L_q + L_d R_q - 2R_{dq} L_{dq}) s + (R_d R_q - R_{dq}^2) \right] (s^2 + \omega_s^2)} \Xi_q^s(s)$$

Esta limitação resulta em maior dificuldade para o cálculo dos ganhos do controlador, uma vez que a função de transferência de malha fechada do sistema mais controlador é um sistema de sexta ordem, o que torna sua análise complexa. Isto pode ser visto a partir do lugar das raízes em malha fechada para uma carga trifásica desequilibrada (Carga B - Apêndice C), fixando-se o ganho k_i em $38,6 \times 10^3$ e fazendo-se o ganho k_p variar no intervalo [8; 510], figura 4.10a. Na figura, as setas indicam a direção em que os pólos se deslocam a medida que o ganho k_p é variado. É verificado que apenas para valores pequenos do ganho k_p têm-se uma dinâmica sem oscilação. À medida que o ganho k_p cresce o sistema

apresenta todos os seus pólos com parte imaginária diferente de zero. Na figura 4.10b, é feita uma ampliação da figura 4.10a próximo ao zero do eixo imaginário. Nela mostra-se em detalhe a existência de dois pólos complexos (pólos 4 e 6 na figura 4.10a) que a partir de um pequeno valor de k_p eles tornam-se invariantes ($-49,86 \pm j6,28$).

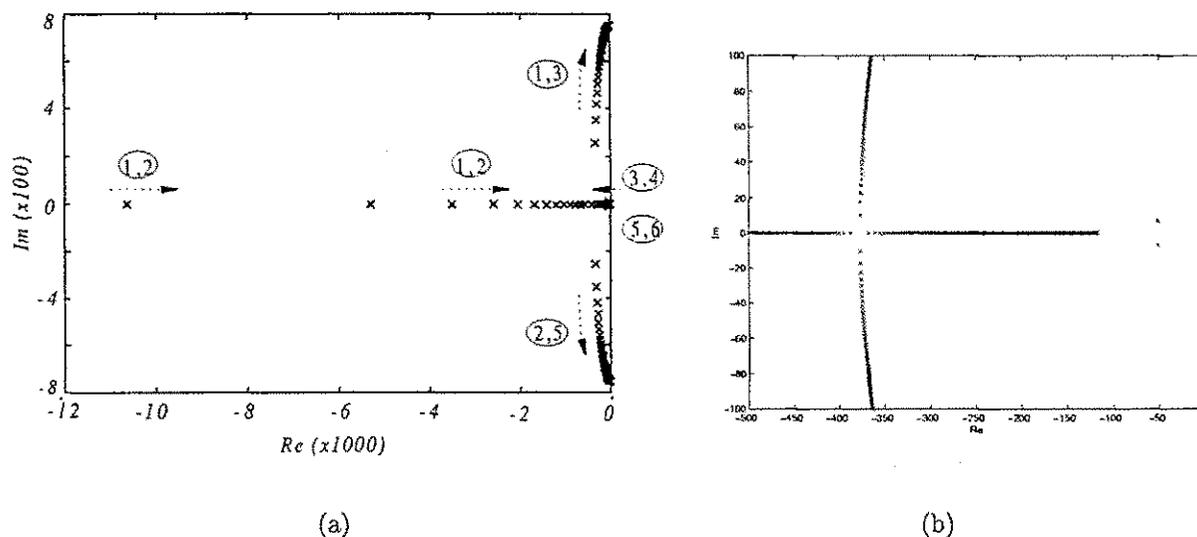


Figura 4.10: Lugar das raízes do controlador PI modificado variando-se o ganho k_p .

Uma alternativa simples para a limitação do controlador PI é a utilização do controlador $P^{seu}ID$, (4.38)-(4.40), pois o mesmo possui dois zeros e um ganho infinito nas frequências $\pm j\omega_s$, isto é,

$$V_d^s(s) = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{(s^2 + \omega_s^2)} \Xi_d^s(s) \quad (4.51)$$

Sendo assim, cancelando-se os zeros do controlador com os pólos do sistema eq. (4.7), a ordem do sistema é reduzida obtendo-se a seguinte função de transferência em malha aberta

$$I_d^s(s) = \frac{(R_q + sL_q) k_a}{(L_d L_q - L_{dq}^2) (s^2 + \omega_s^2)} \Xi_d^s(s) - \frac{(R_{dq} + sL_{dq}) k_a}{(L_d L_q - L_{dq}^2) (s^2 + \omega_s^2)} \Xi_q^s(s) \quad (4.52)$$

na qual,

$$k_b = \frac{k_a (R_d L_q + J_d R_q - 2R_{dq} L_{dq})}{(L_d L_q - L_{dq}^2)} \quad e \quad k_c = \frac{k_a (R_d R_q - R_{dq}^2)}{(L_d L_q - L_{dq}^2)}$$

Nesse caso, o lugar das raízes pode ser determinado para o mesmo sistema desequilibrado em malha fechada, do caso anterior, só que agora um sistema reduzido de quarta ordem,

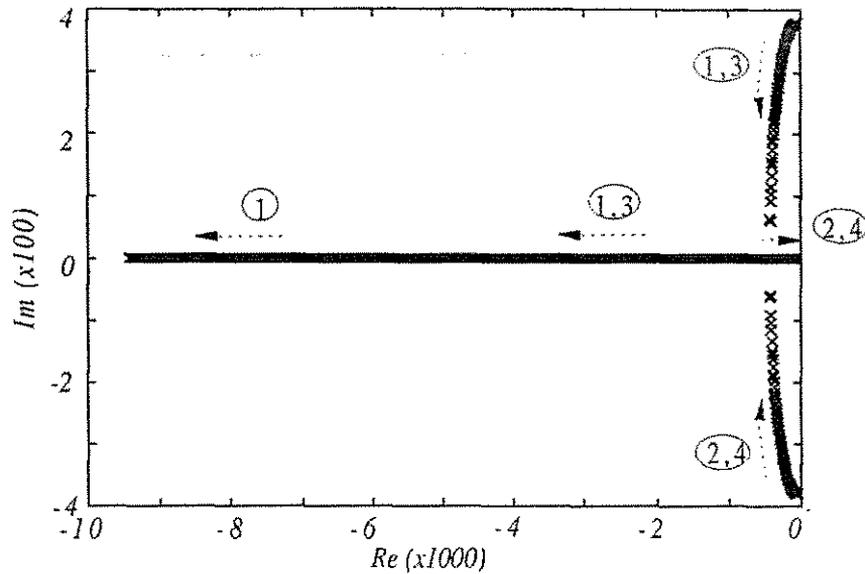


Figura 4.11: Lugar das raízes do controlador $P^{seu}ID$ variando-se o ganho k_a .

figura 4.11. Para isso, os ganhos do controlador são variados na seguinte faixa: $k_a \in [8; 510]$, $k_b \in [1,0 \times 10^3; 5,1 \times 10^5]$ e $k_c \in [2,4 \times 10^5; 1,24 \times 10^8]$.

É importante notar que em ambos os casos (PI e $P^{seu}ID$) o sistema é estável, no entanto, o lugar das raízes torna-se mais fácil para o caso do controlador $P^{seu}ID$ devido ao cancelamento de pólos e zeros. Isto corresponde a uma simplificação na função de transferência em malha aberta (sistema trifásico mais controlador), resultando apenas no ganho k_a para determinar a dinâmica e a largura de faixa do sistema em malha fechada (FTMF).

Na função de transferência (4.52) pode ser incluída uma constante de tempo de atraso T_d , igual à metade do período de amostragem, na tentativa de representar mais fielmente as constantes de tempo pequenas, não modeladas, presentes no sistema, como por exemplo, o atraso causado pela fonte de tensão, sensores e etapas de aquisição de dados. O valor de T_d foi principalmente escolhido em função do tempo de atraso originado pela fonte de tensão, igual a metade do período de operação do inversor de frequência ($10kHz$). Com isso, pode-se calcular via simulação computacional os ganhos do controlador emulando os modos pequenos não modelados, isto é

$$I_d^s(s) = \frac{(R_q + sL_q) k_a}{(L_d L_q - L_{dq}^2) (s^2 + \omega_s^2) (T_d s + 1)} \Xi_d^s(s) - \frac{(R_{dq} + sL_{dq}) k_a}{(L_d L_q - L_{dq}^2) (s^2 + \omega_s^2) (T_d s + 1)} \Xi_q^s(s) \quad (4.53)$$

Para esses cálculos, por efeito de simplificação, a função de acoplamento $I_d^s(s)/\Xi_q^s(s)$ não é considerada, verificando-se que para impor pólos de malha fechada reais é suficiente apenas considerar a função de transferência $I_d^s(s)/\Xi_d^s(s)$. Portanto, são determinados via simulação computacional os valores de k_a para os quais a FTMF apresenta pólos em malha fechada reais e a largura de faixa inferior a frequência de amostragem (10KHz).

Para isso, k_a é variado em uma faixa de valores calculando-se para cada ganho os pólos resultantes da equação característica em malha fechada, sendo armazenados todos os valores de k_a correspondentes a pólos reais. Em seguida, esses ganhos são utilizados na resposta em frequência da FTMF verificando-se os valores de k_a que apresentem frequência de corte não superior a frequência de amostragem.

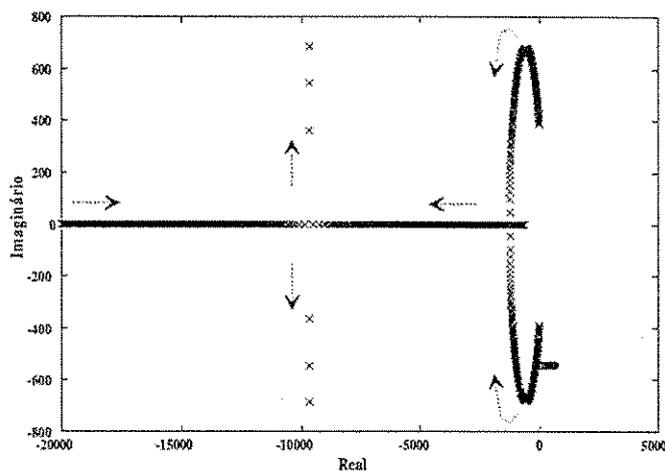
Na figura 4.12a está ilustrado o lugar das raízes da função da FTMF quando k_a é variado ($1 < k_a < 3700$), eq. (4.53). Nas figuras 4.12b, 4.12c e 4.12d estão representados o comportamento dos três pólos da FTMF de forma independente. Como pode ser observado, à medida que k_a é incrementado os pólos de malha fechada tornam-se reais, com parte imaginária zero. Quando os pólos das figuras 4.12b e 4.12c se situam em torno de $s = -10.000$, o sistema volta a apresentar pólos com parte imaginária, o que permite determinar o valor máximo de k_a , para o qual o sistema possui pólos puramente reais. A figura 4.13 corresponde a resposta em frequência do sistema para o valor de k_a igual a 319,6 ($k_b = 3,19 \times 10^5$ e $k_c = 7,80 \times 10^7$), garantindo a dinâmica mais rápida, sem oscilação.

Análise de estabilidade

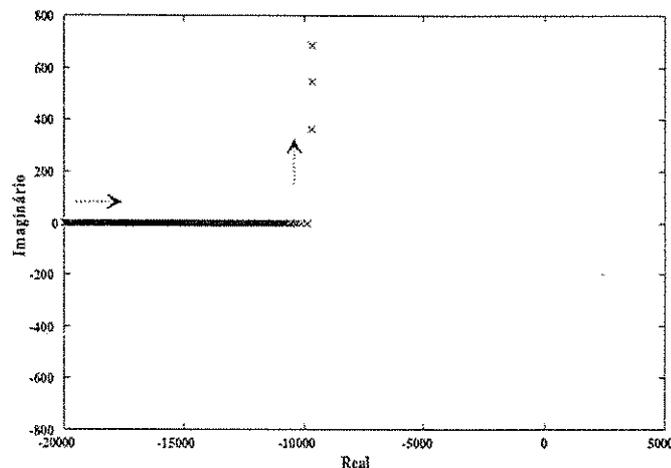
Uma característica importante a ser analisada em uma lei de controle, é a estabilidade dinâmica do sistema controlado mesmo na presença de variações paramétricas (parâmetros do controlador ou sistema), convencionalmente denominada robustez.

Considerando o controlador $P^{seu}ID$ (4.51), por ter apresentado algumas características que o destaca em relação ao controlador PI , é interessante analisar o seu comportamento em malha fechada quando variado algum parâmetro.

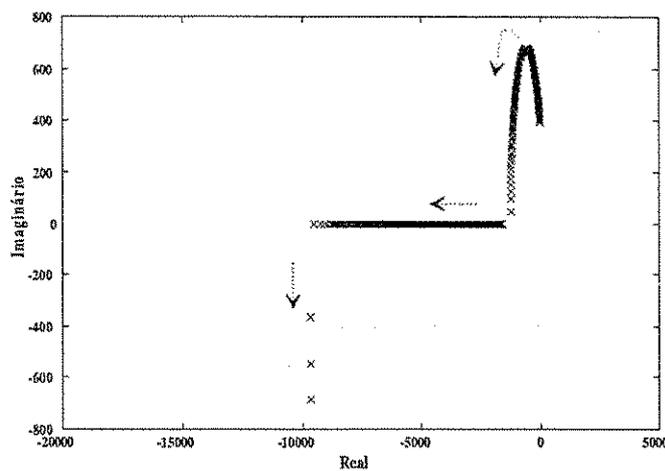
Por exemplo: nem sempre a frequência do sinal de referência é constante, sendo eventualmente variada em uma faixa conforme a necessidade do sistema de acionamento. É adequado investigar o comportamento dinâmico do sistema quando ω_s assume diferentes valores. Na figura 4.14 é determinado o lugar das raízes da função de transferência (4.52) correspondente a Carga B e para ω_s assumindo os seguintes valores: $30\pi rad/s$, $60\pi rad/s$, $90\pi rad/s$ e $120\pi rad/s$. Neste caso, os ganhos do controlador são variados conforme: $k_a \in [8; 510]$, $k_b \in [1,0 \times 10^3; 5,1 \times 10^5]$ e $k_c \in [2,4 \times 10^5; 1,24 \times 10^8]$. Como pode ser observado, a curva do lugar das raízes possui um comportamento semelhante para todos os casos, exceto que o lugar das raízes de cada curva parte de pólos em $\pm j\omega_s$, conforme cada



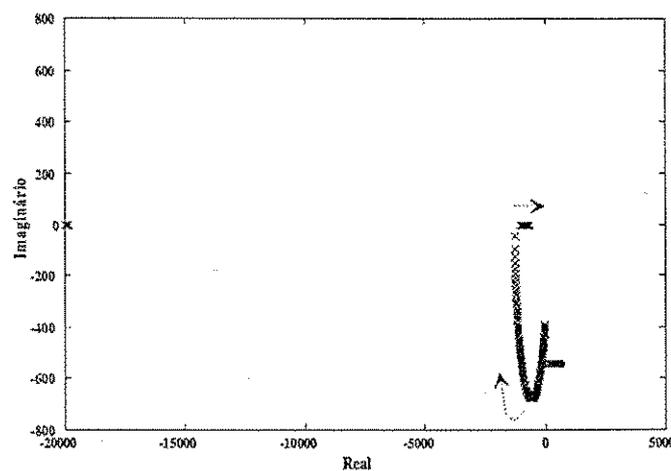
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.12: Lugar das raízes da função de transferência eq. (4.53), em malha fechada. O ganho k_a é variado no intervalo: $1 < k_a < 3700$.

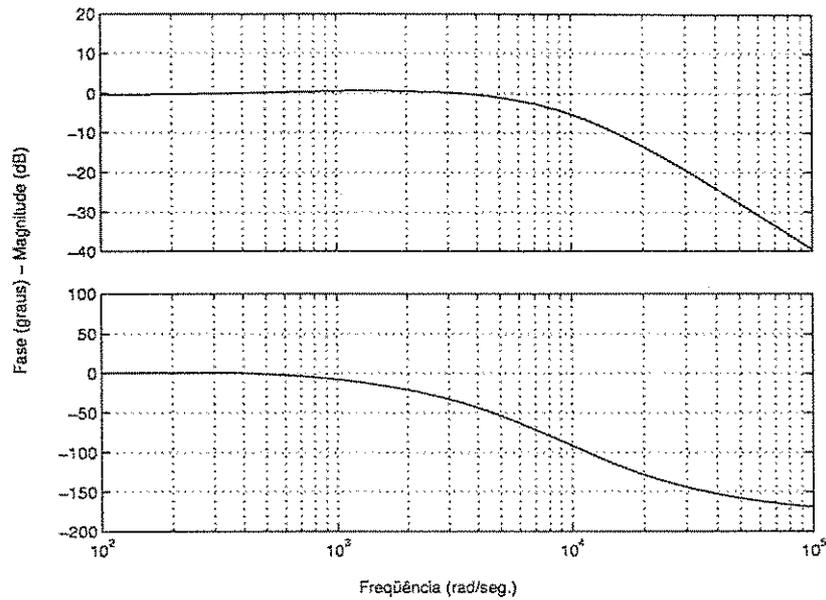


Figura 4.13: Resposta em frequência da FTMF para $k_a = 319,6$.

caso. Além disso, é verificado via simulação que o sistema em malha fechada, independente da frequência ω_s utilizada, possui pólos puramente reais (parte imaginária nula) para todos os casos a partir do ganho $k_a = 261$ e dessa forma, indicando uma boa estabilidade dinâmica independente do parâmetro ω_s .

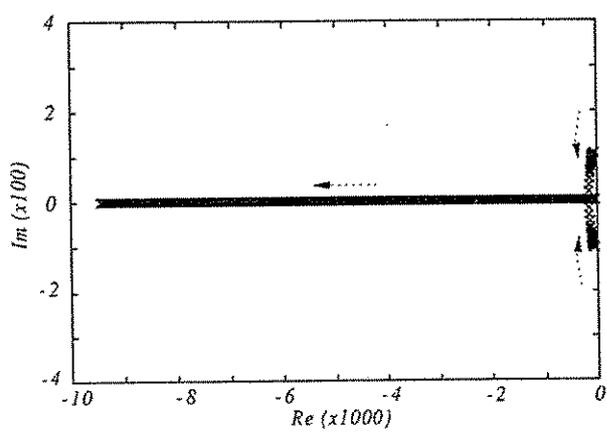
4.3.3 Compensação de acoplamento via matrizes de transformação

Considerando um conhecimento a priori de certos tipos de cargas desequilibradas no sistema trifásico é possível eliminar os termos de acoplamento. Isto pode ser obtido a partir de matrizes de transformação como apresentado a seguir.

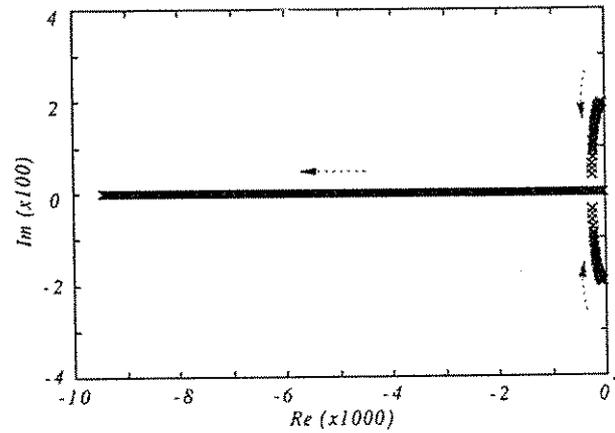
Caso a - Duas fases com impedâncias iguais: Caso duas das três fases possuam impedâncias iguais, como por exemplo fase 2 e fase 3, então R_{dq} e L_{dq} são nulas e o modelo é desequilibrado mas desacoplado. Neste caso, o modelo dq representado por (4.4)-(4.6) é utilizado.

Caso b - A média das impedâncias de duas das três fases é igual à impedância da terceira fase: Neste caso, a seguinte transformação pode ser usada

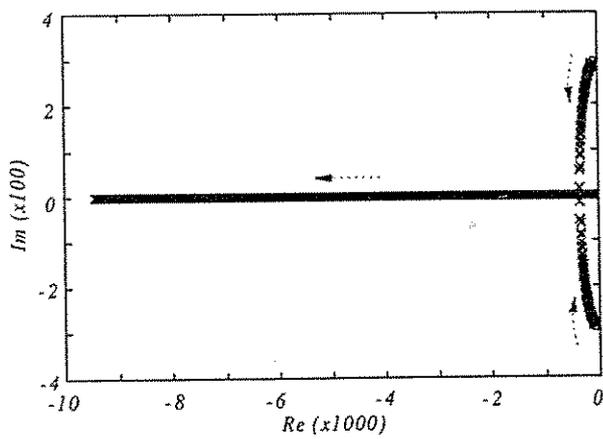
$$\chi_{dq}^s = \mathbf{T}_b \chi_{DQ}^s, \quad \chi_{DQ}^s = \mathbf{T}_b^{-1} \chi_{dq}^s \quad (4.54)$$



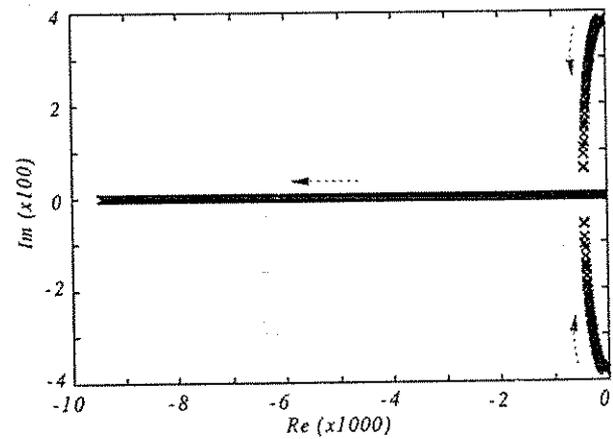
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.14: Lugar das raízes variando-se ω_s : a) $\omega_s = 30\pi \text{ rad/s}$ b) $\omega_s = 60\pi \text{ rad/s}$ c) $\omega_s = 90\pi \text{ rad/s}$ d) $\omega_s = 120\pi \text{ rad/s}$.

onde $\mathbf{T}_b = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ e a variável χ indica genericamente tensão e corrente.

O modelo bifásico obtido após a transformação é dado por

$$\mathbf{v}_{DQ}^s = \mathbf{R}_{DQ}^b \mathbf{i}_{DQ}^s + \mathbf{L}_{DQ}^b \frac{d\mathbf{i}_{DQ}^s}{dt} + \mathbf{e}_{DQ}^s \quad (4.55)$$

onde

$$\mathbf{R}_{DQ}^b = \begin{bmatrix} R_D^b & R_{DQ}^b \\ R_{DQ}^b & R_Q^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_d + R_q)/2 + R_{dq} & (R_d - R_q)/2 \\ (R_d - R_q)/2 & (R_d + R_q)/2 - R_{dq} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

$$\mathbf{L}_{DQ}^b = \begin{bmatrix} L_D^b & L_{DQ}^b \\ L_{DQ}^b & L_Q^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d + L_q)/2 + L_{dq} & (L_d - L_q)/2 \\ (L_d - L_q)/2 & (L_d + L_q)/2 - L_{dq} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Como um exemplo, se $R_1 = (R_2 + R_3)/2$ então $R_d - R_q = 0$ e o sistema torna-se desequilibrado e desacoplado. Nota-se que $R_d = R_q$ no modelo dq implica que o sistema é equilibrado mas acoplado.

Caso c: Indutâncias com valores iguais e resistências diferentes ($L_1 = L_2 = L_3$ e $R_1 \neq R_2 \neq R_3$)

Neste caso, é considerado a seguinte transformação

$$\chi_{dq}^s = \mathbf{T}_c \chi_{DQ}^s, \quad \chi_{DQ}^s = \mathbf{T}_c^{-1} \chi_{dq}^s \quad (4.58)$$

onde,

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} \frac{R_q - R_d - \sqrt{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2}}{2R_{dq}} & \frac{-R_q + R_d + \sqrt{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2}}{2R_{dq}} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

Depois da transformação o modelo torna-se

$$\mathbf{v}_{DQ}^s = \mathbf{R}_{DQ}^c \mathbf{i}_{DQ}^s + \mathbf{L}_{DQ}^c \frac{d\mathbf{i}_{DQ}^s}{dt} + \mathbf{e}_{DQ}^s \quad (4.60)$$

onde,

$$\mathbf{R}_{DQ}^c = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \frac{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2 + (R_d + R_q)\sqrt{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2}}{\sqrt{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{-(R_d - R_q)^2 - 4R_{dq}^2 + (R_d + R_q)\sqrt{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2}}{\sqrt{(R_d - R_q)^2 + 4R_{dq}^2}} \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

$$\mathbf{L}_{DQ}^c = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Este modelo é desequilibrado mas desacoplado.

Caso d: Indutâncias com valores diferentes e resistências iguais ($L_1 \neq L_2 \neq L_3$ e $R_1 = R_2 = R_3$)

Seja a seguinte transformação

$$\mathbf{x}_{dq}^s = \mathbf{T}_d \mathbf{x}_{DQ}^s, \quad \mathbf{x}_{DQ}^s = \mathbf{T}_d^{-1} \mathbf{x}_{dq}^s \quad (4.63)$$

onde,

$$\mathbf{T}_d = \begin{bmatrix} (L_q - L_d - \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}) / (2L_{dq}) & -(L_q - L_d - \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}) / (2L_{dq}) \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Aplicando-se a transformação o modelo torna-se

$$\mathbf{v}_{DQ}^s = \mathbf{R}_{DQ}^d \mathbf{i}_{DQ}^s + \mathbf{L}_{DQ}^d \frac{d\mathbf{i}_{DQ}^s}{dt} + \mathbf{e}_{DQ}^s \quad (4.64)$$

onde,

$$\mathbf{R}_{DQ}^d = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_1 \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

$$\mathbf{L}_{DQ}^d = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \frac{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2 + (L_d + L_q)\sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}{\sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{-(L_d - L_q)^2 - 4L_{dq}^2 + (L_d + L_q)\sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}{\sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}} \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

Este modelo é também desequilibrado mas desacoplado.

Caso e: Indutâncias e resistências com valores diferentes ($L_1 \neq L_2 \neq L_3$ e $R_1 \neq R_2 \neq R_3$)

Para este caso utiliza-se a mesma transformação do caso d. O modelo final ficará

$$\mathbf{v}_{DQ}^s = \mathbf{R}_{DQ}^e \mathbf{i}_{DQ}^s + \mathbf{L}_{DQ}^e \frac{d\mathbf{i}_{DQ}^s}{dt} + \mathbf{e}_{DQ}^s \quad (4.67)$$

onde,

$$\mathbf{R}_{DQ}^e = \begin{bmatrix} R_{DQ}^e(11) & R_{DQ}^e(12) \\ R_{DQ}^e(21) & R_{DQ}^e(22) \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

sendo os termos da matriz dados por,

$$R_{DQ}^e(11) = \frac{1}{2} \frac{(R_d - R_q)(L_d - L_q) + (R_d + R_q) \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2} + 4R_{dq}L_{dq}}{\sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}$$

$$R_{DQ}^e(12) = -\frac{1}{2} \frac{L_{dq}(R_d - R_q)(L_q - L_d) + L_{dq}(R_d - R_q) \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}{L_{dq} \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}} + \frac{R_{dq}(L_q - L_d)^2 + R_{dq}(L_q - L_d) \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}{L_{dq} \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}$$

$$R_{DQ}^e(21) = \frac{1}{2} \frac{L_{dq}(R_d - R_q)(L_q - L_d) - L_{dq}(R_d - R_q) \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}{L_{dq} \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}} + \frac{R_{dq}(L_q - L_d)^2 - R_{dq}(L_q - L_d) \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}{L_{dq} \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}$$

$$R_{DQ}^e(22) = \frac{1}{2} \frac{(R_d - R_q)(L_q - L_d) + (R_d + R_q) \sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2} - 4R_{dq}L_{dq}}{\sqrt{(L_d - L_q)^2 + 4L_{dq}^2}}$$

$$\mathbf{L}_{DQ}^e = \mathbf{L}_{DQ}^d$$

Os termos de acoplamento associados aos termos resistivos permanecem, mas eles podem ser compensados mais facilmente do que os termos indutivos pois não dependem das derivadas.

Observa-se que nos casos de c a e as matrizes de transformação \mathbf{T} dependem dos parâmetros do sistema. Em a e b \mathbf{T} é independente dos parâmetros, no entanto em b o sistema resultante não é ortogonal.

Estratégia de controle

Para eliminar o efeito do acoplamento do sistema pode-se utilizar as matrizes de transformação, \mathbf{T} , equações (4.54), (4.58) e (4.63), de tal forma que, para certos tipos de desequilíbrios o controlador é emulado em um referencial onde o sistema estará livre dos termos de acoplamento. Com isso o controlador poderá atuar mais especificamente em cada fase dos eixos em quadratura, apresentando ganhos diferentes para cada controlador.

Na figura 4.15 está representado o diagrama de blocos para o controle de corrente de um sistema trifásico a três fios. Neste diagrama, a parte no interior do retângulo pontilhado representa a versão contínua no tempo do controlador dado pelas equações (4.38)-(4.40). A matriz de transformação \mathbf{T} pode ser usada a partir das equações (4.54),(4.58) e (4.63) dependendo da condição de desequilíbrio do sistema.

O modelo de espaço de estados correspondente ao controlador $P^{seu}ID$ emulado no novo referencial baseado nas matrizes de transformação \mathbf{T} , equações (4.38)-(4.40), é dado por

$$\frac{dx_{DQi}^s}{dt} = x_{DQi}^{st} + \begin{bmatrix} k_{bd} & 0 \\ 0 & k_{bq} \end{bmatrix} \xi_{DQ}^s \quad (4.69)$$

$$\frac{dx_{DQi}^{st}}{dt} = -\omega_s^2 x_{DQi}^s + \begin{bmatrix} k'_{cd} & 0 \\ 0 & k'_{cq} \end{bmatrix} \xi_{DQ}^s \quad (4.70)$$

$$v_{DQ}^{s*} = x_{DQi}^s + \begin{bmatrix} k_{ad} & 0 \\ 0 & k_{aq} \end{bmatrix} \xi_{DQ}^s \quad (4.71)$$

no qual, $k'_{cd} = k_{cd} - \omega_s^2 k_{ad}$ e $k'_{cq} = k_{cq} - \omega_s^2 k_{aq}$.

Esta estratégia também pode ser implementada no referencial primitivo dq , no qual as variáveis são relacionadas com as variáveis no referencial estacionário equilibrado (DQ) a partir da matriz \mathbf{T} ,

$$\chi_{dq}^s = \mathbf{T} \chi_{DQ}^s \quad , \quad \chi_{DQ}^s = \mathbf{T}^{-1} \chi_{dq}^s \quad (4.72)$$

Quando os ganhos dq do controlador forem iguais, ou seja, matrizes de ganhos equilibradas, \mathbf{T} não modifica a estrutura do controlador inicial. Assim, sua forma no referencial primitivo é igual as equações (4.69)-(4.71).

Utilizando ganhos diferenciados para cada controlador nos eixos em quadratura, e considerando que as matrizes \mathbf{T} e \mathbf{T}^{-1} podem ser representadas genericamente como,

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \quad e \quad \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21})} \begin{bmatrix} t_{22} & -t_{21} \\ -t_{12} & t_{11} \end{bmatrix},$$

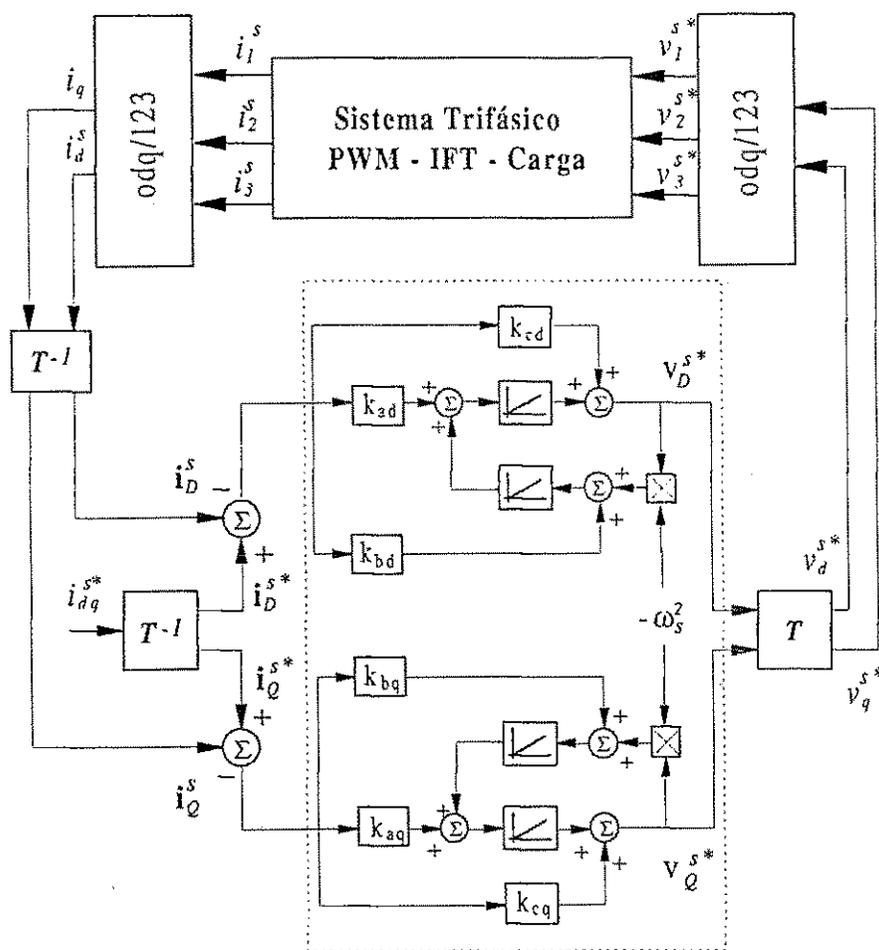


Figura 4.15: Diagrama de blocos do controlador $P^{seu}ID$, referencial síncrono.

o controlador é modificado para a seguinte forma,

$$\frac{dx_{dqi}^s}{dt} = x_{dqi}^{s'} + \frac{1}{(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21})} \begin{bmatrix} t_{11}k_{bd}t_{22} - t_{12}k_{bq}t_{21} & -t_{21}t_{11}(k_{bq} - k_{bd}) \\ t_{21}t_{11}(k_{bq} - k_{bd}) & -t_{21}k_{bd}t_{12} + t_{11}k_{bq}t_{22} \end{bmatrix} \xi_{dq}^s \quad (4.73)$$

$$\frac{dx_{dqi}^{s'}}{dt} = -\omega_s^2 x_{dqi}^s + \frac{1}{(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21})} \begin{bmatrix} t_{11}k'_{cd}t_{22} - t_{12}k'_{cq}t_{21} & -t_{21}t_{11}(k'_{cq} - k'_{cd}) \\ t_{21}t_{11}(k'_{cq} - k'_{cd}) & -t_{21}k'_{cd}t_{12} + t_{11}k'_{cq}t_{22} \end{bmatrix} \xi_{dq}^s \quad (4.74)$$

$$v_{dq}^{s*} = x_{dqi}^s + \frac{1}{(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21})} \begin{bmatrix} t_{11}k_{ad}t_{22} - t_{12}k_{aq}t_{21} & -t_{21}t_{11}(k_{aq} - k_{ad}) \\ t_{21}t_{11}(k_{aq} - k_{ad}) & -t_{21}k_{ad}t_{12} + t_{11}k_{aq}t_{22} \end{bmatrix} \xi_{dq}^s \quad (4.75)$$

Quando o sistema trifásico apresenta condições de desequilíbrio semelhantes aos casos d ou e, equações (4.64) e (4.67), é utilizada uma matriz de transformação de coordenadas conforme equação (4.63). Essa transformação leva o sistema trifásico para um referencial estacionário no qual a matriz indutância é diagonal mas não simétrica. No caso e, escolhe-se desacoplar a matriz indutância, ao invés da matriz de resistências, pois é verificado, via simulação computacional, que o controle de corrente em sistemas com acoplamento na matriz indutância é mais difícil de realizar.

Baseado nas equações (4.73)-(4.75) e a matriz \mathbf{T} em (4.63), o controlador modificado no referencial estacionário é representado por

$$\frac{dx_{dqi}^s}{dt} = x_{dqi}^{s'} + \begin{bmatrix} K_{B11} & K_{B12} \\ K_{B21} & K_{B22} \end{bmatrix} \xi_{dq}^s \quad (4.76)$$

$$\frac{dx_{dqi}^{s'}}{dt} = -\omega_s^2 x_{dqi}^s + \begin{bmatrix} K_{C11} & K_{C12} \\ K_{C21} & K_{C22} \end{bmatrix} \xi_{dq}^s \quad (4.77)$$

$$v_{dq}^{s*} = x_{dqi}^s + \begin{bmatrix} K_{A11} & K_{A12} \\ K_{A21} & K_{A22} \end{bmatrix} \xi_{dq}^s \quad (4.78)$$

implementação digital dos termos de compensação dos eixos em quadratura dq , equações (4.9) e (4.11), pode ser obtida a partir da aproximação de Euler (B.16), substituindo a variável complexa s por $\frac{q-1}{h}$. Considerando o termo de compensação do controlador de eixo direto,

$$U_{dq}^s(s) = \frac{(R_{dq} + sL_{dq})}{(R_q + sL_q)} V_q^s(s) \quad (4.79)$$

é obtido a seguinte lei de controle discreta no tempo

$$U_{dq}^s(t+h) = \left(1 - h\frac{R_q}{L_q}\right) U_{dq}^s(t) + \frac{L_{dq}}{L_q} V_q^s(t+h) + \frac{(hR_{dq} - L_{dq})}{L_q} V_q^s(t) \quad (4.80)$$

De forma semelhante é determinada a lei de controle discreta no tempo para o termo de compensação do controlador de eixo em quadratura, eq. (4.81)

$$U_{qd}^s(s) = \frac{(R_{dq} + sL_{dq})}{(R_d + sL_d)} V_d^s(s) \quad (4.81)$$

tornando-se assim

$$U_{qd}^s(t+h) = \left(1 - h\frac{R_d}{L_d}\right) U_{qd}^s(t) + \frac{L_{dq}}{L_d} V_d^s(t+h) + \frac{(hR_{dq} - L_{dq})}{L_d} V_d^s(t) \quad (4.82)$$

A partir da aproximação de Tustin, obtem-se

$$\begin{aligned} U_{dq}^s(t+h) &= \frac{(2L_q - R_q h)}{(2L_q + R_q h)} U_{dq}^s(t) + \frac{(R_{dq} h + 2L_{dq})}{(2L_q + R_q h)} V_q^s(t+h) \\ &\quad + \frac{(R_{dq} h - 2L_{dq})}{(2L_q + R_q h)} V_q^s(t) \end{aligned} \quad (4.83)$$

$$\begin{aligned} U_{qd}^s(t+h) &= \frac{(2L_d - R_d h)}{(2L_d + R_d h)} U_{qd}^s(t) + \frac{(R_{dq} h + 2L_{dq})}{(2L_d + R_d h)} V_d^s(t+h) \\ &\quad + \frac{(R_{dq} h - 2L_{dq})}{(2L_d + R_d h)} V_d^s(t) \end{aligned} \quad (4.84)$$

4.4 Conclusões

Foi apresentada neste capítulo, a modelagem de um sistema trifásico em termos de variáveis dq representando o comportamento dinâmico e de regime permanente para o sistema em condições de desequilíbrio. Foram propostas novas versões para os controladores PI e $P^{seu}ID$ no referencial estacionário, objetivando o controle de corrente em cargas desequilibradas e a rejeição do conteúdo harmônico presentes em sistemas trifásicos. A versão

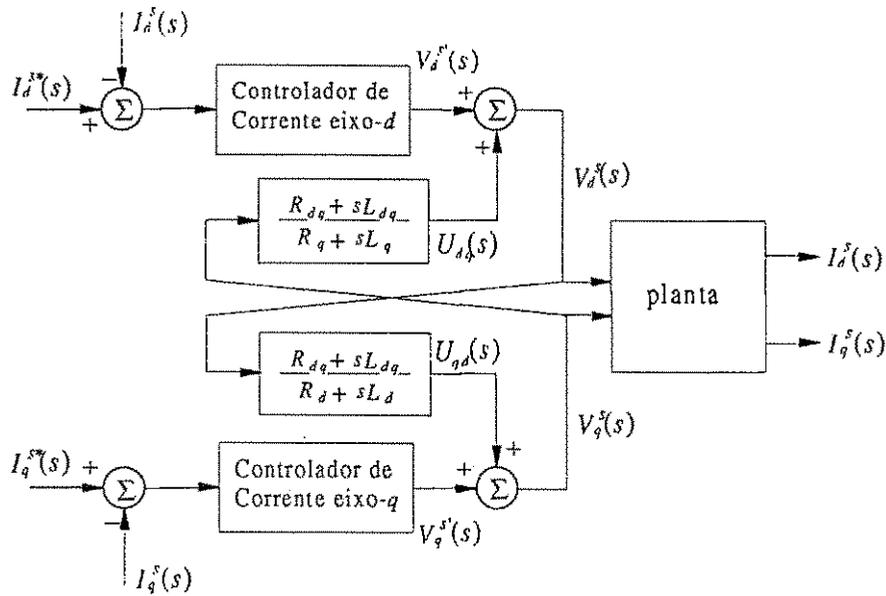


Figura 4.16: Compensação dos termos de acoplamento na saída do controlador.

$P^{seu}ID$ indicou ser a opção mais vantajosa devido ao grau de liberdade fornecido pelos seus ganhos. Assim, é possível conformar a resposta em frequência de tal forma que atenda às necessidades de controle.

Baseado no modelo do sistema, foram apresentadas matrizes de transformação que tornam o sistema desequilibrado em um sistema trifásico equilibrado, para várias condições de desequilíbrio na carga. Este modelo pode ser muito útil para determinar um esquema de controle de corrente mais eficaz, que se antecipa na ação de compensação dos desequilíbrios.

Capítulo 5

Resultados de simulação e experimentais

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais e de simulação dos controladores PI e $P^{seu}ID$ no referencial estacionário, empregados no controle de corrente de sistemas trifásicos desequilibrados e na presença de algum tipo de distorção harmônica. Os resultados obtidos são importantes para demonstrar a eficiência e a validade das estruturas de controle propostas.

5.2 Resultados de Simulação

Para análise e implementação das leis de controle foram obtidos alguns resultados de simulação no ambiente computacional Matlab e no ambiente de programação Turbo C. Basicamente, as estratégias de controle propostas poderiam ser implementadas tanto em uma linguagem como na outra. A escolha do ambiente computacional ficou, portanto, determinada em função da análise que se pretendia realizar, da complexidade da estratégia de controle estudada e do tempo de processamento associado a mesma.

Controlador de seqüência positiva versus controlador de seqüência positiva e negativa

Nesta primeira etapa foram obtidos alguns resultados de simulação com o objetivo de verificar até que nível de desequilíbrio as soluções convencionais são suficientes para o controle de corrente em sistema trifásicos.

Com esse objetivo, foram utilizadas duas leis de controle: a lei de controle PI emulada no referencial estacionário, equações (4.22)-(4.23), dita de seqüência positiva pois compensa

apenas as grandezas i_a que giram no sentido positivo do sistema trifásico; e a lei de controle PI modificada no referencial estacionário, equações (4.28)-(4.30), destinada ao controle de grandezas i_a de seqüência positiva e negativa.

Na figura 5.1 são apresentados os resultados de simulação para as estratégias de controle acima citadas no acionamento de um carga trifásica equilibrada e também apresentando desequilíbrio. Para o caso equilibrado, os parâmetros são dados conforme a Carga A, Apêndice C. No caso desequilibrado, a carga é composta por diferentes valores de resistências e indutâncias em cada fase. A fase 1, por exemplo, possui os mesmos valores que a Carga A ($R_1 = 2,1\Omega$ e $L_1 = 42mH$) e as fases 2 e 3 são formadas adicionando-se e subtraindo-se uma porcentagem dos valores de R_1 e L_1 ($R_2 = R_1 + n\%$, $L_2 = L_1 + n\%$, $R_3 = R_1 - n\%$, e $L_3 = L_1 - n\%$).

Na figura 5.1a e 5.1b são apresentados os erros de corrente de eixo d e q para o sistema equilibrado e utilizando-se os controladores PI de seqüência positiva e PI de seqüência positiva e negativa, respectivamente. Como pode ser observado, no caso equilibrado e para um mesmo par de ganhos ($k_p = 123,38$ e $k_i = 1,25 \times 10^4$) as duas estratégias de controle têm o mesmo desempenho, portanto por questão de simplicidade, a lei de controle PI convencional seria suficiente para atender as variações dos sinais de comando a contento.

Com o sistema apresentando algum nível de desequilíbrio, fig. 5.1c a 5.1f, verifica-se a partir das figuras 5.1c, 5.1e e 5.1g que o controlador de seqüência positiva não é suficiente para o controle de corrente, apresentando um erro de regime permanente de amplitude constante e com freqüência ω_s . Isto pode ser explicado devido à presença de componentes de seqüência negativa na corrente trifásica, girando à freqüência ω_s , e no sentido negativo do sistema trifásico. No entanto, para os mesmos níveis de desequilíbrios ($n = 5\%$, 15% e 35%), o controlador PI modificado de seqüência positiva e negativa apresentou para todos os casos um erro de regime permanente aproximadamente zero, conforme apresentado nas figuras 5.1d, 5.1f e 5.1h, demonstrando assim, que esta estratégia de controle é mais apropriada para o controle de corrente em sistemas apresentando desequilíbrios.

Para esses resultados a carga foi alimentada por uma fonte ideal com $h = 100\mu s$. A corrente de referência na fase 1 é dada por $i_1^{s*} = 2I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < t_{max}/2$, e $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $t_{max}/2 \leq t \leq t_{max}$, onde $I_m = 2,5A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$, e $t_{max} = 0,5 s$.

Controlador PI versus $P^{seu}ID$

Alguns resultados de simulação foram obtidos com os controladores propostos, fig. 5.2, para tanto, foram utilizadas as leis de controle PI para implementar o controlador discreto no tempo, equações (4.32)-(4.34), e a versão $P^{seu}ID$, equações (4.41)-(4.43). A carga é um sistema trifásico desequilibrado (carga C - Apêndice C) alimentada por uma fonte ideal com

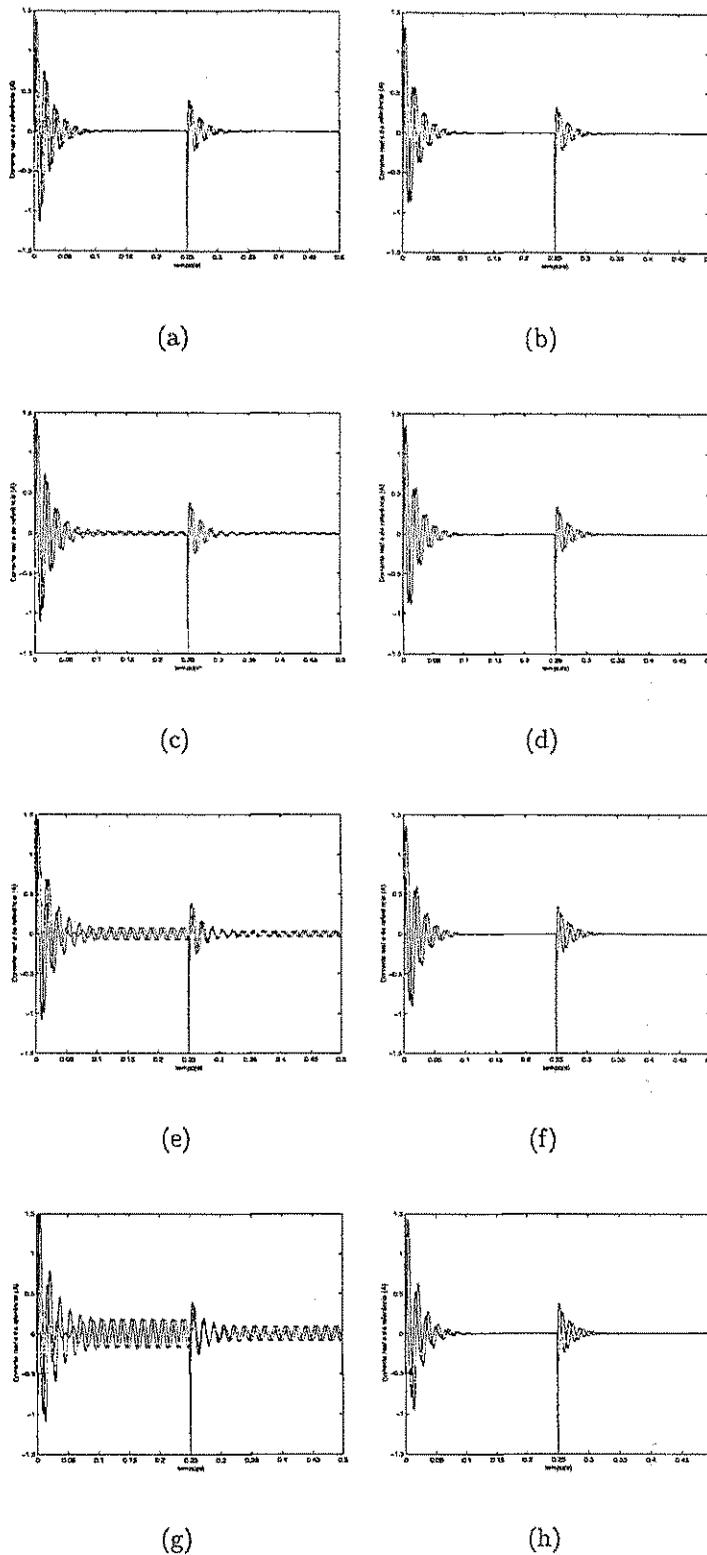


Figura 5.1: Erro de corrente de eixo d e q : a) controlador seq. positiva (sist. equilibrado), b) controlador seq. positiva e negativa (sist. equilibrado), c) controlador seq. positiva (sist. desequilibrado, $n = 5\%$), d) controlador seq. positiva e negativa (sist. des., $n = 5\%$), e) controlador seq. positiva ($n = 15\%$), f) controlador seq. positiva e negativa ($n = 15\%$), g) controlador seq. positiva ($n = 35\%$) e h) controlador seq. positiva e negativa ($n = 35\%$).

$h = 100\mu s$. A corrente de referência na fase 1 é dada por $i_1^{s*} = 2I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < t_{\max}/2$, e $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $t_{\max}/2 \leq t \leq t_{\max}$, onde $I_m = 5A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$, e $t_{\max} = 0,6s$. As formas de onda indicam que o erro para os dois primeiros controladores tendem a zero, no entanto o controlador baseado em (4.41)-(4.43), fig. 5.2b, apresenta uma resposta dinâmica sem oscilação. No caso do controlador *PI*, a resposta apresenta uma frequência de oscilação ω_s próxima à $120\pi rad/s$ e a duração do transitório é de aproximadamente $0,1s$. O transitório com o controlador *P^{seu}ID* é aproximadamente igual ao do controlador *PI*, no entanto os ganhos do controlador são calculados para compensar a dinâmica da planta na condição de desequilíbrio, e fixando a malha fechada com pólos reais com parte imaginária zero.

Os ganhos do controlador *P^{seu}ID* foram determinados conforme os critérios de projeto apresentados anteriormente, figuras 4.12 e 4.13 ($k_a = 319,6$; $k_b = 3,19 \times 10^5$ e $k_c = 7,80 \times 10^7$), dessa forma, respeitando a largura de faixa do sistema amostrado e garantindo a dinâmica desejada.

Compensação de harmônicos

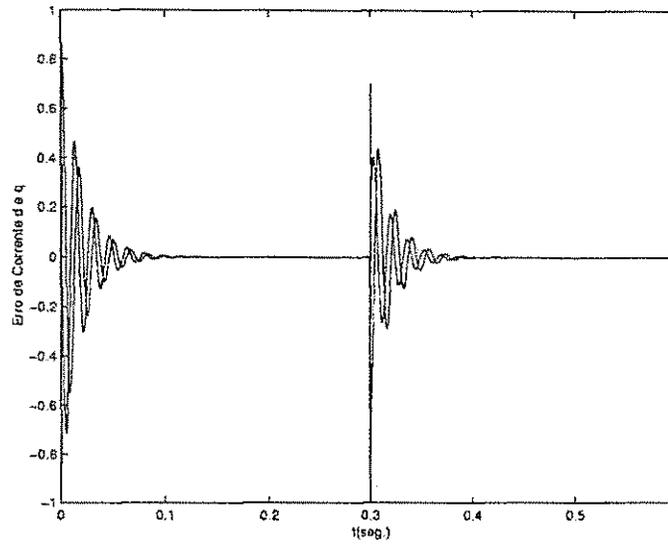
Com o objetivo de demonstrar a importância do controle de corrente em cargas contendo componentes harmônicas de baixa frequência, na figura 5.3 são apresentados resultados de simulação para uma carga desequilibrada (Carga C - Apêndice C) e contendo uma força contra-eletromotriz com um conteúdo de quinto harmônico em torno de 30%. Para este caso foram utilizados duas estratégias de controle: (a) um controlador *PI* estacionário compensando a frequência fundamental e (b) uma estrutura de controle com dois controladores *PI* estacionário, um emulado na frequência fundamental e outro no quinto harmônico.

Na figura 5.3a é apresentada a corrente de referência, i_d^{s*} , e a correntes real, i_d^s , para o caso da compensação apenas na frequência fundamental. É, portanto, bastante visível a distorção na corrente real, causada pela força contra-eletromotriz. Para minimizar esse efeito, na figura 5.3b o controlador possui um caminho adicional, visando o controle dos harmônicos de baixa ordem, semelhante à estrutura de controle da figura 4.9. Nesse caso, a corrente real segue melhor a referência apresentando uma menor distorção

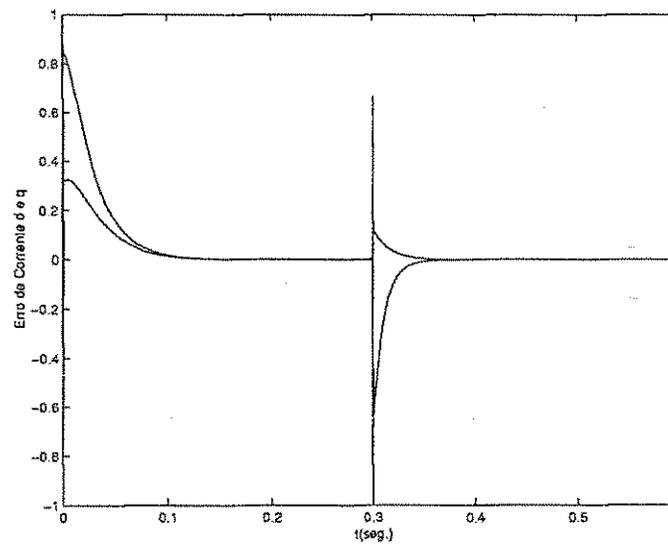
O sistema de controle é baseado no diagrama da figura 4.6, o qual foi implementado no MATLAB com $h = 100\mu s$. A corrente de referência na fase 1 é dada por $i_1^{s*} = 2I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < t_{\max}/2$, e $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $t_{\max}/2 \leq t \leq t_{\max}$, onde $I_m = 0,5A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$, e $t_{\max} = 14ms$.

Matrizes de Transformação T

Na figura 5.4 está representado a resposta dinâmica dos controladores *PI* e *P^{seu}ID*

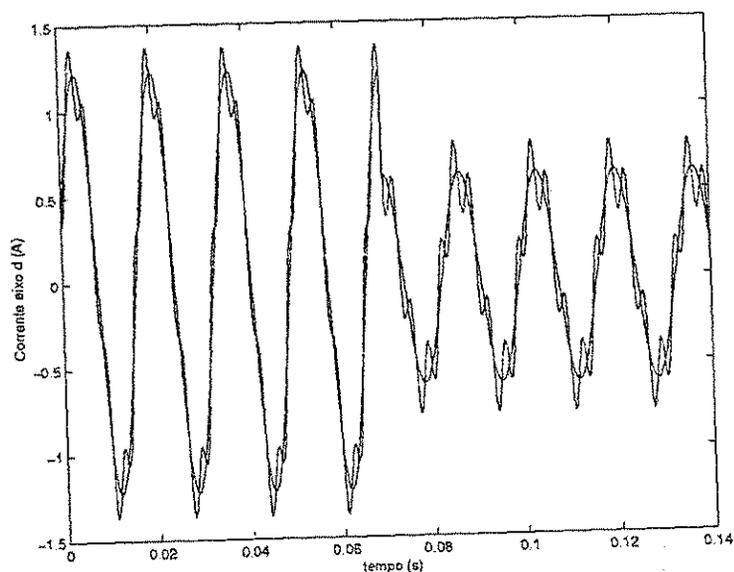


(a)

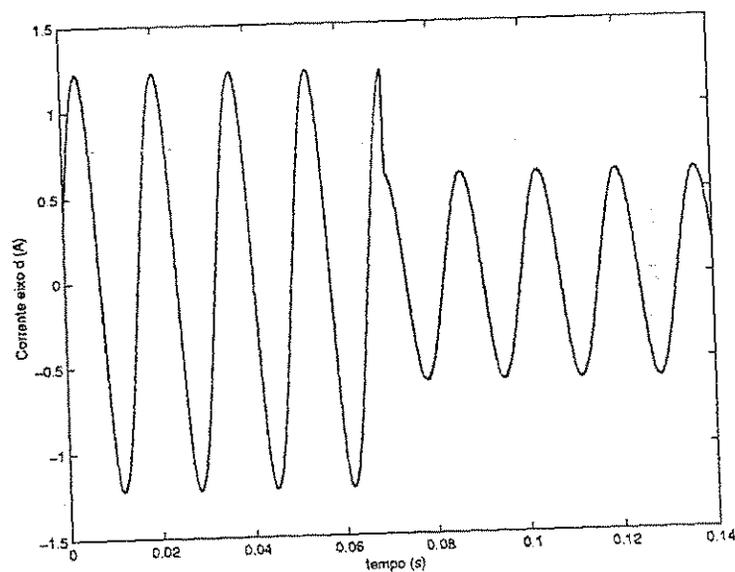


(b)

Figura 5.2: Erro de corrente: a) controlador PI b) controlador $P^{seu}ID$.



(a)



(b)

Figura 5.3: Correntes de referência e da carga (eixo- d): a) controlador operando na frequência fundamental b) controlador na frequência fundamental e quinto harmônico.

baseado nas matrizes de transformação T , figura 4.15 e equações (4.54), (4.58) e (4.63). Pode ser facilmente visto que a versão baseada nas transformações T apresenta uma melhor resposta dinâmica em relação às correntes dq , comparada com a versão $P^{seu}ID$ sem transformações. Isto se deve ao fato que as transformações baseadas nos desequilíbrios da carga antecipam a ação do controlador aos acoplamentos existentes entre as variáveis dos eixos em quadratura, assim compensando mais efetivamente os desequilíbrios existentes. A carga é um sistema trifásico desequilibrado com os parâmetros iguais ao caso anterior, e alimentado por uma fonte ideal com $h = 100\mu s$. As correntes de referência dq são dadas por $i_{dq}^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < t_{max}/3$, $i_{dq}^{s*} = 2I_m \cos(\omega_s t)$, $t_{max}/3 \leq t \leq t_{max}$, e a amplitude de $i_q^{s*} = -2I_m$ em $2t_{max}/3 \leq t \leq t_{max}$ ($I_m = 5A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$, e $t_{max} = 0,6s$).

Compensação de desequilíbrio na saída do controlador

Na figura 5.5 está representada a resposta dinâmica do controlador $P^{seu}ID$ e $P^{seu}ID$ com o termo de compensação de desequilíbrio na saída do controlador, figura 4.16 e equações (4.79) e (4.81), ou (4.83) e (4.84). Para implementar os termos de compensação dq foi necessário realizar algumas aproximações nas equações discretas no tempo, devido ao acoplamento que existe entre os termos d e q . Este acoplamento resulta em um laço algébrico entre as variáveis $U_{dq}^s(t+h)$, $V_q^s(t+h)$, $U_{qd}^s(t+h)$ e $V_d^s(t+h)$, uma vez que não é possível fornecer perfeitamente os termos $U_{dq}^s(t+h)$ e $U_{qd}^s(t+h)$ no mesmo instante $t+h$ pois são funções de $V_q^s(t+h)$ e $V_d^s(t+h)$, respectivamente, no qual esses últimos dependem dos primeiros no mesmo instante $t+h$. Portanto, para implementar esses termos foram feitas as seguintes considerações: $V_d^s(t+h) = V_d^s(t)$, e $V_q^s(t+h) = V_q^s(t)$, levando as seguintes equações discretas no tempo,

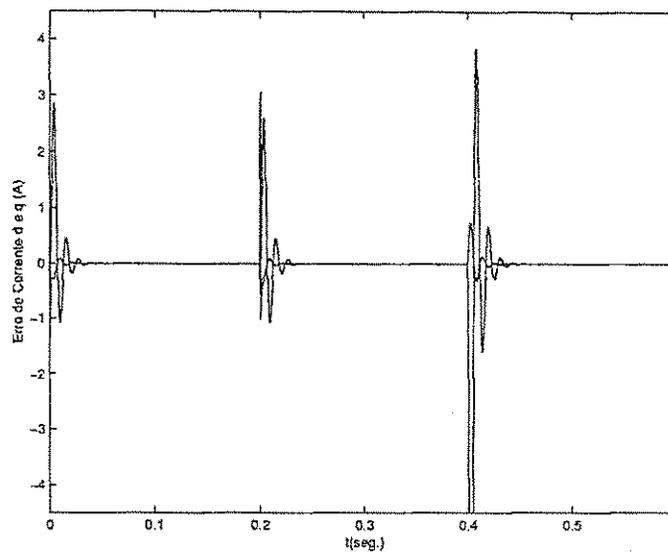
$$U_{dq}^s(t+h) = \left(1 - h \frac{R_q}{L_q}\right) U_{dq}^s(t) + \frac{h R_{dq}}{L_q} V_q^s(t) \quad (5.1)$$

$$U_{qd}^s(t+h) = \left(1 - h \frac{R_d}{L_d}\right) U_{qd}^s(t) + \frac{h R_{dq}}{L_d} V_d^s(t) \quad (5.2)$$

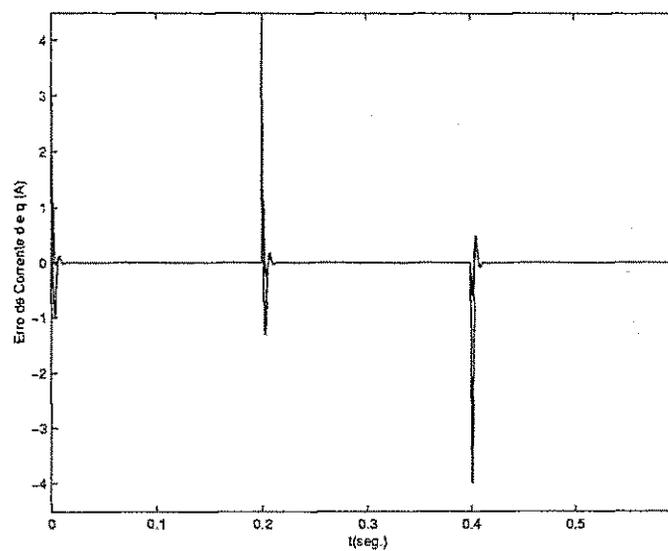
utilizando a aproximação de Euler, ou,

$$U_{dq}^s(t+h) = \frac{(2L_q - R_q h)}{(2L_q + R_q h)} U_{dq}^s(t) + \frac{2R_{dq} h}{(2L_q + R_q h)} V_q^s(t) \quad (5.3)$$

$$U_{qd}^s(t+h) = \frac{(2L_d - R_d h)}{(2L_d + R_d h)} U_{qd}^s(t) + \frac{2R_{dq} h}{(2L_d + R_d h)} V_d^s(t) \quad (5.4)$$



(a)



(b)

Figura 5.4: Erro de corrente: a) controlador $P^{seu}ID$ b) controlador $P^{seu}ID$ baseado nas transformações T.

de acordo com a aproximação de Tustin.

Observando-se o comportamento das curvas de corrente real e de referência de eixo d , para as duas leis de controle, 5.5a e 5.5b, não se percebe nenhuma melhora quando utilizada a estrutura de controle com o termo de compensação na saída do controlador. Isto pode ser explicado devido ao baixo nível de tensão na saída do termo de compensação, aproximadamente 4% do nível de tensão na saída do controlador sem compensação (curva tracejada na figura 5.5c). Nas simulações foram utilizadas a aproximação de Tustin, no entanto as equações (5.1) e (5.2) conduziram a um resultado equivalente. Para este caso, a carga é um sistema trifásico desequilibrado (Carga B), e alimentada por uma fonte ideal com $h = 100\mu s$. A corrente de referência na fase 1 é dada por $i_1^{s*} = 2I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < t_{\max}/2$, $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $t_{\max}/2 \leq t \leq t_{\max}$, ($I_m = 2,5A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$, e $t_{\max} = 0,014s$).

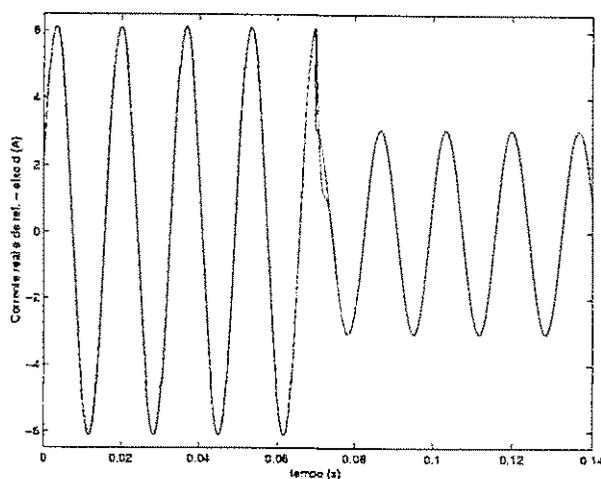
5.3 Resultados Experimentais

Para confirmar a eficiência do método de controle proposto, alguns experimentos foram realizados empregando uma plataforma de acionamento trifásica, figura 5.6. Este sistema possui um estágio conversor de potência ca/ca que converte a tensão elétrica trifásica da rede de frequência fixa, para uma tensão de amplitude e frequência variáveis necessária para acionar a carga.

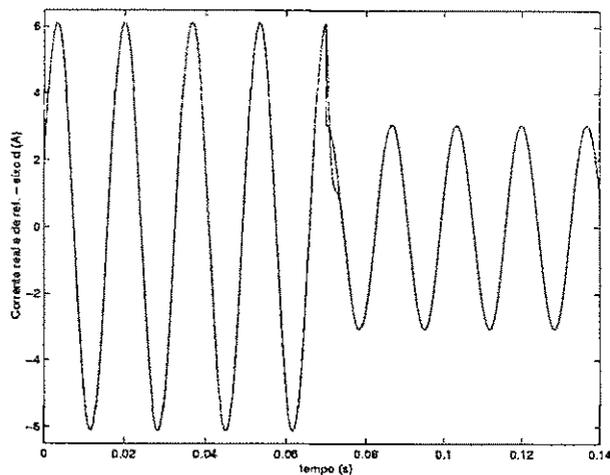
Numa primeira etapa, a energia é convertida para cc a partir de um retificador trifásico não controlado, seguido de um filtro capacitivo passivo. Na etapa seguinte, a energia é transformada de volta para a forma alternada a partir de um inversor fonte de tensão trifásico (*IFT*) com dispositivos semicondutores de potência. Esses dispositivos são gatilhados na condição de chave “on-off”, com o inversor operando em frequência fixa. A amplitude e a frequência do sinal de alimentação são determinadas pelo ciclo de trabalho das chaves de potência.

O subsistema de controle é formado por placas de interface dedicadas e uma plataforma baseada em um microcomputador. Faz parte do subsistema, circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos obtidos da carga, bem como os circuitos de controle das chaves do inversor fonte de tensão. As estratégias de controle são implementadas em nível de “software”, sendo as rotinas executadas em tempo real via programação em C.

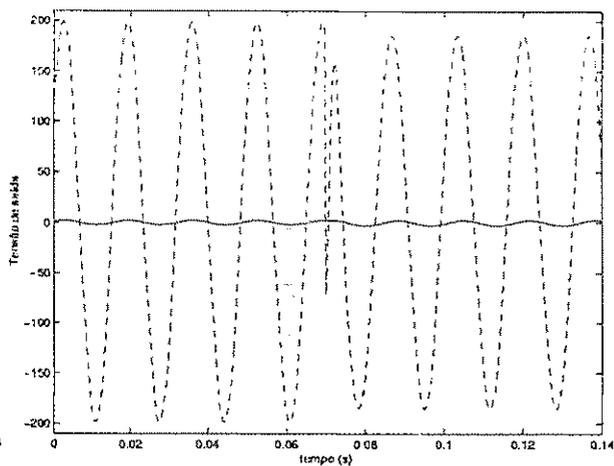
A linguagem C foi escolhida devido sua característica versátil de permitir ao programador utilizar tanto comandos de alto nível como comandos em nível de “hardware”. Os comandos de baixo nível são essenciais para manipular os dispositivos digitais do computador, permitindo que os mesmos possam ser alterados ou controlados individualmente, como



(a)



(b)



(c)

Figura 5.5: Corrente real e de referência de eixo- d : a) controlador $P^{seu}ID$ b) controlador $P^{seu}ID$ com termo de compensação c) tensão de saída do controlador e termo de compensação.

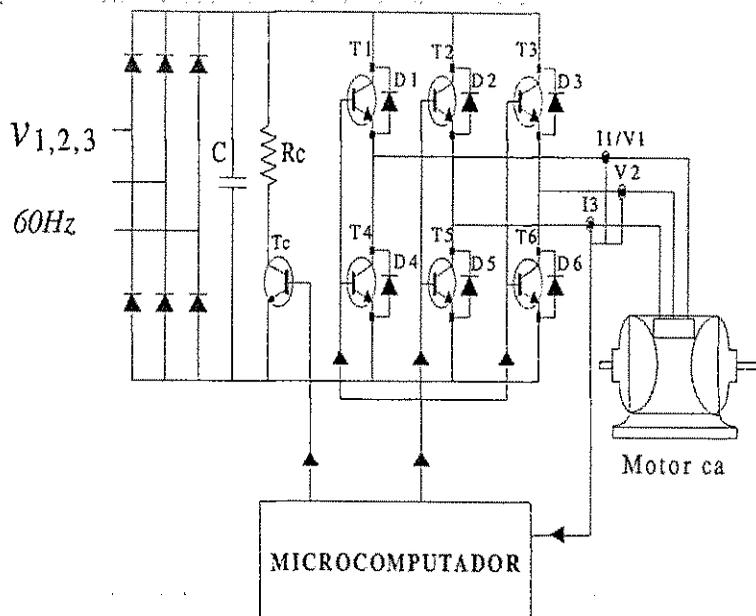


Figura 5.6: Plataforma de acionamento de propósito geral.

também acessar o barramento do computador por meio do qual as placas de interface com o sistema real são endereçadas, dessa forma, implementando do controle em tempo real. Foi também utilizado o ambiente computacional Matlab como ferramenta de análise dos resultados obtidos nos experimentos, tendo em vista sua versatilidade e disponibilidade de bibliotecas de propósito geral, como por exemplo: confecção de gráficos, comparação das estratégias de controle, análise espectral das correntes, etc.

As variáveis utilizadas nas estratégias de controle foram medidas a partir de sensores indutivos, seguidos de filtros "antialiasing" (largura de faixa - 1 kHz) e convertidas na forma digital por conversores A/D operando a uma taxa de amostragem de 10 kHz .

Para implementar as condições de desequilíbrios e distorção harmônica na carga foram montadas várias configurações de resistores, indutores e um banco de transformadores conectados em série e paralelo com o enrolamento de máquinas assíncronas com rotor em gaiola.

Controlador de seqüência positiva e negativa

Na figura 5.8a estão representadas as correntes de referência (i_d^{s*} e i_q^{s*}) e real (i_d^s e i_q^s), para uma carga trifásica desequilibrada sendo alimentada por um *IFT* controlado por corrente. A carga desequilibrada é implementada a partir de um motor de indução trifásico equilibrado com um resistor de 26Ω conectado em série a um dos enrolamentos e um indutor de 23mH em série com um outro enrolamento, figura 5.7. Os parâmetros do motor são apresentados no Apêndice C, Máquina A. O sistema de controle é baseado no controlador

de seqüência positiva e é implementado via programação em um microcomputador com $h = 300\mu s$. As correntes de referência são equilibradas e a fase 1 é dada por $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < t_{\max}/2$ e $i_1^{s*} = (I_m/2) \cos(\omega_s t)$, $t_{\max}/2 \leq t \leq t_{\max}$, onde $I_m = 1A$, $\omega_s = 20\pi rad/s$ e $t_{\max} = 1,19s$.

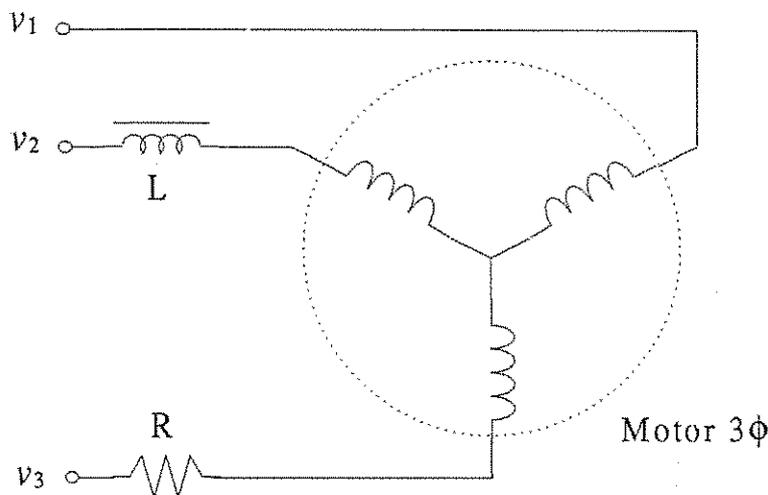


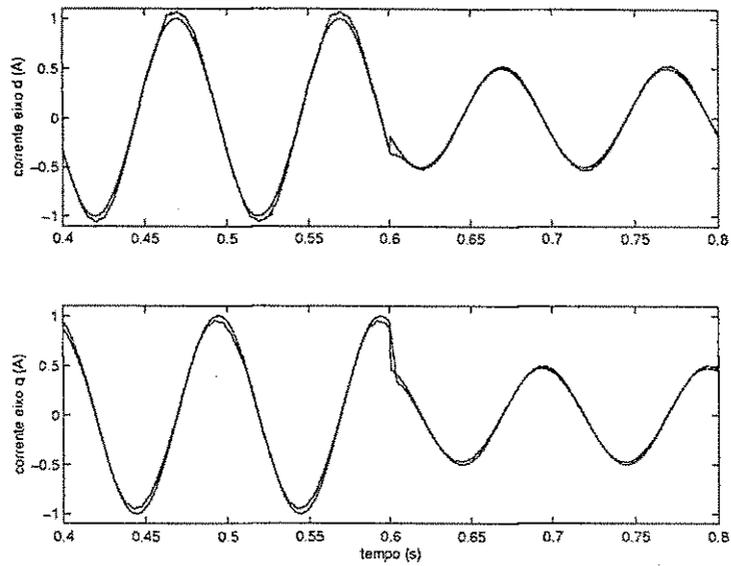
Figura 5.7: Sistema trifásico desequilibrado.

Como pode ser observado o erro de corrente apresenta em regime permanente um valor máximo de aproximadamente 7%. No entanto, quando um controlador de seqüência positiva e negativa é utilizado, pode-se notar que a corrente real segue bem melhor a referência e existe uma redução no erro de corrente para aproximadamente 2%. A figura 5.8(b) ilustra as correntes de referência (i_d^{s*} e i_q^{s*}), real (i_d^s e i_q^s). Para este caso são aplicadas as mesmas correntes de referência, e o sistema de controle é baseado no diagrama representado na figura 4.6.

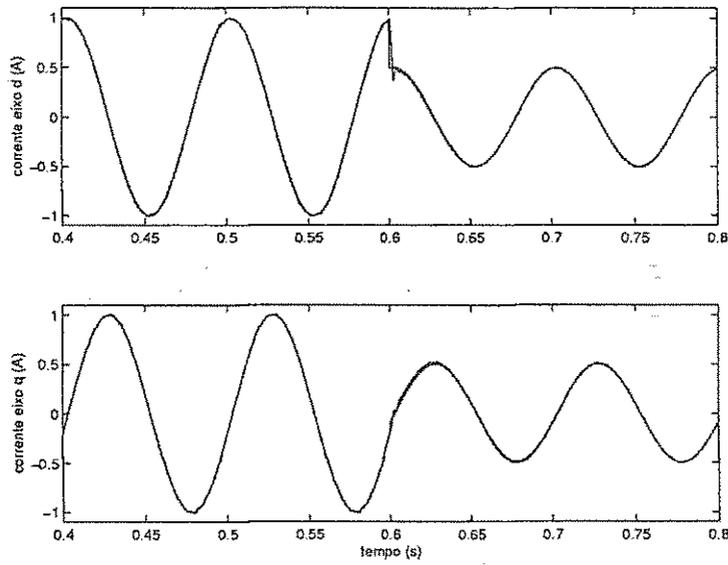
Controlador PI versus $P^{seu}ID$

Para comprovar os resultados de simulação, alguns resultados experimentais foram obtidos com os controladores PI , equações (4.32)-(4.34), e a versão $P^{seu}ID$, equações (4.41)-(4.43), figura 5.9. A carga trifásica é composta de um motor de indução trifásico equilibrado (Máquina B), ligado em estrela, e com rotor bloqueado. A carga desequilibrada é implementada inserindo-se um resistor de 52Ω conectado em série a um dos enrolamentos e um indutor de $23mH$ em série com um outro enrolamento, conforme figura 5.7.

As correntes de referência são equilibradas e a fase 1 é dada por $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < 0,004s$ e $i_1^{s*} = (I_m/2) \cos(\omega_s t)$, $0,004s \leq t \leq t_{\max}$, onde $I_m = 0,8A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$ e $t_{\max} = 0,016s$. As formas de onda indicam que o erro para os dois controladores tendem a zero, no entanto o controlador $P^{seu}ID$ possui uma resposta dinâmica mais rápida, com um



(a)



(b)

Figura 5.8: Resultados experimentais, corrente de referência e da carga: a) controlador de seqüência positiva b) controlador de seqüência positiva e negativa.

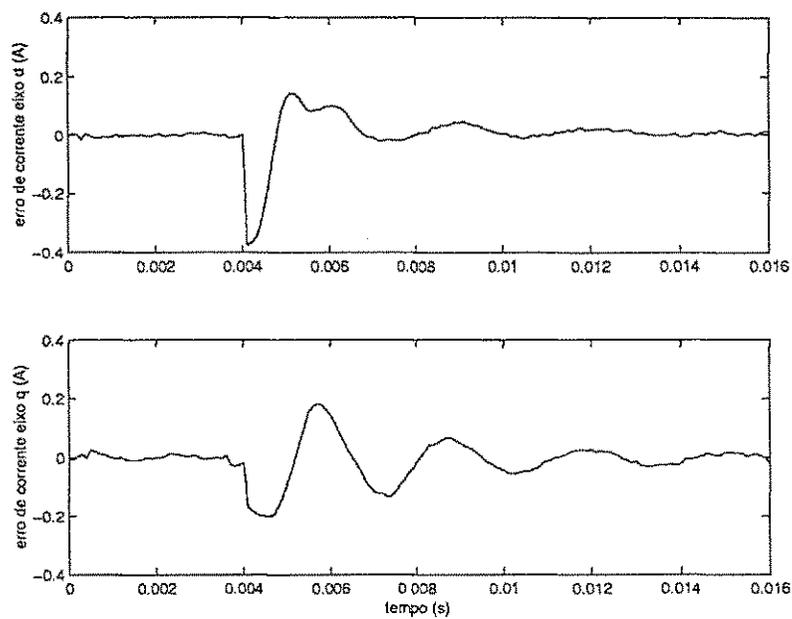
coeficiente de amortecimento maior. Os ganhos do controlador $P^{seu}ID$ foram calculados para compensar a dinâmica da planta na condição de desequilíbrio, e fixando a malha fechada com pólos reais com parte imaginária zero. Contudo, verifica-se que a sua resposta ainda apresenta um transitório com oscilação, pois devido as incertezas do sistema torna-se impreciso o projeto do controlador baseado no cancelamento de pólos e zeros.

Compensação de harmônicos

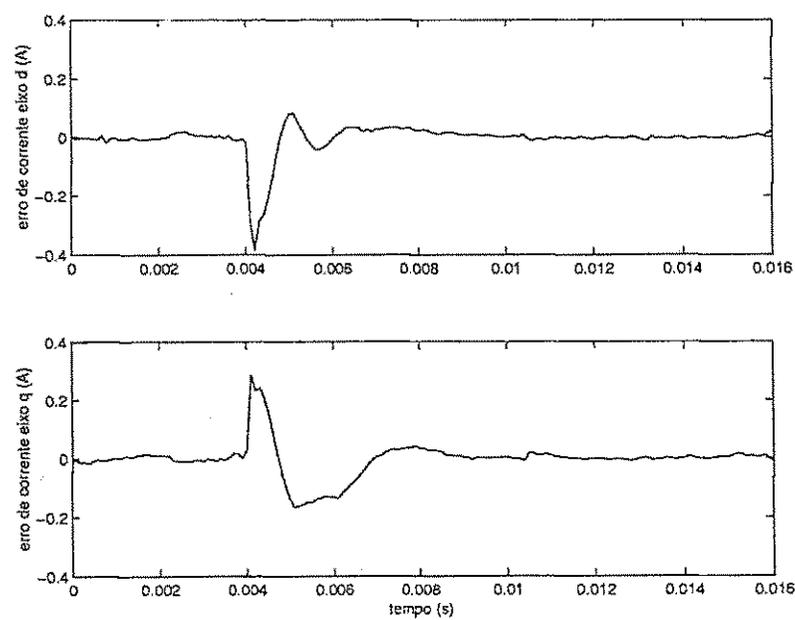
Os resultados experimentais para compensação de harmônicos são implementados no mesmo sistema de acionamento, figura 5.6. Neste caso, a carga trifásica desequilibrada é formada por um motor ca trifásico (Máquina A) e um banco de transformadores trifásicos (110/220V – 2/1A), conectado em paralelo, figura 5.10. Como o banco de transformadores está operando em vazio, apenas a corrente de excitação magnética é solicitada, contendo componentes harmônicos de baixa ordem. A carga desequilibrada é implementada a partir de um resistor de 52Ω conectado em série a um dos enrolamentos e um indutor de $23mH$ em série com um outro enrolamento, conforme figura 5.7.

Na figura 5.11 são apresentadas as correntes de referência, i_d^{s*} e i_q^{s*} , as correntes reais, i_d^s e i_q^s , para dois casos: a) compensação na frequência fundamental e b) compensação da fundamental e harmônicos de baixa ordem. O sistema de controle é baseado no diagrama da figura 4.6, sendo implementado via programação em um microcomputador com $h = 100\mu s$. As correntes de referência são as mesmas do caso anterior, exceto com $\omega_s = 20\pi rad/s$ e $t_{max} = 0,4s$. As formas de onda em 5.11a apresentam uma certa distorção harmônica indicando que o controlador estacionário operando apenas na frequência fundamental não segue a corrente de referência a contento. Em 5.11b temos dois controladores estacionários PI atuando, um emulado na frequência fundamental e o outro na frequência de quinto harmônico. Nesse caso, a corrente real segue melhor a referência apresentando uma menor distorção.

Para confirmar esse resultado, na figura 5.12 são apresentados os espectros de frequência indicando o conteúdo harmônico dos erros de corrente de eixo d e q para os casos de estratégias de controle apenas compensando a fundamental (a) e incluindo um controlador ressonante emulado no quinto harmônico (b). Os espectros de frequência das variáveis reais amostradas são obtidos a partir de uma rotina implementando uma transformada rápida de Fourier. Como pode ser verificado, a estrutura de controle com compensação de harmônico além de eliminar o erro na fundamental reduz totalmente a componente de quinto harmônico nos erros de corrente d e q . Contudo, pode-se observar que a corrente de eixo q possui uma componente de terceiro harmônico considerável em relação ao eixo d , e que não é totalmente eliminada pelo controlador de quinto harmônico. Isto ocorre



(a)



(b)

Figura 5.9: Erro de corrente: a) controlador PI b) controlador P^{seuID} .

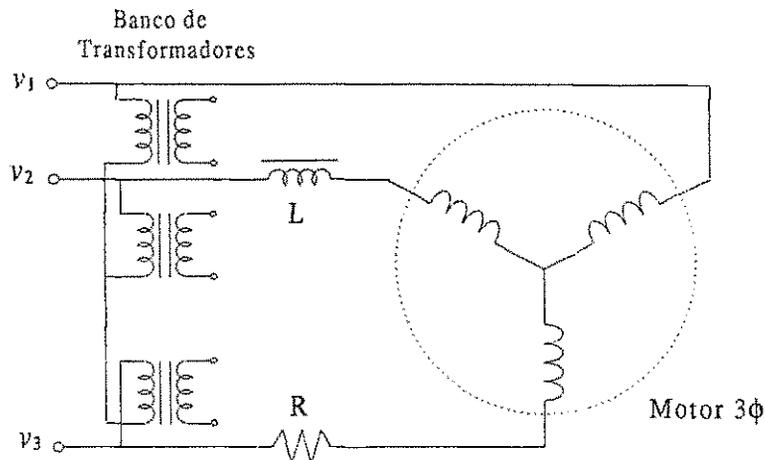


Figura 5.10: Sistema trifásico formado por um motor trifásico em paralelo com um banco de transformadores.

devido ao desequilíbrio na carga, fazendo com que o conteúdo harmônico apareça de forma desbalanceada nas correntes da carga. Neste caso, seria necessário utilizar mais um laço com um controlador estacionário emulado na frequência de 30 Hz.

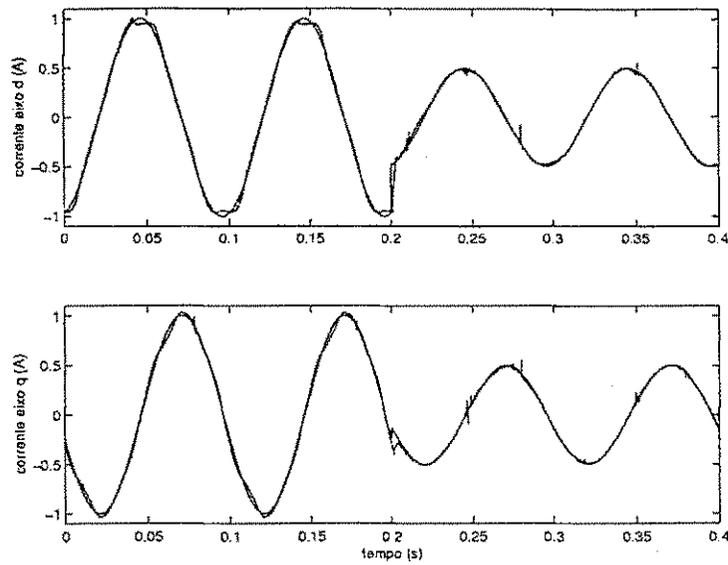
Portanto, baseado nesses resultados é bastante justificável a utilização de controladores envolvendo diferentes caminhos de compensação harmônica no controle de corrente de cargas que apresentem componentes harmônicas de baixa frequência.

Uma outra alternativa a estratégia de controle utilizada, é implementar um controlador na versão $P^{seu}ID$ com os seus ganhos ajustados de tal forma, que o mesmo apresente uma resposta de frequência com largura de faixa abrangendo todos os harmônicos a serem compensados, fig. 4.7, economizando assim, o esforço computacional para implementar vários controladores ressonantes.

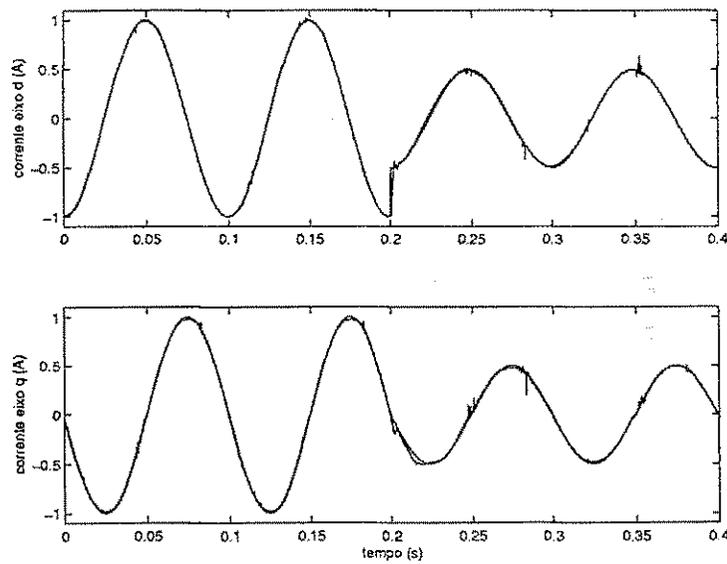
Controlador com matriz de transformação T

Mais uma vez é considerada a compensação de desequilíbrios na carga. Na figura 5.7 está ilustrada a configuração da carga utilizada neste ensaio. A carga é composta de um motor de indução trifásico equilibrado (Máquina B), ligado em estrela, e com rotor bloqueado. A carga desequilibrada é implementada inserindo-se um resistor de 52Ω conectado em série a um dos enrolamentos e um indutor de $23mH$ em série com um outro enrolamento. A estrutura de controle é baseada nos controladores $P^{seu}ID$, equações (4.38)-(4.40), e o controlador $P^{seu}ID$ com matriz de compensação emulada no referencial estacionário, equações (4.76)-(4.78).

As correntes de referência são equilibradas e a fase 1 é dada por $i_1^{s*} = I_m \cos(\omega_s t)$, $0 \leq t < 0,004s$ e $i_1^{s*} = (I_m/2) \cos(\omega_s t)$, $0,004s \leq t \leq t_{max}$, onde $I_m = 0,8A$, $\omega_s = 120\pi rad/s$ e

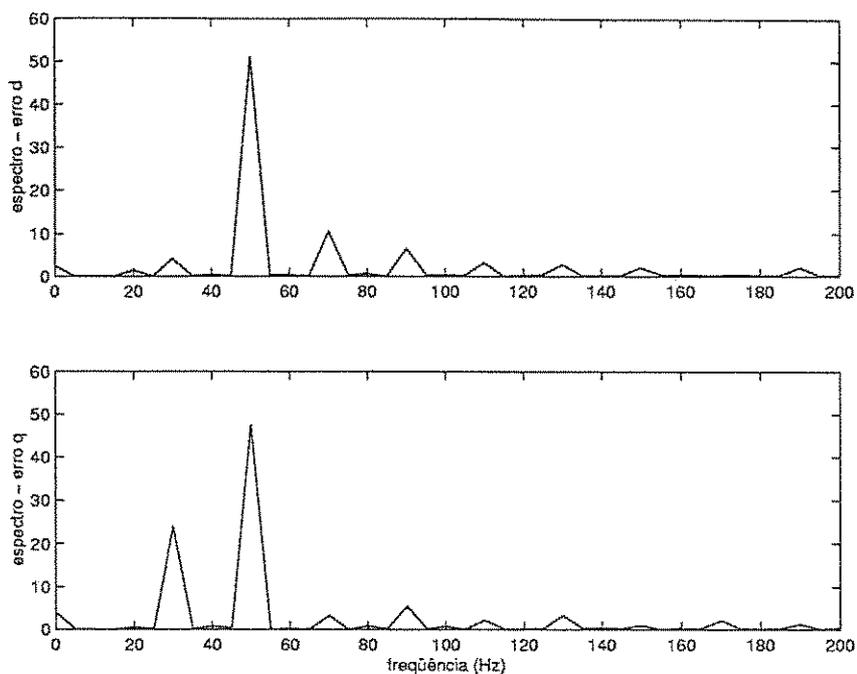


(a)

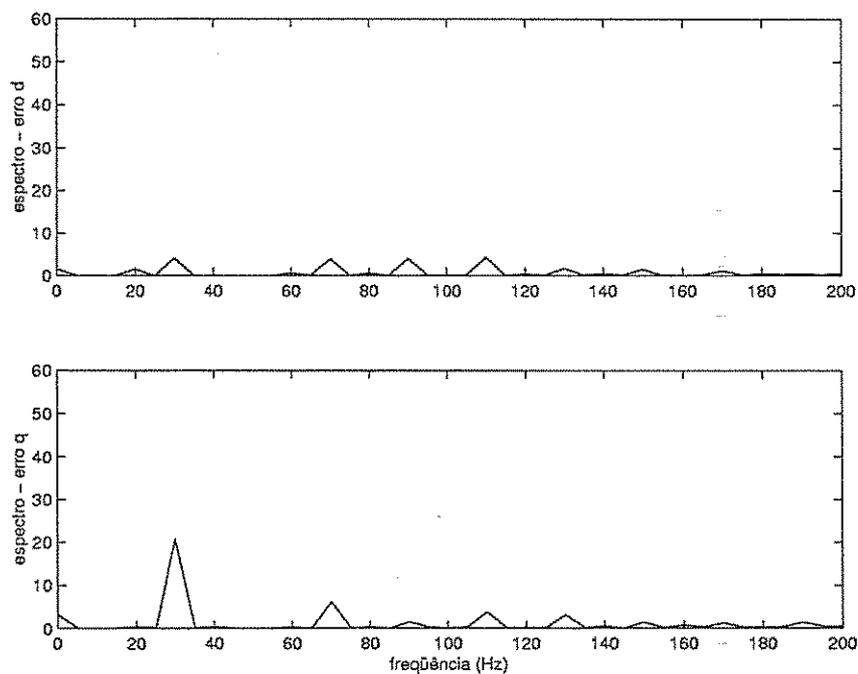


(b)

Figura 5.11: Correntes de referência e da carga: a) controlador operando na frequência fundamental b) controlador na frequência fundamental e quinto harmônico.



(a)



(b)

Figura 5.12: Espectros de frequência de corrente de eixo d: a) compensação da fundamental b) compensação da fundamental mais quinto harmônico.

$t_{\max} = 0,016s$. Na figura 5.13 estão apresentados os erros de corrente (ξ_d^s e ξ_q^s) conforme resultados de simulação obtidos na figura 5.4. Na montagem o experimento foi realizado em um intervalo de tempo menor para destacar o transitório de corrente no momento da mudança de referência.

A largura de faixa dos controladores foram mantidas iguais com a finalidade de comparar mais fielmente as velocidades de resposta dos mesmos. Conforme a figura 5.13b, é comprovado experimentalmente que o controlador $P^{seu}ID$ baseado na matriz de transformação T , equação (4.63), antecipa-se na ação de compensação dos desequilíbrios da carga, comparado ao controlador $P^{seu}ID$ 5.13a, pois o seu erro tende a zero com uma dinâmica mais rápida.

Observando-se a resposta dinâmica dos controladores PI e $P^{seu}ID$, conforme apresentado na figura 5.9, verifica-se que o comportamento dinâmico do erro de corrente para o controlador $P^{seu}ID$ naquele caso, figura 5.9b, é mais rápido que o tempo de resposta do mesmo controlador $P^{seu}ID$ na figura 5.13a. Isto parece indicar que o controlador $P^{seu}ID$ baseado nas matrizes de transformações T não é tão eficaz como afirmado anteriormente.

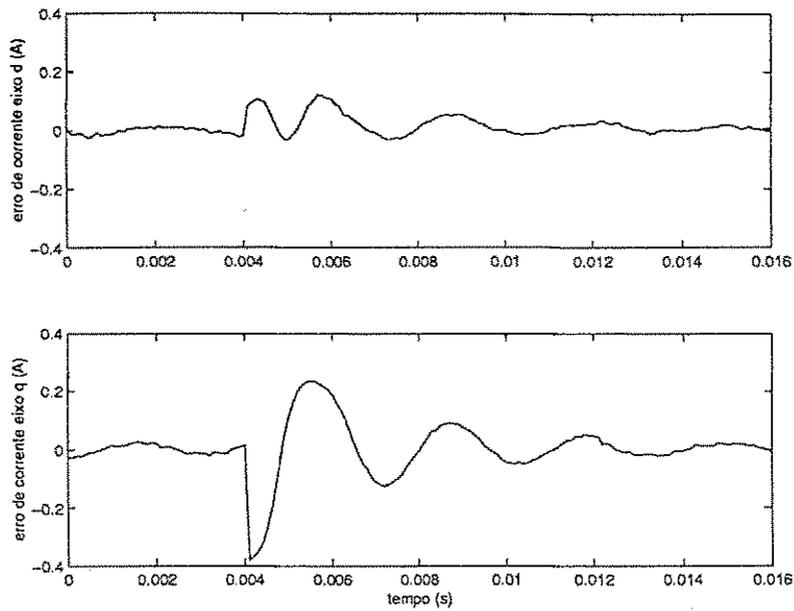
De fato, os ganhos dos dois controladores $P^{seu}ID$ não são os mesmos, o que explica os seus comportamentos dinâmicos diferenciados. Os ganhos dos controladores $P^{seu}ID$ na figura 5.13 foram escolhidos menores, pois verificou-se experimentalmente que o controlador $P^{seu}ID$ baseado nas matrizes de transformações T realmente apresenta um melhor comportamento dinâmico para uma menor largura de faixa. Isto significa que, a medida que se aumenta a velocidade de resposta do $P^{seu}ID$ o mesmo tende a compensar melhor os desequilíbrios e se equivale ao controlador baseado em T .

5.4 Conclusões

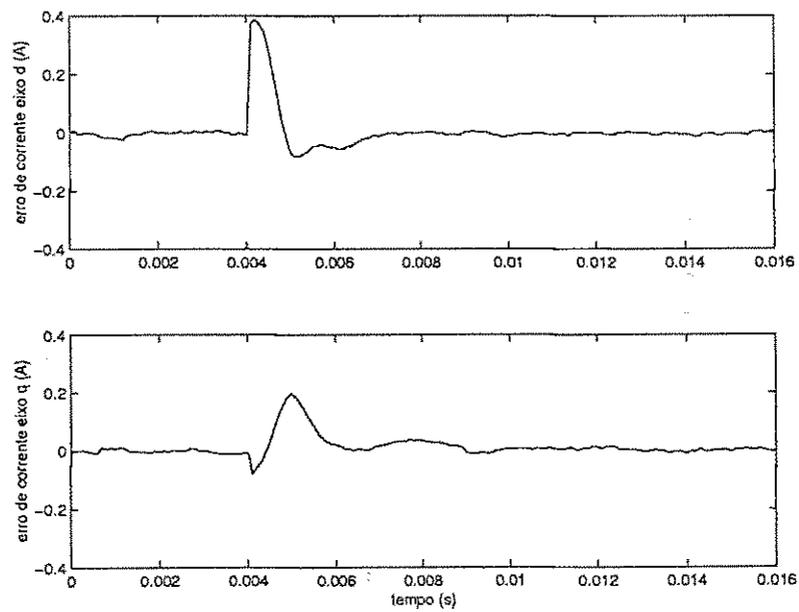
Foram apresentados nesse capítulo os resultados experimentais e de simulação das versões para controladores PI e $P^{seu}ID$ no referencial estacionário propostas no capítulo anterior objetivando o controle de corrente em cargas desequilibradas e a rejeição do conteúdo harmônico presentes em sistemas de potência trifásicos.

Considerando-se os controladores PI e $P^{seu}ID$ apresentados, a versão $P^{seu}ID$ indicou ser a opção mais vantajosa devido ao grau de liberdade fornecido pelos seus ganhos. Assim, é possível conformar a resposta em frequência de tal forma que atenda às necessidades de controle.

Também são propostos, matrizes de transformação que tornam o sistema trifásico equilibrado, para várias condições de desequilíbrio na carga. Contudo, considerando que esta



(a)



(b)

Figura 5.13: Resultados experimentais, corrente de referência e da carga: a) controlador $P^{seu}ID$ b) controlador $P^{seu}ID$ baseado na matriz T .

estrutura de controle realmente apresenta vantagens só que para situações específicas de funcionamento, ainda assim, o seu estudo possui relevância, pois cria novas possibilidades de estudo e uma forma diferente de encarar os desequilíbrios nos sistemas trifásicas, o que conduz a um constante melhoramento das técnicas de controle de corrente em conversores PWM.

Por fim, os resultados experimentais e de simulação apresentados indicam que as técnicas de controle de corrente propostas apresentam um bom desempenho nas condições de regime permanente e transitório.

Capítulo 6

Conclusão geral

Atualmente, com a crescente utilização de Conversores Trifásicos Fonte de Tensão com Modulação por Largura de Pulso, apresentando em sua estrutura de controle uma malha interna de controle de corrente (CFTCC), torna-se cada vez mais necessário o estudo de técnicas de controle de corrente destinadas a melhoria do desempenho desses conversores.

Neste trabalho foram estudados a modelagem e o controle de corrente de sistemas trifásicos desequilibrados a três fios, sendo também discutida a questão da rejeição do conteúdo harmônico no controle de corrente.

Inicialmente, foram apresentadas algumas topologias de conversores PWM fonte de tensão, dando um enfoque especial a questão do controle da forma de onda de corrente, apresentando um panorama dos campos de aplicação dessa técnica. Com isso, mostrando a importância do estudo de técnicas de controle, essenciais para o bom funcionamento desses sistemas de acionamento, uma vez que, o CC proporciona um aumento na estabilidade da malha de controle e uma proteção intrínseca contra curto-circuitos e sobrecarga.

Em seguida foram destacadas as técnicas de controle comumente encontradas na literatura, suas classificações, características de funcionamento e campos de aplicação onde cada técnica é particularmente adequada. Essas técnicas são basicamente divididas em dois grupos principais: 1) *linear*, i.e., controladores *PI* estacionários e síncronos, preditivo, realimentação de estados, *deadbeat*; e 2) *não linear*, i.e., controladores com histerese e com otimização *on-line*. Alguns trabalhos também vêm sendo desenvolvidos baseados em ferramentas da área de inteligência artificial, como, por exemplo, algoritmos baseados em lógica *fuzzy* ou redes neuronais, no entanto suas áreas de aplicação específicas ainda não estão bem definidas.

Controladores *PI* implementados digitalmente, são bastante utilizados em aplicações de grande difusão, o que particularmente, motivou a orientação deste trabalho. Sua sim-

plicidade de implementação e estudos enfocando suas versões melhoradas (garantindo um erro de regime permanente nulo para grandezas ca), permitem os mesmos serem utilizados em uma grande diversidade de conversores PWM. Além disso, o fato do mesmo operar em frequência de chaveamento constante, torna-o bastante adequado para aplicações de alto desempenho e de potência mais elevada.

No que diz respeito ao estudo de sistemas desequilibrados, este trabalho fez uma contribuição na modelagem de um sistema trifásico em termos de variáveis dq representando o comportamento dinâmico e de regime permanente para o mesmo em condições de desequilíbrio. Com efeito esses modelos permitem o estudo de novas versões para os controladores PI no referencial estacionário, objetivando o controle de corrente em cargas desequilibradas e a rejeição do conteúdo harmônico presentes em sistemas trifásicos, conforme observado nos resultados de simulação e experimentais. Nestes resultados, as metodologias propostas indicam ser bastante eficientes no controle de corrente tanto de componentes de seqüência positiva como de seqüência negativa, haja vista as correntes reais terem copiado as correntes de referência apresentando um erro de regime permanente zero ou aproximadamente zero. O estudo de compensação de harmônicos também demonstrou ser bastante adequado no controle de corrente em cargas contendo não linearidades.

Além disso, um forte resultado obtido nesse estudo foi a representação da lei controle PI modificada, caracterizada por um total desacoplamento das variáveis dq . Assim, além de simplificar a representação de sua lei discreta no tempo (os controladores de eixo direto e em quadratura são idênticos e independentes), permiti utilizá-la em aplicações de sistemas monofásicos, como é o caso do controle de corrente em conversores ca/cc monofásicos.

Confrontando os controladores PI e $P^{seu}ID$, conforme resultados obtidos, o controlador $P^{seu}ID$ indicou ser a opção mais vantajosa devido ao grau de liberdade fornecido pelos seus ganhos. Assim, para o projeto de controladores utilizando a técnica de cancelamento de pólos e zeros ele pode ser o mais indicado pela sua versatilidade, permitindo conformar a resposta em frequência do sistema em malha fechada de tal forma que atenda às necessidades de controle.

Baseado no modelo do sistema, foram apresentadas matrizes de transformação que tornam o sistema desequilibrado em um sistema trifásico equilibrado, para várias condições de desequilíbrio na carga. Este modelo é muito útil para determinar um esquema de controle considerando os diferentes tipos de desequilíbrio que possam ocorrer no sistema elétrico.

Essas matrizes de transformação podem ser aplicadas ao sistema, emulando-o em um outro referencial estacionário equilibrado, ou efetuar o controle sobre as próprias variáveis dq primitivas, incorporando as matrizes T aos controladores. Isto permite utilizar qualquer

das leis de controle apresentadas (PI , $P^{seu}ID$, *etc.*) conforme a necessidade e característica da carga.

Conforme verificado nos resultados experimentais e de simulação, esta estrutura de controle produziu um controle de corrente mais rápido na compensação dos desequilíbrios, em relação ao controlador sem as matrizes \mathbf{T} . Embora isto ocorra para o controlador operando em uma largura de faixa mais reduzida, permite que novas configurações sejam estudadas e contribuindo com uma diferente abordagem para as técnicas de controle de corrente em conversores PWM fonte de tensão.

Sugestões para estudos futuros

- Estudar novas topologias de controladores estacionários para o controle de corrente em sistemas desequilibrados, e também equilibrados;
- Verificar a robustez das estratégias de controle estudadas;
- Aplicação das técnicas de controle de corrente para filtros ativos e conversores ca/cc ;
- Estudar novas estruturas de controle para rejeição de componentes harmônicas na corrente elétrica.

Apêndice A

Componentes simétricas

Neste apêndice, são descritos os fundamentos básicos que dizem respeito ao teorema de componentes simétricas, bastante útil para a análise de sistemas trifásicos desequilibrados.

A.1 Sistema Trifásico Desequilibrado

O teorema de componentes simétricas foi primeiro proposto por C. O. Fortescue [19], tornando-se uma das ferramentas mais importantes para lidar com circuitos polifásicos que apresentem certos tipos de desequilíbrios. Esse método pode ser utilizado para determinar analiticamente o desempenho de máquinas elétricas polifásicas quando operando em sistemas com tensões desequilibradas e para calcular as correntes resultantes de faltas desequilibradas.

O trabalho de Fortescue demonstra que um sistema desequilibrado de n fasores correlacionados pode ser decomposto em n fasores equilibrados denominados *componentes simétricas* dos fasores originais. Embora o método possa ser aplicado a qualquer sistema polifásico desequilibrado, é apresentado a seguir um estudo considerando um sistema trifásico.

De acordo com o teorema Fortescue, três fasores desequilibrados de um sistema trifásico, Fig. A.1a, podem ser decompostos em três sistemas equilibrados de fasores. Os conjuntos equilibrados de fasores são:

1. Um sistema equilibrado de vetores trifásicos V_1^+ , V_2^+ e V_3^+ , defasados 120° e tendo a mesma seqüência, $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$, do conjunto original dos três vetores desequilibrados. Estes três vetores constituem os componentes de seqüência positiva (Fig. A.1b).
2. Um sistema equilibrado de vetores trifásicos V_1^- , V_2^- e V_3^- , defasados 120° e tendo

seqüência, $1 \rightarrow 3 \rightarrow 2$, no qual é oposta a seqüência original dos vetores desequilibrados. Estes três vetores constituem os componentes de seqüência negativa (Fig. A.1c).

- Um sistema de vetores trifásicos V_1^0, V_2^0 e V_3^0 , nos quais são iguais em magnitude e fase. Estes três vetores co-fasoriais formam um sistema monofásico e são conhecidos como os componentes de seqüência zero (Fig. A.1d).

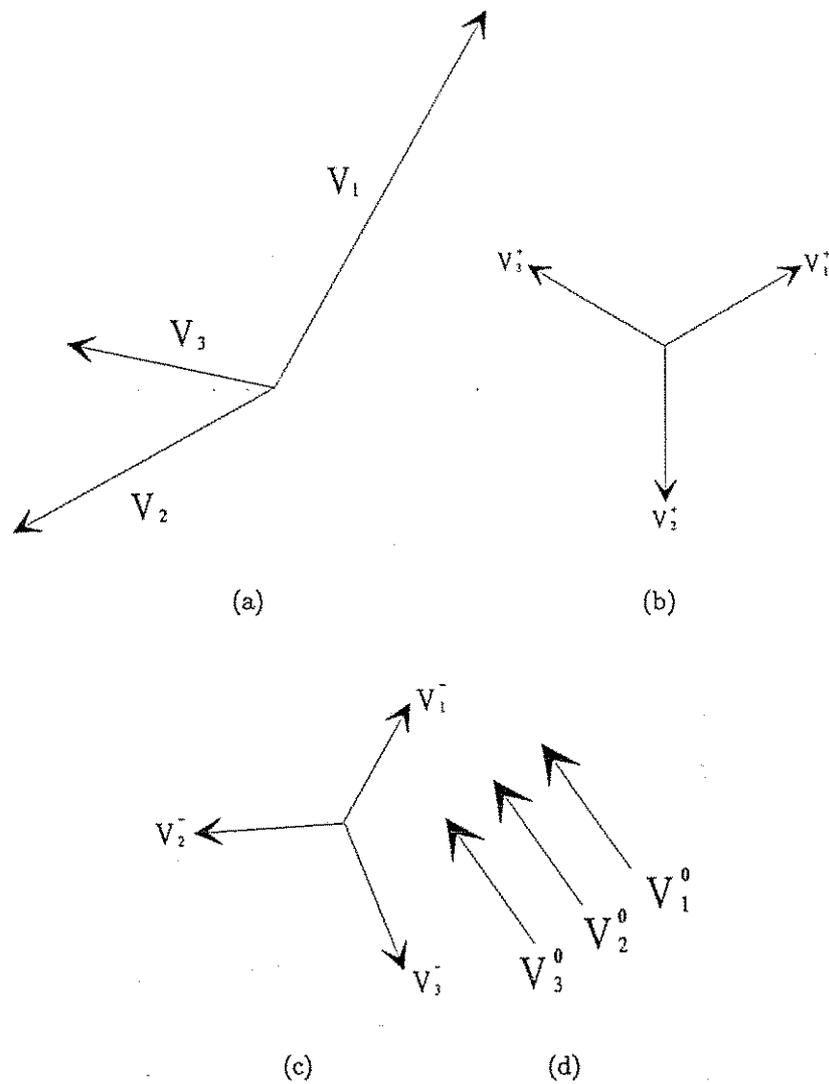


Figura A.1: a) Sistema trifásico desbalanceado b) vetores balanceados de seqüência positiva c) vetores balanceados de seqüência negativa d) vetores balanceados de seqüência zero.

Isto significa que um sistema trifásico desequilibrado em tensões ou correntes pode ser considerado como devido a superposição de dois sistemas trifásicos simétricos tendo

seqüências de fase opostas e um sistema de seqüência de fase zero.

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- + V_1^0 \quad (\text{A.1})$$

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- + V_2^0 \quad (\text{A.2})$$

$$V_3 = V_3^+ + V_3^- + V_3^0 \quad (\text{A.3})$$

Na figura A.2 é mostrada a síntese de um conjunto de três fasores desequilibrados a partir de três conjuntos de componentes simétricas da figura A.1.

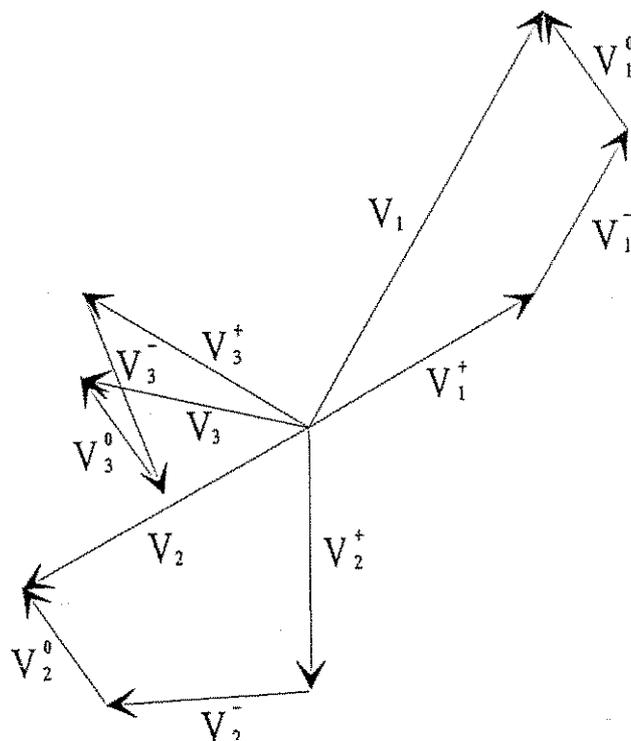


Figura A.2: Síntese de um sistema trifásico desbalanceados a partir de três conjuntos de componentes simétricos

Componentes de seqüência positiva

Como visto acima, os componentes de seqüência positiva foram designados por V_1^+ , V_2^+ e V_3^+ . O superescrito + é utilizado para indicar que o vetor pertence ao sistema de seqüência positiva. Os índices numéricos referem-se ao vetor original no qual o vetor de seqüência positiva é parte componente.

Estes vetores de seqüência são completamente determinados quando a magnitude e fase de qualquer um deles é conhecido. Usualmente, esses vetores são relacionados entre si a partir de um operador a (magnitude unitária e fase igual a 120°). Assim, a partir da figura

A.1b,

$$\mathbf{V}_1^+ = V_1^+; \mathbf{V}_2^+ = a^2 \mathbf{V}_1^+ = V_1^+ \angle -120^\circ; \mathbf{V}_3^+ = a \mathbf{V}_1^+ = V_1^+ \angle 120^\circ \quad (\text{A.4})$$

Componentes de seqüência negativa

Como no caso anterior, o sistema também é equilibrado, sendo completamente determinado quando a amplitude e a fase de um deles torna-se conhecida. O superescrito - indica que o vetor pertence ao sistema de seqüência negativa. Observando-se a figura A.1c, tem-se.

$$\mathbf{V}_1^- = V_1^-; \mathbf{V}_2^- = a \mathbf{V}_1^- = V_1^- \angle 120^\circ; \mathbf{V}_3^- = a^2 \mathbf{V}_1^- = V_1^- \angle -120^\circ \quad (\text{A.5})$$

Componentes de seqüência zero

Representados na figura A.1d, formam um sistema de fase única e são idênticos em magnitude.

$$V_1^0 = V_2^0 = V_3^0 \quad (\text{A.6})$$

A.1.1 Componentes simétricas de fasores assimétricos

Na figura A.2 é ilustrada a síntese de três fasores assimétricos a partir de três conjuntos de componentes simétricas. A síntese é feita a partir das equações (A.1) a (A.3). É possível também representar componentes simétricas a partir de componentes assimétricas.

Considere-se a representação matricial a seguir relacionando o sistema assimétrico a partir de componentes simétricas

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{V}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^0 \\ \mathbf{V}_1^+ \\ \mathbf{V}_1^- \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A matriz intermediária contendo o operador a pode ser invertida, assim é possível reescrever a equação anterior com os componentes simétricos a partir de fasores assimétricos, isto é

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^0 \\ \mathbf{V}_1^+ \\ \mathbf{V}_1^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \\ \mathbf{V}_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Os componentes V_2^0 , V_2^+ , V_2^- , V_3^0 , V_3^+ e V_3^- podem ser determinados pelo mesmo procedimento.

As relações em (A.8) são muito importantes, portanto são reescritas na mesma forma que em (A.1)-(A.3).

$$V_1^0 = \frac{1}{3}(V_1 + V_2 + V_3) \quad (\text{A.9})$$

$$V_1^+ = \frac{1}{3}(V_1 + aV_2 + a^2V_3) \quad (\text{A.10})$$

$$V_1^- = \frac{1}{3}(V_1 + a^2V_2 + aV_3) \quad (\text{A.11})$$

A equação (A.9) mostra que não existe componentes de seqüência zero se a soma dos fasores desequilibrados for zero. Uma vez que a soma dos fasores de tensão entre linhas no sistema trifásico é sempre zero, os componentes de seqüência zero nunca estão presentes nessas tensões, não importando a dimensão do desequilíbrio. Este fato é de importância considerável na análise de máquinas rotativas trifásicas. Por exemplo, a operação de um motor de indução quando alimentado a partir de um sistema com tensões trifásicas desequilibradas, pode ser analisado baseado em dois sistemas de tensões equilibradas de seqüências de fase opostas.

No que diz respeito às correntes, qualquer circuito que permite o fluxo de correntes de seqüência positiva também permitirá o fluxo de componentes de seqüência negativa porque os dois são similares. Contudo, é necessário um quarto fio para que componentes de seqüência zero fluam nas linhas do sistema trifásico. Segue então, que correntes de linha em circuitos trifásicos a três fios não podem conter componentes de seqüência zero, tanto em configurações estrela quanto triângulo.

A seguir, são resumidos alguns pontos importantes no que diz respeito a componentes simétricas em circuitos trifásicos típicos:

1. **Conexão em estrela a quatro fios, figura A.3a.** Devido à presença do quarto fio (neutro), correntes de seqüência zero podem fluir. Neste caso, o fio neutro será percorrido pela corrente de seqüência zero o qual é a soma das correntes de seqüência zero nas três linhas.

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_n \quad (\text{A.12})$$

Considerando a eq. (A.9), escrita para o caso das correntes, tem-se que

$$I_n = 3I_1^0 \quad (\text{A.13})$$

Desde que a soma das tensões de linha é zero, não pode haver componentes de seqüência zero das tensões de linha.

2. **Conexão em estrela a três fios, figura A.3b.** Desde que não existe o quarto fio, componentes de corrente de seqüência zero não podem fluir. A ausência de correntes de seqüência zero pode ser explicado considerando que a impedância oferecida a estas correntes é infinita e que esta impedância é situada entre os pontos centrais da conexão estrela do gerador e da carga. Se estes dois pontos forem conectados por um neutro, apenas correntes de seqüência zero fluirão através dele, dessa forma apenas tensões de seqüência zero podem existir entre os pontos centrais do gerador e da carga.
3. **Conexão em delta a três fios, figura A.3c.** A ausência do quarto fio não permite correntes de seqüência zero serem alimentadas na carga conectada em delta, embora as correntes de linha tenham soma igual a zero (enquanto correntes de fase não), é possível se ter uma corrente de seqüência zero circulando na carga conectada em delta.

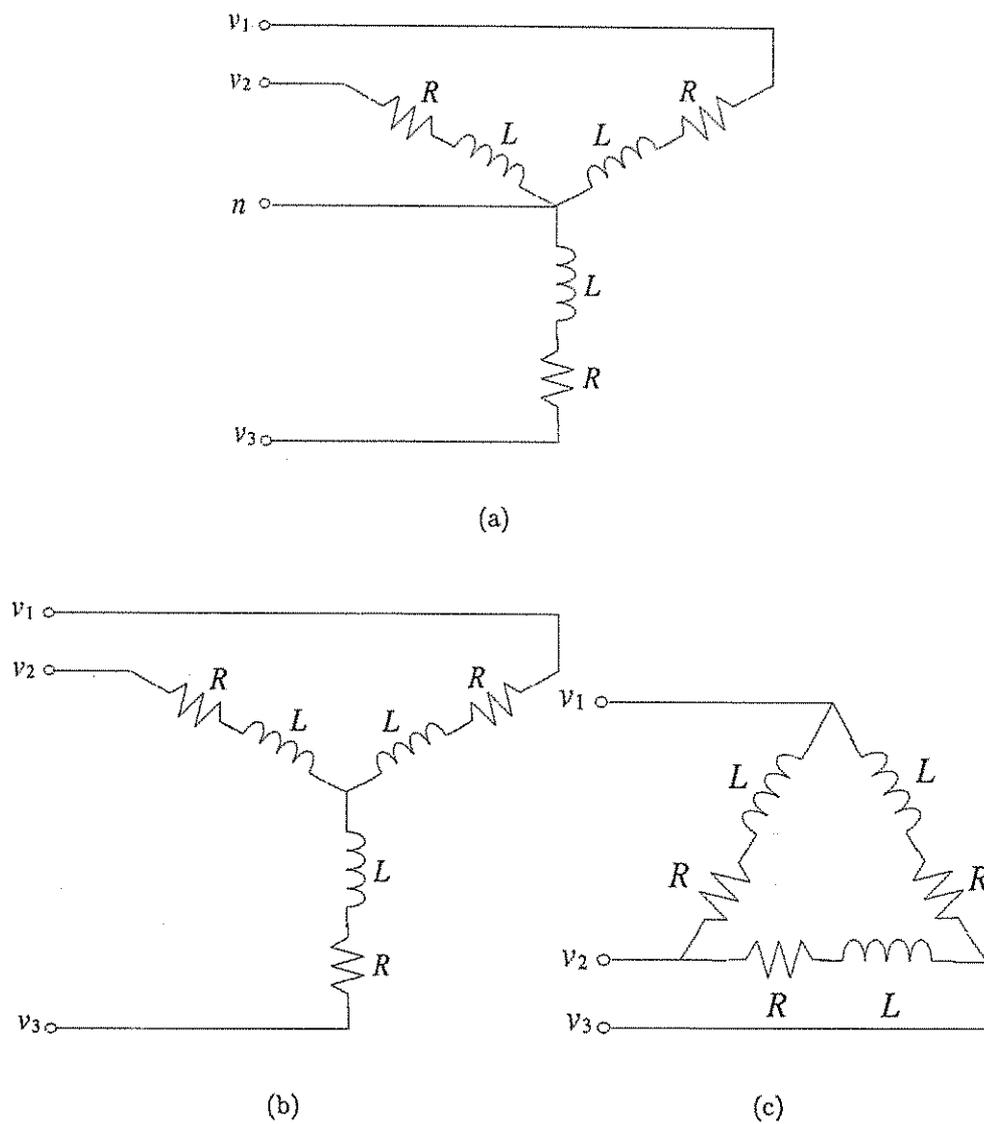


Figura A.3: a) estrela a quatro fios b) estrela à três fios c) ligação delta à três fios.

Apêndice B

Implementação discreta de controladores contínuos no tempo

Neste apêndice são apresentadas aproximações matemáticas que permitem determinar um controlador contínuo no tempo em sua representação discreta no tempo. É caso típico quando um sistema de controle analógico é substituído por um sistema controlado por computador. Dessa forma, é bastante razoável a tentativa de compilar um controlador contínuo no tempo em uma versão que seja executada digitalmente. Portanto, utilizando-se um pequeno intervalo de amostragem e fazendo-se algumas aproximações, é possível obter uma representação discreta no tempo a partir de um modelo contínuo no tempo. Para esse propósito, são apresentados a seguir, alguns modelos destinados à representação digital de leis de controle linear.

B.1 Modelo Espaço de Estados Dinâmico Discreto no Tempo

Considere um controlador linear representado por um sistema dinâmico de estado contínuo no tempo,

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t), \quad (\text{B.1})$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{B.2})$$

Genericamente, a solução deste sistema no instante t , a partir de um instante inicial t_0 , $x(t_0)$, é dada por

$$x(t) = \exp[A(t - t_0)]x(t_0) + \int_{t_0}^t \exp[A(t - \tau)]Bu(\tau) d\tau \quad (\text{B.3})$$

no qual e^{At} é a matriz transição de estado.

A solução deste sistema em $t+h$ a partir de uma condição inicial em t , $x(t)$, é expressa por

$$x(t+h) = \exp(Ah)x(t) + \int_t^{t+h} \exp[A(t+h-\tau)]Bu(\tau) d\tau \quad (\text{B.4})$$

Se o intervalo de amostragem h for pequeno, de forma que $u(t)$ possa ser considerado constante neste intervalo, e assumindo-se B constante, escreve-se para (B.4) a seguinte equação

$$x(t+h) = Fx(t) + Hu(t) \quad (\text{B.5})$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{B.6})$$

onde $F = e^{Ah}$ e $H = \left[\int_0^h \exp(A\nu) d\nu \right] B$. O modelo dado pela equação (B.5) 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 e^{Ah} pode ser aproximada pela série de Taylor

$$F = e^{Ah} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(Ah)^i}{i!} = I + Ah + \frac{(Ah)^2}{2!} + \frac{(Ah)^3}{3!} + \dots \quad (\text{B.7})$$

Assim, H é dado por

$$H = \left[\sum_{i=0}^{\infty} \frac{(A^i h^{i+1})}{(i+1)!} \right] B = \left[I + \frac{Ah}{2!} + \frac{(Ah)^2}{3!} + \dots \right] Bh \quad (\text{B.8})$$

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 à frente (*forward-shift operator*) é denotado por q e possui a seguinte propriedade

$$qx(t) = x(t+h) \quad (\text{B.9})$$

Podemos também ser apresentado na versão deslocamento unitário para trás (*backward-shift operator*)

$$q^{-1}x(t) = x(t-h) \quad (\text{B.10})$$

Portanto, B.5 pode ser reescrito em termos de q como

$$qx(t) = Fx(t) + Hu(t) \quad (\text{B.11})$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (\text{B.12})$$

B.1.1 Aproximação baseada em função de transferência

Considerando que o controlador contínuo no tempo seja representado por uma função de transferência, $G(s)$, é portanto interessante encontrar um algoritmo computacional que corresponda à representação de um controlador no domínio s .

Considerando que o operador derivada pode ser aproximado por

$$\frac{d}{dt}x(t) \approx \frac{x(t+h) - x(t)}{h} \quad (\text{B.13})$$

pode-se representar (B.13) a partir do operador deslocamento q , tornando-se

$$\frac{d}{dt}x(t) \approx \frac{q-1}{h}x(t) \quad (\text{B.14})$$

ou a partir do operador deslocamento q^{-1} , por

$$\frac{d}{dt}x(t) \approx \frac{x(t) - x(t-h)}{h} = \frac{q-1}{qh}x(t) \quad (\text{B.15})$$

Uma função de transferência representa uma equação diferencial. No caso de uma equação diferencial a coeficientes constantes com a condição inicial das variáveis igual a zero, pode-se substituir diretamente o operador diferencial pela variável complexa s . Dessa forma, é possível relacionar, de forma aproximada, a variável complexa s a partir do operador de deslocamento, isto é,

$$s \approx \frac{q-1}{h} \quad (\text{B.16})$$

Esta aproximação é geralmente conhecida como *método de Euler*. Baseado no operador q^{-1} , tem-se a aproximação de *diferenças para trás*

$$s \approx \frac{q-1}{qh} \quad (\text{B.17})$$

Outra aproximação que corresponde ao método trapezoidal para integração numérica, é

$$s \approx \frac{2q-1}{h(q+1)} \quad (\text{B.18})$$

No contexto de controle digital, esta aproximação é frequentemente chamada de *aproximação de Tustin*.

Usando os métodos de aproximação (B.16) e (B.18), um controlador representado pela função de transferência

$$G(s) = 2 \frac{s+1}{s+3} \quad (\text{B.19})$$

pode ser implementado digitalmente a partir das seguintes expressões:

- Método de Euler

$$H_k(t) = 2 \frac{\frac{q-1}{h} + 1}{\frac{q-1}{h} + 3} = \frac{2q + 2(1-h)}{q + (3h-1)}$$

$$qy(t) + (3h-1)y(t) = 2qu(t) + 2(1-h)u(t)$$

$$y(t+h) = (1-3h)y(t) + 2u(t+h) + 2(1-h)u(t) \quad (\text{B.20})$$

no qual $y(t)$ e $u(t)$ são as variáveis de saída e entrada do controlador, respectivamente.

- Método de Tustin

$$H_k(t) = 2 \frac{\frac{2}{h} \frac{q-1}{q+1} + 1}{\frac{2}{h} \frac{q-1}{q+1} + 3} = \frac{4q-4+2h(q+1)}{2q-2+3h(q+1)} = \frac{(4+2h)q + (2h-4)}{(2+3h)q + (3h-2)}$$

$$(2+3h)qy(t) + (3h-2)y(t) = (4+2h)qu(t) + (2h-4)u(t)$$

$$y(t+h) = \frac{(2-3h)}{(2+3h)}y(t) + \frac{(4+2h)}{(2+3h)}u(t+h) + \frac{(2h-4)}{(2+3h)}u(t) \quad (\text{B.21})$$

Apêndice C

Parâmetros das Cargas

- Carga A (simulação)

$$R_1 = 2,1\Omega, R_2 = 2,1\Omega, R_3 = 2,1\Omega$$

$$L_1 = 42mH, L_2 = 42mH, L_3 = 42mH$$

- Carga B (simulação)

$$R_1 = 2,1\Omega, R_2 = 9,4\Omega, R_3 = 0,8\Omega$$

$$L_1 = 42mH, L_2 = 167,8mH, L_3 = 31mH$$

- Carga C (simulação)

$$R_1 = 29,81\Omega, R_2 = 131,16\Omega, R_3 = 11,92\Omega$$

$$L_1 = 55,69mH, L_2 = 222,76mH, L_3 = 41,21mH$$

- Máquina A (experimental)

$$380V/220V, 60Hz, 1/2 cv, P = 2$$

$$R_s = 15,88\Omega, R'_r = 13,93\Omega$$

$$L_{\sigma s} = 27,18mH, L'_{\sigma r} = 28,51mH \text{ e } L'_m = 0,724H$$

- Máquina B (experimental)

$$380V/220V, 60Hz, 1/3 cv, P = 2$$

$$R_s = 26,77\Omega, R'_r = 26,37\Omega$$

$$L_{\sigma s} = 23,4mH, L'_{\sigma r} = 27,9mH \text{ e } L'_m = 0,4977H$$

Bibliografia

- [1] J. P. G. Abreu, J. M. C. Filho, e O. P. O. Freitas. Reflexos da Conservação na Qualidade da Energia Elétrica. In *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica (SBQEE/97)*, São Lourenço, Brasil, 1997.
- [2] H. Akagi. New Trends in Active Filters. *Conf. Rec. EPE*, pp. 381–387, 1995.
- [3] H. Akagi, Y. Kanazawa, e A. Nabae. Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits. *Proceedings of the 1983 International Power Electronics Conference*, pp. 1375–1386, 1983.
- [4] H. Akagi, Y. Tsukamoto, e A. Nabae. Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 26(1):93–98, 1990.
- [5] A. Ametani. Harmonic Reduction in Thyristor Converters by Harmonic Current Injection. *IEEE Trans. Power Appl. Syst.*, pp. 441–449, 1976.
- [6] L. B.-Brahim e A. Kawamura. Digital Current Regulation of Field-Oriented Controlled Induction Motor Based on Predictive Flux Observer. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(5):956–961, September/October 1991.
- [7] F. Blaschke. A New Method for Structural Decoupling of AC Induction Machines. *Proceedings 2nd IFAC Symp.*, pp. 1–15, 1971.
- [8] B. K. Bose. An Adaptive Hysteresis-Band Current Control with Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37(5):402–408, October 1990.
- [9] D. M. Brod e D. W. Novotny. Current Control of VSI-PWM Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 21(4), May/June 1985.

- [10] J. Bu e L. Xu. A New Deadbeat Fuzzy Algorithm for Current Regulated PWM without Rotating Reference Frame Transformation. In *Proceedings Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 482-487, Athens - Greece, december 1991. IEEE.
- [11] Buhl e R. D. Lorenz. Design and Implementation of Neural Networks for Digital Current Regulation of Inverter Drives. *Proceedings Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 415-421, 1991.
- [12] B. Burton, R. G. Harley, T. G. Habetler, M. A. Brooke, e R. Poddar. Identification and Control of Induction Motor Stator Currents Using Fast On-Line Random Training of a Neural Network. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 33:697-704, 1997.
- [13] T. W. Chun e M. K. Choi. Development of Adaptive Hysteresis Band Current Control Strategy of PWM Inverter with Constant Switching Frequency. *Proceedings IEEE APEC'96*, pp. 194-199, 1996.
- [14] R. O. de Carvalho Jr, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, e E. R. C. da Silva. Control of Unbalanced Three-Phase Power Electronic Systems. In *IAS Annual Meeting 2000*, 2000.
- [15] L. A. de S. Ribeiro. *Estimação e controle da máquina assíncrona para sistemas de acionamento de alto desempenho*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande - PB, June 1998.
- [16] R. W. De Doncker e D. W. Novotny. The Universal Field Oriented Controller. *Proceedings Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 450-456, 1988.
- [17] P. H. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, e M. H. Rashid. A New Current Control Scheme for AC Motor Drives. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 28(4):842-849, 1992.
- [18] B. G. Fernandes, S. K. Pillai, e V. Subbarao. Performance of an Adaptive Hysteresis Band Current Controlled Induction Motor Drive. *IEEE*, 1992.
- [19] C. O. Fortescue. Method of Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks. *Trans. AIEE*, 37:1027-1140, 1918.
- [20] K. P. Gokhale, A. Kawamura, e R. G. Hoft. Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-23:901-909, 1987.

- [32] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, A. C. Oliveira, e E. R. C. da Silva. PWM Current Controller in the Synchronous and Stationary Reference Frame with Different Sampling and Converter Switching Frequencies. In *Conf. Rec. IECON*, pp. 1865–1870, 1998.
- [33] K.-K. e H.-J. Shieh. Variable Structure Current Control for Induction Motor Drives by Space Voltage Vector PWM. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 42(6):572–577, December 1995.
- [34] A. Kawamura, T. Miyashita, e Y. Yamamoto. Dead Beat Control of Three-Phase PWM Inverter. *Conf. Rec. IEEE Pesc'86*, pp. 576–583, 1986.
- [35] M. P. Kazmierkowski e M. A. Dzieniakowski. Review of Current Regulation Methods for VS-PWM Inverters. In *Conf. Rec. IECON*, pp. 567–575, 1994.
- [36] M. P. Kazmierkowski, M. A. Dzieniakowski, e W. Sulkowski. Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM-Inverters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 6:158–166, 1991.
- [37] M. P. Kazmierkowski e L. Malesani. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 82(8):1215–1240, August 1994.
- [38] M. P. Kazmierkowski e L. Malesani. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):691–703, October 1998.
- [39] M. P. Kazmierkowski e W. Sulkowski. A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 38:41–47, 1991.
- [40] H. S. Kim, H. S. Mok, G. H. Choe, D. S. Hyun, e S. Y. Choe. Design of Current Controller for 3-Phase PWM Converter with Unbalanced Input Voltage. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 503–509, 1998.
- [41] J. W. Kolar, H. Ertl, e F. C. Zach. Analysis of On- and Off-Line Optimized Predictive Current Controllers for PWM Converter System. *IEEE Trans. Power Electronics*, 6:454–462, 1991.
- [42] D.-C. Lee, S.-K. Sul, e M.-H. Park. Comparison of AC Current Regulators for IGBT Inverter. *Conf. Rec. PCC*, pp. 206–212, 1993.

- [43] D.-C. Lee, S.-K. Sul, e M.-H. Park. High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(5):1247-1257, September/October 1994.
- [44] W. Leonard. *Control of Electrical Drives*. Springer, Berlin, second edition, 1996.
- [45] B.-R. Lin e T.-S. Hwang. Topologies for High Power Factor Three-Phase AC-To-DC Converter. In *Conf. Rec. EPE*, pp. 2858-2863, 1995.
- [46] R. D. Lorenz e D. B. Lawson. Performance of Feedforward Current Regulator for a Field Oriented Induction Machine Controllers. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-23:597-602, 1987.
- [47] R. D. Lorenz, T. A. Lipo, e D. W. Novotny. Motion Control with Induction Motors. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1215-1240, August 1994.
- [48] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tomasin, e A. Zuccato. Digital Adaptive Hysteresis Current Control with Clocked Commutations and Wide Operating Range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 32(2):316-325, March/April 1996.
- [49] L. Malesani e P. Tomasin. PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters- A Survey. In *Conf. Rec. IECON*, pp. 670-675, Maui, Hi, 1993.
- [50] R. H. Middleton e G. C. Goodwin. *Digital Control and Estimation - Unified Approach*. Prentice-Hall International Editions, 1990.
- [51] N. Mohan, H. A. Peterson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst, e J. J. Vithaythil. Active Filters for AC Harmonic Suppression. *Proceedings of the 1977 IEEE/PES Winter Meeting*, pp. A77026-8, 1977.
- [52] A. Nabae, S. Ogasawara, e H. Akagi. A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22(4):697-701, 1986.
- [53] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Agaki, e A. Nabae. A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(5):1023-1030, September/October 1992.
- [54] C. T. Pan e T. Y. Chang. An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 9:97-104, 1994.
- [55] G. Pfaff, A. Weschta, e A. Wick. Design and Experimental Results of a Brushless Ac Servo Drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-22:814-821, 1984.

- [56] G. Pfaff e A. Wick. Direct Current Control of Ac Drives with Pulsed Frequency Converters. *Process Automat.*, 2(2):83-88, 1983.
- [57] F. Profumo, G. Griva, e V. Donescu. Self Tuning Fuzzy Logic Current Control for High Performance Induction Motor Drives. In *Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting*. IEEE.
- [58] R. D. F. Rossi, B. R. Menezes, e S. R. Silva. Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters: Variable Switching Regions. *Proceedings Power Electronics Specialists Conference - Conf. Rec. PESC*, pp. 219-224, 1994.
- [59] T. M. Rowan e R. J. Kerkman. A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of a Current-Regulated PWM Inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22(4):678-690, July/August 1986.
- [60] H. Sasaki e T. Machida. A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation - Consideration on Basic Design. *IEEE Transactions Power Application Systems*, pp. 2009-2019, 1971.
- [61] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, e T. Kataoka. A New Control Strategy for Voltage-Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 34(3):480-485, May/June 1998.
- [62] C. D. Schauder e R. Caddy. Current Control of Voltage-Source Inverters for Fast Four-Quadrant Drive Performance. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 18(2), 1982.
- [63] I. Takahashi e T. Nogushi. A New Quick Response and High Efficient Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22(5):820-827, 1986.
- [64] M. Takeda, K. Ikeda, e Y. Tominaga. Harmonic Current Compensation with Active Filter. *Proceedings of the 1987 IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 808-815, 1987.
- [65] A. Tripathi e P. C. Sen. Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(1):63-73, February 1992.
- [66] Y.-Y. Tzou e S.-Y. Lin. Fuzzy-Tuning Current-Vector Control of a Three-Phase PWM Inverter for High-Performance AC Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):782-791, October 1998.

- [67] J. Uceda, F. Aldana, e P. Martinez. Active Filters for Static Power Converters. *IEE Proceedings*, 130(5):347-357, 1983.
- [68] R. Wu, S. B. Dewan, e G. R. Slemon. A PWM Ac-Dc Converter with Fixed Switching Frequency. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 26:880-885, 1990.
- [69] X. Xu e D.W. Novotny. Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(4):694-700, 1991.