

Sistema de Acionamento Digital para Máquina Assíncrona Utilizando Estratégias de Controle Mono e Multivariáveis sem Sensor de Velocidade.

Fabiano Salvadori

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

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing. UFPB

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr. UFPB

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Fabiano Salvadori, Fevereiro de 2000

Sistema de Acionamento Digital para Máquina
Assíncrona Utilizando Estratégias de Controle Mono
e Multivariáveis sem Sensor de Velocidade.

Fabiano Salvadori

Tese de Doutorado apresentada em Fevereiro de 2000

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing. UFPB
Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr. UFPB
Orientador

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr. Ing. UFPB
Componente da Banca

Wellington Santos Motta, Ph. D. UFPB
Componente da Banca

Benjamin Rodrigues Menezes, Dr. Ing. UFMG
Componente da Banca

Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing. UFRJ
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Fevereiro de 2000



S182s

Salvadori, Fabiano

Sistema de acionamento digital para maquina assincrona utilizando estrategias de controle mono e multivariaveis sem sensor de velocidade / Fabiano Salvadori. - Campina Grande, 2000.

240 f.

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

1. Maquinas Assincronas 2. Sistema de Acionamento 3. Estimacao de Estado 4. Controle Monovariavel 5. Controle Multivariavel 6. Controle Digital 7. Acionamento sem Sensor 8. Tese - Engenharia Eletrica I. Jacobina, Cursino Brandao II. Lima, Antonio Marcus Nogueira III. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB)

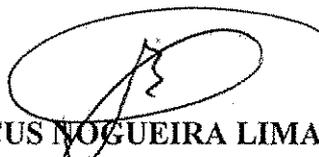
CDU 621.313.33(043)

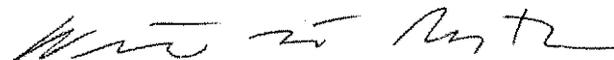
**SISTEMA DE ACIONAMENTO DIGITAL PARA MÁQUINA ASSÍNCRONA
UTILIZANDO ESTRATÉGIAS DE CONTROLE MONO E MULTIVARIÁVEIS SEM
SENSOR DE VELOCIDADE**

FABIANO SALVADORI

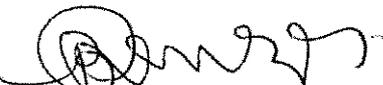
Tese Aprovada em 17.02.2000


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador


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


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


BENJAMIN RODRIGUES MENEZES, Dr.Ing., UFMG
Componente da Comissão


WALTER ISSAMU SUEMITSU, Dr.Ing., UFRJ
Componente da Comissão

CAMPINA GRANDE - PB
Fevereiro - 2000

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha mulher Mara e a meus pais Dialmino Rosalino e Lourdes Elza que representam o porto seguro de minha vida.

Agradecimentos

Agradeço a DEUS, sempre fiel e complascente com nossos erros.

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima pela valiosa orientação necessária para a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Edison Roberto Cabral da Silva, Wellington Santos Motta, Benjamin Rodrigues Menezes e Walter Issamu Suemitsu que gentilmente aceitaram fazer parte da banca avaliadora pela sua inestimável colaboração.

Agradeço a todos os amigos com os quais convivi neste anos de Campina Grande sem os quais tenho certeza de que não alcançaria êxito.

Aos colegas de pós-graduação especialmente do LEIAM e LIEC/UFPB os quais em sua grande maioria sempre representaram um ponto de apoio e colaboração.

Agradeço aos funcionários do DEE e da COPELE pela sua amizade e compreensão demonstrada nestes anos de convívio.

A Universidade Regional do Noroeste do RGS - UNIJUÍ e a CAPES que proporcionaram o suporte financeiro que viabilizou a realização deste trabalho.

Resumo

Esse trabalho trata de acionamentos de alto desempenho utilizando máquinas assíncronas com e sem sensor mecânico de velocidade. Inicialmente é tratada da observação dos estados da máquina necessários para o controle em malha fechada. É proposta a implementação de um observador de ordem completa em malha fechada, com discretização *off-line*. As estratégias de controle propostas e analisadas são divididas em mono e multivariáveis. Baseados nesta divisão é apresentada uma revisão bibliográfica. Inseridas no grupo das estratégias monovariáveis são propostas duas estratégias classificadas de acordo com as variáveis de controle em estratégias por escorregamento e estratégias em quadratura. Para o controle multivariável são apresentadas estratégias de controle linear com realimentação de estados. Estas estratégias também são divididas de acordo com as variáveis de controle. Os ganhos do controlador multivariável são calculados utilizando alocação de pólos ou então lei de controle ótimo linear quadrática. Para finalizar são apresentadas três estratégias de controle sem sensor mecânico. Duas delas utilizam controladores monovariáveis (com orientação indireta pelo campo e com controle direto de fluxo e conjugado) e a terceira utiliza controle multivariável com realimentação de estados utilizando o fluxo estatórico como variável de controle. Resultados de simulações e experimentais são apresentados.

Abstract

This work is about high performance drive system using asynchronous machines with and without mechanical speed sensor. Initially it is been about of the state estimation for the feedback control. It is proposed the implementation of an complete order observer in closed-loop with off-line discretization. The proposal and analyzed control strategies they are divided in mono and multivariable control. Based on this division a bibliographical revision it is presented. Inserted in the group of the monovariable strategies two strategies classified in agreement with the control variables in slip and quadrature control are proposed. For the multivariable control are presented linear control strategies with feedback states. These strategies are also divided in agreement with the control variables. The gains of the multivariable controller are calculated using pole placement or then optimal control with Linear Quadratic Regulator (LQR). To conclude three control strategies they are presented without mechanical speed sensor. Two of then use monovariable controllers (with indirect field orientation and flux and torque direct control) and the third use multivariable control with states feedback using stator flux as control variable. Results os simulations and experimental they are presented.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

A/D	: Analógico/Digital
CA	: Corrente Alternada
CC	: Corrente Contínua
CPU	: <i>Central Processor Unit</i> - Unidade Central de Processamento
CSI	: <i>Current Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Corrente)
E_{cc}	: Tensão de entrada CC do inversor
FP	: Fator de Potência
I_{cc}	: Corrente de entrada CC do inversor
$I_s, I_{s_{max}}$: Corrente, corrente máxima (<i>RMS</i>)
MA	: Máquina Assíncrona
PWM	: <i>Pulse-Width-Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
SW	: <i>Square Wave</i> (Onda Quadrada)
$T(\delta_g), T(\delta_g)^{-1}$: Matrizes de transformação das grandezas trifásicas/bifásicas e inversa
TDH	: Taxa de Distorção Harmônica
VSI	: <i>Voltage-Source-Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão)
$V_s, V_{s_{max}}$: Tensão, tensão máxima (<i>RMS</i>)
W	: Energia (<i>J</i>)
C_e	: Conjugado eletromagnético (<i>Nm</i>)

- i_{s123}, i_{r123} : Vetores corrente estatórica e rotórica trifásica
 i_{mag}, i_s, i_r : Vetores corrente de magnetização, estatórica e rotórica
 v_{s123}, v_{r123} : Vetores tensão estatórica e rotórica trifásica
 $\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$: Vetor tensão estatórica (referencial genérico)
 $\mathbf{v}_r^g = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$: Vetor tensão rotórica (referencial genérico)
 $\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$: Vetor corrente estatórica (referencial genérico)
 $\mathbf{i}_r^g = i_{sd}^s + ji_{sq}^s$: Vetor corrente rotórica (referencial genérico)
 $g = s, r, a, b$: Referenciais: estatórico, rotórico, campo fluxo estatórico e campo
fluxo rotórico
- A^g : Matriz de estado contínua (referencial genérico)
 A^s : Matriz de estado contínua (referencial estatórico)
 B^g : Matriz de entrada contínua (referencial genérico)
 B^s : Matriz de entrada contínua (referencial estatórico)
 I : Matriz identidade
 F^g : Matriz de estado discreta (referencial genérico)
 H^g : Matriz de entrada discreta (referencial genérico)
 $I, I_{n \times n}$: Matriz identidade, matriz identidade de ordem n
 $O, O_{n \times n}$: Matriz nula, matriz nula de ordem n

Estratégias de Controle

t_a	: Período de amostragem
<i>SISO</i>	: <i>Single-Input Single Output</i> (Entrada única e saída única)
<i>MIMO</i>	: <i>Multi-Input Multi-Output</i> (Múltiplas entradas múltiplas saídas)
CDC-FEE	: Controle Direto de Conjugado - Fluxo Estatórico por Escorregamento
CDC-FEQ	: Controle Direto de Conjugado - Fluxo Estatórico em Quadratura
RE-FRE ¹	: Realimentação de estados - Fluxo Rotórico por Escorregamento
RE-FEE ¹	: Realimentação de estados - Fluxo Estatórico por Escorregamento
¹ (R,E,C)	: Escorregamento no Rotor, Estator ou no Campo
RE-FRQ	: Realimentação de estados - Fluxo Rotórico em Quadratura
<i>DTC</i>	: <i>Direct Torque Control</i> (Controle Direto de Conjugado)
<i>IFOC</i>	: <i>Indirect Field Oriented Control</i>
<i>DFOC</i>	: <i>Direct Field Oriented Control</i>
TC	: Tabela de chaveamento
<i>DSC</i>	: <i>Direct Self Control</i> (Controle Direto Autocontrolado)
<i>SVM</i>	: <i>Space Vector Modulation</i> (Modulação Vetorial Espacial)
P,PI	: Controlador Proporcional e Proporcional Integrador
$K_{p\phi}, K_{i\phi}$: Ganhos proporcional e integral controlador PI (malha de fluxo)
K_{pc}, K_{ic}	: Ganhos proporcional e integral controlador PI (malha de conjugado)
K_p, K_i	: Ganhos proporcional e integral do controlador PI

Símbolos

*	: Grandeza de referência
#	: Conjugado complexo
I_M	: Parcela imaginária
$\hat{}$: Grandeza estimada
$[f(\cdot)]^{-1}$: Inversa da função $f(\cdot)$
$\mathcal{L}, \mathcal{L}^{-1}$: Operador transformada e transformada inversa de Laplace
p	: Operador derivada ($\simeq \frac{d}{dt}$)
s	: Operador Laplace
j	: $\sqrt{-1}$

Letras gregas

- $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$: Vetor fluxo estatórico no referencial genérico
 $\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$: Vetor fluxo rotórico no referencial genérico
 $g = s, r, a, b$: Referenciais: estatórico, rotórico, campo fluxo estatórico e campo fluxo rotórico
 ϕ_{s123}, ϕ_{r123} : Vetor fluxo trifásico enlaçado pelo estator e pelo rotor
 ϕ_s, ϕ_r : Magnitudes dos vetores fluxo estatórico e fluxo rotórico
 $\delta_r, \delta_b, \delta_a, \delta_g, \delta_i, \delta_v$: Posição angular: do rotor, vetor fluxo rotórico, vetor fluxo estatórico, eixo genérico, vetor corrente estatórica e vetor tensão estatórica, com relação ao estator
 τ_i, τ_i' : Intervalos de aplicação dos vetores ativos
 $\omega_b, \omega_a, \omega_g, \omega_i, \omega_v$: Velocidades angulares: vetor fluxo rotórico, vetor fluxo estatórico, eixo genérico, vetor corrente estatórica e vetor tensão estatórica, com relação ao estator
 ω_r, ω_m : Velocidade angular rotórica elétrica (*rad.elét./s*) e mecânica (*rad.mec./s*)
 σ : Coeficiente de dispersão magnética
 τ_r, τ_s : Constantes de tempo rotórica e estatórica

Parâmetros da máquina

- r_s, r_r : Resistências: estatórica e rotórica
 l_s, l_r, l_m : Indutâncias: estatórica, rotórica e mútua
 P : Número de pares de pólos
 J_m, F_a : Constante de inércia e coeficiente de atrito
 C_n : Conjugado nominal
 f : Freqüência nominal
 I_n, I_p : Corrente nominal e de partida
 ω_{sr}, ω_{sn} : Freqüência angular de escorregamento nominal e freqüência angular nominal
 P_a : Potência aparente

Lista de Figuras

2.1	Diagrama esquemático genérico de um Sistema de Acionamento com Máquina Assíncrona.	11
2.2	Inversor trifásico fonte de tensão.	15
2.3	Modulação PWM escalar simétrica.	17
2.4	Diagrama de blocos do programa de controle em tempo real.	18
2.5	Circuito para medição da corrente.	19
2.6	Circuito para medição de tensão.	20
2.7	(a) Diagrama representativo da máquina assíncrona trifásica - 123 ; (b) convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina; e, (c) diagrama da máquina bifásica - dq	23
2.8	Diagrama vetorial instantâneo da máquina Assíncrona.	27
3.1	Diagrama de blocos observador de estados modelo em tensão.	37
3.2	Diagrama de blocos do observador de estados proposto por <i>Takahashi</i> [114].	39
3.3	Diagrama de blocos do observador de estados modelo em corrente.	40
3.4	Diagrama de blocos do observador em cascata de filtros passa-baixa proposta por <i>Bose</i> [19].	40
3.5	Diagrama de blocos do observador contínuo de ordem completa.	43
4.1	Diagrama genérico do esquema de controle escalar V/Hz.	59
4.2	Circuito equivalente do modelo da máquina assíncrona em regime permanente com indutância de dispersão no estator e no rotor.	61
4.3	Tensão estatórica como função da velocidade.	61
4.4	Diagrama genérico do esquema de controle escalar corrente/escorregamento.	62
4.5	Circuito equivalente do modelo da máquina assíncrona em regime permanente com indutância de dispersão no lado estatórico.	62

4.6	Diagrama esquemático da estratégia <i>IFOC</i>	64
4.7	Diagrama esquemático da estratégia <i>DFOC</i>	68
4.8	Diagrama esquemático do bloco de controle da estratégia apresentada por <i>Lima</i> [77].	69
4.9	Diagrama genérico da estratégia <i>Direct Torque Control - DTC</i>	74
4.10	Blocos específicos <i>DTC</i> : a) Tabela de chaveamento, b) Auto contrololado (<i>DSC</i>), e c) Modulação por largura de pulso	77
4.11	(a) Posição do vetor fluxo estatórico, e, (b) e (c) seleção dos vetores ótimos de tensão.	78
4.12	Diagrama genérico do esquema de controle utilizando tabela de chaveamento.	79
4.13	Diagrama genérico do esquema <i>DSC</i>	85
4.14	Diagrama genérico do esquema <i>DTC-SVM</i>	87
4.15	Diagrama da estratégia <i>DTC-SVM</i> proposta por <i>Lascau et al.</i> [73].	88
4.16	Diagrama da estratégia <i>DTC-SVM</i> proposta por <i>Casadei et al.</i> [25].	90
4.17	Diagramas esquemáticos dos blocos de controle das estratégias: (a) em quadratura e (b) por escorregamento.	91
4.18	Diagrama esquemático <i>CDC-FEE</i>	94
4.19	Diagrama esquemático <i>CDC-FEQ</i>	99
5.1	Diagrama esquemático da estratégia de controle multivariável proposta por <i>Lee et al.</i> [74].	107
5.2	Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta por <i>Tzou et al.</i> [117].	107
5.3	Diagrama de blocos do controlador baseado em compensador.	108
5.4	Diagrama esquemático da estratégia de controle robusto proposta por <i>Bottura et al.</i> [21].	109
5.5	Diagrama genérico do controle desacoplado de fluxo e conjugado com realimentação de estados.	113
5.6	Diagrama esquemático da estratégia - <i>RE-FRER</i>	119
5.7	Diagrama esquemático da estratégia - <i>RE-FREE</i>	121
5.8	Diagrama esquemático da estratégia - <i>RE-FREC</i>	123
5.9	Diagrama esquemático da estratégia - <i>RE-FEER</i>	126
5.10	Diagrama esquemático da estratégia - <i>RE-FEEE</i>	127

5.11	Diagrama esquemático da estratégia - RE-FEEC.	129
5.12	Diagrama esquemático da estratégia - RE-FRQ.	133
6.1	Método de estimação proposto por <i>Ohtani et al.</i> [95].	155
6.2	Método de estimação de velocidade proposto por <i>Rajashékara</i> [100].	156
6.3	Método de estimação de velocidade proposto por <i>Shauder</i> [109].	158
6.4	Sistema adaptativo modelo de referência representado como uma reali- mentação não-linear.	159
6.5	Sistema adaptativo modificado.	160
6.6	Método de estimação de ω_r proposto por <i>Yang et al.</i> [129]	161
6.7	Diagrama de blocos do <i>MRAC</i>	162
6.8	Diagrama esquemático da estratégia <i>IFOC</i> sem sensor mecânico de ve- locidade.	166
6.9	Diagrama esquemático controle de velocidade sem sensor mecânico es- tratégia CDC-FEE/SSM.	168
6.10	Diagrama esquemático de controle direto de conjugado multivariável sem sensor mecânico de velocidade estratégia RE-FEE/SSM.	170
7.1	(a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade rotórica em baixa velocidade - <i>IFOC</i> sem <i>MRAC</i>	177
7.2	(a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade rotórica em alta velocidade - <i>IFOC</i> sem <i>MRAC</i>	178
7.3	(a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade rotórica em baixa velocidade - <i>IFOC</i> com <i>MRAC</i>	179
7.4	(a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade rotórica em alta velocidade - <i>IFOC</i> com <i>MRAC</i>	181
7.5	(a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxos de referência e estimado - Estratégia CDC-FEE.	182
7.6	Conjugados de referência, estimado e médio estratégia CDC-FEE.	182
7.7	(a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxos de referência e estimado - Estratégia CDC-FEQ.	183
7.8	Conjugados de referência, estimado e médio - Estratégia CDC-FEQ.	183
7.9	(a) Velocidade rotórica de referência e estimada; (b) erro de velocidade; e, (c) fluxo de referência e estimado - Estratégia CDC-FEE/SSM.	185

7.10 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FRER.	189
7.11 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FREE.	189
7.12 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FREC.	190
7.13 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEER.	191
7.14 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEEE.	192
7.15 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEEC.	192
7.16 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FRQ.	194
7.17 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEEE/SSM.	195
7.18 (a) Conjugados de referência e estimado; (b) fluxo de referência e estimado; (c) velocidade mecânica medida e estimada; e, (d) ampliação de (c) - estratégia RE-FEEE/SSM.	195
7.19 (a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade mecânica medida - estratégia IFOC sem MRAC.	198
7.20 (a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade mecânica medida - estratégia IFOC sem MRAC.	199
7.21 (a) Corrente estatórica; (b) velocidade mecânica medida e estimada - estratégia IFOC com MRAC.	200
7.22 (a) Corrente estatórica; (b) velocidade mecânica medida e estimada - estratégia IFOC com MRAC.	200
7.23 (a) Conjugados de referência e estimado, (b) velocidade mecânica.	202
7.24 Conjugados de referência, estimado e estimado médio.	202
7.25 Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.	203
7.26 Componentes d, q do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.	203
7.27 Lugar geométrico do vetor fluxo estatórico.	204
7.28 Corrente e tensão de fase.	204
7.29 (a) Conjugados de referência e estimado; e, (b) Velocidade mecânica.	205

7.30	Plano de fase.	205
7.31	Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.	206
7.32	Componentes d, q do fluxo estatórico de referência e estimado.	206
7.33	Lugar geométrico do vetor fluxo estatórico.	207
7.34	Conjugados de referência e estimado.	208
7.35	Componentes d, q do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.	208
7.36	Lugar geométrico do vetor fluxo estatórico.	209
7.37	Resistências inseridas externamente.	209
7.38	Conjugados de referência e estimado (superior) e velocidade rotórica (inferior).	210
7.39	Componentes d, q dos vetores fluxo estatórico de referência e estimado.	210
7.40	Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.	211
7.41	Corrente e tensão estatórica da fase 1.	211
7.42	(a) Velocidade rotórica de referência e medida; (b) erro de velocidade; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia CDC-FEE/SSM.	212
7.43	(a) Velocidade rotórica de referência e estimada; (b) erro de velocidade; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia CDC-FEE/SSM.	213
7.44	(a) Velocidade rotórica medida e estimada; e, (b) erro de velocidade - estratégia CDC-FEE/SSM.	213
7.45	(a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FRER.	215
7.46	Conjugados de referência, estimado e estimado médio.	216
7.47	Módulo do vetor fluxo rotórico de referência e estimado.	216
7.48	Componentes d, q dos vetores fluxo rotórico de referência e estimado.	217
7.49	Lugar geométrico das componentes do vetor fluxo estatórico (superior) e vetor fluxo rotórico (inferior).	217
7.50	Corrente e tensão de fase.	218
7.51	Plano de fase.	218

Lista de Tabelas

2.1	Tabela comparativa dos acionamentos CC/CA	10
2.2	Tabela dos padrões de chaveamento	14
2.3	Parâmetros da máquina assíncrona.	33
4.1	Tabela de chaveamento ótimo	81
5.1	Tabela dos eixos do modelo	131
5.2	Autovalores dos modelos contínuo e discreto	137
7.1	Condições gerais para ensaio das estratégias <i>IFOC</i>	176
7.2	Condições gerais para simulação das estratégias <i>SISO-CDC</i>	180
7.3	Condições gerais para simulação da estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico.	184
7.4	Condições gerais de funcionamento do sistema de acionamento (estratégias multivariáveis)	186
7.5	Divisão das estratégias multivariáveis-RE	186
7.6	Componentes das matrizes de ponderação Q_o e R_o	187
7.7	Condições gerais para ensaio da estratégia <i>IFOC/MRAC</i>	197
7.8	Condições gerais para ensaio da estratégia <i>CDC-FEE</i>	201
7.9	Perfil do conjugado de referência (estratégia <i>CDC-FEE</i> - segundo ensaio)	204
7.10	Tabela da variação de r_s	208
7.11	Condições gerais para ensaio da estratégia <i>RE-FRER</i>	214

Conteúdo

1	Introdução geral	1
2	Sistemas digitais para acionamento de máquinas assíncronas	7
2.1	Introdução	7
2.2	Subsistema conversor de frequência	12
2.2.1	Modulação por largura de pulso - digital escalar	13
2.3	Subsistema aquisição e controle	17
2.4	Subsistema máquina assíncrona	21
2.4.1	Modelo dinâmico contínuo no tempo	22
2.4.2	Modelo dinâmico discreto no tempo	31
2.4.3	Parâmetros da máquina	32
2.5	Conclusões	34
3	Observadores de estados	35
3.1	Introdução	35
3.2	Observadores de estados	35
3.2.1	Estimação de fluxo através dos modelos em tensão e em corrente.	37
3.2.2	Observador em malha fechada de ordem completa	41
3.2.3	Influência das variações paramétricas	46
3.3	Conclusões	56
4	Estratégias de Controle Monovariáveis	57
4.1	Introdução	57
4.2	Controle escalar	58
4.2.1	Controle tensão/frequência	59
4.2.2	Controle corrente/escorregamento	62

4.3	Controle vetorial	63
4.3.1	Controle com orientação indireta pelo campo	64
4.3.2	Controle com orientação direta pelo campo	67
4.4	Controle direto de fluxo e conjugado	69
4.4.1	Controle através de tabela de chaveamento (TC)	79
4.4.2	Estratégia direta autocontrolada (<i>DSC</i>)	85
4.4.3	Estratégias <i>DTC</i> com modulação por largura de pulso	87
4.5	Estratégias propostas	90
4.5.1	Controle direto de conjugado e fluxo estatórico por escorregamento (CDC-FEE)	93
4.5.2	Controle direto de conjugado e fluxo estatórico em quadratura (CDC-FEQ)	97
4.6	Conclusões	101
5	Estratégias de Controle Multivariáveis	103
5.1	Introdução	103
5.1.1	Acionamentos de máquinas assíncronas utilizando técnicas de controle multivariável	106
5.2	Estratégias propostas	110
5.2.1	Escolha do sistema de coordenadas	117
5.2.2	Estratégias de controle multivariável por escorregamento	117
5.2.3	Estratégia de controle multivariável em quadratura - RE-FRQ	132
5.3	Determinação da matriz de ganhos para o controle com realimentação de estados	134
5.3.1	Determinação da matriz de ganhos utilizando a alocação de pólos.	136
5.3.2	Determinação da matriz de ganhos utilizando lei de controle ótimo.	139
5.4	Conclusões	147
6	Sistemas de acionamento sem sensor mecânico de velocidade	149
6.1	Introdução	149
6.2	Revisão bibliográfica	150
6.3	Controle adaptativo com modelo de referência	162
6.3.1	Modelos <i>MRAC</i>	162
6.4	Estratégias propostas para o controle sem sensor mecânico de velocidade aplicadas à máquina assíncrona	164

6.4.1	Controle com orientação indireta pelo campo sem sensor mecânico de velocidade (<i>IFOC/MRAC/SSM</i>)	165
6.5	Controle de velocidade sem sensor mecânico em acionamentos com estratégia - CDC-FEE/SSM.	167
6.6	Controle direto de conjugado multivariável sem sensor mecânico de velocidade (<i>RE-FEEE/SSM</i>).	169
6.7	Conclusões	170
7	Resultados de Simulações e Experimentais	172
7.1	Introdução	172
7.2	Análise de desempenho em acionamentos elétricos	173
7.3	Resultados de simulações	175
7.3.1	Resultados de simulações da estratégia <i>IFOC/MRAC/SSM</i>	175
7.3.2	Resultados de simulações das estratégias monovariáveis (CDC)	178
7.3.3	Resultados de simulações da estratégia sem sensor mecânico de velocidade CDC-FEE/SSM.	184
7.3.4	Resultados de simulações das estratégias multivariáveis (RE)	185
7.3.5	Resultados de simulações da estratégia RE-FEEE/SSM.	193
7.4	Resultados experimentais	194
7.4.1	Estratégia <i>SISO (IFOC-MRAC/SSM)</i>	196
7.4.2	Estratégia <i>SISO (CDC-FEE)</i>	199
7.4.3	Controle de velocidade sem sensor mecânico em acionamentos com a estratégia CDC-FEE/SSM	212
7.4.4	Estratégia multivariável (<i>RE-FRER</i>)	214
7.5	Conclusões	219
8	Conclusões gerais e trabalhos futuros	222
8.1	Conclusões gerais	222
8.2	Observadores de estado e estimação de parâmetros	222
8.3	Estratégias de controle multivariáveis.	223
8.4	Trabalhos futuros	225

Capítulo 1

Introdução geral

O aumento do número de robôs e a crescente automação dos processos industriais, de um modo em geral, é resultado de uma necessidade da melhoria da qualidade dos produtos e do aumento da produtividade. Controle de Movimento (*Motion Control*) é um dos requisitos básicos da automação industrial. *Lorenz et al.* [80], definem controle de movimento como “*aplicações de servo acionamentos de alto desempenho para controle rotacional ou translacional de conjugado, velocidade ou posição*”.

Atualmente, existem diversas alternativas para acionamentos elétricos, empregando vários tipos de máquinas elétricas (e.g.: máquinas de corrente contínua (CC), máquinas a relutância variável, máquinas a imã permanente, motores de passo e máquinas síncronas). Contudo, talvez o maior avanço, nos últimos tempos, tenha ocorrido com a tecnologia de acionamento utilizando máquinas assíncronas.

Acionamentos elétricos estáticos utilizando máquinas assíncronas são empregados industrialmente em controles de movimento de sistemas mecânicos há muito tempo. Inicialmente, eram utilizados apenas em aplicações de grande porte e onde não era necessário um controle muito preciso, seja de conjugado, velocidade ou posição.

Os fatores mais importantes que influenciaram o desenvolvimento dos acionamentos com máquinas assíncronas são:

1. Desenvolvimento de estratégias de controle, mais especificamente das estratégias de controle vetorial (controle com orientação pelo campo - indireta e direta), que possibilitaram uma simplificação do modelo matemático representativo, não linear e fortemente acoplado, controlando a máquina assíncrona de forma análoga a uma máquina CC;

2. Desenvolvimento da eletrônica de potência, que possibilitou o surgimento de novas chaves semicondutoras (*MOSFET*, *IGBT*, *SIT* e *GTO*) aumentando a frequência de chaveamento e diminuindo as perdas por comutação;
3. Desenvolvimento da microeletrônica - o surgimento de novos e mais rápidos processadores, microcontroladores, processadores de sinais, a tecnologia do processamento paralelo. Esta evolução possibilitou o aproveitamento das estratégias de controle desenvolvidas que demandam muito tempo de processamento, facilitando a utilização da tecnologia de acionamentos elétricos com máquinas assíncronas (MA) em uma gama bastante ampla de aplicações onde são necessárias precisão, rapidez e confiabilidade;

A conjunção destes fatores possibilitou a utilização das máquinas assíncronas em acionamentos elétricos, inclusive em aplicações de robótica e mecatrônica, onde eram utilizadas principalmente máquinas CC e de passo. Em tais aplicações é necessário integrar um bom desempenho elétrico e mecânico do sistema. Logo, as máquinas assíncronas passaram a representar uma opção em aplicações onde são exigidas: operação numa ampla faixa de velocidade, robustez mecânica e baixo custo financeiro do conjunto conversor/máquina.

A natureza da aplicação determina qual o tipo de estratégia de controle a ser empregada com a máquina assíncrona. A decisão sobre que tipo de controle utilizar, baseia-se: a) que tipo de conversor será utilizado; b) se o controle será em malha aberta ou em malha fechada; c) se será realizado controle de conjugado, velocidade ou posição; d) se o controle é em um, dois ou quatro quadrantes; e) no desempenho desejado; e, f) na robustez do sistema (frente a distúrbios externos e variações paramétricas).

Inicialmente, as estratégias de controle utilizadas para acionamentos com máquinas assíncronas eram escalares, baseadas no modelo em regime permanente, realizadas em malha aberta. As estratégias de controle escalar apresentam transitórios de conjugado com características indesejáveis (resposta lenta, oscilações e até mesmo instabilidade para certos pontos de operação).

Contudo, em muitas aplicações industriais, um controle preciso de velocidade não é o objetivo maior e uma resposta de conjugado rápida e exata não é importante. Ao contrário, um aproveitamento da máquina elétrica e do conversor de potência com máxima eficiência são mais importantes. O controle adequado de conjugado é necessário para manter uma operação estável e utilização adequada da máquina elétrica. Neste tipo

de acionamento, o custo financeiro do sistema é de fundamental importância.

Após o surgimento das estratégias escalares, nos anos 70, surgiram as estratégias vetoriais: com orientação pelo campo (indireta e direta) e controle direto de conjugado. Estas estratégias apresentam um melhor desempenho dinâmico e uma maior sofisticação na implementação.

Estratégias de controle mais sofisticadas são necessárias em sistemas quando se deseja que o desempenho com o acionamento com a máquina de corrente alternada seja comparável àquele obtido com uma máquina de corrente contínua. Estes esquemas de controle, comumente necessitam de sensores especiais e em algumas aplicações as máquinas são projetadas especificamente para este fim. Estes fatores contribuem para aumentar o custo financeiro do sistema.

Este aumento de custo é justificado em aplicações onde é necessário o controle de posição, quando o conhecimento preciso do conjugado é necessário para qualquer ponto de operação, especialmente a velocidade zero. Ou então, em controles de velocidade onde se faz necessário um sensor de velocidade. Contudo, em algumas aplicações, este aumento de custo não é justificado por considerações econômicas (uso de sensores) e para outras, sua utilização acarreta um desequilíbrio na relação desempenho x rendimento do sistema global (máquina, conversor de frequência, energia disponibilizada/consumida). Resulta muitas vezes no sobredimensionamento tanto da máquina elétrica, como do inversor, para obtenção de características desejadas para o acionamento.

Atualmente busca-se um sistema de acionamento que seja estável, robusto, funcione em ampla faixa de operação, seja viável economicamente, tenha alto desempenho e simplicidade de implementação. Ocorre que muitos desses requisitos são conflitantes o que leva o projetista a definir qual (ou quais) é (são) o(s) fator(es) mais importante(s). Por exemplo se é desempenho, se é o custo, ou então um meio termo.

Pelo exposto, fica clara a existência de duas lacunas, que possibilitam e justificam o estudo das estratégias de controle para aplicação em máquinas assíncronas e que motivam este trabalho, buscando alcançar as características necessárias para um sistema de acionamento que seja propício às necessidades do usuário.

A primeira destas lacunas, é o estudo de estratégias de controle com complexidade de implementação intermediária entre as estratégias de controle escalares e as com orientação pelo campo (indireta e direta). Este tipo de estratégia deve apresentar custo financeiro compatível com as primeiras e desempenho dinâmico compatível com

as estratégias de controle com orientação pelo campo.

Neste caso, as estratégias de controle direto de fluxo estatórico e conjugado eletromagnético representam uma boa alternativa. Apresentadas inicialmente nos anos 80, estas estratégias não buscam reproduzir o comportamento de uma máquina CC, mas sim obter um melhor aproveitamento da capacidade de produção, ou da relação fluxo/conjugado a partir da alimentação da máquina em fonte de tensão.

A segunda lacuna é o estudo de estratégias de controle cuja complexidade de implementação aproxime-se das estratégias de controle com orientação direta pelo campo, com alto desempenho. Considerando que a máquina assíncrona é um sistema multivariável, a aplicação de estratégias de controle multivariável no espaço de estados, com técnicas de controle ótimo representa uma alternativa interessante. Além disso, a abordagem no espaço de estados dá ao projetista ampla liberdade para alocação dos pólos do sistema em malha fechada.

A partir destas colocações é possível destacar as principais contribuições do trabalho, que são:

1. Revisão bibliográfica e classificação das estratégias de controle, utilizando controladores mono e multivariáveis;
2. Apresentação de novas estratégias monovariáveis de controle direto de fluxo estatórico e conjugado;
3. Apresentação de novas estratégias multivariáveis de controle de fluxo (rotórico ou estatórico) e conjugado utilizando abordagem no espaço de estados;
4. Revisão bibliográfica de acionamentos sem sensor de velocidade e proposta de estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico;
5. Implementação prática das estratégias propostas com a realização de testes de avaliação.

O trabalho foi estruturado em 6 capítulos, divididos da seguinte forma:

No capítulo 2 é apresentado o sistema completo de acionamento com máquina assíncrona. O sistema é dividido em três subsistemas: subsistema conversor de frequência, subsistema aquisição e controle e, subsistema máquina assíncrona. A parte referente à modulação por largura de pulso implementada, foi agrupada dentro do subsistema conversor de frequência por questões de facilidade de compreensão.

No capítulo 3 expõem-se inicialmente alguns métodos de estimação de estados utilizando observadores em malha aberta modelo em tensão e observadores em malha fechada de ordem completa. São abordadas as influências das variações paramétricas, mais especificamente, resistência estatórica e constante de tempo rotórica.

No capítulo 4 são apresentadas as estratégias de controle monovariáveis. Estas estratégias são divididas na forma: escalar e vetorial. Uma revisão bibliográfica destas estratégias de controle é realizada. As estratégias propostas são classificadas de acordo com a variável utilizada para controlar o fluxo de magnetização da máquina e da variável utilizada para controlar o conjugado. O conjugado pode ser controlado pela frequência de escorregamento da variável utilizada para controlar a magnetização (controle por escorregamento) ou pela sua componente em quadratura (controle em quadratura). Estas estratégias propostas ficam definidas como: Controle Direto de Conjugado e Fluxo Estatórico por Escorregamento (CDC-FEE) e Controle Direto de Conjugado e Fluxo Estatórico em Quadratura (CDC-FEQ). A partir da estratégia CDC-FEE é proposta uma estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico.

No capítulo 5 é realizada, inicialmente, uma revisão bibliográfica em acionamentos com máquinas assíncronas que utilizam controladores multivariáveis com realimentação de estados. São propostas estratégias de controle desacoplado de fluxo e conjugado, baseadas na teoria de controle com realimentação de estados multivariável. Estas estratégias foram divididas em: controle multivariável com realimentação de estados por escorregamento (fluxo rotórico (RE-FRE) e estatórico (RE-FEE)), e controle multivariável com realimentação de estados em quadratura (fluxo rotórico (RE-FRQ)). A realimentação de estados é projetada utilizando técnicas de controle ótimo linear quadrático.

No capítulo 6, são tratados os sistemas de acionamento com máquinas assíncronas sem sensor mecânico de velocidade. Inicialmente é apresentada uma revisão bibliográfica sobre o assunto e a seguir são apresentadas novas estratégias. Das estratégias propostas, uma utiliza controladores com orientação indireta pelo campo e controladores adaptativos, outra utiliza controladores de fluxo e conjugado direto e a terceira utiliza controladores multivariáveis com realimentação de estados no espaço de estados e modelos adaptativos para estimação da velocidade.

No capítulo 7, inicialmente são apresentados alguns conceitos que permitem a análise de desempenho em acionamentos elétricos. São apresentados e comentados os resultados de simulações e experimentais obtidos utilizando as estratégias propostas,

sendo estes divididos em resultados das estratégias mono e multivariáveis.

No capítulo 8 são apresentadas as conclusões gerais sobre o trabalho e as propostas de continuação do mesmo.

Capítulo 2

Sistemas digitais para acionamento de máquinas assíncronas

2.1 Introdução

Grande parte dos controladores industriais para o acionamento de máquinas elétricas, utilizados antes de 1980, eram inteiramente baseados em circuitos analógicos que podiam competir e ganhar em custo dos controladores implementados em circuitos digitais. O advento dos microcomputadores no início dos anos 70, a melhoria do desempenho e a redução dos preços dos semicondutores trouxeram uma nova dimensão à eletrônica de potência e à tecnologia dos acionamentos estáticos. Com isto esta situação reverteu-se.

Os microcomputadores possibilitaram a automação industrial em altos estágios (controle de manufatura), como também, em estágios mais baixos a nível de chão de fábrica (controle de conversores de frequência, acionamento de máquinas elétricas, sistemas de controle de movimento, etc.).

De acordo com *de Doncker* [33] o controle digital de sistemas de acionamentos com máquinas elétricas apresenta as seguintes vantagens comparativamente aos analógicos:

1. Alta flexibilidade para alterar o projeto do controlador, alterando somente o *software*;
2. Possibilidade de realizar um volume maior de cálculos;
3. Possibilidade de implementação de controladores mais sofisticados, com regulação adaptativa, e melhores do que controles analógicos similares;

4. Possibilidade de inicialização e ajustes automáticos;

Além destes, outros fatores podem ser citados: aumento da confiabilidade, menos problemas de interferência eletromagnética, o processamento digital dos sinais elimina flutuações e facilidade de implementação de *softwares* de diagnose.

Contudo, os controles digitais apresentam algumas limitações:

1. Processamento lento - a implementação de uma função em microcomputador é mais lenta do que um controle efetuado com *hardware* analógico/digital dedicado;
2. Erro de quantização - a conversão de sinais (Analógico \iff Digital) gera erros de quantização. Estes erros podem ser minimizados pelo aumento da "palavra" do microcomputador e dos conversores de sinais;
3. Dificuldade de acesso aos sinais de *software* - os microcomputadores não possibilitam um acesso fácil aos sinais de *software* para monitoração;

A redução dos custos e uma melhora no seu desempenho, especialmente para operações matemáticas (divisão, multiplicação e raiz quadrada), tornaram a aplicação de sistemas de controle utilizando microcomputadores atrativa, possibilitando a implementação das estratégias de controle desenvolvidas nos últimos anos. Já a partir da década de 80, processadores dedicados encontram-se disponíveis podendo ser usados para a implementação de sistemas completos de acionamentos de máquinas elétricas [33].

A maior parte dos acionamentos com máquinas assíncronas, necessita do controle do conjugado ou da velocidade da máquina. A maioria destas aplicações referem-se simplesmente ao controle de ventiladores, bombas e compressores. Contudo, o desenvolvimento que vem ocorrendo nos acionamentos com máquinas assíncronas abre a possibilidade de utilização destas máquinas em aplicações onde é exigido um desempenho dinâmico melhor (controle de posição por exemplo). Estas aplicações utilizam principalmente máquinas de corrente contínua (CC).

Os acionamentos com máquinas assíncronas são classificados por *Mohan et al.* [89] em duas categorias, de acordo com suas aplicações:

1. Acionamentos a velocidade variável;
2. Servo acionamentos.

Acionamentos CC	Acionamentos CA
O comutador torna o motor volumoso, caro e pesado. Inadequado para atmosferas perigosas. Velocidade máxima limitada. Necessita manutenção freqüente;	Por não possuir comutador, a máquina CA: é comparativamente mais barata; pode atingir velocidades maiores; é segura, confiável, requer pouca manutenção; e, pode ser utilizados em atmosferas perigosas;
Tecnologia de conversão bem conhecida. O conversor de potência é simples e barato;	Tecnologia empregada nos inversores ainda encontra-se em desenvolvimento (aprimoração). Circuitos de potência do conversor e de controle são complexos;
Conversor com comutação na linha;	Geralmente empregada a comutação comandada;
Baixo fator de potência (FP) o que representa problema frente a nova regulamentação e alta taxa de distorção harmônica (TDH);	Para circuitos com regeneração de potência, baixo FP. Para acionamentos não regenerativos o FP melhora;
Rápida resposta e controle suave em ampla faixa de velocidade;	Resposta dependente da estratégia de controle. Com conversores estáticos a faixa de controle de velocidade aumenta;
Baixa relação potência x volume;	Alta relação potência x volume;
O custo do sistema não é influenciado pelo preço do conversor.	O conversor de potência tem grande importância no preço do sistema.

Tabela 2.1: Tabela comparativa dos acionamentos CC/CA

mento dos sinais elétricos (correntes e tensões) e mecânicos (posição ou velocidade) obtidos da máquina assíncrona, dos circuitos que implementam a estratégia de controle e dos circuitos de comando dos interruptores estáticos do inversor;

3. Módulo máquina assíncrona: composto de uma máquina assíncrona, trifásica, rotor em gaiola de esquilo e de um sensor de posição.

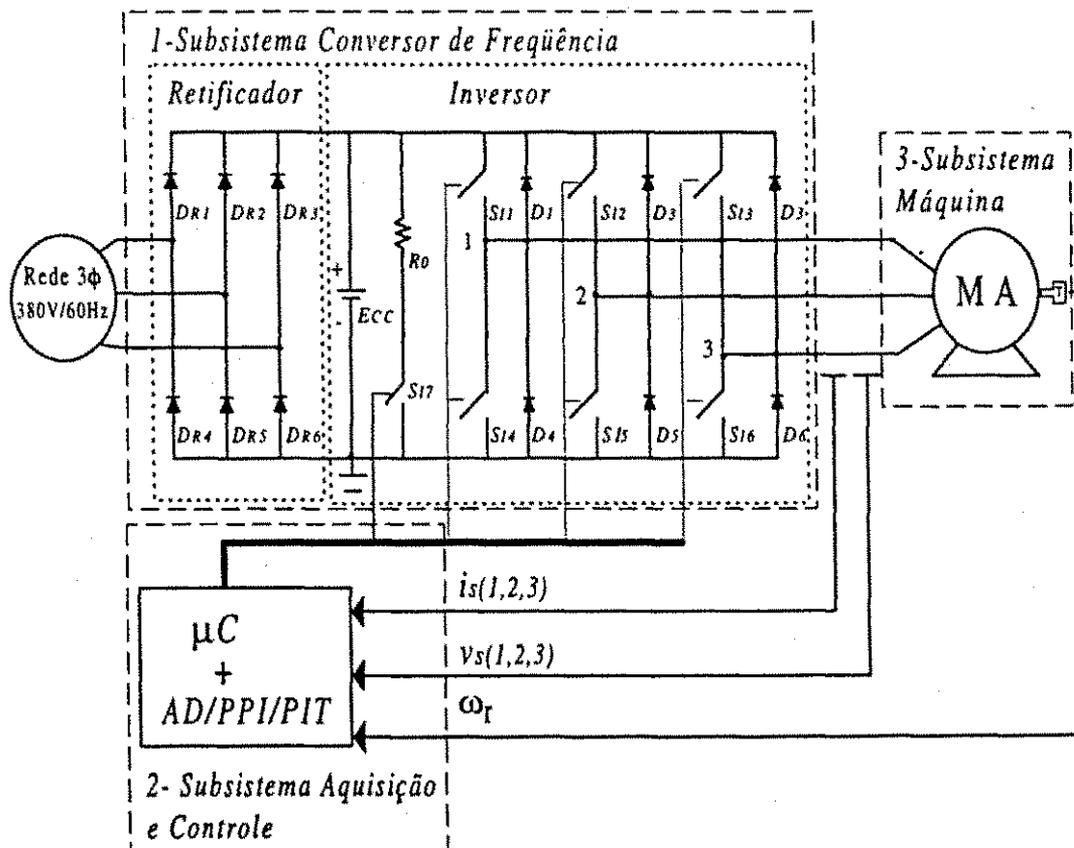


Figura 2.1: Diagrama esquemático genérico de um Sistema de Acionamento com Máquina Assíncrona.

Este sistema de acionamento é uma bancada de testes que possibilita, após implementadas as estratégias estudadas/desenvolvidas, sua transposição para uma plataforma definitiva, possibilitando a produção industrial, onde então serão utilizados *DSP's* ou microcontroladores que tenham capacidade de processamento compatível.

2.2 Subsistema conversor de frequência

A máquina assíncrona em acionamentos com velocidade variável deve ser alimentada por meio de uma fonte de tensão trifásica, de frequência e amplitude variáveis, obtida por meio de conversores estáticos de potência (conversores de frequência). A partir de um sistema de alimentação trifásico, existem duas topologias básicas para a realização da fonte estática: alimentação direta CA/CA (p. ex. cicloconversores) e alimentação indireta com estágio intermediário CA/CC-CC/CA (mais usuais) [62].

Exceto para alguns casos especiais de alta potência, que não são o escopo deste trabalho, os acionamentos com frequência variável utilizam inversores com barramento CC na entrada. A conversão da potência é realizada em dois estágios:

a) Estágio de retificação (CA/CC) - Retificador seguido de um filtro elétrico passivo. A rede fornece tensão CA, que é convertida para tensão CC, através de retificadores, controlados ou não;

b) Estágio de inversão (CC/CA) - Utiliza um inversor estático com semicondutores de potência que operam em regime de chaveamento. A tensão CC é então invertida para prover o sistema com tensão e corrente CA ajustáveis em amplitude e frequência, o mais senoidal possível;

O ciclo de trabalho dos interruptores de potência e a frequência de chaveamento do inversor são ajustados para alimentar adequadamente a máquina elétrica. Este estágio de conversão é um amplificador de potência operando em regime de chaveamento.

Os conversores de frequência, que funcionam como interface entre a rede de distribuição e a máquina assíncrona, devem satisfazer as seguintes exigências [89]:

1. Capacidade de ajustar a frequência de acordo com a velocidade desejada para a máquina;
2. Condições de ajustar a tensão de saída de maneira a manter o fluxo de entreferro constante na região de conjugado constante;
3. Capacidade de fornecer a corrente nominal de forma ininterrupta na frequência desejada.

De acordo com *Mohan et al.* [89], a classificação dos conversores indiretos pode ser baseada no tipo de retificador (estágio intermediário) e do inversor utilizado:

1. Inversor Fonte de Tensão com Modulação por Largura de Pulso - (*Voltage Source Inverter - Pulse-Width-Modulation - VSI-PWM*);
2. Inversor Fonte de Tensão Onda Quadrada - (*Voltage Source Inverter - Square-Wave - VSI-SW*);
3. Inversor Fonte de Corrente com retificador (*Current Source Inverter - CSI*).

Neste trabalho foi considerado o acionamento com máquinas assíncronas utilizando *VSI-PWM*, cujo diagrama esquemático pode ser visto no módulo 1 da figura 2.1.

Nesta figura, o conjunto retificador foi implementado na forma não controlada utilizando diodos ($DR_i (i = 1, \dots, 6)$). O circuito inversor controlado, representado pela chaves genéricas $SI_i (i = 1, \dots, 6)$, utiliza semicondutores de potência *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)* operando na frequência de *10KHz*.

2.2.1 Modulação por largura de pulso - digital escalar

Os sinais *PWM* para o inversor trifásico controlado são gerados a partir de uma placa multifunção acoplada a um microcomputador *Pentium 233MHZ*, compatível *IBM/PC[®]*. Várias são as técnicas para geração do sinal *PWM* para o inversor, por exemplo, utilização de tabelas, comparação seno-triângulo ou proporcional à palavra digital através de *hardware* ou *software*.

O inversor trifásico fonte de tensão (figura 2.2) fornece apenas sete níveis de tensões diferentes, com estes níveis, objetiva-se alimentar a máquina com tensões trifásicas variáveis. Este processo pode ser dividido em duas fases: modulação do sinal de tensão fundamental de referência segundo a alta frequência da portadora, obtida pelo chaveamento do inversor de tensão; demodulação ou recuperação do sinal fundamental de tensão através da corrente da máquina, resultado da filtragem passa-baixa da tensão modulada. Quando se utiliza a implementação digital do PWM, o inversor gera tensões instantâneas cujo valor médio, em um intervalo de tempo (τ_i), é igual à tensão de referência [62].

Os comandos PWM digitais mais amplamente utilizados operam com frequência do inversor também constante, o que, por analogia, pode ser associada à frequência da portadora no método seno-triângulo. O espectro de frequência do sinal de tensão é concentrado em torno da frequência da portadora. Métodos de modulação que operam com frequência do inversor variável, mas frequência média constante, permitem obter

k	$q1$	$q3$	$q5$
0	0	0	0
1	1	0	0
2	1	1	0
3	0	1	0
4	0	1	1
5	0	0	1
6	1	0	1
7	1	1	1

Tabela 2.2: Tabela dos padrões de chaveamento

uma distribuição de frequência mais uniforme [62]. Estes métodos podem diminuir a distorção harmônica da tensão, reduzir o nível de ruído audível e as vibrações mecânicas da máquina.

Os métodos *PWM* podem ser classificados em métodos escalares e vetoriais [59]. A abordagem escalar utiliza as tensões por fase enquanto que a abordagem vetorial utiliza um vetor tensão representativo das três tensões de fase. A implementação da abordagem escalar é mais simples.

A figura 2.2 apresenta em destaque o sistema em estudo apresentado no sistema genérico figura 2.1, composto de um barramento CC (fonte CC), um inversor trifásico e a máquina assíncrona. A fonte de tensão contínua E_{cc} é obtida pela retificação e filtragem do sistema trifásico de alimentação (380V, 60Hz). Nesta fonte é definido um ponto intermediário o que será utilizado com um dos referenciais de tensão. O inversor de tensão trifásico é constituído por seis chaves $q_1 \dots q_6$ e seus respectivos diodos. A máquina é ligada em estrela (Y) com neutro (n) flutuante (não interligado).

As chaves q_2 , q_4 e q_6 funcionam de forma complementar a q_1 , q_3 e q_5 , respectivamente, logo,

$$\begin{aligned}
 q_2 &= 1 - q_1 \\
 q_4 &= 1 - q_3 \\
 q_6 &= 1 - q_5
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

A tensão aplicada à carga depende da configuração das chaves q_1 , q_3 e q_5 . Atribuindo-se valores binários às chaves, $q_i = 0$ - chave aberta e $q_i = 1$ chave fechada, existem portanto, oito combinações possíveis. A tabela (2.2) apresenta estas combinações.

As tensões de fase nos terminais da carga trifásica são dadas por

$$\sum_{i=1}^3 v_{sin}(t) = 0 \quad (2.2)$$

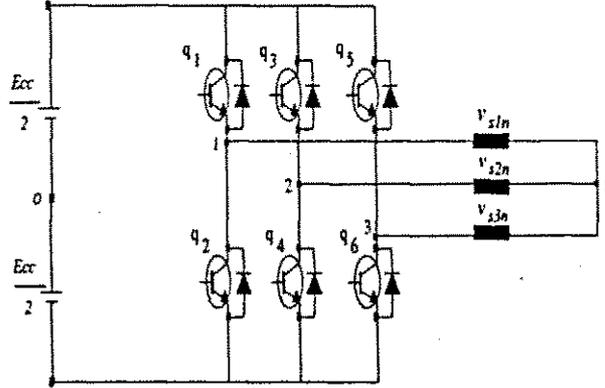


Figura 2.2: Inversor trifásico fonte de tensão.

Explicitando as expressões de v_{s1n} , v_{s2n} e v_{s3n}

$$\begin{aligned} v_{s1n} &= v_{s1o} + v_{son} = q_1 \frac{E_{cc}}{2} - q_2 \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \\ v_{s2n} &= v_{s2o} + v_{son} = q_3 \frac{E_{cc}}{2} - q_4 \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \\ v_{s3n} &= v_{s3o} + v_{son} = q_5 \frac{E_{cc}}{2} - q_6 \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \end{aligned} \quad (2.3)$$

substituindo resulta,

$$\begin{aligned} v_{s1n} &= q_1 \frac{E_{cc}}{2} - (1 - q_1) \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \\ v_{s2n} &= q_3 \frac{E_{cc}}{2} - (1 - q_3) \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \\ v_{s3n} &= q_5 \frac{E_{cc}}{2} - (1 - q_5) \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} v_{s1n} &= (2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \\ v_{s2n} &= (2q_3 - 1) \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \\ v_{s3n} &= (2q_5 - 1) \frac{E_{cc}}{2} + v_{son} \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde v_{son} é a diferença de tensão do neutro da máquina para o ponto intermediário da fonte (o).

$$v_{sdqo} = T v_{123} \quad (2.6)$$

onde,

$$v_{sdqo} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix}, \quad v_{s123} = \begin{bmatrix} v_{s1n} \\ v_{s2n} \\ v_{s3n} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{s1n} - \frac{1}{2}v_{s2n} - \frac{1}{2}v_{s3n} \right) \quad (2.8)$$

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left((2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} - \frac{1}{2} (2q_3 - 1) \frac{E_{cc}}{2} - \frac{1}{2} (2q_5 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \right) \quad (2.9)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{s2n} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s3n} \right) \quad (2.10)$$

$$v_{sq} = \sqrt{2} \left(\frac{1}{2} (2q_3 - 1) \frac{E_{cc}}{2} - \frac{1}{2} (2q_5 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \right) \quad (2.11)$$

É possível impôr uma tensão média correspondendo a cada fase de referência durante o intervalo de amostragem. As tensões de referência modificadas, definidas constantes durante o período de amostragem (t_a), v_{s11}^{**} , v_{s22}^{**} e v_{s33}^{**} podem ser definidas a partir das tensões de referência v_{s1}^{**} , v_{s2}^{**} e v_{s3}^{**} da seguinte maneira

$$v_{s11}^{**} = v_{s1}^{**} + v_h \quad (2.12)$$

$$v_{s22}^{**} = v_{s2}^{**} + v_h \quad (2.13)$$

$$v_{s33}^{**} = v_{s3}^{**} + v_h \quad (2.14)$$

onde v_h é a parcela da componente de seqüência zero.

Fazendo os valores médios das tensões v_{s11}^{**} , v_{s22}^{**} e v_{s33}^{**} iguais aos valores médios das tensões v_{s1o} , v_{s2o} e v_{s3o}

$$\frac{1}{t_a} \int_0^{t_a} (v_{sii}^{**}) dt = \frac{1}{t_a} \int_0^{t_a} (v_{sio}^{**}) dt \quad (2.15)$$

$$v_{sii}^{**} = \left[\frac{E_{cc}}{2} \tau_i - \frac{E_{cc}}{2} (t_a - \tau_i) \right] \frac{1}{t_a} \quad (2.16)$$

para $i = 1, 2, 3$, onde τ_i são os intervalos de tempo nos quais as chaves q_1 , q_3 e q_5 estarão conduzindo respectivamente. À partir destas expressões é possível calcular os intervalos de tempo

$$\tau_i = \left(\frac{v_{sii}^{**}}{E_{cc}} + \frac{1}{2} \right) t_a \quad (2.17)$$

no caso de $v_h = 0$ e como normalmente $v_{s1}^{**} + v_{s2}^{**} + v_{s3}^{**} = 0$ o intervalo τ_3 pode ser escrito na forma

$$\tau_3 = t_a - \tau_2 - \tau_1 \quad (2.18)$$

A figura 2.3 ilustra a modulação escalar simétrica. Nesta figura, t_a - período de amostragem; v_{sii}^{**} - tensão de referência do controlador; τ_i - intervalo de tempo de condução das chaves semicondutoras do inversor; τ_i' - intervalo complementar de τ_i e, E_{cc} - tensão no barramento CC.

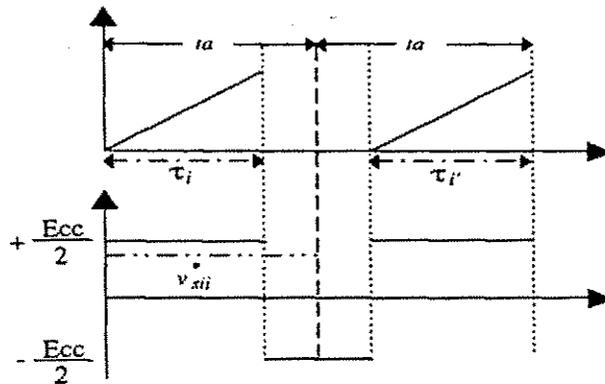


Figura 2.3: Modulação PWM escalar simétrica.

2.3 Subsistema aquisição e controle

O sistema de aquisição de dados e controle é formado por [96]:

- Microprocessador (*CPU*);
- Conversores Analógico/Digital (A/D);
- Porta paralela programável, *PPI - Programmable Peripheral Interface* (CI8255);
- Contadores programáveis ("*timer*"), *PIT - Programmable Internal Timer* (CI8254);
- Circuito divisor de frequência, com divisões por 500, 1000, 2000 e 10000 vezes;
- Circuito de seleção, responsável pela conexão entre um dispositivo da placa de controle, por exemplo, conversor A/D, *PIT*, etc., e a *CPU*;
- Placa de transdutores e geração de tempo morto.

O microprocessador

A atuação (controle) sobre a máquina, se dá por parte da Unidade Central de Processamento (*CPU*), baseada numa estrutura *Pentium 233MHZ*, compatível IBM/PC[®]. Nesta estrutura, são implementadas as estratégias de controle, onde os controladores implementados são do tipo discreto. A implementação discreta em microcomputador reduz consideravelmente a complexidade dos sistemas de acionamento de máquinas, comparativamente aos controladores implementados em *hardware*, e o tempo necessário para implementação das estratégias de controle. Além disso, facilita a transposição

para sistemas definitivos, no caso de microcontroladores, devido a sua compatibilidade/portabilidade.

As estratégias de controle são implementadas em *software*, a partir de algoritmos de controle codificados em linguagem C, através do compilador *Turbo C[®]*, que dispõe de um ambiente de desenvolvimento de uso fácil para edição, compilação e depuração.

Como a máquina assíncrona pode ser representada por um modelo de sexta ordem, de difícil controle, as estratégias desenvolvidas para ela também são de razoável complexidade de implementação. Esta complexidade reflete-se no tempo necessário para o seu processamento, o que faz necessário a utilização de processadores mais rápidos.

Cunha [96], divide o programa de controle em quatro partes principais, figura 2.4, as quais denominam-se, inicialização, rotina principal, rotina de execução em tempo real e finalização.

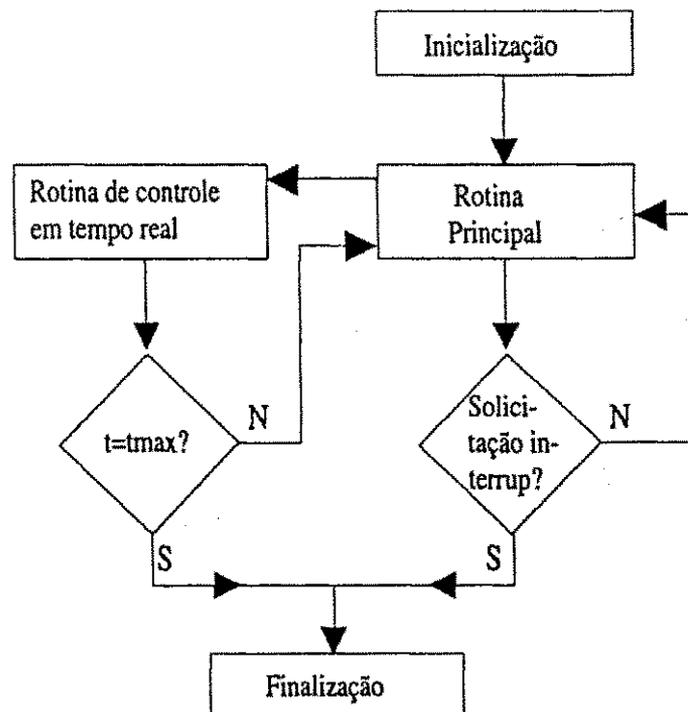


Figura 2.4: Diagrama de blocos do programa de controle em tempo real.

Conversores analógico/digitais (A/D) e filtros

O processo de conversão A/D em um sistema de acionamento elétrico é um dos subgrupos que mais afetam o custo do sistema como um todo. Isto porque, os conversores A/D são caros e faz-se necessária a isolação elétrica do sistema.

No sistema implementado, foram utilizados cinco conversores A/D (10 bits), tempo de conversão de no máximo $30\mu s$, e típico de $25\mu s$. Pode operar com sinais bipolares de $\pm 5V$ ou unipolares de $10V$ com configuração via *straps*. Para cada conversor A/D é incorporado um filtro *antialiasing*, ativo, de segunda ordem, frequência de corte de 1KHz, utilizando amplificadores operacionais. Os conversores A/D são utilizados para a conversão dos valores analógicos de corrente e tensão, medidos através de sensores de efeito *Hall*.

No caso das correntes estatóricas, o sensor funciona como uma fonte de corrente variável. A corrente de saída do sensor passa por um resistor criando um potencial V_i (ver figura 2.5) que é obtido na saída de um operacional configurado como *buffer*. Nesta figura, o resistor R_i foi escolhido em 47Ω ; com esse valor, na máxima corrente de circulação das chaves do inversor, o nível de tensão na saída do operacional não ultrapassará a faixa de $\pm 5V$ permitida pelo conversor.

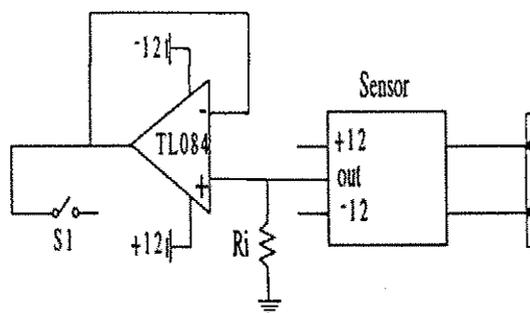


Figura 2.5: Circuito para medição da corrente.

No caso das tensões, é montado em paralelo ao enrolamento da máquina assíncrona, uma estrutura composta por um resistor e um sensor de efeito *Hall*. O resistor é escolhido de forma que o ramo em paralelo com a bobina drene a menor corrente possível. O circuito nada mais faz do que converter tensão em corrente que será medida via sensor. O sinal de corrente gerado, passa por um circuito como da figura 2.6. O valor da resistência R_i neste caso, é calculado de forma que sob a maior tensão de fase possível, o sinal de saída do operacional não exceda os limites de $\pm 5V$, assim sendo, o valor de R_i foi escolhido em 470Ω .

Durante a conversão do sinal analógico para digital, é necessário que o sinal a ser convertido seja mantido estável na entrada do conversor A/D, para isso, utiliza-se um amostrador/segurador ("*sample-and-hold*"), operando no modo seguir-e-segurar ("*track-and-hold*"). Este dispositivo funciona como uma interface entre o filtro de sinais

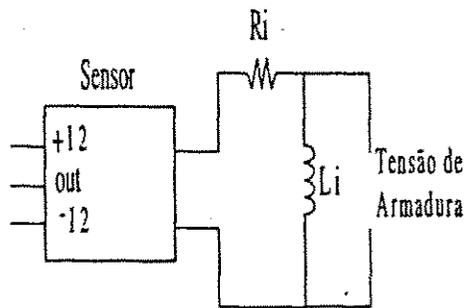


Figura 2.6: Circuito para medição de tensão.

analógicos e o conversor A/D.

A máquina assíncrona comporta-se como um filtro passa-baixa. A frequência de amostragem é selecionada pelo menos duas vezes maior que a frequência de corte da planta. Isto faz com que os efeitos do “aliasing” sejam pequenos. De qualquer forma, como são usados sensores de corrente para medição das correntes e tensões estatóricas, estes sensores introduzem ruídos de medição.

Estes ruídos de medição de alta frequência podem transferir-se para frequências menores que estejam internas às larguras de banda da planta tendo um efeito danoso no desempenho do sistema. Para evitar isto, é inserido um filtro analógico “antialiasing” após os componentes de medição e antes dos amostradores. O número de filtros é determinado pelo número de saídas desejadas.

A filtragem é necessária quando desejamos obter o valor médio da tensão sobre a carga, já que o sinal de tensão é chaveado. No caso do sinal de corrente, a filtragem aplica-se quando trabalhamos com cargas de baixa indutância ou puramente resistivas, onde neste caso, a corrente tende a acompanhar as variações do sinal chaveado de tensão [96].

A PPI - Programmable Peripheral Interface

A PPI, faz a interface das componentes de I/O ao barramento do PC. Programável por *software*, tem três estados bi-direcionais, *buffer* de 8 bits o qual interliga o CI ao barramento de dados. Pode operar com impressoras, teclados, monitores de vídeo, conversores AD/DA.

A placa de aquisição/controla, utiliza uma PPI (8255) formada por três portas paralelas de 8bits configuráveis como portas de leitura/escrita/controla. O 8255 reduz a lógica geralmente necessária para interconexão dos componentes periféricos, substitui

uma porcentagem significativa de lógica necessária para suportar uma variedade de *bytes* orientados para entrada/saída.

Todo componente periférico em um sistema a microcomputador, possui usualmente uma rotina de serviço associada a ele. Esta rotina gerencia a interface entre o componente e a CPU. Dados são recebidos/transmitidos para o *buffer* do CI após a execução de instruções de entrada/saída pela CPU. Palavra de controle e informações de *status* do CI também são transferidos através do barramento de dados do *buffer*.

Na estrutura implementada, as funções da *PPI* são: leitura do sensor de posição, contagem do tempo de processamento e rotinas de interrupção.

A PIT - Programmable Internal Timer

A *PIT*, é um componente contador de tempo, projetado para solucionar problemas comuns de temporização em projetos de sistemas com microcomputador. Possui 3 contadores independentes de 16 *bits*, cada um operando na frequência de 10MHz. O CI possui 6 modos de programação do timer possibilitando seu uso como contador de eventos, indicador de tempo decorrido, e outras aplicações.

As *PIT's* são os dispositivos que geram os sinais de temporização de condução e bloqueio das chaves do inversor fonte de tensão, com duração predeterminada a partir de uma informação digital repassada pela CPU. O dispositivo chave do circuito de temporização é o contador programável 8254-2 da Intel® [96].

2.4 Subsistema máquina assíncrona

A maior parte das máquinas assíncronas são utilizadas atualmente, essencialmente em aplicações com velocidade constante. De qualquer forma, dois fatores levaram a uma reavaliação de muitas destas aplicações [4]: qualidade e produtividade dos processos, e o custo da energia elétrica.

De acordo com *Zhong et al.* [132], a inferioridade das máquinas CA nos controles de velocidade não se encontra na máquina em si, mas sim, na fonte de potência. No caso de fontes de potência senoidais, a trajetória do fluxo estatórico é um círculo uniforme. Infelizmente, na maioria dos casos as tensões e correntes produzidas por inversores não são puramente senoidais. Desta forma, é difícil manter o fluxo de entreferro constante, na velocidade desejada, especialmente em baixas velocidades.

As máquinas assíncronas mais comuns são as com rotor em gaiola de esquilo nas quais os condutores ou barras, de alumínio ou cobre, são colocados em ranhuras na periferia externa do rotor. Estes condutores/barras são curto-circuitados por anéis. Possuem uma estrutura mais simples que as máquinas que utilizam comutadores. São mais robustas e confiáveis. Dispendem menos gastos em manutenção. Podem ser projetadas para operar em ambientes sujos e que exibam perigo de explosão. Seu custo financeiro inicial é substancialmente menor que o apresentado por máquinas com comutadores, possuindo melhor relação potência x volume, sendo comparáveis em eficiência. Todas estas características as fazem uma alternativa atraente para utilização em acionamentos elétricos.

2.4.1 Modelo dinâmico contínuo no tempo

A máquina assíncrona é constituída de uma armadura trifásica estatórica (enrolamento primário) e uma armadura rotórica (enrolamento secundário) separadas por um ângulo δ_r . A armadura estatórica é alojada em ranhuras e conectada à fonte de alimentação. Cada armadura estatórica é composta por três bobinas idênticas com eixos magnéticos defasados de 120° "elétricos". A armadura rotórica gira numa velocidade elétrica $\omega_r = \frac{d}{dt}\delta_r$, a relação para a obtenção da velocidade mecânica é $\omega_m = \omega_r/P$ onde P é o número de pares de pólos.

Devido à construção particular das bobinas, o fluxo nelas criado possui distribuição senoidal a partir do seu eixo magnético. Considera-se o entreferro da máquina uniforme, de modo que o fluxo mútuo entre as bobinas de uma mesma armadura não dependa do ângulo δ_r .

A máquina assíncrona pode ser representada esquematicamente na forma ilustrada na figura 2.7.

Os fluxos magnéticos, estatórico e rotórico, por armadura podem ser escritos em forma matricial, obtendo-se a seguinte representação [55]:

$$\phi_{s123} = \bar{L}_{ss}i_{s123} + \bar{L}_{sr}i_{r123} \quad (2.19)$$

$$\phi_{r123} = \bar{L}_{rs}i_{s123} + \bar{L}_{rr}i_{r123} \quad (2.20)$$

definindo as matrizes e vetores para os fluxos e correntes

$$\phi_{s123} = \begin{bmatrix} \phi_{s1} & \phi_{s2} & \phi_{s3} \end{bmatrix}^T \quad (2.21)$$

$$\phi_{r123} = \begin{bmatrix} \phi_{r1} & \phi_{r2} & \phi_{r3} \end{bmatrix}^T \quad (2.22)$$

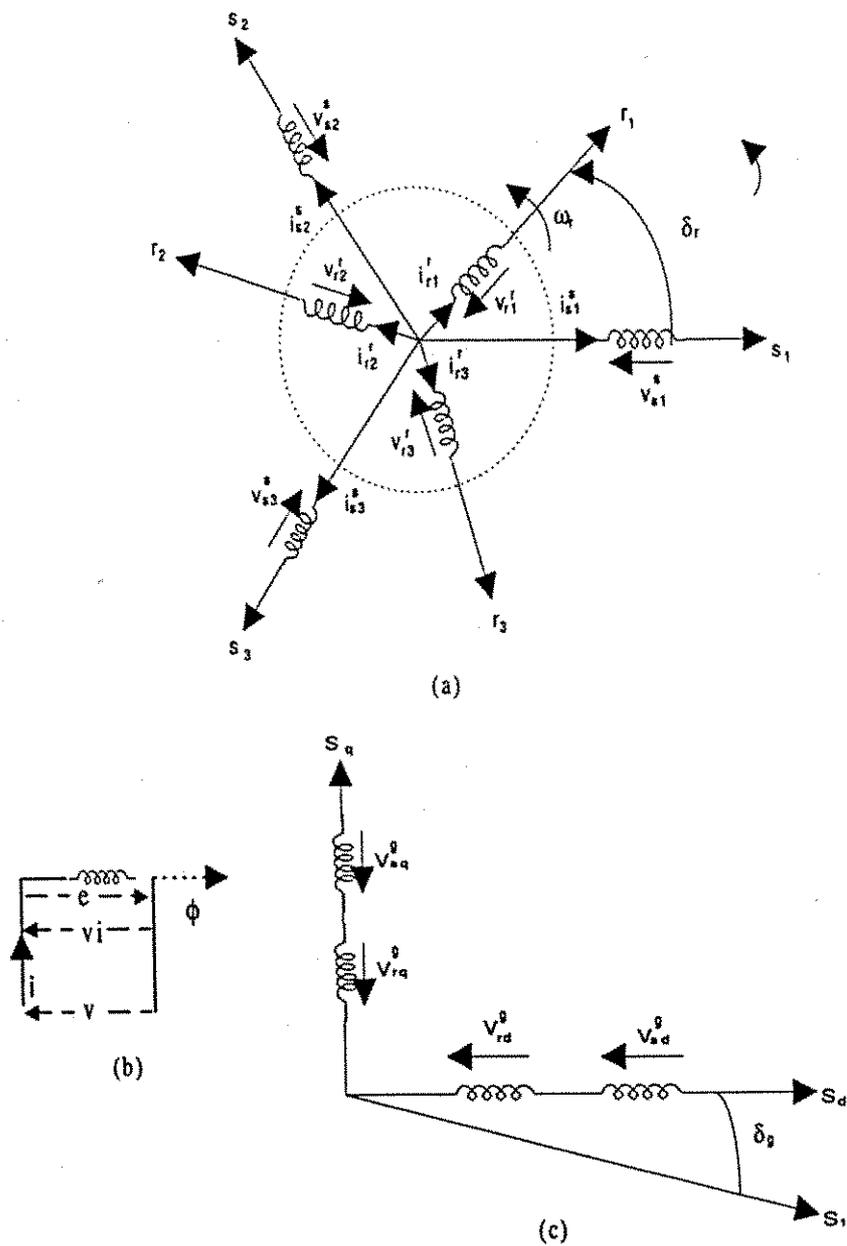


Figura 2.7: (a) Diagrama representativo da máquina assíncrona trifásica - 123 ; (b) convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina; e, (c) diagrama da máquina bifásica - dq.

$$\bar{i}_{s123} = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i_{s3} \end{bmatrix}^T \quad (2.23)$$

$$\bar{i}_{r123} = \begin{bmatrix} i_{r1} & i_{r2} & i_{r3} \end{bmatrix}^T \quad (2.24)$$

As matrizes indutâncias possuem as seguintes características: \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} - são matrizes simétricas; \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} - não são matrizes simétricas mas circulantes e $\bar{L}_{sr} = (\bar{L}_{rs})^T$.

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\bar{L}_{sr} = \bar{L}_m \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\bar{L}_{rs} = \bar{L}_m \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

onde, L_s, L_r - indutância própria de uma bobina do estator e do rotor, respectivamente ($L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_s$ e $L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_r$); M_s, M_r - indutância mútua entre duas bobinas do estator e duas bobinas do rotor respectivamente ($M_{s12} = M_{s23} = M_{s31} = M_s$ e $M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_r$).

O sistema de equações pode ser representado de forma mais compacta

$$\bar{\phi} = \bar{L} \bar{i} \quad (2.29)$$

onde

$$\bar{\phi} = \begin{bmatrix} \phi_{s123} & \phi_{r123} \end{bmatrix}^T \quad (2.30)$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\bar{i} = \begin{bmatrix} i_{s123} & i_{r123} \end{bmatrix}^T \quad (2.32)$$

A orientação das bobinas é de tal forma que uma corrente positiva cria um fluxo positivo (sentido do eixo) figura 2.7b. Assim pode-se escrever

$$v_i = \frac{d}{dt}\phi \quad (2.33)$$

onde v_i é a tensão induzida nos terminais da bobina, antes da queda de tensão resistiva ($v_i = -e$ onde e é a fem) e ϕ fluxo na bobina. Visto a escolha da convenção receptor

$$v = Ri + v_i = Ri + \frac{d}{dt}\phi \quad (2.34)$$

Assim, para a máquina trifásica pode-se escrever em termos das matrizes

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + \frac{d}{dt}\phi_{s123} \quad (2.35)$$

$$v_{r123} = R_r i_{r123} + \frac{d}{dt}\phi_{r123} \quad (2.36)$$

onde,

$$v_{s123} = \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} \end{bmatrix}^T$$

$$v_{r123} = \begin{bmatrix} v_{r1} & v_{r2} & v_{r3} \end{bmatrix}^T$$

A partir da equação matricial dos fluxos pode-se escrever as equações das tensões

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + \bar{L}_{ss} \frac{d}{dt} i_{s123} + \bar{L}_{sr} \frac{d}{dt} i_{r123} + \omega_r \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{sr} \right] i_{r123} \quad (2.37)$$

$$v_{r123} = R_r i_{r123} + \bar{L}_{rr} \frac{d}{dt} i_{r123} + \bar{L}_{rs} \frac{d}{dt} i_{s123} + \omega_r \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{rs} \right] i_{s123} \quad (2.38)$$

onde

$$\omega_r = \frac{d}{dt}\delta_r \quad (2.39)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

A expressão geral para a energia é dada por

$$W = \frac{1}{2} \bar{i}^T \bar{L} \bar{i} \quad (2.42)$$

O conjugado eletromagnético é obtido diferenciando-se esta expressão em relação ao ângulo mecânico δ_m

$$C_e = \frac{dW}{d\delta_m} \quad (2.43)$$

Realizando-se as transformações adequadas obtém-se expressões para o conjugado como função das correntes

$$C_e = P i_{s123}^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{sr} \right] i_{r123} \quad (2.44)$$

$$C_e = P i_{r123}^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \bar{L}_{sr} \right] i_{s123} \quad (2.45)$$

Contudo, a representação de fluxo e tensão da máquina no referencial trifásico, apresenta elementos senoidais que variam de acordo com a posição rotórica elétrica δ_r . O fato destas grandezas serem variáveis no tempo torna sua utilização para resolução das equações diferenciais na forma analítica difícil. Uma simplificação suplementar pode ser obtida definindo-se uma transformação que origina matrizes com elementos constantes e para tanto, utiliza-se um eixo de referência comum.

As matrizes de transformação são encontradas pela determinação dos enrolamentos nos eixos dq que criem a mesma indução de fluxos no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 123 (trifásico), conservando-se o mesmo valor de potência elétrica da máquina trifásica (versão conservativa de potência) [55].

A transformação trifásica-bifásica, origina um sistema de equações não-lineares com coeficientes constantes em um eixo arbitrário girando a uma frequência ω_g em relação ao referencial fixo (estator). O ângulo δ_g é o argumento da matriz de transformação $T(\delta_g)$.

A transformação é definida para grandezas estatóricas e rotóricas por

$$X_{odq} = T(\delta_g)^{-1} X_{123} \iff X_{123} = T(\delta_g) X_{odq} \quad (2.46)$$

em (2.46) X pode representar vetores tensão (v), corrente (i) ou fluxo (ϕ). Genericamente a matriz $T(\delta_g)$ é definida como

$$T(\delta_g) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Para as grandezas rotóricas, basta substituir na expressão (2.47) o ângulo (δ_g) do eixo d em relação ao estator fixo pelo ângulo ($\delta_g - \delta_r$), que é o ângulo do eixo d em relação ao eixo magnético da fase 1 do rotor (τ_1).

Considerando a máquina no modelo bifásico equivalente [29], representada pelo diagrama vetorial instantâneo na figura 2.8, dos vetores tensão estatórica ($\mathbf{v}_s^s = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$), corrente estatórica ($\mathbf{i}_s^s = i_{sd}^s + ji_{sq}^s$), fluxo estatórico ($\phi_s^s = \phi_{sd}^s + j\phi_{sq}^s$) e fluxo rotórico ($\phi_r^s = \phi_{rd}^s + j\phi_{rq}^s$) da máquina, vistos do referencial estatórico, (fase s_1). Também neste diagrama são indicados o eixo magnético rotórico (fase r_1) e os eixos dq .

A divisão do modelo da máquina em partes elétrica, equações (2.48)-(2.51), e mecânica, equações (2.52)-(2.57) é possível, já que a evolução dinâmica da velocidade é bem mais lenta que a evolução das variáveis elétricas. Este desacoplamento permite representar a máquina por meio de um modelo elétrico linear variante no tempo, onde a velocidade ω_r , comporta-se como um parâmetro variável.

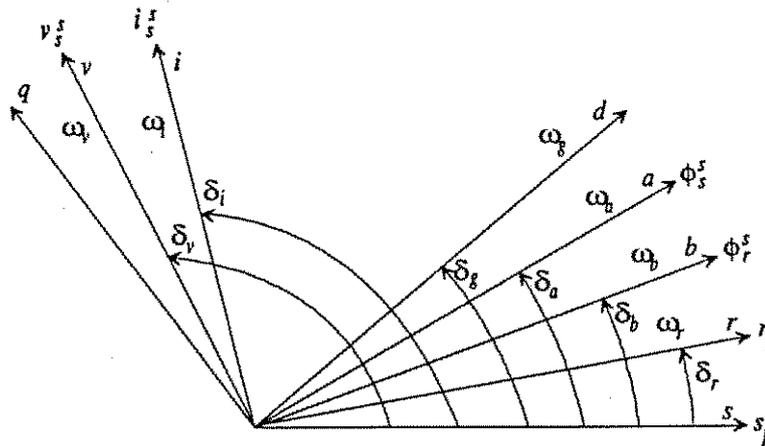


Figura 2.8: Diagrama vetorial instantâneo da máquina Assíncrona.

Equações elétricas,

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d}{dt} \phi_s^g + j\omega_g \phi_s^g \quad (2.48)$$

$$\mathbf{v}_r^g = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.49)$$

$$\phi_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (2.50)$$

$$\phi_r^g = l_r \mathbf{i}_r^g + l_m \mathbf{i}_s^g \quad (2.51)$$

Equações mecânicas,

$$C_e = P i_s \phi_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a) \quad (2.52)$$

$$C_e = P \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_a) \quad (2.53)$$

$$C_e = P (i_{sq}^s \phi_{sd}^s - i_{sd}^s \phi_{sq}^s) \quad (2.54)$$

$$C_e = P l_m \text{IM}(i_s^g (i_r^g)^\#) \quad (2.55)$$

$$P(C_e - C_c) = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + F_a \omega_r \quad (2.56)$$

$$\frac{d}{dt} \delta_r = \omega_r \quad (2.57)$$

Efetivando-se as transformações adequadas, obtém-se as expressões de corrente estatórica e rotórica no referencial genérico,

$$i_s^g = \frac{\phi_s^g}{\sigma l_s} - \frac{l_m \phi_r^g}{\sigma l_s l_r} \quad (2.58)$$

$$i_r^g = \frac{\phi_r^g}{\sigma l_r} - \frac{l_m \phi_s^g}{\sigma l_s l_r} \quad (2.59)$$

onde, $(\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r})$ é o coeficiente de dispersão. Para a máquina rotor em gaiola de esquilo $v_r^g = 0$.

Substituindo-se as equações (2.58) e (2.59) em (2.48) e (2.49) obtém-se na forma de equações diferenciais ordinárias o modelo dinâmico da máquina assíncrona (contínuo), referenciando os fluxos com a tensão (modelo fluxo/fluxo),

$$v_s^g = \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_s^g + \frac{d}{dt} \phi_s^g + j \omega_g \phi_s^g - \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_r^g \quad (2.60)$$

$$0 = \frac{r_r}{\sigma l_r} \phi_r^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j (\omega_g - \omega_r) \phi_r^g - \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_s^g \quad (2.61)$$

Separando em partes real e imaginária, referencial (dq) as equações (2.60) e (2.61) do sistema elétrico resultam,

$$\frac{d}{dt} \phi_{sd}^g = v_{sd}^g - \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_{sd}^g + \omega_g \phi_{sq}^g + \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_{rd}^g \quad (2.62)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{sq}^g = v_{sq}^g - \frac{r_s}{\sigma l_s} \phi_{sq}^g - \omega_g \phi_{sd}^g + \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_{rq}^g \quad (2.63)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{rd}^g = -\frac{r_r}{\sigma l_r} \phi_{rd}^g + \omega_{gr} \phi_{rq}^g + \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_{sd}^g \quad (2.64)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{rq}^g = -\frac{r_r}{\sigma l_r} \phi_{rq}^g - \omega_{gr} \phi_{rd}^g + \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} \phi_{sq}^g \quad (2.65)$$

onde, $(\omega_{gr} = \omega_g - \omega_r)$ é o escorregamento dependente do referencial onde é implementado o modelo de atuação.

Pode-se contudo, obter um modelo que relacione a corrente estatórica com o fluxo rotórico. A partir da expressão (2.66) que relaciona a corrente estatórica, corrente rotórica e fluxo rotórico,

$$i_r^g = \frac{\phi_r^g - l_m i_s^g}{l_r} \quad (2.66)$$

e substituindo em (2.50), obtém-se,

$$\phi_s^g = \sigma l_s i_s^g + \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (2.67)$$

substituindo (2.66) em (2.49), resulta,

$$\frac{d}{dt} \phi_r^g = -\frac{r_r}{l_r} \phi_r^g + \frac{r_r l_m}{l_r} i_s^g - j\omega_{gr} \phi_r^g \quad (2.68)$$

Compondo as equações (2.66) e (2.67) juntamente com (2.48) e (2.49) obtém-se a expressão de tensão estatórica, referencial genérico, relacionando corrente estatórica e fluxo rotórico,

$$v_s^g = \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_s^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (2.69)$$

isolando o termo da derivada de corrente,

$$\frac{d}{dt} i_s^g = \frac{1}{\sigma l_s} \left[v_s^g - \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_s^g - j\omega_g \sigma l_s i_s^g - \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \right] \quad (2.70)$$

Decompondo as expressões (2.68) e (2.70) do sistema elétrico em partes real e imaginária (eixos dq) resulta no modelo corrente/fluxo,

$$\frac{d}{dt} i_{sd}^g = \frac{1}{\sigma l_s} \left[v_{sd}^g - \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_{sd}^g + \omega_g \sigma l_s i_{sq}^g + \omega_r \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq}^g + \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd}^g \right] \quad (2.71)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sq}^g = \frac{1}{\sigma l_s} \left[v_{sq}^g - \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_{sq}^g - \omega_g \sigma l_s i_{sd}^g - \omega_r \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd}^g + \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq}^g \right] \quad (2.72)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{rd}^g = \frac{r_r l_m}{l_r} i_{sd}^g - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^g + \omega_{gr} \phi_{rq}^g \quad (2.73)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_{rq}^g = \frac{r_r l_m}{l_r} i_{sq}^g - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^g - \omega_{gr} \phi_{rd}^g \quad (2.74)$$

Reescrevendo as expressões do sistema mecânico da máquina equações (2.56) e (2.57)

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -\frac{F_a}{J_m} \omega_r + \frac{P}{J_m} (C_e - C_c) \quad (2.75)$$

$$\frac{d}{dt} \delta_r = \omega_r \quad (2.76)$$

É possível então apresentar os modelos dinâmicos elétrico e mecânico da máquina, contínuos no tempo, na forma de espaço de estados, referencial genérico.

O modelo elétrico no espaço de estados,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}^g = A^g \mathbf{x}^g(t) + B^g \mathbf{u}^g(t) \quad (2.77)$$

$$\mathbf{y}^g(t) = C^g \mathbf{x}^g(t) \quad (2.78)$$

onde, para o modelo fluxo/fluxo os estados são,

$$\mathbf{x}^g = \left[\phi_{sd}^g \quad \phi_{sq}^g \quad \phi_{rd}^g \quad \phi_{rq}^g \right]^T \quad (2.79)$$

e para o modelo corrente/fluxo,

$$\mathbf{x}^g = \left[i_{sd}^g \quad i_{sq}^g \quad \phi_{rd}^g \quad \phi_{rq}^g \right]^T \quad (2.80)$$

e,

$$\mathbf{u}^g = \mathbf{v}_s^g = \left[v_{sd}^g \quad v_{sq}^g \right]^T \quad (2.81)$$

Logo, representando as equações (2.62) e (2.63), na forma (2.77) e (2.78),

$$A^g = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma l_s} & \omega_g & \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 \\ -\omega_g & -\frac{r_s}{\sigma l_s} & 0 & \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \\ \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 & -\frac{r_r}{\sigma l_r} & \omega_{gr} \\ 0 & \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} & -\omega_{gr} & -\frac{r_r}{\sigma l_r} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$B^g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$C^g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & -\frac{l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & -\frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

e, para as equações (2.71) a (2.74), da mesma forma tem-se,

$$A^g = \begin{bmatrix} -\frac{r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2}}{\sigma l_s} & \omega_g & \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} & \omega_r \frac{l_m}{l_r} \\ -\omega_g & -\frac{r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2}}{\sigma l_s} & -\omega_r \frac{l_m}{l_r} & \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \\ \frac{l_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_{gr} \\ 0 & \frac{l_m}{\tau_r} & -\omega_{gr} & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

$$B^g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma t_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma t_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

$$C^g = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

É o modelo mecânico no espaço de estados,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_\omega^g(t) = A_\omega^g \mathbf{x}_\omega^g(t) + B_\omega^g \mathbf{u}_\omega^g(t) \quad (2.88)$$

$$\mathbf{y}_\omega^g(t) = C_\omega^g \mathbf{x}_\omega^g(t) \quad (2.89)$$

Logo, representando as equações (2.75) e (2.76), na forma (2.88) e (2.89),

$$A_\omega^g = \begin{bmatrix} -\frac{F_a}{J_m} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

$$B_\omega^g = \begin{bmatrix} \frac{P}{J_m} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

$$C_\omega^g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

Os estados são,

$$\mathbf{x}_\omega^g = [\omega_r \quad \delta_r]^T \quad (2.93)$$

$$\mathbf{u}_\omega^g = [(C_e - C_c) \quad 0]^T \quad (2.94)$$

$$\mathbf{y}_\omega^g = [\omega_r] \quad (2.95)$$

2.4.2 Modelo dinâmico discreto no tempo

O controle de sistemas de acionamento com máquinas assíncronas é implementado por uma ou mais malhas de realimentação, dependendo da aplicação e do desempenho desejado. Um sistema de controle digital realimentado é por natureza discreto no tempo e pode ser linear ou não linear. As características discretas do modelo devem-se às amostragens periódicas dos sinais para processamento e aos efeitos do chaveamento dos componentes semicondutores de potência.

Os efeitos decorrentes da discretização podem ser negligenciados, se o período de amostragem e os intervalos de chaveamento forem curtos comparados ao tempo de resposta do sistema.

A discretização do sistema contínuo no espaço de estados (equações (2.82)-(2.84) ou (2.85)-(2.87)) é apresentada em [62] fazendo uso do operador “ q ” (*shift operator*).

Definindo t_a como o período de amostragem e $[nT]$ representando o tempo no contexto discreto com $n = 1, 2, 3, \dots$,

$$qx[nT] = x[nT + t_a] \quad (2.96)$$

Os modelos discretos são deduzidos considerando que durante o intervalo de amostragem (t_a) o vetor tensão estatórica e a velocidade angular da máquina ω_r , são mantidas constantes [62]. Isto se deve em primeiro lugar, ao fato de que a tensão é aplicada à máquina por meio de um segurador de ordem zero (*ZOH - zero order hold*) e segundo, a constante de tempo mecânica é muito superior às constantes de tempo elétricas da máquina.

Considerando o modelo de estado contínuo definido por (2.77), obtém-se o modelo de estado discreto da seguinte forma [5],

$$\Psi = \int_0^{t_a} (e^{A^g(t)}) dt = It_a + \frac{A^g(t_a)^2}{2!} + \frac{(A^g)^2(t_a)^3}{3!} + \dots + \frac{(A^g)^i(t_a)^{i+1}}{(i+1)!} \quad (2.97)$$

onde I é uma matriz identidade, de ordem igual ao sistema a discretizar. As matrizes discretas do sistema F^g e H^g são obtidas da seguinte forma,

$$F^g = I + A^g\Psi \quad (2.98)$$

$$H^g = B^g\Psi \quad (2.99)$$

O sistema discreto resulta na forma,

$$qx^g[nT] = F^gx^g[nT] + H^gv_s^g[nT] \quad (2.100)$$

O sistema discreto da máquina assíncrona em referencial genérico com o operador “ q ” será,

$$x^g[nT + t_a] = F^gx^g[nT] + H^gv_s^g[nT] \quad (2.101)$$

2.4.3 Parâmetros da máquina

Os parâmetros da máquina, tabela (2.3), foram obtidos, através de catálogo (*) do fabricante (EBERLE®) e através de ensaios (#) clássicos e métodos de estimação de parâmetros:

Potência (*)	$P_a = \frac{1}{3}cv$	$P_a = 0,25kW$
Velocidade (*)	$\omega_m = 1670 RPM$	$\omega_r = 349,69 rad.elet/s$
Freqüência angular nominal (*)	$\omega_{sn} = 1800RPM$	$\omega_{sn} = 376,99 rad.elet/s$
Escorregamento nominal (*)	$\omega_{sr} = \frac{(1800-1670)100\%}{1800} = 7,2\%$	$\omega_{sr} = 13,61rad.elet/s$
Corrente (380V) (*)	$I_n = 0,8A$	$I_p = 3,3A$
Freqüência nominal (*)	$f = 60 Hz$	
Conjugado nominal (*)	$C_n = 0,15Nm$	
Constante de inércia (*)	$J_m = 0,0014kgm^2$	
Coefficiente de atrito (*)	$F_a = 0.000764kgm$	
Fluxo estatórico nominal (#)	$\phi_s \cong 0,4Wb$	
Resistência estatórica (#)	$r_s = 26,77\Omega$	
Resistência rotórica (#)	$r_r = 26,37\Omega$	
Indutância estatórica (#)	$l_s = 0,5211H$	
Indutância rotórica (#)	$l_r = 0,5256H$	
Indutância mútua (#)	$l_m = 0,4977H$	
Número de pares de pólos (*)	$P = 2$	
Rendimento (*)	75%	

Tabela 2.3: Parâmetros da máquina assíncrona.

2.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o modelo completo de um sistema de acionamento digital para máquinas assíncronas. O sistema, ou bancada de testes, foi subdividido em três subsistemas: 1) subsistema conversor de frequência; 2) subsistema de aquisição e controle e, 3) subsistema máquina assíncrona.

O módulo de conversor de frequência é produzido pela *Semikron*[®] consistindo de conjunto retificador não controlado (a diodos) e inversor trifásico (*IGBT*). Incluiu-se também neste subsistema a parte referente à modulação por largura de pulso, considerando que a mesma é que comanda o conjunto inversor.

O módulo de aquisição e controle, é composto de placas de aquisição de dados e de transdutores (sensores de efeito *Hall*), desenvolvida no LEIAM - Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas da UFPB, e, para realizar o controle do sistema, utiliza-se um microcomputador compatível *IBM-PC*[®] com processador *Pentium 233MHz*.

Finalizando, foi apresentado o subsistema máquina assíncrona, seu modelo dinâmico (elétrico + mecânico) contínuo no tempo, modelo em regime permanente e modelo dinâmico discreto no tempo.

Capítulo 3

Observadores de estados

3.1 Introdução

Neste capítulo, inicialmente é apresentado um estudo sobre observadores de estados em malha aberta e em malha fechada de ordem completa. Isto porque, as estratégias monovariáveis (*DFOC* e *DTC*), estudadas neste capítulo, e as estratégias multivariáveis (com realimentação de estados), estudadas no próximo, são realizadas em malha fechada de fluxo. Uma breve análise da influência das variações paramétricas nas estratégias de controle é apresentada.

3.2 Observadores de estados

Nos métodos mais recentes para controle de acionamentos de máquinas elétricas, faz-se necessário o conhecimento de sinais de realimentação, seja através de medição seja através de observadores de estados. Os sinais, normalmente, realimentados podem ser divididos em três grupos: o primeiro deles, são sinais de fácil medição, como é o caso de correntes e tensões estatóricas; o segundo grupo, intermediário, é composto dos sinais de posição e velocidade, com os problemas inerentes para medi-los; e, o terceiro grupo, é dos sinais de difícil mensuração, tais como o conjugado e os fluxos.

Para o segundo e terceiro caso, foram desenvolvidas técnicas de estimação de estados: lineares e não lineares [128], [64], [82], [111]; robustas [108]; adaptativas [92]; estocásticas [77], [110], [83]; determinísticas [123]. Estas técnicas permitem, a partir de variáveis facilmente mensuráveis, obter outras de mais difícil acesso.

A obtenção do controle de fluxo e conjugado, em aplicações onde é necessária ope-

ração em baixa e alta velocidade é bastante problemática com as abordagens existentes para a obtenção de orientação pelo campo com máquinas assíncronas. A orientação pelo campo, com este tipo de máquina, é usualmente implementada relativamente aos vetores de fluxo rotórico (FR), fluxo estatórico (FE) e fluxo de entreferro (FEF).

Na estratégia *IFOC*, implementada de maneira *feedforward*, utiliza-se a relação do escorregamento somada à velocidade rotórica para estimar a posição do vetor fluxo rotórico, portanto torna-se imprescindível o conhecimento da velocidade rotórica. Em regime permanente isto corresponde a definir um determinado valor para o escorregamento, o qual determina as componentes de magnetização e de conjugado, da corrente estatórica. A estratégia *IFOC* não apresenta problemas de operação em baixas velocidades, contudo é dependente de um conhecimento perfeito dos parâmetros da máquina, particularmente da constante de tempo rotórica.

Já na estratégia *DFOC*, cuja implementação é de modo realimentado ou *feedback*, a posição do vetor fluxo (rotórico, estatórico ou de entreferro), para o qual deseja-se a orientação, é obtida diretamente através de sensores, ou então estimada a partir de grandezas terminais (correntes e tensões estatóricas). Existe uma variedade de observadores que podem ser utilizados para obtenção do vetor fluxo de controle, cada um com suas características, propiciando uma melhor ou pior estimação.

Para as estratégias de controle *DTC* é importante o processo de estimação dos estados pois as malhas de controle são o vetor fluxo estatórico e o conjugado eletromagnético, obtidos através de estimadores, cujas grandezas de entrada são corrente e tensão.

A estimação de estados é baseada no modelo matemático disponível da máquina, um conjunto de seis equações diferenciais não lineares, acrescida do fato que alguns parâmetros da máquina alteram-se com o tempo de funcionamento principalmente devido ao aquecimento. Visto ser a aquisição de fluxo o processo mais crítico em termos de tempo e sendo o fluxo a base para as estratégias de controle com realimentação é razoável escolher um eixo de referência para o modelo, utilizado na estimação, que possa ser diretamente aplicado para controle, evitando assim transformações de coordenadas.

Vários trabalhos são encontrados na literatura que tratam do estado da arte nas maneiras de estimar fluxos. Dentre estes trabalhos citamos: *Lorenz et al.* [80], *Jansen* [64] e *Degner* [39].

Lorenz et al. [80] classificaram os observadores de fluxo em: 1) Observadores em malha aberta (*DFOC* em velocidade zero e *IFOC*); 2) Observadores em malha fechada

(DFOC - Fluxo rotórico, DFOC - Fluxo estático e Orientação pelo FR/regulação FE).

Jansen [64] apresenta uma classificação diferenciada: 1) Estimação por modelo de tensão; 2) Estimação por modelo no espaço de estados; 3) Estimação por efeitos de saturação; e 4) Estimação pela FCEM.

Degner [39] apresenta uma classificação baseada apenas em observadores de fluxo rotórico. Estes dividem-se basicamente da mesma forma que a apresentada em [80], ou seja: 1) Observadores em malha aberta (modelo corrente, método cancelamento, modelo tensão, e ordem completa;) e 2) Observador em malha fechada. Além destes dois grupos, apresenta um observador Filtro de Kalman, de ordem estendida, o qual inclui o modelo mecânico da máquina permitindo sua utilização para estimação do fluxo, no caso rotórico, e da velocidade da máquina.

Neste trabalho serão abordados apenas os observadores de estados em malha aberta, modelos em tensão e em corrente; e observador de estados de ordem completa em malha fechada.

3.2.1 Estimação de fluxo através dos modelos em tensão e em corrente.

A maneira mais comum de obtenção do vetor fluxo estático é através da expressão da tensão estática. Integrando esta expressão e com adequada correção da resistência estática e dos parâmetros de dispersão obtém-se o fluxo estático e por relação pode-se obter o fluxo rotórico e o fluxo de entreferro.

A figura 3.1 apresenta o diagrama esquemático do observador em malha aberta modelo em tensão para estimação do fluxo estático e do fluxo rotórico.

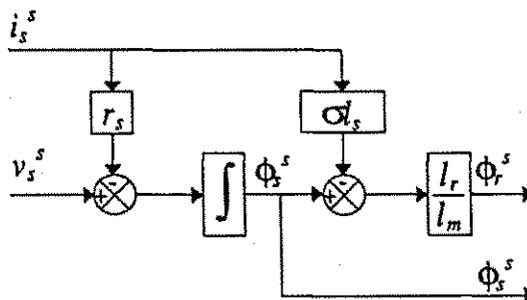


Figura 3.1: Diagrama de blocos observador de estados modelo em tensão.

Esta abordagem torna-se bastante atrativa pois independe da posição rotórica ou informação da velocidade. Contudo, apresenta problemas de integração e, na operação em velocidade próxima de zero. Isto é devido ao fato que os integradores não operam bem em velocidade zero, pois não existe FEM (Força Eletromotriz) induzida na máquina, de forma que o controle do fluxo estatórico pode resultar instável quando a resistência estatórica varia de seu valor nominal. Em altas velocidades o modelo em tensão é menos sensível a variações paramétricas porque a FCEM tende a dominar.

A partir da equação (2.60), obtém-se o modelo do observador de fluxo estatórico em malha aberta, modelo em tensão,

$$\hat{\phi}_s^s = \int_0^{\tau} (v_s^s - r_s i_s^s) d\tau \quad (3.1)$$

fazendo as substituições adequadas obtém-se a expressão para estimação do fluxo rotórico

$$\hat{\phi}_r^s = \frac{l_r}{l_m} [\hat{\phi}_s^s - \sigma l_s i_s^s] \quad (3.2)$$

Para a obtenção do fluxo estimado através da expressão (3.1) usualmente a tensão utilizada (v_s^s) é obtida através da medição da tensão trifásica da máquina e transformada para bifásica através de transformações algébricas. Contudo, a utilização da tensão de referência (v_s^{s*}) na saída do controlador (realimentação interna), é possível se as características não ideais das chaves semicondutoras não afetarem em demasia as condições de funcionamento e, o barramento CC (E_{cc}) do módulo conversor de frequência não apresentar excessiva flutuação.

De acordo com *Jansen* [64], pelo fato de ser estimado a partir de grandezas terminais (correntes e tensões estatóricas), enquanto que a estimação do fluxo rotórico necessita do conhecimento das indutâncias de dispersão, a orientação pelo fluxo estatórico apresenta uma maior robustez comparativamente ao controle com orientação pelo fluxo rotórico.

De maneira a contornar os problemas de operação deste observador em baixas velocidades (abaixo de 2Hz) *Takahashi et al.* [114], propõem alterações para compensar estas variações simplesmente adicionando uma malha com um atraso de 1ª ordem. O circuito comporta-se da seguinte forma: em operação em baixas velocidades $\omega\tau_c \ll 1$, a malha comporta-se como um circuito com função de transferência unitária. Portanto sua saída resulta igual ao termo de fluxo estatórico de acordo com a expressão

$$\phi_s^s = l_s \frac{1 + p(\sigma l_r / r_r)}{1 + p(l_r / r_r)} \quad (3.3)$$

Em alta velocidade $\omega\tau_c \gg 1$, a função de transferência resulta aproximadamente igual a um integrador $\left(\frac{1}{s}\right)$ e a saída resulta igual a expressão

$$\tau_c p \phi_s^s = v_s^s - r_s i_s^s \quad (3.4)$$

Portanto, estas ações são chaveadas lentamente próximas à frequência de $\left(\frac{1}{\tau_c}\right)$. Observando a figura e as expressões (3.3) e (3.4), verifica-se que a parcela superior corresponde ao observador modelo em tensão, enquanto que a parcela inferior corresponde ao modelo em corrente a ser apresentado.

A figura 3.2 apresenta o diagrama esquemático do observador em malha aberta modelo em tensão modificado, como proposto por *Takahashi* para estimação do fluxo estático.

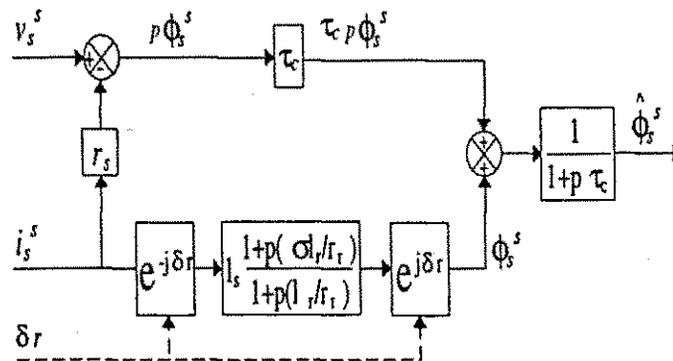


Figura 3.2: Diagrama de blocos do observador de estados proposto por *Takahashi* [114].

Como já explanado, o observador de estados modelo em tensão, comporta-se bem em altas velocidades mas apresenta problemas em baixas velocidades. Contudo, pode-se implementar um observador de fluxo rotórico em malha aberta, caso a posição rotórica seja conhecida. Este modelo é conhecido como modelo em corrente. De acordo com *Lorenz et al.* [80], este observador em malha aberta, é genericamente estável no referencial estacionário e possibilita a orientação pelo campo mesmo em baixas velocidades. Porém, em altas velocidades a resposta obtida por este modelo é inferior à apresentada pelo modelo em tensão. Segundo os autores, o observador de estados modelo em corrente é menos sensível a variações paramétricas.

A figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos do observador de estados modelo em corrente.

Para reduzir os problemas inerentes à integração dos sinais de tensão e corrente para obtenção do fluxo estático, que determinam o surgimento de um sinal CC na saída

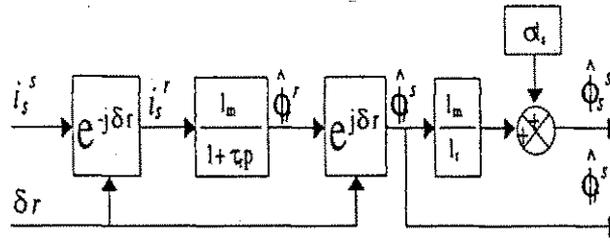


Figura 3.3: Diagrama de blocos do observador de estados modelo em corrente.

do integrador, *Bose et al.* [19], propuseram a implementação de um filtro passa-baixa, múltiplos estágios de acordo com a figura 3.4. Ocorre que um integrador com único estágio deve ser projetado com uma constante de tempo bastante grande; dividindo este integrador em n estágios, com pequenas constantes de tempo, o problema de *off-set* e o tempo de estabilização podem ser reduzidos.

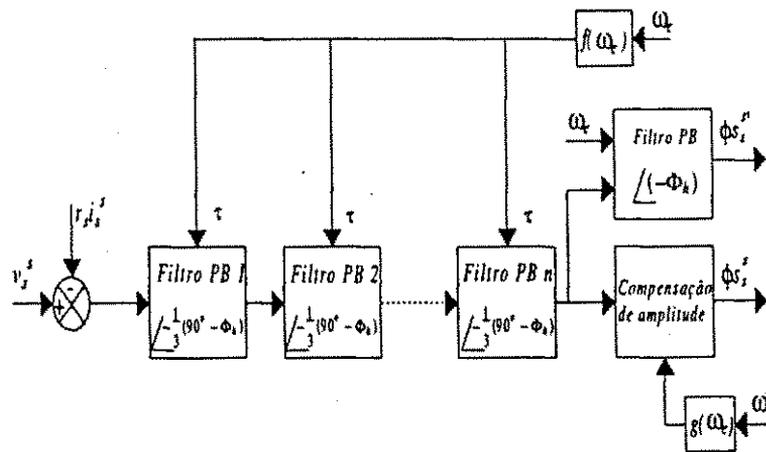


Figura 3.4: Diagrama de blocos do observador em cascata de filtros passa-baixa proposta por *Bose* [19].

Se todos os estágios forem idênticos, o ângulo de atraso e o ganho são, respectivamente

$$\phi_T = n\phi = n \arctg(\tau\omega_e) \quad (3.5)$$

$$K_T = K^n = \frac{1}{\sqrt{[1 + (\tau\omega_e)^2]^n}} \quad (3.6)$$

em que ω_e é a frequência angular de operação do sistema, τ constante de tempo e n número de estágios. Se o filtro processa um sinal senoidal então $\phi_T = 90^\circ$ e $GK_T = \frac{1}{\omega_e}$, sendo G o ganho de compensação necessário para a integração. Substituindo estas

condições em (3.5) e (3.6)

$$\tau = \left(\frac{1}{\omega_e}\right) \operatorname{tg}\left(\frac{90^\circ}{n}\right) \quad (3.7)$$

$$G = \left(\frac{1}{\omega_e}\right) \sqrt{[(1 + \tau\omega_e)^2]^n} \quad (3.8)$$

a definição de um número de estágios alto ($n > 3$) determina uma melhor resposta; contudo, existem limitações envolvidas referentes ao tempo computacional. De maneira a corrigir o atraso e o ganho introduzidos pelo filtro analógico (*antialiasing*) as expressões (3.7) e (3.8) resultam

$$\tau = \left(\frac{1}{\omega_e}\right) \operatorname{tg}\left[\left(\frac{1}{n}\right) [-\operatorname{arctg}(\tau_h\omega_e) + 90^\circ]\right] = f(\omega_e) \quad (3.9)$$

$$G = \left(\frac{1}{\omega_e}\right) \sqrt{[(1 + \tau\omega_e)^2]^n [(1 + \tau_h\omega_e)^2]} = g(\omega_e) \quad (3.10)$$

onde τ_h constante de tempo do filtro analógico.

3.2.2 Observador em malha fechada de ordem completa

Fundamentalmente, o projeto de observador de estados em malha fechada consiste da combinação de simulação em tempo real com correção através de um sinal de erro. O comportamento dinâmico do vetor erro é determinado pelos autovalores da matriz (3.20). Se a matriz for estável, o vetor de erro convergirá para zero com a rapidez desejada.

O problema de projetar um observador de ordem completa torna-se o mesmo da alocação de pólos, que consiste então na determinação da matriz de ganhos do observador, tal que as dinâmicas de erro sejam assintoticamente estáveis (observador assintótico) com suficiente velocidade de resposta.

Considerando o modelo dinâmico contínuo no tempo da máquina assíncrona, referencial genérico, de acordo com as equações (2.77) e (2.78),

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}^g(t) = A^g\mathbf{x}^g(t) + B^g\mathbf{u}^g(t) \quad (3.11)$$

$$\mathbf{y}^g(t) = C^g\mathbf{x}^g(t) \quad (3.12)$$

onde, para o modelo fluxo/fluxo tem-se,

$$\mathbf{x}^g(t) = \phi^g(t) = \left[\phi_{sd}^g \quad \phi_{sq}^g \quad \phi_{rd}^g \quad \phi_{rq}^g \right]^T \quad (3.13)$$

$$\mathbf{u}^g = \mathbf{v}_s^g = \left[v_{sd}^g \quad v_{sq}^g \right]^T \quad (3.14)$$

o modelo do observador em malha fechada, contínuo no tempo, pode ser apresentado na forma [30],

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}}^g(t) = A^g \hat{\mathbf{x}}^g(t) + B^g \mathbf{u}^g(t) + K_e (\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)) \quad (3.15)$$

$$\hat{\mathbf{y}}^g(t) = C^g \hat{\mathbf{x}}^g(t) \quad (3.16)$$

substituindo (3.16) em (3.15),

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}}^g(t) = A^g \hat{\mathbf{x}}^g(t) + B^g \mathbf{u}^g(t) + K_e (\mathbf{y}(t) - C^g \hat{\mathbf{x}}^g(t)) \quad (3.17)$$

subtraindo (3.17) de (3.11) e substituindo (3.12) resulta,

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{x}^g(t) - \hat{\mathbf{x}}^g(t)) = (A^g - K_e C^g) \mathbf{x}^g(t) - (A^g - K_e C^g) \hat{\mathbf{x}}^g(t) \quad (3.18)$$

com isto é possível definir o erro entre as variáveis medidas e estimadas, e o comportamento do erro do observador

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x}^g(t) - \hat{\mathbf{x}}^g(t) \quad (3.19)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta \mathbf{x} = (A^g - K_e C^g) \Delta \mathbf{x} \quad (3.20)$$

Se o sistema é observável, então os autovalores de $(A^g - K_e C^g)$ podem ser arbitrariamente alocados para a escolha dos ganhos do observador. Escolhendo adequadamente a matriz K_e de maneira que os autovalores tenham, no plano contínuo, parte real negativa grande então não existirá problema em qual é o erro inicial $\Delta \mathbf{x}(0)$ que este tenderá a zero rapidamente [30].

A figura (3.5) apresenta o diagrama de blocos do observador contínuo no tempo.

Discretização do observador.

Para aplicações discretas em tempo real, é necessário discretizar o modelo do observador. De acordo com *Silvino et al.* [110] os observadores projetados utilizando o método de discretização de *Euler* podem apresentar um fraco desempenho além de problemas de instabilidade. Por outro lado, ainda de acordo com [110], o uso de métodos de discretização de ordem mais elevada implica num inconveniente aumento do tempo de cálculo em tempo real.

O modelo contínuo do observador, expressões (3.15) e (3.16), pode ser discretizado fazendo uso das expressões (2.97) a (2.99). Como a matriz A^g é variante no tempo, função da velocidade ω_r , é necessária a discretização periódica do modelo contínuo

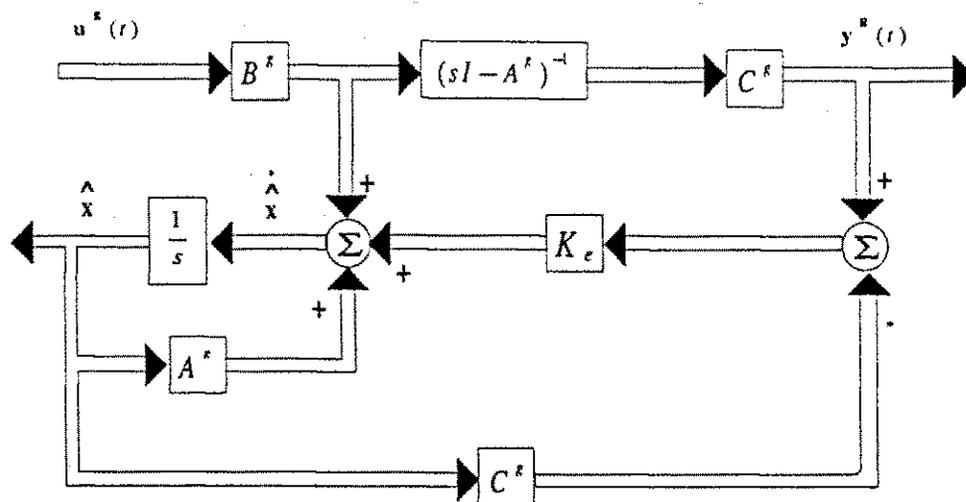


Figura 3.5: Diagrama de blocos do observador contínuo de ordem completa.

da máquina. Isto em tempo real demanda muito tempo de processamento o que inviabiliza muitas vezes sua aplicação. Desta forma, optou-se por discretizar o modelo *off-line*, utilizando o MAPLEV v5.0[®], definindo então as componentes das matrizes discretas do sistema, F_e^g e H_e^g , como função da velocidade sendo necessário portanto, apenas multiplicações algébricas em tempo real as quais demandam pouco tempo de processamento.

O modelo do observador de estados de ordem completa em malha fechada, em tempo discreto é,

$$\hat{x}^g [nT + t_a] = F_e^g \hat{x}^g [nT] + H_e^g u^g [nT] + K_e (y^g [nT] - C_e^g \hat{x}^g [nT]) \quad (3.21)$$

com $C_e^g = C^g$.

Representando a matriz dinâmica discreta F_e^g na forma,

$$F_e^g = \begin{bmatrix} F_e^{g11} & F_e^{g12} & F_e^{g13} & F_e^{g14} \\ F_e^{g21} & F_e^{g22} & F_e^{g23} & F_e^{g24} \\ F_e^{g31} & F_e^{g32} & F_e^{g33} & F_e^{g34} \\ F_e^{g41} & F_e^{g42} & F_e^{g43} & F_e^{g44} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

cujas componentes são apresentadas a seguir. A série de potência da expressão (2.97) foi truncada no segundo termo,

$$F_e^{g11} = F_e^{g22} = 1 - \frac{r_s \left(t_a - \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_s}{\sigma l_s} \right)}{\sigma l_s} - \frac{1}{2} \omega_g^2 t_a^2 + \frac{1}{2} \frac{r_s l_m^2 t_a^2 r_r}{\sigma^2 l_s^2 l_r^2}$$

$$\begin{aligned}
F_e^{g12} &= -F_e^{g21} = -\frac{1}{2} \frac{r_s t_a^2 \omega_g}{\sigma l_s} + \omega_g \left(t_a - \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_s}{\sigma l_s} \right) \\
F_e^{g13} &= F_e^{g24} = -\frac{1}{2} \frac{r_s^2 t_a^2 l_m}{\sigma^2 l_s^2 l_r} + \frac{r_s l_m \left(t_a - \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_r}{\sigma l_r} \right)}{\sigma l_s l_r} \\
F_e^{g14} &= -F_e^{g23} = \frac{1}{2} \frac{\omega_g t_a^2 r_s l_m}{\sigma l_s l_r} + \frac{1}{2} \frac{r_s l_m t_a^2 \omega_{gr}}{\sigma l_s l_r} \\
F_e^{g31} &= F_e^{g42} = \frac{r_r l_m \left(t_a - \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_s}{\sigma l_s} \right)}{\sigma l_s l_r} - \frac{1}{2} \frac{r_r^2 t_a^2 l_m}{\sigma^2 l_r^2 l_s} \\
F_e^{g32} &= -F_e^{g41} = \frac{1}{2} \frac{r_r l_m t_a^2 \omega_g}{\sigma l_s l_r} + \frac{1}{2} \frac{\omega_{gr} t_a^2 r_r l_m}{\sigma l_s l_r} \\
F_e^{g33} &= F_e^{g44} = 1 + \frac{1}{2} \frac{r_s l_m^2 t_a^2 r_r}{\sigma^2 l_s^2 l_r^2} - \frac{r_r \left(t_a - \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_r}{\sigma l_r} \right)}{\sigma l_r} - \frac{1}{2} \omega_{gr}^2 t_a^2 \\
F_e^{g34} &= -F_e^{g43} = -\frac{1}{2} \frac{r_r t_a^2 \omega_{gr}}{\sigma l_r} + \omega_{gr} \left(t_a - \frac{1}{2} \frac{r_r t_a^2}{\sigma l_r} \right)
\end{aligned}$$

Da mesma maneira, a matriz dinâmica discreta H_e^g é apresentada na forma,

$$H_e^g = \begin{bmatrix} H_e^{g11} & H_e^{g12} \\ H_e^{g21} & H_e^{g22} \\ H_e^{g31} & H_e^{g32} \\ H_e^{g41} & H_e^{g42} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

cujos elementos são

$$\begin{aligned}
H_e^{g11} &= H_e^{g22} = 1, 0 t_a - \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_s}{\sigma l_s} \\
H_e^{g12} &= -H_e^{g21} = \frac{1}{2} t_a^2 \omega_g \\
H_e^{g31} &= H_e^{g42} = \frac{1}{2} \frac{t_a^2 r_r l_m}{\sigma l_s l_r} \\
H_e^{g32} &= H_e^{g41} = 0, 0
\end{aligned}$$

Definindo o eixo referencial (rotórico, estatórico ou síncrono) do modelo de atuação do observador e substituindo-o juntamente com os parâmetros da máquina obtém-se as matrizes F_e^g e H_e^g do modelo discreto no tempo do observador função da velocidade.

Determinação dos ganhos do observador.

A matriz de ganhos K_e pode ser determinada utilizando-se simplesmente a alocação de pólos considerando uma velocidade rotórica média (pólos fixos). Contudo, como a

matriz dinâmica discreta no tempo F_e^g é variante com o tempo devido a velocidade, a matriz de ganhos K_e precisa também ser variante com o tempo de modo a manter os autovalores de $(F_e^g - K_e C_e^g)$ na alocação desejada internamente ao círculo unitário.

De acordo com *Silvino et al.*[110] é possível implementar um algoritmo para atualização das matrizes de ganhos:

1. Calcular:

$$T_1[nT] = \begin{bmatrix} C_e^g \\ C_e^g F_e^g \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

2. Calcular:

$$T[nT] = \begin{bmatrix} T_1[nT] & F_e^g T_1[nT] \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

3. Calcular:

$$\overline{F_e^g} = T_1[nT]^{-1} F_e^g T_1[nT] = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & -F_o[nT] \\ I_{2 \times 2} & -F_1[nT] \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde,

$$\begin{aligned} -F_o[nT] &= -F_e^{gbb} F_e^{gaa} + F_e^{gab} F_e^{gba} \\ -F_1[nT] &= F_e^{gaa} + F_e^{gbb} \end{aligned}$$

definidos,

$$\begin{aligned} F_e^{gaa} &= \begin{bmatrix} F_e^{g11} & F_e^{g12} \\ F_e^{g21} & F_e^{g22} \end{bmatrix} \\ F_e^{gab} &= \begin{bmatrix} F_e^{g13} & F_e^{g14} \\ F_e^{g23} & F_e^{g24} \end{bmatrix} \\ F_e^{gba} &= \begin{bmatrix} F_e^{g31} & F_e^{g32} \\ F_e^{g41} & F_e^{g42} \end{bmatrix} \\ F_e^{gbb} &= \begin{bmatrix} F_e^{g33} & F_e^{g34} \\ F_e^{g43} & F_e^{g44} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

4. Escolher os autovalores desejados com as seguintes características: $\lambda_1 = \lambda_2$ e $\lambda_3 = \lambda_4$, de maneira que as partes imaginárias de λ_1 e λ_3 apareçam conjugadas. Então calcula-se,

$$\begin{aligned} M_o &= \lambda_1 \lambda_3 I_{2 \times 2} \\ M_1 &= -(\lambda_1 + \lambda_3) I_{2 \times 2} \end{aligned}$$

5. Calcular,

$$\overline{K}_e[nT] = \begin{bmatrix} M_o - F_o[nT] \\ M_1 - F_1[nT] \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

6. Finalizando,

$$K_e[nT] = T[nT]\overline{K}_e[nT] \quad (3.28)$$

3.2.3 Influência das variações paramétricas

Durante a operação, os parâmetros da máquina assíncrona podem variar devido a fatores tais como o aumento da temperatura dos enrolamentos. Esta alteração paramétrica ocasiona uma discrepância entre as grandezas reais (medidas) e as grandezas obtidas através do modelo (estimadas) que é baseado nos parâmetros nominais da máquina.

A variação causada pela temperatura nos enrolamentos estático e rotórico da máquina (resistências) é característica inerente do material utilizado. Contudo, este processo de alteração é relativamente lento, variando de acordo com a constante térmica do material. Em comparação, as alterações dos parâmetros produzidas pela saturação magnética ocorrem rapidamente afetando a indutância principal e as indutâncias de fuga da máquina com bastante intensidade.

As aplicações práticas, em baixas frequências, da estratégia de controle escalar tensão frequência (V/Hz), sofre grandes restrições devido à influência da queda de tensão resistiva.

No controle vetorial as estratégias (*I*FOC/*D*FOC) exibem sensibilidade a alterações dos parâmetros da máquina e apresentam características de controle de conjugado não ideais quando os parâmetros utilizados para o cálculo dos controladores (modelo) diferem dos parâmetros atuais da máquina. Em geral, tanto as respostas obtidas em regime permanente quanto as respostas obtidas em regime transitório diferem das obtidas por um controlador adequadamente ajustado.

No controle indireto o maior problema é a constante de tempo rotórica ($\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$) que é sensível a variações de temperatura e nível do fluxo. Ocorrendo modificações no valor da constante de tempo rotórica o valor calculado para a frequência angular de escorregamento, baseado nos parâmetros nominais, diverge do escorregamento real. Esta divergência acarreta incorreções na determinação do ângulo de fluxo, resultando numa orientação pelo campo errônea. Isto resulta em erros instantâneos de fluxo e conjugado. Além disso, erros em regime permanente do valor do escorregamento causam

aquecimento adicional da máquina, reduzindo a eficiência.

De modo geral, os esquemas de controle com orientação direta pelo campo apresentam menor sensibilidade a alterações paramétricas que as estratégias com orientação indireta, especialmente quando implementadas com controladores de fluxo. O sinal de fluxo medido/estimado é realimentado para controle e utilizado para desacoplar a componente de corrente estática responsável pela produção de conjugado da componente responsável pela produção de fluxo. Considerando que este método utiliza as variáveis de realimentação para controle torna-se essencialmente insensível a variações nos parâmetros da máquina (basicamente na resistência estática e na indutância de fuga total).

Em todos os casos, tanto nos controles indireto como direto, a sensibilidade paramétrica depende da constante de tempo rotórica da máquina, a qual em regime permanente define o conjugado máximo e a forma da curva conjugado x escorregamento, onde grandes valores apresentam grande sensibilidade paramétrica. Portanto, máquinas de alta eficiência possuem alta sensibilidade a erros de parâmetros, e a operação na região de enfraquecimento de campo aumenta esta sensibilidade.

Já nas estratégias de controle *DTC*, apesar destas estratégias serem por si só insensíveis a variações paramétricas, o mesmo não ocorre com relação ao fluxo estático estimado, dependente da resistência estática, que é utilizado na realimentação da malha de fluxo.

As estratégias de controle propostas, itens (4.5) e (5.2), demonstraram pouca sensibilidade a variações da resistência estática. Contudo, além da influência que apresenta no modelo de controle, a resistência estática tem uma participação marcante na estimação do fluxo estático quando é utilizado o observador em malha aberta modelo em tensão.

Infelizmente, o aumento na temperatura dos enrolamentos da máquina (rotórico e estático), frequência, ou amplitude da corrente causam grandes variações nos parâmetros da máquina. A inexatidão dos parâmetros leva a erros no cálculo dos controladores ou desacoplamento incorreto, causando saturação ou sobreexcitação da máquina resultando em uma correspondente deterioração no desempenho dinâmico particularmente com grandes máquinas. Se existem erros, a condição de desacoplamento não pode ser obtida. Interações surgiriam e o desempenho do controle deteriora de maneira que é importante monitorar e compensar estas alterações.

O principal efeito sentido na desregulagem paramétrica é no cálculo da amplitude e

fase do vetor fluxo o que resulta em: a) o nível de fluxo não é mantido corretamente; b) o conjugado em regime permanente difere da referência (erro em regime permanente); e, c) a resposta de conjugado é comprometida.

Resistência estatórica.

Para a exata estimação do vetor fluxo estatórico é necessário o conhecimento correto do valor da resistência estatórica. Caso esta se altere, é necessário um procedimento de correção da mesma frente a estas variações.

A resistência estatórica varia principalmente pelo aumento da temperatura durante a operação da máquina. Apesar deste erro não ser de grande importância em altas velocidades (frequências), em baixas velocidades sua influência aumenta comprometendo o desempenho das estratégias de controle e do observador de estados pois a queda de tensão sobre a resistência estatórica tende a ser comparável com a FCEM.

A estimação incorreta do fluxo, além do erro em magnitude, acarreta um erro do ângulo de fase do vetor fluxo o qual introduz efeitos de acoplamentos no controle vetorial direto afetando a resposta do acionamento [67].

Negligenciando efeitos de menor importância, a resistência estatórica varia principalmente com a temperatura do enrolamento estatórico a qual é obtida pela seguinte expressão

$$r_s = r_{so} + \alpha (T_s - 25^\circ C) \quad (3.29)$$

onde: r_s - resistência a T_s °C; r_{so} - resistência nominal (a 25°C); T_s - temperatura do enrolamento estatórico (°C) e α - coeficiente de resistividade do cobre.

A influência da variação da resistência estatórica sobre o módulo do vetor fluxo estatórico pode ser analisada pela expressão (3.30)

$$|\phi_s| = \sqrt{(|\phi_s^*|)^2 - \frac{2}{P} C_e^* \frac{\Delta r_s}{\omega_r}} \quad (3.30)$$

verifica-se que quanto menor a velocidade da máquina, maior será a influência da variação da resistência [130].

As perdas no cobre e no ferro, nos enrolamentos estatóricos, contribuem predominantemente para o aumento da temperatura do enrolamento embora os efeitos acoplados das perdas no rotor também contribuam para este aumento. As perdas rotóricas no ferro e no cobre dependem das correntes no rotor as quais são relacionadas com a corrente estatórica. O aquecimento gerado por todas as perdas flui através dos parâmetros

distribuídos do circuito térmico equivalente do motor e acarreta aumento da temperatura em diferentes pontos. O modelo térmico dinâmico da máquina é não linear, multi-dimensional e bastante complexo [17].

A medição *on-line* da resistência estatórica através de termistores torna-se impraticável pois as máquinas comerciais não incorporam este tipo de componente, e inserí-los posteriormente torna-se economicamente inviável para uma vasta gama de aplicações. De qualquer forma, considerando-se que atualmente busca-se desenvolver acionamentos sem sensores (*sensorless*) torna-se irreal a necessidade de utilizá-los para obtenção da resistência estatórica.

Atualmente são encontrados vários trabalhos na literatura que tratam da estimação da resistência estatórica em acionamentos com máquinas assíncronas. Entre estes podemos citar [48], [16], [12], [67], [35], [130], [87], [56] e, [36].

No trabalho apresentado por *Habetler et al.* [48] é proposto um estimador de fluxo híbrido específico para o controle com fluxo estatórico. Na região de alta velocidade, o fluxo estatórico é estimado a partir da expressão da tensão estatórica (2.48), desconsiderando a queda de tensão resistiva. Por clareza, a expressão é reescrita a seguir (3.31). Esta expressão é denominada pelos autores como modelo V-I. Verifica-se que em baixas velocidades ocorre um aumento da influência da queda de tensão resistiva o que compromete sua utilização. Portanto, abaixo de um determinado valor, o modelo é chaveado para outro modelo, denominado I- ω , equações (3.32) e (3.33), que possibilita a estimação dos fluxos estatórico e rotórico. A estimação de r_s é obtida através da expressão (3.34).

$$\phi_s^s = \int (v_s^s - r_s i_s^s) dt \quad (3.31)$$

$$\phi_r^s = \int \left(\frac{l_m i_s^s - \phi_r^s}{\tau_r} - j\omega_r \phi_r^s \right) dt \quad (3.32)$$

$$\phi_s^s = \frac{l_m}{l_r} \phi_r^s + \sigma l_s i_s^s \quad (3.33)$$

$$\hat{r}_s = \left| \frac{\int v_s^s dt - \phi_s^s}{\int i_s^s dt} \right| \quad (3.34)$$

Analisando-se as expressões (3.31)-(3.34), verifica-se: primeiro a dependência paramétrica (l_m , τ_r , σl_s e l_r) para obtenção da resistência estatórica; e segundo, os procedimentos de identificação são fundamentados como função da frequência de operação.

Em contrapartida, *Blasco-Giménez et al.* [12], propõem um método para estimação de r_s que independe do conhecimento de outros parâmetros, carece porém de variação

da frequência da máquina. O método baseia-se no fato de que a integral de um sinal que varia em frequência ou amplitude resulta em uma componente CC, devido à assimetria entre os meio ciclo positivo e negativo durante a transição. Em regime permanente, após a transição, o valor médio do volts-segundo (integral de v_s^s) deve aparecer na resistência estatórica, uma vez que o fluxo do motor deverá ser constante. Então r_s pode ser calculado pela expressão

$$\hat{r}_s = \frac{\overline{\int v_s^s dt}}{\overline{\int i_s^s dt}} \quad (3.35)$$

onde $\overline{f(\cdot)}$ corresponde ao valor médio. Devido a problemas decorrentes de *off-set*, em substituição às integrais da expressão (3.35), foram utilizados filtros passa-baixa com pequena largura de faixa. Apesar da independência paramétrica, o método padece do fato de que para a implementação analógica foram necessários nove filtros.

Kerkman et al. [67], apresentaram técnica para estimação da resistência estatórica, baseada na detecção da FCEM (*Back Electromagnetic Force - BEMF*). Esta técnica desacopla uma componente de fluxo dos efeitos danosos da resistência estatórica, produzindo um sinal ideal para implementação de algoritmos de estimação, enquanto que a componente em quadratura possibilita uma estimação quase instantânea da resistência estatórica.

Considerando a expressão (2.48) no referencial genérico, esta expressão em regime permanente no referencial campo ($\omega_g = \omega_a$) resulta,

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a - \omega_a \phi_{sq}^a \quad (3.36)$$

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_{sd}^a \quad (3.37)$$

Selecionando um novo eixo de referência ($d^i - q^i$), junto aos eixos ($d - q$) e projetando as tensões v_{sd}^a e v_{sq}^a sobre este novo sistema de coordenadas, resulta em um novo conjunto de equações

$$\delta_i = \arctg \left(\frac{i_{sd}^a}{i_{sq}^a} \right) \quad (3.38)$$

$$v_{sd}^i = \cos(\delta_i) v_{sd}^a - \sin(\delta_i) v_{sq}^a \quad (3.39)$$

$$v_{sq}^i = \cos(\delta_i) v_{sq}^a + \sin(\delta_i) v_{sd}^a \quad (3.40)$$

$$v_{sd}^i = -\omega_a \phi_{sq}^i \quad (3.41)$$

$$v_{sq}^i = r_s i_{sq}^i + \omega_a \phi_{sd}^i \quad (3.42)$$

$$r_s = \frac{(v_{sq}^i - \omega_a \phi_{sd}^i)}{i_{sq}^i} \quad (3.43)$$

O novo sistema de coordenadas é escolhido de maneira que o eixo d não contenha termos em corrente mas apenas a componente da FCEM. Este novo eixo de referência é determinado pelo ângulo δ_i (3.38). Analisando as expressões (3.41) e (3.42) verifica-se que neste novo referencial, a corrente em eixo d (i_{sd}^i) é zero não existindo portanto queda de tensão resistiva. A queda de tensão na resistência concentra-se toda no eixo q (equação (3.42)). É possível então estimar a resistência estatórica utilizando-se a expressão (3.43).

Ribeiro *et al.* [35] propõem um esquema de estimação *on-line* de parâmetros utilizando o método dos mínimos quadrados. A resistência estatórica r_s é estimada “perturbando” a máquina na sua condição de operação normal com uma tensão contínua. Esta tensão contínua é superposta à tensão senoidal simétrica. Após, um filtro passa-baixa é utilizado para extrair o sinal CC.

Filtrados os sinais, utiliza-se o modelo a seguir para estimar r_s [35], [36],

$$y(t) = [v_{sd}^{s2} + v_{sq}^{s2}] \quad (3.44)$$

$$\Gamma(t) = [2 (v_{sd}^s i_{sd}^s + v_{sq}^s i_{sq}^s - (i_{sd}^s + i_{sq}^s))] \quad (3.45)$$

$$\Theta(t) = [r_s \quad r_s^2]^T \quad (3.46)$$

Contudo, mesmo o sinal injetado sendo de pequena magnitude, e o tempo de aplicação deste sinal sendo pequeno, esta técnica sempre vai afetar o funcionamento da máquina.

Mir *et al.* [87], propõem um método de estimação da alteração da resistência estatórica durante a operação da máquina. O método de estimação é implementado utilizando esquemas de controle com lógica *fuzzy* e controlador PI. As variações são observadas a partir de alterações na corrente estatórica. As deduções matemáticas apresentadas em [87], podem ser sintetizadas nas expressões a seguir, primeiramente para as variáveis estimadas para o controlador

$$\hat{\phi}_s + \Delta\hat{\phi}_{sc} = \int (v_s^s - (i_s^s + \Delta i_s^s) r_s) dt \quad (3.47)$$

$$\Delta\hat{\phi}_{sc} = \int (\Delta i_s^s r_s) dt \quad (3.48)$$

$$\hat{C}_e + \Delta\hat{C}_{ec} = K (i_s^s + \Delta i_s^s) (\hat{\phi}_s + \Delta\hat{\phi}_{sc}) \quad (3.49)$$

$$\Delta\hat{C}_{ec} = K (\Delta i_s^s \hat{\phi}_s + \Delta i_s^s \Delta\hat{\phi}_{sc}) \quad (3.50)$$

e as alterações no fluxo e conjugado reais, função dos valores de comando são dadas por

$$\Delta\phi_{sr} = \int (\Delta i_s^s r_s + i_s^s \Delta r_s) \quad (3.51)$$

$$\Delta C_{er} = K (\Delta i_s^s + i_s^s) \times \Delta \phi_{sr} \quad (3.52)$$

$$\Delta C_{er} = K (\Delta i_s^s + i_s^s) \times \int (\Delta i_s^s r_s + i_s^s \Delta r_s) \quad (3.53)$$

A equação (3.51) apresenta as alterações na resistência estatórica como uma função das alterações da corrente e do conjugado. Mostra também que os erros de conjugado, corrente e resistência estatórica estão todos relacionados. Os autores, aplicam o método de estimação da resistência estatórica, em controles *DTC*. Nas estratégias *DTC*, o modelo da máquina utilizado, é independente de outros parâmetros que não a resistência estatórica. Desta forma a corrente somente é afetada por variações na resistência estatórica.

Isto corresponde a afirmar, que se mantivermos os comandos de fluxo e conjugado constantes, o vetor corrente estatórica somente será afetado por alterações na resistência estatórica. Analogamente, alterações na corrente estatórica indicam alterações da resistência da máquina.

Contudo, atribuir as diferenças nas medições da corrente a erros na resistência estatórica é uma aproximação. Portanto, a simples alteração da estimativa da resistência estatórica não compensará a degradação na orientação pelo campo e perda no controle de fluxo. Além disso, a estimativa da resistência estatórica estará errada. A combinação destes fatores pode levar a uma gradual degradação do desempenho do sistema.

Jacobina et al. [56], propõem um método de estimação *on-line* da resistência estatórica e da indutância de fuga. Tanto a resistência quanto a indutância são estimadas utilizando o método dos mínimos quadrados. A determinação da resistência estatórica é feita sem perturbar a velocidade rotórica, utilizando as componentes homopolares, que não contribuem para geração de conjugado eletromagnético. Considerando que em sistemas reais a máquina assíncrona não é completamente simétrica, e se o neutro desta estiver conectado no *tap* central do banco de capacitores do módulo conversor de frequência (ponto *o* da figura 2.2), haverá a circulação de uma corrente homopolar. Após filtradas a tensão e a corrente homopolar, a corrente homopolar pode ser utilizada para determinação da indutância homopolar (l_{is}) e da resistência estatórica (r_s). A derivada da corrente homopolar é calculada da forma

$$\frac{d}{dt} i_{so}(t) = \frac{i_{so}(t + t_a) - i_{so}(t)}{t_a} \quad (3.54)$$

onde: t_a é o período de amostragem.

Os valores de (l_{is}) e (r_s) são determinados a partir do modelo

$$y(t) = [v_{so}] \quad (3.55)$$

$$\Gamma(t) = \left[i_{so} \quad \frac{d}{dt} i_{so} \right] \quad (3.56)$$

$$\Theta(t) = \left[\tau_s \quad l_{ls} \right]^T \quad (3.57)$$

O fator limitante desta estratégia é a necessidade da conexão do neutro da máquina.

Constante de tempo rotórica (τ_r)

O método de controle com orientação pelo campo indireta, proposto por *Hasse* [51], é uma estratégia que utiliza o fluxo determinado indiretamente, a partir do vetor corrente estatórica, vetor tensão e/ou velocidade rotórica. Esta "estimativa" antecipa-se ao controlador. Por isso o método é denominado *feedforward*. As estratégias de controle neste caso, são muito mais sensíveis a erros paramétricos; desta forma, resistência rotórica, indutância de fuga rotórica e a indutância de magnetização, devem ser perfeitamente conhecidas (determinadas) para obtenção de um controle compatível com o controle com orientação direta pelo campo.

As estratégias de controle multivariável apresentadas no item (5.2), utilizam a realimentação dos fluxos de controle, isto as torna razoavelmente imunes a variações paramétricas. Contudo é interessante analisar a influência da variação dos parâmetros nestas estratégias propostas, principalmente da resistência rotórica, que influencia no cálculo do escorregamento que é utilizado, somado à velocidade rotórica, para obtenção da frequência síncrona do vetor fluxo de controle. Integrando esta frequência, tem-se o ângulo síncrono que possibilita a obtenção do desacoplamento das variáveis (fluxos) de controle da magnetização e do conjugado da máquina.

Para o controle a fluxo rotórico ($\omega_g = \omega_b$),

$$\omega_{br} = \frac{\tau_r C_e}{P \phi_r^2} \quad (3.58)$$

e para fluxo estatórico ($\omega_g = \omega_a$),

$$\omega_{ar} = \frac{C_e \tau_r l_s^2}{l_m^2 \phi_s^2} \quad (3.59)$$

A constante de tempo rotórica varia com alterações na temperatura do enrolamento da resistência rotórica τ_r , a qual é geralmente maior que a variação apresentada pela indutância própria rotórica l_r (aproximadamente 5%) devido aos efeitos da saturação [13]. Considerando que se a estratégia opera na região de fluxo constante, a indutância própria pode ser considerada constante. Isto é verdadeiro em máquinas onde o fluxo

de fuga, que é função da corrente rotórica, é pequeno comparado à componente do fluxo de magnetização, o qual é mantido constante. Logo, resta analisar os efeitos da variação da resistência rotórica nas estratégias de controle.

Vários métodos foram propostos na literatura para compensar as alterações da resistência rotórica [85], [131], [125], [71], [12], [13], [6], [3].

Matsuo et al. [85], propuseram uma técnica de estimação *on-line* dos parâmetros rotóricos, que utiliza a fonte de corrente do inversor trifásico (*CSI-PWM*), para injetar um sinal de corrente de seqüência negativa. A técnica possibilita ao controlador corrigir o valor nominal da resistência rotórica quando o valor desta altera. A identificação da resistência rotórica é obtida pela injeção de uma corrente de seqüência de fase negativa, detectando a tensão de seqüência negativa e calculando o valor da resistência rotórica a partir da informação obtida.

Uma estratégia para medir a constante de tempo rotórica em tempo real utilizando um Filtro de Kalman (*Kalman Filter - KF*), foi proposta por *Zai et al.* [131]. Esta abordagem utiliza a componente de ruído branco (*white-noise*) contida na seqüência de chaveamento do *PWM* trifásico. O resultado é obtido na condição de que um valor exato da indutância própria seja conhecido *a priori*. O método é limitado a situações onde as condições de carga variam lentamente (operação quase em regime permanente), e necessita também de um mínimo de aproximadamente 5% de variação da velocidade nominal.

Zai et al. [131] propuseram um método de estimação da resistência rotórica utilizando Filtro de Kalman. Ocorre que a execução do algoritmo *KF* demanda muito tempo de processamento. *Atkinson et al.* [6], propuseram uma variação do Filtro de Kalman Extendido (*Extended Kalman Filter - EKF*), para estimar a resistência rotórica, que utiliza um processo de redução da ordem do modelo, que possibilita a redução do tempo de processamento em até um terço. Este algoritmo independe do regime de operação (transitório ou permanente) ou da causa da variação da resistência rotórica.

Considerando que, corrente rotórica e o fluxo rotórico, não são diretamente mensuráveis, faz-se necessário estimá-los. Os autores propõem um algoritmo *EKF* que agrupa a estimação do fluxo rotórico com a estimação da resistência rotórica. A resistência rotórica é definida como um estado e adicionada às correntes rotórica e estatórica. Este novo estado é então estimado com a resistência rotórica tratada como um parâmetro variante no tempo.

Segundo os autores, em períodos de aceleração a convergência de τ_r é mais rápida e os efeitos da medição dos ruídos na exatidão do estimador são minimizados. Em desacelerações a convergência é mais lenta o que resulta num processo de estimação mais lento em regime permanente. Mesmo em operações com frequência zero o método demonstrou boa resposta.

Já *Holtz et al.* [54], propõem um método de identificação da constante de tempo rotórica baseada na trajetória da corrente estatórica. A partir da medição das correntes e tensões estatóricas de fase, são calculados os vetores corrente (\mathbf{i}_s^a) e tensão estatórica (\mathbf{v}_s^a). Estes vetores são utilizados como entradas do modelo da máquina que descreve o comportamento dinâmico da máquina, calculando o comportamento da corrente estatórica (sua trajetória). O erro existente entre a trajetória da corrente (\mathbf{i}_s^a) real medida e a trajetória da corrente ($\hat{\mathbf{i}}_s^a$) estimada pelo modelo é reduzido através da adequação dos parâmetros do modelo da máquina. Os parâmetros do modelo são adaptados usando o método *steepest gradient* em uma seqüência de iterações. Cada iteração altera os parâmetros, de maneira que a trajetória da corrente estimada move-se em direção à trajetória da corrente medida. O modelo assume os parâmetros finais quando as trajetórias coincidem, dentro de um limite (erro mínimo) pré-definido. Considera-se então que a constante de tempo da máquina e do modelo são equivalentes.

A identificação de (τ_r) em acionamentos sem sensores é problemática visto que para uma máquina alimentada senoidalmente, na qual somente as quantidades estatóricas são facilmente mensuráveis, a velocidade rotórica e a constante de tempo rotórica não podem ser simultaneamente estimadas em regime permanente, no controle com orientação pelo campo, quando o fluxo rotórico é mantido constante [13]. Isto porque não é possível separar o erro de estimação da velocidade e o erro de estimação da resistência rotórica das variáveis estatóricas em regime permanente.

Kubota et al. [71], apresentam um método de estimação simultânea da velocidade da máquina e da resistência rotórica utilizando um observador adaptativo, de ordem completa, que estima a corrente estatórica e o fluxo rotórico. Adicionalmente, um novo esquema para adaptação da resistência rotórica é proposto de maneira a desacoplar esta da estimação da velocidade. Este esquema estima a resistência rotórica utilizando o erro de estimação da corrente estatórica de eixo d . A resistência rotórica pode ser estimada independentemente da variação da velocidade, porque a informação sobre a velocidade da máquina não está incluída na expressão.

3.3 Conclusões

Neste capítulo foi tratado da observação de estados. Uma breve revisão bibliográfica sobre o assunto é apresentada. O observador em malha aberta modelo de tensão representa a alternativa mais simples para obtenção dos estados, contudo, apresenta uma série de problemas. Os observadores em malha fechada apresentam vantagens sobre os de malha aberta em termos de tempo de convergência e erro em regime. Contudo, o tempo de discretização do modelo em tempo real representa uma barreira na utilização deste tipo de observador. É proposto um observador de ordem completa em malha fechada, cujo modelo é discretizado *off-line* o que reduz sensivelmente o tempo de processamento. Seus termos dependentes da velocidade assim como seus ganhos são recalculados periodicamente.

Capítulo 4

Estratégias de Controle Monovariáveis

4.1 Introdução

As estratégias de controle para máquinas assíncronas em malha aberta, com frequência variável, possibilitam um controle de velocidade satisfatório quando o motor opera em regime permanente de conjugado sem exigências de um controle preciso de velocidade. Quando o acionamento exige rápidas respostas dinâmicas e um exato controle de velocidade ou conjugado, o controle em malha aberta é insatisfatório. Portanto, é necessário operar a máquina em malha fechada quando a dinâmica desejada para a máquina assíncrona tem importância fundamental para o desempenho do sistema completo do qual ela faz parte.

A utilização de um modelo matemático da máquina assíncrona, de sexta ordem, não linear e acoplado, é um fator complicador para utilização destas máquinas em acionamentos elétricos. Além disso, o conjugado eletromecânico desenvolvido pela máquina é dependente do fluxo e da velocidade, tanto a relação do fluxo *versus* conjugado quanto velocidade *versus* conjugado são não lineares.

Nos últimos anos, várias técnicas de controle das máquinas assíncronas foram propostas na literatura. Estes esquemas podem ser classificados em duas categorias:

1. Controle escalar (as principais)
 - Controle Tensão/Frequência (V/Hz);
 - Controle Corrente/Escoressamento (i_s^2/ω_{sr});

2. Controle Vetorial

- Controle com Orientação Indireta pelo Campo
(*Indirect Field Oriented Control - IFOC*);
- Controle com Orientação Direta pelo Campo
(*Direct Filed Oriented Control - DFOC*);
- Controle Direto de Fluxo e Conjugado
(*Direct Torque Control - DTC*)

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica do estudo das estratégias de controle monovariáveis aplicadas à máquinas assíncronas, de acordo com a classificação apresentada acima. Inseridas na discussão sobre controle direto de conjugado e fluxo são propostas outras estratégias *DTC*.

4.2 Controle escalar

As estratégias de controle escalar, possuem estrutura simples e de baixo custo financeiro pois como são implementadas em malha aberta não necessitam de sensores. Estas estratégias são adequadas para aplicações de propósito geral, o que ainda hoje as tornam uma alternativa bastante atraente em aplicações onde não é necessária a obtenção de alto desempenho dinâmico. *Salvadori* [107] faz uma comparação entre os métodos escalares, mais especificamente o controle V/f , com os controles com orientação direta, caracterizando o que é um alto desempenho dinâmico (seguimento das referências de conjugado e fluxo rapidamente sem oscilações e sem influência das variações de conjugado no fluxo de magnetização da máquina).

Embora estas estratégias sejam baseadas nas características tensão frequência da máquina, melhoras no seu desempenho dinâmico são obtidas através da superposição de outras estruturas de controle.

Recentemente as estratégias de controle escalar, principalmente aquelas similares ao esquema tensão frequência original, ganharam novo impulso com vários trabalhos publicados sobre elas, dos quais pode-se citar [70], [118], [67], [45], [86], [10] e [90].

Nos esquemas de controle tipo escalar, trabalha-se somente com a magnitude e frequência da grandeza a ser controlada. Portanto, tem-se como sinais de comando e realimentação grandezas contínuas que são proporcionais às respectivas variáveis de controle. Isto contrasta com o controle vetorial onde ambas, magnitude e fase da variável de controle são monitoradas simultaneamente.

O desempenho obtido utilizando o controle escalar é considerado suficientemente bom para uma gama bastante variada de aplicações. Contudo, devido ao controle escalar ser feito em malha aberta de fluxo é difícil operar a máquina a plena carga em baixa velocidade. Isto exclui este tipo de controle, por exemplo, em acionamentos de servomecanismos, onde respostas rápidas aos comandos de posição são necessárias.

4.2.1 Controle tensão/freqüência

Nesta estratégia de controle o objetivo é manter a magnetização da máquina constante variando a relação entre a tensão estatórica e a freqüência de alimentação. As grandezas de comando são a freqüência do campo girante ω_s , e a amplitude da tensão estatórica v_s , se o controle for autopilotado (realimentação da velocidade rotórica ω_r) haverá uma pequena influência de ω_r ($\omega_s = \omega_r + \omega_{sr}$), onde ω_{sr} é a freqüência angular de escorregamento. A tensão estatórica necessária à manutenção do fluxo de magnetização da máquina constante é calculada por uma função não linear dependente da freqüência estatórica ou rotórica. Quando o controle é em malha aberta, ω_s é a grandeza de entrada, e no esquema em malha fechada (autopilotado) ω_{sr} é a grandeza de entrada [107].

A figura 4.1 apresenta o diagrama de blocos genérico para o esquema de controle tensão/freqüência autopilotado. O esquema é chamado volts/hertz devido ao comando

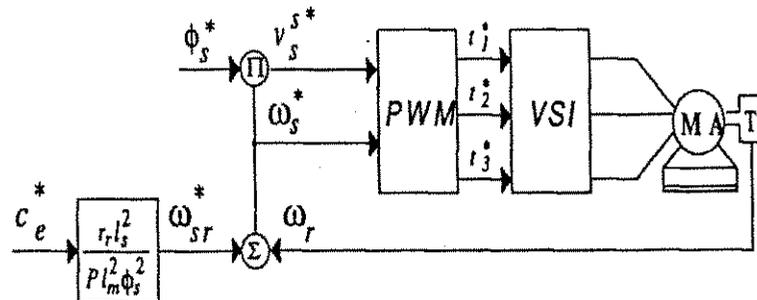


Figura 4.1: Diagrama genérico do esquema de controle escalar V/Hz.

de tensão da alimentação ser gerado diretamente do sinal de freqüência, através de um ganho constante k ($= \frac{r_r l_s^2}{P l_m^2 \phi_s^2}$). As expressões de controle são obtidas do modelo da máquina assíncrona em regime permanente.

Normalizando o escorregamento pela freqüência estatórica nominal

$$S = \frac{\omega_{sr}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (4.1)$$

o escorregamento normalizado para o máximo conjugado em regime permanente (conjugado de *pull out*) é dado por

$$S_p = \frac{r_r}{\omega_s \sigma l_r} = \frac{1}{\omega_s \sigma \tau_r} \quad (4.2)$$

Normalizando o escorregamento a partir das expressões (4.1) e (4.2)

$$\frac{S}{S_p} = \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \right) \left(\frac{\omega_{sr} \sigma \tau_r}{1} \right) = \omega_{sr} \sigma \tau_r \quad (4.3)$$

Em regime permanente, o fluxo estatórico da máquina é relacionado diretamente ao valor da tensão e da frequência. Desta forma, mantendo a relação v_s/ω_s constante, o fluxo estatórico é mantido contante

$$\frac{v_s}{v_{sn}} = \frac{\omega_s}{\omega_{sn}} \quad (4.4)$$

portanto o conjugado em regime permanente será,

$$C_e = C_n \left(\frac{2}{\frac{S}{S_p} + \frac{S_p}{S}} \right) = 2C_n \frac{\omega_{sr} \sigma \tau_r}{1 + (\omega_{sr} \sigma \tau_r)^2} \quad (4.5)$$

onde: C_n é o conjugado nominal máximo obtido para valores de tensão e frequência nominais e $r_s = 0$, sendo,

$$C_n = \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) \frac{v_{sn}^2}{\omega_{sn}^2 l_s} \quad (4.6)$$

Usualmente, a queda de tensão sobre a resistência estatórica pode ser desprezada então, a expressão (4.4) é adequada para manter o fluxo estatórico constante. Contudo, grandes erros podem ocorrer em baixas velocidades pois como a frequência é baixa, a tensão estatórica tenderá a ser zero ou próxima de zero quando então a componente de tensão resistiva pode exceder a tensão induzida. Esta tensão residual geralmente é insuficiente para a partida da máquina pois é absorvida pela resistência estatórica. Para magnetizar e acelerar a máquina é necessária a aplicação de uma tensão mínima compensando a queda de tensão sobre a resistência (ver figuras 4.2 e 4.3).

A expressão que relaciona a tensão estatórica aplicada e a tensão estatórica nominal é,

$$v_s = \left| \frac{\omega_s}{\omega_{sn}} + \frac{r_s}{j\omega_{sn}} \frac{j\omega_r \tau_r}{\omega_r \sigma \tau_r} \right| v_{sn} \quad (4.7)$$

e a figura 4.3 representa graficamente esta relação

A aplicação de carga em regime permanente aumenta a frequência angular de escorregamento para valores próximos ao regime de instabilidade. Se o valor de referência

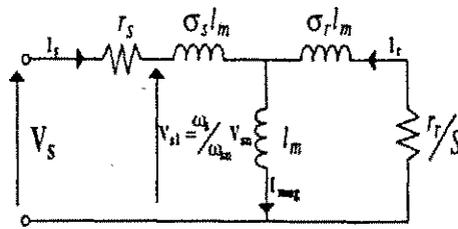


Figura 4.2: Circuito equivalente do modelo da máquina assíncrona em regime permanente com indutância de dispersão no estator e no rotor.

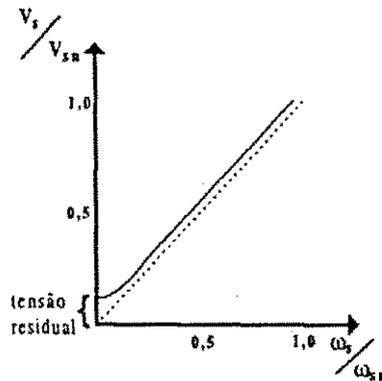


Figura 4.3: Tensão estatórica como função da velocidade.

ultrapassar o valor da frequência nominal a fonte de alimentação tenderá a saturar e a máquina passa da região de conjugado constante para operar na região de enfraquecimento de campo. Tem-se portanto menos fluxo de magnetização e conseqüentemente menos conjugado desenvolvido.

Neste esquema, a velocidade tende a alterar-se com mudanças na carga ou variações na fonte de tensão. Portanto, no controle volts/hertz a máxima capacidade de fornecimento de conjugado e as respostas transitórias são limitadas. Logo, em acionamentos onde é necessária a operação a plena carga/velocidade nominal, partida a plena carga e variações rápidas do sentido de rotação, este tipo de controle não é aplicável.

Para tornar esta estratégia mais estável e com resposta da malha de velocidade mais rápida, Leonhard [76] introduziu uma malha adicional de conjugado, implementada internamente à malha de velocidade. Este tipo de controle pode operar satisfatoriamente nas regiões de conjugado constante e de enfraquecimento de campo e apresenta características que possibilitam sua partida a plena carga.

4.2.2 Controle corrente/escorregamento

Alimentar a máquina em corrente é vantajoso para o controle do fluxo rotórico ou de entreferro, isto porque, elimina-se não somente os efeitos da resistência estatórica como também da indutância de dispersão. Isto corresponde à condição de manutenção de uma corrente de magnetização (i_{mag}) ou fluxo rotórico, independente da velocidade ou da carga.

Nas estratégias de controle corrente/escorregamento (i_s/ω_{sr}), a tensão estatórica de referência, obtida na saída do controlador de corrente e a frequência ω_s são os dois parâmetros a serem impostos para o controle da máquina. Uma expressão não linear relacionando a frequência angular de escorregamento e a corrente estatórica é utilizada para manter constante o fluxo de entreferro ou estatórico.

A figura (4.4) apresenta o diagrama de blocos genérico desta estratégia. Nesta figura, o bloco R_i corresponde ao controlador de corrente.

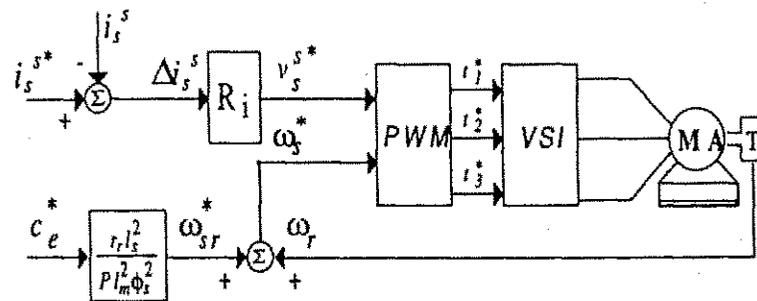


Figura 4.4: Diagrama genérico do esquema de controle escalar corrente/escorregamento.

A partir do circuito equivalente, figura 4.5, obtém-se a expressão da corrente estatórica

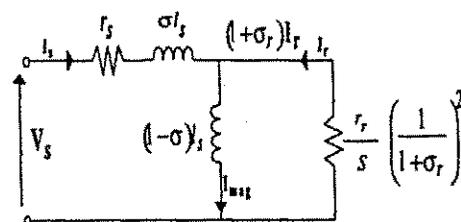


Figura 4.5: Circuito equivalente do modelo da máquina assíncrona em regime permanente com indutância de dispersão no lado estatórico.

$$i_s = \left[1 + \frac{j\omega_s(1-\sigma)l_s S (1+\sigma_r)^2}{\tau_r} \right] i_{mag} \quad (4.8)$$

$$i_s = [1 + j\omega_{sr}\tau_r] i_{mag} \quad (4.9)$$

Portanto, de maneira a manter um determinado fluxo rotórico, a magnitude da corrente estatórica deve seguir a função

$$i_s = \sqrt{1 + (\omega_{sr}\tau_r)^2} i_{mag} \quad (4.10)$$

sendo a corrente de magnetização definida na forma,

$$i_{mag} = i_s + i_r \quad (4.11)$$

O fato da lei de controle (4.10) ser dependente da constante de tempo rotórica, constitui-se num fator de imprecisão, visto que a resistência rotórica varia com a temperatura.

De acordo com estas expressões, verifica-se que: a) a redução do escorregamento para compensar o conjugado motor e de carga levam a máquina à saturação de fluxo e, b) se a corrente diminui com um escorregamento constante, para compensar o conjugado de carga, a máquina operará na região de enfraquecimento de campo.

4.3 Controle vetorial

Os inconvenientes para a utilização das máquinas assíncronas em acionamentos onde objetiva-se melhor precisão (desempenho), só puderam ser vencidos com o desenvolvimento na área da eletrônica de potência, da microeletrônica (microprocessadores, microcontroladores, e *DSP's*), mas fundamentalmente com o surgimento das estratégias de controle vetorial. Propostos por *Hasse* [51], controle vetorial indireto ou *feedforward*, e por *Blashke* [11], controle vetorial direto ou realimentado, estas estratégias vieram dar novo e definitivo impulso para a utilização das máquinas assíncronas em acionamentos com velocidade variável e posteriormente servoacionamentos com máquinas assíncronas.

As estratégias de controle vetorial de fluxo e conjugado podem ser classificadas de acordo com a componente do fluxo escolhida para controlar a excitação magnética da máquina e de acordo com o tipo de variável empregada no controle do conjugado eletromagnético [102]. A excitação magnética pode ser controlada, por exemplo,

através do fluxo estático, do fluxo rotórico ou do fluxo de entreferro. O conjugado eletromagnético pode ser controlado através da frequência angular de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina (controle por escorregamento), ou pela componente em quadratura com a variável de excitação (controle em quadratura).

4.3.1 Controle com orientação indireta pelo campo

O controle com orientação indireta pelo campo (*Indirect Field Oriented Control - IFOC*) baseia-se na predição da posição do vetor fluxo rotórico através de um modelo da máquina assíncrona. Visto ser um controle *feedforward* em malha aberta é sensível a variações paramétricas mais especificamente à variação da constante de tempo rotórica.

A figura (4.6) a seguir, apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle com orientação indireta pelo campo (*IFOC*).

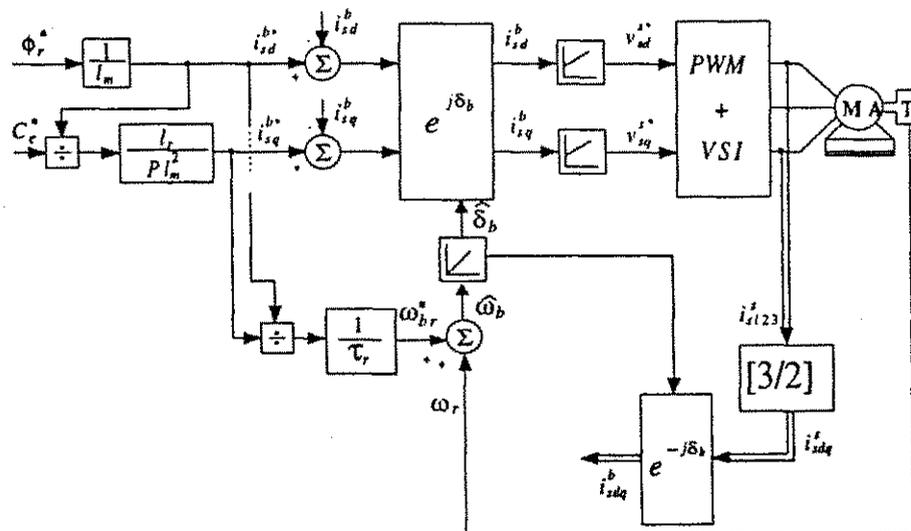


Figura 4.6: Diagrama esquemático da estratégia *IFOC*.

A caracterização do controle com orientação pelo campo (indireta e direta) é feita utilizando-se a equação dinâmica do fluxo rotórico em função da corrente estática. Reescrevendo a expressão da tensão rotórica (2.49),

$$\mathbf{v}_r^g = 0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (4.12)$$

a corrente rotórica é obtida da expressão (2.51),

$$\mathbf{i}_r^g = \frac{\phi_r^g - l_m \mathbf{i}_s^g}{l_r} \quad (4.13)$$

Utilizando-se as expressões (4.12) e (4.13), obtém-se

$$\left(\frac{1}{\tau_r}\right) \phi_r^g - \left(\frac{l_m}{\tau_r}\right) i_s^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g = 0 \quad (4.14)$$

Na orientação pelo campo, o fluxo rotórico é posicionado sobre o eixo d , referencial campo, indicado pelo índice b , então $\omega_g = \omega_b$ e as componentes do vetor fluxo rotórico são,

$$\phi_{rd}^b = \phi_r \quad (4.15)$$

$$\phi_{rq}^b = 0 \quad (4.16)$$

obtém-se as componentes real e imaginária (componentes d, q),

$$\left(\frac{l_m}{\tau_r}\right) i_{sd}^b = \left(\frac{1}{\tau_r}\right) \phi_r + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (4.17)$$

$$0 = \omega_{br} \phi_r - \left(\frac{l_m}{\tau_r}\right) i_{sq}^b \quad (4.18)$$

Para obtenção do conjugado de referência inicialmente é decomposta a expressão (4.13)

$$i_{rd}^g = \frac{\phi_{rd}^g - l_m i_{sd}^g}{l_r} \quad (4.19)$$

$$i_{rq}^g = \frac{\phi_{rq}^g - l_m i_{sq}^g}{l_r} \quad (4.20)$$

Reescrevendo a expressão (2.55)

$$C_e = Pl_m \mathbf{I}_M(i_s^g(i_r^g)^\#) \quad (4.21)$$

substituindo (4.19) e (4.20) em (4.21)

$$C_e = Pl_m \mathbf{I}_M((i_{sd}^g + j i_{sq}^g)(i_{rd}^g - j i_{rq}^g)) \quad (4.22)$$

$$C_e = Pl_m \mathbf{I}_M(i_{sd}^g i_{rd}^g - j i_{sd}^g i_{rq}^g + j i_{rd}^g i_{sq}^g + i_{sq}^g i_{rq}^g) \quad (4.23)$$

$$C_e = Pl_m(i_{rd}^g i_{sq}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (4.24)$$

substituindo as componentes da corrente rotórica

$$C_e = Pl_m \left[i_{sq}^g \left(\frac{\phi_{rd}^g - l_m i_{sd}^g}{l_r} \right) - i_{sd}^g \left(\frac{\phi_{rq}^g - l_m i_{sq}^g}{l_r} \right) \right] \quad (4.25)$$

$$C_e = P \frac{l_m}{l_r} (i_{sq}^g \phi_{rd}^g - i_{sd}^g \phi_{rq}^g) \quad (4.26)$$

O controle com orientação pelo campo, consiste em impôr o conjugado através da corrente em quadratura i_{sq}^b mantendo o fluxo de magnetização ϕ_r constante, fora da região de enfraquecimento de campo, através da corrente de fase i_{sd}^b . Aplicando as condições de orientação pelo campo em (4.26), o conjugado eletromagnético é expresso por,

$$C_e = P \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \phi_r i_{sq}^b \quad (4.27)$$

e onde, $i_{sq}^b (= i_s \text{sen}(\delta_{ib}))$ é a corrente em quadratura com ϕ_r ; $\delta_{ib} (= \delta_i - \delta_b)$ é o ângulo entre o vetor corrente e o vetor fluxo; e $\omega_{br} (= \omega_b - \omega_r)$ é o escorregamento.

No controle com orientação indireta pelo campo, a corrente de referência i_{sd}^{b*} é determinada da forma

$$i_{sd}^{b*} = \frac{\phi_r^*}{l_m} \quad (4.28)$$

Da expressão (4.18) obtém-se a corrente de referência i_{sq}^{b*} , responsável pelo conjugado eletromagnético produzido pela máquina que resulta,

$$i_{sq}^{b*} = \frac{\omega_{br}^* \phi_r^* \tau_r}{l_m} \quad (4.29)$$

e o escorregamento será,

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m i_{sq}^{b*}}{\phi_r^* \tau_r} \quad (4.30)$$

Somando-se o escorregamento obtido de (4.30) com a velocidade da máquina medida em radianos elétricos, eixo rotórico (r_1) com referência ao eixo estatórico (s_1), obtém-se a frequência angular síncrona do eixo do vetor fluxo rotórico,

$$\omega_b^* = \omega_r + \omega_{br}^* \quad (4.31)$$

o integrando desta expressão, é o ângulo da posição do vetor fluxo rotórico, que é o ângulo de desacoplamento,

$$\delta_b^* = \int \omega_b^*(\tau) d\tau + \delta_b^*(0) \quad (4.32)$$

O controle com orientação pelo campo pressupõe correntes estatóricas "impostas" segundo as referências i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} . Dessa forma é essencial ter-se uma fonte de corrente estatórica com ótimo desempenho. A equação dinâmica para o controle da corrente estatórica é obtida a partir das equações (2.48), (2.50) e (2.51), utilizando-se a derivada do fluxo rotórico determinada na expressão (4.14),

$$\mathbf{v}_s^g = \left(r_s + \frac{l_m^2 \tau_r}{l_r^2} \right) \dot{\mathbf{i}}_s^g + \sigma l_s \frac{d}{dt} \dot{\mathbf{i}}_s^g + j \omega_g \sigma l_s \mathbf{i}_s^g + \left(j \omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (4.33)$$

Essa equação vetorial indica duas possibilidades principais para a definição do referencial do modelo de atuação, a primeira delas, no referencial estacionário, ou fixo, com ($\omega_g = 0$) e a segunda, no referencial fluxo rotórico, ou síncrono, com ($\omega_g = \omega_b$).

A primeira solução não apresenta termo de acoplamento de corrente, termo em j , mas as variáveis são alternadas; a segunda apresenta acoplamento mas as variáveis são contínuas.

A equação dinâmica no referencial estacionário é obtida diretamente da equação (4.33) com $\omega_g = 0$. Entretanto, uma equação mais simples pode ser alcançada se considerarmos que a derivada do fluxo rotórico é zero ($\frac{d\phi_r}{dt} = 0$), isto é, desprezando-se a derivada do *ripple* do fluxo rotórico introduzido pelo inversor fonte de tensão. Nesse caso, obtém-se, em termos das componentes d, q estatóricas, indicadas pelo expoente s ,

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sd}^s - \frac{l_m \omega_b \phi_r \text{sen}(\delta_b)}{l_r} \quad (4.34)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sq}^s + \frac{l_m \omega_r \phi_r \text{cos}(\delta_b)}{l_r} \quad (4.35)$$

A equação dinâmica no referencial síncrono, fluxo rotórico, em componentes real e imaginária, considerando $\phi_{rd}^b = \phi_r$ e $\phi_{rq}^b = 0$, é escrita na forma,

$$v_{sd}^b = \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_{sd}^b + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sd}^b - \omega_b \sigma l_s i_{sq}^b - \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \phi_r \quad (4.36)$$

$$v_{sq}^b = \left(r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2} \right) i_{sq}^b + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sq}^b + \omega_b \sigma l_s i_{sd}^b + \omega_r \frac{l_m}{l_r} \phi_r \quad (4.37)$$

4.3.2 Controle com orientação direta pelo campo

Comparativamente ao controle com orientação indireta pelo campo, que determina a posição do vetor fluxo rotórico a partir do escorregamento de referência somado à velocidade rotórica, o controle com orientação direta pelo campo (*Direct Field Oriented Control - DFOC*) determina a posição do vetor fluxo rotórico através de suas componentes, obtidas através de medição ou então através da estimação.

A figura 4.7 a seguir, apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle com orientação direta pelo campo (*DFOC*). Nesta figura, o ângulo de desacoplamento $\hat{\delta}_b$ é obtido a partir das componentes do fluxo estimado ($\hat{\phi}_{rd}^b, \hat{\phi}_{rq}^b$).

Enquanto que no controle com orientação indireta a corrente i_{sd}^{b*} , responsável pela magnetização da máquina, é obtida através da expressão algébrica (4.28), no controle

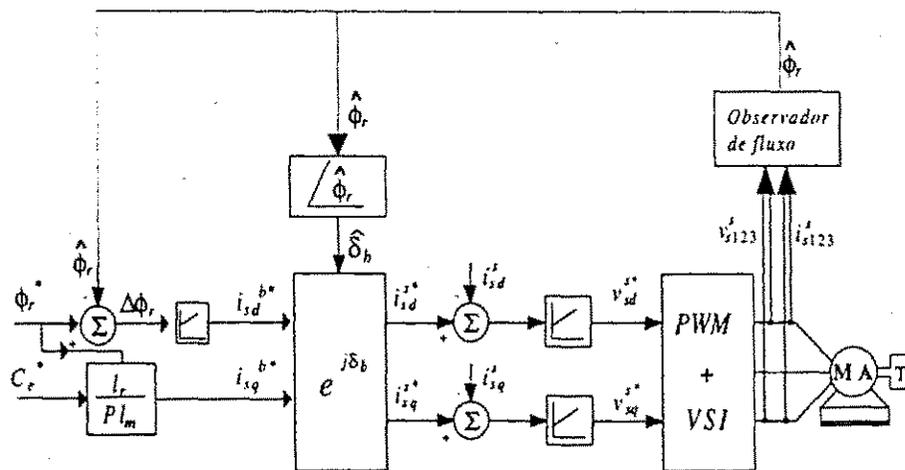


Figura 4.7: Diagrama esquemático da estratégia DFOC.

com orientação direta pelo campo, esta corrente é o resultado na saída de um controlador.

O fluxo de referência é comparado com o fluxo estimado e o erro gerado passa através de um controlador P ou PI (neste caso um PI). Na saída do controlador obtém-se a corrente de referência em eixo direto (d), responsável pela magnetização da máquina. Dependendo da opção escolhida, em qual referencial será implementada a fonte de corrente, esta é através de transformações algébricas, convertida para o referencial do modelo de atuação e então comparada com a corrente medida. O erro passa através de um controlador que determinará a tensão de referência de eixo direto a ser aplicada à máquina.

No eixo em quadratura, ortogonal (q), a corrente de conjugado i_{sq}^{b*} é determinada à partir da expressão (4.29). Caso a fonte de corrente seja implementada no campo, esta corrente de referência é comparada com a corrente medida. Caso a fonte de corrente seja implementada no estator, esta corrente é convertida para o referencial fixo, e então comparada com a corrente medida. Em qualquer dos casos, o erro gerado entre a corrente de referência e a corrente medida passa através de um controlador que determinará a tensão de referência em eixo q , responsável pelo conjugado eletromagnético da máquina.

A partir das tensões de referência, o *PWM* gera os tempos de condução e bloqueio das chaves do inversor fonte de tensão.

4.4 Controle direto de fluxo e conjugado

A implementação de estratégias de controle através do controle do fluxo estatórico são interessantes pois ao contrário do fluxo rotórico, associado a uma grande constante de tempo, que faz com que a resposta seja lenta, o fluxo estatórico pode ser acelerado ou desacelerado rapidamente através do controle do inversor. Além disso, o esquema de controle do fluxo estatórico é mais robusto frente a variações paramétricas e opera muito bem na região de enfraquecimento de campo [128].

Lima [77] propôs uma estratégia de controle do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético, cujo diagrama esquemático, apenas do bloco de controle, é apresentado na figura 4.8. Nesta estratégia, as referências para as duas malhas de controle (magnetização e conjugado) são os fluxos estatóricos em eixo direto e em quadratura, definidos por

$$\phi_{sd}^{s*} = \phi_s^* \cos(\hat{\delta}_a) \quad (4.38)$$

$$\phi_{sq}^{s*} = \phi_s^* \cos\left(\hat{\delta}_a \pm \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.39)$$

$$\hat{\delta}_a^* = \int \omega_a^*(\tau) d\tau + \hat{\delta}_a^*(0) \quad (4.40)$$

$$\omega_a^* = \omega_{ar}^* + \omega_r \quad (4.41)$$

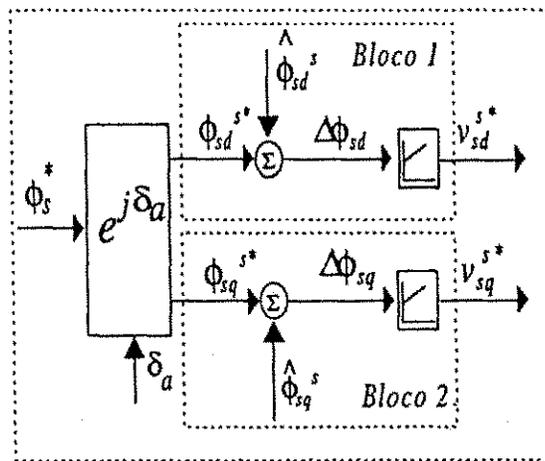


Figura 4.8: Diagrama esquemático do bloco de controle da estratégia apresentada por Lima [77].

O Controle Direto de Fluxo e Conjugado, na forma como é conhecido, foi proposto inicialmente por *Takahashi et al.* [114], denominado *Direct Torque Control* -

DTC, e apresentado por *Depenbrock* [40] como *Direct Self Control - DSC*, direcionado para acionamentos com máquinas assíncronas alimentados por inversores fonte de tensão (*VSI-PWM*). O método foi então generalizado para acionamentos com máquina assíncronas com alimentação em corrente (*CSI-PWM*), acionamentos com máquinas síncronas alimentadas em tensão e corrente [14], [133] e estratégias *DTC* utilizando modulação por largura de pulso vetorial [49]. Neste trabalho, para efeitos de generalização, passaremos a definir as estratégias de Controle Direto de Fluxo e Conjugado, como estratégias *DTC*.

O *DTC* representa uma alternativa viável para o controle de fluxo e conjugado, em aplicações de controle onde é exigido um desempenho médio ou bom, pois alia robustez com simplicidade de implementação. Além disso é independente dos parâmetros rotóricos da máquina, funciona sem sensor de velocidade ou posição e controla a tensão aplicada na máquina diretamente sem estágios intermediários de corrente.

Diferentemente dos controles convencionais com orientação pelo campo, esta estratégia não procura reproduzir o comportamento eletromecânico de um motor de corrente contínua, busca isto sim um completo aproveitamento da fonte de tensão (relação fluxo/conjugado).

Analisando os princípios básicos do controle *DTC*, apresentados anteriormente, comparativamente à estratégia apresentada por *Lima* [77], é possível fazer uma analogia, demonstrando que a segunda estratégia é uma generalização da primeira. Com isso, pretende-se delimitar nosso entendimento sobre controle direto de fluxo e conjugado e direcionar o estudo que será apresentado a seguir com a proposição de outras estratégias *DTC*.

Malha de controle de conjugado eletromagnético Inicialmente, um aspecto que chama a atenção nos esquemas *DTC* é a existência de uma malha de controle de conjugado que não foi implementada nas estratégias apresentadas em [77] e [102], o que é feito na seqüência deste trabalho (estratégias propostas). Esta malha de controle de conjugado pode ser implementada utilizando controladores por histerese, como no caso da estratégia proposta por *Takahashi* [114], controladores PI, como no trabalho apresentado por *Lascu* [73], ou ainda, controladores utilizando lógica *fuzzy* como proposto por *Mir et al.* [88]. O erro de conjugado, relacionado com o erro do vetor fluxo estático, seu sentido de rotação e sua posição no plano, define o vetor tensão a ser aplicado à máquina, que acelera ou desacelera o vetor fluxo estático.

Na estratégia proposta por Lima [77], o erro de conjugado reflete-se no escorregamento e conseqüentemente, na determinação do ângulo δ_a^* do vetor fluxo estatórico (ver expressões (4.38)-(4.41)). Neste caso, a influência do erro de conjugado está intrínseca na determinação da frequência síncrona ω_a^* do vetor fluxo estatórico através da frequência angular de escorregamento ω_{ar}^* .

Caso o erro de conjugado seja positivo ($C_e^* > \hat{C}_e$) o escorregamento aumenta, logo, para que o valor de conjugado estimado siga a referência é necessário aplicar um vetor tensão que acelere o vetor fluxo. Se o erro for negativo ($C_e^* < \hat{C}_e$), o vetor tensão aplicado deverá ser tal que desacelere o vetor fluxo. Em caso de erro nulo ($C_e^* = \hat{C}_e$), mantém-se as condições anteriores. Nos dois primeiros casos, o objetivo é acelerar/desacelerar o vetor fluxo estatórico de maneira que este atue sobre o conjugado, fazendo com que este siga a referência. A eficiência do conjugado relaciona-se com a frequência angular de escorregamento ω_{ar} e com o fluxo estatórico ϕ_s .

Malha de controle de fluxo estatórico O controle *DTC* possui uma malha de controle de fluxo estatórico independente da malha de conjugado. Analisando a estratégia proposta por Lima [77], verifica-se que a malha de controle de fluxo equivale ao controle de fluxo proposto por Takahashi [114], diferenciando-se que na segunda estratégia é controlada a magnitude do vetor fluxo estatórico, enquanto que na primeira são controladas as componentes em d, q separadamente. O efeito é o mesmo, pois o vetor tensão selecionado na tabela de chaveamento corresponde ao vetor de tensão aplicado pelo modulador a partir das grandezas de referência (v_{sd}^{**}, v_{sq}^{**}). Na estratégia proposta em [77], a partir da função de transferência em malha fechada, é possível determinar as características desejadas para as respostas do sistema (fluxo e conjugado) em condições de regime transitório e permanente. Enquanto que no método proposto em [114] o vetor tensão independe se o erro é em regime transitório ou regime permanente. Portanto a partir da estratégia proposta por Lima [77], é possível obter um controle de fluxo e conjugado mais equalizado, ou seja, as respostas em regime transitório serão um pouco mais lentas, conseqüência do modulador e dos ganhos do controlador, mas em regime permanente é possível obter respostas de fluxo e conjugado com menos *ripple*.

Malha de controle de corrente Uma característica fundamental das estratégias *DTC* é o controle direto, sem estágios intermediários de corrente (fonte de corrente), o controle é realizado, diretamente fluxo/tensão. Neste caso, tanto a estratégia proposta

por Lima [77] como a estratégia proposta por Takahashi [114] assemelham-se.

A partir da equação (2.48), considerada no referencial fixo estatórico ($g = s, \omega_g = 0$) e desconsiderando a queda de tensão resistiva ($r_s i_s^s = 0$), pode-se escrever

$$v_s^s = \frac{d}{dt} \phi_s^s \quad (4.42)$$

ou,

$$v_s^s dt \cong d\phi_s^s \quad (4.43)$$

se o intervalo de tempo é suficientemente curto, resulta

$$v_s^s \Delta t \cong \Delta \phi_s^s \quad (4.44)$$

A equação (4.44) mostra que o vetor de tensão aplicado produz uma variação no fluxo estatórico a qual tem a mesma direção do vetor tensão e uma amplitude proporcional à tensão e ao intervalo de tempo no qual esta tensão é aplicada. Mantendo-se o vetor fluxo estatórico ϕ_s^s constante, conhecido o vetor corrente estatórica i_s^s e numa velocidade constante, é possível analisar os transitórios de conjugado.

Para uma dada velocidade ω_r , o transitório de conjugado depende diretamente da variação na frequência estatórica ω_a . Contudo, existe um valor máximo para o conjugado em regime permanente (*pull out*). Para obter-se uma grande variação em ω_a uma alta tensão é necessária. A taxa de crescimento do conjugado é aproximadamente proporcional ao escorregamento ω_{ar} .

A estratégia determina os vetores de tensão a serem aplicados diretamente dos erros de fluxo estatórico e conjugado sem nenhum controle direto sobre a corrente, resultando numa completa utilização do barramento CC, visto que o esquema baseia-se na determinação dos vetores tensão estatórica os quais produzem as alterações de fluxo e conjugado desejadas.

Para uma melhor utilização da tensão estatórica, é adequada a utilização de esquemas de controle na região de enfraquecimento de campo, onde a magnitude de fluxo é proporcional à velocidade rotórica [28],[47].

É necessário garantir que a potência consumida pela máquina seja menor que o valor máximo permissível, valor este determinado pela capacidade do inversor fonte de tensão. Na região de enfraquecimento de campo, a potência consumida é praticamente constante de acordo como a velocidade rotórica aumenta; logo, a corrente estatórica deve ser limitada

$$(i_{sd})^2 + (i_{sq})^2 = (I_{smax})^2 \quad (4.45)$$

Esta expressão representa um conjunto de vetores de corrente limitados por um círculo no plano das correntes (i_{sd}, i_{sq}) , com raio igual a I_{smax} . Este círculo não é influenciado por variações paramétricas da máquina.

A tensão estatórica é limitada em

$$(v_{sd})^2 + (v_{sq})^2 \leq (v_{smax})^2 = K_{vsi} \frac{E_{cc}}{\sqrt{3}} \quad (4.46)$$

onde K_{vsi} é uma constante a qual pode ser escolhida ligeiramente inferior a 1, mantendo uma margem de segurança levando em consideração que a queda de tensão na resistência estatórica é negligenciável. Os limites expressos nas equações (4.45) e (4.46) correspondem as limitações nos comandos de fluxo e conjugado, os quais são as entradas do esquema *DTC*. O conjugado desenvolvido pela máquina é proporcional ao produto escalar entre os fluxos estatórico e rotórico, defasados de 90° , ambos no referencial rotórico.

A partir das expressões (2.49, 2.50 e 2.51) é possível demonstrar que o vetor fluxo rotórico é relacionado ao vetor fluxo estatórico por uma equação atraso de primeira ordem no domínio freqüência:

$$\phi_r^g = \frac{\frac{l_m}{l_s}}{1 + s\sigma\tau_r} \phi_s^g \quad (4.47)$$

Na figura 4.9 é apresentado o diagrama esquemático genérico dos esquemas *DTC*, e na figura 4.10 os blocos de controle de acordo com a divisão apresentada.

Analisando-se as figuras 4.9 e 4.10, observa-se a característica fundamental nos controles *DTC*, que é o controle direto, em tensão estatórica, do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético, sem estágio intermediário de corrente (fonte de corrente).

Inicialmente o *DTC* foi implementado como um controle direto por histerese de fluxo e conjugado, que comanda diretamente um dos oito vetores de tensão disponíveis (seis ativos e dois nulos) do inversor, conforme tabela (2.2). O princípio básico de funcionamento consiste em obter as equações de controle entre as quantidades a serem controladas (magnitude do vetor fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético) e o vetor tensão estatórica. É necessário pois o conhecimento do vetor fluxo estatórico e do conjugado.

A estratégia *DTC* baseia-se no controle a fluxo estatórico [114], [40], [49], [25], [24]. Porém, em [25] é apresentado um esquema de controle, com uma variante, as componentes de fluxo estatórico como variáveis de controle tendo o vetor fluxo rotórico como eixo de referência do modelo de atuação.

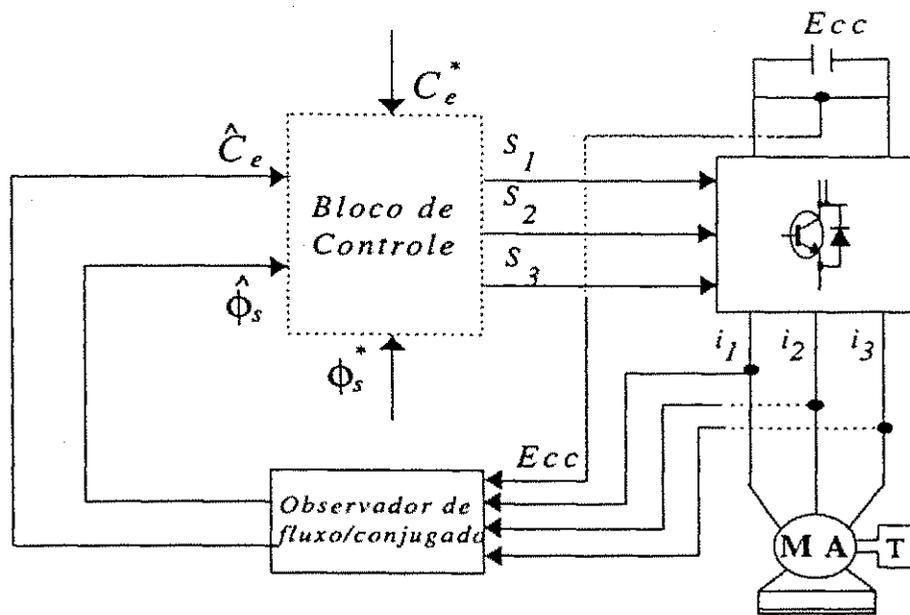


Figura 4.9: Diagrama genérico da estratégia *Direct Torque Control - DTC*.

Na figura (4.11) é apresentado o processo de seleção do vetor de tensão ótima.

A conceituação ou classificação do controle *DTC* apresenta várias opiniões e princípios. Alguns autores não classificam o *DTC* como um controle com orientação pelo campo. Já *Bonanno et al.* [15] definem “o *DTC* é uma metodologia de controle que pode ser considerada como um esquema *DFOC* mais simples”. Em [49] *Habetler et al.* afirmam, “o *DTC* como apresentado por *Takahashi e Depenbrock*, é um esquema a modos deslizantes (*sliding modes*) de orientação pelo campo a fluxo estático, que usa uma banda de histerese para controlar diretamente fluxo e conjugado”.

De acordo com *Buja et al.* [24] o *DTC* pode ser visto como um novo conceito no controle de máquinas assíncronas e a partir das expressões (4.42)-(4.44) seus princípios básicos podem ser apresentados :

- a única quantidade comandada pelo inversor é o vetor tensão estática;
- o vetor tensão estática praticamente comanda a variação do vetor fluxo estático;
- qualquer variação do vetor fluxo estático conduz a uma variação do conjugado devido a uma variação da amplitude e do ângulo de fase entre os vetores fluxo estático e fluxo rotórico.

O fato de trabalhar com controle de fluxo estatórico requer a estimação correta deste numa ampla faixa de velocidade, tornando o método dependente do conhecimento perfeito da resistência estatórica. Uma estimação incorreta do fluxo estatórico determina uma escolha equivocada do vetor tensão estatórica a ser aplicado, o que pode resultar em erro de regime permanente e pulsações do conjugado, ou até mesmo na perda de controle da máquina.

Bonanno et al. [15] apresentam o controle direto de conjugado baseado na estimação do fluxo de entreferro e do conjugado, completamente independente da resistência estatórica. O esquema baseia-se no cálculo da amplitude e da posição do fluxo de entreferro a partir da terceira harmônica da tensão estatórica.

Marchesoni et al. [81] apresentam dois observadores de estado em malha fechada utilizados em sistemas de acionamento empregando estratégias *DTC*. No primeiro deles é introduzido um termo de correção proporcional ao erro entre as correntes medidas e as estimadas. O termo proporcional, uma matriz de ganhos, é determinado em função da planta do sistema (máquina), conseqüentemente dependente da velocidade rotórica da máquina, o que leva à necessidade de atualizá-lo periodicamente. De acordo como a velocidade aumenta, pode resultar em uma planta com autovalores com parte real maior que zero levando o sistema à instabilidade. Logo, o observador não atinge uma meta que é operar em ampla faixa de velocidade. No segundo método, a FCEM do sistema é negligenciada ou é considerada um ruído branco que afeta a planta, fazendo com que resulte numa planta linear e não influenciada pela velocidade rotórica. No trabalho são especificadas vantagens e desvantagens de utilizar-se cada uma das duas opções.

Buja et al. [24] apresentam uma divisão das diversas estratégias que utilizam *DTC* da seguinte forma:

- i. Controle através de tabela de chaveamento (*DTC-TC*);
- ii. Estratégia direta autocontrolada (*DSC*); e,
- iii. Estratégias com modulação vetorial (*DTC-SVM*).

Neste trabalho seguiremos a classificação proposta por *Buja et al.* acrescentando no item (iii) a modulação escalar de maneira a contemplar as estratégias que serão propostas a seguir.

A seguir é apresentada uma síntese das diversas estratégias de controle *DTC* existentes e que são englobadas por esta classificação, bem como as estratégias propostas neste trabalho.

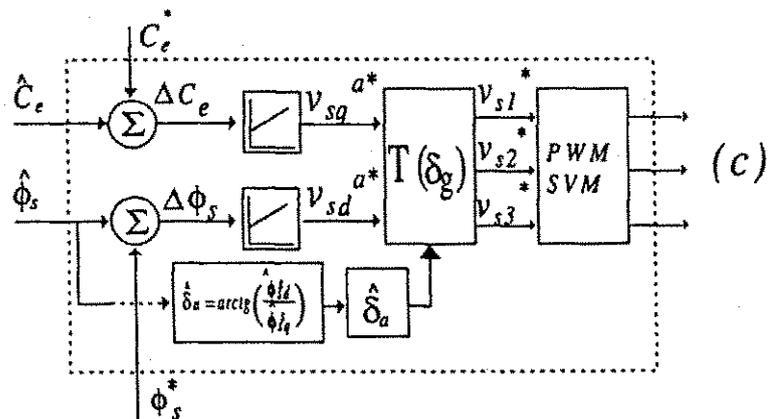
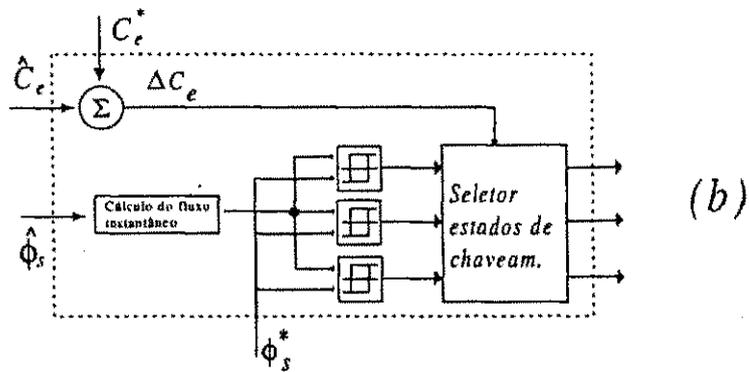
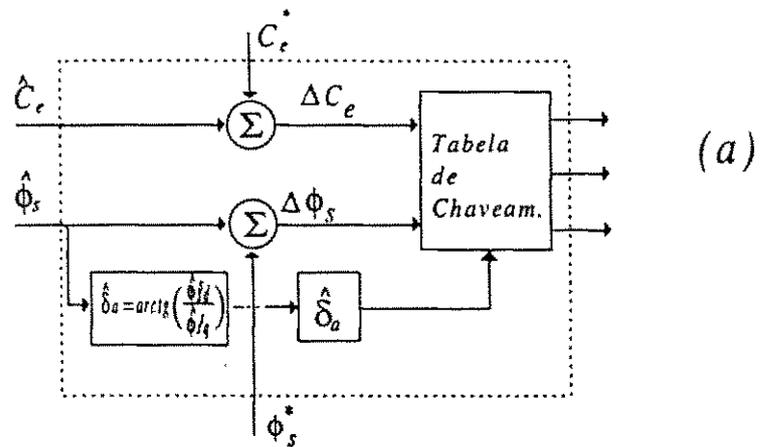


Figura 4.10: Blocos específicos DTC: a) Tabela de chaveamento, b) Auto controlado (DSC), e c) Modulação por largura de pulso

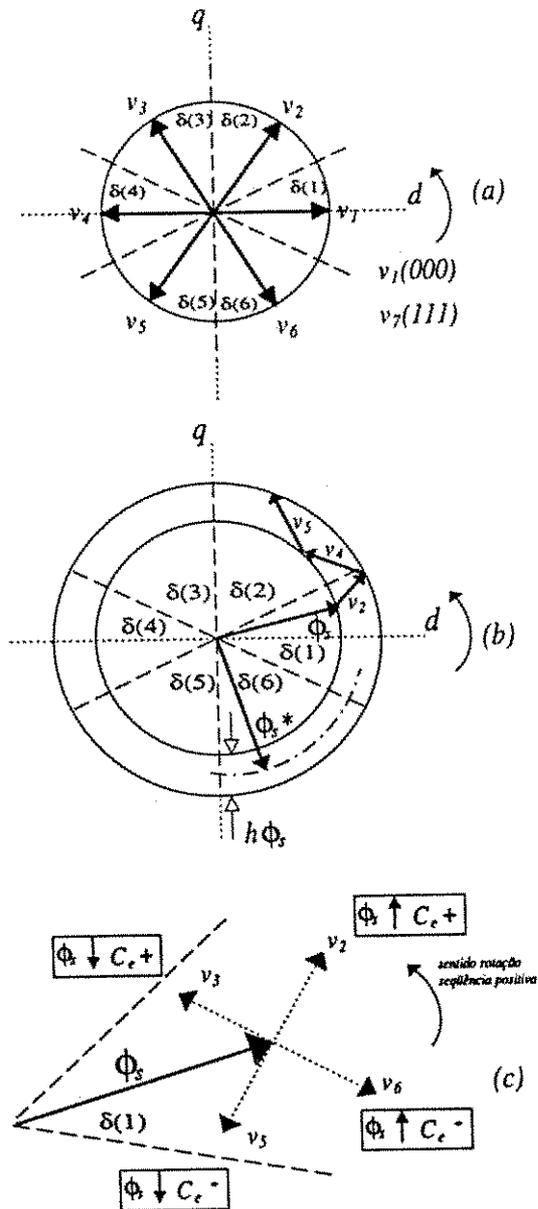


Figura 4.11: (a) Posição do vetor fluxo estático, e, (b) e (c) seleção dos vetores ótimos de tensão.

4.4.1 Controle através de tabela de chaveamento (TC)

Apresentado inicialmente por *Takahashi et al.* [114], nome pelo qual ficou conhecido, o esquema baseia-se no controle do ciclo limite (histerese) tornando possível resposta de fluxo e conjugado rapidamente com eficiência de operação ao mesmo tempo.

A figura 4.12 apresenta um diagrama genérico do esquema proposto por *Takahashi* utilizando tabela de chaveamento. Nesta figura o bloco $T(\delta_g)^{-1}$ representa a inversa da expressão (2.47), correspondendo à transformação das grandezas trifásicas para bifásicas equivalentes. A estratégia é implementada de forma mista, utiliza circuitos analógicos e digitais. A tabela de chaveamento é obtida diretamente da ROM (64bytes) cujas saídas são utilizadas diretamente para comandar os transistores de potência.

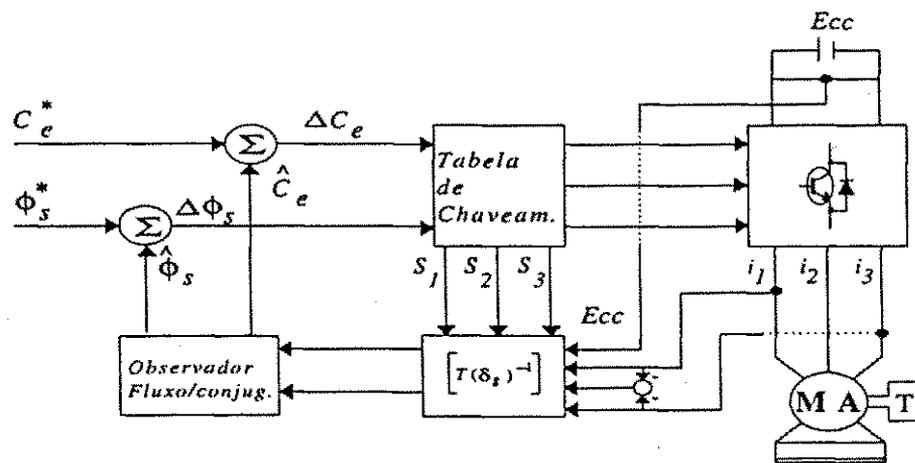


Figura 4.12: Diagrama genérico do esquema de controle utilizando tabela de chaveamento.

Os valores instantâneos de fluxo e conjugado são calculados a partir das grandezas primárias (correntes e tensões estatóricas), através de um observador em malha aberta (ver figura 3.2), podendo ser controlados direta e independentemente através da seleção ótima do vetor tensão adequado (tabela). A análise desenvolvida pela lógica de chaveamento ótima é baseada nas relações matemáticas vetoriais do fluxo estatórico, fluxo rotórico, corrente estatórica e tensão estatórica. O vetor tensão do inversor é selecionado em cada período de amostragem, de modo a manter as amplitudes do fluxo estatórico e do conjugado internamente ao limite de duas bandas de histerese.

Em regime transitório, uma rápida resposta de conjugado pode ser obtida selecionando o vetor de tensão que mais rapidamente acelera o vetor fluxo estatórico para produzir a máxima frequência angular de escorregamento. Por isso *Depenbrock* [40]

define esta estratégia como Método de Aceleração do Fluxo (*Field Acceleration Method - FAM*).

A frequência de chaveamento variável, dependente da largura de banda das histereses de fluxo e conjugado, é a principal limitação desta estratégia. A necessidade de uma frequência de chaveamento alta e operação com frequência variável exige um controle rápido de todas as variáveis e introduz importantes perdas de chaveamento [79]. Além disso, o fato de utilizar o mesmo padrão de chaveamento, independente da amplitude dos erros (fluxo e conjugado), faz com que a estratégia utilize o mesmo vetor tensão estatórica para um erro maior ou menor dependendo apenas dos sinais dos erros e do sentido de rotação.

A estrutura da estratégia consiste basicamente:

1. Histerese dupla para o erro de conjugado;
2. Histerese simples para o erro de fluxo; e,
3. Detecção da posição do vetor fluxo estatórico através de comparador.

Considerando que a queda de tensão $r_s i_s^*$ é pequena, a trajetória de ϕ_s^* movimentar-se na mesma direção do vetor tensão de saída do inversor. Quando a saída é um dos seis vetores não nulos ϕ_s^* move-se a uma velocidade constante a qual é proporcional à tensão de saída. No caso de um vetor tensão nula, a velocidade é muito pequena e considerada aproximadamente zero devido ao pequeno valor da queda de tensão resistiva. Portanto, o escorregamento (ω_{ar}) e o fluxo estatórico (ϕ_s^*) relacionam-se fundamentalmente com a dinâmica e eficiência do conjugado.

A partir da figura 4.11 a seleção da tensão $v_s(i)$ ($i = 0, \dots, 7$) é feita de maneira que o erro entre a referência de fluxo e o fluxo estimado estejam dentro dos limites da banda de histerese de fluxo h_{ϕ_s} ou seja,

$$\phi_s^* - \frac{h_{\phi_s}}{2} \leq \tilde{\phi}_s \leq \phi_s^* + \frac{h_{\phi_s}}{2} \quad (4.48)$$

Se o fluxo observado estiver fora da banda de histerese então $\Delta\phi_s = 1$ se estiver dentro da banda, $\Delta\phi_s = 0$.

A seleção não depende somente da magnitude do erro, mas também, da direção de rotação do fluxo estatórico ϕ_s^* . Com o plano d, q dividido em seis setores de 60° é possível determinar em qual setor encontra-se o vetor fluxo estatórico, de acordo com,

$$\frac{(2N-3)\pi}{6} \leq \delta_a(N) \leq \frac{(2N-1)\pi}{6} \quad (4.49)$$

	$\delta_a(i) \rightarrow$	$\delta_a(1)$	$\delta_a(2)$	$\delta_a(3)$	$\delta_a(4)$	$\delta_a(5)$	$\delta_a(6)$
$\phi_s \downarrow$	$C_e \downarrow$						
$\Delta\phi_s = 1$	$\tau = 1$	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
	$\tau = 0$	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7
	$\tau = -1$	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
$\Delta\phi_s = 0$	$\tau = 1$	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
	$\tau = 0$	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	$\tau = -1$	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4

Tabela 4.1: Tabela de chaveamento ótimo

para $N = 1, \dots, 6$, obtido através da relação do $\arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{ad}}{\phi_{sq}}\right)$.

Além do erro e da posição do vetor fluxo estatórico, o erro de conjugado completa os parâmetros necessários para a definição do vetor tensão estatórica a ser aplicado, de maneira que os erros estejam entre as duas bandas de histerese ao mesmo tempo. Para definir o parâmetro do conjugado

$$C_e^* - h_{C_e} \leq \hat{C}_e \leq C_e^* \quad (4.50)$$

quando o vetor fluxo estatórico está girando no sentido horário, e,

$$C_e^* \leq \hat{C}_e \leq C_e^* + h_{C_e} \quad (4.51)$$

quando o vetor fluxo estatórico está girando no sentido anti-horário. Nas expressões (4.50) e (4.51): h_{C_e} - histerese de conjugado; \hat{C}_e - conjugado eletromagnético estimado; e, C_e^* - conjugado eletromagnético de referência.

Os erros gerados pelos comparadores de fluxo $\Delta\phi_s$ e de conjugado ΔC_e mais o resultado do comparador, que determina a posição (setor) do vetor fluxo estatórico, são digitalizados, possibilitando o acesso à tabela de chaveamento ótimo (tabela 4.1)

A amplitude da banda de histerese de fluxo e conjugado tem uma influência relevante no desempenho do sistema de acionamento. Em particular, distorção harmônica de corrente, frequência de chaveamento média do inversor, pulsação de conjugado e fluxo e as perdas são afetadas pela amplitude destas bandas [26],[24].

Considerando que a queda de tensão nos enrolamentos é pequena, a trajetória do fluxo estatórico move-se na direção do vetor de tensão de saída do inversor. A velocidade angular do vetor fluxo estatórico, e sua amplitude (módulo) são firmemente relacionados com a dinâmica de conjugado e a eficiência.

Um controle completo de conjugado é obtido controlando-se a frequência angular instantânea do escorregamento enquanto que, uma melhora da eficiência pode ser obtida controlando a amplitude do fluxo estatórico, da mesma forma que num controle operando na região de enfraquecimento de campo. Ou seja, é possível obter a máxima eficiência ajustando automaticamente o nível de fluxo de acordo com o comando de conjugado [47].

Na região transitória ou na região de sobremodulação, um algoritmo alternativo de chaveamento deve ser aplicado visto que o controle *deadbeat* não é possível. Isto quando não existe tensão no barramento CC suficiente para causar uma mudança brusca no conjugado e/ou fluxo de maneira a obter-se o controle *deadbeat*.

Em regime permanente, o conjugado pode ser mantido constante com uma pequena frequência de chaveamento através de um controle por histerese que determina os vetores ativos ou zeros alternativamente. De acordo com *Buja et al.* [24] a estratégia apresenta uma resposta de conjugado lenta quando utiliza vetores nulos em baixas velocidades. A vantagem desta estratégia está relacionada a uma melhora na resposta transitória em ampla faixa de velocidade.

Como forma de sanar problemas existentes no controle *DTC*, principalmente o *ripple* nas respostas de fluxo e conjugado em regime permanente, foram propostas algumas alternativas.

Takahashi et al. [115], utilizaram a estratégia *DTC*, alimentando a máquina através de inversor multi-nível. A estrutura do inversor, apresentado em [115], é composta de dois inversores fonte de tensão conectados a uma fonte de tensão CC (E_{cc}), enquanto suas saídas são conectadas fase a fase através de reatores. Estes reatores, possuem um ponto central (*center tap*) através do qual o inversor alimenta a máquina. Desta maneira, existem sessenta e quatro combinações possíveis de chaveamento do inversor e o número de vetores de saída é de dezenove.

Para o controle, o plano de coordenadas d, q é dividido em doze setores, devido ao fato de que os vetores de tensão não nulos ($v_1 \sim v_{18}$) estão deslocados de 30° . Esta divisão possibilita obter uma trajetória suave para o vetor fluxo estatórico. Alternando dois dos vetores ($v_1 \sim v_{18}$) o fluxo estatórico e o conjugado eletromagnético podem ser controlados suavemente.

O princípio de funcionamento é simples, quando o nível de conjugado de saída é baixo, o vetor zero e um dos vetores não nulos são aplicados alternadamente na saída do inversor para restringir o erro de conjugado eletromagnético internamente à banda

de histerese especificada. Neste caso, os vetores não zero que possuem baixa amplitude ($v_1 \sim v_6$), são selecionados para girar o vetor fluxo estatórico, e o vetor nulo utilizado para reduzir a velocidade de rotação.

Uma vez que o nível do conjugado eletromagnético na saída resulta alto, dois tipos de vetores de tensão não nulos ($v_1 \sim v_6$) e ($v_1 \sim v_{18}$) são selecionados alternadamente. De maneira a reduzir o conjugado gradualmente, internamente à banda de histerese, um dos vetores ($v_1 \sim v_6$) é aplicado ao motor, ao contrário do vetor (v_0), o qual faz o vetor fluxo estatórico girar lentamente.

A tabela de chaveamento utilizada para determinar qual o vetor de tensão será aplicado, consiste de quatro conjuntos de vetores de tensão selecionados de acordo com o nível de fluxo/conjugado na saída. Cada conjunto possui quatro condições de funcionamento, de acordo com os erros das variáveis controladas totalizando dezesseis alternativas, isto multiplicado pelo número de setores da posição do vetor fluxo estatórico, totaliza 192 possibilidades de aplicação dos vetores de tensão.

De acordo com os autores, a estratégia apresenta tempo de estabelecimento reduzido sem a ocorrência de *overshoots* nem de *undershoots* na resposta. A frequência de chaveamento mostrou-se reduzida embora que a frequência de corte varie com o nível de conjugado eletromagnético na saída devido ao limite da tensão na saída do inversor. Este tipo de estrutura é bastante complexa e apresenta dificuldades de implementação prática [127].

Outra alternativa foi proposta por *Martins et al.* [84]. Os autores apresentaram uma estratégia *DTC* para máquinas assíncronas alimentada por um conversor multi-células que objetiva minimizar os problemas causados pela alta frequência de chaveamento a que estão sujeitas as estratégias propostas por *Takahashi* e *Depenbrock*. Um conversor multi-células caracteriza-se por ser um caso particular de topologia de conversores multi-nível. A topologia de inversor fonte de tensão multi-células limita a tensão sobre os semicondutores conectados em série não somente no estado de não condução como também nos transitórios. Esta estrutura permite trabalhar com frequências de chaveamento menores do que a frequência aparente aplicada na máquina (frequências de fluxo estatórico e conjugado eletromagnético). Além disso, ocorre uma melhora na qualidade da tensão estatórica fornecida à máquina, redução da interferência eletromagnética e problemas de estresses de isolamento nos enrolamentos.

As estratégias de controle *DTC* convencionais utilizam inversores com apenas um nível e baseiam-se na determinação do vetor de tensão a ser aplicado a partir de uma

tabela de chaveamento de maneira a manter os erros de fluxo e conjugado internamente a uma banda de histerese. Este procedimento pode ser executado desde que o número de vetores seja limitado a sete, originando graus de liberdade que permitam controlar as variáveis de controle. Contudo, este número de vetores não são suficientes para impôr a evolução (derivada) das magnitudes do vetor fluxo estatórico nem do conjugado eletromagnético internamente às bandas de histerese [84].

A implementação de uma estratégia com um número maior de vetores de tensão disponíveis, utilizando um inversor fonte de tensão multi-nível por exemplo, é possível, resultando contudo num algoritmo mais complexo.

O aumento do grau de liberdade, possibilitado pelo inversor multi-nível, comparativamente aos inversores convencionais, pode ser usado não somente para regular os erros de fluxo e conjugado, como também para controlar suas alterações (derivadas). A medida que o número de níveis aumenta, a precisão do controle destas derivadas aumenta, aumentando porém a complexidade.

De maneira a efetuar também o controle da derivada das variáveis de controle (fluxo e conjugado), foi introduzido o conceito de derivada de referência [84]. Desta forma, impondo um perfil de derivada com inclinação mínima para fluxo e conjugado em regime permanente, uma frequência de chaveamento mínima é obtida para uma largura de banda de histerese mínima. A frequência de chaveamento aparente, vista pela carga, e também a frequência de chaveamento média dos semicondutores, é significativamente reduzida quando o número de níveis aumenta.

As derivadas de referência, são baseadas no perfil esperado para as respostas de fluxo estatórico e conjugado eletromagnético quando um degrau de referência é aplicado a estas variáveis. O objetivo é impôr referências com inclinação (derivada) nula.

O vetor de tensão aplicado pelo inversor na máquina, é escolhido de maneira a propiciar inclinações de referência de fluxo e conjugado com erros mínimos e com sinais apropriados. Isto é necessário para garantir que o conjugado e o fluxo estatórico sempre reentrem na banda de histerese com inclinação mínima em regime permanente. O comportamento de conjugado eletromagnético e do fluxo estatórico internamente as bandas de histerese é aproximadamente o mesmo tanto em alta como em baixa velocidade.

4.4.2 Estratégia direta autocontrolada (DSC)

A estratégia de controle direta autocontrolada, ou *DSC - Direct Self Control*, desenvolvida e patenteada por *Deppenbrock* [40] na Alemanha, foi apresentada posteriormente em vários outros trabalhos [8], [93], [49]. As propriedades dinâmicas desejadas, de uma máquina assíncrona, controlada através do método DSC, podem ser divididas [40]: a) obtenção de uma resposta adequada a um degrau de conjugado mantendo a velocidade inalterada; e, b) resposta a um degrau do fluxo de referência mantendo a velocidade inalterada.

A figura (4.13) apresenta um diagrama genérico desta estratégia. Pode-se observar, que diferentemente das estratégias que utilizam tabela de chaveamento, neste caso, os semicondutores de potência de um inversor trifásico, são chaveados (liga/desliga) diretamente dos controladores por histerese das componentes trifásicas do fluxo estatórico, por meio de três *Schmitt-triggers*, levando em consideração o erro de conjugado.

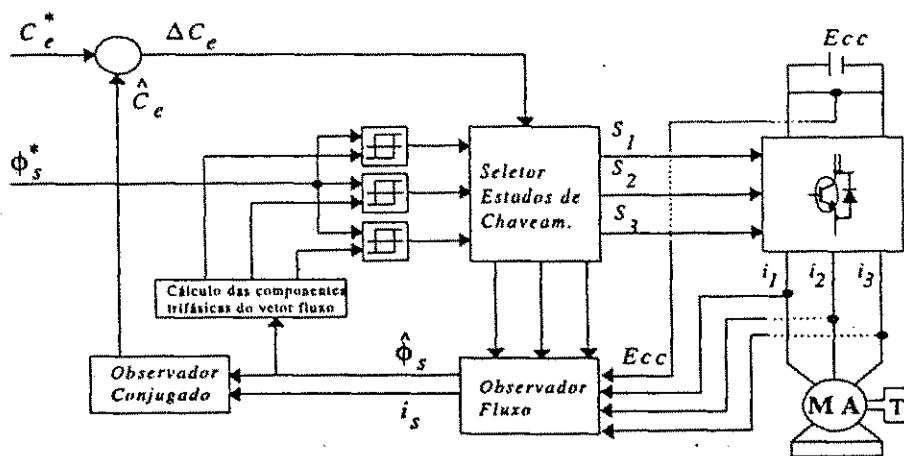


Figura 4.13: Diagrama genérico do esquema DSC.

Em acionamentos elétricos de alta potência os componentes semicondutores não podem operar em altas frequências, conseqüentemente não é possível obter um completo controle de fluxo e conjugado [24]. O conjugado é controlado utilizando uma banda de histerese, enquanto o fluxo estatórico é controlado de maneira a descrever um hexágono regular.

Dada uma tensão no barramento CC (E_{cc}) e definido um nível de fluxo estatórico de referência ϕ_s^* , estabelece-se uma única frequência de operação para o inversor. Isto é verdadeiro, porque o tempo necessário para a integral no tempo da tensão E_{cc} para integrar a subida do nível de ϕ_s^* é único e representa meio período da frequência de

operação ω_a . Visto que, a frequência angular ω_a é estabelecida sem uma frequência de referência, este modo de operação é definido como estratégia direta autocontrolada ou *Direct Self Control (DSC)*. A frequência de saída não é, portanto, pré-definida, é autocontrolada através da frequência atual presente. A frequência é dependente (crescente/decrescente) da referência de conjugado obtida do controle de velocidade ou definida externamente [93].

Para o controle de conjugado necessita-se apenas dos sinais medidos das correntes e tensões estatóricas. Os fluxos estatóricos por fase são obtidos através da integração das tensões de linha, consistindo de um observador em malha aberta modelo tensão. Estes fluxos estimados são então comparados com os fluxos de referência por fase.

Normalmente, os inversores fonte de tensão, são compostos de somente uma célula de chaveamento por fase. O método de *Takahashi* para este tipo de inversor tem suas vantagens; porém, não pode ser usado em acionamentos de alta potência devido às altas frequências de chaveamento necessárias e às perdas geradas por este tipo de controlador (histerese). Já o método DSC tem a vantagem de operar com frequências de chaveamento menores causando porém distorção no fluxo estatórico e *ripple* de conjugado em baixas velocidades [84].

Alterar a frequência do vetor fluxo estatórico significa primeiramente variar instantaneamente o escorregamento do campo magnético relativamente aos condutores rotóricos. Ou seja, o escorregamento é proporcional à variação da frequência do vetor fluxo estatórico.

Se vetores de tensão ativa são chaveados “on” continuamente e a resposta de conjugado não atinge a referência, o enfraquecimento de campo é obtido através da diminuição da referência de fluxo estatórico. Se o sistema de acionamento deve operar sob condições que determinam valores de tensão estatórica claramente abaixo dos valores nominais do escorregamento, a influência do fluxo de dispersão resulta importante, fazendo-se necessário modos de compensação da queda de tensão resistiva.

Uma desvantagem do método DSC em comparação com o método apresentado por *Takahashi*, é que este gera uma trajetória de fluxo hexagonal ao contrário de circular. Isto significa que, tanto as correntes de entrada como as correntes de saída do inversor são afetadas por harmônicos associados com a pulsação do fluxo [124].

A questão que se coloca é quanto às perdas por chaveamento, já que não existe, pelo menos aparentemente, qualquer cuidado com a seqüência de chaveamento. Tanto o método de *Takahashi* como o *DSC*, são baseados em um rápido processamento dos

sinais de fluxo e conjugado, características inerentes aos controles por histerese (controle contínuo).

4.4.3 Estratégias *DTC* com modulação por largura de pulso Modulação vetorial - *Space-Vector Modulation (SVM)*

Uma das principais limitações dos métodos apresentados por *Takahashi* e por *Depenbrock (DSC)*, conforme mencionado anteriormente, é que estes são baseados em técnicas de controle por histerese, técnicas estas adaptadas para implementação analógica. Isto dificulta um controle da frequência de chaveamento.

Com a teoria do vetor espacial instantâneo [132] o fluxo estatórico instantâneo, pode ser calculado e mantido praticamente constante, desde que, rápida aceleração ou desaceleração da rotação do fluxo de entreferro seja obtida. Com isto, obtém-se controle com rápida resposta de conjugado.

Vários autores apresentaram trabalhos que tratam de controle *DTC* com frequência constante utilizando Modulação Vetorial Espacial - (*Space Vector Modulation - SVM*) [27], [50] e [46].

A figura 4.14 apresenta um diagrama esquemático genérico da estratégia de controle de conjugado direto, utilizando modulação por largura de pulso, vetor espacial (*DTC-SVM*).

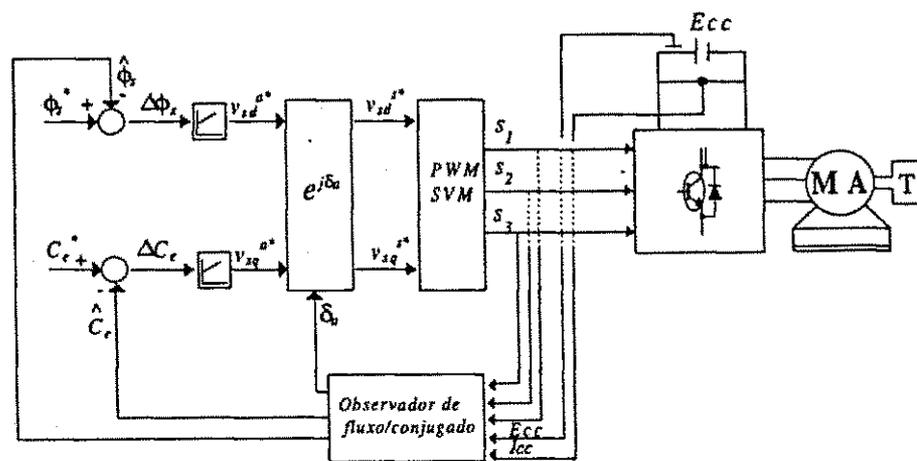


Figura 4.14: Diagrama genérico do esquema *DTC-SVM*.

Habetler et al. [50] apresentam um método baseado na modulação vetorial, que permite operação com frequência de chaveamento constante. Em [49] a estratégia

DTC é aplicada com modulação discreta, sem a necessidade de sensores de velocidade ou posição e com somente um sensor de corrente no barramento CC para medição da corrente I_{cc} . As dificuldades na utilização da corrente I_{cc} (amostragem) é um aumento na suscetibilidade a ruídos e obtenção de um sinal adequado em baixas velocidades quando a aplicação dos vetores ativos (não nulos) ocorre por curtos intervalos de tempo.

O controle *DTC* é um controle *deadbeat* o que o torna problemático quando operando em condições de sobremodulação ou em regiões de transição para seis degraus [46]. Duas alternativas são apresentadas para operação em sobremodulação: a primeira, envolve a determinação dos estados de chaveamento *a priori*, e cálculo do tempo ativo para cada fase baseado nos erros de fluxo e conjugado; a segunda, apresentada em [46], utiliza o vetor tensão estática de referência obtido do algoritmo do *DTC*. O método limita a magnitude do vetor tensão de referência ao valor máximo instantâneo disponível com *PWM Space Vector*. O esquema resulta em resposta dinâmica de conjugado boa, mantendo uma suave e continuamente controlada transição na região de *pulse-dropping* durante o período de transição.

Lascu et al. [73] apresentaram uma estratégia, figura 4.15, de controle de fluxo e conjugado utilizando modulação vetorial aplicada a acionamentos com motores de indução sem sensor de velocidade.

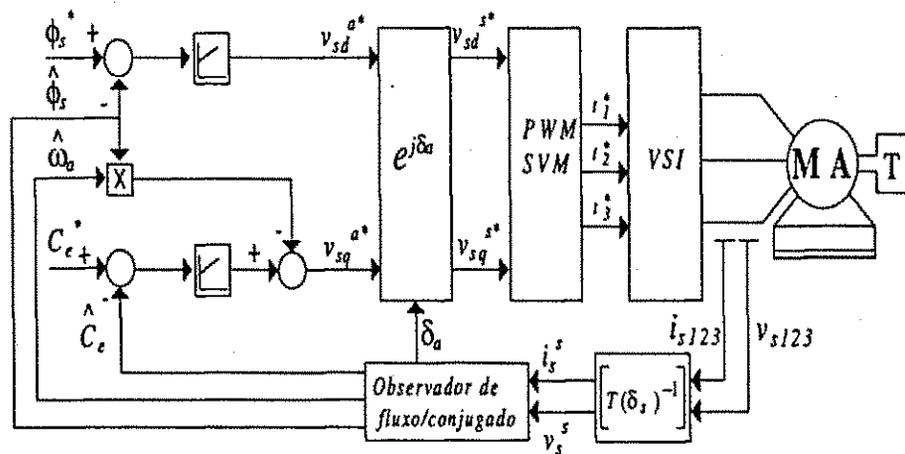


Figura 4.15: Diagrama da estratégia *DTC-SVM* proposta por *Lascu et al.* [73].

A estratégia de controle é composta de dois controladores PI, um para a malha de fluxo e outro para a malha de conjugado. As componentes *dq* do vetor tensão de referência no referencial fixo são

$$v_{sd}^{s*} = \left(K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \right) (\phi_s^* - \hat{\phi}_s) \quad (4.52)$$

$$v_{sq}^{s*} = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) (C_e^* - \widehat{C}_e) + \widehat{\phi}_s \widehat{\omega}_a \quad (4.53)$$

Nestas expressões ($K_{p\phi}, K_{i\phi}$) - são os ganhos proporcional e integral do controlador de fluxo; (K_{pc}, K_{ic}) - são os ganhos proporcional e integral do controlador de conjugado e o produto ($\widehat{\phi}_s \widehat{\omega}_a$) termo a compensar. Segundo os autores, a estratégia preserva as características transitórias de desempenho e robustez e o *ripple* de conjugado em regime permanente, comumente existentes nas estratégias *DTC* convencionais, é reduzido. A frequência de chaveamento de operação do inversor é constante e totalmente controlável. Contudo, quando a saída do controlador satura, a fonte não tem mais condições de fornecimento da tensão solicitada, o método de controle através do PI não garante a operação em seis pulsos. Neste caso, foi adotada a solução de chavear o esquema de controle para o método *DTC* convencional.

Casadei et al. [25], apresentam um Controle Vetorial a Fluxo Estatórico (*Stator Flux Vector Control*), cujo diagrama de blocos é apresentado na figura 4.16. Como as grandezas medidas estão no referencial estacionário, $g = s$ logo $\delta_g = 0$. Esta estratégia de controle de fluxo e conjugado, utiliza as componentes de fluxo estatórico como variáveis de controle mas com orientação pelo fluxo rotórico. A estratégia consiste em calcular as componentes do vetor fluxo estatórico de referência, no referencial fluxo rotórico ($\phi_{sd}^{b*}, \phi_{sq}^{b*}$), a partir dos comandos de conjugado e fluxo rotórico, e a seguir transformar estas grandezas para o eixo estatórico fixo. O ângulo δ_b de transformação é o ângulo de fase do vetor fluxo rotórico com referência fixa no estator e pode ser obtido a partir da seguinte expressão

$$\phi_r^s = \frac{l_r}{l_m} (\phi_s^s - \sigma l_s i_s^s) \quad (4.54)$$

Comparando o valor do vetor fluxo estatórico de referência com o valor estimado, obtém-se o erro de fluxo estatórico. O conhecimento deste erro permite a determinação do vetor tensão estatórica adequado, o qual o inversor aplicará à máquina no próximo período de amostragem (t_a). Este vetor tensão estatórica, referencial fixo, é determinado pela expressão

$$v_s^s = \frac{\Delta \phi_s^s}{t_a} + r_s i_s^s \quad (4.55)$$

Esta estratégia combina as vantagens apresentadas pelos controles com orientação pelo fluxo rotórico, com as vantagens apresentadas pelos controles a fluxo estatórico constante, resultando num esquema de controle relativamente simples. Porém, a estratégia é dependente da constante de tempo rotórica (τ_r).

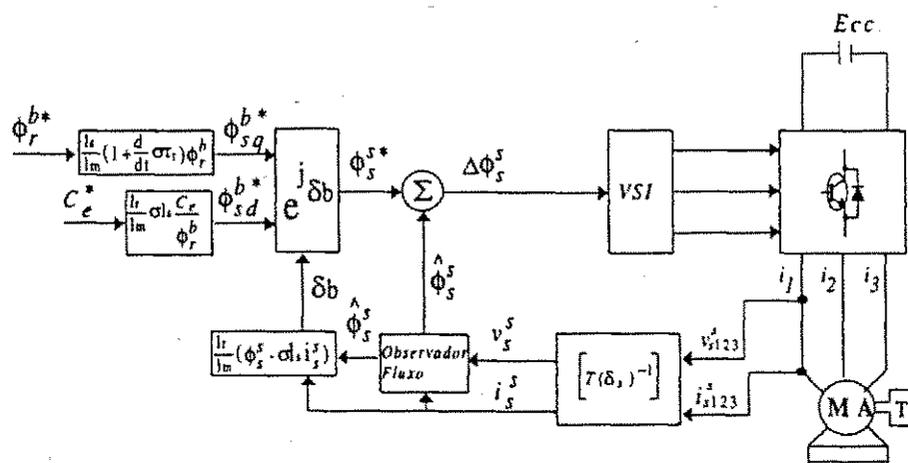


Figura 4.16: Diagrama da estratégia *DTC-SVM* proposta por Casadei et al. [25].

4.5 Estratégias propostas

A rapidez de resposta a degraus de conjugado é característica dos controles com fluxo estático os quais, segundo Xu et al. [128] 'a orientação pelo fluxo estático, ao contrário do que pelo fluxo rotórico oferece vantagens adicionais de estimação mais robusta do fluxo e um controle mais direto da tensão estática na região de enfraquecimento de campo'.

Salvadori et al. [102], apresentaram uma classificação das estratégias de controle vetorial divididas de acordo com a componente de fluxo utilizada para garantir a magnetização da máquina (por exemplo fluxo estático) e o tipo de variável utilizada para controlar o conjugado eletromagnético. O conjugado pode ser controlado pela frequência angular de escorregamento da variável utilizada para garantir a excitação magnética (estratégia de controle por escorregamento, figura 4.17(a)) tanto quanto pela sua componente em quadratura (estratégia de controle em quadratura 4.17(b)). Nesta classificação, a estratégia apresentada em [77], enquadra-se nas estratégias de controle em quadratura.

Porém, verifica-se em [77] e [102] que o tempo de estabelecimento do conjugado eletromagnético controlado é muito grande quando a malha de controle do fluxo no eixo em quadratura - q , responsável pelo conjugado, é implementada empregando controlador PI. A utilização de um controlador P atenua este problema, porém não é possível obter erro zero em regime permanente. Para o controlador proporcional + integrador alcançar uma dinâmica similar àquela apresentada pelo controlador proporcional, é

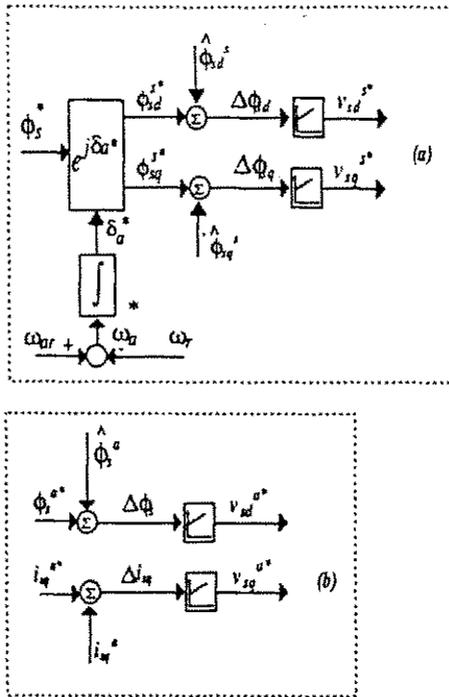


Figura 4.17: Diagramas esquemáticos dos blocos de controle das estratégias: (a) em quadratura e (b) por escorregamento.

necessário acelerar a dinâmica do sistema em malha fechada. De qualquer forma, a aceleração da dinâmica e por conseguinte um aumento do ganho integral, pode resultar num sistema instável em malha fechada. Logo, não é adequado aumentar os ganhos do controlador de uma forma indiscriminada.

Como forma de remediar este problema, as estratégias de controle *DTC* propostas incorporam um controlador PI na malha externa de controle do conjugado. O controle de fluxo e conjugado é feito diretamente das referências das variáveis de controle (ϕ_s^* e C_e^*) para tensão estatórica, através de uma malha de controle de fluxo estatórico e de uma malha de controle de conjugado, sem estágio intermediário para controle de corrente (fonte de corrente).

A malha de controle de conjugado, na estratégia por escorregamento, elimina a necessidade do cálculo do escorregamento, eliminando a dependência aos parâmetros envolvidos no cálculo passíveis de alterações. Não sendo necessário calcular o escorregamento, elimina-se a necessidade de medir/estimar a velocidade. A referência do conjugado eletromagnético pode ser definida diretamente ou através da implementação de uma malha de velocidade (controle de velocidade).

As estratégias de controle direto de fluxo e conjugado propostas são baseadas na modulação por largura de pulso digital escalar, mantendo as características fundamentais dos controles *DTC* convencionais (robustez e desempenho) e apresentando resposta dinâmica rápida de fluxo e conjugado e redução no *ripple* de conjugado eletromagnético e fluxo estatórico em regime permanente. Estas estratégias aliam as condições fundamentais quando se trata de sistemas de acionamento com máquinas assíncronas, sem sensor de velocidade, para médio/alto desempenho: simplicidade de implementação (implementação totalmente discreta utilizando controladores PI convencionais), resposta rápida a degraus de conjugado, baixa sensibilidade paramétrica, robustez de funcionamento e frequência de chaveamento constante.

Para a determinação dos controladores, nas estratégias de controle a fluxo estatórico constante, podem ser utilizados dois modelos dinâmicos. O primeiro deles consiste em aproveitar a equação de tensão estatórica (2.48) diretamente

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (4.56)$$

decompondo em partes real e imaginária

$$v_{sd}^g = r_s i_{sd}^g + \frac{d\phi_{sd}^g}{dt} - \omega_g \phi_{sq}^g \quad (4.57)$$

$$v_{sq}^g = r_s i_{sq}^g + \frac{d\phi_{sq}^g}{dt} + \omega_g \phi_{sd}^g \quad (4.58)$$

O segundo modelo é obtido pela substituição do vetor corrente estatórica (2.58) na expressão (2.48) resultando na expressão da tensão estatórica função do fluxo estatórico e fluxo rotórico,

$$\mathbf{v}_s^g = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^g \quad (4.59)$$

decompondo em partes real e imaginária,

$$v_{sd}^g = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd}^g + \frac{d\phi_{sd}^g}{dt} - \omega_g \phi_{sq}^g - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^g \quad (4.60)$$

$$v_{sq}^g = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sq}^g + \frac{d\phi_{sq}^g}{dt} + \omega_g \phi_{sd}^g - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^g \quad (4.61)$$

onde: $\tau_s (= \frac{l_s}{r_s})$ é a constante de tempo estatórica.

Pelas expressões (4.56) e (4.59) verifica-se claramente que existem preferencialmente duas alternativas para implementação dos controladores. A primeira delas consiste em utilizar o estator fixo ($\omega_g = \omega_s$) como referencial para o modelo de atuação; e a segunda alternativa consiste em utilizar o referencial síncrono ($\omega_g = \omega_a$).

As estratégias propostas seguem a mesma sistemática de classificação apresentada em [102], e foram divididas em:

- i. Controle Direto de Conjugado e Fluxo Estatórico por Escorregamento (CDC-FEE); e,
- ii. Controle Direto de Conjugado e Fluxo Estatórico em Quadratura (CDC-FEQ).

No contexto de nossa classificação apresentada anteriormente, estas estratégias, classificam-se como estratégias *DTC*, com modulação por largura de pulso - escalar.

4.5.1 Controle direto de conjugado e fluxo estatórico por escorregamento (CDC-FEE)

A característica principal do controle a fluxo estatórico constante por escorregamento consiste em manter o campo magnético estatórico constante e fazer com que a velocidade angular de rotação ω_a^* ajuste-se de forma que um valor desejado de conjugado seja produzido.

Quando o fluxo de entreferro é mantido constante, através do controle do fluxo estatórico, todas as outras variáveis (tensões, correntes e conjugado) são funções somente da frequência angular de escorregamento. Escolhendo uma frequência angular de escorregamento que vá acelerar ou desacelerar a rotação do vetor fluxo estatórico, possibilita-se controlar o conjugado como desejado.

A figura 4.18 apresenta a estratégia CDC-FEE. Nesta figura o bloco 1 representa os dois controladores PI das componentes d, q do vetor fluxo estatórico, responsáveis pelo controle da magnetização da máquina, enquanto que, o terceiro controlador PI, bloco 2, controla o conjugado através da frequência angular de escorregamento que é a “imagem” do erro de conjugado. Na saída do controlador PI do bloco 2, obtém-se a frequência angular de referência do vetor fluxo estatórico ω_a^* , cuja integral resulta no ângulo de desacoplamento δ_a^* utilizado para decompor o fluxo estatórico de referência ϕ_s^* nas componentes dos eixos d, q . O bloco 3 representa os termos a compensar no eixo direto (e_d), e no eixo em quadratura (e_q) definidos em função do modelo utilizado para o cálculo dos controladores, equações (4.57)-(4.58) ou (4.60)-(4.61) e do referencial utilizado. A partir do conhecimento da frequência ω_a^* é possível estimar a velocidade do eixo rotórico (r_1) e utilizá-la para implementação de uma malha de controle de velocidade, o que será feito na seqüência deste trabalho.

A utilização da malha de conjugado nesta estratégia, a faz menos sensível a erros ocasionados pela estimação do fluxo estatórico. Para obtenção do ângulo de desacomplamento, faz-se necessário o conhecimento do conjugado eletromagnético estimado, que pode ser obtido através das expressões (4.65), (4.67) e (4.68). A expressão (4.65) utiliza o módulo do vetor fluxo estatórico estimado o que pode torná-la menos suscetível a erros, isto porque, comparativamente, os erros ocasionados na estimação das componentes é maior que o erro ocasionado na estimação do módulo do vetor fluxo estatórico estimado. Porém, a expressão é uma aproximação. A expressão (4.67) é completa contudo apresenta o inconveniente de existir um atraso entre as componentes de corrente e do fluxo estimado que precisa ser compensado. Para os casos onde todos os estados estão disponíveis, a expressão (4.68) é mais adequada.

No controle de fluxo, quando são utilizadas as componentes de eixos d, q para controle, qualquer erro de estimação menos significativo é compensado pelo controlador.

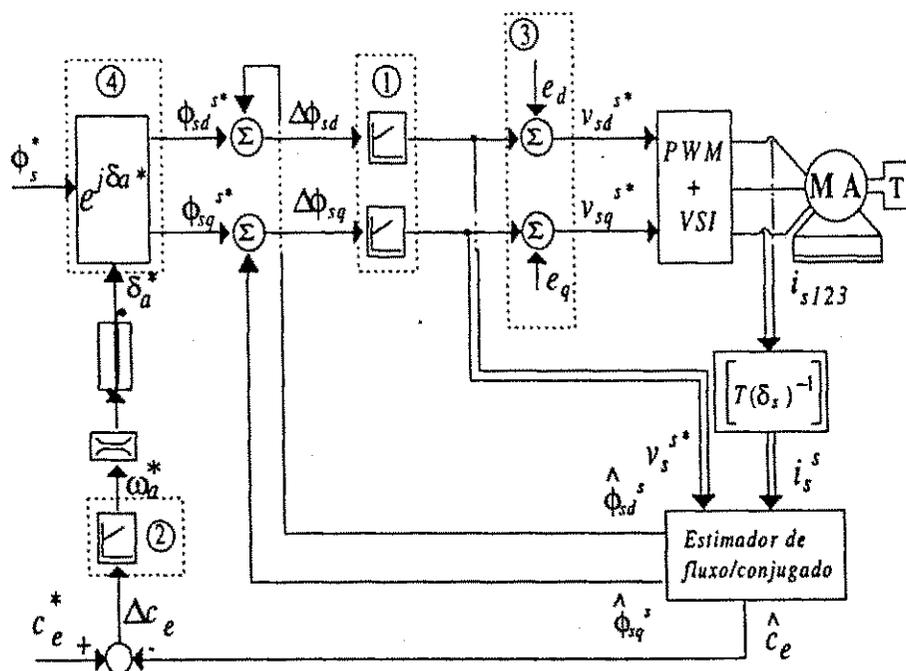


Figura 4.18: Diagrama esquemático CDC-FEE.

Como citado anteriormente, existem basicamente duas opções preferenciais para escolha dos eixos de referência do modelo de atuação objetivando a implementação dos controladores. A primeira delas consiste em utilizar o referencial fixo ($\omega_g = 0$), neste caso as variáveis de controle são alternadas. A segunda alternativa é utilizar o referencial síncrono ($\omega_g = \omega_a$), neste caso as variáveis de controle são contínuas.

Nesta estratégia, optou-se pelo referencial estático ($\omega_g = 0$) para evitar os termos de acoplamento entre as componentes de fluxo estático eixos d, q ($e_d = e_q = 0$). Além disso, o fato do fluxo estático ser estimado neste referencial facilita o controle e elimina transformações algébricas que demandam tempo de processamento.

As componentes d, q da expressão (4.56) resultam na forma

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \frac{d}{dt} \phi_{sd}^s \quad (4.62)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \frac{d}{dt} \phi_{sq}^s \quad (4.63)$$

Em altas velocidades a queda de tensão resistiva em eixo d ($r_s i_{sd}^s$) e eixo q ($r_s i_{sq}^s$) pode ser negligenciada e a tensão resulta proporcional à alteração no vetor fluxo estático e à frequência de chaveamento. Em baixas velocidades esta premissa não é verdadeira. Porém, a utilização dos controladores PI, nos eixos direto e em quadratura, compensa parcialmente este efeito mesmo em baixas velocidades.

Quando a excitação magnética é controlada pelo fluxo estático, a expressão de conjugado eletromagnético é,

$$C_e = \frac{P \omega_{ar} l_m^2 \phi_s^2}{r_r l_s^2 (1 + \omega_{ar} \tau_r)} \quad (4.64)$$

onde, $\omega_{ar} (= \omega_a - \omega_r)$, é a frequência angular de escorregamento e ϕ_s é a magnitude do vetor fluxo estático. Considerando, $\omega_{ar} \tau_r \ll 1$, a expressão de conjugado em regime permanente abaixo do valor de "pull-out" é aproximadamente da forma,

$$C_e = \frac{P \omega_{ar} l_m^2 \phi_s^2}{r_r l_s^2} \quad (4.65)$$

É importante ressaltar que é impossível obter um completo desacoplamento nas estratégias de controle a fluxo estático. Em todo caso, para um fluxo estático constante o desacoplamento entre os comandos de fluxo e conjugado somente é válido abaixo do valor de *pull-out* de conjugado, região onde é possível controlar ϕ_s e C_e independentemente [58] de acordo com a expressão genérica (4.66),

$$\omega_{ar}^* = \left(\frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \right) \frac{P (\phi_s^*)^2}{c_e^*} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \right)^2 - \frac{1}{\sigma^2 \tau_r}} \quad (4.66)$$

O termo em (4.66) é a solução da equação de segundo grau cujo valor particular (sinal \pm) corresponde a um ponto de operação possível da máquina assíncrona. O

conjugado de *pull-out*, para um dado fluxo estatórico, corresponde ao valor máximo de operação de ω_{ar} , obtido quando o radicando é igual a zero.

O conjugado eletromagnético pode ser estimado através da expressão (4.65), ou então através das expressões,

$$\widehat{C}_e = P \left(i_{sq}^s \widehat{\phi}_{sd}^s - i_{sd}^s \widehat{\phi}_{sq}^s \right) \quad (4.67)$$

$$\widehat{C}_e = \frac{Pl_m}{\sigma l_s l_r} \left(\widehat{\phi}_{sq}^s \widehat{\phi}_{rd}^s - \widehat{\phi}_{sd}^s \widehat{\phi}_{rq}^s \right) \quad (4.68)$$

sendo então comparado com o conjugado eletromagnético de referência C_e^* . O erro gerado $\Delta C_e (= C_e^* - \widehat{C}_e)$, passa pelo controlador PI cuja saída é a “imagem” da frequência angular ω_a^* , desejada ou imposta, para aceleração/desaceleração do vetor fluxo estatórico. O controlador procura “compensar” o erro de conjugado aumentando ou diminuindo o valor de ω_a^* consequentemente acelerando ou desacelerando o fluxo respectivamente.

A imposição de um degrau de conjugado de referência repercute na aceleração ou desaceleração do vetor fluxo estatórico. O erro de conjugado é proporcional a ω_a^* . Alterar a frequência significa alterar o escorregamento e vice-versa.

Se o conjugado estimado for menor que o de referência, o vetor fluxo estatórico será acelerado através da aplicação pelo inversor de uma tensão adequada de maneira a seguir a referência de conjugado e obter erro zero. Se ao contrário, o conjugado estimado for maior, a tensão aplicada será reduzida comparativamente ao instante anterior.

Integrando ω_a^* obtém-se o ângulo de defasagem, ou de transformação δ_a^* , entre o referencial campo e o referencial fixo (estatórico)

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_a^*(\tau) d\tau + \delta_a^*(0) \quad (4.69)$$

Observa-se que em [102] este ângulo foi obtido através da soma do escorregamento de referência ω_{ar}^* com a velocidade rotórica medida ω_r , logo a utilização do controlador PI na malha de controle de conjugado elimina a necessidade da medição/estimação da velocidade.

Conhecido o ângulo (δ_a^*), expressão (4.69), é possível a decomposição (desacoplamento) do vetor fluxo estatórico de referência em componentes d, q no referencial fixo

$$\phi_s^{s*} = \phi_s^* e^{j\delta_a^*} \quad (4.70)$$

$$\phi_{sd}^{s*} = \phi_s^* \cos(\delta_a^*) \quad (4.71)$$

$$\phi_{sq}^{s*} = \phi_s^* \sin(\delta_a^*) \quad (4.72)$$

Das componentes ϕ_{sd}^{s*} e ϕ_{sq}^{s*} são subtraídas as componentes do vetor fluxo estatórico estimado $\hat{\phi}_{sd}^s$ e $\hat{\phi}_{sq}^s$, que podem ser obtidas através de um observador em malha aberta, modelo em tensão, de acordo com a expressão (3.1), ou então, através de um observador de ordem completa em malha fechada expressão (3.17). Para as simulações, cujos resultados são apresentados no capítulo 7, foi utilizado o observador em malha fechada de ordem completa e para os ensaios o observador em malha aberta modelo em tensão.

Os erros gerados nos eixo d, q ($\Delta\phi_{sd}$ e $\Delta\phi_{sq}$) passam através de controladores PI, gerando os sinais de comando para o inversor fonte de tensão trifásico, implementados de acordo com a forma discreta a seguir,

$$v_{sd}^{s*}(nT) = v_{sd}^{s*}(nT-1) + \Delta\phi_{sd}(nT)(K_p + K_i) + \Delta\phi_{sd}(nT-1)(K_p - K_i) \quad (4.73)$$

$$v_{sq}^{s*}(nT) = v_{sq}^{s*}(nT-1) + \Delta\phi_{sq}(nT)(K_p + K_i) + \Delta\phi_{sq}(nT-1)(K_p - K_i) \quad (4.74)$$

É possível controlar a excitação magnética da máquina, independentemente do controle de conjugado, por isso, considera-se esta estratégia como um controle vetorial direto, desacoplado, de fluxo e conjugado por escorregamento, com fluxo estatórico constante, onde as duas componentes vetoriais de fluxo, eixos d, q são individualmente controladas gerando as tensões de referência correspondentes (v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*}).

4.5.2 Controle direto de conjugado e fluxo estatórico em quadratura (CDC-FEQ)

No controle a fluxo estatórico constante em quadratura, o eixo d é posicionado sobre o vetor fluxo estatórico, eixo síncrono, ($\phi_{sd}^a = \phi_s$) e ($\phi_{sq}^a = 0$), movendo-se em sincronismo com este. Isto corresponde ao controle com orientação pelo campo convencional.

Nesta estrutura utiliza-se um controlador PI no eixo d para controle da magnetização da máquina; e, um controlador PI no eixo q para controle do conjugado através da corrente i_{sq}^a ou da componente ϕ_{sq}^s do fluxo [107].

A expressão do conjugado (grandezas no referencial fluxo estatórico - $\omega_g = \omega_a$) é obtida a partir de (2.54),

$$C_e = P (i_{sq}^a \phi_{sd}^a - i_{sd}^a \phi_{sq}^a) \quad (4.75)$$

como $\phi_{sd}^a = \phi_s$ e $\phi_{sq}^a = 0$, o conjugado eletromagnético resulta na forma

$$C_e = P \phi_s i_{sq}^a \quad (4.76)$$

onde ϕ_s é a magnitude do vetor fluxo estatórico e $i_{sq}^a (= i_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a))$ é a componente de corrente estatórica em quadratura com o vetor fluxo estatórico.

Pode-se, a partir das equações (2.48)-(2.51), escrever uma equação vetorial relacionando o fluxo estatórico e a corrente estatórica,

$$\frac{l_s}{\tau_r} \mathbf{i}_s^g + \sigma l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^g + j(\omega_g - \omega_r) \sigma l_s \mathbf{i}_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_s^g + \frac{d}{dt} \phi_s^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_s^g \quad (4.77)$$

Representando a equação (4.77) no referencial síncrono $\omega_g = \omega_a$, e aplicando as condições de orientação pelo campo $\phi_{sd}^a = \phi_s$ e $\phi_{sq}^a = 0$, e separando em componentes real e imaginária (eixos d, q) temos:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sd}^a + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sd}^a - \omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a = \frac{1}{\tau_r} \phi_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (4.78)$$

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sq}^a + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sq}^a + \omega_{ar} \sigma l_s i_{sd}^a = \omega_{ar} \phi_s \quad (4.79)$$

onde, $i_{sd}^a = i_s \cos(\delta_i - \delta_a)$.

Definindo-se o controle de fluxo estatórico por meio das correntes estatóricas, analogamente ao deduzido para o controle com fluxo rotórico, tem-se que o conjugado eletromagnético é controlado por intermédio da corrente em quadratura i_{sq}^a , equação (4.76), e ϕ_s é controlado através da corrente em eixo direto i_{sd}^a , equação (4.78). Neste caso, entretanto, o fluxo estatórico não é criado apenas pela componente de corrente i_{sd}^a , em fase com ele. Observa-se da equação (4.78), que a componente i_{sq}^a interfere por meio do termo de acoplamento $\omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a$, no controle do fluxo estatórico. Isto caracteriza um acoplamento nos controles de fluxo e conjugado. O desacoplamento pode ser obtido compensando-se este termo.

Comparativamente às estratégias propostas em [102] e [77], a abordagem apresentada para controlar o conjugado eletromagnético consiste em substituir a malha de controle da corrente em quadratura i_{sq}^a ou do fluxo em quadratura ϕ_{sq}^s por uma malha de controle de conjugado, utilizando um controlador PI.

A figura 4.19 a seguir, apresenta o diagrama esquemático da estratégia proposta para o controle direto de fluxo e conjugado em quadratura, através do fluxo estatórico.

Comparativamente à estratégia por escorregamento, esta estratégia utiliza apenas dois controladores PI (ver bloco 1 na figura 4.19). Um deles na malha de controle de fluxo e outro na malha de controle do conjugado eletromagnético. O bloco 2, corresponde à transformação algébrica da tensão estatórica de referência do eixo síncrono (campo) para o eixo estatórico.

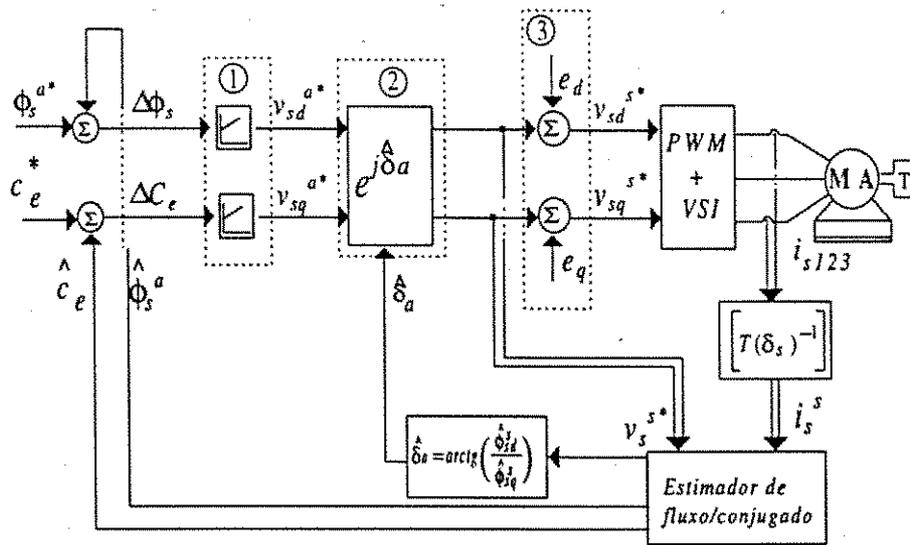


Figura 4.19: Diagrama esquemático CDC-FEQ.

Considerando que o controle é efetuado no referencial síncrono pode-se utilizar a expressão (4.60) para o controle da magnetização da máquina (fluxo estatórico)

$$v_{sd}^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd}^a + \frac{d}{dt} \phi_{sd}^a - e_{sd} - e_{rd} \quad (4.80)$$

onde, $e_{rd} (= \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^a)$ - fem rotórica e $e_{sd} (= \omega_a \phi_{sq}^a)$ - fem estatórica, considerados distúrbios a compensar ($e_d = e_{rd} + e_{sd}$). Ou então, a expressão (4.57),

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a + \frac{d}{dt} \phi_{sd}^a - \omega_a \phi_{sq}^a \quad (4.81)$$

Para o controle de conjugado, pode-se utilizar a expressão (4.58) no referencial campo,

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_{sd}^g \quad (4.82)$$

onde $e_d = -\omega_a \phi_{sq}^a$ e $e_q = \omega_a \phi_{sd}^g$. Em alta velocidade a queda de tensão resistiva $r_s i_{sd}^a$ e $r_s i_{sq}^a$ podem ser desprezadas.

Da mesma forma que para o controle CDC-FEE, as componentes do vetor fluxo estatórico $\hat{\phi}_{sd}^s$ e $\hat{\phi}_{sq}^s$ podem ser estimadas a partir de um observador em malha aberta modelo em tensão, ou então, através de um observador de ordem completa em malha fechada. Com isto é possível obter o módulo do vetor fluxo estatórico estimado

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{(\hat{\phi}_{sd}^s)^2 + (\hat{\phi}_{sq}^s)^2} \quad (4.83)$$

e o ângulo de desacoplamento ($\widehat{\delta}_a$) através da relação

$$\widehat{\delta}_a = \arctg \left(\frac{\widehat{\phi}_{sd}^s}{\widehat{\phi}_{sq}^s} \right) \quad (4.84)$$

Na malha de controle de conjugado, o conjugado estimado \widehat{C}_e é subtraído do conjugado de referência C_e^* . O erro gerado ($\Delta C_e = C_e^* - \widehat{C}_e$), a maior ou a menor passa através do controlador PI, bloco 1 da figura 4.19, que faz com que a tensão no eixo em quadratura v_{sq}^{s*} compense o erro existente.

Analisando comparativamente aos controles, com orientação pelo campo com fluxo estatórico, figura 4.17, onde a corrente estatórica de conjugado i_{sq}^a é obtida a partir da referência do conjugado desejado, através da expressão

$$i_{sq}^{a*} = \frac{C_e^*}{P\phi_s} \quad (4.85)$$

e ao controle proposto por Lima [77], figura 4.8, onde o conjugado é obtido através do fluxo estatórico de eixo em quadratura expressão (4.39), nesta estratégia, a tensão em quadratura v_{sq}^{s*} , que vai determinar o conjugado da máquina, é obtida diretamente do controlador de conjugado, elimina-se o estágio intermediário de controle da corrente estatórica (fonte de corrente), ou do fluxo estatórico de eixo em quadratura.

Esta estratégia proposta de controle de fluxo e conjugado agrupa-se entre as estratégias *DTC* pelo fato de possuir as características inerentes às estratégias *DTC*: não necessita da malha de controle de corrente (fonte de corrente) e possui malhas de controle de fluxo e conjugado independentes.

Da referência do fluxo estatórico ϕ_s^* , é subtraído o módulo do fluxo estatórico estimado $\widehat{\phi}_s$, gerando o erro de fluxo $\Delta\phi_s$ ($= \phi_s^* - \widehat{\phi}_s$). Os erros $\Delta\phi_s$ e ΔC_e passam através de controladores PI, gerando os sinais de comando para o inversor fonte de tensão trifásico, implementados de acordo com a forma discreta a seguir,

$$v_{sd}^{a*}(nT) = v_{sd}^{a*}(nT-1) + \Delta\phi_s(nT)(K_p + K_i) + \Delta\phi_s(nT-1)(K_p - K_i) \quad (4.86)$$

$$v_{sq}^{a*}(nT) = v_{sq}^{a*}(nT-1) + \Delta C_e(nT)(K_p + K_i) + \Delta C_e(nT-1)(K_p - K_i) \quad (4.87)$$

Estas tensões de referência encontram-se no referencial síncrono e necessitam de transformação algébrica para serem referenciadas ao estator

$$\begin{aligned} v_{sd}^{s*} &= v_{sd}^{a*} \cos(\widehat{\delta}_a) + v_{sq}^{a*} \sin(\widehat{\delta}_a) \\ v_{sq}^{s*} &= -v_{sd}^{a*} \sin(\widehat{\delta}_a) + v_{sq}^{a*} \cos(\widehat{\delta}_a) \end{aligned}$$

Analisando-se comparativamente a estratégia proposta por *Lasca et al.* [73] verifica-se que é similar a estratégia CDC-FEQ. As diferenças encontradas são: a) os termos a compensar, determinado pelo modelo utilizado e, b) o tipo de modulação por largura de pulso utilizada. Com relação a estratégia CDC-FEE as diferenças são mais significativas:

1. na estratégia CDC-FEE a malha de controle de conjugado é utilizada para determinar a frequência angular síncrona do vetor fluxo estatórico e a partir desta frequência é determinado o ângulo de desacoplamento. Já em [73] o ângulo de desacoplamento é obtido à partir das componentes do vetor fluxo estatórico estimado;
2. em CDC-FEE, as componentes do vetor fluxo estatórico são controladas independentemente contrariamente do que em [73] onde é controlada a magnitude do vetor fluxo estatórico;
3. à partir da frequência ω_n^* é possível estimar a velocidade.

4.6 Conclusões

Neste capítulo são estudadas estratégias de controle para máquinas assíncronas utilizando controladores monovariáveis. No contexto geral, as estratégias monovariáveis, ocupam destaque no campo das estratégias de controle para MA, isto devendo-se fundamentalmente a sua simplicidade de implementação.

As estratégias aqui estudadas, são divididas em estratégias vetoriais e escalares. Dentre as estratégias vetoriais destacam-se as estratégias de controle direto de fluxo e conjugado (*DTC*), divididas em três grupos, que são:

1. Controle através de tabela de chaveamento;
2. Estratégia autocontrolada (*DSC*);
3. Estratégias *DTC* com modulação por largura de pulso (vetorial e escalar).

São propostas duas estratégias, que enquadram-se no terceiro grupo, utilizando modulação por largura de pulso escalar. Estas duas estratégias propostas são classificadas em:

- a) Controle Direto de Conjugado e Fluxo Estático por Escorregamento - (CDC-FEE); e,
- b) Controle Direto de Conjugado e Fluxo Estático em Quadratura - (CDC-FEQ).

São apresentados os modelos matemáticos e as justificativas para utilização das estratégias CDC-FEE e CDC-FEQ.

A análise de desempenho e os resultados obtidos de simulações e experimentais, são apresentados no capítulo 7.

Capítulo 5

Estratégias de Controle Multivariáveis

5.1 Introdução

A implementação de sistemas de acionamento com máquinas assíncronas de alto desempenho (controle de velocidade e posição) requer que o controle da excitação magnética (nível do fluxo magnético) e o controle do conjugado eletromagnético sejam inteiramente desacoplados. Sem um perfeito desacoplamento, qualquer alteração em uma das variáveis de controle refletirá na outra, impossibilitando um controle adequado das variáveis fluxo e conjugado.

Vários autores propuseram estratégias para obtenção do desacoplamento dessas variáveis. *Bose* [18] propôs um método escalar, que consiste na utilização de funções de transferência para desacoplar o controle do fluxo estatórico do controle de conjugado.

Já, *de Doncker et al.* [32], propõem um controlador vetorial que desacopla fluxo e conjugado em um referencial de fluxo arbitrário. O grau de generalidade na implementação deste controlador torna-o compatível com todos os controladores com orientação pelo campo, tanto indireto como direto, o que levou os autores a denominá-lo *Universal Field Oriented Controller (UFO)*. A possibilidade de utilizar referenciais diferentes do eixo fluxo rotórico permite aos controladores com orientação direta pelo campo eliminar os efeitos da não sintonia causada por alterações paramétricas da máquina.

De outra parte, *Falb et al.* [43], realizam o desacoplamento utilizando técnica no espaço de estados. São apresentadas as condições necessárias e suficientes para obtenção do desacoplamento, caracterizando uma classe de matrizes as quais desacoplam

o sistema. É apresentado um procedimento padrão para obtenção de uma configuração dos pólos em malha fechada.

Salvadori et al. [102], apresentaram um estudo sistemático de várias estratégias vetoriais para obtenção do desacoplamento entre o fluxo e o conjugado, utilizando os enlaces de fluxo estático, fluxo rotórico e a corrente estática. É demonstrado, que é possível obter um completo desacoplamento pela escolha de um modelo adequado para a máquina assíncrona (variáveis de estado e eixo de referência para o modelo de atuação), simplificando sensivelmente o problema de controle e permitindo a utilização de estruturas com controladores convencionais lineares, invariantes no tempo. Estas estratégias foram classificadas, de acordo com as grandezas de controle, em estratégias de controle por escorregamento e estratégias de controle em quadratura.

Geralmente, os controladores utilizados na realização dos sistemas de acionamento com máquinas assíncronas são do tipo monovariável (*SISO* - "Single Input - Single Output"), entretanto, o estudo do sistema de controle da máquina assíncrona resulta num modelo multivariável (*MIMO* - "Multi Input - Multi Output") e fortemente acoplado. Desse modo, a utilização de controladores monovariáveis no controle da máquina assíncrona deve ser entendida como uma aproximação que funciona adequadamente em várias aplicações. Nesse contexto, o estudo de controladores multivariáveis se coloca como uma alternativa a ser avaliada para obtenção de sistemas de acionamento de alto desempenho. Porém, a aplicação da abordagem multivariável não é tão "evidente" ou "direta", pois a estrutura do modelo multivariável, como mencionado, é não linear e acoplada. Mesmo desconsiderando algumas fontes de não linearidades, por exemplo a saturação magnética, o conjugado eletromagnético, variável final a ser controlada, é função do produto vetorial de duas variáveis de estado da máquina [62], [61].

A não linearidade que aparece na equação mecânica devido à velocidade pode ser eliminada considerando que é possível, em algumas aplicações, tratá-la como um parâmetro variável e o modelo elétrico da máquina passa a ser então linear variante no tempo. Por outro lado a não linearidade na obtenção do conjugado pode ser resolvida pela escolha de um modelo e de uma estratégia de controle adequada.

No contexto da síntese dos controladores modernos, embora as técnicas baseadas na realimentação de estados garantam estabilidade em malha fechada, dificilmente em problemas de projetos práticos todas as componentes de estado estarão disponíveis para realimentação. Para podermos considerar o sistema de acionamento com máquina assíncrona como um problema de realimentação de estados completo, os estados não

mensuráveis devem ser estimados usando observadores.

As modernas técnicas de controle multivariável [43], [38], [22] constituem uma abordagem interessante na medida que todas as malhas de realimentação podem ser fechadas simultaneamente. Utilizando estas técnicas, muitas das limitações do controle clássico para sistemas de controle realimentado multivariável podem ser superadas. O poder do controle moderno reside no fato de que o modelo no espaço de estados consegue representar tanto sistemas mono como sistemas multivariáveis.

Uma das vantagens que os controladores multivariáveis apresentam frente aos controladores monovariáveis é a possibilidade de trabalharem com o acoplamento existente entre as variáveis de eixos d, q . Enquanto que, nos controladores monovariáveis o acoplamento deve ser compensado ou então eliminado através da escolha de um eixo referencial adequado para o modelo de atuação, os controladores multivariáveis trabalham com o acoplamento existente de forma natural, sem necessidade de técnicas específicas para desacoplar as variáveis.

Neste capítulo, primeiramente é realizada uma revisão bibliográfica sobre acionamentos com máquinas assíncronas que utilizam estratégias de controle multivariável com realimentação de estados. Em seguida são apresentadas as estratégias de controle de fluxo e conjugado desacoplado, baseadas na teoria de controle com realimentação de estados multivariável [62], [61], [60] e [103]. As estratégias propostas são divididas em:

1. Estratégias de controle multivariável com realimentação de estados por escorregamento (fluxo rotórico (RE-FRE) e estatórico (RE-FEE)); e,
2. Estratégias de controle multivariável com realimentação de estados em quadratura (fluxo rotórico (RE-FRQ)).

A matriz de ganhos do controlador para a estratégia de controle com realimentação de estados pode ser projetada utilizando técnicas de alocação de pólos para sistemas multivariáveis [61] ou então utilizando as técnicas de controle ótimo. Nesta sistemática, os autovalores da malha fechada podem ser alocados de maneira a minimizar uma função custo [63], [38], [5] e [105].

5.1.1 Acionamentos de máquinas assíncronas utilizando técnicas de controle multivariável

Inicialmente, as estratégias de controle para acionamentos com máquinas assíncronas, definidas como escalares, apresentavam fraco desempenho em virtude da existência de um acoplamento entre as variáveis controladas item (4.2). Com o advento do controle vetorial (direto, indireto e posteriormente *DTC*) parte do problema foi sanado pelo desacoplamento entre as grandezas de controle (fluxo de magnetização e conjugado eletromagnético) item (4.3).

Contudo, alguns problemas persistem, sejam eles em virtude de um conhecimento imperfeito do modelo da máquina que causam erros no cálculo dos controladores, de variações paramétricas durante o funcionamento devido a aumento de temperatura, por exemplo, e estimação incorreta dos estados. Estes fatores podem levar a um desacoplamento imperfeito e conseqüente perda de sintonia no controle de fluxo e conjugado.

Recentemente, com o avanço da teoria de sistemas de controle, novas técnicas de controle multivariável passaram a ser aplicadas para o controle de máquinas assíncronas [74], [117], [62], [119], [75], [61], [60], [52], [21], [65], [103] e [7].

Lee et al. [74] propõem uma estratégia de controle de corrente baseada na teoria de controle com realimentação de estados multivariável. A força contra-eletromotriz é modelada como um distúrbio e introduzida no sistema como um novo estado para eliminar os erros em regime permanente. Os parâmetros da lei de controle são determinados através da técnica de alocação de pólos de sistemas multivariáveis, e o controle *feedforward* para as referências de entrada e distúrbios é incorporado nas leis de controle para obtenção de uma rápida resposta transitória. Durante o intervalo de tempo do período de amostragem o fluxo rotórico é considerado constante devido ao fato que a constante de tempo rotórica é maior que o período de amostragem. Isto permite a redução da dimensão do modelo para controle de corrente. Assume-se que o fluxo rotórico seja um distúrbio mensurável. A figura 5.1, apresenta o diagrama de blocos da estratégia proposta por *Lee et al.* [74]. Neste diagrama, K_{f1} e K_{f2} representam respectivamente os ganhos *feedforward* para o vetor fluxo rotórico e ganhos *feedforward* para o vetor corrente estatórica; K_2 e K_1 representam respectivamente as matrizes de ganhos de contra-reação e de ação direta (ganho do integrador). O bloco $e^{j\delta_b}$ corresponde às transformações de coordenadas do eixo síncrono (fluxo rotórico, índice *b*) para o eixo estatórico (índice *s*).

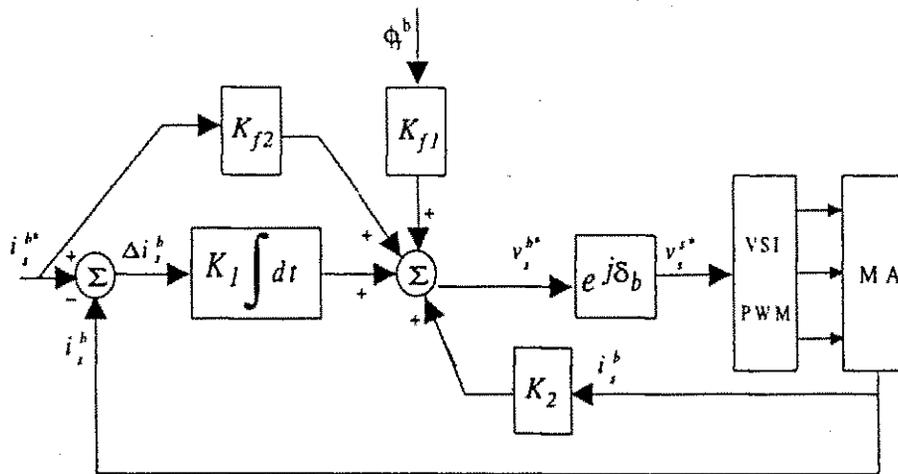


Figura 5.1: Diagrama esquemático da estratégia de controle multivariável proposta por Lee et al. [74].

Tzou et al. [117] apresentam uma metodologia de projeto para um sistema totalmente digital de acionamento de alto desempenho para máquinas assíncronas. O método é baseado na teoria LQG/LTR (Linear Quadratic Gaussian with Loop-Transfer-Recovery). Segundo os autores, a metodologia apresenta características de uso fácil, tanto para sistemas realimentados monovariáveis como para sistemas multivariáveis, sendo possível obter: bom seguimento às referências, boa rejeição a distúrbios, robustez (insensibilidade) a ruídos e dinâmicas do sistemas não modeladas. As figuras 5.2 e 5.3 a seguir, apresentam o esquema de controle proposto por Tzou et al. [117] e o diagrama de blocos do controlador baseado em modelo compensador respectivamente. A função

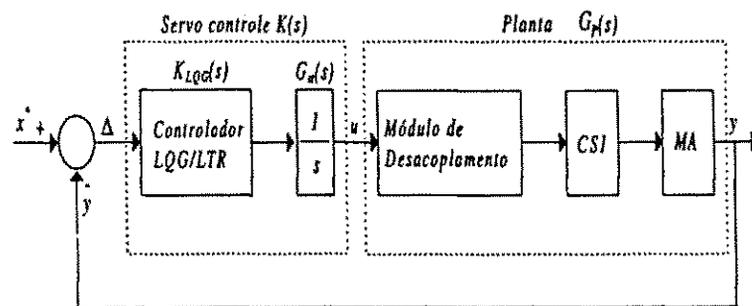


Figura 5.2: Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta por Tzou et al. [117].

de transferência $G(s)$, figura 5.2, representa o modelo da planta para projeto

$$G(s) = G_a(s)G_p(s) \quad (5.1)$$

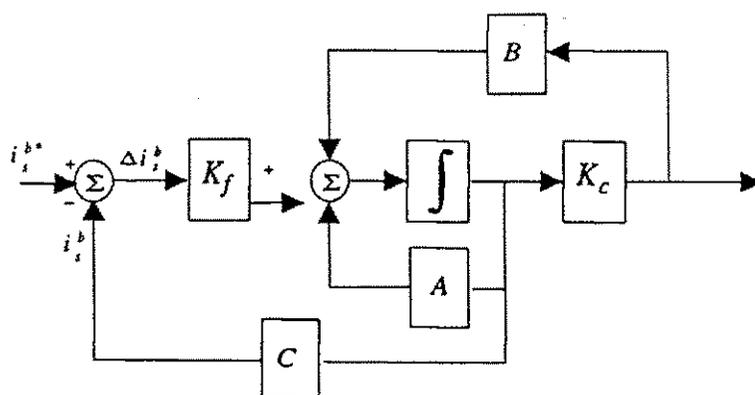


Figura 5.3: Diagrama de blocos do controlador baseado em compensador.

sendo $G_p(s)$ o modelo nominal da planta (módulo de desacoplamento, *CSI - Current Source Inverter* e máquina); $G_a(s)$ é um integrador, para garantir erro zero em regime; integra também o módulo completo do controlador, o controlador *LQG/LTR* ($K_{LQG}(s)$). Nesta estratégia, o sistema de acionamento é implementado utilizando uma fonte de corrente ao contrário de uma fonte de tensão para alimentar a máquina. No controlador $K_{LQG}(s)$ está inserida uma réplica do modelo de projeto da planta, juntamente com duas malhas de realimentação (figura 5.3). Os ganhos de uma das malhas de realimentação (K_f) são obtidos utilizando a técnica de *Filtro de Kalman*. Os ganhos da segunda malha (K_c) são calculados a partir da solução da equação de *Ricatti*.

Umanand et al. [119] apresentam um controlador digital de corrente com realimentação de saída. Na abordagem de utilização de realimentação de saída, contrariamente à realimentação de estados, somente as componentes disponíveis (mensuráveis) do sistema são usadas para realimentação nas malhas de controle. De acordo com os autores, este procedimento elimina o problema existente na utilização para controle de estados obtidos através de observador, cuja exatidão é dependente dos parâmetros do modelo utilizado para estimá-los (p. ex. resistências rotórica e estatórica). Outra característica desta estratégia é que o sistema completo (ou total) utilizado para o cálculo do controlador é composto do modelo da máquina de sexta ordem, incorporado o filtro *anti-aliasing* de segunda ordem mais a planta controlada de quarta ordem resultando num sistema total de décima ordem.

Hentabli et al. [52] apresentam um controlador multivariável contínuo preditivo generalizado (*Continuous-time Generalized Predictive Control - CGPC*). O controlador é projetado utilizando um modelo da planta no espaço de estados obtido a partir dos

valores nominais dos parâmetros e um ponto de operação específico. Para estimar as variáveis de estado, é utilizado um *Filtro de Kalman*, justificado pelos autores, de que um observador comum degrada a resposta. Para garantir a robustez do sistema, é acrescentado um mecanismo de ajuste das incertezas da planta, baseado no método de *Doyle e Stein* [41].

Bottura et al. [21] apresentam uma abordagem de controle robusto aplicada a máquinas assíncronas onde a frequência angular de escorregamento é introduzida no vetor de entradas da representação no espaço de estados. Nesta estratégia, cujo diagrama esquemático pode ser visualizado na figura 5.4, o sistema é dividido em dois subsistemas estruturados em cascata: subsistema (1) ou malha externa, comporta as variáveis de controle do fluxo rotórico e conjugado eletromagnético; e, subsistema (2) ou malha interna, é composta pelas componentes de corrente estatórica. Os blocos K_1 e K_2 são as matrizes de ganho do sistema de controle e C_{r1} e C_{r2} são as matrizes de realimentação de estados onde $C_{r1} = [0_{2 \times 2} I_{2 \times 2}]$ e $C_{r2} = [I_{2 \times 2} 0_{2 \times 2}]$. O controle é realizado no referencial campo (fluxo rotórico) e as tensões de referência geradas neste referencial são transformadas para o referencial estacionário através do bloco $e^{j\delta_b}$. Segundo os autores, a metodologia de incluir a frequência angular de escorregamento na malha externa de controle, supre ou compensa uma das desvantagens da orientação pelo campo onde a frequência angular de escorregamento é imposta de maneira *feedforward* sujeita a imperfeições/alterações do modelo da máquina.

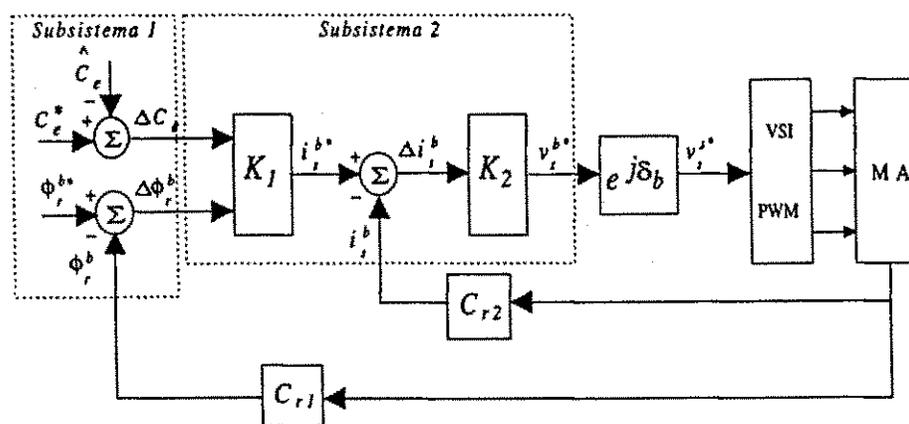


Figura 5.4: Diagrama esquemático da estratégia de controle robusto proposta por *Bottura et al.* [21].

Attaianese et al. [7] propõem um método de controle para máquinas assíncronas, denominado pelos autores como “direto”. Ocorre que a estratégia utiliza como va-

riáveis de realimentação as correntes, estatórica e de magnetização, o que descaracterizaria a estratégia como um controle direto, pois como definido anteriormente um dos princípios dos controles "diretos" é obterem a razão direta das variáveis de controle (fluxo e conjugado) para o vetor tensão estatórica. A matriz de ganhos é dependente da velocidade da máquina (a qual deve ser atualizada periodicamente) e os ganhos determinados utilizando a lei de alocação de pólos. Além disso, o controle não apresenta ganho integral o que deixa em dúvidas a obtenção de erro zero em regime permanente.

Algumas diferenças podem ser destacadas entre os diversos trabalhos, *Lee et al.* [74] e *Bottura et al.* [21] utilizam o procedimento de alocação de pólos para determinação das matrizes de ganhos, enquanto que *Umanand et al.* [119] utilizam lei de controle ótimo determinística (Linear Quadrática (LQ)), e *Tzou et al.* [117], utilizam uma lei de controle ótimo estocástica gaussiana (LQG). Nestes dois últimos casos, para obtenção do controlador ótimo, um critério de desempenho específico deve ser minimizado.

Outras diferenças são encontradas, uma delas é na forma como são tratadas as variáveis de controle: *Lee et al.* [74] tratam o fluxo rotórico como um distúrbio, externamente ao modelo e incorporam o erro de corrente como uma nova variável de estado. Já em *Bottura et al.* [21] e *Jacobina et al.* [61], o sistema em malha direta engloba todas as variáveis de controle, o fluxo rotórico é tratado como outra variável de estado qualquer. Além disso, em *Lee et al.* [74], é incorporada uma malha *feedforward* com a justificativa de melhorar a resposta transitória. Uma das vantagens que o controle multivariável apresenta comparativamente ao controle monovariável, é que o primeiro trata do acoplamento de uma forma natural, contudo, *Tzou et al.* [117] incorporaram um módulo de desacoplamento (ver figura 5.2).

Uma característica comum a todas as estratégias apresentadas, e o que as difere da estratégia proposta a seguir (item (5.2.2)), é o fato de utilizarem um estágio intermediário para controle de corrente (fonte de corrente).

5.2 Estratégias propostas

Para realização dos esquemas de controle de fluxo e conjugado desacoplado, é possível utilizar quaisquer dos fluxos usualmente considerados (fluxo rotórico, fluxo estatórico ou fluxo de entreferro). Neste trabalho, serão considerados apenas o fluxo rotórico e o fluxo estatórico.

Da mesma forma que *Salvadori et al.* [102] as estratégias propostas são classificadas

de acordo com a componente de fluxo utilizada para controlar a magnetização da máquina (através das componentes do vetor fluxo estatórico, fluxo rotórico ou fluxo de entreferro), e o tipo de variável utilizada para controlar o conjugado eletromagnético (através da frequência angular de escorregamento da variável utilizada para controlar a magnetização da máquina; ou através da sua componente em quadratura). Esta classificação resulta, respectivamente em:

- ⇒ Estratégias de controle multivariável com realimentação de estados por escorregamento; e,
- ⇒ Estratégias de controle multivariável com realimentação de estados em quadratura.

As estratégias propostas, apresentam algumas vantagens frente as estratégias encontradas na literatura. Em primeiro lugar, considerando as estratégias por escorregamento, que não empregam controladores de corrente eliminando assim os problemas inerentes à inserção de mais uma malha interna de controle. Em segundo lugar, em ambos os casos, o projeto do controlador é direto e facilmente implementável utilizando ferramentas de projeto disponíveis comercialmente (p. ex., MATLAB[®], MAPLE[®]). E finalizando, a simplicidade do modelo pois mesmo incorporando o integrador a ordem do modelo elétrico ainda assim resulta de sexta-ordem, além disso não necessita de termos de desacoplamento que é realizado naturalmente.

A estratégia de controle de fluxo e conjugado via escorregamento, tanto a fluxo rotórico como fluxo estatórico constante, consiste em definir a amplitude e frequência para o vetor fluxo de referência, de forma a obter conjugado a imagem do valor de escorregamento, e manter o fluxo de magnetização constante no nível desejado.

A obtenção do ângulo do vetor fluxo é possível através da integral da soma da velocidade do eixo rotórico ω_r , mais a frequência angular de escorregamento desejada, ω_{br}^* para o fluxo rotórico ou ω_{ar}^* para o fluxo estatórico, expressões (5.6) e (5.10), respectivamente. O conjugado será proporcional ao escorregamento.

As variáveis de controle (fluxo/corrente) podem ser apresentadas na forma de variáveis de estado, o que possibilita serem controladas utilizando-se controladores multivariáveis no espaço de estados.

A estratégia de controle multivariável de fluxo e conjugado por escorregamento é implementada utilizando o modelo fluxo/fluxo equações (5.16), (5.20)-(5.22). O vetor

A malha interna de controle do conjugado eletromagnético é o bloco básico para o controle da velocidade ou da posição em controles em cascata (posição angular, velocidade rotórica ou corrente estatórica). A utilização de controladores de fluxo e conjugado rápidos, pode minimizar os efeitos de distúrbios causados por alterações de carga no eixo da máquina nos controles de velocidade ou posição.

A lei de controle por realimentação de estados baseada nas equações (5.3)-(5.13) é apresentada de uma maneira genérica na figura 5.5. O esquema apresentado nesta

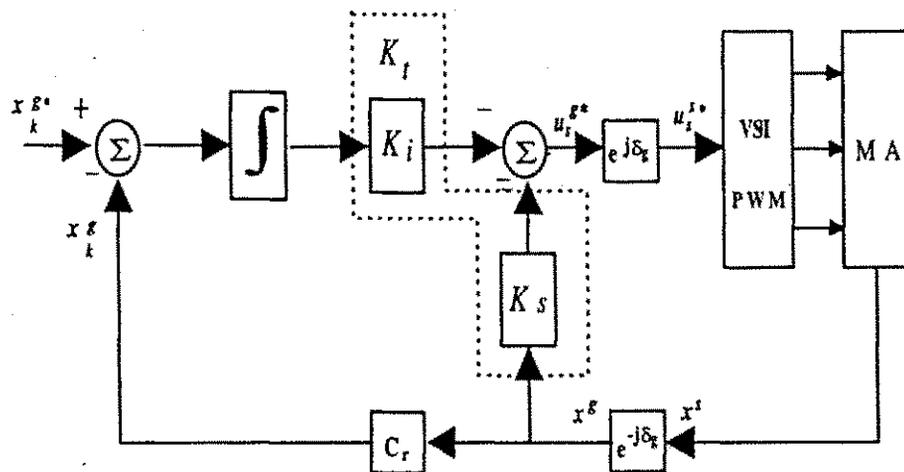


Figura 5.5: Diagrama genérico do controle desacoplado de fluxo e conjugado com realimentação de estados.

figura, inclui um integrador (ação integral), através da matriz de ganhos do integrador K_i (2×2), que atua sobre a integral dos erros das variáveis de controle, assegurando erro zero em regime permanente, e uma malha de realimentação de estados, através da matriz de ganhos de realimentação K_s (2×4) que atua sobre os estados realimentados. As matrizes de ganhos K_i e K_s podem ser determinadas de modo que os pólos sejam alocados em posições desejadas (técnica de alocação de pólos) ou então utilizando técnicas de controle ótimo (p. ex. Linear Quadrática - LQ), cujo objetivo é minimizar um índice de desempenho ou uma função custo.

No diagrama de blocos da figura 5.5 podem ser empregados modelos contínuos ou discretos no tempo. No presente caso, o modelo em tempo discreto é preferível visto que as estratégias são implementadas utilizando um sistema de acionamento com microcomputador.

Reescrevendo o modelo dinâmico contínuo no tempo da máquina, na forma de

espaço de estados, num referencial genérico,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}^g = A^g \mathbf{x}^g(t) + B^g \mathbf{u}^g(t) \quad (5.14)$$

$$\mathbf{y}^g(t) = C^g \mathbf{x}^g(t) \quad (5.15)$$

na qual, para o modelo fluxo/fluxo, o vetor de estados \mathbf{x}^g é definido por

$$\mathbf{x}^g = \left[\phi_{sd}^g \quad \phi_{sq}^g \quad \phi_{rd}^g \quad \phi_{rq}^g \right]^T \quad (5.16)$$

e para o modelo corrente/fluxo o vetor de estados será,

$$\mathbf{x}^g = \left[i_{sd}^g \quad i_{sq}^g \quad \phi_{rd}^g \quad \phi_{rq}^g \right]^T \quad (5.17)$$

Definindo os vetores tensão e corrente estatórica,

$$\mathbf{u}^g = \mathbf{v}_s^g = \left[v_{sd}^g \quad v_{sq}^g \right]^T \quad (5.18)$$

$$\mathbf{y}^g = \mathbf{i}_s^g = \left[i_{sd}^g \quad i_{sq}^g \right]^T \quad (5.19)$$

Logo, é possível representar as equações (2.62) e (2.63), na forma matricial (5.14) e (5.15),

$$A^g = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma l_s} & \omega_g & \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 \\ -\omega_g & -\frac{r_s}{\sigma l_s} & 0 & \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \\ \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 & -\frac{r_r}{\sigma l_r} & \omega_{gr} \\ 0 & \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} & -\omega_{gr} & -\frac{r_r}{\sigma l_r} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

$$B^g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$C^g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & -\frac{l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & -\frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

e, para as equações (2.71) a (2.74), da mesma forma tem-se,

$$A^g = \begin{bmatrix} -\frac{r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2}}{\sigma l_s} & \omega_g & \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} & \omega_r \frac{l_m}{l_r} \\ -\omega_g & -\frac{r_s + \frac{l_m^2 r_r}{l_r^2}}{\sigma l_s} & -\omega_r \frac{l_m}{l_r} & \frac{1}{\tau_r} \frac{l_m}{l_r} \\ \frac{l_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_{gr} \\ 0 & \frac{l_m}{\tau_r} & -\omega_{gr} & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$B^g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma I_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma I_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

$$C^g = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

A versão do modelo discreto da máquina assíncrona em referencial genérico com o operador "q" definido anteriormente é,

$$\mathbf{x}^g [nT + t_a] = F^g \mathbf{x}^g [nT] + H^g \mathbf{u}^g [nT] \quad (5.26)$$

Introduzindo-se a expressão discreta do controlador (integrador) na forma [22],

$$\mathbf{x}_R^g [nT + t_a] = F_R^g \mathbf{x}_R^g [nT] + H_R^g \mathbf{e} [nT] \quad (5.27)$$

As matrizes F_R^g e H_R^g são determinadas de modo que o erro $\mathbf{e} [nT]$ ($= \mathbf{x}_k^{g*} [nT] - \mathbf{x}_k^g [nT]$) seja zero em regime permanente. Neste caso, o vetor de estados do controlador é representado por,

$$\mathbf{x}_R^g [nT + t_a] = \mathbf{x}_R^g [nT] = \mathbf{x}_{R,\infty}^g \quad (5.28)$$

substituindo (5.28) em (5.27), obtém-se,

$$\mathbf{x}_{R,\infty}^g [nT + t_a] = F_R^g \mathbf{x}_{R,\infty}^g + H_R^g (\mathbf{x}_k^{g*} [nT] - \mathbf{x}_k^g [nT]) \quad (5.29)$$

$$(I - F_R^g) \mathbf{x}_{R,\infty}^g = H_R^g (\mathbf{x}_k^{g*} [nT] - \mathbf{x}_k^g [nT]) \quad (5.30)$$

onde: I - matriz identidade de segunda ordem. A expressão acima será zero se, $I - F_R^g = 0$; ou seja, se $F_R^g = I$ ou $\mathbf{x}_R^g = 0$ (fora de cogitação). Na segunda alternativa, \mathbf{x}_R^g poderia ser igualado a zero, se o integrador não garantisse erro zero em regime permanente e existisse uma malha de controle *feedforward* o que não é o caso presente.

Observa-se que F_R^g é uma matriz de dimensão ($m \times m$) onde m é o número de grandezas a controlar. Quanto a H_R^g existe a liberdade de escolha, contudo, o usual é fazer $H_R^g = I_{2 \times 2}$.

O sistema completo (sistema + controlador) em malha aberta, índice "o" é dado por,

$$\mathbf{x}_o^g [nT + t_a] = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^g [nT + t_a] \\ \mathbf{x}_R^g [nT + t_a] \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

$$\mathbf{x}_o^g[nT] = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^g[nT] \\ \mathbf{x}_R^g[nT] \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$\mathbf{x}^g[nT + t_a] = F^g \mathbf{x}^g[nT] + H^g \mathbf{u}^g[nT] \quad (5.33)$$

$$\mathbf{x}_k^g[nT] = C_r \mathbf{x}^g[nT] \quad (5.34)$$

$$\mathbf{e}[nT] = \mathbf{x}_k^{g*}[nT] - \mathbf{x}_k^g[nT] \quad (5.35)$$

$$\mathbf{x}_R^g[nT + t_a] = F_R^g \mathbf{x}_R^g[nT] + H_R^g (\mathbf{x}_k^{g*}[nT] - \mathbf{x}_k^g[nT]) \quad (5.36)$$

substituindo (5.34) em (5.36)

$$\mathbf{x}_R^g[nT + t_a] = F_R^g \mathbf{x}_R^g[nT] + H_R^g (\mathbf{x}_k^{g*}[nT] - C_r \mathbf{x}^g[nT]) \quad (5.37)$$

$$\mathbf{x}_R^g[nT + t_a] = F_R^g \mathbf{x}_R^g[nT] + H_R^g \mathbf{x}_k^{g*}[nT] - H_R^g C_r \mathbf{x}^g[nT] \quad (5.38)$$

representando (5.33) e (5.38) na forma matricial,

$$\mathbf{x}_o^g[nT + t_a] = \begin{bmatrix} F^g & 0_{4 \times 2} \\ -H_R^g C_r & F_R^g \end{bmatrix} \mathbf{x}_o^g[nT] + \begin{bmatrix} H^g \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{u}^g[nT] + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ H_R^g \end{bmatrix} \mathbf{x}_k^{g*}[nT] \quad (5.39)$$

Da expressão (5.39) pode-se definir,

$$F_o^g = \begin{bmatrix} F^g & 0_{4 \times 2} \\ -H_R^g C_r & F_R^g \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

$$H_o^g = \begin{bmatrix} H^g \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

$$H_R^g = I \quad (5.42)$$

$$F_R^g = I \quad (5.43)$$

ou seja, o sistema resultante em malha aberta é descrito por,

$$\mathbf{x}_o^g[nT + t_a] = F_o^g \mathbf{x}_o^g[nT] + H_o^g \mathbf{u}^g[nT] + H_R \mathbf{x}_k^{g*}[nT] \quad (5.44)$$

O vetor ganho de realimentação de estado, independe do valor de referência $\mathbf{x}_k^{g*}[nT]$. Fazendo-se $\mathbf{x}_k^{g*} = 0$, tem-se para a entrada tensão de alimentação,

$$\mathbf{u}^g[nT] = \mathbf{v}_s^g[nT] = -K_t \mathbf{x}_o^g[nT] \quad (5.45)$$

onde, $K_t = [K_s \quad K_i]^T$, é a matriz de ganhos, composta de K_s (matriz de realimentação) e de K_i (matriz de ganhos do integrador).

A matriz dinâmica em malha fechada será,

$$F_f^g = F_o^g - H_o^g K_t \quad (5.46)$$

5.2.1 Escolha do sistema de coordenadas

O modelo de atuação para o controlador multivariável é passível de ser implementado utilizando-se um eixo de referência arbitrário. Para tanto, existem algumas possibilidades para posicionamento do eixo de referência genérico que gira a uma frequência angular genérica ω_g . Os referenciais usuais para utilização no modelo de atuação ou de controle são, referencial rotórico, referencial fixo (ou estatórico) e referencial síncrono (ou no campo). De qualquer forma, é preferível escolher um referencial onde a frequência angular da componente de fluxo seja pequena ou então nula (p. ex. referenciais rotórico ou síncrono). Neste trabalho, serão tratados apenas estes três, cujas características são:

1. Referencial rotórico - representa a melhor alternativa para a definição do eixo de controle. Isto se deve ao fato de que as grandezas mensuradas são contínuas e a frequência do fluxo rotórico é pequena;
2. Referencial fixo (ou estatórico) - posicionando o referencial sobre o eixo estatórico, evita-se a necessidade de transformação de coordenadas; contudo, o referencial fixo não representa uma boa alternativa em virtude das grandezas mensuradas serem alternadas, o que torna o controle mais difícil;
3. Referencial síncrono (ou no campo) - trabalha-se com sinais contínuos. Contudo, é necessário efetuar transformações de coordenadas do referencial estatórico para o referencial síncrono e vice-versa. Representa uma alternativa atraente, porém não tanto quanto o referencial rotórico, isto porque, em altas frequências o sistema apresenta oscilações. Este problema pode ser minimizado alocando-se pólos mais lentos.

5.2.2 Estratégias de controle multivariável por escorregamento

Controle a fluxo rotórico

No controle desacoplado de fluxo e conjugado, quando a magnetização da máquina assíncrona é controlada através do fluxo rotórico constante, a relação escorregamento x conjugado é linear para toda a faixa de frequências de operação da máquina. Neste

caso, o conjugado eletromagnético é controlado de acordo com a expressão a seguir, deduzida em (4.26),

$$C_e = P \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (5.47)$$

A utilização de um sistema de coordenadas adequadas permite definir a componente da corrente de conjugado i_{sq}^b como,

$$i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \frac{l_r}{r_r l_m} \quad (5.48)$$

substituindo (5.48) em (5.47) obtém-se a equação para o conjugado, relacionando a frequência angular de escorregamento e o vetor fluxo rotórico,

$$C_e = \frac{P (\phi_r)^2 \omega_{br}}{r_r} \quad (5.49)$$

na qual, ϕ_r é a magnitude do vetor fluxo rotórico e $\omega_{br} (= \omega_b - \omega_r)$ é a sua frequência angular de escorregamento.

Observando a expressão (5.49), constata-se que o conjugado pode ser controlado através da frequência angular de escorregamento ω_{br} enquanto que a amplitude do fluxo rotórico ϕ_r , utilizado para controlar a magnetização da máquina, é mantido constante.

Para o controle a fluxo rotórico constante, o vetor de estados na sua forma matricial é,

$$\phi_r^g = \begin{bmatrix} \phi_{rd}^g & \phi_{rq}^g \end{bmatrix}^T \quad (5.50)$$

e a matriz C_r de definição dos estados realimentados para controle é,

$$C_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

Controle a Fluxo Rotórico por Escorregamento no referencial Rotórico (REFRER) A implementação da estratégia de controle com realimentação de estados a fluxo rotórico por escorregamento no referencial rotórico ($g = r$), é apresentada no diagrama de blocos da figura 5.6. Nesta figura, e nas subseqüentes, linhas simples indicam uma única variável, e linhas duplas, duas ou quatro variáveis. A frequência angular ω_{md} (saída do derivador), passa através de um filtro passa-baixa de primeira ordem, cuja constante de tempo é T_f ; (ω_m) - velocidade angular mecânica do eixo rotórico em relação ao estator; P é o número de pares de pólos e (ω_r) - velocidade angular elétrica da máquina.

cuja transformação para o referencial rotórico é realizada através do produto matricial

$$\hat{\phi}^r = [B_t^r] \hat{\phi}^s \quad (5.58)$$

no qual, a matriz $[B_t^r]$ é definida de quarta ordem na forma,

$$B_t^r = \begin{bmatrix} [B^r]^{-1} & 0_{22} \\ 0_{22} & [B^r]^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

Esta matriz corresponde à transformação dos estados do referencial estatórico para o rotórico. Na expressão matricial (5.59), a matriz $[B^r]$ é de segunda ordem, expressa na forma,

$$B^r = \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & -\text{sen}(\delta_r) \\ \text{sen}(\delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

responsável pela transformação das tensões de referência do eixo rotórico para o estatórico. O ângulo δ_r do rotor (r_1) com relação ao eixo fixo (s_1) é obtido através da integração da velocidade angular elétrica do rotor (ω_r) (ver figura 2.8),

$$\delta_r = \int \omega_r(\tau) d\tau + \delta_r(0) \quad (5.61)$$

sendo,

$$\omega_r = P\omega_m \quad (5.62)$$

Considerando que o controle é realizado em fluxo rotórico, no referencial rotórico, o vetor das variáveis de estados para realimentação será composto apenas pelas componentes de fluxo rotórico obtidas a partir do produto matricial

$$\hat{\phi}_r^r = [C_r] \hat{\phi}^r \quad (5.63)$$

Neste produto matricial, C_r corresponde a matriz da expressão (5.51). Expressando as componentes d, q de (5.63) na forma matricial,

$$\hat{\phi}_r^r = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{rd}^r & \hat{\phi}_{rq}^r \end{bmatrix}^T \quad (5.64)$$

O vetor tensão de referência no referencial estatórico é obtido através do produto matricial

$$v_s^{s*} = [B^r] v_s^{r*} \quad (5.65)$$

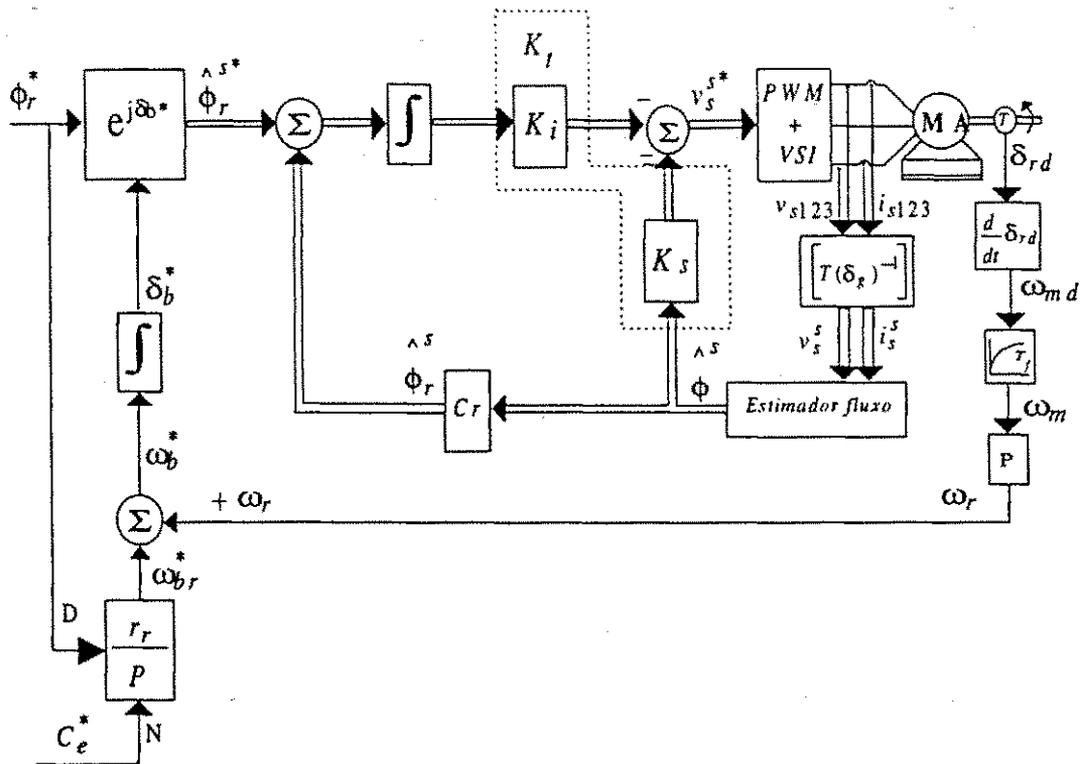


Figura 5.7: Diagrama esquemático da estratégia - RE-FREE.

Controle a Fluxo Rotórico por Escorregamento no referencial Estatórico (RE-FREE) O diagrama de blocos da figura 5.7, apresenta a estratégia de controle com realimentação de estados a fluxo rotórico por escorregamento no referencial estatórico ($g = s$).

O vetor fluxo rotórico de referência, em componentes d, q , no referencial fixo é expresso na forma matricial

$$\phi_r^{s*} = \begin{bmatrix} \phi_{rd}^{s*} & \phi_{rq}^{s*} \end{bmatrix}^T \quad (5.66)$$

onde as componentes são calculadas a partir das seguintes expressões,

$$\phi_{rd}^{s*} = \phi_r^* \cos \delta_b^* \quad (5.67)$$

$$\phi_{rq}^{s*} = \phi_r^* \sin \delta_b^* \quad (5.68)$$

Em (5.67) e (5.68), o ângulo de desacoplamento δ_b^* que decompõe a amplitude do fluxo rotórico de referência no campo ϕ_r^* , em componentes d, q no estator, é obtido através da integração da frequência ω_b^* do eixo (b) do vetor fluxo rotórico, de acordo com a figura 2.8. Sendo,

$$\omega_b^* = \omega_{br}^* + \omega_r \quad (5.69)$$

onde: ω_{br} - frequência angular de escorregamento do vetor fluxo rotórico definida de acordo com a expressão (5.56) e ω_r - velocidade angular elétrica do eixo rotórico em relação ao estator obtida a partir da expressão (5.62). Logo, o ângulo de desacoplamento é calculado utilizando a expressão (5.6)

$$\delta_b^* = \int \omega_b^*(\tau) d\tau + \delta_b^*(0) \quad (5.70)$$

Neste caso, o vetor das variáveis de estado para realimentação será composto apenas pelas componentes de fluxo rotórico obtidas do produto matricial,

$$\hat{\phi}_r^s = [C_r] \hat{\phi}^s \quad (5.71)$$

nesta expressão, $[C_r]$, $\hat{\phi}^s$ correspondem as expressões (5.51) e (5.57) respectivamente.

Expressando (5.71), em componentes d, q , na forma matricial,

$$\hat{\phi}_r^s = \left[\hat{\phi}_{rd}^s \quad \hat{\phi}_{rq}^s \right]^T \quad (5.72)$$

Como o modelo de atuação para controle está no eixo estacionário, não é necessário alterar o referencial das componentes do fluxo rotórico estimado nem das tensões estatóricas de referência. Comparativamente aos controles no referenciais rotórico e síncrono isto reduz o tempo de processamento. Nesta estratégia a única transformação é a decomposição do vetor fluxo rotórico de referência nas componentes estatóricas (d, q).

Controle a Fluxo Rotórico por Escorregamento no referencial Campo (RE-FREC) A estratégia de controle com realimentação de estados por escorregamento a fluxo rotórico no referencial campo ou eixo síncrono ($g = b$), representada pelo diagrama de blocos da figura 5.8, baseia-se no mesmo princípio de controle com orientação pelo campo. Ou seja, o fluxo de controle está inteiramente no eixo d e a componente de fluxo em q é nula.

O vetor fluxo rotórico de referência (componentes d, q), no referencial síncrono, é expresso na forma matricial

$$\phi_r^{b*} = \left[\phi_{rd}^{b*} \quad 0 \right]^T \quad (5.73)$$

na qual, as componentes nos eixos d, q são relacionadas na forma

$$\phi_{rd}^{b*} = \phi_r^* \quad (5.74)$$

$$\phi_{rq}^{b*} = 0 \quad (5.75)$$

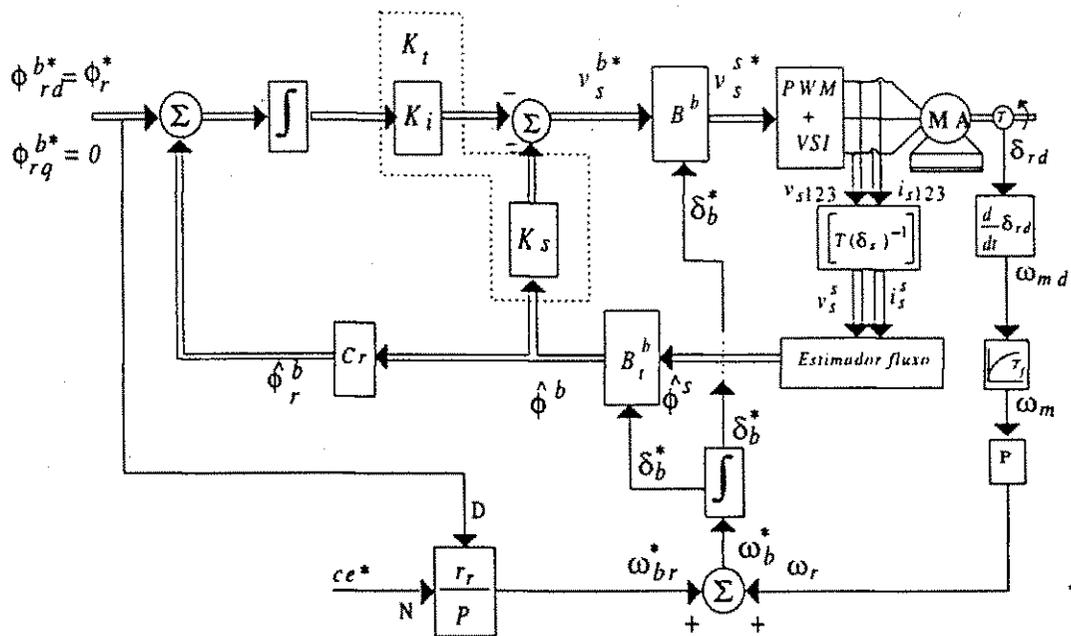


Figura 5.8: Diagrama esquemático da estratégia - RE-FREC.

A matriz dos estados estimados no referencial estatórico, matriz (5.57), é transformada para o referencial síncrono (vetor fluxo rotórico), através do produto matricial

$$\hat{\phi}^b = [B_t^b] \hat{\phi}^s \quad (5.76)$$

nesta expressão, a matriz $[B_t^b]$ é definida de quarta ordem na forma,

$$B_t^b = \begin{bmatrix} [B^b]^{-1} & 0_{22} \\ 0_{22} & [B^b]^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.77)$$

correspondendo a transformação dos estados do referencial estatórico para o referencial síncrono. Na expressão (5.77), a matriz $[B^b]$ é de segunda ordem, expressa na forma,

$$B^b = \begin{bmatrix} \cos(\delta_b^*) & -\text{sen}(\delta_b^*) \\ \text{sen}(\delta_b^*) & \cos(\delta_b^*) \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

correspondendo a transformação das grandezas do eixo síncrono para o estatórico.

O ângulo δ_b^* , eixo b , do vetor fluxo rotórico em relação ao eixo fixo (s_1), figura 2.8, é obtido através da integração da frequência angular elétrica de referência ω_b^* , equação (5.69),

$$\delta_b^* = \int \omega_b(\tau) d\tau + \delta_b^*(0) \quad (5.79)$$

As variáveis de estado para realimentação do fluxo rotórico são obtidas através do produto

$$\hat{\phi}_r^b = [C_r] \hat{\phi}^b \quad (5.80)$$

Expressando $\hat{\phi}_r^b$ em componentes d, q

$$\hat{\phi}_r^b = \left[\begin{array}{cc} \hat{\phi}_{rd}^b & \hat{\phi}_{rq}^b \end{array} \right]^T \quad (5.81)$$

O vetor tensão estatórica de referência, no referencial estatórico é obtido através do produto matricial

$$v_s^{s*} = [B^b] v_s^{b*} \quad (5.82)$$

Controle a fluxo estatórico

A segunda alternativa utilizada para o controle multivariável com realimentação de estados consiste em utilizar o enlace do fluxo estatórico. Contudo, a linearidade existente na relação escorregamento/conjugado a fluxo rotórico constante, em se tratando de fluxo estatórico existe apenas em baixas frequências, até o escorregamento de "pull-out" de conjugado e em regime permanente.

Portanto, quando a excitação magnética é controlada pelo fluxo estatórico a expressão do conjugado eletromagnético é da forma [23],

$$C_e = \frac{P\omega_{ar}l_m^2\phi_s^2}{\tau_r l_s^2(1 + \omega_{ar}\tau_r)} \quad (5.83)$$

onde, $\omega_{ar} (= \omega_a - \omega_r)$, é a frequência angular de escorregamento do vetor fluxo estatórico e ϕ_s sua magnitude. Considerando, $\omega_{ar}\tau_r \ll 1$, a expressão de conjugado em regime permanente abaixo do valor de "pull-out" é aproximadamente da forma,

$$C_e = \frac{P\omega_{ar}l_m^2\phi_s^2}{l_s^2\tau_r} \quad (5.84)$$

Para o controle a fluxo estatórico constante, os vetores de estado para controle são,

$$\phi_s^g = \left[\phi_{sd}^g \quad \phi_{sq}^g \right]^T \quad (5.85)$$

$$C_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

Controle a Fluxo Estatórico por Escorregamento no referencial Rotórico (RE-FEER) A primeira alternativa, é a implementação da estratégia de controle com realimentação de estados por escorregamento a fluxo estatórico no rotor ($g = r$). O diagrama de blocos desta estratégia é apresentado na figura 5.9.

Nesta figura, o vetor de referência (componentes d, q do vetor fluxo estatórico de referência), girando em sincronismo com o eixo rotórico, é expresso na forma matricial

$$\phi_s^{r*} = \left[\phi_{sd}^{r*} \quad \phi_{sq}^{r*} \right]^T \quad (5.87)$$

na qual, as componentes nos eixos d, q são representadas por

$$\phi_{sd}^{r*} = \phi_s^* \cos \delta_{ar}^* \quad (5.88)$$

$$\phi_{sq}^{r*} = \phi_s^* \sin \delta_{ar}^* \quad (5.89)$$

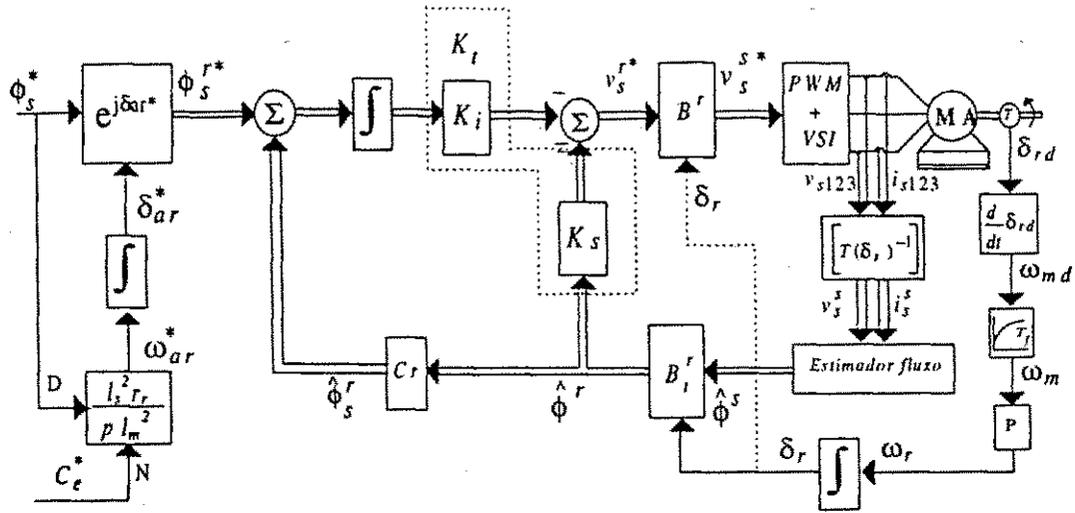


Figura 5.9: Diagrama esquemático da estratégia - RE-FEER.

O ângulo de desacoplamento de referência δ_{ar}^* é obtido através da integração da frequência angular de escorregamento de referência ω_{ar}^* de acordo com a expressão (5.10)

$$\delta_{ar}^* = \int \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \delta_{ar}^*(0) \quad (5.90)$$

sendo,

$$\omega_{ar}^* = \frac{r_r C_e^* l_s^2}{P (\phi_s^*)^2 l_m^2} \quad (5.91)$$

Os estados estimados são as componentes do vetor fluxo estatórico ($\hat{\phi}_{sd}^s$ e $\hat{\phi}_{sq}^s$) e as componentes do vetor fluxo rotórico ($\hat{\phi}_{rd}^s$ e $\hat{\phi}_{rq}^s$). Como o controle é realizado a fluxo estatórico constante, no referencial rotórico, a matriz dos estados estimados no referencial estatórico é,

$$\hat{\phi}^s = [\hat{\phi}_{sd}^s \quad \hat{\phi}_{sq}^s \quad \hat{\phi}_{rd}^s \quad \hat{\phi}_{rq}^s]^T \quad (5.92)$$

cuja transformação para o referencial rotórico é realizada através do produto matricial

$$\hat{\phi}^r = [B_i^r] \hat{\phi}^s \quad (5.93)$$

sendo a matriz $[B_i^r]$ definida de acordo com a expressão (5.59), que realiza a transformação dos estados do referencial estatórico para o referencial do modelo de atuação (rotórico). A matriz $[B^r]$ enquadrada por $[B_i^r]$ é definida através da expressão (5.60).

Considerando que o controle é realizado em fluxo estatórico, as variáveis de estado para controle são obtidas através do produto matricial

$$\hat{\phi}_s^r = [C_r] \hat{\phi}^r \quad (5.94)$$

Neste produto, C_r corresponde à matriz da expressão (5.86).

Reescrevendo (5.94) em termos das componentes d, q , na forma matricial

$$\hat{\phi}_s^r = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{sd}^r & \hat{\phi}_{sq}^r \end{bmatrix}^T \quad (5.95)$$

As tensões de referência no referencial estático são obtidas a partir da seguinte operação matricial,

$$v_s^{s*} = [B^r] v_s^{r*} \quad (5.96)$$

Controle a Fluxo Estático por Escorregamento no referencial Estático (RE-FEEE) A estratégia de controle com realimentação de estados a fluxo estático por escorregamento no referencial estático ($g = s$), é representada pelo diagrama de blocos na figura 5.10.

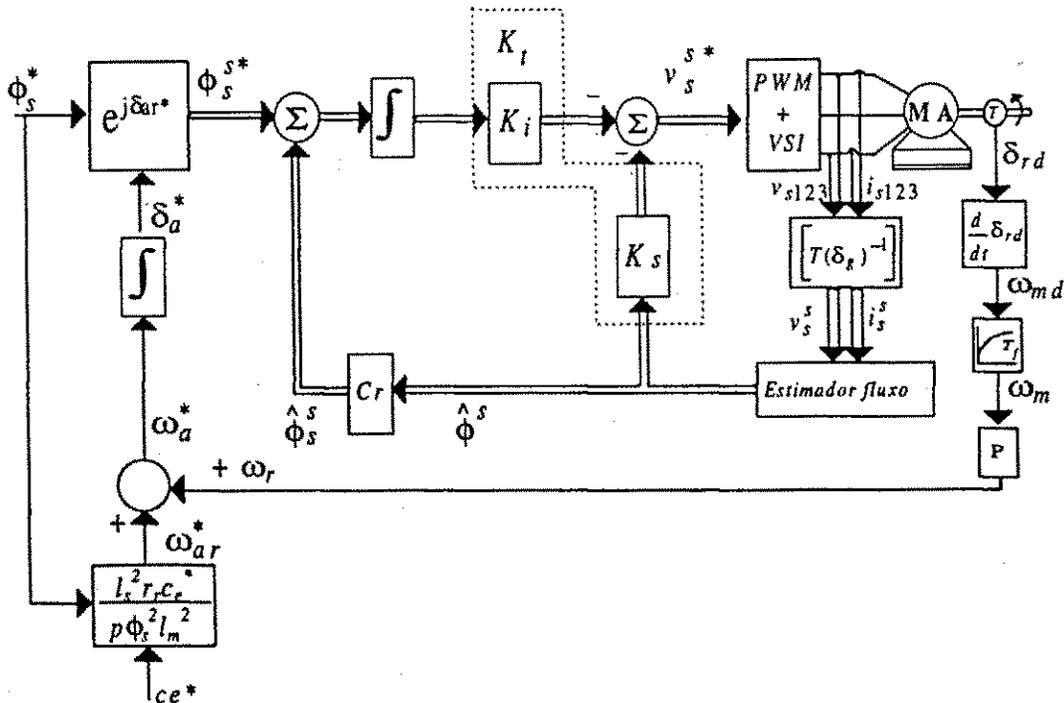


Figura 5.10: Diagrama esquemático da estratégia - RE-FEEE.

O vetor fluxo estático de referência, no referencial fixo é expresso em componentes d, q na forma

$$\phi_s^{s*} = \begin{bmatrix} \phi_{sd}^{s*} & \phi_{sq}^{s*} \end{bmatrix}^T \quad (5.97)$$

onde as componentes nos eixos d, q obtidas a partir de transformação algébrica do eixo

síncrono para o eixo estacionário à partir das expressões,

$$\phi_{sd}^{s*} = \phi_s^* \cos \delta_a^* \quad (5.98)$$

$$\phi_{sq}^{s*} = \phi_s^* \sin \delta_a^* \quad (5.99)$$

O ângulo δ_a^* do vetor fluxo estatórico (ou de desacoplamento) é obtido através da integração da frequência angular ω_a^* do eixo (a) da figura 2.8. Sendo,

$$\omega_a^* = \omega_{ar}^* + \omega_r \quad (5.100)$$

nesta expressão, ω_{ar}^* é a frequência angular de escorregamento do vetor fluxo estatórico, determinada de acordo com a expressão (5.91) e ω_r frequência angular elétrica do rotor determinada de acordo com a expressão (5.62). Logo, o ângulo de desacoplamento será, de acordo com a expressão (5.10)

$$\delta_a^* = \int \omega_a^*(\tau) d\tau + \delta_a^*(0) \quad (5.101)$$

As variáveis de estado estimadas e utilizadas na realimentação, neste caso, são as componentes do vetor fluxo estatórico estimado. Estas componentes no referencial estatórico são obtidas através do produto matricial

$$\hat{\phi}_s^s = [C_r] \hat{\phi}^s \quad (5.102)$$

expressando em componentes d, q na forma matricial,

$$\hat{\phi}_s^s = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{sd}^s & \hat{\phi}_{sq}^s \end{bmatrix}^T \quad (5.103)$$

Assim como no controle a fluxo rotórico constante, esta alternativa não representa uma boa opção, pois as grandezas de controle serão alternadas.

Controle a Fluxo Estatórico por Escorregamento no referencial Campo (RE-FEEC) O controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo estatórico constante, consiste em definir que a variável de controle responsável pela magnetização da máquina, no caso o fluxo estatórico, concentra-se no eixo d ($\phi_{sd}^{a*} = \phi_s^*$) resultando que a componente em quadratura é zero ($\phi_{sq}^{a*} = 0$). Isto corresponde ao controle com orientação pelo campo ($g = a$).

A implementação da estratégia de controle com realimentação de estados a fluxo estatórico por escorregamento no referencial campo (ou eixo síncrono), é apresentada pelo diagrama de blocos da figura 5.11.

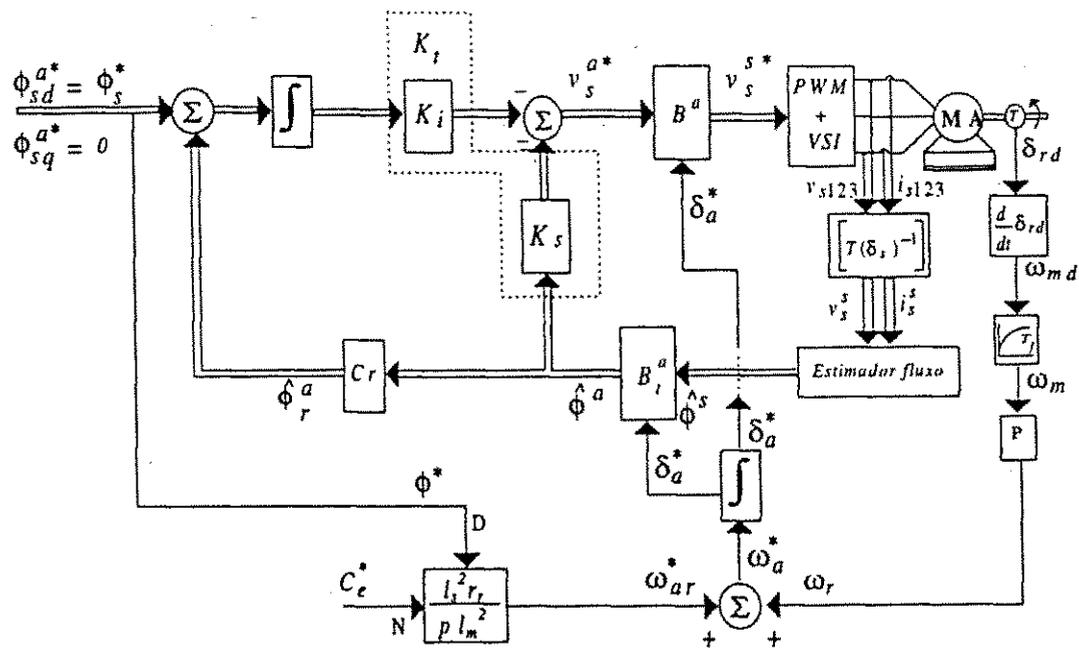


Figura 5.11: Diagrama esquemático da estratégia - RE-FEEC.

O vetor fluxo estático de referência (componentes d, q), no referencial síncrono, é expresso na forma matricial

$$\phi_s^{a*} = \begin{bmatrix} \phi_{sd}^{a*} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.104)$$

nesta expressão, as componentes nos eixos d, q são representadas por

$$\phi_{sd}^{a*} = \phi_s^* \quad (5.105)$$

$$\phi_{sq}^{r*} = 0 \quad (5.106)$$

A matriz dos estados estimados no referencial estático, expressão (5.92) é transformada para o referencial síncrono (vetor fluxo estático)

$$\hat{\phi}^a = [B_t^a] \hat{\phi}^s \quad (5.107)$$

onde, a matriz $[B_t^a]$ é definida de quarta ordem na forma,

$$B_t^a = \begin{bmatrix} [B^a]^{-1} & 0_{22} \\ 0_{22} & [B^a]^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.108)$$

correspondendo a transformação do referencial estacionário para o referencial síncrono. Na expressão (5.108), a matriz $[B^a]$ é de segunda ordem, expressa,

$$B^a = \begin{bmatrix} \cos(\delta_a^*) & -\text{sen}(\delta_a^*) \\ \text{sen}(\delta_a^*) & \cos(\delta_a^*) \end{bmatrix} \quad (5.109)$$

correspondendo à transformação das grandezas do eixo síncrono para o eixo estatórico.

O ângulo δ_a^* entre o eixo a , do vetor fluxo estatórico e o eixo estacionário (s_1), é obtido através da integração da velocidade angular de referência ω_a^* , expressão (5.100), do vetor fluxo estatórico.

$$\delta_a^* = \int \omega_a^*(\tau) d\tau + \delta_a^*(0) \quad (5.110)$$

No referencial síncrono a matriz das variáveis de estado para realimentação do fluxo estatórico é obtida através do produto matricial

$$\hat{\phi}_s^a = [C_r] \hat{\phi}^a \quad (5.111)$$

exprimindo esta matriz em componentes d, q

$$\hat{\phi}_s^a = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{sd}^a & \hat{\phi}_{sq}^a \end{bmatrix}^T \quad (5.112)$$

O vetor tensão estatórica de referência, é obtido no referencial estatórico através do produto matricial,

$$\mathbf{v}_s^{s*} = B^b \mathbf{v}_s^{a*} \quad (5.113)$$

A tabela (5.1) apresenta um quadro simplificado das opções dos fluxos utilizados como variável de controle, os eixos passíveis de serem utilizados como referenciais nas estratégias de controle propostas, bem como o conjunto de equações utilizadas para transformação das referências.

Fluxo de Controle	Eixo Referencial		Ângulo de transformação	Referências	Figura
Rotórico	Rotórico	$\omega_g = \omega_r$	$\delta_{br}^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau$	$\phi_r^* = \begin{bmatrix} \phi_{rd}^{r*} & \phi_{rq}^{r*} \end{bmatrix} \begin{cases} \phi_{rd}^{r*} = \phi_r^* \cos(\delta_{br}^*) \\ \phi_{rq}^{r*} = \phi_r^* \sin(\delta_{br}^*) \end{cases}$	5.6
	Estatórico	$\omega_g = 0$	$\delta_b^* = \int_0^t (\omega_{br}^*(\tau) + \omega_r(\tau)) d\tau$	$\phi_r^* = \begin{bmatrix} \phi_{rd}^{s*} & \phi_{rq}^{s*} \end{bmatrix} \begin{cases} \phi_{rd}^{s*} = \phi_r^* \cos(\delta_b^*) \\ \phi_{rq}^{s*} = \phi_r^* \sin(\delta_b^*) \end{cases}$	5.7
	Síncrono	$\omega_g = \omega_b$	$\delta_b^* = \int_0^t (\omega_{br}^*(\tau) - \omega_b(\tau) + \omega_r(\tau)) d\tau$	$\phi_r^* = \begin{bmatrix} \phi_{rd}^{b*} & \phi_{rq}^{b*} \end{bmatrix} \begin{cases} \phi_{rd}^{b*} = \phi_r^* \\ \phi_{rq}^{b*} = 0 \end{cases}$	5.8
Estatórico	Rotórico	$\omega_g = \omega_r$	$\delta_{ar}^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau$	$\phi_s^* = \begin{bmatrix} \phi_{sd}^{r*} & \phi_{sq}^{r*} \end{bmatrix} \begin{cases} \phi_{sd}^{r*} = \phi_s^* \cos(\delta_{br}^*) \\ \phi_{sq}^{r*} = \phi_s^* \sin(\delta_{br}^*) \end{cases}$	5.9
	Estatórico	$\omega_g = 0$	$\delta_a^* = \int_0^t (\omega_{ar}^*(\tau) - \omega_a(\tau) + \omega_r(\tau)) d\tau$	$\phi_s^* = \begin{bmatrix} \phi_{sd}^{s*} & \phi_{sq}^{s*} \end{bmatrix} \begin{cases} \phi_{sd}^{s*} = \phi_s^* \cos(\delta_a^*) \\ \phi_{sq}^{s*} = \phi_s^* \sin(\delta_a^*) \end{cases}$	5.10
	Síncrono	$\omega_g = \omega_a$	$\delta_a^* = \int_0^t (\omega_{ar}^*(\tau) + \omega_r(\tau)) d\tau$	$\phi_s^* = \begin{bmatrix} \phi_{sd}^{a*} & \phi_{sq}^{a*} \end{bmatrix} \begin{cases} \phi_{sd}^{a*} = \phi_s^* \\ \phi_{sq}^{a*} = 0 \end{cases}$	5.11

Tabela 5.1: Tabela dos eixos do modelo

5.2.3 Estratégia de controle multivariável em quadratura - RE-FRQ

O conjugado eletromagnético de uma máquina de indução pode ser representado pela magnitude do produto vetorial de duas variáveis de estado vetoriais (\mathbf{x}_1^g e \mathbf{x}_2^g). A equação na forma geral é

$$C_e = K_{12} \mathbf{x}_1^g \mathbf{x}_2^g \text{sen}(\delta_{21}) \quad (5.114)$$

onde, \mathbf{x}_1^g e \mathbf{x}_2^g são a magnitude dos vetores fluxo rotórico; δ_{21} é o ângulo entre eles e K_{12} é uma constante dependente dos parâmetros da máquina. Os vetores \mathbf{x}_1^g e \mathbf{x}_2^g podem ser escolhidos como uma relação de fluxo/fluxo ou corrente/fluxo. Neste trabalho, considerou-se apenas o modelo corrente estatórica/fluxo rotórico.

Na expressão (5.114), supondo de que o vetor \mathbf{x}_1^g seja escolhido como a variável de excitação (no caso fluxo rotórico), ela é mantida constante fora da região de enfraquecimento de campo. O conjugado eletromagnético da máquina é controlado pela parcela $\mathbf{x}_2^g \text{sen}(\delta_{21})$ (no caso corrente estatórica) que é a componente de \mathbf{x}_2^g em quadratura com \mathbf{x}_1^g .

O modelo dinâmico relacionando as correntes estatóricas e o fluxo rotórico no eixo fluxo rotórico ($\omega_g = \omega_b$, $\phi_{rd}^b = \phi_r^*$ e $\phi_{rq}^b = 0$) é expresso pelas seguintes equações

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (5.115)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (5.116)$$

$$i_{sq}^b = \frac{\omega_{br} \phi_r \tau_r}{l_m} \quad (5.117)$$

O conjugado eletromagnético é representado por

$$C_e = \frac{P l_m \phi_r i_{sq}^b}{l_r} \quad (5.118)$$

substituindo (5.117) em (5.118), resulta

$$C_e = \frac{P \phi_r^2 \omega_{br}}{r_r} \quad (5.119)$$

Esta é a bem conhecida estratégia de controle com orientação pelo campo [34]. A equação (5.118) demonstra que o conjugado pode ser controlado através da corrente ($i_{sq}^b = i_s \text{sen}(\delta_i - \delta_b)$) em quadratura, desde que o fluxo rotórico ϕ_r ($= \phi_{rd}^b$) seja mantido constante.

A implementação da estratégia de controle com realimentação de estados com fluxo rotórico em quadratura (RE-FRQ) é apresentada pelo diagrama de blocos da figura 5.12. O modelo da máquina utilizado é representado pelas equações (2.71)-(2.74) ou no espaço de estados pela expressão (5.23).

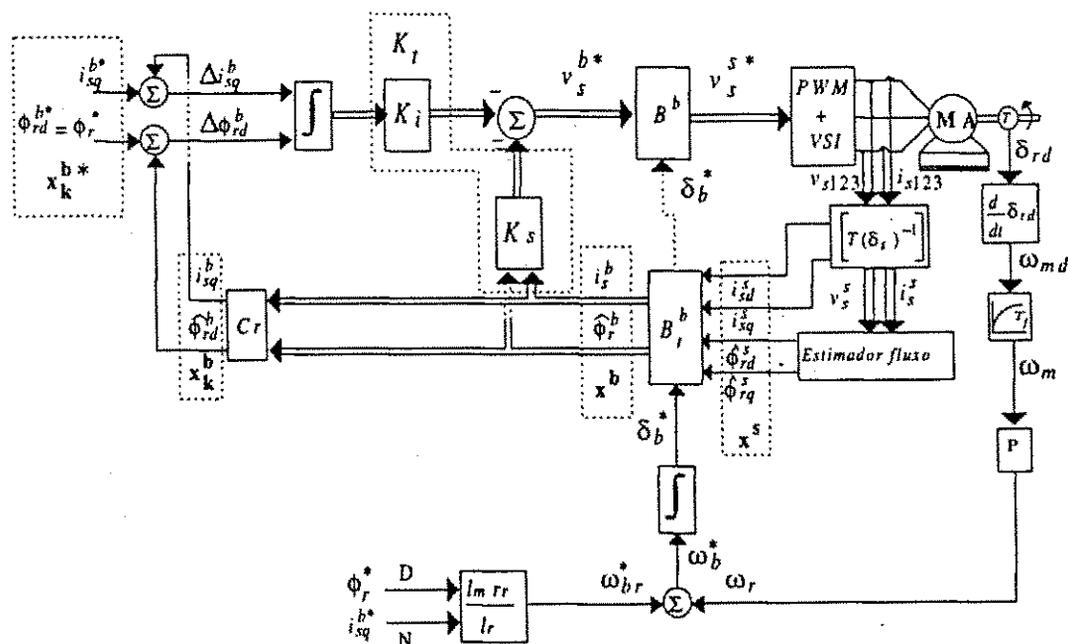


Figura 5.12: Diagrama esquemático da estratégia - RE-FRQ.

No controle em quadratura com orientação pelo campo (referencial síncrono), $\delta_g = \delta_b$, $\omega_g = \omega_b$. Com estas considerações as referências são definidas na forma,

$$\mathbf{x}_k^{b*} = \begin{bmatrix} i_{sq}^{b*} & \phi_{rd}^{b*} \end{bmatrix}^T \quad (5.120)$$

$$\phi_{rd}^{b*} = \phi_r^* \quad (5.121)$$

$$i_{sq}^{b*} = \frac{c_e^* l_r}{Pl_m \phi_r} \quad (5.122)$$

Definindo a matriz dos estados, medidos (corrente estatórica) e estimados (fluxo rotórico), no referencial estatórico de acordo com a expressão (5.17)

$$\mathbf{x}^s = \begin{bmatrix} i_{sd}^s & i_{sq}^s & \hat{\phi}_{rd}^s & \hat{\phi}_{rq}^s \end{bmatrix}^T \quad (5.123)$$

A transformação dos estados do referencial estatórico para o referencial síncrono é obtida utilizando a transformação

$$\mathbf{x}^b = [B_t^b] \mathbf{x}^s \quad (5.124)$$

na qual, $[B^b]$ corresponde à matriz de transformação do referencial estático para o referencial síncrono e, x^s o vetor de estados, expressões (5.77) e (5.123) respectivamente. A utilização do ângulo δ_b^* , obtido através da soma da velocidade rotórica com o escorregamento desejado, possibilitou uma melhor resposta do que aquela apresentada quando utilizou-se o ângulo obtido através da estimação do fluxo rotórico $\hat{\delta}_b$ ($= \arctg\left(\frac{\hat{\phi}_{rd}^b}{\hat{\phi}_{sq}^b}\right)$).

É possível então, determinar os estados para realimentação a partir do produto matricial

$$x_k^b = [C_r] x^b \quad (5.125)$$

a matriz de transformação C_r é,

$$C_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.126)$$

Do produto matricial (5.125) resultam as componentes de fluxo rotórico em eixo direto, responsável pela magnetização da máquina, e na componente de corrente estática no eixo em quadratura, responsável pelo conjugado eletromagnético. Podemos então representar esta matriz em termos de suas componentes,

$$x_k^b = \begin{bmatrix} i_{sq}^b & \hat{\phi}_{rd}^b \end{bmatrix}^T \quad (5.127)$$

O vetor tensão estática de referência obtido na saída do controlador v_s^{b*} , está no referencial síncrono. A transformação deste vetor para o referencial estacionário é realizada utilizando-se a matriz de transformação $[B^b]$, cujo produto matricial é expresso na forma,

$$v_s^{s*} = B^b v_s^{b*} \quad (5.128)$$

5.3 Determinação da matriz de ganhos para o controle com realimentação de estados

A matriz de ganhos K_t é composta de duas submatrizes, a primeira delas, K_s , de ordem 2×4 é denominada de matriz de realimentação; a segunda, K_i , de ordem 2×2 é a matriz de ganhos do integrador.

A introdução da realimentação de estados com ganhos constantes não aumenta o número de pólos do sistema, os pólos da planta são simplesmente "transferidos" para

outras posições. A realimentação de estados não afeta o numerador ou os zeros da função de transferência.

A habilidade para arbitrariamente realocar os autovalores por realimentação das variáveis de estado é denominada "controlabilidade modal" [30]. A realimentação de estados pode ser usada para modificar as frequências naturais do sistema e fazê-los estáveis.

Devido os pólos em malha fechada poderem ser alocados em qualquer posição no plano complexo (domínio frequência) é possível estabilizar um sistema linear invariante no tempo através de uma lei de realimentação linear. Porém, escolhendo os pólos de malha fechada afastados à esquerda da origem no plano complexo, a convergência para o estado zero pode ser feita arbitrariamente rápida. Para fazer o sistema rápido são necessárias grandes amplitudes na entrada. Contudo, na prática, estas entradas são limitadas. Estas considerações levam naturalmente à formulação de um problema de otimização, onde leva-se em conta a velocidade de convergência dos estados à zero e a magnitude das amplitudes de entrada.

Se o modelo de estados completo de um sistema é completamente observável, ou seja, pode-se determinar o estado inicial a partir do conhecimento da entrada e da saída sobre um intervalo de tempo finito, então o sistema é completamente definido, sendo possível alocar (definir) arbitrariamente os autovalores em malha fechada [120].

Qualquer conjunto especificado de autovalores em malha fechada pode ser obtido por realimentação de estados, com a matriz K_t consistindo de ganhos constantes se e somente se o par (F^g, H^g) é controlável. De acordo com *Chen* [30], um sistema é dito controlável se podemos transferir qualquer estado inicial arbitrário para qualquer outro estado final também arbitrário em um tempo finito, aplicando uma seqüência de entrada.

Contudo, a controlabilidade do par (F^g, H^g) não é suficiente para assegurar que o par completo, sistema mais integrador (F_o^g, H_o^g) , seja controlável. O par (F_o^g, H_o^g) será controlável se e somente se (F^g, H^g) é controlável e

$$G = \begin{bmatrix} F^g & H^g \\ C^g & D^g \end{bmatrix} \quad (5.129)$$

tenha grau completo, igual ao número de linhas (tantas quantas forem as entradas devem ser as saídas) [38].

Assumindo então que o par (F_o^g, H_o^g) é completamente controlável, o controlador K_t pode ser escolhido de maneira a alocar os autovalores de F_f^g em posições estabelecidas

(ou desejadas). Visto que, $H_o^g \in C^{n,m}$ existem múltiplas soluções. Esta variedade pode ser usada para proporcionar propriedades de robustez para o sistema em malha fechada. Além disso, K_t pode ser escolhida de maneira que os autovalores de F_f^g sejam insensíveis a perturbações em (F_o^g, H_o^g) [126].

As matrizes F_o^g e H_o^g são função da velocidade ω_r da máquina então os ganhos devem ser recalculados a cada variação de velocidade resultando em uma lei de controle variável no tempo. Contudo, como será demonstrado, é possível calcular a matriz de ganhos K_t para um valor médio de velocidade e usá-la numa lei de controle invariante no tempo que possibilita um desempenho aceitável em malha fechada.

A escolha adequada de um controlador de realimentação, permite definir arbitrariamente os pólos de malha fechada de um sistema. Para tanto, supõe-se que todos os estados do sistema são disponíveis para realimentação, seja através de medição ou utilizando observadores de estados.

Na técnica de alocação de pólos, assume-se que se sabe a localização dos pólos que possibilitarão o melhor desempenho para o sistema de controle. Já nas técnicas de controle ótimo, assume-se que podemos escrever uma função matemática que possibilite este melhor desempenho. Esta função matemática chama-se índice de desempenho ou função de custo J .

5.3.1 Determinação da matriz de ganhos utilizando a alocação de pólos.

A técnica de projeto por alocação de pólos é baseada no modelo de variáveis de estado da planta, tanto quanto na função de transferência. Neste procedimento assume-se que se sabe a exata localização necessária para os pólos da função de transferência em malha fechada e que é possível realizar esta alocação.

A partir da escolha adequada dos valores de $K_t (= [K_{t_{n-1}}, \dots, K_{t_0}])$, pode-se alterar cada coeficiente do polinômio característico independentemente, e portanto, definir arbitrariamente os pólos em malha fechada. Os pólos em malha fechada de um sistema completamente conhecido (determinado), podem ser atribuídos arbitrariamente por realimentação das variáveis de estado.

Os autovalores no projeto por alocação de pólos podem ser colocados sobre o eixo real fazendo com que arbitrariamente a velocidade de resposta seja rápida. Isto porém requer grande controle das entradas e capacidade dos atuadores, neste caso da fonte

Eixo	Modelo Contínuo	Modelo Discreto
Síncrono	$-1026,1 \pm j278,3$	$0,9913 \pm j0,0547$
	$-36,0 \pm j275,7$	$0,8132 \pm j0,0453$
Rotórico	$-1026,1 \pm j101,3$	$0,9926 \pm j0,0196$
	$-36,0 \pm j98,7$	$0,8143 \pm j0,0165$
Estatórico	$-1026,1 \pm j98,7$	$0,9926 \pm j0,0201$
	$-36,0 \pm j101,3$	$0,8143 \pm j0,0161$

Tabela 5.2: Autovalores dos modelos contínuo e discreto

de tensão.

Para efeitos de determinação dos autovalores da matriz dinâmica foi considerada velocidade rotórica média constante ($\omega_r = 200,0 \text{ rad/s}$) isto porque, foi possível verificar através de simulações que utilizando-se uma velocidade muito baixa, abaixo de $50,0 \text{ rad/s}$ por exemplo, quando a máquina atingia velocidades muito acima disso perdia-se o controle. Da mesma forma, ao utilizar-se velocidades muito acima de $200,0 \text{ rad/s}$, ou próxima da nominal, a partida da máquina ficava prejudicada. O modelo contínuo é discretizado utilizando um período de amostragem de $t_a = 100 \mu\text{s}$.

A tabela (5.2) apresenta os autovalores para o sistema representado na forma matricial, pelas expressões (2.82) e (2.85). A matriz (2.82) corresponde ao modelo fluxo/fluxo, enquanto que a matriz (2.85), corresponde ao modelo corrente/fluxo. Os autovalores foram calculados: para os modelos contínuo e discreto; para os três eixos de referência do modelo de atuação (rotor, estator e campo); considerando os parâmetros da máquina apresentados em (2.3); e, para uma velocidade rotórica ($\omega_r = 200,0 \text{ rad/s}$). Isto, em virtude do fato de que os ganhos do controlador também foram calculados para esta velocidade. Como a relação fluxo/corrente é linear, os autovalores dos modelos, fluxo/fluxo e corrente/fluxo, para um mesmo eixo de referência são idênticos.

É possível determinar a matriz de ganhos K_t a partir do modelo discreto fazendo uso da função `place` do MATLAB[®]. Esta função calcula a matriz de realimentação de estados K_t de modo que os autovalores de $(F_g^d - H_g^d K_t)$ são aqueles especificados no vetor dos autovalores discretos P_d , desejados em malha fechada [61], [60] e [103]. Por

exemplo: $K_t = \text{place}(F_o^s, H_o^s, P_o)$. Também é possível obter a matriz de ganhos a partir do modelo contínuo e discretizando os ganhos contínuos.

Outra abordagem para a determinação da matriz de ganhos, consiste em redefinir o sistema de equações diferenciais do sistema na forma matricial com uma seqüência diferente dos estados e então calcular os ganhos em tempo contínuo para o controlador. De acordo com as expressões (5.14) e (5.15), reescrevendo o modelo em tempo contínuo para o eixo genérico no estator ($\omega_g = 0$) obtém-se,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}^s(t) = A^s \mathbf{x}^s(t) + B^s \mathbf{u}^s(t) \quad (5.130)$$

$$\mathbf{y}^s(t) = C^s \mathbf{x}^s(t) \quad (5.131)$$

onde,

$$\mathbf{x}^s = \boldsymbol{\phi}^s = \left[\phi_{sd}^s \quad \phi_{rd}^s \quad \phi_{sq}^s \quad \dot{\phi}_{rq}^s \right]^T \quad (5.132)$$

$$\mathbf{u}^s = \mathbf{v}_s^s = \left[v_{sd}^s \quad 0 \quad v_{sq}^s \quad 0 \right]^T \quad (5.133)$$

As matrizes A^s , B^s e C^s são,

$$A^s = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma l_s} & \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 & 0 \\ \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} & -\frac{r_r}{\sigma l_r} & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{\sigma l_s} & \frac{r_s l_m}{\sigma l_s l_r} \\ 0 & \omega_r & \frac{r_r l_m}{\sigma l_s l_r} & -\frac{r_r}{\sigma l_r} \end{bmatrix} \quad (5.134)$$

$$B^s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.135)$$

$$C^s = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & -\frac{l_m}{\sigma l_s l_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & -\frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (5.136)$$

Este modelo pode ser considerado como linear com parâmetros variantes no tempo, porque a variável ω_r (velocidade), pode ser considerada como um elemento da matriz A^s que varia lentamente. Isto pode ser considerado verdadeiro se as constantes de tempo mecânicas da máquina são muito maiores que as elétricas.

Considerando a simetria do modelo representado em A^s a matriz de ganhos de realimentação K_s pode ser obtida através de

$$K_s = \begin{bmatrix} K_{ss} & K_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{ss} & K_{sr} \end{bmatrix} \quad (5.137)$$

onde: K_{ss} e K_{sr} são o ganho do estator e ganho do rotor, respectivamente.

Utilizando a função place obtém-se a matriz de ganhos para realimentação, na forma $K_s = \text{place}(A^s, B^s, P_o)$, onde P_o é o vetor dos autovalores desejados para o sistema em malha fechada contínuo no tempo. A partir da matriz de ganhos K_s , é possível discretizar os ganhos utilizando a expressão,

$$G_z = e^{-G_c t_a} \quad (5.138)$$

onde: G_z é o ganho em tempo discreto; G_c é o ganho em tempo contínuo; e , t_a é o período de amostragem. Para utilização desta abordagem para o cálculo da matriz de ganhos nas estratégias propostas, é necessário acrescentar os ganhos do integrador.

5.3.2 Determinação da matriz de ganhos utilizando lei de controle ótimo.

Com sistemas de controle clássico a especificação para o sistema desejado pode já ser definida quando o projetista inicia o projeto do controlador. A especificação pode ser dada em termos de estabilidade relativa, margem de fase ou de ganho; ou valores específicos podem ser definidos para características de desempenho tais como largura de banda e resposta em degrau. Um benefício fundamental do controle ótimo comparativamente ao controle clássico é que, enquanto no primeiro todas as malhas de realimentação são fechadas simultaneamente, já no controle clássico as malhas de realimentação são fechadas separadamente.

Em problemas de controle ótimo as características desejadas para o sistema de controle não são especificadas, ao contrário, um índice de desempenho é definido e o objetivo do projetista é então o de projetar um controlador o qual otimizará este índice. O valor específico do índice de desempenho é desconhecido até que o processo de otimização seja completado. A utilização das estratégias de controle multivariável com realimentação de estados, abre a possibilidade de utilização destas técnicas de controle ótimo [63], [22], [2], [99] e [38].

A síntese do problema para a determinação da matriz de ganhos (controlador) do projeto de controle, para o acionamento de máquinas assíncronas, utilizando realimentação de estados e métodos de projeto de controle ótimo, é formulada de maneira a minimizar um critério de desempenho.

Um índice de desempenho é uma medição matemática de desempenho que objetiva-se otimizar. Estas medições podem incluir:

1. Tempo mínimo para atingir um dado estado de operação;
2. Mínima energia necessária para controlar a planta;
3. Obtenção de um índice máximo quando comparado a um sistema ideal, com as mesmas condições de operação;
4. Combinação de várias características, por exemplo, desempenho com erro mínimo sujeito a restrições na energia utilizada para controle.

Existem muitos critérios que expressam quão rápido um estado inicial é reduzido a zero, um deles, é o critério quadrático que é uma função quadrática dos estados e dos sinais de controle. A função de custo quadrática é considerada porque o desenvolvimento é simples e lógico.

$$\int_{t_0}^{t_1} ((y^g(t))^T Q_y y^g(t)) dt \quad (5.139)$$

Considerando o sistema multivariável,

$$y^g(t) = C^g x^g(t) = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (5.140)$$

A quantidade $(y^g(t))^T Q_y y^g(t)$ é a expressão de quanto o estado no tempo t desvia-se do estado zero; a matriz de ponderação Q_y determina o peso que é estipulado para cada um dos componentes da matriz de controle. A integral (5.139) é um critério para o desvio acumulado dos estados $y^g(t)$ do instante zero durante o intervalo $[t_0, t_1]$.

Identificando a matriz das variáveis controladas $x^g(t)$,

$$x^g(t) = (C^g(t))^{-1} y^g(t) \quad (5.141)$$

Se o problema atual é reduzir a matriz das variáveis controladas $x^g(t)$ à zero tão rápido quanto possível o critério (5.139) pode ser modificado à

$$\int_{t_0}^{t_1} ((x^g(t))^T Q_o x^g(t)) dt \quad (5.142)$$

onde Q_o é uma matriz de ponderação simétrica semi-definida positiva de quarta ordem. Uma matriz quadrada é definida positiva se e somente se, todos os seus autovalores são reais e positivos. Se os autovalores são reais e positivos exceto por algum que tenha o valor zero a matriz é semi-definida positiva.

Supondo que deseje-se comandar a saída para zero, e portanto define-se que a função custo contenha $(y^g(t))^2$ então

$$(y^g(t))^2 = (y^g(t))^T y^g(t) = (x^g(t))^T (C^g)^T C^g x^g(t) \quad (5.143)$$

Vemos portanto que neste caso a função quadrática aparece naturalmente.

Considerando a equivalência entre (5.139) e (5.142)

$$\int_{t_0}^{t_1} ((y^g(t))^T Q_y y^g(t)) dt = \int_{t_0}^{t_1} ((x^g(t))^T Q_o x^g(t)) dt \quad (5.144)$$

e por analogia,

$$Q_o(t) = (C^g(t))^T Q_y(t) C^g(t) \quad (5.145)$$

Considerando,

$$X_q = (x^g(t))^T Q_o x^g(t) = \begin{bmatrix} x_1^g & x_2^g & x_3^g & x_4^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_{o11} & Q_{o12} & Q_{o13} & Q_{o14} \\ Q_{o21} & Q_{o22} & Q_{o23} & Q_{o24} \\ Q_{o31} & Q_{o32} & Q_{o33} & Q_{o34} \\ Q_{o41} & Q_{o42} & Q_{o43} & Q_{o44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^g \\ x_2^g \\ x_3^g \\ x_4^g \end{bmatrix} \quad (5.146)$$

$$\begin{aligned} X_q = & x_1^{g^2} Q_{o11} + x_1^g x_2^g Q_{o21} + x_1^g x_3^g Q_{o31} + x_1^g x_4^g Q_{o41} \\ & + x_2^{g^2} Q_{o22} + x_2^g x_1^g Q_{o12} + x_2^g x_3^g Q_{o32} + x_2^g x_4^g Q_{o42} \\ & + x_3^{g^2} Q_{o33} + x_3^g x_1^g Q_{o13} + x_3^g x_2^g Q_{o23} + x_3^g x_4^g Q_{o43} \\ & + x_4^{g^2} Q_{o44} + x_4^g x_1^g Q_{o14} + x_4^g x_2^g Q_{o24} + x_4^g x_3^g Q_{o34} \end{aligned} \quad (5.147)$$

Observa-se que X_q é um escalar e sem perda de generalidade podemos assumir Q_o simétrica. Agora, se a forma quadrática em (5.146) é semi-definida positiva o que determina

$$X_q \geq 0, \quad x^g \neq 0 \quad \text{ou} \quad X_q = 0, \quad x^g = 0 \quad (5.148)$$

Então, em geral, minimizando X_q minimiza-se a magnitude dos estados que contribuem para X_q .

Considerando o índice de desempenho (5.153), se Q_o é semidefinida positiva e R_o é uma matriz nula, a minimização de (5.153) forçará o vetor $x^g(t)$ tender a zero rapidamente o que torna necessário uma grande valor de $u^g(t)$. Contudo, para sistemas físicos reais $u^g(t)$ é sempre limitado. Portanto, a matriz R_o definida positiva é adicionada a função de custo para limitar $u^g(t)$ à valores realizáveis. Então, utilizando a função de custo (5.153), inclui-se o termo envolvendo $x^g(t)$ de forma que a magnitude dos estados seja comandada à zero. O termo $u^g(t)$ é incluído de maneira que as

componentes do vetor de controle sejam limitadas em amplitude tornando o projeto fisicamente realizável.

O fato das matrizes serem semi-definidas e definidas, assegura que J é não negativo. O índice de desempenho pode então ser considerado como uma função da energia generalizada; se ele é mantido pequeno então os estados $x(t)$ e a entrada de controle $u(t)$ de que são ponderados são também pequenos sobre o intervalo de tempo $[t_0, t_1]$. O controle $u(t)$ é ponderado no índice de desempenho para permitir o controle sem utilizar excesso de energia.

A minimização de (5.139) ou (5.142) pode resultar em grandes amplitudes na entrada. Para prevenir isto, inclui-se a entrada no critério quadrático determinada por,

$$\int_{t_0}^{t_1} ((u^g(t))^T R_o u^g) dt \quad (5.149)$$

onde R_o é uma matriz de ponderação simétrica definida positiva. Considere-se agora a contribuição das entradas de controle $u^g(t)$ e supondo que,

$$U_R = (u^g)^T R_o u^g = \begin{bmatrix} u_1^g & u_2^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{o11} & R_{o12} \\ R_{o21} & R_{o22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^g \\ u_2^g \end{bmatrix} \quad (5.150)$$

$$U_R = R_{o11} (u_1^g)^2 + (R_{o12} + R_{o21}) u_1^g u_2^g + R_{o22} (u_2^g)^2 \quad (5.151)$$

Sem perda de generalidade podemos assumir que a matriz U_R na sua forma quadrática é simétrica. Se U_R é definida positiva então,

$$U_R > 0, u^g \neq 0 \text{ ou } U_R = 0, u^g = 0 \quad (5.152)$$

Portanto, minimizando U_R minimiza-se as funções de controle. Se U_R é determinada ser somente semi-definida positiva, alguns componentes do vetor de controle podem ser muito grandes quando a função é minimizada.

Definindo então o índice de desempenho J ,

$$J = \int_{t_0}^{t_1} ((x^g(t))^T Q_o x^g(t) + (u^g(t))^T R_o u^g) dt \quad (5.153)$$

A inclusão do segundo termo no critério reduz a amplitude da entrada considerando que se objetiva fazer o valor total de (5.153) tão pequeno quanto possível. A importância relativa dos dois termos no critério é determinada pelas matrizes Q_o e R_o .

Considerando o critério de (5.153) onde Q_o é semidefinida positiva e R_o definida positiva para $t_0 \leq t \leq t_1$ para qual o critério é mínimo, define-se o problema do regulador ótimo linear determinístico (*Linear Quadratic Regulator - LQR*).

Os parâmetros de projeto na forma de elementos das matrizes Q_o e R_o são introduzidas em (5.153). A seleção destes parâmetros não é direta, isto é um aspecto chave do projeto e representa um desafio para o projetista de controle ótimo. A seleção é baseada no compromisso e no princípio de que variáveis fortemente ponderadas tendem a ser pequenas em malha fechada. Se os elementos da matriz Q_o são selecionados muito maiores do que os de R_o , então, os componentes correspondentes de $x(t)$ serão mantidos pequenos pelo controle ótimo. De outra forma, se R_o é selecionado grande, $u(t)$ será mantido pequeno de maneira que o menor esforço de controle é utilizado. Geralmente, pólos em malha fechada são rápidos, necessitando de maior esforço de controle, para pequenos valores R_o .

O efeitos dos elementos da diagonal principal de R_o é óbvio. Se um desses elementos é feito grande, então a variável de entrada correspondente em $u^g(t)$ resulta pequena. Os elementos da diagonal principal de Q_o tem um efeito similar sobre os estados de $x^g(t)$.

Considerando o sistema em tempo contínuo num referencial genérico já representado pelas equações (5.14) e (5.15)

$$\frac{d}{dt}x^g(t) = A^g x^g(t) + B^g u^g(t) \quad (5.154)$$

$$y^g(t) = C^g x^g(t) \quad (5.155)$$

Pode-se efetuar algumas considerações preliminares, escolhendo-se os pólos bem afastados do eixo imaginário no plano contínuo complexo, a convergência do sistema para o estado inicial após uma perturbação poderá ser feita arbitrariamente rápida. Entretanto, o sistema requer grandes valores para o sinal de entrada. Em qualquer problema prático, o sinal de entrada (fonte de tensão) é sempre limitado, o qual impõe um limite no deslocamento dos pólos para a esquerda do eixo imaginário. Estas considerações naturalmente conduzem a formulação de um problema de otimização, no qual ambos, velocidade de convergência dos estados e a grandeza da amplitude do sinal de entrada, são levadas em consideração [31].

O problema de otimização aplicado às estratégias de controle multivariável propostas é formulado como segue: considerando o índice de desempenho apresentado em (5.153), define-se as matrizes ampliadas considerando os estados e as saídas do integrador

$$\mathbf{x}_o^g = \left[x_{o11}^g \ x_{o22}^g \ x_{o33}^g \ x_{o44}^g \ x_{o55}^g \ x_{o66}^g \right]^T \quad (5.156)$$

$$\mathbf{Q}_o = \begin{bmatrix} Q_{o11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_{o22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{o33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{o44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{o55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{o66} \end{bmatrix} \quad (5.157)$$

$$\mathbf{u}_o^g = \mathbf{u}^g = \left[u_{11} \ u_{21} \right]^T \quad (5.158)$$

$$\mathbf{R}_o = \begin{bmatrix} R_{o11} & 0 \\ 0 & R_{o22} \end{bmatrix} \quad (5.159)$$

Neste caso, \mathbf{Q}_o é uma matriz de sexta ordem de maneira a concordar com a ordem da matriz \mathbf{x}_o^g , de acordo com as equações (5.39) e (5.40); e \mathbf{R}_o é uma matriz de segunda ordem, considerando que a entrada do sistema é composta apenas pelas componentes da tensão estatórica.

Com isso é possível redefinir (5.153) de modo que o índice de desempenho seja calculado considerando o modelo ampliado, equações (5.156)-(5.159).

$$J_o = \int_{t_o}^{t_1} \left((\mathbf{x}_o^g(t))^T \mathbf{Q}_o \mathbf{x}_o^g(t) + (\mathbf{u}_o^g(t))^T \mathbf{R}_o \mathbf{u}_o^g(t) \right) dt \quad (5.160)$$

O objetivo é a minimização da equação (5.160), sujeita a equação (5.154). A quantidade da primeira parcela da equação (5.160) está ligada ao comprimento do desvio do estado num tempo t para o estado inicial no tempo $t = 0$. O segundo termo de (5.160) reduz a amplitude da entrada desejando-se minimizar J_o .

Considerando o sistema como invariante no tempo, $\mathbf{Q}_o \geq 0$ e $\mathbf{R}_o > 0$ constantes; o par (A^g, B^g) controlável e que (A^g, C^g) são observáveis, então, deve existir uma solução única da equação algébrica de *Riccati* definida positiva. A matriz de ganhos obtida desta solução é constante e garante que o sistema em malha fechada é estável. De fato, sob as condições de controlabilidade e observabilidade o sistema em malha fechada é estável para qualquer escolha de $\mathbf{Q}_o \geq 0$ e $\mathbf{R}_o > 0$.

É sabido que a lei de controle ótimo é dada por,

$$\mathbf{u}^g(t) = -(\mathbf{R}_o)^{-1} B^g \mathbf{P}_R \mathbf{x}^g(t) = -\mathbf{K}_t \mathbf{x}^g(t) \quad (5.161)$$

onde P_R é a matriz simétrica positiva semi-definida e solução da equação de *Riccati*. A matriz de ganhos de realimentação pode ser projetada de maneira a resultar em ganhos variantes ou invariantes no tempo. A diferença fundamental consiste em que, no primeiro caso resolve-se a equação dinâmica de *Riccati* (5.162)

$$P_R A^g + (A^g)^T P_R - P_R B^g (R_o)^{-1} (B^g)^T P_R + Q_o = \frac{d}{dt} P_R \quad (5.162)$$

e para o segundo caso, resolve-se a expressão em regime permanente [38],

$$P_R A^g + (A^g)^T P_R - P_R B^g (R_o)^{-1} (B^g)^T P_R + Q_o = 0 \quad (5.163)$$

Em nosso caso optou-se por trabalhar com ganhos constantes com diferentes faixas de operação (*gain scheduling*).

A lei de controle da equação (5.161) é feita por realimentação de estados, os quais são facilmente obtidos se a matriz C^g é inversível. Isto é, quando o número de saídas é igual ao número de estados. Pela solução da equação de *Riccati*, pode-se obter uma lei de controle na forma

$$u^g(t) = -K_t x^g(t) = -K_t (C^g)^{-1} y^g(t) \quad (5.164)$$

Considerando inicialmente o controle por escorregamento, neste caso, o vetor de estados para realimentação será de acordo com a expressão (5.16),

$$x^g = \left[\begin{array}{cccc} \tilde{\phi}_{sd}^g & \tilde{\phi}_{sq}^g & \tilde{\phi}_{rd}^g & \tilde{\phi}_{rq}^g \end{array} \right]^T \quad (5.165)$$

e a saída do integrador

$$I\Delta\phi_d = \int (\phi_{rd}^{g*} - \tilde{\phi}_{rd}^g) d\tau + I\Delta\phi_d(0) \quad (5.166)$$

$$I\Delta\phi_q = \int (\phi_{rq}^{g*} - \tilde{\phi}_{rq}^g) d\tau + I\Delta\phi_q(0) \quad (5.167)$$

Para o controle a fluxo estatórico constante, a saída do integrador será

$$I\Delta\phi_d = \int (\phi_{sd}^{g*} - \tilde{\phi}_{sd}^g) d\tau + I\Delta\phi_d(0) \quad (5.168)$$

$$I\Delta\phi_q = \int (\phi_{sq}^{g*} - \tilde{\phi}_{sq}^g) d\tau + I\Delta\phi_q(0) \quad (5.169)$$

Em ambos os casos a matriz das integrais do erro do fluxo nos eixos dq será

$$I\Delta\phi = \left[\begin{array}{cc} I\Delta\phi_d & I\Delta\phi_q \end{array} \right]^T \quad (5.170)$$

sendo possível compôr a matriz x_o^g na forma

$$x_o^g = \begin{bmatrix} x^g & I\Delta\phi \end{bmatrix}^T \quad (5.171)$$

No controle em quadratura, o vetor de estados é composto pelas componentes da corrente estatórica e fluxo rotórico de acordo com a expressão (5.17), no referencial campo ($g=b$),

$$x^b = \begin{bmatrix} i_{sd}^b & i_{sq}^b & \hat{\phi}_{rd}^b & \hat{\phi}_{rq}^b \end{bmatrix}^T \quad (5.172)$$

neste caso, a saída do integrador é representada por,

$$I\Delta i_q = \int (i_{sq}^{b*} - i_{sq}^b) d\tau + I\Delta i_q(0) \quad (5.173)$$

$$I\Delta\phi_d = \int (\phi_{rd}^{b*} - \phi_{rd}^b) d\tau + I\Delta\phi_d(0) \quad (5.174)$$

A matriz das integrais dos erros de corrente e fluxo nos eixos dq será

$$I\Delta_{i\phi} = \begin{bmatrix} I\Delta i_q & I\Delta\phi_d \end{bmatrix}^T \quad (5.175)$$

e a matriz x_o^b resulta

$$x_o^b = \begin{bmatrix} x^b & I\Delta_{i\phi} \end{bmatrix}^T \quad (5.176)$$

Definidos o vetor de estados x_o^g , o vetor de saída u_o^g e as matrizes Q_o e R_o , a questão que se coloca é como definir as componentes das matrizes de ponderação do índice de desempenho J_o . A determinação dos fatores de ponderação é um critério de projeto dependente do projetista. Contudo, algumas considerações iniciais podem ser levadas em consideração:

1. O objetivo do sistema de acionamento é o controle desacoplado da magnetização da máquina através do fluxo (rotórico ou estatórico) e o controle do conjugado eletromagnético através da frequência de escorregamento ou da componente em quadratura da corrente estatórica, de forma a se obter rápidas respostas a variações das referências e erro zero em regime permanente;
2. A expressão genérica do conjugado relacionando as componentes dos fluxos rotórico e estatórico é,

$$C_e = \frac{Pl_m}{\sigma l_s l_r} (\phi_{sq}^g \phi_{rd}^g - \phi_{sd}^g \phi_{rq}^g) \quad (5.177)$$

No controle por escorregamento o conjugado é obtido relacionando o fluxo rotórico ou o fluxo estatórico com o escorregamento de acordo com as expressões (5.49)

e (5.84), respectivamente. Logo, se o controle for a fluxo estatórico maior peso deverá ser dado para os termos Q_{o11} e Q_{o22} ; se o controle for a fluxo rotórico aos termos Q_{o33} e Q_{o44} . Os termos Q_{o55} e Q_{o66} correspondentes a parcela integral do controlador, podem ser ponderados com menos peso considerando que o desejado é uma resposta com erro zero em regime permanente, preferencialmente à rapidez de resposta.

Estipulados os critérios de ponderação e conseqüentemente as matrizes Q_o e R_o , é possível calcular a matriz de ganhos K_l . Utilizando-se a função `dlqr` do MATLAB[®], projeta-se um controlador discreto linear-quadrático, determinando-se a matriz de ganhos K_l de modo que a lei de realimentação de estados da equação (5.164) seja aplicada minimizando a função de custo da expressão (5.153). A função `dlqr`, é apresentada na forma: $[K_l, P_r, P_o] = \text{dlqr}(F_o^g, H_o^g, Q_o, R_o)$.

De acordo com *Chen* [30] a realimentação de estados e o observador de estados, no caso em malha fechada, podem ser projetados separadamente de acordo com a propriedade da separação. Contudo, isto aplica-se apenas a sistemas lineares. Então, o procedimento aqui adotado foi, primeiro determinar os ganhos do controlador ótimo e a partir dos pólos em malha fechada P_o determinar os pólos desejados para o observador.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as estratégias de controle desacoplado de fluxo e conjugado utilizando controladores multivariáveis com realimentação de estados para acionamentos com máquinas assíncronas. Inicialmente, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre a utilização de controladores multivariáveis para o acionamento de máquinas assíncronas. Basicamente, os trabalhos encontrados sobre o assunto, são similares num ponto, utilizam controladores de corrente (fonte de corrente). A diferença maior encontra-se na maneira de calcular a matriz dos ganhos do controlador (alocação de pólos ou leis de controle ótimo), e na implementação da estratégia de controle: com ou sem ganho integral e utilizando ou não malha *feedforward*.

A seguir, foram propostas duas estratégias de controle discretas multivariáveis com realimentação de estados para o controle de máquinas assíncronas. Estas estratégias foram divididas, de acordo com as grandezas de controle, em estratégias de controle com realimentação de estados por escorregamento, a fluxo rotórico e a fluxo estatórico,

e estratégias de controle com realimentação de estados em quadratura utilizando o fluxo rotórico.

As estratégias de controle por escorregamento foram implementadas utilizando o fluxo rotórico e o fluxo estatórico para controle, sem utilização de estágio intermediário para controle de corrente (fonte de corrente). Já a estratégia de controle em quadratura foi implementada apenas para o controle de fluxo rotórico, no eixo d , e controle da componente da corrente estatórica em quadratura no eixo q , referencial campo.

A escolha dos eixos referenciais para implementação do modelo de atuação (controle), recaiu sobre os eixos estatórico, rotórico e síncrono. A tabela (5.1) apresenta as várias possibilidades existentes, bem como a composição das variáveis de controle de realimentação.

Para eliminar os erros em regime permanente em consequência das incertezas do modelo, foi incorporado controlador integral.

A matriz de ganhos do controlador multivariável foi calculada inicialmente utilizando critérios de alocação de pólos e posteriormente utilizando critérios ótimos (LQR).

Capítulo 6

Sistemas de acionamento sem sensor mecânico de velocidade

6.1 Introdução

Acionamentos de alto desempenho empregando máquinas assíncronas, utilizando estratégias de controle em malha aberta, são sabidamente restritivos. Nestes casos, normalmente, emprega-se estratégias de controle vetorial, com orientação pelo campo (*IFOC* ou *DFOC*) ou controle direto de conjugado (*DTC*).

Tratando especificamente caso a caso as estratégias estudadas mais detalhadamente neste trabalho, que são monovariáveis (*IFOC* e *DTC*) e multivariáveis (realimentação de estados), verifica-se em algumas delas a necessidade do conhecimento da velocidade rotórica [110], [64] e [80]. No controle *IFOC* a velocidade é necessária para obtenção do ângulo de desacoplamento do vetor fluxo de controle; já no controle *DTC*, quando utiliza-se o observador de ordem completa cujo modelo matemático é dependente da velocidade rotórica; e, finalizando, nas estratégias multivariáveis propostas, tanto para a obtenção do ângulo de desacoplamento quanto para o observador de ordem completa é necessário conhecer a velocidade rotórica. Além disso, para a realização do controle de velocidade é clara a necessidade do conhecimento da grandeza a controlar.

Usualmente, utiliza-se sensores mecânicos acoplados ao eixo da máquina (p. ex. *encoders*), para a medição de posição ou velocidade. A utilização destes sensores apresenta uma série de desvantagens, tais como, aumento do custo financeiro, diminuição da confiabilidade (baixa robustez mecânica) e baixa imunidade a ruído, deteriorando de uma forma geral o sistema de acionamento. Isto se contrapõe a uma das vantagens

na utilização de máquinas assíncronas em acionamentos de alto desempenho, que é sua robustez mecânica.

Com o desenvolvimento da microeletrônica e a contínua redução dos custos computacionais, a substituição dos sensores mecânicos por soluções baseadas em *software* (estimação) ganham impulso e tornam-se atrativas. Esta substituição objetiva tornar o sistema mais robusto acrescido do fato de torná-lo, economicamente menos oneroso.

A seguir, será tratado o estudo de acionamentos sem sensor mecânico de velocidade. Inicialmente é apresentada uma revisão bibliográfica sucinta sobre o assunto e a seguir são propostas estratégias de controle para máquinas assíncronas sem sensor mecânico. A primeira delas é uma estratégia *IFOC* para o controle de fluxo e conjugado. A velocidade é adaptada utilizando-se modelos de referência (*MRAC - Model Reference Adaptive Control*). Esta mesma estratégia pode ser implementada nas estratégias multivariáveis com realimentação de estados. Outra estratégia apresentada aplica-se a controles *DTC* e consiste na utilização do modelo dinâmico da máquina e na obtenção do escorregamento através de grandezas estimadas a partir de grandezas medida para estimação da velocidade.

6.2 Revisão bibliográfica

O estudo de estratégias de controle, sem sensor mecânico de velocidade, tem atraído muita atenção nos últimos tempos. Este interesse decorre das vantagens apresentadas pela eliminação do sensor mecânico. A confirmação deste interesse crescente é obtida pela quantidade de trabalhos tratando do assunto, seja na forma de artigos sucintos [91], [113], [129], [97], [69], [71], [68], [20], [12], [13], [3], [66], [98] [121], [78], e [116]; seja na forma de revisão [100], [37], [42], [53].

Rajashékara [100] classifica as várias estratégias de controle para máquinas assíncronas sem sensor mecânico de velocidade em:

- I Estratégias de controle em malha aberta com compensação do escorregamento;
- II Estratégias de controle em malha fechada com estimação da velocidade.

No primeiro caso, a velocidade (ou frequência) síncrona é regulada enquanto que a frequência de escorregamento é usada somente para compensar alterações na carga. No segundo caso, a velocidade da máquina é estimada e usada como um sinal para

o controle de velocidade em malha fechada. Os autores classificam estes métodos de acordo com:

- a) Método de cálculo da frequência de escorregamento;
- b) Estimação da velocidade utilizando equações de estado;
- c) Estimação baseada na medição dos harmônicos de tensão produzidos por saliências da máquina;
- d) Estimação de fluxo e controle vetorial de fluxo;
- e) Controle direto de fluxo e conjugado;
- f) Controle sem sensor de velocidade baseado em observador;
- g) Sistemas adaptativos baseados em modelos de referência;
- h) Técnicas baseadas em filtro de *Kalman*;
- i) Controle sem sensor mecânico com adaptação paramétrica;
- j) Controle sem sensor mecânico baseado em redes neurais;

Já em [37], *Ribeiro et al.* propõem uma classificação diferenciada dos métodos de estimação de velocidade de acordo com:

I Métodos baseados no modelo dq por meio da força contra-eletromotriz (FCEM) ou das equações de tensão estatórica da máquina.

- estimação do escorregamento: regime permanente ou dinâmico;
- estimação da velocidade através do modelo de estado ou função de transferência;
- controle adaptativo tipo modelo de referência;
- filtro de *Kalman*;
- outros;

II Métodos baseados na medição dos harmônicos de corrente ou tensão produzidos por saliências na máquina.

- baseados na alimentação fundamental;
- baseados na injeção de sinais de alta frequência.

Abondanti et al.[1] apresentam um dos primeiros trabalhos com o objetivo de operar a máquina assíncrona em malha fechada sem sensor mecânico. O método é baseado na obtenção do escorregamento da máquina a partir de um circuito analógico. A frequência de escorregamento é obtida da diferença entre a frequência estatórica e as frequências elétricas correspondentes á velocidade rotórica. O modelo equivalente de regime permanente e a equação básica para a obtenção do escorregamento é obtida de uma aproximação da relação entre conjugado e escorregamento [37].

$$C_e = \frac{PE_1^2\omega_{sr}}{\omega_s^2 l_r} \quad (6.1)$$

$$\omega_{sr} = \frac{\tau_r C_e \omega_s^2}{E_1^2} \quad (6.2)$$

onde: $E_1 = v_s^s - (r_s + j\omega_s l_s) i_s^s$ é a tensão no entreferro da máquina ou força contraeletromotriz (FCEM). O método proposto é aplicável somente em regime permanente, é limitado na faixa de velocidade e apresenta problemas de exatidão. Além disso, é dependente de parâmetros principalmente da resistência rotórica.

Como extensão a este trabalho, situam-se os trabalhos propostos por *Venkataraman et al.* [122] e *Beck et al.* [9]. Em [122] o conjugado é medido utilizando a potência do barramento CC do inversor

$$C_e = \frac{\text{Potência do barramento CC} - \text{Perdas no inversor/estator}}{\omega_s} \quad (6.3)$$

esta expressão para o conjugado (6.3) é substituída então na expressão (6.1). Este esquema apresenta problemas de sensibilidade paramétrica e funcionamento correto apenas em regime permanente. Em baixas frequências a medição da corrente no barramento CC é problemática e as perdas variam com as condições de operação.

No esquema proposto em [9] a frequência de escorregamento, obtida de forma digital, é calculada utilizando somente os parâmetros da máquina e as correntes e tensões estatóricas medidas. É utilizada a relação existente em regime permanente entre a frequência rotórica elétrica e o ângulo de fase. O procedimento foi baseado em (6.4), derivado do modelo em regime permanente

$$\varphi = \text{atan} \left[\frac{(D\omega_s^2 - E)}{(A\omega_s^2 + B\omega_{sr} + C)} \right] \quad (6.4)$$

onde, $A = r_s l_s^2$, $B = \omega_s l_m^2 r_r$, $C = r_s r_r^2$, $D = \omega_s (l_r l_m - l_s l_m^2)$ e $E = \omega_s l_s r_r^2$. A partir do ângulo de fase (6.4), o escorregamento é determinado por

$$\omega_{sr} = \frac{(-K \pm \sqrt{K^2 + 4ML})}{2L} \quad (6.5)$$

onde, $K = B \tan \varphi$, $L = D - A \tan \varphi$ e $M = E - C \tan \varphi$.

Similarmente aos métodos propostos em [1] e [122] este apresenta problemas de sensibilidade paramétrica e funcionamento correto somente em regime permanente (características indesejáveis de rejeição a perturbação). Além disso, não é possível obter rápidas respostas dinâmicas.

Para evitar o uso de sensores mecânicos de posição ou de fluxo em um sistema de acionamento com máquinas assíncronas com orientação pelo campo, as grandezas terminais da máquina (correntes/tensões estatóricas) são medidas e usadas para estimar os fluxos (rotórico ou estatórico). A saída do estimador de fluxo é usada para o controle de fluxo em malha fechada [102], [114], [128], [20]. Utiliza-se então as equações dinâmicas da máquina para estimação do escorregamento.

O fluxo estatórico é estimado a partir de

$$\hat{\phi}_s^s = \int (v_s^s - r_s i_s^s) dt \quad (6.6)$$

e o fluxo rotórico,

$$\hat{\phi}_r^s = \frac{l_r}{l_m} (\hat{\phi}_s^s - \sigma l_s i_s^s) \quad (6.7)$$

O ângulo de desacoplamento é obtido a partir dos fluxos estimados de acordo com a expressão

$$\delta_s = \text{atan} \left(\frac{\hat{\phi}_{rd}^s}{\hat{\phi}_{rq}^s} \right) \text{ ou } = \text{atan} \left(\frac{\hat{\phi}_{sd}^s}{\hat{\phi}_{sq}^s} \right) \quad (6.8)$$

para o controle a fluxo rotórico e a fluxo estatórico respectivamente.

A velocidade rotórica estimada $\hat{\omega}_r$ é obtida a partir da diferença entre a frequência angular síncrona e a frequência angular de escorregamento ($\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - \omega_{sr}$) de acordo com as expressões (6.10) e (6.11)

$$\hat{\omega}_s = \frac{d}{dt} (\delta_s) \quad (6.9)$$

$$\hat{\omega}_s = \frac{(v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s) \hat{\phi}_{sd}^s - (v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s) \hat{\phi}_{sq}^s}{\hat{\phi}_{sd}^{s^2} + \hat{\phi}_{sq}^{s^2}} \quad (6.10)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{(1 + \sigma \tau_r p) l_s i_{sq}^s}{\tau_r (1 + \sigma \tau_r) p} \quad (6.11)$$

Segundo *Ribeiro et al.* [37] as desvantagens de utilizar-se estas abordagens são os problemas de integração em baixas velocidades, influência dos parâmetros r_s , σl_s e τ_r , além da necessidade de um termo de compensação de desacoplamento

$$i_{sdq}^s = \frac{\hat{\omega}_{sr} \sigma \tau_r i_{sq}^s}{(1 + p \sigma \tau_r)} \quad (6.12)$$

De acordo com *Xu et al.* [128] o método de controle utilizando o fluxo estatórico apresenta desempenho superior ao acionamento com orientação pelo fluxo rotórico na região de enfraquecimento de campo (altas velocidades), demonstrando maior robustez e melhor relação conjugado/corrente. *Bose et al.* [20] propuseram uma técnica de controle a fluxo estatórico alternativa. A estratégia consiste de um sistema híbrido, com a máquina partindo com orientação pelo campo indireta e, de acordo como a velocidade da máquina aumenta o método transiciona para o controle direto. Já em velocidades baixas ou zero opera em modo *IFOC* e em altas velocidades modo *DFOC*. As variações da resistência estatórica são compensadas por medição da temperatura no estator.

Ohtani et al. [95] apresentam um sistema de controle vetorial de conjugado e velocidade utilizando as grandezas medidas de tensão e corrente estatórica. O controle é realizado com orientação indireta pelo campo. O fluxo rotórico é estimado a partir das expressões (6.13) e (6.14).

$$\hat{\phi}_r^s = \frac{T_c E_1}{1 + T_c p} + \frac{\hat{\phi}_r^{s*}}{1 + T_c p} \quad (6.13)$$

$$\hat{\phi}_r^{s*} = l_m i_{sd}^{s*} \quad (6.14)$$

onde E_1 é a FCEM definida anteriormente e T_c é a constante de tempo do filtro passa-baixa (FPB).

O objetivo é estimar o fluxo rotórico numa ampla faixa de velocidade. Em baixas velocidades a FCEM é pequena porém a corrente de magnetização é normal e portanto, o modelo de corrente (segundo termo do lado direito de (6.13) domina a estimação de $\hat{\phi}_r^s$ nesta faixa de velocidade). Em altas velocidades a FCEM é elevada, dominando a estimação neste caso. Na figura 6.1 é mostrado o diagrama de blocos da implementação desta estratégia de estimação de $\hat{\phi}_r^s$. O uso do FPB é para evitar problemas de integração em baixas velocidades. O projeto do filtro deve ser feito de modo que T_c não seja feita muito grande (pólo próximo da origem), evitando que o filtro aproxime-se de um integrador e T_c não deve ser muito pequeno o que impede que E_1 domine

a estimação em altas velocidades. *Ohtani et al.* [95] mostram que o valor de T_c que minimiza erros no valor de r_s é $T_c = \tau_r$.

A velocidade é estimada de acordo com

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - \omega_{sr}^* \quad (6.15)$$

onde ω_{sr}^* é a frequência angular de escorregamento de referência e $\hat{\omega}_s$ é a frequência angular síncrona estimada. Observa-se em (6.15) que erros no valor de τ_r produzirão erros na estimação da velocidade que são proporcionais ao escorregamento e, particularmente o método apresentado em [95] perde a sintonia caso o valor de τ_r seja incorreto, visto ser um controle com orientação indireta pelo campo. O método sofre a influência de τ_s , σl_s e τ_r .

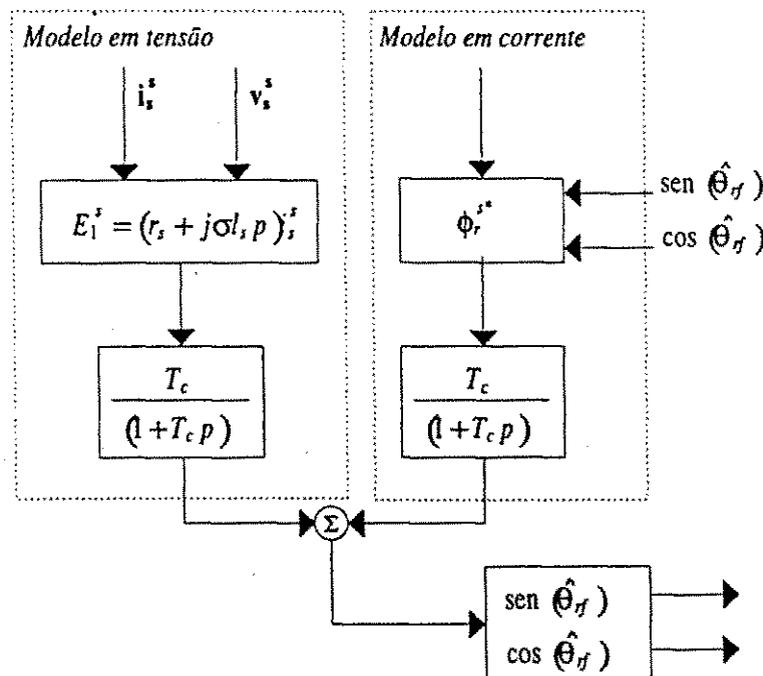


Figura 6.1: Método de estimação proposto por *Ohtani et al.* [95].

Em *Rajashekara* [100] é revisto um método de estimação de velocidade cuja expressão é obtida em termos dos parâmetros da máquina e das correntes e tensões medidas. Considerando as equações da máquina (2.48), (2.49), (2.56) e (2.54) no referencial estacionário

$$\mathbf{v}_s^s = r_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d}{dt} \phi_s^s \quad (6.16)$$

$$\mathbf{v}_r^s = 0 = r_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d}{dt} \phi_r^s - \omega_r \phi_r^s \quad (6.17)$$

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{1}{J_m} (P(C_e - C_c) - F_a\omega_r) \quad (6.18)$$

$$C_e = P(i_{sq}^s\phi_{sd}^s - i_{sd}^s\phi_{sq}^s) \quad (6.19)$$

A partir destas expressões, é possível definir o escorregamento na forma (6.20) onde ω_{sr} é representado na forma (6.21)

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (6.20)$$

$$\omega_{sr} = \omega_s \tau_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \frac{e_{rd}i_{sd}^s + e_{rq}i_{sq}^s}{e_{rd}^2 + e_{rq}^2} \quad (6.21)$$

em (6.21) e_{rd} e e_{rq} são as FEM's rotóricas definidas na forma,

$$e_{rd} = \frac{d}{dt}\phi_{rd}^s = \left(\frac{l_r}{l_m} v_{sd}^s - \tau_s \frac{l_r}{l_m} i_{sd}^s \right) - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} \frac{d}{dt} i_{sd}^s \quad (6.22)$$

$$e_{rq} = \frac{d}{dt}\phi_{rq}^s = \left(\frac{l_r}{l_m} v_{sq}^s - \tau_s \frac{l_r}{l_m} i_{sq}^s \right) - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} \frac{d}{dt} i_{sq}^s \quad (6.23)$$

A partir das equações (6.18), (6.22) e (6.23) a expressão para a velocidade rotórica é dada por,

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{P\phi_{rq}^s} \left(e_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^s + \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^s \right) \quad (6.24)$$

As expressões (6.22), (6.23) e (6.24) são as equações para o cálculo do escorregamento a partir das quantidades medidas. A figura 6.2 apresenta um diagrama esquemático da estratégia.

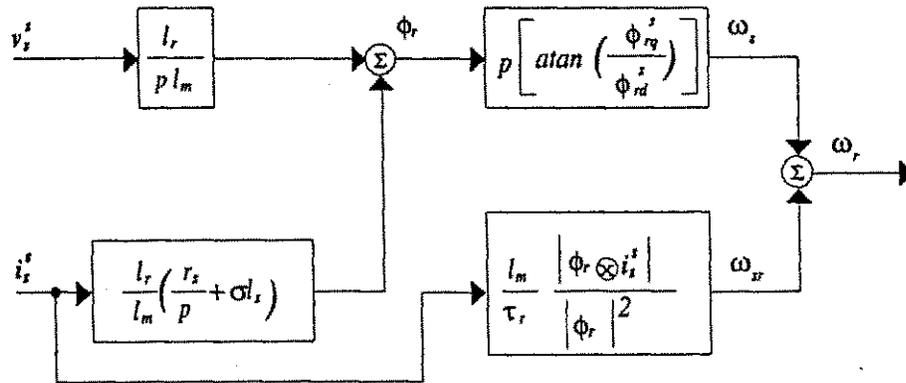


Figura 6.2: Método de estimação de velocidade proposto por Rajashekara[100].

Em sistemas adaptativos baseados em modelos de referência (*MRAC - Model Reference Adaptive Control*) é feita uma comparação entre a saída de dois estimadores. As

expressões do modelo da máquina que não envolvem a quantidade a ser estimada (nesse caso a velocidade rotórica) são consideradas como o modelo de referência. O outro estimador, o qual envolve a quantidade estimada é definido como o modelo ajustável. O erro existente entre as quantidades obtidas através de estimador é utilizado para obtenção de um mecanismo de adaptação que gera a velocidade rotórica estimada para o modelo ajustável.

Shauder [109], *Tajima et al.* [113], *Kubota et al.* [71] e *Yang et al.* [129], propuseram métodos para estimar a velocidade baseados no conhecimento da FCEM e em controladores adaptativos *MRAC*. Utilizaram somente as grandezas terminais da máquina para a realização da estimativa. Estes trabalhos diferenciam-se basicamente em dois aspectos: diferentes maneiras de formar os mecanismos de adaptação e incorporação de estimação *on-line* de outros parâmetros, particularmente a resistência estatórica e constante de tempo rotórica τ_r que influenciam a estimação da velocidade.

Shauder [109] propôs um modelo para a estimação de $\hat{\omega}_r$ baseado em dois observadores independentes (figura 6.3). O primeiro, com as equações de fluxo rotórico derivadas do modelo estatórico (6.25), também chamado de modelo em tensão; e o segundo obtido a partir do modelo rotórico (6.26), chamado modelo em corrente.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} = \frac{l_r}{l_m} \left\{ \begin{bmatrix} v_{rd}^s \\ v_{rq}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (r_s - \sigma l_s \frac{d}{dt}) & 0 \\ 0 & (r_s + \sigma l_s \frac{d}{dt}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \right\} \quad (6.25)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{rd}^s \\ \hat{\phi}_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{rd}^s \\ \hat{\phi}_{rq}^s \end{bmatrix} + \frac{l_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

Desde que a equação (6.25) não envolve ω_r , este observador pode ser considerado como o modelo de referência da máquina e a equação (6.26) que envolve ω_r pode ser considerado como o modelo ajustável. A comparação entre os dois modelos define o erro que irá comandar o mecanismo de adaptação que gera a estimação de ω_r para o modelo ajustável. As equações de estado do erro são obtidas subtraindo-se (6.26) de (6.25),

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta_d \\ \Delta_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_d \\ \Delta_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\phi_{rq}^s \\ \phi_{rd}^s \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (6.27)$$

ou ainda $\frac{d}{dt} [\Delta] = [A] [\Delta] - [W]$, onde $\Delta_d = \phi_{rd}^s - \hat{\phi}_{rd}^s$ e $\Delta_q = \phi_{rq}^s - \hat{\phi}_{rq}^s$.

A equação (6.27) descreve o sistema não-linear mostrado na figura 6.4. Para sistemas não-lineares, a hiperestabilidade é assegurada desde que a matriz de transferência da parte linear invariante no tempo seja estritamente positiva real e que a realimentação

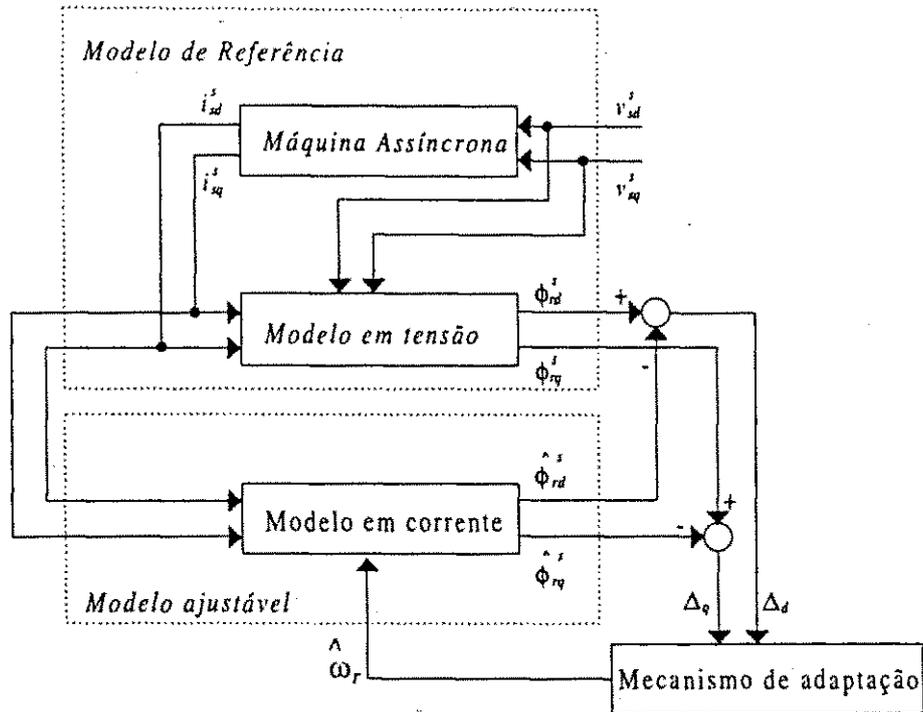


Figura 6.3: Método de estimação de velocidade proposto por *Shauder*[109].

não-linear satisfaça a desigualdade de *Popov* [36].

$$\int_0^{t_1} [\Delta]^T [W] dt \geq -\gamma_o^2, \text{ para } t_1 \geq 0 \quad (6.28)$$

Com o mecanismo de adaptação apresentado em (6.29) e sabendo que a matriz de transferência obtida de (6.27) é estritamente real positiva, é mostrado que o sistema é hiperestável.

$$\hat{\omega}_r = K_p (\phi_{rq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \phi_{rd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) + K_i \int (\phi_{rq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \phi_{rd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) \quad (6.29)$$

Embora no sistema proposto o controle seja *IFO*, o autor mostrou que erros em τ_r não influenciam a orientação de ϕ_r caso o cálculo do escorregamento e do observador sejam feitos com o mesmo valor de τ_r . Porém, valores errados de τ_r causam erros no valor de $\hat{\omega}_r$. O sistema sofre ainda a influência de τ_s na região de baixas frequências e de σl_s em toda faixa de velocidade, principalmente com carga. Para evitar a influência de parâmetros, o autor propôs um algoritmo baseado em técnicas *MRAC* para estimar *off-line* ($\omega_r = 0$) os parâmetros dos quais depende.

Para evitar problemas de condições iniciais e *drift* na região de baixa velocidade, *Shauder* [109] propôs a substituição das integrais por filtros. Esta modificação é mostrada na figura 6.5. Com a modificação o algoritmo apresenta a desvantagem de perder a

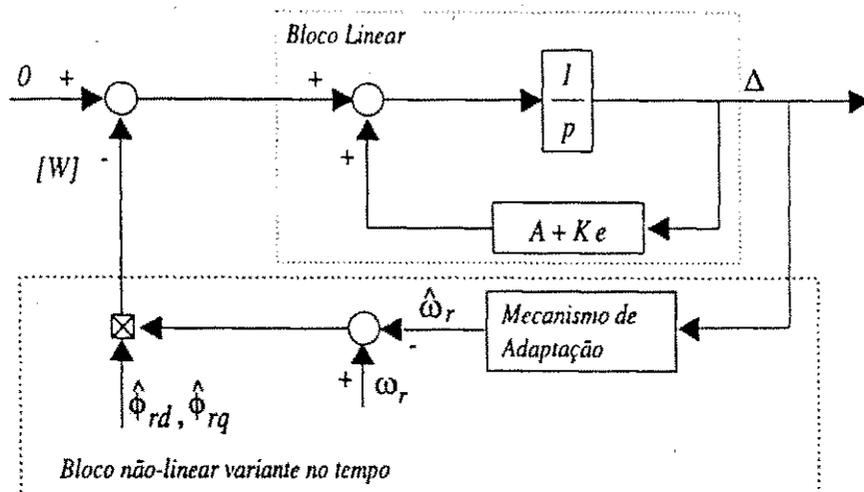


Figura 6.4: Sistema adaptativo modelo de referência representado como uma realimentação não-linear.

hiperestabilidade durante transitórios e em velocidades muito baixas, impedindo o seu funcionamento por muito tempo nesta região. Um outro problema deste método é que devido a limitada largura de faixa do mecanismo de adaptação, a estimação de velocidade não é precisa durante transitórios. Portanto, há uma degradação do desempenho do controle *IFO* durante transitórios. Esta técnica, e todas aquelas baseadas no mesmo princípio, não são adequadas para operação em velocidades baixa e nula. Nesta região de operação, a FCEM é quase nula, o que impede a estimação das grandezas utilizadas no modelo de referência do *MRAC*. Além disso, as técnicas baseadas em *MRAC* não eliminam o problema de sensibilidade paramétrica que é inerente aos métodos baseados na FCEM. Por esta razão, muitos dos trabalhos subsequentes à *Shauder* [109] têm tratado de métodos para adaptar alguns dos parâmetros do sistema de forma a melhorar a estimação de fluxo e velocidade, especialmente na região de baixa velocidade. Uma outra abordagem tem sido a procura de maneiras alternativas de se formar o termo de erro que aciona o controlador adaptativo. A idéia é tornar os modelos menos sensíveis aos parâmetros da máquina.

Yang et al. [129] apresentaram um esquema de estimação da velocidade rotórica e da resistência estática da máquina. A velocidade rotórica é estimada a partir de um observador adaptativo de ordem completa. Considerando as variações paramétricas decorrentes da operação da máquina, principalmente da resistência estática, esta pode ser estimada ao mesmo tempo que a velocidade rotórica.

Definidas as equações de estado do modelo corrente/fluxo no referencial estacionário

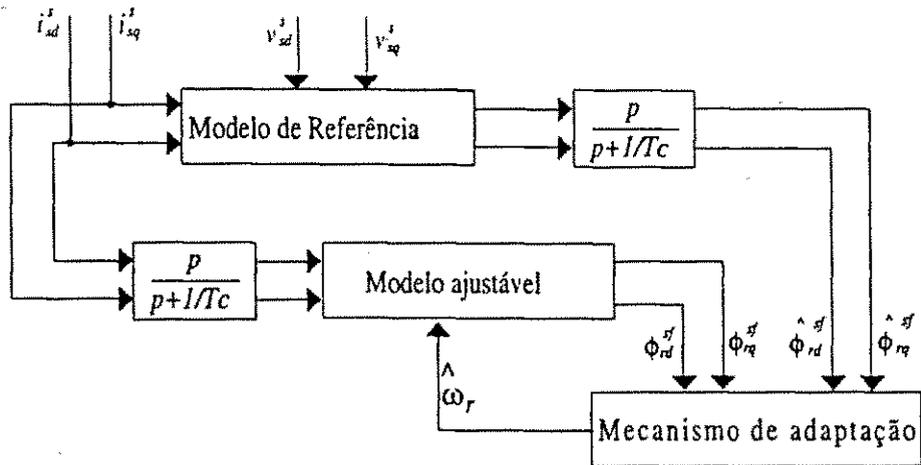


Figura 6.5: Sistema adaptativo modificado.

de acordo com as expressões (2.71)-(2.74)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \phi_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \phi_r^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^s \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s^s \\ \hat{\phi}_r^s \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^s \\ \phi_r^s \end{bmatrix}^T + [B] \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^s \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

Baseado em (6.30) é possível implementar um observador de ordem completa de acordo com as seguintes expressões,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s^s \\ \hat{\phi}_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s^s \\ \hat{\phi}_r^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^s \end{bmatrix} + K_e (\hat{\mathbf{i}}_s^s - \mathbf{i}_s^s) \quad (6.32)$$

onde $\hat{\mathbf{i}}_s^s$ e $\hat{\phi}_r^s$ são, respectivamente, a corrente estatórica e o fluxo rotórico estimados. A velocidade rotórica ω_r e a resistência estatórica são substituídas no modelo (6.32) por seus valores estimados ($\hat{\omega}_r$) e nominal (r_{so}). De acordo com a teoria dos modelos de referência [72], considera-se o modelo da máquina, expressão (6.30) como modelo de referência e o observador da expressão (6.32) como modelo ajustável. O erro entre os estados $(\mathbf{i}_s^s, \phi_r^s)$ e $(\hat{\mathbf{i}}_s^s, \hat{\phi}_r^s)$ podem ser usados para comandar o mecanismo de adaptação de maneira a ajustar a velocidade estimada $\hat{\omega}_r$. O mecanismo de adaptação deve garantir que quando a velocidade estimada estiver ajustada com a velocidade do modelo o vetor estimado $[\hat{\mathbf{i}}_s^s \ \hat{\phi}_r^s]^T$ convergirá para o vetor $[\mathbf{i}_s^s \ \phi_r^s]^T$. O mecanismo de adaptação é projetado baseado no conceito de hiperestabilidade de modo a garantir que o sistema seja assintoticamente estável.

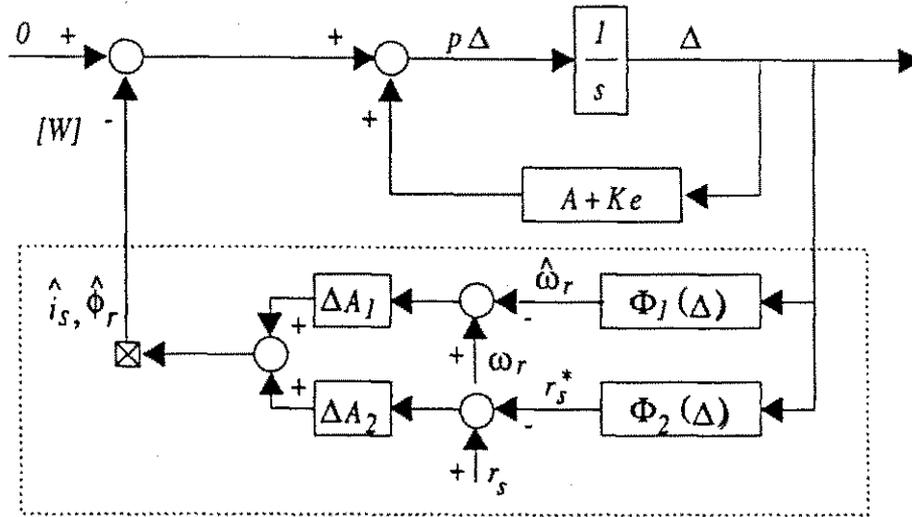


Figura 6.6: Método de estimação de ω_r proposto por Yang et al. [129]

Quando um valor errado da r_s é considerado, as expressões dinâmicas dos erros podem ser obtidas subtraindo-se (6.32) de (6.30).

$$p \begin{bmatrix} \Delta_i \\ \Delta_\phi \end{bmatrix} = (A + G) \begin{bmatrix} \Delta_i \\ \Delta_\phi \end{bmatrix} + \Delta A \begin{bmatrix} \Delta_{\hat{i}} \\ \Delta_{\hat{\phi}} \end{bmatrix} \quad (6.33)$$

$$= (A + G) \Delta - W \quad (6.34)$$

onde $\Delta_i = i_s - \hat{i}_s$, $\Delta_\phi = \phi_r - \hat{\phi}_r$, G é a matriz de ganhos de ordem (4×2) , W é o bloco não linear definido na forma,

$$W = -\Delta A [\hat{i}_s, \hat{\phi}_r]^T \quad (6.35)$$

A matriz de erro ΔA é

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & J/p \\ 0 & J \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) + \begin{bmatrix} -I/\sigma l_s & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (r_s - r_s^*) \quad (6.36)$$

$$= \Delta A_1 \Delta \omega_r + \Delta A_2 \Delta r_s \quad (6.37)$$

A partir da expressão (6.33) é possível implementar um sistema adaptativo (*Model Reference Adaptive System - MRAS*) de acordo com a figura 6.6 implementado a partir de uma matriz de transferência direta linear variante no tempo e um bloco de realimentação não linear. $\Phi_1(\Delta)$ e $\Phi_2(\Delta)$ são os mecanismos de identificação da velocidade rotórica e da resistência estática respectivamente. O sistema é hiperestável se a matriz de transferência direta é estritamente real positiva, e a entrada e saída do bloco de realimentação não linear satisfaz o critério de Popov (6.28).

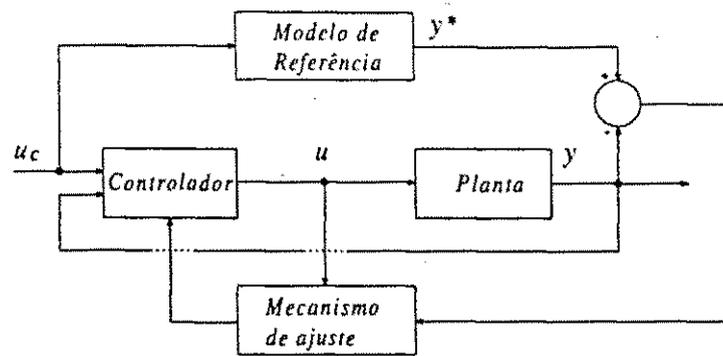


Figura 6.7: Diagrama de blocos do *MRAC*.

6.3 Controle adaptativo com modelo de referência

Um sistema adaptativo é aquele que mede um certo índice de desempenho utilizando as entradas, estados e saídas do sistema cujo controlador será ajustado (planta), compara este índice com um valor de referência (modelo de referência) e através de um mecanismo de adaptação modifica os parâmetros dos controladores ou do modelo de atuação de tal forma a minimizar a discrepância existente entre o modelo de referência e a planta [5]. O controle adaptativo modelo de referência pode ser visto como um controle em malha fechada convencional.

O modelo *MRAC* pode ser conectado à planta de várias formas, como por exemplo em paralelo, série ou uma combinação série/paralelo. Na figura 6.7 é apresentado o esquema básico do controlador *MRAC* com conexão em paralelo.

Analisando esta figura observa-se que o sistema é constituído de duas malhas: uma interna correspondendo a planta e ao controlador e outra externa correspondendo ao mecanismo de ajuste do controlador.

6.3.1 Modelos *MRAC*

Para implementação de estratégias adaptativas *MRAC* é necessário a determinação dos modelos de referência para obtenção de $y^*(t)$. Os modelos usualmente utilizados são apresentados em [101] e [35].

Substituindo em (2.69) as expressões do fluxo estático (2.50) e corrente rotórica (2.59), resulta,

$$\mathbf{v}_s^g = \left(r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r} \right) \mathbf{i}_s^g + \sigma l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^g + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r + j\omega_g \sigma l_s \mathbf{i}_s^g \quad (6.38)$$

Separando em componentes dq e aplicando as condições de orientação pelo campo,

$$v_{sd}^b = \left(r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r} \right) i_{sd}^b + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sd}^b - \frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_r - \omega_b \sigma l_s i_{sq}^b \quad (6.39)$$

$$v_{sq}^b = \left(r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r} \right) i_{sq}^b + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sq}^b + \omega_r \frac{l_m}{l_r} \phi_r + \omega_b \sigma l_s i_{sd}^b \quad (6.40)$$

a) Modelo em tensão eixo d

Neste modelo, $y^*(t)$ é a tensão em eixo d sendo obtido à partir da expressão (6.39) em regime permanente, lembrando que $\phi_r = l_m i_{sd}^b$, o que resulta na expressão,

$$v_{sd}^{b*} = r_s i_{sd}^{b*} - \omega_b \sigma l_s i_{sq}^{b*} \quad (6.41)$$

Este modelo é dependente da resistência estatórica e de σl_s .

b) Modelo em tensão eixo q

Neste modelo $y^*(t)$ é a tensão no eixo q obtida utilizando-se as condições de regime permanente com orientação indireta pelo campo e a equação de tensão de eixo q . A equação do modelo de referência usado por v_{sq}^{b*} é dado por

$$v_{sq}^{b*} = r_s i_{sq}^{b*} + \omega_b \sigma l_s i_{sd}^{b*} \quad (6.42)$$

Similarmente, a tensão no eixo q , v_{sq}^b é obtida através da transformação da tensão estatórica para o eixo de referência síncrono.

c) Modelo potência reativa

A potência reativa tratada por uma máquina assíncrona pode ser estimada por

$$Q_r = v_{sq}^b i_{sd}^b - v_{sd}^b i_{sq}^b \quad (6.43)$$

A variável de referência deste modelo Q_r^* é obtida substituindo v_{sd}^{b*} e v_{sq}^{b*} em (6.43) resultando,

$$Q_r^* = \omega_b \left(l_s i_{sd}^{b*2} + \sigma l_s i_{sq}^{b*2} \right) \quad (6.44)$$

d) Modelo potência ativa

A potência ativa absorvida por uma máquina assíncrona pode ser estimada através de

$$P_a = v_{sd}^b i_{sd}^b + v_{sq}^b i_{sq}^b \quad (6.45)$$

A variável de referência deste modelo P_a^* é obtida substituindo v_{sd}^{b*} e v_{sq}^{b*} em (6.45) resultando,

$$P_a^* = r_s (i_{sd}^{b*2} + i_{sq}^{b*2}) + \omega_b (l_s - \sigma l_s) i_{sd}^{b*} i_{sq}^{b*} \quad (6.46)$$

e) Modelo de conjugado

O conjugado eletromagnético gerado por uma máquina assíncrona com orientação indireta pelo campo pode ser expressa em termos de i_{sd}^b e i_{sq}^b . O conjugado de referência C_e^* pode ser representado por,

$$C_e^* = P(l_s - \sigma l_s) i_{sd}^{b*} i_{sq}^{b*} \quad (6.47)$$

Outra possibilidade é calcular C_e^* subtraindo as perdas resistivas de P_a^* e dividindo o resultado por ω_b/P . O conjugado eletromagnético C_e geralmente não está disponível através de medições. Neste caso deve ser estimado através de variáveis medidas da máquina.

6.4 Estratégias propostas para o controle sem sensor mecânico de velocidade aplicadas à máquina assíncrona

A seguir são apresentadas três novas estratégias de controle aplicadas à máquina assíncrona sem a utilização de sensores mecânicos de velocidade. Destas estratégias propostas duas utilizam controladores monovariáveis e uma utiliza controlador multivariáveis.

As estratégias que utilizam controladores monovariáveis são implementadas utilizando controle com orientação indireta pelo campo e modelos de referência (*IFOC/MRAC/SSM*) e a outra utiliza controle direto de fluxo e conjugado por escorregamento (*CDC-FEE/SSM*). A estratégia que utiliza controlador multivariável é implementada utilizando a estratégia com realimentação de estados com fluxo estatórico por escorregamento no estator (*RE-FEEE/SSM*).

6.4.1 Controle com orientação indireta pelo campo sem sensor mecânico de velocidade (*IFOC/MRAC/SSM*).

Usualmente, as estratégias *MRAC*, são implementadas para adaptar os parâmetros do controlador ou do modelo, neste caso, a estratégia *IFOC* sem sensor mecânico aqui apresentada utiliza o *MRAC* para adaptar diretamente a velocidade rotórica diferentemente de adaptar as variações da constante de tempo rotórica [57]. Esta adaptação é feita utilizando-se modelos de referência (*MRAC*) e com esta estratégia, o controle *IFOC* pode ser implementada sem sensor mecânico. Outra vantagem do esquema proposto é que o controle *IFO* mantém-se sintonizado mesmo frente a variações da constante de tempo rotórica.

As equações para o controle com orientação indireta já foram apresentadas no capítulo 4, e algumas serão por conveniência repetidas aqui. As expressões relacionam a corrente estatórica e o fluxo rotórico e o eixo de referência do modelo de atuação está posicionado sobre o vetor fluxo rotórico ($\omega_g = \omega_b$). Então,

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \phi_r + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (6.48)$$

$$0 = \omega_{br} - \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^b}{i_{sd}^b} \quad (6.49)$$

$$C_e = P l_m \frac{i_{sq}^b}{l_r} \phi_r \quad (6.50)$$

Nesta estratégia, o controle de conjugado é realizado através de i_{sq}^b , enquanto que o fluxo rotórico é controlado através de i_{sd}^b . Os valores de referência de i_{sq}^b , i_{sd}^b e ω_{sr} são dados por,

$$i_{sd}^{b*} = \frac{1}{l_m} \phi_r^* \quad (6.51)$$

$$i_{sq}^{b*} = \frac{1}{P} \frac{l_r C_e^*}{l_m^2 i_{sd}^{b*}} \quad (6.52)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{b*}}{i_{sd}^{b*}} \quad (6.53)$$

A figura 6.8 apresenta o diagrama de blocos do esquema adaptativo proposto. Neste esquema o mecanismo de adaptação fornece a velocidade angular estimada $\hat{\omega}_r$, que é adicionada a frequência angular de escorregamento de maneira a obter-se, de acordo com a idéia de controle com orientação indireta pelo campo, a frequência angular síncrona do vetor fluxo rotórico e consequentemente o ângulo de desacoplamento $\hat{\delta}_b$.

Desta forma,

$$\hat{\omega}_b = \hat{\omega}_r + \omega_{br}^* \quad (6.54)$$

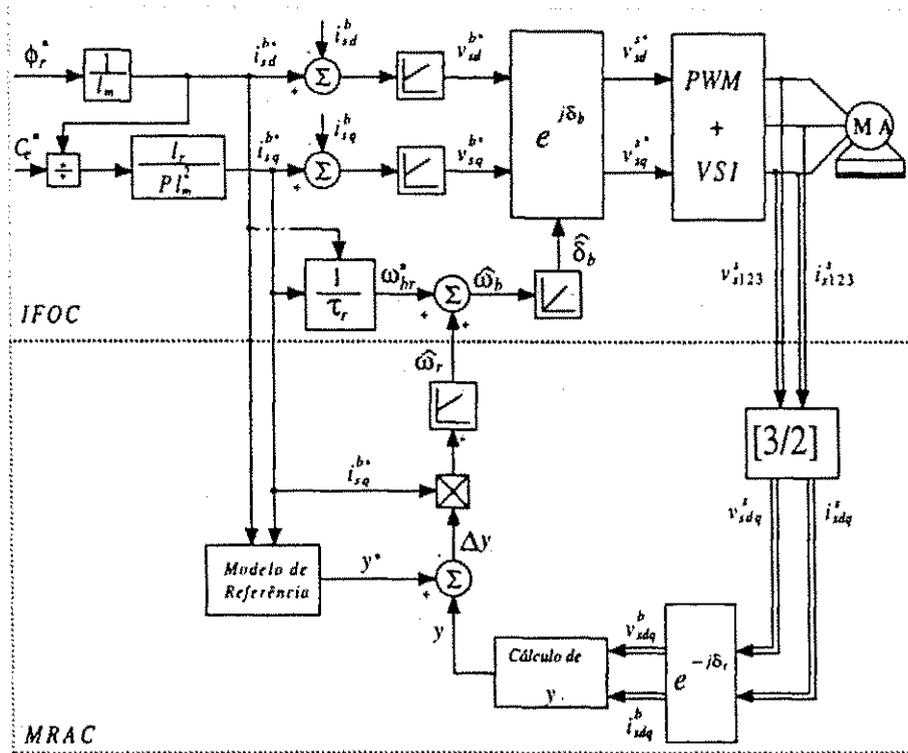


Figura 6.8: Diagrama esquemático da estratégia IFOC sem sensor mecânico de velocidade.

O ponto principal da estratégia proposta é de que as alterações da constante de tempo rotórica, que pelos métodos convencionais de controle adaptativo [101] são compensadas através do escorregamento ω_{br}^* , nesta abordagem são através de velocidade rotórica $\hat{\omega}_r$. Esta maneira alternativa de adaptação é viável visto que a frequência angular de escorregamento e a velocidade rotórica são simplesmente somadas para obtenção da frequência angular síncrona. Desta forma, obtém-se o mesmo resultado de compensação das alterações da constante de tempo rotórica que a obtida compensando o escorregamento, com a vantagem de não ser necessária a medição da velocidade rotórica através de um sensor mecânico. De qualquer forma, como esperado, a velocidade estimada disponível na saída do mecanismo de adaptação é diferente da velocidade rotórica atual (medida) quando a constante de tempo rotórica diferir do seu valor nominal. O método é adequado onde não faz-se necessário o controle de velocidade porém é necessário manter o controlador com orientação indireta pelo campo permanentemente

sintonizado para obtenção de um controle de conjugado de alto desempenho

No esquema da figura 6.8 $y^*(t)$ é a saída do modelo de referência, dependente de qual modelo está sendo implementado. $\Delta y(t) = y^*(t) - y(t)$ é o erro de adaptação e $y(t)$ é saída da planta determinada a partir de grandezas medidas nos terminais da máquina (correntes e tensões estatóricas). O erro é multiplicado pela corrente de referência do conjugado i_{sq}^{b*} cujo produto alimenta um controlador PI que fornece na sua saída a velocidade estimada $\hat{\omega}_r$.

6.5 Controle de velocidade sem sensor mecânico em acionamentos com estratégia - CDC-FEE/SSM.

As técnicas de controle vetorial direto de fluxo e de conjugado, ou *DTC*, são estratégias inerentemente sem sensor mecânico de velocidade [114], [40], [49] e [106]. Porém, devido as suas características operacionais o *DTC* pode representar uma alternativa interessante em acionamentos onde objetiva-se o controle de velocidade sem sensor mecânico [106], [104].

A figura 6.9 apresenta o diagrama de blocos esquemático da estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico proposta, aplicada a estratégia CDC-FEE (figura 4.18). A estimação da velocidade é realizada utilizando a relação entre a frequência angular síncrona de referência do vetor fluxo estatórico ω_a^* e o escorregamento estimado de acordo com a expressão,

$$\hat{\omega}_r = \omega_a^* - \hat{\omega}_{ar} \quad (6.55)$$

o sinal de $\hat{\omega}_r$ passa então, por um processo de filtragem para eliminar o *ripple* existente utilizando um filtro discreto *Butterworth* de segunda ordem.

O ponto principal da estratégia é que variações na frequência angular síncrona são compensadas/adaptadas pelo controlador PI do bloco 5 da figura 6.9. Para obtenção da velocidade, o escorregamento estimado obtido considerando o modelo *dq* da máquina, de acordo com a expressão (6.56), é subtraído da frequência angular síncrona adaptada. Desta forma, as variações de carga são “sentidas” pelo observador do escorregamento e as variações da velocidade pelo controlador do bloco 5.

$$\hat{\omega}_{ar} = \frac{l_s^2 r_r \hat{C}_e}{P \hat{\phi}_s^2 l_m^2} = \frac{l_s^2 \left(\frac{l_r}{\tau_r}\right) \hat{C}_e}{P \hat{\phi}_s^2 l_m^2} \quad (6.56)$$

A frequência angular síncrona de referência é obtida diretamente na saída do controlador PI, bloco 2, da figura 6.9.

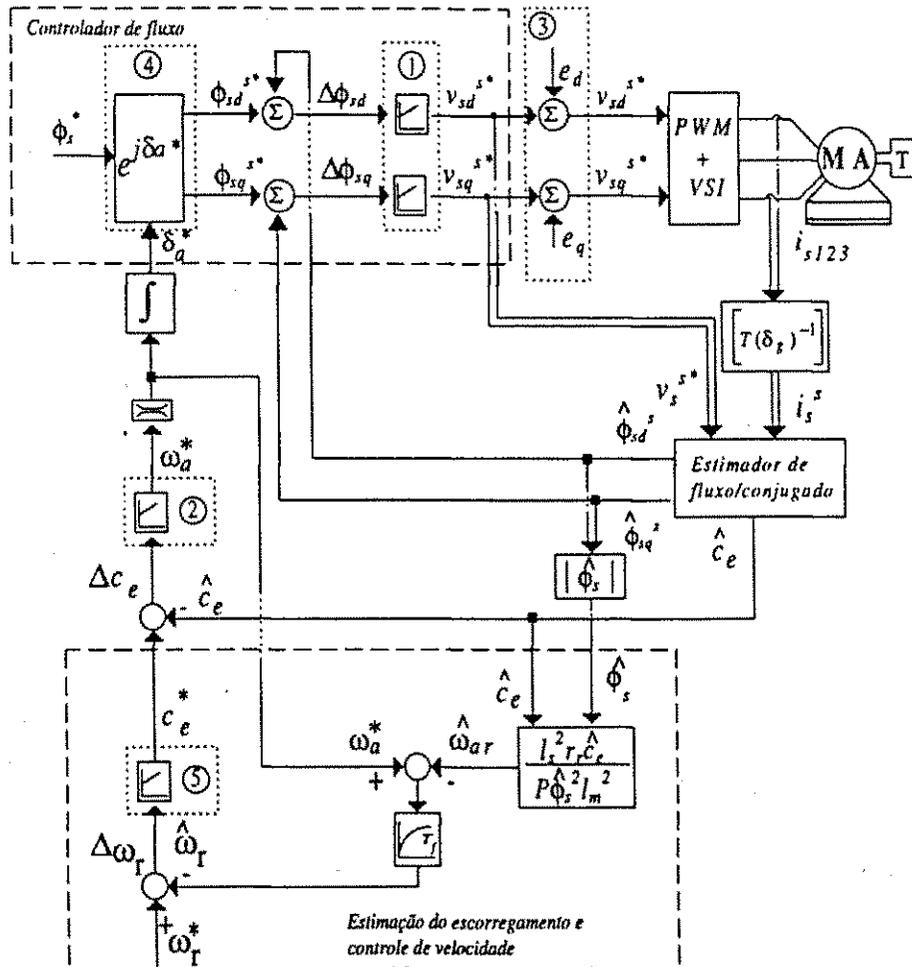


Figura 6.9: Diagrama esquemático controle de velocidade sem sensor mecânico estratégia CDC-FEE/SSM.

Este método de estimação da velocidade é dependente: do conhecimento da magnitude do vetor fluxo estático e do conjugado eletromagnético estimados; e, dos parâmetros l_s , σl_s e τ_r , parâmetros estes que podem ser estimados [36]. A variação dos parâmetros envolvidos na estimação, tanto do fluxo estático como do conjugado, é compensada parcialmente pelos controladores PI de fluxo, bloco 1 da figura 6.9.

Comparativamente ao diagrama de blocos da estratégia CDC-FEE, figura 4.18, observa-se que foram introduzidos:

1. Um bloco para o cálculo do escorregamento estimado;

2. Comparador das velocidades de referência e estimada;
3. Controlador PI de velocidade, projetado utilizando os mesmos critérios utilizados para o projeto dos controladores de fluxo;
4. Filtro *Butterworth* discreto de segunda ordem, com frequência de corte de 1KHz para filtragem da velocidade estimada $\hat{\omega}_r$.

6.6 Controle direto de conjugado multivariável sem sensor mecânico de velocidade (RE-FEEE/SSM).

Conforme citado no capítulo 4 deste trabalho, geralmente os controladores implementados para o acionamento das máquinas assíncronas são do tipo monovariáveis. Contudo, o modelo matemático representativo desta máquina é multivariável e fortemente acoplado.

Jacobina et al. [61] e [60] e [103] apresentam estratégias *MIMO* de controle desacoplado de fluxo e conjugado utilizando os fluxos rotórico e estatórico. Contudo, estas estratégias são dependentes da realimentação da velocidade rotórica para obtenção da frequência angular síncrona do vetor fluxo controlado.

A estratégia que utiliza modelos de referência adaptativos (*MRAC*) para adaptar a velocidade rotórica [57] é interessante e é empregada aqui na estratégia de controle com Realimentação de Estados, com Fluxo Estatórico por Escorregamento no Estator (RE-FEEE). Considerando que esta estratégia é realizada a fluxo estatórico constante, sem estágio intermediário de controle de corrente, ela pode ser considerada uma estratégia *DTC-MIMO* sem sensor mecânico de velocidade. Aliando as boas características de ambos os controles.

A figura 6.10 apresenta o diagrama esquemático da estratégia proposta.

O bloco *MRAC* pode ser implementado para compensar tanto variações na velocidade rotórica estimada $\hat{\omega}_r$, quanto a frequência angular síncrona do vetor fluxo estatórico $\hat{\omega}_a$. Neste segundo caso, inexistente o bloco do escorregamento existente na figura 6.10.

Em [61] e [60] a matriz de ganhos do controlador é implementada utilizando técnica de alocação de pólos, neste caso é utilizada lei de controle ótimo (*LQR*).

No esquema da figura 6.10, $y^*(t)$ é a saída do modelo de referência. Inicialmente foi

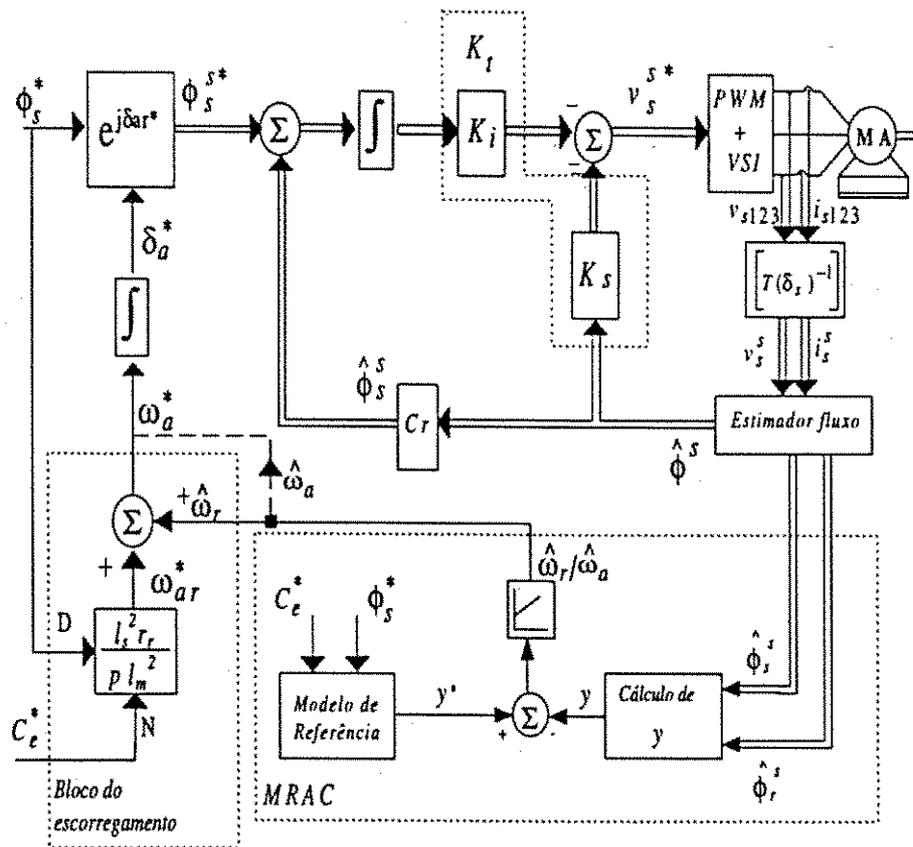


Figura 6.10: Diagrama esquemático de controle direto de conjugado multivariável sem sensor mecânico de velocidade estratégia RE-FEE/SSM.

feito $y^* = C_e^*$, contudo, pode-se implementar o MRAC com qualquer um dos modelos adaptativos apresentados anteriormente. $\Delta y(t) = y^*(t) - y(t)$ é o erro de adaptação e $y(t)$ é a saída da planta, neste caso \hat{C}_e , calculado a partir das saídas do observador de estados (fluxos rotórico e estatórico), de acordo com a expressão,

$$\hat{C}_e = \frac{pl_m}{\sigma l_s l_r} (\hat{\phi}_{sq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \hat{\phi}_{sd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) \quad (6.57)$$

O erro $\Delta y(t) = \Delta C_e(t)$ alimenta um controlador PI que fornece na sua saída ou a velocidade $\hat{\omega}_r$ ou a frequência angular síncrona $\hat{\omega}_a$.

6.7 Conclusões

Neste capítulo foi tratado do acionamento da máquina assíncrona sem sensor mecânico de velocidade. Inicialmente é apresentada uma revisão bibliográfica sucinta sobre o

assunto enfatizando principalmente as estratégias de estimação de velocidade que utilizam o escorregamento (EVE) e as que utilizam os modelos de referência (*MRAC*) para obtenção da velocidade estimada.

A seguir, foram apresentadas três estratégias de controle aplicadas à máquinas assíncronas que não necessitam de sensor mecânico de velocidade. Duas delas são implementadas utilizando controladores monovariáveis *IFOC/MRAC/SSM* e *CDC-FEE/SSM* e uma utilizando controlador *MIMO* (*RE-FEEE/SSM*).

A maneira como é obtida a velocidade é dividida em métodos *MRAC* e *EVE*. O método *MRAC* é aplicado nas estratégias *IFOC* e *RE-FEEE* e o método *EVE* é implementado juntamente com a estratégia *CDC-FEE* para o controle de velocidade.

Capítulo 7

Resultados de Simulações e Experimentais

7.1 Introdução

Neste capítulo, o enfoque principal dá-se em termos da análise dos resultados obtidos via simulação e experimentalmente, para as estratégias mono e multivariáveis propostas. Inicialmente são abordados critérios que permitem analisar o desempenho de um sistema de acionamento. É analisada a influência das variações paramétricas, mais especificamente da resistência estatórica e da constante de tempo rotórica nas estratégias propostas. Na seqüência são apresentados/analísados os resultados obtidos.

As simulações foram realizadas utilizando-se programas, desenvolvidos em C, especificamente para o estudo das estratégias propostas. As principais justificativas para desenvolver-se programas específicos, ao contrário de utilizar-se “pacotes” já prontos, tais como MATLAB[®] e SIMNON[®], reside na facilidade de transposição das rotinas do programa de simulação para o programa em tempo real utilizado no sistema de acionamento além de uma maior rapidez na simulação do sistema de acionamento. A resolução do modelo matemático da máquina assíncrona, de sexta-ordem, representado por equações diferenciais ordinárias, foi feita através do método de *Runge-Kutta* de quarta ordem.

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando um sistema de acionamento para máquinas assíncronas, desenvolvido no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) descrito a seguir.

São mostrados resultados das simulações de todas as estratégias propostas. Já os re-

sultados experimentais, são apresentados apenas das estratégias: *IFOC/MRAC/SSM*, *CDC-FEE*, *CDC-FEE/SSM* e *RE-FRER/SSM*.

Em relação às estratégias de controle multivariável os resultados apresentados foram obtidos, tanto nas simulações como experimentalmente, considerando as técnicas de controle ótimo. Os resultados obtidos utilizando alocação de pólos não são apresentados por questões de espaço servindo apenas para fins de análise.

O tempo máximo para realização dos ensaios experimentais, foi definido para ser aproximadamente o mesmo daquele utilizado para as simulações das diversas estratégias. Isto de forma a melhor analisar os resultados obtidos mesmo que o perfil definido para as grandezas controladas não seja o mesmo.

7.2 Análise de desempenho em acionamentos elétricos

Os controladores implementados em sistemas de acionamentos com máquinas elétricas, de alto desempenho, utilizados em sistemas mecânicos devem apresentar habilidade e versatilidade frente as condições muitas vezes adversas de operação. Para obtenção deste alto desempenho, estes sistemas devem apresentar robustez frente a alterações de carga e variações paramétricas.

Segundo *Boldea et al.* [14] o desempenho de um sistema de acionamento elétrico pode ser analisado segundo alguns critérios apresentados a seguir:

1. índices de conversão de energia;
2. rapidez, precisão e robustez das respostas;
3. custo financeiro e de processamento.

Um dos índices de conversão eletromecânica de energia, é a eficiência, que inclui as perdas no motor e no conversor, representando a razão entre potência mecânica de saída e a potência elétrica de entrada. Para medir a eficiência durante transitórios (aceleração/desaceleração), o melhor índice é a relação de conversão energética ou eficiência energética, que é obtida pela razão entre a energia de saída e a energia de entrada, durante um certo intervalo de tempo. Este índice permite a verificação do desempenho do sistema quanto ao gasto de energia em regimes transitórios. Outro índice de desempenho é a relação entre a potência real de entrada (kW) e a potência

aparente (kVA), calculadas a partir das correntes e tensões medidas nos terminais da máquina. Na ausência de harmônicos, esta relação é o fator de potência.

Fundamentalmente quando analisa-se o desempenho de um sistema de acionamento observa-se a rapidez que este apresenta em adequar-se a modificações das variáveis de controle. Segundo Lima [77], a banda passante da malha de regulação de velocidade determina a taxa de aceleração máxima de referência. Logo, relacionando-a com o conjugado máximo e a inércia da máquina é possível avaliar a resposta de velocidade.

No caso do conjugado eletromagnético, a análise da rapidez de resposta é feita em termos do tempo de subida, ou seguimento da referência, da curva do conjugado, do instante de tempo t_1 a uma velocidade ω_{r1} até o instante t_2 a uma velocidade ω_{r2} . Este tempo de subida, ou estabelecimento da referência, é dependente da capacidade de fornecimento de conjugado por parte da máquina, da inércia e da relação entre a velocidade nominal e a máxima. Segundo Boldea *et al.* [14] a relação $\left(\frac{C_r}{J_m}\right)$ é um importante critério de projeto em termos de rapidez da resposta de conjugado, enquanto que a rapidez de resposta de conjugado fornece a capacidade do conjunto máquina + conversor em termos de rapidez de resposta.

A precisão de resposta é analisada em termos do erro em regime permanente. Considerando que o controle de fluxo/conjugado é fundamental para o controle de velocidade ou posição, as pulsações devem ser muito pequenas e a resposta deve seguir a referência com a maior precisão possível resultando em erro mínimo em regime permanente entre a referência e a variável controlada. A relação de desempenho frente ao seguimento de uma referência e a rejeição a distúrbios é praticamente a mesma. Ou seja, caso o sistema siga a referência mesmo frente a distúrbios, fica caracterizada a robustez deste sistema.

Normalmente, para obtenção de uma maior rapidez no seguimento da referência é usual o aumento dos ganhos do controlador. O aumento dos ganhos leva o sistema a um desempenho mais robusto e determina uma maior rigidez (*stiffness*) frente a variações paramétricas e de carga. Contudo, não é possível elevá-los indefinidamente pois isto pode tornar o sistema total instável. Para satisfazer uma variada gama de exigências, o controlador deve apresentar uma rigidez variável mantendo o sistema altamente robusto [94].

As estratégias de controle propostas são avaliadas através de suas características operacionais, dificuldades de implementação e respostas transitórias e em regime permanente. As características dinâmicas destas estratégias serão avaliadas em termos do

seguimento de referência (tempo de estabelecimento e erro em regime), plano de fase relacionando velocidade rotórica e conjugado eletromagnético (aceleração). O desempenho da malha de fluxo será balizado pelo lugar geométrico do vetor fluxo que está sendo controlado.

Por questões de sistematização do trabalho, os tópicos que são considerados na análise das estratégias propostas serão, prioritariamente, rapidez e precisão das respostas e tempo necessário de processamento para a plataforma de testes.

7.3 Resultados de simulações

A seguir são apresentados alguns resultados de simulações, obtidos das estratégias de controle propostas. Os resultados procuram contribuir para a análise destas estratégias e foram obtidos buscando verificar o funcionamento frente a alterações do conjugado de referência (degraus da referência de conjugado e reversão do sentido de rotação) com a máquina a vazio.

Considerando que as estratégias de controle apresentadas funcionam em malha fechada de fluxo (estático e rotórico), estes fluxos podem ser estimados a partir de um observador em malha aberta, descrito pelas expressões (3.1) e (3.2) ou então, utilizando um observador em malha fechada de ordem completa de acordo com a expressão (3.18). O conjugado estimado pode ser calculado utilizando as expressões (4.65), (4.67) ou (4.68). Os controladores PI, implementados nas malhas de conjugado, fluxo e corrente, foram projetados considerando o critério de amortecimento ótimo.

7.3.1 Resultados de simulações da estratégia

IFOC/MRAC/SSM

As condições do sistema de acionamento e os parâmetros utilizados para simular a máquina utilizando a estratégia de controle com orientação indireta pelo campo utilizando controlador com modelo de referência (*IFOC/MRAC/SSM*), de acordo com o diagrama esquemático da figura 6.8, são apresentadas na tabela 7.1. São traçados 1500 pontos para cada curva com tempo máximo de simulação variando. Para as simulações com esta estratégia foi utilizada uma máquina assíncrona com rotor bobinado. Os parâmetros desta máquina foram obtidos através de ensaios clássicos e encontram-se também na tabela 7.1.

Parâmetros da máquina
$r_s = 2,589\Omega$
$r_r = 1,890\Omega$
$l_s = 0,1133H$
$l_r = 0,1133H$
$l_m = 0,0996H$
$J_m = 0,04650kgm^2$
$F_a = 0,00465kgm$
Período de amostragem
$t_a = 100,0(\mu s)$
Frequência chaveamento inversor
$f_{chav} = 10,0(KHz)$
Tensão no barramento CC
$E_{cc} = 400,0(V)$
Fluxo de referência
$\phi_r^* = 0,58(Wb)$
Conjugado de referência
$C_e^* = 1,5(Nm)$

Tabela 7.1: Condições gerais para ensaio das estratégias *IFOC*

De maneira a avaliar o comportamento da estratégia proposta foram realizados inicialmente simulações da estratégia de controle *IFO* sem o mecanismo de adaptação *MRAC*, variando a resistência rotórica em $+30\%$ estando a máquina em baixa e em alta velocidade.

Na figura 7.1 são apresentadas as curvas de corrente estatórica de referência i_{sq}^{b*} e medida i_{sq}^b e velocidade rotórica medida ω_r , respectivamente curvas (a) e (b). Nesta simulação, a resistência rotórica é alterada quando a velocidade da máquina atinge 100rad/s .

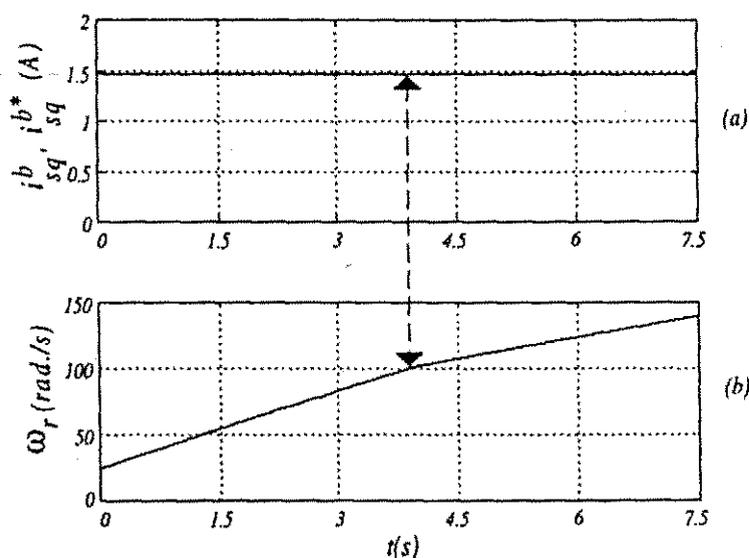


Figura 7.1: (a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade rotórica em baixa velocidade - *IFOC* sem *MRAC*.

As simulações para a mesma estratégia porém em alta velocidade, são apresentadas na figura 7.2. Na figura 7.2(a) pode ser observado o comportamento das correntes i_{sq}^{b*} e i_{sq}^b e na figura 7.2(b) a curva da velocidade rotórica. Neste caso, a resistência é alterada quando a máquina atinge a velocidade $\omega_r = 240\text{rad/s}$. Observando as figuras 7.1 e 7.2 constata-se que, como não é realizado o controle de velocidade, ao ocorrer uma variação da resistência rotórica a velocidade sofre alteração de sua inclinação sem alterar contudo a corrente de conjugado i_{sq}^b e portanto perde a orientação pelo campo. Caso houvesse malha de controle de velocidade esta manteria-se constante, variando então a corrente de conjugado i_{sq}^b até que a variação acarretasse perda de sintonia.

Nas figuras 7.3 e 7.4 são apresentados os resultados quando ambos, o controlador *IFO* e o mecanismo de adaptação *MRAC* estão operando, com as condições de

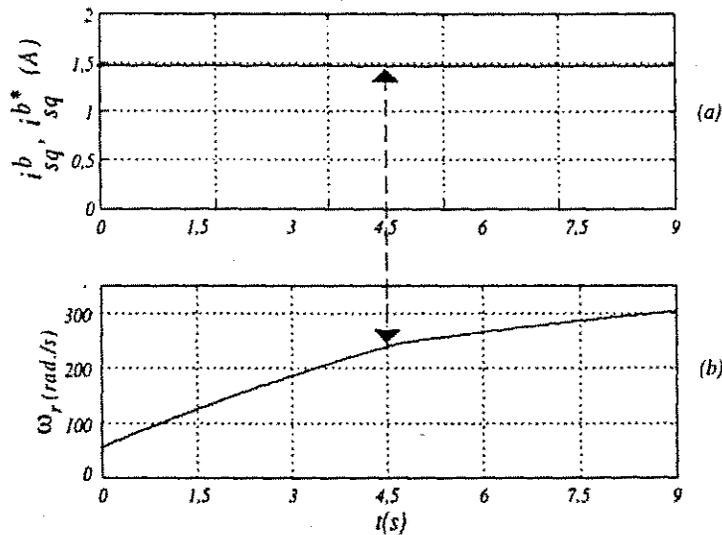


Figura 7.2: (a) Corrente estat3rica; e, (b) velocidade rot3rica em alta velocidade - *IFOC* sem *MRAC*.

funcionamento em baixa e em alta velocidade respectivamente. Nestas simulações, a resist3ncia rot3rica 3 variada tamb3m em $+30\%$, quando a m3quina atinge as velocidades de 100 e 200rad/s . respectivamente.

Nas figuras 7.3(a) e 7.4(a) s3o mostradas as curvas de corrente estat3rica de refer3ncia e medida; e, em 7.3(b) e 7.4(b) s3o mostradas as curvas de velocidade medida ω_r e estimada $\hat{\omega}_r$ para os casos de baixa e alta velocidade respectivamente.

Neste caso n3o ocorre a perda de sintonia (perda de orienta33o) do controlador *IFO* devido ao fato que a taxa de varia33o da velocidade medida (inclina33o) mant3m-se constante. Verifica-se que as velocidades medida e estimada s3o iguais apenas enquanto a constante de tempo rot3rica permanecer inalterada. Quando ocorrer varia33o em τ_r (em $\omega_r \simeq 100$ e 200rad/s) os valores diferem em aproximadamente 5rad/s . Na maneira como est3 apresentado o esquema de controle, n3o permite a utiliza33o da velocidade estimada no controlador de velocidade.

7.3.2 Resultados de simula33es das estrat3gias monovari3veis (CDC)

As condi33es de funcionamento do sistema de acionamento, para a realiza33o das simula33es utilizando controladores monovari3veis para o controle direto de conjugado eletromagn3tico e fluxo estat3rico, por escorregamento (CDC-FEE) e em quadratura

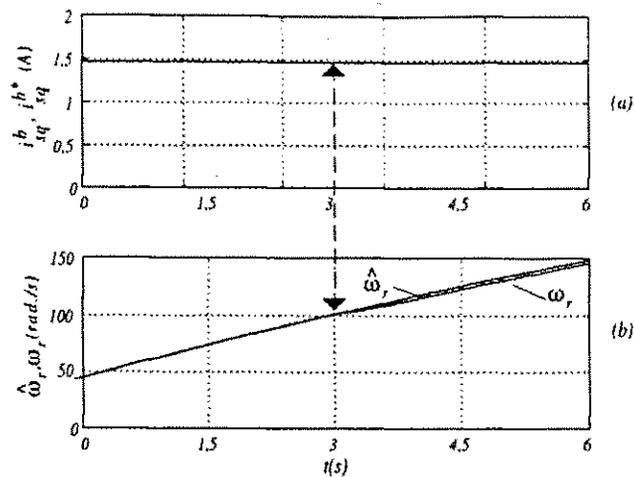


Figura 7.3: (a) Corrente estática; e, (b) velocidade rotórica em baixa velocidade - IFOC com MRAC.

(CDC-FEQ) são apresentados na tabela 7.2.

As demais condições consideradas para simulação das estratégias de controle foram: velocidade inicial $\omega_r = 0$, tempo máximo de simulação de $t = 4,0s$, total de 1500 pontos e sem carga. Os parâmetros da máquina assíncrona utilizada nas simulações foram apresentados no item 2.4.3.

Resultados de simulações da estratégia CDC-FEE

Inicialmente são apresentados alguns resultados utilizando a estratégia de controle CDC-FEE representada pelo diagrama esquemático da figura 4.18.

Na figura 7.5 são mostrados os resultados de conjugado eletromagnético, velocidade rotórica e fluxo estático. Na curva 7.5(a), têm-se o conjugado eletromagnético de referência C_e^* comparativamente ao estimado \hat{C}_e . Verifica-se que a curva segue perfeitamente a referência. Já na curva 7.5(b) é mostrada a velocidade rotórica ω_r , medida em radianos mecânicos. Pode-se observar o perfeito funcionamento (desacoplamento) pela inclinação da curva de velocidade pois para um degrau de conjugado a resposta de velocidade deve ser em forma de rampa. Já em (c) é mostrada a curva do fluxo estático estimado $\hat{\phi}_s$, seguindo perfeitamente sua referência.

De maneira a avaliar o tempo de resposta da estratégia de controle proposta, é traçada uma curva na figura 7.6 ampliada da figura 7.5(a) no intervalo de tempo compreendido entre 0,04s a 0,1s do conjugado de referência C_e^* , do conjugado médio $C_{e,m}$ neste intervalo e do conjugado estimado \hat{C}_e . Neste intervalo de tempo, o conjugado

Perfil de conjugado		
$t = 0,0s$	\Rightarrow	$C_e^* = 0,00(Nm)$
$t = 0,04s$	\Rightarrow	$C_e^* = 0,15(Nm)$
$t = 1,50s$	\Rightarrow	$C_e^* = -0,15(Nm)$
$t = 3,00s$	\Rightarrow	$C_e^* = 0,15(Nm)$
Período de amostragem		
$t_a = 100(\mu s)$		
Frequência chaveamento inversor		
$f_{chav} = 10,0(KHz)$		
Passo integração Runge-Kutta hor(μs)		
$hor = 0,5$		
Tensão no barramento CC		
$E_{cc} = 300,0(V)$		
Fluxo de referência		
$\phi_s^* = 40t(Wb)$	\Rightarrow	Se: $t < 0,02s$
$\phi_s^* = 0,4(Wb)$	\Rightarrow	Se: $t \geq 0,02s$

Tabela 7.2: Condições gerais para simulação das estratégias *SISO-CDC*

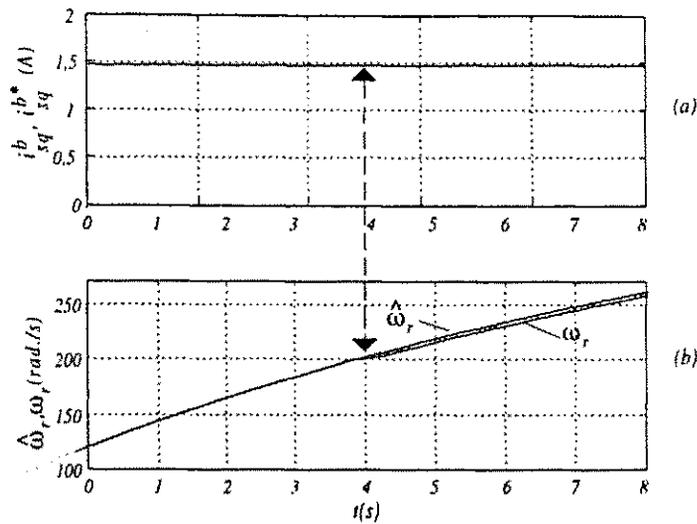


Figura 7.4: (a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade rotórica em alta velocidade - IFOC com MRAC.

médio foi de $C_{e-m} = 0,1455 Nm$ para um valor de referência de $C_e^* = 0,15 Nm$, logo, o erro percentual corresponde a

$$\Delta C_{e-\%} = \left(\frac{C_e^* - \hat{C}_{e-m}}{C_e^*} \right) 100\% = 2,33\% \quad (7.1)$$

Observa-se que o conjugado estimado atinge o valor médio aproximadamente no instante $t = 0,057s$. Logo, o tempo de subida (*settling time*) é $t_s = 0,017s$, o que demonstra a rapidez dinâmica da estratégia a um degrau de conjugado.

Resultados de simulações da estratégia (CDC-FEQ)

Na seqüência, são apresentados alguns resultados obtidos através de simulações utilizando a estratégia de controle de conjugado eletromagnético e fluxo estatórico em quadratura CDC-FEQ, cujo diagrama esquemático pode ser visualizado na figura 4.19.

Na figura 7.7 são mostrados os resultados do conjugado eletromagnético, velocidade rotórica e fluxo estatórico. Em 7.7(a) observa-se a resposta do conjugado eletromagnético frente a variações de sua referência. Observa-se alguns picos no instante da variação porém em regime o conjugado segue perfeitamente sua referência.

A velocidade rotórica é mostrada na figura 7.7(b) e da mesma forma que na estratégia CDC-FEE o resultado corresponde ao esperado. O mesmo ocorre com a resposta obtida do fluxo estatórico que segue perfeitamente sua referência como pode ser

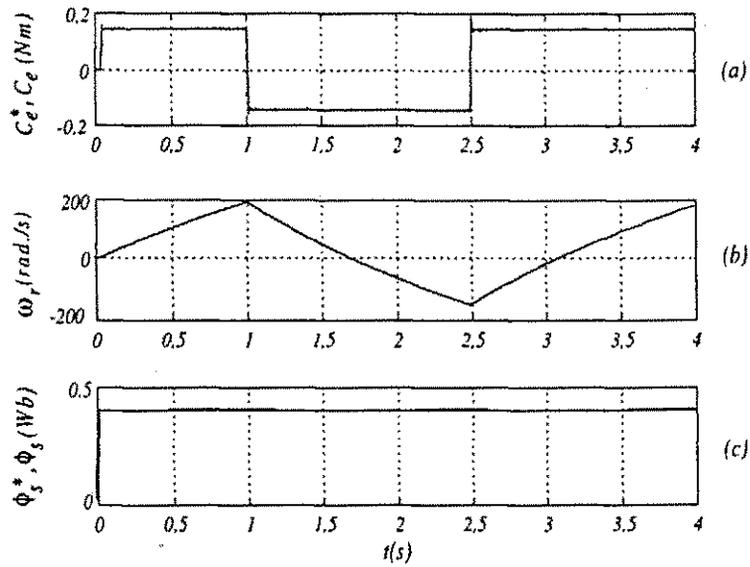


Figura 7.5: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxos de referência e estimado - Estratégia CDC-FEE.

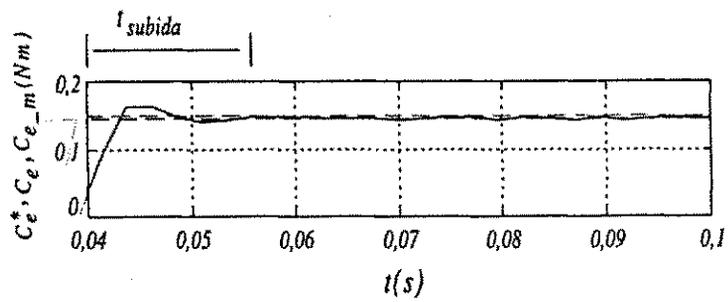


Figura 7.6: Conjugados de referência, estimado e médio estratégia CDC-FEE.

visto na 7.7(c).

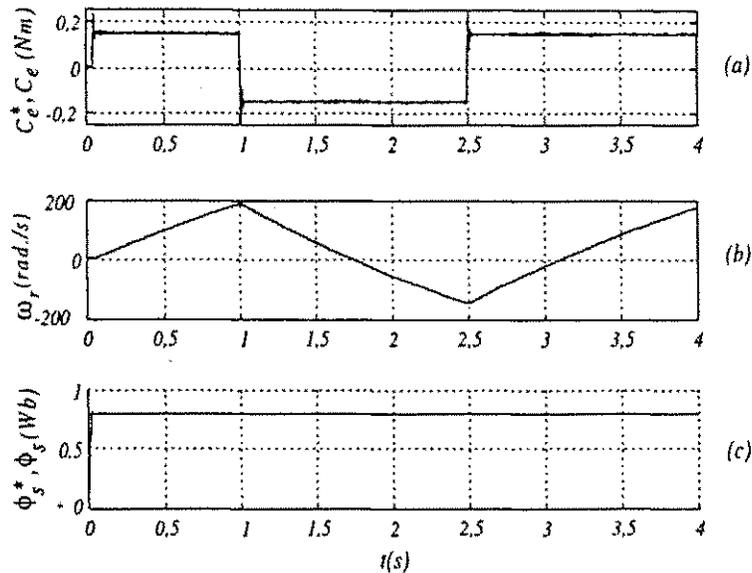


Figura 7.7: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxos de referência e estimado - Estratégia CDC-FEQ.

Similarmente à estratégia CDC-FEE, é analisado o tempo de resposta (ou tempo de subida) da estratégia proposta frente a variações no conjugado de referência. Esta análise é feita utilizando-se a figura 7.8 onde são traçadas as curvas de conjugado estimado, de referência e conjugado médio (de acordo com a figura 7.7(a)) considerando o mesmo intervalo que para o caso anterior. Nesta intervalo o conjugado médio é de $C_{e,m} = 0,1473$ o que resulta num erro percentual de $\Delta C_{e,\%} = 1,8\%$. O conjugado estimado atinge seu valor médio ($C_{e,m}$) em aproximadamente 0,018s (tempo de subida) o que da mesma forma que para a estratégia CDC-FEE demonstra a rapidez dinâmica da estratégia a um degrau de conjugado.

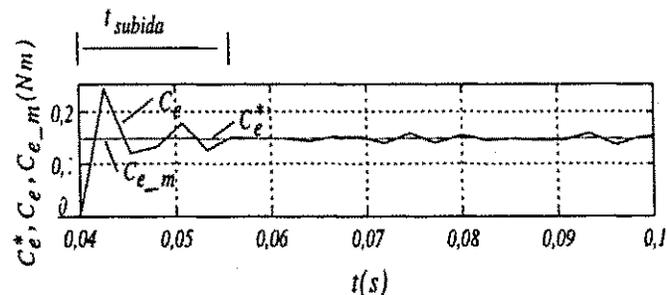


Figura 7.8: Conjugados de referência, estimado e médio - Estratégia CDC-FEQ.

7.3.3 Resultados de simulações da estratégia sem sensor mecânico de velocidade CDC-FEE/SSM.

Para as simulações realizadas com a estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico, proposta no item 6, figura 6.9, as condições de funcionamento são apresentadas na tabela 7.3.

As demais condições consideradas para simulação da estratégia de controle de velocidade foram: velocidade inicial da máquina $\omega_r = 0$, tempo máximo de simulação de $t = 12,8s$ com 1500 pontos e sem carga.

Perfil de velocidade		
$t = 0,00s$	\implies	$\omega_r^* = 150,0(rad.mec/s)$
$t = 3,20s$	\implies	$\omega_r^* = -100,0(rad.mec/s)$
$t = 5,60s$	\implies	$\omega_r^* = -50,0(rad.mec/s)$
$t = 8,00s$	\implies	$\omega_r^* = -0,0(rad.mec/s)$
$t = 8,80s$	\implies	$\omega_r^* = \frac{150,0 \cdot (t-8,80)}{4,00} (rad.mec/s)$
Período de amostragem		
$t_a = 100,0(\mu s)$		
Frequência chaveamento inversor		
$f_{chav} = 10,0(KHz)$		
Tensão no barramento CC		
$E_{cc} = 300,0(V)$		
Fluxo de referência		
$\phi_s^* = 0,4(Wb)$		

Tabela 7.3: Condições gerais para simulação da estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico.

A figura 7.9 apresenta os resultados obtidos simulando a estratégia proposta, cujo diagrama de blocos é apresentado na figura 6.9. Na figura 7.9(a) são traçadas a velocidade de referência ω_r^* (linha tracejada) e a velocidade estimada $\hat{\omega}_r$ linha cheia; em (b) os fluxos estático de referência ϕ_s^* e o estimado $\hat{\phi}_s$; e finalizando, em (c) o erro existente entre a velocidade de referência e a estimada $\Delta\omega_r (= \omega_r^* - \hat{\omega}_r)$. Pode-se observar que a velocidade estimada segue a referência com rapidez satisfatória, sem apresentar *overshoot* e sem oscilações em regime permanente. Mesmo na pior condição de teste, quando é aplicada uma rampa como referência, no instante $t = 8,80s$, a estratégia

corresponde as expectativas. O fluxo estimado segue sua referência mesmo frente a variações da referência de velocidade.

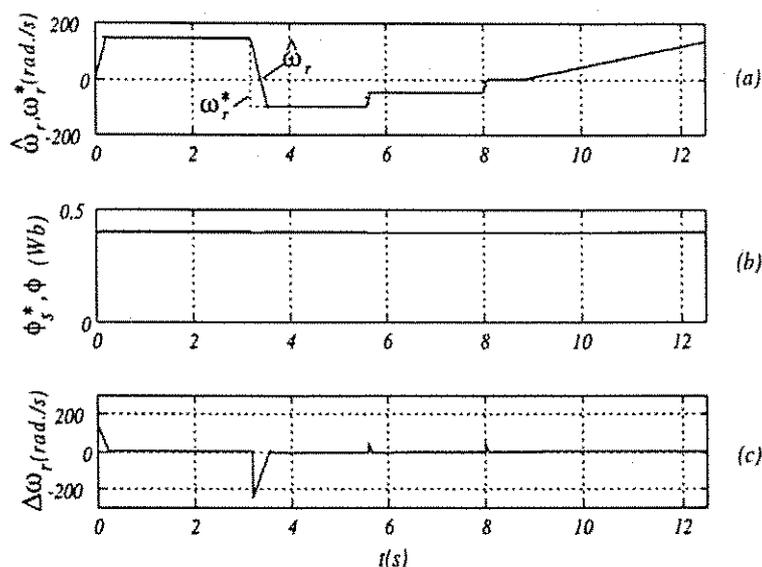


Figura 7.9: (a) Velocidade rotórica de referência e estimada; (b) erro de velocidade; e, (c) fluxo de referência e estimado - Estratégia CDC-FEE/SSM.

7.3.4 Resultados de simulações das estratégias multivariáveis (RE)

As condições de funcionamento do sistema de acionamento, para a realização das simulações utilizando controladores multivariáveis para o controle desacoplado de fluxo e conjugado são apresentadas na tabela 7.4.

A tabela 7.5 apresenta uma síntese da divisão das diversas estruturas simuladas.

As demais condições consideradas para simulação das estratégias de controle foram: velocidade inicial $\omega_r = 0$, tempo máximo de simulação de $t = 4,0s$, 1500 pontos e sem carga. Os parâmetros da máquina assíncrona utilizada nas simulações destas estratégias foram apresentados no item 2.4.3. A matriz de ganhos K_t foi calculada para uma velocidade média $\omega_r = 100rad/s$ utilizando leis de controle ótimo (LQR). As matrizes de ponderação Q_o e R_o do índice de desempenho $J_{\text{mathbf{bfo}}}$ foram definidas especificamente para cada estratégia.

Perfil de conjugado		
$t = 0,0s$	\Rightarrow	$C_e^* = 0,00(Nm)$
$t = 0,04s$	\Rightarrow	$C_e^* = 0,15(Nm)$
$t = 1,00s$	\Rightarrow	$C_e^* = -0,15(Nm)$
$t = 2,50s$	\Rightarrow	$C_e^* = 0,15(Nm)$
Período de amostragem		
$t_a = 100(\mu s)$		
Frequência chaveamento inversor		
$f_{chav} = 10,0(KHz)$		
Passo integração Runge-Kutta		
$hor = 0,5(\mu s)$		
Tensão no barramento CC		
$E_{cc} = 400,0(V)$		
Fluxo de referência		
$\phi_k^* = 10t(Wb)$	\Rightarrow	Se: $t < 0,04s$
$\phi_k^* = 0,4(Wb)$	\Rightarrow	Se: $t \geq 0,04s$
$k = s$ fluxo estatórico	ou	$k = r$ fluxo rotórico;

Tabela 7.4: Condições gerais de funcionamento do sistema de acionamento (estratégias multivariáveis)

Estratégia	Fluxo	Referencial/Figura
MIMO/Escorregamento	Rotórico	RE-FRER(5.6)
		RE-FREE(5.7)
		RE-FREC(5.8)
MIMO/Escorregamento	Estatórico	RE-FEER(5.9)
		RE-FEEE(5.10)
		RE-FEEC(5.11)
MIMO/Quadratura	Rotórico	RE-FRQ(5.12)

Tabela 7.5: Divisão das estratégias multivariáveis-RE

Estratégias de controle multivariáveis por escorregamento

As estratégias de controle multivariáveis por escorregamento, são implementadas utilizando os fluxos rotórico e estatórico como variáveis de controle da magnetização da máquina, e a frequência angular de escorregamento para o controle do conjugado eletromagnético. Os resultados obtidos são então divididos em fluxo rotórico e estatórico por escorregamento (nos referenciais rotórico, estatórico e campo).

As componentes das matrizes de ponderação Q_o e R_o presentes no cálculo do índice de desempenho J (5.153), são definidas para todas as estratégias de acordo com a tabela (7.6).

Estratégia de Controle	$Q_o(1,1)$ e $Q_o(2,2)$	$Q_o(3,3)$ e $Q_o(4,4)$	$Q_o(5,5)$ e $Q_o(6,6)$	$R_o(1,1)$ e $R_o(2,2)$
RE-FRER(5.6)	0,10	10,0	1,00	$1,0e^{-7}$
RE-FREE(5.7)	0,50	50,0	5,00	$1,0e^{-5}$
RE-FREC(5.8)	0,10	10,0	1,00	$1,0e^{-6}$
RE-FEER(5.9)	10,0	0,10	1,00	$1,0e^{-5}$
RE-FEEE(5.10)	50,0	0,50	5,00	$1,0e^{-4}$
RE-FEEC(5.11)	10,0	0,10	1,00	$1,0e^{-4}$

Tabela 7.6: Componentes das matrizes de ponderação Q_o e R_o

Para as estratégias a fluxo rotórico, dá-se maior importância às componentes matriciais de Q_o referentes as componentes d, q do vetor fluxo rotórico (3,3 e 4,4), seguindo-se das componentes referentes às integrais dos erros das componentes do vetor fluxo rotórico (5,5 e 6,6); e, finalizando, os termos referentes as componentes d, q do vetor fluxo estatórico (1,1 e 2,2). No controle a fluxo estatórico a situação inverte-se, quando maior importância é dada às componentes do vetor fluxo estatórico em detrimento das componentes do vetor fluxo rotórico. Neste caso, as componentes das integrais dos erros têm a mesma importância em ambos os casos.

Analisando os termos de ponderação da matriz R_o , verifica-se que pouca importância deu-se a um controle mais eficaz sobre a tensão de alimentação da máquina, ou seja, considera-se que a fonte de tensão tem capacidade de fornecimento da tensão solicitada pelo controlador sem maiores problemas. Isto é feito de maneira que as respostas do conjugado eletromagnético sejam suficientemente rápidas.

Controle com Fluxo Rotórico

Referencial rotórico A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo rotórico por escorregamento, no referencial rotórico (RE-FRER) é apresentada no diagrama de blocos da figura 5.6.

Na figura 7.10, são mostrados os resultados: figura 7.10(a) conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \hat{C}_e (linha cheia); figura 7.10(b) velocidade rotórica ω_r ; e, figura 7.10(c) os fluxos rotóricos de referência ϕ_r^* e estimado $\hat{\phi}_r$. Verifica-se que as condições operacionais da estratégia proposta correspondem às expectativas desejadas para um sistema de acionamento de alto desempenho, tanto no regime transitório quanto permanente. Na figura 7.10(a) observa-se que o conjugado estimado segue a referência com bastante rapidez nos transitórios. Em regime permanente a curva segue perfeitamente a referência e o *ripple* observado aumenta pouco quando a velocidade da máquina atinge valores maiores consequência do fato que os ganhos foram calculados para velocidade de 100rad/s . Isto pode ser sanado de duas formas: uma utilizando ganhos escalonados ou utilizando leis de controle ótimo com ganhos variáveis. Na figura 7.10(b) observa-se o comportamento da velocidade rotórica mecânica onde verifica-se o comportamento correto frente a um degrau do conjugado de referência conforme explicado anteriormente. E para complementar, na figura 7.10(c) o fluxo segue perfeitamente sua referência tanto nos transitórios como em regime permanente sem sofrer qualquer alteração quando da variação do conjugado de referência demonstrando o perfeito desacoplamento obtido.

Referencial estatórico A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo rotórico por escorregamento no referencial estatórico (RE-FREE) é apresentada no diagrama de blocos da figura 5.7.

A figura 7.11 mostra os resultados obtidos pela estratégia. Na figura 7.11(a) conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \hat{C}_e (linha cheia); na figura 7.11(b) velocidade rotórica ω_r ; e, na figura 7.11(c) os fluxos rotóricos de referência ϕ_r^* e estimado $\hat{\phi}_r$. Observa-se que o fluxo rotórico estimado e o conjugado sofrem uma pequena variação em aproximadamente 2,5s. Esta variação é verificada em ambas as variáveis.

Referencial campo A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo rotórico por escorregamento no referencial campo (RE-FREC) é apre-

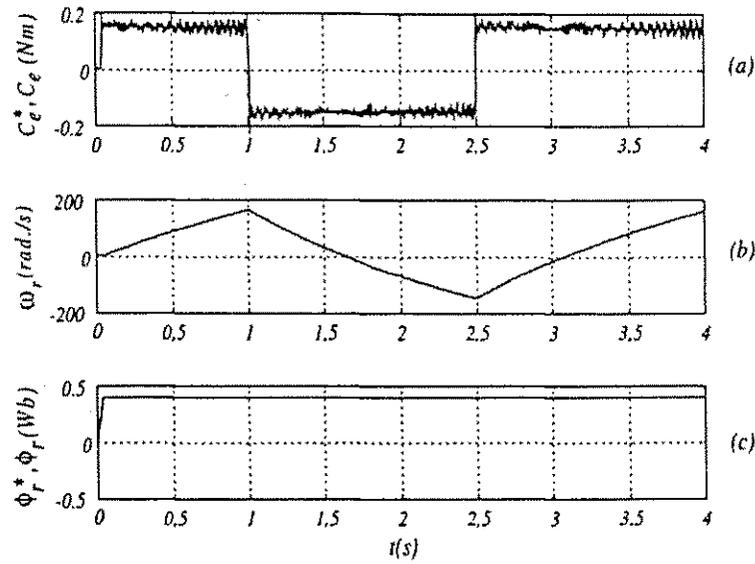


Figura 7.10: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FRER.

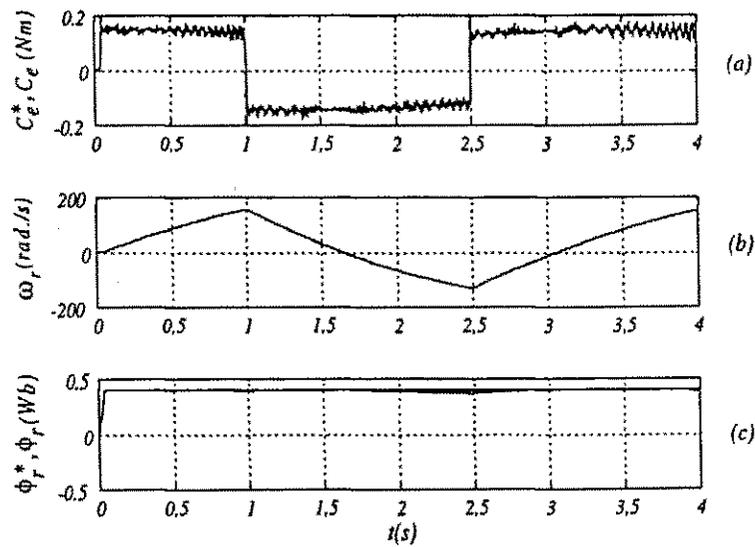


Figura 7.11: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FREE.

sentada no diagrama de blocos da figura 5.8.

Na figura 7.12(a) é apresentado o conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \widehat{C}_e (linha cheia); na figura 7.12(b) velocidade rotórica ω_r ; e, na figura 7.12(c) os fluxos rotóricos de referência ϕ_r^* e estimado $\widehat{\phi}_r$.

Da mesma forma que as demais estratégias de controle a fluxo rotórico, esta apresenta respostas de conjugado e fluxo perfeitamente adequadas às suas referências e o comportamento da velocidade corrobora o desacoplamento obtido. Apenas nos instantes de variação da referência de conjugado o pico apresentado é maior.

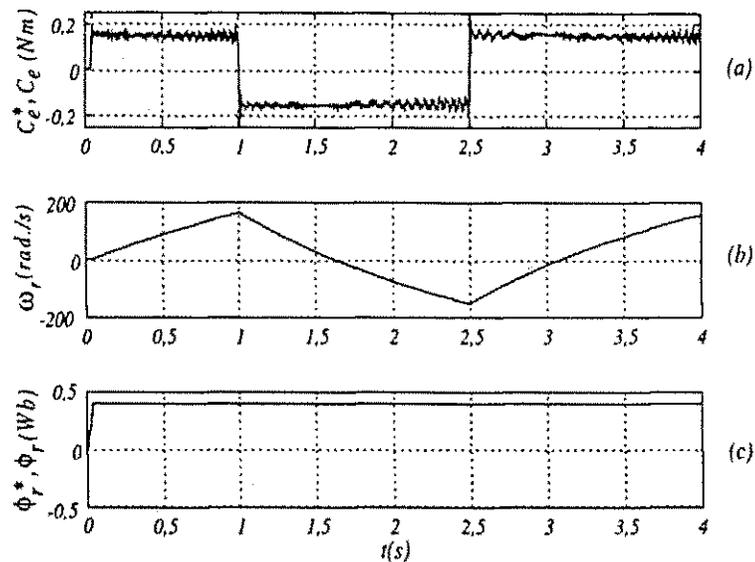


Figura 7.12: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FREC.

Controle com Fluxo Estático

Referencial rotórico A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo estático por escorregamento no referencial rotórico (RE-FEER) é apresentada no diagrama de blocos da figura 5.9.

Na figura 7.13(a) são apresentados os resultados do conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \widehat{C}_e (linha cheia); na figura 7.13(b) velocidade rotórica ω_r ; e, na figura 7.13(c) os fluxos estáticos de referência ϕ_s^* e estimado $\widehat{\phi}_s$.

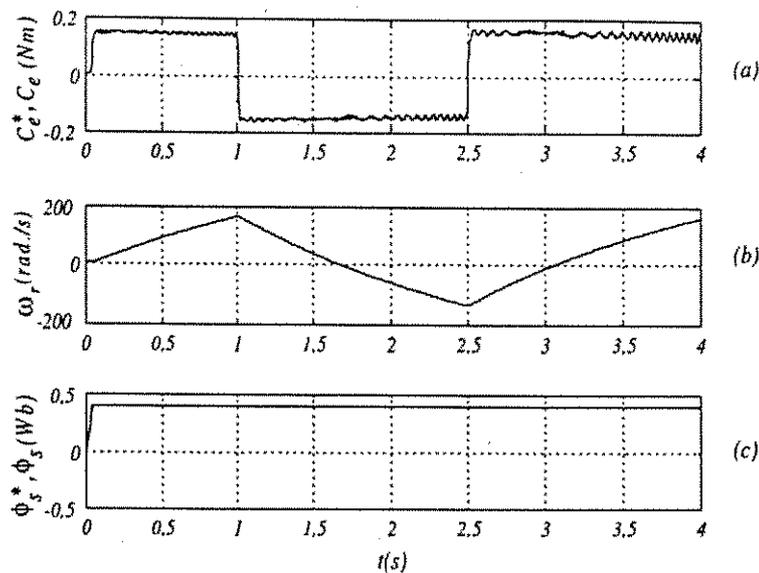


Figura 7.13: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEER.

Referencial estático A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo estático por escorregamento, no referencial estático (RE-FEER) é apresentada no diagrama de blocos da figura 5.10.

Na figura 7.14(a) são apresentados os resultados de conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \hat{C}_e (linha cheia); na figura 7.14(b) a velocidade rotórica ω_r ; e, na figura 7.14(c) os fluxos estáticos de referência ϕ_s^* e estimado $\hat{\phi}_s$.

Referencial campo A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados, a fluxo estático por escorregamento no referencial campo (RE-FEEC) é apresentada no diagrama de blocos da figura 5.11.

Na figura 7.15(a) são apresentados os resultados de conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \hat{C}_e (linha cheia); na figura 7.15(b) a velocidade rotórica ω_r ; e, na figura 7.15(c) os fluxos estáticos de referência ϕ_s^* e estimado $\hat{\phi}_s$.

Todas as respostas obtidas para o controle a fluxo estático apresentam praticamente o mesmo desempenho. O conjugado e o fluxo estático seguem perfeitamente suas referências rapidamente e sem *overshoots*. Apenas a estratégia implementada no referencial campo apresentou maiores oscilações quando operando em altas frequências.

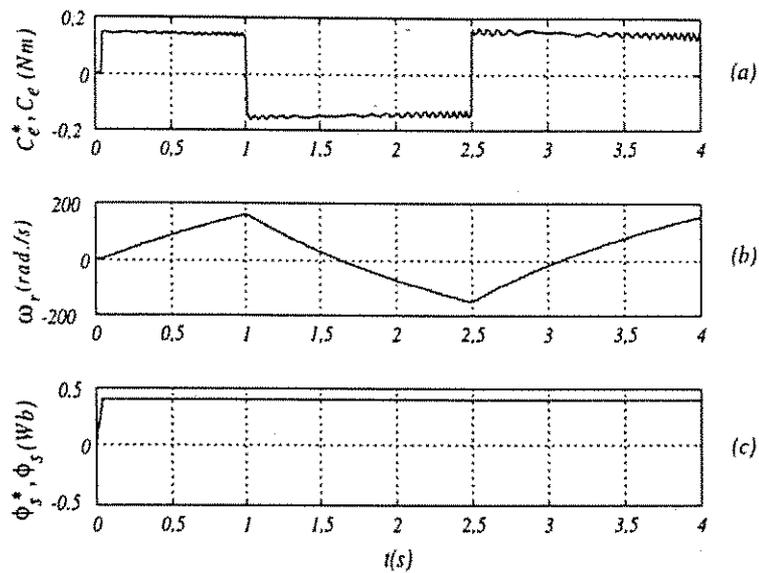


Figura 7.14: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEEE.

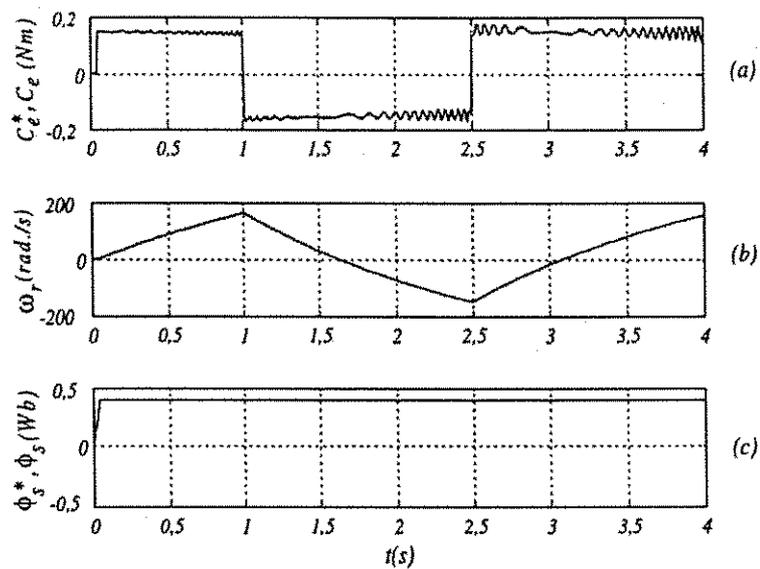


Figura 7.15: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEEC.

Estratégia de controle multivariável em quadratura

A estratégia de controle multivariável com realimentação de estados em quadratura (RE-FRQ), é implementada utilizando a corrente estatórica e o fluxo rotórico. O fluxo rotórico controla a magnetização da máquina, enquanto que a componente em quadratura da corrente controla o conjugado eletromagnético. Nesta estratégia, o modelo utilizado é o modelo corrente/tensão, representado pelas equações (2.70)-(2.74) e visualizada no diagrama de blocos da figura 5.12.

Para a estratégia de controle em quadratura, deu-se uma maior importância às componentes matriciais de \mathbf{Q}_o referentes as componentes de corrente em quadratura i_{sq}^b ($\mathbf{Q}_o(2, 2)$), responsável pelo controle de conjugado, e do fluxo em eixo direto ϕ_{rd}^b ($\mathbf{Q}_o(3, 3)$), responsável pelo controle da magnetização da máquina, seguindo-se das componentes referentes às integrais dos erros das componentes i_{sq}^b ($\mathbf{Q}_o(5, 5)$) e ϕ_{rd}^b ($\mathbf{Q}_o(6, 6)$).

Da mesma forma que nas estratégias por escorregamento para a definição dos termos de ponderação da matriz \mathbf{R}_o priorizou-se a rapidez de resposta em detrimento de um controle maior sobre a tensão da fonte. Os ganhos do controlador LQR ótimo foram obtidos considerando as componentes das matrizes de ponderação \mathbf{Q}_o e \mathbf{R}_o como: $\mathbf{Q}_o(1, 1) = \mathbf{Q}_o(4, 4) = 0, 01$; $\mathbf{Q}_o(2, 2) = \mathbf{Q}_o(3, 3) = 10, 0$; $\mathbf{Q}_o(5, 5) = \mathbf{Q}_o(6, 6) = 1, 0$ e, $\mathbf{R}_o(1, 1) = \mathbf{R}_o(2, 2) = 1.0e^{-5}$.

Na figura 7.16 são apresentados os resultados de: (a) conjugado eletromagnético de referência C_e^* (linha tracejada) e estimado \hat{C}_e (linha cheia); (b) velocidade rotórica ω_r ; e, (c) os fluxos estatóricos de referência ϕ_s^* e estimado $\hat{\phi}_s$.

7.3.5 Resultados de simulações da estratégia RE-FEEE/SSM.

O diagrama esquemático representativo desta estratégia proposta pode ser visto na figura 6.10. Nos resultados apresentados a seguir, o controlador $MRAC$ foi utilizado para adaptar a velocidade rotórica e portanto eliminar a necessidade de obtenção desta variável para desacoplamento do controle de fluxo e conjugado.

Na figura 7.17 são apresentados os resultados de conjugado, velocidade e fluxo estatórico, respectivamente. O mecanismo de adaptação estima a velocidade em substituição a medição desta. Na figura 7.17(a) pode-se analisar o comportamento do conjugado eletromagnético \hat{C}_e comparativamente à sua referência C_e^* . Verifica-se o bom comportamento do conjugado ressalvando-se um pico nas variações de referência

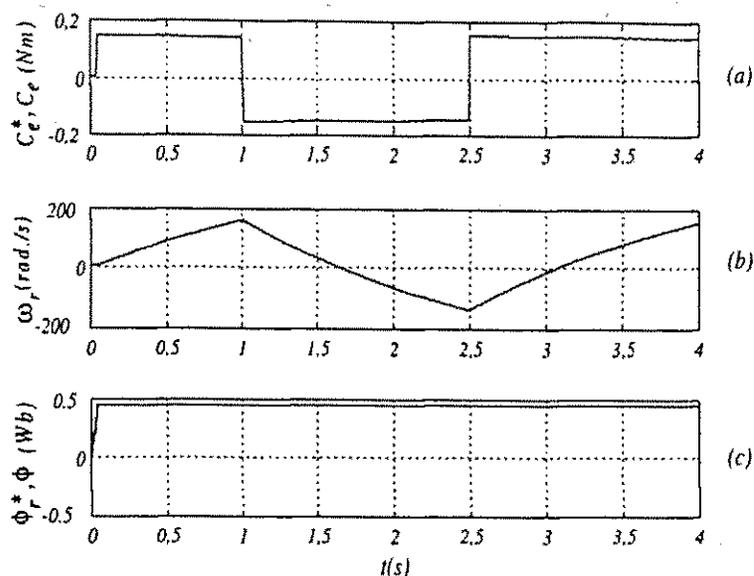


Figura 7.16: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FRQ.

e uma pequena oscilação em velocidades rotóricas mais altas. O comportamento da velocidade visto na figura 7.17(b) corresponde as expectativas para uma referência em degrau. E finalizando na figura 7.17(c) é apresentado o fluxo de referência ϕ_s^* e o fluxo estimado $\hat{\phi}_s$, observa-se que o mesmo segue sua referência e não sofre influência significativa das variações do conjugado eletromagnético (desacoplamento perfeito).

Na figura 7.18 são apresentados os resultados quando é simulada uma variação de 30% da resistência rotórica, quando a velocidade rotórica é $\omega_r \simeq 40\text{rad/s}$. e retorna ao seu valor nominal em $\omega_r \simeq 140\text{rad/s}$. Esta variação pode ser vista em detalhes na figura 7.18(d). Observa-se que a estratégia comporta-se bem frente a esta variação.

Contudo, da mesma forma que na estratégia *I*FOC/*M*RAC, na forma como está colocada esta estratégia não é possível realizar o controle de velocidade.

7.4 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos na plataforma de testes desenvolvida no L.E.I.A.M. - Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas. Esta plataforma funciona como um estágio intermediário para o desenvolvimento de um produto na forma comercial, quando então, a plataforma IBM[®]/PC, com processador *Pentium*[®] 233MHz, é substituída por *DSP* ou microcontrolador.

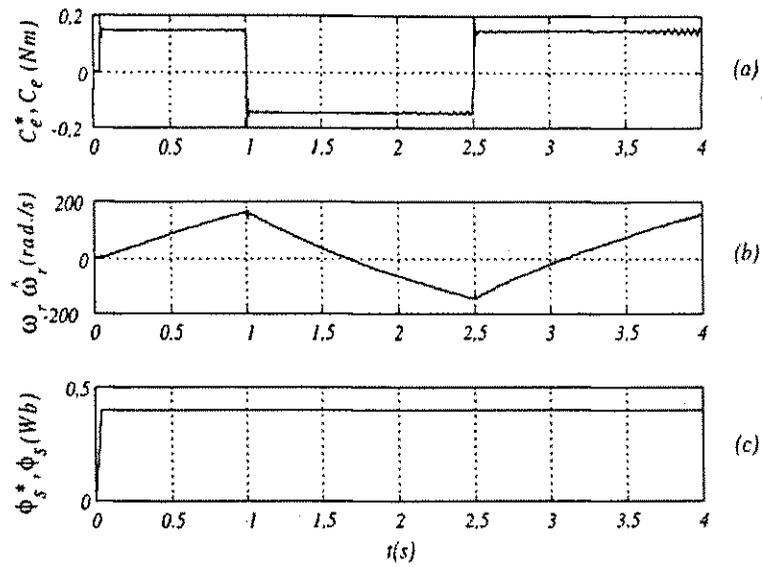


Figura 7.17: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FEEE/SSM.

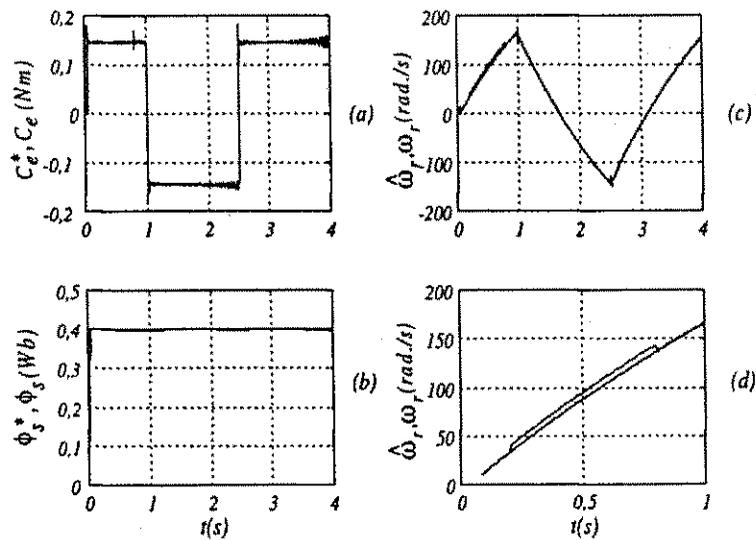


Figura 7.18: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) fluxo de referência e estimado; (c) velocidade mecânica medida e estimada; e, (d) ampliação de (c) - estratégia RE-FEEE/SSM.

O conversor de frequência, retificador + inversor, é um modelo comercial fornecido pela *Semikron*[®]. O retificador é não controlado a diodos modelo *SKD 51/12*[®], com barramento CC de 700V. Já o inversor trifásico é implementado utilizando pastilhas discretas a *IGBT* modelo *SKM 40 GDL*[®] com circuito de comando *SKHI 22 H4*[®] podendo operar com frequência de chaveamento de até 20KHz. A placa multifunção que realiza as funções de aquisição e comando do inversor, trabalha com *clock* de 10MHz. Os conversores A/D utilizados são de 10 *bits* com tempo de conversão de 25 μ s.

Para os ensaios foram utilizadas duas máquinas. A primeira delas, é uma máquina assíncrona trifásica, modelo comercial, rotor em gaiola de esquilo cujos parâmetros são apresentados em 2.4.3. A segunda delas é uma máquina assíncrona trifásica, modelo didático, rotor enrolado utilizada apenas na estratégia *IFOC/MRAC*. Seus parâmetros são apresentados na tabela (7.7). A velocidade é derivada da posição, que é obtida a partir de um encoder digital 9 *bits* utilizando código *gray*.

Os gráficos são gerados *off-line*, utilizando a interface gráfica do *MATLAB*[®], a partir dos dados adquiridos *on-line* através da placa multifunção. O número de pontos traçados para todos os experimentos foi de 8000.

7.4.1 Estratégia *SISO (IFOC-MRAC/SSM)*

A seguir são apresentados alguns resultados experimentais da estratégia de controle com orientação indireta pelo campo (*IFOC*) utilizando controlador adaptativo modelo de referência (*MRAC*) para adaptação da velocidade (figura 6.8).

Nas figuras 7.19, 7.20, 7.21 e 7.22 são apresentados alguns resultados em alta e baixa velocidade, com a estratégia *IFOC* sem e com esquema adaptativo.

Para a realização destes ensaios, a máquina assíncrona rotor em gaiola de esquilo utilizada anteriormente, foi substituída por uma máquina assíncrona com rotor bobinado, em razão da necessidade de acessar os enrolamentos da resistência rotórica.

A tabela 7.7 apresenta os parâmetros da máquina e as condições de funcionamento do ensaio.

Durante os ensaios, três resistências são inseridas externamente em série com os enrolamentos rotóricos para aumentar a resistência rotórica em aproximadamente 30%. O fluxo rotórico de referência e o conjugado eletromagnético são mantidos constantes durante o ensaio.

Parâmetros da máquina
$r_s = 2,589\Omega$
$r_r = 1,890\Omega$
$l_s = 0,1133H$
$l_r = 0,1133H$
$l_m = 0,0996H$
$J_m = 0,04650kgm^2$
$F_a = 0,00465kgm$
Período de amostragem
$t_a = 100,0(\mu s)$
Frequência chaveamento inversor
$f_{chav} = 10,0(KHz)$
Tensão no barramento CC
$E_{cc} = 400,0(V)$
Fluxo de referência
$\phi_r^* = 0,58(Wb)$
Conjugado de referência
$C_e^* = 1,5(Nm)$

Tabela 7.7: Condições gerais para ensaio da estratégia *IFOC/MRAC*

A figura 7.19 apresenta os resultados da corrente estatórica i_{sq}^b e da velocidade rotórica ω_r , em baixa velocidade, quando apenas o controle *IFO* está operacional. Neste caso, a variação da resistência rotórica ocorre quando a velocidade rotórica está próxima a 240rad/s . Já na figura 7.20 são apresentadas as mesmas variáveis com a máquina funcionando em alta velocidade e a variação da resistência rotórica ocorre quando a velocidade rotórica está próxima a 280rad/s . Nestes dois casos fica claro que um aumento na resistência rotórica tira de sintonia o controlador, visto que o conjugado eletromagnético alterou-se. Isto pode ser observado indiretamente pela diferença na taxa de variação da velocidade rotórica.

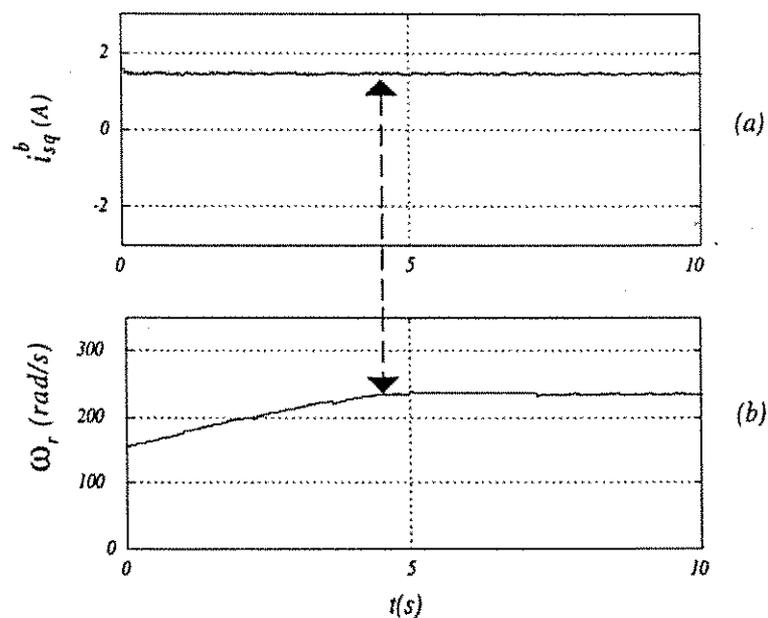


Figura 7.19: (a) Corrente estatórica; e, (b) velocidade mecânica medida - estratégia IFOC sem *MRAC*.

Nas figuras 7.21 e 7.22 são mostrados os resultados da corrente estatórica i_{sq}^b e das velocidades rotórica medida ω_r e estimada $\hat{\omega}_r$, para funcionamento em baixa e alta velocidade respectivamente, quando é implementada a estratégia *IFOC* com o esquema adaptativo funcionando. As variações da resistência rotórica ocorrem quando a velocidade rotórica está próxima a 160rad/s e 260rad/s respectivamente. Neste caso, não ocorre perda de sintonia do controlador *IFO* visto que a taxa de variação da velocidade permanece inalterada. De qualquer forma, como esperado, a velocidade estimada na saída do mecanismo de adaptação é diferente da velocidade atual (medida). A velocidade estimada nesta abordagem, somente será igual a velocidade medida quando não

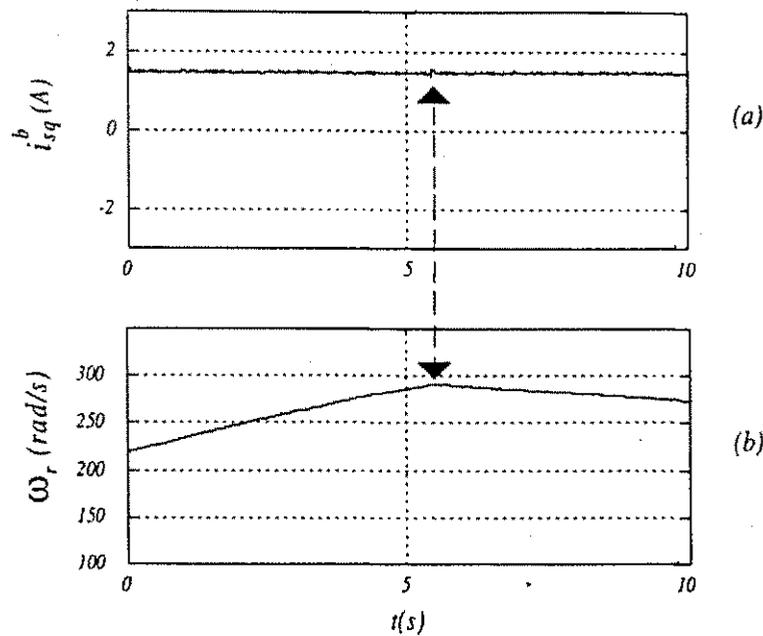


Figura 7.20: (a) Corrente estática; e, (b) velocidade mecânica medida - estratégia IFOC sem MRAC.

existir variação da resistência rotórica.

7.4.2 Estratégia *SISO* (CDC-FEE)

Alguns dos resultados experimentais obtidos com a estratégia de controle direto de conjugado e fluxo estático por escorregamento CDC-FEE são apresentados na seqüência.

I Primeiro experimento

Para este ensaio, foram mantidas as condições de funcionamento apresentadas na tabela 7.8.

As demais condições consideradas para simulação das estratégias de controle foram: velocidade inicial $\omega_r = 0$, tempo de realização do ensaio $t = 3,2$ s, sem carga e temperatura normal de funcionamento.

A figura 7.23 apresenta os resultados obtidos de conjugado e velocidade. Na figura 7.23(a), é apresentado o conjugado eletromagnético de referência C_e^* e o conjugado estimado \hat{C}_e . Verifica-se que o conjugado estimado segue a referência contudo seu valor médio situa-se um pouco abaixo do valor de referência. Isto deve-se ao fato que a velocidade rotórica está variando (crescendo/decrecendo). Na figura 7.23(b), é

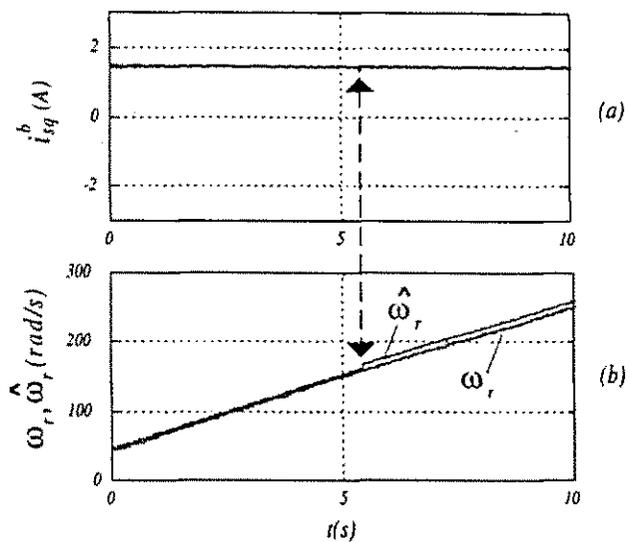


Figura 7.21: (a) Corrente estat3rica; (b) velocidade mec4nica medida e estimada - estrat3gia IFOC com MRAC.

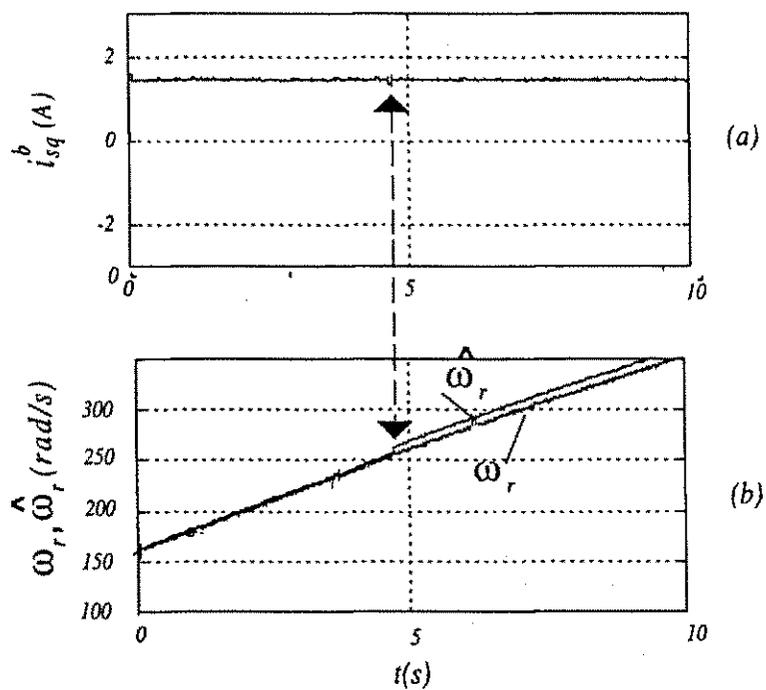


Figura 7.22: (a) Corrente estat3rica; (b) velocidade mec4nica medida e estimada - estrat3gia IFOC com MRAC.

Perfil de conjugado		
$t = 0,00s$	\implies	$C_e^* = 0,15(Nm)$
$t = 0,40s$	\implies	$C_e^* = -0,07(Nm)$
$t = 1,00s$	\implies	$C_e^* = 0,07(Nm)$
$t = 1,60s$	\implies	$C_e^* = -0,07(Nm)$
$t = 2,20s$	\implies	$C_e^* = 0,07(Nm)$
$t = 2,80s$	\implies	$C_e^* = -0,07(Nm)$
Período de amostragem		
$t_a = 100,0(\mu s)$		
Frequência chaveamento inversor		
$f_{chav} = 10,0(KHz)$		
Tensão no barramento CC		
$E_{cc} = 300,0(V)$		
Fluxo de referência		
$\phi_s^* = 0,4(Wb)$		

Tabela 7.8: Condições gerais para ensaio da estratégia CDC-FEE

mostrada a velocidade mecânica rotórica. Pode-se observar o perfeito funcionamento (desacoplamento) pelo formato triangular da curva de velocidade.

Um dos itens para análise do desempenho de acionamentos com máquina assíncronas é o erro entre a referência e o valor medido (ou estimado) da variável controlada. Como propõe-se o controle de fluxo e conjugado, é importante verificar como comporta-se o erro do conjugado eletromagnético. A figura 7.24, apresenta as curvas do conjugado eletromagnético de referência, do conjugado eletromagnético estimado e do valor médio do conjugado eletromagnético estimado (linha tracejada), para o intervalo de tempo compreendido entre 1,0s a 1,5s da figura 7.23. Neste instante de tempo a máquina já encontra-se magnetizada. O valor médio do conjugado estimado (no intervalo) foi $\hat{C}_{e-m\u00e9dio} = 0,0674Nm$, para um valor de conjugado de referência de $C_e^* = 0,07Nm$, o que corresponde a um erro percentual de

$$\Delta C_{e-\%} = \left(\frac{C_e^* - \hat{C}_{e-m\u00e9dio}}{C_e^*} \right) 100\% = 3,71\% \quad (7.2)$$

Este valor pode ser considerado aceit\u00e1vel, considerando os seguintes aspectos:

1. O rendimento da m\u00e1quina ass\u00edncrona utilizada \u00e9 baixo, na ordem de 75%, o que

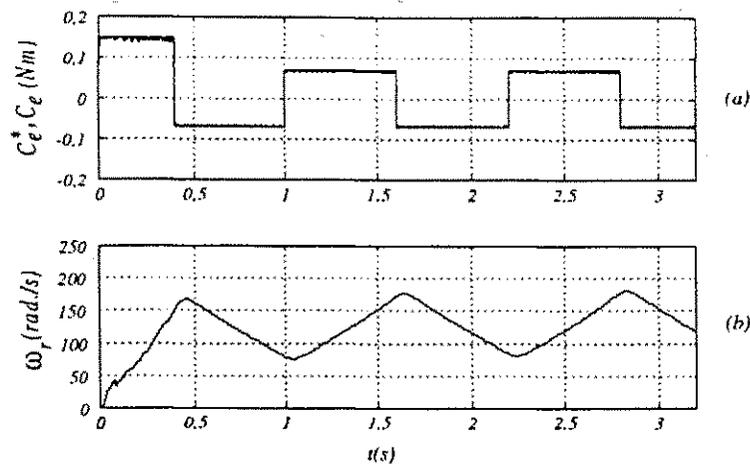


Figura 7.23: (a) Conjugados de referência e estimado, (b) velocidade mecânica.

diminui o desempenho do sistema (conversor + máquina);

2. O erro percentual está abaixo de 5%, valor considerado aceitável para este tipo de conjunto (máquina + módulo de controle);
3. Outro fator que influencia a existência deste erro, é o fato que a velocidade neste intervalo de tempo está mudando (crescendo) e como o conjugado é função da velocidade, verifica-se a alteração. Foi observado através de simulações, que, mantendo a velocidade fixa em determinado padrão o erro de conjugado diminui para valores abaixo de 1%.

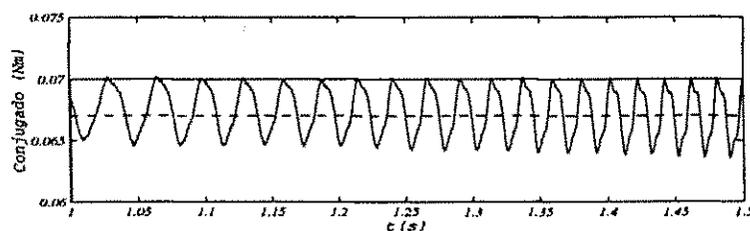


Figura 7.24: Conjugados de referência, estimado e estimado médio.

As figuras 7.25 e 7.26 apresentam, respectivamente, o módulo do fluxo estático de referência e o estimado durante a partida da máquina e, as componentes (dq) do fluxo estático de referência e do fluxo estático estimado.

A figura 7.27 apresenta o lugar geométrico das componentes do vetor fluxo estático estimado ($\hat{\phi}_{sd} \times \hat{\phi}_{sq}$) desde a partida. Esta figura permite avaliar o desempenho da

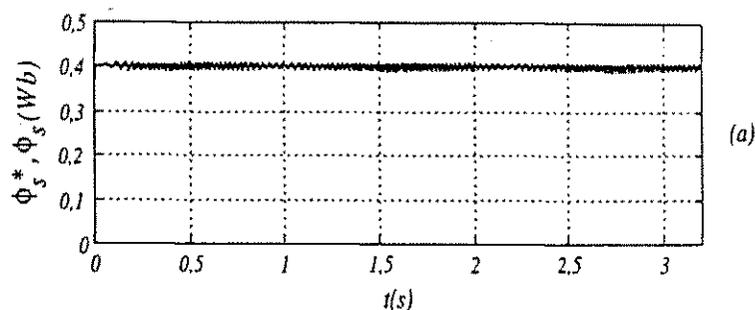


Figura 7.25: Módulo do vetor fluxo estático de referência e estimado.

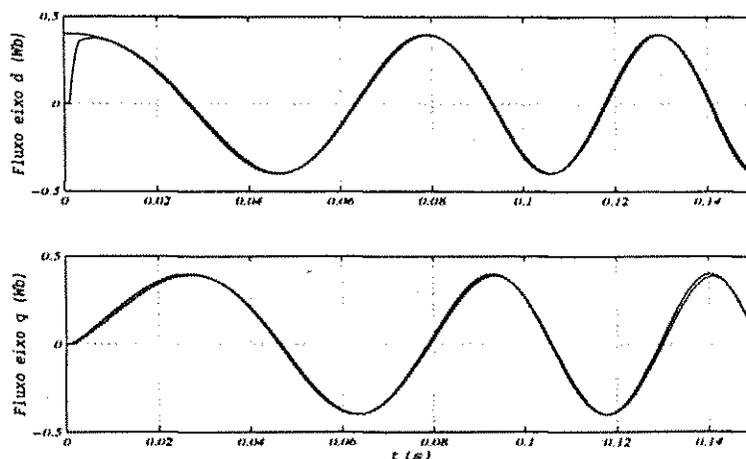


Figura 7.26: Componentes d, q do vetor fluxo estático de referência e estimado.

malha de fluxo em termos de rapidez e precisão de resposta. A boa regulação de fluxo e a inexistência de harmônicos significativos ficam demonstradas pelo formato circular das suas componentes.

Na figura 7.28 são mostradas as curvas de corrente e tensão estáticas, eixos 123 , da fase 1, durante o transitório ocorrido no instante $t = 1.0s$, da figura 7.23. Pode-se observar que não ocorreram modificações na forma de onda da corrente e da tensão.

II Segundo experimento

De modo a avaliar melhor o desempenho da estratégia proposta, foi realizado um segundo ensaio, onde as alterações foram, no perfil do conjugado de referência e no tempo máximo de funcionamento que passou a ser de $4,7s$. O perfil do conjugado de referência é apresentado na tabela 7.9.

A figura 7.29 apresenta os resultados obtidos de conjugado eletromagnético e velocidade rotórica mecânica para este outro perfil. Na figura 7.29(a), são apresentados,

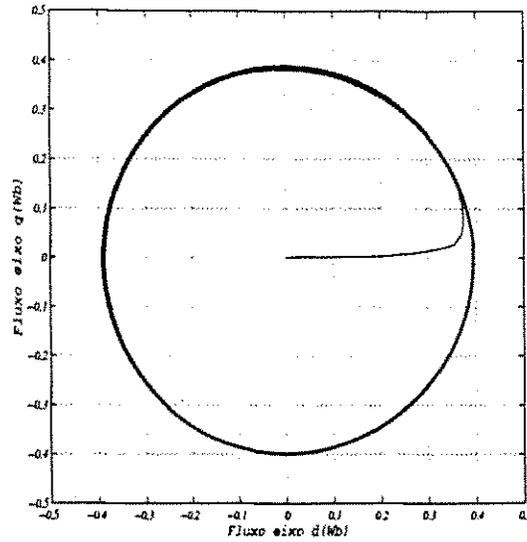


Figura 7.27: Lugar geométrico do vetor fluxo estático.

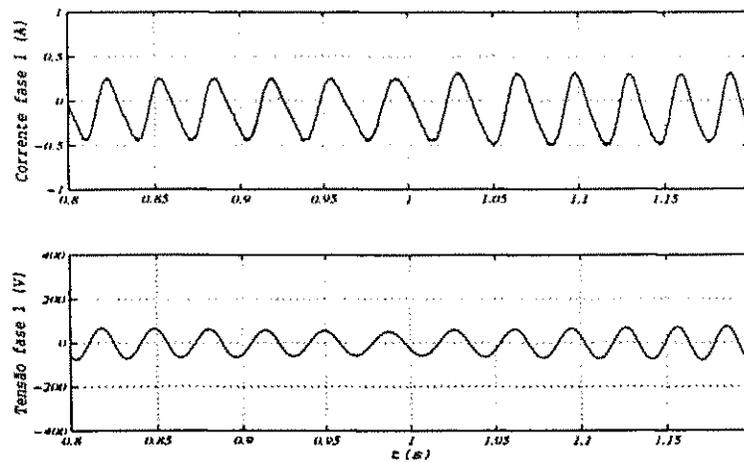


Figura 7.28: Corrente e tensão de fase.

$t = 0,0s$	$C_e^* = 0,10Nm$
$t = 0,6s$	$C_e^* = -0,12Nm$
$t = 1,8s$	$C_e^* = 0,10Nm$
$t = 3,0s$	$C_e^* = 0,03Nm$
$t = 4,2s$	$C_e^* = -0,07Nm$

Tabela 7.9: Perfil do conjugado de referência (estratégia CDC-FEE - segundo ensaio)

o conjugado eletromagnético de referência e o conjugado estimado. Da mesma forma que na figura 7.23, o conjugado estimado segue a referência contudo seu valor médio situa-se um pouco abaixo do valor de referência.

Estes resultados confirmam o desempenho da estratégia obtidos no primeiro experimento. Na figura 7.29(b), é apresentada a velocidade mecânica rotórica.

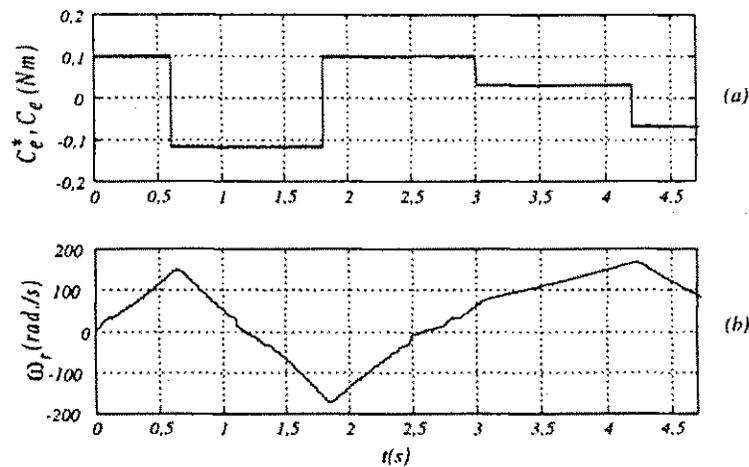


Figura 7.29: (a) Conjugados de referência e estimado; e,(b) Velocidade mecânica.

A figura 7.30 apresenta o plano de fase que relaciona velocidade mecânica de rotação e aceleração, através do conjugado eletromagnético. Esta figura está relacionada com a figura 7.29. É possível então analisar a capacidade de fornecimento de conjugado por parte do sistema de acionamento.

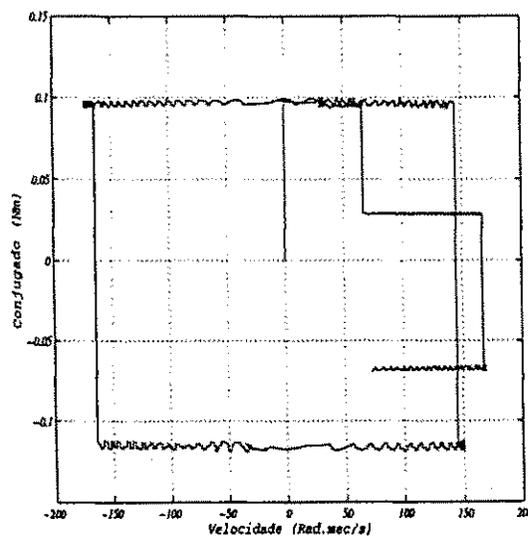


Figura 7.30: Plano de fase.

As figuras 7.31, 7.32 e 7.33 apresentam, respectivamente, o módulo dos vetores fluxo estatórico de referência e estimado durante a partida da máquina; as componentes (dq) do vetor fluxo estatórico de referência e as componentes (dq) do fluxo estimado; e, o lugar geométrico do vetor fluxo estatórico ($\hat{\phi}_{sd} \times \hat{\phi}_{sq}$) desde o momento da partida. A boa regulação de fluxo e a inexistência de harmônicos significativos ficam demonstradas pelo formato circular das suas componentes. Estes resultados foram obtidos com a máquina a vazio.

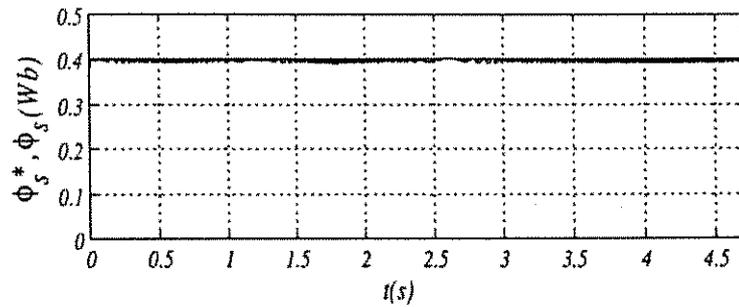


Figura 7.31: Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.

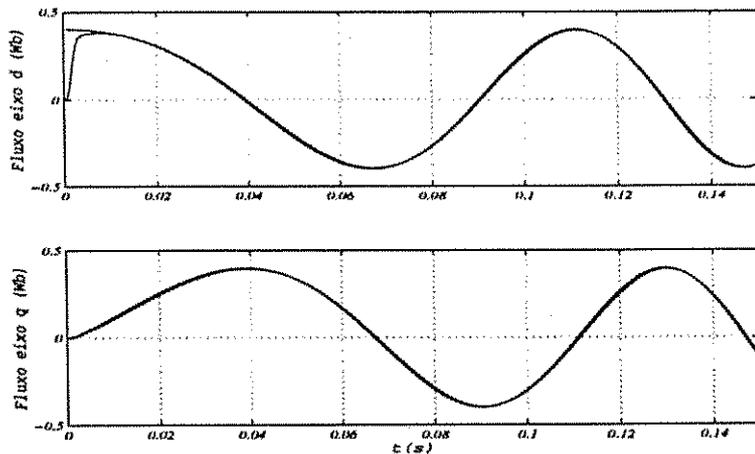


Figura 7.32: Componentes d, q do fluxo estatórico de referência e estimado.

Resultados com variação da resistência estatórica

Para verificação dos efeitos da variação da resistência estatórica, no método de controle *CDC-FEE*, foram realizadas duas baterias de ensaios com enfoques diferentes: no primeiro experimento, para variar a resistência estatórica manteve-se o sistema funcionando por um determinado intervalo de tempo de maneira que a resistência estatórica

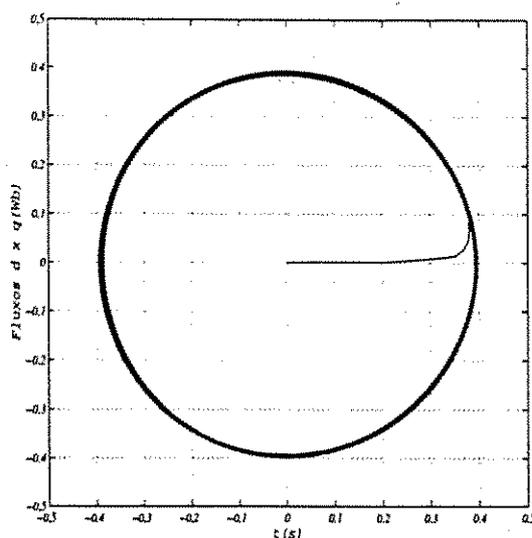


Figura 7.33: Lugar geométrico do vetor fluxo estático.

alterasse naturalmente; e, no segundo experimento, foram inseridas resistências em série com as resistências estáticas (por fase), figura 7.37.

I Primeiro experimento

As figuras 7.34, 7.35 e 7.36 apresentam os resultados dos ensaios realizados quando a resistência estática da máquina está alterada em função do aquecimento na máquina. O ensaio foi realizado em quatro etapas: 1) medição da resistência estática de uma fase, utilizando um multímetro (máquina fria); 2) a seguir, a máquina foi mantida em funcionamento por um determinado intervalo de tempo (5 minutos) em regime semelhante aquele representado pela estratégia de controle estudada; 3) após este intervalo o processo foi interrompido e em seguida acionada a máquina novamente para verificar o comportamento desta em regime transitório (partida); e 4) a resistência foi novamente medida verificando uma alteração de aproximadamente 25%.

Nas figuras 7.34 e 7.35, são apresentados, respectivamente, o conjugado eletromagnético de referência e o estimado e as componentes do vetor fluxo estático estimado. Verifica-se que apesar de variada a resistência, o comportamento da estratégia corresponde ao desejado, com o conjugado estimado seguindo a referência com rapidez, sem *overshoots*. Comparativamente aos resultados apresentados nas figuras 7.26 e 7.32 observa-se apenas uma pequena oscilação na componente em eixo d logo na partida contudo o funcionamento demonstrou corresponder com o esperado. As mesmas considerações podem ser aplicadas a figura 7.36.

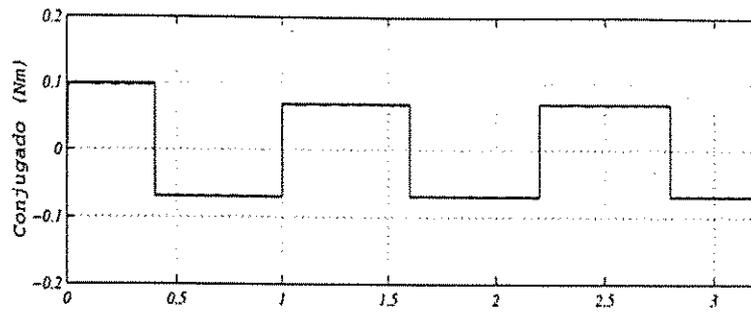


Figura 7.34: Conjugados de referência e estimado.

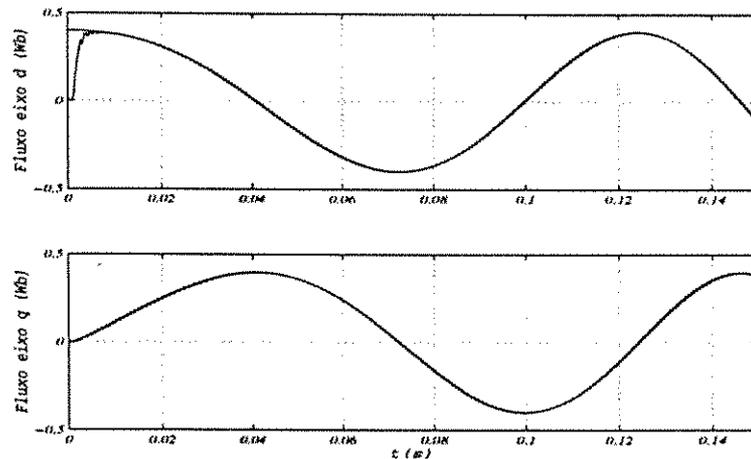


Figura 7.35: Componentes d, q do vetor fluxo estático de referência e estimado.

II Segundo experimento

Neste experimento foram realizados três ensaios. Foi inserida uma resistência variável (figura 7.37), permitindo que a resistência (por fase) fosse variada em três valores distintos (r_{s1} , r_{s2} e r_{s3}) que foram somadas a resistência nominal (r_{so}), obtendo-se a resistência total (r_{tot}) (ver tabela a seguir (7.10)).

	$r_{s1}(\Omega)$	$r_{s2}(\Omega)$	$r_{s3}(\Omega)$
	9,50	16,00	25,50
$r_{so}(\Omega) \rightarrow$	26,77	26,77	26,77
$r_{tot}(\Omega) \rightarrow$	36,27	42,77	52,27
var%	35,48	59,76	95,25

Tabela 7.10: Tabela da variação de r_s

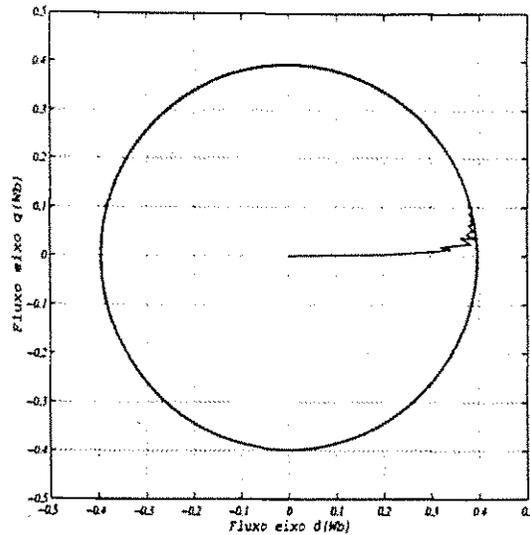


Figura 7.36: Lugar geométrico do vetor fluxo estático.

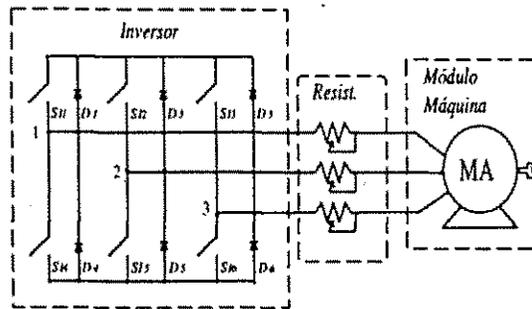


Figura 7.37: Resistências inseridas externamente.

As figuras 7.38, 7.39, 7.40 e 7.41, apresentam os resultados experimentais obtidos no ensaio.

Na figura 7.38 superior, são apresentadas as curvas de conjugado obtidas para os quatro valores de resistência estática (r_s) para os quais foram realizados os ensaios, resistência nominal (r_{s0}), resistências 1 (r_{s1}), 2 (r_{s2}) e 3 (r_{s3}), de acordo com a tabela 7.10. Já na curva inferior, são mostradas as curvas da velocidade para os mesmos casos. Pode-se constatar com este experimento, que para uma grande variação da resistência estática (Δr_s), a influência em baixas velocidades é muito grande. Não é possível desconsiderar a queda de tensão resistiva ($r_s i_s^2$) na expressão (2.48) aproximando-a para a expressão (4.42). Faz-se, portanto, necessário compensar a queda de tensão resistiva.

Através da figura 7.39 é possível verificar a influência da variação da resistência estática na estimação do vetor fluxo estático. Observa-se uma variação na frequência

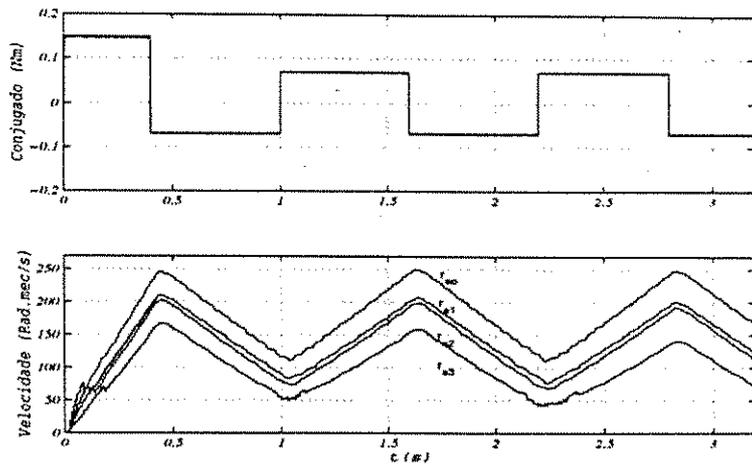


Figura 7.38: Conjugados de referência e estimado (superior) e velocidade rotórica (inferior).

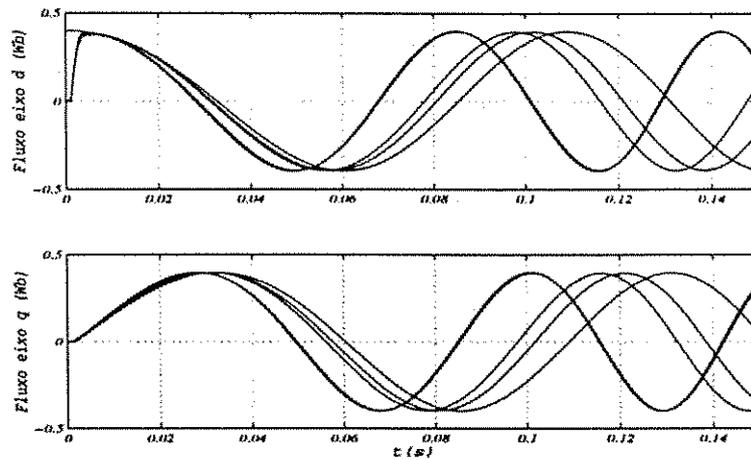


Figura 7.39: Componentes d, q dos vetores fluxo estático de referência e estimado.

das componentes d, q do vetor fluxo estático.

Contudo, mesmo variando a resistência estática, o módulo do vetor fluxo estático para os quatro casos considerados não apresenta grandes variações, o que pode ser verificado através da figura 7.40. Nesta figura, todos os valores do fluxo estático estimado estão próximos da referência.

Na figura 7.41, são observadas a corrente estática e a tensão estática da fase 1, durante um transitório ocorrido no instante $t = 1.0s$. A partir desta figura é possível constatar que a medida que aumentamos a resistência estática, ocorre uma redução, na frequência e na amplitude da corrente e da tensão. Da mesma forma que no ensaio da figura 7.28, não ocorrem mudanças significativas durante o transitório.

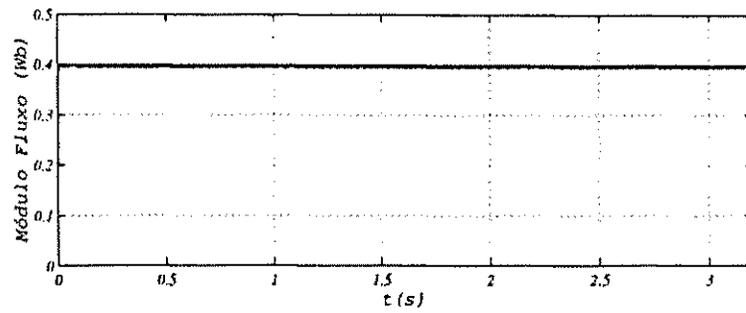


Figura 7.40: Módulo do vetor fluxo estatórico de referência e estimado.

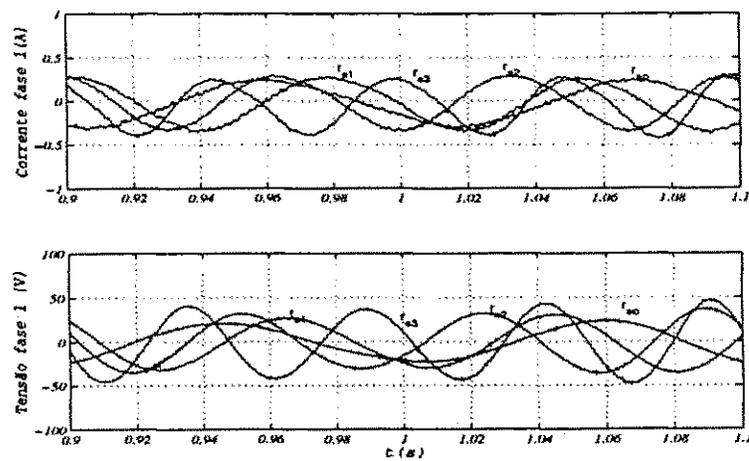


Figura 7.41: Corrente e tensão estatórica da fase 1.

7.4.3 Controle de velocidade sem sensor mecânico em acionamentos com a estratégia CDC-FEE/SSM

Para o ensaio realizado com a estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico, proposta no item 6, figura 6.9, as condições de funcionamento são apresentadas na tabela 7.3.

As demais condições consideradas para simulação da estratégia de controle de velocidade foram: velocidade inicial da máquina $\omega_r = 0$, tempo de realização do ensaio $t = 12,8s$, sem carga e temperatura normal de funcionamento.

O resultados experimentais são apresentados nas figuras 7.42, 7.43 e 7.44. Primeiramente, na figura 7.42, são mostradas as curvas de velocidade de referência (ω_r^*), traço (-), e a curva da velocidade medida (traço cheio) utilizando o captor de posição (superior) e o erro existente entre as duas (inferior). A velocidade medida, é obtida a partir da derivada da posição utilizando sensor de posição.

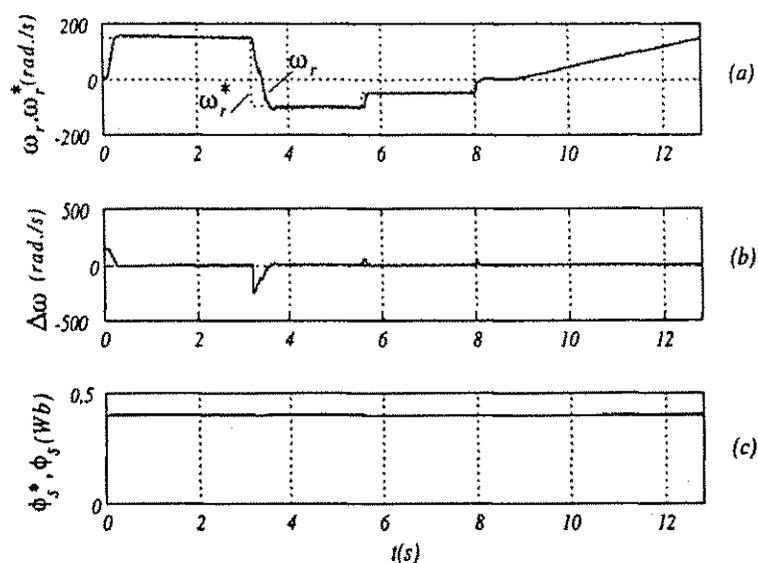


Figura 7.42: (a) Velocidade rotórica de referência e medida; (b) erro de velocidade; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia CDC-FEE/SSM.

Na figura 7.42, são traçadas: na curva superior, a velocidade de referência (ω_r^*), traço (-), e a velocidade estimada (traço cheio) obtida a partir da estratégia proposta em 6. Na curva inferior é traçado o erro existente entre elas. A velocidade estimada é filtrada utilizando um filtro *Butterworth* de segunda ordem. Verifica-se que a velocidade segue perfeitamente sua referência tanto nos degraus quanto na rampa, sem *overshoots*

ou *ripple*, e com a rapidez adequada.

No geral, os resultados obtidos demonstraram ser compatíveis com o esperado e comparáveis com aqueles obtidos com o captor de posição nas mais variadas frequências.

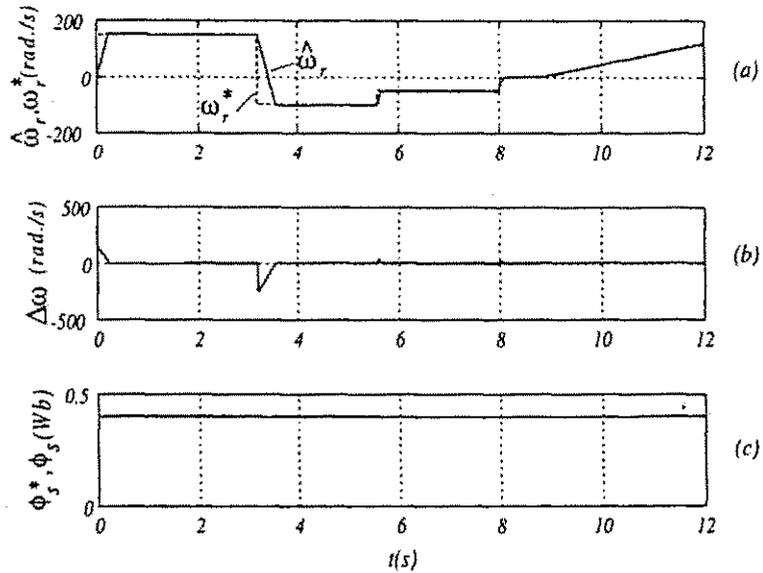


Figura 7.43: (a) Velocidade rotórica de referência e estimada; (b) erro de velocidade; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia CDC-FEE/SSM.

Na figura 7.44 são comparadas as duas alternativas implementadas para obtenção da velocidade, através da medição e através de estimação (curva (a)) e o erro existente entre (curva(b)).

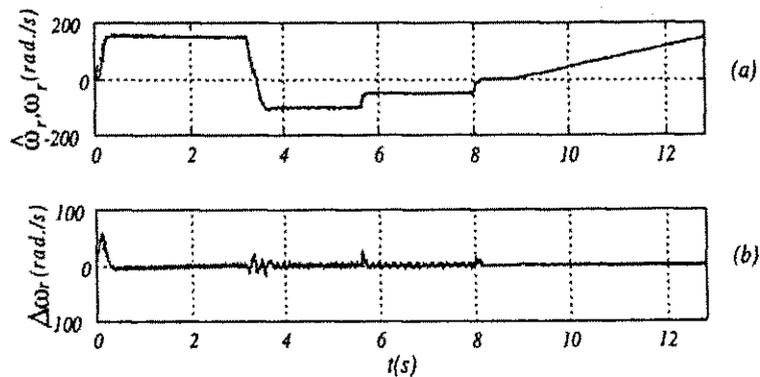


Figura 7.44: (a) Velocidade rotórica medida e estimada; e, (b) erro de velocidade - estratégia CDC-FEE/SSM.

7.4.4 Estratégia multivariável (RE-FRER)

Alguns resultados experimentais obtidos com a estratégia de controle multivariável com realimentação de estados a fluxo rotórico por escorregamento no rotor - RE-FRER são apresentados na seqüência. Para este ensaio, foram mantidas as condições de funcionamento apresentadas na tabela 7.11.

Perfil de conjugado		
$t = 0,00s$	\implies	$C_e^* = 0,15(Nm)$
$t = 1,60s$	\implies	$C_e^* = -0,15(Nm)$
$t = 4,40s$	\implies	$C_e^* = 0,15(Nm)$
Período de amostragem		
$t_a = 100,0(\mu s)$		
Frequência chaveamento inversor		
$f_{chav} = 10,0(KHz)$		
Tensão no barramento CC		
$E_{cc} = 400,0(V)$		
Fluxo de referência		
$\phi_r^* = 0,4(Wb)$		

Tabela 7.11: Condições gerais para ensaio da estratégia RE-FRER

As demais condições consideradas para simulação das estratégias de controle foram: velocidade inicial $\omega_r = 0$, tempo máximo de simulação de $t = 6,4s$, sem carga e temperatura normal de funcionamento.

Os ganhos do controlador LQR ótimo foram obtidos considerando as componentes das matrizes de ponderação Q_o e R_o como: $Q_o(1,1) = Q_o(2,2) = 0,10$; $Q_o(3,3) = Q_o(4,4) = 10,0$; $Q_o(5,5) = Q_o(6,6) = 1,0$ e, $R_o(1,1) = R_o(2,2) = 1.0e^{-4}$.

A figura 7.45 apresenta os resultados obtidos de conjugado e velocidade. Na curva (a), é apresentado o conjugado eletromagnético de referência C_e^* e o conjugado eletromagnético estimado \hat{C}_e . Verifica-se que o conjugado estimado segue a referência, contudo, apresenta oscilações em baixas velocidades. Um dos fatores que podem causar estas oscilações é o observador de estados implementado em malha aberta. Na curva (b), é mostrada a velocidade mecânica rotórica.

A figura 7.46, apresenta as curvas do conjugado eletromagnético de referência, do conjugado eletromagnético estimado e do valor médio do conjugado eletromagnético

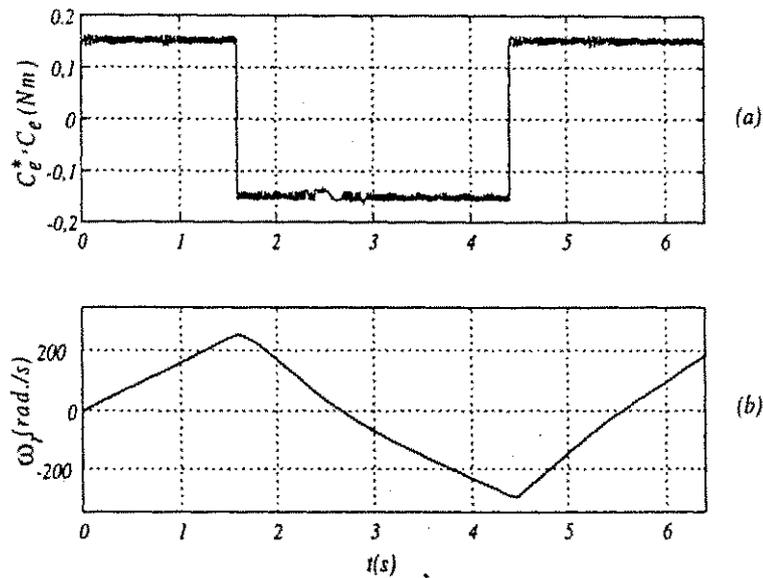


Figura 7.45: (a) Conjugados de referência e estimado; (b) velocidade mecânica; e, (c) fluxo de referência e estimado - estratégia RE-FRER.

estimado (linha tracejada), para o intervalo de tempo compreendido entre 0s a 1,6s da figura 7.45. Como mencionado anteriormente, é possível efetuar a análise do desempenho de acionamentos com máquina assíncronas utilizando o erro entre a referência e o valor medido (ou estimado) da variável controlada.

Para a análise do conjugado eletromagnético determinando o valor médio estimado no intervalo que foi $\hat{C}_{e-m} = 0,1507Nm$, para um valor de conjugado de referência de $C_e^* = 0,15Nm$, o que corresponde a um erro percentual de

$$\Delta C_{e-\%} = \left(\frac{C_e^* - C_{e-m}}{C_e^*} \right) 100\% = -0,4667\% \quad (7.3)$$

Este valor demonstra que apesar das oscilações apresentadas pelo conjugado eletromagnético, seu valor médio é bastante aproximado do valor de referência. Correspondendo às expectativas e as necessidades de um acionamento de alto desempenho.

As figuras 7.47 e 7.48 apresentam, respectivamente, o módulo do vetor fluxo rotórico de referência e o estimado durante a partida da máquina e, as componentes (dq) do fluxo estático de referência e do fluxo estático estimado.

A figura 7.49 apresenta o lugar geométrico das componentes do vetor fluxo estático ($\hat{\phi}_{sd} \times \hat{\phi}_{sq}$) e do vetor fluxo rotórico ($\hat{\phi}_{rd} \times \hat{\phi}_{rq}$), curvas superior e inferior respectivamente, desde o momento da partida. Estas figuras permitem avaliar o desempenho da malha de fluxo em termos de rapidez e precisão de resposta. A boa regulação de fluxo

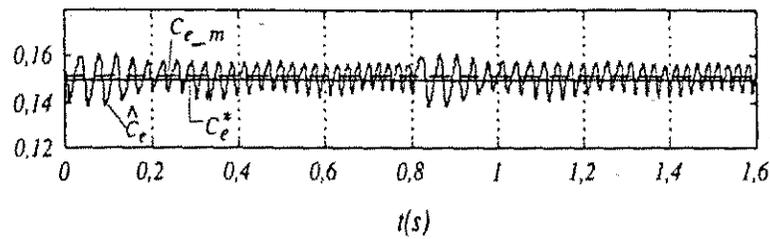


Figura 7.46: Conjuguados de referência, estimado e estimado médio.

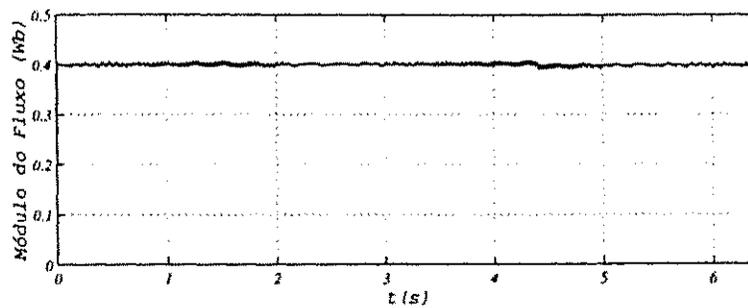


Figura 7.47: Módulo do vetor fluxo rotórico de referência e estimado.

fica demonstrada pelo formato circular das suas componentes.

Na figura 7.50 são mostradas as curvas de corrente e tensão estatóricas, eixos 123, da fase 1, durante o transitório ocorrido no instante $t = 2.0s$, da figura 7.45. Pode-se observar que não ocorreram modificações na forma de onda da corrente e da tensão.

A figura 7.51 apresenta o plano de fase que relaciona velocidade mecânica de rotação e aceleração, através do conjugado eletromagnético. Esta figura está relacionada com a figura 7.45.

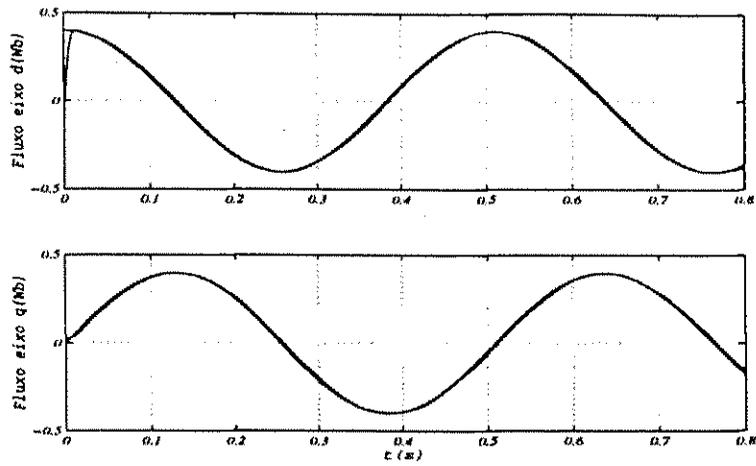


Figura 7.48: Componentes d, q dos vetores fluxo rotórico de referência e estimado.

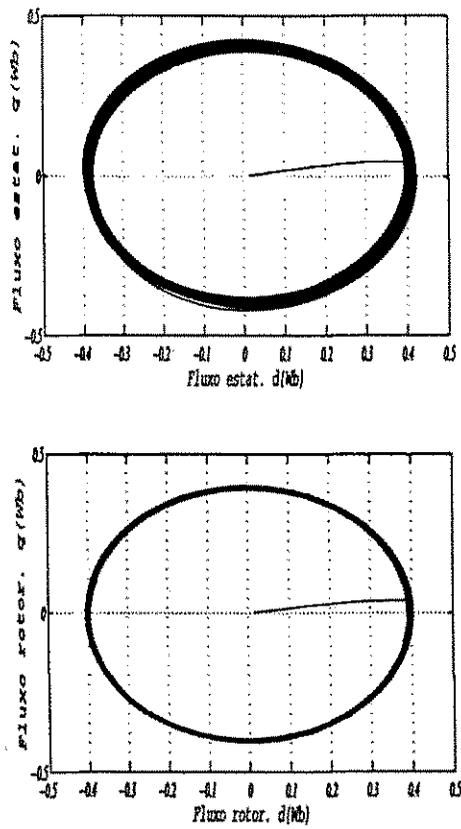


Figura 7.49: Lugar geométrico das componentes do vetor fluxo estático (superior) e vetor fluxo rotórico (inferior).

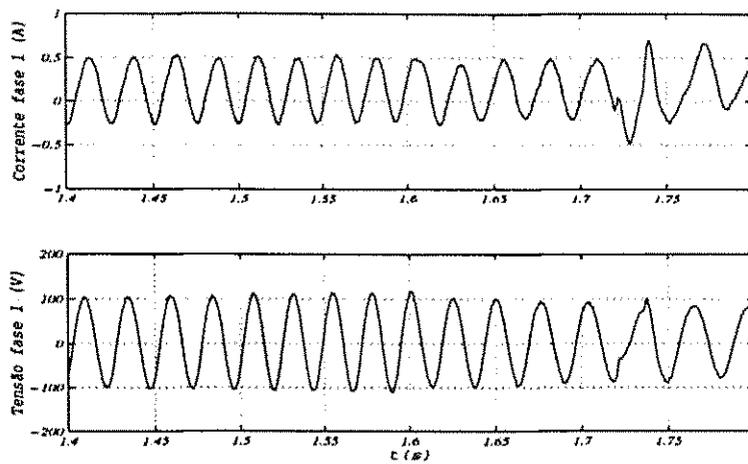


Figura 7.50: Corrente e tensão de fase.

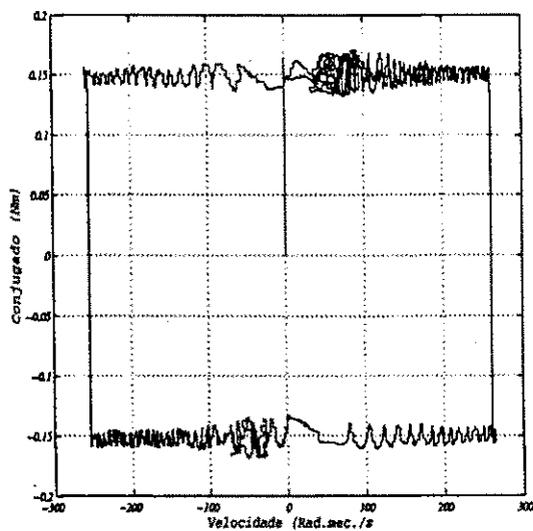


Figura 7.51: Plano de fase.

7.5 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados os resultados de simulações e experimentais das estratégias de controle monovariáveis (*IFOC/MRAC* e CDC) e multivariáveis (RE) propostas.

Os resultados foram centrados principalmente nas estratégias: *IFOC/MRAC*, de controle direto de conjugado por escorregamento CDC-FEE (monovariável) e na estratégia de controle por realimentação de estados com fluxo rotórico escorregamento no rotor RE-FRER multivariável), por estas terem sido as estratégias implementadas no módulo experimental.

Estratégia de controle *SISO* - *IFOC/MRAC* A utilização de estratégias *IFOC* sempre foi atraente devido a sua simplicidade quando comparada aos métodos diretos. Contudo, sua dependência paramétrica e principalmente dependência do conhecimento da velocidade rotórica restringiam sua aplicação. A estratégia *IFOC* sem sensor mecânico de velocidade proposta, que utiliza controlador *MRAC* para adaptação da velocidade, demonstrou através das simulações e experimentos ser uma alternativa atraente para acionamentos com máquinas assíncronas.

A estratégia apresentou boas respostas no controle de corrente/conjugado e a velocidade rotórica teve o comportamento esperado. Quando da variação da resistência rotórica a corrente de conjugado i_{sq}^b não alterou-se, nem a velocidade rotórica medida, apenas a velocidade estimada compensou esta variação alterando-se mas mantendo a frequência angular síncrona inalterada e mantendo o desacoplamento.

Logo esta estratégia incorpora as vantagens dos métodos tradicionais com orientação indireta pelo campo com a versatilidade dos controladores adaptativos modelo de referência para adaptação da velocidade rotórica.

Estratégia de controle *SISO* - CDC-FEE Os resultados obtidos com a estratégia de controle CDC-FEE demonstraram ser esta estratégia uma alternativa atraente para a implementação de sistemas de acionamento com máquinas assíncronas de baixo custo e bom desempenho para o controle de fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético.

O desempenho apresentado pela estratégia de controle demonstrou ser comparável com as estratégias de controle com orientação direta pelo campo (*DFOC*).

A estratégia proposta apresentou:

1. boas respostas no controle do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético;
2. simplicidade de implementação; e,
3. robustez a variações paramétricas.

As respostas tanto em regime transitório como em regime permanente obtidas com a estratégia demonstraram sua aplicabilidade. Comparativamente a outras estratégias *DTC* apresentou menor *ripple* de fluxo e conjugado em regime permanente e rapidez no regime transitório sem *overshoots*.

A implementação totalmente discreta, utilizando controladores convencionais (PI) revelou-se uma alternativa atraente do ponto de vista financeiro e simples de implementar.

Uma vantagem que a implementação totalmente discreta apresenta, comparativamente aos métodos analógicos ou mistos [114] e [40], é que na implementação discreta a frequência de chaveamento é fixa enquanto que na implementação analógica/mista, com controladores por histerese, esta frequência é variável. Como desvantagem pode-se citar o fato que enquanto nos controles analógico/misto os erros instantâneos de fluxo e conjugado são limitados pela banda de histerese, no controle digital os erros não são controlados durante o período de amostragem podendo atingir seu valor máximo, proporcional ao período de amostragem. Isto pode acarretar assimetria do erro e *ripple* de conjugado em baixas frequências.

A utilização de apenas dois sensores de corrente diminui os custos financeiros de implementação do sistema. É utilizada a tensão de referência na saída do controlador para o observador de fluxo. O ponto de saturação do controlador PI foi de 30% acima da tensão de barramento. Simulações demonstraram que apesar do controle de amplitude da tensão não causar efeito para uma tensão maior que E_{cc} , porém para o cálculo do ângulo do vetor fluxo/malha de conjugado resulta efetivo.

Os testes realizados para verificação da imunidade a variações paramétricas comprovaram o fato da estratégia ser pouco sensível a alterações dos parâmetros. Contudo, a variação da resistência estatórica influi principalmente no observador de fluxo estatórico em malha aberta, essencialmente em baixas velocidades. A implementação de um observador em malha fechada de fluxo minimiza o problema.

Estratégia de controle de velocidade sem sensor mecânico de velocidade CDC-FEE/SSM O desempenho apresentado pela estratégia de controle de veloci-

dade sem sensor mecânico, demonstrou ser viável sob vários aspectos, seja do ponto de vista de complexidade operacional seja do ponto de vista da resposta dinâmica obtida. A estratégia demonstrou ser comparável a velocidade obtida através do captor de posição em diferentes frequências. Demonstrou operar bem tanto em baixas frequências, inclusive zero, tanto quanto em altas frequências.

Estratégia de controle multivariável - RE-FRER O desempenho da estratégia de controle de fluxo e conjugado com realimentação de estados (RE-FRER) demonstrou ser satisfatório não somente em regime permanente como também em regime transitório, com as variáveis de controle (fluxo e conjugado) seguindo suas referências. O desempenho apresentado pelas estratégias a fluxo rotórico constante demonstrou ser superior ao controle a fluxo estatórico constante.

Dentre as possibilidades de definição do eixo de controle (rotor, estator ou campo), o eixo rotórico demonstrou ser a melhor alternativa em face das grandezas controladas serem contínuas e a frequência do fluxo ser baixa. Para o controle a fluxo rotórico constante verificou-se que a operação no referencial fixo apresenta desempenho adequado apenas a baixas frequências, em velocidades próximas da nominal (frequências $\simeq 60Hz$), o desempenho degrada bastante.

A estratégia de controle a fluxo rotórico constante, demonstrou ser menos sensível com relação a alterações dos autovalores desejados para o sistema. Tanto a operação com pólos mais rápidos (próximo a origem) como mais lentos (próximo a unidade) no plano discreto apresentaram bom desempenho. Isto não ocorre a fluxo estatórico constante, que é mais sensível a alterações dos autovalores.

Deve-se observar que, conforme já citado, a utilização de pólos mais rápidos, próximos da origem, é mais interessante, pois o sistema responderá mais rapidamente a alterações no funcionamento tais como, degraus de conjugado e aplicação de carga. Contudo, a utilização de pólos mais rápidos determina a necessidade dos atuadores responderem a contento, bem como verificou-se que os níveis da tensão de referência, na saída do controlador e a corrente estatórica medida encontram-se em níveis bem mais altos que aqueles obtidos com as simulações utilizando pólos com valores intermediários. Portanto, deve-se ter claro os objetivos a que se propõe o sistema, para definir quais as respostas de tensão de referência e corrente estatórica que serão obtidas. Em altas velocidades os referenciais síncrono e estatórico apresentam oscilações.

Capítulo 8

Conclusões gerais e trabalhos futuros

8.1 Conclusões gerais

Considerando a abrangência e a diversificação do trabalho realizado, as conclusões gerais apresentadas a seguir seguirão a seqüência da apresentação dos capítulos da tese.

8.2 Observadores de estado e estimação de parâmetros

Algumas das estratégias apresentadas utilizam realimentação de fluxo e para tanto é necessário seu conhecimento. Considerando que a medição dos fluxos é inviável, foram estudados alguns métodos de estimação dos fluxos. A maneira mais simples é utilizando a equação da tensão estatórica diretamente. Este método em malha aberta, modelo em tensão, apresentou problemas de operação em baixas velocidades principalmente quando operando por um longo tempo. Além disso, quando da variação da resistência estatórica o método apresentava variações nos valores estimados. A segunda alternativa utilizada em simulações, foi um observador de ordem completa em malha fechada. Este observador foi discretizado *off-line* sendo seu modelo então atualizado apenas nos termos contendo a velocidade rotórica. Este observador apresentou boas respostas, tempo de convergência mais rápido e menor sensibilidade a variações da resistência estatórica comparativamente ao observador em malha aberta modelo em tensão. Contudo, é interessante a implementação de procedimentos de adaptação da

resistência estatórica.

Estratégia de controle monovariáveis.

Inserido no contexto dos controladores monovariáveis inicialmente foi realizada uma revisão bibliográfica de forma a situar as estratégias propostas frente ao que existe no momento. Foram propostas novas estratégias de controle direto de fluxo e conjugado. Estas estratégias foram divididas de acordo com as variáveis utilizadas para controlar o fluxo de magnetização e a variável utilizada para controlar o conjugado. Os resultados das simulações e experimentais demonstram, comparativamente a outras estratégias de controle monovariáveis encontradas na literatura, a viabilidade das estratégias propostas, apresentando: (1) rapidez de seguimento das referências baixo *ripple* com frequência de chaveamento totalmente controlada e controle sobre a dinâmica desejada para o sistema em malha fechada; e, (2) baixa sensibilidade a variações paramétricas. Além disso, uma vantagem significativa apresentada pelas estratégias é sua implementação totalmente discreta.

8.3 Estratégias de controle multivariáveis.

No seguimento foram estudadas as estratégias que utilizam controladores multivariáveis. Da mesma forma que para as estratégias monovariáveis, estas estratégias foram divididas de acordo com a variável utilizada para controlar a magnetização da máquina e o conjugado eletromagnético. Existem várias alternativas de eixos referenciais para implementação do modelo de atuação, neste trabalho foram estudados apenas os referenciais rotórico, estatórico e síncrono. Os controladores multivariáveis apresentam vantagens sobre os monovariáveis tais como o tratamento ao acoplamento existente entre as variáveis e a facilidade de projeto dos controladores. São apresentados resultados de simulações e experimentais que demonstram o bom desempenho das estratégias propostas. As variáveis controladas seguem perfeita e rapidamente suas referências e apresentam oscilações regime permanente que situam o valor médio do conjugado estimado obtido, na faixa abaixo de 1,0%.

Sistemas de acionamento sem sensor mecânico de velocidade.

Uma das linhas de pesquisa que tem absorvido grande atenção atualmente é o acionamento sem sensor mecânico de velocidade devido às vantagens que estes acionamentos apresentam, tais como, redução do custo financeiro e aumento da confiabilidade mecânica do sistema. Então, para encerrar este trabalho, são propostas três novas estratégias de controle aplicadas à máquinas assíncronas que não necessitam de sensores mecânicos de velocidade. A primeira delas, é uma estratégia monovariável implementada com orientação indireta pelo campo utilizando controladores com modelos de referência para adaptação da velocidade. A estratégia adapta as variações da constante de tempo rotórica através da velocidade na saída do controlador com modelo de referência. Os bons resultados obtidos através de simulações e experimentais com a estratégia proposta demonstraram sua exequibilidade comparativamente à outras estratégias de controle de velocidade sem sensor encontradas na literatura.

A segunda estratégia proposta também é monovariável sendo implementada utilizando controle direto de conjugado. Neste caso, contrariamente ao anterior, é realizado o controle de velocidade e não o controle de conjugado. A estratégia utiliza um estimador de escorregamento e a saída do controlador de conjugado, imagem da frequência síncrona para estimar a velocidade rotórica. Esta estratégia alia uma das principais características do controle direto de conjugado que é a rapidez de resposta, com simplicidade de implementação para o controle de velocidade. Resultados de simulações e experimentais da estratégia são apresentados que corroboram as conclusões obtidas.

A terceira e última estratégia proposta para o controle sem sensor mecânico de velocidade é implementada com controlador multivariável utilizando o fluxo estatórico para controle da magnetização e o referencial estacionário como eixo referencial do modelo de atuação. Esta estratégia proposta também utiliza modelos de referência para estimação da velocidade rotórica ou da frequência angular síncrona. Os resultados obtidos via simulação demonstram que a estratégia possibilita uma alternativa atraente para o controle de fluxo e conjugado sem sensor mecânico de velocidade.

8.4 Trabalhos futuros

Dentre os trabalhos futuros que podem seguir os princípios apresentados nesta tese tem-se:

1. Estimação da resistência estatórica e rotórica em condições normais de operação possibilitando assim sua adaptação no modelo do observador de ordem completa;
2. Implementação prática do observador de ordem completa utilizando a velocidade estimada ao invés da velocidade medida;
3. Análise mais aprofundada da influência das variações paramétricas nas estratégias de controle mono e multivariáveis propostas;
4. Implementação prática da estratégia de controle de velocidade multivariável sem sensor mecânico de velocidade;

Estimação de r_s e r_r em condições normais de funcionamento

A maioria dos métodos de estimação de r_s e r_r dependem do conhecimento de outros parâmetros, ou da necessidade de sinais que perturbam as condições normais de operação ou ainda necessitam de *hardware* adicional para sua implementação. Portanto, torna-se interessante a estimação destes parâmetros em condições normais de operação que possibilita-se a adaptação do modelo do observador de estados de ordem completa principalmente.

Implementação prática do observador de ordem completa

O observador de ordem completa foi implementado apenas em simulações que demonstraram sua viabilidade. Portanto caberia agora implementá-lo na bancada de testes e analisá-lo mais profundamente. Considerando também a adaptação paramétrica proposta no item anterior. Além disso, a modelagem do observador (discretização *off-line*) e o cálculo de seus ganhos foram realizados utilizando duas ferramentas diferentes (*MATLAB* e *MAPLE*) é interessante que o projeto seja realizado por apenas uma delas, no caso o *MATLAB* dadas as suas melhores características o que possibilitaria, a discretização do observador, o cálculo dos ganhos do observador, o cálculo dos ganhos do controlador ótimo e a simulação do sistema unificadamente. Além disso é interessante

substituir a velocidade medida por um método de estimação tornando assim o método sem sensor mecânico de velocidade.

Análise mais aprofundada da influência das variações paramétricas nas estratégias de controle mono e multivariáveis propostas.

As estratégias propostas, tanto mono como multivariáveis, foram analisada fundamentalmente em termos de rapidez de resposta e seguimento da referência. Apenas a estratégia CDC-FEE foi analisada em termos da variação da resistência estatórica. É interessante que todas as estratégias sejam analisadas mais profundamente com relação a variação de outros parâmetros.

Implementação prática da estratégia de controle de velocidade multivariável sem sensor mecânico de velocidade.

A estratégia de controle de velocidade multivariável sem sensor mecânico proposta - RE-FEE/SSM foi testada apenas através de simulações. A implementação na bancada de testes é interessante como continuação do trabalho de acionamentos sem sensor mecânico de velocidade. Além disso, foi utilizado apenas o modelo de conjugado para o modelo de referência, a utilização de outros modelos é um seqüência interessante para o trabalho.

Bibliografia

- [1] A. Abbondanti e M.B. Brennen. Variable Speed Induction Motor Drives use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 11(5):483-488, october 1975.
- [2] Jürgen Ackermann. *Sampled-Data Control Systems - Analysis and Synthesis, Robust System Design*. Springer Verlag, Berlin - Germany, 1985.
- [3] K. Akatsu e A. Kawamura. Sensorless Speed Estimation based on Primary an Secondary Estimation and Output Voltage Compensation of Induction Motor. In *Conf. Rec. PCC'97*, pp. 73-78, Nagaoka - Japan, 1997. IEEE.
- [4] Philip L. Alger. *Induction Machines - Their Behavior and Uses*. Gordon and Breach Publishers, Switzerland, 1995.
- [5] Karl J. Astron e Bjorn Wittenmark. *Computer-Controlled Systems*. Prentice Hall, USA, 1997.
- [6] D.J. Atkinson, J.W. Finch, e P.P. Acarnley. Estimation of rotor resistance in induction motors. *IEE Proc. Electronic Power Applications*, 143(1):87-94, january 1996.
- [7] C. Attaianese, S. Meo, e A. Perfetto. A Voltage Feeding algorithm for direct torque control of induction motor drives using state feedback. In *Conf. Rec. IECON'98*, pp. 586-590, Aachen - Germany, 31/aug-04/sep 1998. IEEE Industrial Electronis Society.
- [8] U. Baader, M. Depenbrock, e G. Gierse. Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(3):581-588, may/june 1992.

- [9] M. Beck e D. Naunin. A New Method for the Calculation of the Slip Frequency for a Sensorless Speed Control of a Squirrel-Cage Induction Motor. In *Conf. Rec. PESC'85*, pp. 678–683. IEEE, 1985.
- [10] L. Ben-Brahim. Improvement of the Stability of the V/F Controlled Induction Motor Drive System. In *Conf. Rec. IECON 98*, pp. 859–864, Aachen - Germany, 31/aug-04/sep 1998. IEEE Industrial Electronics Society.
- [11] F. Blaschke. *The method of field orientation for control of three phase machines*. Phd thesis, TU Braunschweig, Braunschweig - Germain, 1974.
- [12] R. Blasco-Gimenez, R. Asher, G. M. Summer, e K. J. Bradley. Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive. *IEE Proc. Power Electronics Applications*, 143(2):113–122, march 1996.
- [13] R. Blasco-Gimenez, R. Asher, G. M. Summer, e K. J. Bradley. Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 2: Online parameter tuning and dynamic performance studies. *IEE Proc. Power Electronics Applications*, 143(2):123–134, march 1996.
- [14] I. Boldea e S. A. Nasar. *Vector Control of AC Drives*. CRC Press, Boca Raton - Florida - USA, first edition, 1992.
- [15] F. Bonanno, A. Consoli, A. Raciti, e A. Testa. An Innovative Direct Self-Control Scheme for Induction Motor Drives. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 12(5):800–806, september 1997.
- [16] D. E. Borgard, G. Olsson, e R. D. Lorenz. Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machines drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 31(4):795–801, july/august 1995.
- [17] B. K. Bose e N. R. Patel. A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive With Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement. In *Conf. Rec. IAS'97*, pp. 393–400, New Orleans - USA, october 1997. IEEE Industry Application Society.
- [18] Bimal K. Bose. *Microcomputer Control of Power Electronics and Drives*. IEEE - Press, New York - USA, 1987.

- [19] B.K. Bose e N.R. Patel. A Programmable Cascaded Low-Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44(1):140-143, february 1997.
- [20] B.K. Bose e M. G. Simoes. Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive. In *Conf. Rec. IAS'95*, pp. 137-143. IEEE Industry Applications Society, 1995.
- [21] C. P Bottura e S. A. Augusto Fo. Robust Torque Tracking Control for the Induction Machines. In *Conf. Rec. IECON'98*, pp. 1533-1537, Aachen - Germany, 31/aug-04/sep 1998. IEEE/IES.
- [22] Hansruedi Bühler. *Réglages échantillonnés - Traitement dans l'espace d'état*. Presses Polytechniques Romandes, Lausanne - France, 1983.
- [23] Hansruedi Bühler. *Electronique de réglage et comande*. Ed. Dunod, Lausanne - France, 1987.
- [24] G. Buja, D. Casadei, e G. Serra. DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives. In *Conf. Rec. IECON'97*, pp. 1506-1516, New Orleans-USA, november 1997. IEEE Industrial Electronics Society.
- [25] D. Casadei, G. Grandi, e G. Serra. Rotor Flux Oriented Torque-Control of Induction Machines Based on Stator Flux Vector Control. In *Conf. Rec. EPE'93*, pp. 67-72. IEE, 1993.
- [26] D. Casadei, G. Grandi, e G. Serra. Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines. In *Conf. Rec. IECON'94*. IEEE Industrial Electronics Society, 1994.
- [27] D. Casadei, G. Serra, e A. Tani. Improvement of Direct Torque Control Performance by Using a Discrete SVM Technique. In *Conf. Rec. PESC'98*, pp. 997-1003, Fukuoka - Japan, may 1998. IEEE - Power Electronics Society.
- [28] Y.A. Chapuis, R. Peugeot, e D. Roye. Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor in the Field Weakening Region. In *Conf. Rec. IPEC'95*, pp. 784-788, Yokohama-Japan, 1995. IEEE.
- [29] J. Chatelain. *Machines elétriques*. Ed. Dunod, Paris - France, 1981.

- [30] Chi Tson Chen. *Analog and digital control system design - transfer-function, state-space and algebraic methods*. Saunders College Publishing, New York - USA, 1993.
- [31] José Calazans de Castro e Wellington Santos Mota. Aplicação da teoria de controle moderno na estabilização de sistemas de potência. In *Anais CBA'84 - Minicurso*, pp. 1-24, Campina Grande - PB, setembro 1984.
- [32] Rik W. de Doncker e Donald W. Novotny. The Universal Field Oriented Controller. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(1):92-100, jan/feb 1994.
- [33] R.W.A.A. de Doncker. Microprocessors Basics. In *Microprocessors Control of Motor Drives and Power Converters - Tutorial Course*, pp. 1/1 -1/29, Houston - USA, october 1992. IEEE - IAS.
- [34] R.W.A.A. de Doncker e D. W. Novotny. The universal field oriented controller. In *Conf. Rec. IAS'88*, pp. 450-456, New Orleans - USA, october 1988. IEEE - IAS.
- [35] L. A. de S. Ribeiro, C.B. Jacobina, A. M. N. Lima, e A. C. Oliveira. Parameter Sensitivity of MRAC Models Employed in IFO-Controlled AC Motor Drive. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44(4):536-545, august 1997.
- [36] Luis Antonio de Souza 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 - COPELE, junho 1998.
- [37] Luis Antonio de Souza Ribeiro, Cursino B. Jacobina, e Antonio Marcus Nogueira Lima. Estimação da Velocidade da Máquina Assíncrona em Acionamentos Estáticos - Parte I: Revisão e Classificação. In *Anais COBEP'97*, pp. 486-497, Belo Horizonte, novembro 1997.
- [38] J. Van de Vegte. *Feedback Control System*. Prentice Hall, New York - USA, 1990.
- [39] M. W. Degner. *Flux, Position, and Velocity Estimation in AC Machines Using Carrier Frequency Signal Injection*. Ph.d. thesis, University of Wisconsin, Madison - USA, may 1997.

- [40] M. Depenbrock. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machines. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3(4):420-429, october 1988.
- [41] J.C. Doyle e G. Stein. Robustness with observers. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 0(8):607-611, august 1979.
- [42] M. Elloumi, L. Ben-Brahim, e M.A. Al-Hamadi. Survey of Speed Sensorless Controls for IM Drives. In *Conf. Rec. IECON'98*, pp. 1018-1023, Aachen - Germany, 31/aug-04/sep 1998. IEEE Industrial Electronis Society.
- [43] P.L. Falb e W.A. Wolovich. Decoupling in the design and synthesis of multi-variable control systems. *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-12:651-659, december 1967.
- [44] Eurico Bezerra Souza Filho. *Estimação e Controle em Acionamentos com Máquina Assíncrona*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, dezembro 1993.
- [45] C.J. Francis e H.Z. de la Parra. Stator Resistance Voltage-drop Compensation for Open-loop AC Drives. *IEE Proc. Electronic Power Applications*, 144 1:21-26, january 1997.
- [46] G. Griva, T.G. Habetler, F. Profumo, e M. Pastorelli. Performance evaluation of a Direct Torque Controlle drive in the continuos PWM - Square wave transition region. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 10(4):464-471, july 1995.
- [47] G. Griva, F. Profumo, M. Abrate, A. Tenconi, e D. Berruti. Wide Speed Range DTC Drive Performance with New Flux Weakening Control. In *Conf. Rec. PESC'98*, pp. 1599-1604, Fukuoka - Japan, may 1998. IEEE - Power Electronics Society.
- [48] T. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, e A. Bettini. A stator resistance tuning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator. In *Conf. Rec. EPE'93*, pp. 292-299, Brighton - UK, - 1993. IEE.
- [49] T.G. Habetler e D.M. Divan. Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(5):893-901, sep/oct 1991.

- [50] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, e L.M. Tolbert. Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(5):1045-1053, sep/oct 1992.
- [51] K. Hasse. *On the dynamics of speed control of static ac drives with squirrel-cage induction machines*. Phd thesis, TH Darmstadt, Darmstadt - Germain, 1969.
- [52] K. Hentabli, M. E. H. Benbouzid, e D. Pinchon. Multivariable State-Space CGPC Application to Induction Motor Control. In *Conf. Rec. IECON'97*, pp. 181-186, New Orleans-USA, november 1997. IEEE Industrial Electronics Society.
- [53] J. Holtz. Sensorless Position Control of Induction Motors - an Emerging Technology. In *Conf. Rec. IECON'98*, pp. 11-112, Aachen - Germany, 31/aug-04/sep 1998. IEEE Industrial Electronis Society.
- [54] J. Holtz e T. Thimm. Identification of the Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(6):1111-1118, nov/dec 1991.
- [55] C. B. Jacobina. *Máquinas Elétricas*. DEE - CCT - Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB - BR, 1994.
- [56] C.B. Jacobina, J. E. Chaves Fo., e A.M.N. Lima. On-line estimation of the stator resistance of an induction motor. In *Conf. Rec. PESC'98*, pp. 979-983, Fukuoka - Japan, may 1998. IEEE.
- [57] C.B. Jacobina, J.Bione Fo., F. Salvadori, A.M.N. Lima, e L.A. de Souza Ribeiro. A Simple Indirect Field Oriented Control of Induction Machines without Speed Measurement. In *Conf. Rec. IAS'2000*, Rome - Italy, oct 2000. IEEE Industry Application Society.
- [58] C.B. Jacobina e A.M.N. Lima. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquinas assíncronas. *SBA - Controle & Automação*, 7(1):15-28, jan/abr 1996.
- [59] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, e E.R.C. da Silva. PWM Space Vector Based on Digital Scalar Modulation. In *Conf. Rec. PESC'97*, pp. 606-611, St. Louis - Missouri - USA, june 1997. IEEE.

- [60] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, e F. Salvadori. Controle Desacoplado de Fluxo e Conjugado da Máquina Assíncrona Utilizando o Método de Espaço de Estados. In *Anais COBEP 97*, pp. 405–410, Belo Horizonte - MG - Brasil, novembro 1997. SOBRAEP - Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência.
- [61] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, e F. Salvadori. Flux and Torque Control of an Induction Machine Using Linear Discrete State Space Approach. In *Conf. Rec. IECON'97*, pp. 511 – 516, New Orleans - USA, september 1997. IEEE - IES.
- [62] Cursino B. Jacobina. *Contribuição a estimação e ao controle em acionamentos estáticos com máquinas assíncronas*. Tese concurso professor titular, Departamento de Engenharia Elétrica - Centro de Ciências e Tecnologia - Universidade Federal da Paraíba, CCT - Campus II - Campina Grande - PB, outubro 1995.
- [63] Raymond G. Jacquot. *Modern Digital Control Systems*. Marcel Dekker Inc., USA, 1981.
- [64] P. L. Jansen. *The Integration of State Estimation, Control, and Design for Induction Machines*. Ph.d. thesis, University of Wisconsin - Madison, Wisconsin - Madison - USA, june 1993.
- [65] K. Jezernick. Robust Direct Torque and Flux Vector Control of Induction Motor. In *Conf. Rec. IECON 98*, pp. 667–672, Aachen - Germany, 31/aug-04/sep 1998. IEEE Industrial Electronics Society.
- [66] T. Kanmachi e I. Takahashi. Sensorless Speed Control of an Induction Motor with no Influence of Resistance Variation. In *Conf. Rec. PCC'97*, pp. 91–96, Nagaoka - Japan, 1997. IEEE.
- [67] R.J. Kerkman, B.J. Seibel, T.M. Rowan, e D.W. Schlegel. A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 32 3:585–593, may/june 1996.
- [68] Y-S. Kim, S-U. Kim, e I-W. Yang. Implementation of a Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor by Reduced-Order Extended Kalman Filter. In *Conf. Rec. APEC'95*, pp. 197–203. IEEE Power Electronis Society, 1995.

- [69] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, e Min-Ho Park. Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1225-1233, sep/oct 1994.
- [70] K. Koga, R. Ueda, e T. Sonoda. Constitution of V/f Control for Reducing the Steady-State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28 2:463-471, march/april 1992.
- [71] Hisao Kubota e Kouki Matsuse. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1219-1224, sep/oct 1994.
- [72] Y.D. Landau. *Adaptive Control: The model reference approach*. Marcel Decker Inc., New York - USA, 1979.
- [73] C. Lascu, I. Boldea, e F. Blaabjerg. A Modified Direct Torque Control (DTC) for Induction Motor Sensorless Drives. In *Conf. Rec. IAS'98*, pp. 415-422, St. Louis, Missouri, USA, october 1998. IEEE/IAS.
- [74] D. C. Lee, S.-K. Sul, e M.-H. Park. High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(5):1247-1257, sep/oct 1994.
- [75] H.S. Lee e M. Tomizuka. Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 43(1):48-55, february 1996.
- [76] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Verlag, New York - USA, 1996.
- [77] A. M. N. Lima. *Comande numérique d'une machine asynchrone: Controle du flux par filtrage stochastique - Variation de la vitesse et de la position*. Thèse de docteur de l'inp, INP - Toulouse - France, INP - Toulouse - France, juillet 1989.
- [78] F.-J. Lin, R.-J. Wai, R.-H. Kuo, e D.-C. Liu. A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive. *ELSEVIER - Electric Power Systems Research*, 44(1):163-174, 1998.

- [79] C. Lochot, X. Roboam, e P. Maussion. A New Direct Torque Control Strategy for an Induction Motor with Constant Switching Frequency Operation. In *Conf. Rec. EPE'95*, pp. 2431-2436, 1995.
- [80] Robert D. Lorenz, T. A. Lipo, e D. W. Novotny. Motion control with induction motors. *Proceedings of IEEE: especial issue on power electronic and motion control*, 82(8):1215-1240, august 1994.
- [81] P. Segarich M. Marchesoni e E. Soressi. A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44(4):528-535, august 1997.
- [82] C. Manes, F. Parasiliti, e M. Tursini. DSP based field-oriented control of induction motor with a nonlinear state observer. In *Conf. Rec. PESC'96*, pp. 1254-1259, Baveno-Italy, june 1996.
- [83] P. Marino, V. Mungiguerra, F. Russo, e F. Vasca. Parameter and state estimation for induction motors via interlaced least squares algorithm and kalman filter. In *Conf. Rec. PESC'96*, pp. 1235-1241, Baveno-Italy, june 1996.
- [84] C.A. Martins, T.A. Meynard, X. Roboam, e A.S. Carvalho. An Improved DTC Strategy for Induction Motor Control Fed by a Multi-Cell Voltage Source Inverter for High Power Applications. In *Conf. Rec. PESC'98*, pp. 1004-1010, Fukuoka - Japan, may 1998. IEEE - Power Electronics Society.
- [85] T. Matsuo e T. A. Lipo. A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 21(4):624-632, may/jun 1985.
- [86] S. Mazumder. DSP Based Implementation of a New V/F Control Scheme Based on Nonconventional Space Vector Modulation for Better Dynamic Response, Smooth Transition to Overmodulation Region and Operation Without Line Voltage Sensors. In *Conf. Rec. IEMDC'98*, pp. 791-795. IEEE Power Engineering Society, 1998.
- [87] S. Mir, M. E. Elbuluk, e D. S. Zinger. PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 13 2:279-287, march 1998.

- [88] S.A. Mir, M.E. Elbuluk, e D.S. Zinger. Fuzzy implementation of direct self control of induction machines. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(3):729-735, may/june 1994.
- [89] Ned Mohan, Tore M. Undeland, e Willian P. Robbins. *Power Electronics - Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc., USA, 1996.
- [90] A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo, e D. W. Novotny. A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speed. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 34 4:813-821, july/august 1998.
- [91] H. Nakano e I. Takahashi. Sensor Less Field Oriented Control of an Induction Motor Using an Instantaneous Slip Frequency Estimation Method. In *Conf. Rec. PESC'88*, pp. 847-854. IEEE Power Electronis Society, april 1988.
- [92] P.K. Nandam e P.C. Sen. A comparative study of a Luenberger observer and adaptive observer-based variable structure speed control system using a self-controlled synchronous motor. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 37(2):127-132, april 1990.
- [93] J.N. Nash. Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 33(2):333-341, mar/apr 1997.
- [94] K. Ohnishi, N. Matsui, e Y. Hori. Estimation, Identification, and Sensorless Control in Motion Control System. *Proceedings of IEEE: especial issue on power electronic and motion control*, 82(8):1253-1265, august 1994.
- [95] T. Ohtani, N. Takada, e K. Tanaka. Vector control of induction motor without shaft encoder. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(1):157-164, jan/feb 1992.
- [96] Alexandre Cunha Oliveira. *Controle Digital de Sistemas de Acionamento com Máquina Assíncrona*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, dezembro 1995.
- [97] Fang-Zheng Peng e Tadashi Fukao. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(5):1234-1240, sep/oct 1994.

- [98] S-S. Perng, Y-S. Lai, e C-H. Liu. Sensorless Control for Induction Motor Drives Based on New Speed Identification Scheme. In *Conf. Rec. PCC'97*, pp. 553-558, Nagaoka - Japan, 1997. IEEE.
- [99] Charles L. Phillips e H. Troy Nagle. *Digital Control System - Analysis and Design*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey - USA, 1989.
- [100] Kaushik Rajashekara, Atsuo Kawamura, e Kouki Mtsuse. *Sensorless Control of AC Motor Drives - Speed and Position Sensorless Operation*. IEEE Press, USA, 1996.
- [101] T.M. Rowan, R.J. Kerkman, e D. Leggate. A simple on-line adaption for indirect field orientation of an Induction Machine. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(5):720-727, jul/aug 1991.
- [102] F. Salvadori, C.B. Jacobina, e A.M.N. Lima. Decoupled Flux and Torque Control Scheme for High Performance Induction Motor Drive Systems: A Comparative Study with Various New Strategies. In *Conf. Rec. IECON'91*, pp. 481-486, Kobe - Japan, october 1991. IEEE.
- [103] F. Salvadori, C.B. Jacobina, e A.M.N. Lima. Estudo Comparativo de Novas Estratégias Utilizando o Método de Espaço de Estados no Controle Desacoplado de Fluxo e Conjugado da Máquina Assíncrona. In *Anais XII CBA*, pp. 1799-1804, Uberlândia - MG - Brasil, setembro 1998. SBA - Sociedade Brasileira de Automática.
- [104] F. Salvadori, C.B. Jacobina, e A.M.N. Lima. Controle de velocidade sem sensor mecânico aplicado à máquina assíncrona utilizando estratégia de controle direto de fluxo e conjugado. In *Anais CBA'2000 - (submetido)*, Florianópolis - SC - BR, set 2000. SBA - Sociedade Brasileira de Automática.
- [105] F. Salvadori, C.B. Jacobina, e A.M.N. Lima. Controle Ótimo Multivariável de Máquinas Assíncronas. In *Anais CBA'2000 - (submetido)*, Florianópolis - SC - BR, set 2000. SBA - Sociedade Brasileira de Automática.
- [106] F. Salvadori, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, e T.M. Oliveira. Acionamento da máquina assíncrona utilizando estratégia de controle direto de fluxo e conjugado.

- In *Anais COBEP'99*, Foz do Iguaçu - PR - BR, set 1999. SOBRAEP - Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência.
- [107] Fabiano Salvadori. *Estratégias de controle desacoplado de fluxo e conjugado para acionamentos com máquinas assíncronas*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, outubro 1991.
- [108] T.Y. Sangwongwanich. Design of sliding observer for robust estimation of rotor flux of induction motors. In *Conf. Rec. PESC'90*, pp. 1235-1242, Tokyo - Japan, december 1990.
- [109] C. Shauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(5):1054-1061, sep/oct 1992.
- [110] J.L. Silvino, C.P. Bottura, e P. Resende. Observadores de fluxo e estimação de parâmetros da máquina de indução via modelamento discreto não-estacionário. *Controle e Automação*, 4(1):11-22, ago/set 1993.
- [111] Jorge Solsona, María I. Valla, e Carlos Muravchik. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 43(4):492-497, august 1996.
- [112] Vedam Subrahmanyam. *Electric Drives - Concepts and Applications*. McGraw-Hill Publishing, USA, 1996.
- [113] Hirokazu Tajima e Yoichi Hori. Speed sensorless field-oriented control of the induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):175-180, jan/feb 1993.
- [114] I. Takahashi e T. Noguchi. A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22(5):820-827, sep/oct 1986.
- [115] Isao Takahashi e Yoichi Ohmori. Direct Torque Control of an Induction Motor by a Multi-Parallel PWM Inverter. *IEE Japan Trans. on Ind. App.*, 107(10):1221-1228, october 1987.

- [116] S. Taniguchi, T. Yoshizumi, e K. Matsuse. A Method of Speed Sensorless Control of Direct-Field-Oriented Induction Motor Operating at High Efficiency with Core Loss Consideration. In *Conf. Rec. APEC'99*, Dallas - USA, 14-18/march 1999. IEEE Power Electronics Society.
- [117] Y.-Y. Tzou e H.-J. Wu. LQG/LTR control of an AC induction servo drive. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 10(2):214-221, mar/apr 1995.
- [118] R. Ueda, K. Koga, T. Sonoda, e M. Ichikawa. Stability Analysis in Induction Motor Driven by V/f Controlled General - Purpose Inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28 2:472-481, march/april 1992.
- [119] L. Umanand e S. R. Bhat. Optimal and Robust Digital Current Controller Synthesis for Vector-Controlled Induction Motor Drive Systems. *IEE Proc. Electronic Power Applications*, 143 2:141-149, march 1996.
- [120] R.J. Vaccaro. *Digital control - A state-space approach*. McGraw-Hill, New York - USA, 1995.
- [121] M. Veléz-Reyes e Rogelio Castro-Anaya. Sensitivity and Conditioning Issues in Speed Sensorless Control of Induction Motors. In *Conf. Rec. IAS'98*. IEEE Industry Applications Society, 1998.
- [122] R. Venkataraman, B. Ramaswani, e J. Holtz. Electronic Analog Slip Calculator for Induction Motor Drives. *IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, 27(2):110-116, maio 1980.
- [123] G.C. Verghese e S.R. Sanders. Observer for flux estimation in induction machines. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 35(1):85-94, february 1988.
- [124] A.M. Walczyna. On Reduction of Harmonics Reactive Distortions and Subharmonics of Drives With VSI-Fed Induction Motors Controlled by Direct Torque and Flux Control Methods. In *Conf. Rec. PESC'95*, pp. 408-414, Atlanta - USA, june 1995. IEEE.
- [125] C. Wang, D. W. Novotny, e T. A. Lipo. An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field-Oriented Drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 24(1):151-159, jan/feb 1988.

- [126] A. Weinmann. *Uncertain Models and Robust Control*. Springer Verlag publishing company, New York, 1991.
- [127] X.Q. Wu e A. Steimel. Direct Self Control of Induction Machines Fed by a Double Three-Level Inverter. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44(4):519-527, august 1997.
- [128] 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, jul/aug 1991.
- [129] Geng Yang e Tung-Hai Chin. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(4):820-825, jul/aug 1993.
- [130] L. Yongdong, S. Jianwen, e S. Baojun. Direct Torque Control of Induction Motor for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-time of Inverter. In *Conf. Rec. IAS'97*, pp. 781-790, New Orleans - USA, october 1997. IEEE - Industry Application Society.
- [131] L.C. Zai e T.A. Lipo. An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives. In *Conf. Rec. IAS'87*, pp. 177-183, Atlanta, october 1987. IEEE Industry Application Society.
- [132] H.Y. Zhong, H.P. Messinger, e M.H. Rashid. A New Microcomputer-Based Direct Torque Control System for Three-Phase Induction Motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(2):294-298, mar/apr 1991.
- [133] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, e K. W. Lim. Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 12(3):528-536, may 1997.