
Acionamento de Máquina Assíncrona Orientada
Indiretamente pelo Campo com Controle Adaptativo
MRAC e sem Medição de Velocidade

José Bione de Melo Filho

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©.José Bione de Melo Filho, Dezembro de 1999

Acionamento de Máquina Assíncrona Orientada
Indiretamente pelo Campo com Controle Adaptativo
MRAC e sem Medição de Velocidade

José Bione de Melo Filho

Dissertação de Mestrado apresentada em Dezembro de 1999

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.
Componente da Banca

Eurico Bezerra de Souza Filho, D.Sc.
Componente da Banca

Francisco de Assis Santos Neves, Dr.
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Dezembro de 1999

621.314.5 Melo Filho, José Bione de
M528a Acionamento de Máquina Assíncrona Orientada Indiretamente
Pelo Campo com Controle Adaptativo MRAC e sem Medição de
Velocidade/José Bione de Melo Filho

Campina Grande: UFPB, 1999.

117 p.

Dissertação (Mestrado) UFPB

Universidade Federal da Paraíba.

1. Constante de Tempo
2. Controle Adaptativo Modelo MRAC
3. Máquinas Assíncronas



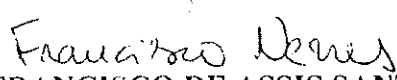
**ACIONAMENTO DE MÁQUINA ASSÍNCRONA ORIENTADA INDIRETAMENTE
PELO CAMPO COM CONTROLE ADAPTATIVO MRAC E SEM
MEDIÇÃO DE VELOCIDADE**


JOSÉ BIONE DE MELO FILHO

Dissertação Aprovada em 22.12.1999


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


PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Componente da Banca


PROF. FRANCISCO DE ASSIS SANTOS NEVES, Dr., UFPE
Componente da Banca


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

CAMPINA GRANDE - PB
Dezembro - 1999

Dedicatória

Este trabalho é dedicado a meus pais Bione e Louzene (in memoriam), a minha esposa Silvana, ao meu filho Bione Neto, a minha irmã Silvana e a minha afilhada Juliane, pelo amor, carinho, dedicação, amizade e confiança.

Agradecimentos

Agradeço ao professor Cursino Brandão Jacobina, pela orientação e contribuição necessárias para a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Antonio Marcus, Edison Roberto e Percles Barros, pela contribuição na minha formação para obtenção do grau de mestre.

Um agradecimento especial a todos os amigos do LEIAM, Alexandre, Claudia, Edgar, Fabiano, Gustavo, Inaldo, Laurinda, Levi, Marcelo, Maurício, Ricardo, Rui, Talvanes e Vanderley, pela ajuda e companheirismo durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a ajuda recebida de todos os colegas do LIEC, LPP e NERG.

Agradeço a Ângela, Leonora, Pedro e a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

À CAPES e ao CEFET-PE que proporcionaram o suporte financeiro para viabilizar a realização deste trabalho.

Resumo

O surgimento das estratégias de controle com orientação pelo campo (indireto-*IFOC* ou direto-*DFOC*), aumentou o interesse pelos acionamentos elétricos utilizando máquinas assíncronas. A técnica adotada neste trabalho é a do controle com orientação pelo campo indireto - *IFOC*, que é muito utilizado quando se deseja trabalhar com sistemas de alto desempenho. Este método é baseado no controle desacoplado de fluxo rotórico e conjugado eletromagnético, para o qual, é necessário conhecermos a frequência do vetor fluxo rotórico, esta frequência é determinada pela soma da velocidade da máquina com a frequência de escorregamento. O *IFOC* é essencialmente um esquema *feedforward* e tem como desvantagens a utilização de um sensor de velocidade e ser dependente de parâmetros da máquina. Atualmente, vários trabalhos objetivam um melhor desenvolvimento desta estratégia, como o uso dos modelos adaptativos empregados para compensar as mudanças dos parâmetros. Adotamos neste trabalho as técnicas adaptativas modelo de referência para estimar a velocidade da máquina de forma direta, precisando somente das grandezas estatóricas. A estratégia proposta permite que o *IFOC* possa ser implementado sem sensor de velocidade, e garante a sintonia do *IFOC* até mesmo quando a constante de tempo rotórica variar. Neste trabalho é analisada a influência da variação da constante de tempo rotórica no controle *IFOC* e apresentada uma revisão bibliográfica das técnicas de compensação da constante de tempo rotórica e das estratégias sem sensor de velocidade. O trabalho também avalia diferentes tipos de modelos de referência a serem usados no esquema de adaptação. São apresentados resultados de simulações e experimentais da estratégia proposta.

Abstract

The appearance of the field oriented control strategies (indirect-IFOC or direct-DFOC) has increased the interest for electric driving using asynchronous machines. In this work, the indirect field orientation control - IFOC is studied, in which it is very useful for systems operating with high performance. This method is based on decoupled control of rotor flux and electromagnetic torque, for which it is necessary to know the rotor flux vector frequency. This frequency is thus determined by adding the machine speed and the slipping frequency. IFOC is essentially a feedforward scheme and presents as disadvantages the use of a speed sensor and the dependency of machine parameters. Nowadays, several works have proposed a better performance for this strategy, using adaptatives models for compensating the parametric variations. In this study, the reference model adaptative techniques are adopted for estimating directly the machine speed, only using stator variables. The proposed scheme permits that IFOC may be implemented without speed sensor and the IFOC may be tuned, despite of the rotor time constant changes. In this work, the influence of rotor time constant in IFOC control is analysed and an extensive bibliography review concerning compensation techniques of rotor time constant and sensorless speed strategies is presented. It is also addressed different reference models types to be used in the adaptation scheme. The simulation and experimental results are also presented.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

<i>MRAC</i>	: <i>Control Adaptive Model Reference</i> (Controle Adaptativo Modelo de Referência)
<i>IFOC</i>	: <i>Indirect Field Oriented Control</i> (Controle Indireto com Orientação pelo Campo)
<i>DFOC</i>	: <i>Direct Field Oriented Control</i> (Controle Direto com Orientação pelo Campo)
<i>DTC</i>	: <i>Direct Torque Control</i> (Controle Direto de Conjugado - CDC)
A/D	: Analógico/Digital
CA	: Corrente Alternada
CC	: Corrente Contínua
<i>CPU</i>	: <i>Central Processor Unit</i> - Unidade Central de Processamento
<i>CSI</i>	: <i>Current Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Corrente)
MI	: Motor de indução
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
FC	: Fonte de Corrente
<i>PWM</i>	: <i>Pulse-Width-Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
<i>SW</i>	: <i>Square Wave</i> (Onda Quadrada)
<i>VSI</i>	: <i>Voltage-Source-Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão)
<i>HPF</i>	: <i>High Pass Filter</i> (Filtro Passa Alta)
$V_s, V_{s_{max}}$: Tensão, tensão máxima (<i>RMS</i>)
W	: Energia (<i>J</i>)
C_e	: Conjugado eletromagnético (<i>Nm</i>)
i_{mag}, i_s, i_r	: Vetores corrente de magnetização, estática e rotórica
PI	: Controlador Proporcional Integrador
K_{pc}, K_{ic}	: Ganhos proporcional e integral controlador PI (malha de corrente)
K_p, K_i	: Ganhos proporcional e integral controlador PI
*	: Grandeza de referência
ρ	: Operador derivada ($\simeq \frac{d}{dt}$)
j	$\sqrt{-1}$

- $\hat{}$: Grandeza estimada
 $\hat{i}_{s123}, \hat{i}_{r123}$: Vetores corrente estatórica e rotórica trifásica
 $\hat{v}_{s123}, \hat{v}_{r123}$: Vetores tensão estatórica e rotórica trifásica
 $\hat{\phi}_{s123}, \hat{\phi}_{r123}$: Vetor fluxo trifásico enlaçado pelo estator e pelo rotor
 $g = s, r, a, b$: Indica o posicionamento das grandezas sobre: o eixo fixo estatórico, o eixo rotórico, o vetor fluxo estatórico e o vetor fluxo rotórico
 $\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + j i_{sq}^g$: Vetor corrente estatórica (referencial genérico)
 $\mathbf{i}_r^g = i_{rd}^g + j i_{rq}^g$: Vetor corrente rotórica (referencial genérico)
 $\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + j v_{sq}^g$: Vetor tensão estatórica (referencial genérico)
 $\mathbf{v}_r^g = v_{rd}^g + j v_{rq}^g$: Vetor tensão rotórica (referencial genérico)
 $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j \phi_{sq}^g$: Vetor fluxo estatórico (referencial genérico)
 $\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j \phi_{rq}^g$: Vetor fluxo rotórico (referencial genérico)
 ϕ_s, ϕ_r : Magnitudes dos vetores fluxo estatórico e fluxo rotórico
 $v_{s_c}^{s*}$: Componente de alta frequência de v_s^s
 $v_{s_f}^{s*}$: Componente fundamental de v_s^s
 $i_{s_c}^s$: Componente de alta frequência de i_s^s
 $i_{s_f}^{s*}$: Componente fundamental de i_s^s
 $\delta_r, \delta_b, \delta_a, \delta_g$: Posição angular: do rotor, vetor fluxo rotórico, vetor fluxo estatórico e eixo genérico
 $\omega_b, \omega_a, \omega_g$: Velocidades angulares: vetor fluxo rotórico, vetor fluxo estatórico e eixo genérico
 ω_r, ω_m : Velocidade rotórica elétrica (*rad.el./s*) e mecânica (*rad.mec./s*)
 σ : Coeficiente de dispersão magnética
 τ_r, τ_s : Constantes de tempo rotórica e estatórica

Parâmetros da máquina

- l_r, l_s, l_m : Indutâncias: rotórica, estatórica e mútua
 p : Números de pares de pólos
 J_m, F_a : Constante de inércia e coeficiente de atrito
 f : Frequência nominal
 r_r, r_s : Resistências: rotórica e estatórica
 P : Potência ativa
 Q : Potência reativa
 ω_{sr} : Velocidade de escorregamento (*rad/s*)

Lista de Figuras

1.1	Diagrama de blocos da estratégia MRAC aplicada à máquinas assíncronas com orientação indireta pelo fluxo rotórico.	2
2.1	Sistema de acioanamento com máquinas assíncronas.	6
2.2	(a) Máquina simétrica trifásica. (b) Convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.	8
2.3	Diagrama vetorial instantâneo da máquina.. . . .	12
2.4	Fluxograma das estratégias de controle de conjugado.	13
2.5	Diagrama de blocos do controle volts/hertz autopilotado.	15
2.6	Diagrama de blocos de controle corrente/escorregamento.	15
2.7	Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estatórico - referencial estatórico.	17
2.8	Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico - referencial rotórico.	18
2.9	Diagrama de blocos do controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estatórico.	19
2.10	Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico.	21
2.11	Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial estatórico.	21
2.12	Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estatórico - referencial estatórico $\omega_g = 0$	23
2.13	Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estatórico constante - referencial no campo $\omega_g = \omega_a$	24
2.14	Diagrama de blocos de controle por escorregamento com fluxo rotórico.	26
2.15	Diagrama de blocos do esquema vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial rotórico.	26
2.16	Diagrama de blocos do controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estatórico.	28

2.17	Diagrama de blocos de controle a fluxo rotórico com controle de corrente no estator.	29
2.18	Evolução das técnicas de controle para acionamento de máquinas elétricas.	30
3.1	Motor de indução de rotor bobinado acoplado a um banco de resistência.	36
3.2	Resultados de simulação do controle vetorial por campo orientado. a) resistência rotórica; b) fluxo de eixo q ; c) fluxo rotórico total e fluxo de eixo d	37
3.3	Método de adaptação - 1.	39
3.4	Método de adaptação - 2.	40
3.5	Método de adaptação - 3.	41
3.6	Método de adaptação - 4.	43
3.7	Método de adaptação - 5.	44
3.8	Método de adaptação - 6.	45
3.9	Método de adaptação - 7.	46
3.10	Método de adaptação - 8.	47
3.11	Método de adaptação - 9.	48
4.1	Diagrama de blocos do estimador de velocidade rotórica baseado no fluxo rotórico.	53
4.2	Método de estimação de w_r proposto por Schauder [51].	55
4.3	Sistema adaptativo modelo de referência representado como uma realimentação não-linear.	56
4.4	Injeção de um sinal de alta frequência para a estimação da posição rotórica ou fluxo.	58
5.1	Diagrama de blocos de um sistema adaptativo.	62
5.2	Procedimento para decidir que tipo de controlador a ser usado.	63
5.3	Diagrama de blocos de um sistema de escalonamento de ganho.	64
5.4	Diagrama de blocos de um sistema adaptativo de modelo de referência.	65
5.5	Diagrama de blocos do regulador de auto-sintonia.	66
5.6	Diagrama de blocos da estratégia <i>MRAC</i>	67
5.7	Diagrama de blocos do modelo proposto.	70
5.8	Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação do conjugado de referência.	73
5.9	Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação do conjugado de referência.	74
5.10	Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação da resistência rotórica.	75

5.11	Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação da resistência rotórica.	76
5.12	Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo- <i>d</i> , a uma variação do conjugado de referência.	77
5.13	Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo- <i>d</i> , a uma variação do valor nominal da resistência rotórica.	78
5.14	Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo- <i>d</i> , (a) Comportamento da velocidade estimada devido a variação da resistência rotórica, (b) o erro do fluxo rotórico.	79
5.15	Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo <i>q</i> , a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.	80
5.16	Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo <i>q</i> , a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.	81
5.17	Características transitórias da estratégia-modelo potência reativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.	82
5.18	Características transitórias da estratégia-modelo potência reativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.	83
5.19	Características transitórias da estratégia-modelo potência ativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.	85
5.20	Características transitórias da estratégia-modelo potência ativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.	86
5.21	Desempenho do modelo de tensão de eixo- <i>d</i> para um: a) $\Delta r_s = -0.3r_{so}$, b) $\Delta r_s = 0.3r_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	88
5.22	Desempenho do modelo de tensão de eixo- <i>d</i> para um: a) $\Delta \sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{so}$, b) $\Delta \sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	89
5.23	Desempenho do modelo de tensão de eixo- <i>q</i> para um: a) $\Delta r_s = -0.3r_{so}$, b) $\Delta r_s = 0.3r_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	90
5.24	Desempenho do modelo de tensão de eixo- <i>q</i> para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	91
5.25	Desempenho do modelo de conjugado para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	93
5.26	Desempenho do modelo de conjugado para um: a) $\Delta \sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{so}$, b) $\Delta \sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	94
5.27	Desempenho do modelo de potência reativa para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	95
5.28	Desempenho do modelo de potência reativa para um: a) $\Delta \sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{so}$, b) $\Delta \sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	96

5.29	Desempenho do modelo de potência ativa para um: a) $\Delta r_s = -0.3r_{so}$, b) $\Delta r_s = 0.3r_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	97
5.30	Desempenho do modelo de potência ativa para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	98
5.31	Desempenho do modelo de potência ativa para um: a) $\Delta \sigma l_s = -0.3\sigma l_{so}$, b) $\Delta \sigma l_s = 0.3\sigma l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$	99
5.32	Comportamento da velocidade e da corrente do modelo de tensão eixo- d a uma variação r_r sem o controlador adaptativo: (a) e (b) em baixa velocidade, (c) e (d) em alta velocidade.	102
5.33	Comportamento da velocidade e da corrente a uma variação r_r com o controlador adaptativo: (a) e (b) em baixa velocidade, (c) e (d) em alta velocidade.	104
5.34	Comportamento da velocidade e da corrente a uma variação da r_r na estratégia <i>IFOC</i> , utilizando um controlador de velocidade e sem controle adaptativo.	105
5.35	Resposta do controlador <i>MRAC</i> modelo de tensão eixo- d a uma variação de r_r , utilizando um controlador de velocidade e com o controle adaptativo.	106
5.36	Resposta do controlador <i>MRAC</i> modelo de tensão eixo- d a uma variação de ω_r , utilizando um controlador de velocidade e com o controle adaptativo.	107
5.37	Resposta do controlador <i>MRAC</i> modelo conjugado a uma variação de r_r , utilizando um controlador de velocidade e com o controle adaptativo.	108

Lista de Tabelas

2.1	Comparação entre os tipos de controle	31
3.1	Tabela de relação entre estratégia e equação	34
3.2	Resumo dos métodos de adaptação da constante de tempo rotórica	49
4.1	Tabela de comparação entre os sistemas sem sensores de velocidade	60
5.1	Tabela comparativa entre os modelos de referência sobre o estudo de sensibilidade paramétrica	100
5.2	Tabela de parâmetros da máquina	101

Conteúdo

1	Introdução	1
2	Sistema de Acionamento com Máquinas Assíncronas	5
2.1	Introdução	5
2.2	O Sistema de Acionamento Estático	5
2.3	Modelagem da Máquina Assíncrona	7
2.3.1	Considerações na modelagem da máquina	7
2.3.2	Equações gerais da máquina assíncrona trifásica	8
2.3.3	Transformada <i>odq</i> da máquina trifásica	10
2.3.4	Modelo bifásico equivalente	11
2.4	Estratégias de Controle	12
2.4.1	Controle Escalar	14
2.4.2	Controle Vetorial	15
2.5	Conclusão	29
3	Influência da Constante de Tempo Rotórica nos Sistemas de Acionamentos	33
3.1	Introdução	33
3.2	O Efeito da Variação de Temperatura na Resistência do Rotor	34
3.3	Influência da Variação de τ_r no Controle Vetorial	36
3.3.1	Influência da variação da constante de tempo rotórica	37
3.4	Métodos de identificação e compensação da constante de tempo rotórica	38
3.4.1	Técnicas de Sintonização Direta de τ_r	38
3.4.2	Técnicas de Sintonização Indireta de τ_r	45
3.5	Conclusão	48
4	Controladores sem Sensores de Velocidade para Acionamento do Motor de Indução	51
4.1	Introdução	51
4.2	Métodos de Controle sem Sensor de Velocidade	52

4.3	Métodos de Estimação da Velocidade	52
4.3.1	Estimação da velocidade baseada no escorregamento - (EVE)	52
4.3.2	Estimação da velocidade por meio do modelo de estado ou função de transferência - (MEFT)	54
4.3.3	Estimação baseada no modelo adaptativo tipo modelo de referência - (MRAC)	54
4.3.4	Estimação usando Filtro de Kalman Estendido - (FKE)	57
4.3.5	Método baseado na injeção de sinais de alta frequência - (ISAF)	57
4.4	Conclusão	59
5	Controle Adaptativo no Acionamento de Máquinas Assíncronas	61
5.1	Introdução	61
5.2	Controle Adaptativo	62
5.2.1	Esquemas Adaptativos	63
5.3	MRAC aplicado a máquinas assíncronas	67
5.4	Estratégia Proposta	69
5.4.1	Estudo baseado em resultados de simulação	70
5.5	Sensibilidade Paramétrica	84
5.5.1	Condições iniciais	84
5.5.2	Modelo de tensão eixo-d	87
5.5.3	Modelo de tensão eixo-q	87
5.5.4	Modelo de conjugado	87
5.5.5	Modelo de potência reativa	92
5.5.6	Modelo de potência ativa	92
5.6	Resultados Experimentais	101
5.7	Conclusões	109
6	Conclusão e Trabalhos Futuros	110
6.1	Conclusão	110
6.2	Trabalhos futuros	111
	Bibliografia	112

Capítulo 1

Introdução

Na indústria, os motores elétricos são bastantes empregados, sendo que muitas dessas aplicações necessitam de controle, principalmente, do conjugado e da velocidade. As máquinas de corrente contínua sempre representaram uma opção atrativa para sistemas de acionamentos, já que no caso de uma excitação separada pode-se controlar o fluxo de magnetização e conjugado por meio das correntes de campo e de armadura, respectivamente, de forma independente. No entanto, a presença de comutadores e escovas causa faiscamento e necessidade de manutenção periódica, o que penaliza seu uso generalizado.

Por esta razão, tem-se optado pelas máquinas assíncronas por apresentarem amplas faixas de aplicações na indústria, por serem mais robustas, terem menor custo, dependerem de pouca manutenção, operarem em situações severas de trabalho e facilidade de operação, apesar de apresentarem um modelo matemático complexo e não linear, dificultando o seu controle. O desenvolvimento das estratégias de controle, o avanço da eletrônica de potência e da microeletrônica, tornaram as máquinas assíncronas uma alternativa atraente para utilização em acionamentos elétricos de alto desempenho. As aplicações destes motores têm estimulado uma série de trabalhos que tratam das duas estratégias de controle mais usadas na atualidade: i) Controle com Orientação pelo Campo - (*FOC*) [4]; e ii) Controle Direto de Conjugado - (*DTC*) [54].

O grande número de tipos de estratégias de controle de fluxo e conjugado levaram à necessidade de uma classificação das estratégias. Por exemplo, em [50] elas foram classificadas em escalares e vetoriais. Nas estratégias escalares controla-se simultaneamente a amplitude e a frequência das grandezas. No caso das estratégias vetoriais o controle é efetuado através dos valores da amplitude e da fase ou das componentes dq das grandezas. As estratégias podem ser classificadas de acordo com o fluxo escolhido para a excitação magnética da máquina e de acordo com o tipo de variável empregada no controle do conjugado eletromagnético. Para o *DTC*, Buja *et alii* [8] apresentaram uma divisão das diversas estratégias que utilizam esta técnica de controle.

Observamos, também, que o controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico (*IFOC*), apresenta dependências paramétricas. Em particular variações na constante de tempo rotórica (τ_r) produzem o acoplamento entre os controles de fluxo e conjugado. Por outro lado, acionamentos sem sensores de velocidade constituem uma parcela importante das aplicações da máquina assíncrona.

Neste trabalho iremos considerar as estratégias de controle da máquina assíncrona, em particular, as que utilizam técnicas adaptativas que permitem ajustar a constante de tempo τ_r da máquina e sistemas de acionamento sem sensores de velocidade.

Na figura 1.1 mostra-se o diagrama de blocos de um controlador adaptativo típico usado em acionamentos com máquinas assíncronas. O esquema adaptativo da figura 1.1 é basicamente o mesmo proposto em [35], [49] para corrigir as variações na constante de tempo rotórica. Neste esquema, $y^*(t)$ é a variável de referência do *MRAC*. O erro de adaptação é definido por $e(t) = y^*(t) - \hat{y}(t)$, onde $\hat{y}(t)$ é obtido das quantidades medidas nos terminais da máquina. A entrada do controlador, neste caso um controlador *PI*, é o erro de adaptação $e(t)$, multiplicado pela componente de corrente que produz conjugado de referência i_{sq}^{b*} . O sinal de saída do controlador *PI* é uma estimativa do ganho do escorregamento k_s . Este ganho determina a frequência de escorregamento ω_{br}^* de referência da máquina.

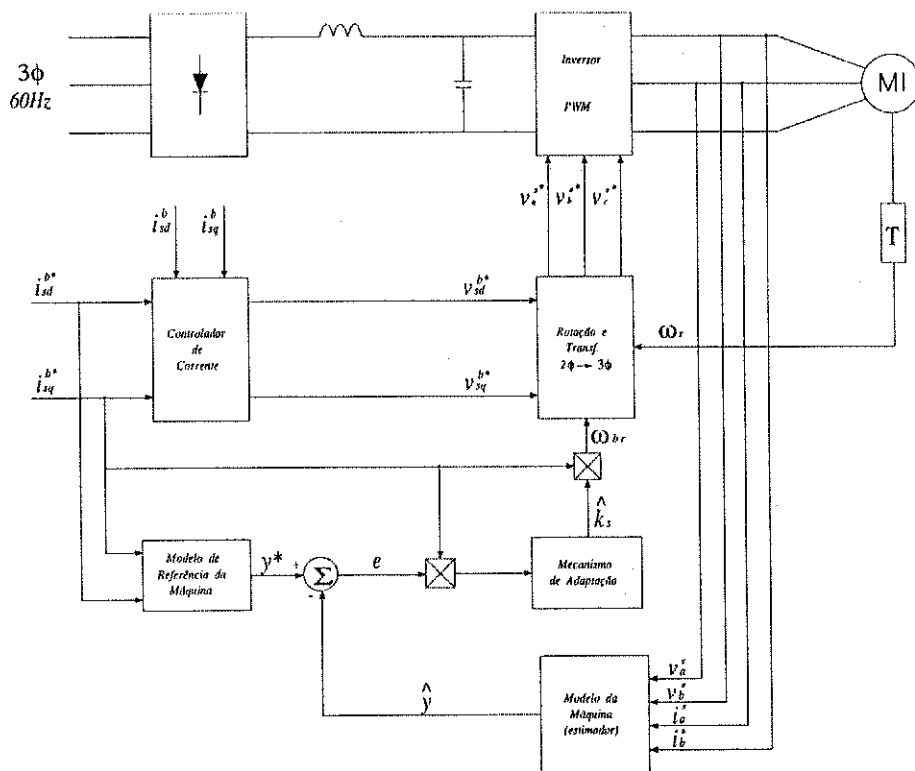


Figura 1.1: Diagrama de blocos da estratégia MRAC aplicada à máquinas assíncronas com orientação indireta pelo fluxo rotórico.

Em [26] é feito um estudo sobre os efeitos que as variações em τ_r causam no acionamento

IFOC. Além disso, é feita uma síntese dos métodos de adaptação visando compensar os efeitos destas variações publicados até aquela época. Concluiu-se que um sistema adaptativo adequado seria aquele que satisfizesse os seguintes requisitos:

- Não necessitasse de sinais especiais para a sua implementação;
- Executado com o mínimo de *hardware* adicional;
- Mínima dependência paramétrica, preferivelmente independente dos parâmetros do rotor;
- Simples de ser implementado.

Em [35] e [49] são apresentados um série de modelos de referência utilizados em *MRAC* para sintonizar controladores *IFOC* em acionamentos de máquinas assíncronas e que satisfazem algumas das condições acima. Estes modelos serão os modelos analisados neste trabalho. O controle adaptativo tipo modelo de referência é apenas uma das linhas de pesquisa que visa compensar os efeitos das variações em τ_r . Existem trabalhos que procuram sintonizar τ_r através da medição da componente de terceiro harmônico da tensão estatórica produzida pela saturação da máquina [41], [42]. Outro, emprega a medição das correntes rotóricas de fim de anel para sintonia de τ_r [38].

Os sistemas de acionamento sem sensores de velocidade vêm ganhando motivação para a pesquisa, devido ao custo e problemas de confiabilidade associados aos sensores. A finalidade de pesquisa nesta área é desenvolver técnicas de estimação que possibilitem estimações confiáveis e precisas desta grandeza de forma que os sensores possam ser eliminados.

Observa-se que a utilização de sensores de velocidade reduz a confiabilidade da máquina de indução, tornando-a sensível a vibrações e necessitando de manutenção [48].

Há várias técnicas para estimação de velocidade, por exemplo: baseada na estimação do fluxo rotórico, *MRAC* e na força contra-eletromotriz. Contudo, elas são derivadas do mesmo sistema de equações da máquina e, portanto compartilham dos seguintes problemas:

1. problemas de sensibilidade paramétrica, especialmente à τ_r , uma vez que é impossível estimar a velocidade independente de τ_r quando a máquina está funcionando com orientação pelo campo e está em regime permanente [27];
2. problemas de estimação da velocidade em velocidades baixa e nula, pois a força contra-eletromotriz é muito pequena em baixas velocidades, além de problemas de integração [20];
3. problemas de variação da resistência estatórica [15].

A apresentação deste trabalho está organizada da seguinte forma:

No capítulo 1 é apresentado uma introdução geral objetivando a apresentasistemas de acionamento para motores de indução, dando ênfase ao controle indireto a campo orientado

(*IFO*), técnicas de adaptação da constante de tempo rotórica τ_r e a sistemas sem sensores de velocidade.

No capítulo 2 descrevem-se o sistema de acionamento estático utilizado para obtenção dos resultados experimentais, o modelo escolhido da máquina de indução, e as estratégias de controle, onde é feito um estudo referente a dependência paramétrica, principalmente τ_r .

No capítulo 3 apresenta-se a influência da constante de tempo rotórica nos sistemas de acionamento, descrevendo os fatores que a afetam e métodos de identificação e compensação. Neste capítulo é realizado uma revisão bibliográfica das técnicas utilizadas na correção de τ_r .

O capítulo 4 são apresentados diversos métodos de estimação da velocidade sem o uso de sensor. As estratégias de funcionamento utilizadas nestes métodos são demonstradas em diagrama de blocos, onde enfatizaremos os aspectos que consideramos de maior interesse para objeto de nosso trabalho. Foi realizado um estudo comparativo entre os métodos apresentados, referente a sensibilidade paramétrica, tomando como alvo a variação da constante de tempo rotórica.

No capítulo 5 é tratado o controle adaptativo aplicado às máquinas assíncronas com o objetivo de compensar as variaçãopresentada uma nova estratégia de controle baseada nos modelos de referência utilizados em controle adaptativo tipo modelo de referência (*MRAC*). Realiza-se um estudo comparativo entre a estratégia existente e a proposta. É feita uma análise de desempenho e sensibilidade paramétrica da estratégia nova. Como consequência, é escolhido o modelo que apresenta a melhor resposta. São apresentados e comentados resultados de simulação e experimentais da estratégia proposta.

As conclusões sobre os resultados obtidos neste trabalho, como também os tópicos que poderão ser objetos de estudos futuros, estão apresentados no capítulo 6.

Capítulo 2

Sistema de Acionamento com Máquinas Assíncronas

2.1 Introdução

O acionamento estático com máquinas assíncronas têm sido alvo de amplos estudos, devido as máquinas assíncronas serem mais robustas, terem menor custo, dependerem de pouca manutenção, operarem em situações severas de trabalho e facilidade de operação, proporcionarem amplas faixas de aplicações na indústria. Contudo, apresentam um modelo matemático complexo e não linear, dificultando o seu controle. Porém, o desenvolvimento da microeletrônica e da eletrônica de potência tem possibilitado implementação de estratégias de controle adequadas em tempo real.

2.2 O Sistema de Acionamento Estático

Um sistema de acionamento estático pode ser definido como uma composição de subsistemas capazes de converter energia elétrica em mecânica e vice-versa, assegurando um completo controle das grandezas básicas do processo.

As dificuldades para obtenção deste fim são relativas à implementação de um sistema de alimentação capaz de reproduzir tensões de frequência e amplitude variáveis, comandado por um sistema de controle. A complexidade de implementação se deve ao fato de que, a ação de controle resultante em uma máquina assíncrona é decorrente da interação de várias grandezas que não estão desacopladas.

Na figura 2.1 é apresentado o diagrama de blocos simplificado do sistema de acionamento considerado neste trabalho. Trata-se de um sistema padrão para acionamento com máquina de corrente alternada. A máquina assíncrona é acoplada a uma máquina de corrente contínua para simular a carga mecânica. A alimentação da máquina é fornecida por

um inversor trifásico a transistores bipolares. O sinal de comando para o inversor é gerado utilizando-se uma técnica *PWM*. A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento são realizados por um microcomputador dotado de placas com conversores A/D e temporizadores programáveis (“timers”).

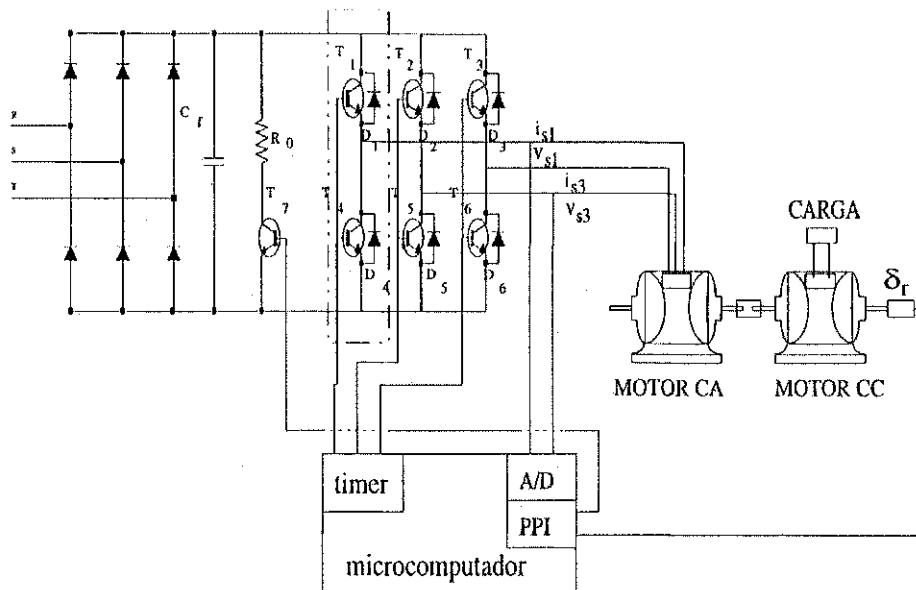


Figura 2.1: Sistema de acionamento com máquinas assíncronas.

Subsistema de alimentação É constituído de um sistema conversor de potência que converte a tensão elétrica disponível das linhas de distribuição comerciais, normalmente trifásicas (380 V, 60 Hz), para a amplitude e a frequência necessárias à alimentação da máquina elétrica num dado ponto de operação. Esse conversor de potência é realizado em dois estágios:

1. Estágio de conversão ca/cc implementado através de uma ponte retificadora trifásica, seguido de um filtro capacitivo e um chaveador. Sendo este último um dispositivo de proteção, conectado paralelamente ao barramento CC, cuja função é evitar uma sobretensão nas chaves do sistema.
2. Estágio de conversão cc/ca que utiliza um inversor estático com semicondutores de potência que operam em regime de chaveamento. O ciclo de trabalho dos interruptores de potência e a frequência de chaveamento do inversor são ajustados para alimentar adequadamente a máquina elétrica.

Subsistema de controle A realização do controle efetivo de um processo requer a observação das grandezas que representam as condições de funcionamento do sistema, permitindo

a realimentação para as correções dos erros pela ação de controle. Este procedimento é realizado a intervalos de tempo regulares definido pelo período de amostragem, sem que haja perda de informação do processo a ser controlado.

As variáveis medidas devem ser fiéis àquelas reais do processo. Para tal, o sistema de aquisição deve ser dotado de filtros capazes de retirar sinais espúrios indesejáveis resultantes do sistema de alimentação, evitando erros de controle no sistema.

Esse subsistema é constituído dos circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos e mecânicos obtidos da máquina elétrica, do sistema microcomputador que implementa a estratégia de controle e dos circuitos de comando dos interruptores do inversor estático.

2.3 Modelagem da Máquina Assíncrona

A máquina assíncrona é composta basicamente por um enrolamento estatórico primário alojado nas ranhuras, que é ligado à fonte de alimentação, e um secundário (rotor) que pode ser bobinado ou formado por barras (gaiola de esquilo).

Se o rotor é bobinado, constitui-se de um enrolamento trifásico alojado nas ranhuras cuja extremidade de cada fase está disponível através de anéis coletores. Assim, pode-se interligar um dispositivo ativo (ponte retificadora ou chaveador alimentando uma carga) ou passivo (reostato de partida) para controle direto de escorregamento do motor, e/ou utilizar-se sensores de corrente rotórica para a implementação de sistemas de controle com orientação pelo campo (controle vetorial).

Um rotor em gaiola é constituído por um certo número de barras, uma por ranhura, interligadas por anéis em cada extremidade. Este tipo de rotor pode ser representado por um enrolamento trifásico equivalente.

2.3.1 Considerações na modelagem da máquina

Na modelagem da máquina assíncrona, algumas considerações adotadas resultam num sistema adequado para o tratamento matemático:

1. O entreferro é distribuído de modo uniforme e o efeito das ranhuras é desprezado. O comprimento do circuito magnético servindo para o cálculo da indutância é independente do ângulo de posição rotórica (δ), ou seja, a máquina é de polos lisos;
2. A saturação do circuito magnético, o ciclo de histerese e as correntes de Foucault são desprezadas;

3. As resistências dos enrolamentos não variam com a temperatura e despreza-se o efeito pelicular;
4. Admite-se que cada força magnetomotriz criada por cada uma das fases das duas armaduras apresenta distribuição senoidal de fluxo magnético.

Estas hipóteses resultam em expressões simplificadas para as indutâncias mútuas e próprias dos enrolamentos.

2.3.2 Equações gerais da máquina assíncrona trifásica

Assumindo as considerações citadas, pode-se definir o modelo dinâmico da máquina assíncrona trifásica. As convenções, hipóteses e notações para a representação da máquina trifásica da figura 2.2 podem ser resumidas como:

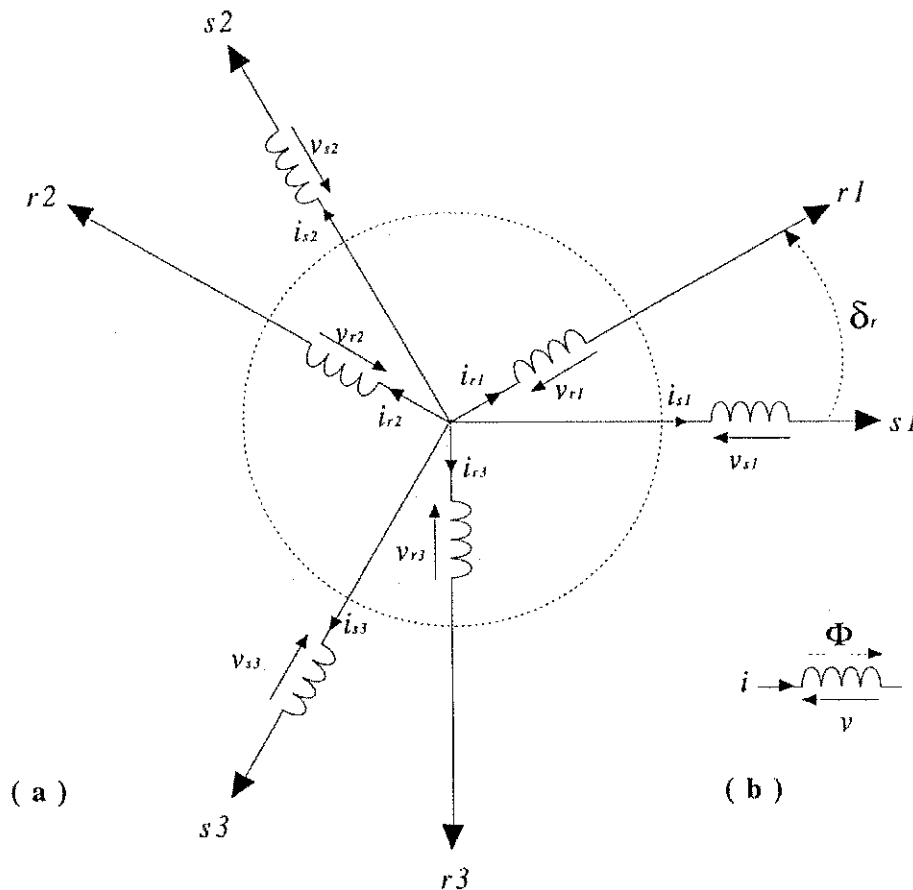


Figura 2.2: (a) Máquina simétrica trifásica. (b) Convenção utilizada para as grandezas da máquina em uma bobina.

1. As bobinas estatóricas s_1 , s_2 e s_3 são idênticas (enrolamento estatórico simétrico);
2. As bobinas rotóricas r_1 , r_2 e r_3 são idênticas (enrolamento rotórico simétrico);

3. Ângulos elétricos entre bobinas do estator ou do rotor com valores de $2\pi/3$ radianos elétricos;
4. No caso de máquinas multipolar onde $\delta_r = p\delta_m$. Nesta expressão, δ_m é o ângulo de posição mecânica do rotor e p é o número de pares de polos;
5. $v_s, v_r, i_s, i_r, \phi_s$ e ϕ_r : tensões, correntes e fluxos nas bobinas de estator e rotor respectivamente;
6. Indutâncias próprias e mútuas entre enrolamentos de uma mesma armadura são constantes e iguais;
7. L_s e L_r : indutâncias próprias de uma bobina do estator e do rotor;
8. M_s e M_r : indutância mútuas entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor;
9. $M_{sr} \cos \delta_1$: indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor separadas por um ângulo δ_1 (repartição senoidal da indução eletromagnética no entreferro). Portanto, esta indutância é função do ângulo δ_r de posição rotórica;
10. r_s e r_r : resistência de uma bobina do estator e do rotor respectivamente;
11. δ_r e ω_r : ângulo elétrico de posição do rotor e velocidade angular elétrica do mesmo.

Expressões de fluxo, tensão, conjugado e potência Expressão de fluxo magnético:

$$\begin{aligned}\phi_s &= \mathbf{L}_{ss}\mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr}\mathbf{i}_r \\ \phi_r &= \mathbf{L}_{rs}\mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{rr}\mathbf{i}_r\end{aligned}\tag{2.1}$$

Definindo-se as matrizes e vetores:

$$\begin{aligned}\phi_s &= \begin{bmatrix} \phi_{s1} & \phi_{s2} & \phi_{s3} \end{bmatrix}^T & \phi_r &= \begin{bmatrix} \phi_{r1} & \phi_{r2} & \phi_{r3} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_s &= \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i_{s3} \end{bmatrix}^T & \mathbf{i}_r &= \begin{bmatrix} i_{r1} & i_{r2} & i_{r3} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{L}_{ss} &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} & \mathbf{L}_{rr} &= \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_{sr} &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_{rs} &= M_{rs} \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix}\end{aligned}$$

As expressões de fluxo podem ser escritas na seguinte forma compacta:

$$\phi = Li \quad (2.2)$$

onde

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} \quad i = \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

Com relação a estas matrizes observa-se que: L_{ss} e L_{rr} são simétricas, L_{sr} e L_{rs} são circulares e $L_{sr} = L_{rs}^T$.

Expressões de tensão:

$$v_g = r_g i_g + \frac{d\phi_g}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_g = r_g i_g + L \frac{di_g}{dt} + \omega_r \left[\frac{d}{d\delta_r} L \right] i_g \quad (2.4)$$

onde o índice g representa grandezas estatóricas (s) ou rotóricas (r).

O termo diferencial da corrente em (2.4) é a tensão induzida de transformação e o termo em ω_r é a tensão induzida de rotação.

Expressão do conjugado eletromagnético:

$$C_e = p i_s^T \left[\frac{d}{d\delta_r} L_{sr} \right] i_r \quad (2.5)$$

2.3.3 Transformada odq da máquina trifásica

Nas expressões apresentadas para fluxo e corrente da máquina no referencial trifásico, verifica-se a presença de elementos senoidais variando com o ângulo de posição rotórica δ_r . Uma simplificação pode ser obtida definindo-se uma transformação que origina matrizes com elementos constantes. Obtém-se assim, um sistema de equações não lineares a coeficientes constantes num par de eixos de referência d, q arbitrário girando à velocidade genérica ω_g . As matrizes de transformação são encontradas pela determinação dos enrolamentos no eixo d, q que criem a mesma indução no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 1,2,3 (trifásico). Para o caso da existência de componentes comuns nos enrolamentos da máquina trifásica, deve-se considerar um enrolamento a mais para circulação da componente homopolar de corrente (i_{s0}) ou seja, o enrolamento "0".

Uma transformação de variáveis é definida pela operação:

$$x_{123} = P x_{odq} \quad (2.6)$$

Onde x_{123} é a variável antiga a ser transformada e x_{odq} é a variável nova. A matriz P é denominada de matriz de transformação e deve ser regular (sua inversa, existe).

Generalizando a definição, para grandezas estatóricas (P_s) e rotóricas (P_r), então teremos:

$$x_{s123} = P_s x_{sodq} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{x}_{r123} = \mathbf{P}_r \mathbf{x}_{rodq} \quad (2.8)$$

Sendo que:

$$\mathbf{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

As equações de tensão apresentam formas diversas em função da localização dos eixos d, q : eixos d, q ligados ao estator fixo ($\omega_g = 0$), eixos d, q ligados ao rotor ($\omega_g = \omega_r$) e eixos d, q ligados ao campo girante ($\omega_g = \omega_s$), onde ω_s é a frequência de alimentação da máquina.

2.3.4 Modelo bifásico equivalente

Pode-se obter um modelo simplificado, a partir da representação dq da máquina assíncrona. A vantagem do uso deste modelo é que suas variáveis são as grandezas reais da máquina [17]. A representação complexa ou vetorial do modelo dq é obtido a partir de uma transformação linear dos componentes ativos da máquina. As equações que representam este sistema em um referencial genérico, indicado pelo expoente “ g ” [31], são as seguintes:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (2.11)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.12)$$

$$\phi_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (2.13)$$

$$\phi_r^g = l_r \mathbf{i}_r^g + l_m \mathbf{i}_s^g \quad (2.14)$$

$$p(C_e - C_m) = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + F_a \omega_r \quad (2.15)$$

$$C_e = p i_s \phi_s \text{sen}(\delta_i - \delta_a) = p \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b) \quad (2.16)$$

Na figura 2.3 são apresentados os vetores instantâneos para as variáveis \mathbf{v}_s^s , \mathbf{i}_s^s , ϕ_s^s e ϕ_r^s , vetores tensão estatórica, corrente estatórica, fluxo estatórico e fluxo rotórico da máquina vistos do referencial estatórico (fase s_1), respectivamente. Também, neste diagrama são indicados o eixo magnético rotórico (fase r_1) e o eixo d .

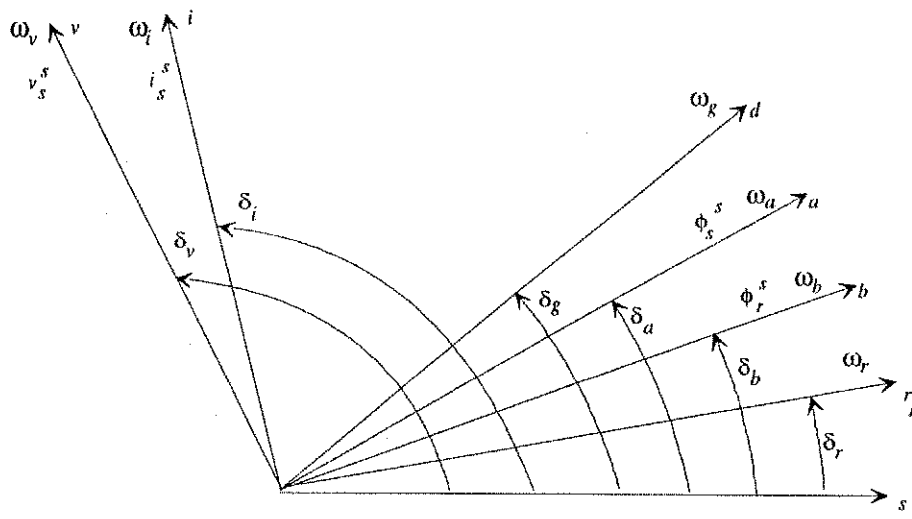


Figura 2.3: Diagrama vetorial instantâneo da máquina..

2.4 Estratégias de Controle

As estratégias de controle de máquinas assíncronas podem ser classificadas genericamente como estratégias escalares ou vetoriais. Nas estratégias escalares controlam-se simultaneamente a amplitude e a frequência da grandeza. No caso das estratégias vetoriais o controle é feito por meio dos valores da amplitude e da fase ou das componentes dq da grandeza.

Na figura 2.4, é apresentado um quadro com as estratégias de controle da máquina. As estratégias vetoriais são sub-classificadas como indiretas ou diretas e de acordo com o fluxo escolhido para a excitação magnética da máquina e de acordo com o tipo de variável empregada no controle do conjugado eletromagnético. A excitação magnética pode ser controlada por meio do fluxo estátorico, do fluxo rotórico ou do fluxo de entreferro.

O conjugado eletromagnético pode ser controlado através da frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina (controle por escorregamento), ou pela componente de uma segunda variável, em quadratura com a variável de excitação (controle em quadratura).

O conjugado eletromagnético de uma máquina assíncrona pode ser expresso genericamente como:

$$C_e = k_1 \phi_1^2 \omega_{1r} \quad (2.17)$$

Na equação (2.17) k_1 depende dos parâmetros da máquina, ϕ_1 é a amplitude do fluxo escolhida e $\omega_{1r} = \omega_1 - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do vetor fluxo escolhido. Quando o fluxo utilizado é o fluxo rotórico, esta expressão é exata e vale também durante os regimes transitórios da máquina. Quando o fluxo utilizado é o fluxo estátorico ou o de entreferro, esta expressão é aproximada e é válida apenas em regime permanente. O controle por escorregamento é baseado na equação (2.17): controla-se a amplitude do fluxo

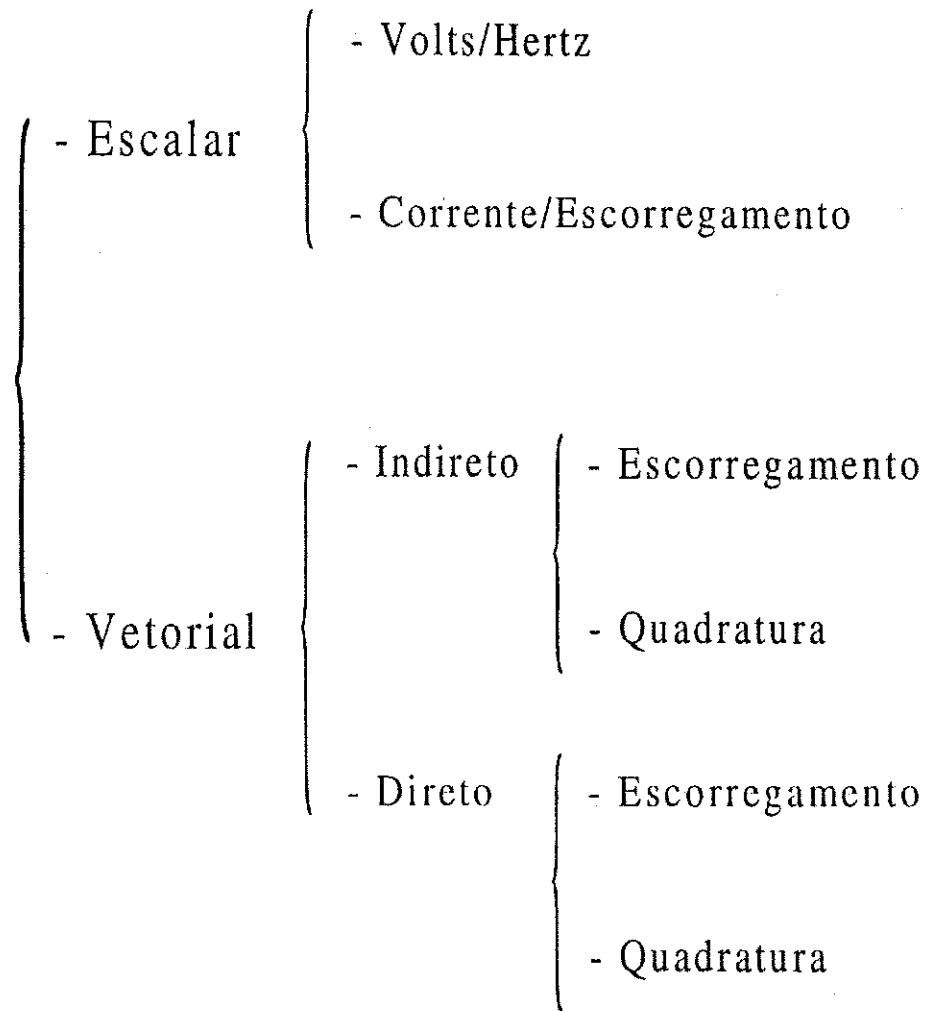


Figura 2.4: Fluxograma das estratégias de controle de conjugado.

ϕ_1 , normalmente num valor constante (exceto nos casos de enfraquecimento de campo e otimização da eficiência da máquina), e o escoorregamento ω_{1r} é utilizado para o controle do conjugado.

O conjugado eletromagnético da máquina assíncrona pode ainda ser expresso genericamente pelo módulo do produto vetorial de duas grandezas de estado quaisquer da máquina (x_1^g e x_2^g):

$$C_e = k_{12}x_1x_2sen(\delta_{21}) \tag{2.18}$$

Na equação (2.18) x_1 e x_2 são as amplitudes dos vetores x_1^g e x_2^g , δ_{21} é o ângulo entre os vetores e k_{12} é uma constante que depende dos parâmetros da máquina. As grandezas x_1^g e x_2^g podem ser escolhidas por exemplo como fluxo-fluxo ou fluxo-corrente. O controle em quadratura é baseado na equação (2.18). Supondo que x_1^g é a variável de excitação magnética, x_1 é controlada em um valor normalmente constante, e o conjugado eletromagnético da máquina é controlado através de $x_2sen(\delta_{21})$, componente de x_2^g em quadratura com x_1^g .

2.4.1 Controle Escalar

Nos esquemas de controle do tipo escalar, trabalha-se somente com a magnitude e a 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 sob controle são controladas simultaneamente.

O desempenho obtido utilizando controle escalar é considerado suficientemente bom para uma gama bastante variada de aplicações. Segundo Leonhard [31], devido ao controle escalar ser feito em malha aberta de fluxo é difícil operar o motor a plena carga em baixa velocidade. Isto exclui este tipo de controle, por exemplo, em acionamentos de servomecanismos onde repostas rápidas de posição são necessárias.

Controle escalar Volts/Hertz - CE-VH

Nesta estratégia de controle, as grandezas de comando são a frequência do campo girante ω_s e a tensão estatórica v_s . Se o controle for autopilotado haverá na formação de ω_s uma influência de ω_r ($\omega_s = \omega_r + \omega_{sr}$). A tensão v_s necessária a manutenção do fluxo de magnetização da máquina constante é calculada por uma função não linear dependente da frequência 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.

O esquema é chamado volts/hertz devido ao comando de tensão, da alimentação, ser gerado diretamente do sinal de frequência através de um ganho constante. As expressões de controle são obtidas em regime permanente.

Em regime permanente, o fluxo estatórico da máquina é diretamente relacionado ao valor da tensão e da frequência. Desta forma, mantendo a relação v_s/ω_s constante, o fluxo de entreferro permanece aproximadamente inalterado. A figura 2.5 apresenta o diagrama em blocos desta estratégia. ϕ_s^* é o nível do fluxo de referência da máquina (fluxo nominal), C_e^* é o conjugado de referência, ω_r é a frequência rotórica, ω_s^* é a frequência síncrona de referência e K é uma constante ($= l_s^2 r_r / p / l_m^2 / \phi_s^{*2}$).

Os principais problemas apresentados por esta estratégia são [6]:

1. Em baixas velocidades, como a frequência é baixa, a tensão estatórica tenderá a ser zero ou próxima de zero. Esta tensão residual, geralmente é insuficiente para a partida da máquina pois é absorvida pela resistência estatórica. Logo, para magnetizar e acelerar a máquina necessita-se aplicar uma tensão mínima;
2. Apresenta um desempenho dinâmico muito pobre, com "overshoot" e oscilações nas respostas de velocidade e fluxo.

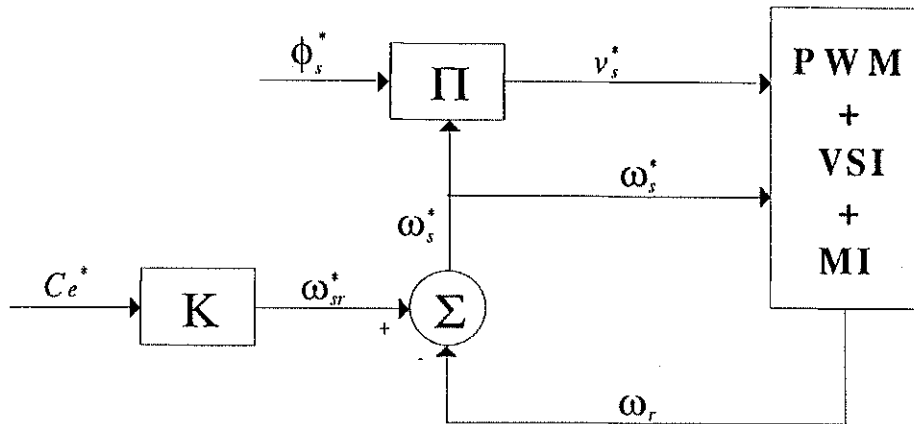


Figura 2.5: Diagrama de blocos do controle volts/hertz autopilotado.

Controle escalar corrente/escorregamento - CE-CE

Nas estratégias de controle de corrente/escorregamento (i_s/ω_{sr}), a tensão estatórica de referência, obtida na saída do controlador de corrente e a frequência ω_s^* ($= \omega_r + \omega_{sr}$), são os dois parâmetros a serem impostos. Uma expressão não linear relacionando a frequência de escorregamento (ω_{sr}) e a corrente estatórica i_s é utilizada para manter constante o fluxo da máquina. A figura 2.6 apresenta o diagrama de blocos desta estratégia.

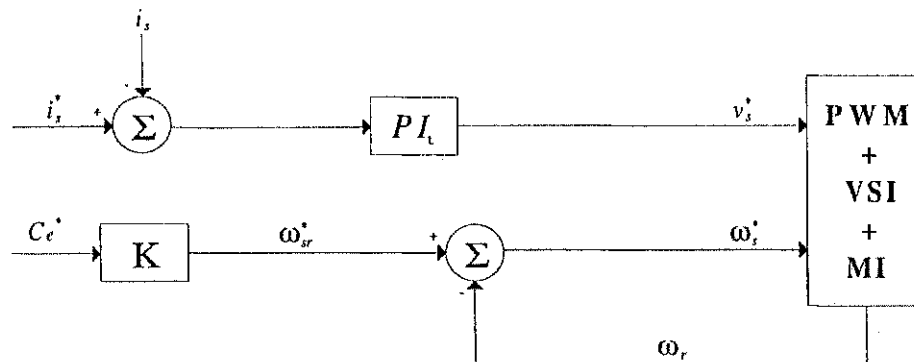


Figura 2.6: Diagrama de blocos de controle corrente/escorregamento.

Na figura 2.6, i_s^* é a amplitude da corrente de referência, C_e^* é o conjugado de referência, o bloco PI_i representa o controlador de corrente e K é uma constante ($= r_r/p/l_m/\phi_r^2$).

2.4.2 Controle Vetorial

O acoplamento existente entre o fluxo magnético e o conjugado eletromagnético, impossibilita um bom desempenho dinâmico, sendo um fator negativo no controle escalar. Em acionamentos de alto desempenho, é necessário que haja o desacoplamento de controle de fluxo e do controle de conjugado. Obtém-se assim uma resposta dinâmica rápida com um

desempenho dinâmico comparável ao de uma máquina CC com excitação independente. Isso é conseguido nos esquemas de controle vetorial.

As estratégias de controle de fluxo e conjugado desacoplados podem ser classificados de acordo com a componente escolhida para excitação magnética: fluxo estatórico, fluxo rotórico ou fluxo resultante do entreferro. O conjugado eletromagnético pode ser controlado através da frequência de escorregamento da variável de controle de excitação da máquina, ou segundo a grandeza em quadratura com a variável de controle de excitação da máquina. Estas estratégias podem ser implementados em malha fechada (controle direto) ou em malha aberta (controle indireto).

Controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estatórico - CVIE-FE

Quando a excitação do motor de indução é controlada pelo fluxo estatórico, em malha aberta ou fechada, a expressão do conjugado eletromagnético é da forma [19]:

$$C_e = \frac{p\omega_{ar}l_m^2\phi_s^2}{r_r l_s^2(1 + \omega_{ar}\tau_r)} \quad (2.19)$$

Considerando-se que $\omega_{ar}\tau_r \ll 1$ a expressão de conjugado em regime permanente, abaixo do valor de "pull-out" é aproximadamente da forma:

$$C_e = \frac{p\omega_{ar}l_m^2\phi_s^2}{r_r l_s^2} \quad (2.20)$$

onde $\omega_{ar} = \omega_a - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do fluxo estatórico. ϕ_s é a magnitude do fluxo estatórico.

A estratégia de malha aberta com o fluxo estatórico pode ser obtida através da equação (2.11) considerando-se condições de regime permanente ($\frac{d\phi_s}{dt} = j\omega_a\phi_s^s$) e tomando como referência para o posicionamento do sistema bifásico dq , o estator, o qual evita o acoplamento entre os componentes do modelo bifásico. Assim, obtém-se:

$$v_{sd}^{s*} = r_s i_{sd}^{s*} - (\omega_{ar}^* + \omega_r)\phi_s^* \text{sen}(\delta_a^*) \quad (2.21)$$

$$v_{sq}^{s*} = r_s i_{sq}^{s*} + (\omega_{ar}^* + \omega_r)\phi_s^* \text{cos}(\delta_a^*) \quad (2.22)$$

Com as correntes i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} obtidas de:

$$i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{a*} \text{cos}(\delta_a^*) - i_{sq}^{a*} \text{sen}(\delta_a^*) \quad (2.23)$$

$$i_{sq}^{s*} = i_{sq}^{a*} \text{cos}(\delta_a^*) + i_{sd}^{a*} \text{sen}(\delta_a^*) \quad (2.24)$$

e onde:

$$i_{sd}^{a*} = \frac{(1 + \sigma\tau_r^2\omega_{ar}^{*2})\phi_s^*}{(1 + \sigma^2\tau_r^2\omega_{ar}^{*2})l_s} \quad (2.25)$$

$$i_{sq}^{a*} = \frac{(1 - \sigma) \tau_r \omega_{ar}^* \phi_s^*}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2}) l_s} \quad (2.26)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (2.27)$$

A figura 2.7 representa o modelo de atuação desta estratégia de controle, onde K é uma constante ($= \frac{\tau_r l_s^2}{p l_m^2 \phi_s^{*2}}$), a frequência de escorregamento é gerada a partir da referência de conjugado imposta C_e^* , as correntes i_{sd}^* , i_{sq}^* , i_{sd}^* , i_{sq}^* são fornecidas pelas equações (2.23), (2.24), (2.25) e (2.26), respectivamente. O ângulo de posição do fluxo estático (δ_a^*) é dado pela expressão (2.27).

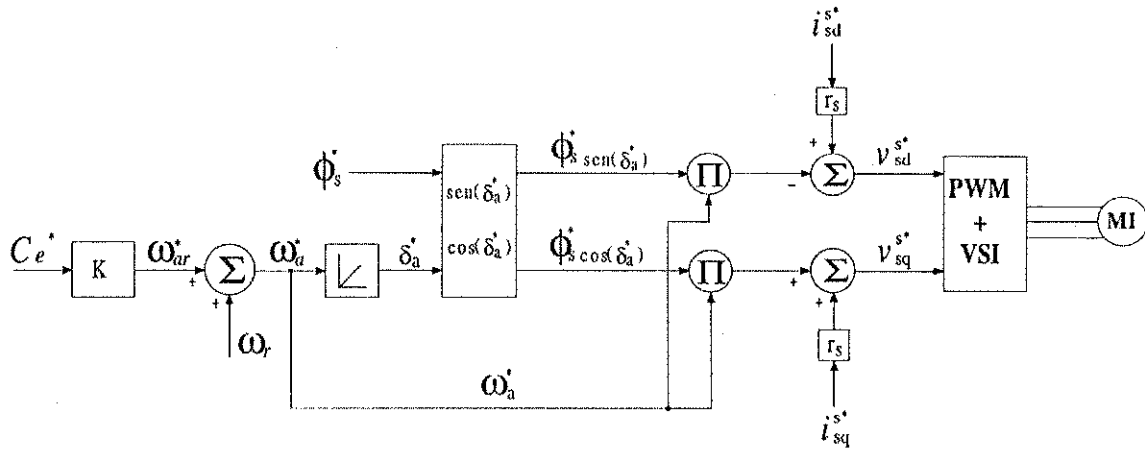


Figura 2.7: Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo estático - referencial estático.

Se as quedas de tensão resistivas $r_s i_{sd}^{s*}$ e $r_s i_{sq}^{s*}$ forem desprezadas este esquema é simplificado, obtendo-se o clássico esquema de controle escalar Volts/Hertz.

Controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico - CVIE-FR

A expressão do conjugado eletromagnético em função de grandezas representadas em referencial orientado segundo o vetor fluxo rotórico é dado por:

$$C_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (2.28)$$

onde ϕ_r é a amplitude do fluxo rotórico.

Combinando as equações (2.12) e (2.14) com o eixo d alinhado com o vetor fluxo rotórico ϕ_r^b ($\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$), podemos obter a expressão do conjugado em termos da frequência de escorregamento do fluxo rotórico $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$, da forma abaixo:

$$C_e = \frac{p \phi_r^2 \omega_{br}}{r_r} \quad (2.29)$$

Assumindo condições de regime permanente, ($\frac{d\phi_{rd}^r}{dt} = -\omega_{br}\phi_{rq}^r$ e $\frac{d\phi_{rq}^r}{dt} = \omega_{br}\phi_{rd}^r$), torna-se possível definir estratégias de controle com o vetor fluxo em malha aberta. De fato, pode-se controlar ϕ_r^r gerando correntes de referência, em coordenadas rotóricas, como se segue:

$$i_{sd}^{s*} = i_{sd}^{r*} \cos(\delta_r^*) - i_{sq}^{r*} \text{sen}(\delta_r^*) \quad (2.30)$$

$$i_{sq}^{s*} = i_{sq}^{r*} \cos(\delta_r^*) - i_{sd}^{r*} \text{sen}(\delta_r^*) \quad (2.31)$$

Onde tem-se:

$$i_{sd}^{r*} = \frac{\phi_{rd}^{r*}}{l_m} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rq}^{r*} \quad (2.32)$$

$$i_{sq}^{r*} = \frac{\phi_{rq}^{r*}}{l_m} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rd}^{r*} \quad (2.33)$$

$$\phi_{rd}^{r*} = \phi_r^* \cos(\delta_{br}^*) \quad (2.34)$$

$$\phi_{rq}^{r*} = \phi_r^* \text{sen}(\delta_{br}^*) \quad (2.35)$$

$$\delta_{br}^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau \quad (2.36)$$

A figura 2.8 representa o modelo de atuação desta estratégia de controle, onde K é uma constante ($= \frac{\tau_r}{p\phi_r^*}$), a frequência de escorregamento é gerada a partir da referência de conjugado imposta C_e^* e o ângulo de posição do escorregamento (δ_{br}^*) é dado pela expressão 2.36.

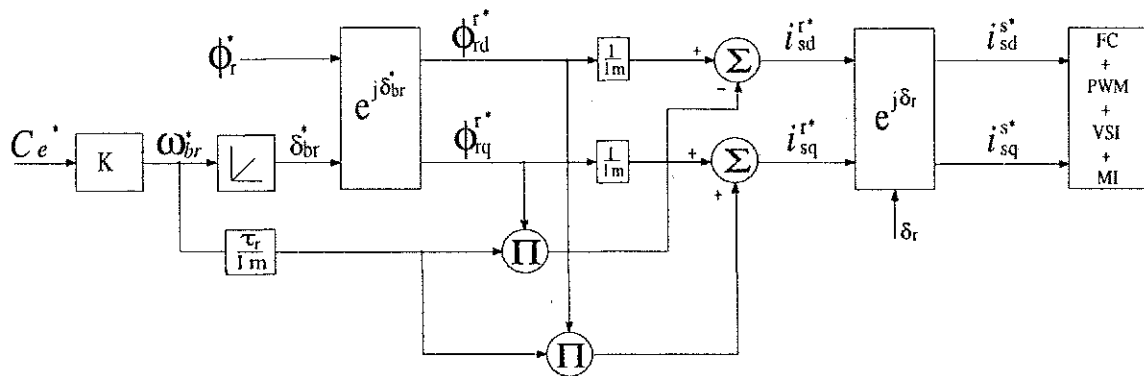


Figura 2.8: Diagrama de blocos do controle vetorial indireto por escorregamento com o fluxo rotórico - referencial rotórico.

Controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estatórico - CVIQ-FE

O controle do conjugado eletromagnético, em malha fechada ou aberta, nos termos do fluxo estatórico e da corrente estatórica, é obtido pela expressão:

$$C_e = p\phi_s i_{sq}^a \quad (2.37)$$

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

O controle em malha aberta pode ser obtido posicionando a equação (2.11) no referencial de fluxo estático ($\omega_g = \omega_a$, $\phi_{sd}^a = \phi_s^*$ e $\phi_{sq}^a = 0$) e as equações no sistema dq em regime permanente ($\frac{d\phi_s}{dt} = 0$). Utilizaremos as equações (2.12)-(2.14) para determinar i_{sd}^a e ω_{ar} , o que resultará nas seguintes equações:

$$v_{sd}^{a*} = r_s i_{sd}^{a*} \tag{2.38}$$

$$v_{sq}^{a*} = r_s i_{sq}^{a*} + (\omega_{ar}^* + \omega_r) \phi_s^* \tag{2.39}$$

$$v_{sd}^{s*} = v_{sd}^{a*} \cos(\delta_a^*) - v_{sq}^{a*} \text{sen}(\delta_a^*) \tag{2.40}$$

$$v_{sq}^{s*} = v_{sq}^{a*} \cos(\delta_a^*) + v_{sd}^{a*} \text{sen}(\delta_a^*) \tag{2.41}$$

Onde i_{sd}^{a*} , ω_{ar}^* e δ_a^* são obtidas de:

$$\omega_{ar}^* = \frac{1 - \sigma \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^{a*}}}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \sigma \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^{a*}}}{2\sigma^2 \tau_r l_s}\right)^2 - \frac{1}{\sigma^2 \tau_r^2}} \tag{2.42}$$

$$i_{sd}^{a*} = \frac{\phi_s^*}{l_s} + \omega_{ar}^* \sigma \tau_r i_{sq}^{a*} \tag{2.43}$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r^*(\tau) d\tau \tag{2.44}$$

A figura 2.9 representa o modelo de atuação desta estratégia de controle, onde C_e^* e ϕ_s^* são as referências de conjugado eletromagnético e fluxo estático. As grandezas ω_{ar}^* , i_{sd}^{a*} e δ_a^* são expressas nas equações (2.42), (2.43) e (2.44).

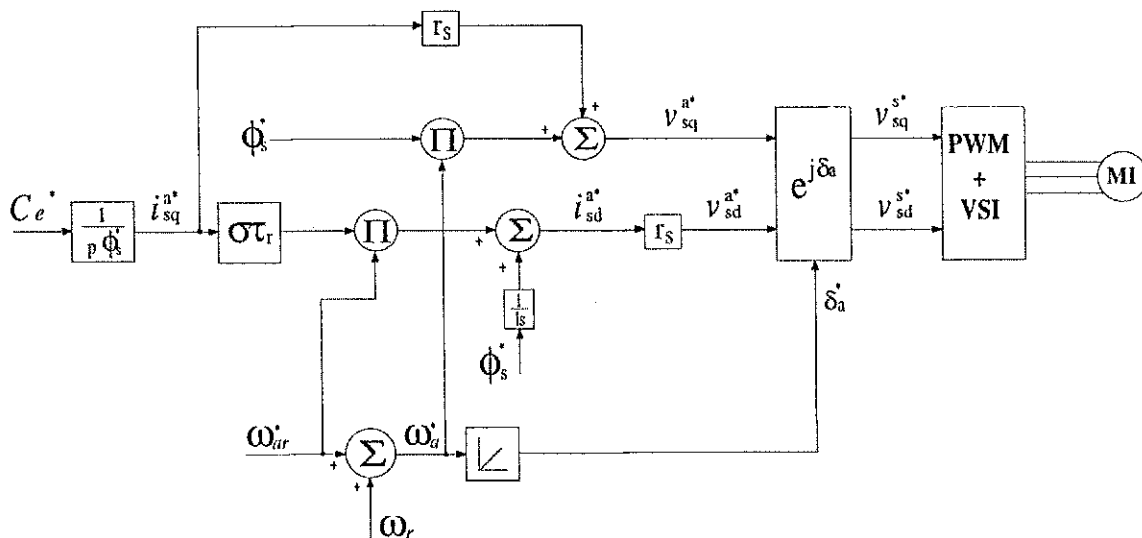


Figura 2.9: Diagrama de blocos do controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo estático.

Controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico - CVIQ-FR

Esta estratégia apresenta resposta dinâmica melhor que a dos controladores escalares e a velocidade pode variar de zero até a velocidade nominal. A condição primordial para este tipo de controle é ter conhecimento da posição rotórica, já que o fluxo é controlado em malha aberta. Este tipo de controle depende dos parâmetros da máquina, e para um desacoplamento ideal, os parâmetros do controlador deverão estar ajustados aos parâmetros da máquina, o que é difícil de se obter. O parâmetro dominante a ser considerado é a resistência rotórica, que varia em função da temperatura.

Esta estratégia de controle é obtida a partir da equação dinâmica do fluxo rotórico em função da corrente estatórica, segundo o referencial orientado pelo campo rotórico. A partir das equações (2.3) e (2.4), onde $\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$ é a constante de tempo rotórica, tem-se:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.45)$$

Alinhando o eixo d segundo o vetor fluxo rotórico (referencial indicado pelo expoente b), onde $\omega_g = \omega_b$ e os componentes do fluxo são $\phi_{rd}^b = \phi_r$ e $\phi_{rq}^b = 0$, obtém-se em termos dos componentes dq :

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.46)$$

$$\omega_{br} \phi_r = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b \quad (2.47)$$

$$C_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (2.48)$$

onde, $i_{sq}^b = i_s \sin \delta_{ib}$ ($\delta_{ib} = \delta_i - \delta_b$) é a corrente em quadratura com ϕ_r^s e $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$ é o escorregamento.

O controle com orientação pelo campo, baseia-se no comando do conjugado através da corrente de quadratura i_{sq}^b e manutenção do fluxo ϕ_r constante (fora da região de enfraquecimento de campo), através da corrente i_{sd}^b . No controle em quadratura, a corrente i_{sd}^{b*} de referência é obtida a partir do fluxo de referência ϕ_r^* e da indutância de magnetização l_m , $i_{sd}^{b*} = \phi_r^* / l_m$ (desconsiderando a variação do fluxo $\frac{d\phi}{dt}$). Integrando-se o escorregamento $\omega_{br} = l_m i_{sq}^{b*} / \phi_r^* \tau_r$ obtido de (2.47), somado à velocidade angular elétrica, obtém-se o ângulo de posição do fluxo ϕ_r^s como mostra as figuras 2.10 e 2.11.

Controle de Corrente O controle de campo orientado pressupõe correntes estatóricas impostas segundo as referências i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*} , obtidas transformando i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} , veja figura 2.11. Dessa forma, é essencial ter-se uma fonte de corrente estatórica com bom desempenho. A equação dinâmica para o controle da corrente estatórica é obtida das equações (2.11), (2.13) e (2.14) e utilizando-se a expressão da derivada do fluxo rotórico obtido na equação

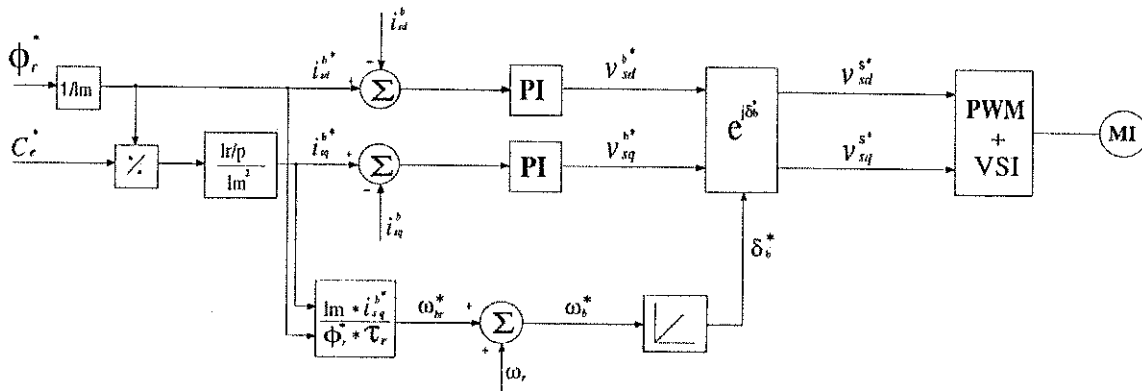


Figura 2.10: Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico.

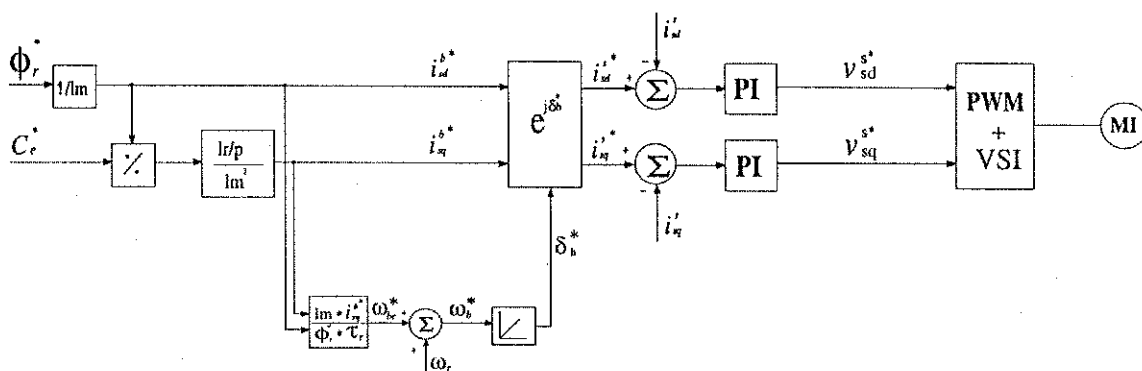


Figura 2.11: Diagrama de blocos de controle vetorial indireto em quadratura com o fluxo rotórico no referencial estático.

(2.45), é dada por:

$$v_s^g = \left(r_s + r_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right)^2 \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \phi_r^g + j\omega_g \sigma l_s i_s^g \quad (2.49)$$

Essa equação vetorial indica duas possibilidades principais para a definição do controlador, a primeira no referencial estacionário ($\omega_g = 0$), figura 2.11, e a segunda no referencial do fluxo rotórico ($\omega_g = \omega_b$), figura 2.10. A primeira solução não apresenta termo de acoplamento de corrente, termo em j , mas as variáveis são alternadas; a segunda apresenta acoplamento e as variáveis são contínuas. A equação dinâmica no referencial orientado pelo fluxo rotórico, em termos dos componentes dq , se escreve:

$$v_{sd}^b = \left(r_s + r_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right)^2 \right) i_{sd}^b + \sigma l_s \frac{di_{sd}^b}{dt} - \omega_r \sigma l_s i_{sq}^b + e_{sd}^b \quad (2.50)$$

$$v_{sq}^b = \left(r_s + r_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right)^2 \right) i_{sq}^b + \sigma l_s \frac{di_{sq}^b}{dt} + \omega_r \sigma l_s i_{sd}^b + e_{sq}^b \quad (2.51)$$

onde:

$$e_{sd}^b = - \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \frac{\phi_r}{\tau_r} \quad (2.52)$$

$$e_{sq}^b = \omega_r \left(\frac{l_m}{l_r} \right) \phi_r \quad (2.53)$$

A equação dinâmica no referencial estacionário é obtida diretamente da equação (2.49) com $\omega_g = 0$. Poderíamos simplificar se considerarmos que a derivada do fluxo rotórico ($\frac{d\phi_r}{dt} = 0$), ou seja, desprezando-se a derivada do "ripple" do fluxo rotórico introduzido pelo inversor de tensão PWM. Nesse caso, obtêm-se, em termos dos componentes dq estatóricas, as expressões:

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + e_{sd}^s \quad (2.54)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + e_{sq}^s \quad (2.55)$$

onde:

$$e_{sd}^s = -l_m \omega_b \text{sen}(\delta_b) \frac{\phi_r}{l_r} \quad (2.56)$$

$$e_{sq}^s = l_m \omega_r \cos(\delta_b) \frac{\phi_r}{l_r} \quad (2.57)$$

Controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo estatórico - CVDE-FE

O conjugado eletromagnético da máquina assíncrona é controlado nesta estratégia, utilizando a equação (2.20) em regime permanente.

O vetor fluxo estatórico pode ser expresso por:

$$\phi_s^{s*} = \phi_s^* e^{j\delta_\alpha^*} \quad (2.58)$$

$$\delta_a^* = \int_0^t \omega_{ar}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r^*(\tau) d\tau \quad (2.59)$$

O controle do vetor fluxo estátórico pode ser baseado diretamente na equação dinâmica da tensão estátórica relacionando fluxo e tensão em referencial genérico, indicado pelo índice g , obtida das equações gerais da máquina assíncrona.

$$v_s^g = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^g + j\omega_g \phi_s^g \quad (2.60)$$

onde $\tau_s = \frac{l_s}{r_s}$.

Esta expressão (2.60) indica duas alternativas principais para posicionamento dos eixos de referência para o modelo de atuação. Escolhendo-se o referencial estacionário ($\omega_g = 0$), elimina-se os termos de acoplamento de fluxo estátórico (ϕ_{sd}^s e ϕ_{sq}^s), restando apenas acoplamento das componentes de fluxo rotórico (ϕ_{rd}^s e ϕ_{rq}^s). Escolhendo-se o referencial síncrono ($\omega_g = \omega_a$), tem-se o acoplamento das componentes em quadratura de fluxo estátórico e das componentes de fluxo rotórico.

Posicionando-se o eixo de referência sobre o estator, tem-se:

$$v_s^s = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^s + \frac{d\phi_s^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^s \quad (2.61)$$

A figura 2.12, representa o esquema de controle por escorregamento a fluxo estátórico constante, com referencial posicionado sobre o estator, onde K_1 é uma constante ($= r_r l_s^2 / p l_m^2 \phi_s^2$), a frequência de escorregamento (ω_{ar}) é gerada a partir da referência de conjugado imposto (C_e^*) e o ângulo da posição do campo girante (δ_a^*) é obtido através de um integrador.

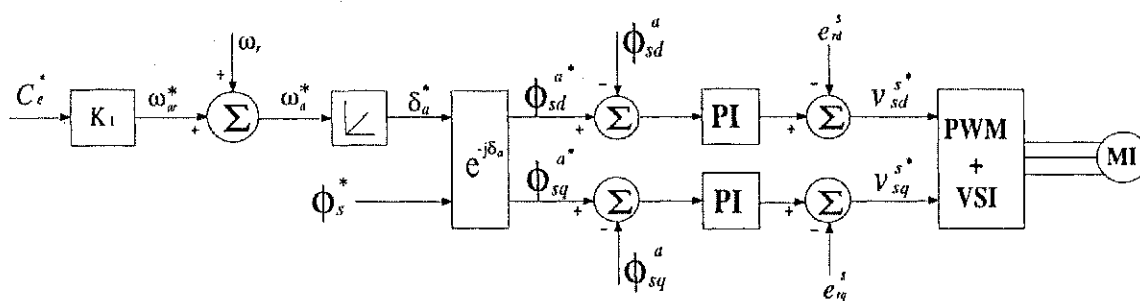


Figura 2.12: Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estátórico - referencial estátórico $\omega_g = 0$

Separando em partes real e imaginária, tem-se para o fluxo de magnetização e conjugado as expressões a seguir:

$$v_{sd}^s = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^s \quad (2.62)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^s \quad (2.63)$$

onde as fcems de perturbação são:

$$e_{rd}^s = \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^s \quad (2.64)$$

$$e_{rq}^s = \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^s \quad (2.65)$$

A outra possibilidade é posicionar o eixo de referência sobre o vetor fluxo estático ($\omega_g = \omega_a$). A expressão de controle é de forma:

$$v_s^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_s^a + \frac{d\phi_s^a}{dt} - \frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_r^a + j\omega_a \phi_s^a \quad (2.66)$$

Separando em partes real e imaginária, tem-se as expressões a seguir:

$$v_{sd}^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd}^a + \frac{d\phi_{sd}^a}{dt} - \left(\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^a + \omega_a \phi_{sq}^a \right) \quad (2.67)$$

$$v_{sq}^a = \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sq}^a + \frac{d\phi_{sq}^a}{dt} + \left(-\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^a + \omega_a \phi_{sd}^a \right) \quad (2.68)$$

onde as fcems de perturbação são dadas por:

$$e_{sd}^a = -\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rd}^a - \omega_a \phi_{sq}^a \quad (2.69)$$

$$e_{sq}^a = -\frac{l_m}{\sigma\tau_s l_r} \phi_{rq}^a + \omega_a \phi_{sd}^a \quad (2.70)$$

A figura 2.13 representa um esquema genérico do controle por escorregamento com referencial no campo girante, onde K_1 é uma constante ($= \tau_r l_s^2 / p l_m^2 \phi_s^2$), a frequência de escorregamento (ω_{ar}) é gerada a partir da referência de conjugado imposto (C_e^*) e o ângulo da posição do campo girante (δ_a^*) é obtido através de um integrador.

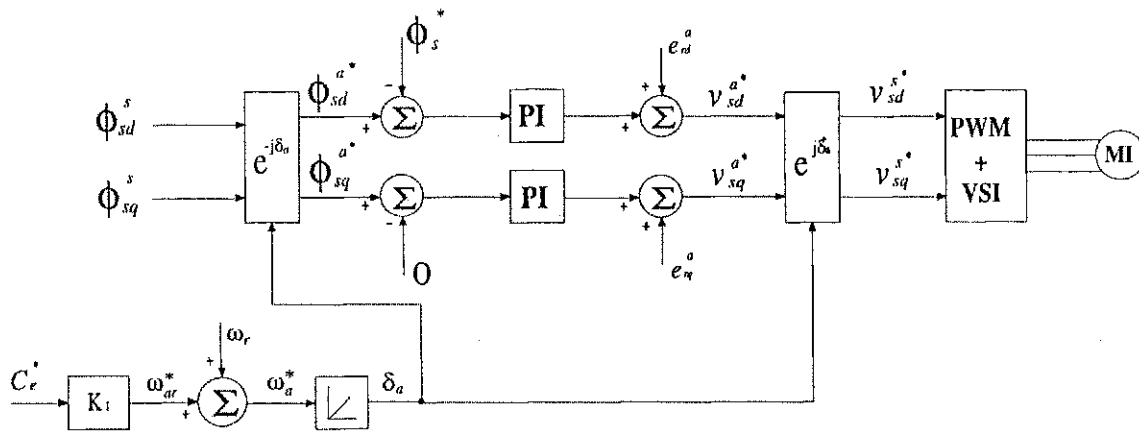


Figura 2.13: Diagrama de blocos de controle por escorregamento a fluxo estático constante - referencial no campo $\omega_g = \omega_a$

Controle vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico - CVDE-FR

Utilizando as equações (2.12) e (2.14), pode-se escrever a seguinte expressão dinâmica, relacionando o fluxo rotórico e a corrente estatórica:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.71)$$

Considerando-se a equação (2.71) com o eixo d alinhado com o vetor fluxo rotórico ϕ_r^b e utilizando a equação (2.16), obtém-se a seguinte expressão (2.29), onde verifica-se que o conjugado eletromagnético pode ser controlado pelo escorregamento ω_{br} quando o fluxo rotórico é mantido constante. Nesse caso, o controle pode ser realizado através do vetor fluxo rotórico, que é definido pelas expressões:

$$\phi_r^{b*} = \phi_r^* e^{j\delta_b^*} \quad (2.72)$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r^*(\tau) d\tau \quad (2.73)$$

Dada a equação (2.71), podemos observar que algumas simplificações podem ser obtidas pelo posicionamento do eixo de referência. Pode-se alinhar, por exemplo, o referencial com o vetor campo (referencial síncrono $\omega_g = \omega_b$) ou no referencial rotórico.

Definindo-se uma frequência de escorregamento de referência, somada a frequência angular elétrica, os fluxos rotóricos reais, de eixo d e q , serão da forma $\phi_{rd}^b = \phi_r$ e $\phi_{rq}^b = 0$.

Alinhando o eixo d segundo o vetor fluxo rotórico, referencial indicado pelo expoente b , temos:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^b - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^b + \frac{d\phi_r^b}{dt} + j(\omega_b - \omega_r) \phi_r^b \quad (2.74)$$

Separando em suas componentes de eixo d e q e considerando as componentes de fluxo rotórico nesse referencial, temos que as expressões para o controle são da forma:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b - \frac{1}{\tau_r} \phi_r \quad (2.75)$$

$$\frac{l_m i_{sq}^b}{\tau_r} = \omega_{br} \phi_r \quad (2.76)$$

A figura 2.14 representa um esquema genérico do controle por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial síncrono, onde K_1 é uma constante ($= l_r / p\tau_r \phi_r^{*2}$), a frequência de escorregamento (ω_{br}) é gerada a partir da referência de conjugado imposto (C_e^*) e o ângulo da posição do fluxo rotórico (δ_b^*) é obtido através de um integrador.

A segunda alternativa para posicionamento do eixo de referência é alinhá-lo sobre o rotor ($\omega_g = \omega_r$) em (2.71). Esta opção simplifica o controle por evitar os termos de acoplamento entre as componentes de fluxo d e q :

$$\frac{l_m i_{sd}^r}{\tau_r} = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^r + \frac{d\phi_{rd}^r}{dt} \quad (2.77)$$

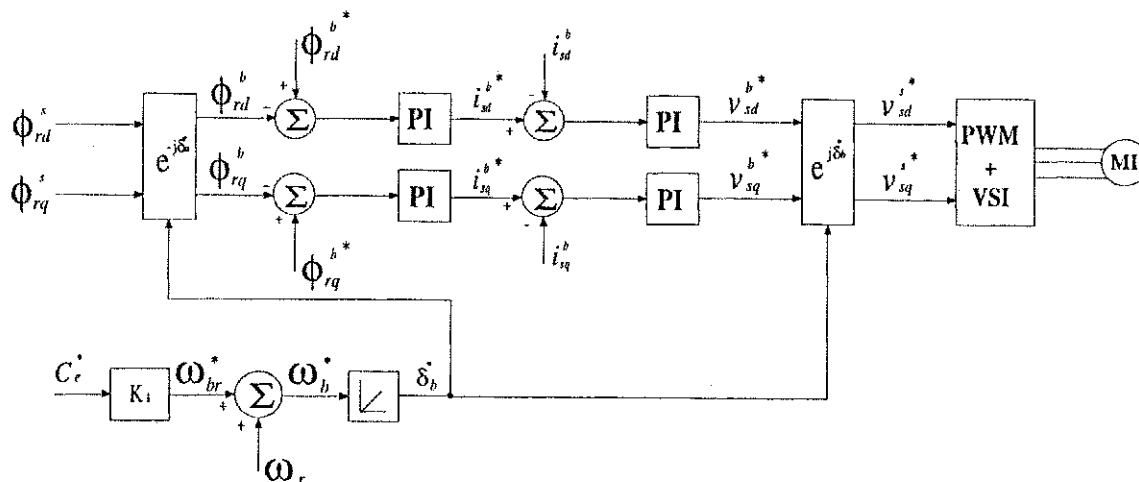


Figura 2.14: Diagrama de blocos de controle por escorregamento com fluxo rotórico.

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^r = \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^r + \frac{d\phi_{rq}^r}{dt} \quad (2.78)$$

Utilizando as equações (2.77) e (2.78), o controle de fluxo pode ser realizado através de dois controladores independentes, uma para cada componente dq . Os sinais de saída dos controladores de fluxo são as componentes da corrente de referência no referencial rotórico. A corrente de referência é obtida por meio de uma transformação de coordenadas.

O diagrama de blocos deste esquema de controle é mostrado na figura 2.15. Os blocos indicados por ϕ_r^{r*} , PI_ϕ e $e^{j\delta_r}$ representam o gerador de referência dos fluxos dq , os controladores do fluxo rotórico e o transformador de coordenadas. O bloco estimador de fluxo permite a obtenção do fluxo rotórico a partir da medição das variáveis terminais da máquina.

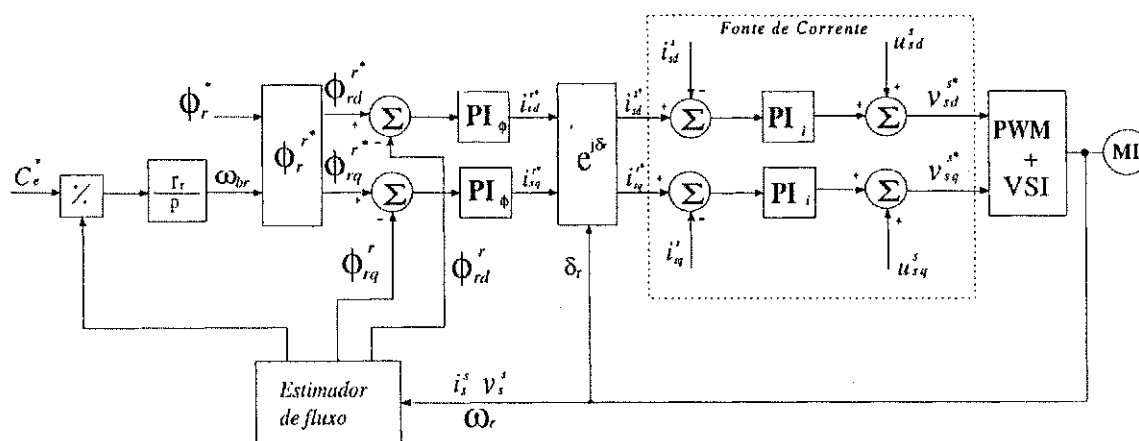


Figura 2.15: Diagrama de blocos do esquema vetorial direto por escorregamento com o fluxo rotórico no referencial rotórico.

Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estatórico - CVDQ-FE

Definida a expressão do conjugado eletromagnético (2.37) em termos do fluxo estatórico e da corrente estatórica, então, podemos escrever uma equação vetorial relacionando o fluxo estatórico e a corrente estatórica. Utilizando as equações (2.12)-(2.14) chegaremos à seguinte expressão:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \sigma l_s i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_s^g \quad (2.79)$$

A equação (2.79) no referencial fluxo estatórico, ou seja, $\phi_{sd}^a = \phi_s$, $\phi_{sq}^a = 0$ e $\omega_g = \omega_a$, se escreve em termos das componentes dq :

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sd}^a + \sigma l_s \frac{di_{sd}^a}{dt} - \omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a = \frac{1}{\tau_r} \phi_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (2.80)$$

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sq}^a + \sigma l_s \frac{di_{sq}^a}{dt} + \omega_{ar} \sigma l_s i_{sd}^a = \omega_{ar} \phi_s \quad (2.81)$$

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

Definindo-se o controle do fluxo estatórico por meio das correntes estatóricas, analogamente ao deduzido para o controle com o fluxo rotórico, tem-se que o conjugado eletromagnético é controlado por meio de i_{sq}^a , equação (2.37), e o fluxo ϕ_s é controlado através de i_{sd}^a , equação (2.80). 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 (2.80), 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 $\omega_{ar} \sigma l_s i_{sq}^a$, com ω_{ar} calculado por meio da equação (2.81).

Considere-se o método descrito em [19] para a implementação desta estratégia, a qual se baseia no comando direto em tensão a partir de (2.11). A equação (2.11) no referencial de fluxo estatórico se escreve:

$$v_{sd}^a = r_s i_{sd}^a + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.82)$$

$$v_{sq}^a = r_s i_{sq}^a + \omega_a \phi_s \quad (2.83)$$

O diagrama de blocos desta estratégia de controle é apresentado na figura 2.16. Neste diagrama, ϕ_s^* e i_{sq}^{a*} são as referências de fluxo estatórico e a corrente em quadratura. Os blocos assinalados com PI_ϕ e PI_i , representam os controladores de fluxo e de corrente estatórica, respectivamente. Os termos $u_{sd}^a = r_s i_{sd}^a$ e $u_{sq}^a = \omega_r \phi_s$ são perturbações a serem compensadas.

Controle vetorial direto em quadratura com o fluxo rotórico - CVDQ-FR

Este tipo de controle possibilita resposta transitória rápida e bem amortecida. Em função da realimentação esta estratégia é pouco sensível a variações paramétricas.

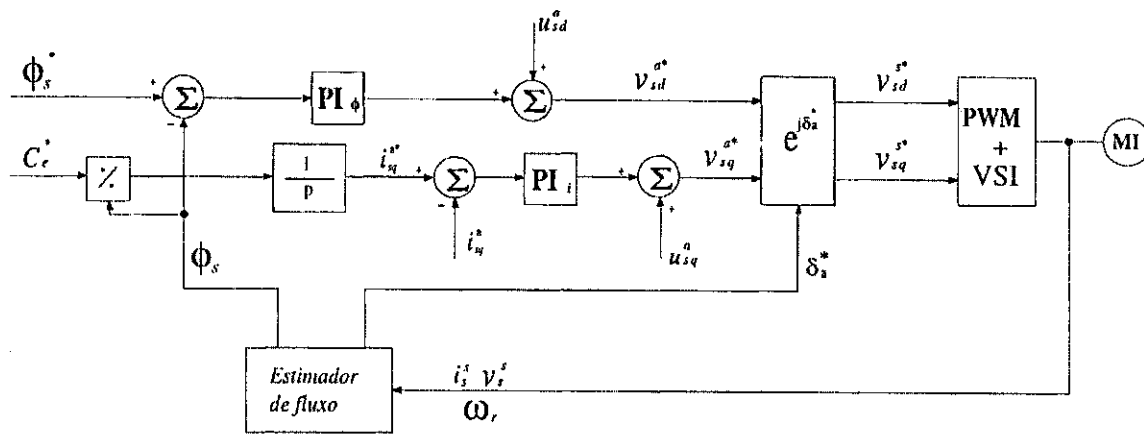


Figura 2.16: Diagrama de blocos do controle vetorial direto em quadratura com o fluxo estatórico.

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estatóricas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico é obtido a partir da equação:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2.84)$$

Fazendo $g = b$, teremos $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$. Este modelo será expresso pelas seguintes equações:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{1}{\tau_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.85)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (2.86)$$

onde $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$.

Partindo de equação de conjugado da máquina assíncrona e introduzindo i_{sq}^b , escreve-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$C_e = p \frac{l_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (2.87)$$

A equação (2.87) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de i_{sq}^b . Por sua vez, da equação (2.85), observa-se que o fluxo ϕ_r pode ser controlado através de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado. Na figura 2.17, que representa este tipo de controle, C_e^* , ϕ_r^* e i_{sq}^{b*} são os valores de referência de conjugado, fluxo rotórico e corrente em quadratura, respectivamente. Os blocos marcados como PI_ϕ , PI_i e $e^{j\delta_b^*}$ representam o controlador de fluxo, controlador de corrente e o transformador de coordenadas, respectivamente. Sendo que os termos:

$$u_{sd}^s = -\frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rd}^s - \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rq}^s \quad (2.88)$$

$$u_{sq}^s = -\frac{l_m}{\tau_r l_r} \phi_{rq}^s + \frac{l_m}{l_r} \omega_r \phi_{rd}^s \quad (2.89)$$

são as fcems de perturbação compensadas na saída dos controladores de corrente, conforme figura 2.17.

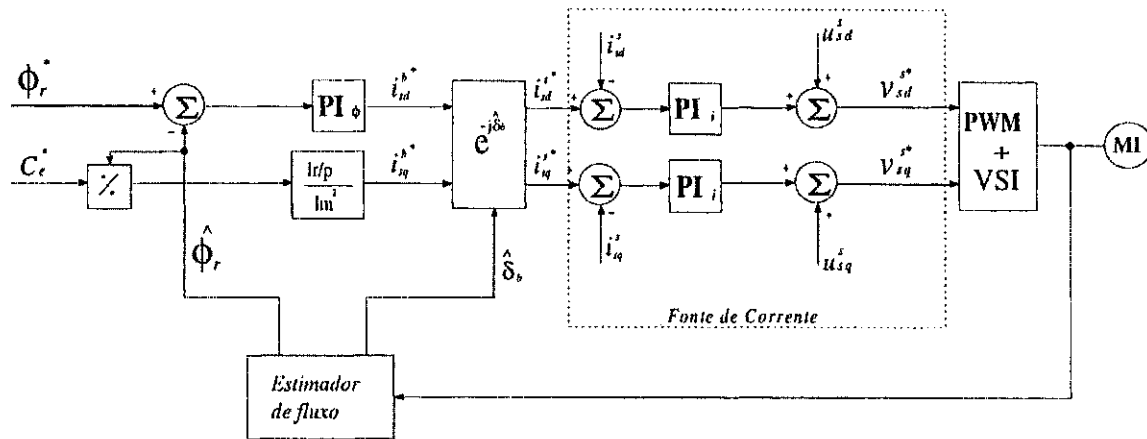
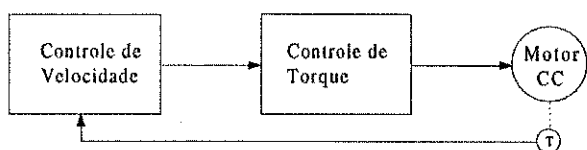


Figura 2.17: Diagrama de blocos de controle a fluxo rotórico com controle de corrente no estator.

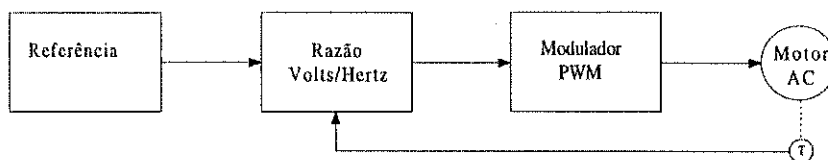
2.5 Conclusão

Conforme visto neste capítulo, os sistemas de controle para máquinas assíncronas teve um crescimento em suas aplicações, tanto nas grandezas elétricas a serem controladas quanto ao tipo de motor a ser acionado, devido à evolução da eletrônica de potência e microeletrônica. A figura 2.18, mostra diagramas de blocos que relatam a evolução das estratégias de controle nos últimos anos e na tabela (2.1) é apresentado um resumo das características dos tipos de controle descritos neste capítulo, onde relatamos as vantagens, desvantagens entre eles.

Controle CC



Controle Escalar



Controle Vetorial (Fluxo/Conjugado)

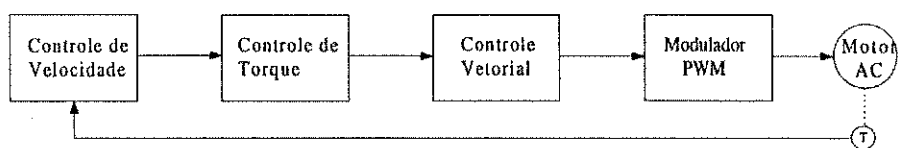


Figura 2.18: Evolução das técnicas de controle para acionamento de máquinas elétricas.

<i>Tipos de Controle</i>	<i>Controle de Conjugado</i>	<i>Controle de Fluxo</i>	<i>Resposta</i>	<i>Vantagens</i>	<i>Desvantagens</i>
Acionamento DC	Direto	Direto	Rápida	<ul style="list-style-type: none"> - Alta precisão - Boa resposta de conjugado - Simplicidade 	<ul style="list-style-type: none"> - Manutenção do motor - Custo inicial do motor - Existência de encoder para alta precisão
Controle Escalar	Direto / Indireto	Direto / Indireto	Lenta	<ul style="list-style-type: none"> - Robustez - Simplicidade 	<ul style="list-style-type: none"> - Baixa precisão - Pobre resposta de conjugado - Utiliza encoder
Controle Vetorial (Fluxo/Conjugado)	Indireto	Direto / Indireto	Rápida	<ul style="list-style-type: none"> - Alta precisão - Boa resposta de conjugado 	<ul style="list-style-type: none"> - Necessita sempre a presença do encoder

Tabela 2.1: Comparação entre os tipos de controle

Observamos que dentro das desvantagens dos controles discutidos, há um ponto em comum, ou seja, a presença do encoder ou sensor de velocidade, os quais provocam a diminuição de robustez, um aumento de custo, maior manutenção e uma maior sensibilidade a ruídos. Estes fatores prejudicam a utilização mais ampla destes controles, o que provocou o aparecimento de diversos trabalhos na área de estimação de velocidade, o qual será discutido no capítulo 4.

Verificamos que as estratégias apresentam uma dependência com os parâmetros da máquina, principalmente a resistência rotórica e a constante de tempo rotórica, sendo que estes parâmetros variam com a temperatura e frequência, prejudicando o perfeito funcionamento do controle. Este problema será estudado no capítulo 3.

Capítulo 3

Influência da Constante de Tempo Rotórica nos Sistemas de Acionamentos

3.1 Introdução

Os parâmetros da máquina de indução podem variar com a temperatura, a frequência e a saturação magnética da máquina. Essas variações nos parâmetros da máquina causam alterações no acionamento do motor de indução nos estados de regime permanente e transitório.

Os sistemas de acionamento de alto desempenho sofrem com a variação dos valores nominais dos parâmetros da máquina. A tabela 3.1 apresenta as estratégias estudadas no capítulo anterior com as suas equações, verificando a dependência da resistência rotórica ou da constante de tempo rotórica. Podemos tomar como exemplo a estratégia de controle por campo orientado indireto que tem como seu problema crítico a alteração da constante de tempo rotórica, por quebrar a condição de desacoplamento entre fluxo e conjugado.

Verificou-se que erros na constante de tempo rotórica provoca um acoplamento entre o fluxo e o conjugado. Para garantir o desacoplamento torna-se necessária a implementação de um método de compensação de tais erros. Vários métodos que se denominam "métodos de identificação da constante de tempo rotórica" foram propostos por [16], [39], [43], [24], [53], [29], [47], [34], [57]. A maioria deles é baseada na comparação entre o fluxo rotórico estimado através do circuito de controle e o fluxo rotórico estimado através das grandezas reais medidas no motor (correntes e tensões). Desta comparação resulta um sinal de erro que promove a devida correção na constante de tempo rotórica de referência.

Neste capítulo, será feita uma análise da influência da variação da constante de tempo rotórica no comportamento do motor de indução com controle vetorial indireto. Serão apresentados alguns métodos de identificação e compensação da constante de tempo rotórica.

Estratégia	Equação	Observação
CE-VH	$-\omega_{sr} = Ce^* l_s^2 r_r / p / l_m^2 / \phi_s^2$	
CE-CE	$-\omega_{sr} = Ce^* r_r / p / l_m / \phi_r^2$	
CVIE-FE	$-\omega_{ar}^* = Ce^* l_s^2 r_r / p / l_m^2 / \phi_s^2$	
	$-\dot{i}_{sd}^* = \frac{(1 + \sigma \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2})}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2})} \frac{\phi_s^*}{l_s}$	usado no cálculo de i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*}
	$-\dot{i}_{sq}^* = \frac{(1 + \sigma \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2})}{(1 + \sigma^2 \tau_r^2 \omega_{ar}^{*2})} \frac{\phi_s^*}{l_s}$	usado no cálculo de i_{sd}^{s*} e i_{sq}^{s*}
CVIE-FR	$-\omega_{ar}^* = Ce^* r_r / p \phi_r^{*2}$	
	$-\dot{i}_{sd}^* = \frac{\phi_{rd}^*}{l_{m'}} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rq}^{r*}$	
	$-\dot{i}_{sq}^* = \frac{\phi_{rq}^*}{l_{m'}} - \frac{\tau_r}{l_m} \omega_{br}^* \phi_{rd}^{r*}$	
CVIQ-FE	$-\dot{i}_{sd}^* = \frac{\phi_s^*}{l_s} + \omega_{ar}^* \sigma \tau_r \dot{i}_{sq}^*$	
CVIQ-FR	$-\omega_{br}^* = l_m \dot{i}_{sq}^{b*} / \phi_r^* \tau_r$	
CVDE-FE	$-\omega_{ar}^* = Ce^* r_r l_s^2 / p l_m^2 \phi_s^2$	
CVDE-FR	$-\omega_{br}^* = l_m \dot{i}_{sq}^{b*} / \phi_r^* \tau_r$	
CVDQ-FE	$-\omega_{ar}^* = \frac{l_s}{\tau_r (\phi_s - \sigma l_s \dot{i}_{sd}^*)} \dot{i}_{sq}^*$	em regime permanente
CVDQ-FR	$-\omega_{br}^* = l_m \dot{i}_{sq}^{b*} / \phi_r^* \tau_r$	

Tabela 3.1: Tabela de relação entre estratégia e equação

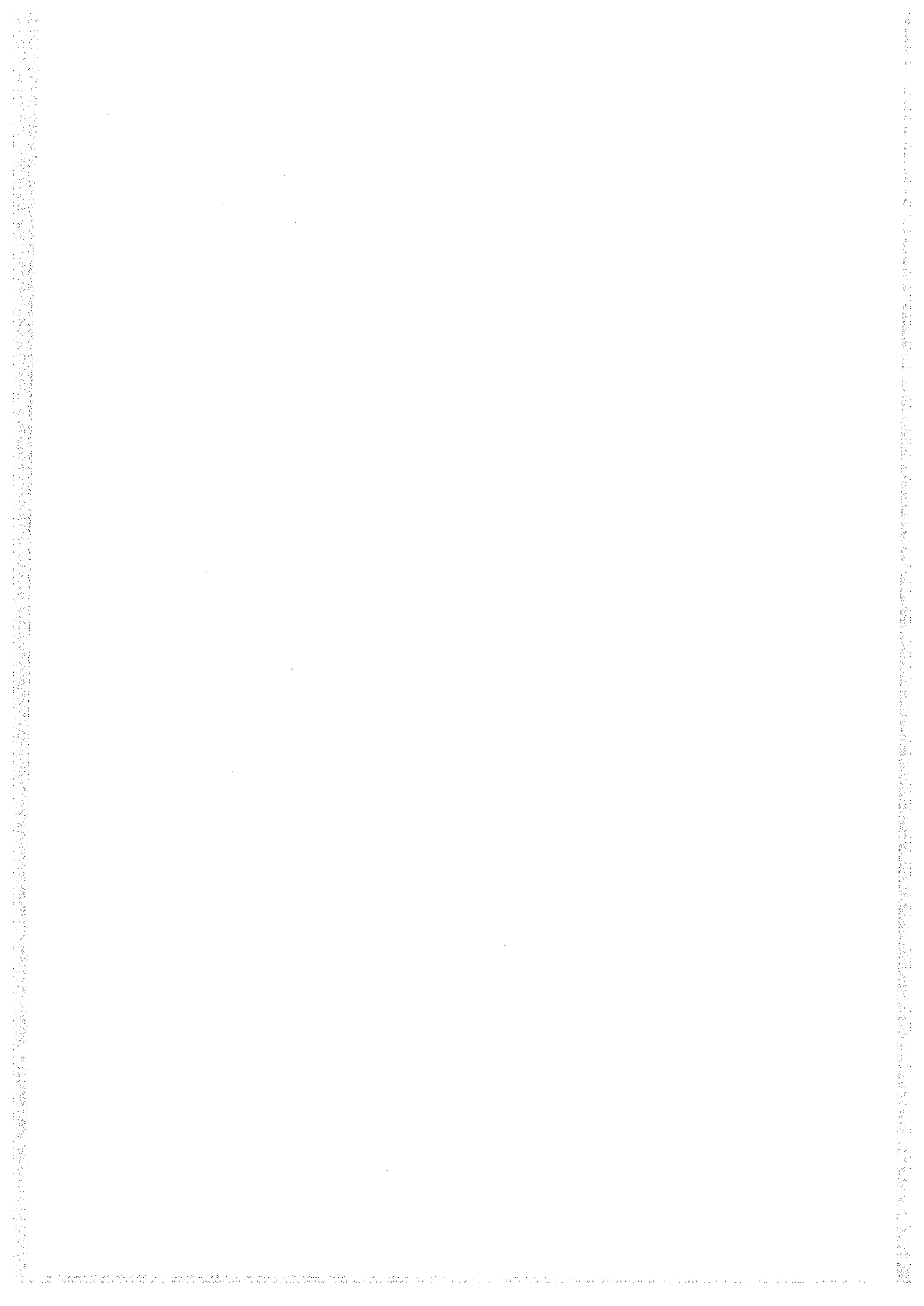
3.2 O Efeito da Variação de Temperatura na Resistência do Rotor

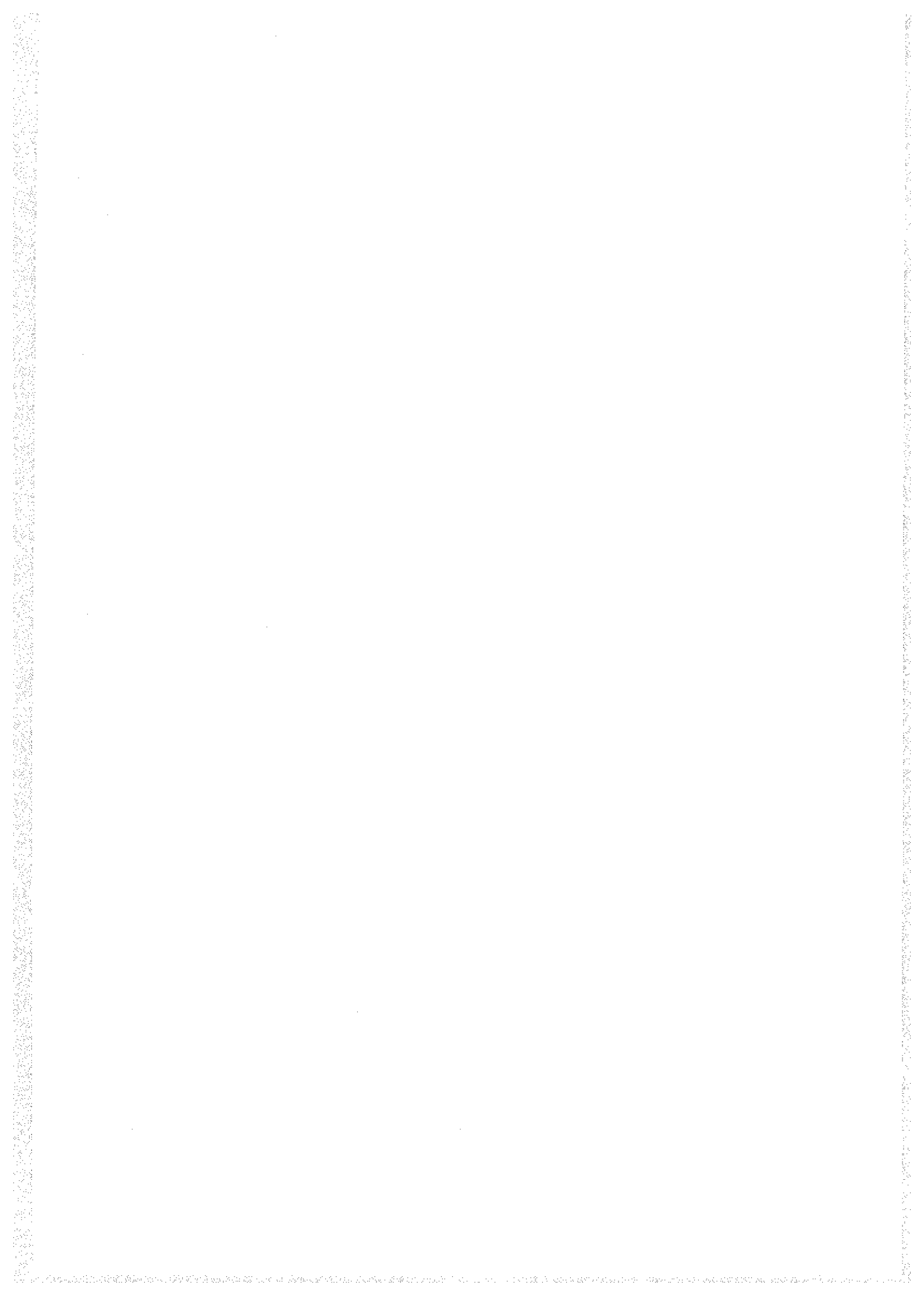
Todos os condutores metálicos apresentam um aumento de resistência elétrica com a elevação de temperatura (quase sempre a variação é menor para as ligas metálicas do que para os metais puros).

Para certos condutores especiais, como o carvão e os óxidos metálicos, a resistência elétrica diminui muito sensivelmente com o aumento da temperatura. Análogo comportamento revelam todas as soluções condutoras.

O aumento da resistência de um condutor metálico depende da natureza do material de que o mesmo é feito, e é proporcional à sobrelevação da temperatura e à resistência inicial do mesmo [37]. Isto nos permite classificar os vários materiais de uso comum em eletricidade por meio de um fator experimental (α), chamado coeficiente de temperatura do material, o qual representa o aumento de resistência que cada ohm inicial de um determinado material sofre no aumento de 1°C de temperatura.

Assim sendo, se R_0 é a resistência de um determinado condutor a 0°C, a resistência R_T , que o mesmo alcançara a uma temperatura de T graus será expressa por:





$$R_t = R_o + \alpha R_o T \quad (3.1)$$

O produto $\alpha R_o T$ representa o acréscimo da resistência que se verifica em virtude do aquecimento.

A fórmula $R_t = R_o + \alpha R_o T$ pode também ser escrita da seguinte maneira:

$$R_t = R_o(1 + \alpha T) \quad (3.2)$$

Esta fórmula fornece o valor da resistência de um condutor à temperatura T , sendo R_o sua resistência elétrica a 0° . Conhecendo-se a resistência R_{T_1} de um condutor à temperatura T_1 e desejando calcular a resistência que o mesmo apresentará à temperatura T_2 deve-se completar a fórmula (3.2) da seguinte maneira:

$$R_{t2} = R_{t1} [1 + \alpha(T_2 - T_1)] \quad (3.3)$$

Esta equação devidamente desdobrada fornece a equivalente:

$$T_2 = T_1 + \frac{R_{T_2} - R_{T_1}}{R_{T_1} \alpha} \quad (3.4)$$

que permite calcular a temperatura final de um condutor ou de um conjunto de condutores quando se conhecem: a temperatura inicial T_1 ; as resistências inicial e final R_{T_1} e R_{T_2} e o coeficiente de temperatura do material α .

No caso dos motores assíncronos, a resistência rotórica varia com a temperatura e frequência, mas em condições de operação em estado permanente o efeito da frequência sobre a resistência rotórica é desconsiderado devido à frequência ser praticamente constante. Em geral, a temperatura do rotor do motor de indução varia até 130° acima da temperatura ambiente, que corresponde a uma variação da resistência de até 50% sobre o seu valor nominal (referente à temperatura ambiente).

Em um motor de indução de rotor em gaiola não há maneira de se introduzir variação na resistência do rotor, uma vez que ele tenha sido fundido ou fabricado. Num motor de indução de rotor bobinado, entretando, há uma maneira simples de se introduzir resistências externas no circuito do rotor, através dos anéis coletores, como mostra a figura 3.1. Se a barra que fecha o curto-circuito, como mostra a figura 3.1, é movida para a extrema direita, uma resistência máxima é introduzida em cada fase do circuito do rotor ligado em estrela. Quando movida para a extrema esquerda, a resistência externa introduzida é mínima ou nula, representando a resistência equivalente a um motor de indução de rotor em gaiola. O efeito da variação na resistência do rotor sobre as características de partida e funcionamento pode ser determinado usando-se um motor de indução de rotor bobinado.

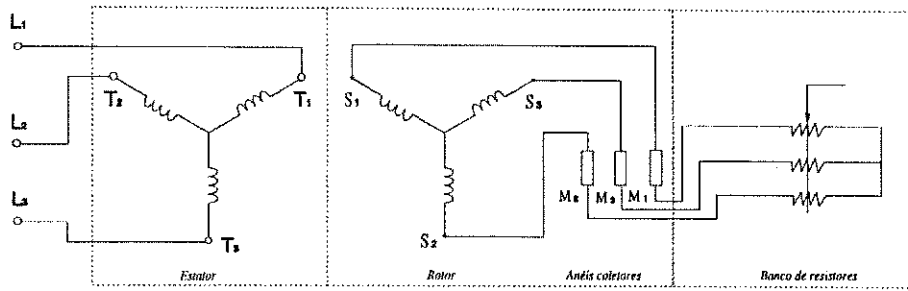


Figura 3.1: Motor de indução de rotor bobinado acoplado a um banco de resistência.

3.3 Influência da Variação de τ_r no Controle Vetorial

Devido à resistência rotórica variar com a temperatura e a frequência, ela é a principal responsável pela alteração da constante de tempo rotórica (τ_r), conforme equação (3.5). Observa-se que a relação é inversamente proporcional. Desta forma, os métodos de controle citados no capítulo anterior, ficam com a sua eficiência comprometida por terem em suas equações a constante de tempo rotórica.

$$\tau_r = \frac{l_r}{r_r} \quad (3.5)$$

Krishnan, Doran *et alii* [25] mostram limites superior e inferior de variação da constante de tempo do rotor τ_r em relação ao seu valor nominal τ_r^* . Assim, para as variações típicas de resistência do rotor, temos:

$$0.5 < \frac{\tau_r}{\tau_r^*} < 1.5 \quad (3.6)$$

e, para o caso de alteração da indutância de magnetização,

$$0.8 < \frac{\tau_r}{\tau_r^*} < 1.2 \quad (3.7)$$

Note-se que nos métodos indireto de controle vetorial para motores de indução, a determinação da posição do vetor fluxo é feita pela integração de duas grandezas: a velocidade elétrica do rotor (ω_r) somada à velocidade de escorregamento (ω_{gr})

$$\delta_g = \int_0^t \omega_{gr}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

onde g indica um referencial genérico. Esta última requer em seu cálculo o valor exato da constante de tempo rotórica da máquina conforme equações (3.9) e (3.10). Portanto, este método é muito sensível às variações dos parâmetros que compõem esta constante de tempo, e tais variações devem ser compensadas de modo a se preservar a qualidade do desempenho do sistema.

$$\omega_{ar}^* = \frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^*} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \sigma}{2\sigma^2 \tau_r l_s} \frac{\phi_s^*}{i_{sq}^*} \right)^2 - \frac{1}{\sigma^2 \tau_r^2}} \quad (3.9)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m i_{sq}^*}{\tau_r \phi_r^*} \quad (3.10)$$

Com um valor incorreto da frequência de escorregamento, resultado de uma constante de tempo τ_r incorreta no cálculo do escorregamento, o desacoplamento entre conjugado e fluxo não é conseguido.

3.3.1 Influência da variação da constante de tempo rotórica

Foram feitas simulações com a intenção de verificar a influência da variação da constante de tempo rotórica no comportamento dinâmico do sistema. Para isso, com o motor funcionando com carga e velocidade nominais em regime permanente, foi introduzida uma variação em degrau no valor da resistência rotórica, figura 3.2a. Como analisado anteriormente, percebe-se que tal variação na constante de tempo rotórica provoca um acoplamento no controle entre fluxo e conjugado, que fica evidente pela presença da componente de eixo q do fluxo rotórico figura na 3.2b, e pelo erro de regime permanente apresentado pelo fluxo rotórico ϕ_r , figura 3.2c.

Neste ponto é válido observar que, se fosse considerada a saturação na máquina, as variações no nível do fluxo seriam menores, enquanto as correntes responsáveis por ele ficariam mais elevadas.

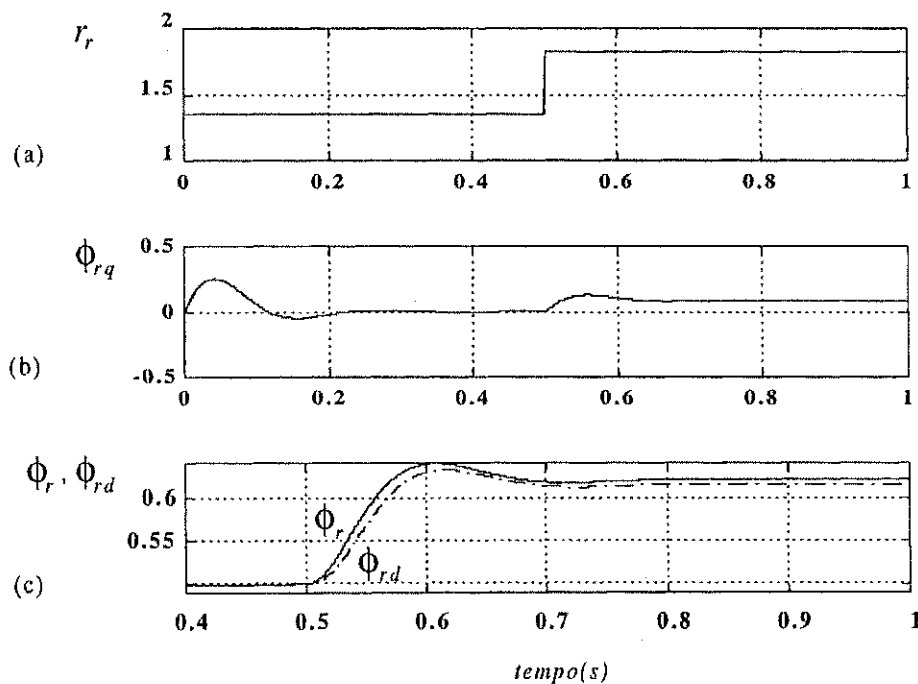


Figura 3.2: Resultados de simulação do controle vetorial por campo orientado. a) resistência rotórica; b) fluxo de eixo q ; c) fluxo rotórico total e fluxo de eixo d .

3.4 Métodos de identificação e compensação da constante de tempo rotórica

Quando o valor da constante de tempo rotórica usado para o cálculo da frequência de escorregamento utilizada no sistema de acionamento com orientação pelo campo é desviado do seu valor correto, tem-se a perda do desacoplamento entre fluxo e conjugado, no estado permanente e transitório. Procurando compensar a variação da resistência rotórica devido à alteração da temperatura do motor, tornou-se necessária a implementação de métodos de compensação de tais erros. Vários métodos que se denominam "métodos adaptação da constante de tempo rotórica" foram propostos em [16], [43], [24], [53], [29], [47], [34], [57]. A maioria deles é baseada na comparação entre o fluxo rotórico estimado através do circuito de controle e o fluxo rotórico estimado através das grandezas reais medidas no motor (correntes e tensões). Outros utilizam as potências (ativa e/ou reativa) da máquina para gerar $\Delta\tau_r$ para a correção da constante de tempo e em trabalhos mais recentes, aplicam-se as leis de controle adaptativo. Estas estratégias podem ser classificados como sintonizadores de τ_r de forma direta. Outros trabalhos usam outras formas de correção de τ_r : o uso da medição da componente de terceiro harmônico da tensão estatórica produzida pela saturação da máquina, o emprego da medição das correntes rotóricas de fim de anel, a utilização de observadores de fluxo rotórico e a introdução de um sinal de distúrbio na malha de controle de fluxo. Estes trabalhos podem ser classificados como sintonizadores de τ_r de forma indireta.

3.4.1 Técnicas de Sintonização Direta de τ_r

Classificamos os métodos de adaptação de τ_r como sintonizadores diretos porque eles atuam de forma direta na correção de τ_r , sem utilizar nenhuma técnica que ajuste a frequência de escorregamento antes de alterar o valor real de τ_r .

Método de adaptação - 1

Este método, mostrado na figura 3.3, utiliza a função F (que representa a potência reativa da máquina [9]) dada a seguir para a identificação da constante de tempo rotórica [24]:

$$F = i_{sq}^s \frac{d\phi_{rd}^s}{dt} - i_{sd}^s \frac{d\phi_{rq}^s}{dt} \quad (3.11)$$

Deve-se notar que para o cálculo de F o valor da resistência de estator e a operação de integração não são necessários. Portanto, a função F pode ser calculada com precisão suficiente, mesmo na região de baixas velocidades [24].

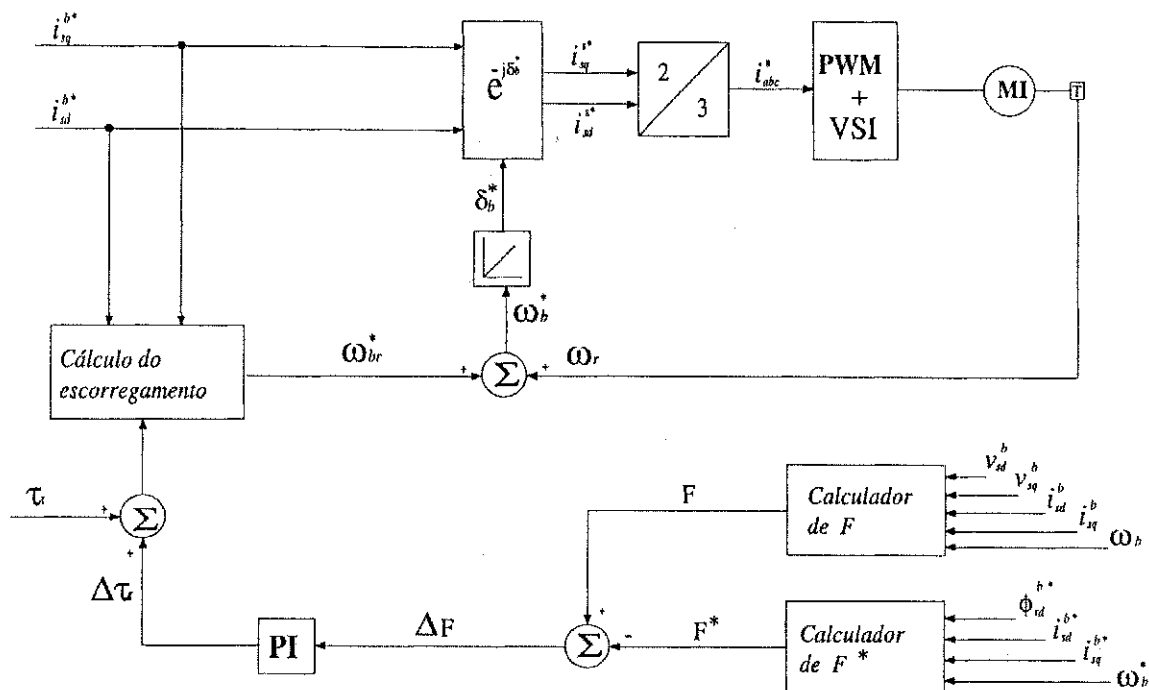


Figura 3.3: Método de adaptação - 1.

Pode ser demonstrado que o erro $\Delta F = F - F^*$ fornece uma indicação do quanto a constante de tempo rotórica de referência τ_r^* está defasada da constante de tempo rotórica real τ_r , presente no motor [16].

Este método apresenta a vantagem de não utilizar integrador e ser independente da resistência do estator, que não é o caso do segundo método analisado.

Método de adaptação - 2

Utiliza-se uma função de custo F [34], que é definida pela diferença entre as potências ativa e reativa dada pela equação (3.12), com a finalidade de realizar um ajuste *on-line* na constante de tempo rotórica.

$$F = P_a - P_r \frac{i_{sq}^b}{i_{sd}^b} \quad (3.12)$$

As potências ativa e reativa são definidas da seguinte forma: no estado permanente, o fluxo rotórico do modelo $d - q$ pode ser escrito como:

$$\phi_{rd} = l_m i_{sd} - \omega_{br} \tau_r \phi_{rq} \quad (3.13)$$

$$\phi_{rq} = l_m i_{sq} + \omega_{br} \tau_r \phi_{rd} \quad (3.14)$$

Rescrevendo a equação (3.13) em função das componentes da corrente estatórica, obtém-se

$$\phi_{rd} = (l_m i_{sd} + l_m \omega_{br} \tau_r i_{sq}) / (1 + \omega_{br}^2 \tau_r^2) \quad (3.15)$$

$$\phi_{rq} = (l_m i_{sq} + l_m \omega_{br} \tau_r i_{sd}) / (1 + \omega_{br}^2 \tau_r^2) \quad (3.16)$$

As equações das potências reativa e ativa no referencial rotórico são

$$P_a = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} - (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)r_s \quad (3.17)$$

$$P_r = v_{sq}i_{sd} + v_{sd}i_{sq} - (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)\omega_i l_\sigma \quad (3.18)$$

No estado permanente, a equação da tensão estatórica é

$$v_{sd} = r_s i_{sd} - \omega_b l_\sigma i_{sq} - \omega_b \frac{l_m}{l_r} \phi_{rq} \quad (3.19)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} - \omega_b l_\sigma i_{sd} - \omega_b \frac{l_m}{l_r} \phi_{rd} \quad (3.20)$$

Substituindo a equação (3.17) em (3.19), nós definimos os valores de P_a e P_r para serem usados na equação (3.12).

$$P_a = (\omega_{br} \tau_r) (\omega_b l_m^2 / l_r^2) (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) / (1 + \omega_{br}^2 \tau_r^2) \quad (3.21)$$

$$P_r = (\omega_b l_m^2 / l_r^2) (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) / (1 + \omega_{br}^2 \tau_r^2) \quad (3.22)$$

A constante de tempo rotórica deverá ser obtida para minimizar a função de custo no ajuste do campo e na corrente produtora do torque. A figura 3.4 apresenta o diagrama de blocos deste esquema, onde $\tau_{r,0}$ é o valor inicial pressuposto da constante de tempo rotórica.

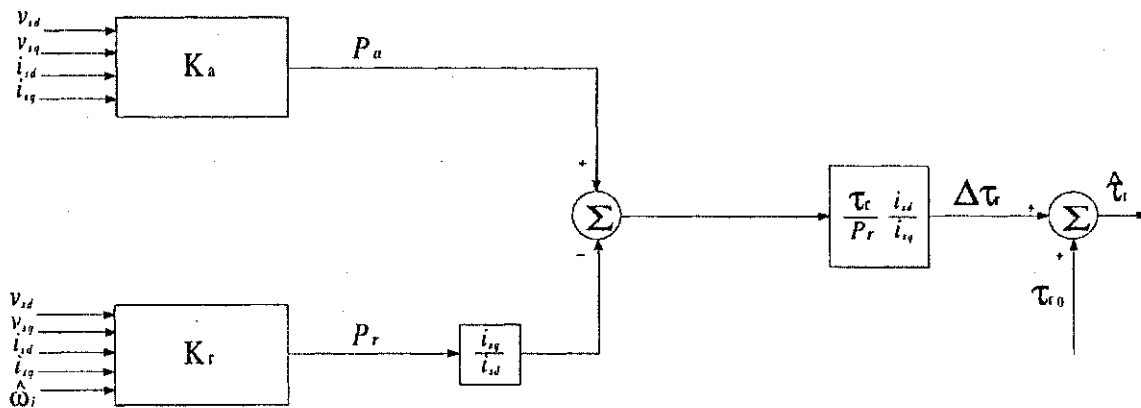


Figura 3.4: Método de adaptação - 2.

Método de adaptação - 3

O método apresentado em [57] para identificação da constante de tempo rotórica, apresentado na figura 3.5, é baseado no modelo reduzido da máquina em campo orientado e tendo como objetivo um melhor desempenho para baixa velocidade.

O desenvolvimento da técnica está baseado na representação do modelo de estado:

$$\begin{bmatrix} \rho x_1 \\ \rho x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -x_2 & K i_{sq}^b \end{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} \quad (3.23)$$

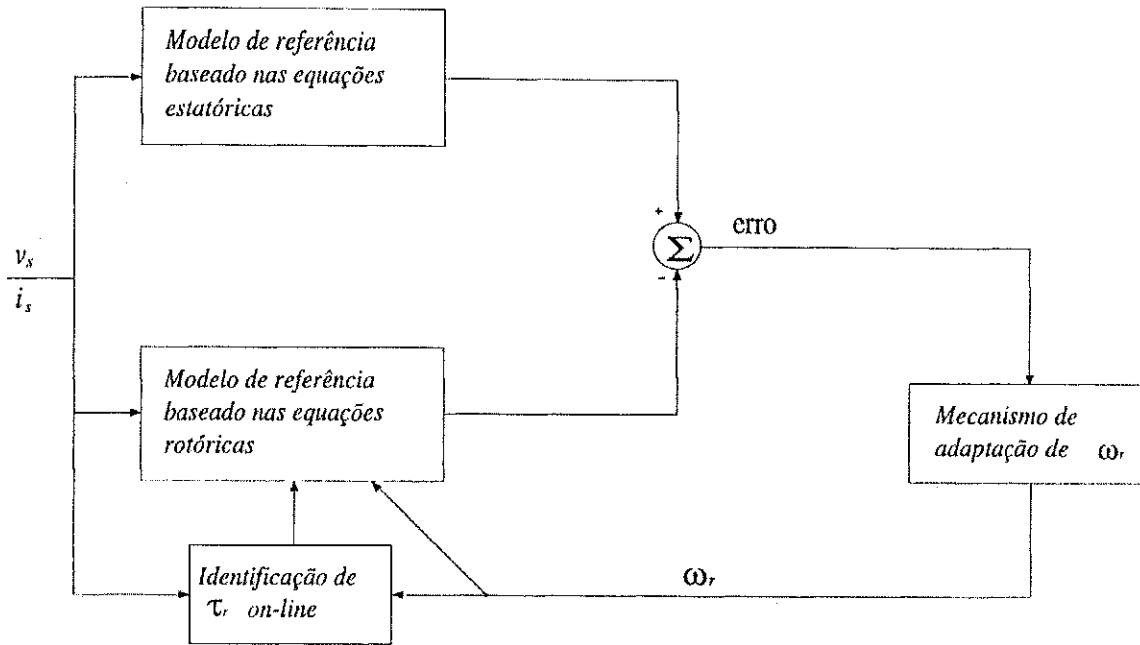


Figura 3.5: Método de adaptação - 3.

onde $\rho = \frac{d}{dt}$, $x_1 = w_r$, $x_2 = \rho w_r$, $K = 3/2(p/2)^2 l_m^2 / l_r (1/J) i_{sd}^b$.

Fazendo:

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\xi^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -x_2 & K i_{sq}^b \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\eta = \frac{1}{\tau_r} \quad (3.26)$$

Então a planta e o modelo de identificação podem ser expressas por:

$$\rho X = f(x) + \xi^T \eta^*$$

$$\rho \widehat{X} = -\lambda \widehat{X} + \lambda X + f(x) + \xi^T \eta$$

$$e = X - \widehat{X}$$

$$\rho e = -\lambda e + \xi^T (\eta^* - \eta)$$

A lei de controle adaptativa pode ser obtida através do método do gradiente, baseado na aproximação do erro do filtro. Então

$$\rho \eta = \gamma \xi e \quad (3.27)$$

onde as constantes são λ (constante do filtro) e γ (ganho do controle adaptativo). Note que a velocidade da máquina é uma velocidade estimada. Esse esquema de identificação é estável e η deverá convergir para $1/\tau_r$ se a componente da corrente estática i_{sq}^b é

persistentemente excitada. Logo, o sistema tem que ser excitado, sendo que i_{sq} é muito rica em harmônicos.

Método de adaptação - 4

Moreira *et alii* [42], apresentou um método de ajuste da constante de tempo rotórica através da medição da componente de terceiro harmônico da tensão estatórica. Moreira em [42] mostrou que existe uma componente de terceiro harmônico do fluxo de entreferro devido à saturação do material magnético do estator. Esta componente de fluxo harmônica induz uma componente de terceiro harmônico da tensão de sequência zero nas fases do estator, a qual é função da amplitude do fluxo de entreferro e da configuração dos enrolamentos das fases do estator.

Quando as três tensões de fase do estator são somadas, a harmônica fundamental e a característica são canceladas e a forma de onda das componentes resultantes contém um terceiro harmônico e componentes de alta frequência devido a frequência de chaveamento do inversor e os *slots* do rotor. Este resultado é produzido pelo terceiro harmônico do fluxo de entreferro que mantém sua posição constante em relação a componente fundamental do fluxo. Consequentemente, poderá ser usada para localização da posição do fluxo de entreferro, bem como, para estimação de sua amplitude. O sinal resultante é uma senóide, praticamente livre de ruídos e rápidas variações o que caracteriza o sinal de tensão de linha ou de fase.

A amplitude da componente da fundamental do fluxo de entreferro, $|\phi_m|$, é calculada a partir da componente de terceiro harmônico do fluxo estatórico $|\phi_s|$, a qual é obtida pela integração do terceiro harmônico da tensão estatórica v_3 . Desta forma, a relação entre $|\phi_s|$ e $|\phi_m|$ é expressa por uma função não linear.

$$|\phi_m| = f(|\phi_s|) \quad (3.28)$$

A posição da componente fundamental do fluxo de entreferro para a corrente estatórica é obtida calculando o deslocamento de fase entre o terceiro harmônico do fluxo e a corrente de linha (i_s). A figura 3.6 representa este método através de um diagrama de blocos, onde observamos a necessidade de um sensor de velocidade, três de tensão, um de corrente. Logo, perceberemos um maior custo e uma maior sensibilidade a ruídos, implicando que o método torne-se menos robusto.

Método de adaptação - 5

Faa-Jeng Lin *et alii* [33], verificaram que havia duas formas básicas para o acionamento de motores de indução orientados pelo fluxo rotórico. Os controles já comentados *DFO* e *IFO*, sendo este último do tipo *feedforward*, o que o torna sensível a variações paramétricas,

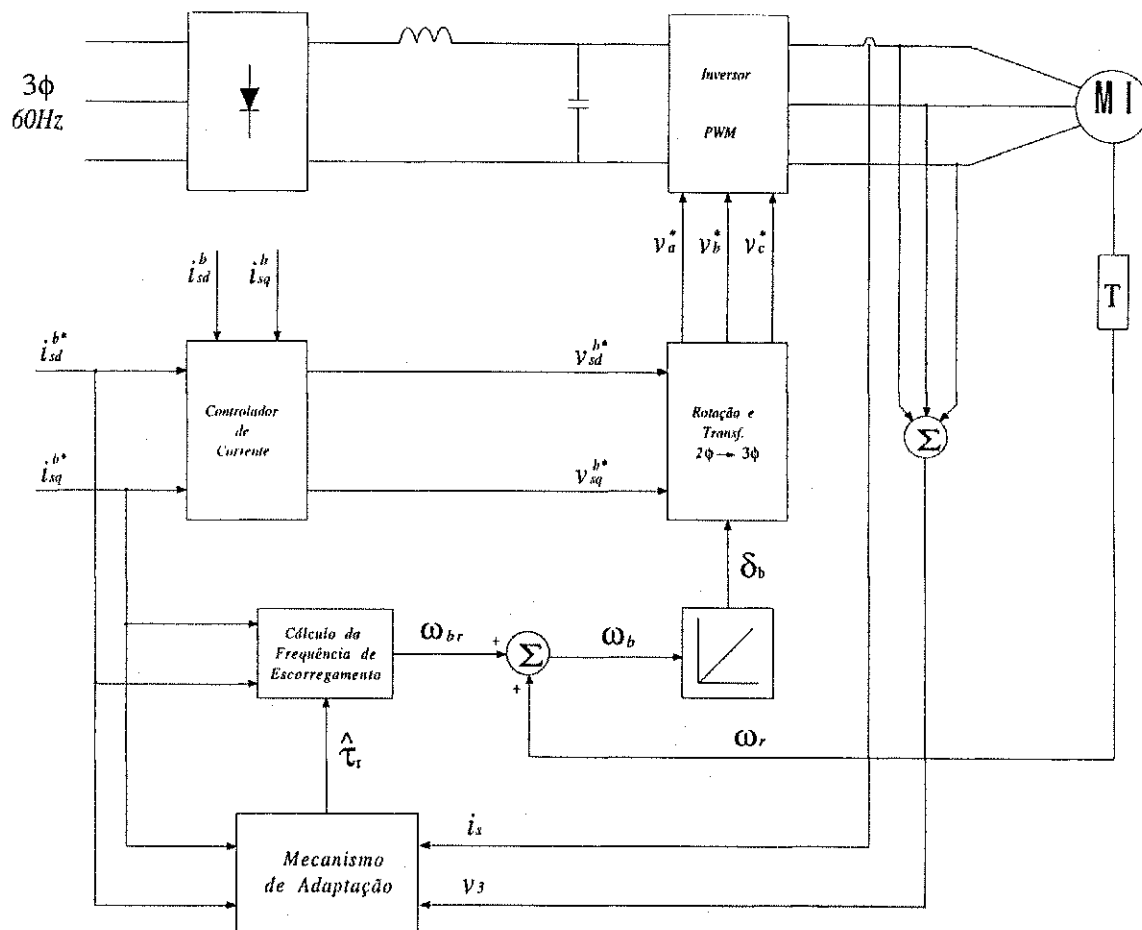


Figura 3.6: Método de adaptação - 4.

principalmente à constante de tempo rotórica. Devido ao problema mencionado, Faa-Jeng Lin *et alii* em [33], utilizou um controle adaptativo de orientação pelo campo com ajuste da constante de tempo. Este método está baseado em um observador de fluxo usando o modelo de corrente.

A figura 3.7, apresenta este modelo. É importante perceber a necessidade da utilização da velocidade da máquina na malha de controle, tanto para a estimação do fluxo rotórico como para determinar o ângulo da posição do fluxo rotórico. Ressaltamos que o τ_r usado para o cálculo da frequência de escorregamento é o estimado pelo mecanismo de adaptação e não o valor real da máquina.

O mecanismo de adaptação é definido pelo erro da equação de fluxo rotórico e obedece aos conceitos de hiperestabilidade. Estas condições são asseguradas devido à matriz de transferência da parte linear invariante no tempo ser estritamente positiva real e que a realimentação não-linear satisfaça a desigualdade de Popov

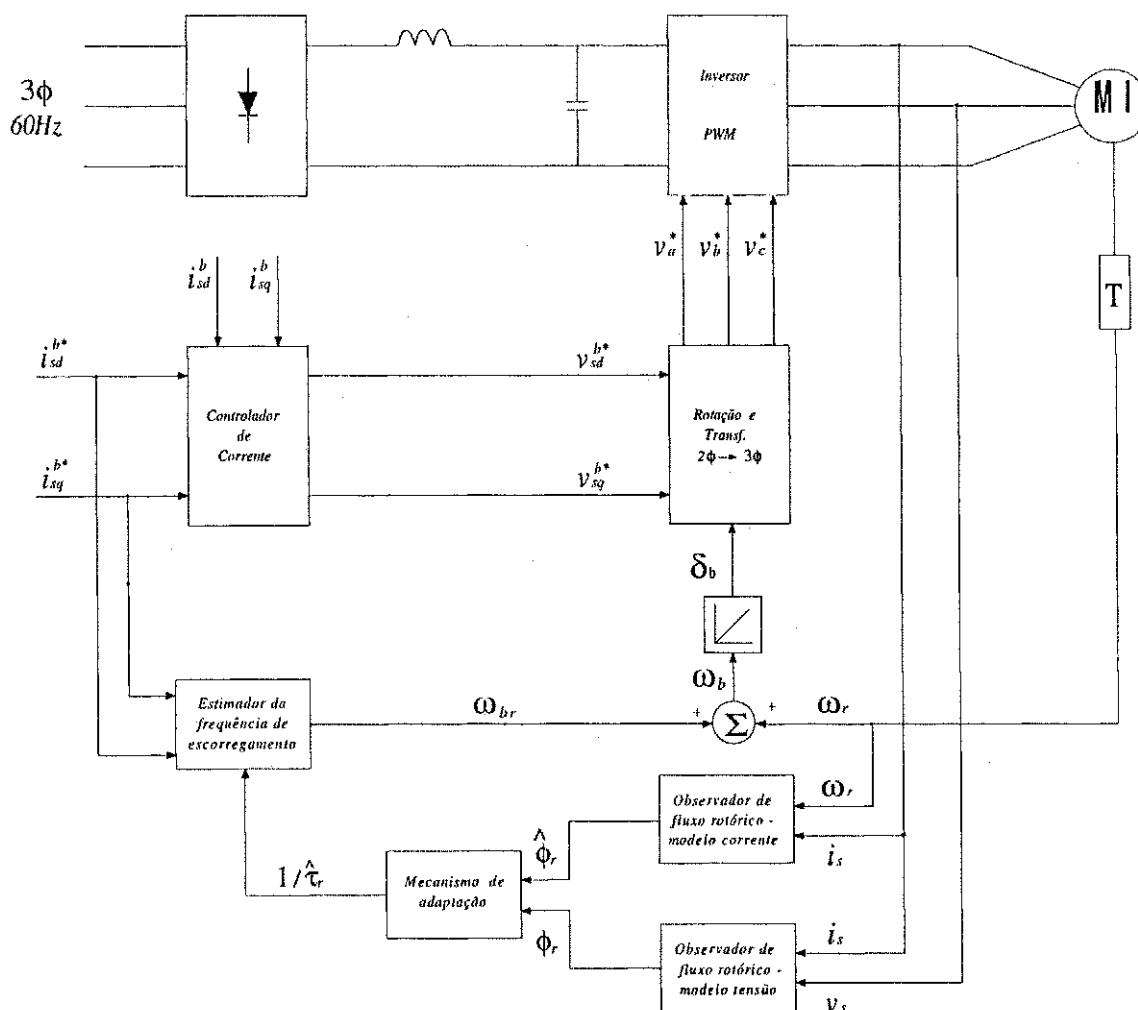


Figura 3.7: Método de adaptação - 5.

3.4.2 Técnicas de Sintonização Indireta de τ_r

Classificamos os métodos de adaptação de τ_r como sintonizadores indiretos quando eles não atuam de forma direta na correção de τ_r , ou seja, utilizam técnicas que ajustam a frequência de escorregamento, sem usar nenhum valor de correção sobre τ_r .

Método de adaptação - 6

O diagrama de blocos deste método é mostrado na figura 3.8 conforme [16]. Ele consiste em corrigir a velocidade de escorregamento de acordo com a variação do fluxo rotórico estimado.

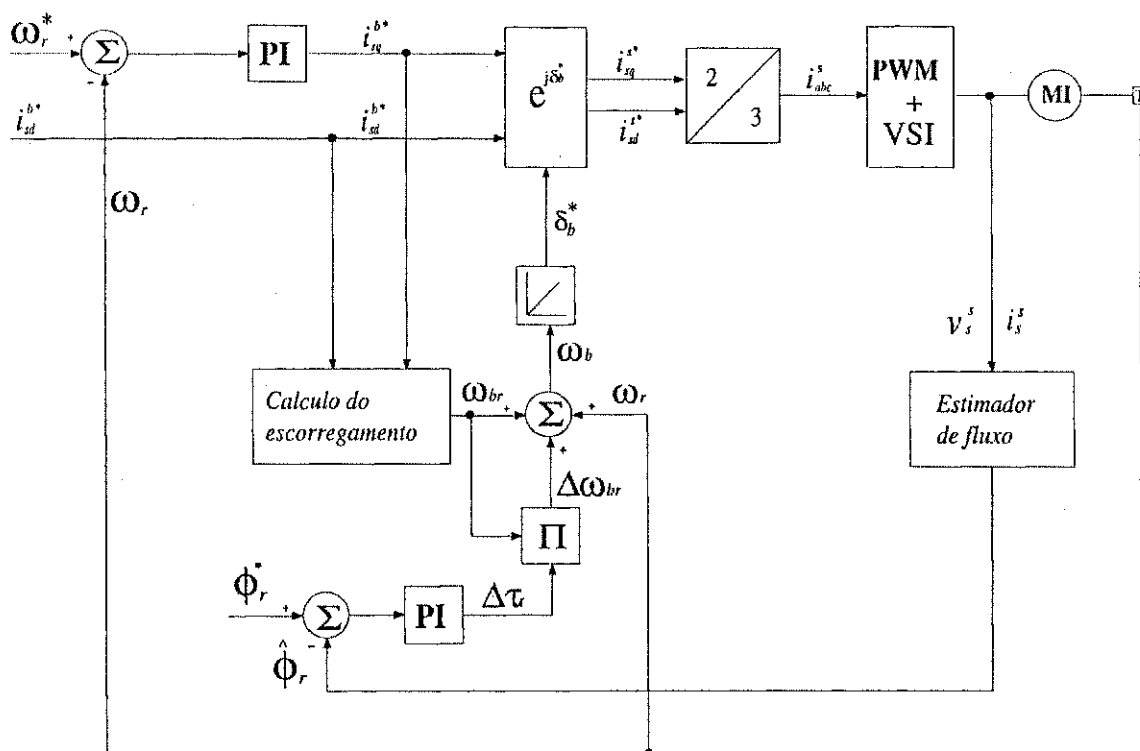


Figura 3.8: Método de adaptação - 6.

O fluxo rotórico pode ser obtido a partir do fluxo estatórico e da corrente estatórica conforme equação (3.29).

$$\phi_r^s = \frac{l_r}{l_m} \phi_s^s - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} i_s^s \quad (3.29)$$

Neste caso, o fluxo estatórico é estimado, em malha aberta, baseado na equação de tensão no referencial estatórico ($w_g = 0$).

$$\phi_s^s = \int_0^t [v_s^s(\tau) - r_s i_s^s(\tau)] d\tau \quad (3.30)$$

Observa-se que este modelo é interessante porque apresenta apenas uma dependência paramétrica com r_s .

Método de adaptação - 7

O método de adaptação - 6 consiste em corrigir simultaneamente a velocidade de escorregamento e a componente de corrente i_{sd}^{b*} de acordo com as variações das componentes de ϕ_{sq}^b e ϕ_{sd}^b , respectivamente [43]. A figura 3.9 ilustra a configuração deste método. Em vez de se detectar o fluxo pela integração da tensão do estator, foi aplicado outro método no qual são detectadas as forças eletromotrizes induzidas e_q e e_d , respectivamente, proporcionais às componentes de fluxo ϕ_{sq} e ϕ_{sd} .

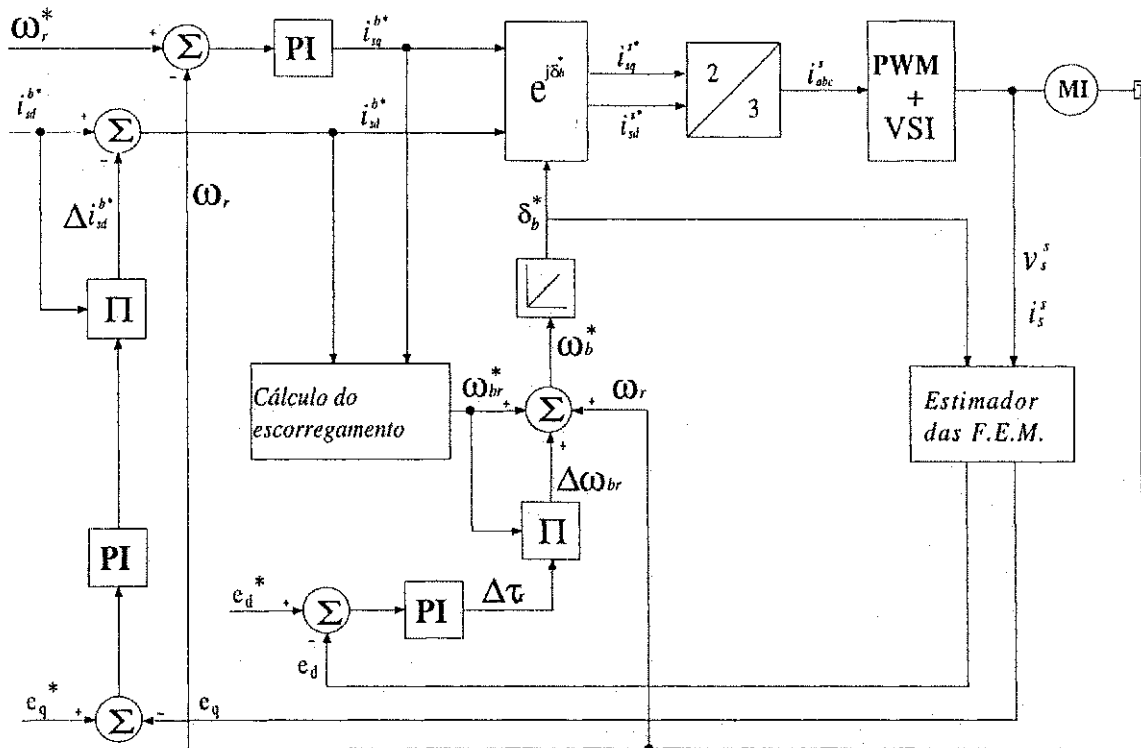


Figura 3.9: Método de adaptação - 7.

As componentes de tensão e_q e e_d são obtidas convertendo-se a tensão de estator em grandezas girantes, e subtraindo-se destas as quedas de tensão na indutância de dispersão e resistência de estator:

$$\begin{bmatrix} e_q \\ e_d \end{bmatrix} = \frac{l_r}{l_m} \begin{bmatrix} \cos \delta_b & \text{sen} \delta_b \\ -\text{sen} \delta_b & \cos \delta_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sq}^s \\ v_{sd}^s \end{bmatrix} - \frac{l_r}{l_m} \begin{bmatrix} r_s & w_b l_s \sigma \\ -w_b l_s \sigma & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq}^b \\ i_{sd}^b \end{bmatrix}$$

Os valores de e_q e e_d calculados pelas equações anteriores são comparados com os respectivos valores de referência, formando duas malhas de controle, como mostrado na figura 3.9. A malha de tensão e_d compensa erros no escorregamento, enquanto que a malha de e_q compensa a variação do fluxo de eixo d .

Método de adaptação - 8

Sabendo que a medição da corrente rotórica é geralmente impraticável nos motores de gaiola de esquilo, Matsuo *et alii* [38] propuseram uma técnica utilizando um sensor de efeito Hall. A corrente rotórica é difícil de ser medida, mas o fluxo de dispersão no fim do anel do rotor não é. Assim, basta que se coloque um sensor de efeito Hall próximo ao fim do anel do rotor, desde que o caminho do fluxo de dispersão seja através do ar. O fluxo detectado pelo sensor é efetivamente proporcional a corrente rotórica de fim de anel. Então, ao usarmos um fator de correção, chegaremos ao valor da corrente rotórica. Este sinal agora pode ser usado como sinal de realimentação para o controle em campo orientado. Foi citado que o sinal foi usado como sinal de realimentação para o controle direto da corrente rotórica da máquina.

O diagrama que representa este método está na figura 3.10, onde verifica-se a necessidade de um sensor de velocidade e sensores de efeito Hall. Este último é muito sensível a vibrações, o que prejudica a precisão do cálculo da corrente rotórica nas condições de operação do enrolamento. Portanto, os controladores diretos que utilizam o cálculo da corrente rotórica sofrem deterioração em seu desempenho devido à mudança de temperatura. O mesmo acontece nos controladores orientados indiretamente pelo campo.

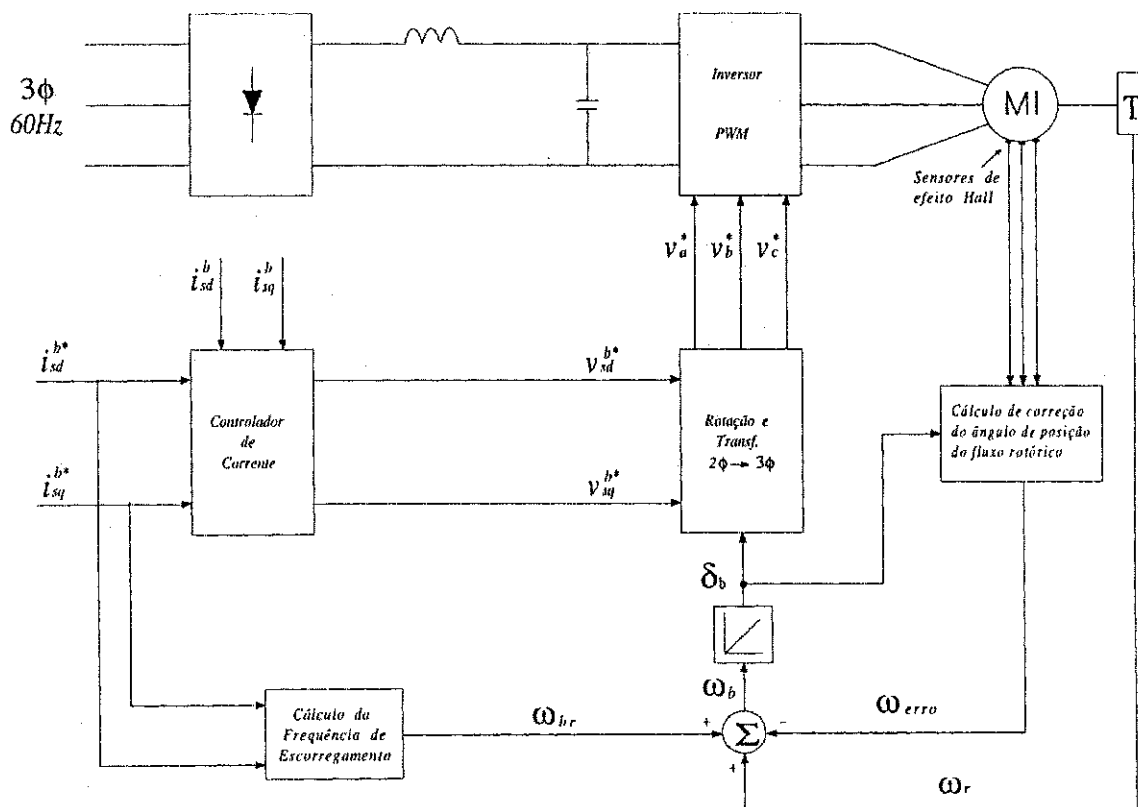


Figura 3.10: Método de adaptação - 8.

Método de adaptação - 9

No controle *IFO* em regime permanente, a corrente de magnetização (i_m) é igual à corrente estatórica no eixo d (i_{sd}) e τ_r não tem influência sobre o fluxo rotórico. Ambrozic *et al.* [1], baseado nesta característica, introduziu um pequeno sinal de distúrbio dentro da malha de controle de fluxo, causando no modelo da derivada da corrente de magnetização, um valor diferente de zero, conforme equação

$$\frac{d\hat{i}_m}{dt} = \frac{\hat{i}_{sd} - \hat{i}_m}{\tau_r} \quad (3.31)$$

Na figura 3.11, observamos que v_{md} é proporcional à derivada da corrente de magnetização. Logo, ao injetarmos um sinal de distúrbio na corrente, iremos alterar o valor da derivada, a qual irá corrigir o valor v_{md} para que o erro entre \hat{i}_{sd} e \hat{i}_m volte a ser zero, com isto, provocando uma correção no erro provocado pela variação de τ_r .

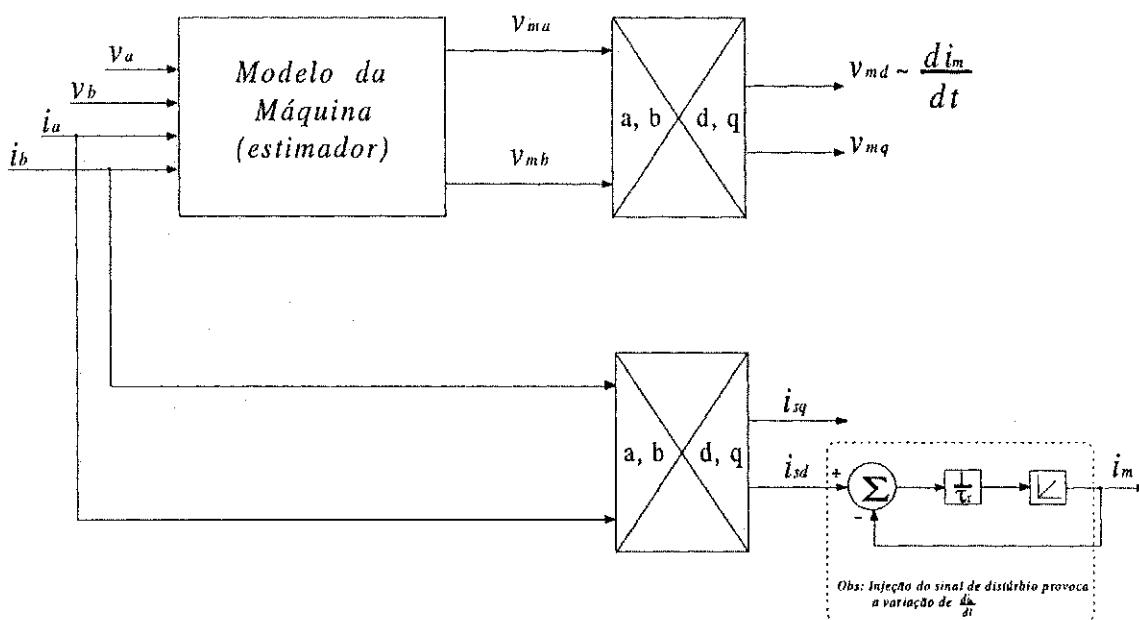


Figura 3.11: Método de adaptação - 9.

O distúrbio injetado na corrente de magnetização é um sinal de alta frequência e com pequena magnitude. A derivada é uma função quase senoidal com uma frequência angular ampliada. Em consequência, o pequeno sinal de distúrbio não deverá influenciar o comportamento do sistema, pois permite obter uma alta amplitude de v_{md} .

3.5 Conclusão

Verificamos a importância que a constante de tempo rotórica tem no controle com orientação pelo campo indireto. A variação desta, sem a devida correção no controle *IFO*,

Método	Desvantagens
número 1	- necessidade de sensor de velocidade
número 2	- necessidade de sensor de velocidade - sensível a resistência estatórica
número 3	- utiliza um estimador de velocidade - sensível a resistência estatórica
número 4	- necessidade de sensor de velocidade - um maior número de sensores de tensão
número 5	- necessidade de sensor de velocidade
	- dependência a resistência estatórica
número 6	- necessidade de sensor de velocidade
	- sensível a resistência estatórica
número 7	- necessidade de sensor de velocidade
	- o uso de sensor de efeito Hall
número 8	- limitado a motor de indução de rotor bobinado - necessidade de injetar corrente como sinal de distúrbio - necessidade de adaptar primeiro a resistência estatórica
número 9	- necessidade de sensor de velocidade - sensível a resistência estatórica

Tabela 3.2: Resumo dos métodos de adaptação da constante de tempo rotórica

ocasiona o acoplamento no controle entre o fluxo e conjugado, o que prejudicaria a eficiência do controle.

Foram apresentados valores limites para variação da constante de tempo, observou-se o grau de influência da constante de tempo no controle do fluxo rotórico e conjugado, sendo o fluxo a variável que apresentou uma maior variação para o mesmo valor de τ_r . Realizou-se uma revisão bibliográfica dos trabalhos realizados nos últimos anos sobre métodos de adaptação de τ_r , os quais estão resumidos na tabela 3.2, relatando as desvantagens de cada método, permitindo que concluíssemos que um sistema de sintonização de τ_r adequado seria aquele que satisfizesse os seguintes requisitos:

- Executado com o mínimo de *hardware* adicional;
- Mínima dependência paramétrica, preferivelmente independente dos parâmetros do rotor;
- Simples de ser implementado.

Propusemos uma classificação para os métodos como sintonizadores diretos e indiretos.

Esta proposta tem a finalidade de facilitar o estudo, já que o volume de trabalhos referente ao assunto vem aumentando com o passar dos anos, visando compensar os efeitos destas variações publicados até aquela época.

Capítulo 4

Controladores sem Sensores de Velocidade para Acionamento do Motor de Indução

4.1 Introdução

A informação essencial para o acionamento com orientação pelo campo é o conhecimento da posição do vetor fluxo utilizado para a orientação. Dependendo de como esta posição ou ângulo de campo é calculada, este controle é classificado como direto (*DFO*) ou indireto (*IFO*). Particularmente, o conhecimento da velocidade é essencial no controle *IFO* e pode ser necessária no controle *DFO* quando os fluxos são estimados através de observadores [52], [28]. A maneira clássica de se obter informação de posição e/ou velocidade é acoplando um sensor destas grandezas ao eixo da máquina. Este sensor tem várias desvantagens do ponto de vista de custo, confiabilidade e imunidade a ruído, deteriorando de uma forma geral o sistema de acionamento. Isto vai de encontro com a idéia de utilização das máquinas assíncronas devido às suas vantagens em termos de robustez.

Com o desenvolvimento da microeletrônica e a contínua redução dos custos computacionais, torna-se cada vez mais interessante a substituição dos transdutores eletro-mecânicos (por exemplo encoder) por soluções baseadas em *software*. A finalidade básica é aumentar a robustez do sistema e diminuir o custo do acionamento.

Vários trabalhos sobre acionamento sem sensor de velocidade são baseados na estimação da velocidade e foram propostos por [46], [22], [40], [51], [44], [56], [55], [28], [23], [13], [21], [5] [14] e [45], usando diferentes métodos de identificação da velocidade rotórica.

4.2 Métodos de Controle sem Sensor de Velocidade

Os trabalhos que se referem ao assunto, usam diferentes técnicas para estimação da velocidade. Por exemplo: *MRAC*, Observadores, Rede Neural, Filtros de Kalman, etc. Porém, um grande número destes métodos necessita de um integrador ideal e é sensível a variações paramétricas, especialmente a resistência estatórica e rotórica. Além disto, sofrem uma grande influência em baixas velocidades e necessitam de um valor real da tensão estatórica que é prejudicado devido ao PWM e a influência do tempo morto.

Devido a um grande número de técnicas para a estimação da velocidade rotórica, selecionamos algumas que resumem as idéias utilizadas na estimação da velocidade. A maioria destes métodos de estimação de velocidade presentes na literatura podem ser classificados conforme [48]:

1. métodos baseados na força contra-eletromotriz (*f_{cem}*) que utilizam o modelo *dq* da máquina:
 - (a) estimação do escorregamento;
 - (b) estimação através do modelo de estado ou função de transferência;
 - (c) controle adaptativo tipo modelo de referência;
 - (d) filtro de Kalman.
2. métodos baseados em saliências magnéticas:
 - (a) alimentação fundamental;
 - (b) injeção de sinais de alta frequência.

Iremos apresentar um resumo de alguns destes métodos visando situar este trabalho no contexto global referente a estimação de velocidade.

4.3 Métodos de Estimação da Velocidade

4.3.1 Estimação da velocidade baseada no escorregamento - (EVE)

Assumiremos que a amplitude do fluxo rotórico é mantida constante dentro de uma larga faixa de variação de velocidade, tornando-se convenientemente favorável para o uso no cálculo da velocidade rotórica. Partindo das equações (2.11), (2.12), (2.13), (2.14) no referencial estatórico, o fluxo rotórico pode ser definido por:

$$\rho\phi_r^s = \frac{l_r}{l_m} (\mathbf{v}_s^s - r_s \mathbf{i}_s^s - \sigma l_s \rho \mathbf{i}_r^s) \quad (4.1)$$

ou

$$\rho\phi_r^s = \left(\frac{-1}{\tau_r} + \omega_r j \right) \phi_r^s + \frac{l_m}{\tau_r} i_s^s \quad (4.2)$$

O ângulo θ entre as componentes do vetor fluxo rotórico é definida da seguinte forma:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{\beta r}}{\phi_{\alpha r}} \right) \quad (4.3)$$

A derivada da equação (4.3) pode ser dada por:

$$\rho\theta = \frac{\phi_{\alpha r} \rho\phi_{\beta r} - \phi_{\beta r} \rho\phi_{\alpha r}}{|\vec{\phi}_r|^2} \quad (4.4)$$

substituindo o valor $\rho\phi_{\beta r}$ e $\rho\phi_{\alpha r}$ da equação (4.4) pela equação (4.2), onde obteremos a seguinte expressão:

$$\omega_r = \rho\theta - \frac{l_m}{\tau_r} \frac{\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}}{|\vec{\phi}_r|^2} = \omega_e - \omega_{er} \quad (4.5)$$

A equação (4.5) indica que a velocidade angular instantânea do vetor fluxo rotórico, bem como, o escorregamento relativo instantâneo do rotor podem ser obtidos, baseados na estimação do fluxo rotórico conforme equação (4.1). Este processo é ilustrado no diagrama de bloco da figura 4.1, onde \otimes indica produto vetorial.

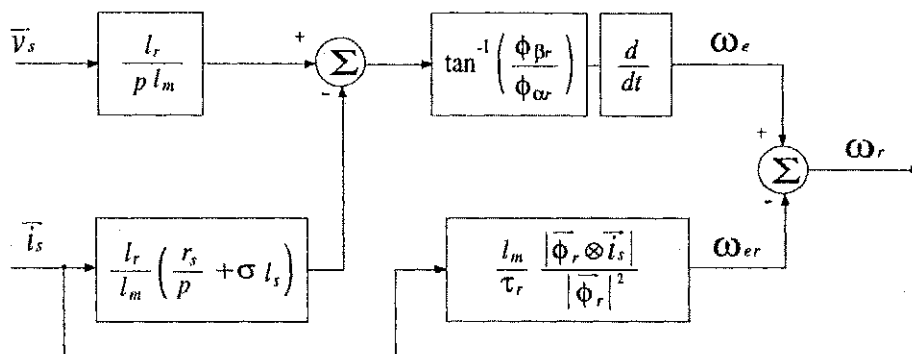


Figura 4.1: Diagrama de blocos do estimador de velocidade rotórica baseado no fluxo rotórico.

Existem três problemas relativos à estimação do fluxo rotórico baseado na equação (4.1), que são:

1. a necessidade de um integrador ideal;
2. a sensibilidade devido a variação paramétrica;
3. a utilização de uma valor atual de tensão estatórica, o que é dificultado devido ao uso de PWM e a influência do tempo morto.

Estes problemas se tornam mais sérios quando a velocidade se aproxima de zero.

4.3.2 Estimação da velocidade por meio do modelo de estado ou função de transferência - (MEFT)

A partir das equações de estado da máquina, é possível estimar a velocidade através de modelos dinâmicos [46], [22], [40]. Joetten e Maeder [22] estimaram a velocidade usando a seguinte expressão para escorregamento:

$$w_{sl} = w_e r_r \frac{l_m e_{rq} i_{sq}^s - e_{rd} i_{sd}^s}{l_r (e_{rd}^2 - e_{rq}^2)} \quad (4.6)$$

Esta aproximação é baseada no fato de que os fluxos rotóricos são calculados por $\phi_{rd}^s \cong e_{rq}/w_e$ e $\phi_{rq}^s \cong -e_{rd}/w_e$, onde e_{rd} e e_{rq} são as *fcem* rotóricas. As aproximações usadas para calcular os fluxos são válidas somente para condições de fluxo rotórico constante. Observando (4.6) fica claro que o modelo sofre influência dos parâmetros da máquina, além de funcionar corretamente em condições constantes de fluxo rotórico. Nos resultados apresentados, a velocidade mínima foi de 600 rpm. Esta velocidade mínima é limitada pelo fato de que a *fcem* diminui à medida que a velocidade diminui.

Vélez-Reyes *et al.* [46] utilizaram a função de transferência corrente-tensão (4.7) para estimar a velocidade. Em relação a [22], no presente caso não há aproximações e a velocidade é estimada medindo-se somente as grandezas terminais.

$$\frac{i_s^s}{v_s^s} = \frac{\frac{1}{\sigma l_s} \gamma + \frac{1}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)}{\gamma^2 + \left(\frac{r_s + l_s/\tau_r}{\sigma l_s} - l\omega_r \right) \gamma + \frac{r_s}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - l\omega_r \right)} \quad (4.7)$$

Considerando os parâmetros da máquina conhecidos, derivaram um modelo para a obtenção apenas da velocidade. Como o modelo depende dos parâmetros da máquina, três algoritmos recursivos, implementados de forma hierárquica, foram utilizados em [40] para a estimação dos parâmetros e da velocidade. A velocidade mínima estimada foi de 330 rpm. Contudo, não há comentário se a malha de velocidade foi fechada ou não com o valor estimado.

4.3.3 Estimação baseada no modelo adaptativo tipo modelo de referência - (MRAC)

Schauder *et al.* [51], Peng *et al.* [44], Zhen *et al.* [56], Yang *et al.* [55] e Kubota *et al.* [28],[27] propuseram esquemas para estimar a velocidade baseados na *fcem* e em controladores adaptativos tipo modelo de referência (*MRAC*). Mediram somente as grandezas terminais da máquina.

Schauder [51] propôs um modelo para a estimação de ω_r baseado nas equações de fluxo rotórico derivadas do modelo estatórico (4.8), também chamado modelo de tensão, e do modelo rotórico (4.9), chamado modelo de corrente.

$$\begin{bmatrix} \rho \hat{\phi}_{rd}^s \\ \rho \hat{\phi}_{rq}^s \end{bmatrix} = \frac{l_r}{l_m} \left\{ \begin{bmatrix} v_{rd}^s \\ v_{rq}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (r_s + \sigma l_s \rho) & 0 \\ 0 & (r_s + \sigma l_s \rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \right\} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} \rho \hat{\phi}_{rd}^s \\ \rho \hat{\phi}_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} + \frac{l_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Na figura 4.2 é mostrado o esquema utilizado por Schauder [51] para a estimação da velocidade utilizando técnicas *MRAC*. Desde que a equação (4.8) não envolve ω_r , este observador pode ser considerado como o modelo de referência da máquina. A equação (4.9), que envolve ω_r , pode ser considerada como o modelo ajustável. O erro entre os dois modelos é então usado para acionar um mecanismo de adaptação que gera a estimação de ω_r . Esta estimação é usada no modelo ajustável. O mecanismo de ajuste deve ser escolhido de modo que garanta a estabilidade global do sistema. Schauder escolheu o critério da hiperestabilidade para mostrar que as equações de estado do erro são globalmente e assintoticamente estáveis.

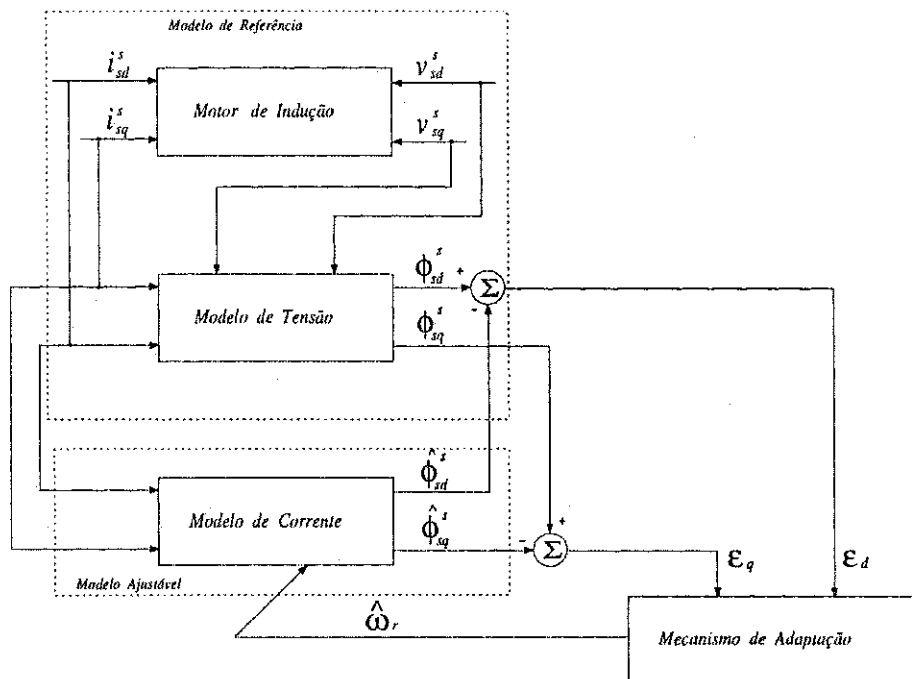


Figura 4.2: Método de estimação de ω_r proposto por Schauder [51].

As equações de estado do erro para o esquema proposto por Schauder são derivadas subtraindo-se (4.9) de (4.8), como mostrado abaixo

$$\begin{bmatrix} \rho \varepsilon_d \\ \rho \varepsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{rq}^s \\ \hat{\phi}_{rd}^s \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (4.10)$$

ou ainda $[\rho\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W]$, onde $\varepsilon_d = \phi_{rd}^s - \hat{\phi}_{rd}^s$, $\varepsilon_q = \phi_{rq}^s - \hat{\phi}_{rq}^s$. A equação (4.10) descreve o sistema não-linear mostrado na figura 4.3. Para sistemas não lineares, a hiperestabilidade é assegurada desde que a matriz de transferência da parte linear invariante no tempo (A) seja estritamente positiva real (SPR) e que a realimentação não linear satisfaça a desigualdade de Popov [30]:

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\gamma_o^2, \forall t_1 \geq 0 \quad (4.11)$$

Com o mecanismo de adaptação mostrado em (4.12) e sabendo que a matriz de transferência obtida de (4.10) é SPR , é mostrado que o sistema é hiperestável.

$$\hat{\omega}_r = K_p (\phi_{rq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \phi_{rd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) + K_i \int (\phi_{rq}^s \hat{\phi}_{rd}^s - \phi_{rd}^s \hat{\phi}_{rq}^s) \quad (4.12)$$

Embora no sistema proposto o controle seja IFO , o autor mostrou que erros em τ_r causam erros no valor de $\hat{\omega}_r$. O sistema sofre ainda influência de r_s na região de baixa velocidade e de σl_s em toda a 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* ($w_r = 0$) os parâmetros dos quais depende.

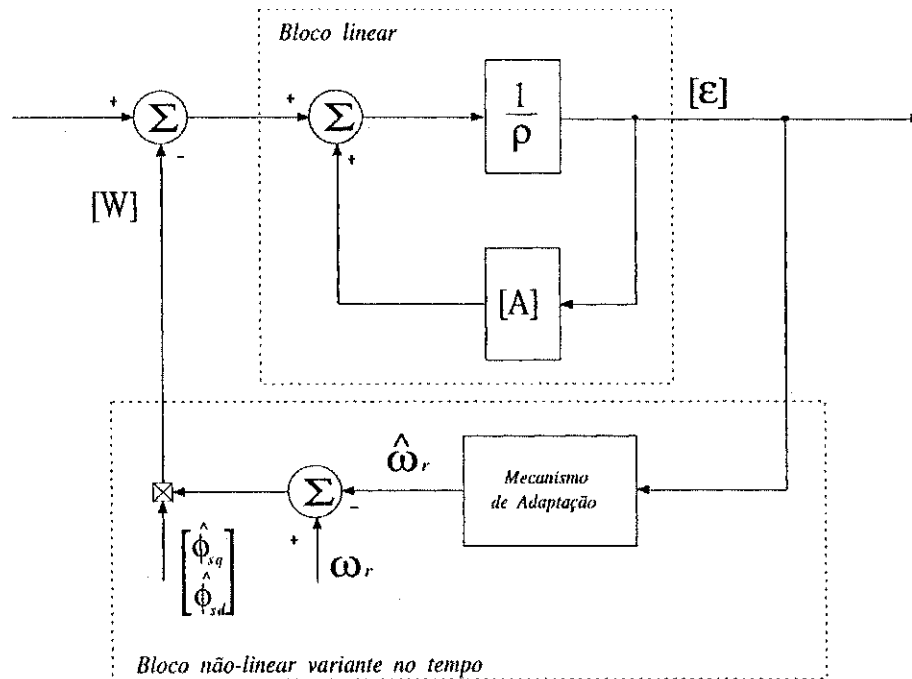


Figura 4.3: Sistema adaptativo modelo de referência representado como uma realimentação não-linear.

4.3.4 Estimação usando Filtro de Kalman Estendido - (FKE)

O filtro de Kalman é aplicado para identificar a velocidade do motor de indução e do fluxo rotórico. Baseia-se na medição da corrente estatórica e tensão.

Kim *et alii* [23] utilizaram o filtro de Kalman estendido (*EKF*) para estimar a velocidade voltada para o acionamento sem sensor de velocidade. O método baseia-se no controle *DFO*, onde a posição de orientação é obtida a partir dos fluxos estimados pelo *EKF*. Mostra-se que o algoritmo é bastante sensível a variações em r_r . Por exemplo, uma variação de 20% em r_r causa erro de 55% na velocidade quando o acionamento opera a 20 *rpm*. Isto mostra que é necessário a compensação deste parâmetro. Não é feita uma análise da influência dos outros parâmetros.

Embora o *EKF* seja mais difícil de analisar, ele apresenta os mesmos problemas de sensibilidade paramétrica e limite de operação em baixa velocidade pois, baseia-se no mesmo sistema de equações da máquina. Este filtro utiliza uma matriz de ganho variável que é calculada de forma a minimizar os efeitos de ruído e erros de modelagem nos estados ou parâmetros estimados. No cálculo desta matriz é considerado que se tem conhecimento *a priori* da distribuição do ruído. Na prática se faz a suposição de que o ruído é branco. Esta suposição nem sempre é verdadeira pois a distribuição do ruído vai depender de uma série de fatores como, por exemplo, o sistema de aquisição. Como conclusão, a minimização dos efeitos do ruído nem sempre é garantida em aplicações reais. Outra característica do *EKF* é elevada carga computacional requerida para a sua implementação.

4.3.5 Método baseado na injeção de sinais de alta frequência - (ISAF)

Todas as técnicas citadas e apresentadas baseiam-se na alimentação fundamental da máquina, ou seja, dependem da f_{cem} o que impede a estimação da velocidade e/ou posição na faixa de velocidades baixa e nula. Portanto, para que se tenha uma estimação robusta, com ampla largura de faixa, e independente de parâmetros três requisitos são necessários [12]:

1. Excitação persistente e integrada, além da fundamental. Com isto pode-se estimar a posição inclusive em velocidades baixa e nula. Além disto, a excitação deve utilizar o inversor já existente sem necessidade de *hardware* adicional e nem degradação da utilização do inversor;
2. Presença de uma saliência na máquina. Isto permite uma estimação independente dos parâmetros;

3. Processamento digital de sinais inteligente para que a técnica seja extensivamente utilizada e numa ampla faixa de velocidade.

Dentre as técnicas que preenchem estes requisitos citam-se [13], [21], [5] e [14]. Estas técnicas são baseadas na injeção de um sinal de alta frequência, que pode ser tensão ou corrente, na alimentação fundamental da máquina. Como exemplo, na figura 4.4 é mostrado o esquema para a injeção de tensão. Cada técnica tem suas vantagens e desvantagens.

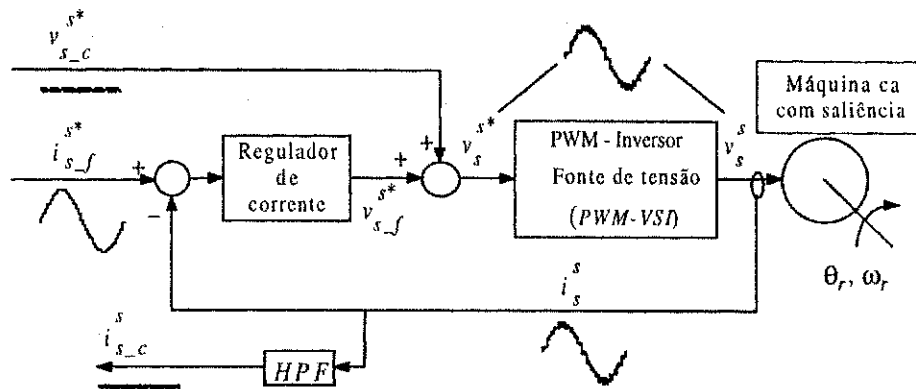


Figura 4.4: Injeção de um sinal de alta frequência para a estimação da posição rotórica ou fluxo.

Devido ao efeito pelicular, a injeção de um sinal de alta frequência produz um fluxo que fica confinado na superfície do rotor, como fluxo de dispersão. Caso seja introduzida uma modulação espacial da indutância de dispersão rotórica ($l_{\sigma r}$) ou mesmo na resistência da gaiola externa de uma máquina com gaiola dupla, a posição das saliências magnéticas produzidas por estas modificações podem ser prontamente detectáveis. No método proposto por Jansen *et al.* [21], a idéia básica é modificar as aberturas, a profundidade, ou o preenchimento das ranhuras ao longo da superfície do rotor. Através da injeção de um sinal de alta frequência, a posição das saliências (dependentes da posição do rotor ou fluxo) produzidas pela modulação em $l_{\sigma r}$ é determinada. Injetando-se um vetor girante de tensão de alta frequência (4.13), mostra-se que a corrente resultante é dada por (4.14).

$$v_{s_c}^s = \begin{bmatrix} v_{sd_c}^s \\ v_{sq_c}^s \end{bmatrix} = V_{sc} \begin{bmatrix} -\text{sen}(\omega_c t) \\ \text{cos}(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$i_{s_c}^s = \begin{bmatrix} i_{sd_c}^s \\ i_{sq_c}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{c_p} \text{sen}(\omega_c t) + I_{c_n} \text{sen}(2\theta_e - \omega_c t) \\ I_{c_p} \text{cos}(\omega_c t) + I_{c_n} \text{cos}(2\theta_e - \omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

onde $\omega_c \gg \omega_r$ é a frequência do sinal injetado, θ_e a posição da saliência, V_{sc} amplitude do sinal injetado, I_{c_p} e I_{c_n} amplitude das correntes resultantes, que dependem das indutâncias de dispersão estática e rotórica, de ω_c e de V_{sc} . Observa-se em (4.14) que $i_{s_c}^s$

contém informação a respeito da posição da saliência. Resultados semelhantes são obtidos para o caso de injeção de corrente.

A principal limitação dos trabalhos baseados na injeção de sinais de alta frequência, é que eles assumem somente uma saliência senoidalmente distribuída na máquina. Isto é praticamente impossível de ser obtido em máquinas reais. Alguns efeitos secundários tais como saturação, ranhuras e rotores não concêntricos produzem algum tipo de saliência parasita. Estas saliências parasitas, apesar de não impedirem o funcionamento da técnica, afetam a estabilidade, a largura de faixa e precisão da estimação.

4.4 Conclusão

Utilizaremos o critério adotado em [3], o qual escolheu condições que permitissem avaliar as estratégias de controle sem sensor de velocidade. Cada uma destas condições estão relacionadas a uma escala de valor numérico que varia de 1 a 5, onde 1 representará um excelente comportamento e 5 um péssimo comportamento.

As condições consideradas são as seguintes:

1. Comportamento no estado permanente - (CEP);
2. Comportamento dinâmico - (CD);
3. Operação em baixa velocidade - (OBV);
4. Sensibilidade paramétrica - (SP);
5. Sensibilidade a ruído - (SR);
6. Complexidade - (C);
7. Tempo computacional - (TC).

Objetivando sumarizar a relação entre as estratégias sem sensor de velocidade e as condições consideradas, foi elaborada a tabela 4.1, a qual compara os sistemas sem sensor de velocidade.

	CEP	CD	OBV	SP	SR	C	TC
EVE	2	3	4	4	4	2	3
MEFT	2	3	3	2	4	2	3
MRAC	2	3	4	2	4	3	4
FKE	2	2	2	2	1	4	5
ISAF	2	1	1	2	2	2	2

Tabela 4.1: Tabela de comparação entre os sistemas sem sensores de velocidade

Capítulo 5

Controle Adaptativo no Acionamento de Máquinas Assíncronas

5.1 Introdução

O controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico (*IFOC*) tem sido bastante utilizado em acionamentos de alto desempenho com máquinas assíncronas [36]. O grande problema deste tipo de acionamento é a dependência paramétrica. O parâmetro mais importante da máquina neste controle é a constante de tempo rotórica (τ_r), que varia com a temperatura. A variação desse parâmetro produz o acoplamento do fluxo e conjugado. De forma a evitar este problema, pode-se pensar em procedimentos para correção em tempo real desse parâmetro.

Várias técnicas adaptativas têm sido propostas para compensar os efeitos das variações em τ_r no acionamento *IFOC*. Dentre elas, destacam-se as técnicas adaptativas tipo modelo de referência (*MRAC*) [49], [10]. Nestas técnicas, utiliza-se um modelo de referência, que geralmente depende dos parâmetros da máquina. Em um estudo recente [26], concluiu-se que as técnicas ou modelos de referências adequados seriam aquelas que não dependessem dos parâmetros rotóricos e que não necessitassem de hardware adicional para a sua implementação.

Neste capítulo, é apresentada uma nova estratégia de adaptação do *IFOC* que permite a operação do sistema sintonizado e sem medição de velocidade. É realizado um estudo comparativo da sensibilidade paramétrica dos modelos de referência utilizados nos controladores adaptativos para esta estratégia. Este estudo é feito para várias condições de velocidade e conjugado, em regime permanente e transitório. Como conclusão, determina-se qual é o melhor modelo para esta estratégia dentre os analisados.

5.2 Controle Adaptativo

Na linguagem cotidiana, a palavra adaptar é pretender mudar um comportamento para se conformar a circunstâncias novas. Intuitivamente um controlador adaptável procura modificar seu comportamento em resposta a mudanças na dinâmica do processo. Uma planta com realimentação simples também tenta reduzir os efeitos das perturbações e incertezas da planta. Porém, um sistema de realimentação de ganho constante não é um sistema adaptativo [2].

Devido à dificuldade de encontrarmos uma definição definitiva de controle adaptativo, citaremos a de [2], na qual um controlador adaptável é um controlador com parâmetros ajustáveis e um mecanismo para ajustar os parâmetros. O controlador se torna não linear por causa do mecanismo de ajuste dos parâmetros. Porém, tem uma estrutura muito especial. Considerando que sistemas não lineares apresentam um certo grau de dificuldade em se manipular, faz sentido considerar classes especiais de sistemas não lineares. Um sistema de controle adaptável pode ser representado por duas malhas de realimentação. Uma das malhas é a realimentação normal da variável a ser controlada. A outra malha é para o ajuste dos parâmetros. A malha de ajuste de parâmetros é frequentemente mais lenta que uma malha de realimentação normal. A figura 5.1 mostra um diagrama de blocos de um sistema adaptável.

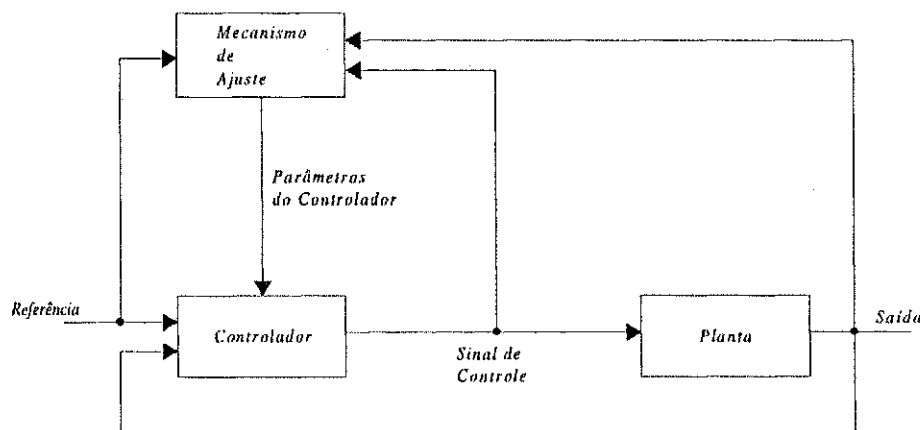


Figura 5.1: Diagrama de blocos de um sistema adaptativo.

Numa outra forma de definirmos [11], sistema adaptativo é aquele que mede um certo índice de desempenho usando as entradas, estados e saídas do sistema (planta), compara este índice com um valor de referência (modelo de referência) e através de um mecanismo de adaptação modifica os parâmetros do controlador de tal forma a minimizar a discrepância

entre o modelo e a planta.

Segundo [7], o controle adaptativo pode ser classificado como explícito ou implícito. Um exemplo simples de controle adaptável explícito ou direto é o controle de escalonamento de ganho, que pode controlar a velocidade do sistema controlando a sua inércia (J), um parâmetro já conhecido. Um exemplo mais complexo seria o regulador de auto-sintonia.

O exemplo do método de controle adaptável implícito ou indireto é o modelo de referência (*MRAC*). Tal controle apresenta um desempenho robusto, isto é, a resposta não é afetada por qualquer variação de parâmetros, ou efeito de perturbação de carga. No *MRAC*, a resposta de planta é forçada a localizar a resposta de um modelo de referência independente de variação de parâmetro, da planta ou perturbação de carga.

A grande quantidade de controladores existentes, provoca um dos problemas mais comuns na indústria, que é a escolha do tipo de controlador a ser usado. Na figura 5.2, descreve-se um procedimento para facilitar a decisão de qual controlador a ser aplicado no sistema.

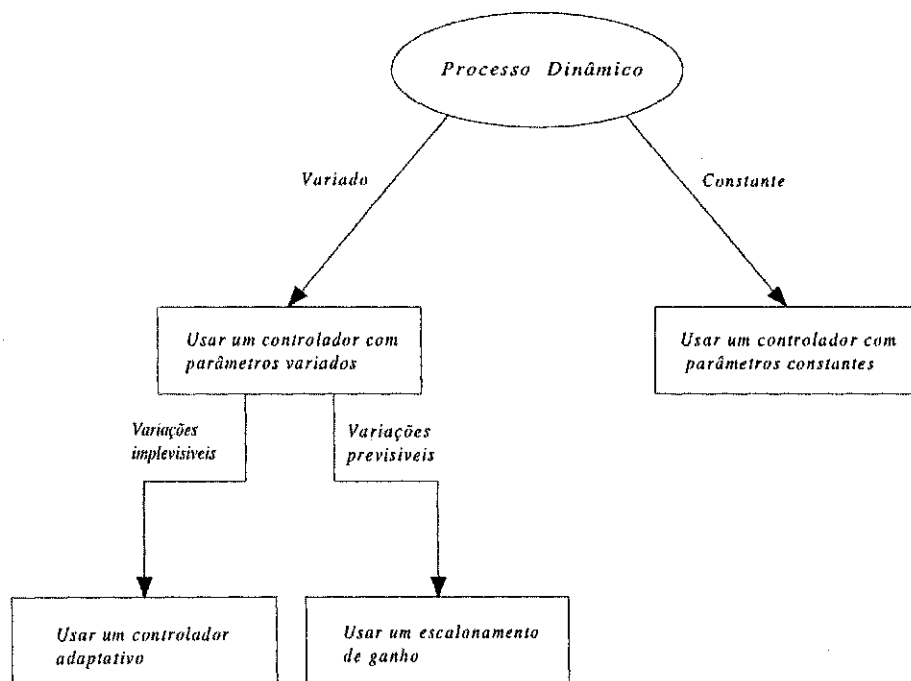


Figura 5.2: Procedimento para decidir que tipo de controlador a ser usado.

5.2.1 Esquemas Adaptativos

Nesta seção apresentaremos três esquemas de controle adaptativos: escalonamento de ganho, modelo de referência e regulador de auto-sintonia.

Escalonamento de ganho

Em muitos casos, é possível achar variáveis mensuráveis que correlatam bem com as mudanças na dinâmica do processo. Estas variáveis podem ser usadas para mudar os parâmetros do controlador, por terem sido usados para calcular inicialmente os ganhos do controlador. Assim, permite-se que o controlador possa compensar as mudanças dos ganhos no processo.

A figura 5.3 mostra o diagrama de blocos do sistema com ganho escalonado. O diagrama apresenta um sistema com duas malhas. Há uma malha interna composta do processo e do controlador e uma malha de realimentação para que os parâmetros do controlador sejam modificados em função das condições operacionais. O sistema de escalonamento de ganho pode ser considerado como o mapeamento dos parâmetros do processo para parâmetros do controlador. Pode ser implementado como uma função ou uma tabela de ganhos.

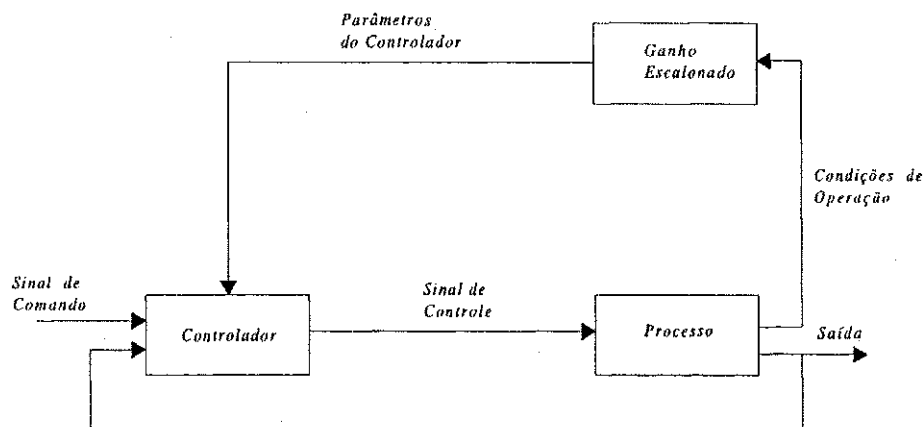


Figura 5.3: Diagrama de blocos de um sistema de escalonamento de ganho.

O conceito de escalonamento de ganho originou-se devido ao desenvolvimento de sistemas de controle de voo. Nesta aplicação a posição do *mach* e a altitude eram medidos através de sensores e usados na programação das variáveis.

Modelo de referência - MRAC

O esquema básico do *MRAC* é mostrado na figura 5.4. Neste caso, o modelo de referência está conectado em paralelo com o sistema. Porém, outras possibilidades podem ser implementadas como, por exemplo, conexão em série ou em uma combinação série/paralelo. O sistema pode ser imaginado como constituído de duas malhas: uma interna correspondendo a planta e ao controlador, e outra externa correspondendo ao mecanismo de ajuste do controlador.

O modelo de referência fornece a resposta desejada à planta (sistema ajustável). Ou seja, especifica, em termos da entrada e estados do modelo, um dado índice de desempenho.

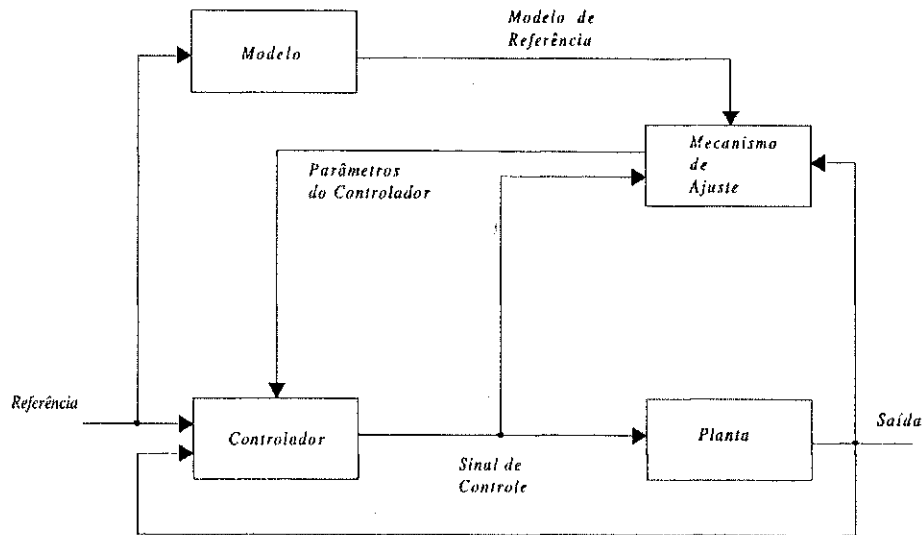


Figura 5.4: Diagrama de blocos de um sistema adaptativo de modelo de referência.

A tarefa do mecanismo de adaptação é minimizar uma função da diferença entre a saída da planta e a saída do modelo de referência. Isto é feito variando-se os parâmetros do controlador quando o *MRAC* está atuando com o objetivo de controle, ou variando-se os parâmetros do modelo, no caso de estimação de parâmetros. Neste último caso, as funções do modelo de referência e do modelo ajustável são invertidas.

Regulador de auto-sintonia - (*Self-tuning Regulators-STR*)

O desenvolvimento de um sistema de controle envolve muitas tarefas como modelagem, determinação de uma lei de controle, implementação, e validação. O regulador de auto-sintonia (*STR*) tenta automatizar algumas destas tarefas. Isto é ilustrado na figura 5.5, que apresenta um diagrama de blocos de um processo com um regulador de auto-sintonia. Considere-se que a estrutura do modelo do processo é especificada. São calculados parâmetros do modelo *on-line*, e o bloco especificado "Estimação" na figura 5.5 dá uma estimativa dos parâmetros do processo. O bloco especificado "Projeto do Controlador", requer recursos computacionais que são exigidos para executar o projeto do controlador através de um método especificado e alguns parâmetros de projeto que podem ser escolhidos externamente. O bloco chamado "Controlador" é uma implementação do controlador cujos parâmetros são obtidos a partir do projeto de controle.

O nome "regulador de auto-sintonia" vem de trabalhos recentes. A razão principal para usar um controlador adaptável é que o processo ou seu ambiente está mudando continuamente. É difícil de analisar tais sistemas. Para simplificar o problema, poderemos considerar que o processo seja constante, contudo parâmetros desconhecidos. O termo auto-sintonia foi usado para expressar a propriedade que os parâmetros do controlador têm

de convergir, como fosse projetado se o processo fosse conhecido. Um resultado interessante era que isto pudesse acontecer até mesmo se a estrutura do modelo estivesse incorreta.

Podemos executar as tarefas mostradas no diagrama de blocos de diferentes formas. Há muitas possíveis escolhas de modelo e estruturas de controlador. A estimação pode ser executada continuamente ou em grupos. Também é possível usar esquemas híbridos nos quais controle é executado continuamente e os parâmetros são atualizados discretamente. Também há uma variedade grande de técnicas que podem ser usadas para o projeto de controle do sistema. Também é possível considerar a não linearidade do modelo. Embora muitos métodos de estimação proverão estimativas de incertezas de parâmetro, estes não são usados tipicamente no projeto do controle.

O controlador mostrado na figura 5.5 possui uma estrutura muito rica. A escolha de estrutura do modelo e seus parâmetros são assuntos importantes para os reguladores de auto-sintonia. Um dos problemas é calcular os parâmetros da função de transferência do processo. Isto dá um algoritmo adaptável indireto. Os parâmetros de controlador não são atualizados diretamente, mas indiretamente pela estimação do modelo do processo.

Frequentemente, o modelo é equacionado tal que os parâmetros de controlador podem ser calculados diretamente. Isso é um algoritmo adaptável direto. É conveniente dividir os algoritmos de auto-sintonia em indiretos e diretos, mas a distinção não deve ser enfatizada. A idéia básica em ambos os tipos de algoritmos é identificar alguns parâmetros que são relacionados ao processo e ou as especificações do sistema.

Conforme [2], podemos afirmar que o regulador adaptativo *MRAC* é obtido do regulador de auto-sintonia direto, realizando as devidas adaptações.

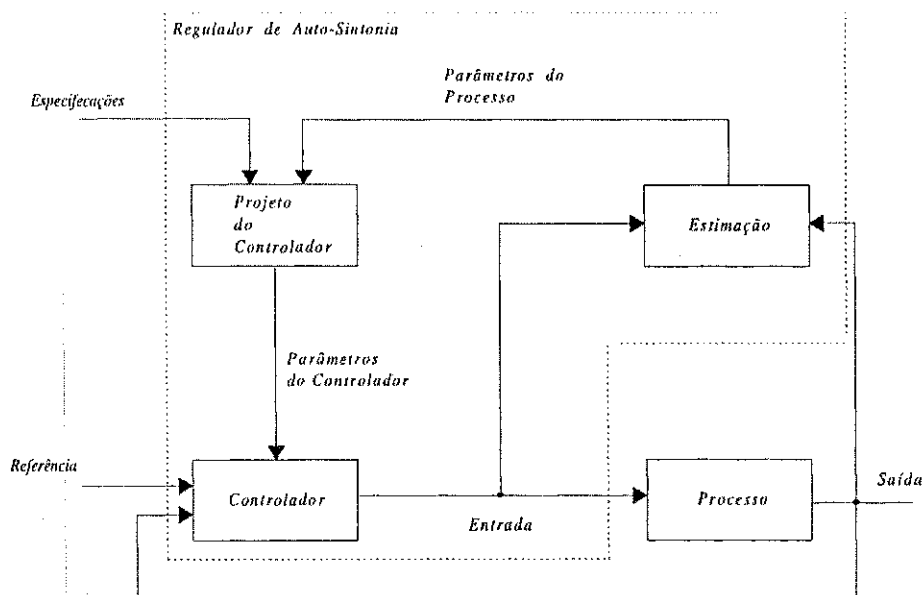


Figura 5.5: Diagrama de blocos do regulador de auto-sintonia.

5.3 MRAC aplicado a máquinas assíncronas

O objetivo básico dos controladores adaptativos utilizados nos acionamentos de máquinas assíncronas é corrigir as variações na constante de tempo rotórica, que pode variar com a temperatura, saturação e efeito pelicular. A finalidade do controle é manter a máquina com orientação pelo campo através do comando de escorregamento

$$\omega_{br} = \frac{l_m}{\phi_r \tau_r} i_{sq}^{b*} = k_s i_{sq}^{b*} \quad (5.1)$$

Na figura 5.6 mostra-se o diagrama de blocos de um controlador adaptativo típico usado em acionamentos com máquinas assíncronas. O esquema adaptativo da figura 5.6 é basicamente o mesmo proposto em [49] e [35] para corrigir as variações na constante de tempo rotórica. Neste esquema, $y^*(t)$ é a variável de referência do MRAC. O erro de adaptação é definido por $e(t) = y^*(t) - \hat{y}(t)$, onde $\hat{y}(t)$ é obtido das quantidades medidas nos terminais da máquina. A entrada para o mecanismo de adaptação, neste caso um controlador *PI*, é o erro de adaptação $e(t)$, multiplicado pela componente de corrente que produz conjugado de referência i_{sq}^{b*} . O sinal de saída do controlador *PI* é uma estimação do ganho do escorregamento k_s conforme (5.1). Este ganho determina a frequência de escorregamento ω_{br}^* de referência da máquina.

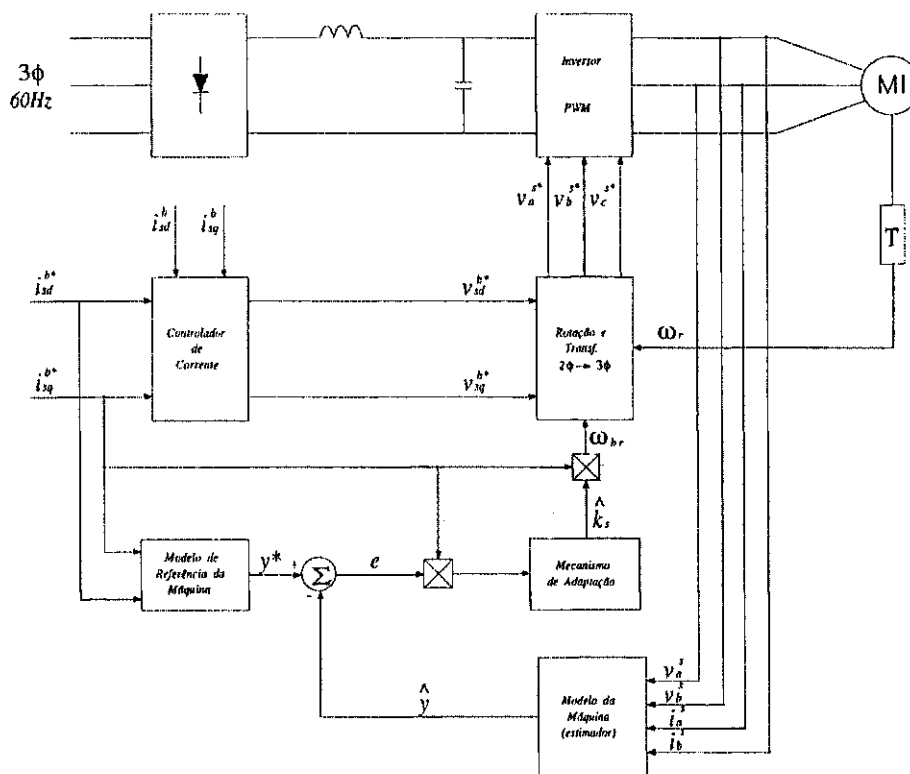


Figura 5.6: Diagrama de blocos da estratégia MRAC.

Este tipo de controle ganhou grande aplicação nos acionamentos de máquinas assíncronas a partir do trabalho de Garces [16]. Desde de então, houve um grande número de

publicações a respeito do assunto [49], [35], [32].

Em [49] e [35] são apresentados uma série de modelos de referência utilizados em *MRAC* para sintonizar controladores *IFOC* em acionamentos de máquinas assíncronas e que satisfazem algumas das condições citadas por Krishnan *et alii* em [26]. Estes modelos serão os modelos analisados neste capítulo e são descritos a seguir. Vale a pena ressaltar que, controle adaptativo tipo modelo de referência é apenas uma das linhas de pesquisa que visa compensar os efeitos das variações em τ_r , os quais foram vistos no Capítulo 3.

Modelo de Tensão eixo-d Este modelo é obtido através das equações *IFOC* em regime permanente e da equação de tensão de eixo-d [17]. A equação do modelo de referência empregada para v_{sd}^{b*} é dada por

$$v_{sd}^{b*} = \widehat{r}_s i_{sd}^{b*} - \omega_b^* \widehat{\sigma} l_s i_{sq}^{b*} \quad (5.2)$$

onde $\widehat{\sigma} l_s = \widehat{l}_s - \widehat{l}_{rn}^2 / l_r$, o símbolo ' $\widehat{}$ ' significa grandeza estimadas. Em (5.2), i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} são as correntes de referência de eixos dq e ω_e é a frequência angular do vetor fluxo rotórico em relação ao estator. Estas correntes são definidas num referencial alinhado com o vetor fluxo rotórico.

Modelo de Tensão eixo-q Este modelo é obtido através das equações *IFOC* em regime permanente e da equação de tensão de eixo-q [17]. A equação do modelo de referência empregada para v_{sq}^{b*} é dada por

$$v_{sq}^{b*} = \widehat{r}_s i_{sq}^{b*} + \omega_b^* \widehat{l}_s i_{sd}^{b*} \quad (5.3)$$

Modelo de Conjugado O conjugado eletromagnético gerado por uma máquina assíncrona sob condições *IFOC*, pode ser expresso em função de i_{sd}^b e i_{sq}^b [17]. O modelo de referência de conjugado C_e^* é dado por

$$C_e^* = p (\widehat{l}_s - \widehat{\sigma} l_s) i_{sd}^{b*} i_{sq}^{b*} \quad (5.4)$$

onde p é o número de pares de pólos.

Uma outra possibilidade de cálculo de C_e^* , é subtrair o termo resistivo de (5.8) e dividir o resultado pela velocidade mecânica ω_r . O conjunto eletromagnético não é, em geral, disponível. Neste caso, \widehat{C}_e deve ser computado a partir das grandezas terminais da máquina [35].

Modelo de Potência Reativa A potência reativa absorvida por uma máquina assíncrona pode ser expressa por

$$Q = v_{sq}^b i_{sd}^b - v_{sd}^b i_{sq}^b \quad (5.5)$$

A variável de referência deste modelo Q^* é obtida substituindo (5.2) e (5.3) em (5.5), resultando em

$$Q^* = \omega_b^* \left(\widehat{l}_s (i_{sd}^{b*})^2 + \widehat{\sigma l}_s (i_{sq}^{b*})^2 \right) \quad (5.6)$$

Modelo de Potência Ativa A potência ativa absorvida por uma máquina assíncrona pode ser expressa por

$$P = v_{sd}^b i_{sd}^b + v_{sq}^b i_{sq}^b \quad (5.7)$$

A variável de referência deste modelo P^* é obtida substituindo (5.2) e (5.3) em (5.7), resultando em

$$P^* = \widehat{r}_s (i_{sd}^{b*})^2 + \widehat{r}_s (i_{sq}^{b*})^2 + \omega_b^* (\widehat{l}_s - \widehat{\sigma l}_s) i_{sd}^{b*} i_{sq}^{b*} \quad (5.8)$$

5.4 Estratégia Proposta

Procurando atender aos requisitos citados por Krishnan *et alii* [26], apresentamos uma nova estratégia de controle adaptativo a modelo de referência (*MRAC*), cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 5.7, baseada nos mesmos princípios propostos por Lorenz *et alii* [35] e Rowan *et. alii* [49].

Neste mecanismo de adaptação, estima-se a velocidade angular $\widehat{\omega}_r$, que será adicionada à frequência de escorregamento de referência para determinar a frequência síncrona do vetor fluxo rotórico ($\widehat{\omega}_b = \omega_{br}^* + \widehat{\omega}_r$).

O ponto chave do esquema proposto é que as mudanças na constante de tempo rotórica que deveriam ser compensadas pelo cálculo da frequência de escorregamento ω_{br}^* , serão compensadas pela velocidade estimada $\widehat{\omega}_r$, mantendo o controle pelo princípio do campo orientado indireto, desta forma podemos classificá-la como técnica de sintonização indireta de τ_r . É importante ressaltar que nenhum dispositivo eletromecânico é utilizado para medição de ω_r . Percebemos um menor custo e a utilização apenas das grandezas primárias no controle, permitindo que o novo método torne-se mais robusto.

No esquema da figura 5.7, $y^*(t)$ é a variável de referência da estratégia *MRAC*. O erro de adaptação é definido por

$$e(t) = y^*(t) - \widehat{y}(t) \quad (5.9)$$

onde $\widehat{y}(t)$ é obtido a partir das grandezas terminais da máquina. O erro de adaptação é multiplicado por um sinal de referência de entrada (i_{sd}^{b*} ou i_{sq}^{b*}) devido a não linearidade do sistema de adaptação [35], no entanto, o sinal de referência escolhido foi o de i_{sq}^{b*} devido não provocar a correlação entre o sinal de entrada e de saída do mecanismo de adaptação, garantindo rejeição à perturbações. Este produto é a entrada do mecanismo de adaptação, neste caso um controlador *PI* de dinâmica bastante lenta para evitar mudanças abruptas

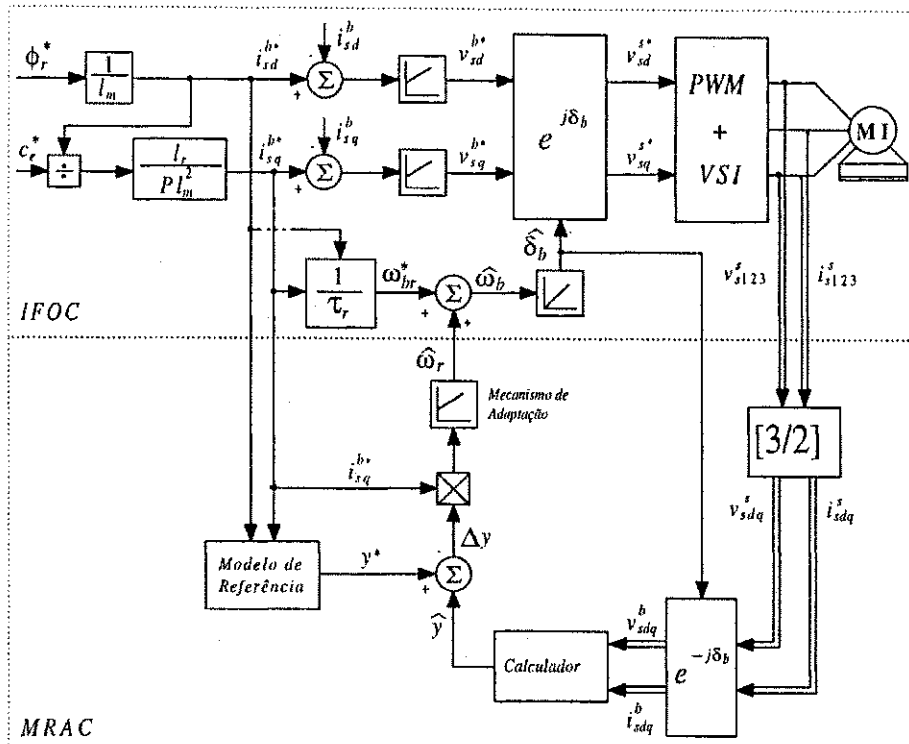


Figura 5.7: Diagrama de blocos do modelo proposto.

no sinal de saída do mecanismo de adaptação. Este mecanismo terá agora como resultado a estimação da velocidade rotórica da máquina, a qual será somada com a frequência de escorregamento definida por

$$\omega_{br} = \frac{l_m}{\phi_r T_r} i_{sq}^b = k_s i_{sq}^b \quad (5.10)$$

resultando na frequência do fluxo rotórico ω_b , que passará por um integrador para definir a posição.

Todos os modelos de referência da estratégia *MRAC* apresentados, poderão ser utilizados para gerar o $y^*(t)$, logo $\hat{y}(t)$ terá que acompanhar o modelo escolhido.

5.4.1 Estudo baseado em resultados de simulação

Para o estudo em regime permanente e transitório dos diversos modelos do *MRAC*, aplicados à nova estratégia, foi definido e implementado um detalhado programa de simulação digital do sistema completo (figura 2.1). Este programa foi elaborado na linguagem C, levando-se em considerações as possíveis configurações das variáveis controladas (fluxo/conjugado) e da escolha dos eixos de referência do modelo para cálculo dos controladores. Ele está dividido em três partes: definição das variáveis, modelo da máquina (representado pelo método de Runge-Kutta) e o controle.

Apresentaremos nas figuras 5.8 - 5.20 os resultados obtidos nas simulações utilizando todos os modelos do controle adaptativo tipo *MRAC* apresentados anteriormente, aplicando

agora a nova estratégia em malha aberta.

Todas as simulações foram executadas baseadas nas características nominais da máquina, com partida em repouso e sem carga. Contudo, não foi estabelecido um critério único para as simulações, devido aos modelos utilizados no controle adaptativo apresentarem diferentes perfis de sintonia, ou seja, os mecanismos de adaptação empregados em cada modelo não terem uma função linear para definição de seus ganhos.

Para generalizar avaliação do desempenho dos resultados obtidos nas simulações dos modelos estudados para a nova proposta, adotaremos critérios comuns aos modelos, os quais seguem relacionados:

1. O tempo de resposta das grandezas controladas (fluxo/conjugado);
2. Comportamento das componentes dq da corrente estatórica;
3. A manutenção do desacoplamento entre os controles de fluxo e conjugado, após a variação do conjugado de referência e da resistência rotórica;
4. O tempo de resposta da estratégia adaptativa no controle do conjugado à variação da resistência rotórica;
5. O percentual de variação da resistência rotórica.

O período de amostragem considerado foi de $100\mu\text{s}$ e a frequência de chaveamento do inversor é de 10 kHz.

As saídas dos controladores foram limitadas (saturadas). Estes limites foram definidos em função das características de cada estratégia e dos valores nominais da máquina. Esta limitação é necessária para manter as saídas dos controladores nos valores aceitáveis para a máquina, embora, leve a respostas mais lentas em transitórios quando a máquina ainda não se encontra magnetizada.

Foi aplicado uma variação de 5% a 30% do valor nominal da resistência rotórica, no modelo de simulação da máquina, este procedimento procurou representar uma simulação mais próxima da realidade.

Modelo de Conjugado

Nas figuras 5.8-5.11 são apresentados os resultados da simulação do modelo (5.4). As figuras 5.8 e 5.9 mostram as características transitórias a uma resposta em degrau a variação do conjugado de referência de 0, 2 Nm para $t \in [0; 0, 33]$, $C_e = -0, 1$ Nm para $t \in [0, 33; 0, 53]$ e $C_e = 0, 2$ Nm para $t \in [0, 53; 0, 6]$. Observe-se que na figura 5.8a a grandeza controlada (conjugado) apresentou um bom tempo de resposta ao seguir sua referência, proporcionando um erro máximo de 1% conforme apresentado na figura 5.8b. A velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$)

acompanha a variação da velocidade real da máquina e o erro máximo obtido foi de 1% conforme figuras 5.8c e 5.8d, respectivamente. A outra variável de controle (fluxo rotórico) está representada nas figuras 5.9c e 5.9d, onde percebemos uma resposta lenta. Contudo, o desacoplamento do controle das variáveis (fluxo/conjugado) permanece. As figuras 5.9a e 5.9b representam o comportamento da corrente i_{sq}^{b*} similar ao do conjugado.

A figura 5.10 mostra o caso em que a resistência do rotor apresenta uma variação de 30% do seu valor nominal no instante $t = 0,30s$ e retorna ao seu valor em $t = 0,45s$, esta mudança de valor foi aplicada no algoritmo de simulação da máquina. Observamos em 5.10a e 5.10b que o conjugado levou $0,08s$ para retornar a seguir sua referência, esta correção é devida à atuação do mecanismo de adaptação. Em 5.10c a velocidade estimada procura sintonizar o *IFOC* de forma a corrigir a variação a resistência rotórica, caso contrário provocaria a perda do desacoplamento entre fluxo e conjugado. Este desacoplamento é verificado em 5.11c e 5.11d, onde o fluxo segue sua referência sem sofrer interferência da modificação do valor de r_r . As figuras 5.11a e 5.11b representam o comportamento da corrente i_{sq}^{b*} similar ao do conjugado.

Modelo de Tensão *eixo-d*

Nas figuras 5.12-5.14 são apresentados os resultados da simulação do modelo (5.2). A figura 5.12 mostra as características transitórias a uma resposta em degrau a variação do conjugado de referência de $0,2 \text{ Nm}$ para $t \in [0; 0,2]$, $C_e = 0,1 \text{ Nm}$ para $t \in [0,2; 0,3]$ e $C_e = 0,2 \text{ Nm}$ para $t \in [0,3; 0,5]$. Observe-se que na figura 5.12a a grandeza controlada (conjugado) apresentou um bom tempo de resposta ao seguir sua referência. A velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) acompanha a variação da velocidade real da máquina conforme figura 5.12b. As figuras 5.12c e 5.12d apresentam o comportamento das componentes da corrente estatórica i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} .

O 5.13a e 5.14b mostram que as respostas do conjugado e do fluxo rotórico às suas referências respectivamente, são mais lentas que no modelo de conjugado. Porém o erro máximo de conjugado foi de 1% conforme apresentado no gráfico 5.13b. Em $t = 0,3s$ o valor nominal da resistência rotórica variou em +30%, fazendo o mecanismo de adaptação atuar, levando $0,12s$ para que o conjugado volte a seguir sua referência. Esta correção é observada nos gráficos 5.13d e 5.14a, onde a velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) se modifica para corrigir a variação de r_r . O desacoplamento entre o fluxo e conjugado é mantido conforme os gráficos 5.13c e 5.14b. A componente da corrente estatórica i_{sd}^{b*} mantém-se constante (figura 5.13c).

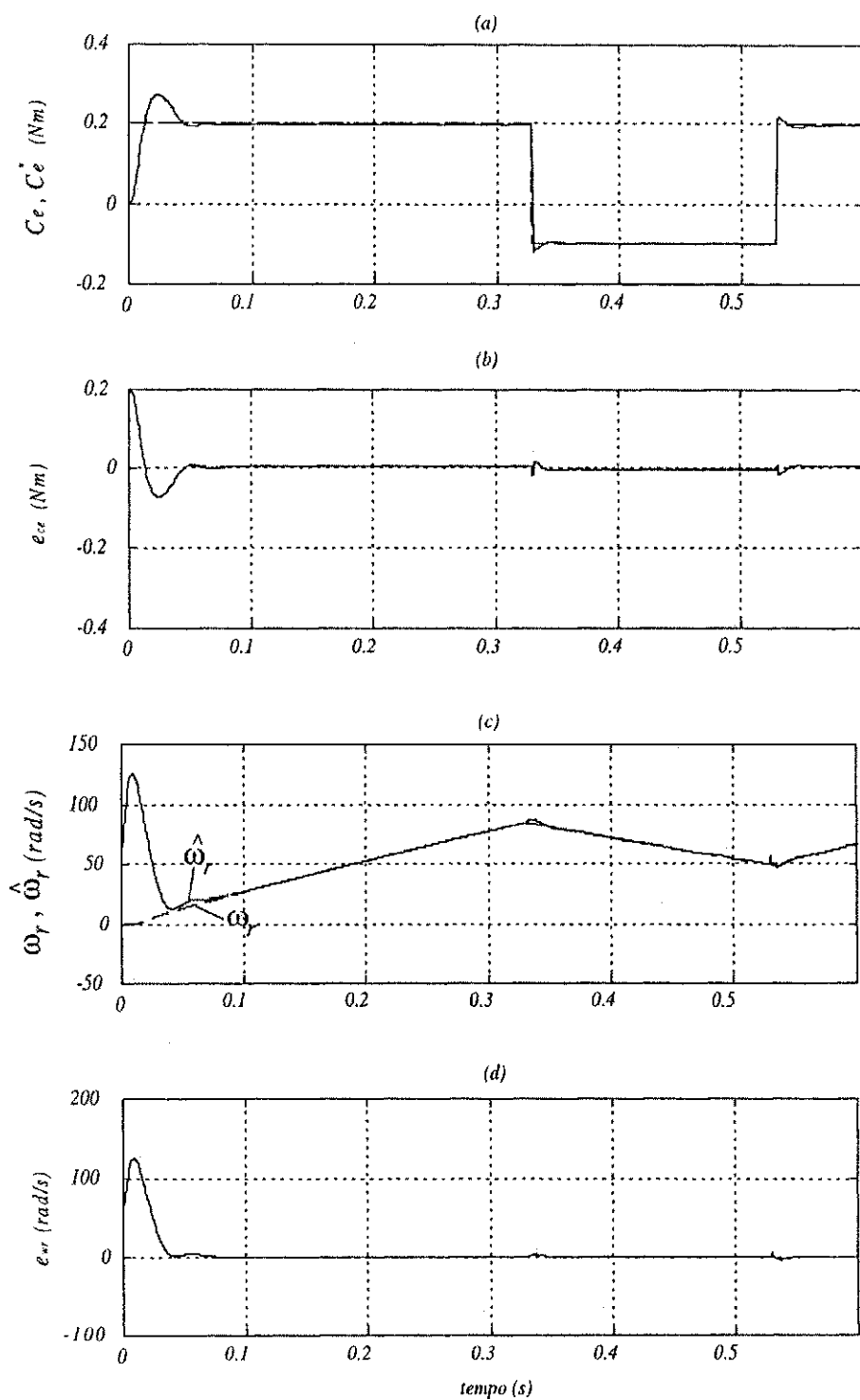


Figura 5.8: Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação do conjugado de referência.

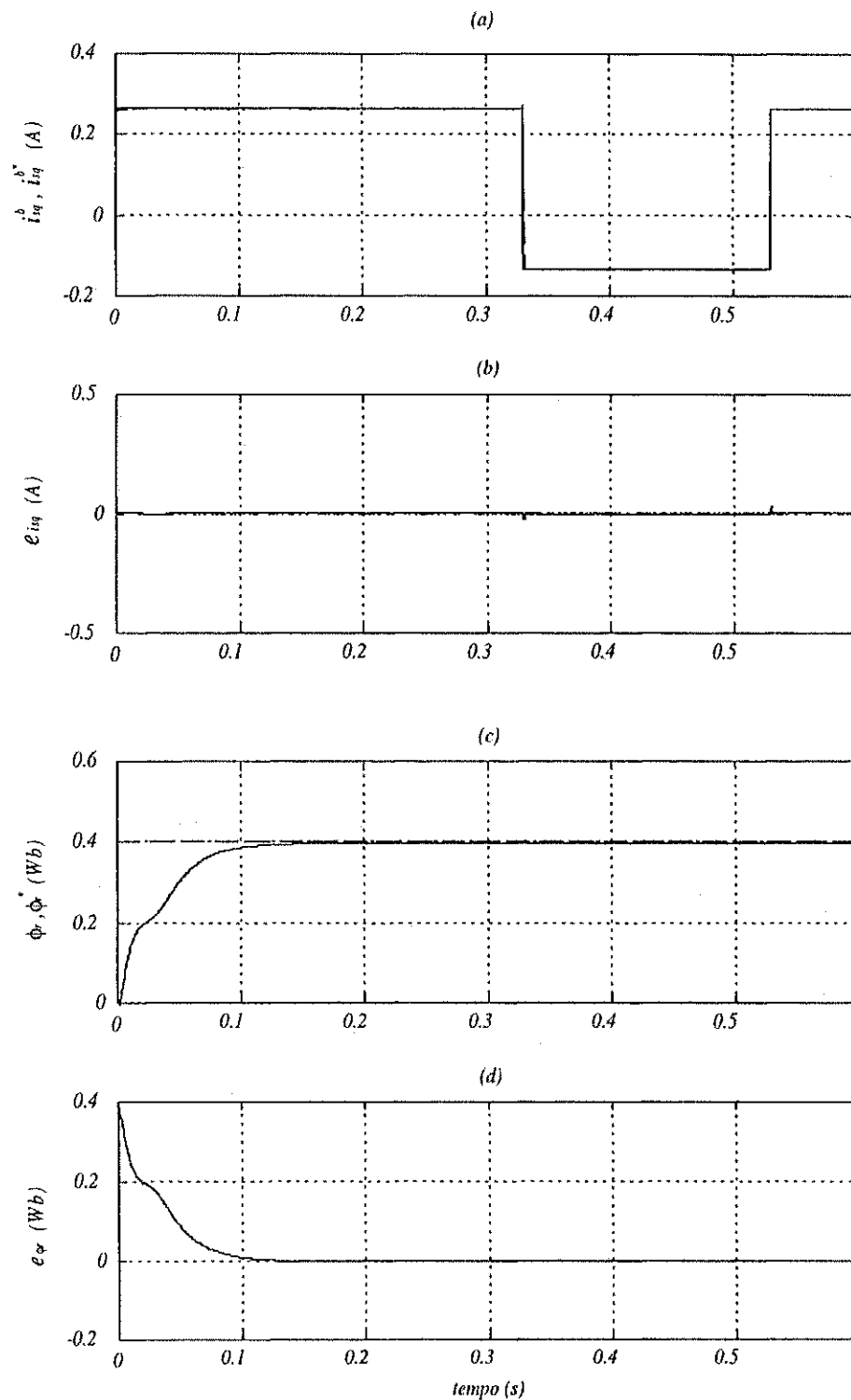


Figura 5.9: Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação do conjugado de referência.

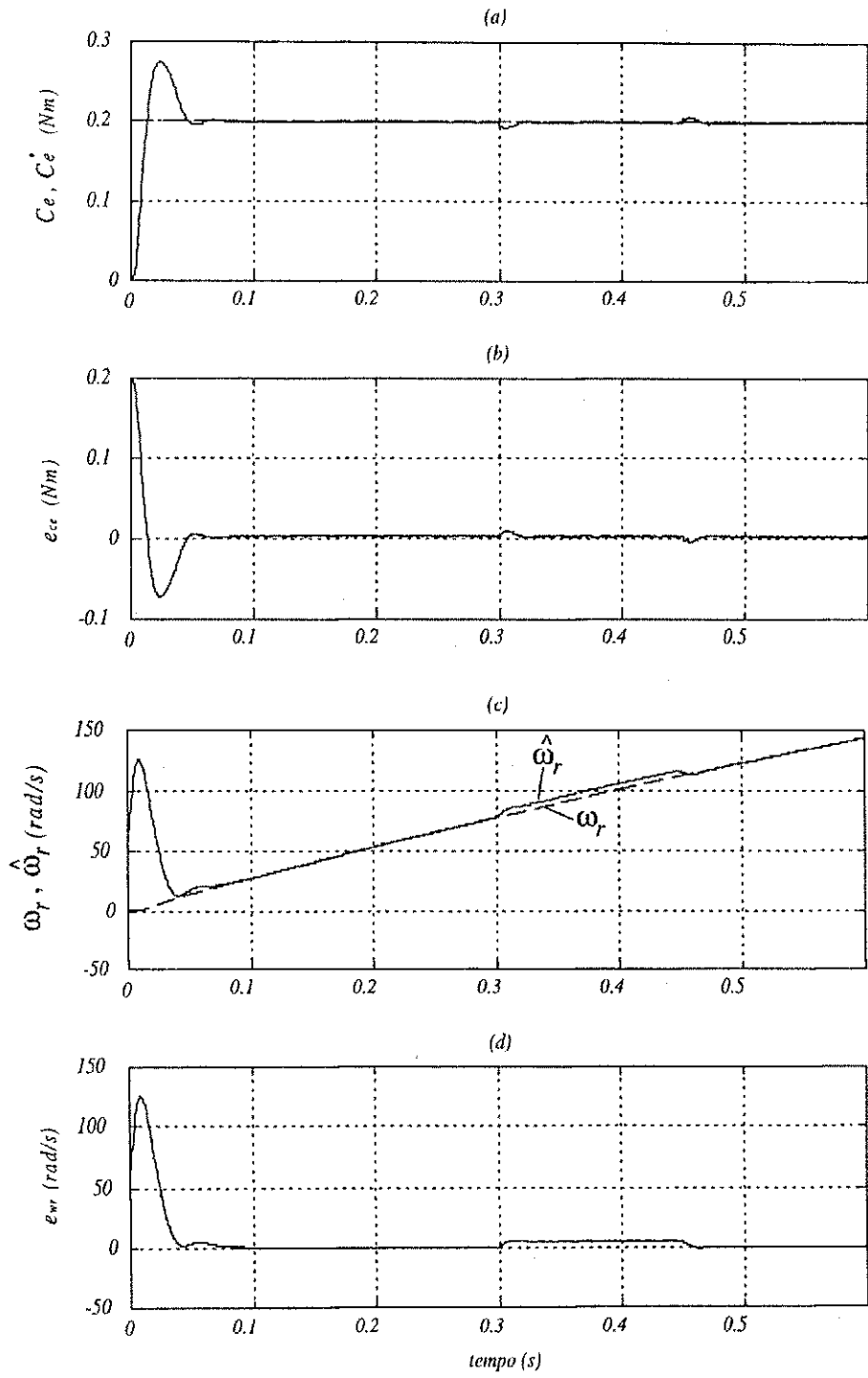


Figura 5.10: Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação da resistência rotórica.

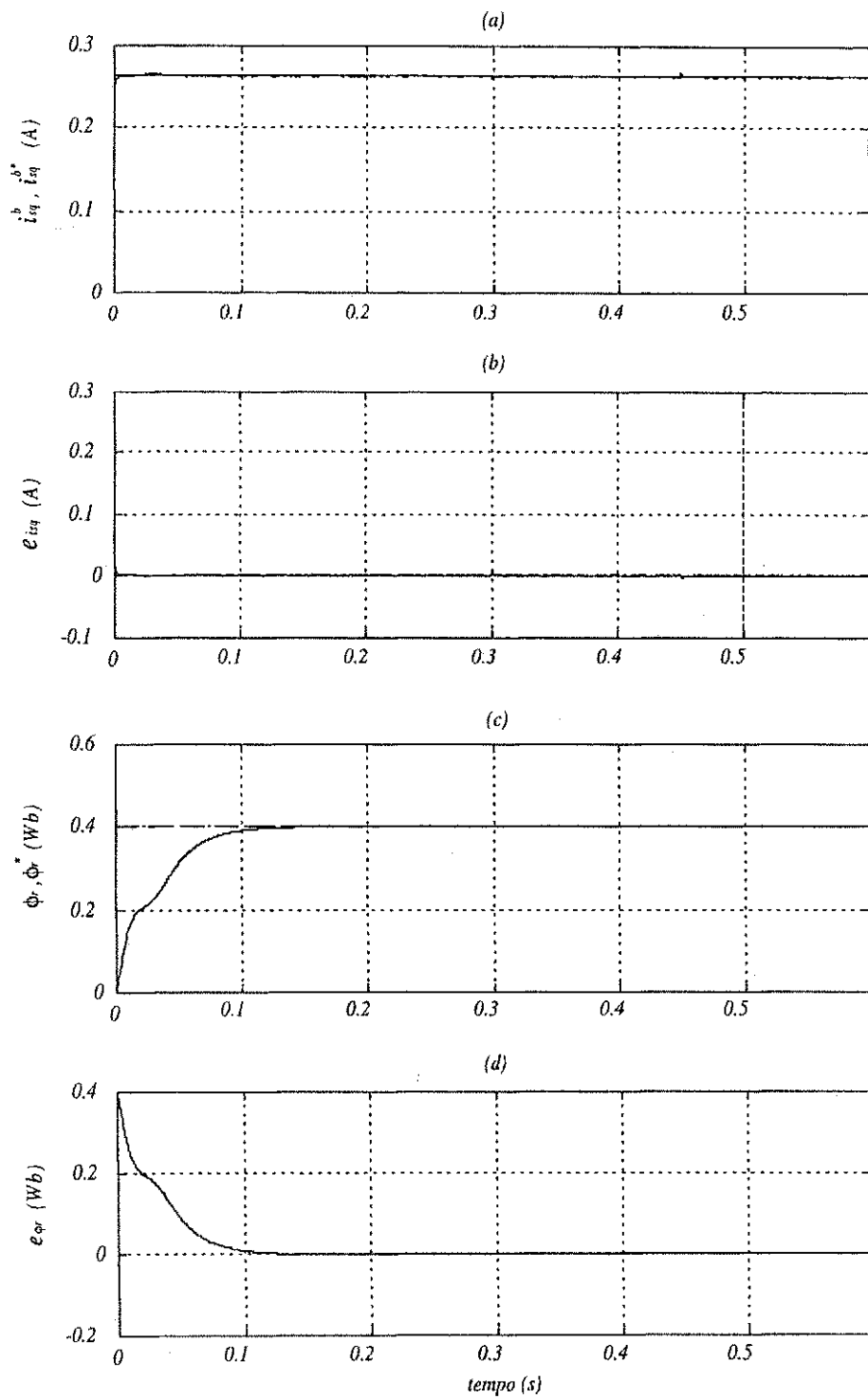


Figura 5.11: Características transitórias da estratégia-modelo de conjugado a uma variação da resistência rotórica.

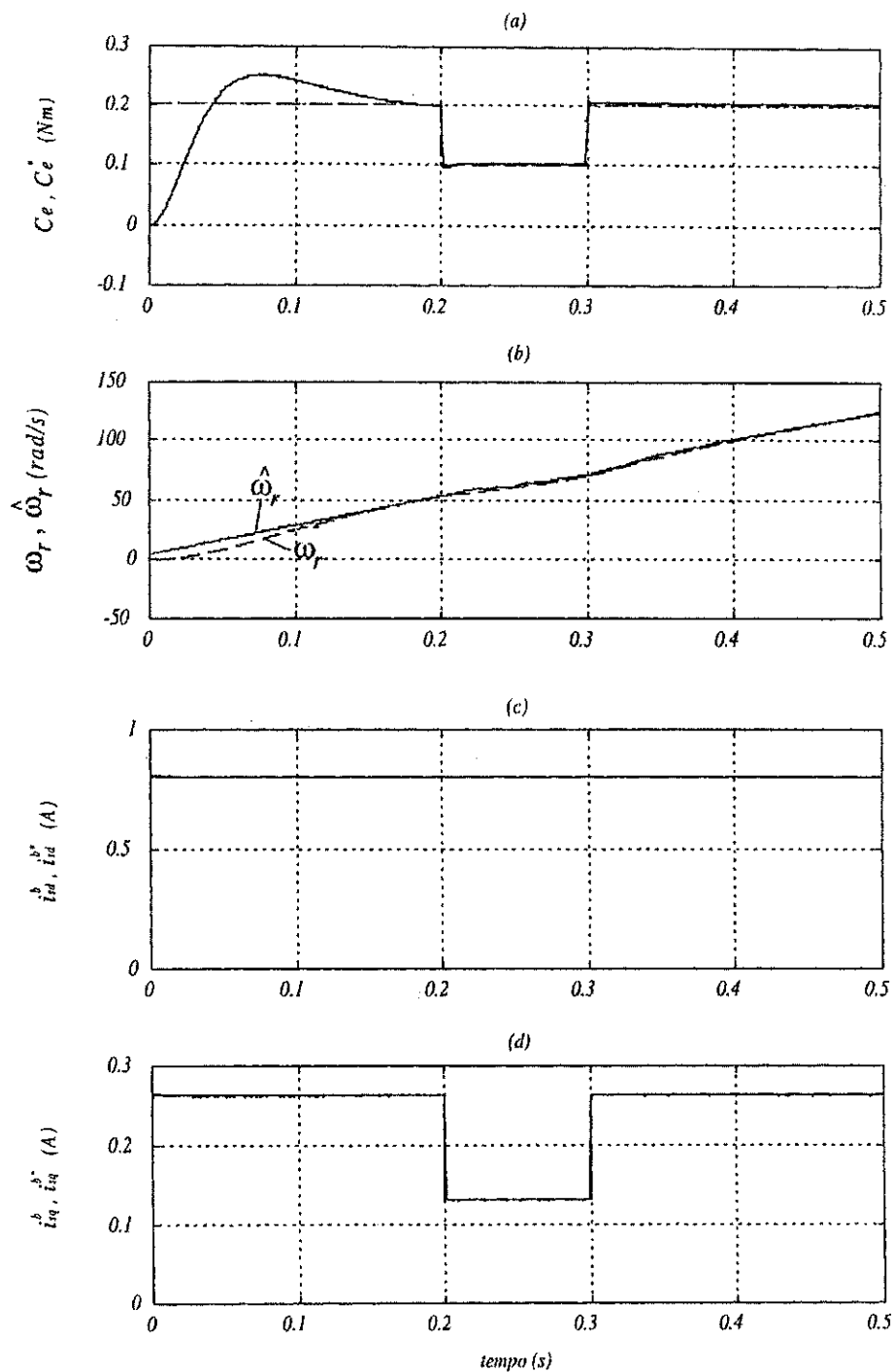


Figura 5.12: Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo-d, a uma variação do conjugado de referência.

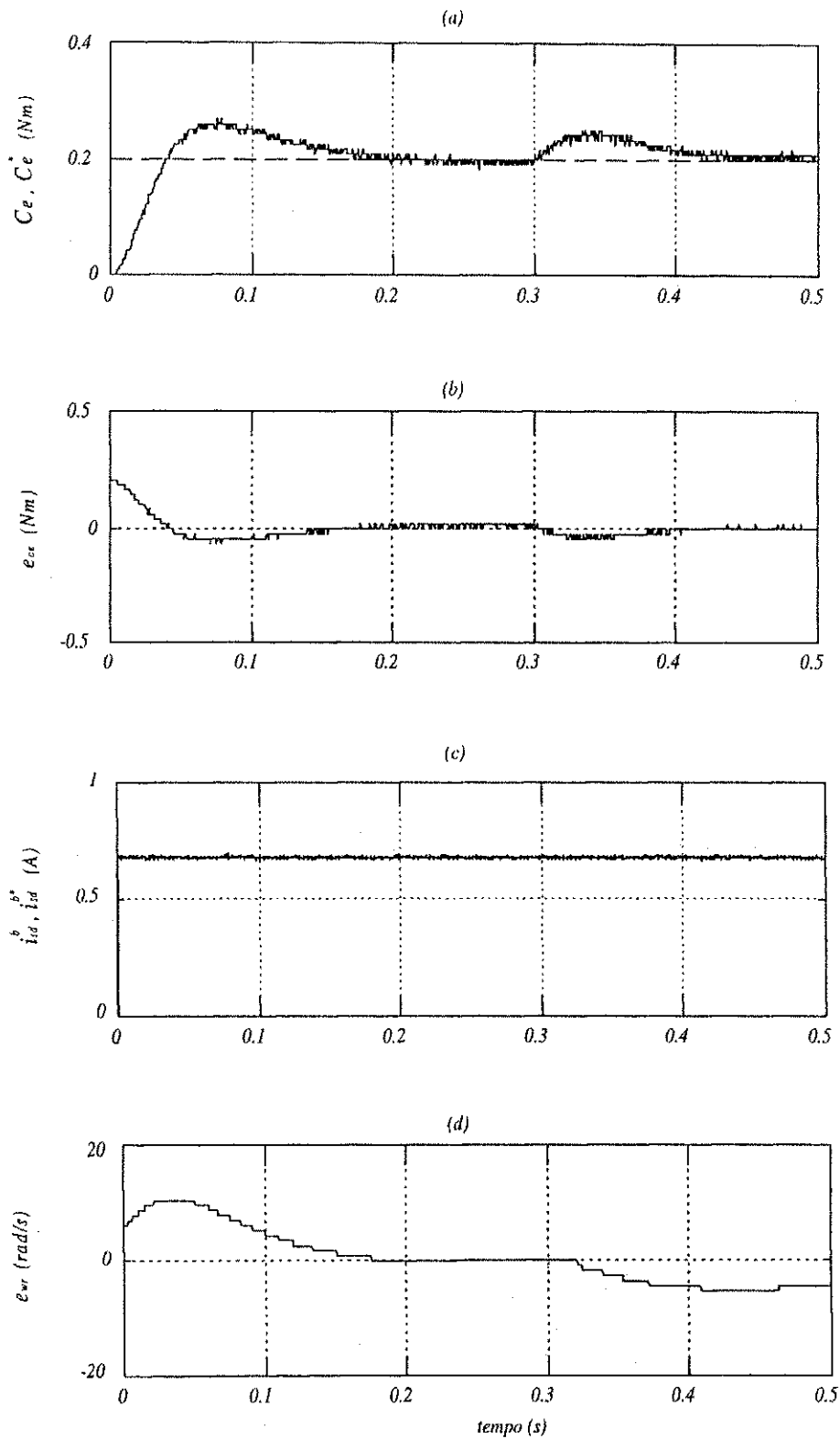


Figura 5.13: Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo-*d*, a uma variação do valor nominal da resistência rotórica.

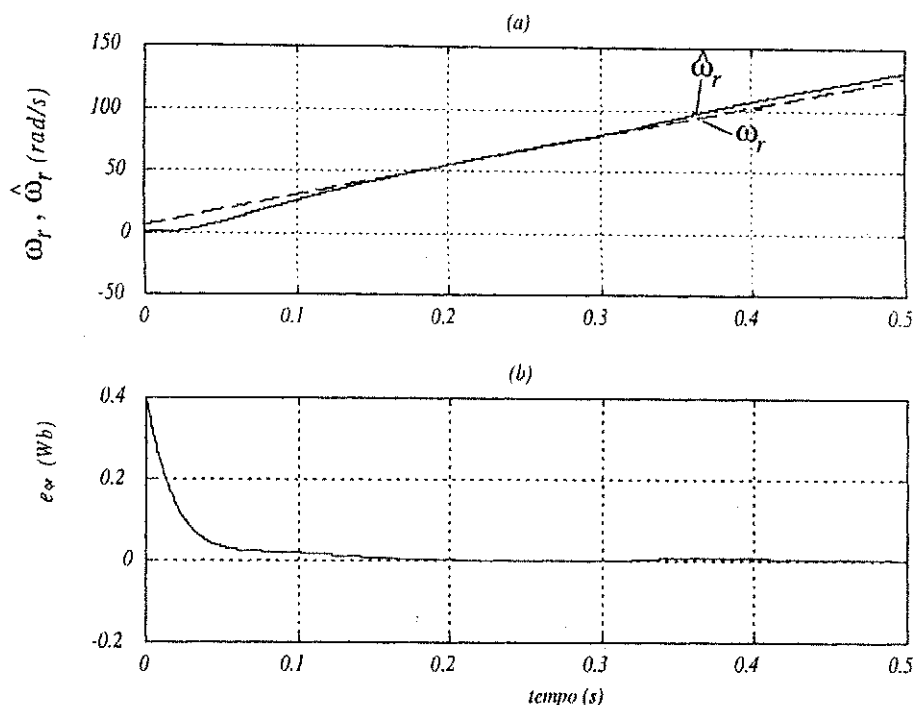


Figura 5.14: Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo- d , (a) Comportamento da velocidade estimada devido a variação da resistência rotórica, (b) o erro do fluxo rotórico.

Modelo de Tensão eixo- q

As figuras 5.15 e 5.16 apresentam as características transitórias dos resultados obtidos através de simulação do modelo (5.3). As figuras 5.15a e 5.16c mostram uma resposta do conjugado rápida, porém mais lenta que a obtida com o modelo de conjugado e apresentando uma oscilação residual ("ripple"), e uma resposta de fluxo mais rápida que aquela obtida com o modelo de conjugado. Em $t = 0,43$ s o valor nominal da resistência rotórica variou no máximo de +5%, devido a variações acima desse percentual o mecanismo de adaptação a perder o controle. Contudo, o modelo apresenta um tempo de resposta à variação da resistência rotórica de 0,1s. Esta correção é observada nos gráficos 5.15c e 5.15d, onde a velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) se altera para corrigir a variação de r_r . Verifica-se no gráfico 5.15b que o erro máximo de conjugado foi de 3%. O desacoplamento entre as grandezas se manteve como observado em 5.16d. As figuras 5.16a e 5.16b apresentam o comportamento e o erro da corrente estatórica no eixo q respectivamente, onde se observa que não há alteração de comportamento a variação da resistência rotórica.

Modelo de Potência Reativa

As figuras 5.17 e 5.18 apresentam as características transitórias dos resultados obtidos através de simulação do modelo (5.5). A figura 5.17a apresenta um tempo de resposta do

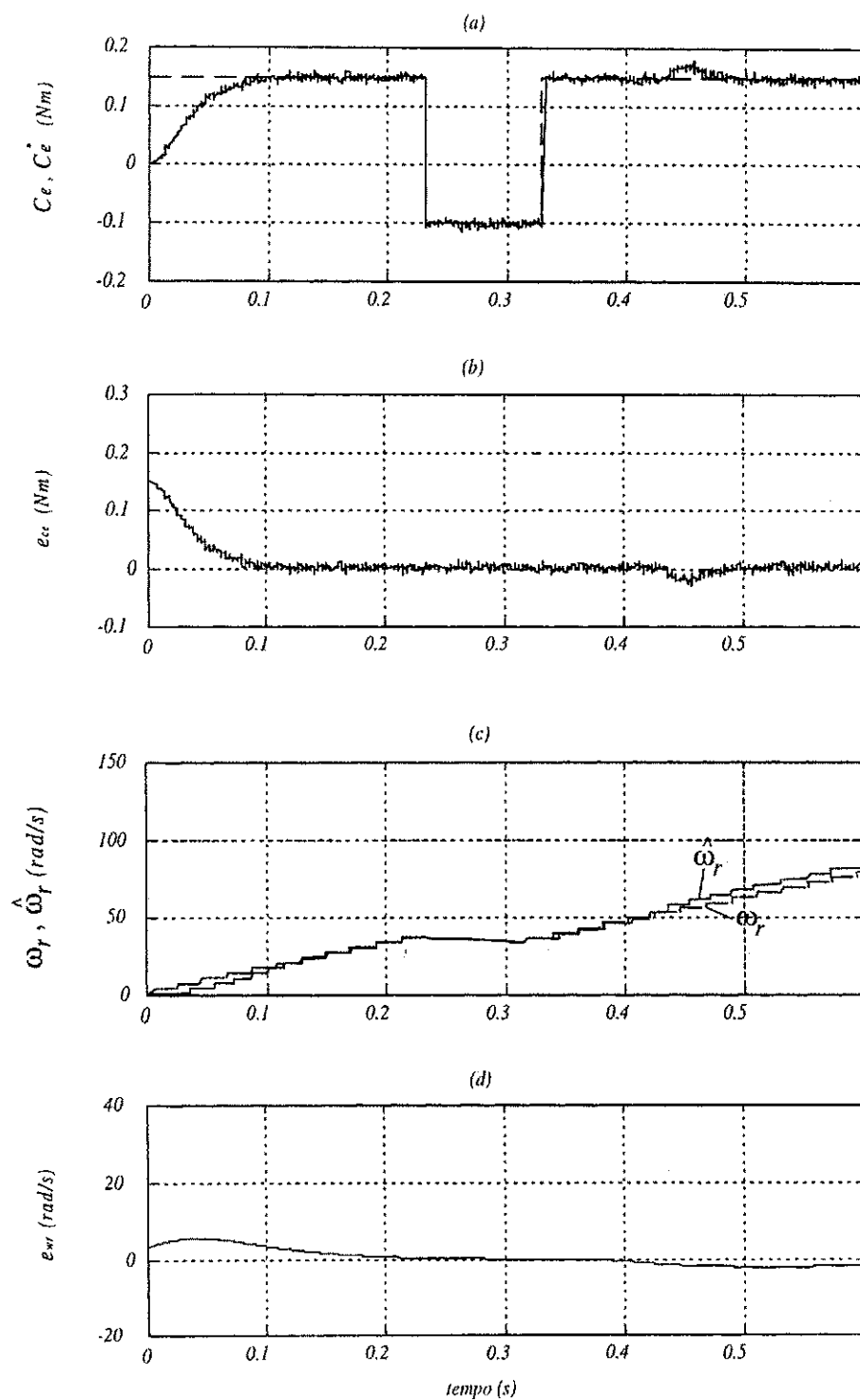


Figura 5.15: Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo q, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.

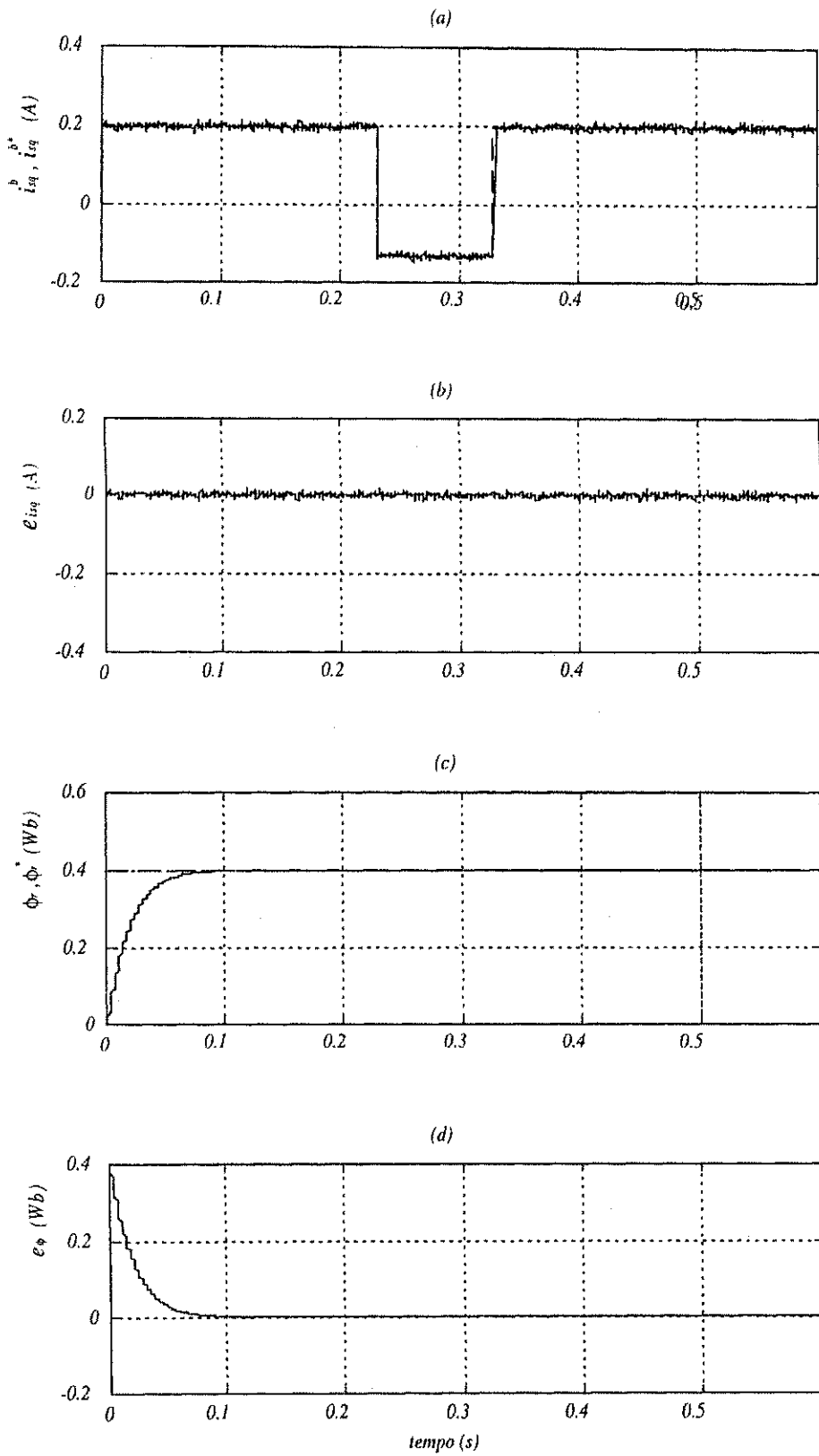


Figura 5.16: Características transitórias da estratégia-modelo de tensão eixo q, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.

conjugado próximo ao modelo de tensão eixo q . No instante $t \in [0, 18; 0, 25]$ o $C_e = -0,1$ Nm, para $t = [0, 25; 0, 6]$ o $C_e = 0,2$ Nm. O conjugado estimado seguiu a referência sem apresentar alteração, porém apresenta uma oscilação residual ("ripple"). Em $t = 0,3$ s a resistência rotórica variou 5% do valor nominal, devido o mecanismo de adaptação perder a sintonia para valores maiores. Contudo, o tempo de resposta para sintonizar o conjugado foi de 0,1s, em consequência das alterações em r_r . O gráfico 5.18c apresenta o tempo de resposta do fluxo rotórico próximo ao modelo de tensão de eixo q . O desacoplamento entre as grandezas se manteve como observado em 5.18d. As figuras 5.18a e 5.18b apresentam o comportamento e o erro da corrente estatórica no eixo d respectivamente, onde se observa que não há alteração de comportamento com a variação da resistência rotórica.

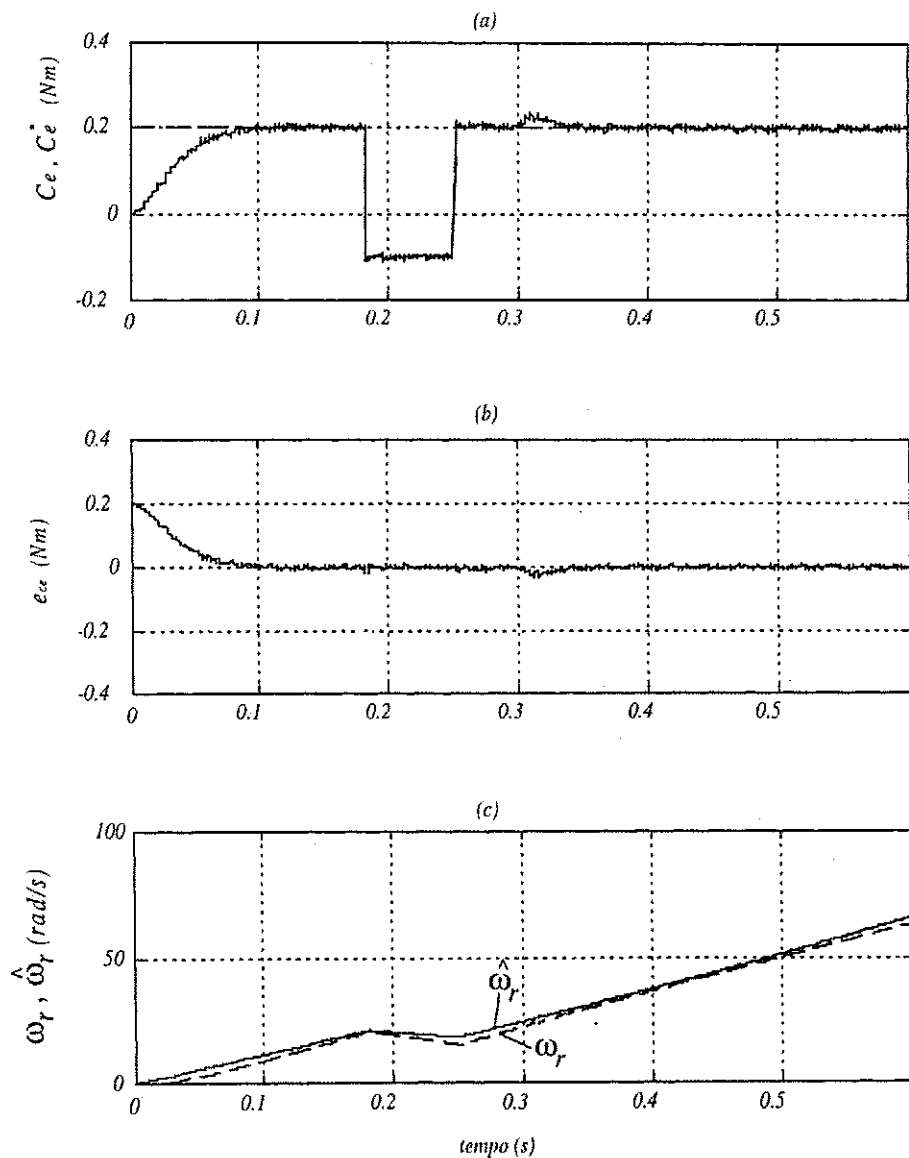


Figura 5.17: Características transitórias da estratégia-modelo potência reativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.

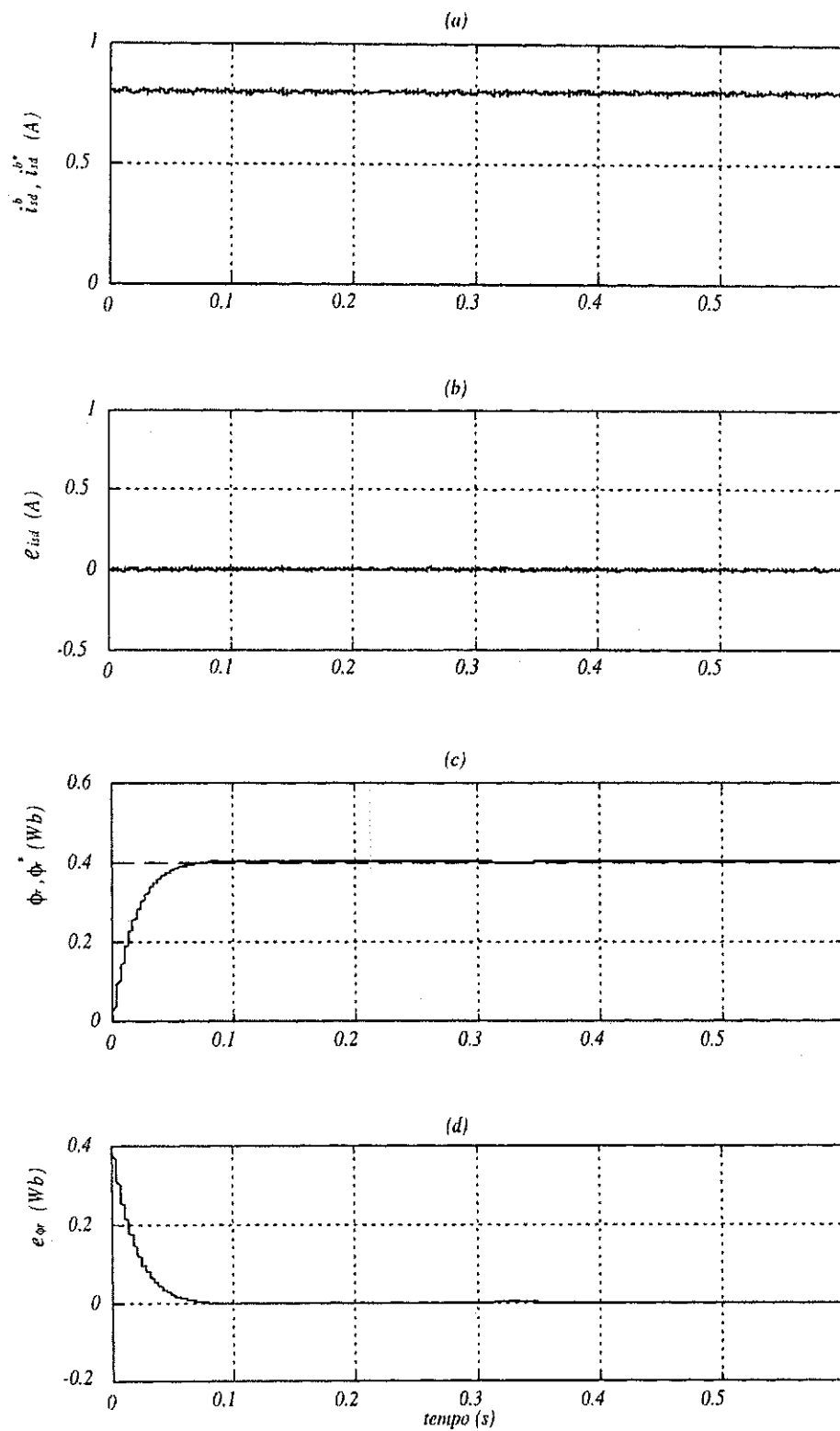


Figura 5.18: Características transitórias da estratégia-modelo potência reativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.

Modelo de Potência Ativa

As figuras 5.19 e 5.20 apresentam as características dos resultados obtidos através de simulação do modelo (5.8). A figura 5.19a mostra a resposta do conjugado próximo ao modelo de tensão eixo q . No instante $t \in [0, 33; 0, 43]$ o $C_e = 0, 15$ Nm e para $t \in [0, 43; 1, 2]$ o $C_e = 0, 20$ Nm. O conjugado estimado seguiu a referência sem apresentar alteração. Em $t = 0, 53$ s a resistência rotórica variou 30% do valor nominal, no mesmo momento em que a velocidade estimada $\hat{\omega}_r$ inicia a correção de ω_b através da atuação do mecanismo adaptativo que levou o tempo de 0,3s para realizar a sintonia do conjugado. O gráfico 5.19d apresenta o tempo de resposta do fluxo rotórico próximo ao modelo de tensão eixo q . O desacoplamento entre as grandezas se manteve como observado em 5.19d. As figuras 5.20a e 5.20c apresentam a corrente estatórica nos eixos dq respectivamente, onde se observa que não há alteração de comportamento devido a variação da resistência rotórica.

5.5 Sensibilidade Paramétrica

Nos modelos de referência da estratégia *MRAC* apresentados, a adaptação na estimação da velocidade é incluída para ajustar o controle *IFOC*, devido alterações da resistência rotórica. Porém, estes modelos possuem, em suas equações, parâmetros que (por exemplo: $l_s, \sigma l_s, r_s$), se variarem, poderão deteriorar o desempenho do *MRAC*. Então, realizamos um estudo das sensibilidades dos modelos de referência a variações em $l_s, \sigma l_s$ e r_s . Estas avaliações são feitas em diversas condições de carga e velocidade, conforme os resultados apresentados em [11], os quais servirão de base para comparação com o modelo proposto.

5.5.1 Condições iniciais

A análise dinâmica refere-se à evolução da quantidade adaptada de $\hat{\omega}_r$, para uma dada velocidade e carga. Já uma análise de regime permanente enfoca o problema de como $y^*(t)$ é afetado pelas incertezas paramétricas. Visando abranger as duas análises, procedemos um $\Delta r_s (= r_{so}^* - r_{so})$, ou $\Delta l_s (= l_{so}^* - l_{so})$, ou $\Delta \sigma l_s (= \sigma_o l_{so}^* - \sigma_o l_{so})$, em cada modelo para uma determinada condição de carga e velocidade. As figuras 5.21-5.31 mostram os desempenhos dos modelos analisados. Nestas figuras, r_s e σl_s foram alternadamente variados de $\pm 30\%$ e l_s em $\pm 10\%$ em $t = 1.0$ s. Estas variações foram feitas nos modelos de referência. A relação $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ foi mantida igual a 1 até que o transitório do mecanismo de adaptação ocorra.

Os parâmetros do controlador *PI* permaneceram os mesmos em cada modelo de referência para todas as condições de operação.

Observaremos a resposta do controle adaptativo a uma velocidade controlada (entre $t = 0, 4$ s a $t = 1, 0$ s) e o comportamento da relação $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ às condições de operação impostas.

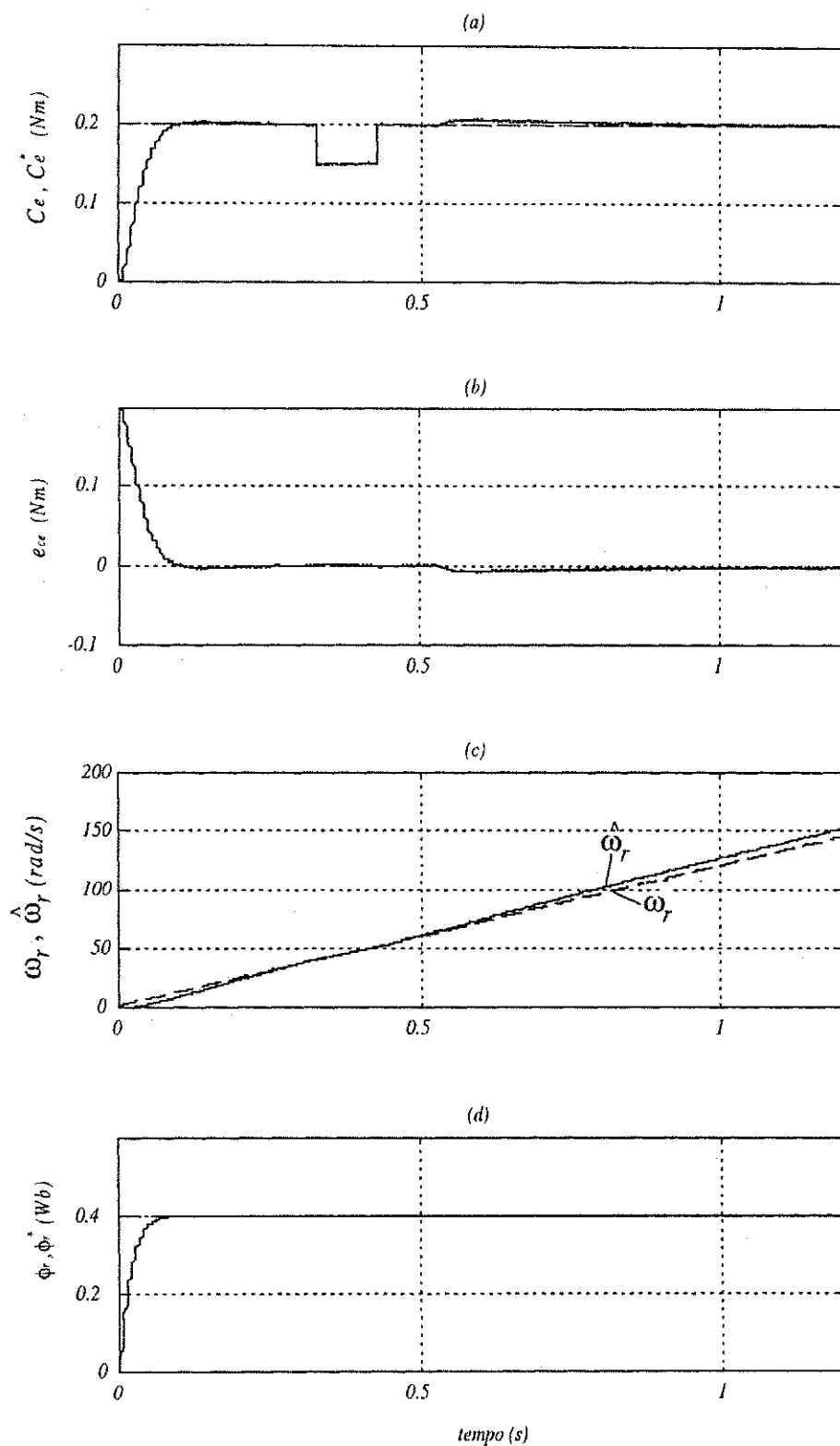


Figura 5.19: Características transitórias da estratégia-modelo potência ativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.

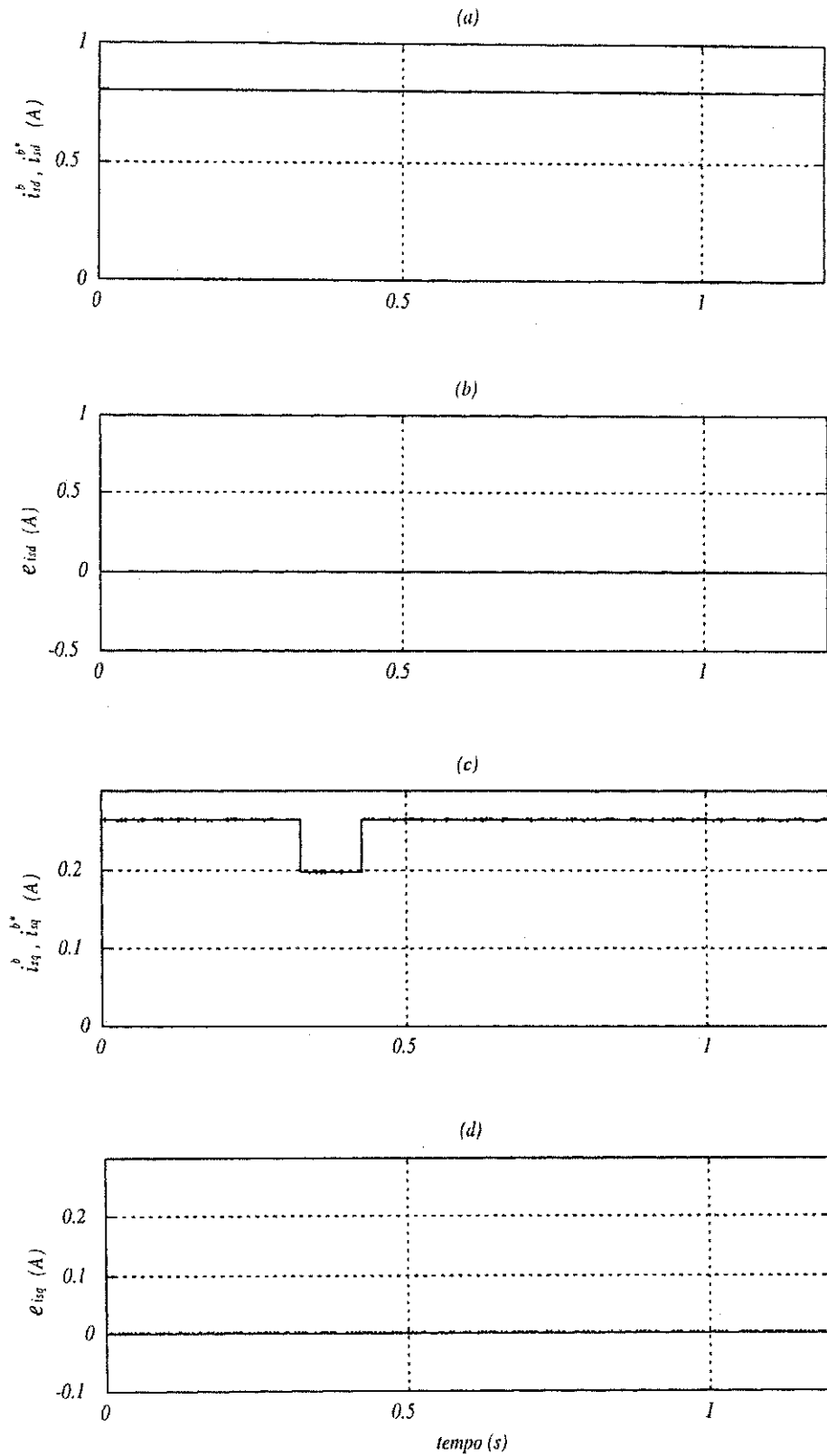


Figura 5.20: Características transitórias da estratégia-modelo potência ativa, a um degrau de conjugado e a variação da resistência rotórica.

Cada modelo será analisado nos aspectos de convergência, sensibilidade paramétrica e dependência a variação de carga e velocidade.

O subscrito 'o' que aparece nas figuras em termos como r_{so} , é usado para indicar o valor nominal do parâmetro da máquina.

5.5.2 Modelo de tensão eixo-d

As figuras 5.21a, 5.21b, 5.22a e 5.22b mostram o desempenho do modelo de tensão de eixo-d para $\Delta r_s = -0,3r_{so}$, $\Delta r_s = 0,3r_{so}$, $\Delta \sigma l_s = -0,3\sigma_o l_{so}$ e $\Delta \sigma l_s = 0,3\sigma_o l_{so}$, respectivamente. Verifica-se que o maior valor encontrado para $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ foi de 5% para um $\Delta \sigma l_s = 0,3\sigma_o l_{so}$ na condição de 10Hz e 100% de carga. O efeito das variações na resistência estática ou de σl_s é mais pronunciado em baixa velocidade e carga nominal. Já nas condições de alta velocidade, obtém-se menor variação de $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$. O modelo apresenta uma uniformidade e convergência quanto às condições de variação de parâmetros. A tensão de eixo-d é bastante sensível a variações em σl_s , confirmando o que foi dito em [11]. Observando o intervalo $t = 0,4s$ a $t = 1,0s$, a pior resposta do mecanismo de adaptação é na condição de 10Hz e 100% de carga, a qual registrou 4,5% de variação em $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$.

5.5.3 Modelo de tensão eixo-q

As figuras 5.23a, 5.23b, 5.24a e 5.24b mostram o desempenho do modelo de tensão de eixo-q para $\Delta r_s = -0,3r_{so}$, $\Delta r_s = 0,3r_{so}$, $\Delta l_s = -0,1l_{so}$ e $\Delta l_s = 0,1l_{so}$, respectivamente. Verifica-se que o maior valor encontrado para $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ foi de 12% para um $\Delta l_s = 1,1l_{so}$ na condição de alta velocidade e carga nominal. Já a condição de 10Hz e baixa carga é a que apresenta a menor variação de $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$. O modelo apresenta uma uniformidade e convergência quanto às condições de variação de parâmetros. A tensão de eixo-q é bastante sensível a variações em l_s . Observando o intervalo $t = 0,4s$ a $t = 1,0s$, a pior resposta do mecanismo de adaptação é na condição de 10Hz e 10% de carga, a qual registrou 19% de variação em $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$.

5.5.4 Modelo de conjugado

As figuras 5.25a, 5.25b, 5.26a e 5.26b mostram o desempenho do modelo de conjugado para $\Delta l_s = -0,1l_{so}$, $\Delta l_s = 0,1l_{so}$, $\Delta \sigma l_s = -0,3\sigma_o l_{so}$ e $\Delta \sigma l_s = 0,3\sigma_o l_{so}$, respectivamente. Verifica-se que o maior valor encontrado para $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ foi de 30% para um $\Delta l_s = -0,1l_{so}$ na condição de baixa velocidade e carga nominal. Já a condição de baixa carga é a que apresenta a menor variação de $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$. O modelo apresentam uma uniformidade e convergência quanto às condições de variação de parâmetros. Observando o intervalo $t = 0,4s$ a $t = 1,0s$,

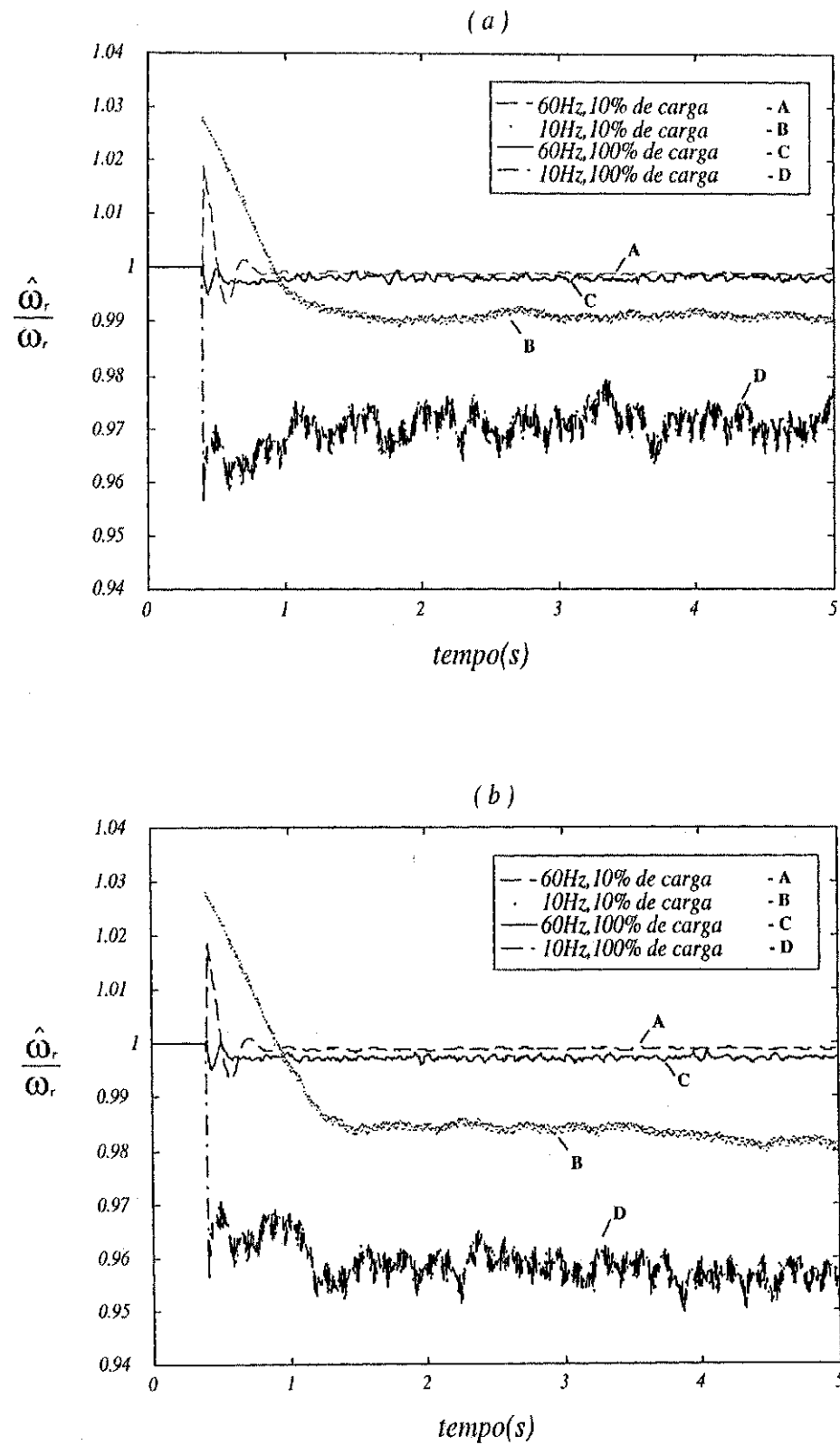


Figura 5.21: Desempenho do modelo de tensão de eixo-d para um: a) $\Delta r_s = -0.3r_{so}$, b) $\Delta r_s = 0.3r_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$.

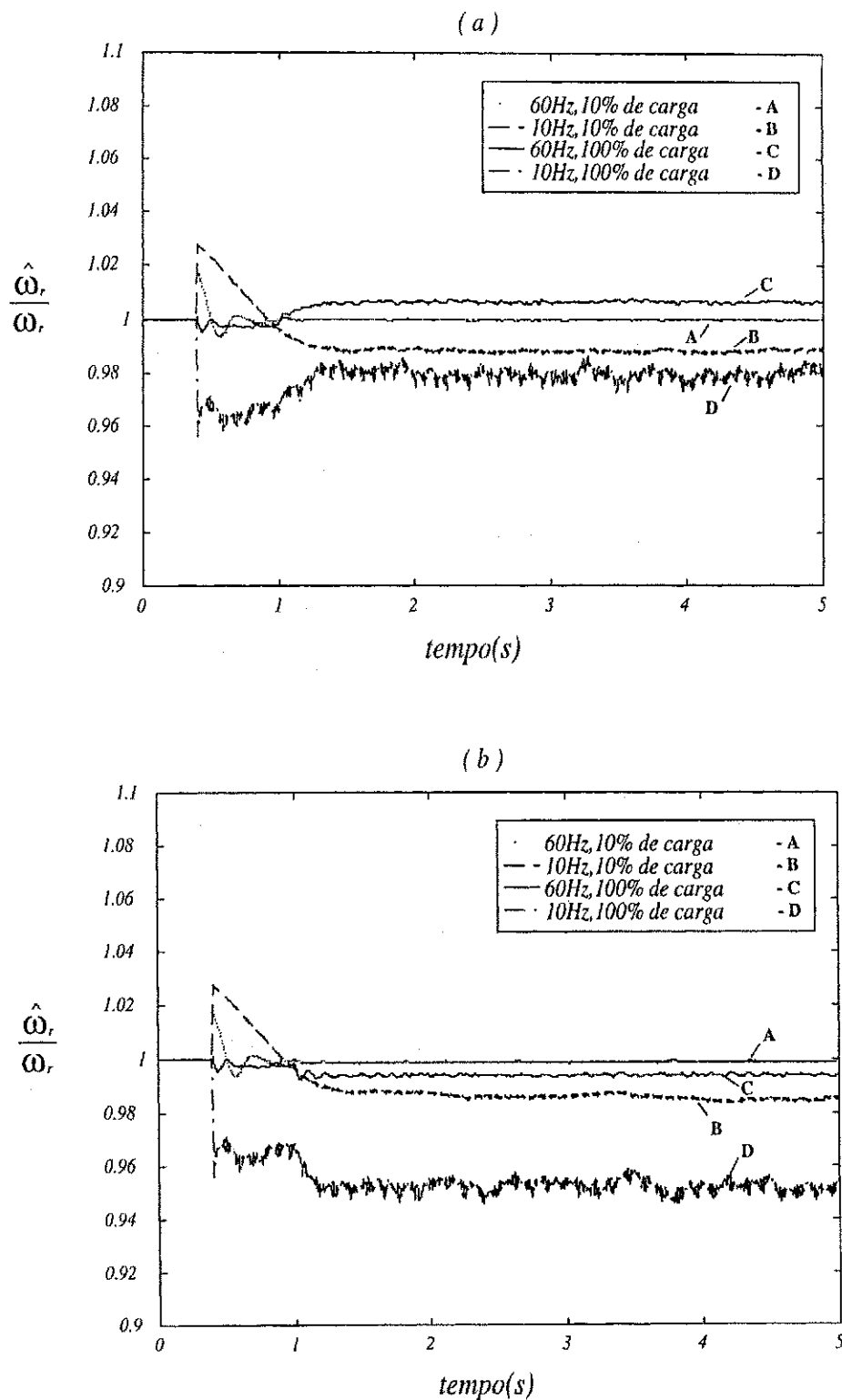


Figura 5.22: Desempenho do modelo de tensão de eixo-d para um: a) $\Delta\sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{so}$, b) $\Delta\sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$.

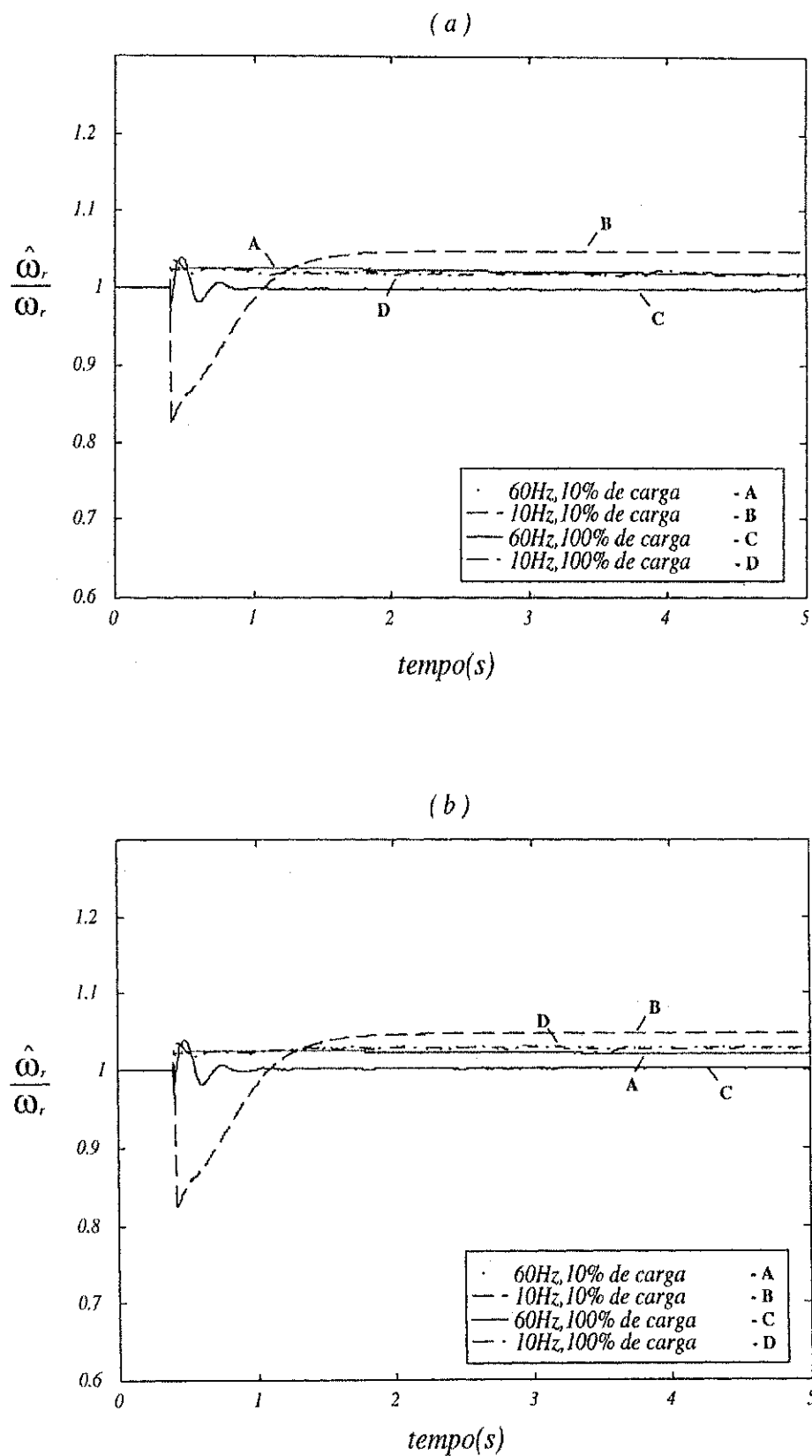


Figura 5.23: Desempenho do modelo de tensão de eixo-q para um: a) $\Delta r_s = -0.3r_{s0}$, b) $\Delta r_s = 0.3r_{s0}$, em ambos para $t = 1.0s$.

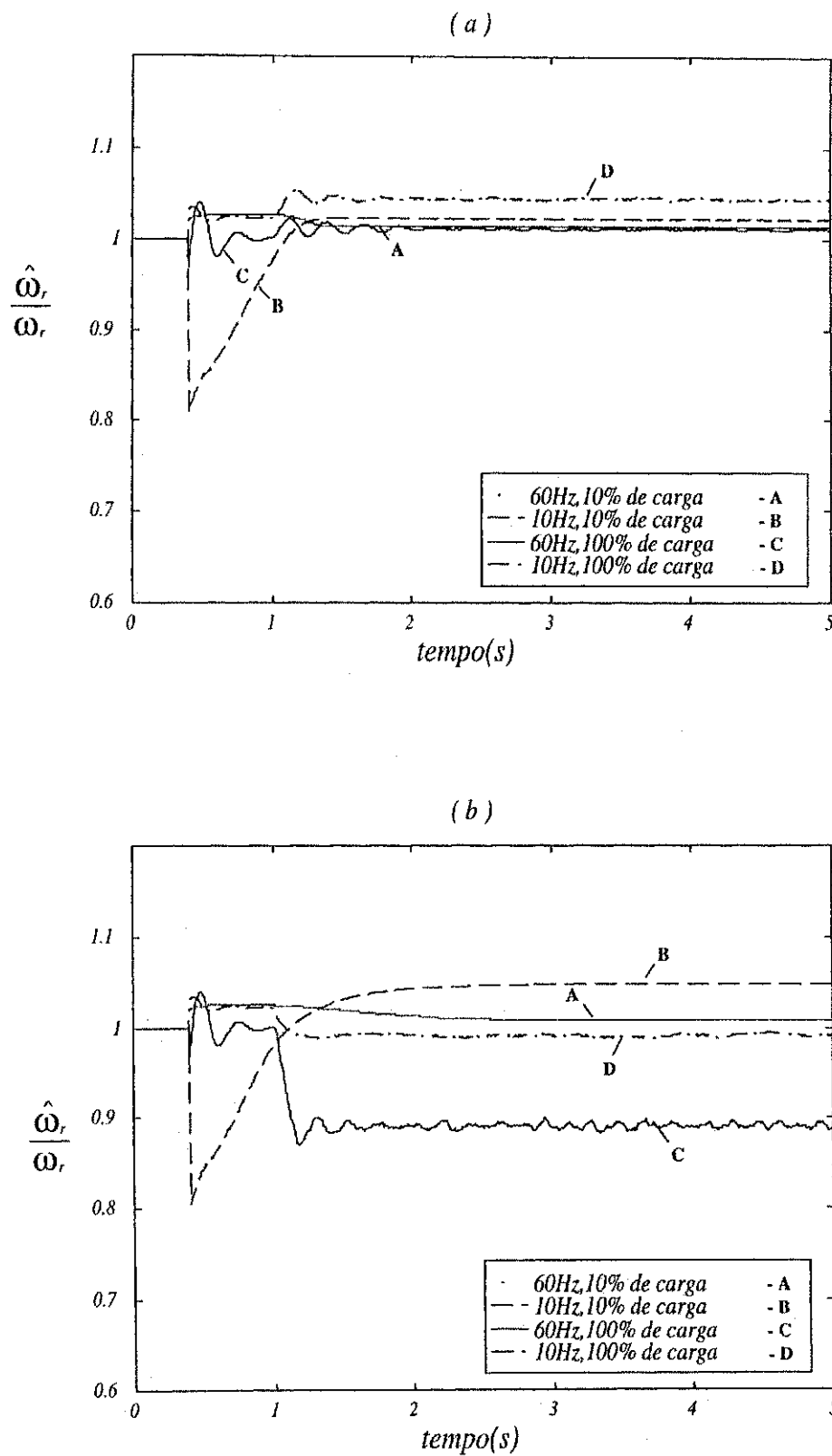


Figura 5.24: Desempenho do modelo de tensão de eixo- q para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$.

a pior resposta do mecanismo de adaptação é na condição de $10Hz$ e carga nominal, a qual registrou 30% de variação em $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$.

5.5.5 Modelo de potência reativa

As figuras 5.27a, 5.27b, 5.28a e 5.28b mostram o desempenho do modelo de potência reativa para $\Delta l_s = -0,1l_{so}$, $\Delta l_s = 0,1l_{so}$, $\Delta\sigma l_s = -0,3\sigma_o l_{so}$ e $\Delta\sigma l_s = 0,3\sigma_o l_{so}$, respectivamente. Verifica-se que o maior valor encontrado para $\Delta\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ foi de 23% para um $\Delta l_s = 0,1l_{so}$ na condição de alta velocidade e carga nominal. Já a condição de $60Hz$ e baixa carga é a que apresenta a menor variação de $\Delta\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$. É o modelo que apresenta o maior grau de divergência quanto as condições de variação de parâmetros. O modelo de potência reativa é bastante sensível à variações em l_s . Observando o intervalo $t = 0,4s$ a $t = 1,0s$, a pior resposta do mecanismo de adaptação é na condição de $10Hz$ e 10% de carga, a qual registrou 25% de variação em $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$.

5.5.6 Modelo de potência ativa

As figuras 5.29a, 5.29b, 5.30a, 5.30b, 5.31a e 5.31b mostram o desempenho do modelo de potência ativa para $\Delta r_s = -0,3r_{so}$, $\Delta r_s = 0,3r_{so}$, $\Delta l_s = -0,1l_{so}$, $\Delta l_s = 0,1l_{so}$, $\Delta\sigma l_s = -0,3\sigma_o l_{so}$ e $\Delta\sigma l_s = 0,3\sigma_o l_{so}$, respectivamente. Verifica-se que o maior valor encontrado para $\Delta\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ foi de 13% para um $\Delta l_s = 0,1l_{so}$ na condição de baixa velocidade e carga nominal. Já a condição de $60Hz$ e baixa carga é a que apresenta a menor variação de $\Delta\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$. O modelo apresenta uma uniformidade e convergência quanto às condições de variação de parâmetros. O modelo de potência ativa apresenta uma sensibilidade semelhante para alterações em l_s e σl_s . Neste modelo não foi possível operar na condição de $60Hz$ e 100% de carga. Observando o intervalo $t = 0,4s$ a $t = 1,0s$, a pior resposta do mecanismo de adaptação é na condição de $10Hz$ e 10% de carga, a qual registrou 17% de variação em $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$.

Na tabela 5.1 é feita uma comparação entre os modelos de referência sobre o estudo de sensibilidade paramétrica, onde as letras A, B, C e D representam as condições de operação 60Hz e 10% de carga, 10Hz e 10% de carga, 60Hz e 100% de carga, 10Hz e 100% de carga, respectivamente. Os valores expressos na tabela correspondem a $\Delta\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ em porcentagem (%).

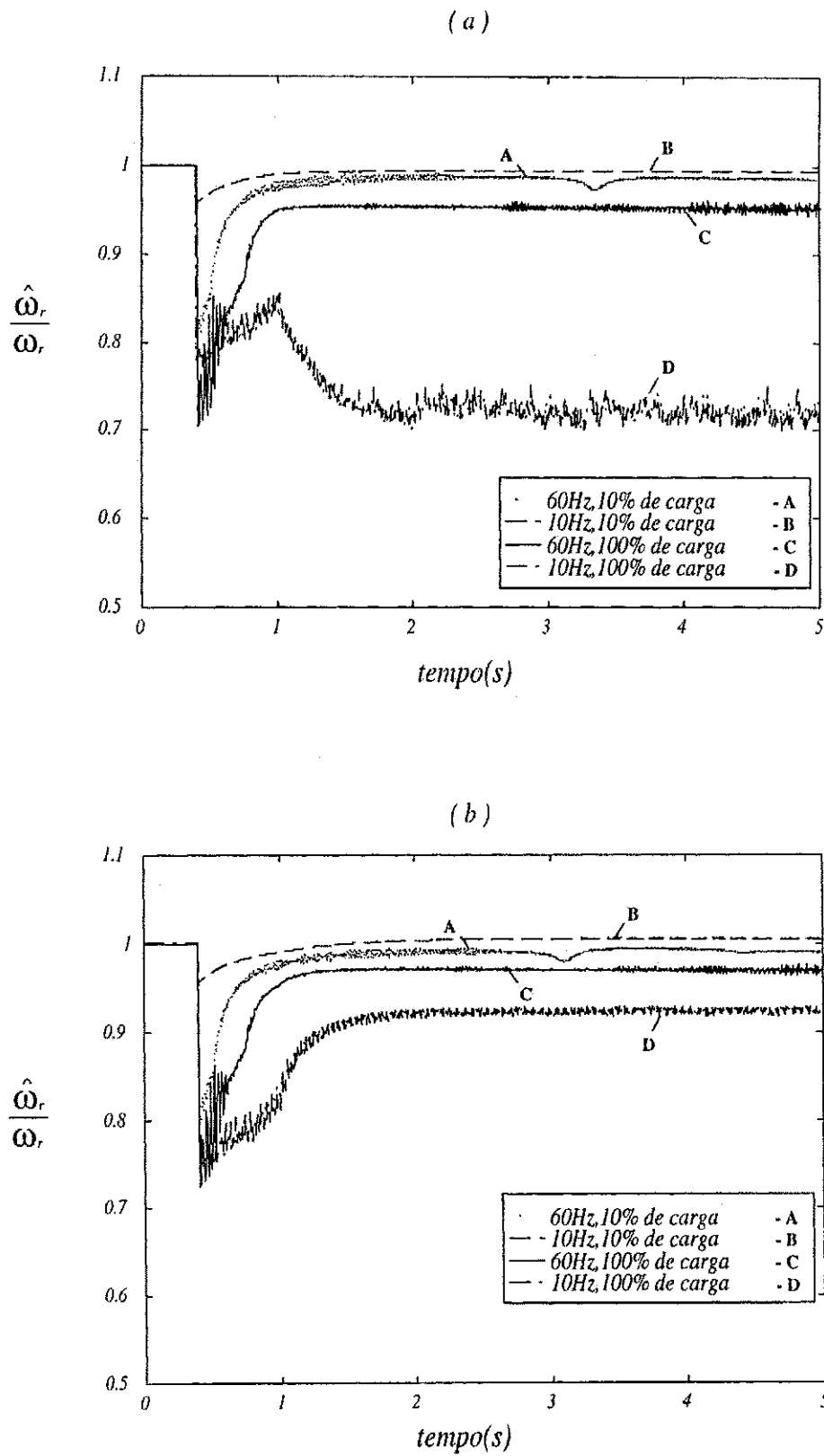


Figura 5.25: Desempenho do modelo de conjugado para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{s0}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{s0}$, em ambos para $t = 1.0s$.

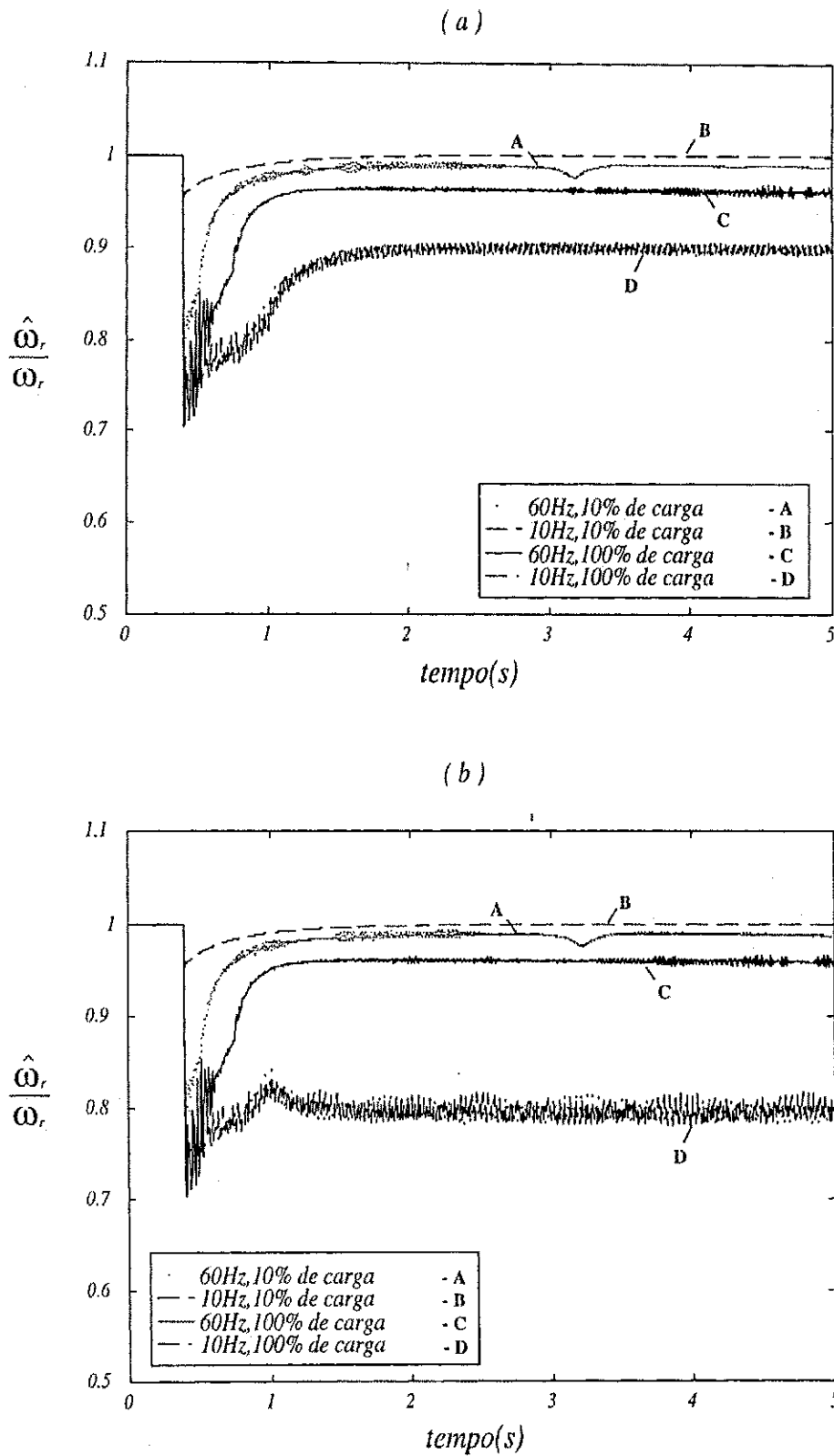


Figura 5.26: Desempenho do modelo de conjugado para um: a) $\Delta\sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{so}$, b) $\Delta\sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$.

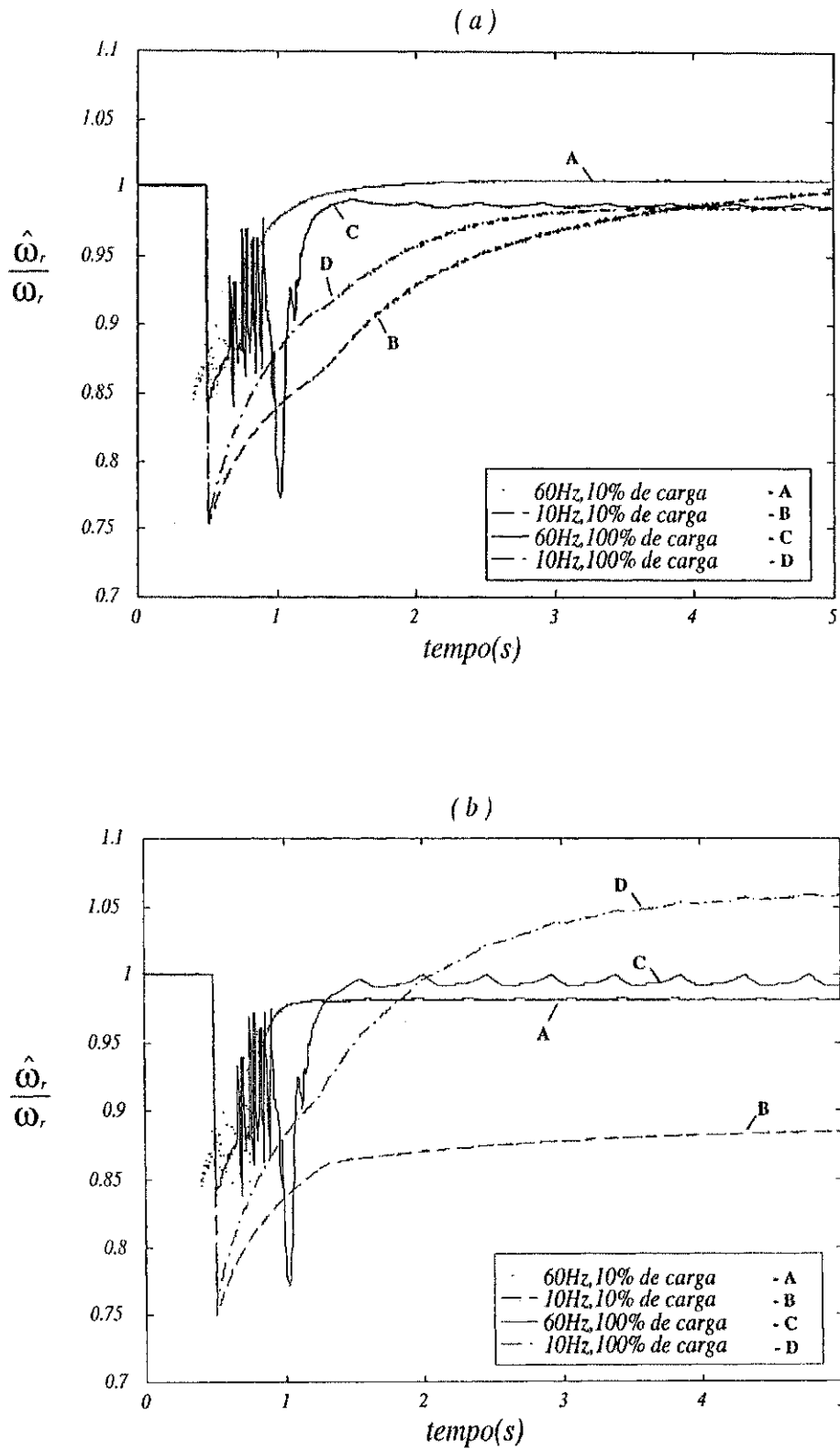


Figura 5.27: Desempenho do modelo de potência reativa para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$.

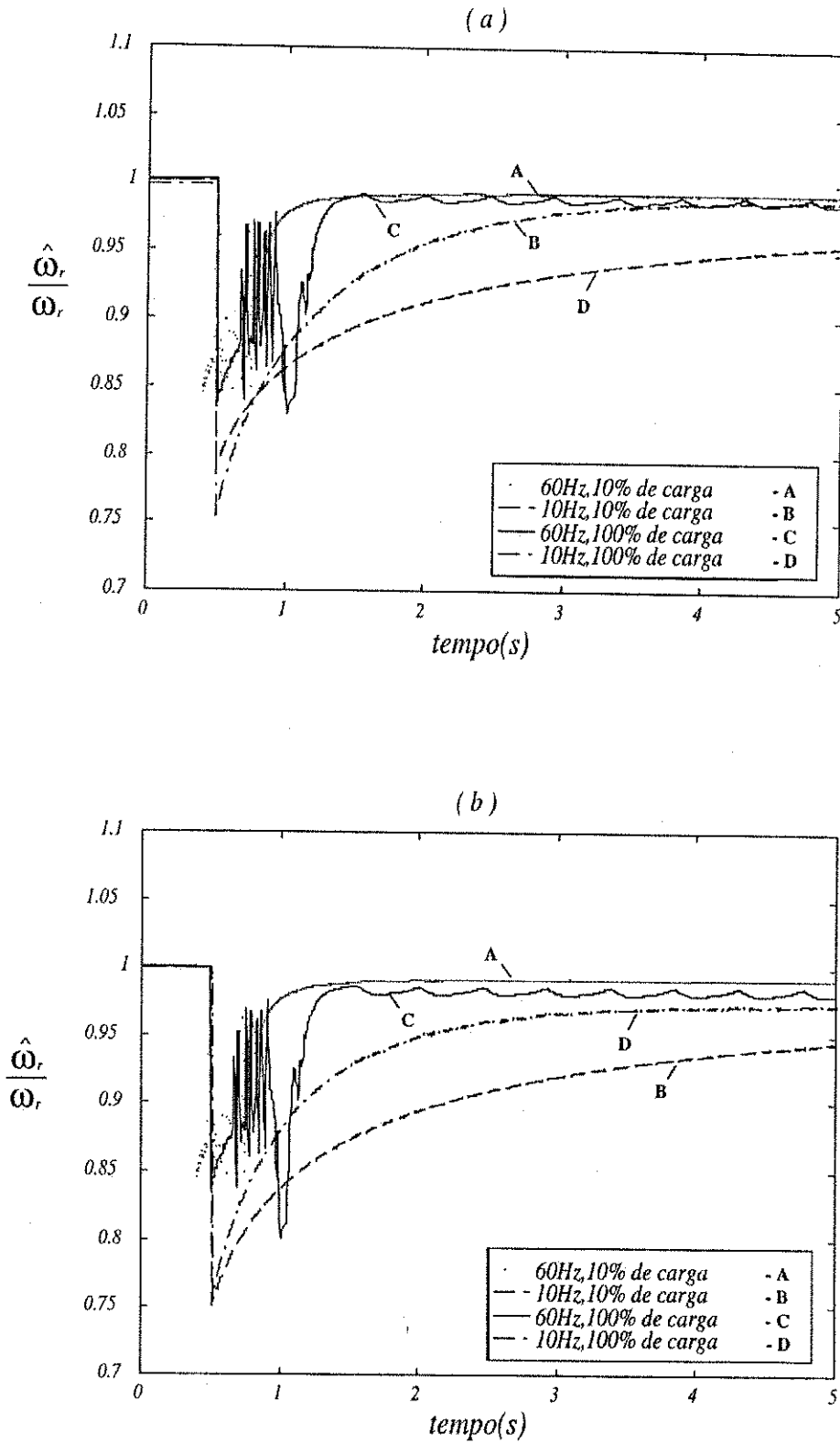


Figura 5.28: Desempenho do modelo de potência reativa para um: a) $\Delta\sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{s0}$, b) $\Delta\sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{s0}$, em ambos para $t = 1.0s$.

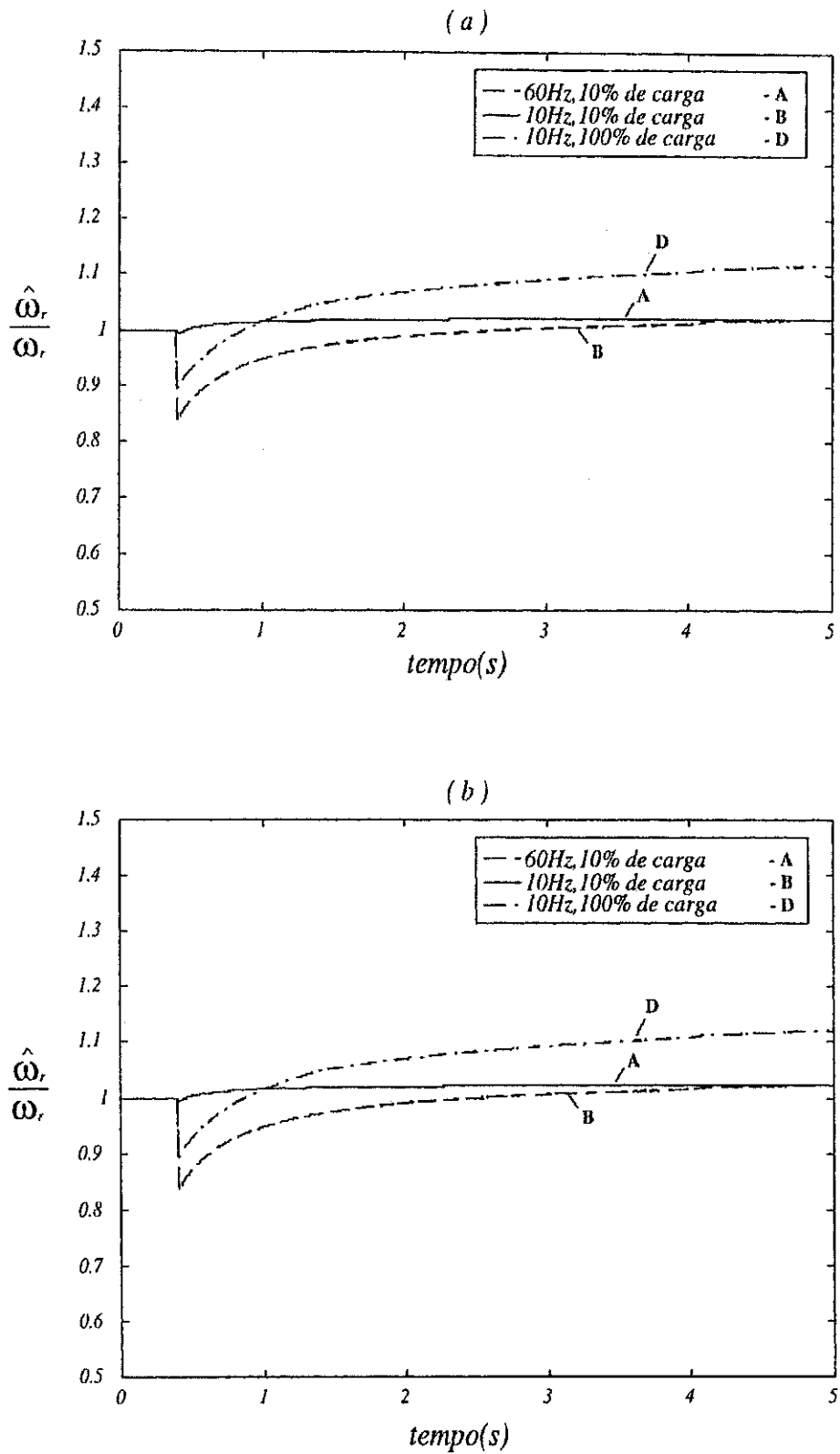


Figura 5.29: Desempenho do modelo de potência ativa para um: a) $\Delta r_s = -0.3r_{so}$, b) $\Delta r_s = 0.3r_{so}$, em ambos para $t = 1.0$ s.

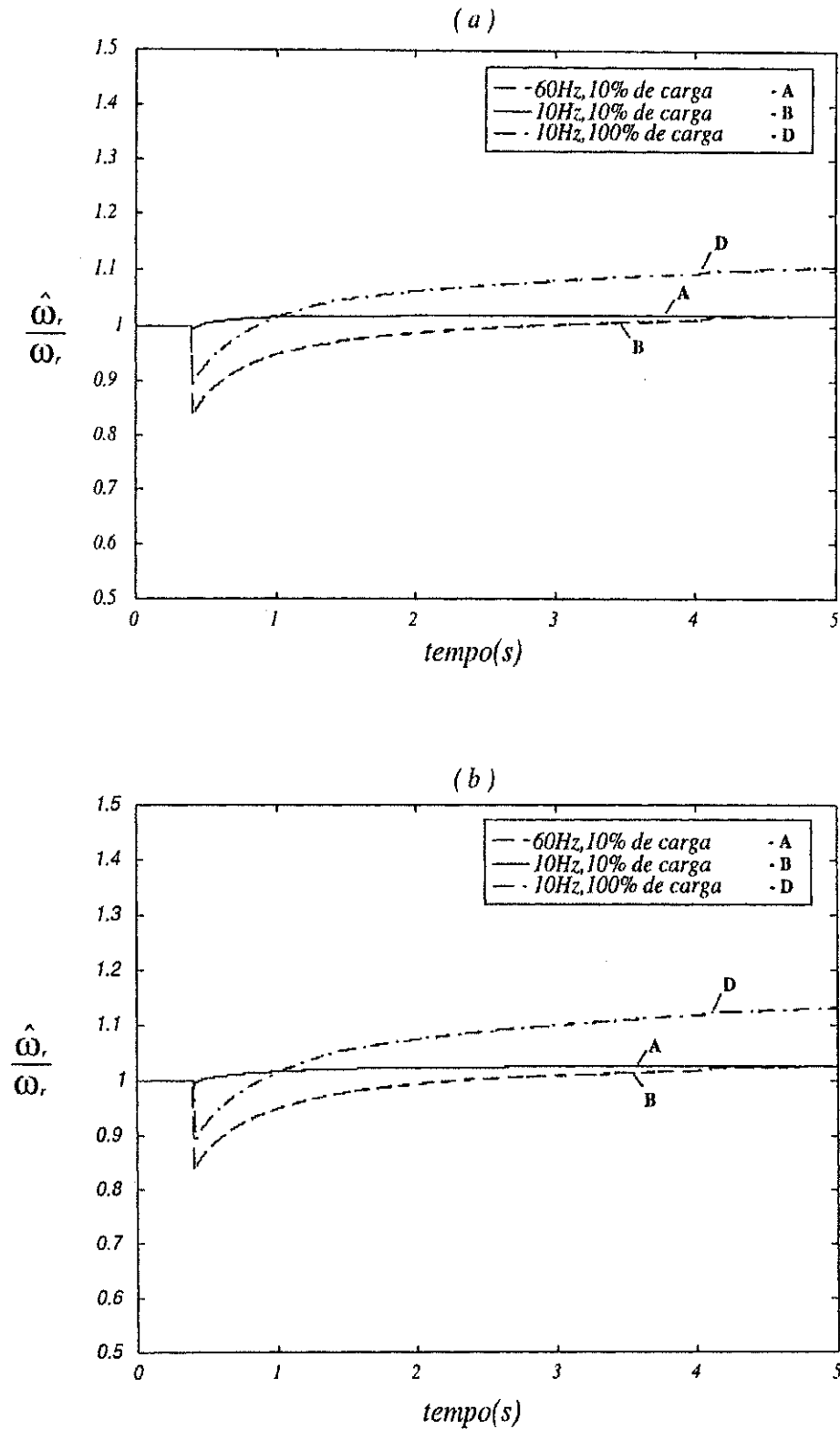


Figura 5.30: Desempenho do modelo de potência ativa para um: a) $\Delta l_s = -0.1l_{so}$, b) $\Delta l_s = 0.1l_{so}$, em ambos para $t = 1.0s$.

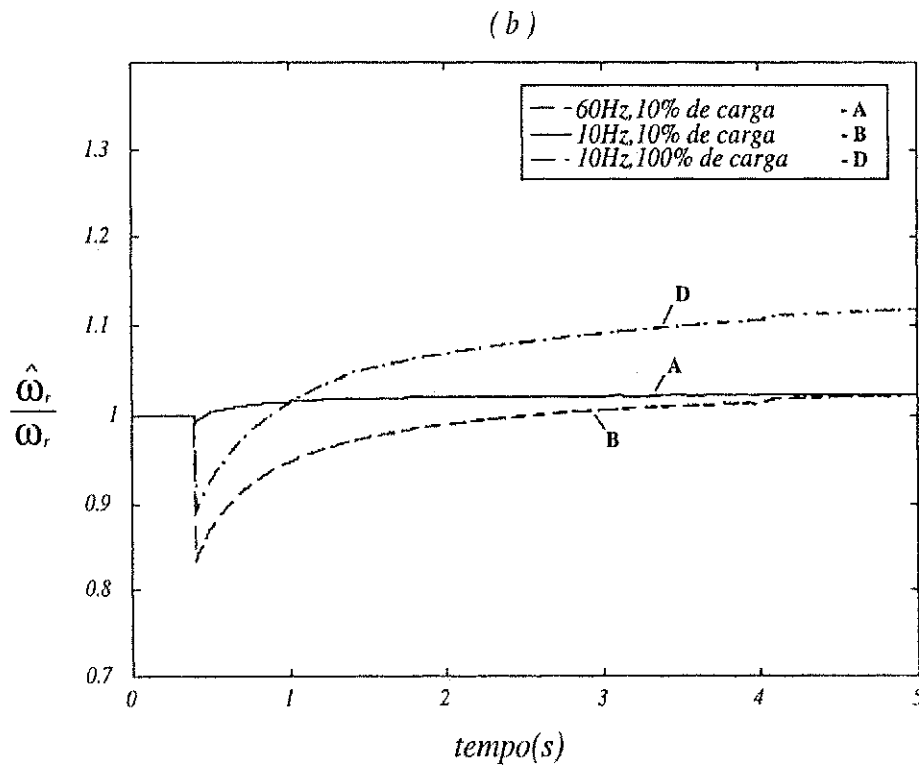
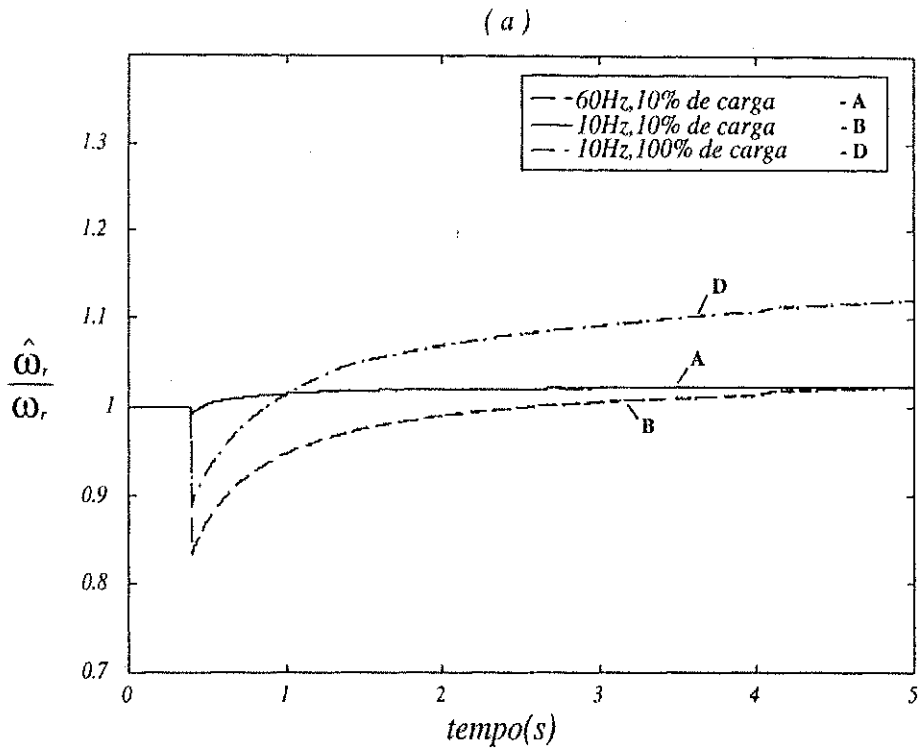


Figura 5.31: Desempenho do modelo de potência ativa para um: a) $\Delta\sigma l_s = -0.3\sigma_o l_{so}$, b) $\Delta\sigma l_s = 0.3\sigma_o l_{so}$, em ambos para $t = 1.0$ s.

			Variação Paramétrica (1,0s a 5,0s)								Resposta do Mec. Adaptação (0,4s a 1,0s)								Uniformidade e Convergência			
			maior $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} (\%)$				menor $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} (\%)$				maior $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} (\%)$				menor $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} (\%)$							
			A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D	A	B	C	D				
Modelo de eixo-d	Δr_s	+30%				4,9	0,1									4,5			0,5	apresenta		
		-30%				3,5	0,1									4,5			0,5			
	$\Delta \sigma l_s$	+30%				5,0	0,1									4,5			0,5			
		-30%				2,5	0,1									4,5			0,5			
Modelo de eixo-q	Δr_s	+30%		5,0							0,1			19						3,0	apresenta	
		-30%		5,0							0,1			19						3,0		
	Δl_s	+10%			12,0								1,0		19							3,0
		-10%				4,0	2,0		2,0					19								3,0
Modelo de Conjugado	Δl_s	+10%				8,5		1,0								30,0		5,0			apresenta	
		-10%				30,0		1,0								30,0		5,0				
	$\Delta \sigma l_s$	+30%				22,0		1,0								30,0		5,0				
		-30%				10,0		1,0								30,0		5,0				
Modelo de Pot. Reativa	Δl_s	+10%			23,0		2,0							25,0			15,0			apresenta		
		-10%			23,0		1,0							25,0			15,0					
	$\Delta \sigma l_s$	+30%			20,0		1,0							25,0			15,0					
		-30%			18,0		1,0							25,0			15,0					
Modelo de Pot. Ativa	Δr_s	+30%				12,0	2,0							17,0			2,0			apresenta obs.: exceto na condição de operação C.		
		-30%				12,0	2,0							17,0			2,0					
	Δl_s	+10%				13,0	2,0							17,0			2,0					
		-10%				11,0	2,0							17,0			2,0					
	$\Delta \sigma l_s$	+30%				12,0	2,0							17,0			2,0					
		-30%				12,0	2,0							17,0			2,0					

Tabela 5.1: Tabela comparativa entre os modelos de referência sobre o estudo de sensibilidade paramétrica

Parâmetros da Máquina	
$r_s = 2,589 \Omega$	$l_s = 0,1133 H$
$r_r = 1,89 \Omega$	$l_r = 0,1133 H$
$J_m = 0,04650 Kgm^2$	$F_a = 0,004650$
$t_a = 100,0 \mu s$	$f_{chav} = 10,0 KHz$
$E_{cc} = 500,0 V$	$\phi_r^* = 0,58 Wb$
$C_e = 1,5 Nm$	

Tabela 5.2: Tabela de parâmetros da máquina

5.6 Resultados Experimentais

A seguir são apresentados alguns resultados experimentais da estratégia de controle com orientação indireta pelo campo (*IFO*) utilizando controlador adaptativo modelo de referência (*MRAC*) de tensão de eixo-*d* e conjugado para obtenção da velocidade. O sistema de acionamento utilizado para a obtenção dos resultados experimentais com o sistema *MRAC* é o mesmo apresentado no Capítulo 2.

O aparato experimental consiste em um motor de indução com rotor bobinado de 2.2kW, um inversor trifásico Semikron com chaves do tipo IGBT e um microcomputador Pentium 266 MHz. Os comandos para o inversor são gerados usando a técnica *PWM*. São empregados quatro conversores A/D (10bit / 25 μ s) para as correntes de fase e tensões de fase. A velocidade rotórica é determinada através da derivada da posição, que é obtida por um encoder óptico de 9bit.

Os parâmetros da máquina foram obtidos por meio de testes padrão (rotor bloqueado e vazio) como recomendados pelas instituições normativas e estão apresentados na tabela 5.2, assim como 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%.

Na figura 5.32, o fluxo rotórico de referência e o conjugado eletromagnético de referência são mantidos constantes durante os ensaios. Já nas figuras 5.34 a 5.37, só o fluxo rotórico foi mantido constante, pois o conjugado eletromagnético de referência é o resultado do controlador de velocidade, que foi mantido em 100 *rad/s*.

As figuras 5.32a e b mostram a corrente estatórica i_{sq}^b e a velocidade rotórica ω_r quando apenas o *IFOC* está operacional em baixa velocidade. Neste caso, a variação da resistência rotórica ocorre quando a velocidade rotórica esta próxima a 240 *rad/s*. Nas figura 5.32c e d 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 280 *rad/s*. Nestes dois casos fica claro que um aumento da r_r tira de sintonia o controlador,

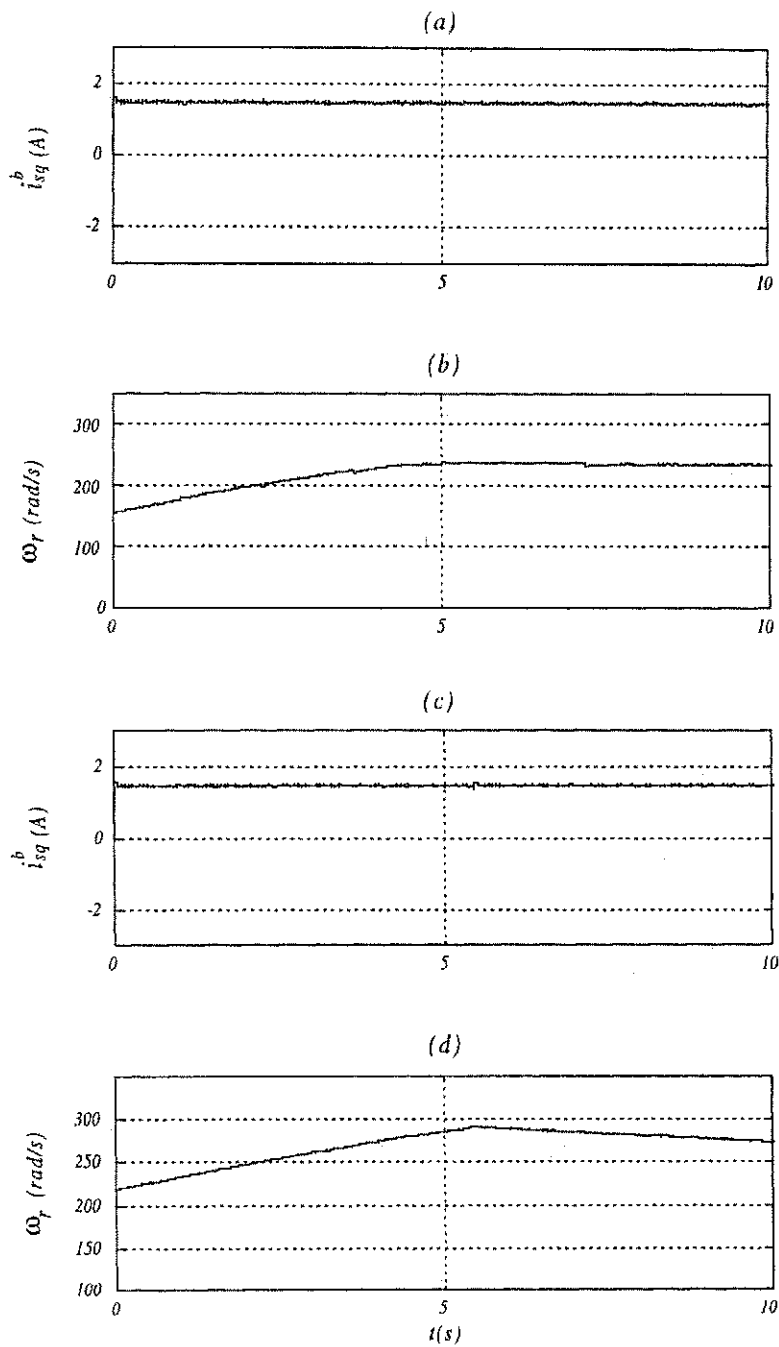


Figura 5.32: Comportamento da velocidade e da corrente do modelo de tensão eixo- d a uma variação r_r sem o controlador adaptativo: (a) e (b) em baixa velocidade, (c) e (d) em alta velocidade.

visto que o conjugado eletromagnético alterou-se. Isto pode ser observado indiretamente pela diferença na taxa de variação de velocidade rotórica.

Nas figuras 5.33a, b, c e d são mostradas as correntes estatóricas i_{sq}^b e as velocidades rotórica medida ω_r e estimada $\hat{\omega}_r$ para o 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 160 rad/s e 260 rad/s , respectivamente. Neste caso, não ocorre perda de sintonia de controlador *IFOC*, 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 existir variação da resistência rotórica.

As figuras 5.34a e b mostram a corrente estatórica i_{sq}^b e a velocidade rotórica ω_r quando apenas o *IFOC* está sendo utilizado com um controlador de velocidade. Neste caso, a variação da resistência rotórica ocorre para $t = 12s$ a $t = 27s$. Observa-se que neste intervalo de tempo ocorre um aumento na corrente i_{sq}^b , o que leva um maior consumo de energia, já que a velocidade ω_r procura se manter constante em 100 rad/s .

As figuras 5.35a, b, c e d apresentam: a componente da corrente estatórica (i_{sq}^b), sem apresentar alteração depois que os resistores foram inseridos no intervalo de $12s$ a $27s$, as velocidades estimada $\hat{\omega}_r$ e a medida ω_r , observando-se que a velocidade estimada assume um novo valor no momento em que a resistência rotórica é alterada. A amplitude da corrente estatórica $\left(i_s = \sqrt{(i_{sd}^b)^2 + (i_{sq}^b)^2} \right)$ e o erro $(v_{sd}^{b*} - v_{sd}^b)$ do modelo de tensão eixo-*d*, quando o *MRAC* está ligado, apresenta uma média nula, o que demonstra que a estratégia *IFO* está corretamente sintonizada. Nas figuras 5.36a e b são mostrados a resposta a um degrau de velocidade para ω_r e $\hat{\omega}_r$, respectivamente.

Na figura 5.37 são mostrados os resultados obtidos experimentalmente com o modelo de conjugado utilizando o controlador adaptativo, quando ocorre variação na resistência rotórica no intervalo de $12s$ a $27s$. A figura 5.37a mostra o erro entre o conjugado de referência (c_e^*) e o medido (c_e) através de um torquímetro. Verifica-se que o erro tem média nula, o que demonstra que a estratégia *IFO* está corretamente sintonizada. Já nas figuras 5.37b e c mostra-se as velocidades estimada $\hat{\omega}_r$ e a medida ω_r e a corrente estatórica i_{sq}^b , respectivamente. Verifica-se que a velocidade da máquina se manteve sem alterar o valor da componente da corrente, mesmo com a variação da resistência rotórica, logo não ocorre perda de sintonia.

No esquema proposto, a velocidade estimada não deverá ser utilizada no controle de velocidade, mas gerar o ajuste do controle de orientação indireta para se obter um ótimo controle de conjugado.

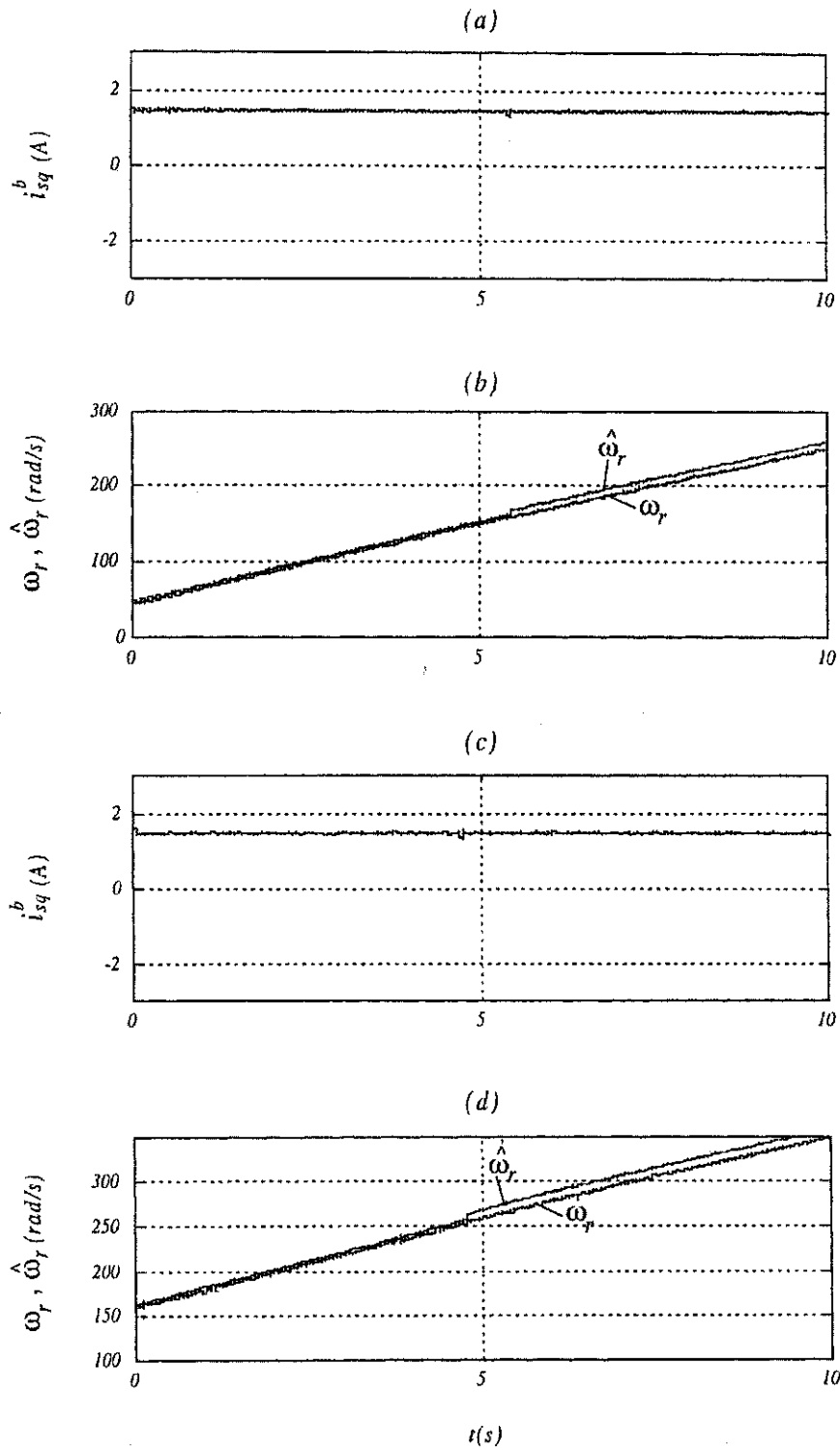


Figura 5.33: Comportamento da velocidade e da corrente a uma variação r_r com o controlador adaptativo: (a) e (b) em baixa velocidade, (c) e (d) em alta velocidade.

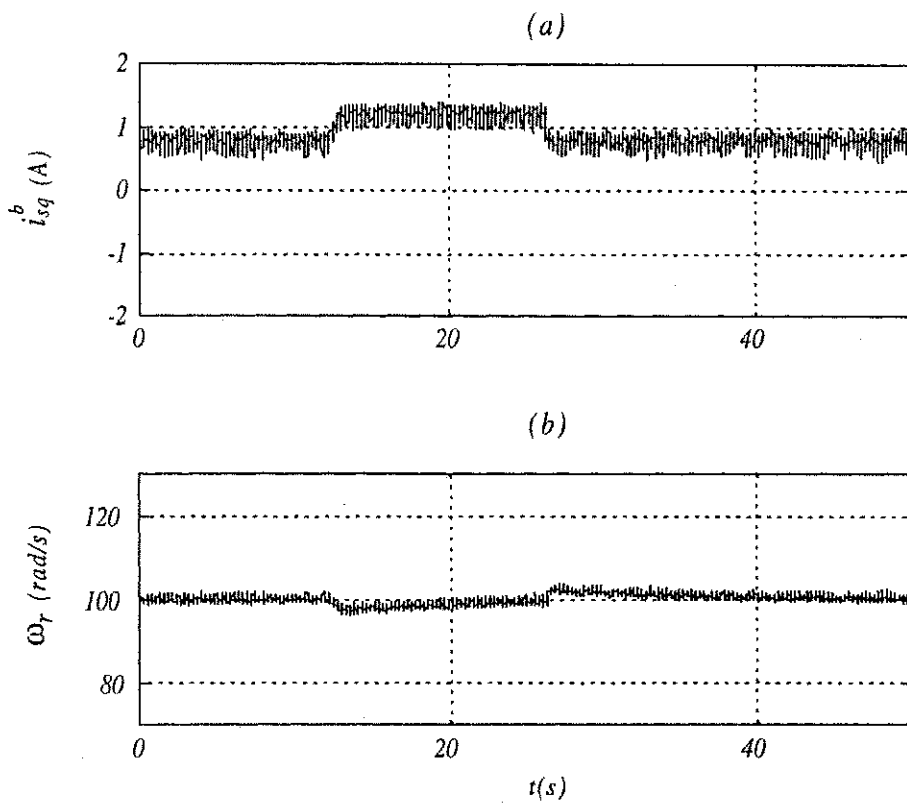


Figura 5.34: Comportamento da velocidade e da corrente a uma variação da r_r na estratégia *IFOC*, utilizando um controlador de velocidade e sem controle adaptativo.

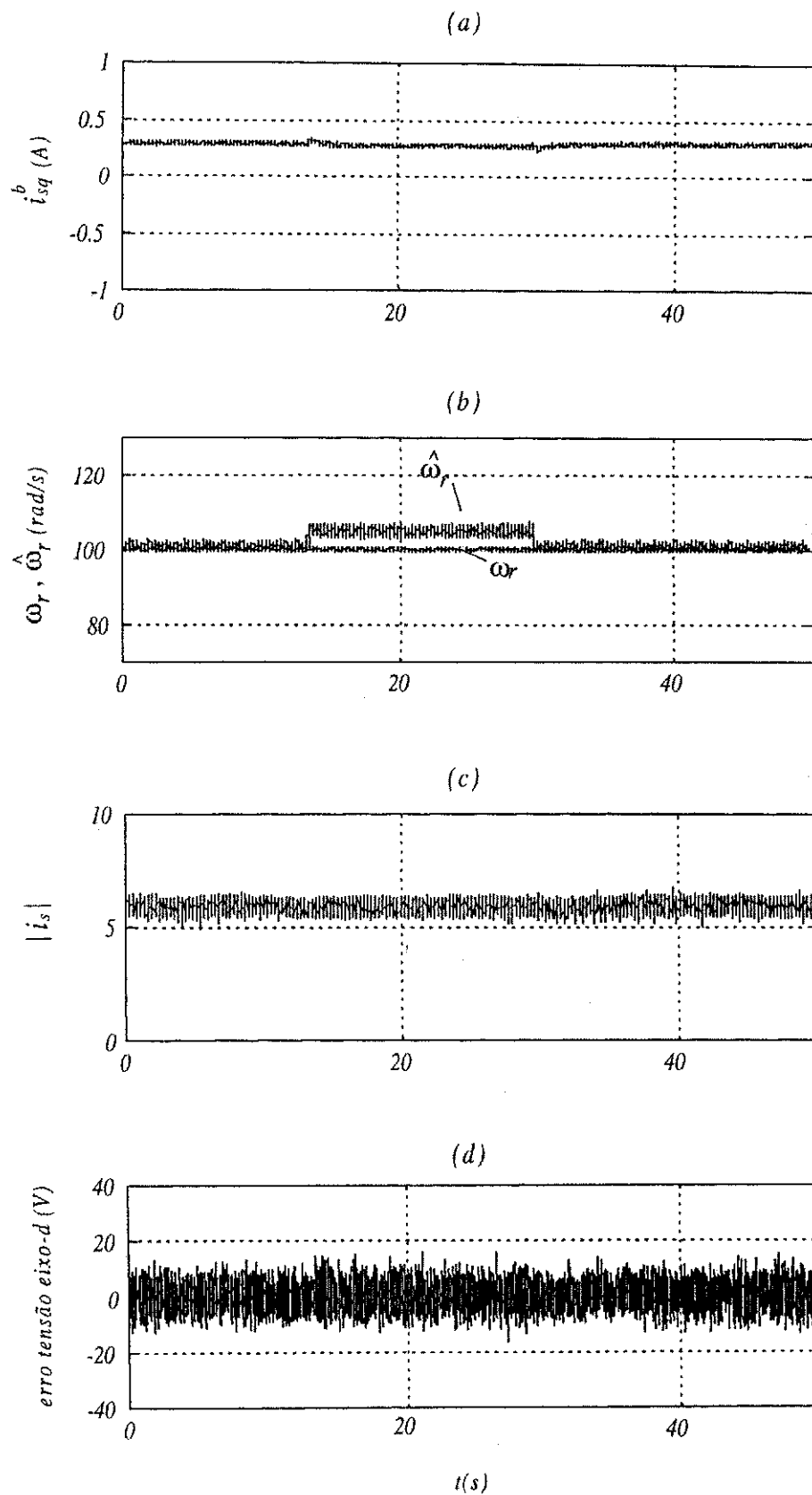


Figura 5.35: Resposta do controlador *MRAC* modelo de tensão eixo-*d* a uma variação de r_r , utilizando um controlador de velocidade e com o controle adaptativo.

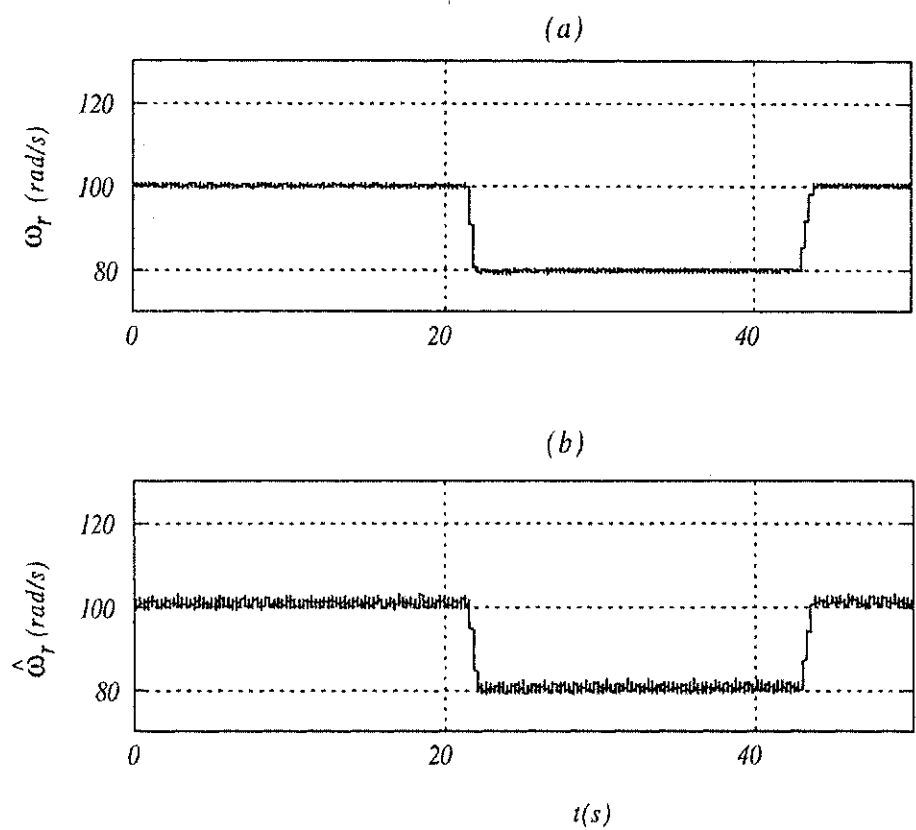


Figura 5.36: Resposta do controlador *MRAC* modelo de tensão eixo-*d* a uma variação de ω_r , utilizando um controlador de velocidade e com o controle adaptativo.

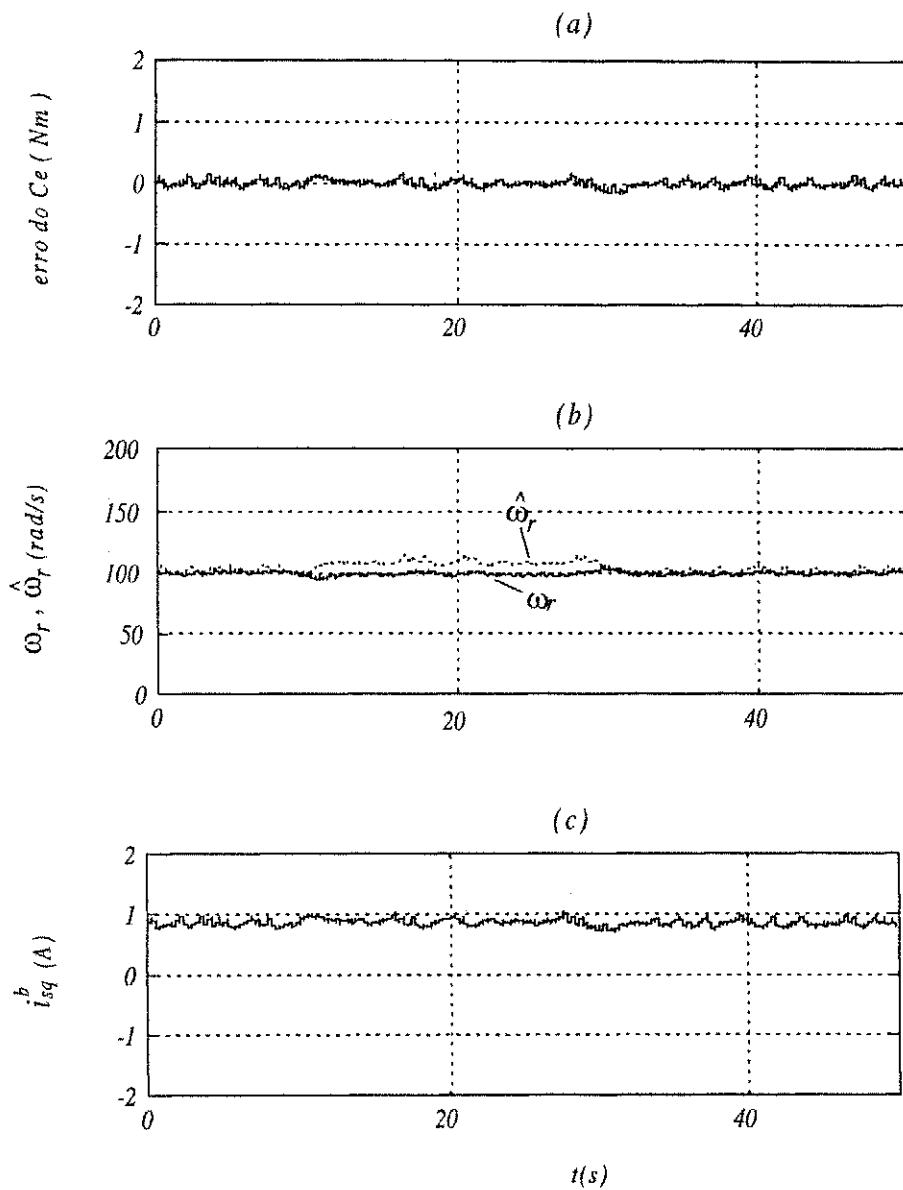


Figura 5.37: Resposta do controlador *MRAC* modelo conjugado a uma variação de r_r , utilizando um controlador de velocidade e com o controle adaptativo.

5.7 Conclusões

O desempenho dos modelos de referência aplicados à estratégia proposta, foram analisados e utilizados nos controladores adaptativos. Os estudos das análises de desempenho e de sensibilidade paramétrica estão baseados nos resultados obtidos nas simulações e nos experimentos. Estes estudos permitem selecionar um bom modelo de referência, dentre os analisados para implementar a estratégia *MRAC*. Os estudos via simulações revelaram que os modelos de tensão do eixo-*q* e potência reativa só permitiram um Δr_r de 5% do valor nominal, enquanto os outros modelos aceitaram alterações até 30%. As componentes *dq* da corrente estatórica seguiram as suas referências para todos os modelos. O desacoplamento entre as variáveis de controle (fluxo/conjugado) foi mantido em todos os modelos, mesmo nas variações de condições de controle. Podemos escalonar os modelos quanto ao tempo de resposta do mecanismo de adaptação a alterações em r_r , do menor ao maior: potência ativa, tensão de eixo-*d*, potência reativa, tensão de eixo-*q* e conjugado. As análises de sensibilidade paramétricas demonstram que o modelo de tensão eixo-*d* apresentou o maior valor para $\Delta \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$ (5%) para um $\Delta \sigma l_s = 0,3\sigma_{l_{so}}$ na condição de baixa velocidade e carga nominal, e que o mecanismo de adaptação, quando o controle de velocidade está ligado, registrou a maior taxa de variação (4,5%) para $\frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r}$.

Os resultados experimentais também demonstraram que a condição de desacoplamento do *IFOC* é mantida, significando um melhor aproveitamento da capacidade de acionamento. O efeito combinado torna o modelo de tensão de eixo-*d* o melhor dentre todos aqueles analisados neste trabalho, confirmando o que foi dito em [11], mesmo o modelo sendo sensível a incertezas em r_s em baixas velocidades.

Capítulo 6

Conclusão e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusão

Neste trabalho foi feito um estudo e implementação do controle indireto mediante a orientação do fluxo do rotor para o motor de indução. O problema de sensibilidade aos parâmetros deste método de controle foi discutido e resultados de simulação referentes ao desempenho do sistema foram apresentados. Além disto, foi proposto e implementado um sistema de compensação da variação da constante de tempo elétrica do rotor, utilizando técnicas adaptativas do tipo modelo de referência (*MRAC*). Um estudo comparativo entre os modelos foi realizado a partir da resposta do sistema, destacando que a estratégia proposta não apresenta o sensor de velocidade ou de posição, o que a torna uma estratégia de menor custo e mais robusta.

No Capítulo 2, relacionamos diversos sistemas de controle para máquinas assíncronas, onde observamos que dentro das desvantagens dos controles, há um ponto em comum, ou seja, a utilização do encoder ou sensor de velocidade, os quais provocam a diminuição de robustez, um aumento de custo, maior manutenção e uma maior sensibilidade a ruídos. Um outro fator de destaque é a dependência paramétrica. Levantamos estes aspectos negativos dos controles estudados visando buscar soluções. Dentre os controles apresentados, destacamos o *IFOC*, por apresentar o desacoplamento de suas grandezas controladas e um alto desempenho de controle.

No Capítulo 3, apresentou-se uma revisão bibliográfica dos métodos de identificação e compensação da constante de tempo rotórica, onde apresentou-se uma classificação entre técnicas de sintonização direta e indireta. Na primeira, a constante de tempo rotórica τ_r é estimada, já na segunda os efeitos devidos à variação da constante de tempo rotórica são compensados. Realizamos também um estudo sobre o efeito da variação de τ_r sobre os controles estudados. Neste caso, o *IFOC* perde a sintonia, afetando seu desempenho. Devemos destacar que os métodos apresentados possuem como desvantagens o uso de sensor

de velocidade e a dependência paramétrica (principalmente a resistência estatórica).

No Capítulo 4, apresentou-se uma revisão bibliográfica sobre controladores de velocidade sem sensor. A sumarização da relação entre as estratégias foi apresentada na tabela 4.1. Contudo, podemos destacar que os métodos de estimação de velocidade baseados na f_{cem} apresentam praticamente os mesmos problemas: dependência paramétrica e impossibilidade de operação em velocidade baixa e nula. A maior parte das estratégias apresentadas possuem uma grande sensibilidade a ruídos.

No Capítulo 5, foi proposta uma nova estratégia para compensar os efeitos da variação da constante de tempo rotórica sem a medição de velocidade. Fez-se uma análise de desempenho e sensibilidade paramétrica de uma classe de modelos de referência utilizados em controladores adaptativos modelo de referência para sintonia de controladores *IFOC*. Como conclusão deste estudo, observou-se que o modelo de tensão de eixo- d é o melhor dentre os analisados. Resultados experimentais com a técnica *MRAC* com os modelos de tensão eixo- d e conjugado mostraram que o sistema *IFOC* permanece em sintonia apesar das variações na constante de tempo rotórica.

6.2 Trabalhos futuros

A experiência adquirida na realização deste trabalho indica a possibilidade de uma série de novos estudos complementares. Dentre eles pode-se destacar os seguintes:

1. A utilização do controle adaptativo do tipo *MRAC* na correção dos efeitos da variação da resistência estatórica nas estratégias citadas no Capítulo 2;
2. Estudo comparativo entre as técnicas de correção a variação paramétrica (*MRAC*) com as de estimação paramétrica;
3. Estudo sobre a possibilidade de usarmos a velocidade estimada $\hat{\omega}_r$ no controlador de velocidade sem sensor de velocidade;
4. Estudo mais detalhado sobre a influência de variações paramétricas no comportamento da estratégia proposta.

Alguns destes estudos serão apresentados em artigo aceito e a ser apresentado no *IAS Annual Meeting* - 2000 [18].

Bibliografia

- [1] Vanja Ambrozic, Janez Nastran, e David Nedeljkovic. Induction machine sensorless control with stator and rotor resistance adaptation. In *Proceedings PESC'98*, pp. 1599–1604, 1998.
- [2] Karl J. Astrom e Bjorn Wittenmark. *Adaptive Control*. Addison-Wesley, New York, USA, 1995.
- [3] A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, e F. Profumo. Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives. In *Conf. Rec. IECON*, pp. 1579–1588, 1994.
- [4] F. Blaschke. A new method for the structural decoupling of ac induction machines. In *Proceedings 2nd IFAC*, pp. 1–15, Dusseldorf, Germany, 1971.
- [5] F. Blaschke, J. Burt, e A. Vandenput. Sensorless direct field orientation at zero flux frequency. In *Conf. Rec. IAS*, pp. 189–196, San Diego - CA, USA, 1996.
- [6] B. K. Bose. *Power Eletronics and AC Drive*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, New York - USA, 1986.
- [7] B. K. Bose. High Performance Control of Induction Motor Drives. *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, 45(3):7–11, september 1998.
- [8] G. Buja, D. Casadei, e G. Serra. DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives. In *Proceedings IECON'97*, pp. 1506–1516, New Orleans-USA, november 1997. IEEE Industrial Electronics Society.
- [9] W. M. Caminhas, A. R. Tribuzi, B. R. Menezes, e S. R. Silva. Influência, Identificação e Compensação das Variações de Parâmetros do Motor Indução no Controle Vetorial Indireto. In *Anais VIII CBA*, pp. 936–941, Belém-Pa, Brasil, 1990. SBA - Sociedade Brasileira de Automática.

- [10] Luis Antonio de Souza Ribeiro. *Estimação dinâmica de parâmetros e velocidade da máquina assíncrona*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, fevereiro 1995.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] M. W. Degner e R. D. Lorenz. Wide bandwidth flux, position and velocity estimation in ac machines at any speed(including zero) using multiple saliencies. In *Conf. Rec. IAS*, pp. 760-767, New Orleans - Louisiana, USA, 1997.
- [14] J. W. Dixon e J. N. Rivarola. Induction motor speed and synchronous motor position estimator based on a fixed carrier frequency signal. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(4):505-509, aug 1996.
- [15] M. Elloumi, L. Ben-Brahim, e M. Al-Hamadi. Survey of speed sensorless controls for IM drives. In *Proceeding IECON'98*, pp. 1018-1023. IEEE Industrial Electronics Society, july 1998.
- [16] L. J. Garces. Parameter adaption for the speed - control statics A.C. drives with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 16(2):173-180, march/april 1980.
- [17] C. B. Jacobina, E. B. de Souza Fl., e E. R. C. da Silva. Controladores de corrente com motor de indução em campo orientado. In *Anais VIII CBA*, pp. 991-996, Belém-Pa, Brasil, 1990. SBA - Sociedade Brasileira de Automática.
- [18] C. B. Jacobina, J. Bione Fo., F. Salvadori, A. M. N. Lima, e L. A. S. Ribeiro. Indirect field oriented control of induction machines with speed adaptation. In *Conf. Rec. IAS*, 2000-(artigo aceito).
- [19] C. B. Jacobina e A. M. N. Lima. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquinas assíncronas. *SBA - Controle e Automação*, 7(1):15-28, 1996.
- [20] 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.

- [21] P. L. Jansen e R. D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction machines an salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2):240–247, março-abril 1995.
- [22] R. Joetten e G. Maeder. Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 19(3):356–362, may/june 1983.
- [23] Y. Kim, S. Sul, e M. Park. Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(5):1225–1233, sept/oct 1994.
- [24] Masato Koyama, M. Yano, Isao Kamiyama, e S. Yano. Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification function. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 22(3):453–459, may/june 1986.
- [25] R. Krishnan e F. C. Doran. Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 23(4):623–635, july/august 1987.
- [26] R. Krishnan e A. Bharadwaj. A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(4):695–703, oct 1991.
- [27] H. Kubota e K. Matsuse. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(5):1219–1224, sept/oct 1994.
- [28] H. Kubota, K. Matsuse, e T. Nakano. Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(2):344–348, mar/apr 1993.
- [29] W. H. Kwon, C. H. Lee, K. S. Youn, e G. H. Cho. Measurement of rotor time constant taking into account magnetizing flux in the induction motor. In *Proc. IAS*, pp. 88–92, 1994.
- [30] Landau. *Adaptive Control: the model reference approach*. Marcel Dekker Inc., USA, 1979.
- [31] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Verlag, New York - USA, 1985.
- [32] C. M. Liaw, K. H. Chao, e F. J. Lin. A discrete adaptive field-oriented induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(2):411–419, september 1992.

- [33] Faa-Jeng Lin, Rong-Jong Wai, e Hsin-Jang Shieh. Robust control of induction motor drive with rotor time-constant adaptation. *Elsevier Science on Electric Power Systems Research*, (47):1-9, 1998.
- [34] Shiu Yung Lin, Hwa Wu, e Y. Tzou. Sensorless Control of Induction Motors with On-Line Rotor Time Constant Adaptation. In *Proceedings PESC'98*, pp. 1593-1598, july/august 1998.
- [35] R. D. Lorenz e B. D. Lawson. A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(3):420-424, may-june 1990.
- [36] R. D. Lorenz, T. A. Lipo, e D. W. Novotny. Motion control with induction motors. In *Proceedings Power Electronic and Motion Control*, pp. 1215-1240. IEEE, Ago 1994.
- [37] Alfonso Martignoni. *Eletrotécnica*. Globo, São Paulo-SP, Brasil, 1993.
- [38] T. Matsuo, V. Blasko, J. C. Moreira, e T. Lipo. A field oriented control of induction machines employing rotor and ring current detection. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 9(6):638-645, nov 1994.
- [39] T. Matsuo e T. A. Lipo. A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 21(4):634-632, july/august 1985.
- [40] K. Minami, M. V., e G. C. Verghese. Multi-stage speed and parameter estimation for induction machines. In *Conf. Rec. PESC*, pp. 596-604, 1991.
- [41] J. C. Moreira, K. Hung, T. Lipo, e R. D. Lorenz. A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field-oriented induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6):1359-1366, nov/dec 1992.
- [42] J. C. Moreira e T. Lipo. A new method for rotor time constant tuning in indirect field oriented control. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 8(4):626-631, oct 1993.
- [43] T. Okuyama, H. Nagase, Y. Horiuchi, K. Miyazaki, e S. Ibori. High Performance A.C. Motor Speed Control System Using GTO Converters. In *Proc. IPEC*, pp. 720-731, Tokyo - Japan, 1983.
- [44] F. Peng e T. Fukao. Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 30(5):1234-1240, sept/oct 1994.

- [45] Kaushik Rajashekara, Atsuo Kawamura, e Kouki Matsuse. *Sensorless Control of AC Motor Drives*. IEEE - Industrial Electronics Society, New York - USA, 1996.
- [46] M. V. Reyes, K. Minami, e G. C. Verghese. Recursive speed and parameter estimation for induction machines. In *Conf. Rec. IAS*, pp. 607-611, 1989.
- [47] L. A. Ribeiro e C. B. Jacobina e A. M. N. Lima. Estimação de parâmetros e velocidade da máquina assíncrona em acionamentos estáticos. In *In Conf. Rec. CBA*, pp. 779-784, São Paulo - Brasil, setembro 1996.
- [48] L. A. S. Ribeiro e C. B. Cursino e A. M. N. Lima. Estimação da velocidade da máquina assíncrona em acionamentos estáticos - Parte I: Revisão e Classificação. In *In Anais COBEP'97*, pp. 486-497, Belo Horizonte, novembro 1997.
- [49] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, e D. Leggate. A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27:720-727, july/aug 1991.
- [50] 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.
- [51] C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 28(5):1054-1061, sept/oct 1992.
- [52] J.L. Silvino, C.P. Bottura, e P. Resende. Observadores de fluxo e estimação de parâmetros da máquina de indução via modelamento discreto no estacionário. *Controle e Automação*, 4(1):11-22, ago/set 1993.
- [53] Seung Ki Sul. A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 25(4):578-587, july/august 1989.
- [54] I. Takahashi e T. Noguchi. A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(5):820-827, sep/oct 1986.
- [55] G. Yang e T. Chin. Adaptive speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless inverter induction machine. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(4):820-825, july/august 1993.

- [56] L. Zhen e L. Xu. A mutual mras identification scheme for position sensorless field orientation control of induction machines. In *Conf. Rec. IAS*, pp. 159-165, Orlando-FL, USA, 1995.
- [57] Li Zhen e Longya Xu. Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 45(5):578-587, october 1998.