



UFSM

Dissertação de Mestrado

**COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE
VELOCIDADE *SENSORLESS* APLICADAS A MOTORES DE
INDUÇÃO EM PLATAFORMA DSP**

Orlando Saccol Martins

PPGEE

Santa Maria, RS, BRASIL.

2006

**COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE
VELOCIDADE *SENSORLESS* APLICADAS A MOTORES DE
INDUÇÃO EM PLATAFORMA DSP**

por

Orlando Saccol Martins

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, Controle de Processos, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Hilton Abílio Gründling - D. Sc.

Santa Maria, RS, Brasil

2006

© 2006

Todos os direitos autorais reservados a Orlando Saccol Martins. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Olavo Bilac , n. 114, Centro, Santa Maria, RS, 97015-440

Fone (0xy)55 32215352; End. Eletr: orlando@mail.ufsm.br

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

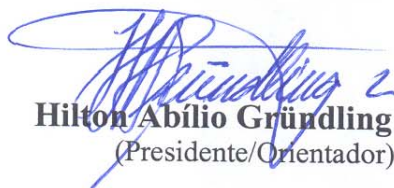
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE
VELOCIDADE *SENSORLESS* APLICADAS A MOTORES
DE INDUÇÃO EM PLATAFORMA DSP**

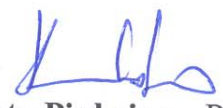
elaborada por
Orlando Saccol Martins

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



Hilton Abílio Gründling – Dr.
(Presidente/Orientador)



Humberto Pinheiro – PhD. (UFSM)



Cassiano Rech – Dr. (UNIJUI)

Santa Maria, 31 de março de 2006.

“Pesquisa é o processo de entrar em vielas para
ver se elas são becos sem saída.”
(Marston Bates)

Aos meus pais, Horlando e Dilce.

Agradecimentos

À Universidade Federal de Santa Maria, e aqueles profissionais que contribuem direta e indiretamente para a contínua manutenção e melhoria da qualidade dos cursos de que freqüentei nesta instituição.

Aos funcionários do NUPEDDE e em especial ao Eng. Luiz Fernando Martins, pela amizade e pelo suporte técnico.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Ao professor Hilton Abílio Gründling, pela orientação neste trabalho, pela amizade, pelos conhecimentos transmitidos, pela atenção dedicada, por ter acreditado no meu potencial, por sempre ter me incentivado nos trabalhos e criado condições adequadas para que os realizasse de melhor forma possível.

Aos professores Humberto Pinheiro, José Renes Pinheiro e Hélio Leães Hey, pela amizade, conhecimento e experiência transmitidos no decorrer do mestrado, contribuindo de forma relevante na elaboração deste trabalho.

À professora Alzenira da Rosa Abaide, pela amizade, pelos conselhos técnicos.

Aos colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, pela amizade, pelo excelente ambiente de trabalho, pelo apoio e pelas contribuições dadas a este trabalho. Em especial aos amigos Jean Patric da Costa, Mário Lúcio, Márcio Stefanello, Rafael Cardoso, Robinson Camargo, Fernando Botterón, Cleber Zanatta, Rodrigo Azzolin.

Ao colega Helder Tavares Câmara, pela amizade, pelas importantes contribuições e discussões técnicas e pelo incentivo dado em momentos difíceis.

Aos meus pais, pelo amor, pela educação que deram, pelo incentivo, pela compreensão.

Aos meus irmãos, Juliana e Alexandre, pela amizade, carinho e compreensão que sempre tiveram comigo.

À minha querida noiva Aline, sempre fonte de amor e carinho, que me apoiou, incentivou e colaborou na realização deste trabalho em todos os momentos.

Divido com todos vocês o mérito desse trabalho.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE VELOCIDADE *SENSORLESS* APLICADAS A MOTORES DE INDUÇÃO EM PLATAFORMA DSP

AUTOR: ENG. ORLANDO SACCOL MARTINS
ORIENTADOR: D. SC. ENG. HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Este trabalho propõe uma análise comparativa do desempenho de técnicas de controle e estimação de velocidade, com realização discreta no tempo, aplicadas a motores de indução trifásicos, utilizando plataforma com base em um processador digital de sinais de ponto-fixa. Algumas modificações em algoritmos existentes na literatura são propostas para melhorar o desempenho das técnicas em estudo. Inicialmente, uma revisão histórica sobre a evolução dos sistemas de acionamento para motores de corrente alternada e uma revisão bibliográfica das principais técnicas de estimação de velocidade implementadas em DSP são realizadas. Em seguida, são obtidos diferentes modelos para o motor de indução trifásico representados em referenciais semi-estacionários. A partir do modelo da máquina foram projetados dois controladores de velocidade: um controlador clássico e amplamente utilizado no meio industrial (PI), e, com o objetivo de compensar distúrbios e dinâmicas não modeladas, um controlador adaptativo robusto por modelo de referência (RMRAC) é implementado. Para o projeto de servomecanismos *sensorless* de alto desempenho, duas técnicas de estimação de velocidade baseadas no modelo do MI foram selecionadas. Uma delas é amplamente difundida no meio acadêmico e industrial, sendo fundamentada em um sistema adaptativo por modelo de referência (MRAS) e outra tem base em um algoritmo de mínimos quadrados recursivos modificado (MRLS) e é apresentada como uma alternativa de alto desempenho. No desenvolvimento deste

trabalho, resultados de simulações utilizando o software Matlab[®], simulações em tempo-real em plataforma DSP, e por fim, resultados experimentais são apresentados. A partir destes resultados, parte-se para avaliação para determinar quais dos controladores *sensorless* analisados apresentam resposta dinâmica satisfatória em uma larga faixa de velocidade, inclusive em condições de velocidade baixa e nula, e também diante de situações de variação de carga e de parâmetros.

Palavras-chave: Controle de Velocidade, *Sensorless*, Motor de Indução, DSP, Controle Vetorial.

ABSTRACT

Master Thesis on Electrical Engineering.
Post-Graduate Program of Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

COMPARISON OF SPEED SENSORLESS CONTROL TECHNIQUES APPLIED TO INDUCTION MOTORS IN A DSP PLATFORM

AUTHOR: ENG. ORLANDO SACCOL MARTINS
RESEARCH SUPERVISOR: D. SC. ENG. HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

This work proposes a comparative performance analysis of control and estimation techniques applied to three-phase induction motors with discrete realization, using a fixed-point digital signal processor based platform. Some modifications in original algorithms are proposed to improve the performance of the techniques in study. Initially, an historical review about the induction motors drives and a bibliographical review of the main speed estimation techniques implemented in DSP were accomplished. Then, different models of the induction machine are obtained using the semi-stationary reference frames. From the machine model, two speed controllers are projected: a classical PI controller, that is widely used in industrial environment and a robust model reference adaptive controller, objecting to compensate disturbances and unmodeled dynamics. After that, two estimation techniques based on IM model are selected to project high-performance speed sensorless drives and later comparison. One of these schemes is extremely spread in academic and industrial environments, it is based on a model reference adaptive system (MRAS) and the other one is projected from a modified recursive least squares (MRLS), that is presented as a high-performance alternative solution. In the development of this work are displayed simulation results using the MatlabTM software, real-time simulations in DSP platform, and finally, experimental results. After these results analysis, it is possible to determinate which of these *sensorless* speed controllers proposed present satisfactory dynamic response for a wide range of speed, including low and null rotations, in situations of load disturbances and parametric variation.

Key-Words: Speed Control, *Sensorless*, Induction Motor, DSP, Vector Control.

Índices

ÍNDICE DE FIGURAS	XIV
ÍNDICE DE TABELAS	XVII
SIMBOLOGIA	XVIII
SIMBOLOGIA	XVIII
CAPÍTULO 1.....	1
INTRODUÇÃO	1
1.1 REVISÃO HISTÓRICA – SISTEMAS DE ACIONAMENTO EM CORRENTE ALTERNADA	2
1.2 REVISÃO DAS TÉCNICAS DE CONTROLE E ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE PARA MI IMPLEMENTADAS EM DSP	6
1.3 DESCRIÇÃO DO TRABALHO PROPOSTO.....	9
1.4 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	10
CAPÍTULO 2.....	11
MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	11
2.1 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	11
2.2 MODELO SIMPLIFICADO	17
2.2.1 Referencial no Fluxo Rotórico.....	17
2.3 MODELAGEM MECÂNICA DO ROTOR	23
2.4 MODELOS PARA O PROJETO DE ESTIMADORES DE VELOCIDADE ROTÓRICA.....	24
2.4.1 Modelo de Regressão Linear do Motor de Indução	24
2.4.2 Modelo no Referencial Estatórico Representado pela Corrente Magnetizante e pela Força Contra-Eletromotriz.....	27
CAPÍTULO 3.....	30
CONTROLADORES DE VELOCIDADE APLICADOS A MI	30
3.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL	31
3.1.1 Projeto do Controlador PI de Velocidade.....	34
3.2 CONTROLADOR ADAPTATIVO ROBUSTO POR MODELO DE REFERÊNCIA	37
3.2.1 Algoritmo de Adaptação Paramétrica da Lei de Controle.....	40
3.2.2 Projeto do Controlador RMRAC.....	42
3.3 SUMÁRIO.....	45
CAPÍTULO 4.....	46
CONTROLE DE VELOCIDADE <i>SENSORLESS</i> APLICADOS A MI	46
4.1 SISTEMA ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA.....	46
4.1.1 Modelagem discreta do estimador MRAS	49
4.1.2 Simulação do Servomecanismo Sensorless MRAS	52
4.2 MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVOS MODIFICADO.....	55
4.2.1 Modelagem discreta do estimador MRLS.....	57
4.2.2 Simulação do Servomecanismo Sensorless MRLS.....	58
4.3 SUMÁRIO.....	61
CAPÍTULO 5.....	63
SIMULAÇÃO EM DSP	63
5.1 DESCRIÇÃO DO PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS	63
5.2 SIMULAÇÃO POR HARDWARE EM TEMPO-REAL	66
5.2.1 Simulação do Sistema Sensorless – MRAS.....	67
5.2.2 Simulação do Sistema Sensorless – MRLS.....	70
5.3 SUMÁRIO.....	72
CAPÍTULO 6.....	74

DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL E RESULTADOS.....	74
6.1	DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA 74
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM UTILIZAÇÃO DE SENSORES MECÂNICOS 77
6.2.1	<i>Resultados Experimentais - Controlador PI com Sensor (Encoder) 77</i>
6.2.2	<i>Resultados Experimentais - RMRAC com Sensor (Encoder)..... 78</i>
6.2.3	<i>Resultados Experimentais - MRC com Sensor..... 79</i>
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS SEM A UTILIZAÇÃO DE SENSORES MECÂNICOS (ENCODERS) 80
6.3.1	<i>Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema Sensorless -PI/MRAS 81</i>
6.3.2	<i>Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema Sensorless -RMRAC/MRAS 83</i>
6.3.3	<i>Ensaio de Variação da Constante de Tempo Rotórica (τ_R) 84</i>
6.3.4	<i>Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema Sensorless -PI/MRLS 85</i>
6.3.5	<i>Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema Sensorless -RMRAC/MRLS..... 87</i>
6.4	ENSAIO DE VARIAÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA (τ_R) 89
6.5	SUMÁRIO..... 89
CAPÍTULO 7.....	91
CONCLUSÃO	91
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	96
ANEXO 1	100
DETERMINAÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA.....	100
ANEXO 2	103
SERVOS DE CORRENTE.....	103
A.2.1	<i>Compensadores PI da Parte Elétrica 104</i>
ANEXO 3	108
TRANSFORMADAS DE CLARK E PARK.....	108
A.3.1	<i>Transformação de Park 108</i>
A.3.2	<i>Transformação de Park 112</i>
ANEXO 4	116
FILTRO DE KALMAN.....	116

Índice de Figuras

FIGURA 2.1: CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO EM UM REFERENCIAL DQ GENÉRICO	13
FIGURA 2.2: MOTOR DE INDUÇÃO NO REFERENCIAL ROTÓRICO	22
FIGURA 3.1: CONTROLADOR DO TIPO PI APLICADO À MALHA DE VELOCIDADE	31
FIGURA 3.2: RESPOSTA NO TEMPO DO MODELO DE REFERÊNCIA.	35
FIGURA 3.3: DIAGRAMAS DE BODE DO PI COM A PLANTA EM MALHA FECHADA E DO MODELO DE REFERÊNCIA.	36
FIGURA 3.4: RESPOSTA DE VELOCIDADE DO SISTEMA EM MF COM O CONTROLADOR PI COM DISTÚRBIOS DE CARGA *	37
FIGURA 3.5: ESTRUTURA DO CONTROLADOR RMRAC.....	38
FIGURA 3.6: PROJETO DO PRÉ-COMPENSADOR.	42
FIGURA 3.7: DIAGRAMA DE BODE DO PRÉ-COMPENSADOR COM A PLANTA EM MALHA FECHADA E DO MODELO DE REFERÊNCIA.	43
FIGURA 3.8: CONTROLADOR DO TIPO RMRAC APLICADO À MALHA DE VELOCIDADE.	43
FIGURA 3.9: RESPOSTA DE VELOCIDADE DO SISTEMA EM MF COM O CONTROLADOR RMRAC INCLUINDO DISTÚRBIOS DE CARGA.	44
FIGURA 3.10: ADAPTAÇÃO DE PARÂMETROS DO CONTROLADOR RMRAC.	44
FIGURA 4.1: DIAGRAMA DE BLOCOS DO ESTIMADOR DE VELOCIDADE MRAS.	47
FIGURA 4.2: COORDENADAS NO REFERENCIAL ESTACIONÁRIO.	48
FIGURA 4.3: DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO DO SERVOMECANISMO <i>SENSORLESS</i> MRAS. ...	52
FIGURA 4.4: SAÍDA DO MODELO DE REFERÊNCIA PARA UMA ENTRADA DO TIPO RAMPA.....	53
FIGURA 4.5: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> PI/MRAS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	54
FIGURA 4.6: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	54
FIGURA 4.7: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> RMRAC/MRAS À VAZIO (A) E COM DIST. DE CARGA(B).	54
FIGURA 4.8: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	55
FIGURA 4.9: DIAGRAMA DE BLOCOS DO ESTIMADOR MRLS.	55
FIGURA 4.10: MODIFICAÇÃO SIGMA.....	57
FIGURA 4.11: DIAGRAMA DE BLOCOS DO SERVOMECANISMO <i>SENSORLESS</i> MRLS.....	59
FIGURA 4.12: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> PI/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	60
FIGURA 4.13: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	60
FIGURA 4.14: RESPOSTA DO <i>SENSORLESS</i> RMRAC/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	61
FIGURA 4.15: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	61
FIGURA 5.1: DIAGRAMA DE FUNÇÕES DO DSP TMS320F2812	64
FIGURA 5.2: DIAGRAMA SIMULAÇÃO EM DSP	66
FIGURA 5.3: FLUXOGRAMA DA SIMULAÇÃO EM DSP	67
FIGURA 5.4: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> PI/MRAS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	68

FIGURA 5.5: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	68
FIGURA 5.6: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	68
FIGURA 5.7: RESPOSTA DO SENSORLESS RMRAC/MRAS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	69
FIGURA 5.8: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	69
FIGURA 5.9: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	70
FIGURA 5.10: RESPOSTA DO CONTROLADOR SENSORLESS PI/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	70
FIGURA 5.11: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	71
FIGURA 5.12: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	71
FIGURA 5.13: RESPOSTA DO <i>SENSORLESS</i> RMRAC/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	71
FIGURA 5.14: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	72
FIGURA 5.15: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	72
FIGURA 6.1: DIAGRAMA DA PLATAFORMA	75
FIGURA 6.2: FLUXOGRAMA DAS ROTINAS DE IMPLEMENTAÇÃO EM DSP	76
FIGURA 6.3: RESPOSTA DO CONTROLADOR PI/SENSOR COM DISTÚRBIOS DE CARGA.	77
FIGURA 6.4: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA (A) E CORRENTES DOS EIXOS DQ (B) COM DISTÚRBIOS DE CARGA	78
FIGURA 6.5: RESPOSTA DO CONTROLADOR RMRAC/SENSOR COM DISTÚRBIOS.	78
FIGURA 6.6: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E MODELO DE REFERÊNCIA (A) E CORRENTES DOS EIXOS DQ (B) COM DISTÚRBIOS DE CARGA	79
FIGURA 6.7: PARÂMETROS DE ADAPTAÇÃO DO RMRAC	79
FIGURA 6.8: RESPOSTA DO CONTROLADOR MRC/SENSOR COM DISTÚRBIOS DE CARGA.	80
FIGURA 6.9: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E O MODELO DE REFERÊNCIA (A) E CORRENTES NOS EIXOS DQ (B).	80
FIGURA 6.10: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> PI/MRAS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	81
FIGURA 6.11: TORQUE ELÉTRICO À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	82
FIGURA 6.12: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	82
FIGURA 6.13: CORRENTES DOS EIXOS D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	82
FIGURA 6.14: RESPOSTA DO <i>SENSORLESS</i> RMRAC/MRAS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	83
FIGURA 6.15: TORQUE ELÉTRICO À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	83
FIGURA 6.16: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	84
FIGURA 6.17: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	84
FIGURA 6.18: ENSAIOS COM VARIAÇÕES DA CONSTATANTE DE TEMPO ROTÓRICA.	85
FIGURA 6.19: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> PI/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	85
FIGURA 6.20: RESPOSTA DO CONTROLADOR <i>SENSORLESS</i> PI/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	86
FIGURA 6.21: TORQUE ELÉTRICO À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	86
FIGURA 6.22: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	86
FIGURA 6.23: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	87
FIGURA 6.24: RESPOSTA DO <i>SENSORLESS</i> RMRAC/MRLS À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	87
FIGURA 6.25: TORQUE ELÉTRICO À VAZIO(A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	88

FIGURA 6.26: ERRO ENTRE A VELOCIDADE MEDIDA E ESTIMADA, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).	88
FIGURA 6.27: CORRENTES DO EIXO D E Q, À VAZIO (A) E COM DISTÚRBIOS DE CARGA (B).....	88
FIGURA 6.28: ENSAIOS COM VARIAÇÕES DA CONSTANTE DE TEMPO ROTÓRICA.	89

Índice de Tabelas

TABELA 3.1 – DADOS DO MI.....	35
TABELA 6.1 - QUADRO COMPARATIVO ENTRE OS SISTEMAS <i>SENSORLESS</i>	90

Simbologia

V_{ds}	Projeção da tensão estatórica sobre o eixo direto
R_S	Resistência estatórica
L_S	Indutância estatórica
ω	Velocidade síncrona
L_M	Indutância mútua
I_{ds}	Projeção da corrente estatórica sobre o eixo direto
V_{qs}	Projeção da tensão estatórica sobre o eixo de quadratura
I_{qs}	Projeção da corrente estatórica sobre o eixo de quadratura
V_{dr}	Projeção da tensão rotórica sobre o eixo direto
N_P	Número de pares de pólos
ω_R	Velocidade rotórica
R_R	Resistência rotórica
L_R	Indutância rotórica
I_{dr}	Projeção da corrente rotórica sobre o eixo direto
V_{qr}	Projeção da tensão rotórica sobre o eixo de quadratura
I_{qr}	Projeção da corrente rotórica sobre o eixo de quadratura
T_E	Torque eletromagnético
$[\phi_S]_{dq}$	Vetor de fluxos estatóricos em eixos d e q
\mathbf{I}	Matriz Identidade
$[\mathbf{I}_S]_{dq}$	Vetor de correntes estatóricas em eixos d e q
$[\mathbf{I}_R]_{dq}$	Vetor de correntes rotóricas em eixos d e q
$[\phi_R]_{dq}$	Vetor de fluxos rotóricos em eixos d e q
$\ \cdot\ $	Norma euclidiana
“ \cdot ”	Sinal de referência ou verdadeiro
“ \wedge ”	Sinal estimado
“ \cdot ”	sobre-índice significando derivada do sinal
p	Operador derivada
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Fluxos estatóricos sobre os eixos d e q .
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Projeção dos fluxos rotóricos sobre os eixos d e q .
ω_{sl}	Escorregamento

$\bar{\sigma}$	$1 - L_M^2 / L_R L_S$
τ_R	L_R / R_R
T_m	Torque mecânico
τ_d	Distúrbio de torque
J	Momento de inércia do rotor
B_n	Coefficiente de atrito
θ_p	Posição rotórica
K_{TN}	Constante de torque
\mathbf{V}_S	$\begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^T$
\mathbf{I}_S	$\begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix}^T$
\mathbf{I}_R	$\begin{bmatrix} I_{dr} & I_{qr} \end{bmatrix}^T$
\mathbf{I}_M	$\begin{bmatrix} I_{dM} & I_{qM} \end{bmatrix}^T$
I_{dM}	Projeção da corrente magnetizante sobre o eixo d
I_{qM}	Projeção da corrente magnetizante sobre o eixo q
\mathbf{e}_M	Vetor de força contra-eletromotriz em eixos dq
L_M'	L_M^2 / L_R
$G_C(s)$	Função de transferência do compensador
K_{PS}	Ganho proporcional
K_{IS}	Ganho integral
$G_p(s)$	Função de transferência da planta mecânica
$G_{MA}(s)$	Função de transferência da planta e compensador em malha aberta
$T(s)$	Função de transferência da planta e compensador em malha fechada
ζ	Coefficiente de amortecimento
ω_b	Banda passante
j	Variável complexa
K_{PZ}	Ganho proporcional discreto
T_s	Período de discretização
K_{IZ}	Ganho Integral Discreto
μ	Constante $\in \Re^+$
$\Delta_a(s)$	Função de transferência das dinâmicas não modeladas aditivas
$\Delta_m(s)$	Função de transferência das dinâmicas não modeladas multiplicativas
$\Delta(s)$	Função transferência das dinâmicas não modeladas

ω_1	Sinal de controle filtrado
F, q	Par controlável, definem a frequência de corte dos filtros de primeira ordem
ω_2	Saída da planta filtrada
ω^T	$[\omega_1 \ \omega_2 \ y \ u]^T$
u	Ação de controle
$\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$	Parâmetros do controlador RMRAC
y	Saída do sistema
Ref	Comando de referência
e_1	Erro de rastreamento
$G_M(s)$	Função de transferência do modelo de referência
ϕ	$\theta - \theta^*$
θ	$[\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]$
θ^*	Vetor de parâmetros verdadeiros para o controlador
η	Sinal de erro de trajetória referente às dinâmicas não modeladas
ε_1	Erro aumentado
ξ	Vetor de regressão filtrado pelo modelo de referência
P	Matriz de covariância
σ	Modificação sigma
ε	ε_1 normalizado
λ	Constante $\in \mathfrak{R}^+$
R	Constante $\in \mathfrak{R}^+$
$\bar{m}(t)$	Sinal de normalização modificado
α_1	Constante $\in \mathfrak{R}^+$
$m(t)$	Sinal de normalização
δ_0, δ_1	Constantes $\in \mathfrak{R}^+$
q_M	Potência reativa instantânea que mantém a corrente magnetizante
V_{dfs}	Tensão V_{ds} filtrada
V_{qfs}	Tensão V_{qs} filtrada
I_{dfs}	Corrente I_{ds} filtrada
I_{qfs}	Corrente I_{qs} filtrada
$G_f(s)$	Função de transferência dos filtros por variáveis de estado
ω_C	Frequência de corte do filtro
e	Erro de identificação
Y	Vetor de predição,
C	Vetor de regressão

\mathbf{K}	Vetor de ganho do identificador
P_R	Matriz de covariância
$\hat{\omega}_{RS}$	Sinal de saída do estimador MRLS
σ_R	Modificação sigma

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A necessidade de aumento da produtividade e da qualidade dos produtos, associada aos conceitos de automação industrial e de eficiência energética adotados pela indústria, impulsionou o desenvolvimento de sistemas de acionamento em Corrente Alternada (CA) de alto desempenho. Atualmente, esses sistemas praticamente substituíram os sistemas em acionamento Corrente Contínua (CC) em muitas aplicações, incluindo máquinas-ferramenta, fabricação de papel, sistemas de ar-condicionado, elevadores, servomecanismos, sistemas de transporte, etc.

Dentro deste contexto, os motores de indução trifásicos com o rotor do tipo “gaiola de esquilo” são amplamente utilizados em servomecanismos de velocidade, posição ou torque. Isso se deve principalmente ao baixo custo, tanto de construção como de manutenção, robustez e alto desempenho, se comparado com motores com comutadores. No entanto, uma longa jornada tecnológica foi percorrida para que os motores de indução fossem as máquinas mais utilizadas pela indústria na atualidade. Existem quatro principais linhas de evolução que devem ser observadas para a compreensão do atual estado de desenvolvimento dos sistemas de acionamento para motores de indução (MI). A primeira é a evolução da própria máquina de indução, a segunda é o desenvolvimento da eletrônica de potência, a terceira é a evolução da microeletrônica e a quarta é o avanço das teorias de controle aplicadas a MI.

1.1 Revisão Histórica – Sistemas de Acionamento em Corrente Alternada

O conceito inicial de motor de indução foi lançado no final do século XIX por Nicola Tesla e desde então muitas pesquisas foram realizadas, visando inúmeras melhorias de acordo com as necessidades de cada época. Do início do século XX até o ano de 1970 houve um desenvolvimento contínuo da qualidade do aço, das técnicas de fundição, de isolamento e da forma construtiva do motor de indução [1]. Esses avanços resultaram em um motor de volume dez vezes menor para uma mesma potência de saída e, portanto, diminuindo os custos de produção. No entanto, as inovações não primavam pela melhoria da eficiência energética da máquina, pois até então os custos de operação não eram fatores cruciais.

A partir de 1973, teve início uma grande elevação mundial do preço do petróleo, largamente utilizado no sistema de geração norte-americano, o que ocasionou reajustes nas tarifas de energia elétrica. Em consequência disso, foram propostas várias alterações no projeto de motores de indução visando aumento de rendimento [1], e dentre elas pode-se citar: redução das perdas de condução a partir da utilização de uma maior quantidade de cobre nos enrolamentos do estator; redução das perdas magnéticas através do aumento do comprimento do estator; e rotor buscando diminuição da densidade de fluxo magnético no entreferro e redução das correntes parasitas pela utilização de chapas aço laminado com alta resistividade interna. Hoje, as novas linhas de motores de indução de alta eficiência são produzidas por todos os grandes fabricantes e formam uma fatia emergente neste tipo de mercado.

As necessidades de aumento da produtividade e da melhoria da qualidade dos produtos, associadas à crescente preocupação com a eficiência energética e ao desenvolvimento de dispositivos semicondutores, levaram a indústria a investir no desenvolvimento de sistemas de acionamento em CA utilizando dispositivos de estado-sólido.

Historicamente, os motores CA eram utilizados em aplicações de velocidade fixa ou com velocidade variável, acionados por dispositivos complexos e caros, geralmente a partir de *variacs* com ajuste manual do nível de tensão aplicado ao MI. O acionamento através de dispositivos eletrônicos começou em 1930 com o advento dos tubos de gás, tais como os *thyratrons* e *ignitrons* [2], porém eram dispositivos de custo elevado.

A era moderna de desenvolvimento de conversores eletrônicos utilizados no acionamento de motores começa na metade do século XX com o surgimento do retificador controlado de silício (SCR – *Silicon Controlled Rectifiers*) [3]. O advento dos dispositivos semicondutores de potência marca uma revolução na tecnologia de acionamentos elétricos.

O primeiro conversor de potência projetado com dispositivos de estado sólido era constituído de SCR's, tanto no estágio de entrada (retificador) quanto no estágio de saída (inversor). Este sistema foi utilizado por mais de um quarto de século.

No fim da década de 70*, o projeto de conversores teve um novo impulso com a invenção dos transistores de junção bipolar de potência (BJT's – *Bipolar Junction Transistors*) [3]. Utilizando BJT's, os circuitos de auxílio à comutação, anteriormente utilizados juntamente com SCR's, foram eliminados. Além disso, a grande disponibilidade e o baixo custo dos BJT's de potência também tornaram possível o uso de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), reduzindo o volume do conversor através do aumento da frequência de comutação [2] e aprimorando a forma de onda da corrente circulante na carga. Estes conversores transistorizados praticamente substituíram os tradicionais com base em dispositivos SCR's até potências inferiores a 100HP. Como os BJT's têm capacidade limitada de comutação sob altas correntes e altas tensões simultaneamente [4], novas pesquisas foram desenvolvidas.

Na metade da década de 80*, essas pesquisas culminaram com o desenvolvimento dos transistores bipolares de porta isolada (IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*), criando um novo marco na história dos dispositivos semicondutores de potência. Os IGBT's são dispositivos híbridos formados por uma porta-MOS e um transistor bipolar de potência, combinando as vantagens de grande capacidade de condução de corrente dos BJT's com a alta impedância de entrada dos MOSFET's (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido) [5]. Devido a essas vantagens, os IGBT's substituíram os BJT's nas topologias de conversores CC-CA. Atualmente o dispositivo semicondutor de potência IGBT é o mais utilizado na construção de inversores para aplicações de acionamento CA até potências de 1500HP [4], com tendência a ser superada devido aos novos avanços no desenvolvimento destes dispositivos.

Embora a eletrônica de potência sinalizasse com avanços significativos desde a década de 70*, a teoria de controle para máquinas assíncronas ainda necessitava de novas ferramentas para que o desempenho dos sistemas de acionamento em CA se

* os anos ou décadas de 70, 80 e 90 referem-se ao século XX.

equiparasse aos sistemas de acionamento em CC. Ainda nesta década, foram estabelecidas as bases teóricas para as técnicas de controle por campo orientado ou vetorial [5][6]. Com essa teoria demonstrou-se que um motor de indução podia ser controlado como um motor CC com excitação independente e apontou os motores de CA como uma alternativa para o desenvolvimento de sistemas de acionamento de alto desempenho. Infelizmente, até a década de 80* não foi possível a implementação desses controladores, visto que o processamento do sinal envolvido requeria realização digital e não havia hardware economicamente viável para executar as operações matemáticas em tempo real.

Na década de 80*, o desenvolvimento dos microprocessadores e microcontroladores possibilitou a implementação das técnicas de controle vetorial em sistemas de acionamento CA. Com a utilização dessas técnicas, o desempenho obtido é semelhante ao acionamento com base em um motor de CC. Entretanto, os motores de CC possuem maior inércia rotórica, possuem comutadores e escovas que limitam a velocidade máxima. Além disso, os picos de correntes na máquina causam problemas de interferência eletromagnética (EMI – *Eletromagnetic Interference*) e não permitem operação em ambientes com presença de gases inflamáveis. Portanto, a maioria dos sistemas industriais de acionamento com velocidade variável que utilizam motores de C.C. estão progressivamente sendo substituídos por sistemas de controle vetorial com base em motores de indução.

Para aplicações que requerem alto desempenho, por exemplo, nas áreas de robótica, de máquinas-ferramenta, de sistemas de transporte de carga, é necessário que o sistema apresente rápida resposta dinâmica, robustez a variações paramétricas e rápida compensação de distúrbios de torque. Deste modo, a abordagem vetorial juntamente com o emprego dos controladores convencionais PI/PID (Proporcional-Integral/Proporcional-Integral-Derivativo) não conseguem atender a todas essas especificações simultaneamente [2].

Assim sendo, nas últimas duas décadas muito esforço foi concentrado em pesquisas visando à utilização de técnicas de controle moderno nos sistemas de acionamento. Técnicas como Controle por Modelo de Referência [7], Controle Adaptativo [8] Robusto[9]-[14], Controle Auto-Sintonizado [15], Controle por Redes Neurais Artificiais [16] Controle Direto de Torque [17][18], Controle por Modos-Deslizantes [19][20] têm se mostrado como alternativas que atendem as características necessárias para obtenção de sistemas de acionamento de alto desempenho. Contudo,

*os anos ou décadas de 70, 80 e 90 referem-se ao século XX.

até a metade dos anos 90*, as novas propostas esbarravam novamente no custo de implementação digital dos controladores.

Diante do crescente desenvolvimento dos processadores digitais de sinais de baixo custo, capazes de executar dezenas de milhões de operações em ponto-fixado por segundo, as técnicas de controle moderno encontraram, a partir da segunda metade da década de 90, um caminho para sua implementação. Além disso, muitos DSP's foram projetados com alguns periféricos (conversor A/D, Timers, geração de PWM, etc.) integrados em seu encapsulamento, o que acarretou na diminuição de custos dos dispositivos de *hardware* para o controle de motores.

Essa crescente evolução resultou, no ano de 2003, em um mercado mundial de comercialização de dispositivos de acionamentos para motores de CA com controle totalmente digital que girava em torno de 12 bilhões de dólares e apresentava uma projeção de crescimento anual de 15% [21].

Para alcançar uma redução ainda maior no custo dos sistemas de acionamento para motores de indução, novas alternativas de alto desempenho vêm sendo propostas. Uma solução economicamente atrativa é a substituição desses sensores por técnicas de estimação de velocidade ou posição. Isto se deve ao fato de que os sensores para medição destas grandezas mecânicas podem ser mais caros do que o próprio motor de indução, no caso de máquinas de baixa potência (< 5kVA), e têm sua instalação e manutenção dificultada em certas aplicações, como em parques eólicos ou em ambientes hostis. Além disso, há algumas vantagens no emprego de sistemas de acionamento sem sensores mecânicos (*sensorless*):

- redução do hardware necessário para o acionamento e conseqüentemente dos requisitos de manutenção,
- aumento na confiabilidade do sistema [21] [22], pois alguns sensores estão sujeitos a interferências, principalmente em ambientes industriais.

Contudo, ainda existe o desafio de tornar o desempenho dinâmico dos sistemas de acionamento *sensorless* semelhantes aos que utilizam sensores mecânicos. Além disso, essas técnicas de controle de MI sem utilização de sensores mecânicos precisam ser implementadas em processadores digitais de sinais para fabricação de módulos de acionamento de custo reduzido.

*os anos ou décadas de 70, 80 e 90 referem-se ao século XX.

1.2 Revisão das Técnicas de Controle e Estimação de Velocidade para MI implementadas em DSP

O desenvolvimento de técnicas de controle de motores de indução sem utilização de sensores mecânicos, na década de 90, diminuiu o custo da implementação para determinadas aplicações, entretanto aumentou a complexidade dos cálculos a serem realizados em tempo-real, principalmente na utilização de algoritmos de estimação de alto desempenho. Por esse motivo, e por dispor de DSP's de ponto-fixa (16 bits) que não conseguiriam processar os algoritmos mais complexos em tempo-real, a indústria optou por fabricar sistemas de acionamento *sensorless* de baixo custo, utilizando os algoritmos que necessitavam menos operações matemáticas na solução do problema de estimação.

Dentre essas técnicas utilizadas a partir da década de 90, uma que se destaca é o Sistema Adaptativo por Modelo de Referência (MRAS – *Model Reference Adaptive System*) [23][24][25]. Esses esquemas são fundamentados em dois modelos, um independente e outro dependente da velocidade rotórica (adaptativo), quando o erro entre os modelos é nulo, a velocidade observada converge para a velocidade medida. Um dos problemas na implementação dessas técnicas é a solução das equações dos modelos utilizados, que necessitam de técnicas especiais para solução das integrais dos sinais de fluxo.

Outra técnica é obtida através da utilização de um observador adaptativo de fluxo [26][27]. O esquema proposto utiliza um observador de estados com alocação arbitrária de pólos. Desse modo, ele pode ser aplicado para o controle do fluxo orientado direto, mesmo em regiões de baixa velocidade. Ambos os métodos representam com bastante fidelidade a velocidade para médias e altas rotações, entretanto esboçam erros significativos para estimação em baixas velocidades devido à dificuldade de medição das grandezas elétricas quando os sinais de tensão e corrente apresentam amplitudes de pequena ordem.

O cenário atual apresenta uma nova fronteira para a realização de técnicas avançadas para controle e para estimação de velocidade, de posição ou de torque, devido ao desenvolvimento de processadores digitais de sinais de ponto-fixa (32bits), de alto desempenho e baixo custo. Estes DSP's permitem a execução de até 150 milhões de instruções em ponto-fixa por segundo (MIPS – *Millions of Instructions per Second*) e possuem todos os periféricos necessários para o controle de MI integrados.

Consequentemente, os métodos de estimação de velocidade que requerem maior número de operações matemáticas para solução, propostos nas últimas duas décadas, despontam como novas alternativas para obtenção de sistemas *sensorless* de alto desempenho implementados em DSP's de baixo custo. Dentre essas técnicas pode-se destacar: a utilização de modelos de regressão linear e algoritmos recursivos [28][29], filtro de Kalman [30][31] Estendido [32], estimação de torque e fluxo [18], modos-deslizantes adaptativos[33][34], redes neurais artificiais [35][16].

Recentemente muitas publicações têm sido realizadas, propondo novos estimadores de velocidade rotórica ou modificações em técnicas existentes. Essas novas propostas decorrem das necessidades de aperfeiçoar os métodos de estimação para responder a uma maior faixa de velocidade, incluindo rotações baixas e nula, e para obtenção de técnicas robustas a variações paramétricas e de carga. Dentre essas técnicas aplicadas a motores de indução implementadas em DSP, destacam-se:

- A realização de algoritmos de estimação de velocidade a partir de redes neurais artificiais (ANN – *Artificial Neural Networks*) e também por estimadores de fluxo em conjunto com controle direto de torque (DTC – *Direct Torque Control*) é proposta em [16]. Os resultados obtidos a partir de um DSP de ponto flutuante demonstram que a técnica de ANN representa o sinal de velocidade com menor relação sinal-ruído do que o DTC sem sensores mecânicos.
- Em [34], um observador de fluxo obtido a partir do modelo do MI no referencial estacionário foi proposto e a velocidade rotórica é estimada por uma relação oriunda de uma função de Liapunov. Esse sistema foi implementado em um DSP de ponto-fixa de baixo custo e apresenta resultados satisfatórios para altas velocidades. Em [33] dois estimadores de corrente, além dos estimadores de fluxo, foram acrescentados para contornar problemas referentes a variações paramétricas. Essa técnica foi implementada em um DSP (TMS320F2812) de ponto-fixa e de alto desempenho, apresentando resultados satisfatórios para altas velocidades.
- A partir da teoria de modos-deslizantes, foi desenvolvido, em [20], um observador de fluxo fundamentado no modelo de ordem completa do MI e foi proposto um componente de correção não linear de fluxo, para compensar variações paramétricas e erros de medição. A execução experimental dos algoritmos demonstra operação correta para uma ampla

faixa de velocidade, porém foi alcançada via utilização de um DSP de ponto-flutuante e um de ponto-fixo, aumentando os custos.

- Em [22], é proposto um observador do fluxo rotórico fundamentado no modelo de tensão do MI no referencial do fluxo rotórico. A velocidade é estimada a partir da realimentação não-linear do sinal de erro entre o fluxo rotórico de quadratura observado e o ideal (nulo). O sistema é implementado em um DSP de ponto-fixo e um FPGA, apresentando erro reduzido em regime permanente.
- Um estimador de velocidade do tipo sistema adaptativo por modelo de referencia (MRAS) foi proposto por [35] utilizando um método de integração adaptativo (ANN). Para implementação foram empregados um DSP de ponto-fixo e um PC com placa para controle. Os resultados demonstram erro reduzido para velocidade estimada em altas e médias rotações, porém em velocidades baixas e no cruzamento por velocidade nula, o desempenho dinâmico apresenta distorções significativas.

Algumas técnicas propostas na literatura ainda não obtiveram realização em DSP, como a proposta por [28], que utilizava um algoritmo do tipo Mínimos Quadrados Recursivo (RLS – *Recursive Least Squares*) na estimação da velocidade rotórica. Além de não apresentar resultados em malha fechada, esse método tem sido descartado pelo fato de envolver um grande número de operações matemáticas na obtenção da estimativa da velocidade, demandando grande capacidade de processamento digital. Em 2004, [29] propôs uma modificação no algoritmo para estimação de velocidade publicado por [28]. Esta modificação possibilitou a realização de um controlador *sensorless* em malha fechada com base no algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivo Modificado (MRLS – *Modified Recursive Least Squares*).

Após a revisão bibliográfica, conclui-se que é necessário o desenvolvimento de novas tecnologias para obtenção de sistemas de acionamento *sensorless* com implementação em plataforma DSP. Apresentar respostas dinâmicas semelhantes a servomecanismos de alto desempenho com medição de velocidade ou de posição, é parâmetro fundamental para realização do projeto.

1.3 Descrição do Trabalho Proposto

Este trabalho propõe um estudo comparativo entre técnicas de controle e de estimação de velocidade para motores de indução com realização em DSP de ponto-fixa. Os aspectos relativos à implementação em DSP de ponto-fixa serão descritos, bem como as adequações e as modificações propostas nas técnicas em estudo.

O desempenho dinâmico dos sistemas é avaliado em situações de variação paramétrica, inserção de distúrbios de torque, ampla variação de velocidade, incluindo baixas rotações.

Uma das técnicas de estimação de velocidade escolhidas para avaliação é o sistema adaptativo por modelo de referência [24], por apresentar menor dependência paramétrica que outras estruturas do tipo MRAS, por não necessitar de integração direta dos sinais de fluxo, e por ser amplamente utilizada no meio acadêmico e industrial [36]. Uma modificação é proposta na realização da técnica em que um filtro por variáveis de estado (SVF- *State Variable Filter*) discreto é utilizado em substituição aos dispositivos de filtragem por hardware (*antialiasing*), reduzindo o custo do sistema.

A segunda técnica de estimação de velocidade a ser avaliada é o MRLS [29] devido a demonstrar resultados de estimação de velocidade para uma ampla faixa de rotações. Contudo, é necessário avaliar seu desempenho em uma realização em DSP de ponto-fixa, para que este método possa se tornar candidato para obtenção de um sistema de acionamento *sensorless* de alto desempenho e de custo reduzido.

Além da análise de desempenho dos métodos de estimação, são avaliadas as respostas dinâmicas dos sistemas de acionamento *sensorless* com a utilização de um controlador adaptativo robusto [37][38][9] e também de dois controladores fixos, um do tipo Proporcional-Integral e outro por Modelo de Referência (MRC – Model Reference Control). A lei de controle adaptativa é utilizada para compensar variações paramétricas da planta mecânica e possibilita o projeto de controlador considerando dinâmicas não-modeladas. O projeto de um controlador MRC, a partir de um Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência (RMRAC – *Robust Model Reference Adaptive Control*), é também realizado. Já o controlador do tipo Proporcional-Integral será utilizado como parâmetro de comparação por ser amplamente utilizado nos inversores de frequência com controle de velocidade em aplicações industriais.

1.4 Descrição dos Capítulos

No capítulo 2, são apresentados modelos do motor de indução trifásico com o rotor do tipo gaiola de esquilo em diferentes referenciais e diferentes abordagens. Um modelo completo para simulação da máquina, um modelo elétrico para estimação da velocidade via algoritmo do tipo MRLS, um para estimação de velocidade utilizando a técnica MRAS e um modelo mecânico para o projeto de um filtro de Kalman [10] empregado na observação da velocidade rotórica, medida a partir de um sensor de posição.

Os projetos dos controladores de velocidade aplicados ao MI são descritos no capítulo 3. Um Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência, e dois controladores fixos, um Proporcional-Integral são apresentados. Simulações utilizando o software Matlab[®] são realizadas.

No capítulo 4, as técnicas de estimação de velocidade utilizadas neste trabalho têm suas teorias desenvolvidas em tempo contínuo. Também são descritos os métodos utilizados para a representação na forma discreta para implementação em DSP. São apresentados os resultados de simulação em Matlab dos sistemas *sensorless* propostos.

No capítulo 5, são apresentadas as simulações em tempo-real e em plataforma DSP dos sistemas de acionamento *sensorless* propostos. Os resultados também são mostrados neste capítulo.

No capítulo 6 são descritas as características dos dispositivos que compõem a plataforma de implementação. Resultados experimentais são apresentados e algumas comparações de desempenho são realizadas também neste capítulo.

Por fim, o capítulo 7 é destinado às conclusões e às propostas para desenvolvimentos futuros do trabalho.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Para se projetar um controlador ou um observador, é necessário determinar um modelo que represente a dinâmica da planta a ser controlada e/ou observada. Para facilitar o projeto do controlador aplicado ao motor de indução, algumas técnicas matemáticas tais como a transformada $0\alpha\beta$ e a transformada de Park (**Anexo 3**) são comumente utilizadas. Essas técnicas transformam o modelo trifásico do motor, o qual é um modelo acoplado, em um modelo bifásico e desacoplado em eixos semi-estacionários. Sem perda de generalidade, aqui será modelada apenas o modelo bifásico dq de uma máquina de indução. Esse modelo foi obtido aplicando transformações de Clark e de Park a um modelo trifásico do motor de indução no referencial genérico. Aqui serão apresentados os modelos da máquina no referencial estático e fluxo rotórico, que serão necessários para o projeto do controlador e do estimador da velocidade rotórica.

2.1 Modelo Matemático do Motor de Indução Trifásico

Considere a máquina de indução trifásica, com rotor bobinado ou de gaiola, simétrica, como pode ser visto em Leonhard [11]. Isso pode ser afirmado já que os enrolamentos, tanto do rotor como do estator, são iguais entre si. No estudo do motor de indução trifásico, considera-se que o motor apresenta estruturas magnéticas cilíndricas tanto no rotor como no estator. Entretanto, o rotor de gaiola apresenta um número de

fases superior a três, já que cada barra presente neste constitui uma fase. Mesmo assim, o método de modelagem a ser empregado serve a qualquer número de fases e, conseqüentemente, para o rotor em gaiola.

Para a representação matemática, algumas hipóteses e convenções são consideradas:

- a) os três enrolamentos estatóricos são iguais entre si;
- b) os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
- c) os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no estator quanto no rotor;
- d) o entreferro é considerado constante;
- e) o circuito magnético é considerado ideal (a saturação não existe);
- f) a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal;
- g) não serão consideradas perdas magnéticas.

A partir dessas considerações e usando as transformadas de Clark e Park, descritas no **Anexo 3**, as equações de tensão da máquina no referencial síncrono ω podem ser expressas como, Krause [12].

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + pL_S & -L_S\omega & pL_M & -L_M\omega \\ L_S\omega & R_S + pL_S & L_M\omega & pL_M \\ pL_M & -L_M(\omega - N_P\omega_R) & R_R + pL_R & -L_R(\omega - N_P\omega_R) \\ L_M(\omega - N_P\omega_R) & pL_M & L_R(\omega - N_P\omega_R) & R_R + pL_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$T_E = N_P L_M (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (2.2)$$

em que p indica a derivação da variável. N_P representa o número de pares de pólos da máquina. R_S é a resistência estatórica e R_R é a resistência rotórica. L_S , L_R e L_M são as indutâncias estatórica, rotórica e mútua, respectivamente. Esse modelo encontra-se no referencial genérico, onde ω é a velocidade de rotação do campo estatórico e ω_R é a velocidade rotórica. V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} e V_{qr} são as tensões nos eixos dq estatóricas e rotóricas, respectivamente. Já as correntes nos eixos dq estatóricas e rotóricas são dadas por I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} e I_{qr} , respectivamente. A equação (2.2) apresenta o torque elétrico T_E que é responsável pelo acoplamento entre o modelo elétrico e o modelo mecânico do motor

CA. Ainda, relacionados à parte elétrica da máquina, os fluxos nos eixos dq estáticos $[\phi_S]_{dq}$ e rotóricos $[\phi_R]_{dq}$ são dados por

$$[\phi_S]_{dq} = L_S \mathbf{I} [I_S]_{dq} + L_M \mathbf{I} [I_R]_{dq} \quad (2.3)$$

$$[\phi_R]_{dq} = L_R \mathbf{I} [I_R]_{dq} + L_M \mathbf{I} [I_S]_{dq} \quad (2.4)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade de dimensão 2×2 , $[\phi_S]_{dq} = [\phi_{ds} \ \phi_{qs}]^T$ e $[\phi_R]_{dq} = [\phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$.

Considerando o rotor da máquina do tipo gaiola de esquilo, temos que as tensões rotóricas V_{dr} e V_{qr} são nulas. Assim, pode-se obter o circuito equivalente bifásico do motor no referencial genérico de eixos dq .

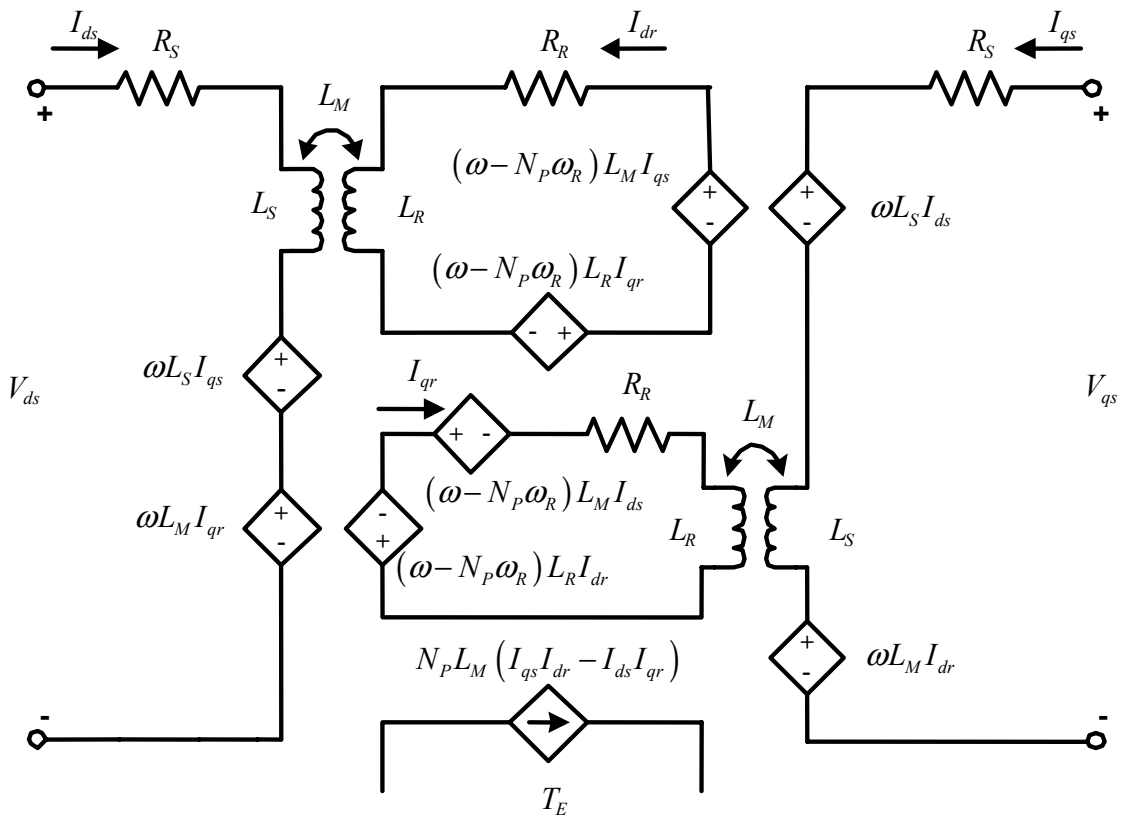


Figura 2.1: Circuito elétrico equivalente do motor de indução em um referencial dq genérico

Para representar o circuito equivalente da Figura 2.1 em equações de estado é necessário escrever, a partir de (2.1), as seguintes equações

$$V_{ds} = R_S I_{ds} + L_S \dot{I}_{ds} - \omega L_S I_{qs} + L_M \dot{I}_{dr} - \omega L_M I_{qr} \quad (2.5)$$

$$V_{qs} = \omega L_S I_{ds} + R_S I_{qs} + L_S \dot{I}_{qs} + \omega L_M I_{dr} + L_M \dot{I}_{qr} \quad (2.6)$$

$$0 = L_M \dot{I}_{ds} - (\omega - N_p \omega_R) L_M I_{qs} + R_R I_{dr} + L_R \dot{I}_{dr} - (\omega - N_p \omega_R) L_R I_{qr} \quad (2.7)$$

e

$$0 = (\omega - N_p \omega_R) L_M I_{ds} + L_M \dot{I}_{qs} + (\omega - N_p \omega_R) L_R I_{dr} + R_R I_{qr} + L_R \dot{I}_{qr} \quad (2.8)$$

em que $(\dot{})$ significa a derivação da variável.

De (2.5) e (2.6), obtém-se respectivamente

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_S}{L_S} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_M}{L_S} \dot{I}_{dr} + \omega \frac{L_M}{L_S} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_S} \quad (2.9)$$

e

$$\dot{I}_{dr} = -\frac{L_M}{L_R} \dot{I}_{ds} + (\omega - N_p \omega_R) \frac{L_M}{L_R} I_{qs} - \frac{R_R}{L_R} I_{dr} + (\omega - N_p \omega_R) I_{qr} \quad (2.10)$$

Substituindo-se a equação (2.7) em (2.5) obtém-se como resultado

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} = & -\frac{R_S}{L_S} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_M}{L_S L_R} \left(-L_M \dot{I}_{ds} + (\omega - N_p \omega_R) L_M I_{qs} - \right. \\ & \left. - R_R I_{dr} + (\omega - N_p \omega_R) L_R I_{qr} \right) + \omega \frac{L_M}{L_S} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_S} \end{aligned} \quad (2.11)$$

que pode ser reescrita na forma

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} \left(1 - \frac{L_M^2}{L_S L_R} \right) = & -\frac{R_S}{L_S} I_{ds} + \omega I_{qs} - (\omega - N_p \omega_R) \frac{L_M^2}{L_S L_R} I_{qs} + \\ & + \frac{R_R L_M}{L_S L_R} I_{dr} - (\omega - N_p \omega_R) \frac{L_M}{L_S} I_{qr} + \omega \frac{L_M}{L_S} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_S} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Definindo-se

$$a_0 \triangleq L_S L_R - L_M^2 \quad (2.13)$$

é possível reescrever (2.12), obtendo-se

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} = & -\frac{R_S L_R}{a_0} I_{ds} + \omega \frac{L_S L_R}{a_0} I_{qs} - (\omega - N_p \omega_R) \frac{L_M^2}{a_0} I_{qs} + \frac{R_R L_M}{a_0} I_{dr} - \\ & - (\omega - N_p \omega_R) \frac{L_M L_R}{a_0} I_{qr} + \omega \frac{L_M L_R}{a_0} I_{qr} + \frac{V_{ds} L_R}{a_0} \end{aligned} \quad (2.14)$$

de onde se obtém

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} = & -\frac{R_S L_R}{a_0} I_{ds} + \left[\omega + N_p \omega_R \frac{L_M^2}{a_0} \right] I_{qs} + \frac{R_R L_M}{a_0} I_{dr} + \\ & + N_p \omega_R \frac{L_M L_R}{a_0} I_{qr} + \frac{L_R}{a_0} V_{ds} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Para facilitar o tratamento algébrico das expressões anteriores, foram realizadas as seguintes definições

$$a_1 \triangleq \frac{R_S L_R}{a_0} \quad (2.16)$$

$$a_2 \triangleq \frac{L_M^2}{a_0} \quad (2.17)$$

$$a_3 \triangleq \frac{R_R L_M}{a_0} \quad (2.18)$$

$$a_4 \triangleq \frac{L_R L_M}{a_0} \quad (2.19)$$

e

$$a_5 \triangleq \frac{L_R}{a_0} \quad (2.20)$$

Substituindo-se então, as expressões (2.16)-(2.20) na equação (2.15) obtém-se

$$\dot{I}_{ds} = -a_1 I_{ds} + [\omega + N_P \omega_R a_2] I_{qs} + a_3 I_{dr} + N_P \omega_R a_4 I_{qr} + a_5 V_{ds} \quad (2.21)$$

Reescrevendo as equações (2.6) e (2.8), tem-se

$$\dot{I}_{qs} = -\omega I_{qs} - \frac{R_S}{L_S} I_{qs} - \omega \frac{L_M}{L_S} I_{dr} - \frac{L_M}{L_S} \dot{I}_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_S} \quad (2.22)$$

e

$$\dot{I}_{qr} = -(\omega - N_P \omega_R) \frac{L_M}{L_R} I_{ds} - \frac{L_M}{L_R} \dot{I}_{qs} - (\omega - N_P \omega_R) I_{dr} - \frac{R_R}{L_R} I_{qr} \quad (2.23)$$

Substituindo-se (2.23) em (2.22), tem-se

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qs} = & -\omega I_{qs} - \frac{R_S}{L_S} I_{qs} - \omega \frac{L_M}{L_S} I_{dr} - \frac{L_M}{L_S} \left(-(\omega - N_P \omega_R) \frac{L_M}{L_R} I_{ds} - \right. \\ & \left. - \frac{L_M}{L_R} \dot{I}_{qs} - (\omega - N_P \omega_R) I_{dr} - \frac{R_R}{L_R} I_{qr} \right) + \frac{V_{qs}}{L_S} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Utilizando as definições (2.13) e (2.16)-(2.20) e aplicando-as na equação (2.24), resulta em

$$\dot{I}_{qs} = -(\omega + N_P \omega_R a_2) I_{ds} - a_1 I_{qs} - N_P \omega_R a_4 I_{dr} + a_3 I_{qr} + a_5 V_{qs} \quad (2.25)$$

Substituindo (2.9) em (2.10) obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{I}_{dr} = & -\frac{L_M}{L_R} \left[-\frac{R_S}{L_S} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_M}{L_S} \dot{I}_{dr} + \omega \frac{L_M}{L_S} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_S} \right] + \\ & + (\omega - N_P \omega_R) \frac{L_M}{L_R} I_{qs} - \frac{R_R}{L_R} I_{dr} + (\omega - N_P \omega_R) I_{qr} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Substituindo (2.13) em (2.26), tem-se

$$\begin{aligned} \dot{I}_{dr} = & \frac{R_S L_M}{a_0} I_{ds} - N_P \omega_R \frac{L_S L_M}{a_0} I_{qs} - \frac{R_R L_S}{a_0} I_{dr} + \\ & + \left(\omega - N_P \omega_R \frac{L_S L_R}{a_0} \right) I_{qr} - \frac{L_m}{a_0} V_{ds} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Fazendo-se as seguintes definições

$$a_6 \triangleq \frac{R_S L_M}{a_0} \quad (2.28)$$

$$a_7 \triangleq \frac{L_S L_M}{a_0} \quad (2.29)$$

$$a_8 \triangleq \frac{R_R L_S}{a_0} \quad (2.30)$$

$$a_9 \triangleq \frac{L_S L_R}{a_0} \quad (2.31)$$

e

$$a_{10} \triangleq \frac{L_m}{a_0}. \quad (2.32)$$

É possível reescrever a equação (2.27) como

$$\dot{I}_{dr} = a_6 I_{ds} - N_P \omega_R a_7 I_{qs} - a_8 I_{dr} + (\omega - N_P \omega_R a_9) I_{qr} - a_{10} V_{ds} \quad (2.33)$$

Substituindo-se (2.22) em (2.23), tem-se

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} = & -(\omega - N_P \omega_R) \frac{L_M}{L_R} I_{ds} - \frac{L_M}{L_R} \left[-\omega I_{ds} - \frac{R_S}{L_S} I_{qs} - \omega \frac{L_M}{L_S} I_{dr} - \right. \\ & \left. - \frac{L_M}{L_S} \dot{I}_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_S} \right] - (\omega - N_P \omega_R) I_{dr} - \frac{R_R}{L_R} I_{qr} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Substituindo-se o valor a_0 , e considerando as expressões (2.28)-(2.32), é possível obter

$$\dot{I}_{qr} = N_P \omega_R a_7 I_{ds} + a_6 I_{qs} + (-\omega + N_P \omega_R a_9) I_{dr} - a_8 I_{qr} - a_{10} V_{qs} \quad (2.35)$$

Assim, reunindo as equações (2.21), (2.25), (2.33) e (2.35) na forma matricial, o modelo por equações de estado do motor de indução trifásico para um referencial genérico é dado por

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (\omega + N_p \omega_R a_2) & a_3 & N_p \omega_R a_4 \\ -(\omega + N_p \omega_R a_2) & -a_1 & -N_p \omega_R a_4 & a_3 \\ a_6 & -N_p \omega_R a_7 & -a_8 & (\omega - N_p \omega_R a_9) \\ N_p \omega_R a_7 & a_6 & (-\omega + N_p \omega_R a_9) & -a_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ -a_{10} & 0 \\ 0 & -a_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

onde, o torque eletromagnético é calculado como

$$T_E = N_p L_M (I_{dr} I_{qs} - I_{ds} I_{qr}) \quad (2.37)$$

No referencial estático, onde $\omega = 0$, o sistema matricial (2.36) pode ser reescrita na forma

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & N_p \omega_R a_2 & a_3 & N_p \omega_R a_4 \\ -N_p \omega_R a_2 & -a_1 & -N_p \omega_R a_4 & a_3 \\ a_6 & -N_p \omega_R a_7 & -a_8 & -N_p \omega_R a_9 \\ N_p \omega_R a_7 & a_6 & N_p \omega_R a_9 & -a_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ -a_{10} & 0 \\ 0 & -a_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

2.2 Modelo Simplificado

O modelo do motor de indução, antes analisado para um referencial genérico pode ser analisado utilizando vários referenciais. Aqui será feita uma simplificação utilizando-se como referencial o fluxo rotórico. Neste referencial, as grandezas de torque e fluxo da máquina são tratadas de maneira desacoplada, facilitando o projeto dos controladores.

2.2.1 Referencial no Fluxo Rotórico

Inicialmente, considere as equações de fluxo dadas por

$$\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_M} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} - \frac{L_S}{L_M} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

e

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = L_R \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + L_M \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Substituindo (2.39) em (2.40), tem-se

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \frac{L_R}{L_M} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{L_M^2 - L_S L_R}{L_M} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

ou reescrevendo

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \frac{L_M}{L_R} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} - \frac{L_M^2 - L_S L_R}{L_R} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Considere agora as seguintes equações que relacionam tensão e fluxo, nos eixos dq no referencial genérico,

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds} \\ \dot{\phi}_{qs} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

e

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = R_R \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} + \omega_{sl} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

onde $\omega_{sl} = \omega - \omega_R$.

De (2.44), considerando-se as tensões rotóricas iguais a zero, é possível afirmar que

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_R \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} (\omega - \omega_R) \quad (2.45)$$

Substituindo o vetor $\begin{bmatrix} \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T$ em (2.45) pela expressão (2.39), tem-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_R}{L_M} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} - \frac{L_S R_R}{L_M} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} (\omega - \omega_R) \quad (2.46)$$

Derivando (2.41) e substituindo o vetor $\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} & \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix}^T$ em (2.46), obtém-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_R}{L_M} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} - \frac{L_S R_R}{L_M} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{L_R}{L_M} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds} \\ \dot{\phi}_{qs} \end{bmatrix} + \frac{L_M^2 - L_S L_R}{L_M} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} (\omega - \omega_R) \quad (2.47)$$

Substituindo em (2.47) o vetor $\begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} \end{bmatrix}^T$ pela expressão (2.42) e sua derivada, obtém-se

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_R L_M}{L_R} & 0 & -\frac{R_R}{L_R} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{R_R L_M}{L_R} & -\omega_{sl} & -\frac{R_R}{L_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Reescrevendo a expressão a equação (2.43), tem-se

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds} \\ \dot{\phi}_{qs} \end{bmatrix} = -R_S \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

De (2.49) e (2.42), resulta

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds} \\ \dot{\phi}_{qs} \end{bmatrix} = -R_S \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{L_M}{L_R} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} - \frac{L_M^2 - L_S L_R}{L_R} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \right) \omega + \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Aplicando-se (2.42) e (2.50) em (2.47), tem-se

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\bar{\sigma} L_S} - \frac{L_M^2}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_S}{\bar{\sigma} L_S} - \frac{L_M^2}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_M}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} & \frac{\omega_R L_M}{\bar{\sigma} L_R L_S} \\ -\frac{\omega_R L_M}{\bar{\sigma} L_R L_S} & \frac{L_M}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\bar{\sigma} L_S} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

onde $\bar{\sigma} = 1 - L_M^2 / L_R L_S$ e $\tau_R = L_R / R_R$.

No referencial fluxo rotórico o eixo de coordenadas d encontra-se alinhado com o mesmo. Então, pode-se afirmar que $\phi_{qr} = 0$ ou

$$[\phi_R]_{dq} = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Portanto, de (2.51) obtém-se

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_S I_{ds}}{\bar{\sigma} L_S} - \frac{L_M^2 I_{ds}}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} + \omega I_{qs} + \frac{L_M \phi_{dr}}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} + \frac{V_{ds}}{\bar{\sigma} L_S} \quad (2.53)$$

Devido a (2.52), pode-se reescrever (2.45) como

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_R \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} (\omega - \omega_R) \quad (2.54)$$

Substituindo em (2.54) o vetor $[I_{dr} \ I_{qr}]^T$ pela expressão (2.40), tem-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{R_R}{L_R} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{R_R \cdot L_M}{L_R} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} (\omega - \omega_R) \quad (2.55)$$

onde se tem respectivamente, no eixo d

$$0 = \frac{R_R}{L_R} \phi_{dr} - \frac{R_R L_M}{L_R} I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \quad (2.56)$$

e no eixo q

$$0 = -\frac{R_R L_M}{L_R} I_{qs} + \phi_{dr} (\omega - \omega_R) \quad (2.57)$$

De (2.56) a dinâmica do fluxo rotórico é dada para o eixo d, como sendo

$$\frac{R_R}{L_R} \phi_{dr} + \dot{\phi}_{dr} = \frac{R_R L_M}{L_R} I_{ds} \quad (2.58)$$

Considerando a equação (2.58) em regime permanente, e para uma corrente I_{ds} constante, então é possível concluir que

$$\frac{R_R}{L_R} \phi_{dr} = \frac{R_R L_M}{L_R} I_{ds} \quad (2.59)$$

Desse modo

$$\phi_{dr} = L_m I_{ds} \quad (2.60)$$

Substituindo (2.60) em (2.57), obtém-se a velocidade síncrona

$$\omega = N_p \omega_R + \left(R_R I_{qs} / L_R I_{ds} \right) \quad (2.61)$$

onde

$$\omega_{sl} = R_R I_{qs} / L_R I_{ds} \quad (2.62)$$

é o escorregamento.

Ainda, devido a (2.60), a equação (2.53) pode ser expressa como

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_S I_{ds}}{\bar{\sigma} L_S} + \omega I_{qs} + \frac{V_{ds}}{\bar{\sigma} L_S} \quad (2.63)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.63), obtém-se

$$\frac{I_{ds}(s)}{\bar{\sigma} L_S \omega I_{qs}(s) + V_{ds}(s)} = \frac{1}{s \bar{\sigma} L_S + R_S} \quad (2.64)$$

Ainda, da expressão (2.51) tem-se

$$\dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_S I_{qs}}{\bar{\sigma} L_S} - \frac{L_M^2 I_{qs}}{\bar{\sigma} L_R L_S \tau_R} - \frac{\omega_R L_M}{\bar{\sigma} L_R L_S} \phi_{rd} + \frac{V_{qs}}{\bar{\sigma} L_S} \quad (2.65)$$

De (2.48) é possível se verificar que

$$\dot{\phi}_{qr} = \frac{R_R L_M I_{qs}}{L_R} I_{sq} - \omega_{sl} \phi_{dr} - \frac{R_R}{L_R} \phi_{qr} \quad (2.66)$$

De (2.52) e (2.66) advém

$$I_{qs} = \frac{\tau_R \omega_{sl}}{L_M} \phi_{dr} \quad (2.67)$$

que substituída na equação (2.65), resulta em

$$\dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - \frac{R_S I_{qs}}{\bar{\sigma} L_S} - \frac{\omega L_M}{\bar{\sigma} L_R L_S} \phi_{rd} + \frac{V_{qs}}{\bar{\sigma} L_S} \quad (2.68)$$

Reescrevendo (2.68), verifica-se que

$$\bar{\sigma} L_S \dot{I}_{qs} = -\bar{\sigma} L_S \omega I_{ds} - R_S I_{qs} - \frac{\omega L_M}{L_R} \phi_{dr} + V_{qs} \quad (2.69)$$

Se o fluxo ϕ_{dr} é constante, o termo $E_d = \frac{\omega L_M}{L_R} \phi_{dr}$ pode ser considerado como

um distúrbio na tensão no eixo de quadratura. Desse modo, desconsiderando o distúrbio E_d e usando a transformada de Laplace, a expressão (2.69) pode ser expressa, em Laplace, como

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s) - \bar{\sigma} L_S \omega I_{ds}(s)} = \frac{1}{s \bar{\sigma} L_S + R_S} \quad (2.70)$$

Desse modo, a partir de (2.64) e (2.70), é obtido um modelo simplificado da parte elétrica do motor de indução, com acoplamento dependente da velocidade síncrona.

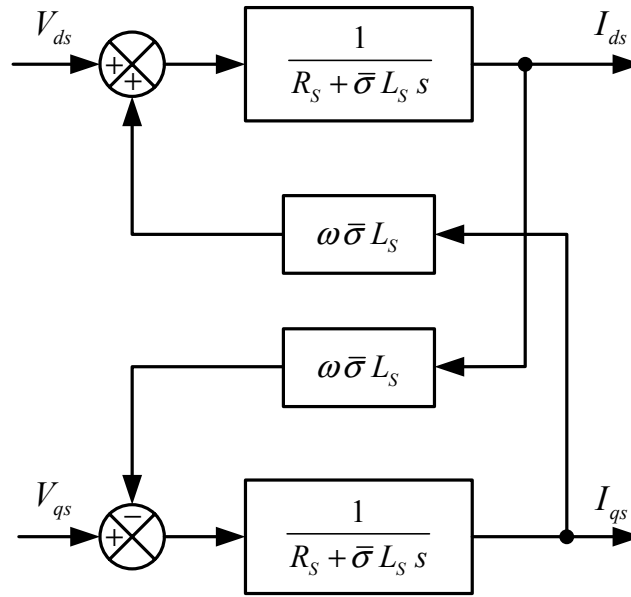


Figura 2.2: Motor de Indução no Referencial Rotórico

Ainda, considerando a equação (2.40), no referencial no fluxo rotórico, pode-se reescrever

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} = L_R \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + L_M \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}. \quad (2.71)$$

ou

$$I_{dr} = \frac{\phi_{dr} - L_M I_{ds}}{L_R} \quad (2.72)$$

e

$$I_{qr} = \frac{-L_M}{L_R} I_{qs} \quad (2.73)$$

Substituindo as expressões (2.72) e (2.73) em (2.2), tem-se a equação do torque elétrico para o referencial no fluxo rotórico dada por

$$T_E = L_M \left(\frac{\phi_{dr} - L_M I_{ds}}{L_R} I_{qs} - I_{ds} \frac{-L_M}{L_R} I_{qs} \right) \quad (2.74)$$

que pode ser simplificada em

$$T_E = L_M \frac{\phi_{dr}}{L_R} I_{qs} \quad (2.75)$$

Substituindo (2.60) em (2.75), tem-se

$$T_E = \frac{L_M^2 I_{ds}}{L_R} I_{qs} \quad (2.76)$$

Para N_p pares de pólos, a equação (2.76) torna-se

$$T_E = \frac{N_p L_M^2 I_{ds} I_{qs}}{L_R} \quad (2.77)$$

Como em servomecanismos a parte a ser controlada é o eixo mecânico do rotor, sua modelagem será apresentada na próxima seção.

2.3 Modelagem Mecânica do Rotor

O modelo mecânico do motor é dado pela seguinte equação

$$T_m = T_E - \tau_d = J \dot{\omega}_R + B_n \omega_R \quad (2.78)$$

onde, T_m , τ_d , J , B_n e ω_R representam respectivamente, o torque mecânico, o distúrbio de torque, o momento de inércia (incluindo a inércia da carga), o coeficiente de atrito e a velocidade angular. A equação dinâmica da posição pode ser escrita na forma

$$\dot{\theta}_p = \omega_R \quad (2.79)$$

onde, θ_p é a posição angular.

Supondo que a variação de carga em um motor de indução é muito lenta, para um curto período de tempo, pode-se escrever que

$$\dot{\tau}_d = 0, \quad (2.80)$$

assim, de (2.78), (2.79) e (2.80), na forma de equações de estado, tem-se

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} u \quad (2.81)$$

onde, o vetor de estados \mathbf{x} é dado por

$$\mathbf{x} = [\omega_R \quad \theta_p \quad \tau_d]^T \quad (2.82)$$

e o sinal da entrada de controle do sistema pode ser definido por

$$u = T_E \quad (2.83)$$

A saída do sistema é representada na forma

$$y = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (2.84)$$

As matrizes do sistema contínuo \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} podem ser escritas a partir das equações (2.78), (2.79) e (2.80), como

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -B_n/J & 0 & -1/J \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/J & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.86)$$

e

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0] \quad (2.87)$$

Então, a expressão (2.81) pode ser reescrita na forma matricial como segue

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_R \\ \theta_p \\ \tau_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B_n/J & 0 & -1/J \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_R \\ \theta_p \\ \tau_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_E \quad (2.88)$$

e a saída do sistema, que para este caso específico é a velocidade angular, pode ser reescrita na forma

$$y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \omega_R \\ \theta \\ \tau_d \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

O torque eletromagnético T_E , dado por (2.77), mantendo-se I_{ds} constante, pode ser calculado por

$$T_E = K_{TN} I_{qs}^* \quad (2.90)$$

onde $K_{TN} = N_p L_m^2 I_{ds} / L_R$ é a constante de torque nominal, I_{qs}^* é a corrente estatórica de comando do eixo de quadratura e o sobre-índice * significa termo de referência.

2.4 Modelos para o Projeto de Estimadores de Velocidade Rotórica

Para o projeto dos estimadores de velocidade rotórica, que serão apresentados no capítulo IV, serão utilizados dois modelos: um de regressão linear, utilizado no estimador MRLS e outro considerando o modelo do motor (2.1) representado pela corrente magnetizante e pelas tensões estatóricas no referencial estacionário.

2.4.1 Modelo de Regressão Linear do Motor de Indução

Considere a máquina de indução trifásica, suposta simétrica, com distribuição senoidal de fluxo, sem saturação e enrolamento em estrela não conectados, representada no referencial arbitrário pela equação (2.1).

Para se obter esse modelo no referencial estatórico é necessário se considerar $\omega = 0$. Assim,

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + pL_S & 0 & pL_M & 0 \\ 0 & R_S + pL_S & 0 & pL_M \\ pL_M & N_P L_M \omega_R & R_R + pL_R & N_P L_R \omega_R \\ -N_P L_M \omega_R & pL_M & -N_P L_R \omega_R & R_R + pL_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

De (2.91), tem-se

$$\mathbf{V}_S = (R_S + pL_S) \mathbf{I}_S + pL_M \mathbf{I}_R \quad (2.92)$$

$$0 = (pL_M \mathbf{I} - N_P L_M \omega_R \mathbf{J}) \mathbf{I}_S + ((R_R + pL_R) \mathbf{I} - N_P L_R \omega_R \mathbf{J}) \mathbf{I}_R \quad (2.93)$$

onde

$$\mathbf{V}_S = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T, \mathbf{I}_S = [I_{ds} \quad I_{qs}]^T, \mathbf{I}_R = [I_{dr} \quad I_{qr}]^T$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

A partir da equação (2.93), tem-se uma relação entre o vetor \mathbf{I}_R e o vetor \mathbf{I}_S , onde

$$\mathbf{I}_R = \frac{(N_P L_M \omega_R \mathbf{J} - pL_M \mathbf{I})}{(R_R + pL_R) \mathbf{I} - N_P L_R \omega_R \mathbf{J}} \mathbf{I}_S \quad (2.94)$$

Substituindo (2.94) em (2.92), tem-se

$$\mathbf{V}_S = \left((R_S + pL_S) + \frac{pL_M (N_P L_M \omega_R \mathbf{J} - pL_M \mathbf{I})}{(R_R + pL_R) \mathbf{I} - N_P L_R \omega_R \mathbf{J}} \right) \mathbf{I}_S \quad (2.95)$$

A aplicação da transformada de Laplace em (2.95) resulta em

$$\mathbf{V}_S = \left((R_S + sL_S) + \frac{sL_M (N_P L_M \omega_R \mathbf{J} - sL_M \mathbf{I})}{(R_R + sL_R) \mathbf{I} - N_P L_R \omega_R \mathbf{J}} \right) \mathbf{I}_S \quad (2.96)$$

Expandindo a equação (2.96) e agrupando termos semelhantes, tem-se

$$\mathbf{V}_S = \mathbf{I}_S \frac{s^2 (L_S L_R - L_M^2) + s [(R_S L_R + R_R L_S) - \mathbf{J} N_P \omega_R (L_S L_R - L_M^2)] + R_S R_R - \mathbf{J} R_S N_P L_R \omega_R}{R_R + sL_R - \mathbf{J} N_P L_R \omega_R} \quad (2.97)$$

Conforme definido em (2.13), $a_0 \triangleq L_S L_R - L_M^2$. Então (2.97) pode ser reescrito como

$$\mathbf{V}_S = \mathbf{I}_S \frac{a_0 s^2 + s [(R_S L_R + R_R L_S) - \mathbf{J} a_0 N_P \omega_R] + R_S R_R - \mathbf{J} R_S N_P L_R \omega_R}{R_R + sL_R - \mathbf{J} N_P L_R \omega_R} \quad (2.98)$$

ou

$$V_s = I_s \frac{s^2 + s \left[\frac{(R_S L_R + R_R L_S) - \mathbf{J} a_0 N_P \omega_R}{a_0} \right] + \frac{R_S R_R - \mathbf{J} R_S N_P L_R \omega_R}{a_0}}{R_R + s L_R - \mathbf{J} N_P L_R \omega_R} \quad (2.99)$$

Definindo-se

$$p_1 \triangleq \frac{R_S L_R + R_R L_S}{a_0} \quad (2.100)$$

a equação (2.99) pode ser reescrita como

$$V_s = I_s \frac{s^2 + s [p_1 - \mathbf{J} N_P \omega_R] + \frac{R_S L_R}{a_0} \left(\frac{1}{\tau_R} - \mathbf{J} N_P \omega_R \right)}{s \frac{L_R}{a_0} + \frac{L_R}{a_0} \left(\frac{1}{\tau_R} - \mathbf{J} N_P \omega_R \right)} \quad (2.101)$$

ou

$$\frac{I_s}{V_s} = \frac{s \frac{L_R}{a_0} + \frac{L_R}{a_0} \left(\frac{1}{\tau_R} - \mathbf{J} N_P \omega_R \right)}{s^2 + s [p_1 - \mathbf{J} N_P \omega_R] + \frac{R_S L_R}{a_0} \left(\frac{1}{\tau_R} - \mathbf{J} N_P \omega_R \right)} \quad (2.102)$$

Para propósitos de estimação, o modelo dado pela equação (2.102) deve ser escrito na forma de uma regressão linear

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}^T \boldsymbol{\theta} \quad (2.103)$$

onde \mathbf{Y} , \mathbf{C} e $\boldsymbol{\theta}$ são o vetor de predição, a matriz de regressão e o vetor paramétrico, respectivamente.

A partir da equação (2.102), considerando a velocidade rotórica ω_R o único parâmetro desconhecido, tem-se que os vetores \mathbf{Y} e \mathbf{C} são dados por

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= I_s \left(s^2 + s p_1 + \frac{R_S R_R}{a_0} \right) - V_s \left(s \frac{L_R}{a_0} + \frac{R_R}{a_0} \right) \\ \mathbf{C}^T &= J_q \left(I_s \left(s + \frac{R_S L_R}{a_0} \right) - V_s \left(\frac{L_R}{a_0} \right) \right) N_P \end{aligned} \quad (2.104)$$

onde a velocidade rotórica é considerada como o único parâmetro não conhecido, ou seja, $\boldsymbol{\theta} = \hat{\omega}_R$ e “^” significa parâmetro estimado. Em função do tempo, (2.104) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} &= \ddot{\mathbf{I}}_S + p_1 \dot{\mathbf{I}}_S + \frac{R_S R_R}{a_0} \mathbf{I}_S - \frac{L_R}{a_0} \dot{\mathbf{V}}_S + \frac{R_R}{a_0} \mathbf{V}_S \\
\mathbf{C}^T &= J_q \left(\dot{\mathbf{I}}_S + \frac{R_S L_R}{a_0} \mathbf{I}_S - \frac{L_R}{a_0} \mathbf{V}_S \right) N_P
\end{aligned} \tag{2.105}$$

2.4.2 Modelo no Referencial Estatórico Representado pela Corrente Magnetizante e pela Força Contra-Eletromotriz

Para o projeto do estimador MRAS, um modelo elétrico do motor de indução trifásico, supostamente simétrico, com distribuição senoidal de fluxo, sem saturação e enrolamento em estrela não conectados, representado pela corrente magnetizante e pela Força Contra-Eletromotriz (FCEM) no referencial estatórico será obtido nesta seção.

A partir da relação entre as correntes estatóricas e rotóricas com a corrente magnetizante [24] pode-se escrever

$$\mathbf{I}_R = (\mathbf{I}_M - \mathbf{I}_S) \frac{L_M}{L_R}, \tag{2.106}$$

onde

$$\mathbf{I}_R = \begin{bmatrix} I_{dr} & I_{qr} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{I}_S = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{I}_M = \begin{bmatrix} I_{dM} & I_{qM} \end{bmatrix}^T. \tag{2.107}$$

Pode-se ainda representar

$$I_{dr} = (I_{dM} - I_{ds}) \frac{L_M}{L_R}, \quad I_{qr} = (I_{qM} - I_{qs}) \frac{L_M}{L_R} \tag{2.108}$$

Considerando-se a equação de um motor de indução trifásico no referencial estatórico dado pela equação (2.91) e substituindo-se (2.105) em (2.91), obtém-se

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + p L_S & 0 & p L_M & 0 \\ 0 & R_S + p L_S & 0 & p L_M \\ p L_M & \omega_R L_M & R_R + p L_R & \omega_R L_R \\ -\omega_R L_M & p L_M & -\omega_R L_R & R_R + p L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ (I_{dM} - I_{ds}) \frac{L_M}{L_R} \\ (I_{qM} - I_{qs}) \frac{L_M}{L_R} \end{bmatrix}. \tag{2.109}$$

Reescrevendo-se as duas primeiras linhas de (2.109), tem-se

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \bar{\sigma} L_S p \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \mathbf{e}_M, \tag{2.110}$$

onde

$$\mathbf{e}_M = L_M' \frac{d\mathbf{I}_M}{dt} \quad (2.111)$$

Isolando-se o termo \mathbf{e}_M , tem-se

$$\mathbf{e}_M = \mathbf{V}_S - \left(R_S \mathbf{I}_S + \bar{\sigma} L_S \frac{d\mathbf{I}_S}{dt} \right). \quad (2.112)$$

Reescrevendo-se as duas últimas linhas de (2.109), obtém-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\tau_R & \omega_R \\ -\omega_R & 1/\tau_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/\tau_R & 0 \\ 0 & -1/\tau_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix}, \quad (2.113)$$

isolando-se o termo $p\mathbf{I}_M$ na equação (2.113), resulta em

$$p \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_R & -\omega_R \\ \omega_R & -1/\tau_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\tau_R & 0 \\ 0 & 1/\tau_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}. \quad (2.114)$$

A equação (2.114) pode ser reescrita como

$$\frac{d\mathbf{I}_M}{dt} = \mathbf{A}_M \mathbf{I}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{I}_S \quad (2.115)$$

onde

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} -1/\tau_R & -\omega_R \\ \omega_R & -1/\tau_R \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_M = \begin{bmatrix} 1/\tau_R & 0 \\ 0 & 1/\tau_R \end{bmatrix}. \quad (2.116)$$

Enfim, o modelo elétrico do MI no referencial estatórico pode ser escrito em função da corrente magnetizante (2.115) e da FCEM (2.112), obtendo-se

$$\mathbf{e}_M = \mathbf{V}_S - \left(R_S \mathbf{I}_S + \bar{\sigma} L_S \frac{d\mathbf{I}_S}{dt} \right) \quad (2.117)$$

$$\frac{d\mathbf{I}_M}{dt} = \mathbf{A}_M \mathbf{I}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{I}_S.$$

2.1 Sumário

Neste capítulo, foi apresentada a modelagem do motor de indução trifásico a partir do seu modelo equivalente bifásico. Esse modelo é obtido utilizando a transformação $0\alpha\beta$, que converte o sistema trifásico em um equivalente bifásico e a transformação de Park, que simplifica o sistema equivalente bifásico, tornando-o um sistema desacoplado. Essas transformações matemáticas são apresentadas no Anexo 3.

Também foram apresentadas as equações para o referencial no fluxo do rotor. O modelo elétrico nesse referencial apresenta o fluxo rotórico dependente apenas da

corrente estatórica I_{ds} (2.60), enquanto que, para os demais referenciais, são necessárias ambas as correntes estatóricas, conforme observado em [11]. O torque eletromecânico produzido pelo motor nesse referencial foi apresentado em (2.90). Se for mantido o fluxo constante, o torque pode ser controlado apenas pela variação de I_{qs} . Considerando o referencial rotórico, a variação de I_{qs} não altera o valor do fluxo rotórico, já que este, como mostrado na equação (2.60), depende apenas de I_{ds} . Por essa razão, o referencial no fluxo rotórico é de significativo interesse para aplicações em controle de motores de indução. Portanto, as equações (2.60) e (2.90) são de fundamental importância para este trabalho.

Como a finalidade desse trabalho é a sua aplicação a servomecanismos, foi apresentada a modelagem do rotor. Foi possível observar que o torque elétrico, definido em (2.90), é o sinal de entrada do sistema que representa o modelo mecânico do motor de indução. Desse modo, é possível concluir que, ao controlar a corrente I_{qs} , o torque desenvolvido pelo rotor também é controlado.

A partir do modelo do MI no referencial estatórico, foram obtidos dois modelos que serão utilizados no projeto de estimadores de velocidade, que serão apresentados no capítulo 4.

CAPÍTULO 3

CONTROLADORES DE VELOCIDADE APLICADOS A MI

Os controladores do tipo Proporcional Integral são predominantemente utilizados em sistemas de acionamento com base em motores de indução. São empregados tanto nas malhas de regulação de velocidade quanto nas malhas de controle das correntes.

Geralmente, um controlador PI é projetado para se obter uma desejada resposta dinâmica para um conjunto de parâmetros conhecidos e para uma determinada condição de carga. Contudo, variações paramétricas e distúrbios de carga deterioram o desempenho do sistema em malha fechada, podendo causar sobressaltos, longos tempos de acomodação, grandes tempos de subida, ou eventualmente podem ocasionar a instabilidade do sistema.

Deve-se ressaltar que parâmetros mecânicos como o momento de inércia e o coeficiente de atrito podem ter amplas faixas de variações devido às mudanças nas condições de carga. Além disso, os parâmetros elétricos da máquina variam com a temperatura, corrente e frequência. Como resultado, o controlador de velocidade do tipo PI com parâmetros fixos pode somente apresentar resposta satisfatória para as condições de operação previstas na fase de seu projeto.

Para aplicações de acionamento de MI de alto desempenho e com diferentes condições de operação, é evidente que técnicas de controle mais avançadas devem ser empregadas para garantir o desejado nível de resposta do sistema.

Os controladores do tipo Adaptativo (Robusto) por Modelo de Referência, tais como os propostos por [9] e [39], consideram o modelo do motor e suas incertezas na fase de projeto. Portanto, este tipo de controlador mantém as características desejadas de desempenho do sistema mesmo em condições de variações paramétricas ou em distúrbios de carga.

O desempenho dinâmico destes controladores é avaliado, neste trabalho, tanto em servomecanismos que utilizam sensores para medição de velocidade, como em servos de velocidade *sensorless*.

A seguir, é apresentada uma metodologia de projeto para os dois tipos de controladores.

3.1 Controlador Proporcional-Integral

O diagrama de blocos abaixo representa o modelo mecânico do motor de indução e do controlador de velocidade do tipo PI utilizado. O controlador é responsável pela geração da corrente de referência I_{qs}^* e o Torque elétrico é dado pela equação (2.77).

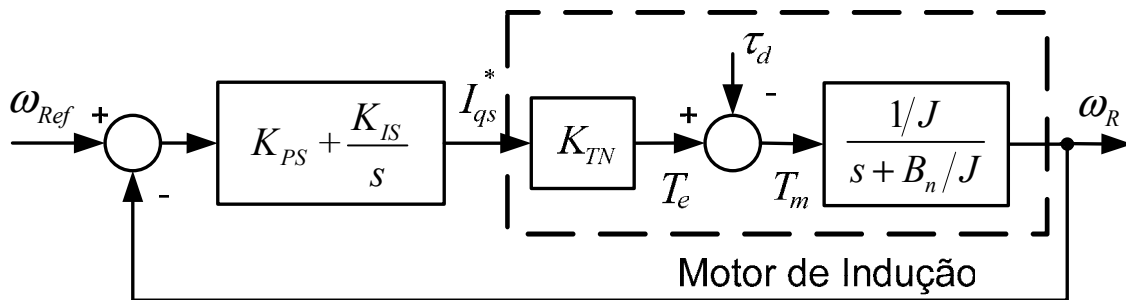


Figura 3.1: Controlador do tipo PI aplicado à malha de velocidade

A função de transferência do controlador PI é dada por,

$$G_C(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s} \quad (3.1)$$

e a planta do sistema é definida como sendo,

$$G_p(s) = \frac{K_{TN}/J}{s + B_n/J} \quad (3.2)$$

O controlador PI e a planta do sistema podem ser representados pela seguinte função de transferência,

$$G_{MA}(s) = \frac{K_{PS} K_{TN} s + K_{IS} K_{TN}}{s(Js + B_n)} \quad (3.3)$$

Para a malha fechada, com realimentação unitária, pode-se escrever

$$T(s) = \frac{K_{PS} K_{TN} s + K_{IS} K_{TN} / s (Js + B_n)}{1 + (s K_{PS} K_{TN} + K_{IS} K_{TN} / s (Js + B_n))} \quad (3.4)$$

Simplificando (3.4) resulta em,

$$T(s) = \frac{K_{PS} K_{TN} s + K_{IS} K_{TN}}{Js^2 + B_n s + K_{PS} K_{TN} s + K_{IS} K_{TN}} \quad (3.5)$$

Finalmente, dividindo a expressão (3.5) pelo momento de inércia J , obtém-se a função de transferência do laço de controle de velocidade, tal que

$$T(s) = \frac{(K_{PS} K_{TN} / J)s + (K_{IS} K_{TN} / J)}{s^2 + ((B_n / J) + (K_{PS} K_{TN} / J))s + (K_{IS} K_{TN} / J)} \quad (3.6)$$

Se for considerado que o coeficiente de viscosidade é desprezível em relação ao momento de inércia, pode-se escrever

$$\frac{\omega_R(s)}{\omega_{Ref}(s)} = \frac{(K_{PS} K_{TN} / J)s + (K_{IS} K_{TN} / J)}{s^2 + (K_{PS} K_{TN} / J)s + (K_{IS} K_{TN} / J)} \quad (3.7)$$

Assim, a expressão (3.7) é a de um sistema de segunda ordem no domínio s tal que

$$\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{Ref}(j\omega_b)} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (3.8)$$

onde ζ e ω_b representam o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte (em radianos) da resposta do sistema em malha fechada, respectivamente.

A largura de frequência de corte ω_b é determinada por

$$\left(\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{Ref}(j\omega_b)} \right) = -3db \quad (3.9)$$

Freqüentemente, em lugar de $-3db$, utiliza-se $-3,01db$ que equivale a um ganho de $0,707$, assim

$$\frac{\omega(j\omega_b)}{\omega_{Ref}(j\omega_b)} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707 \quad (3.10)$$

de onde

$$\frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0,707 \quad (3.11)$$

Da expressão (3.11) obtém-se

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0.5[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2] \quad (3.12)$$

Reescrevendo a expressão (3.12), tem-se

$$\omega_n^4 = 0.5[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \quad (3.13)$$

Dividindo-se ambos os lados da expressão anterior por ω_n^4 , obtém-se

$$1 = 0.5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (3.14)$$

Para fim de simplificação, define-se que,

$$a = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (3.15)$$

Substituindo-se (3.15) em (3.14), obtém-se a seguinte expressão

$$1 = 0.5 \left[(1-a)^2 + 4\zeta^2 a \right] - 4\zeta^2 a \quad (3.16)$$

que pode ser reescrita como,

$$1 = 0.5 \left[(1-2a+2a^2) + 4\zeta^2 a \right] - 4\zeta^2 a \quad (3.17)$$

ou ainda

$$0,5a^2 + (2\zeta^2 - 4\zeta^2 - 1)a - 0,5 = 0 \quad (3.18)$$

De (3.18) tem-se também que

$$0,5a^2 + (-2\zeta^2 - 1)a - 0,5 = 0 \quad (3.19)$$

Resolvendo esta última expressão, tem-se

$$a = 2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} \quad (3.20)$$

que substituída em (3.15), resulta em

$$\omega_b^2 = \omega_n^2 \left(2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} \right) \quad (3.21)$$

ou ainda,

$$\omega_b = \omega_n \sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1+2\zeta^2)^2 + 2}} \quad (3.22)$$

Da função de transferência (3.7), pode-se determinar o ganho do controlador K_{PS} por

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{PS}K_{TN}}{J} \quad (3.23)$$

que pode ser reescrita na forma

$$K_{PS} = \frac{2\zeta\omega_n J}{K_{TN}} \quad (3.24)$$

Substituindo-se (3.22) em (3.24), obtém-se a expressão

$$K_{PS} = \frac{2J\omega_b}{K_{TN}} \frac{\zeta}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (3.25)$$

O ganho K_{IS} é calculado por

$$\omega_n^2 = \frac{K_{IS}K_{TN}}{J} \quad (3.26)$$

que pode ser reescrita na forma,

$$K_{IS} = \frac{\omega_n^2 J}{K_{TN}} \quad (3.27)$$

Substituindo-se (3.22) em (3.27), tem-se

$$K_{IS} = \frac{J\omega_b^2}{K_{TN}} \frac{1}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (3.28)$$

Os ganhos discretos K_{PZ} e K_{IZ} são dados por (vide [42])

$$K_{PZ} = K_{PS} - \left(\frac{K_{IS}T_S}{2} \right) \quad (3.29)$$

e

$$K_{IZ} = K_{IS}T_S. \quad (3.30)$$

3.1.1 Projeto do Controlador PI de Velocidade

Para o projeto do controlador Proporcional-Integral, primeiramente foi definida uma função de referência para determinar a resposta dinâmica desejada para a saída da planta em malha fechada. Essa função será empregada como sinal de referência para o controle da velocidade do tipo PI e também no RMRAC da seção 3.2.

O modelo de referência foi definido como uma função de transferência de segunda ordem, e foram selecionados o coeficiente de amortecimento $\xi=1$ e a frequência natural $\omega_n = 20$ rad/s, dado pela equação

$$G_m(s) = \frac{\omega_m(s)}{\omega_{Ref}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} = \frac{400}{s^2 + 40 + 400}. \quad (3.31)$$

Para uma entrada de referência de velocidade do tipo salto, com valores máximos de ± 45.3 rad/s, a resposta da função de transferência (3.31) é apresentada na Figura 3.2.

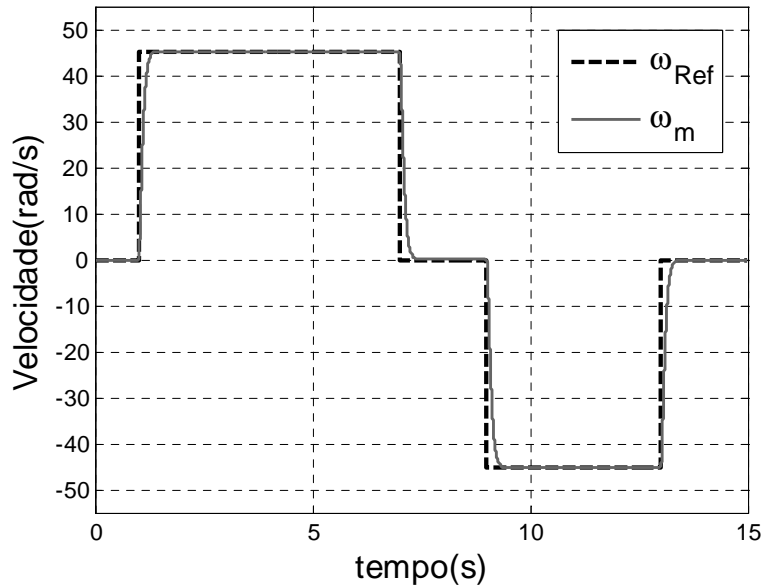


Figura 3.2: Resposta no tempo do modelo de referência.

A partir das equações (3.25), (3.27) e dos dados do motor da Tabela 3.1 é possível projetar a resposta do sistema da Figura 3.1 em malha fechada com banda passante 20% superior a do modelo de referência.

Tabela 3.1 – Dados do MI

<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
Potência	$\frac{3}{4}$ c.v
Velocidade Nominal	865 RPM
N_P	4
L_M	0,27 H
L_R	0,30 H
L_S	0,29 H
R_R	7,5 Ω
R_S	8,95 Ω
Corrente Nominal	2,7 A
Momento de Inércia (J)	0,01
Coefficiente de Atrito (B_n)	0,001

A Figura 3.3 apresenta a resposta em frequência do controlador PI e a do modelo de referência. Observa-se que a frequência de corte do sistema em malha fechada é ligeiramente maior do que a do modelo de referência $\omega_m(s)$.

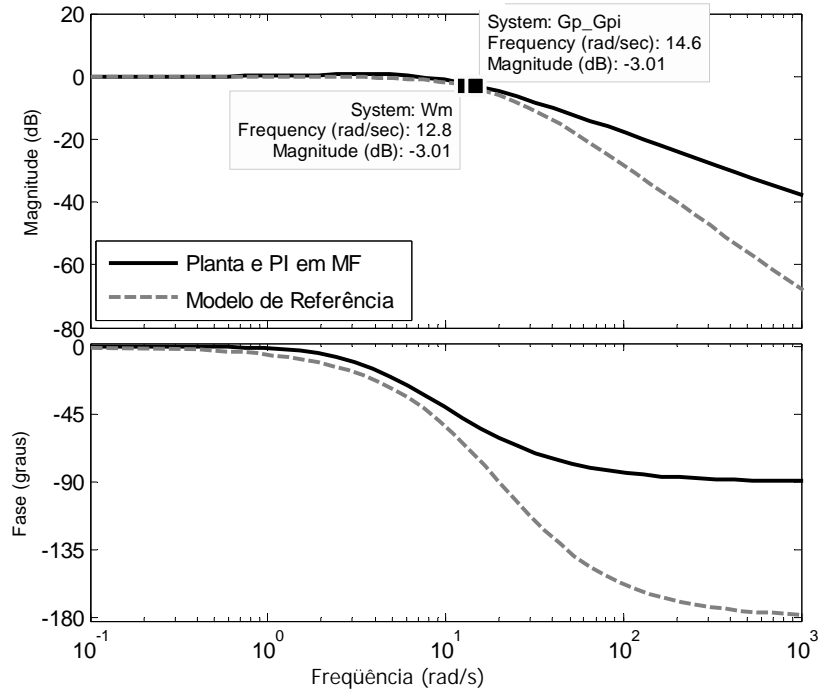


Figura 3.3: Diagramas de Bode do PI com a planta em malha fechada e do modelo de referência.

Uma simulação foi realizada utilizando o programa Matlab[®]. O modelo da máquina empregado está em um referencial genérico dado pela equação (2.36). Um método de compensação de acoplamento das correntes estatóricas descrito no Anexo 2 foi utilizado. As mesmas funções do tipo degrau da Figura 3.2 foram estabelecidos como os sinais de referência para esta simulação. Note que distúrbios de torque com valores de ± 1 N.m são realizados nos tempos de 3 e 10 segundos.

Na Figura 3.4 está representada a saída do modelo de referência (ω_m), a saída da planta em malha fechada com o controlador (ω_r) e os distúrbios de torque são representados por τ_d com escala ajustada em 10 vezes para melhor visualização.

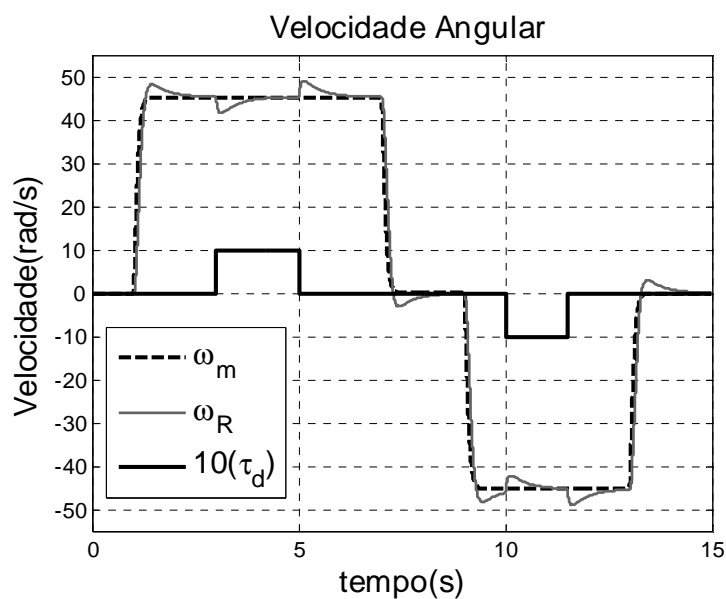


Figura 3.4: Resposta de velocidade do sistema em MF com o controlador PI com distúrbios de carga*.

3.2 Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência

A estrutura do Controlador RMRAC está representada no diagrama de blocos da Figura 3.5. O modelo de referência define a resposta dinâmica desejada para a saída da planta. Um erro aumentado é utilizado pelo algoritmo de adaptação para ajustar os parâmetros do controlador. Ele é obtido a partir do erro entre a saída do modelo de referência e a saída da planta, além do erro de ajuste dos parâmetros do controlador. Esse ajuste acontece de tal modo que o erro entre saída do modelo de referência e a saída da planta tende a um valor muito pequeno na média, chegando a ser nulo, quando não existe erro de modelagem. Deve-se ainda acrescentar que o controlador tem a finalidade de impor robustez ao sistema, mesmo que ocorram erros de modelagem. Maiores detalhes sobre o projeto dos controladores RMRAC e provas de robustez podem ser encontradas nas Referências [37] e [38].

* a unidade adotada para distúrbios de torque (τ_d) é N.m, embora seja traçado nos gráficos de velocidade.

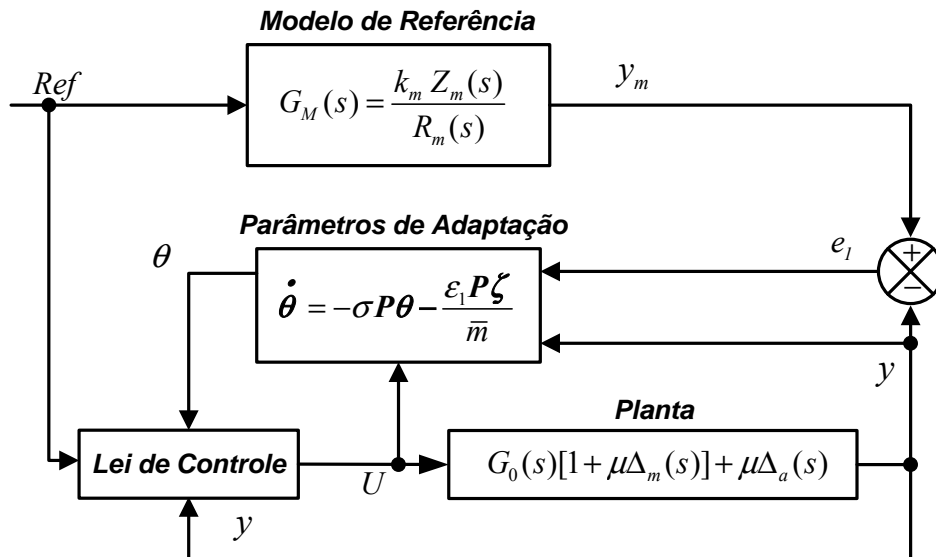


Figura 3.5: Estrutura do Controlador RMRAC

O modelo da planta a ser controlada, também representado na Figura 3.5, deve ser um sistema do tipo SISO (*Single Input – Single Output*), dado por

$$y(s) = G(s) u(s) \quad (3.32)$$

onde

$$G(s) = G_0(s)[1 + \mu\Delta_m(s)] + \mu\Delta_a(s) \quad (3.33)$$

e

$$G_0(s) = K_p \frac{Z_0(s)}{R_0(s)} \quad (3.34)$$

onde $G(s)$, em (3.33), é a função de transferência do sistema, $G_0(s)$ é a parte modelada da planta, $\mu\Delta_a$ e $\mu\Delta_m$ são dinâmicas não modeladas do tipo aditivas e multiplicativas, respectivamente. $Z_0(s)$ e $R_0(s)$ são polinomiais mônicas de graus m e n , respectivamente. Além disso, a parte modelada deve respeitar as seguintes condições:

H1 - $Z_0(s)$ é um polinômio Hurwitz de grau $m \leq n-1$;

H2 – O limite inferior $p_0 > 0$ para a margem de estabilidade $p > 0$, para o qual os pólos de $\Delta_a(s-p)$ e $\Delta_m(s-p)$ são estáveis, é conhecido;

H3 – O sinal de K_p e os valores de m e n são conhecidos. Sem perda de generalidade, será considerado $K_p > 0$;

H4 - $\Delta_m(s)$ é uma função de transferência estável;

H5 – $\Delta_a(s)$ é uma função de transferência estável estritamente própria;

O objetivo do controle pode ser colocado como segue: Dado o modelo de referência

$$y_m(s) = G_m(s) Ref(s) = \frac{K_m}{D_m(s)} Ref(s) \quad (3.35)$$

onde $D_m(s)$ é um polinômio mônico, Hurwitz, de grau $n^* = n - m$, e $Ref(t)$ é um sinal externo uniformemente limitado, determinar o sinal de controle $u(t)$, a partir de um controlador definido pelo projetista, tal que, para algum $\mu^* > 0$ e qualquer $\mu \in [0, \mu^*]$, o sistema realimentado resultante seja globalmente estável e a saída da planta siga a saída do modelo de referência, tão próximo quanto possível, apesar da presença de dinâmicas não modeladas Δ_m e Δ_a , satisfazendo **H2**.

Usando os sinais de entrada e saída da planta, os seguintes filtros de entrada e saída são definidos

$$\dot{\omega}_1 = F \omega_1 + q u, \quad \dot{\omega}_2 = F \omega_2 + q y \quad (3.36)$$

onde F é uma matriz estável e (F, q) é um par controlável. Define-se também

$$\omega^T = [\omega_1 \quad \omega_2 \quad y \quad u]^T \quad (3.37)$$

A entrada da planta u pode ser calculada como

$$u = -\frac{[\theta_1 \omega_1 + \theta_2 \omega_2 + \theta_3 y + Ref]}{\theta_4} \quad (3.38)$$

onde $\theta_1, \theta_2, \theta_3$, e θ_4 são os parâmetros do controlador.

Lema 3.1 : O erro de rastreamento $e_1 = y - y_m$ é dado por

$$e_1 = G_M(s) \phi \omega + \mu \eta \quad (3.39)$$

com

$$\eta = \Delta(s) u \quad (3.40)$$

onde $\Delta(s)$ é uma função de transferência estritamente própria

$$\Delta(s) = \Delta_a(s) [G_M(s) f_2(s) + 1] + \Delta_m(s) G_M(s) [-\theta_4^* - f_1(s)] \quad (3.41)$$

e

$$f_1(s) = \theta_1^{*T} (sI - F)^{-1} q, \quad f_2(s) = \theta_3^* + \theta_2^{*T} (sI - F)^{-1} q \quad (3.42)$$

$\phi = \theta - \theta^*$ é o vetor erro de parâmetros e θ^* indica o vetor de parâmetros verdadeiros para o controlador.

De (3.39) obtém-se o erro aumentado dado por:

$$\varepsilon_1 = e_1 + \theta^T \xi - G_M(s) \theta^T \omega = \phi^T \xi + \mu \eta \quad (3.43)$$

onde $\xi = G_m(s) \mathbf{I} \omega$.

Prova: A prova do **Lema 3.1** é dada na referência [38], e será aqui omitida.

Note que nas equações (3.36)-(3.38) os sinais de entrada e saída da planta devem estar disponíveis para possibilitar o uso do controlador RMRAC. Ainda, é necessário que eles sejam limitados. Entretanto, considerando casos em que sensores mecânicos de velocidade não podem ser utilizados, uma modificação será proposta para possibilitar o uso de um algoritmo de estimação de velocidade e que o mesmo não divirja. Esse controlador é mostrado a seguir.

3.2.1 Algoritmo de Adaptação Paramétrica da Lei de Controle

O problema de adaptação paramétrica em controladores adaptativos envolve a questão da robustez. O algoritmo deve ser capaz de atuar de forma a manter o sistema estável mesmo na presença de distúrbios e de dinâmicas não-modeladas. Diversas abordagens e modificações envolvendo leis adaptativas têm sido propostas, como algoritmos do tipo gradiente e síntese por funções SPR-Lyapunov. Particularmente, o algoritmo do tipo mínimos quadrados recursivo (RLS – *Recursive Least Squares*) possui uma rápida convergência, se comparado com algoritmos do tipo gradiente, e possui característica de não polarização [14].

A idéia básica do algoritmo do tipo RLS é combinar um modelo matemático a uma seqüência de dados observados, que minimiza a soma dos quadrados da diferença entre os dados observados e os adquiridos. Desse modo, qualquer ruído ou imperfeições nos dados observados tem pouco efeito na exatidão do modelo matemático. Para se entender melhor, considere o esquema de adaptação paramétrica [13], obtido a partir de um algoritmo de adaptação do tipo mínimos quadrados recursivo modificado, isto é

$$\dot{\boldsymbol{\phi}} = \dot{\boldsymbol{\theta}} = -\mathbf{P} \boldsymbol{\xi} \varepsilon - \sigma \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} \quad (3.44)$$

$$\dot{\mathbf{P}} = \frac{\mathbf{P} \boldsymbol{\xi} \boldsymbol{\xi}^T \mathbf{P}}{m^2} + \left(\lambda \mathbf{P} - \frac{\mathbf{P}^2}{R^2} \right) \mu^{-2} \quad (3.45)$$

onde $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ é tal que

$$0 < \mathbf{P}(0) \leq \lambda R^2 \mathbf{I} \quad , \quad \mu^2 \leq k_\mu \bar{\mu}^{-2} \quad (3.46)$$

$$\varepsilon(t) = \frac{\varepsilon_1(t)}{m(t)} = \frac{e_1 + \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\xi} - G_m(s) \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\omega}}{m(t)} = \frac{\boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\xi} + \mu \eta}{\bar{m}(t)} \quad (3.47)$$

$$\bar{m}(t) = 1 + \alpha_1 [m(t)]^2 \quad (3.48)$$

$$\dot{m}(t) = \delta_0 m(t) + \delta_1 (|u| + |y| + 1) \quad , \quad m(0) = \frac{\delta_1}{\delta_0} \quad , \quad \delta_1 \geq 1 \quad (3.49)$$

onde $\alpha_1, \delta_0, \delta_1, \lambda, \mu$ e R são constantes positivas e δ_0 satisfaz

$$0 \leq \delta_0 \leq q_0 \quad (3.50)$$

e $q_0 \in \mathfrak{R}^+$ é tal que os pólos de $G_m(s-q_0)$ e os autovalores de $F + q_0 I$ são estáveis.

O parâmetro σ em (3.44) é dado por

$$\sigma = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\theta\| < M_0 \\ \sigma_0 \left(\frac{\|\theta\|}{M_0} - 1 \right) & \text{se } M_0 \leq \|\theta\| \leq 2 M_0 \\ \sigma_0 & \text{se } \|\theta\| > 2 M_0 \end{cases} \quad (3.51)$$

onde $M_0 > \|\theta^*\|$ e $\sigma_0 > \frac{2\mu^{-2}}{R^2} \in \mathfrak{R}^+$ são parâmetros de projeto.

Lema 3.2: O algoritmo de adaptação paramétrica em (3.44) à (3.51) sujeito as hipóteses H1 – H6, da seção 3.2, possui as seguintes propriedades :

$$1) \quad \frac{I}{\lambda R^2} \leq P^{-1} \leq I \left(\frac{I}{\lambda R^2} + \frac{g_3^2}{\alpha_1 \lambda \mu^{-2}} \right) \quad (3.52)$$

observando que $\frac{\|\xi\|^2}{m} \leq \frac{g_3^2}{\alpha_1}$, onde g_3 é o limite superior de $\|\xi\|/m$.

$$2) \quad \sigma \phi^T \theta \geq 0 \quad (3.53)$$

$$3) \quad V = \phi^T P^{-1} \phi \leq \bar{V} \Delta \begin{cases} 2 \max \left(2 \frac{k_\mu g_5^2}{\alpha_1 \lambda}, \frac{9 M_0^2}{\lambda R^2} \right) & \text{para } \bar{\mu} > 0 \\ V(0) & \text{para } \bar{\mu} = 0 \end{cases} \quad (3.54)$$

onde g_5 é o limite superior de $|\eta|/m$.

$$4) \quad \|\phi\| \leq k_\phi \Delta \lambda R^2 \bar{V} \quad (3.55)$$

$$5) \quad \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left(\frac{\phi^T \xi}{m} + \sigma \phi^T \theta \right) d\tau \leq \frac{g_1}{T} + \mu^2 g_2 \quad (3.56)$$

$$6) \quad \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{(P_j^T \xi)^2}{m} d\tau \leq \frac{g'_1}{T} + \mu^2 g'_2 \quad \forall t_0 \geq 0, T > 0 \quad j=1, \dots, 2n \quad (3.57)$$

onde g_1, g_2, g'_1 e g'_2 são constantes positivas e p_j é a j -ésima linha ou coluna de P .

Prova do Lema 3.2: A prova do Lema 3.2 é dada na referência [38], e será aqui omitida.

3.2.2 Projeto do Controlador RMRAC

Para o projeto do controlador RMRAC foi utilizado o mesmo modelo de referência descrito na **seção 3.1.1** e mesmo motor de indução descrito na Tabela 3.1.

Note que, como o modelo da planta é de primeira ordem (equação (3.2)), seria impossível a utilização dos filtros da equação (3.36) no controlador adaptativo robusto por modelo de referência. Para solucionar este problema e tornar a dinâmica da planta em série com o compensador semelhante a do modelo de referência, é necessária a inclusão de um pré-compensador $G_c(s)$, que é dado por

$$G_c(s) = \frac{a}{s+b} \quad (3.58)$$

onde os ganhos a e b são calculados para que a resposta do sistema em malha fechada tenha banda passante 20% superior a do modelo de referência, dados por

$$a = 1,2J\omega_n^2 \text{ e } b = 2,4\xi J\omega_n - B_n/J \quad (3.59)$$

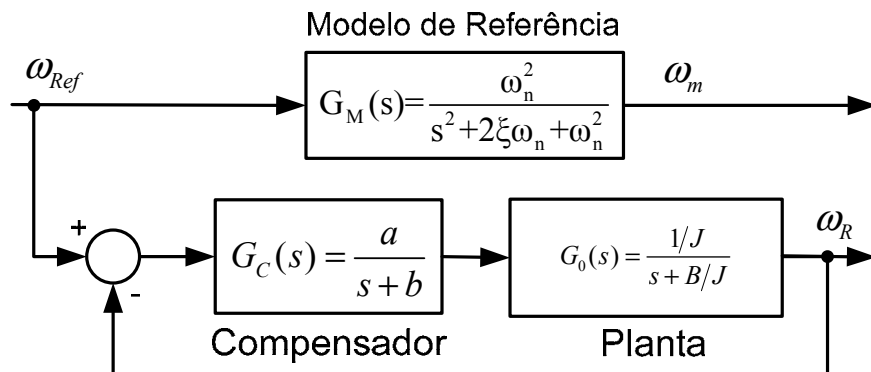


Figura 3.6: Projeto do pré-compensador.

O sistema representado na Figura 3.6 tem a resposta em frequência traçada no diagrama de Bode da Figura 3.7. Note que a planta em conexão série com o pré-compensador em MF apresenta frequência de corte superior a do modelo de referência. Essa condição é necessária para que o sistema seja capaz de rastrear a resposta dinâmica imposta pelo modelo de referência.

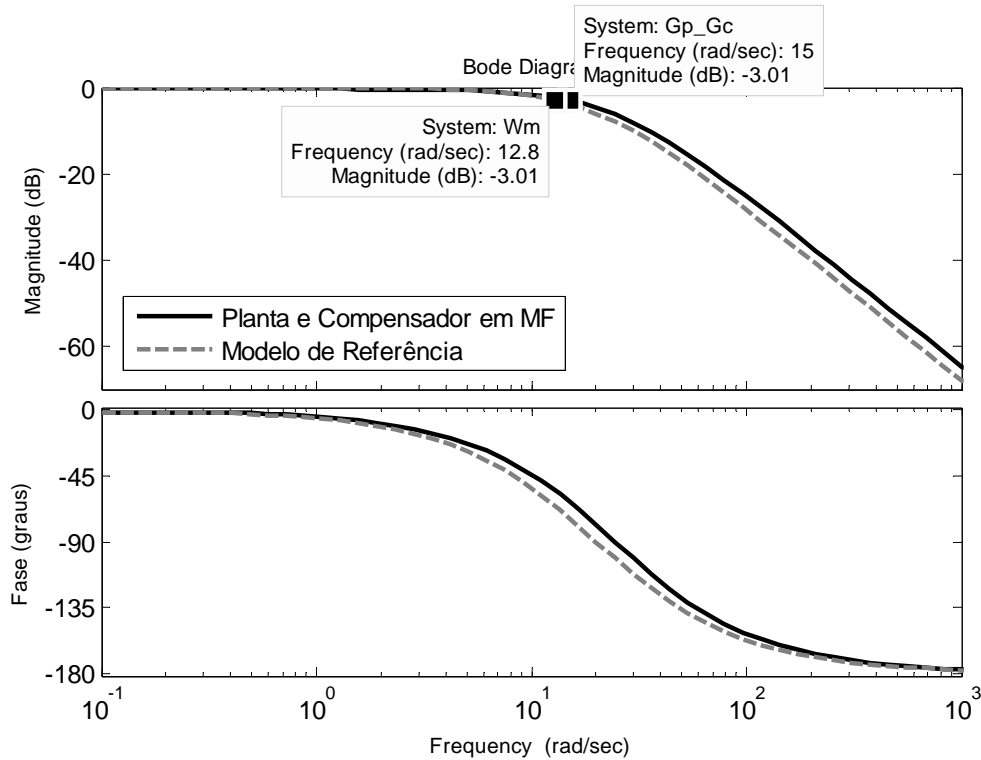


Figura 3.7: Diagrama de Bode do pré-compensador com a planta em malha fechada e do modelo de referência.

A mesma simulação proposta na seção 3.1.1 foi realizada, porém o controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência foi empregado em substituição ao Proporcional Integral. Na Figura 3.8 um diagrama completo da malha de controle de velocidade é apresentado.

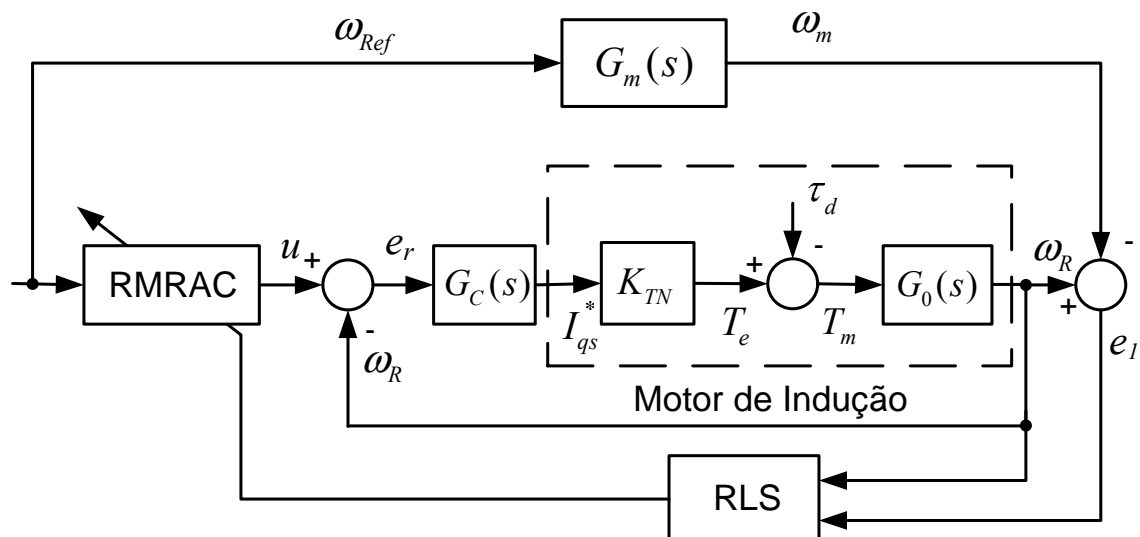


Figura 3.8: Controlador do tipo RMRAC aplicado à malha de velocidade.

Na Figura 3.9 são mostrados os resultados da simulação do sistema proposto. Note que alguns distúrbios de carga são incluídos em 3 e 10 segundos, respectivamente.

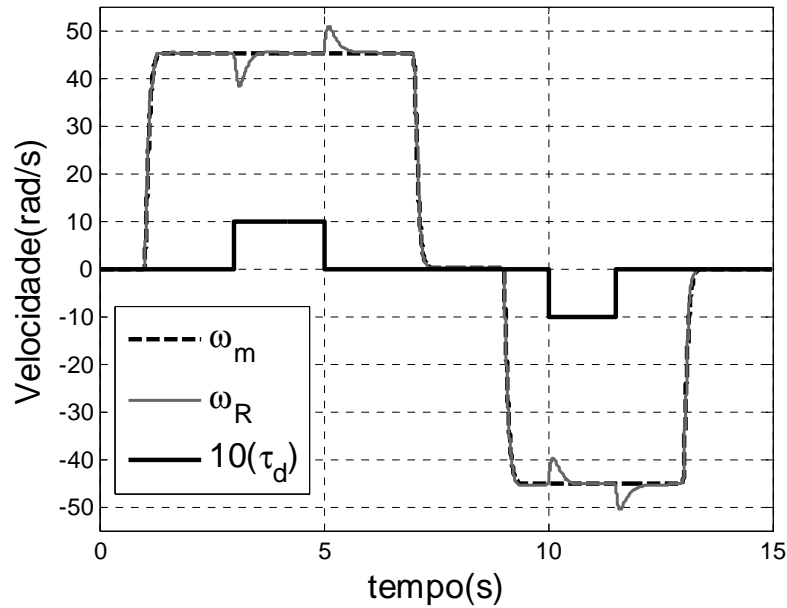


Figura 3.9: Resposta de velocidade do sistema em MF com o controlador RMRAC incluindo distúrbios de carga.

Na Figura 3.10 pode-se observar os parâmetros de adaptação do controlador. Nota-se que nas regiões onde existe variação de carga há variações maiores nos parâmetros para que a planta em MF siga corretamente o modelo de referência.

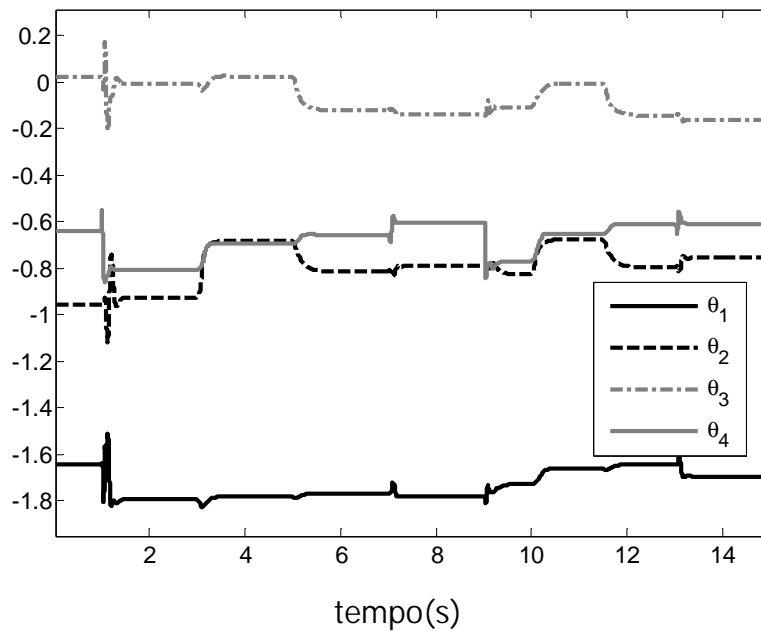


Figura 3.10: Adaptação de parâmetros do controlador RMRAC.

3.3 Sumário

Neste capítulo foram abordadas as teorias, os projetos e também foram realizadas simulações dos controladores Proporcional-Integral e Adaptativo Robusto por Modelo de Referência em sistemas com medição de velocidade.

Tanto no projeto do controlador PI quanto no do RMRAC foi utilizada uma mesma função de transferência de segunda ordem para geração de um modelo de referência a ser rastreado. Os sistemas propostos foram projetados para que as bandas passantes da planta em conexão série com cada um dos controladores em MF tivessem frequências de corte semelhantes.

Ambos os controladores apresentaram desempenho satisfatório para a aplicação. O RMRAC apresentou menor erro de rastreabilidade em situações em que opera à vazio e um menor tempo de acomodação quando são impostos distúrbios de carga, porém apresenta maiores sobressaltos nas regiões de variação de torque.

CAPÍTULO 4

CONTROLE DE VELOCIDADE *SENSORLESS* APLICADOS A MI

A partir dos diferentes modelos da máquina, apresentados no capítulo 2, é possível projetar estimadores de velocidade rotórica para MI. Como foi visto durante a revisão bibliográfica, existe uma série de técnicas que utilizam esse princípio para o desenvolvimento de controladores sem a utilização de sensores mecânicos. Dentre as técnicas analisadas, a estimação com o modelo tensão-corrente foi a técnica que se mostrou mais simples e eficiente, desconsiderando problemas de variação paramétrica.

Nesse capítulo é mostrado o projeto de dois estimadores a partir de modelos de tensão-corrente. O projeto de filtros para a obtenção de derivadas de corrente e tensão também é apresentado. Resultados de simulação e experimentais são apresentados com a finalidade de avaliar o desempenho do estimador utilizado em conjunto com os controladores PI e RMRAC.

4.1 Sistema Adaptativo por Modelo de Referência

Existem diferentes modelos de MI que podem ser utilizados no projeto de estimadores de velocidade para obtenção de sistemas adaptativos por modelo de referência (MRAS – *Model Reference Adaptive System*). Este tipo de estimador tem por base dois modelos, um que depende da velocidade rotórica e outro independente, chamado de modelo de referência. A velocidade é estimada a partir de um mecanismo

de adaptação (geralmente PI) do erro existente entre as saídas dos modelos. Um diagrama de blocos do sistema é mostrado na Figura 4.1.

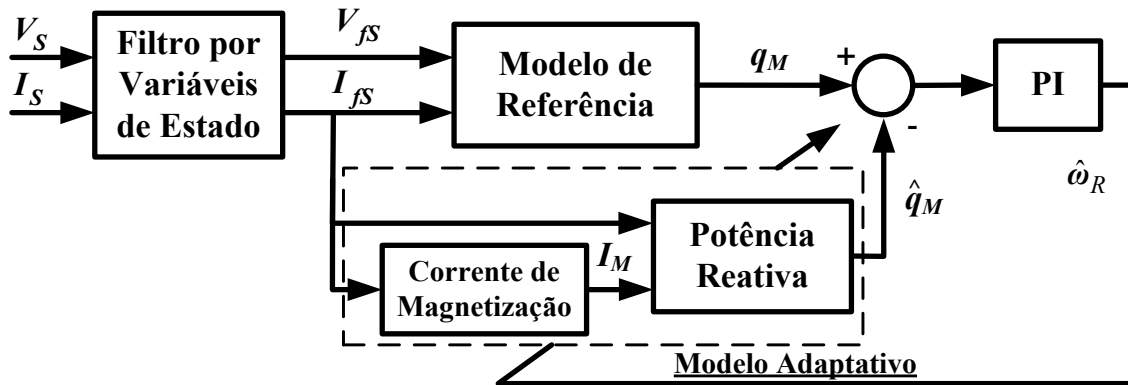


Figura 4.1: Diagrama de blocos do estimador de velocidade MRAS.

Muitos destes sistemas, como em [23] e [25], utilizam modelos dependentes da resistência estática e também é necessário resolver integrais de variáveis medidas, o que acarreta em problemas de condições iniciais e integração de sinal com ruído. Uma solução encontrada é a substituição das integrais por filtros passa-baixas com altos ganhos [24], porém essa técnica causa instabilidade em condições de baixas rotações. É importante também ressaltar que as variações na resistência rotórica devido às alterações de temperatura de estator influenciam diretamente no desempenho e na estabilidade do estimador, especialmente em baixas rotações em que a ventilação é prejudicada.

Para solucionar estes dois problemas, [24] propôs um método de estimação com base em um MRAS, que é robusto às variações da resistência rotórica e também não requer integração direta das variáveis medidas.

Para o projeto deste estimador, modela-se o motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo em um referencial estacionário, tal como definido na equação (2.91). Ainda no capítulo 2, obteve-se um modelo para estimação de velocidade com base na corrente magnetizante e na FCEM, dado pelo sistema de equações (2.117). Este modelo é utilizado no projeto deste estimador MRAS.

Uma variável cuja magnitude define a potência reativa instantânea que mantém a corrente magnetizante é utilizada como modelo de referência para o MRAS, e é definida como

$$q_M \triangleq (\mathbf{I}_S \otimes \mathbf{e}_M). \quad (4.1)$$

Substituindo-se (2.112) em (4.1), resulta em

$$\mathbf{q}_M = \mathbf{I}_S \otimes \left[\mathbf{V}_S - \left(R_S \mathbf{I}_S + \bar{\sigma} L_S \frac{d\mathbf{I}_S}{dt} \right) \right], \quad (4.2)$$

como $\mathbf{I}_S \otimes \mathbf{I}_S = 0$, então

$$\mathbf{q}_M = \mathbf{I}_S \otimes \left(\mathbf{V}_S - \bar{\sigma} L_S \frac{d\mathbf{I}_S}{dt} \right). \quad (4.3)$$

Resolvendo o produto vetorial da equação (4.3), obtém-se

$$\mathbf{I}_S \otimes \left(\mathbf{V}_S - \bar{\sigma} L_S \frac{d\mathbf{I}_S}{dt} \right) = \bar{\mathbf{k}} \left[i_{qs} \left(V_{qs} - \bar{\sigma} L_S \frac{dI_{qs}}{dt} \right) - I_{qs} \left(V_{ds} - \bar{\sigma} L_S \frac{dI_{ds}}{dt} \right) \right], \quad (4.4)$$

onde $\bar{\mathbf{k}}$ é um vetor unitário perpendicular aos vetores do eixo direto e de quadratura representados na Figura 4.2.

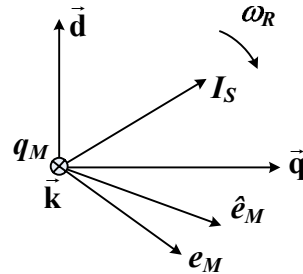


Figura 4.2: Coordenadas no referencial estacionário.

Representando a equação (4.4) na forma matricial o modelo de referência pode ser reescrito como

$$\mathbf{q}_M = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} - \bar{\sigma} \frac{dI_{qs}}{dt} \\ -V_{ds} + \bar{\sigma} \frac{dI_{ds}}{dt} \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Para a obtenção de um modelo adaptativo, utiliza-se a equação da força contraeletromotriz, deduzida na **seção 2.4.2**, dada por

$$\mathbf{e}_M = L'_M \frac{d\mathbf{I}_M}{dt}, \quad (4.6)$$

Como o modelo dinâmico da corrente magnetizante está representado em (2.15), pode-se substituí-la na equação (4.6), resultando em

$$\hat{\mathbf{e}}_M = L'_M (\mathbf{A}_M \mathbf{I}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{I}_S). \quad (4.7)$$

A FCEM, dada por (4.7), é considerada observada, pois a matriz A_M (equação (2.116)) depende da velocidade, que neste caso será estimada.

A partir de (4.7), pode-se novamente definir a potência reativa instantânea observada, tal como

$$\dot{\hat{q}}_M \triangleq (\mathbf{I}_S \otimes \hat{e}_M). \quad (4.8)$$

Substituindo (4.7) em (4.8), tem-se

$$\dot{\hat{q}}_M = \mathbf{I}_S \otimes L'_M (A_M \mathbf{I}_M + B_M \mathbf{I}_S) \quad (4.9)$$

e como $\mathbf{I}_S \otimes \mathbf{I}_S = 0$, então a equação reduz-se a

$$\dot{\hat{q}}_M = \mathbf{I}_S \otimes L'_M (A_M \mathbf{i}_M). \quad (4.10)$$

Resolvendo-se o produto vetorial de (4.10), obtém-se a forma matricial

$$\dot{\hat{q}}_M = L'_M \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/\tau_R & \omega_R \\ \omega_R & -1/\tau_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

A partir do ajuste do erro entre a saída do modelo de referência e do modelo adaptado através de um PI é obtida a velocidade estimada

$$\hat{\omega}_R = (K_{PS} + K_{IS}/s)(q_M - \hat{q}_M) \quad (4.12)$$

Como apresentado em [23], o projeto dos ganhos do PI podem ser calculados pela seguinte condição,

$$K_{IS}/K_{PS} > 1/\tau_R \quad (4.13)$$

A análise da estabilidade do estimador MRAS é apresentada em [24].

4.1.1 Modelagem discreta do estimador MRAS

Dois fatores são cruciais no projeto do estimador de velocidade apresentado. O primeiro deles é o método de obtenção das derivadas de corrente do modelo de referência da equação (4.5). E o segundo é o método de discretização utilizado na solução do modelo dinâmico da corrente magnetizante da equação (2.15).

A) Método de Obtenção das derivadas das Correntes Estatóricas

Para evitar que ruídos de medição das correntes degradem os sinais de entrada do estimador, um filtro por variáveis de estado discreto (DSVF – *Discrete State*

Variable Filter) foi acrescentado ao esquema original proposto por [24], como mostrado na Figura 4.1. Além disso, a utilização do DSVF relaxa a necessidade de utilização de filtros passa-baixas analógicos, diminuindo a quantidade de hardware necessário para implementação.

Os filtros por variáveis de estado foram aplicados tanto nas medidas das correntes I_s quanto nas tensões V_s , já que este tipo de filtro sempre insere atraso de fase nos sinais. A função transferência SVF pode ser obtida como

$$\frac{V_{dfs}}{V_{ds}} = \frac{V_{qfs}}{V_{qs}} = \frac{I_{dfs}}{I_{ds}} = \frac{I_{qfs}}{I_{qs}} = G_f(s) = \frac{\omega_c^2}{(s + \omega_c)^2}, \quad (4.14)$$

onde ω_c é a banda passante do filtro. Seu valor deve ser ajustado de 2 a 10 vezes o valor da frequência do sinal de entrada. O filtro utilizado é de segunda ordem já que no presente caso é necessária a obtenção de derivadas de primeira ordem dos sinais de correntes estatóricas. Em espaço de estados, (4.14) pode ser reescrita como

$$\dot{\mathbf{X}}_{Fln} = \mathbf{A}_x \mathbf{X}_{Fln} + \mathbf{B}_x \mathbf{In} \quad (4.15)$$

onde

$$\mathbf{A}_x = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_c^2 & -2\omega_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_x = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_c^2 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

\mathbf{In} é o sinal de entrada do filtro, isto é, as tensões V_{ds} e V_{qs} e as correntes I_{ds} e I_{qs} . \mathbf{X}_{Fln} é um vetor que contém as derivadas de um sinal de entrada. Por exemplo, se o sinal de entrada \mathbf{In} for a corrente I_{ds} , a saída do filtro será

$$\mathbf{X}_{Fl_{ds}} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ \dot{I}_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Aplicando Euler como método de discretização e fazendo truncamento no termo de ordem 1, obtém-se

$$\mathbf{X}_{Fln}[k+1] = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_x T_s) \mathbf{X}_{Fln}[k] + \mathbf{B}_x T_s \mathbf{In}[k] \quad (4.18)$$

B) Discretização do Modelo Dinâmico da Corrente Magnetizante

Um passo crítico na realização digital deste estimador MRAS é a solução discreta da equação (2.15). Algumas técnicas de discretização foram testadas, e a

solução através do método de integração trapezoidal foi o que apresentou melhores resultados. Nesse método, é utilizada a seguinte transformação na solução de integrais,

$$\frac{1}{s} = \frac{T}{2} \frac{(z+1)}{(z-1)} \quad (4.19)$$

Para aplicar o método na solução discreta do sistema (2.15), é necessário representá-lo no domínio frequência, considerando as condições iniciais nulas, que pode ser assim representado

$$\begin{aligned} sI_{dM}(s) &= -\frac{I_{dM}(s)}{\tau_R} - \hat{\omega}_R I_{qM}(s) + \frac{I_{ds}(s)}{\tau_R} \\ sI_{qM}(s) &= -\frac{I_{qM}(s)}{\tau_R} + \hat{\omega}_R I_{dM}(s) + \frac{I_{qs}(s)}{\tau_R} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Substituindo-se a relação de discretização bilinear (4.19) no sistema (4.20), obtém-se

$$\begin{aligned} I_{dM}(z) &= \frac{T_s}{2} \frac{(z+1)}{(z-1)} \left[-\frac{I_{dM}(s)}{\tau_R} - \hat{\omega}_R I_{qM}(s) + \frac{I_{ds}(s)}{\tau_R} \right] \\ I_{qM}(z) &= \frac{T_s}{2} \frac{(z+1)}{(z-1)} \left[-\frac{I_{qM}(s)}{\tau_R} + \hat{\omega}_R I_{dM}(s) + \frac{I_{qs}(s)}{\tau_R} \right] \end{aligned} \quad (4.21)$$

Isolando-se os termos $zI_{dM}(z)$ e $zI_{qM}(z)$ no sistema (4.21), tem-se

$$\begin{aligned} z \left[K_2 I_{dM}(z) + K_1 \hat{\omega}_R \tau_R I_{qM}(z) \right] &= (1 - K_1) I_{dM}(z) + K_1 \left[-\hat{\omega}_R \tau_R I_{qM}(z) + (z+1) I_{ds}(z) \right] \\ z \left[K_2 I_{qM}(z) - K_1 \hat{\omega}_R \tau_R I_{dM}(z) \right] &= (1 - K_1) I_{qM}(z) + K_1 \left[\hat{\omega}_R \tau_R I_{dM}(z) + (z+1) I_{qs}(z) \right] \end{aligned} \quad (4.22)$$

sendo que $K_1 = \frac{T_s}{2\tau_R}$ e $K_2 = 1 + K_1$. Reagrupando o conjunto de equações (4.22) na forma

matricial, resulta em

$$\mathbf{A}_p z \begin{bmatrix} I_{dM}(z) \\ I_{qM}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - K_1) I_{dM}(z) + K_1 \left[-\hat{\omega}_R \tau_R I_{qM}(z) + (z+1) I_{ds}(z) \right] \\ (1 - K_1) I_{qM}(z) + K_1 \left[\hat{\omega}_R \tau_R I_{dM}(z) + (z+1) I_{qs}(z) \right] \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

$$\text{onde } \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} K_2 & K_1 \hat{\omega}_R \tau_R \\ -K_1 \hat{\omega}_R \tau_R & K_2 \end{bmatrix}.$$

Pré-multiplicando ambos os lados da equação por $(\mathbf{A}_p)^{-1}$ é possível encontrar a solução do sistema na seguinte forma discreta

$$z \begin{bmatrix} I_{dM}(z) \\ I_{qM}(z) \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_p)^{-1} \begin{bmatrix} (1 - K_1) I_{dM}(z) + K_1 \left[-\hat{\omega}_R \tau_R I_{qM}(z) + (z+1) I_{ds}(z) \right] \\ (1 - K_1) I_{qM}(z) + K_1 \left[\hat{\omega}_R \tau_R I_{dM}(z) + (z+1) I_{qs}(z) \right] \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Representando a solução do sistema na forma de tempo discreto pode-se resolver a equação (4.24) em um processador digital de sinais (DSP), tal como segue

$$\begin{bmatrix} I_{dM}(k+1) \\ I_{qM}(k+1) \end{bmatrix} = (A_p)^{-1} \begin{bmatrix} (1-K_1)I_{dM}(k) + K_1[-\hat{\omega}_R \tau_R I_{qM}(k) + I_{ds}(k+1) + I_{ds}(k)] \\ (1-K_1)I_{qM}(k) + K_1[\hat{\omega}_R \tau_R I_{dM}(k) + I_{qs}(k+1) + I_{qs}(k)] \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

onde

$$(A_p)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_2^2 + K_1^2 \tau_R^2 \hat{\omega}_R^2} & -\frac{K_1 \hat{\omega}_R \tau_R}{K_2^2 + K_1^2 \tau_R^2 \hat{\omega}_R^2} \\ \frac{K_1 \omega_R \tau_R}{K_2^2 + K_1^2 \tau_R^2 \hat{\omega}_R^2} & \frac{K_2}{K_2^2 + K_1^2 \tau_R^2 \hat{\omega}_R^2} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

4.1.2 Simulação do Servomecanismo *Sensorless* MRAS

Para a avaliação do desempenho do estimador MRAS descrito na seção 4.1, algumas simulações foram realizadas no software Matlab[®]. O diagrama de blocos do sistema simulado é apresentado na Figura 4.3. O bloco Controlador representa os controladores PI ou RMRAC, desenvolvidos no capítulo 3. Os blocos de nome PI representam os servos de corrente para compensação do acoplamento do modelo elétrico, descritos no anexo 2. Os blocos dq/αβ/abc representam as transformações de coordenadas descritas no anexo 3. Observa-se na figura que não é realizada a medição da velocidade rotórica do MI, pois esta é obtida a partir do estimador MRAS.

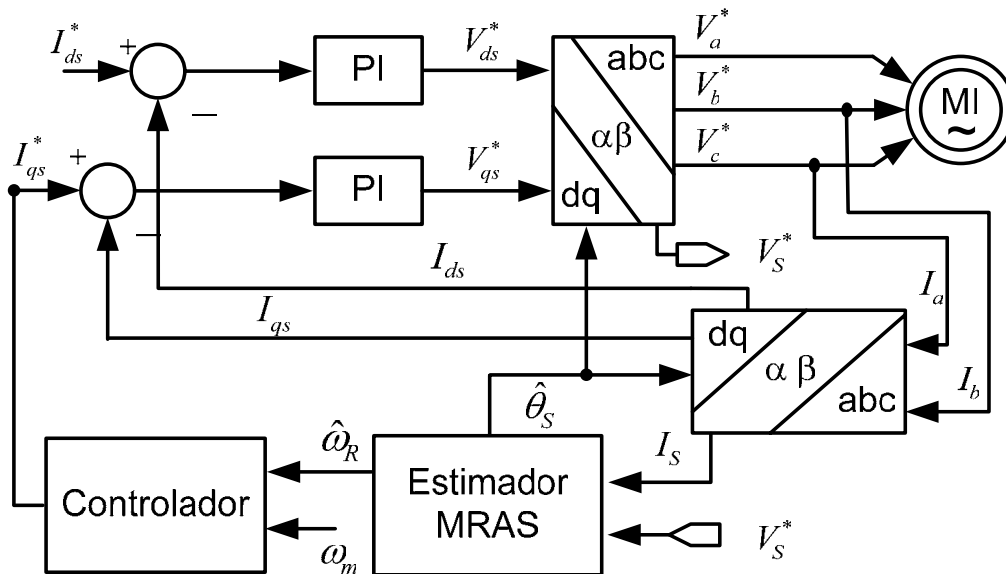


Figura 4.3: Diagrama de blocos da simulação do servomecanismo *sensorless* MRAS.

A técnica de controle vetorial com orientação indireta de campo é aqui empregada. A frequência síncrona é calculada a partir da velocidade estimada e do escorregamento, no referencial fluxo rotórico, dada por

$$\hat{\omega} = N_p \hat{\omega}_R + \left(R_R I_{qs} / L_R I_{ds} \right) \quad (4.27)$$

A posição síncrona estimada $\hat{\theta}_s$ é calculada a partir da integração da equação (4.27). A corrente do eixo direto (I_{ds}) é fixa, determinando um nível constante de magnetização da máquina.

Para essa simulação, é utilizada uma referência do tipo rampa com aceleração de 65rad/s^2 com valor máximo de 45rad/s (0.5 PU). A curva do modelo de referência (ω_m) é traçada na Figura 4.4.

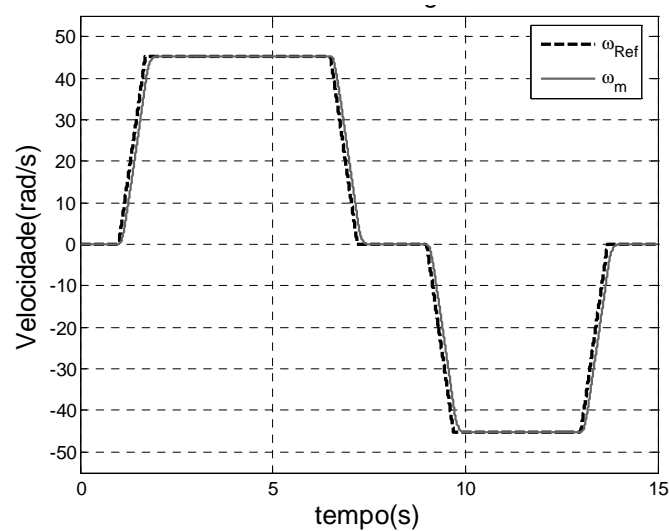


Figura 4.4: Saída do modelo de referência para uma entrada do tipo rampa

Na Figura 4.5 são traçadas as velocidades medidas e estimadas obtidas na simulação do sistema em malha fechada utilizando o estimador MRAS, juntamente com o controlador do tipo PI para condição à vazio e com distúrbios de carga. Na Figura 4.6 é mostrado o erro entre as velocidades medida e estimada.

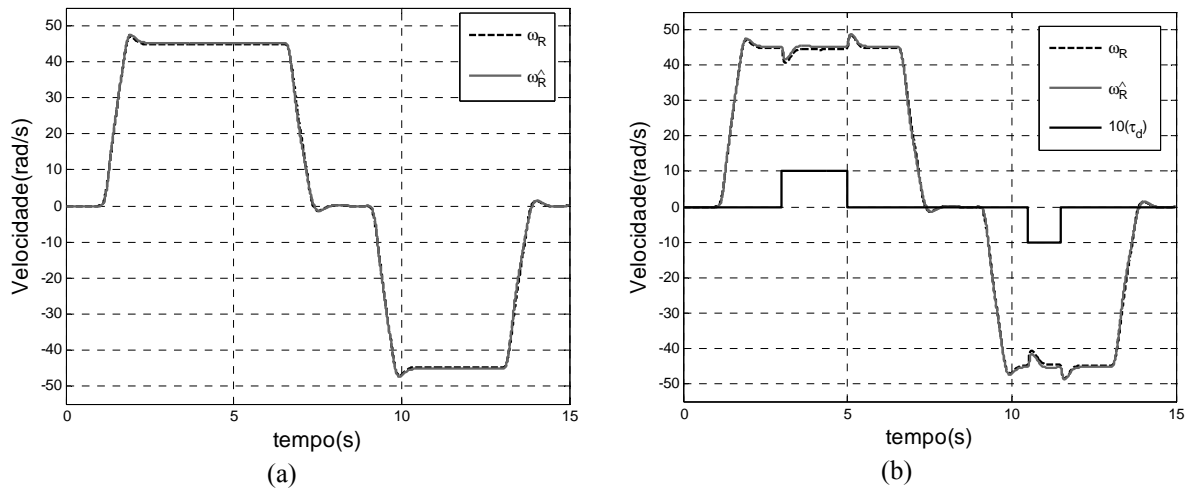


Figura 4.5: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRAS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

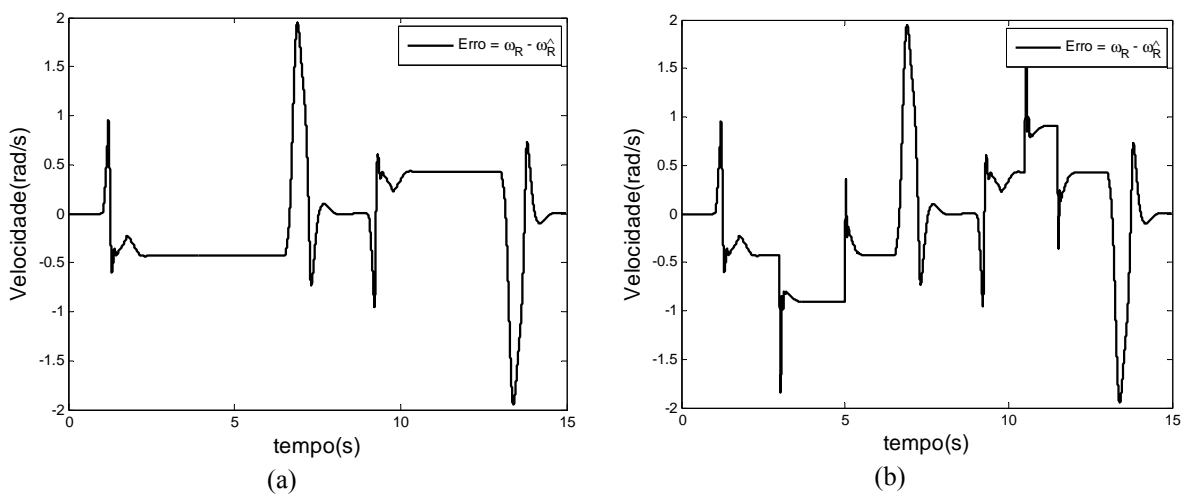


Figura 4.6: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

Utilizando o mesmo estimador MRAS e a mesma referência de velocidade, uma nova simulação é realizada empregando o controlador RMRAC descrito na seção 3.2. Os resultados da simulação são apresentados na Figura 4.7 e na Figura 4.8.

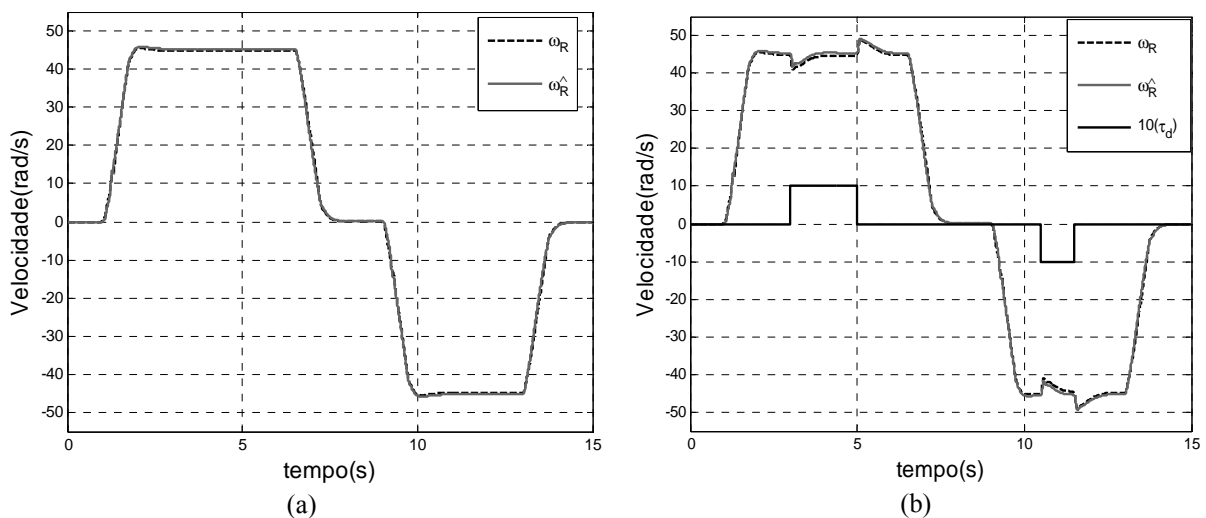


Figura 4.7: Resposta do Controlador *sensorless* RMRAC/MRAS à vazio (a) e com dist. de carga(b).

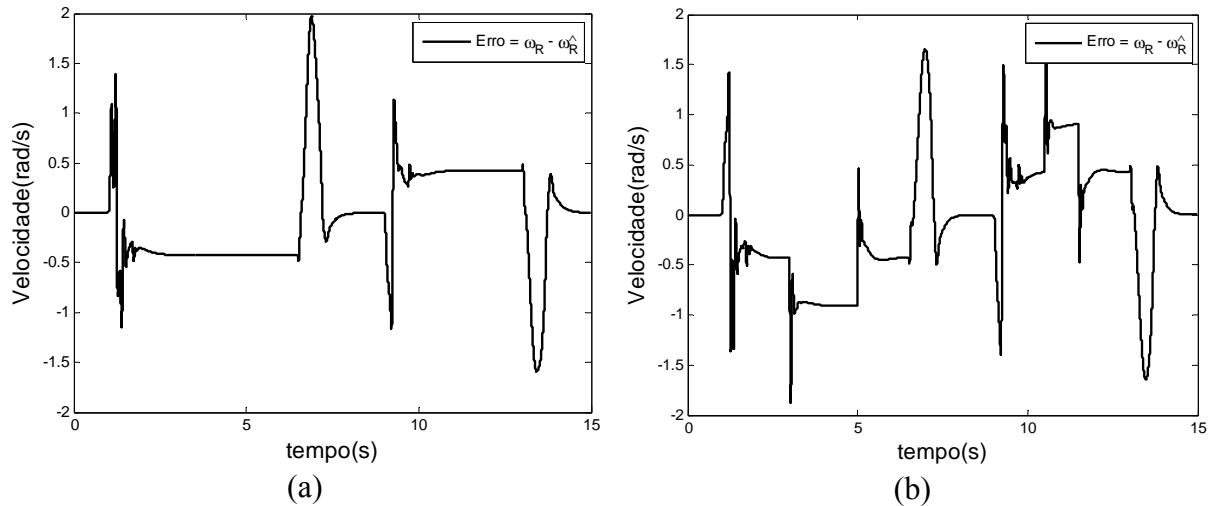


Figura 4.8: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

Nessas duas simulações, pôde-se observar a capacidade de rejeição de distúrbios de carga e também um reduzido erro nos sinais de velocidade estimados a partir do esquema MRAS.

4.2 Mínimos Quadrados Recursivos Modificado

Em Reyes et al [28] um algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivos (RLS) foi proposto para estimação da velocidade rotórica com base nas medidas das tensões e correntes estáticas. Esta técnica foi projetada a partir de dois modelos de regressão linear derivados do modelo elétrico da máquina (equação (2.91)). Porém, o algoritmo apresentou resultados insatisfatórios para estimação em velocidades baixas e também não foi implementado em malha fechada devido a essa dificuldade.

Para superar esse problema, Câmara et al.[29] propuseram uma alteração no algoritmo RLS a partir de uma modificação sigma, como é mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.9.

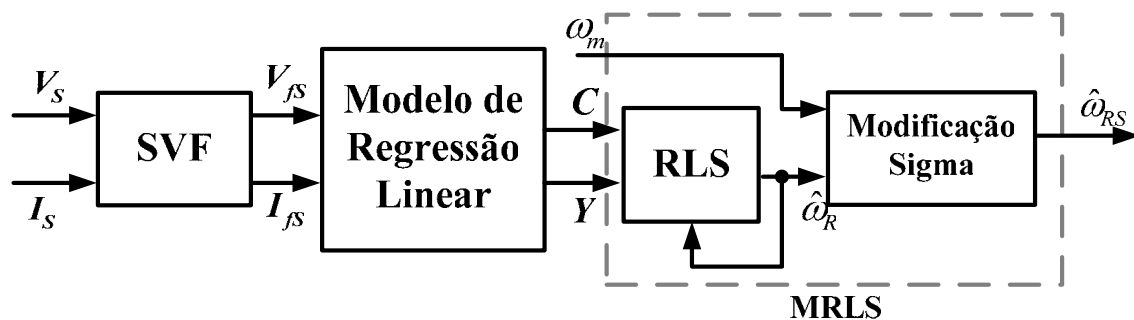


Figura 4.9: Diagrama de blocos do estimador MRLS.

A partir deste algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivos Modificado (MRLS) foi possível a estimação de velocidade em uma ampla faixa de velocidade, incluindo baixas rotações. Isto possibilitou a implementação do algoritmo em malha fechada utilizando uma plataforma PC-compatível.

Para o projeto do estimador, utiliza-se a equação (2.105) que representa o modelo elétrico do MI na forma de regressão linear, onde o vetor de predição Y depende de ω_R , ao contrário do vetor de regressão C que não depende de ω_R .

O método consiste principalmente na minimização do erro de identificação dado por

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{Y}_{(2 \times 1)}(k) - \mathbf{C}_{(2 \times 1)}^T(k) \hat{\omega}_R(k-1) \quad (4.28)$$

Segundo Cecati *et al* [45], é necessário que

- os parâmetros a serem identificados (nesse caso a velocidade rotórica) sejam lineares;
- os sinais de entrada sejam suficientemente excitantes.

Como na prática os sinais de entrada são amostrados, é necessário que o tempo de amostragem seja muito menor que os tempos das dinâmicas dos sinais envolvidos.

Respeitando essas hipóteses, um algoritmo do tipo mínimos quadrados recursivos pode ser utilizado. A estimativa da velocidade rotórica $\hat{\omega}_R$ é dada por

$$\hat{\omega}_R(k) = \hat{\omega}_R(k-1) + \mathbf{K}_{(1 \times 2)}(k-1) \mathbf{e}_{(2 \times 1)}(k) \quad (4.29)$$

onde o vetor \mathbf{e} representa o erro entre a saída atual e a estimada. \mathbf{K} é um vetor de ganho dado por

$$\mathbf{K}_{(1 \times 2)}(k) = \frac{P_R(k-1) \mathbf{C}_{(1 \times 2)}(k)}{1 + \mathbf{C}_{(1 \times 2)}(k) P_R(k-1) \mathbf{C}_{(2 \times 1)}^T(k)} \quad (4.30)$$

onde P_R é a matriz de covariância do algoritmo de estimação e é obtida por

$$P_R(k) = P_R(k-1) + \mathbf{K}_{(1 \times 2)}(k) \mathbf{C}_{(2 \times 1)}^T(k) P_R(k-1). \quad (4.31)$$

Note que nesse caso P_R é um ganho e que o fator de esquecimento utilizado é igual a 1.

Para solucionar o problema de baixo desempenho que o algoritmo do tipo RLS apresenta em baixas rotações, devido ao baixo valor da FCEM, uma modificação sigma é aplicada ao algoritmo original, vide Câmara *et al* [29]. A equação de saída do estimador MRLS é dada por

$$\hat{\omega}_{RS} = \sigma_R \hat{\omega}_R + (1 - \sigma_R) \omega_m \quad (4.32)$$

onde a modificação sigma é do tipo

$$\sigma_R = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\omega_m\| < M_{R0} \\ \sigma_{R0} \left(\frac{\|\omega_m\|}{M_{R0}} - 1 \right) & \text{se } M_{R0} \leq \|\omega_m\| < 2M_{R0} \\ 1 & \text{se } \|\omega_m\| \geq 2M_{R0} \end{cases} \quad (4.33)$$

ou seja, quando $\|\omega_m\|$ é inferior ao valor M_{R0} rad/s, a velocidade do modelo de referência é tomada como o próprio sinal de estimação, no momento em que $M_{R0} \leq \|\omega_m\| < 2M_{R0}$ a equação de ponderação $\sigma_R = \sigma_{R0} \left(\frac{\|\omega_m\|}{M_{R0}} - 1 \right)$ começa a atuar, fazendo uma transição suave entre a velocidade do modelo de referência ω_m e a velocidade estimada $\hat{\omega}_R$. Este comportamento está traçado na Figura 4.10.

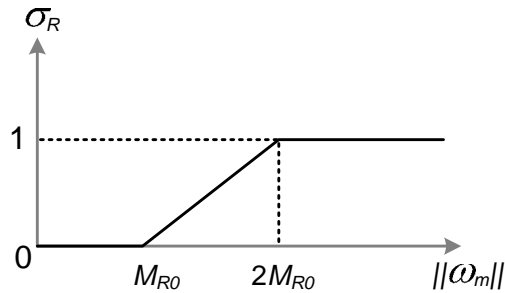


Figura 4.10: Modificação sigma.

4.2.1 Modelagem discreta do estimador MRLS

Para a implementação da equação (4.29) é necessária a obtenção dos vetores Y e C . Contudo, como pode ser verificado em (2.105), esses vetores dependem de derivações dos sinais de tensões e correntes de alimentação da máquina. Para utilizar o algoritmo apresentado em (4.28)-(4.32) é necessário considerar essas derivações como quantidades mensuráveis. Assim, os sinais de corrente e tensão no referencial estacionário e suas respectivas derivações são obtidas através de um SVF, como realizado na **seção 4.1.1**. A função de transferência do filtro é dada por:

$$G_f(s) = \frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)^3} \quad (4.34)$$

onde ω_c é a banda passante do mesmo. Seu valor é ajustado entre 2 a 10 vezes o valor da frequência do sinal de entrada e é considerado com um valor mínimo de 50rad/s. É

utilizado um filtro de terceira ordem, já que no presente caso é necessária a obtenção de derivadas até a segunda ordem dos sinais medidos (2.105) nos terminais da máquina. Em espaço de estados, (4.34) pode ser assim reescrita

$$\dot{\mathbf{X}}_{Fln} = \mathbf{A}_X \mathbf{X}_{Fln} + \mathbf{B}_X \mathbf{In} \quad (4.35)$$

onde

$$\mathbf{A}_X = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\omega_c^3 & -3\omega_c^2 & 3\omega_c \end{bmatrix}, \mathbf{B}_X = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_c^3 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

\mathbf{In} é o sinal de entrada do filtro, isto é, as tensões V_{ds} e V_{qs} e as correntes I_{ds} e I_{qs} . \mathbf{X}_{Fln} é um vetor que contém as derivadas de um dos sinais de entrada. Por exemplo, se o sinal de entrada \mathbf{In} for a corrente I_{ds} , a saída do filtro será dada por

$$\mathbf{X}_{Fids} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ \dot{I}_{ds} \\ \ddot{I}_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Aplicando Euler como método de discretização e fazendo truncamento no termo de ordem 1, obtém-se

$$\mathbf{X}_{Fln}[k+1] = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_X T_S) \mathbf{X}_{Fln}[k] + \mathbf{B}_X T_S \mathbf{In}[k] \quad (4.38)$$

4.2.2 Simulação do Servomecanismo *Sensorless* MRLS

A Figura 4.11 mostra um diagrama de blocos completo da simulação realizada. Cada um dos blocos representados nesse diagrama tem a mesma definição dada na **seção 4.1.2**, exceto o bloco de estimação de velocidade, pois nesse caso foi utilizado o algoritmo MRLS descrito na **seção 4.2**.

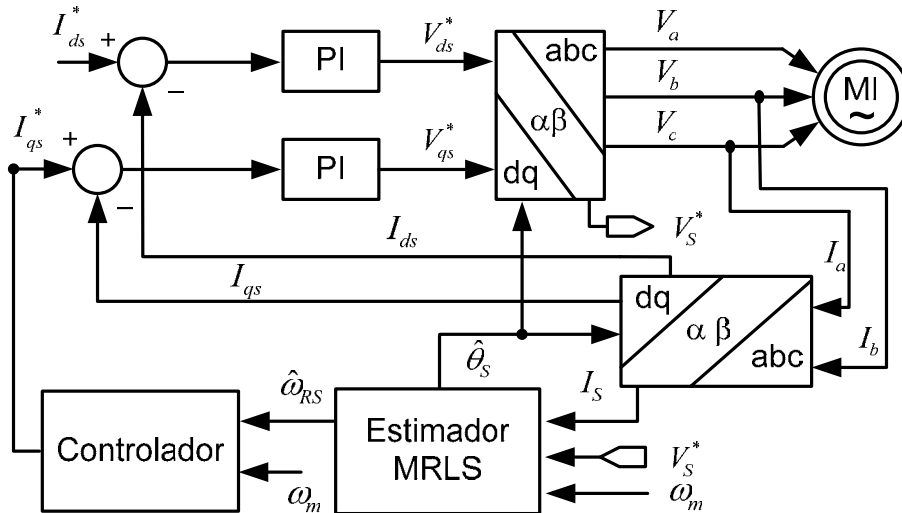


Figura 4.11: Diagrama de blocos do servomecanismo *sensorless* MRLS

O sinal de saída do modelo de referência empregado está traçado na Figura 4.4 e o método de orientação de campo foi mantido o mesmo da seção 4.1.2. A equação da velocidade síncrona é dada por

$$\hat{\omega} = N_p \hat{\omega}_{RS} + (R_R I_{qs} / L_R I_{ds}) \quad (4.39)$$

e a posição síncrona estimada $\hat{\theta}_s$ é calculada a partir da integração da equação (4.39).

Na Figura 4.12 são traçadas as velocidades medidas e estimadas da simulação do sistema em malha fechada utilizando o estimador MRLS, juntamente com o controlador do tipo PI para condição à vácuo e com distúrbios de carga. Na Figura 4.13 são mostrados os erros entre as velocidades medidas e estimadas. É possível observar a capacidade de rejeição de distúrbios de carga, porém em baixas rotações o sistema apresenta um erro significativo na estimação da velocidade. Isso ocorre devido à ação integral do controlador estar desabilitada após a atuação da modificação sigma (4.33).

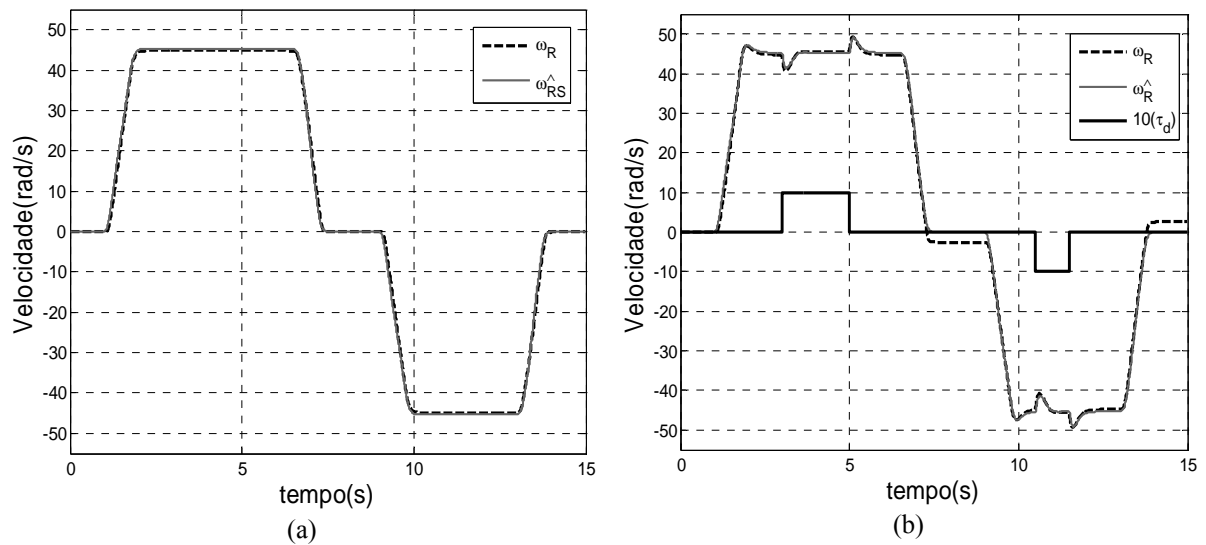


Figura 4.12: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRLS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

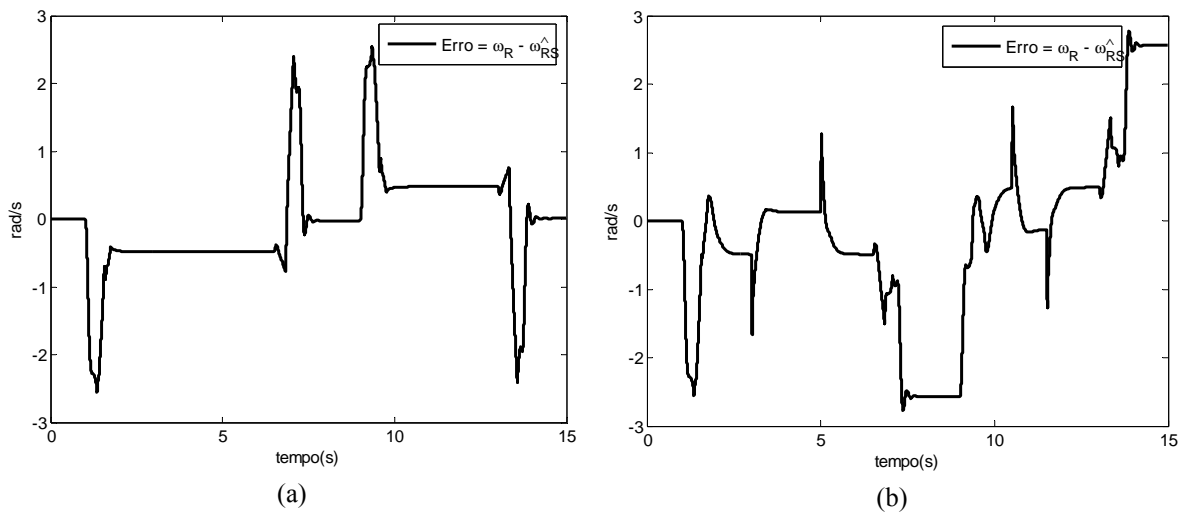


Figura 4.13: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

Apenas substituindo o controlador PI pelo RMRAC pode-se realizar novamente a simulação do esquema *sensorless*. Os resultados são mostrados na Figura 4.14 e na Figura 4.15. Observa-se agora a capacidade de identificação de velocidade e rejeição de distúrbios do sistema RMRAC/MRLS.

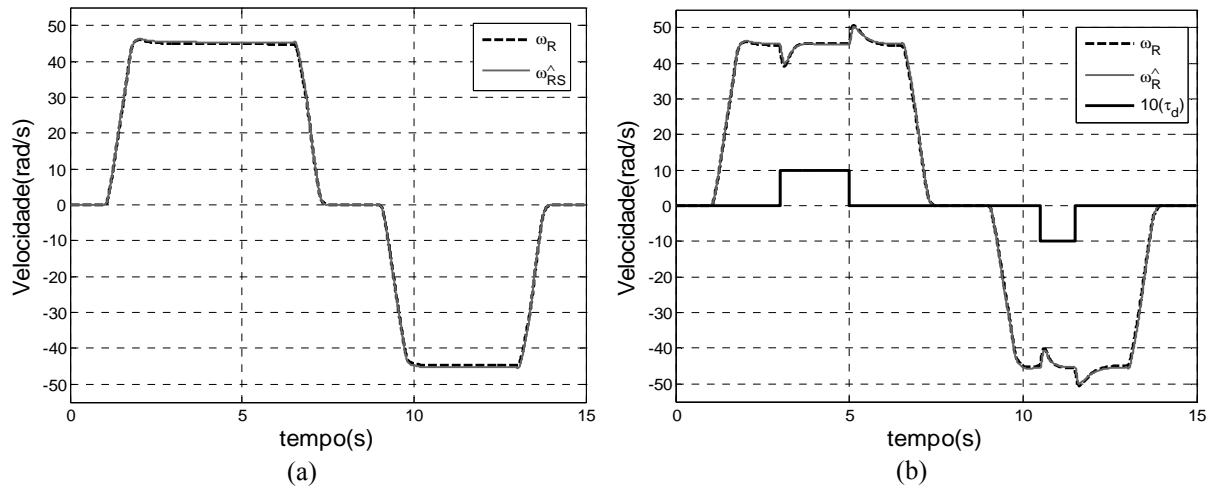


Figura 4.14: Resposta do *sensorless* RMRAC/MRLS à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

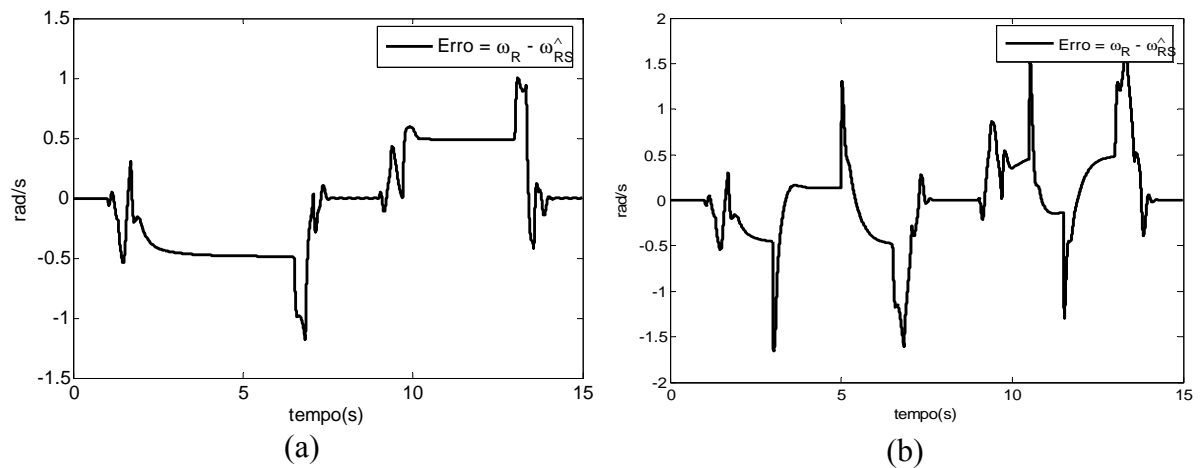


Figura 4.15: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

4.3 Sumário

Neste capítulo foram apresentados os equacionamentos de duas técnicas de estimação de velocidade baseadas na medidas das correntes e tensões da máquina de indução, alguns aspectos significativos para implementação discreta dos algoritmos foram descritos. No final de cada seção do capítulo foram apresentados resultados de simulações envolvendo os estimadores MRAS e MRLS em conjunto com cada um dos controladores PI e RMRAC.

Os resultados das simulações indicam que ambas as técnicas de estimação podem ser aplicadas no desenvolvimento de servomecanismos *sensorless* de alto desempenho. As técnicas são capazes de identificar a velocidade rotórica em baixas rotações e em condições de variação de carga.

Além disso, estes resultados preliminares apontam a utilização do controlador RMRAC com certa vantagem em relação ao PI, quando é utilizada a técnica de Mínimos Quadrados Recursivos Modificado para estimação.

O próximo passo rumo à implementação experimental dessas técnicas é a realização das simulações em tempo real utilizando um DSP de ponto-fixa, que é descrito no próximo capítulo.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÃO EM DSP

Neste capítulo é proposta a simulação dos servomecanismos de velocidade sem sensores mecânicos, apresentados no capítulo 4, em um processador digital de sinais de ponto-fixo.

Os algoritmos são executados utilizando uma aproximação aritmética de ponto-fixo (Q-math) [40] ou em casos extremos, uma biblioteca de ponto-flutuante torna-se necessária.

Com esta simulação em hardware, normalmente chamada de HIL – *Hardware-In-the-Loop* – [33], as técnicas propostas podem ser avaliadas em tempo-real e em com os cálculos realizados em aritmética de ponto-fixo. Além disso, a verificação de erros no software pode ser executada sem a presença de um motor físico e apenas uma diretiva de compilação precisa ser alterada para que o software rode em modo simulação ou implementação.

5.1 Descrição do Processador Digital de Sinais

Os algoritmos de controle foram implementados no TMS320F2812 [41], que é um DSP de ponto-fixo de 32-bits com alguns periféricos dedicados para controle de motores. Um diagrama com as principais funções desse DSP é apresentado na Figura 5.1.

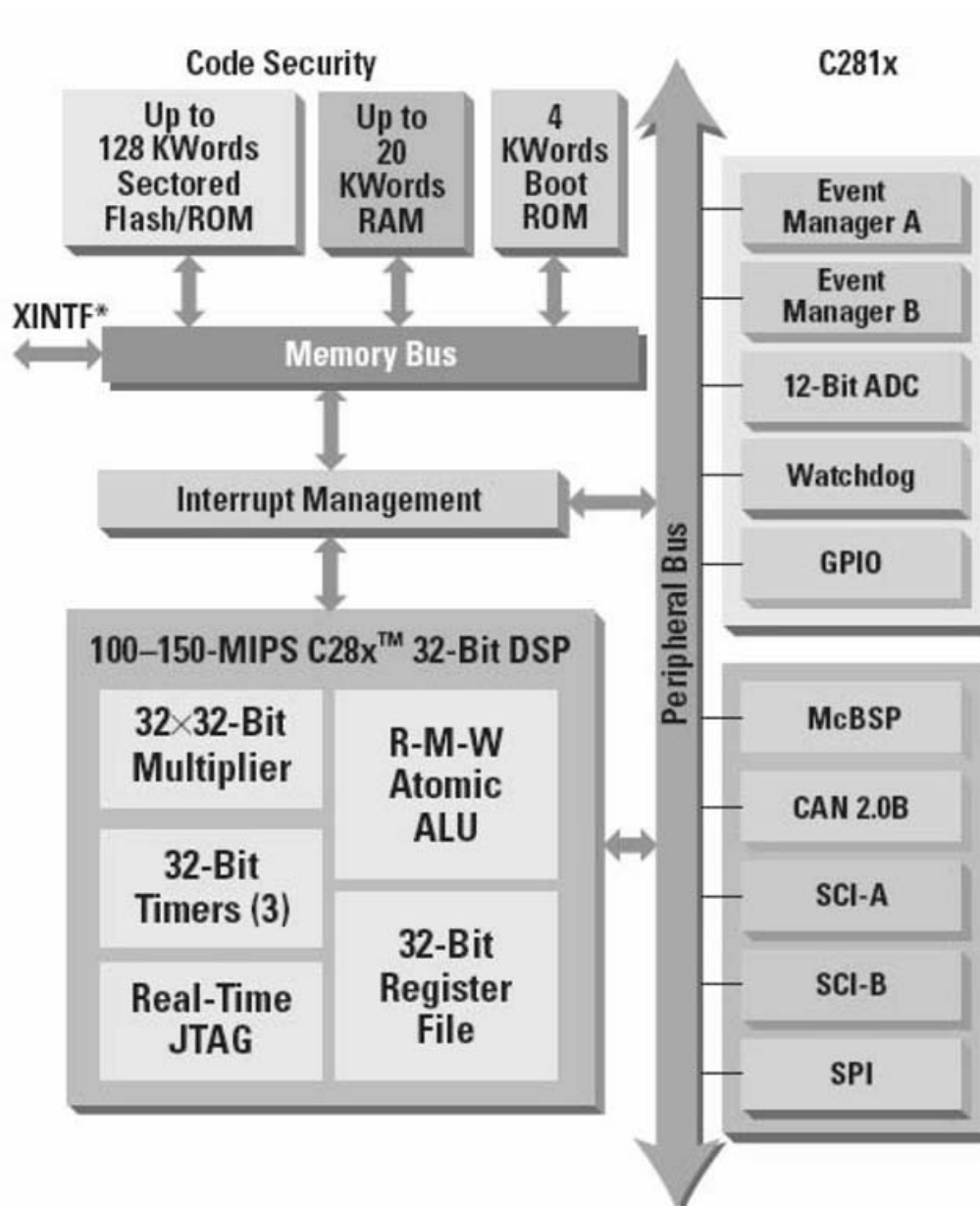


Figura 5.1: Diagrama de funções do DSP TMS320F2812

As principais características do DSP utilizado podem ser assim resumidas:

- Fabricado com tecnologia CMOS Estática
 - Frequência de operação: 150 MHz (ciclo de clock 6.67-ns) .
 - Baixo Consumo de Energia (1.9-V Processador, 3.3-V portas I/O) Design
 - Programação em memória Flash de 3.3-V.
- Unidade Central de Processamento de alto desempenho em 32-Bits

- Capaz de realizar operações aritméticas de multiplicação de 32bits x 32bits.
- Barramento com arquitetura Harvard.
- Pode ser programado tanto em linguagem C/C++ quanto Assembly.
- Configuração de Memórias Internas
 - Tamanho de memória Flash: 128KWords x 16bits.
 - Tamanho da memória ROM: 128KWords x 16bits.
 - Tamanho da memória RAM de acesso único (SARAM - *Single-Access RAM*: 18KWords x 16bits).
- Configuração de memória de Boot ROM (4K x 16)
 - Com Software para gerenciamento dos modos de boot (RAM, Flash).
 - Tabelas para execução de funções matemáticas incluídas.
- Interface com Memória Externa (F2812)
 - Com capacidade de até 1M de memória.
- Periférico para suporte de interrupções.
- Código de segurança programável de 128 bits.
- 3 Timers de 32bits.
- Periféricos dedicados para controle de motores.
 - 2 Gerenciadores de eventos (Event Managers) para gerenciamento de Timers, PWM, e Módulo de Captura de Encoder.
 - Periféricos para comunicação serial(SPI, SCI, eCAN, McBSP).
- 16 canais multiplexados para conversão analógico-digital
 - 2 amostradores.
 - 1 conversor A/D de 12-Bits.
 - Taxa de conversão: 80 ns/12.5 MSPS(Milhões de amostras por segundo).
- Até 56 portas de entrada/saída (I/O) que podem ser programadas individualmente.
- Com recursos para verificação de erros e monitoramento de memória em tempo-real.

Para escrita do programa de simulação e posterior implementação, a linguagem escolhida foi C/C++, pois existem bibliotecas fornecidas pelo fabricante para realização de operações em ponto-fixado [40], agilizando o processo de programação.

O software Code Composer Studio™ IDE versão 2.12 foi utilizado para edição do programa, compilação, gravação do software na memória Flash, verificação de erros, e aquisição dos arquivos com os resultados das simulações/implementações.

Um kit de aplicação chamado “F2812 eZdsp Starter Kit” fabricado pela empresa Spectrum Digital contendo o DSP TMS320F2812, 64KWords memória externa, e interface pela porta paralela para comunicação com PC foi utilizado. A Figura 5.2 mostra um diagrama contendo o PC e o Kit de para programação via porta paralela.

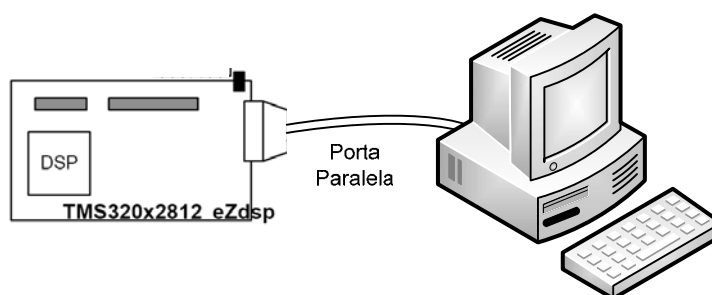


Figura 5.2.:Diagrama simulação em DSP

5.2 Simulação por Hardware em Tempo-Real

Para a simulação das técnicas propostas foram escritas funções para cada um dos blocos da Figura 4.3 e da Figura 4.11. O fluxograma da Figura 5.3 representa a ordem de execução das rotinas no DSP.

O modelo do motor de indução foi implementado utilizando uma biblioteca de ponto-flutuante para melhor representar o comportamento dinâmico do MI. O DSFV (equação (4.38)) de terceira ordem utilizado no estimador MRLS também foi implementado em aritmética de ponto-flutuante, pois apresenta uma variação de valores numéricos de variáveis a qual é extremamente significativa, praticamente inviabilizando a implementação em rotina de ponto-fixado. Para estabelecer condições semelhantes para a comparação das técnicas, a função de cálculo do estimador MRAS também foi escrita em aritmética de ponto-flutuante, embora possa ser realizada em ponto-fixado.

As demais funções são executadas em aritmética de ponto-fixado.

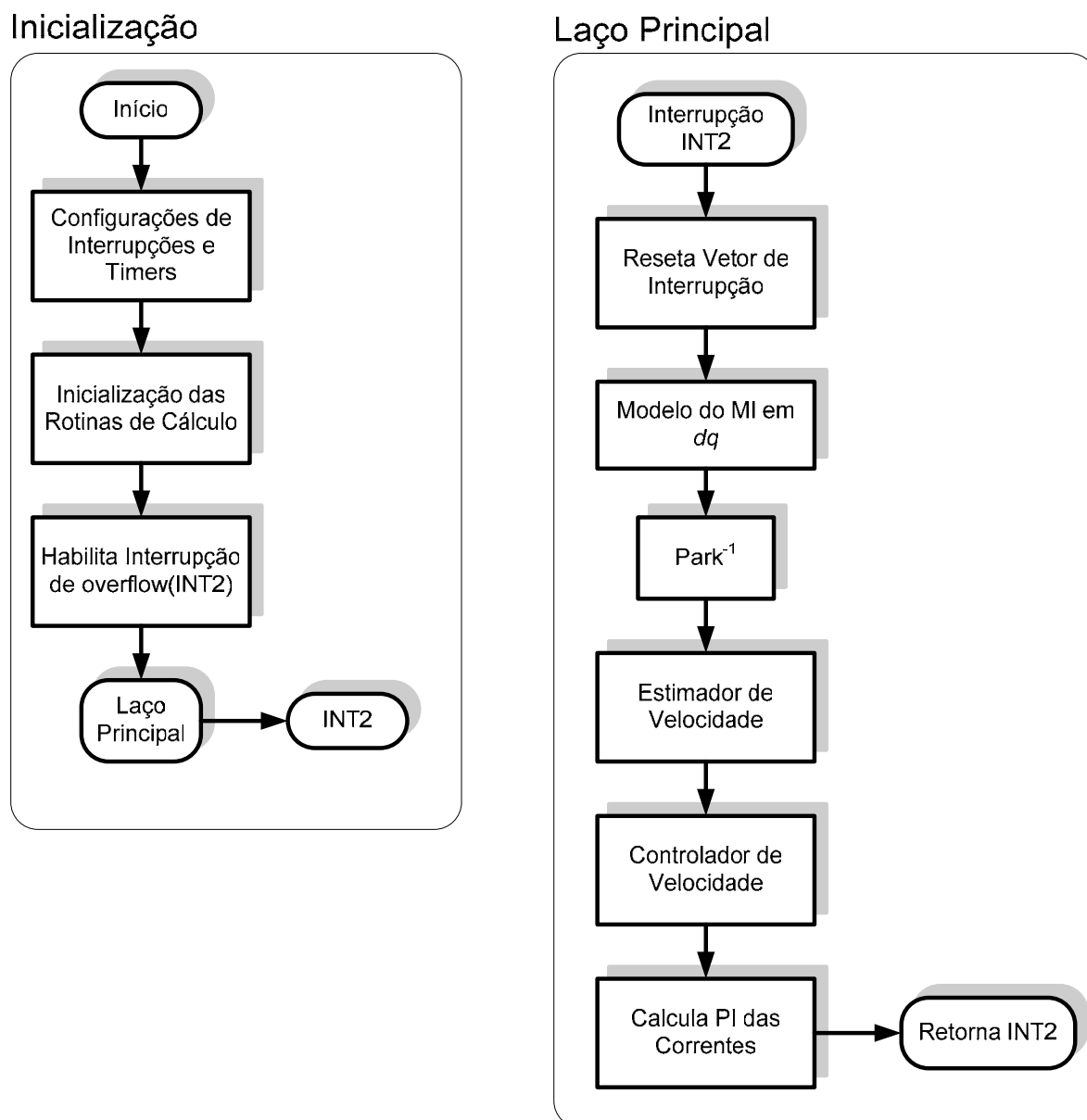


Figura 5.3: Fluxograma da simulação em DSP

5.2.1 Simulação do Sistema Sensorless – MRAS

As mesmas simulações realizadas no Capítulo 4 em plataforma PC/Matlab[®] são realizadas neste capítulo em DSP e em tempo-real. Os projetos dos controladores e estimadores não foram alterados e a frequência de discretização empregada é de 1,8kHz.

A mesma referência e modelo de referência do tipo rampa, traçada na Figura 4.4 é utilizada.

Os resultados da simulação em tempo-real do controlador sensorless PI/MRAS são mostrados na Figura 5.4, na Figura 5.5 e na Figura 5.6, onde são traçados os

gráficos da velocidade estimada, erro da estimativa de velocidade e correntes estatóricas nos eixos direto e de quadratura, respectivamente.

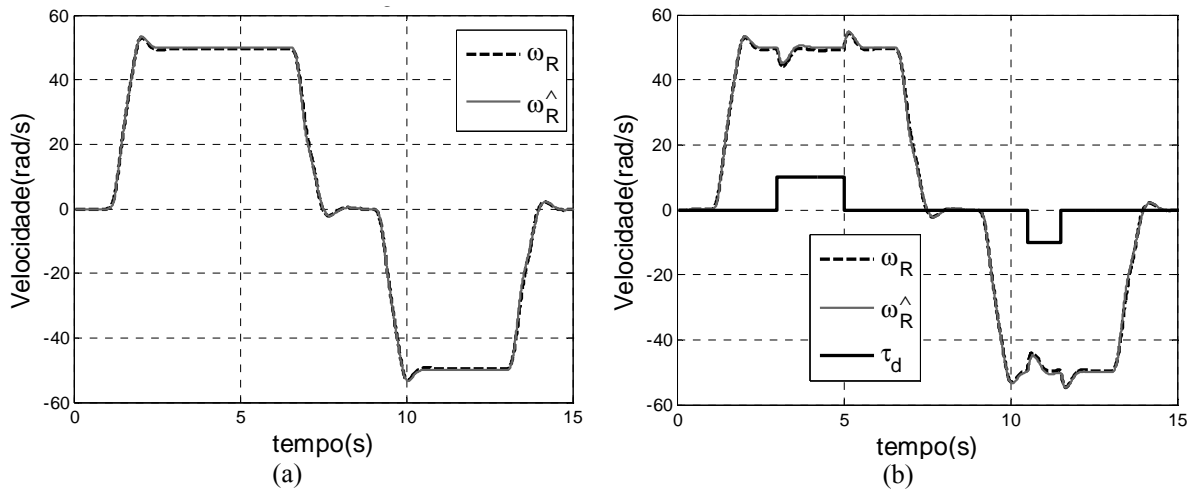


Figura 5.4: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRAS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

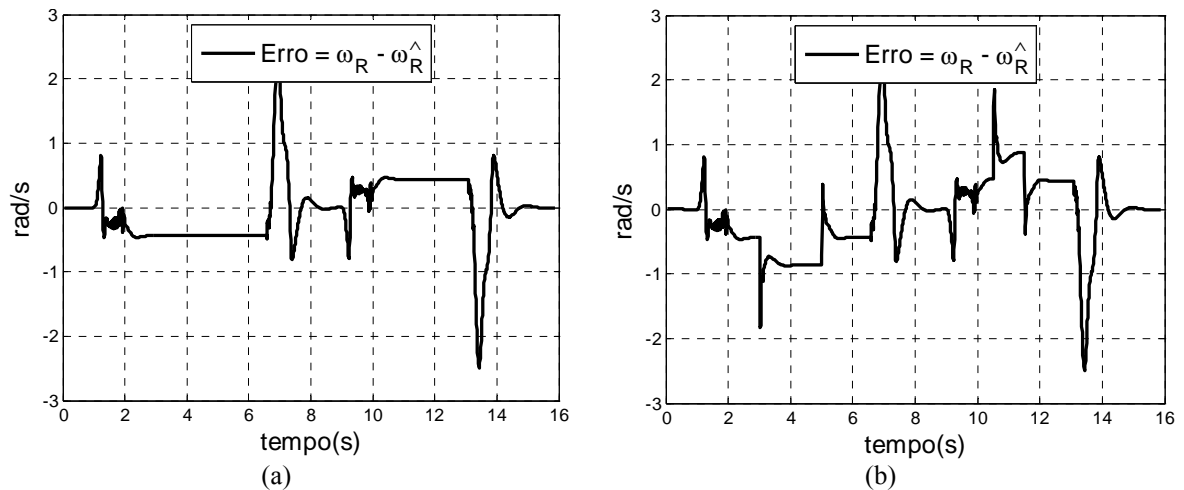


Figura 5.5: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

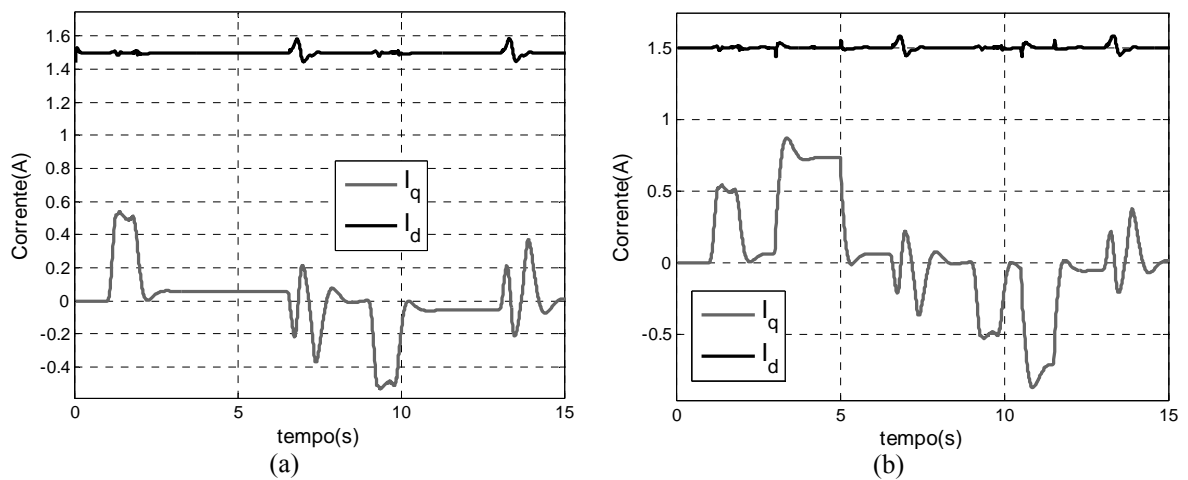


Figura 5.6: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

Para verificação do desempenho do controlador *sensorless* RMRAC/MRAS, é realizada nova simulação em plataforma DSP. Os resultados são mostrados na Figura 5.7, na Figura 5.8 e na Figura 5.9 para as mesmas variáveis da simulação anterior.

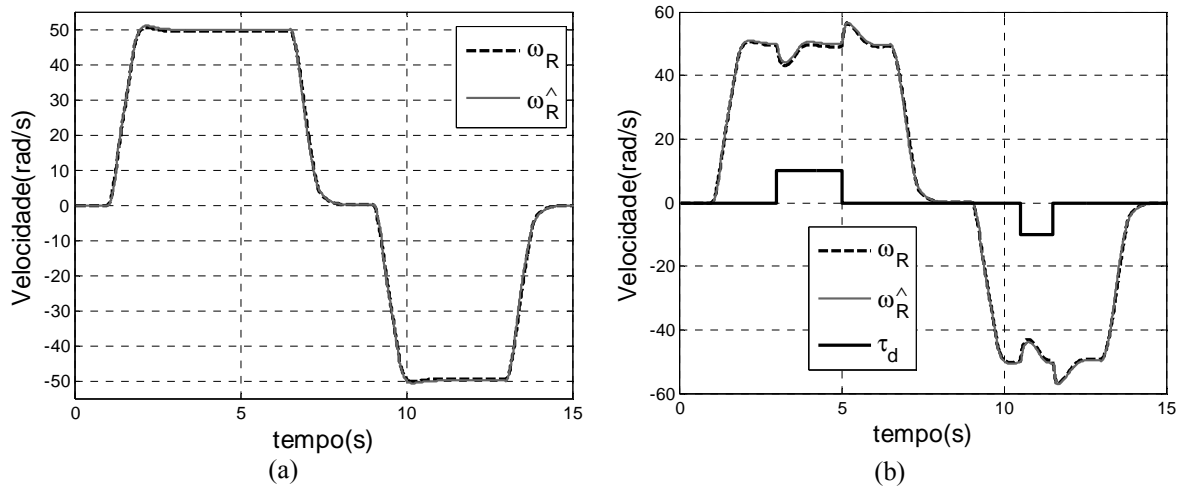


Figura 5.7: Resposta do sensorless RMRAC/MRAS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

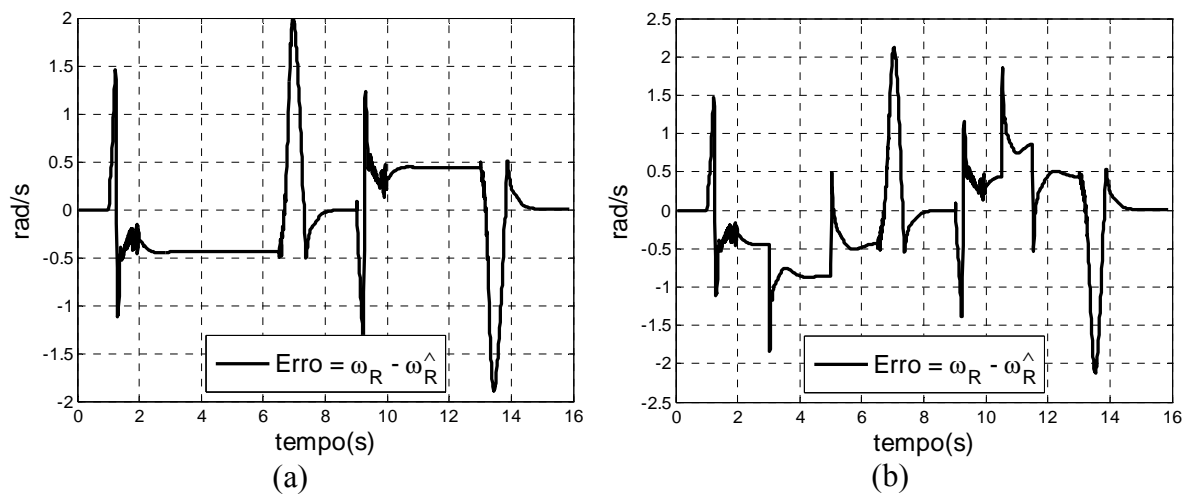


Figura 5.8: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

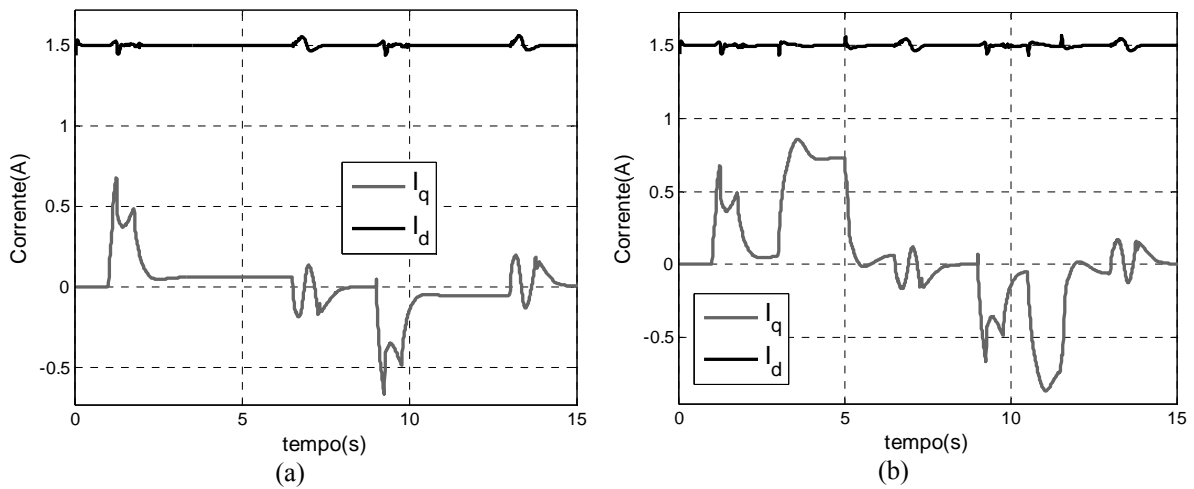


Figura 5.9: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

5.2.2 Simulação do Sistema *Sensorless* – MRLS

Apenas substituindo-se a função de cálculo da técnica MRAS pela função MRLS é possível verificar o desempenho deste estimador implementado em DSP.

Os resultados da simulação em tempo-real do controlador *sensorless* PI/MRLS são mostrados na Figura 5.10, na Figura 5.11 e na Figura 5.12.

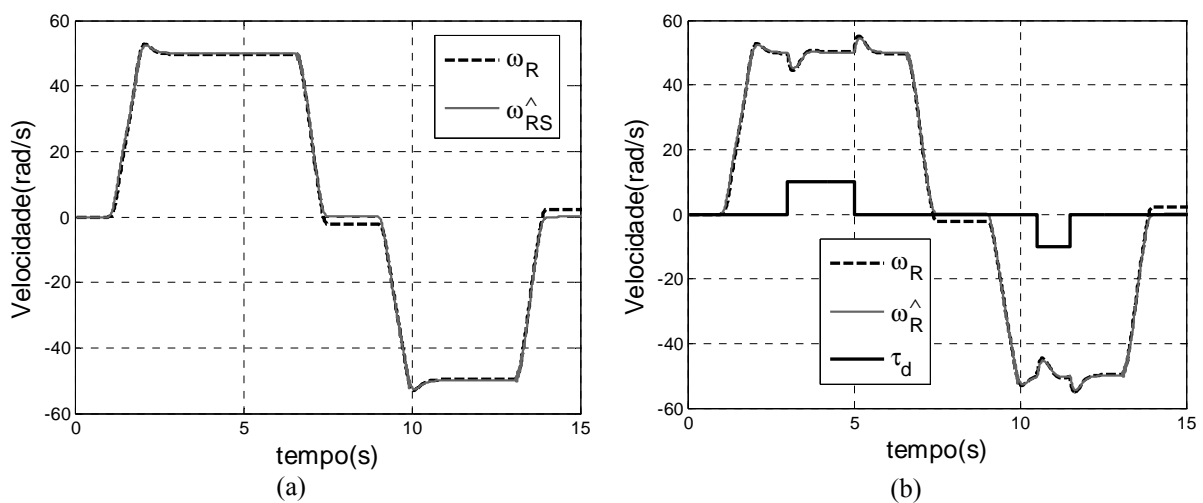


Figura 5.10: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRLS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

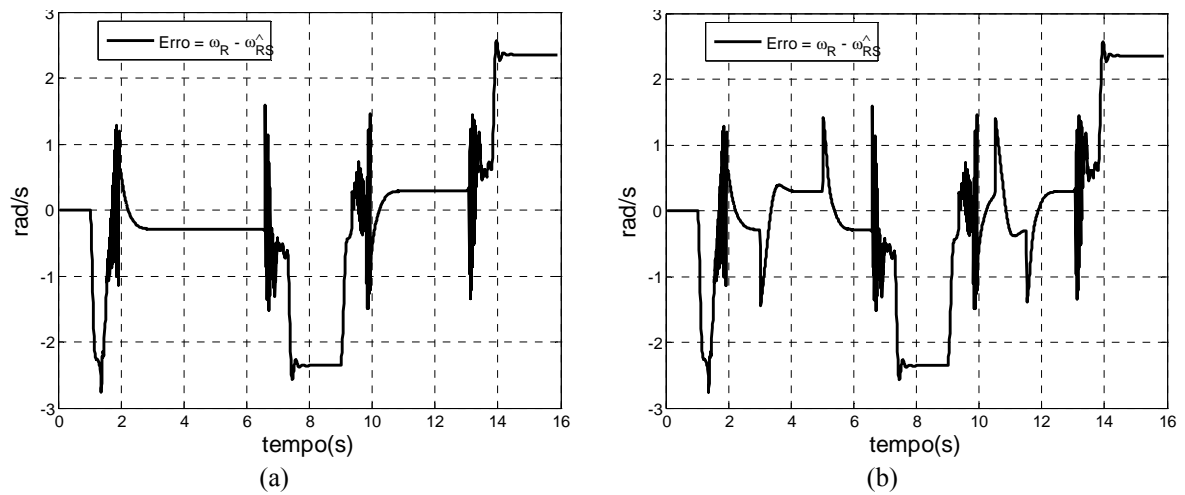


Figura 5.11: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

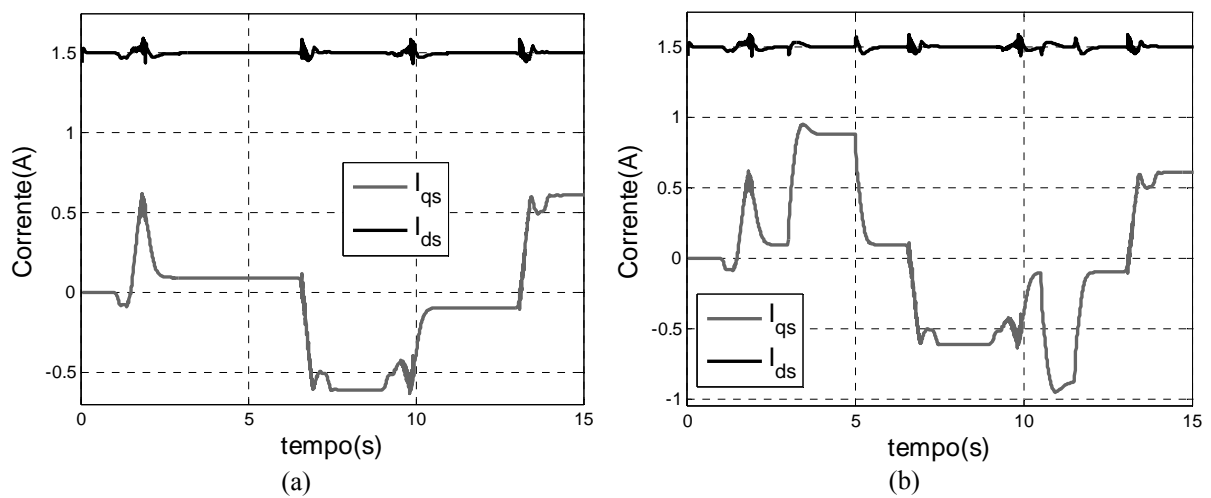


Figura 5.12: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

Simulações semelhantes são realizadas para verificar o desempenho do controlador *sensorless* RMRAC/MRLS em DSP. Os resultados são mostrados na Figura 5.13, na Figura 5.14 e na Figura 5.15.

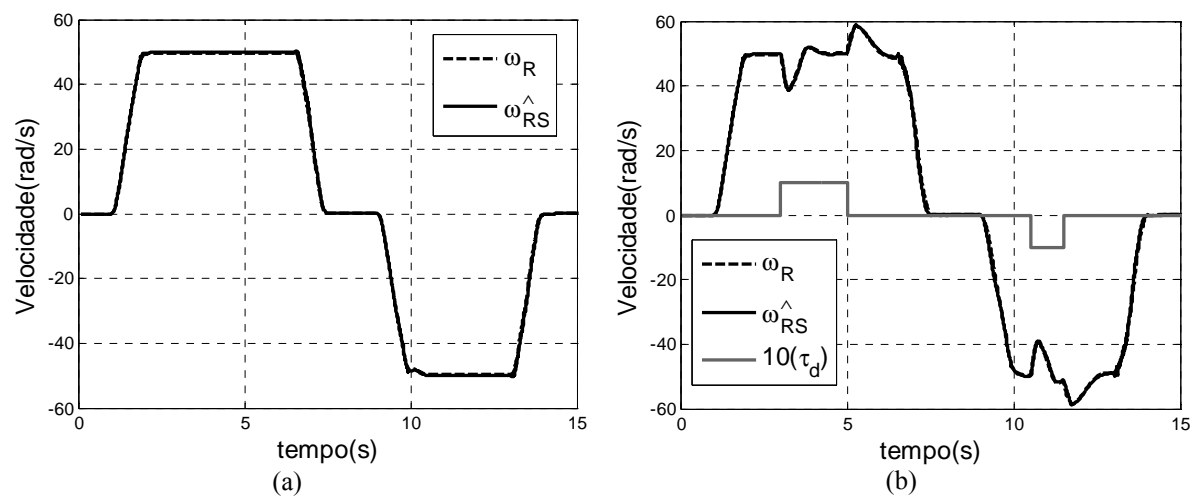


Figura 5.13: Resposta do *sensorless* RMRAC/MRLS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

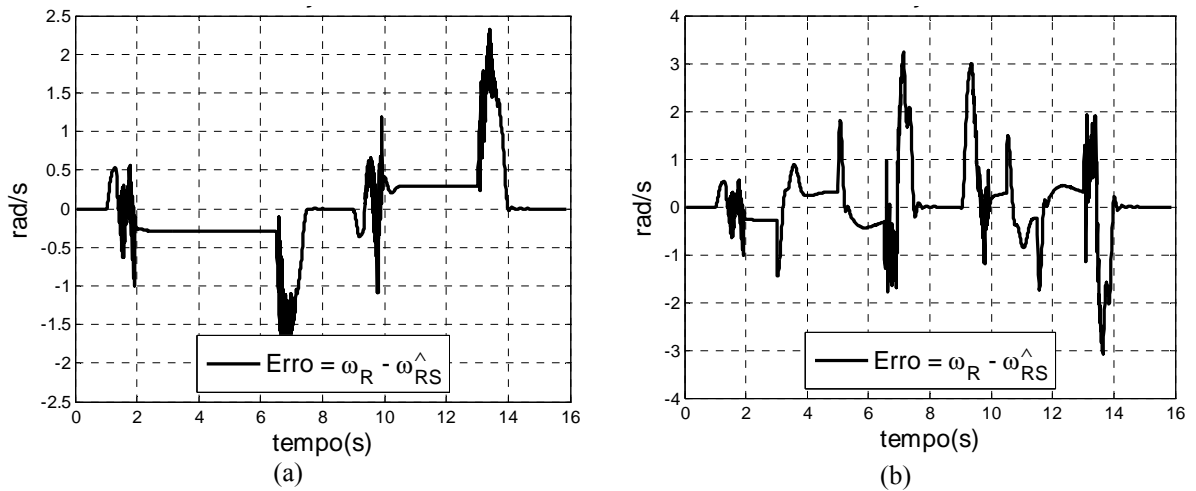


Figura 5.14: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

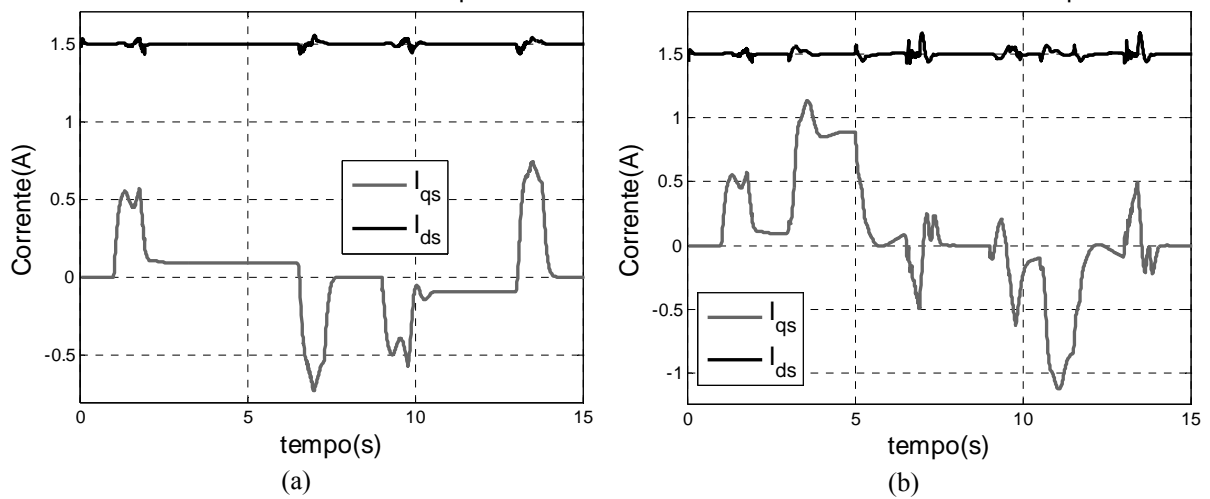


Figura 5.15: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

5.3 Sumário

Neste capítulo foi apresentado o DSP TMS320F2812 utilizado para implementação dos algoritmos propostos. Simulações por hardware em tempo-real das técnicas de controle de velocidade *sensorless* propostas foram realizadas para verificar o funcionamento das rotinas em aritmética de ponto-fixa e para viabilizar a implementação experimental.

Os resultados obtidos em simulação por hardware confirmam as expectativas criadas nas simulações realizadas em plataforma PC/Matlab[®] apresentadas no Capítulo 4.

Os quatro esquemas avaliados demonstram características de rejeição de distúrbios de carga e podem operar desde rotação nula até médias velocidades, pois não foram realizadas simulações para velocidade nominal da máquina.

Os resultados experimentais destas técnicas serão apresentados no próximo capítulo.

CAPÍTULO 6

DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL E RESULTADOS

As técnicas de controle de velocidade *sensorless* apresentadas nos capítulos 3 e 4, simuladas em tempo-real no capítulo 5, são implementadas com a finalidade de avaliar o desempenho de cada um dos sistemas desenvolvidos. A plataforma experimental e os resultados obtidos são apresentados neste capítulo.

6.1 Descrição da Plataforma

A plataforma desenvolvida para realização experimental das técnicas propostas está representada por um diagrama simplificado na Figura 6.1, e é composta dos seguintes itens:

- um Motor de Indução trifásico com o rotor do tipo gaiola com as características dadas pela Tabela 3.1;
- módulo de IGBTs SKIM20GD060 (Semikron) de 400V/14A e circuito óptico para isolamento dos sinais de PWM;
- uma placa de circuito impresso para medição de corrente constituída por dois sensores de efeito Hall modelo LEM LA 55-P e circuito de condicionamento;
- um *encoder* absoluto de 12 bits usado no monitoramento da posição e velocidade rotórica;

- um kit dedicado a aplicações de controle discreto eZdspTMF2812(Spectrum Digital, Inc), contendo o DSP TMS320F2812 (Texas Instruments), descrito na Seção 5.1;
- uma fonte CC com tensão ajustável e regulada Tectrol 10A;
- um PC para programação do DSP e verificação de resultados;
- placas de circuito impresso para interface de CMOS-3.3V para TTL-5V e vice-versa;
- fontes auxiliares para alimentação do kit e sensores;

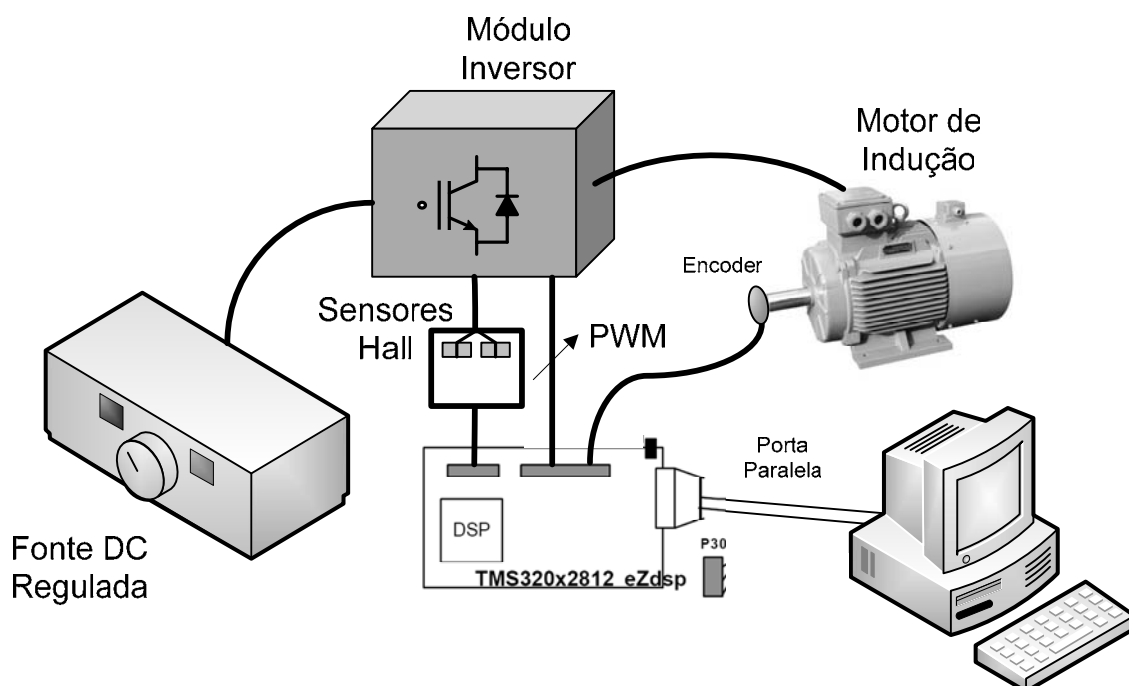


Figura 6.1: Diagrama da plataforma

Para ensaios com distúrbios de carga um gerador CC de *ICV* é acoplado ao motor de indução.

A partir do programa utilizado para simulação em DSP, descrito no capítulo anterior, alguns módulos foram acrescentados para aquisição dos sinais de correntes e posição, para geração do PWM trifásico, para interface com memória externa e para o cálculo das transformadas de Clark e Park.

A frequência de discretização das rotinas de controle e de estimação é de 1.8kHz, assim como da atualização dos sinais de PWM. O valor da frequência de estimação foi escolhido para atender o critério de Nyquist [42], considerando a frequência máxima de acionamento de 60Hz (nominal da máquina).

Um fluxograma de implementação é mostrado na Figura 6.2.

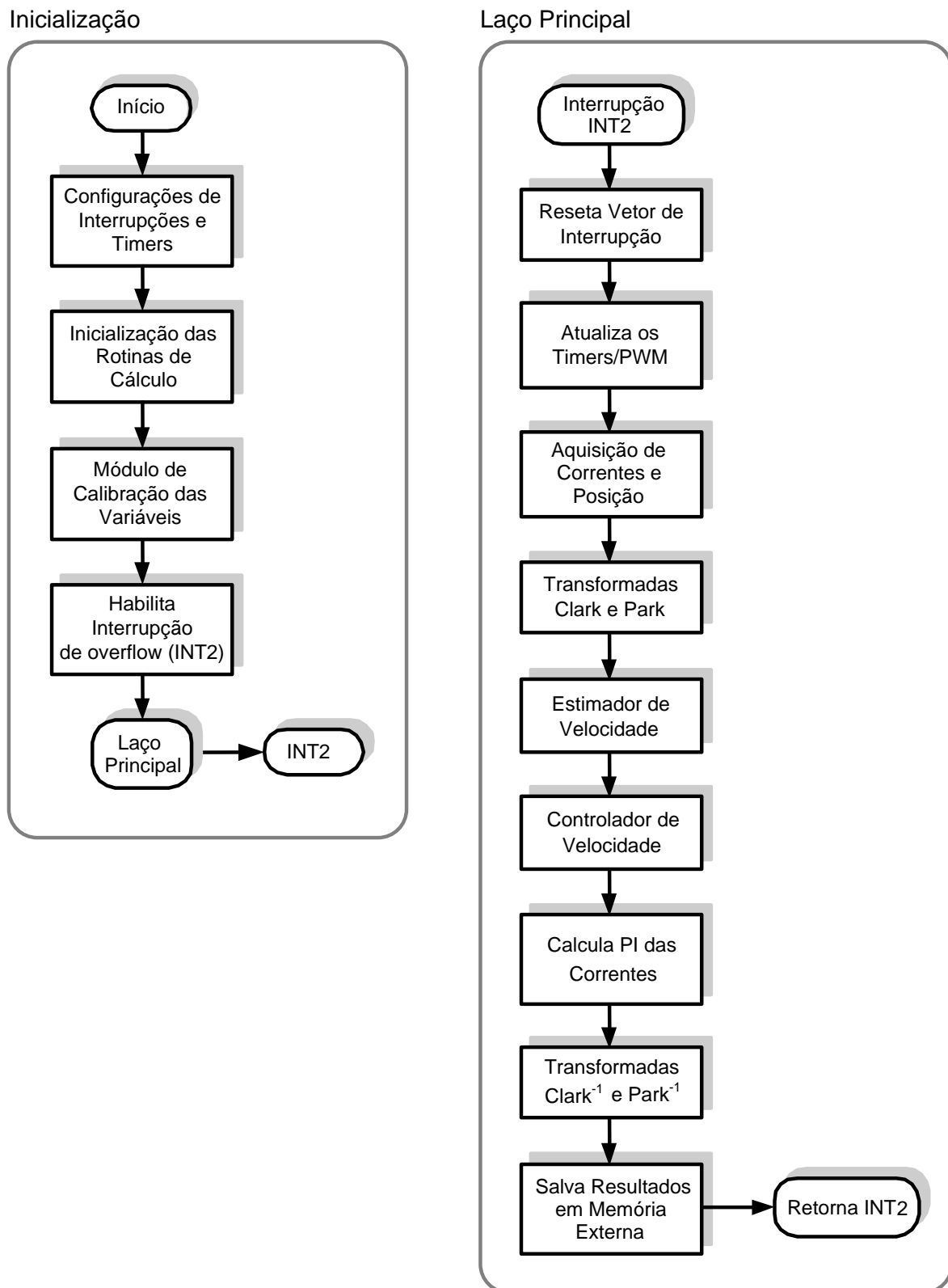


Figura 6.2: Fluxograma das rotinas de implementação em DSP

A partir da programação das rotinas da Figura 6.2 foi possível a realização experimental das técnicas propostas. Os resultados são apresentados a seguir

6.2 Resultados Experimentais Obtidos com Utilização de Sensores Mecânicos

Uma realização utilizando *encoder* absoluto é proposta para verificação do desempenho dos controladores PI e RMRAC. Com essa implementação são determinados ensaios que representam padrões de desempenho para comparação com as técnicas de controle de velocidade *sensorless*.

Nesse ensaio, o sinal de velocidade (ω_{Rmed}) é obtido a partir da derivação direta da posição medida; um filtro de Kalman, descrito no Anexo 4, é sintonizado para retirar o ruído associado ao sinal de velocidade; e a velocidade dada pelo observador de Kalman é dada por ($\hat{\omega}_{KAL}$).

6.2.1 Resultados Experimentais - Controlador PI com Sensor (*Encoder*)

O projeto do controlador é o mesmo descrito no capítulo 3. Os resultados experimentais do sistema implementado utilizando controlador o PI com Sensor (*Encoder*) são apresentados na Figura 6.3 e na Figura 6.4.

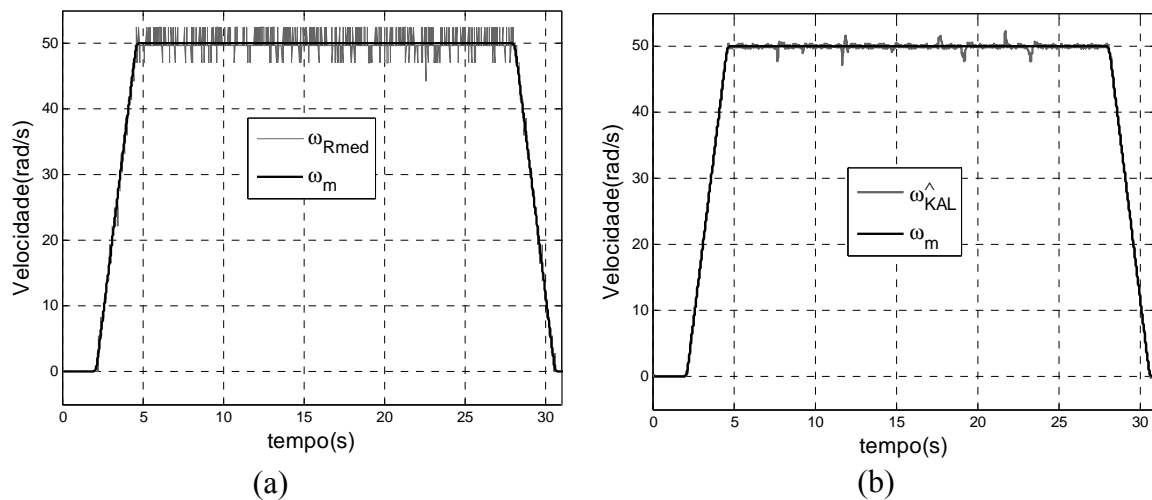


Figura 6.3: Resposta do Controlador PI/Sensor com distúrbios de carga.

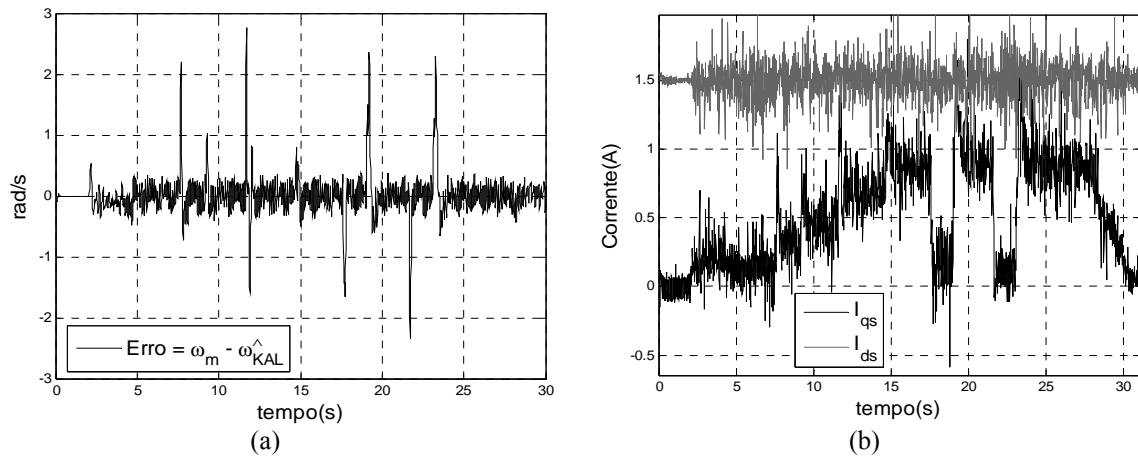


Figura 6.4: Erro entre a velocidade medida e estimada (a) e correntes dos eixos dq (b) com distúrbios de carga .

6.2.2 Resultados Experimentais - RMRAC com Sensor (*Encoder*)

O projeto do controlador é o mesmo descrito no capítulo 3. Os resultados experimentais do sistema implementado utilizando controlador RMRAC com Sensor (*Encoder*) são apresentados da Figura 6.5 à Figura 6.7. Os saltos no sinal de corrente de quadratura da Figura 6.6 ocorrem devido à compensação de distúrbios de carga gerados a partir da conexão de um gerador CC com carga resistiva acoplada.

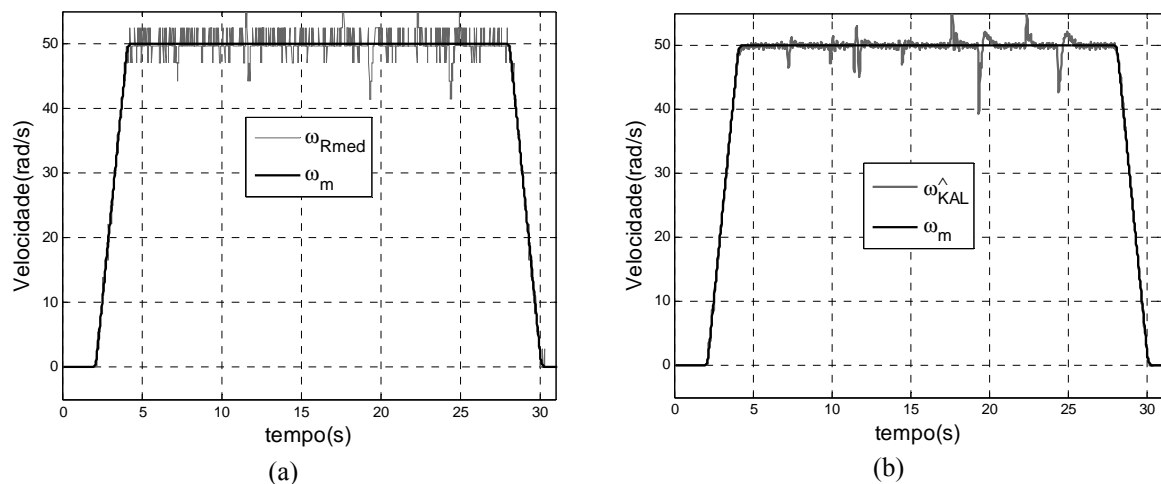


Figura 6.5: Resposta do Controlador RMRAC/Sensor com distúrbios.

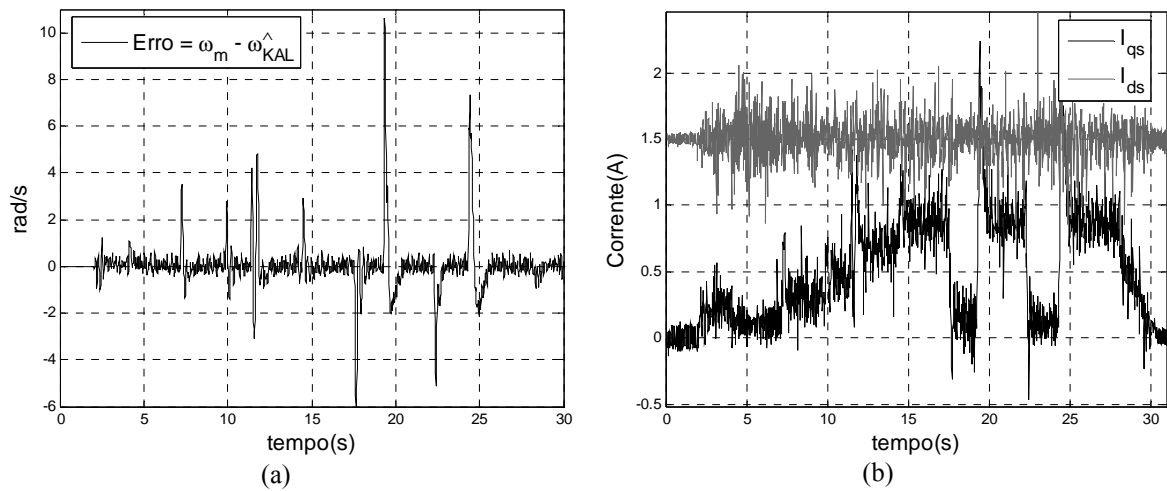


Figura 6.6: Erro entre a velocidade medida e Modelo de Referência (a) e correntes dos eixos dq (b) com distúrbios de carga

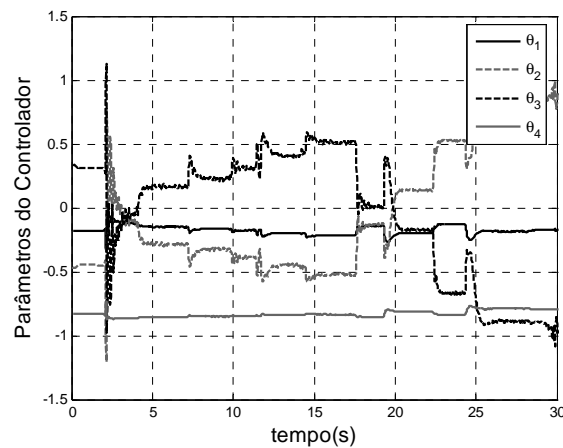


Figura 6.7: Parâmetros de Adaptação do RMRAC

Pode-se ainda projetar um Controlador por Modelo de Referência (MRC) a partir do controlador RMRAC.

6.2.3 Resultados Experimentais - MRC com Sensor

Para o projeto do MRC, os parâmetros do RMRAC são fixos com os valores obtidos em regime permanente, quando $t=7s$ no gráfico da Figura 6.7.

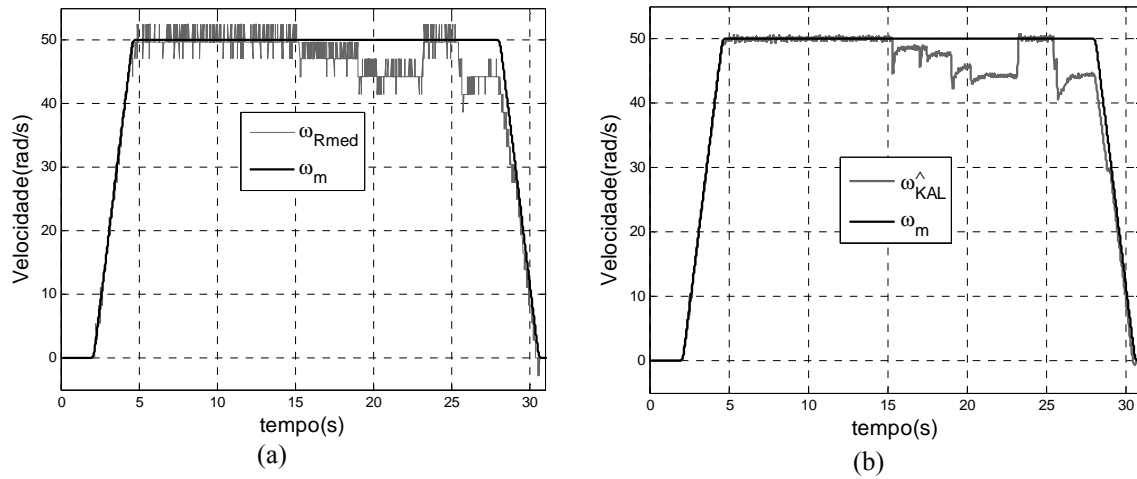


Figura 6.8: Resposta do Controlador MRC/Sensor com distúrbios de carga.

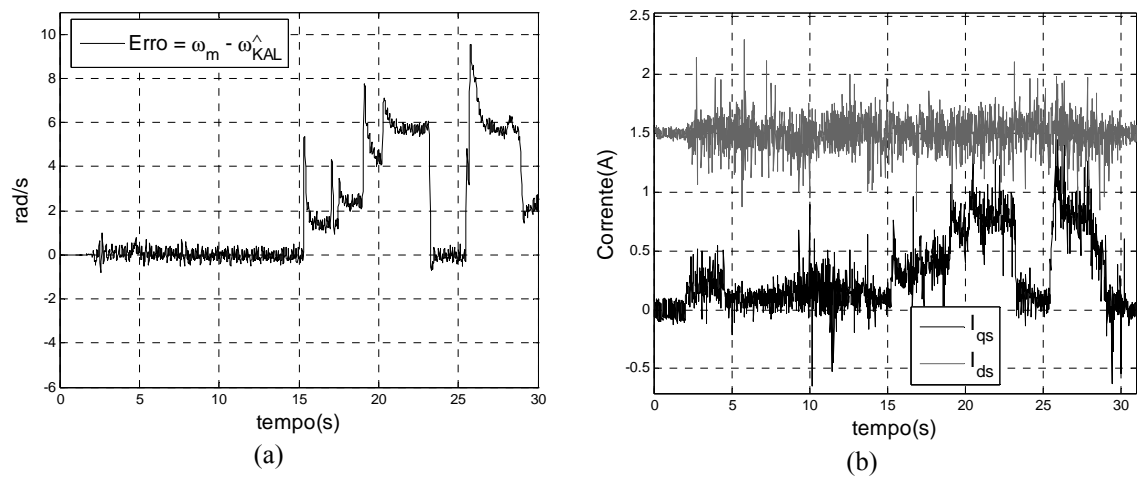


Figura 6.9: Erro entre a velocidade medida e o modelo de referência (a) e correntes nos eixos dq (b).

A Figura 6.9 representa o erro entre a velocidade observada pelo algoritmo de Kalman ($\hat{\omega}_{KAL}$) e a saída do modelo de referência (ω_{Rmed}). Nota-se que com o controlador MRC, não há rejeição dos distúrbios de carga, o que já era previsto.

6.3 Resultados Experimentais Obtidos Sem a Utilização de Sensores Mecânicos (*Encoders*)

Para avaliação experimental dos sistemas de controle *sensorless* propostos, foram realizados diferentes tipos de ensaio: à vazio, com distúrbios de carga e também com variação da constante de tempo rotórica.

Os resultados apresentados a seguir mostram o comportamento de algumas variáveis do sistema, dentre elas: velocidade angular rotórica (medida, estimada via

filtro de Kalman e estimada pelos algoritmos MRAS ou MRLS), correntes nos eixos direto e de quadratura, erro entre velocidade estimada e medida, e sinal de torque elétrico aplicado ao MI.

6.3.1 Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema *Sensorless* - PI/MRAS

A coluna da esquerda representa um ensaio à vazio enquanto que a coluna da direita representa um ensaio com distúrbios de carga. No ensaio à vazio, o projeto do controlador é idêntico ao apresentado no capítulo 3. Já no ensaio com variações de carga, a frequência de corte do projeto do controlador foi aumentada em 40% para tornar mais rápida a compensação dos distúrbios aplicados.

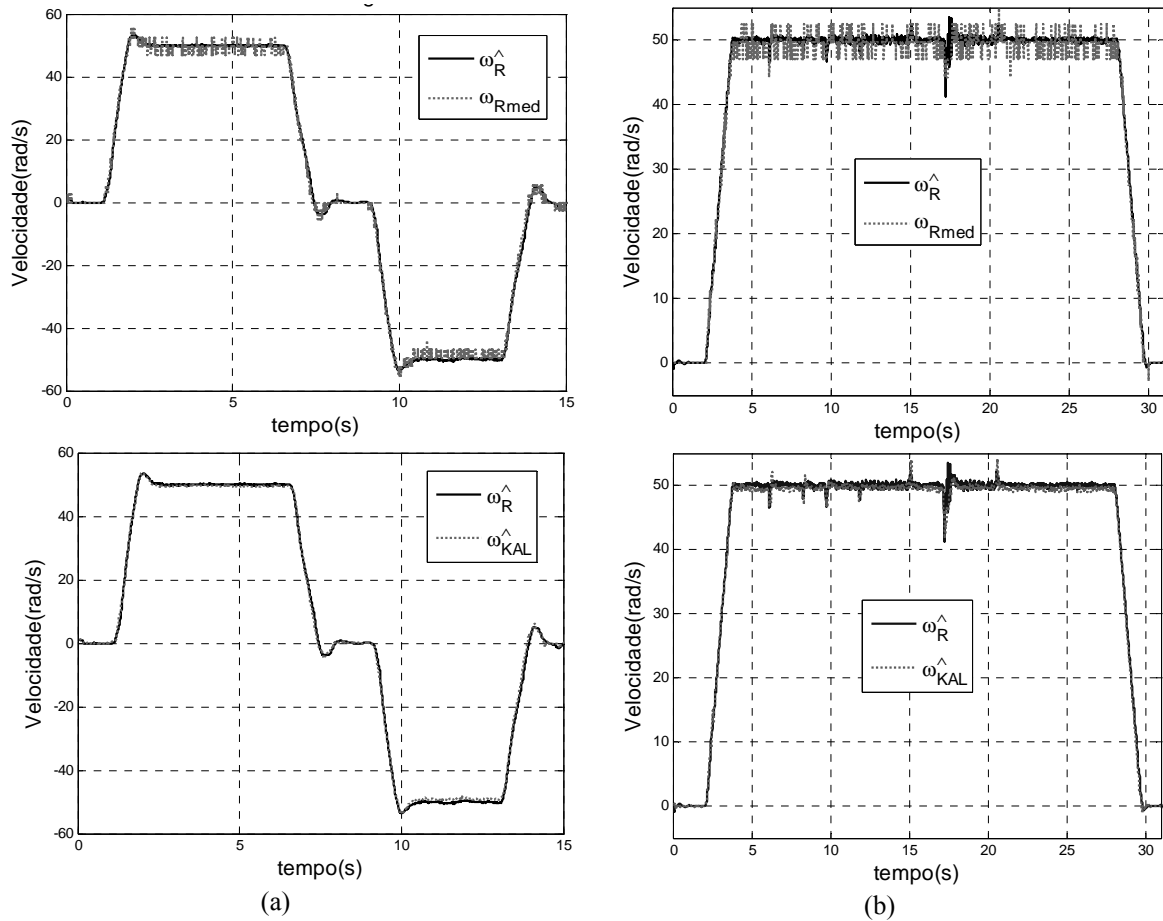


Figura 6.10: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRAS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

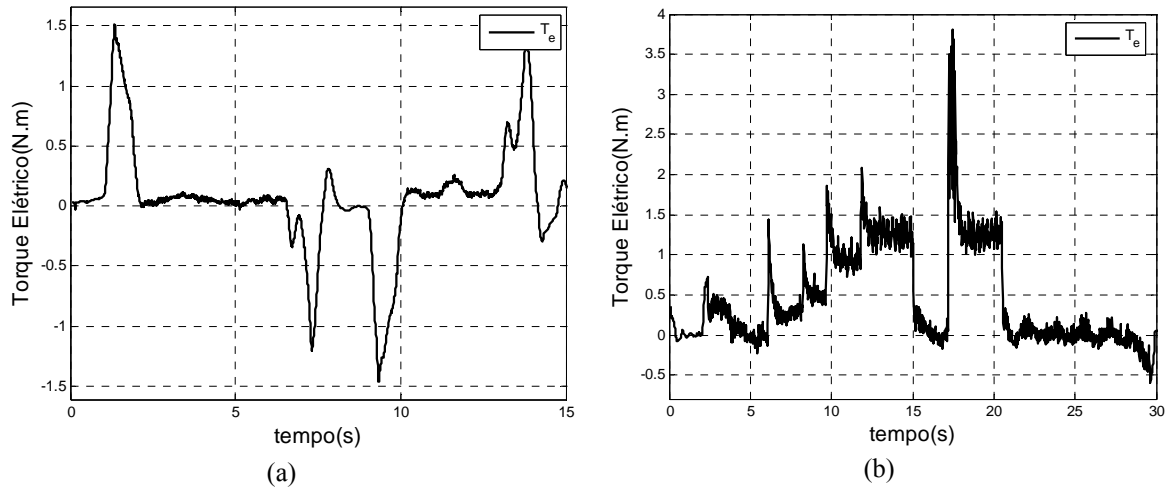


Figura 6.11: Torque Elétrico à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

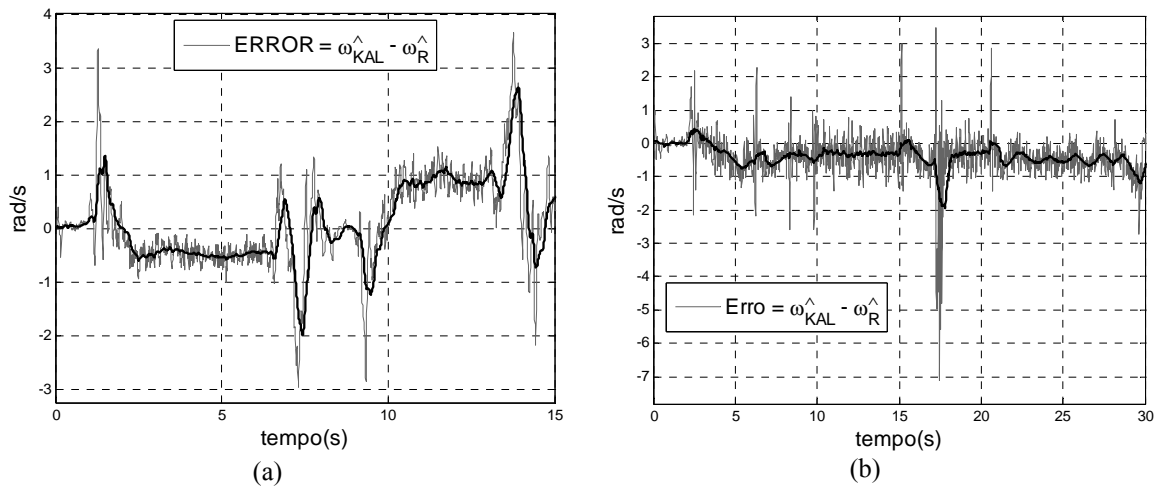


Figura 6.12: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

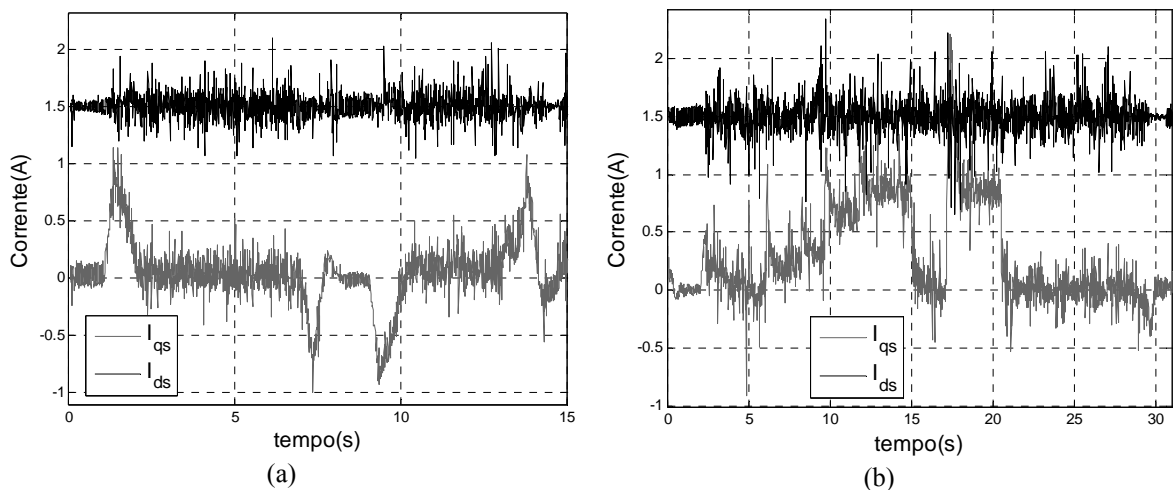


Figura 6.13: Correntes dos eixos d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

6.3.2 Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema *Sensorless* - RMRAC/MRAS

A mesma metodologia da seção 6.3.1 foi utilizada para a obtenção dos resultados experimentais do controlador *sensorless* RMRAC/MRAS, apenas o parâmetro $\bar{\mu}$ do algoritmo de adaptação paramétrica do controlador foi aumentado em 50% para acelerar a compensação de distúrbios de carga.

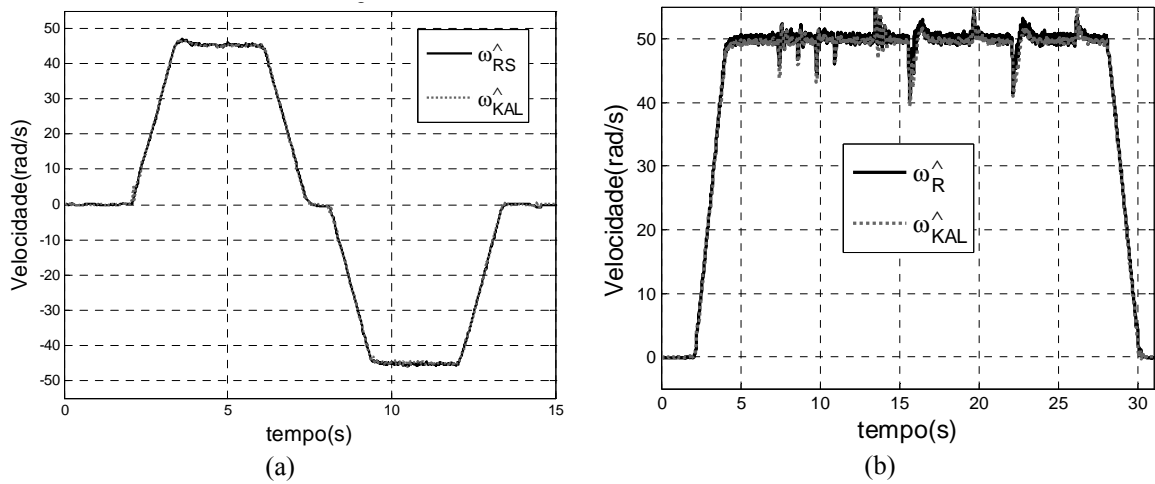


Figura 6.14: Resposta do *sensorless* RMRAC/MRAS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

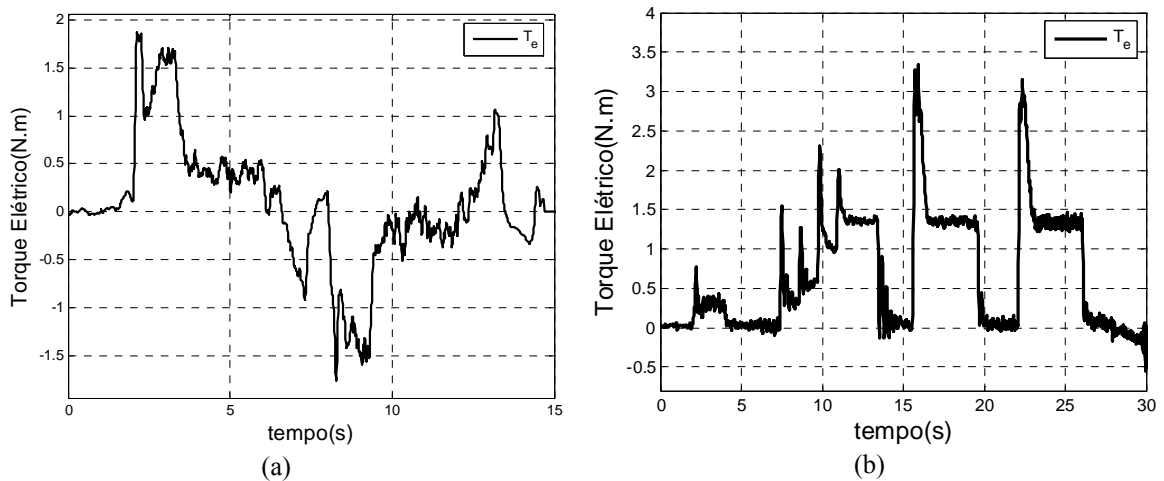


Figura 6.15: Torque Elétrico à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

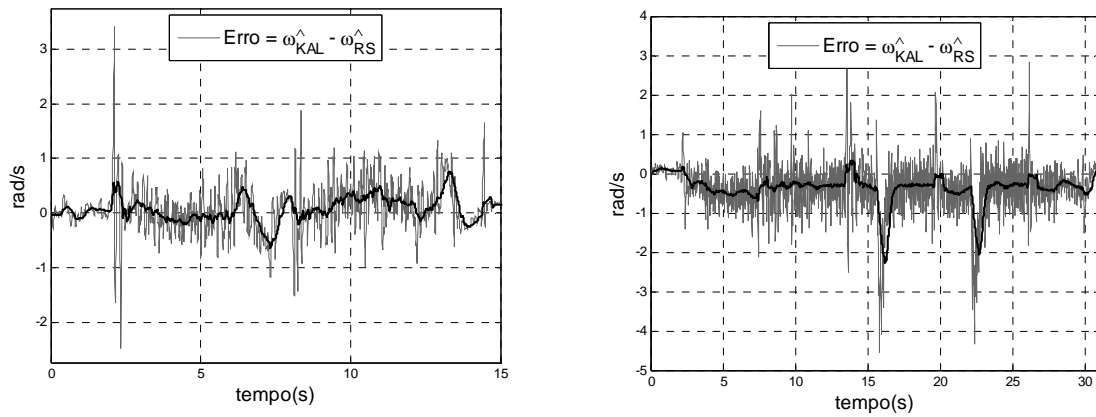


Figura 6.16: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

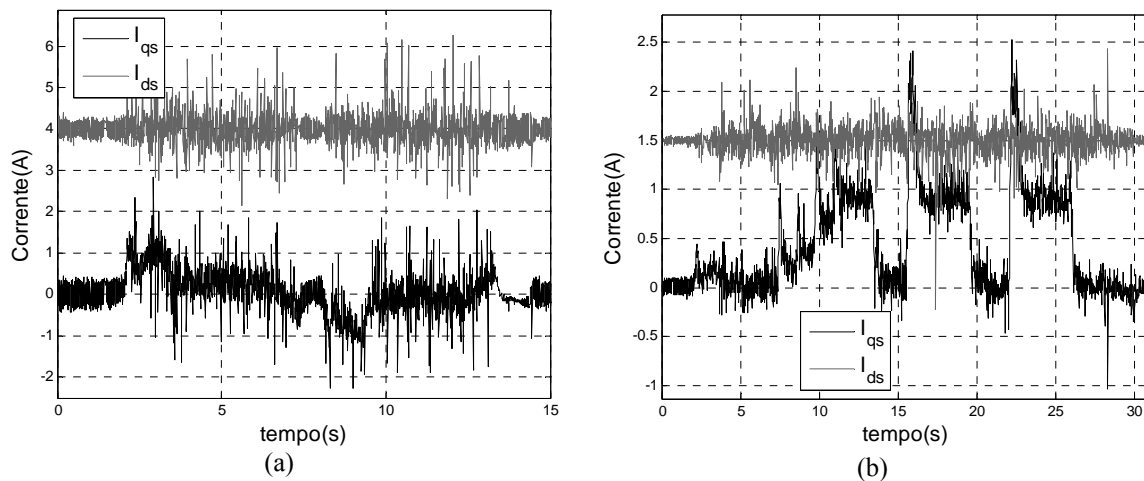


Figura 6.17: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

6.3.3 Ensaio de Variação da Constante de Tempo Rotórica (τ_R)

Devido ao fato que a constante de tempo rotórica poder variar mais do que 50% de seu valor calculado a partir dos ensaios de curto-circuito e à vazio, foram realizados testes com variação deste parâmetro para verificar o impacto da alteração desse parâmetro na estimação da velocidade utilizando o algoritmo MRAS. Para isso, a partir de 6,5 segundos o parâmetro τ_R foi incrementado ou decrementado, nas rotinas de cálculo do DSP, em até 60% de seu valor original. Quando o tempo atinge 10 segundos, este retorna ao valor original como é mostrado na Figura 6.18.

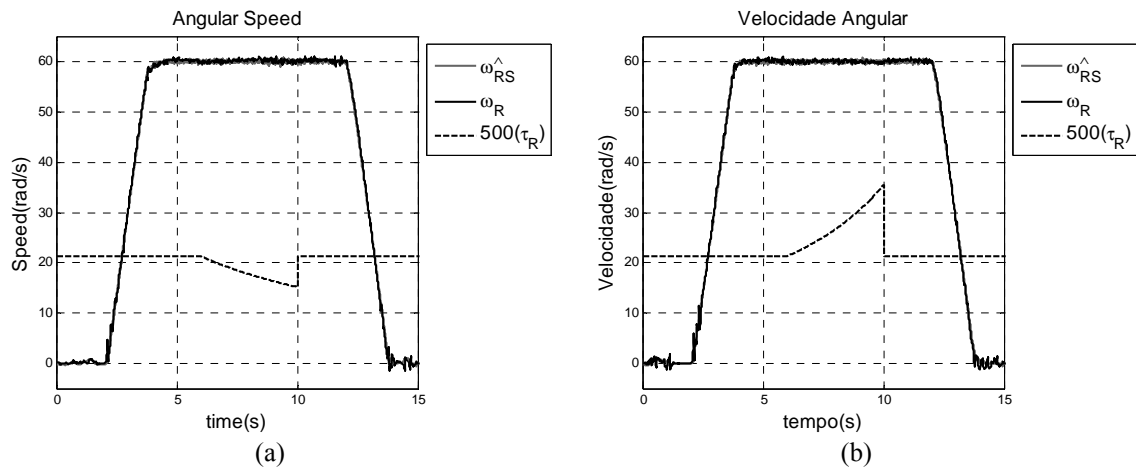


Figura 6.18: Ensaio com variações da constante de tempo rotórica.

6.3.4 Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema *Sensorless* – PI/MRLS

Os ensaios realizados para avaliação do desempenho experimental do sistema *sensorless* MRLS são semelhantes aos aplicados na seção 6.3 para o sistema com base no algoritmo MRAS. Da mesma forma, na apresentação dos resultados a coluna da esquerda representa um ensaio à vazio enquanto que a coluna da direita representa um ensaio com distúrbios de carga. Os projetos dos controladores são idênticos aos apresentados no capítulo 3.

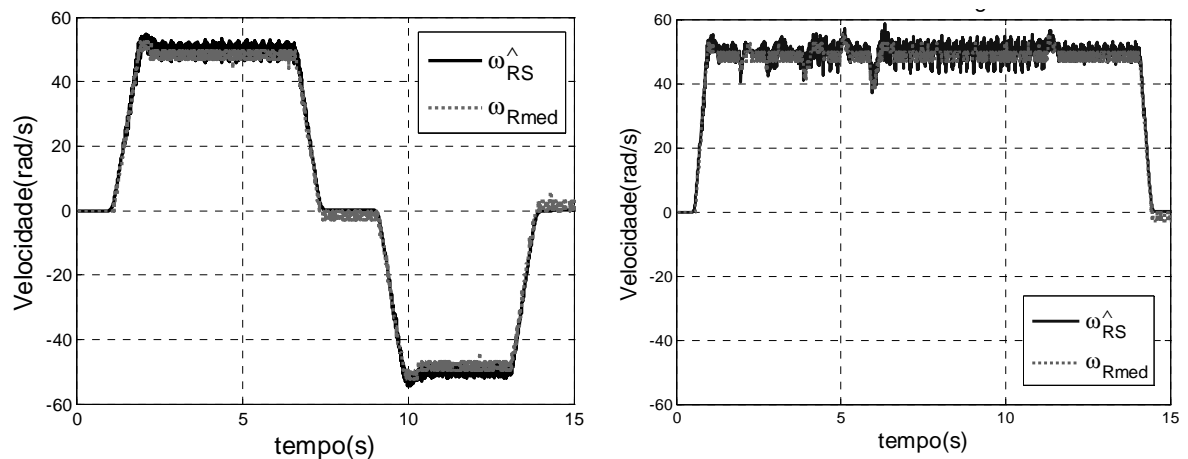


Figura 6.19: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRLS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

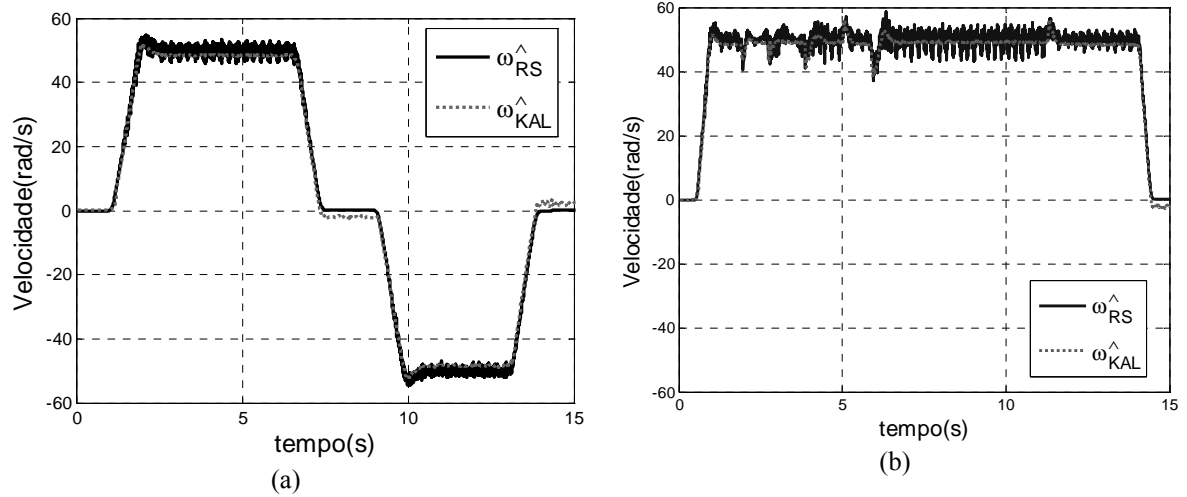


Figura 6.20: Resposta do Controlador *sensorless* PI/MRLS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

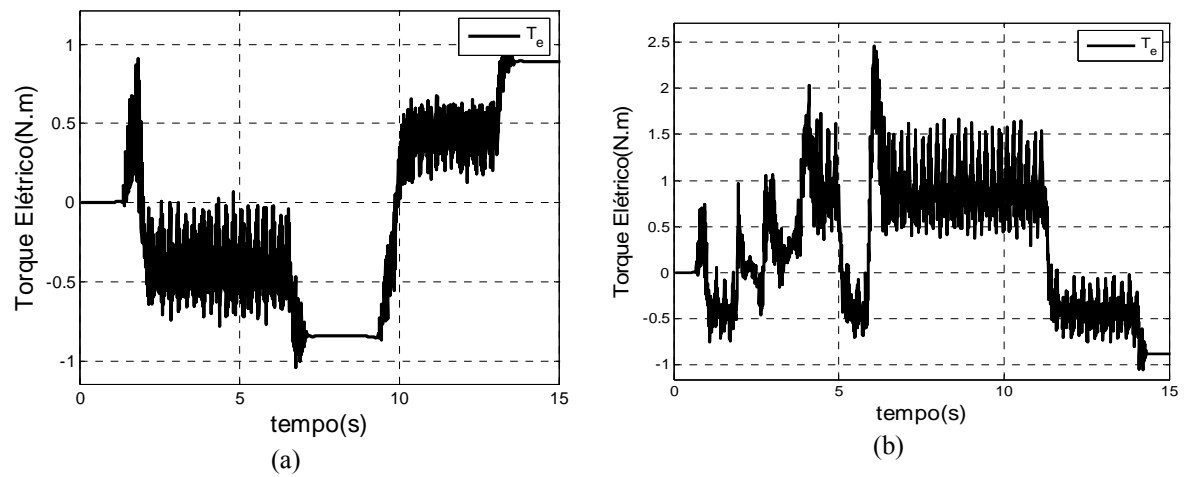


Figura 6.21: Torque Elétrico à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

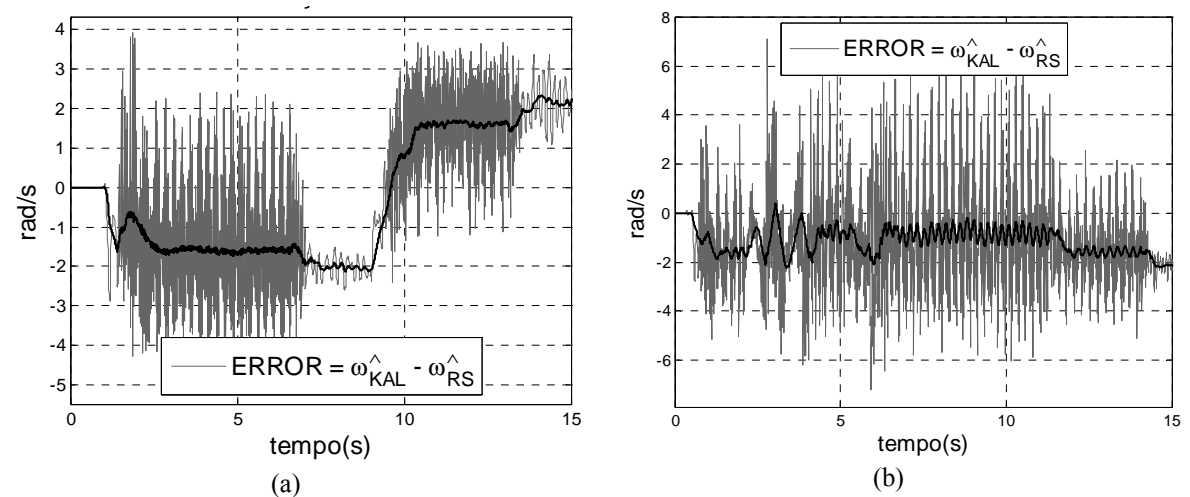


Figura 6.22: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

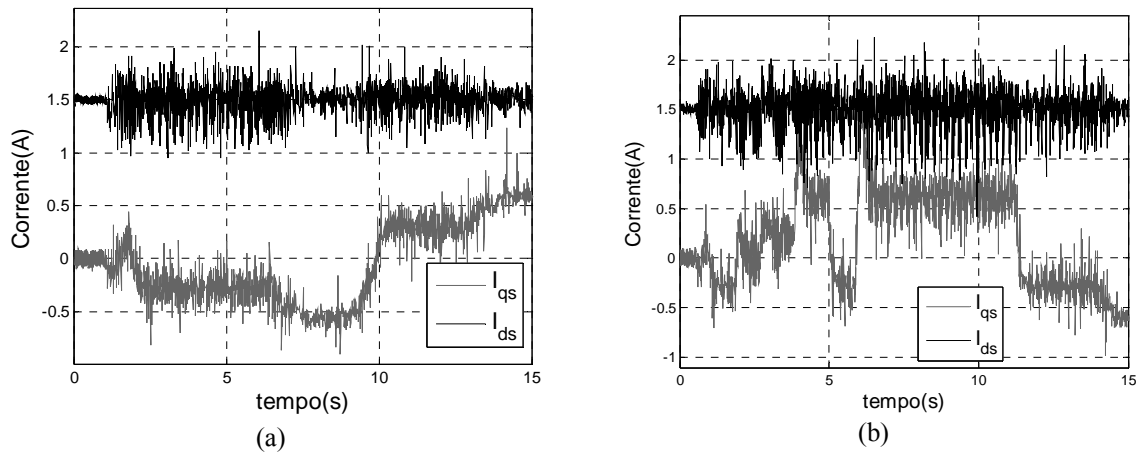


Figura 6.23: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

6.3.5 Resultados Experimentais Obtidos a partir do Sistema *Sensorless* – RMRAC/MRLS

Os resultados para o sistema RMRAC/MRLS são apresentados da Figura 6.24 à Figura 6.27.

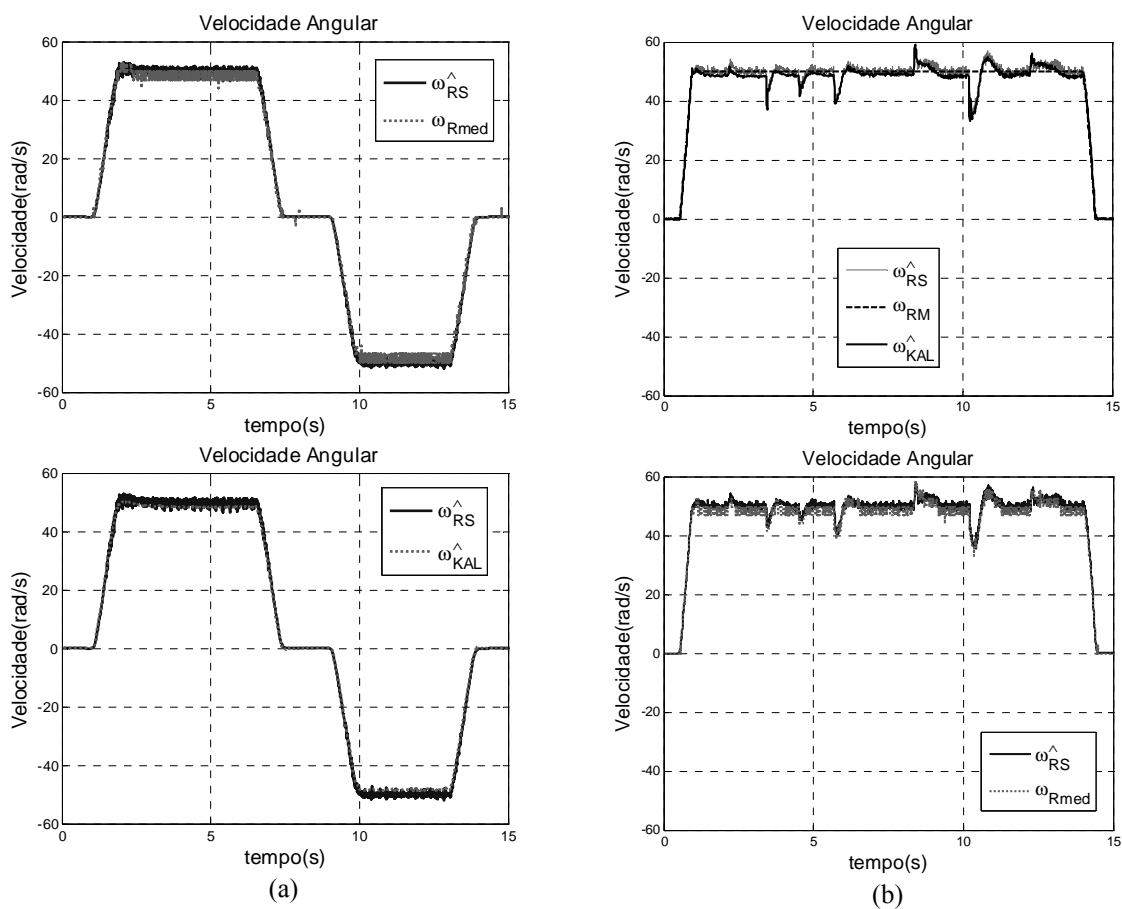


Figura 6.24: Resposta do *sensorless* RMRAC/MRLS à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

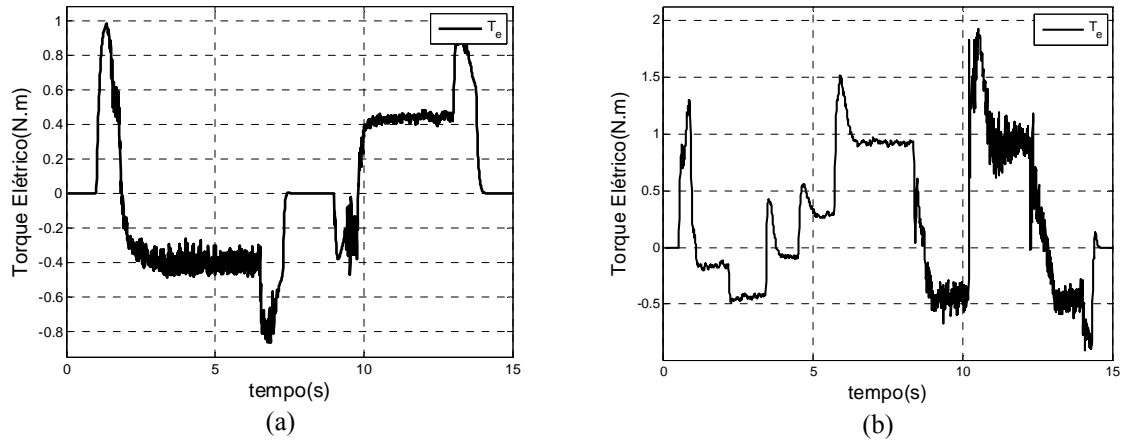


Figura 6.25: Torque Elétrico à vazio(a) e com distúrbios de carga (b).

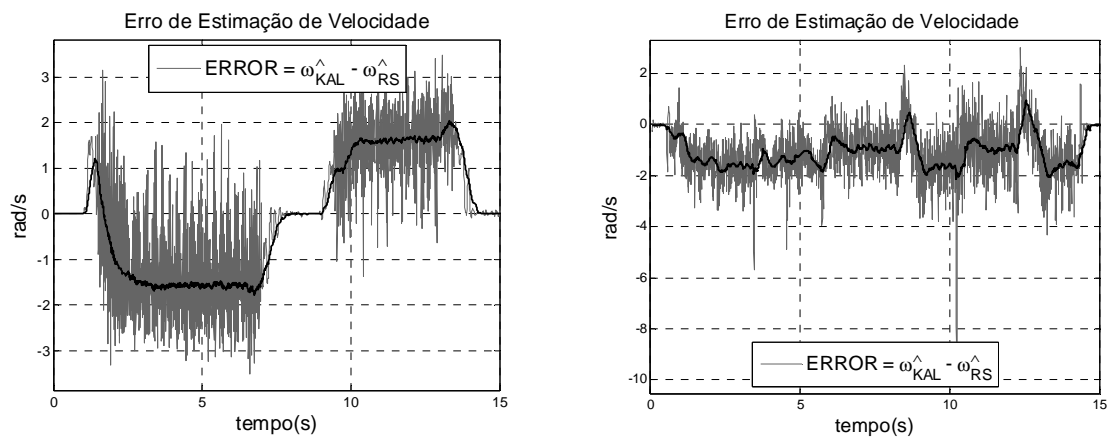


Figura 6.26: Erro entre a velocidade medida e estimada, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

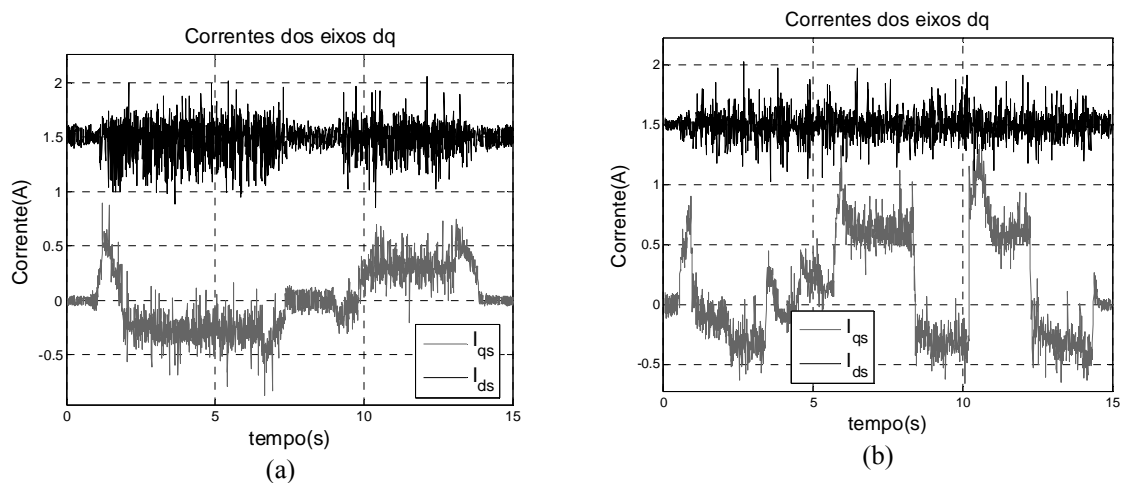


Figura 6.27: Correntes do eixo d e q, à vazio (a) e com distúrbios de carga (b).

Na (Figura 6.25) verifica-se um aumento torque elétrico, devido à inclusão de distúrbios de carga. O erro entre a velocidade medida e a estimada (Figura 6.26) torna-se menor durante o distúrbio. Isso ocorre porque há um aumento da magnitude da

corrente quadratura (Figura 6.27), o que favorece o cálculo das equações do algoritmo MRLS acarretando uma redução no erro da estimativa da velocidade.

6.4 Ensaio de Variação da Constante de Tempo Rotórica (τ_R)

Para verificação do desempenho do sistema com a variação da constante de tempo rotórica, ensaios semelhantes aos da seção 6.3.3 foram realizados.

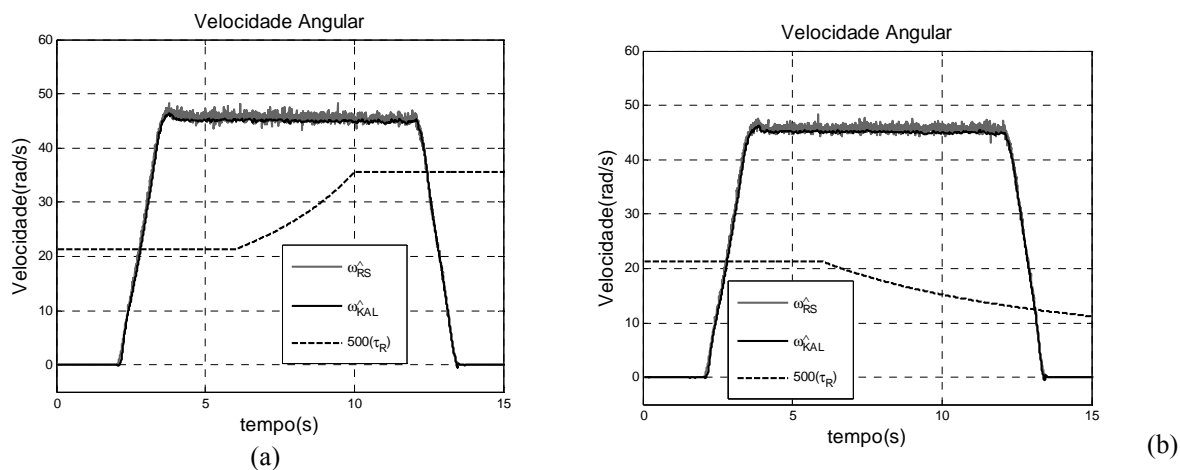


Figura 6.28: Ensaios com variações da constante de tempo rotórica.

6.5 Sumário

Neste capítulo, foi realizada uma descrição da bancada utilizada para implementação das técnicas em análise, e são apresentados os resultados experimentais obtidos para os diferentes tipos de controladores propostos, incluindo ensaios com variação de carga e variação paramétrica.

Os primeiros resultados apresentados mostram o desempenho do sistema utilizando sensor para medição da velocidade rotórica. Os controladores PI e RMRAC demonstram a capacidade de rejeição de distúrbios de carga, porém o controlador MRC apenas pode ser aplicado para cargas fixas, pois não regula a velocidade perante variações de carga.

Os resultados obtidos com a utilização dos controladores PI e RMRAC aplicados a servomecanismos *sensorless* com estimação de velocidade via algoritmo MRAS demonstraram a capacidade de identificação e rejeição de distúrbios de carga, apresentando ruído reduzido na estimativa da velocidade e robustez à variação da constante de tempo rotórica, porém foi verificado que apresenta pequenas oscilações em baixas rotações, próximas a velocidade nula.

Os resultados obtidos com esquema *sensorless* com base no estimador de velocidade MRLS e nos controladores PI e RMRAC também se demonstraram capazes de identificar e compensar distúrbios de carga, apresentando robustez a variações da constante de tempo rotórica. Contudo, o sistema PI/MRLS apresenta erro significativo em velocidades nulas caso exista sobressalto na resposta do controlador. Em contrapartida, o sistema RMRAC/MRLS apresenta resultados satisfatórios para baixas rotações.

O quadro comparativo abaixo mostra um resumo das principais características analisadas de cada um dos sistemas propostos. Na coluna da esquerda, estão representados: o erro percentual entre a velocidade medida e estimada em regime permanente à vazio e com carga; a relação sinal-ruído da estimativa da velocidade; o tempo de execução das rotinas em DSP. Alguns índices qualitativos também são mostrados, incluindo: a capacidade de compensação de distúrbios; a qualidade da resposta em baixas rotações; e robustez à variação de τ_R .

Tabela 6.1 - Quadro Comparativo entre os Sistemas *Sensorless*

Característica	MRAS		MRLS	
	PI	RMRAC	PI	RMRAC
Erro em RP à vazio	0,90%	0,50%	1,66%	1,60%
Erro em RP c/ carga	0,55%	0,33%	1,10%	1,10%
Relação S_i/N_i	50/0,5	50/0,6	50/2	50/1,5
Tempo de Execução em DSP	110 μ s	140 μ s	210 μ s	240 μ s
Compensação de distúrbios	✓	✓	✓	✓
Resposta em baixas rotações	✓*	✓*	✗	✓
Robustez à variação de τ_R	✓	✓	✓	✓

* o desempenho é considerável satisfatório embora apresente algumas oscilações.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO

Neste trabalho é realizada uma análise comparativa de quatro diferentes sistemas de controle de velocidade sem a utilização de sensores mecânicos aplicados a servomecanismos usando motores de indução trifásicos. Algumas modificações são propostas nas técnicas utilizadas para melhorar o desempenho dos esquemas *sensorless* já existentes na literatura.

Inicialmente, é apresentada uma revisão histórica em que são descritas as linhas de evolução que resultaram no estado atual de desenvolvimento dos sistemas de acionamento em CA. Em seguida é apresentada uma revisão bibliográfica com as principais técnicas de estimação de velocidade implementadas em DSP. A partir destas revisões conclui-se que é necessário o desenvolvimento de novas tecnologias para satisfazer os requisitos de desempenho e custo impostos pelo mercado.

A seguir, objetivando o projeto e a simulação de servomecanismos *sensorless* foi realizado um estudo sobre a modelagem da máquina de indução. Nesse estudo, foi usada a transformação $0\alpha\beta$, que converte o sistema trifásico em um equivalente bifásico, e a transformação de Park, que simplifica o sistema equivalente bifásico, para facilitar a solução analítica do sistema. Ainda nessa etapa, observou-se o acoplamento existente entre as correntes estatóricas e rotóricas, o que dificulta uma ação de controle.

Para a redução desse problema, ao invés de considerar o referencial genérico na transformação d-q, foi considerado como referencial o fluxo do rotor, pois nesse referencial, o modelo elétrico do motor de indução apresenta dinâmica dependente

apenas da corrente estatórica alinhada com o eixo de quadratura. Já a corrente do eixo direto é considerada fixa, mantendo constante o nível de magnetização da máquina.

De posse do modelo da máquina, foram estabelecidas metodologias de projeto para dois tipos de controladores de velocidade. Um controlador clássico e amplamente utilizado no meio industrial, do tipo proporcional-integral - PI. E outro controlador do tipo adaptativo robusto por modelo de referência - RMRAC. Este último é proposto devido à modelagem nunca representar com exatidão os valores reais dos parâmetros da máquina, e ainda, não representar todas as dinâmicas associadas a um motor real. No desenvolvimento teórico, foram verificadas algumas restrições e hipóteses necessárias para o uso do controlador RMRAC, como, por exemplo, a necessidade do grau relativo do modelo de referência ser igual ao da planta a ser controlada.

No projeto dos dois controladores, foram determinadas, a partir de um modelo de referência, as respostas dinâmicas desejadas de ambos os sistemas em malha fechada. O projeto do controlador PI em conexão série com o modelo mecânico do motor, em malha fechada, foi realizado com uma banda-passante 20% superior a do modelo de referência. No projeto do RMRAC, foi empregado um pré-compensador também em série com a planta mecânica e foi considerada a mesma banda-passante do controlador PI. As simulações de ambos os sistemas em Matlab[®] demonstram o bom desempenho alcançado pelos sistemas.

Como o objetivo do trabalho é comparar o desempenho de técnicas de controle *sensorless*, foram apresentados dois modelos para o projeto de estimadores de velocidade. A partir do modelo do motor no referencial estatórico, foi deduzido um modelo de regressão linear e um modelo baseado na força contra-eletromotriz e na corrente magnetizante da máquina.

A partir do modelo do MI na forma de regressão linear, é proposto o projeto de um estimador de velocidade empregando-se um algoritmo do tipo de mínimos quadrados recursivos modificado. Como foi visto no Capítulo 4, este modelo apresenta derivações de sinais de correntes e tensões estatóricas. Para obter esses sinais, um filtro por variáveis de estado foi utilizado, seu projeto e realização discreta foram apresentados nesse Capítulo. Uma modificação é realizada no algoritmo para contornar o problema de estimação em velocidades baixas. Quando a estimativa da velocidade se aproxima da região próxima a rotação nula, uma modificação sigma é realizada e o sistema passa a considerar a saída de velocidade do modelo de referência como o sinal estimado.

Os resultados das simulações realizadas utilizando o algoritmo MRLS para estimação de velocidade, tanto em plataforma PC/Matlab[®] quanto em DSP/C⁺⁺, apontam-no como candidato para obtenção de um sistema *sensorless* de alto desempenho, principalmente quando é utilizado em conjunto com o controlador RMRAC. Esse método apresentou um erro reduzido na estimativa da velocidade, incluindo situações em baixas rotações, e a capacidade de identificar e rejeitar distúrbios de carga.

Para fim de comparação com o sistema *sensorless*/MRLS, foi projetado um estimador de velocidade com base em um sistema adaptativo por modelo de referência. A técnica MRAS selecionada foi obtida a partir do modelo da máquina representado pela FCEM e pela corrente magnetizante no referencial estático. Para melhorar o desempenho dessa técnica, reduzindo o nível de ruído na estimativa, filtros por variáveis de estado foram utilizados para obter as derivadas dos sinais de corrente presentes no modelo, evitando assim derivação direta de sinais medidos. Foi encontrada uma dificuldade na implementação desse algoritmo, pois a solução discreta da equação dinâmica que representa a corrente magnetizante precisa ser resolvida pelo método de integração bilinear conforme apresentado no Capítulo 4.

As simulações realizadas com a técnica de estimação de velocidade MRAS, juntamente com os controladores PI ou RMRAC, tanto em plataforma PC/Matlab[®] quanto em DSP/C⁺⁺, demonstraram resultados satisfatórios para o sistema *sensorless*. Este método apresentou um erro reduzido na estimativa da velocidade, incluindo situações de variação de carga e de baixas velocidades.

Para validação experimental das técnicas propostas, foi desenvolvido um software em linguagem C⁺⁺, utilizando a ferramenta Code Composer Studio[™], contendo funções para execução das rotinas de controle vetorial, dos controladores de velocidade, dos estimadores, de aquisição de dados, etc.

No desenvolvimento experimental, primeiramente foram mostrados gráficos dos resultados do sistema de controle de velocidade utilizando um *encoder* absoluto, onde se pôde verificar a capacidade de rejeição de distúrbios de carga dos sistemas com base nos controladores PI e RMRAC. Em seguida, foram apresentados os resultados para os sistemas de controle de velocidade *sensorless* PI/MRAS, RMRAC/MRAS, PI/MRLS e RMRAC/MRLS desenvolvidos no decorrer do trabalho.

Os sistemas com estimação de velocidade com algoritmo MRAS apresentaram resultados experimentais com desempenho dinâmico satisfatório, com erro de reduzido

na estimativa da velocidade, mesmo em situações de variação de carga ou da constante de tempo rotórica, embora apresentem pequenas oscilações em baixas rotações. Projetados com a mesma frequência de corte, o controlador RMRAC apresenta menor sobressalto na resposta do que o controlador PI quando utilizados nos esquemas *sensorless*/MRAS.

Os resultados experimentais obtidos com a utilização da técnica de estimação MRLS em sistemas de controle de velocidade *sensorless* apresentaram resposta dinâmica também satisfatória, mesmo em condições de distúrbios de torque ou variação da constante de tempo rotórica. Quando empregada com o controlador PI, pode apresentar erro na estimativa da velocidade em baixas rotações se a resposta do sistema tiver sobressalto, quando utilizada em conjunto com o RMRAC apresenta resposta em baixas velocidades com erro reduzido, porém não identifica distúrbios de carga nessas condições.

Um quadro comparativo é apresentado na **seção 6.5**, onde as principais características de desempenho obtidas a partir do desenvolvimento experimental dos sistemas *sensorless* propostos são mostradas. A partir do quadro, nota-se que os sistemas utilizando o estimador MRLS apresentaram menor relação sinal-ruído e maior erro na estimativa da velocidade em regime permanente do que os sistemas com base no algoritmo MRAS. A degradação do sinal estimado ocorre devido ao modelo de regressão linear utilizado no algoritmo MRLS depender de derivadas de segunda ordem de grandezas medidas e existirem ruídos associados ao sinal de PWM e aos circuitos de medição.

Conclui-se, dos sistemas implementados, que:

- A solução mais barata é o controlador *sensorless* PI/MRAS.
- A solução para maior faixa de velocidades é o *sensorless* RMRAC/MRLS.
- A solução que apresentou menor erro em regime permanente foi o *sensorless* RMRAC/MRAS.
- O controlador PI é inadequado para utilização com o estimador MRLS em baixas rotações.

Enfim, os quatro sistemas analisados são capazes de identificar e compensar distúrbios de carga e também não apresentaram distorções significativas perante a variação da constante de tempo rotórica. Cabe ao projetista determinar qual a condição

de operação do sistema (aplicação) e das restrições de custo para escolher a técnica adequada para utilização.

Assim, é possível resumir as principais contribuições do trabalho no âmbito científico - tecnológico:

- A implementação de quatro controladores *sensorless* capazes de compensar distúrbios de torque, em um DSP de ponto-fixa e de custo reduzido.
- A utilização de filtros por variáveis de estado discretos no algoritmo de estimação MRAS, eliminando a necessidade de filtros físicos.
- A utilização de um controlador RMRAC em conjunto com o estimador MRAS, inédito na literatura.
- O desenvolvimento de uma metodologia de simulação em tempo-real para facilitar a implementação das técnicas.
- Os artigos científicos [46] e [47] foram publicados a partir deste trabalho de dissertação.

Por fim, podem-se citar algumas sugestões para trabalhos futuros:

- A busca de uma metodologia de projeto integrado para controladores do tipo *sensorless*.
- A implementação de um controlador PI auto-sintonizado *sensorless*, utilizando as técnicas de estimação desenvolvidas nesse trabalho.
- Determinação de outros métodos para obtenção dos sinais de derivadas dos sinais medidos para aumentar a relação sinal-ruído da estimativa da velocidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Chapman, S. J. *Electric Machinery Fundamentals*. 3. ed. Estados Unidos da América: McGraw-Hill, 1999.
- [2] Sen, P. C. *Electric Motor Drives and Control – Past, Present, and Future*, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 37, n. 6, 1990.
- [3] Lipo, T. A. Recent Progress in the Development of Solid-state AC Motor Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 2, 1988.
- [4] Gilmore, T. et al. *Ratings of Semiconductors for AC Drives*, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, 2001.
- [5] Bose, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. USA: Prentice-Hall, Inc, 2002.
- [6] Blascke, F. *The principle of field orientation as applied to the nem transvector closed loop control system for rotating field machines*. **Siemens Rev.**, p. 217.
- [7] Liaw, C.-M et al. *A VSS Speed Controller With Model Reference Response for Induction Motor Drive*. **IEEE Trans. Ind. Elect.**, vol.48, n°6, pp.1136-1147, 2001.
- [8] Brickwedde A. *Microprocessor-based adaptive speed and position control for electrical drives*. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 1A-21, n. 5, p. 1154-1161, 1985.
- [9] Câmara, H.T. et al. *Speed and position servo for induction motor using robust model reference adaptive control*. **IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society**, v. 2, p. 1721 - 1727 , 2002.
- [10] Aström, K. J. et al. *Computer-Controlled Systems – Theory and design*. 3 ed., Prentice-Hall, 1997.
- [11] Leonhard, W. *Adjustable-Speed AC Drive*. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 4, 1988.

- [12] Krause, P. C. *Analysis of Electrical Machinery*. Estados Unidos da América: McGraw-Hill, 1999.
- [13] Gründling, H. A. *Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica e Computação - Instituto Tecnológico da Aeronáutica, ITA, São Paulo, Brasil, 1995.*
- [14] Gründling, H. A. et al. *A robust Model Reference Adaptive Controller for UPS Applications. IEEE Industrial Electronics Conference*, pp. 901-905, 1997
- [15] Campos, M. et al. *Design of a Position Servo with Induction Motor Using Self-Tuning Regulator and Kalman Filter. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 2000.*
- [16] Vas, P. et al. *DSP-based speed-sensorless vector controlled induction motor drives using AI-based speed estimator and two current sensors. Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, p. 442-446, 1998.
- [17] Casadei, D. *Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range. IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 6, 2001.
- [18] Lascu, C. et al. *A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 36, p. 122-130, 2000.
- [19] Utkin, V. I. *Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, n. 1, p. 23-36, 1993.
- [20] Lascu, C. et al. *Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space-vector modulation on a high-performance sensorless AC drive. IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 1, 2004.
- [21] Holtz, J. *Sensorless control of induction motor drives. Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 8, 2002.
- [22] Abu-Rub, H. et al. *Speed Observer System for Advanced Sensorless Control of Induction Motor. IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 18, n.2, pp. 219-224, 2003.
- [23] Schauder, C. *Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, p. 1054-1061, 1992.

- [24] Peng, F. Z. et al *Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors*. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 5, 1219-1224, 1994.
- [25] Zhen, L. et al. *Sensorless field orientation control of induction machines based on mutual MRAS scheme*. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, p. 824-831, 1998.
- [26] Kubota, H. et al. *DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, v. 29, n. 2, pp. 344-349, 1993.
- [27] Lin, F. J. *A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive*. **Electric Power System Research** **44**, p. 163-174, 1998.
- [28] Reyes, M. V. et al. *Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines*. **Conf. Rec. IAS**, p. 607-611, 1989.
- [29] Câmara, H. T. et al. *A RMRAC applied to speed control of an induction motor without shaft encoder*. **Conf. Rec. IEEE-CDC**, v. 4, p. 4429-4434, 2004.
- [30] Texas Instruments, Inc *Sensorless Control with Kalman Filter on TMS320 Fixed-Point DSP*, **Literature Number: BPRA057**, 1997.
- [31] Salvatore, L. et al., *Improved rotor speed estimation using two Kalman filter based algorithms*. **Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting**, p 125-132, 2001.
- [32] Kim, Y. R. et al. *Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter*. **Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting**, 1992, pp. 594-599.
- [33] Li, J. et al. *An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control*. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n.4, p. 1039-1046, 2005.
- [34] Tursini, M. et al. *Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors*. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 5, p. 1380-1387, 2000.
- [35] Cirrincione, M. *A New TLS-Based MRAS Speed Estimation with Adaptive Integration for High-Performance Induction Machine Drive*. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 4, 2004.

- [36] Texas Instruments Inc. *Sensorless V/Hz closed loop controller using reactive power MRAS speed estimator System Document*. Digital Control Systems (DCS) Group
April 30, 2003
- [37] Ioannou, P. A. et al. *A robust direct adaptive controller*. **IEEE Trans. Aut. Control**, v. AC-31, p. 1033-1043, 1986.
- [38] Lozano, R et al. *Model Reference Robust Adaptive Control Without A Priori Knowledge of the High Frequency Gain*. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 35, n.1, pp.71-78, 1990.
- [39] Chen, L. et al. *Model Reference Adaptive Control - Implementation Considerations on an Integer-Based Dsp*. **Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting**, v.2, pp. 1612-1618, 1995.
- [40] Texas Instruments Inc. *IQmath Library - A Virtual Floating Point Engine. Module user's Guide C28x Foundation Software*, June 2002.
- [41] Texas Instruments Inc. *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812 TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 - Digital Signal Processors Data Manual. Literatura nº: SPRS174L*, April 2001 – Revisão de 2004.
- [42] Ogata, K. **Discrete-Time Control Systems**. 2. ed Estados Unidos da América: Prentice-Hall, 1995.
- [43] Barbi, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Brasil: Editora da UFSC, Eletrobrás,1985.
- [44] Vas, P. et al. *Electrical machines and drives: present and future*. **Anais do 8th Mediterranean Electrotechnical Conference**, v.1, p. 67 – 74, 1996.
- [45] Cecati, C. et al. *On-line identification of electrical parameters of the induction motor using RLS estimation*. **Proceedings of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '98**, v.4, pp. 2263-2268, 1998.
- [46] Martins, O. S. et al. *Comparison Between MRLS and MRAS Applied to a Speed Sensorless Induction Motor*. **Anais da VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, - INDUSCON'06**, 2006.
- [47] Martins, O. S. et al. *Comparison Between MRLS and MRAS Applied to a Speed Sensorless Induction Motor*. **Proceedings of the 37th Power Electronics Specialists Conference - PESC'06**, 2006.

Anexo 1

Determinação do Momento de Inércia

Para a obtenção deste momento de inércia, um teste foi realizado utilizando os servos de corrente utilizados no controlador implementado anteriormente. Nesse teste, foram impostas apenas as correntes direta e de quadratura. A corrente I_{ds}^* foi mantida fixa em 1A. A corrente I_{qs}^* foi mantida fixa em 0A durante os quatro primeiros segundos até mudar instantaneamente para 0,5A.

Este ensaio, que durou 30 s, no instante em que velocidade rotórica atinge regime permanente. A partir dos dados da velocidade rotórica da máquina e do tempo em segundos adquiridos foi gerada a Figura A.1. Como pode ser verificada na figura, a velocidade rotórica se estabiliza em torno de 30,2 rad/s.

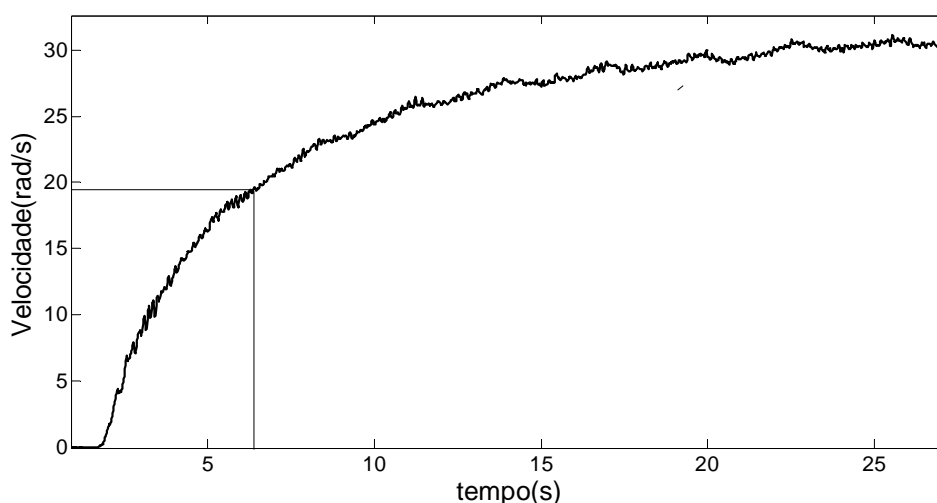


Figura A. 1 – Velocidade medida no teste de determinação do momento de inércia

Do modelo mecânico do motor de indução (II.78), temos que a velocidade rotórica pode ser dada pela seguinte equação:

$$\dot{\omega}_R = -\frac{B_n}{J}\omega_R + \frac{1}{J}T_E \quad (\text{A.1.1})$$

Em regime permanente, pode-se reescrever a equação (A.1.1) anterior em

$$T_E = B_n \omega_R \quad (\text{A.2.3})$$

Como a técnica de orientação de campo utilizada foi o IFOC no fluxo rotórico, o torque elétrico é dado por

$$T_E = \frac{N_p L_m^2 I_{ds} I_{qs}}{L_R} \quad (\text{A.4.5})$$

Igualando as equações (A.1.2) e (A.1.3), tem-se que

$$B_n = \frac{N_p L_m^2 I_{ds} I_{qs}}{L_R \omega_R} \quad (\text{A.6.7})$$

Considerando a máquina em regime permanente, tem-se que

$$\begin{aligned} I_{ds} &= 1\text{A} \\ I_{qs} &= 0,5\text{A} \\ \omega_R &= 64,2 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

Utilizando estes dados e os da Tabela 3.1 – Dados do MI – o novo coeficiente de atrito é dado por

$$B_n = 0,001 \quad (\text{A.8.9})$$

o qual é um valor bem próximo ao apresentado pelo fabricante.

A partir do gráfico, observa-se que o gráfico da velocidade em função do tempo é similar a um sistema de primeira ordem com excitação em degrau unitário. Ou seja, considerando o sistema de primeira ordem dado por

$$G_{Ordem1}(s) = \frac{1}{T_c s + 1} \quad (\text{A.10.11})$$

onde $G_{Ordem1}(s)$ é a função de transferência entre uma entrada $E(s)$ e uma saída $S(s)$ de uma planta genérica de primeira ordem. T_c é a constante de tempo desse sistema. Para uma entrada $E(s)$ igual a um degrau unitário, em Laplace [42], tem-se,

$$E(s) = \frac{1}{s} \quad (\text{A.12.13})$$

Do sistema $G_{Ordem1}(s)$, a saída $S(s)$ é dada por

$$S(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{T_c s + 1} \quad (\text{A.14.15})$$

Em frações parciais, tem-se

$$S(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + 1/T_c} \quad (\text{A.16.17})$$

Aplicando-se a transformada Inversa de Laplace, obtém-se

$$S(t) = 1 - e^{-t/T_c} \quad (\text{A.18.19})$$

Segundo Ogata [42], uma das características importantes desta curva de resposta exponencial é que no instante $t = T_c$ o valor de $S(t)$ é 0,632, ou seja, o valor da resposta $S(t)$ alcançou 63,2% da sua excursão total.

Como o modelo mecânico do motor de indução, que relaciona Torque elétrico e a velocidade rotórica, é um sistema de primeira ordem, podemos aplicar essa teoria a este modelo. Para isso, considere o modelo mecânico dado por

$$G(s) = \frac{1/J}{s + B_n/J} \quad (\text{A.20.21})$$

ou

$$G(s) = B_n \frac{1}{(J/B_n)s + 1} \quad (\text{A.22.23})$$

Utilizando a teoria apresentada no modelo mecânico do motor de indução, a constante de tempo desse sistema é (J/B_n) . Segundo essa mesma teoria, (J/B_n) é o instante em que a velocidade rotórica for igual a alcançou 63,2% do valor da velocidade em regime permanente. Assim,

$$\omega_{R_63,2\%} = 0,632 \omega_R \quad (\text{A.24.25})$$

ou

$$\omega_{R_63,2\%} = 19,2 \quad (\text{A.26.27})$$

No gráfico mostrado na Figura A.1, o valor de velocidade dado em (A.1.14) é obtido no instante

$$t_{63,2\%} = 6,2 \quad (\text{A.28.29})$$

Igualando esse tempo a constante de tempo, e a partir da equação (A.1.5)

$$J = 0,001 t_{63,2\%} \quad (\text{A.30.31})$$

ou aproximadamente

$$J = 0,0062 \quad (\text{A.32.33})$$

Anexo 2

Servos de Corrente

Como apresentado no Capítulo 2, considerando o modelo elétrico do motor de indução no referencial rotórico, é possível escrever a equação do torque elétrico como

$$Te = \frac{N_p L_m^2 I_{ds} I_{qs}}{L_R} \quad (\text{A.2.1})$$

Assim, fixando-se a corrente I_{ds} e, calculando-se a corrente I_{qs} a partir de uma lei de controle, é possível alimentar o motor elétrico representado pela Figura 4.2. Entretanto, devido ao acoplamento existente entre as correntes estáticas mostrado na Figura A.2, a imposição de I_{ds} e I_{qs} de modo independente fica prejudicada.

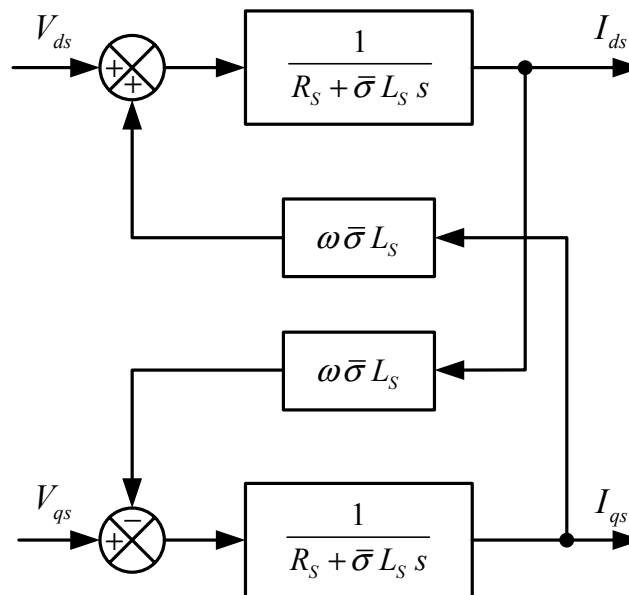


Figura A.2– Diagrama do Motor de Indução no Referencial Rotórico

Para reduzir os efeitos desse acoplamento e, conseqüentemente, simplificar a lei de controle, foi utilizado um método de compensação ao acoplamento representado na Figura A.3. Com esse método são obtidos servos de correntes, tornando possível o

acionamento do motor de indução com fontes de tensão a partir dos valores, de corrente, calculados pela lei de controle.

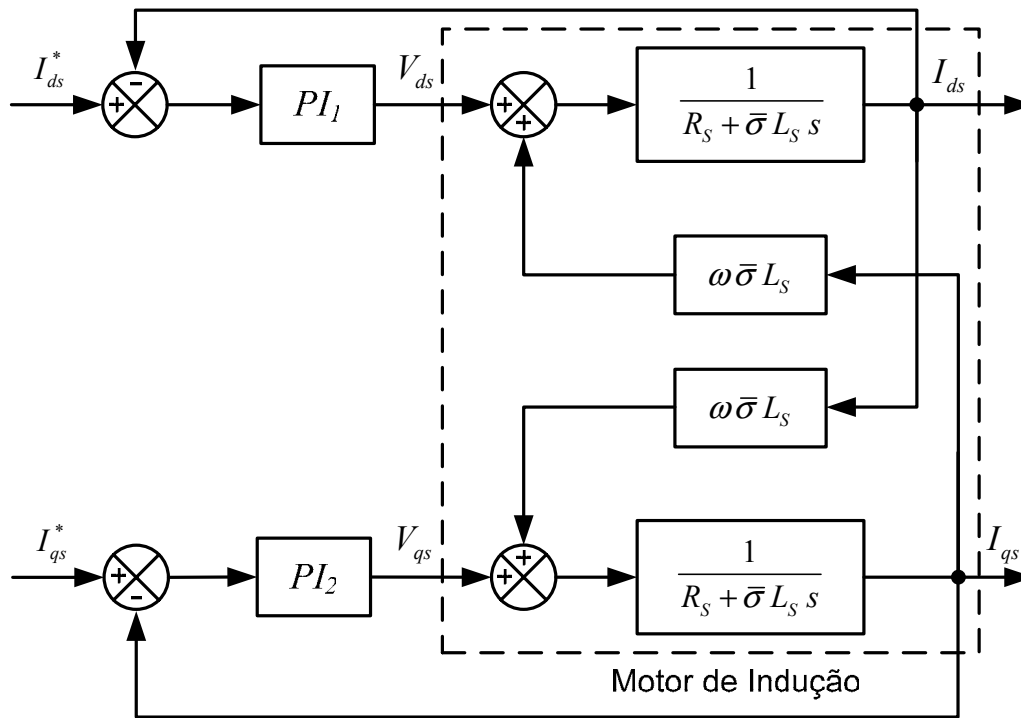


Figura A. 3 – Diagrama de Compensação do Acoplamento

Os ganhos dos compensadores são obtidos a partir de uma banda de passante que será definida para cada compensador. No projeto é considerado que a resistência e a indutância estatórica possuem pouca ou nenhuma variação. Isso é possível em casos em que o motor trabalha em condições abaixo da nominal e considerando as constantes de tempo mecânicas mais lentas que as constantes de tempo elétricas.

A.2.1 Compensadores PI da Parte Elétrica

A função de transferência do controlador PI é dada por

$$G_C(s) = K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s} \quad (\text{A.2.2})$$

A planta do sistema, considerando o acoplamento entre I_{ds} e I_{qs} como um distúrbio, é definida como sendo

$$G_p(s) = \frac{1}{s \bar{\sigma} L_s + R_s} \quad (\text{A.2.3})$$

O controlador PI e a planta do sistema podem ser representados pela seguinte função de transferência

$$G(s) = \frac{s K_{PS} + K_{IS}}{s(s \bar{\sigma} L_S + R_S)} \quad (\text{A.2.4})$$

Para a malha fechada, com realimentação unitária, pode-se escrever que

$$T(s) = \frac{s K_{PS} + K_{IS}}{\bar{\sigma} L_S s^2 + (K_{PS} + R_S) s + K_{IS}} \quad (\text{A.2.5})$$

Finalmente, dividindo a expressão (A.2.5) pelo termo $(\bar{\sigma} L_S)$, obtém-se a função de transferência do laço de controle da malha elétrica, tal que

$$T(s) = \frac{s \frac{K_{PS}}{\bar{\sigma} L_S} + \frac{K_{IS}}{\bar{\sigma} L_S}}{s^2 + \frac{(K_{PS} + R_S)}{\bar{\sigma} L_S} s + \frac{K_{IS}}{\bar{\sigma} L_S}} \quad (\text{A.2.6})$$

Se for considerado que a resistência estatórica R_S é desprezível em relação aos ganhos do compensador, pode-se escrever

$$T(s) = \frac{s \frac{K_{PS}}{\bar{\sigma} L_{LS}} + \frac{K_{IS}}{\bar{\sigma} L_{LS}}}{s^2 + \frac{(K_{PS})}{\bar{\sigma} L_{LS}} s + \frac{K_{IS}}{\bar{\sigma} L_{LS}}} \quad (\text{A.2.7})$$

Assim, a expressão (A.2.7) é a de um sistema de segunda ordem no domínio s tal que

$$\frac{I(j\omega_b)}{I_{ref}(j\omega_b)} = \frac{2 \zeta \omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2 \zeta \omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (\text{A.2.8})$$

A largura de faixa ω_b é determinada por

$$20 \log \left(\frac{I(j\omega_b)}{I_{ref}(j\omega_b)} \right) = -3 \text{db} \quad (\text{A.2.9})$$

Freqüentemente, em lugar de -3db , utiliza-se $-3,01\text{db}$ que equivale a um ganho de 0,707. Assim

$$\frac{I(j\omega_b)}{I_{ref}(j\omega_b)} = \frac{2 \zeta \omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2 \zeta \omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707 \quad (\text{A.2.10})$$

e

$$\frac{\sqrt{(2 \zeta \omega_n \omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2 \zeta \omega_n \omega_b)^2}} = 0,707 \quad (\text{A.2.11})$$

Da expressão (A.2.11) obtém-se

$$(2\zeta \omega_n \omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0,5[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega_b^2] \quad (\text{A.2.12})$$

Reescrevendo a expressão (A.2.12), tem-se

$$\omega_n^4 = 0,5[(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega_b^2] - 4\zeta^2 \omega_n^2 \omega_b^2 \quad (\text{A.2.13})$$

Dividindo-se ambos os lados da expressão anterior por ω_n^4 , obtém-se

$$1 = 0,5 \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\zeta^2 \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{A.2.14})$$

Para fins de simplificação, define-se que

$$a = \left(\frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{A.2.15})$$

Substituindo-se (A.2.15) em (A.2.14), obtém-se a seguinte expressão

$$1 = 0,5 \left[(1-a)^2 + 4\zeta^2 a \right] - 4\zeta^2 a \quad (\text{A.2.16})$$

que pode ser reescrita como

$$1 = 0,5 \left[(1-2a+a^2) + 4\zeta^2 a \right] - 4\zeta^2 a \quad (\text{A.2.17})$$

ou ainda

$$0,5a^2 + (2\zeta^2 - 4\zeta^2 - 1)a - 0,5 = 0 \quad (\text{A.2.18})$$

De (A.2.18) tem-se também

$$0,5a^2 + (-2\zeta^2 - 1)a - 0,5 = 0 \quad (\text{A.2.19})$$

Resolvendo esta última expressão, tem-se

$$a = 2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} \quad (\text{A.2.20})$$

que substituída em (A.2.15), obtém-se

$$\omega_b^2 = \omega_n^2 \left(2\zeta^2 + 1 \pm \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2} \right) \quad (\text{A.2.21})$$

ou ainda

$$\omega_b = \omega_n \sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1+2\zeta^2)^2 + 1}} \quad (\text{A.2.22})$$

Da função de transferência (A.2.6), pode-se determinar o ganho do controlador K_{PS} por

$$2\zeta \omega_n = \frac{K_{PS}}{\bar{\sigma} L_S} \quad (\text{A.2.23})$$

que pode ser reescrita na forma

$$K_{PS} = 2\zeta \omega_n \bar{\sigma} L_S \quad (\text{A.2.24})$$

Substituindo-se (A.2.22) em (A.2.24), obtém-se a expressão

$$K_{PS} = \frac{2\zeta \omega_b \bar{\sigma} L_S}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (\text{A.2.25})$$

O ganho K_{IS} é calculado por

$$\omega_n^2 = \frac{K_{IS}}{\bar{\sigma} L_S} \quad (\text{A.2.26})$$

que pode ser reescrita como

$$K_{IS} = \omega_n^2 \bar{\sigma} L_S \quad (\text{A.2.27})$$

Substituindo-se (A.2.22) em (A.2.27), tem-se

$$K_{IS} = \frac{\bar{\sigma} L_S \omega_b^2}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (\text{A.2.28})$$

Os ganhos discretos, dados por K_{PZ} e por K_{IZ} são obtidos por

$$K_{PZ} = K_{PS} - \left(\frac{K_{IS} T_S}{2} \right) \quad (\text{A.2.29})$$

e

$$K_{IZ} = K_{IS} T_S \quad (\text{A.2.30})$$

respectivamente. ζ e ω_b são o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte (em radianos/s) do compensador, respectivamente.

Anexo 3

Transformadas de Clark e Park

A.3.1 Transformação de Park

Considere o motor de indução trifásico, segundo as hipóteses apresentadas no Capítulo III. Este motor apresenta três enrolamentos estatóricos defasados de 120° elétricos entre si, e três enrolamentos rotóricos com a mesma defasagem entre si. Uma forma de se obter uma simplificação considerável é converter o sistema trifásico em um equivalente bifásico. Isto pode ser obtido utilizando-se a transformação $\alpha\beta$ ou Clark que, como mostrado a seguir, possui tal propriedade.

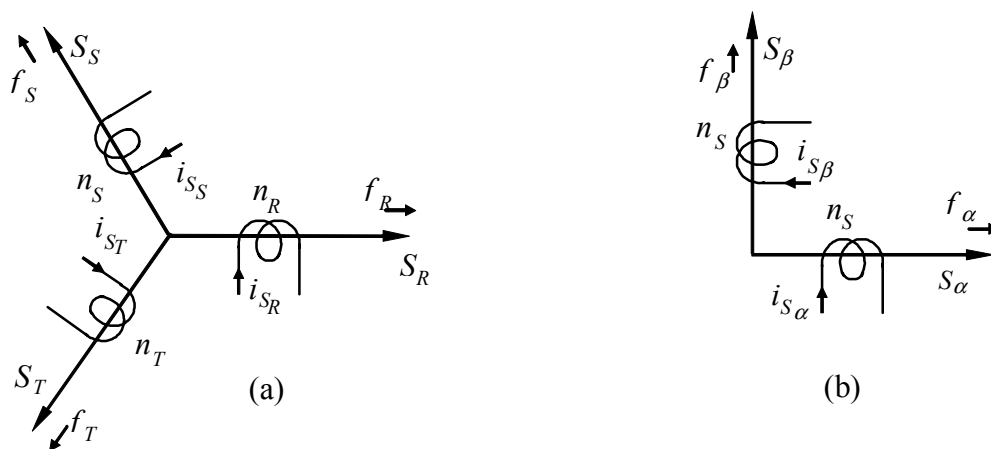


Figura A. 4– a) Sistema trifásico, b) Equivalente bifásico

Como pode ser visto na Figura A.4, a transformação $\alpha\beta$ reduz a máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica, com as mesmas características de potência mecânica, torque, velocidade e número de pólos. Nesta figura vemos uma representação das fases estatóricas f_R , f_S e f_T , com os enrolamentos n_R , n_S e n_T , respectivamente. Nestes enrolamentos circulam as correntes estatóricas de fase i_{S_R} , i_{S_S} e i_{S_T} . Com a transformação de Clark ocorre, decompondo-se as variáveis do sistema original, em um novo sistema composto basicamente por dois eixos, direto e de quadratura, isto é

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_R \\ f_S \\ f_T \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.1})$$

onde f_α e f_β são as fases do sistema bifásico $\alpha\beta$.

Na seqüência, as seguintes definições são usadas

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.2})$$

e

$$\begin{bmatrix} f_R \\ f_S \\ f_T \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_{S_R} \\ i_{S_S} \\ i_{S_T} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.3})$$

onde n_2 e n_3 são ganhos que serão calculados a seguir.

Substituindo-se as expressões (A.3.2) e (A.3.3) na expressão (A.3.1), resulta em

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_R} \\ i_{S_S} \\ i_{S_T} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.4})$$

Para tornar a matriz da equação (A.3.4) inversível, será acrescentada a linha i_{S_0} , que fisicamente não possui significado.

$$\begin{bmatrix} i_{S_0} \\ i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_R} \\ i_{S_S} \\ i_{S_T} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.5})$$

onde a é uma constante que a ser definida.

Pela expressão (A.3.4) pode-se afirmar que a potência da máquina transformada, Pot_T , é igual à potência total da máquina Pot original, ou seja

$$Pot_T = Pot \quad (\text{A.3.6})$$

Considerando que as variáveis transformadas f_T relacionam-se com as variáveis originais f através de uma matriz de transformação na forma

$$f_T = A^{-1} f \quad (\text{A.3.7})$$

tem-se para o vetor de tensões qualquer v e de correntes qualquer i a seguinte transformação

$$v_T = A^{-1} v \rightarrow v = A v_T \quad (\text{A.3.8})$$

onde v_T é o vetor transformado de tensões em $\theta\alpha\beta$, e

$$i_T = A^{-1} i \rightarrow i = A i_T \quad (\text{A.3.9})$$

onde i_T é o vetor transformado de correntes em $\theta\alpha\beta$. Portanto

$$\text{Pot} = v^T i = v_T^T A^T A i_T \quad (\text{A.3.10})$$

logo

$$A^T A = I \rightarrow A^T = A^{-1} \quad (\text{A.3.11})$$

onde

$$A^{-1} \Delta \frac{n_3}{n_2} = \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.12})$$

e I é uma matriz identidade com dimensão 3×3 .

Como (A.3.11) caracteriza-se como uma transformação ortogonal, pode-se daí calcular os termos da última linha da matriz de transformação A . Portanto, tem-se de (A.3.11) e (A.3.12) que

$$\left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 1 & 0 \\ a & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ a & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.13})$$

Assim

$$\begin{cases} 3a^2 \left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 = 1 \\ e \\ \left(1 + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{n_3}{n_2} \right)^2 = 1 \end{cases}$$

de onde se obtém

$$\frac{n_3}{n_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{A.3.14})$$

e

$$a = \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.3.15})$$

Então, substituindo (A.3.14) e (A.3.15) em (A.3.5) tem-se \mathbf{A}^{-1} , que é denominada matriz de transformação $0\alpha\beta$.

$$\mathbf{A}^{-1} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.16})$$

Definida a matriz \mathbf{A}^{-1} , as correntes e tensões trifásicas podem ser convertidas para o equivalente bifásico, aplicando-se uma matriz de transformação ao sistema, sendo possível afirmar que

$$[\mathbf{i}_s]_{0\alpha\beta} = \mathbf{A}^{-1} [\mathbf{i}_s] \quad (\text{A.3.17})$$

ou

$$[\mathbf{i}_s] = \mathbf{A} [\mathbf{i}_s]_{0\alpha\beta} \quad (\text{A.3.18})$$

onde $[\mathbf{i}_s]_{0\alpha\beta} = [i_{s0} \ i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ e $[\mathbf{i}_s] = [i_{sR} \ i_{sS} \ i_{sT}]^T$

Desse modo, qualquer sistema trifásico equilibrado pode ser convertido para o equivalente bifásico aplicando-se uma matriz de transformação ao sistema. Será aplicada a transformação $[RST]/[0\alpha\beta]$ ao estator de um motor de indução com o enrolamento rotórico aberto, isto é, considerando as correntes rotóricas nulas.

A.3.2 Transformação de Park

A transformação de Park é de grande importância no estudo de máquinas elétricas. Com ela é possível simplificar as equações das máquinas, introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas. O par de enrolamentos girantes resultantes da transformação $\theta\alpha\beta$ é convertido em um outro par de enrolamentos, em fase e estacionários em relação aos outros dois, como pode se verificar na Figura A.5-b. Estes enrolamentos são também chamados pseudo-girantes.

Da mesma forma que a transformação $\theta\alpha\beta$, a transformação de Park pode ser obtida simplesmente multiplicando-se as variáveis $\theta\alpha\beta$ por uma matriz de transformação, para quaisquer variáveis do sistema. O resultado é a obtenção de novas variáveis d e q , estacionárias e em fase com os outros enrolamentos, no lugar das variáveis α e β girantes no tempo.

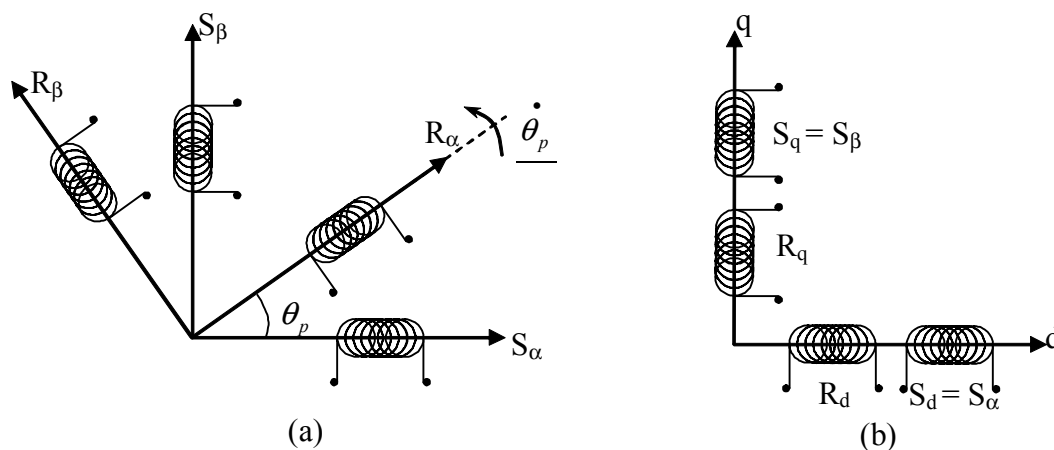


Figura A.5– Sistemas de eixos da Transformação $\theta\alpha\beta$ (a) e da Transformação de Park (b)

Considere os eixos dq alinhados ao eixo estatórico, como A.5-b. Esse referencial é conhecido como referencial estatórico. Assim as correntes rotóricas, em $\alpha\beta$ podem ser representadas em dq na forma mostrada a seguir.

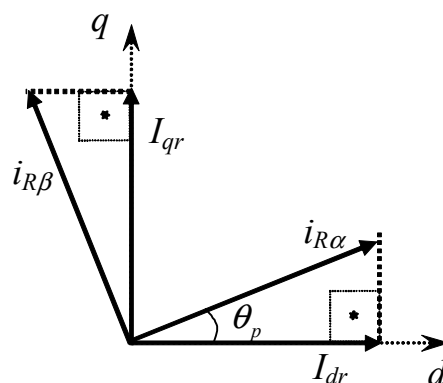


Figura A.6– Sistema de Eixos da Transformação de Park

Pela Figura A.6 é possível concluir que

$$\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & -\text{sen}(\theta_p) \\ \text{sen}(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R\alpha} \\ i_{R\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.19})$$

onde é definido

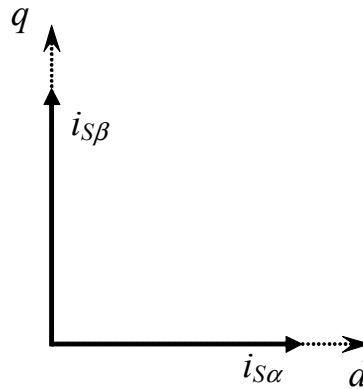
$$\mathbf{B}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & -\text{sen}(\theta_p) \\ \text{sen}(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.20})$$

Desse modo, representando (A.3.19) em uma forma mais compacta, tem-se

$$[\mathbf{I}_R]_{dq} = \mathbf{B}^{-1} [\mathbf{i}_R]_{\alpha\beta} \quad (\text{A.3.21})$$

onde $[\mathbf{i}_R]_{\alpha\beta} = [i_{R\alpha} \ i_{R\beta}]^T$ e $[\mathbf{I}_R]_{dq} = [I_{dr} \ I_{qr}]^T$

As correntes estatóricas encontram-se em fase com o sistema de eixos da transformação d-q, como pode ser verificado na figura a seguir.

**Figura A.7– Correntes estatóricas no Sistema de Eixos da Transformação de Park**

A partir da Figura A.7, é possível concluir que as correntes estatóricas, em Park, são dadas pela equação

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.22})$$

Pode-se observar que a transformação (A.3.22) converteu um conjunto de enrolamentos girantes num conjunto de enrolamentos fixos. As correntes dos enrolamentos fixos terão frequências diferentes das correntes dos enrolamentos girantes.

A transformação de enrolamentos fixos em girantes coloca em evidência a seguinte questão: os enrolamentos do rotor são fixos, mas o rotor encontra-se em movimento. Isto só é possível numa máquina a comutador. Assim, a transformação de

Park transforma enrolamentos comuns, alimentados através de anéis, em enrolamentos alimentados através de escovas e comutador, que são também chamados de enrolamentos pseudo-estacionários.

Até aqui as transformações de Park foram apresentadas com o referencial no eixo estatórico, isto é, o sistema de eixos da transformação de Park em fase com os enrolamentos do estator. Entretanto, em casos em que os sistemas de eixos da transformação de Park encontram-se em uma velocidade de rotação diferente do campo estatórico, essas equações deixam de ser válidas.

Por esse fato, será estudado um caso genérico da transformada de Park, onde serão considerados valores de velocidade genéricos e diferentes entre si. Para isso, considerando os enrolamentos do estator S_α e S_β em repouso, os enrolamentos do rotor R_α e R_β girando com uma velocidade $\dot{\theta}$ e o sistema de eixos da transformação de Park girando a uma velocidade $\dot{\psi}$, obtém-se a seguinte representação no plano

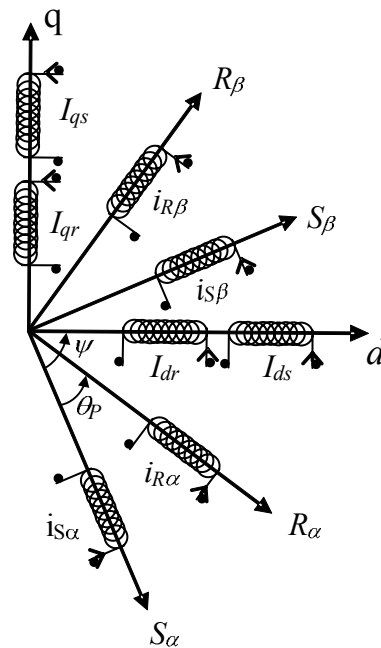


Figura A.8– Posição dos eixos segundo um referencial genérico

Se for considerando um motor ideal, conectado em um sistema trifásico perfeitamente equilibrado, é usual se omitir a linha de índice “0”, simplificando as expressões e, principalmente, simplificando o algoritmo de controle utilizado na implementação. Portanto, a partir deste ponto, serão utilizados os índices $\alpha\beta$ e d-q omitindo-se o eixo 0.

Da Figura A.8, projetando as correntes estatóricas dos eixos $\alpha\beta$ nos eixos dq , obtém-se

$$\begin{aligned} I_{ds} &= i_{s\alpha} \cos(\psi) + i_{s\beta} \sin(\psi) \\ I_{qs} &= -i_{s\alpha} \sin(\psi) + i_{s\beta} \cos(\psi) \end{aligned} \quad (\text{A.3.23})$$

ou ainda, na forma matricial

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.24})$$

Para as correntes rotóricas, utilizando-se o mesmo procedimento

$$\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta_p) & \sin(\psi - \theta_p) \\ -\sin(\psi - \theta_p) & \cos(\psi - \theta_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.25})$$

Considerando as equações (A.3.24) e (A.3.25), para as variáveis do rotor, a matriz de transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$ é dada por

$$\mathbf{B}_R^{-1}(\psi - \theta_p) = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta_p) & \sin(\psi - \theta_p) \\ -\sin(\psi - \theta_p) & \cos(\psi - \theta_p) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.26})$$

Para as variáveis estatóricas a matriz de transformação é

$$\mathbf{B}_S^{-1}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.27})$$

Utilizando-se (A.3.26) e (A.3.27), é possível obter as variáveis estatóricas e rotóricas no referencial dq genérico.

Anexo 4

Filtro de Kalman

Os ganhos do filtro de Kalman podem ser calculados, vide Aström [3], como,

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k)\mathbf{C}^c \mathbf{T} \left(\mathbf{C}^c \mathbf{P}(k) \mathbf{C}^c \mathbf{T} + \mathbf{R} \right)^{-1}, \quad (\text{A.5.1})$$

onde a matriz de covariância é dada por

$$\mathbf{P}(k+1) = \mathbf{A}^c \left\{ \mathbf{P}(k) - \mathbf{K}(k) \mathbf{C}^c \mathbf{P}(k) \right\} \mathbf{A}^c \mathbf{T} + \mathbf{G} \mathbf{Q} \mathbf{G}^T, \quad (\text{A.5.2})$$

e os estados observados são calculados a partir de

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}^c \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}^c u(k) + \mathbf{A}^c \mathbf{K}(k) \left(y(k) - \mathbf{C}^c \hat{\mathbf{x}}(k) \right). \quad (\text{A.5.3})$$

Para o projeto do filtro de Kalman aplicado na observação da velocidade rotórica, as matrizes \mathbf{A}^c , \mathbf{B}^c e \mathbf{C}^c são dadas pelas matrizes (2.85), (2.86) e (2.87), respectivamente.

