



COPPE/UFRJ

CONTROLE NÃO-LINEAR ADAPTATIVO SENSORLESS DE UM MOTOR DE
INDUÇÃO BASEADO NA CORRENTE ROTÓRICA

Carlos Alexandre Pontes Pizzino

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Liu Hsu
Paulo Lúcio Silva de Aquino

Rio de Janeiro
Novembro de 2008

CONTROLE NÃO-LINEAR ADAPTATIVO SENSORLESS DE UM MOTOR DE
INDUÇÃO BASEADO NA CORRENTE ROTÓRICA

Carlos Alexandre Pontes Pizzino

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA
(COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Liu Hsu, Docteur d'Etat

Prof. Paulo Lúcio Silva de Aquino, D.Sc

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

NOVEMBRO DE 2008

Pizzino, Carlos Alexandre Pontes

Controle Não-linear Adaptativo *Sensorless* de um Motor de Indução Baseado na Corrente Rotórica/
Carlos Alexandre Pontes Pizzino - Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2008.

XXIII, 169p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Liu Hsu

Paulo Lúcio Silva de Aquino

Dissertação (mestrado) - UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2008.

Referências Bibliográficas: p.166-169.

1. Motor de indução. 2. Controle *sensorless*. 3. Sistemas não-lineares. 4. *Backstepping*. 5. Controle adaptativo. 6. Controle digital. I. Hsu, Liu *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Agradeço a Deus que me deu saúde, força e coragem para enfrentar as adversidades.

Aos meus pais, Domingos e Marlene, pelo amor incondicional e por todo esforço e dedicação ao longo da vida. Sem vocês, eu não teria conseguido esta vitória tão importante na minha vida.

Ao meu irmão Carlos Eduardo, pelo companheirismo, apoio e incentivo.

À minha amada e companheira Alice, pelo apoio, carinho e paciência, incentivando-me a sempre buscar o sucesso em minha vida e não permitir que o desânimo me vencesse ao longo deste trabalho.

Ao professor e orientador Liu Hsu, pela confiança, ensinamentos e conselhos.

Ao professor e orientador Paulo Aquino, por despertar-me o interesse pela área de pesquisa desde a graduação. Seu apoio, amizade e incentivo foram essenciais para a minha formação acadêmica e profissional.

Aos amigos Cocota Junior, Rodrigo, Gustavo e Fabiano, grandes companheiros de jornada.

Aos amigos do Laboratório de Controle, pelas colaborações técnicas, pela convivência agradável e momentos de diversão.

Aos amigos João Batista de Oliveira Junior, Felipe Padilha e Edísio de Aguiar Junior pela amizade e ajuda em várias fases deste trabalho.

Ao professor Levi Machado do CEFET/RJ pelos conselhos e atenção.

Aos Professores Ramon Romankevicius Costa e Fernando Cesar Lizarralde pelos bons ensinamentos e conselhos.

Ao CNPq e à FAPERJ que custearam em parte a montagem experimental e à CAPES, pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE NÃO-LINEAR ADAPTATIVO SENSORLESS DE UM MOTOR DE INDUÇÃO BASEADO NA CORRENTE ROTÓRICA

Carlos Alexandre Pontes Pizzino

Novembro/2008

Orientadores: Liu Hsu

Paulo Lúcio Silva de Aquino

Programa: Engenharia Elétrica

Esta dissertação trata do problema de realizar o controle de rastreamento da velocidade de um motor de indução sem utilizar instrumentação mecânica angular, i.e., controle *sensorless*. São analisados, simulados e testados experimentalmente três controladores: i) um controlador tradicional do tipo V/f constante, ii) um controlador por orientação de campo indireto (*indirect field orientation control* - IFOC) em malha aberta, e iii) um esquema observador-controlador também baseado em IFOC e em *backstepping*. Este último garante rastreamento exponencial, semi-global para um modelo não-linear de ordem completa. Tais algoritmos de controle foram implementados em uma bancada experimental desenvolvida durante o trabalho, utilizando-se uma placa DSP de baixo custo e um motor de indução trifásico gaiola de esquilo de 1/6HP.

Além disto, é proposto um novo controlador *sensorless* adaptativo. Baseado em nova tecnologia de medição recentemente proposta este projeto considera que as correntes do estator e do rotor são medidas. Combinando *backstepping* com controle adaptativo não-linear, o controlador garante rastreamento assintótico e adaptação com respeito à variação da resistência rotórica e o torque de carga desconhecido.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

SENSORLESS NONLINEAR ADAPTIVE CONTROL OF AN INDUCTION
MOTOR BASED ON ROTOR CURRENT

Carlos Alexandre Pontes Pizzino

November/2008

Advisors: Liu Hsu

Paulo Lúcio Silva de Aquino

Department: Electrical Engineering

This dissertation considers the problem of designing a speed tracking control of an induction motor without mechanical speed sensors at the motor shaft, the so-called speed-sensorless control. Three designs are analysed, simulated and experimentally evaluated: i) a traditional constant V/f controller, ii) an open-loop controller based on indirect field orientation control - IFOC, and iii) an observer-controller system based also on IFOC and backstepping that achieves semiglobal exponential tracking for the full-order nonlinear dynamic model. These algorithms were implemented on a low-cost DSP based test-bed developed as part of this work.

Moreover, a novel adaptive controller for speed-sensorless induction motor is proposed. This algorithm considers that the rotor and stator currents are measured, motivated by recent measurement technology. Combining the backstepping with nonlinear adaptive control techniques, the design guarantees global asymptotic stability for the full-order nonlinear dynamic model as well as adaptation with respect to rotor resistance variation and load torque.

Sumário

Sumário	vii
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Acrônimos	xvii
Lista de Símbolos	xx
1 Introdução	1
1.1 Revisão Bibliográfica	4
1.2 Objetivos	16
1.3 Organização da Dissertação	17
2 Noções sobre Motores de Indução	18
2.1 Introdução	18
2.2 Aspectos construtivos	18
2.3 Modelo trifásico	20
2.4 Transformações de coordenadas	24
2.5 Equação do torque	29
2.6 Modelo para simulação e controle	31
2.6.1 Modelo bifásico expresso no sistema de coordenadas ab	31
2.6.2 Modelo bifásico expresso no sistema de coordenadas dq	32
2.7 Princípio do controle vetorial	33

2.8	Modelo estacionário	36
2.9	Conclusão	37
3	Controle de velocidade <i>sensorless</i> com parâmetros conhecidos	38
3.1	Introdução	38
3.2	Controlador V/f constante	39
3.2.1	Resultados - 1 ^a Referência	40
3.2.1.1	Simulação	40
3.2.1.2	Resultados experimentais	41
3.2.2	Resultados - 2 ^a Referência	42
3.2.2.1	Simulação	42
3.2.2.2	Resultados experimentais	43
3.2.3	Resultados - 3 ^a Referência	44
3.2.3.1	Simulação	44
3.2.3.2	Resultados experimentais	45
3.3	Controlador IFOC em malha-aberta	46
3.3.1	Resultados - 1 ^a Referência	47
3.3.1.1	Simulação	47
3.3.1.2	Resultados experimentais	48
3.3.2	Resultados - 2 ^a Referência	49
3.3.2.1	Simulação	49
3.3.2.2	Resultados experimentais	50
3.3.3	Resultados - 3 ^a Referência	51
3.3.3.1	Simulação	51
3.3.3.2	Resultados experimentais	52
3.4	Esquema observador-controlador em malha fechada	53
3.4.1	Formulação do Problema	53
3.4.2	Projeto do observador de velocidade	54
3.4.3	Projeto do controlador da velocidade	56

3.4.4	Projeto do controlador do fluxo do rotor	57
3.4.5	Projeto do controlador da corrente de estator	58
3.4.6	Análise da Estabilidade	59
3.4.7	Sinais auxiliares	63
3.4.8	Resumo do esquema observador/controlador	65
3.4.9	Resultados - 1 ^a Referência	68
3.4.9.1	Simulação	68
3.4.9.2	Resultados experimentais	69
3.4.10	Resultados - 2 ^a Referência	70
3.4.10.1	Simulação	70
3.4.10.2	Resultados experimentais	71
3.4.11	Resultados - 3 ^a Referência	72
3.4.11.1	Simulação	72
3.4.11.2	Resultados experimentais	73
3.5	Conclusão	74
4	Controlador <i>sensorless</i> adaptativo baseado na corrente rotórica	75
4.1	Introdução	75
4.2	Motor de indução com sensor de corrente no rotor	76
4.3	Cálculo da velocidade	80
4.3.1	Simulações	82
4.4	Formulação do Problema	84
4.5	Projeto dos Observadores	86
4.5.1	Projeto do observador de corrente do estator	86
4.5.2	Projeto do observador da velocidade	86
4.6	Projeto do Controlador	87
4.6.1	Rastreamento da velocidade	87
4.6.2	Rastreamento da variável \mathbf{Z}	88
4.6.3	Rastreamento corrente do estator	88

4.7	Análise da Estabilidade	89
4.8	Simulações	92
4.9	Resumo do controlador adaptativo	96
4.10	Resultados comparativos de simulação	99
4.10.1	Controle V/f	99
4.10.2	Controle IFOC em malha aberta	100
4.10.3	Esquema controlador-observador em malha fechada	101
4.11	Conclusão	102
5	Construção da bancada	103
5.1	Bancada proposta	103
5.2	Retificador - R1	106
5.3	Módulo de Potência - P1 (Inversor PWM de 6 pulsos)	107
5.4	Sensor de corrente - SC	109
5.5	Processador Digital de Sinais - DSP	110
5.6	Gravador DSPic - GRA	112
5.7	Motor de Indução	112
5.7.1	Resultados dos ensaios	114
5.8	Encoder - ENC	116
5.9	Conclusão	116
6	Implementação prática	117
6.1	Introdução	117
6.2	Operação da bancada	117
6.3	Formato numérico	119
6.4	Escolha do formato numérico	120
6.5	Digitalização das correntes	122
6.6	Medição da velocidade	123
6.7	Modulação por vetor espacial - SVPWM	125

6.8	Implementação do SVPWM	126
6.8.1	Localização do setor	129
6.9	Cálculo dos períodos	130
6.10	Considerações sobre a implementação	134
6.11	Algoritmos de controle	137
6.11.1	Controle V/f	137
6.11.2	Controle IFOC em malha-aberta	137
6.11.3	Esquema observador-controlador	139
7	Discussão e Conclusões Gerais	145
	Apêndices	148
A	Técnica <i>backstepping</i>	148
B	Perfis de velocidade e torque de carga aplicado utilizados como <i>Benchmark</i>	149
B.1	Benchmark para simulação	149
B.2	Benchmark para experimento	151
C	Amortecimento Não-Linear	152
D	Aritmética de Ponto fixo	154
E	Diagramas esquemáticos	161
E.1	Retificador	161
E.2	Inversor PWM de 6 pulsos	162
E.3	Módulo DSP	164
E.4	Módulo sensor de corrente	165
	Referências Bibliográficas	166

Lista de Figuras

1.1	Principais técnicas para o SCIM.	4
1.2	Diagrama do controle V/f constante.	5
1.3	Diagrama básico do controle vetorial direto.	7
1.4	Diagrama básico do controle vetorial indireto.	8
1.5	Estrutura de um SCIM baseado no princípio da separação.	8
1.6	Conceito básico do estimador baseado no MRAS.	9
1.7	Estimador MRAS baseado no fluxo do rotor.	10
1.8	Esquema básico observador/controlador.	13
2.1	Estrutura de um motor elétrico de indução.©	19
2.2	Estator de um motor elétrico de indução.©	19
2.3	Rotor de um motor elétrico de indução do tipo gaiola de esquilo.©	19
2.4	Motor de indução trifásico com dois pólos idealmente anisotrópico (sem saliência).	20
2.5	Sistemas de referências trifásico e bifásicos.	25
2.6	Circuito equivalente do motor de indução.	29
2.7	Disposição do vetor fluxo do rotor orientado com eixo d	34
2.8	Circuito equivalente por fase do motor de indução em regime estacionário.	36
3.1	Resultados de simulação para 1ª referência - controle V/f.	40
3.2	Resultados experimentais para 1ª referência - controle V/f.	41
3.3	Resultados de simulação para 2ª referência - controle V/f.	42
3.4	Resultados experimentais para 2ª referência - controle V/f.	43

3.5	Resultados de simulação para 3 ^a referência - controle V/f.	44
3.6	Resultados experimentais para 3 ^a referência - controle V/f.	45
3.7	Resultados de simulação para 1 ^a referência - IFOC malha-aberta. . . .	47
3.8	Resultados experimentais para 1 ^a referência - IFOC malha-aberta. . . .	48
3.9	Resultados de simulação para 2 ^a referência - IFOC malha-aberta. . . .	49
3.10	Resultados experimentais para 2 ^a referência - IFOC malha-aberta. . . .	50
3.11	Resultados de simulação para 3 ^a referência - IFOC malha-aberta. . . .	51
3.12	Resultados experimentais para 3 ^a referência - IFOC malha-aberta. . . .	52
3.13	Resultados de simulação para 1 ^a referência - Observador-controlador. . .	68
3.14	Resultados experimentais para 1 ^a referência - Observador-controlador. . .	69
3.15	Resultados de simulação para 2 ^a referência - Observador-controlador. . .	70
3.16	Resultados experimentais para 2 ^a referência - Observador-controlador. . .	71
3.17	Resultados de simulação para 3 ^a referência - Observador-controlador. . .	72
3.18	Resultados experimentais para 3 ^a referência - Observador-controlador. . .	73
4.1	Diagrama em blocos do sistema proposto.	76
4.2	Circuito equivalente do motor de indução.	77
4.3	Eixo de referência fixa do estator e no rotor.	80
4.4	Fluxograma para o cálculo da velocidade.	81
4.5	Tensão e torque aplicados e variação da resistência rotórica.	82
4.6	Erro do cálculo da velocidade, posição e velocidade.	83
4.7	Erros de rastreamento e de observações.	93
4.8	Tensão e correntes.	94
4.9	Erros de observação e rastreamentos.	95
4.10	Resultados do controle escalar.	99
4.11	Resultados do controle IFOC em malha aberta.	100
4.12	Resultados do esquema observador-controlador.	101
5.1	Protótipo montado.	103
5.2	Blocos da bancada.	104

5.3	Diagrama detalhado da bancada.	105
5.4	Ponte reificadora SKB 30/04-A1.	106
5.5	Módulo retificador.	106
5.6	Módulo de potência baseado em IGBTs.	107
5.7	Módulo de potência montado.	108
5.8	Relação entrada e saída do sensor ACS706ELC-05C	109
5.9	Diagrama em blocos do condicionador de sinais.	110
5.10	DSPic 30F4011 versão DIP40 usado na bancada.	111
5.11	Foto do módulo DSP na bancada.	111
5.12	Placa eletrônica do depurador/gravador ICD2BR.	112
5.13	Motor de indução trifásico WEG IP55.	113
5.14	Modelo fase-neutro do motor de indução.	114
5.15	Encoder <i>Hohner</i> modelo 7510 0682 2048.	116
6.1	Fluxograma básico de operação.	118
6.2	Diagrama em blocos básico.	118
6.3	Fluxograma básico da rotina de interrupção.	119
6.4	Diagrama do condicionamento da corrente.	122
6.5	Encoder com saída em quadratura.	123
6.6	Configurações possíveis de um inversor trifásico.	125
6.7	Hexágono dos vetores de saída do inversor, nas oito configurações.	128
6.8	Exemplo de cálculo da saída do inversor.	131
6.9	Sinais gerados no DSP.	133
6.10	Diagrama do PI implementado.	136
A.1	Subsistemas elétrico e mecânico de um motor de indução	148
B.1	Referências de velocidade e torque aplicado utilizadas na simulação.	150
B.2	Referências de velocidade utilizadas no experimento.	151
D.1	Palavra de 16 bits.	155

D.2	Faixa de representação de números sem sinal.	156
D.3	Faixa de representação de números com sinal.	156
D.4	Exemplo de um número de 4 bits.	157
D.5	Exemplo de um número de 4 bits com bit de sinalização.	157
E.1	Retificador: onda completa filtrado e dobrador de tensão.	161
E.2	Placa eletrônica do módulo de potência.	162
E.3	Circuito do Módulo de Potência.	163
E.4	Módulo DSP.	164
E.5	Placa eletrônica do sensor de corrente.	165

Lista de Tabelas

3.1	Resumo das equações.	65
3.2	Resumo das equações.	66
4.1	Resumo das equações - 1ª parte.	96
4.2	Resumo das equações - 2ª parte.	97
5.1	Dados do catálogo do motor de indução WEG® IP55.	113
5.2	Resultados da medição da resistência estatórica.	114
5.3	Resultados do ensaio à vazio.	114
5.4	Resultados do ensaio com rotor bloqueado.	115
5.5	Parâmetros calculados.	115
5.6	Distribuição dos valores da reatância segundo o IEEE.	115
6.1	Tensões de linha e de fase em relação à posição das chaves.	127
6.2	Tensões bifásicas em relação à posição das chaves.	127
6.3	Testes para encontrar setor	129
6.4	Resultado da busca pelo setor	130
6.5	Valores de T_1 e T_2 para todos os setores.	132
6.6	Associação de t_x , t_y e t_z com T_A , T_B e T_C	133
D.1	Exemplo de possibilidades de representação em ponto fixo de 8 bits.	159

Lista de Acrônimos

AIT	Técnicas baseadas em Inteligência Artificial, <i>Artificial Intelligence Techniques</i>
CA	Corrente Alternada, <i>Alternating Current</i>
CC	Corrente Contínua, <i>Direct Current</i>
CEFET/RJ ..	Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca
COPPE	Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-graduação e Pesquisa de Engenharia
CPU	Unidade de Processamento Central, <i>Central Processing Unit</i>
DFOC	Controle orientado por campo direto, <i>Direct Field Oriented Control</i>
DIS	Disjuntor
DSP	Processador Digital de Sinais, <i>Digital Signal Processor</i>
EKF	Filtro de Kalman Estendido, <i>Extended Kalman Filter</i>
ENC	<i>Encoder</i> Incremental
fem	Força Eletromotriz
FOC	Controle orientado por campo, <i>Field Oriented Control</i>

HFCI	Injeção de corrente em Alta Frequência, <i>High Frequency Current Injection</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFOC	Controle orientado por campo indireto, <i>Indirect Field Oriented Control</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IM	Motor de Indução, <i>Induction Motor</i>
ISR	Rotina do Serviço de Interrupções, <i>Interrupt Service Routine</i>
LO	Observador de Luenberger, <i>Luenberger Observer</i>
LTI	Linear Invariante no Tempo, <i>Linear Time-Invariant</i>
LSB	Byte menos significativo, <i>Least Significant Byte</i>
MIMO	Sistema multi-entrada multi-saída, <i>Multi-Input Multi-Output system</i>
MRAS	Sistema Adaptativo por Modelo de Referência, <i>Model Reference Adaptive System</i>
MSB	Byte mais significativo, <i>Most Significant Byte</i>
NOC	Controlador-observador Não-linear, <i>Nonlinear Observer-Controller</i>
OLE	Estimador em Malha aberta, <i>Open-loop Estimator</i>
PE	Persistência de Excitação, <i>Persistency of Excitation</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulsos, <i>Pulse Width Modulation</i>
QEI	Interface para <i>Encoder</i> em Quadratura, <i>Quadrature Encoder Interface</i>

RSR	Ondulações nas ranhuras do rotor, <i>Rotor Slot Ripple</i>
SC	Controle baseado na medição de variáveis mecânicas, <i>Sensored Control</i>
SCIM	Controle sem medição de variáveis mecânicas, <i>Sensorless Control of Induction Motor</i>
SMC	Controle por Modos Deslizantes, <i>Sliding Mode Control</i>
SVPWM	Modulação por Largura de Pulsos usando Vetores Espaciais, <i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
THD	Distorção Harmônica Total, <i>Total Harmonic Distortion</i>
V/f	Controle escalar volts/hertz, <i>Volts-per-hertz Control</i>
VSI	Inversor Fonte de Tensão, <i>Voltage Source Inverter</i>

Lista de Símbolos

- $(1,2,3)$ **superscrito** indica variável representada no sistema de coordenadas trifásico fixo no estator
- (a,b) **superscrito** indica variável representada no sistema de coordenadas bifásico fixo no estator
- $(1r,2r,3r)$ **superscrito** indica variável representada no sistema de coordenadas trifásico fixo no rotor
- (u,v) **superscrito** indica variável representada no sistema de coordenadas bifásico fixo no rotor
- (d,q) **superscrito** indica variável representada no sistema de coordenadas bifásico variante no tempo
- s **subscrito** indica variável do estator
- r **subscrito** indica variável do rotor
- d **subscrito** indica valor desejado
- \mathbf{X} Vetor de uma variável aleatória
- $\dot{\mathbf{X}}$ Derivada da variável \mathbf{X}
- $\hat{\mathbf{X}}$ Estimação da variável \mathbf{X}
- $\tilde{\mathbf{X}}$ Erro de observação da variável \mathbf{X}
- η_X Erro de rastreamento da variável \mathbf{X}

e	Erro de rastreamento da velocidade observada
\mathbf{V}	Vetor tensão elétrica
\mathbf{I}	Vetor corrente elétrica
Ψ	Vetor enlace de fluxo
\mathbf{Z}	Vetor da variável \mathbf{Z}
θ	Posição angular do rotor
ω	Velocidade angular do rotor
ε_0	Posição angular do sistema variante no tempo
ω_s	Velocidade angular do sistema variante no tempo
$\dot{\omega}$	Aceleração angular do rotor
R_s	Resistência do enrolamento do estator
R_r	Resistência do enrolamento do rotor
L_s	Indutância do enrolamento do estator
L_r	Indutância do enrolamento do rotor
L_m	Indutância mútua equivalente
M_s	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator
M_r	Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor
M_{sr}	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor, com os eixos alinhados
λ	Ângulo entre os enrolamentos trifásico
B	Coefficiente de atrito viscoso
T_L	Torque de carga

n_p	Número de pares de pólos
\mathbf{T}_t^b	Matriz de transformação de coordenadas trifásica para bifásica
$\mathbf{T}_t^{b\dagger}$	Pseudo-inversa da matriz de transformação \mathbf{T}_t^b
\mathbf{T}_{123}^{ab}	Matriz de transformação de coordenadas do estator trifásica para estator bifásica
\mathbf{T}_{123r}^{uv}	Matriz de transformação de coordenadas do rotor trifásica para rotor bifásica
\mathbf{T}_{ab}^{uv}	Matriz de transformação de coordenadas do eixo bifásico referenciado no estator para rotor
\mathbf{T}_{ab}^{dq}	Matriz de transformação de coordenadas do eixo bifásico referenciado no estator para um referencial genérico (d,q)
\mathbf{J}_2	Matriz antissimétrica
P	Potência elétrica
P_{DIS}	Potência dissipada por calor
P_{IM}	Potência reativa nos enrolamentos
P_{MEC}	Potência mecânica gerada no eixo
T_{EL}	Torque elétrico produzido pelo motor
M_m	Inércia mecânica equivalente
$\beta_n, L_I, \alpha_2, R_I$..	Constantes positivas relacionadas aos parâmetros da máquina
X_μ	Reatância de magnetização
X_s	Reatância estatórica de dispersão
X_r	Reatância rotórica de dispersão

ω_e	Frequência angular da fonte senoidal
\mathbf{s}	Escorregamento
k_y	Ganho de observação da variável y
K_y	Ganho de controle da variável y
ξ	Ganho do amortecimento não-linear
p	Variável auxiliar do observador de velocidade
κ, γ, S_{di}	Constantes positivas
$\Omega(t)$	Funções conhecidas
u, \mathbf{u}	Sinais auxiliares oriundos da análise de Lyapunov
τ_d	Torque elétrico desejado
ζ	Constante de tempo do filtro
T	Período de amostragem
k	Posição de uma iteração
$\rho(kT)$	Fator de esquecimento

Capítulo 1

Introdução

O motor de indução (*Induction Motor* - IM) é o tipo de motor elétrico mais utilizado e difundido, tanto na motorização de sistemas, quanto nos processos industriais. Sua principal vantagem é a eliminação do atrito de contatos elétricos deslizantes e uma construção bastante simples, o que possibilitou sua produção a um custo ainda mais baixo, sendo que estas máquinas são fabricadas para uma grande variedade de aplicações, desde alguns watts até muitos megawatts (Leonhard, 2001).

Durante muito tempo, os motores de indução foram usados em acionamentos de baixo desempenho devido a sua estrutura não-linear e multivariável. Os acionamentos de alto desempenho eram dominados totalmente pelas máquinas de corrente contínua, devido à possibilidade de obtenção de modelos linearizados para longas faixas em torno de um ponto de operação, e a estrutura bastante simples, facilitando o projeto e a implementação de controladores. Contudo, as máquinas de corrente contínua têm as desvantagens de possuírem custos elevados, necessitarem de manutenções mais frequentes e terem sua utilização não recomendada para alguns ambientes. Ao contrário, os motores de indução são mais baratos, necessitam de pouquíssima manutenção e podem ser usados em ambientes diversos (Furtunato et al., 2001).

Há vários anos, popularizou-se o uso de controladores em malha aberta com frequência variável para manutenção do controle do torque sem exigências de regulação de velocidade nos motores de indução.

Quando, porém, os requisitos de desempenho incluem rápida resposta dinâmica e velocidade precisa ou controle de torque, o controle em malha aberta se torna insa-

tisfatório. Foi necessário, então, o desenvolvimento de vários métodos de controle em malha fechada, para que se pudesse atingir as rigorosas solicitações de projeto. Segundo Aquino (1999), tais métodos resultam em complexos e interessantes algoritmos de controle devido as seguintes razões :

1. a complexidade aumenta na proporção do número de incertezas tratadas: desconhecimento dos parâmetros mecânicos e variações dos parâmetros elétricos (resistência de rotor);
2. trata-se de equações diferenciais não-lineares acopladas;
3. trata-se de um problema de multi-entrada e multi-saída (MIMO);
4. muitos algoritmos exibem singularidade de controle.

Assumindo que a velocidade do rotor e as correntes do estator são medidas para a realimentação, avanços significativos foram feitos para o controle de velocidade e posição de um motor de indução. Dentre eles, destacam-se as técnicas de controle baseados na linearização exata, na passividade, nos modos deslizantes (*sliding mode control* - SMC) e o controle vetorial ou controle por orientação de campo (*Field Oriented Control* - FOC) proposto no trabalho de Blaschke (1971). O controle vetorial é largamente aceito e é de fato, em uma de suas várias formas, o padrão industrial para um controle de alto desempenho nos motores de indução (Leonhard, 2001).

O FOC garante o controle independente do torque e do fluxo, permitindo efetuar o controle do motor de modo análogo àquele feito nos motores CC, garantindo assim o mesmo desempenho. No trabalho de Santisteban & Stephan (2001) é feita uma classificação e uma comparação de diversos métodos para o controle vetorial.

Porém, o controle vetorial apresenta as seguintes desvantagens:

1. a necessidade de dispor de sensor de velocidade para garantir o controle em retroação da velocidade e o correto orientamento do sistema do eixo girante;
2. maior sensibilidade paramétrica.

Além disto, o uso do sensor de velocidade/posição, normalmente um encoder, apresenta diversos problemas:

1. Custo relativamente alto;
2. necessidade de maior manutenção;
3. problemas de acesso ao sensor como nos veículos elétricos e plantas industriais;
4. no caso dos antigos acionamentos baseados no controle V/f constante, a instalação de sensores de velocidade representa um obstáculo à substituição do controle pelo controle vetorial, para se obter um maior desempenho;
5. problemas do tipo tecnológico, como cabeamento e a aquisição dos sinais do sensor, a instalação no eixo girante, sobretudo em ambientes industriais hostís e com alta concentração de campos eletromagnéticos, presença de substâncias que danificam o material e a forte solicitação mecânica em motores de alta velocidade.

Assim, o desenvolvimento de algoritmos para o controle de velocidade sem instrumentação mecânica (*Sensorless Control of Induction Motor - SCIM*) tem aumentado nos últimos anos. Atualmente, a atenção está voltada tanto do ponto de vista teórico quanto prático, com o intuito de reduzir a complexidade e os custos dos acionamentos destes motores.

As principais características do SCIM são:

1. o termo *Sensorless* significa que as variáveis mecânicas (velocidade ou posição do rotor) não são medidas. Neste tipo de controle, apenas sensores de baixo custo são utilizados, como sensores de efeito *Hall* para medição das correntes do estator;
2. os objetivos do controle são os mesmos onde as variáveis mecânicas são medidas (*Sensored Control - SC*): regulação da velocidade e da amplitude do fluxo do rotor, correta orientação do eixo de referência no fluxo do rotor, obter largas faixas de operação e rejeição ao torque de carga.

1.1 Revisão Bibliográfica

Nos últimos anos, diversas técnicas para o SCIM foram desenvolvidas. Nos trabalhos de Montanari (2002) e Holtz (2002) são encontradas classificações destas técnicas, que servirão de base para a revisão bibliográfica desta dissertação. A figura 1.1 mostra uma divisão destas técnicas ¹.

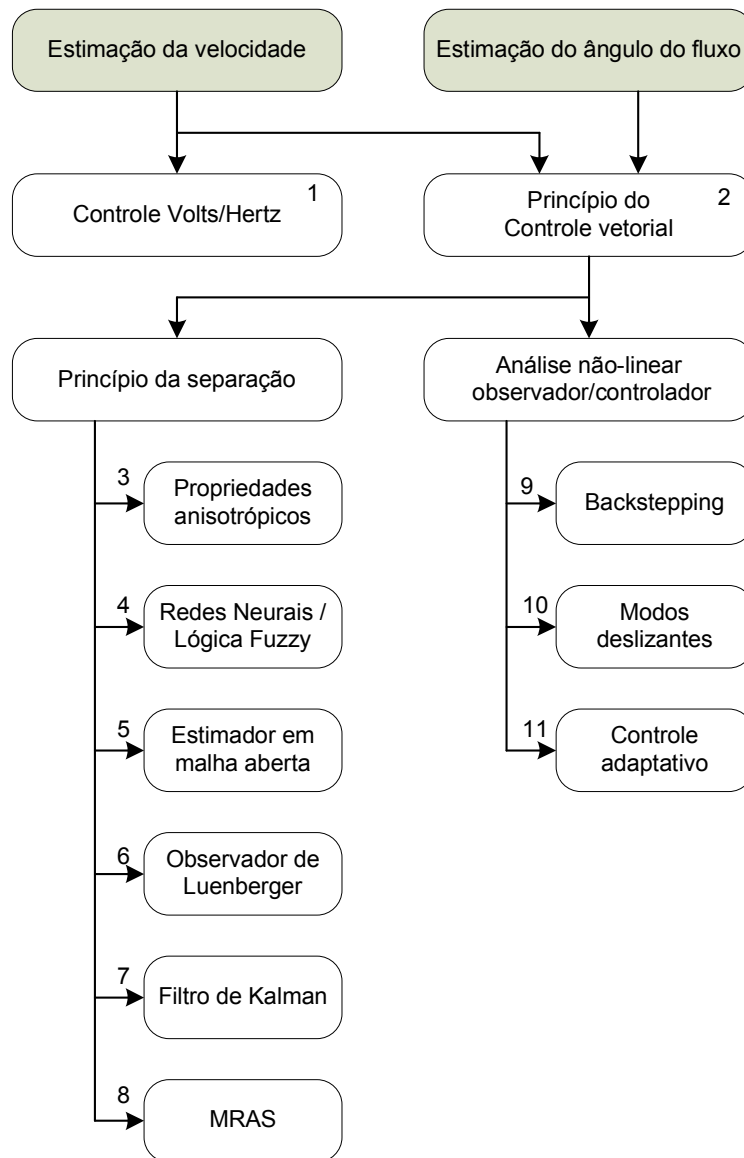


FIGURA 1.1: Principais técnicas para o SCIM.

¹ Principais trabalhos: 1) Holtz (2002), 2) Blaschke (1971), 3) Holtz (2002), 4) Brdys & Kulawski (1999), 5) Vas (1998), 6) Yang & Chin (1993), 7) Kim et al. (1994), 8) Schauder (1992), Peng & Fukao (1994) e Kubota & Matsuse (1994), 9) Feemster et al. (2001), 10) Utkin et al. (2000), 11) Marino et al. (2007).

Estas técnicas podem ser divididas em nove métodos principais:

- controle V/f (*Volts-per-hertz control*)²;
- análise dos efeitos gerados pelas ranhuras do rotor (*Rotor Slot Ripple* - RSR);
- injeção de corrente em alta frequência (*High Frequency Current Injection* - HFCI);
- técnicas de inteligência artificial (*Artificial Intelligence Techniques* - AIT)
- estimador em malha aberta (*Open-loop Estimator* - OLE);
- observador de Luenberger (*Luenberger Observer* - LO);
- filtro de Kalman estendido (*Extended Kalman Filter* - EKF);
- sistema adaptativo por modelo de referência (*Model Reference Adaptive System* - MRAS);
- esquema não-linear observador/controlador em malha fechada (*Nonlinear Observer-Controller* - NOC).

O controle escalar V/f constante (figura 1.2) é um controle de velocidade em malha aberta baseado no modelo em estado estacionário. Este controlador permite o controle da velocidade do rotor regulando a frequência e a amplitude das tensões aplicadas pelo inversor (Montanari, 1999). Em algumas versões, pode-se incluir compensações referentes à queda de tensão na resistência estática e ao escorregamento.

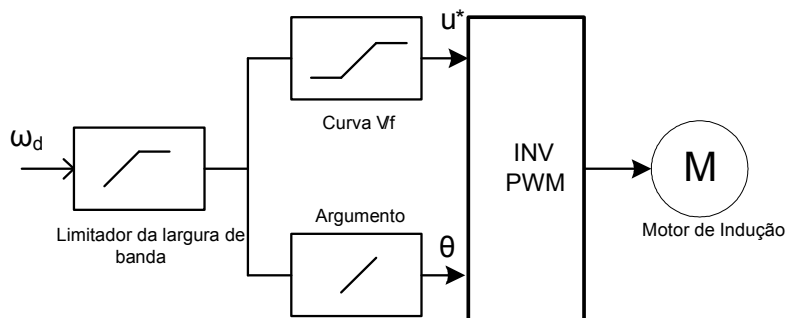


FIGURA 1.2: Diagrama do controle V/f constante.

²O controlador do tipo V/f é considerado uma técnica de acionamento sem uso de sensor mecânico.

As técnicas RSR e HFCI são métodos de estimação da posição angular que não se baseiam no modelo, isto é, são relacionados a particularidades da construção da máquina e a efeitos secundários como propriedades anisotrópicas do rotor e das saliências do motor. Os outros métodos são baseados no modelo dinâmico da máquina, que leva em consideração a conversão de energia da elétrica para a mecânica e vice-versa, baseado no conceito da força eletromotriz (fem).

Os métodos RSR são baseados no fato de que a reatância vista do estator é dependente da posição do rotor devido à presença das ranhuras. Isto significa que, dependendo da construção do rotor, é possível produzir uma anisotropia espacial na máquina e assim estimar a posição do rotor. Deste jeito, a velocidade do rotor é obtida a partir da geração de ondulações nas tensões e correntes do estator. Várias técnicas foram propostas baseadas principalmente na configuração do número de ranhuras do rotor, na geometria da superfície das ranhuras do rotor e na saturação do fluxo. Geralmente, o sinal é muito pequeno sendo necessário um tratamento especial. Além disso, estes métodos são geralmente dependentes da máquina, assim podem falhar para certas combinações de ranhuras e não podem ser aplicados às máquinas de indução usuais.

As técnicas baseadas na HFCI estimam as variáveis mecânicas injetando sinais de testes em alta frequência. A velocidade é estimada por meio da resposta do motor de indução a estes sinais. Estes métodos necessitam de medições de alta precisão das correntes do estator, um complexo sistema de *hardware* e *software* e um projeto especial da máquina.

A estimação da velocidade do motor de indução vem sendo feita também através da implementação de algoritmos que utilizam inteligência artificial, sendo as redes neurais e a lógica *fuzzy* as mais utilizadas. As redes neurais são usadas para aproximar funções não-lineares muito complicadas, sendo uma aproximação universal, porém pouco específica. Também podem ser usadas para ajuste de funções conhecidas apenas por pares entrada-saída (regressão não-linear), mas, por sua própria definição, não são adaptadas à representação de sistemas dinâmicos. Já o controlador *fuzzy* converte um conjunto de regras lingüísticas, baseados num conhecimento especialista, em uma estratégia de controle automático. Estes controladores só são comparáveis aos controladores convencionais quando a informação está sendo processada de forma lingüística (J.Castellanos, 2004).

Os métodos que se baseiam no modelo dinâmico do motor utilizam diversas configurações e leis de controle. Os primeiros trabalhos para o SCIM foram baseados na seguinte estrutura do controle e no princípio da separação:

- um controlador ³ por orientação de campo clássico, ou seja, a utilização das equações dinâmicas do motor descritas no referencial fixo no vetor fluxo do rotor, no caso direto (*Direct Field Orientation Control* - DFOC (figura 1.3)), ou no vetor fluxo desejado do rotor, no caso indireto (*Indirect Field Orientation Control* - IFOC (figura 1.4));
- um estimador de fluxo do rotor e velocidade, baseado em diversas técnicas.

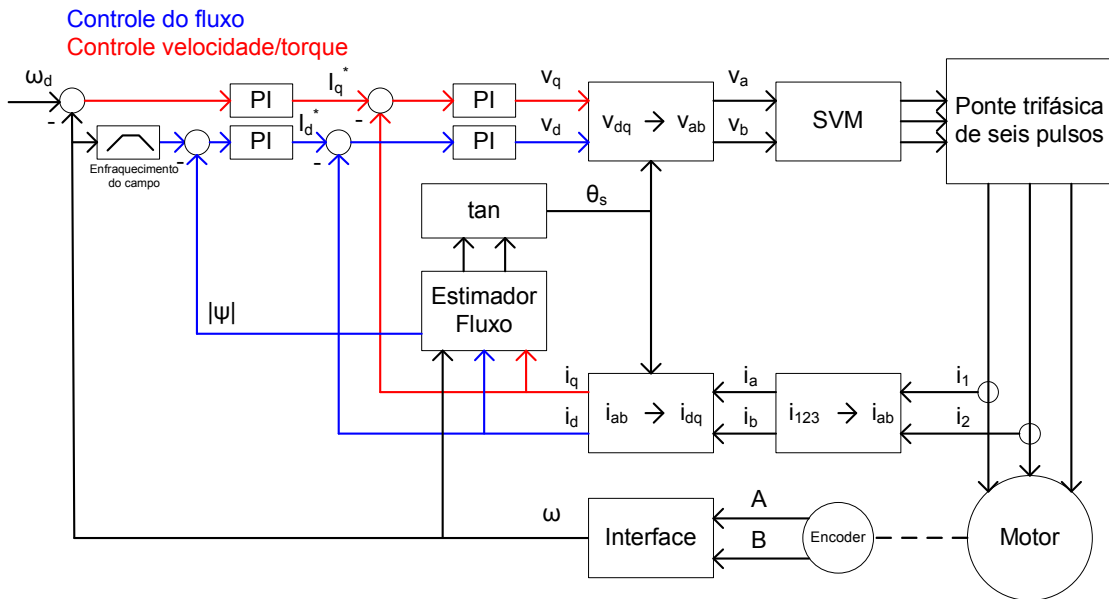


FIGURA 1.3: Diagrama básico do controle vetorial direto.

³Alguns trabalhos utilizam outras técnicas de controle como o Controle Direto de Torque (*Direct Torque Control* - DTC) como no trabalho de Ma & Gui (2002).

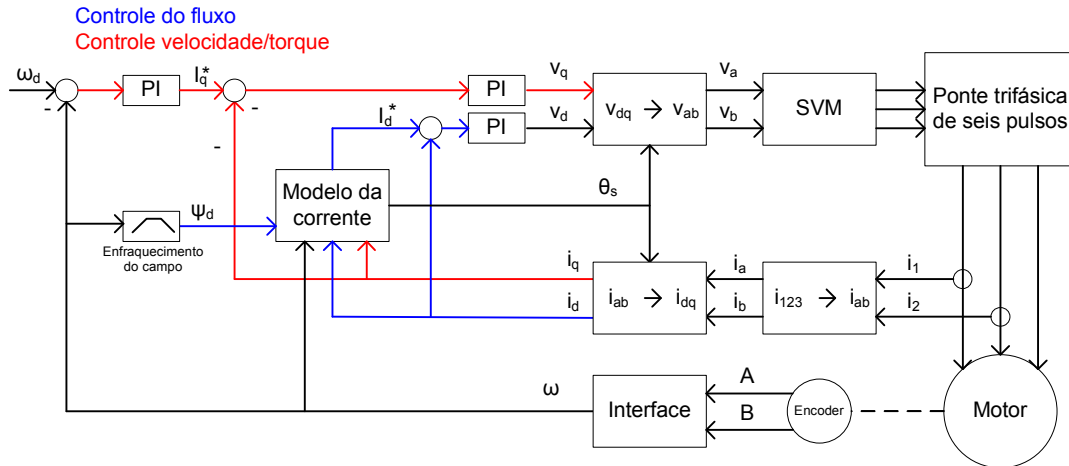


FIGURA 1.4: Diagrama básico do controle vetorial indireto.

Esta estrutura (figura 1.5) é utilizada em diversos controladores de alto desempenho, atualmente.

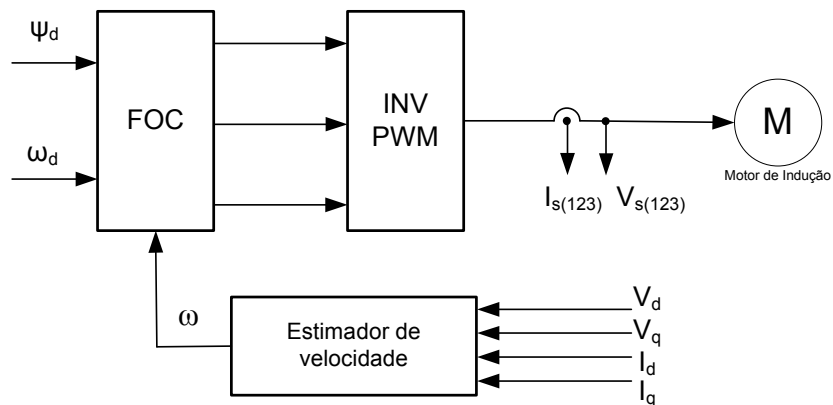


FIGURA 1.5: Estrutura de um SCIM baseado no princípio da separação.

A principal suposição desta estrutura é o princípio da separação, ou seja, é possível projetar um controlador assumindo que todas as variáveis de estado são conhecidas, mesmo aquelas não mensuráveis já que são estimadas por observadores de estado. Deste modo, o problema do controle e estimação são separados em duas tarefas. Segundo Montanari (2002), o principal problema desta estrutura é o fato de que nenhuma prova teórica sobre o princípio da separação é válida em sistemas não-lineares. Assim, nos primeiros trabalhos sobre SCIM, nenhuma prova de estabilidade do sistema completo, composto pelo motor de indução, controlador e observador, é formalmente apresentada.

A seguir, é apresentado um resumo dos diferentes métodos.

O método mais simples de estimar a velocidade do rotor é baseado no estimador de velocidade em malha-aberta, baseado no modelo em regime permanente e na medição das tensões e correntes. Neste método, diferentes técnicas são apresentadas baseadas nas relações algébricas entre a velocidade do rotor e outras quantidades eletromagnéticas. Estes métodos possuem um baixo desempenho, inerente aos estimadores de malha-aberta.

Nos primeiros trabalhos, diversos autores adotaram uma solução baseada nas técnicas do controle adaptativo por modelo de referência (MRAS). O observador é baseado na comparação das saídas de dois estimadores diferentes. A figura 1.6 mostra um esquema geral desta técnica.

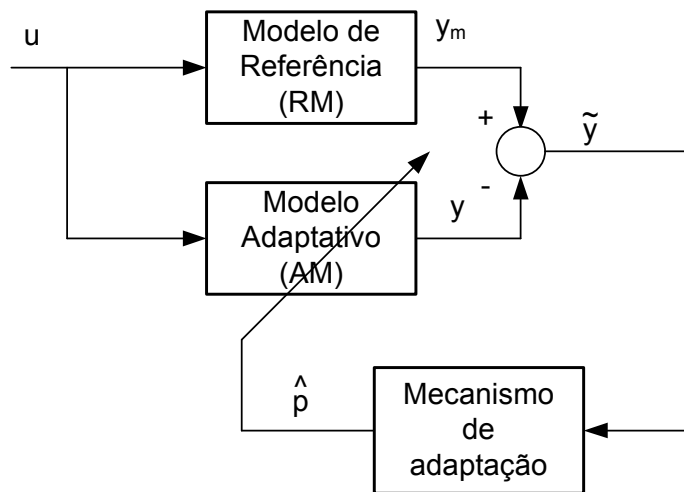


FIGURA 1.6: Conceito básico do estimador baseado no MRAS.

No modelo de referência, a variável estimada não está presente, enquanto que o modelo ajustável depende dela. No caso do SCIM a variável estimada é a velocidade do rotor. O erro obtido entre os dois modelos é usado na lei de adaptação não-linear para a estimação da variável. O projeto é normalmente realizado através da análise por hiperestabilidade ou da técnica de Lyapunov. A principal hipótese necessária para aplicar o MRAS é que a velocidade desejada do rotor seja constante. Diversos esquemas MRAS são baseados em diferentes variáveis estimadas como o fluxo do rotor, potência reativa, força eletromotriz induzida, etc.

Em Schauder (1992), a teoria do MRAS é aplicada no projeto do estimador da velocidade, baseada na estimação do fluxo do rotor do motor de indução, conforme a figura 1.7. A estimação do fluxo é obtida através do uso de duas equações dinâmicas, chamadas de modelo da tensão e modelo da corrente, respectivamente. O modelo da tensão é o de referência já que não requer o conhecimento da velocidade e o modelo da corrente é o ajustável. Assim, através de uma lei de adaptação, obtida a partir da técnica de hiperestabilidade, é possível estimar a velocidade do rotor através de dois estimadores de fluxo do rotor.

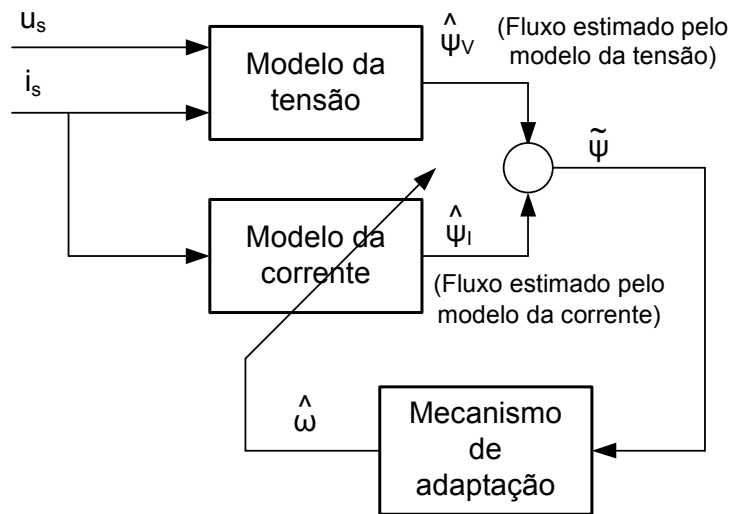


FIGURA 1.7: Estimador MRAS baseado no fluxo do rotor.

Conceitos similares foram utilizados por Tajima & Hori (1993), onde o método de estimação baseado na técnica MRAS é incorporado a um esquema DFOC.

Peng & Fukao (1994) projetaram um IFOC utilizando a estimação de fluxo e da velocidade do rotor a partir dos modelos de tensão e corrente. O conceito do MRAS é usado para projetar o observador de velocidade, que é baseado nos dois modelos contendo dois estimadores da força eletromotriz induzida. Este trabalho melhora o desempenho de Schauder (1992) em relação à sensibilidade da variação da resistência estática. Assumindo velocidade constante, a convergência do erro de estimação da velocidade é provada aplicando hiperestabilidade. Além disso, é proposto um estimador de velocidade baseado na potência reativa instantânea.

Yang & Chin (1993) projetaram um observador de Luenberger baseado nos conceitos MRAS para estimar a velocidade do rotor e a resistência do estator. Considera-se uma dinâmica lenta da velocidade e a dinâmica eletromagnética de quarta ordem do motor de indução como um sistema linear invariante no tempo (*Linear Time Invariant* - LTI).

Um observador de velocidade baseado no filtro estendido de Kalman (*Extended Kalman Filter* - EKF) foi proposto por Kim et al. (1994) e Kim & Sul (1996). Este observador é projetado baseado no modelo linearizado e discretizado do motor de indução.

Diversos trabalhos consideram o modelo do motor de indução como um sistema LTI onde a velocidade do rotor é considerada como um parâmetro constante.

Kubota et al. (1993) projetaram um observador de ordem completa, baseado na dinâmica eletromagnética do motor de indução referida ao eixo estacionário. A velocidade é assumida constante e é aplicada a um DFOC. Mais tarde, Kubota & Matsuse (1994) apresentaram um algoritmo seguidor de corrente, um observador de velocidade e um de fluxo do rotor, negligenciando a dinâmica do sistema mecânico. O observador de ordem completa estima tanto a velocidade do rotor quanto as resistências do rotor e do estator, contanto que a persistência de excitação seja garantida no comando de fluxo.

Chang & Fu (1998) projetaram um estimador adaptativo para velocidade e para fluxo do rotor. Considera-se que a resistência do rotor seja desconhecida, com seus limites superiores e inferiores conhecidos. O torque de carga é conhecido. A velocidade do rotor varia lentamente, isto é, a sua dinâmica é ignorada no projeto do observador de velocidade, e é suficientemente próxima à referência, ou seja, a diferença entre a velocidade real e a desejada tem que ser menor que um certo limite. Através da teoria de Lyapunov, o rastreamento da velocidade é assintótico.

Lin et al. (2000) apresentaram um projeto de um controlador adaptativo para a velocidade e para o fluxo baseados na teoria clássica dos observadores adaptativos e no projeto de estruturas variáveis. Além disso, dois estimadores são projetados para evitar o problema da variação da resistência do rotor e do torque desconhecido de carga. É desenvolvida uma análise rigorosa de estabilidade baseada na teoria de Lyapunov assumindo a variação lenta da velocidade. O princípio da separação é aplicado já que o projeto do observador e controlador são separados. Neste trabalho, é provada

estabilidade local exponencial com uma região de atração definida.

Hinkkanen & Loumi (2001) projetaram um novo observador de ordem completa para SCIM baseado na escolha dos fluxos do estator e do rotor como variáveis de estado em suas respectivas referências.

No trabalho de Lin et al. (1999) é proposto um sistema de observadores, que inclui um observador de corrente, um observador de fluxo e um observador da velocidade do rotor para um DFOC. O observador de corrente é baseado nas técnicas controle por modos deslizantes (*Sliding-mode control* - SMC), enquanto o observador de fluxo é obtido através de uma integração direta e a velocidade do rotor é obtida a partir de uma relação característica em regime permanente. A robustez do controlador é obtida graças a um observador adaptativo para as incertezas mecânicas, baseado no MRAS.

Tursini et al. (2000) desenvolveram um observador adaptativo por modos deslizantes na referência estacionária, para estimar o fluxo do rotor e a velocidade. A análise de estabilidade é formalmente desenvolvida através do método de Lyapunov.

Rodic & Jezernik (2002) aplica a técnica do controle por modos deslizantes contínuos em um esquema de controle seguidor de tensão, considerando os fluxos do estator como entradas de controle. Um esquema de controle para o fluxo do rotor e torque é desenvolvido, eliminando o problema de *chattering* e dando robustez ao controlador graças às propriedades do SMC. Neste trabalho, obtém-se boa resposta nas baixas velocidades, incluindo zero, e na região do enfraquecimento do campo (*Field Weakening*).

Atualmente, existe uma larga discussão sobre os métodos do ponto de vista do desempenho dinâmico, da robustez às incertezas paramétricas e da simplicidade na implementação. Sabe-se perfeitamente que os métodos baseados nos modelos trabalham bem nas altas velocidades mas o seus desempenhos são deteriorados e a instabilidade pode surgir nas regiões de baixa velocidade e no modo regenerativo (quando a carga impõe ao rotor uma velocidade maior que a do fluxo no mesmo sentido de rotação). Além disso, aumentou-se a pesquisa com relação à sensibilidade paramétrica do modelo, na maioria dos casos com relação à resistência do estator nas baixas velocidades, resistência do rotor e torque de carga aplicado.

Muitos tópicos importantes estão ainda sob investigação. Podem-se destacar:

1. Realizar o rastreamento da velocidade com robustez à perturbações de carga;
2. Análise com o modelo de ordem completa (maioria dos trabalhos utilizam modelos simplificados, por exemplo, seguidor de corrente ou modelo linearizado);
3. Análise rigorosa de estabilidade para o sistema em malha fechada;
4. Desenvolvimento de algoritmos robustos com relação a incertezas nos parâmetros;
5. Resolução de problemas com relação à implementação prática: propagação de erros, instabilidade numérica, *overflow*, truncamento, etc.

Recentes trabalhos começaram a analisar seus algoritmos baseados nestes tópicos. O esquema básico de um sistema observador/controlador em malha fechada é mostrado na figura 1.8.

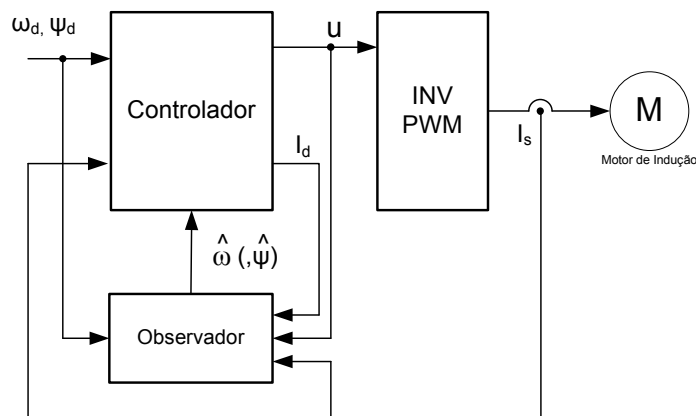


FIGURA 1.8: Esquema básico observador/controlador.

Yan et al. (2000) projetam um estimador em malha fechada de velocidade e de fluxo baseado na metodologia do controle por modos deslizantes. Um controlador para o rastreamento de torque e velocidade é projetado baseado neste estimador. Os autores projetam um observador de fluxo e corrente com parâmetros descontínuos tendo como entradas as tensões e correntes do estator, tal que as correntes estimadas convergem aos valores reais. Então, um controlador por modos deslizantes ideal para o torque e fluxo é projetado baseado no fluxo e velocidade estimados. Uma análise formal

revela a estabilidade assintótica local do sistema de controle e convergência assintótica local para o estimador. Para isso, os autores usam o fato de que o controle por modos deslizantes permite reduzir a ordem das equações dinâmicas e aplicam uma linearização para as dinâmicas dos erros.

Feemster et al. (2001) apresentam uma proposta de controle, obtendo-se rastreamento exponencial, semi global, de velocidade e fluxo de rotor para o modelo não-linear de ordem completa, atuando em um subsistema mecânico. Esta proposta é baseada em um observador de velocidade que explora o termo da força eletromotriz induzida nas dinâmicas das correntes do estator. A velocidade é estimada através de um estimador de corrente do estator a partir da componente em quadratura com um termo inserido para compensar a dinâmica mecânica. Este trabalho utiliza a técnica *backstepping* (Apêndice A) e Lyapunov para o desenvolvimento do controlador de velocidade. O fluxo do rotor é estimado através de um estimador em malha-aberta *on-line* baseado nas dinâmicas do fluxo do estator, assumindo condições iniciais nulas. O torque de carga é assumido ser conhecido.

Marino et al. (2002) propõem um algoritmo de controle seguidor de corrente. Este algoritmo é baseado em um observador de velocidade constituído por uma realimentação de um termo proporcional à componente em quadratura do vetor fluxo do rotor e por uma aproximação IFOC sendo a corrente de torque de referência saturada. O algoritmo proposto garante estabilidade exponencial local e estabilidade assintótica global para a dinâmica em malha fechada, sendo que é disponível a medição do fluxo do rotor ou que o fluxo é estimado com uma integração *on-line* em malha aberta com condição inicial igual a zero, o torque de carga é conhecido e a dinâmica mecânica é exatamente conhecida. Neste artigo, Marino estende para o modelo de ordem completa. A prova de estabilidade é baseada nas propriedades da persistência de excitação (*persistence of excitation* - PE) do subsistema magnético combinado com o estimador de velocidade, que são satisfeitos para uma referência de fluxo positiva.

Baseado no trabalho de 2002, Marino et al. (2005) projetam um algoritmo de controle não-linear de quarta ordem que é adaptável com respeito ao torque de carga constante e a resistência do rotor. Este algoritmo possui um observador de velocidade e dois identificadores para os parâmetros incertos, baseado nos sinais do fluxo do rotor (estimado com uma integração *on-line* em malha aberta com condição inicial igual

à zero) e corrente dos estator. Prova-se o rastreamento assintótico da velocidade e exponencial para o módulo do fluxo do rotor com um domínio de atração explicitamente computável.

Baseado no trabalho de 2005, Marino et al. (2007) apresentam um algoritmo de controle não-linear de décima ordem que é adaptável com respeito ao torque de carga baseado em um estimador de fluxo do rotor em malha fechada. A análise de estabilidade é baseada nas propriedades da persistência de excitação (*persistence of excitation* - PE) e é provada estabilidade local exponencial da velocidade do rotor e do módulo do fluxo para torque constante.

1.2 Objetivos

Os principais objetivos desta Dissertação são:

1. apresentar a modelagem do motor de indução em diferentes referenciais;
2. analisar, simular e implementar três propostas de controle de motores de indução sem a utilização de sensores de posição ou velocidade:
 - controle V/f constante;
 - controlador em malha aberta apresentado por Marino et al. (2004);
 - esquema observador-controlador proposto por Feemster et al. (2001).
3. desenvolver uma nova abordagem no estudo do controle de velocidade sem instrumentação mecânica. Esta abordagem leva em consideração que, além das correntes do estator, as correntes do rotor são instrumentadas. Este argumento é fortalecido pelo trabalho de Nondahal & Delvecchio (2003) que propõem métodos para a medição da corrente do rotor. Assim, é projetado um controlador adaptativo que obtém rastreamento assintótico da velocidade levando-se em conta a variação da resistência rotórica e o torque de carga desconhecido;
4. construir uma bancada de testes utilizando um processador de sinais digitais (DSP) de baixo custo. Essa bancada irá facilitar a aprendizagem e a pesquisa de técnicas de acionamentos nesses motores, permitindo um rápido desenvolvimento na implementação de técnicas de controle.

O presente trabalho foi desenvolvido no LARC (Laboratório de Automação, Robótica e Controle) da COPPE/UFRJ e nos laboratórios do Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca (CEFET/RJ) utilizando equipamentos cedidos por ambos.

1.3 Organização da Dissertação

Este trabalho é organizado da seguinte forma:

No **Capítulo 2** é apresentada uma introdução sobre o funcionamento do motor de indução, modelagens e transformações importantes para o controle. Além disso, é apresentado o princípio do controle vetorial;

No **Capítulo 3** são analisados, simulados e testados experimentalmente três controladores: i) um controlador tradicional do tipo V/f constante, ii) um controlador por orientação de campo indireto (*indirect field orientation control* - IFOC) em malha aberta apresentado por Marino et al. (2004), e iii) um esquema observador-controlador também baseado em IFOC e em *backstepping* apresentado no trabalho de Feemster et al. (2001). Este último garante rastreamento exponencial, semi-global para um modelo não-linear de ordem completa;

No **Capítulo 4** é proposto um novo controlador *sensorless* adaptativo. Baseado em nova tecnologia de medição recentemente proposta, este projeto considera que as correntes do estator e do rotor são medidas. Combinando *backstepping* com controle adaptativo não-linear, o controlador garante rastreamento assintótico e adaptação com respeito à variação da resistência rotórica e o torque de carga desconhecido.

No **Capítulo 5** são apresentados a construção e o funcionamento da bancada de testes experimentais e a descrição de seus componentes.

No **Capítulo 6** é apresentado o desenvolvimento da implementação prática na bancada e o acionamento e controle do motor de indução.

No **Capítulo 7** são apresentadas conclusões gerais, além de propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Noções sobre Motores de Indução

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta os modelos do motor de indução (*Induction Motor, IM*) que serão utilizados ao longo desta dissertação.

Para isto, serão mostrados resumidamente os passos que permitem obter um modelo bifásico em qualquer sistema de referência. Será apresentado um modelo simplificado válido em regime estacionário.

2.2 Aspectos construtivos

O motor de indução (figura 2.1) é o tipo de motor elétrico mais utilizado e difundido, tanto na motorização de sistemas, quanto nos processos industriais. Sua principal vantagem é a eliminação do atrito de contatos elétricos deslizantes e uma construção bastante simples, o que possibilitou sua produção a um custo ainda mais baixo, sendo que estas máquinas são fabricadas para uma grande variedade de aplicações, desde alguns watts até muitos megawatts (Leonhard, 2001). O motor de indução é constituído basicamente pelos seguintes elementos (Revoredo, 2007):

1. um circuito magnético estático, constituído por chapas ferromagnéticas empilhadas e isoladas entre si, ao qual se dá o nome de estator (figura 2.2);
2. por bobinas localizadas em ranhuras abertas no estator e alimentadas pela fonte

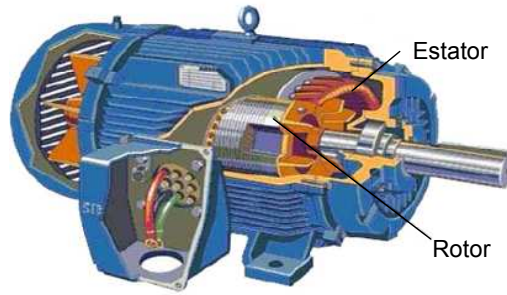


FIGURA 2.1: Estrutura de um motor elétrico de indução.©

de corrente alternada ¹;

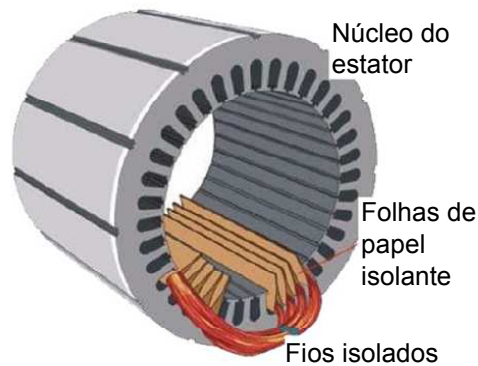


FIGURA 2.2: Estator de um motor elétrico de indução.©

3. por um rotor constituído por um núcleo ferromagnético, também laminado, sobre o qual se encontra um conjunto de enrolamentos (rotor bobinado) ou condutores paralelos soldados por dois anéis nas extremidades (gaiola de esquilo)(figura 2.3).

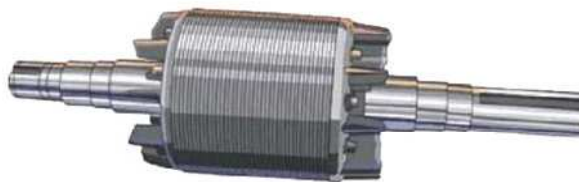


FIGURA 2.3: Rotor de um motor elétrico de indução do tipo gaiola de esquilo.©

O princípio fundamental de funcionamento da máquina de indução é a criação do campo magnético girante. A partir do momento que os enrolamentos localizados no

¹As folhas de papel ficam dentro das ranhuras, deixando livre o entreferro.

estator são sujeitos a uma corrente alternada, gera-se um campo magnético no estator. Conseqüentemente, no rotor surge uma força eletromotriz (*fem*) induzida devido ao fluxo magnético variável que atravessa o rotor. A fem induzida dá origem a uma corrente induzida no rotor que tende a opor-se à causa que lhe deu origem, criando assim um movimento giratório no rotor.

2.3 Modelo trifásico

A figura 2.4 mostra um motor de indução trifásico de dois pólos idealizado, onde os enrolamentos de cada fase (1,2,3), no estator e no rotor, estão representados por bobinas concentradas. Basicamente a máquina pode ser vista como um transformador trifásico com o secundário em curto-circuito livre para girar.

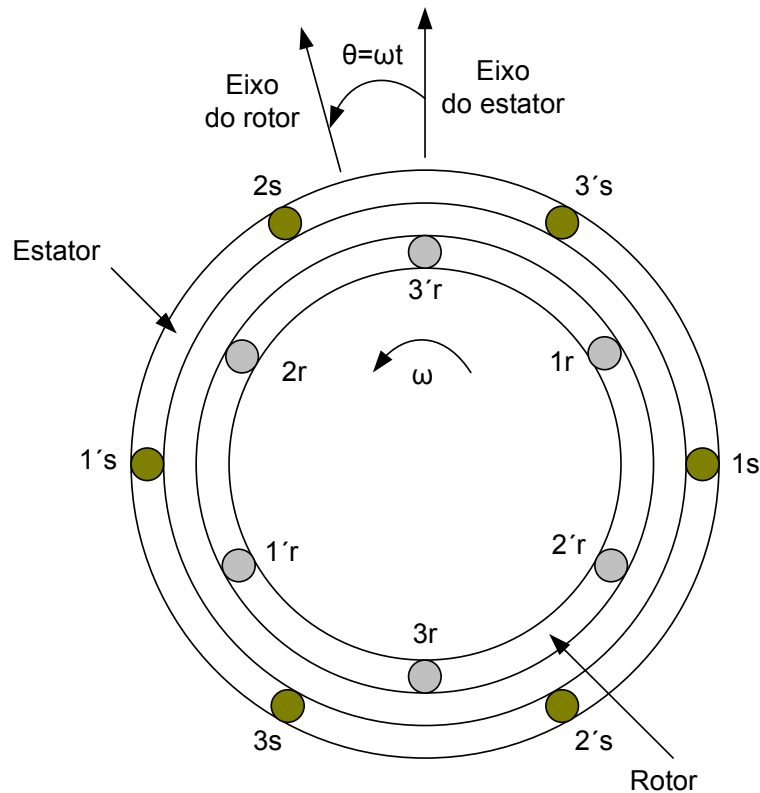


FIGURA 2.4: Motor de indução trifásico com dois pólos idealmente anisotrópico (sem saliência).

A máquina de indução trifásica com rotor bobinado é simétrica. Apresenta estruturas magnéticas cilíndricas tanto no rotor quanto no estator. Os enrolamentos, tanto

do rotor quanto do estator, são iguais entre si e igualmente defasados. A máquina de indução com rotor em gaiola também é simétrica, pelas mesmas razões expostas.

A máquina de indução trifásica é constituída basicamente por um sistema de seis enrolamentos, três no estator e três no rotor, conforme a figura 2.4. Cada um destes enrolamentos pode ser modelado como um indutor, cujas espiras estão distribuídas ao longo do entreferro da máquina, acoplado magneticamente e conectados eletricamente entre si (Barbi, 2001). Para se representar matematicamente a máquina de indução serão feitas algumas hipóteses simplificativas:

1. os três enrolamentos estatóricos são iguais entre si;
2. os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
3. os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no estator quanto no rotor;
4. o entreferro é considerado constante;
5. o circuito magnético é considerado ideal. A saturação não existe;
6. a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal;
7. não serão consideradas as perdas magnéticas;

Como consequência das hipóteses de estudo adotadas, estabelece que:

1. os fluxos podem ser superpostos;
2. os enrolamentos do estator possuem indutâncias próprias constantes e iguais entre si;
3. os enrolamentos do rotor possuem indutâncias próprias constantes e iguais entre si;
4. as indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatóricos são iguais entre si;
5. as indutâncias mútuas entre os enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
6. as indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos são funções senoidais do deslocamento angular;

Introduzindo a referência trifásica (1,2,3) do estator e (1_r,2_r,3_r) do rotor, girando com velocidade ω em relação ao estator, as equações que descrevem a dinâmica dos três enrolamentos trifásicos estatóricos e rotóricos são:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s^{123} &= R_{s3} \mathbf{I}_s^{123} + \dot{\Psi}_s^{123} \\ \mathbf{0} &= R_{r3} \mathbf{I}_r^{1_r 2_r 3_r} + \dot{\Psi}_r^{1_r 2_r 3_r}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

onde os enlaces de fluxos são expressos pelas seguintes equações

$$\begin{aligned} \Psi_s^{123} &= L_{s3} \mathbf{I}_s^{123} + M_{sr} \Gamma(\theta) \mathbf{I}_r^{1_r 2_r 3_r} \\ \Psi_r^{1_r 2_r 3_r} &= L_{r3} \mathbf{I}_r^{1_r 2_r 3_r} + M_{sr} \Gamma(-\theta) \mathbf{I}_s^{123}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Sendo

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s^{123} &= \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} \end{bmatrix}^T && \text{vetor tensão fase-neutro no estator,} \\ \mathbf{I}_s^{123} &= \begin{bmatrix} I_{s1} & I_{s2} & I_{s3} \end{bmatrix}^T && \text{vetor corrente no estator,} \\ \Psi_s^{123} &= \begin{bmatrix} \psi_{s1} & \psi_{s2} & \psi_{s3} \end{bmatrix}^T && \text{vetor enlace de fluxo do estator,} \\ \mathbf{I}_r^{1_r 2_r 3_r} &= \begin{bmatrix} I_{r1_r} & I_{r2_r} & I_{r3_r} \end{bmatrix}^T && \text{vetor corrente do rotor,} \\ \Psi_r^{1_r 2_r 3_r} &= \begin{bmatrix} \psi_{r1_r} & \psi_{r2_r} & \psi_{r3_r} \end{bmatrix}^T && \text{vetor enlace de fluxo do rotor,} \end{aligned}$$

e os parâmetros

$$\begin{aligned} R_{s3} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \\ R_{r3} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$L_{s3} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \end{bmatrix},$$

$$L_{r3} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & M_r \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{\Gamma}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \lambda) & \cos(\theta + 2\lambda) \\ \cos(\theta + 2\lambda) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \lambda) \\ \cos(\theta + \lambda) & \cos(\theta + 2\lambda) & \cos(\theta) \end{bmatrix},$$

onde

- R_s resistência do enrolamento do estator,
- R_r resistência do enrolamento do rotor,
- L_s indutância do enrolamento do estator,
- M_s indutância mútua entre os enrolamentos do estator,
- L_r indutância do enrolamento do rotor,
- M_r indutância mútua entre os enrolamentos do rotor,
- M_{sr} indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor,
com os eixos alinhados,
- $\lambda = 2\pi/3$ ângulo entre os enrolamentos trifásico,
- $\omega = \delta_{t_\theta}$ velocidade angular do rotor,
- θ posição angular do rotor.

As equações anteriores são não lineares e de difícil solução. Em geral não são empregadas no estudo do comportamento da máquina. Por isto, foram desenvolvidas técnicas baseadas em transformações de coordenadas, com o objetivo de estabelecer modelos mais simples a partir do modelo original desenvolvido anteriormente (Barbi, 2001).

2.4 Transformações de coordenadas

Na década de 1920, H. Park introduziu uma transformação de variáveis para facilitar o estudo da dinâmica da máquina síncrona. Esta transformação consiste em definir um novo conjunto de variáveis referidas a um sistema de coordenadas fixo ao rotor. Isto elimina a dependência temporal das indutâncias nas equações de tensão da máquina.

Na década de 1930, Stanley propôs outra transformação que consistia em definir um novo conjunto de variáveis referidas a um sistema de coordenadas estacionário. Isto permite a eliminar a dependência temporal das indutâncias nas equações de tensão da máquina.

Na década de 1950, Kron introduziu uma transformação que definiu um sistema de coordenadas girando à velocidade síncrona.

Na mesma década, Brereton, Lewis e Young empregaram um referencial fixo ao rotor no estudo da máquina de indução, de maneira análoga a Park.

Na década de 1960, Krause e Thomas formalizaram o uso de uma transformação de variáveis que inclui todas as transformações anteriormente citadas. Nesta proposta, o sistema de referência pode ter qualquer velocidade e/ou posição em relação aos circuitos da máquina.

Da década de 1970, Blaschke apresentou a teoria do controle orientado pelo campo (*Field Oriented Control, FOC*) que pode ser considerada como o resultado da observação das variáveis da máquina de indução a partir do referencial particular, solidário com o fluxo do rotor.

Considera-se um sistema de referência bifásico estacionário no estator, indicado com (a,b) , com a mesma orientação da referência trifásica do estator $(1,2,3)$, um sistema de referência bifásico girante com velocidade do rotor ω , orientado com o ângulo θ , indicado com (u,v) , com a mesma orientação da referência trifásica do rotor $(1_r,2_r,3_r)$ e um sistema de referência bifásico girante com velocidade ω_s orientado com o ângulo ε_0 , indicado com (d,q) , conforme a figura 2.5,

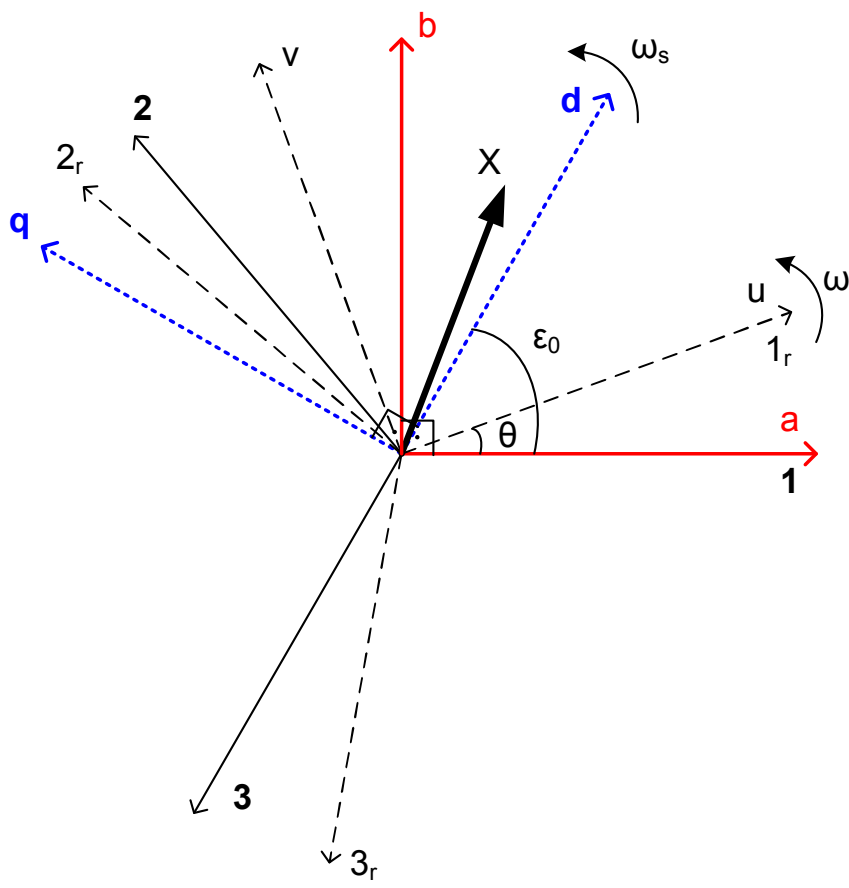


FIGURA 2.5: Sistemas de referências trifásico e bifásicos.

Define-se a transformação trifásica para a bifásica, sendo \mathbf{X} uma grandeza genérica, como

$$\mathbf{T}_t^b = \mathbf{T}_{123}^{ab} = \mathbf{T}_{123r}^{uv} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} C_0 & C_\gamma & C_{2\gamma} \\ S_0 & S_\gamma & S_{2\gamma} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

sendo

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{ab} &= \mathbf{T}_{123}^{ab} \mathbf{X}^{123} \\ \mathbf{X}^{uv} &= \mathbf{T}_{123r}^{uv} \mathbf{X}^{1r2r3r}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Como a matriz (2.3) possui posto 2, a transformação inversa não possui única solução. Para resolver este problema, usa-se o conceito da pseudo-inversa. A pseudo-inversa da matriz \mathbf{T}_t^b , chamada de $(\mathbf{T}_t^b)^\dagger$, é calculada da seguinte forma:

$$\mathbf{T}_b^t = (\mathbf{T}_t^b)^\dagger = (\mathbf{T}_t^b)^T (\mathbf{T}_t^b (\mathbf{T}_t^b)^T)^{-1}. \quad (2.5)$$

Assim, tem-se que:

$$\mathbf{T}_{ab}^{123} = \mathbf{T}_{uv}^{123r} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Aplicando a transformação (2.3) nas equações (2.1) e (2.2), chega-se ao modelo bifásico

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s^{ab} &= R_s \mathbf{I}_s^{ab} + \dot{\Psi}_s^{ab} \\ \mathbf{0} &= R_r \mathbf{I}_r^{uv} + \dot{\Psi}_r^{uv} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \Psi_s^{ab} &= L_s \mathbf{I}_s^{ab} + L_m \mathbf{I}_r^{ab} \\ \Psi_r^{uv} &= L_r \mathbf{I}_r^{uv} + L_m \mathbf{I}_s^{uv}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

cujo os novos símbolos têm os seguintes significados

$$\begin{aligned}
\mathbf{V}_s^{ab} &= \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{sb} \end{bmatrix}^T && \text{tensões no estator,} \\
\mathbf{I}_s^{ab} &= \begin{bmatrix} I_{sa} & I_{sb} \end{bmatrix}^T && \text{correntes no estator,} \\
\mathbf{\Psi}_s^{ab} &= \begin{bmatrix} \psi_{sa} & \psi_{sb} \end{bmatrix}^T && \text{enlace de fluxo do estator,} \\
\mathbf{I}_r^{uv} &= \begin{bmatrix} I_{ru} & I_{rv} \end{bmatrix}^T && \text{correntes no rotor e} \\
\mathbf{\Psi}_r^{uv} &= \begin{bmatrix} \psi_{ru} & \psi_{rv} \end{bmatrix}^T && \text{enlace de fluxo do rotor.}
\end{aligned}$$

e os novos parâmetros

$$R_s = \mathbf{T}_b^t R_{s3} (\mathbf{T}_b^t)^\dagger = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$R_r = \mathbf{T}_b^t R_{r3} (\mathbf{T}_b^t)^\dagger = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$L_s = \mathbf{T}_b^t L_{s3} (\mathbf{T}_b^t)^\dagger = \begin{bmatrix} L_{s3} - M_{s3} & 0 \\ 0 & L_{s3} - M_{s3} \end{bmatrix}$$

$$L_r = \mathbf{T}_b^t L_{r3} (\mathbf{T}_b^t)^\dagger = \begin{bmatrix} L_{r3} - M_{r3} & 0 \\ 0 & L_{r3} - M_{r3} \end{bmatrix}$$

$$L_m = \mathbf{T}_b^t M_{sr} \Gamma(\theta) (\mathbf{T}_b^t)^\dagger \mathbf{T}_{ab}^{uv} = \mathbf{T}_b^t M_{sr} \Gamma(-\theta) (\mathbf{T}_b^t)^\dagger \mathbf{T}_{uv}^{ab} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \end{bmatrix}.$$

De acordo com a figura 2.5, pode-se chegar a seguinte equação

$$\mathbf{X}^{uv} = \mathbf{T}_{ab}^{uv} \mathbf{X}^{ab} \quad (2.9)$$

onde a matriz $\mathbf{T}_{ab}^{uv} = (\mathbf{T}_{uv}^{ab})^T = (\mathbf{T}_{uv}^{ab})^{-1}$ representa a troca de coordenadas do estator para o rotor, definida como

$$\mathbf{T}_{ab}^{uv} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Observação 1 Sendo \mathbf{X} um vetor qualquer, pode ser verificado que a seguinte relação é válida

$$\dot{\mathbf{X}}^{uv} = \mathbf{T}_{ab}^{uv} \dot{\mathbf{X}}^{ab} - \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{T}_{ab}^{uv} \mathbf{X}^{ab} \quad (2.11)$$

onde $\mathbf{J}_2 \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$ é uma matriz antissimétrica definida como

$$\mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Referenciando as equações (2.7) e (2.8) no sistema de coordenadas fixo no estator, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s^{ab} &= R_s \mathbf{I}_s^{ab} + \dot{\Psi}_s^{ab} \\ \mathbf{0} &= R_r \mathbf{I}_r^{ab} + \dot{\Psi}_r^{ab} - \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde

$$\begin{aligned} \Psi_s^{ab} &= L_s \mathbf{I}_s^{ab} + L_m \mathbf{I}_r^{ab} \\ \Psi_r^{ab} &= L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

A partir das equações acima, pode-se fazer uma referência ao circuito da figura 2.6 proposto por (Slemon, 1980)

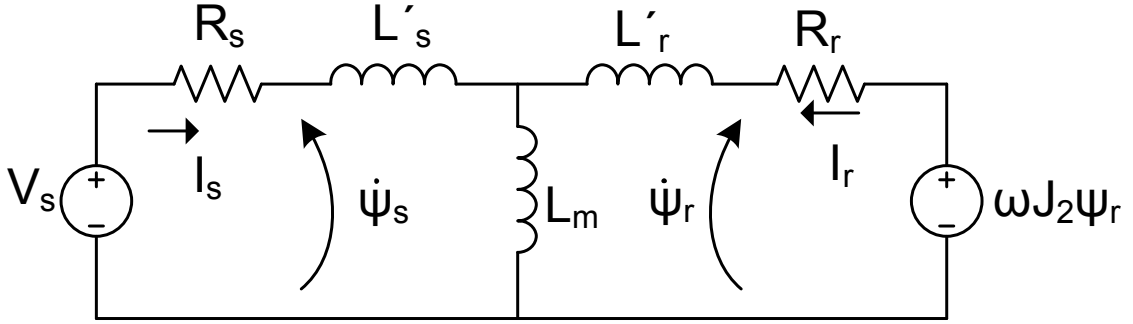


FIGURA 2.6: Circuito equivalente do motor de indução.

onde

$$\begin{aligned} L'_s &= L_s - L_m \\ L'_r &= L_r - L_m. \end{aligned} \quad (2.15)$$

2.5 Equação do torque

A equação do torque do motor de indução é obtida a partir das equações de balançamento de potência do motor.

A expressão da potência elétrica aplicada ao motor

$$P = \mathbf{V}_s^{abT} \mathbf{I}_s^{ab}. \quad (2.16)$$

Multiplicando as duas equações de 2.13 respectivamente pela corrente do estator e do rotor e somando os resultados, obtém-se o balanço de potência

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s^{abT} \mathbf{I}_s^{ab} &= R_s \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{I}_s^{ab} + R_r \mathbf{I}_r^{abT} \mathbf{I}_r^{ab} + \\ &\quad \left(\dot{\Psi}_s^{ab} \right)^T \mathbf{I}_s^{ab} + \left(\dot{\Psi}_r^{ab} \right)^T \mathbf{I}_r^{ab} + \\ &\quad \left(-\mathbf{J}_2 \omega \Psi_r^{ab} \right)^T \mathbf{I}_r^{ab} \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde

$$\begin{aligned}
P_{DIS} &= R_s \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{I}_s^{ab} + R_r \mathbf{I}_r^{abT} \mathbf{I}_r^{ab} && \text{potência dissipada por calor,} \\
P_{IM} &= \left(\dot{\Psi}_s^{ab} \right)^T \mathbf{I}_s^{ab} + \left(\dot{\Psi}_r^{ab} \right)^T \mathbf{I}_r^{ab} && \text{potência reativa nos enrolamentos e} \\
P_{MEC} &= \left(-\mathbf{J}_2 \omega \Psi_r^{ab} \right)^T \mathbf{I}_r^{ab} && \text{potência mecânica gerada no eixo.}
\end{aligned}$$

Levando-se em conta que $(\mathbf{J}_2)^T = -\mathbf{J}_2$, então

$$\begin{aligned}
P_{MEC} &= \left(-\mathbf{J}_2 \omega \Psi_r^{ab} \right)^T \mathbf{I}_r^{ab} \\
&= -\omega \left(\mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \right)^T \mathbf{I}_r^{ab} \\
&= \omega \Psi_r^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} \\
&= \omega T_M.
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Usando-se a segunda equação de 2.14, chega-se a equação do torque elétrico (T_{EL}) em função do fluxo do rotor e da corrente do estator

$$\begin{aligned}
T_{EL} &= \Psi_r^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} \\
&= \Psi_r^{abT} \mathbf{J}_2 \left(\frac{\Psi_r^{ab}}{L_r} - \frac{L_m \mathbf{I}_s^{ab}}{L_r} \right) \\
&= \Psi_r^{abT} \mathbf{J}_2 \left(-\frac{L_m \mathbf{I}_s^{ab}}{L_r} \right) \\
&= -\frac{L_m}{L_r} \Psi_r^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{ab}.
\end{aligned} \tag{2.19}$$

2.6 Modelo para simulação e controle

2.6.1 Modelo bifásico expresso no sistema de coordenadas ab

O modelo utilizado para a simulação e controle é normalmente expresso colocando em evidência cinco variáveis de estado. O motor de indução pode ser considerado como um sistema dinâmico cujos estados são as correntes do estator, o fluxo do rotor e a velocidade, a entrada de controle é a tensão do estator, as variáveis mensuráveis são as correntes e a velocidade (no caso de controle não *sensorless*) e as variáveis controladas usualmente são a velocidade, torque e o módulo do fluxo do rotor.

Eliminando a corrente do rotor e o fluxo do estator, a partir das equações (2.13), (2.14) e (2.19) e considerando um motor com um número n_p de pares de pólos cujo o efeito é idêntico ao de um redutor de velocidade, obtém-se o modelo expresso no espaço de estados na forma vetorial no sistema de coordenadas estacionário (as notações referentes a variável do estator e do rotor serão omitidas a partir de agora)

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_s^{ab} = -R_I \mathbf{I}_s^{ab} + \beta_1 \Psi_r^{ab} - n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} + \beta_2 \mathbf{V}_s^{ab} \quad (2.20)$$

$$\dot{\Psi}_r^{ab} = -\beta_1 \Psi_r^{ab} + \beta_3 \mathbf{I}_s^{ab} + n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \quad (2.21)$$

$$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \quad (2.22)$$

onde

$\omega(t)$ e $\dot{\omega}(t)$	velocidade e aceleração do rotor;
M_m	inércia mecânica equivalente;
B	coeficiente de atrito viscoso;
T_L	torque de carga;
$\Psi_r^{ab}(t) = [\psi_a(t) \ \psi_b(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$	vetor representando o enlace de fluxo do rotor;
n_p	número de pares de pólos;
$\mathbf{I}_s^{ab}(t) = [I_a(t) \ I_b(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$	vetor representando a corrente de estator;
$\mathbf{V}_s^{ab}(t) = [v_a(t) \ v_b(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$	vetor representando a entrada de controle;
$\beta_1, \beta_2, \beta_3, L_I, \alpha_2, R_I$	constantes positivas definidas como

$$\alpha_2 = n_p \frac{L_m}{L_r}, \quad \beta_1 = \frac{R_r}{L_r}, \quad \beta_2 = \frac{L_r}{L_m}$$

$$\beta_3 = \frac{R_r L_m}{L_r}, \quad L_I = \frac{L_s L_r}{L_m} - L_m, \quad R_I = \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r L_m} \quad (2.23)$$

onde L_r , L_s e L_m são a indutância do rotor, a indutância do estator e a indutância mútua, respectivamente. R_r e R_s representam a resistência do rotor e do estator, respectivamente. A matriz $\mathbf{J}_2 \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$ é a matriz antissimétrica definida em 2.12.

2.6.2 Modelo bifásico expresso no sistema de coordenadas dq

De acordo com a figura 2.5, tem-se que

$$\mathbf{X}^{dq} = \mathbf{T}_{ab}^{dq} \mathbf{X}^{ab} \quad (2.24)$$

$$\dot{\mathbf{X}}^{dq} = \mathbf{T}_{ab}^{dq} \dot{\mathbf{X}}^{ab} - \omega_s \mathbf{J}_2 \mathbf{T}_{ab}^{dq} \mathbf{X}^{ab} \quad (2.25)$$

onde a matriz $\mathbf{T}_{ab}^{dq} = (\mathbf{T}_{dq}^{ab})^T = (\mathbf{T}_{dq}^{ab})^{-1}$ representa a troca de coordenadas do estator para um sistema de referência variante no tempo, definida como

$$\mathbf{T}_{ab}^{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_0) & \sin(\varepsilon_0) \\ -\sin(\varepsilon_0) & \cos(\varepsilon_0) \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Considerando as equações do motor representadas em um sistema de coordenadas fixo no estator (2.20)-(2.22), as equações representadas em um sistema de coordenadas variante no tempo (d, q), com velocidade $\omega_s = \dot{\varepsilon}_0$, onde ε_0 é o ângulo entre os dois sistemas de coordenadas, são

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_s^{dq} = -R_I \mathbf{I}_s^{dq} + \beta_1 \Psi_r^{dq} - n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{dq} - L_I \omega_s \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{dq} + \beta_2 \mathbf{V}_s^{dq} \quad (2.27)$$

$$\dot{\Psi}_r^{dq} = -\beta_1 \Psi_r^{dq} + \beta_3 \mathbf{I}_s^{dq} + n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{dq} - \omega_s \mathbf{J}_2 \Psi_r^{dq} \quad (2.28)$$

$$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}_s^{dqT} \mathbf{J}_2 \Psi_r^{dq} \quad (2.29)$$

onde

$\Psi_r^{dq}(t) = [\psi_1(t) \ \psi_2(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$	vetor representando o fluxo do rotor;
ω_s	entrada de controle auxiliar representando a velocidade do sistema de coordenadas variante no tempo (d,q) ;
n_p	número de pares de pólos;
$\mathbf{I}_s^{dq}(t) = [I_1(t) \ I_2(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$	vetor representando a corrente de estator;
$\mathbf{V}_s^{dq}(t) = [v_1(t) \ v_2(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$	vetor representando a entradas de controle;

2.7 Princípio do controle vetorial

Os métodos do controle vetorial para motores de indução podem ser encontrados no trabalho Santisteban & Stephan (2001). Os autores apresentam uma visão geral e propõem uma classificação e comparação destes métodos. O aparecimento dos princípios teóricos do controle vetorial permitiu o controle do motor de indução de forma semelhante ao motor de corrente contínua de excitação independente. O princípio teórico desta técnica consiste em promover o alinhamento do eixo direto do sistema de coordenadas variante no tempo (d,q) com o fluxo do rotor da máquina, o que resulta no desacoplamento entre o fluxo e o torque. Os métodos de implementação do controle vetorial, em função do modo como o alinhamento do fluxo é conseguido, dividem-se em diretos e indiretos.

Nos métodos diretos o conhecimento da posição do fluxo é obtido do vetor espacial de fluxo. Essa informação pode ser conseguida por medição direta, com o uso de sensores de fluxo instalados no interior da máquina, pela estimação do fluxo de entreferro obtido pela medição da terceira harmônica da tensão de estator ou por estimação a partir da medida de grandezas terminais (correntes, tensões, velocidade). No trabalho de Blaschke (1971), a posição do fluxo foi obtida pela medição no entreferro através de sensores de efeito *Hall* montados ortogonalmente na superfície do estator.

O controle vetorial indireto usa uma relação do escorregamento para estimar a posição do fluxo em relação ao rotor. A posição do fluxo é obtida pela adição da posição estimada do fluxo relativamente ao rotor com a posição do rotor obtida por

medição ou estimação.

Observa-se que em (2.27)-(2.29), se o sistema de coordenadas estiver fixo no vetor fluxo do rotor, conforme figura (2.7), a representação dinâmica poder ser simplificada definindo-se o vetor fluxo do rotor como

$$\Psi_r^{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

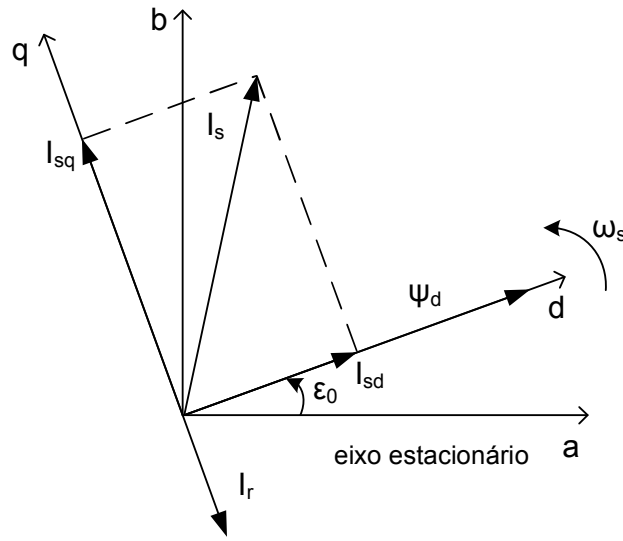


FIGURA 2.7: Disposição do vetor fluxo do rotor orientado com eixo d .

Pode-se adotar, com vantagens, a seguinte notação escalar para o sistema, a partir das equações (2.27),(2.28) e (2.29)

$$L_I \dot{I}_1 = -R_I I_1 + \beta_1 \psi_d + L_I \omega_s I_2 + \beta_2 v_1 \quad (2.31)$$

$$L_I \dot{I}_2 = -R_I I_2 - n_p \omega \psi_d - L_I \omega_s I_1 + \beta_2 v_2 \quad (2.32)$$

$$\dot{\psi}_d = -\beta_1 \psi_d + \beta_3 I_1 \quad (2.33)$$

$$0 = \beta_3 I_2 + n_p \omega \psi_d - \omega_s \psi_d \quad (2.34)$$

$$M_m \dot{\omega} + B \omega + T_L = \alpha_2 I_2 \psi_d. \quad (2.35)$$

Destas considerações, o seguinte projeto pode ser facilmente apresentado

$$\mathbf{I}_s^{dq}(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\beta_3} (\beta_1 \psi_d + \dot{\psi}_d) \\ \frac{1}{\alpha_2 \psi_d} (M_m \dot{\omega} + B\omega + T_L) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\omega_s = n_p \omega - \frac{\beta_3 I_2}{\psi_d} \quad (2.37)$$

Considerando-se uma análise feita a partir da representação da dinâmica apresentada em (2.31)-(2.35), as seguintes observações podem ser feitas:

1. a parcela $I_1(t)$ da corrente do estator controla a amplitude do fluxo do rotor, como visto em (2.33);
2. considerando-se constante o fluxo do rotor, em regime permanente, existe uma relação algébrica entre a parcela $I_2(t)$ da corrente do estator e a velocidade de rotação do sistema de coordenadas $\omega_s(t)$;
3. a parcela $I_2(t)$ controla diretamente o torque de transmissão, dado por (2.35).

Este projeto é a base do controle por orientação de campo e, considerando-se que o valor do fluxo do rotor é sempre diferente de zero, caso contrário ocasionaria um problema de singularidade.

No trabalho de Ortega & Taoutaou (1999) mostra que um sistema de controle definido a partir de (2.36)-(2.37) é globalmente estável. Para contornar o problema da singularidade, os autores apresentam uma solução elegante, na qual o valor do fluxo do rotor em (2.36)-(2.37) é substituído pelo seu valor desejado.

2.8 Modelo estacionário

O modelo obtido anteriormente é válido em regime dinâmico e é utilizado principalmente para o controle e simulação. Porém, é possível desenvolver um modelo simplificado, válido em regime estacionário, supondo a alimentação trifásica senoidal e equilibrada nos enrolamentos do estator. Nesta suposição, pode-se demonstrar que as correntes do estator e do rotor constituem dois sistemas de corrente senoidalmente equilibrados. Então, o modelo do motor é descrito das seguintes equações:

$$V_s = (R_s + j\omega_e(L_s - L_m))i_s + j\omega_e L_m(i_s + i_r) \quad (2.38)$$

$$0 = \left(R_r + R_r \frac{1-s}{s} + j\omega_e(L_r - L_m) \right) i_r + j\omega_e L_m(i_s + i_r) \quad (2.39)$$

onde s é o escorregamento, definido como:

$$s = \frac{\omega_e - \omega}{\omega_e} \quad (2.40)$$

$$\omega = \omega_e(1 - s) \quad (2.41)$$

com ω_e sendo a frequência angular da fonte senoidal.

A figura 2.8 mostra o circuito equivalente do motor de indução onde:

$$\begin{aligned} X_\mu &= \omega_e L_m && \text{reatância de magnetização} \\ X_s &= \omega_e(L_s - L_m) && \text{reatância estatórica de dispersão} \\ X_r &= \omega_e(L_r - L_m) && \text{reatância rotórica de dispersão} \end{aligned}$$

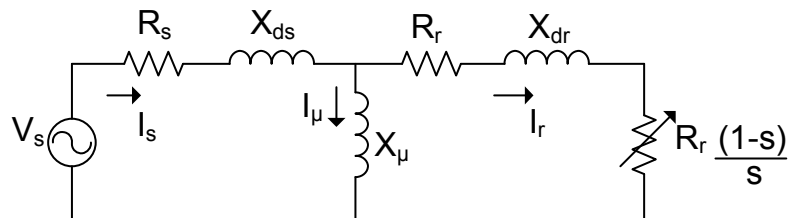


FIGURA 2.8: Circuito equivalente por fase do motor de indução em regime estacionário.

2.9 Conclusão

A motivação para o uso de motores de indução em pesquisa, provém do fato de que este motor é um dos mais largamente usados em aplicações industriais devido à sua confiabilidade, robustez mecânica e custo relativamente baixo.

Neste capítulo foram apresentados os modelos dinâmicos do motor de indução nas referências trifásica e bifásicas, tanto em relação ao eixo fixo do estator (a,b) como em relação a um eixo girante (d,q) e os fundamentos básicos do controle vetorial.

Embora seja possível desenvolver um modelo dinâmico preciso, este modelo exhibe:

- termos bilineares na equação estática do torque, que são produtos da corrente elétrica do estator e do fluxo do rotor;
- termos bilineares na dinâmica do subsistema elétrico, que são produtos da velocidade do rotor e a corrente elétrica do estator.

Além disto, o valor da resistência do rotor pode variar em função da temperatura. Outro dado importante é que o sensor de velocidade e de posição são caros se comparados ao preço do motor, principalmente os fracionários.

Devido a estes fatos, este trabalho irá tratar o caso da ausência do sensor mecânico de velocidade ou posição no caso de conhecer os outros parâmetros (Capítulo 3) e apresentar um novo controlador levando-se em conta a adaptação da resistência rotórica e torque de carga (Capítulo 4).

Toda a abordagem deste trabalho é baseado na técnica de *backstepping*, apresentada no apêndice A.

Capítulo 3

Controle de velocidade *sensorless* com parâmetros conhecidos

3.1 Introdução

Nos últimos anos, avanços significativos foram feitos no desenvolvimento de algoritmos de controle de motores de indução baseados nas medições de velocidade do rotor e da corrente do estator.

Porém em muitos casos, sensores de velocidade não são disponíveis. Nesse caso, a solução é usualmente chamado de controle *sensorless*, onde apenas as correntes do estator estão disponíveis para medição. Diversos trabalhos propõem soluções para este problema. Porém, a maioria das estratégias de controle propostas apresentam uma ou mais das seguintes características:

1. falta de um desenvolvimento matemático rigoroso ou prova de estabilidade do sistema em malha-fechada;
2. negligência de não-linearidades do sistema eletromecânico, ou seja, o modelo é linearizado;
3. o modelo de ordem completa não é utilizado no desenvolvimento do controle.

Neste capítulo são analisados, simulados e testados experimentalmente três controladores: i) um controlador tradicional V/f constante, ii) um controlador por orientação de campo indireto (*indirect field orientation control* - IFOC) em malha aberta apresentado por Marino et al. (2004), e iii) um esquema observador-controlador também baseado em IFOC e em *backstepping* apresentado no trabalho de Feemster et al. (2001). Este último garante rastreamento exponencial, semi-global para um modelo não-linear de ordem completa

3.2 Controlador V/f constante

Uma maneira fácil de ajustar a velocidade do motor de indução é a partir da variação da frequência da alimentação. Como mostrado na figura 1.2, um limitador reduz a largura de banda do comando da frequência no estator. Esse sinal gera a magnitude da tensão de entrada V_s^* enquanto que a sua integral gera o argumento $arg(V_s^*)$.

A partir da equação da tensão em modo estacionário (2.38)

$$V_s = (R_s + j\omega_e (L_s - L_m)) i_s + j\omega_e L_m (i_s + i_r) \quad (3.1)$$

e levando-se em conta que a queda de tensão nos enrolamentos do estator é pequena, sobretudo nas altas rotações, a equação (3.1) pode ser reescrita como

$$V_s = j\omega_e \psi_s \quad (3.2)$$

ou seja, $\psi_s = V_s/\omega_e$ (ou V/f). Mantendo esta relação constante, o valor do fluxo do estator sempre estará em seu valor nominal.

No enfraquecimento do campo, ou seja, quando a frequência da tensão do estator é maior que a nominal, a relação é mantida no seu valor máximo. Nas baixas frequências, a influência da queda de tensão na resistência aumenta, degradando o sistema.

O módulo e o argumento da tensão V_s^* geram a tensão de referência para o inversor PWM. Assim, o acionamento V/f constante é simplesmente um controlador *feedforward*, onde a velocidade no eixo ω é diferente da velocidade de referência ω_d^* , principalmente quando uma carga é acoplada.

3.2.1 Resultados - 1ª Referência

3.2.1.1 Simulação

O controlador V/f constante foi simulado em *script* desenvolvido em ambiente MATLAB, utilizando parâmetros especificados no capítulo 5. Os perfis de velocidade e torque de carga aplicado são mostrados no apêndice B.

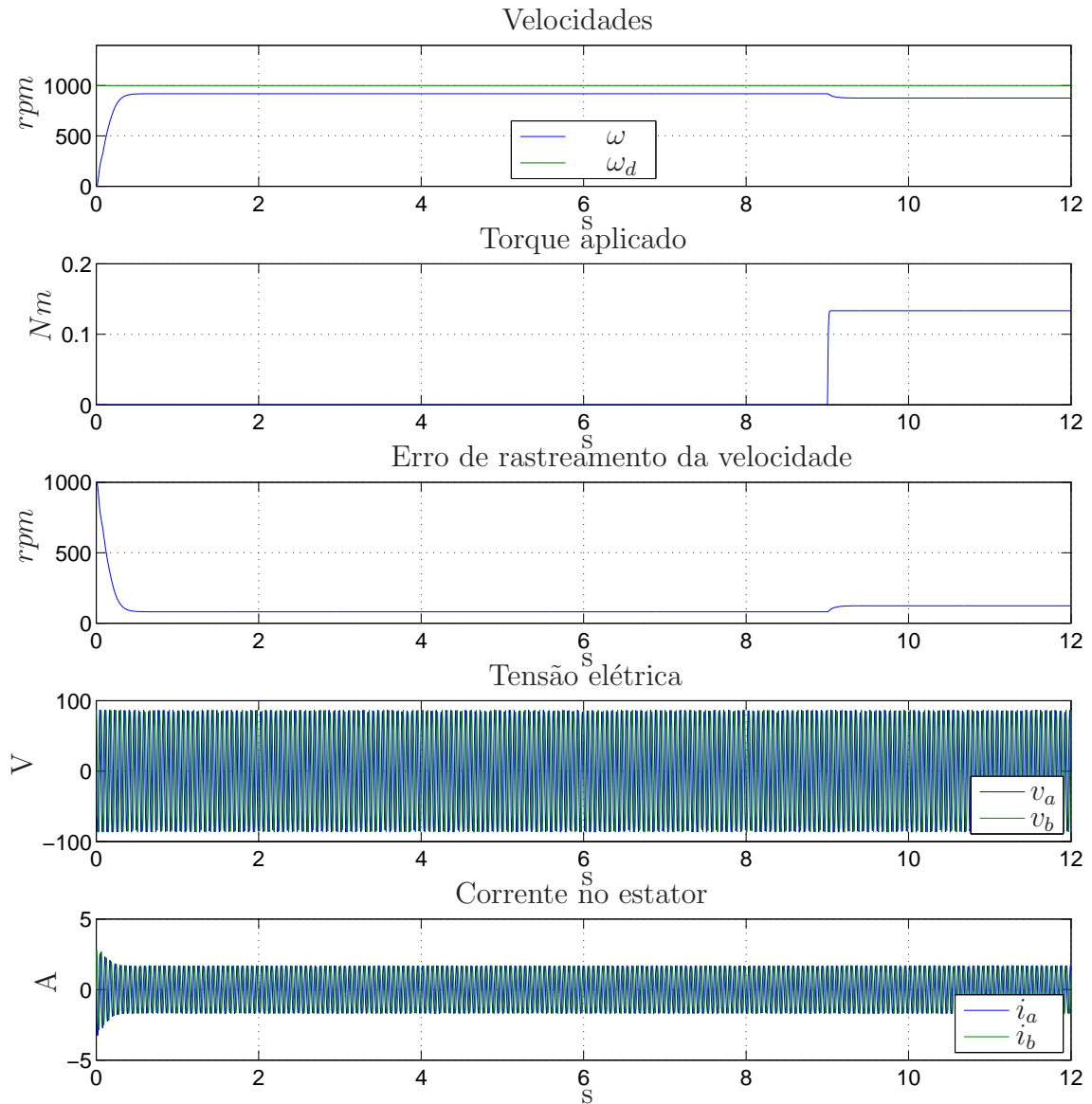


FIGURA 3.1: Resultados de simulação para 1ª referência - controle V/f.

Observa-se que a velocidade não atinge o valor de referência devido ao escorregamento. Além disto, quando o torque é aplicado, não há compensação no controle da velocidade.

3.2.1.2 Resultados experimentais

Para testar o controlador V/f constante, foram feitas experiências com um motor de indução trifásico, especificado no capítulo 5. Maiores detalhes da implementação prática serão mostrados nos capítulos 5 e 6.

Os perfis da velocidade de referência são mostrados no apêndice B.

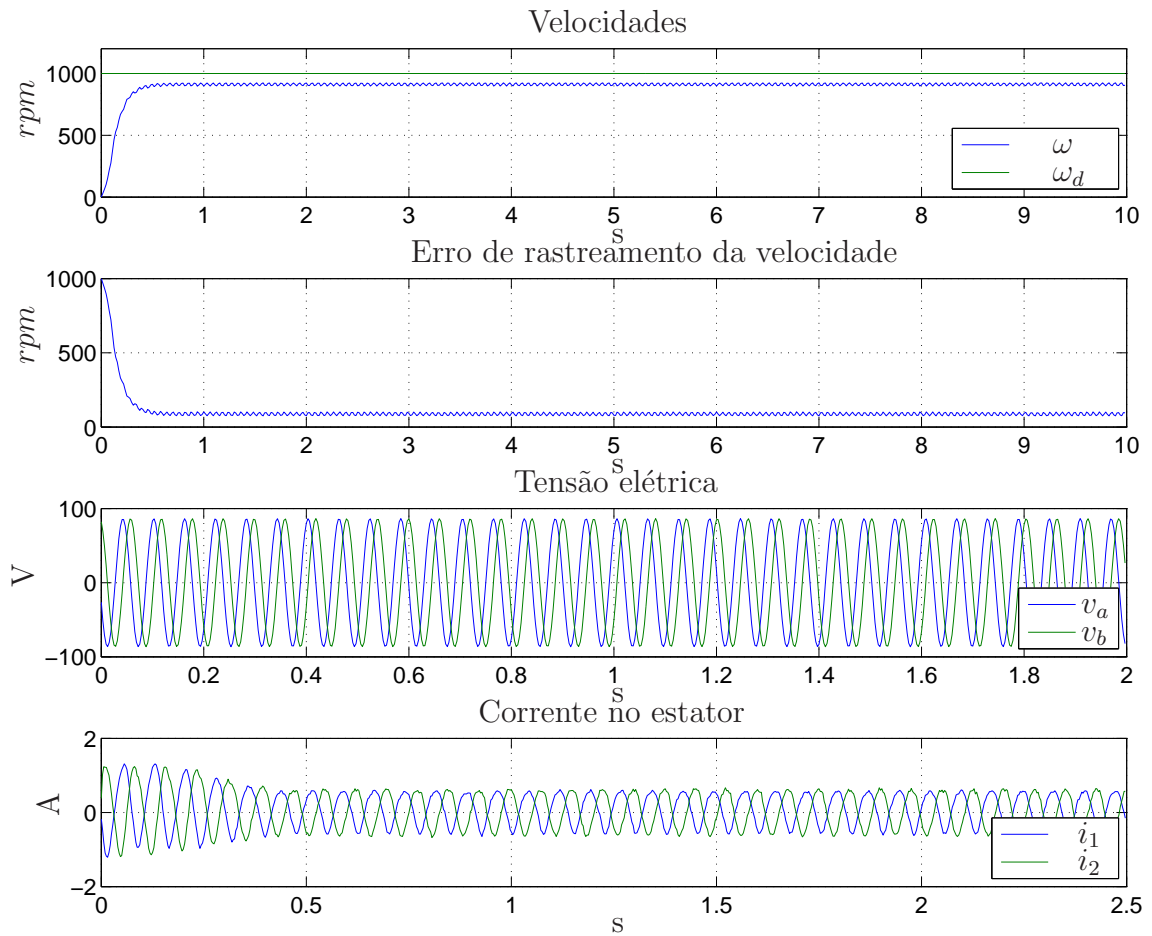


FIGURA 3.2: Resultados experimentais para 1ª referência - controle V/f.

3.2.2 Resultados - 2ª Referência

3.2.2.1 Simulação

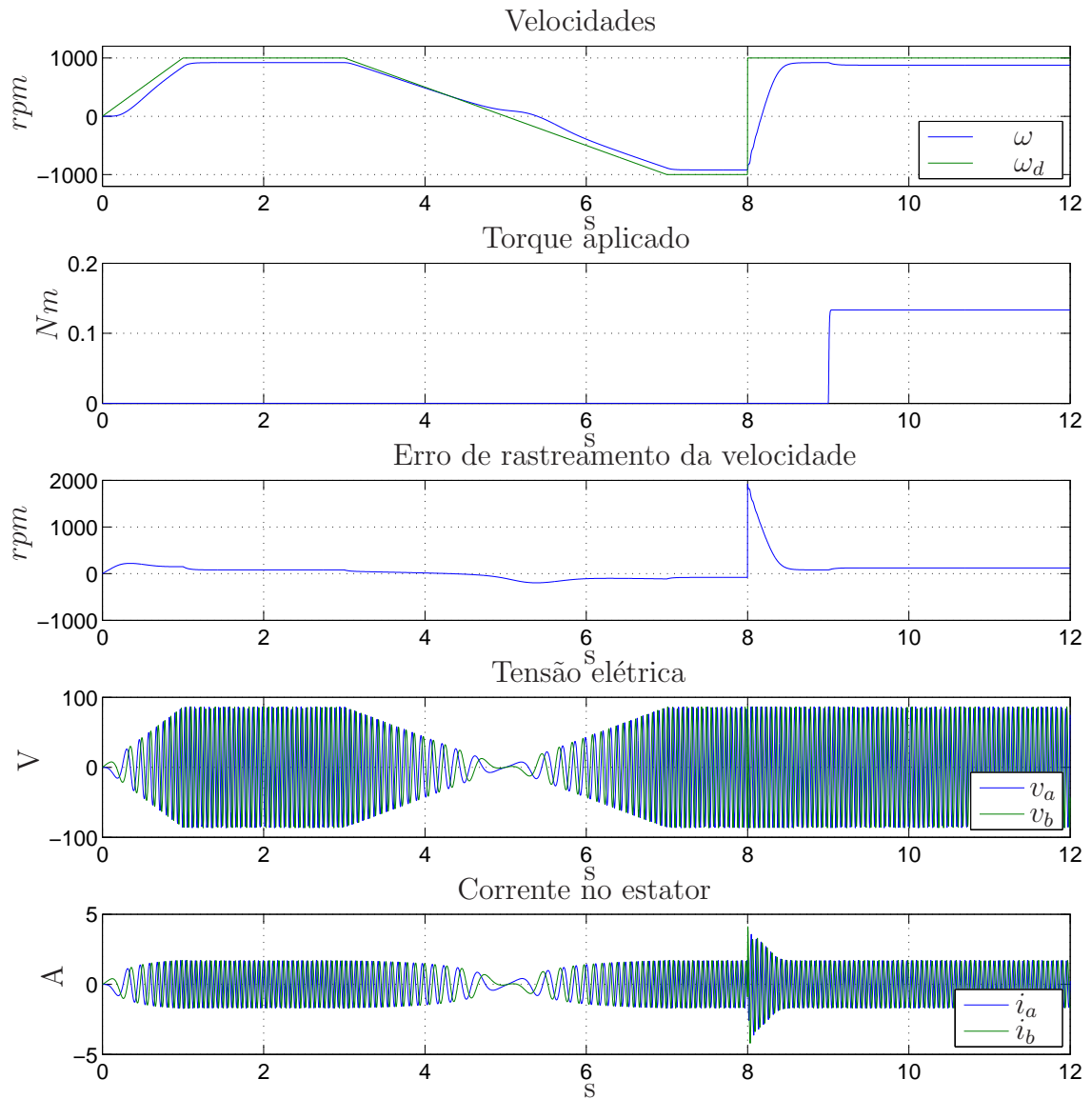


FIGURA 3.3: Resultados de simulação para 2ª referência - controle V/f.

3.2.2.2 Resultados experimentais

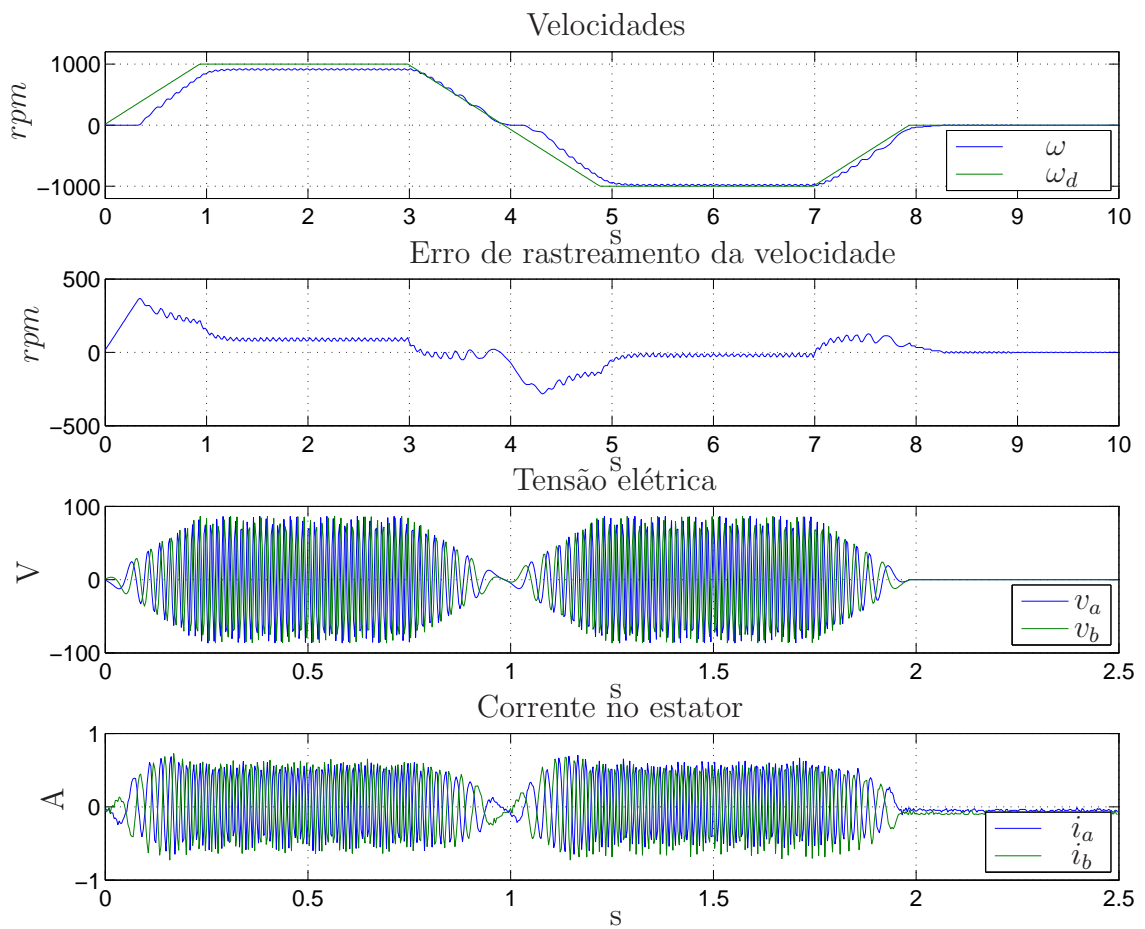


FIGURA 3.4: Resultados experimentais para 2ª referência - controle V/f.

3.2.3 Resultados - 3ª Referência

3.2.3.1 Simulação

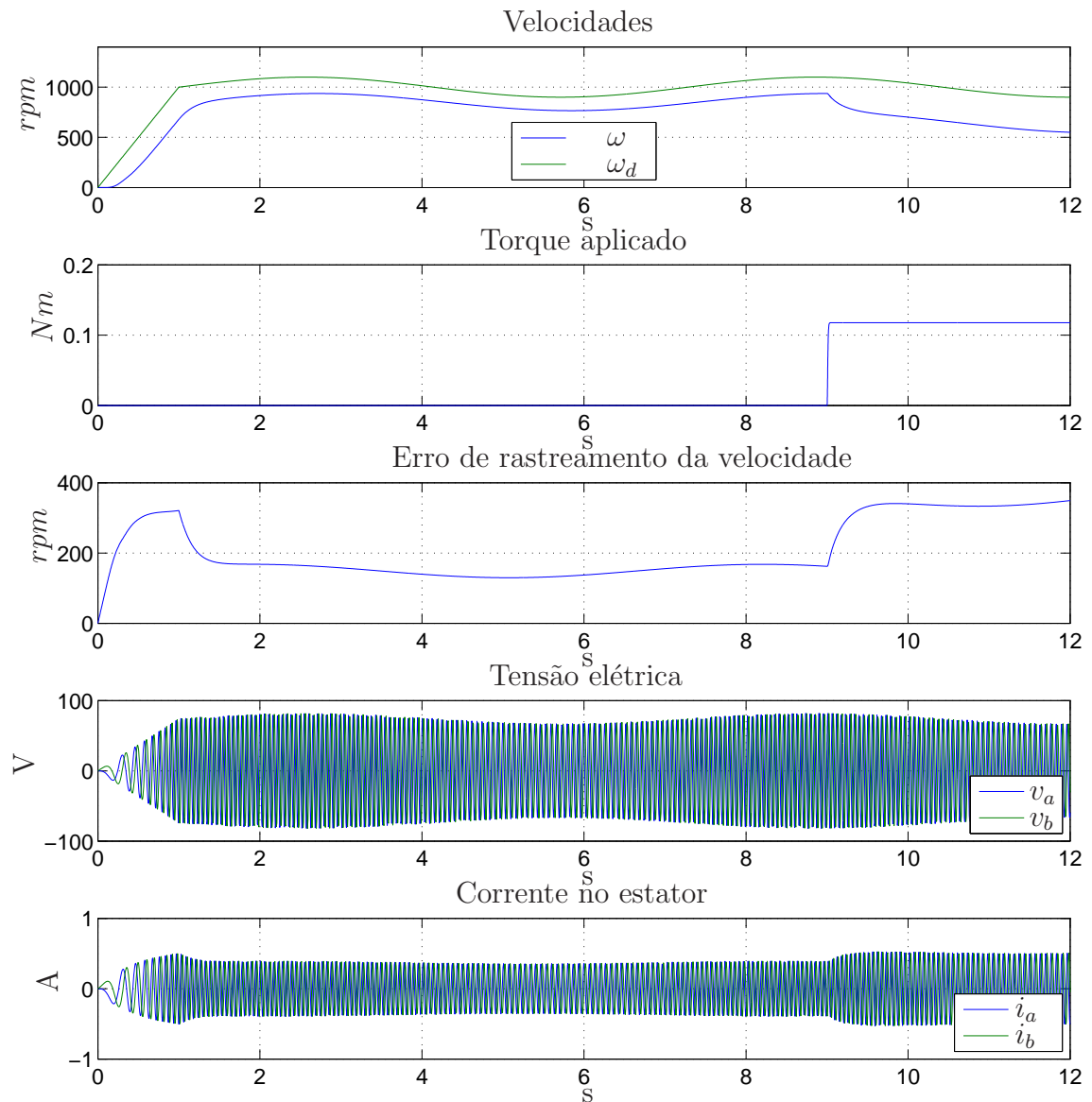


FIGURA 3.5: Resultados de simulação para 3ª referência - controle V/f.

3.2.3.2 Resultados experimentais

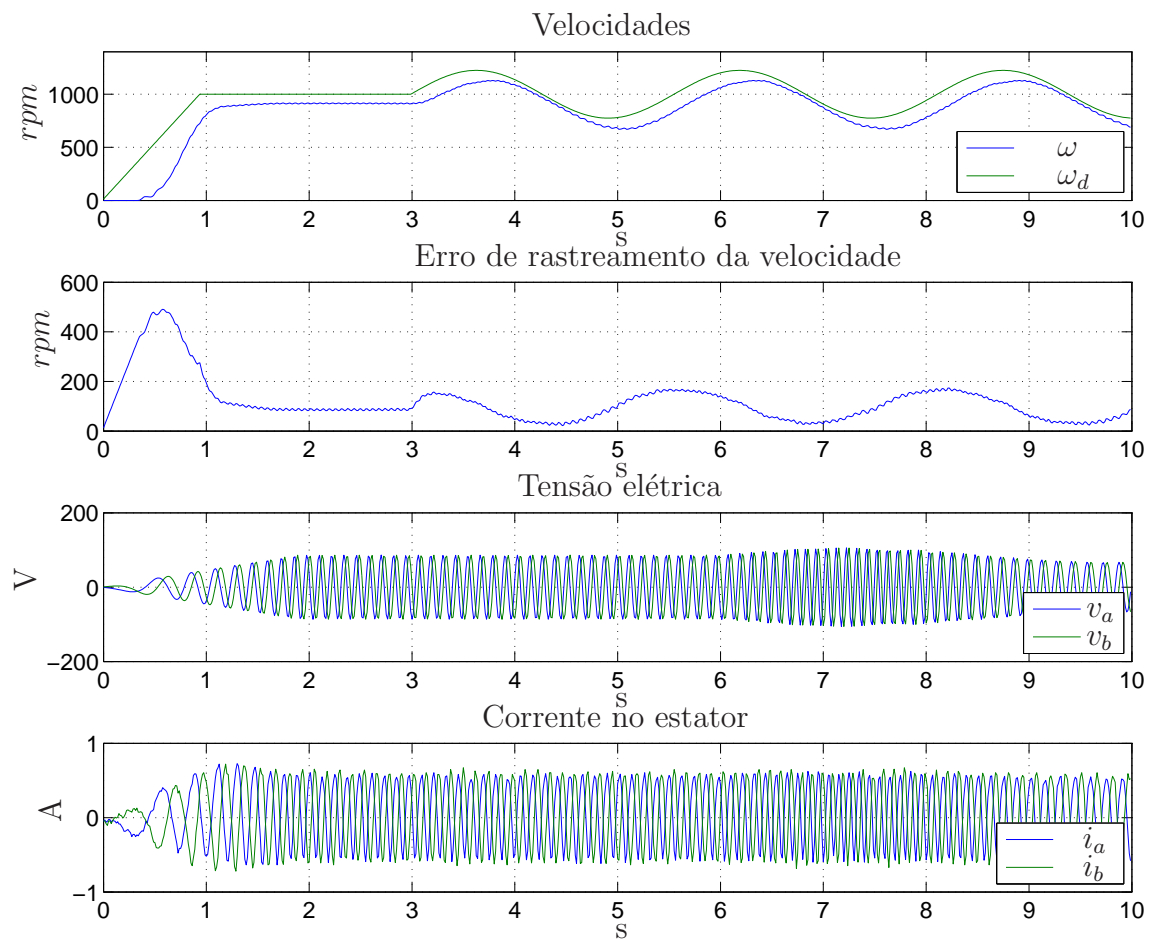


FIGURA 3.6: Resultados experimentais para 3^a referência - controle V/f.

3.3 Controlador IFOC em malha-aberta

No trabalho de Marino et al. (2004) é apresentado um controlador de velocidade baseado no modelo do motor de indução explorando a estrutura em malha aberta.

Substituindo as variáveis de estados ω , \mathbf{I} e Ψ por seus valores de referências ω_d , \mathbf{I}_d e Ψ_d e as entradas de controle \mathbf{V} e ω_s por \mathbf{V}_d e ω_{sd} nas equações (2.27), (2.28) e (2.29), tem-se

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_d = -R_I \mathbf{I}_d + \beta_1 \Psi_d - n_p \omega_d \mathbf{J}_2 \Psi_d - L_I \omega_{sd} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_d + \beta_2 \mathbf{V}_d \quad (3.3)$$

$$\dot{\Psi}_d = -\beta_1 \Psi_d + \beta_3 \mathbf{I}_d + n_p \omega_d \mathbf{J}_2 \Psi_d - \omega_{sd} \mathbf{J}_2 \Psi_d \quad (3.4)$$

$$M_m \dot{\omega}_d = -B \omega_d - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}_d^T \mathbf{J}_2 \Psi_d \quad (3.5)$$

onde, $\Psi_d = [\psi_d(t) \ 0] \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor representando o fluxo de referência do rotor seguindo a estratégia do controle por orientação por campo, $\mathbf{I}_d = [I_{d1}(t) \ I_{d2}(t)] \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor representando a corrente desejada no estator, $\mathbf{V}_d = [v_{d1}(t) \ v_{d2}(t)] \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor representando a tensão de controle. Os índices subscritos e superscritos foram retirados para economizar a notação.

A partir das equações (3.4) e (3.5), projeta-se as correntes desejadas e a velocidade do campo girante, considerando o torque $T_L(t)$ conhecido, como

$$I_{d1} = \frac{\beta_1}{\beta_3} \psi_d + \frac{1}{\beta_3} \dot{\psi}_d \quad (3.6)$$

$$I_{d2} = \frac{1}{\alpha_2 \psi_d} (M_m \dot{\omega}_d + B \omega_d + T_L) \quad (3.7)$$

$$\omega_{sd} = n_p \omega_d + \frac{\beta_3}{\psi_d} I_{d2} \quad (3.8)$$

A partir da equação (3.3), projeta-se o vetor tensão de controle como

$$\mathbf{V}_d = \frac{1}{\beta_2} \left(L_I \dot{\mathbf{I}}_d + R_I \mathbf{I}_d - \beta_1 \Psi_d + n_p \omega_d \mathbf{J}_2 \Psi_d + L_I \omega_{sd} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_d \right) \quad (3.9)$$

3.3.1 Resultados - 1ª Referência

3.3.1.1 Simulação

O controlador IFOC em malha aberta foi simulado em *script* desenvolvido em ambiente MATLAB, utilizando parâmetros especificados no capítulo 5. Os perfis de velocidade e torque de carga aplicado são mostrados no apêndice B.

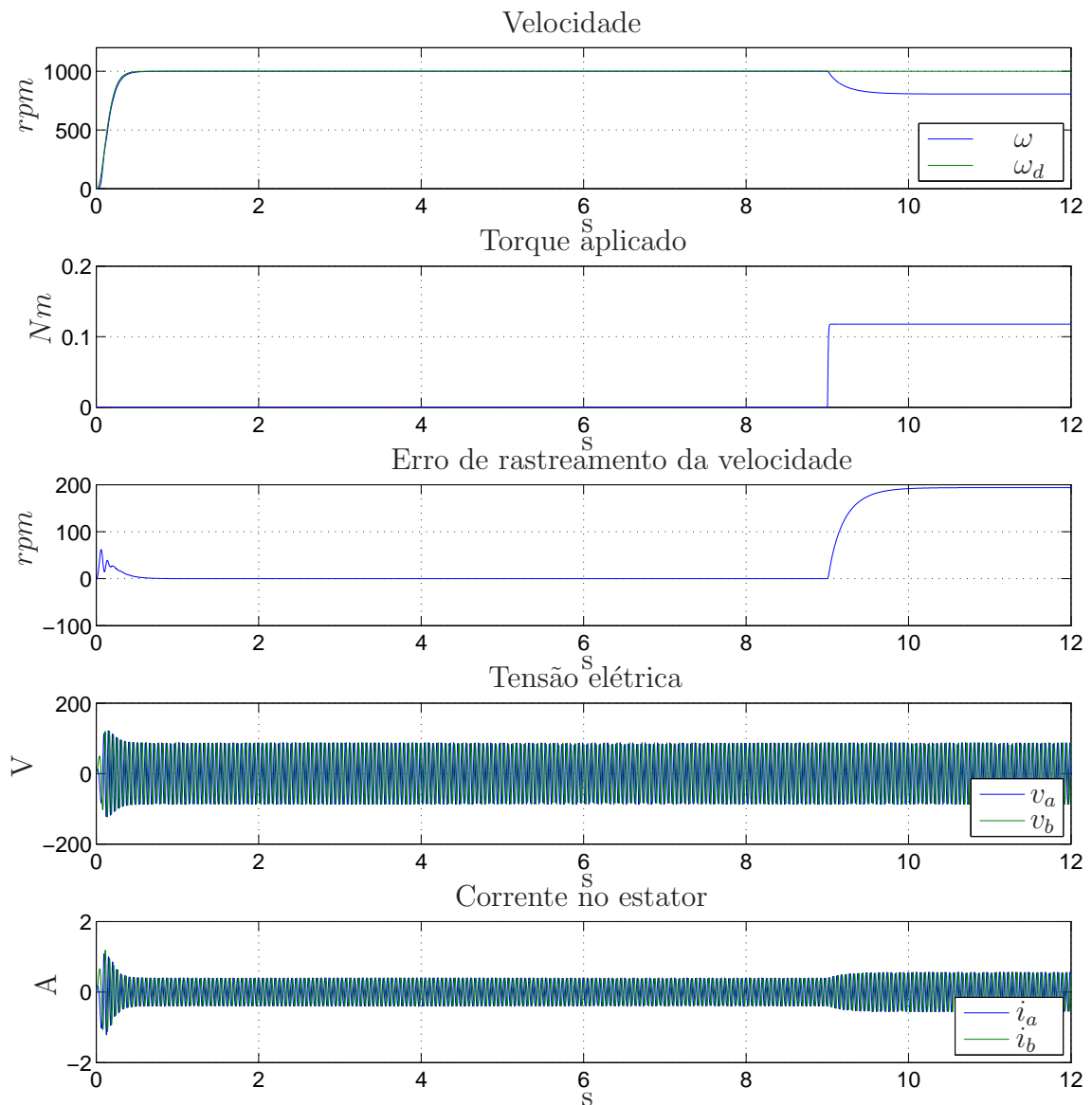


FIGURA 3.7: Resultados de simulação para 1ª referência - IFOC malha-aberta.

3.3.1.2 Resultados experimentais

Para testar o controlador IFOC em malha aberta, foram feitas experiências com um motor de indução trifásico, especificado no capítulo 5. Maiores detalhes da implementação prática serão mostrados nos capítulos 5 e 6.

Os perfis da velocidade de referência são mostrados no apêndice B.

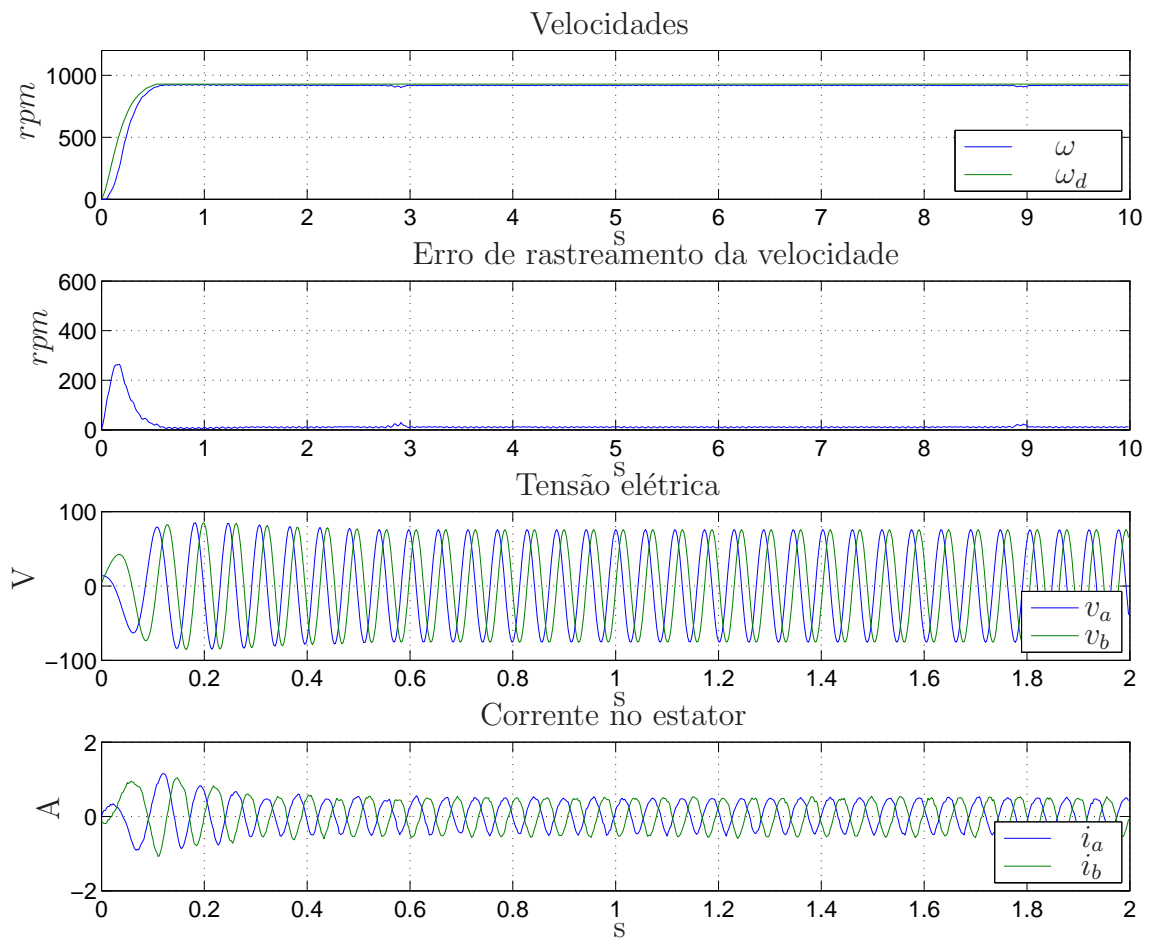


FIGURA 3.8: Resultados experimentais para 1ª referência - IFOC malha-aberta.

3.3.2 Resultados - 2ª Referência

3.3.2.1 Simulação

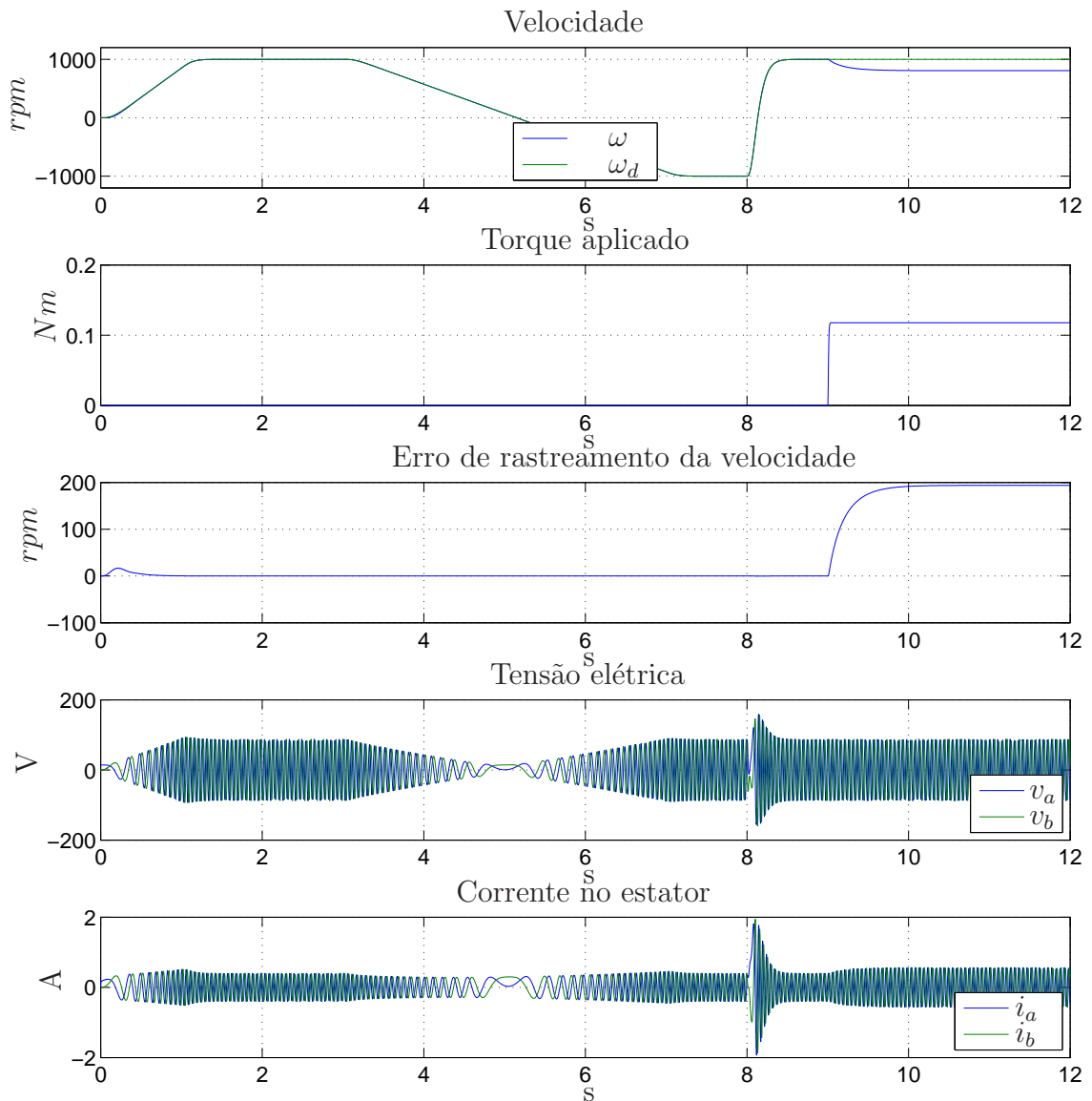


FIGURA 3.9: Resultados de simulação para 2ª referência - IFOC malha-aberta.

3.3.2.2 Resultados experimentais

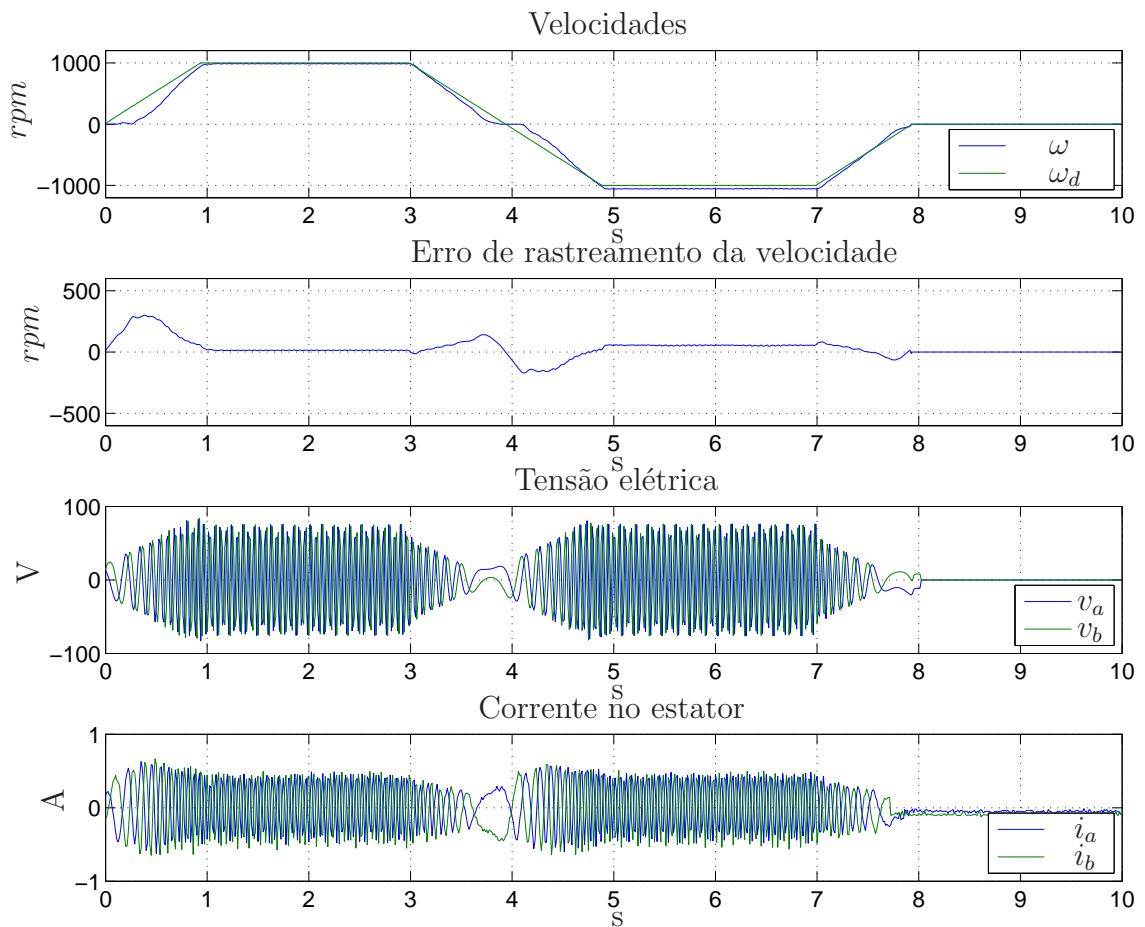


FIGURA 3.10: Resultados experimentais para 2ª referência - IFOC malha-aberta.

3.3.3 Resultados - 3ª Referência

3.3.3.1 Simulação

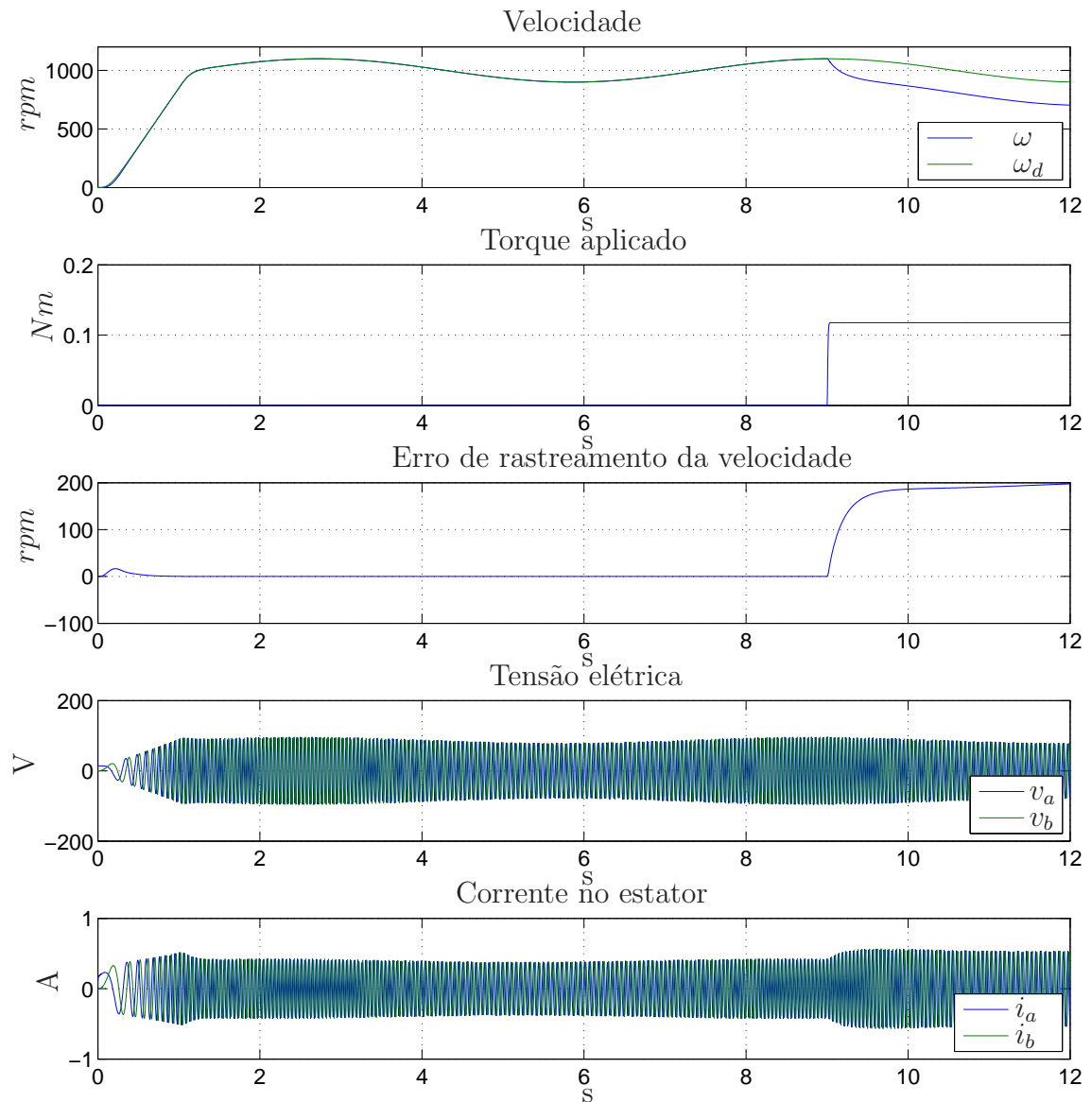


FIGURA 3.11: Resultados de simulação para 3ª referência - IFOC malha-aberta.

3.3.3.2 Resultados experimentais

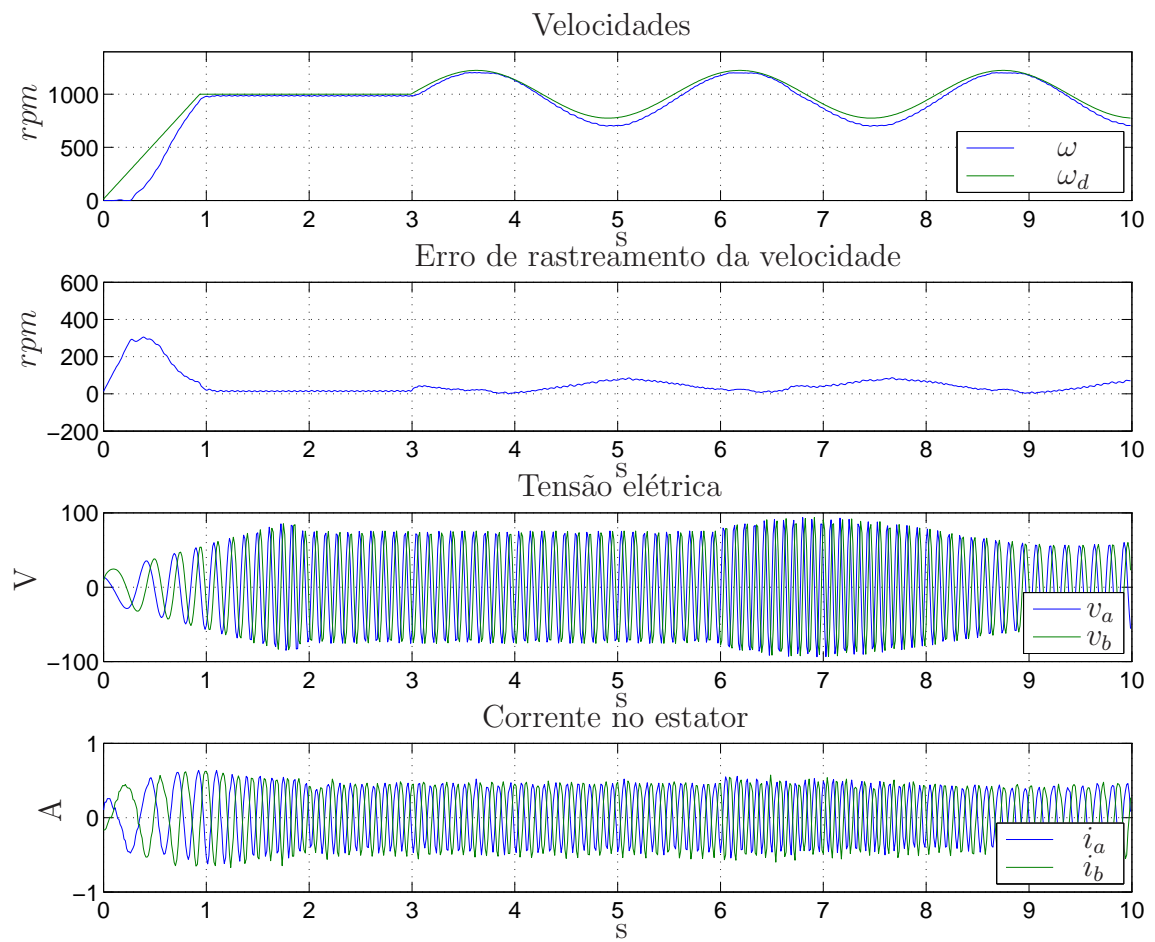


FIGURA 3.12: Resultados experimentais para 3ª referência - IFOC malha-aberta.

3.4 Esquema observador-controlador em malha fechada

No trabalho de Feemster et al. (2001) é apresentado um controlador de velocidade baseado no modelo do motor de indução utilizando apenas medição da corrente do estator. A estratégia de controle é baseada em um observador de velocidade que juntamente com a técnica IFOC e em *backstepping* garante o rastreamento exponencial da velocidade do rotor.

Observação 2 *Os índices subscritos e superscritos foram retirados nesta análise para economizar a notação, ou seja, $\mathbf{V} = \mathbf{V}_s^{dq}$, $\mathbf{I} = \mathbf{I}_s^{dq}$ e $\Psi = \Psi_r^{dq}$.*

3.4.1 Formulação do Problema

Nesta seção, definem-se os sinais de erros necessários para facilitar o projeto do controlador de rastreamento da velocidade. Especificamente, define-se o erro de rastreamento da corrente do estator $\eta_I(t) \in \mathfrak{R}^2$ e o erro de rastreamento do fluxo do rotor $\eta_\psi(t) \in \mathfrak{R}^2$ como

$$\eta_I = \mathbf{I}_d - \mathbf{I} \quad (3.10)$$

$$\eta_\psi = \Psi_d - \Psi \quad (3.11)$$

onde $\mathbf{I}_d(t) = [I_{d1}(t) \ I_{d2}(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ e $\Psi_d(t) = [\psi_{d1}(t) \ \psi_{d2}(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ representam os valores desejados da trajetória da corrente de estator e do fluxo do rotor, respectivamente.

Observação 3 *Como sugerido em (Aquino, 1999) e (Marino et al., 2007), o fluxo do rotor é calculado a partir da seguinte expressão*

$$\Psi = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_s - L_s \mathbf{I}) + L_m \mathbf{I} \quad (3.12)$$

onde $\Psi_s(t) \in \mathfrak{R}^2$ representa o fluxo do estator no sistema de referência (a,b). Embora o fluxo do estator seja uma variável difícil de ser instrumentada, ele é relacionado

dinamicamente a valores conhecido, como

$$\dot{\Psi}_s = -R_s \mathbf{I} + \mathbf{V}. \quad (3.13)$$

Desde que é suposto que o sistema parte do repouso, então $\Psi_s(0) = 0$, pode-se integrar (3.13) e substituir a expressão resultante em (3.12).

Como o rastreamento da velocidade é o principal objetivo, define-se o sinal de erro de rastreamento da velocidade $\eta_\omega(t) \in \mathfrak{R}^1$ como

$$\eta_\omega = \omega_d - \omega \quad (3.14)$$

onde $\omega_d(t) \in \mathfrak{R}^1$ representa a trajetória desejada da velocidade do rotor. Devido à falta de medição da velocidade, define-se o sinal de erro de observação da velocidade $\tilde{\omega}(t) \in \mathfrak{R}^1$ e o sinal de erro de rastreamento da velocidade observada $e(t) \in \mathfrak{R}^1$ como

$$\tilde{\omega}(t) = \omega - \hat{\omega} \quad (3.15)$$

$$e = \omega_d - \hat{\omega} \quad (3.16)$$

onde $\hat{\omega}(t) \in \mathfrak{R}^1$ representa a velocidade do rotor observada, ainda a ser projetada.

No desenvolvimento subsequente do controle, assume-se que a trajetória desejada da velocidade e suas primeiras derivadas são limitadas, ou seja,

$$\|\omega_d\| < \varsigma_{d0} \quad \|\dot{\omega}_d\| < \varsigma_{d1} \quad \|\ddot{\omega}_d\| < \varsigma_{d2} \quad (3.17)$$

onde ς_{di} 's são constantes positivas conhecidas.

3.4.2 Projeto do observador de velocidade

Da estrutura de (2.27) e (2.29), projeta-se o seguinte observador para a velocidade:

$$M_m \dot{\hat{\omega}} = p - k_\omega L_I I_2 \quad (3.18)$$

onde a dinâmica do sinal $p(t) \in \mathfrak{R}^1$ é dada por

$$\dot{p} = -B\hat{\omega} - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}^T \mathbf{J}_2 \Psi + k_\omega (-R_I I_2 + \beta_1 \psi_2 - \omega_s L_I I_1 - n_p \hat{\omega} \psi_1 + \beta_2 v_2) - u_{o\omega} \quad (3.19)$$

onde k_ω é um ganho escalar, constante e positivo, T_L é torque de carga conhecido e $u_{o\omega}$ é um sinal que será projetado posteriormente na análise de estabilidade.

Derivando a equação (3.18), substituindo em (3.19) e (2.27) e cancelando os termos em comum, obtém-se a dinâmica não implementável do observador de velocidade, dado como

$$M_m \dot{\hat{\omega}} = -B\hat{\omega} + \alpha_2 \mathbf{I}^T \mathbf{J}_2 \Psi + k_\omega n_p \tilde{\omega} \psi_1 - u_{o\omega} - T_L \quad (3.20)$$

Derivando o erro de observação da velocidade dado pela equação (3.15), substituindo (2.27) e (3.20) e cancelando os termos em comum, obtém-se a expressão da dinâmica do erro de observação da velocidade do rotor:

$$M_m \dot{\tilde{\omega}} = -(k_\omega n_p \psi_{d1} + B) \tilde{\omega} + k_\omega n_p \tilde{\omega} \eta_{\psi_1} + u_{o\omega} \quad (3.21)$$

onde $\eta_{\psi_1} \in \mathfrak{R}^1$ é a primeira componente da trajetória desejada do fluxo do rotor.

Observação 4 *O uso do método de cálculo em tempo real para o fluxo do rotor e a presença do termo $n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi$ em (2.27) permite que o sinal da velocidade seja observado a partir da dinâmica da corrente do estator na análise em malha fechada. Isto é, o projeto do observador proposto nas equações (3.18) e (3.19) contém a vantagem da realimentação do erro de observação da velocidade como visto pela presença do termo $k_\omega n_p \psi_{d1}$ em (3.21), onde ψ_{d1} será projetado para ser positivo. Este termo de realimentação provoca uma melhoria do desempenho no transiente do erro de observação da velocidade, aumentado-se o ganho k_ω simplesmente. Normalmente, a taxa de convergência dos observadores em malha aberta, isto é quando $k_\omega = 0$, é limitada apenas pelo parâmetro B (coeficiente de atrito viscoso), que é um valor baixo (Feemster et al., 2001).*

3.4.3 Projeto do controlador da velocidade

Derivando o sinal de erro de rastreamento da velocidade desejada (3.16), pré-multiplicando pelo parâmetro da inércia do sistema M_m e substituindo pela dinâmica do observador de velocidade (3.20), obtém-se a seguinte expressão para a dinâmica em malha-aberta do erro de rastreamento da velocidade observada:

$$M_m \dot{e} = M_m \dot{\omega}_d + B\hat{\omega} - \alpha_2 \mathbf{I}^T \mathbf{J}_2 \Psi - k_\omega n_p \tilde{\omega} \psi_1 + u_{o\omega} + T_L \quad (3.22)$$

Para facilitar o projeto, o sinal de torque desejado τ_d será somado e subtraído, no lado direito de (3.22)

$$M_m \dot{e} = M_m \dot{\omega}_d + B\hat{\omega} - k_\omega n_p \tilde{\omega} \psi_{d1} + k_\omega n_p \tilde{\omega} \eta_{\psi_1} + u_{o\omega} - \tau_d + (\tau_d - \alpha_2 \mathbf{I}^T \mathbf{J}_2 \Psi) + T_L \quad (3.23)$$

onde a definição (3.11) foi utilizada.

Para assegurar que o torque desejado é desenvolvido no subsistema mecânico, projeta-se a trajetória desejada para a corrente de estator $\mathbf{I}_d(t)$ e a trajetória do fluxo desejado $\Psi_d(t)$ como

$$\mathbf{I}_d = \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d1} \\ \frac{\tau_d}{\alpha_2 \psi_{d1}} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\Psi_d = \begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{d2} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde \mathbf{I}_{d1} será projetado no rastreamento do fluxo do rotor, $\psi_{d1}(t)$ é definido como uma função estritamente positiva e $\psi_{d2} = 0$.

A partir da equação (3.24), percebe-se que $\mathbf{I}_d(t)$ e $\Psi_d(t)$ foram projetados para assegurar a relação

$$\alpha_2 \mathbf{I}_d^T \mathbf{J}_2 \Psi_d = \tau_d \quad (3.26)$$

Observação 5 *O projeto da trajetória da corrente desejada do estator $\mathbf{I}_d(t)$ e a correspondente tensão de controle $V_c(t)$ necessitam do cálculo de $\dot{\psi}_{d1}(t)$ e $\ddot{\psi}_{d1}(t)$. Assim, as primeiras derivadas de ψ_{d1} precisam ser limitadas, ou seja*

$$\left\| \dot{\psi}_{d1} \right\| < \kappa_1 \quad \left\| \ddot{\psi}_{d1} \right\| < \kappa_2 \quad (3.27)$$

A necessidade de ψ_{d1} ser uma função estritamente positiva, deve-se ao fato de evitar singularidade no projeto de I_{d2} e na análise futura de $\omega_s(t)$

A estrutura da equação (3.23) motiva o projeto da trajetória desejada como

$$\tau_d = K_\omega e + M_m \dot{\omega}_d + B\omega_d + T_L + u_{o\omega} + u_{o\tau} \quad (3.28)$$

onde K_ω é um ganho escalar de controle constante e positivo e $u_{o\tau}$ é um sinal que será projetado posteriormente na análise de estabilidade para compensar termos conhecidos e determinar a convergência do erro de rastreamento da velocidade observada a zero.

Substituindo (3.28) em (3.23), cancelando os termos comuns e utilizando as definições (3.10), (3.11) e (3.16), obtém-se a seguinte expressão em malha fechada do erro de rastreamento da velocidade observada

$$M_m \dot{e} = -(K_\omega + B)e + k_\omega n_p \tilde{\omega} \eta_{\psi_1} - k_\omega n_p \psi_{d1} \tilde{\omega} - u_{o\tau} + \alpha_2 [\mathbf{I}_d^T \mathbf{J}_2 \eta_\psi + \eta_I^T \mathbf{J}_2 \Psi_d - \eta_I^T \mathbf{J}_2 \eta_\psi] \quad (3.29)$$

3.4.4 Projeto do controlador do fluxo do rotor

Nesta seção, serão projetados os sinais $\mathbf{I}_{d1}(t)$ e $\omega_s(t)$ para garantir que o sinal do fluxo do rotor $\Psi(t)$ siga o sinal do fluxo do rotor desejado $\Psi_d(t)$ da equação (3.25)

Derivando $\eta_{\psi_1}(t)$ na equação (3.11), substituindo em (2.28) e (3.25), usando as definições (3.10) e (3.11) e rearrumando as expressões resultantes, obtém-se

$$\dot{\eta}_{\psi_1} = \dot{\psi}_{d1} + \beta_1 \psi_{d1} - \beta_1 \eta_{\psi_1} + \beta_3 \eta_{I1} - \beta_3 I_{d1} - n_p \omega \eta_{\psi_2} + \omega_s \eta_{\psi_2} \quad (3.30)$$

Baseado na equação (3.30), projeta-se $I_{d1}(t)$ como

$$I_{d1} = \frac{1}{\beta_3} \left[K_\psi \eta_{\psi_1} + \beta_1 \psi_{d1} + \dot{\psi}_{d1} + u_{d1} \right] \quad (3.31)$$

onde K_ψ é um ganho escalar de controle positivo e constante e u_{d1} é um sinal que será projetado posteriormente na análise de estabilidade para compensar termos conhecidos e determinar a convergência do erro de rastreamento do fluxo do rotor a zero.

Substituindo (3.31) em (3.30), cancelando termos comuns e rearrumando os termos,

obtém-se a expressão em malha fechada de $\eta_{\psi 1}(t)$

$$\dot{\eta}_{\psi 1} = -(K_{\psi} + \beta_1) \eta_{\psi 1} + \beta_3 \eta_{I1} - n_p \omega \eta_{\psi 2} + \omega_s \eta_{\psi 2} - u_{d1} \quad (3.32)$$

Da forma similar utilizada para obter (3.30), obtém-se a expressão da dinâmica do erro $\eta_{\psi 2}(t)$ como

$$\dot{\eta}_{\psi 2} = \beta_1 \psi_2 - \beta_3 I_2 - n_p \omega \psi_1 + \omega_s \psi_{d1} - \omega_s \eta_{\psi 1} \quad (3.33)$$

Baseado na equação (3.33), projeta-se o sinal de controle $\omega_s(t)$ como

$$\omega_s = \frac{1}{\psi_{d1}} (-K_{\psi} \eta_{\psi 2} + \beta_3 I_{d2} + n_p \hat{\omega} \psi_{d1} + u_{\omega_s}) \quad (3.34)$$

onde K_{ψ} é um ganho escalar de controle positivo e constante e u_{ω_s} é um sinal que será projetado posteriormente na análise de estabilidade para compensar termos conhecidos e determinar a convergência do erro de rastreamento do fluxo do rotor a zero.

Substituindo (3.34) em (3.33) e utilizando as definições (3.10) e (3.11), obtém-se a expressão em malha fechada

$$\dot{\eta}_{\psi 2} = -(K_{\psi} + \beta_1) \eta_{\psi 2} + \beta_3 \eta_{I2} - n_p \tilde{\omega} \psi_{d1} + n_p \omega \eta_{\psi 1} - \omega_s \eta_{\psi 1} + u_{\omega_s} \quad (3.35)$$

Para simplificar a notação, combinando (3.32) e (3.33) em uma notação vetorial e sabendo que $\psi_{d2} = 0$, tem-se

$$\dot{\eta}_{\psi} = -(K_{\psi} + \beta_1) \eta_{\psi} + \beta_3 \eta_I - n_p \tilde{\omega} \mathbf{J}_2 \Psi_d + n_p \omega \mathbf{J}_2 \eta_{\psi} - \omega_s \mathbf{J}_2 \eta_{\psi} - \mathbf{u}_{1\eta_{\psi}} + \mathbf{u}_{2\eta_{\psi}} \quad (3.36)$$

onde $\mathbf{u}_{1\eta_{\psi}} \in \mathfrak{R}^2$ e $\mathbf{u}_{2\eta_{\psi}} \in \mathfrak{R}^2$ são sinais auxiliares que serão projetados posteriormente na análise de estabilidade, compostos pelos termos u_{d1} e u_{ω_s} .

3.4.5 Projeto do controlador da corrente de estator

Como primeiro passo no projeto das entradas de tensão de controle, a derivada da trajetória da corrente desejada \mathbf{I}_d será expresso em dois termos: um dependente de $\tilde{\omega}$

e outro não. Isto facilitará a análise da dinâmica de η_I . Assim, tem-se que

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_d = \Omega_1 + \Omega_2 \tilde{\omega} \quad (3.37)$$

onde $\Omega_1(t) \in \mathfrak{R}^2$ e $\Omega_2(t) \in \mathfrak{R}^2$ são funções auxiliares compostas de quantidades conhecidas e são fornecidas no final deste capítulo. Derivando $\eta_I(t)$ na equação (3.10), pré-multiplicando por L_I , substituindo em (3.37) e (2.27), tem-se

$$L_I \dot{\eta}_I = \Omega_1 + \Omega_2 \tilde{\omega} + R_I \mathbf{I} - \beta_1 \Psi + n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi + \omega_s \mathbf{J}_2 L_I \mathbf{I} - \beta_2 \mathbf{V} \quad (3.38)$$

Usando as definições (3.10), (3.11) e (3.15) e adotando a mesma idéia proposta para a equação (3.37), obtém-se

$$L_I \dot{\eta}_I = \Omega_3 + \Omega_4 \tilde{\omega} - \beta_2 \mathbf{V}_c \quad (3.39)$$

onde $\Omega_3(t) \in \mathfrak{R}^2$ e $\Omega_4(t) \in \mathfrak{R}^2$ são sinais auxiliares mensuráveis que serão calculados adiante. Baseado na estrutura em malha aberta de (3.39), projetam-se as entradas de tensão do estator como

$$\mathbf{V} = \frac{1}{\beta_2} [K_I \eta_I + \Omega_3 + \mathbf{u}_{vc}] \quad (3.40)$$

onde K_I é um ganho de controle escalar positivo e constante e \mathbf{u}_{vc} é um vetor sinal que será projetado posteriormente na análise de estabilidade para compensar termos conhecidos e determinar a convergência do erro de rastreamento da corrente estatórica a zero.

Substituindo (3.40) em (3.39), cancelando termos comuns e rearrumando a expressão resultante, obtém-se a dinâmica do erro η_I como

$$L_I \dot{\eta}_I = -K_I \eta_I + \Omega_4 \tilde{\omega} - \mathbf{u}_{vc} \quad (3.41)$$

3.4.6 Análise da Estabilidade

Nesta seção, é realizada uma análise da estabilidade tipo Lyapunov do sistema observador-controlador. Especificamente, é definida a seguinte função escalar não-negativa $V(t) \in \mathfrak{R}^1$ como

$$V = \frac{1}{2} (M_m \tilde{\omega}^2 + M_m e^2 + \eta_\psi^T \eta_\psi + L_I \eta_I^T \eta_I) \quad (3.42)$$

Nota-se que $V(t)$ é limitada da seguinte maneira

$$\lambda_1 \|z\|^2 \leq V \leq \lambda_2 \|z\|^2 \quad (3.43)$$

onde $z(t) \in \mathfrak{R}^6$ é definido por

$$z = [\tilde{\omega} \quad e \quad \eta_\psi^T \quad \eta_I^T]^T, \quad (3.44)$$

e λ_1 e λ_2 são constantes escalares positivas, definidas por

$$\lambda_1 = \frac{1}{2} \min \{1, M_m, L_I\} \quad \lambda_2 = \frac{1}{2} \max \{1, M_m, L_I\} \quad (3.45)$$

Após obter a derivada de (3.42), substituindo-se as expressões (3.21), (3.29), (3.36) e (3.41), obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (-k_\omega n_p \psi_{d1} + B) \tilde{\omega} + k_\omega n_p \tilde{\omega} \eta_{\psi 1} + u_{o\omega} \tilde{\omega} + \\ & \left(-(K_\omega + B) e + k_\omega n_p \tilde{\omega} \eta_{\psi 1} - k_\omega n_p \psi_{d1} \tilde{\omega} - u_{o\tau} + \alpha_2 [\mathbf{I}_d^T \mathbf{J}_2 \eta_\psi + \eta_I^T \mathbf{J}_2 \Psi_d - \eta_I^T \mathbf{J}_2 \eta_\psi]^T \right) e + \\ & \left(-(K_\psi + \beta_1) \eta_\psi + \beta_3 \eta_I - n_p \tilde{\omega} \mathbf{J}_2 \Psi_d + n_p \omega \mathbf{J}_2 \eta_\psi - \omega_s \mathbf{J}_2 \eta_\psi - \mathbf{u}_{1\eta_\psi} + \mathbf{u}_{2\eta_\psi} \right)^T \eta_\psi + \\ & (-K_I \eta_I + \Omega_4 \tilde{\omega} - \mathbf{u}_{vc})^T \eta_I \end{aligned} \quad (3.46)$$

Arrumando a equação (3.46), sabendo que $\psi_{d2} = 0$ e utilizando as propriedades da matriz antissimétrica \mathbf{J}_2 , obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -(k_\omega n_p \psi_{d1} + B) \tilde{\omega}^2 - (K_\omega + B) e^2 - (K_\psi + \beta_1) \|\eta_\psi\|^2 - K_I \|\eta_I\|^2 \\ & + k_\omega n_p \tilde{\omega}^2 \eta_{\psi 1} + k_\omega n_p e \tilde{\omega} \eta_{\psi 1} - \mathbf{u}_{1\eta_\psi}^T \eta_\psi \\ & - n_p \psi_{d1} \eta_{\psi 2} \tilde{\omega} + u_{o\omega} \tilde{\omega} \\ & - k_\omega n_p \psi_{d1} \tilde{\omega} e - u_{o\tau} e \\ & + \alpha_2 e \mathbf{I}_d^T \mathbf{J}_2 \eta_\psi + \mathbf{u}_{2\eta_\psi}^T \eta_\psi \\ & + (\tilde{\omega} \Omega_4^T - \alpha_2 e \Psi_d^T \mathbf{J}_2 + \alpha_2 e \eta_\psi^T \mathbf{J}_2 + \beta_3 \eta_\psi^T - \mathbf{u}_{vc}^T) \eta_I \end{aligned} \quad (3.47)$$

Definindo os sinais auxiliares de controle para cancelar ou para aplicar o argumento do amortecimento não-linear (Kokotovic, 1992)

$$\mathbf{u}_{1\eta_\psi} = \begin{bmatrix} \xi (k_\omega n_p)^2 + \xi (k_\omega n_p e)^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \eta_\psi \quad (3.48)$$

$$u_{o\omega} = n_p \psi_{d1} \eta_{\psi 2} \quad (3.49)$$

$$u_{o\tau} = -\xi (k_\omega n_p \psi_{d1})^2 e \quad (3.50)$$

$$\mathbf{u}_{2\eta_\psi} = \alpha_2 e \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_d \quad (3.51)$$

$$\mathbf{u}_{vc} = \xi \|\Omega_4\|^2 \eta_I + \beta_3 \eta_\psi + \alpha_2 e (\mathbf{J}_2 \Psi_d - \mathbf{J}_2 \eta_\psi) \quad (3.52)$$

obtém-se o seguinte limite superior para $\dot{V}(t)$

$$\dot{V} \leq - \left(k_\omega n_p \psi_{d1} + B - \frac{\tilde{\omega}^2}{\xi} - \frac{3}{\xi} \right) \tilde{\omega}^2 - (K_\omega + B) e^2 - (K_\psi + \beta_1) \|\eta_\psi\|^2 - K_I \|\eta_I\|^2. \quad (3.53)$$

Se os ganhos de controle são selecionados da seguinte maneira

$$k_\omega n_p \psi_{d1} + B - \frac{\tilde{\omega}^2}{\xi} - \frac{3}{\xi} > 0 \quad (3.54)$$

então, o limite superior de (3.53) pode ser expresso por

$$\dot{V} \leq -\kappa \tilde{\omega}^2 - (K_\omega + B) e^2 - (K_\psi + \beta_1) \|\eta_\psi\|^2 - K_I \|\eta_I\|^2 \quad (3.55)$$

onde κ é uma constante escalar positiva.

Assim, o limite superior de (3.55) é definido por

$$\dot{V} \leq -\lambda_3 \|z\|^2 \quad (3.56)$$

se a seguinte inequação se mantiver como

$$\|z(t)\|^2 < \xi \left(k_\omega n_p \psi_{d1} + B - \frac{3}{\xi} \right) \quad (3.57)$$

onde λ_3 é uma constante escalar positiva definida como

$$\lambda_3 = \min \{ \kappa, (K_\omega + B), (K_\psi + \beta_1), K_I \}. \quad (3.58)$$

Utilizando as equações (3.56), (3.57) e os limites definidos em (3.43), obtém-se que

$$\dot{V} \leq -\frac{\lambda_3}{\lambda_2} V \quad (3.59)$$

se a seguinte inequação se mantiver como

$$\dot{V}(t) < \xi \lambda_1 \left(k_\omega n_p \psi_{d1} + B - \frac{3}{\xi} \right). \quad (3.60)$$

Assim, a solução da inequação diferencial (3.59) e (3.60) é dada por

$$V(t) \leq \exp \left(-\frac{\lambda_3}{\lambda_2} t \right) V(0). \quad (3.61)$$

Observa-se na equação (3.61) que $V(t) \leq V(0) \forall t$. Assim, a partir das equações (3.43), (3.61) e (3.60), obtém-se

$$\|z(t)\| \leq \sqrt{\frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \exp \left(-\frac{\lambda_3}{2\lambda_2} t \right) \|z(0)\| \quad (3.62)$$

se a seguinte inequação se mantiver como

$$\|z(0)\| < \sqrt{\frac{\xi \lambda_2}{\lambda_1} \left(k_\omega n_p \psi_{d1} + B - \frac{3}{\xi} \right)}. \quad (3.63)$$

Assim, pode ser visto claramente que os sinais de erro da velocidade observada $\tilde{\omega}(t)$ e a do erro de rastreamento da velocidade observada $e(t)$ são exponencialmente estáveis, ou seja,

$$\|\tilde{\omega}(t)\|, \|e(t)\| \leq \gamma_1 \exp(-\gamma_2 t) \quad (3.64)$$

se a inequação (3.63) se mantiver, onde γ_1 e γ_2 são constantes escalares positivas.

Da equação (3.64), obtém-se o rastreamento semi-global da velocidade do rotor, observando que

$$\eta_\omega(t) = \omega_d(t) - \omega(t) = e(t) - \tilde{\omega}(t) \quad (3.65)$$

então

$$\|\eta_\omega(t)\| \leq \gamma_3 \exp(-\gamma_4 t) \quad (3.66)$$

onde γ_3 e γ_4 são constantes escalares positivas. Da equação (3.42) e (3.61), pode ser visto que todos os sinais permanecem limitados durante a operação em malha fechada.

3.4.7 Sinais auxiliares

As funções auxiliares conhecidas usadas na formulação da tensão de controle do estator são apresentadas a seguir.

$$\Omega_1 = \begin{bmatrix} \Omega_{11} \\ \Omega_{12} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$\Omega_{11} = \frac{L_I}{\beta_3} (K_\psi \Omega_b + \ddot{\psi}_{d1} + \beta_1 \dot{\psi}_{d1} + \xi(k_\omega n_p)^2 \Omega_b + \xi(k_\omega n_p)^2 (2e \Omega_a \eta_{\psi 1} + e^2 \Omega_b) + \alpha_2 \left(\Omega_a I_{d2} + \frac{e \Omega_{12}}{L_I} \right) \quad (3.68)$$

$$\Omega_{12} = \frac{L_I \Omega_d}{\alpha_2 \psi_{d1}} - \frac{L_I \tau_d \dot{\psi}_{d1}}{\alpha_2 \psi_{d1}^2} \quad (3.69)$$

$$\Omega_a = \frac{1}{M_m} \left(-(K_\omega + B)e - \xi(k_\omega n_p \psi_{d1})^2 e + \alpha_2 (\mathbf{I}_d^T \mathbf{J}_2 \eta_\Psi + \eta_I^T \mathbf{J}_2 \Psi_d - \eta_I^T \mathbf{J}_2 \eta_\Psi) \right) \quad (3.70)$$

$$\Omega_b = -(K_\psi + \beta_1) \eta_{\psi 1} + \beta_3 \eta_{I1} - n_p \hat{\omega} \eta_{\psi 2} + \omega_s \eta_{\psi 2} - \xi(k_\omega n_p)^2 \eta_{\psi 1} - \xi(k_\omega n_p e)^2 \eta_{\psi 1} - \alpha_2 e I_{d2} \quad (3.71)$$

$$\Omega_c = -(K_\psi + \beta_1) \eta_{\psi 2} + \beta_3 \eta_{I2} + n_p \hat{\omega} \eta_{\psi 1} - \omega_s \eta_{\psi 1} + \alpha_2 e I_{d1} \quad (3.72)$$

$$\Omega_d = K_\omega \Omega_a + M_m \ddot{\omega}_d + B \dot{\omega}_d + \xi(k_\omega n_p)^2 (2 \psi_{d1} \dot{\psi}_{d1} e + \psi_{d1}^2 \Omega_a) + n_p (\Omega_c \psi_{d1} + \eta_{\psi 2} \dot{\psi}_{d1}) \quad (3.73)$$

$$\Omega_e = \frac{1}{M_m}(-k_\omega n_p \psi_{d1} + k_\omega n_p \eta_{\psi 1}) \quad (3.74)$$

$$\Omega_f = -n_p \eta_{\psi 2} \quad (3.75)$$

$$\Omega_g = -n_p \psi_{d1} + n_p \eta_{\psi 1} \quad (3.76)$$

$$\Omega_h = K_\omega \Omega_e + \xi(k_\omega n_p)^2 (\psi_{d1}^2 \Omega_e) + n_p \Omega_g \psi_{d1} \quad (3.77)$$

$$\Omega_2 = \begin{bmatrix} \Omega_{21} \\ \Omega_{22} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

$$\Omega_{22} = \frac{L_I \Omega_d}{\alpha_2 \psi_{d1}} - \frac{L_I \tau_d \dot{\psi}_{d1}}{\alpha_2 \psi_d^2} \quad (3.79)$$

$$\Omega_{21} = \frac{L_I}{\beta_3} (K_\psi \Omega_f + \xi(k_\omega n_p)^2 \Omega_f + \xi(k_\omega n_p)^2 (2e \Omega_e \eta_{\psi 1} + e^2 \Omega_f) + \alpha_2 \left(\Omega_e I_{d2} + \frac{e \Omega_{22}}{L_I} \right)) \quad (3.80)$$

$$\Omega_3 = \Omega_1 + R_I \mathbf{I} - \beta_1 \Psi + \omega_s \mathbf{J}_2 L_I \mathbf{I} + n_p \hat{\omega} \mathbf{J}_2 \Psi \quad (3.81)$$

$$\Omega_4 = \Omega_2 + n_p \mathbf{J}_2 \Psi \quad (3.82)$$

3.4.8 Resumo do esquema observador/controlador

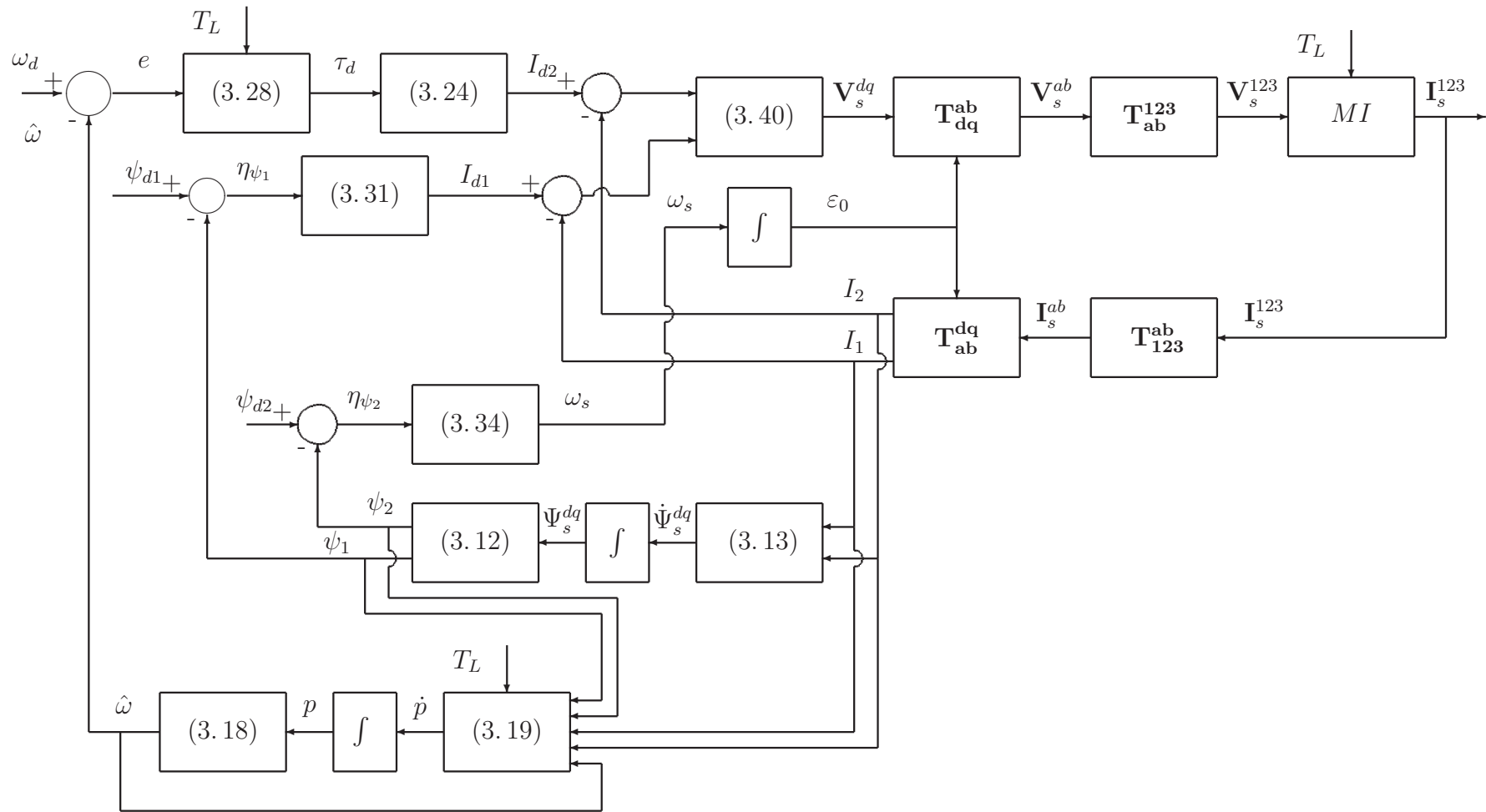
Nessa seção, é mostrado um resumo das equações do algoritmo observador/controlador em malha fechada. Logo após, um diagrama em bloco é ilustrado para um melhor entendimento do algoritmo.

TABELA 3.1: Resumo das equações.

Equações	Ref.	Pág.
$\eta_I = \mathbf{I}_d - \mathbf{I}$	(3.10)	53
$\eta_\psi = \Psi_d - \Psi$	(3.11)	53
$\eta_\omega = \omega_d - \omega$	(3.14)	54
$\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$	(3.15)	54
$e = \omega_d - \hat{\omega}$	(3.16)	54
$\tilde{\omega}(t) = \omega - \hat{\omega}$	(3.15)	54
$\Psi = \frac{Lr}{Lm} (\Psi_s - L_s \mathbf{I}) + L_m \mathbf{I}$	(3.12)	53
$\dot{\Psi}_s = -R_s \mathbf{I} + \mathbf{V}$	(3.13)	54
$M_m \hat{\omega} = p - k_\omega L_I I_2$	(3.18)	54
$\dot{p} = -B\hat{\omega} - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}^T \mathbf{J}_2 \Psi + k_\omega (-R_I I_2 + \beta_1 \psi_2 - \omega_s L_I I_1 - n_p \hat{\omega} \psi_1 + \beta_2 v_2) - u_{o\omega}$	(3.19)	55
$u_{o\omega} = n_p \psi_{d1} \eta_{\psi 2}$	(3.49)	61
$I_{d2} = \frac{\tau_d}{\alpha_2 \psi_{d1}}$	(3.24)	56

TABELA 3.2: Resumo das equações.

Equações	Ref.	Pág.
$\tau_d = K_\omega e + M_m \dot{\omega}_d + B\omega_d + T_L + u_{o\omega} + u_{o\tau}$	(3.28)	57
$u_{o\tau} = -\xi (k_\omega n_p \psi_{d1})^2 e$	(3.50)	61
$I_{d1} = \frac{1}{\beta_3} [K_\psi \eta \psi_1 + \beta_1 \psi_{d1} + \dot{\psi}_{d1} + u_{d1}]$	(3.31)	57
$u_{d1} = \xi (k_\omega n_p)^2 + \xi (k_\omega n_p e)^2$	(3.48)	61
$\omega_s = \frac{1}{\psi_{d1}} (-K_\psi \eta \psi_2 + \beta_3 I_{d2} + n_p \hat{\omega} \psi_{d1} + u_{\omega_s})$	(3.34)	58
$u_{\omega_s} = \alpha_2 e I_{d2}$	(3.48)	61
$\mathbf{V} = \frac{1}{\beta_2} [K_I \eta_I + \Omega_3 + \mathbf{u}_{vc}]$	(3.40)	59
$\mathbf{u}_{vc} = \xi \ \Omega_4\ ^2 \eta_I + \beta_3 \eta_\psi + \alpha_2 e (\mathbf{J}_2 \Psi_d - \mathbf{J}_2 \eta_\psi)$	(3.52)	61



3.4.9 Resultados - 1ª Referência

3.4.9.1 Simulação

O esquema observador-controlador foi simulado em *script* desenvolvido em ambiente MATLAB, utilizando parâmetros especificados no capítulo 5. Os perfis de velocidade e torque de carga aplicado são mostrados no apêndice B. O desempenho do esquema observador-controlador foi alcançado com os seguintes ganhos

$$K_I = 8 \quad k_\omega = 0,02 \quad K_\omega = 0,075 \quad K_\psi = 0,1 \quad \xi = 0,0015$$

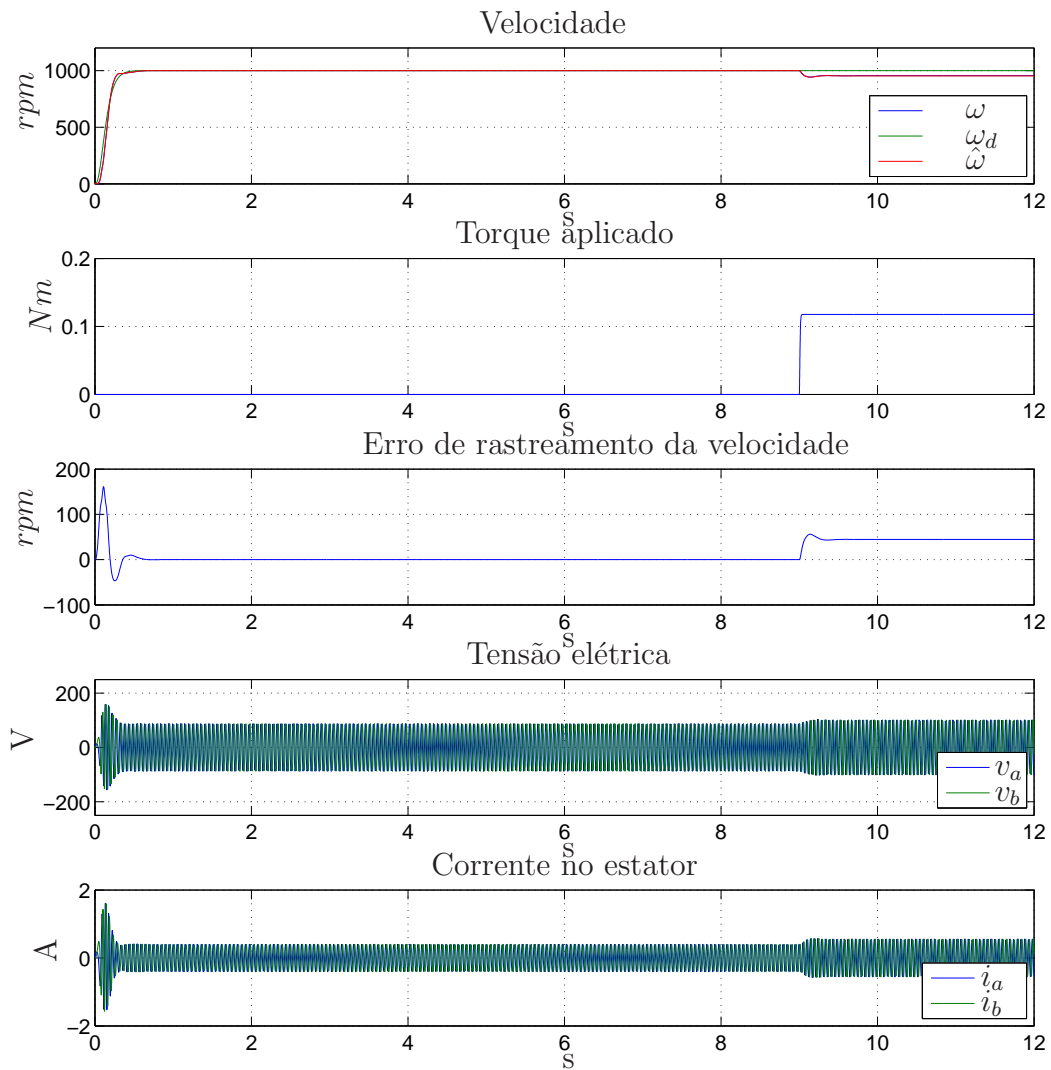


FIGURA 3.13: Resultados de simulação para 1ª referência - Observador-controlador.

3.4.9.2 Resultados experimentais

Para testar o esquema observador-controlador, foram feitas experiências com um motor de indução trifásico, especificado no capítulo 5. Maiores detalhes da implementação prática serão mostrados nos capítulos 5 e 6.

Os perfis da velocidade de referência são mostrados no apêndice B.

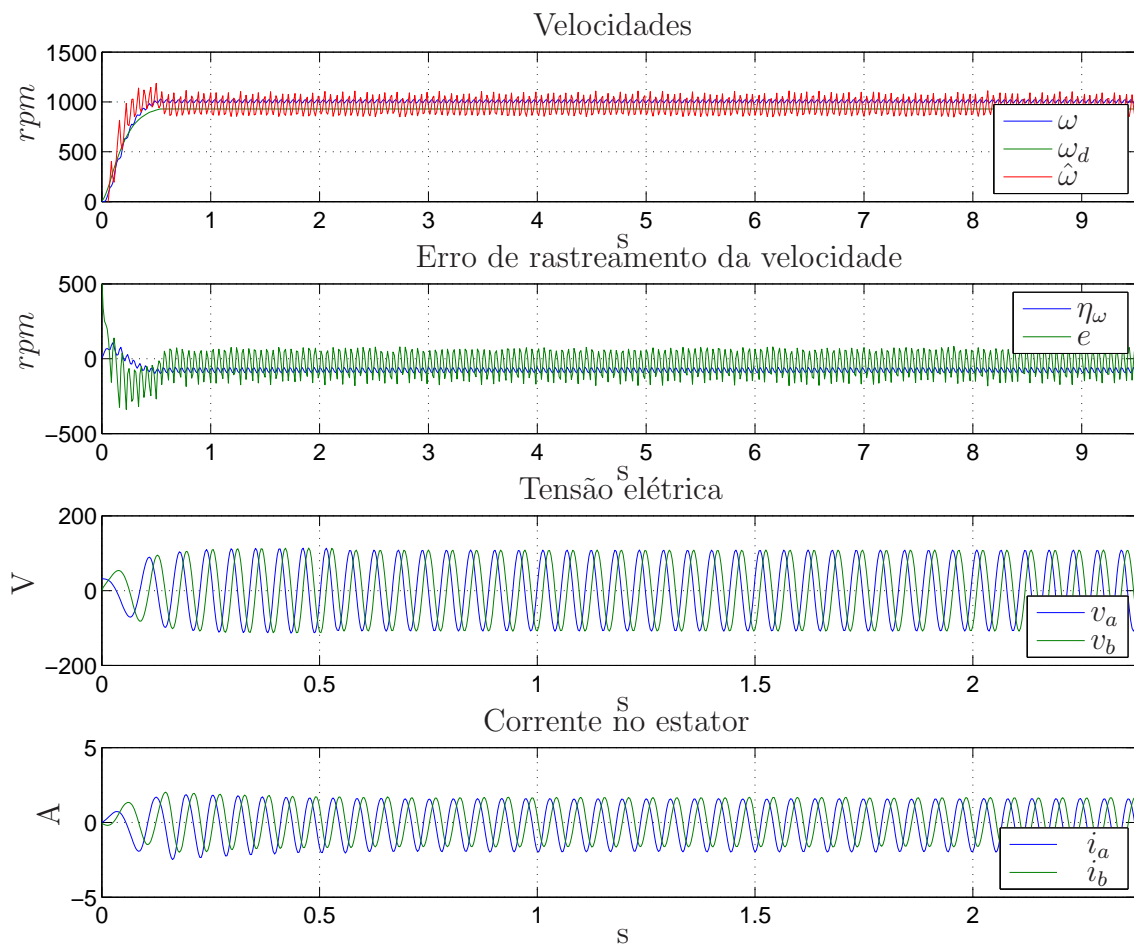


FIGURA 3.14: Resultados experimentais para 1ª referência - Observador-controlador.

3.4.10 Resultados - 2ª Referência

3.4.10.1 Simulação

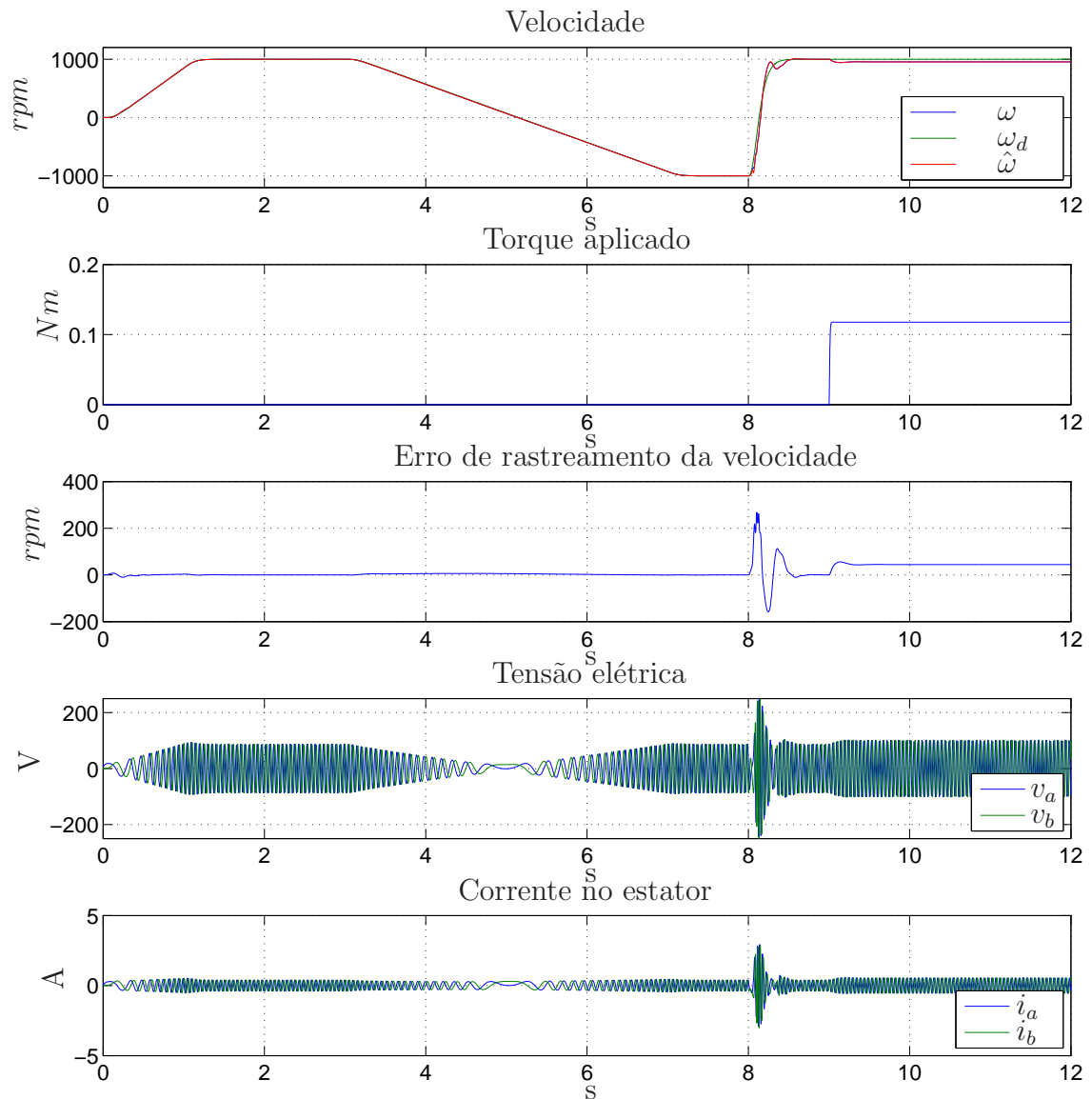


FIGURA 3.15: Resultados de simulação para 2ª referência - Observador-controlador.

3.4.10.2 Resultados experimentais

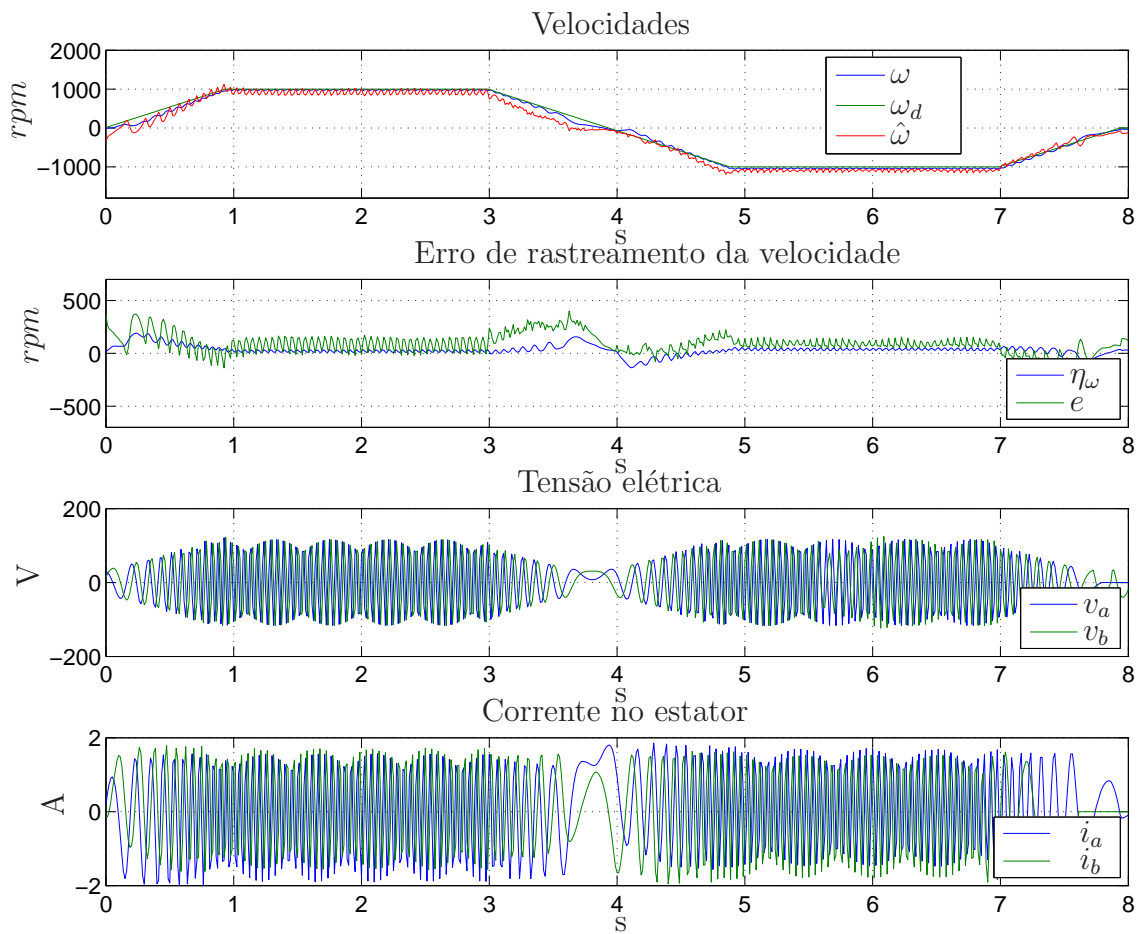


FIGURA 3.16: Resultados experimentais para 2ª referência - Observador-controlador.

3.4.11 Resultados - 3ª Referência

3.4.11.1 Simulação

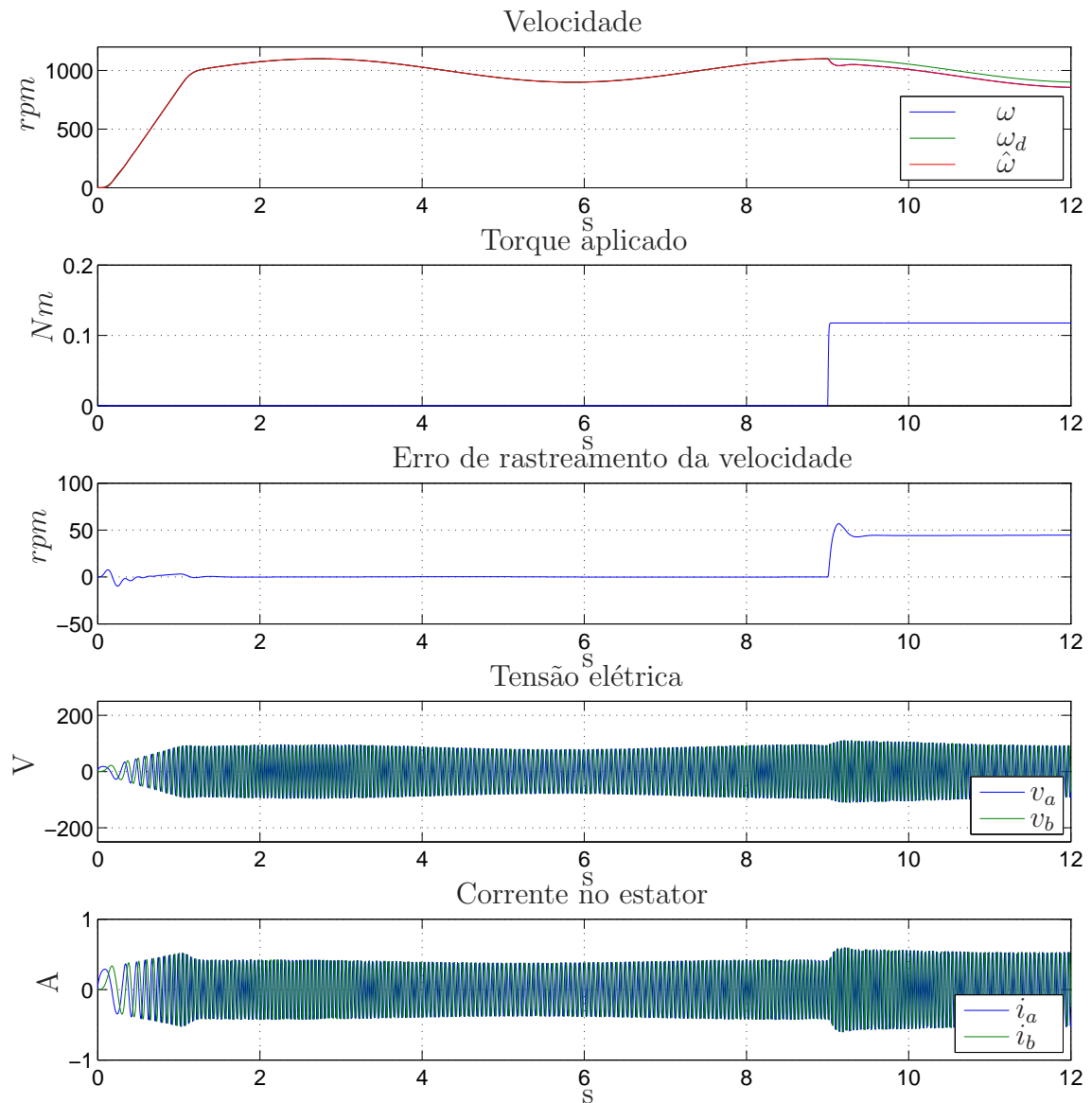


FIGURA 3.17: Resultados de simulação para 3ª referência - Observador-controlador.

3.4.11.2 Resultados experimentais

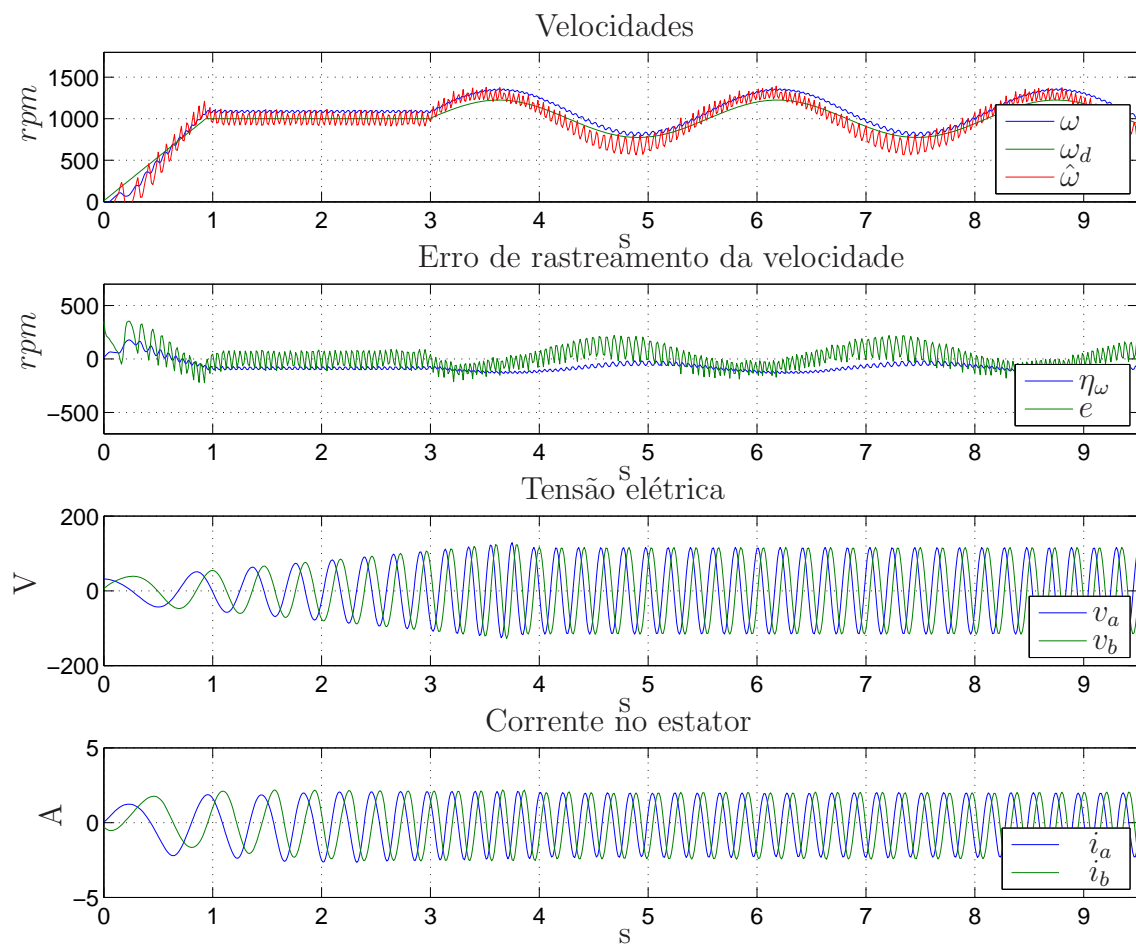


FIGURA 3.18: Resultados experimentais para 3ª referência - Observador-controlador.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram analisados e implementados três controladores *sensorless* para realizar o rastreamento da velocidade.

O controlador V/f possui a vantagem de fácil implementação porém apresenta uma dinâmica muito lenta, além de não compensar o erro em regime permanente. Quando a regulação da velocidade não é um requisito importante, este controlador é uma solução simples.

O controlador *sensorless* baseado no IFOC em malha-aberta apresenta uma resposta mais rápida no comando de velocidade em relação ao controlador V/f assumindo o rastreamento das correntes e dos fluxos de referência. Em aplicações onde se conhece bem a carga, este controlador é uma solução muito interessante pois não é necessário nem mesmo utilizar um sensor de corrente.

O esquema observador-controlador proposto no trabalho de Feemster et al. (2001) apresenta melhores resultados na simulação já que as referências de correntes e fluxos são rastreadas. Nos resultados experimentais, este esquema demonstrou resultados apenas razoáveis quanto à observação e ao controle da velocidade devido principalmente a saturação do controlador e a problemas numéricos. Houve a necessidade de modificação na ligação do retificador para obter maior tensão no barramento alimentação. Observa-se nos resultados da simulação, mesmo que uma carga desconhecida seja aplicada, o controlador consegue rastrear a velocidade na referência simulada.

No capítulo 4, é projetado um novo controlador *sensorless* baseado nas medições das correntes do estator e do rotor. Neste projeto é levado em consideração a variação da resistência rotórica e a aplicação de um torque desconhecido. Considera-se o modelo não-linear de ordem completa e a técnica *backstepping* como ferramenta matemática para o desenvolvimento.

Capítulo 4

Controlador *sensorless* adaptativo baseado na corrente rotórica

4.1 Introdução

No capítulo anterior foram mostrados três algoritmos que propõem o controle de velocidade para um motor de indução sem a instrumentação da velocidade. Porém, nenhum deles possui adaptação à variações paramétricas, principalmente ao torque de carga.

A análise utilizada pela comunidade acadêmica na modelagem do motor sempre evidenciou como variáveis de estado a corrente do estator, fluxo do rotor e a velocidade mecânica. Porém, a ausência da medição do fluxo (que é normalmente calculado) e da velocidade mecânica considerando variações de carga e da resistência rotórica, é considerada por muitos autores como um grande problema do ponto de vista de rastreamento global sendo realizado a partir de diversas aproximações.

Neste capítulo, é introduzido um novo conceito na análise do controle de alto desempenho no caso *sensorless* em malha fechada. Ao invés de usar o tradicional conjunto de variáveis de estado, optou-se pelo novo conjunto formado pelas correntes de estator e do rotor e a velocidade mecânica. A motivação principal desta escolha é o fato de existir trabalhos e patentes recentes que viabilizam a instrumentação da corrente do rotor sem fio, nos rotores gaiola de esquilo.

4.2 Motor de indução com sensor de corrente no rotor

A idéia de se medir a corrente do rotor de um motor de indução do tipo gaiola de esquilo foi apresentada e patenteada por Nondahal & Delvecchio (2003), a partir do grupo de pesquisa da empresa americana de motores Reliance®. Os autores apresentam detalhes para a construção do rotor e diversos métodos de medição para diversas condições associadas à operação do rotor, tais como a magnitude, fase e frequência da corrente do rotor, temperatura do rotor, etc.

Como ilustrado na figura 4.1, a laminação do rotor contém o sensor e o transmissor. Usando o transmissor, o sensor é capaz de enviar informações pertinentes a alguma condição de operação do rotor ao receptor localizado no estator.

O transmissor e o receptor podem estabelecer uma comunicação óptica ou através de sinais de rádio frequência.

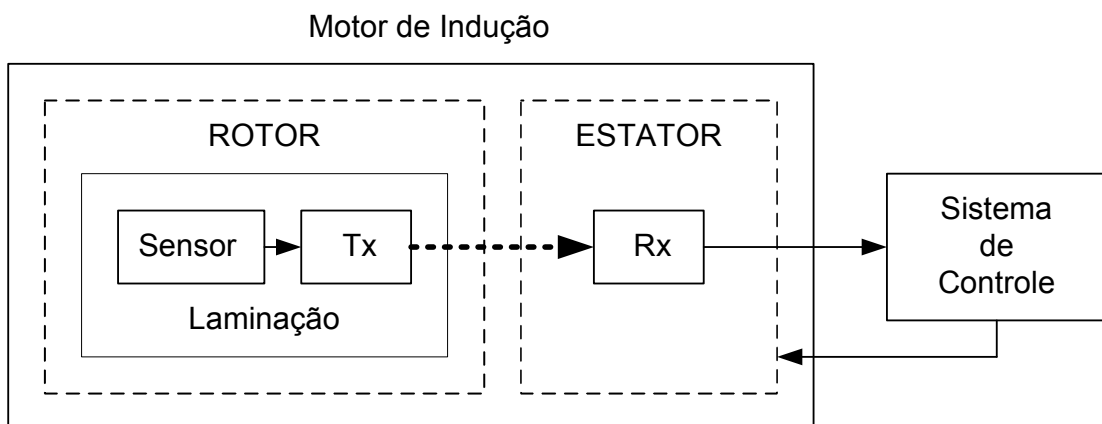


FIGURA 4.1: Diagrama em blocos do sistema proposto.

O modelo utilizado pela comunidade acadêmica na modelagem do motor sempre evidenciou como variáveis de estados a corrente do estator, fluxo do rotor e a velocidade mecânica. Baseado nos métodos propostos por Nondahal & Delvecchio (2003), um novo modelo é desenvolvido para o estudo do controle de velocidade de um motor de indução sem sensor mecânico.

Partindo do modelo da figura 4.2 proposto por Slemon (1980), obtém-se as equações do modelo do motor de indução referenciado ao estator como

$$\mathbf{V}_s^{ab} = R_s \mathbf{I}_s^{ab} + \dot{\Psi}_s^{ab} \quad (4.1)$$

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{I}_r^{ab} + \dot{\Psi}_r^{ab} - \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \quad (4.2)$$

onde

$$\Psi_s^{ab} = L_s \mathbf{I}_s^{ab} + L_m \mathbf{I}_r^{ab} \quad (4.3)$$

$$\Psi_r^{ab} = L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab} \quad (4.4)$$

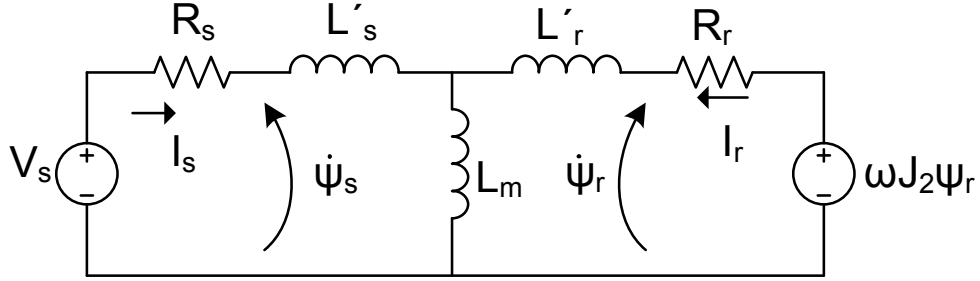


FIGURA 4.2: Circuito equivalente do motor de indução.

Normalmente, as variáveis de estado escolhidas para o estudo observador-controlador são: o fluxo do rotor (Ψ_r), corrente do estator (\mathbf{I}_s) e a velocidade do rotor (ω), como

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_s^{ab} = -R_I \mathbf{I}_s^{ab} + \beta_1 \Psi_r^{ab} - n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} + \beta_2 \mathbf{V}_s^{ab} \quad (4.5)$$

$$\dot{\Psi}_r^{ab} = -\beta_1 \Psi_r^{ab} + \beta_3 \mathbf{I}_s^{ab} + n_p \omega \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \quad (4.6)$$

$$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{J}_2 \Psi_r^{ab} \quad (4.7)$$

onde T_L é o torque de carga, ω é a velocidade do rotor, M_m é a inércia mecânica, B é o coeficiente de atrito viscoso, $\Psi_r^{ab} = [\psi_r^a(t) \ \psi_r^b(t)] \in \mathfrak{R}^1$ é o vetor representando o fluxo do rotor referenciado ao estator, $\mathbf{I}_s^{ab} = [I_s^1(t) \ I_s^2(t)] \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor representando a corrente de estator referenciado ao estator, $\mathbf{V}_s^{ab} = [V_s^1(t) \ V_s^2(t)] \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor

representando as entradas de controle referenciado ao estator, e α_2 , β_1 , β_2 , β_3 , L_I e R_I são constantes positivas relacionadas aos parâmetros do circuito elétrico, os quais são explicitamente definidos por

$$\alpha_2 = n_p \frac{L_m}{L_r}, \quad \beta_1 = \frac{R_r}{L_r}, \quad \beta_2 = \frac{L_r}{L_m}$$

$$\beta_3 = \frac{R_r L_m}{L_r}, \quad L_I = \frac{L_s L_r}{L_m} - L_m, \quad R_I = \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r L_m} \quad (4.8)$$

onde L_r , L_s e L_m são a indutância do rotor, a indutância do estator e a indutância mútua, respectivamente. R_r e R_s representam a resistência do rotor e do estator, respectivamente. A matriz $\mathbf{J}_2 \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$ é a uma matriz antissimétrica definida como

$$\mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

As novas equações para o estudo observador-controlador desta dissertação serão escolhidas como corrente do rotor \mathbf{I}_r^{ab} , corrente do estator \mathbf{I}_s^{ab} e a velocidade do rotor ω , motivadas na seção anterior.

A partir das equações (4.5) e (4.4), obtém-se a nova dinâmica da corrente do estator \mathbf{I}_s^{ab} como

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_s^{ab} = -R_I \mathbf{I}_s^{ab} + \beta_1 (L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab}) - n_p \omega \mathbf{J}_2 (L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab}) + \beta_2 \mathbf{V}_s^{ab} \quad (4.10)$$

arrumando os termos, obtém-se

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_s^{ab} = -\beta_4 \mathbf{I}_s^{ab} + R_r \mathbf{I}_r^{ab} - n_p \omega L_m \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{ab} - n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} + \beta_2 \mathbf{V}_s^{ab} \quad (4.11)$$

onde o parâmetro β_4 é definido como

$$\beta_4 = \frac{R_s L_r}{L_m}$$

A partir das equações (4.6) e (4.4), obtém-se a dinâmica da corrente do rotor \mathbf{I}_r^{ab}

como

$$L_r \dot{\mathbf{I}}_r^{ab} + L_m \dot{\mathbf{I}}_s^{ab} = -\beta_1 (L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab}) + \beta_3 \mathbf{I}_s^{ab} + n_p \omega \mathbf{J}_2 (L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab}) \quad (4.12)$$

Arrumando os termos e substituindo (4.11) em (4.12), obtém-se

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_r^{ab} = -\beta_5 \mathbf{I}_r^{ab} + R_s \mathbf{I}_s^{ab} + n_p \omega \beta_6 \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} + n_p \omega L_s \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{ab} - \mathbf{V}_s^{ab} \quad (4.13)$$

onde os parâmetros β_5 e β_6 são definidos como

$$\beta_5 = \frac{R_r L_s}{L_m} \quad \beta_6 = \frac{L_s L_r}{L_m}$$

respectivamente.

A partir das equações (4.7) e (4.4), obtém-se a nova dinâmica da velocidade do rotor ω como

$$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + \alpha_2 \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{J}_2 (L_r \mathbf{I}_r^{ab} + L_m \mathbf{I}_s^{ab}) \quad (4.14)$$

Sabendo-se da propriedade da matriz \mathbf{J}_2 , tem-se que

$$\mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{ab} = 0 \quad (4.15)$$

então

$$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + L_m \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} \quad (4.16)$$

4.3 Cálculo da velocidade

Esta seção irá descrever como obter a velocidade através da leitura das correntes do estator e do rotor referenciadas ao estator e ao rotor, respectivamente.

Para obter o ângulo entre o eixo girante e o estacionário, é necessário obter a corrente do estator referenciado ao rotor ou a corrente do rotor referenciado ao estator, conforme figura 4.3. Para a solução do problema, a corrente do rotor referenciada ao

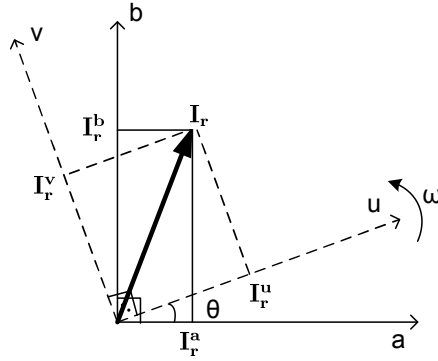


FIGURA 4.3: Eixo de referência fixa do estator e no rotor.

estator é calculada a partir da seguinte equação definida no capítulo 2

$$\mathbf{I}_r^{ab} = \frac{1}{L_m} (\Psi_s^{ab} - L_s \mathbf{I}_s^{ab}) \quad (4.17)$$

onde $\Psi_r^{ab} = [\psi_r^a(t) \ \psi_r^b(t)] \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor representando o fluxo do rotor referenciado ao estator e é calculado a partir da integração on-line da seguinte equação

$$\dot{\Psi}_s^{ab} = -\mathbf{R}_s \mathbf{I}_s^{ab} + \mathbf{V}_s^{ab} \quad (4.18)$$

Com o valor calculado da corrente do rotor referida ao estator e a corrente medida do rotor referenciada no rotor, é possível obter o valor do **cos** e **sin** do ângulo entre os eixos, conforme figura 4.3, através das seguintes relações, que correspondem ao produto interno e ao produto vetorial, definido em Strang (1988)

$$\cos \theta = \frac{\mathbf{I}_r^{abT} \mathbf{I}_r^{uv}}{\|\mathbf{I}_r^{ab}\| \|\mathbf{I}_r^{uv}\|} \quad (4.19)$$

$$\sin \theta = \frac{\mathbf{I}_r^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{uv}}{\|\mathbf{I}_r^{ab}\| \|\mathbf{I}_r^{uv}\|} \quad (4.20)$$

onde $\mathbf{J}_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ é a uma matriz antissimétrica definida em (4.9).

A partir destes valores, é possível obter a posição do rotor $\theta(t)$. A velocidade do rotor $\omega(t)$ é calculada a partir do seguinte filtro

$$\omega(t) = \frac{s}{\zeta s + 1} \theta(t) \quad (4.21)$$

onde s é a variável de Laplace.

O fluxograma da figura 4.4 mostra de forma resumida o algoritmo para o cálculo da velocidade a partir das medições da corrente do rotor e a do estator.

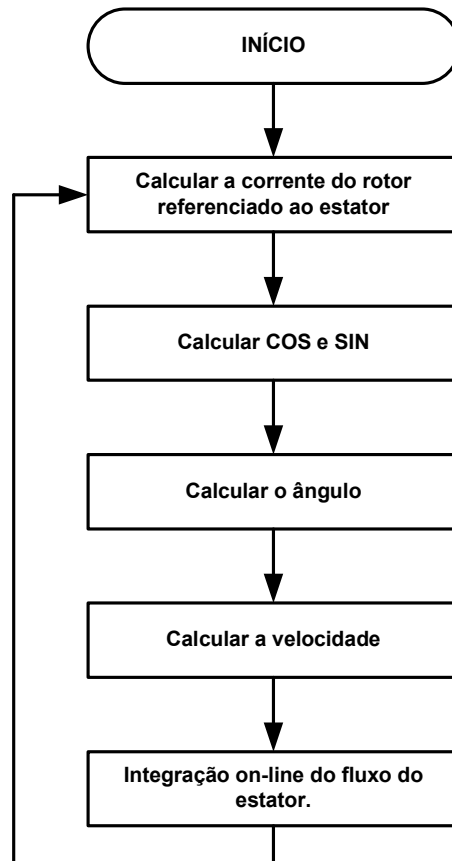


FIGURA 4.4: Fluxograma para o cálculo da velocidade.

4.3.1 Simulações

Nesta seção, a velocidade do rotor de um motor de indução é calculada através de simulações. O motor é alimentado por uma fonte senoidal na frequência de 20 Hz, conforme figura 4.5

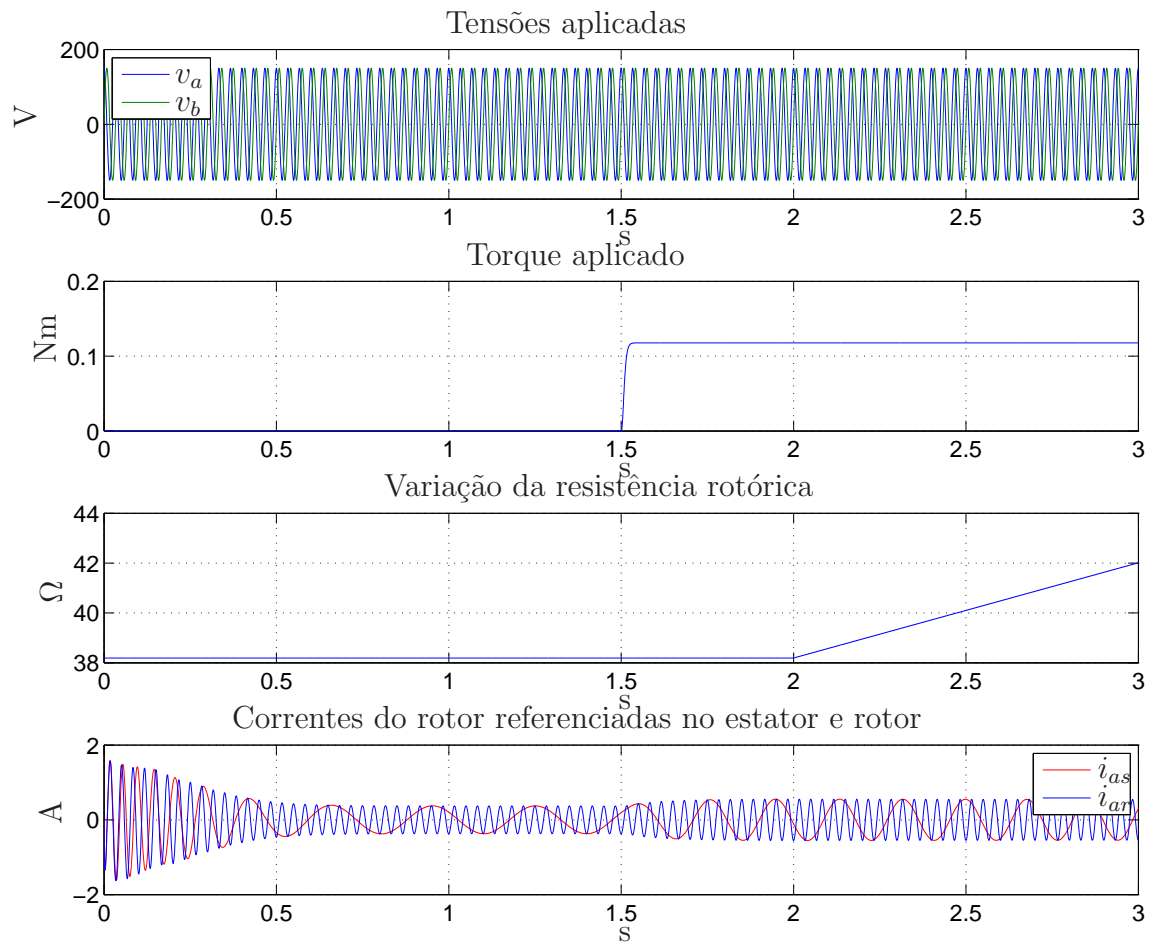


FIGURA 4.5: Tensão e torque aplicados e variação da resistência rotórica.

A figura 4.6 mostra o erro do cálculo da velocidade do rotor e as posições e velocidades reais e calculadas.

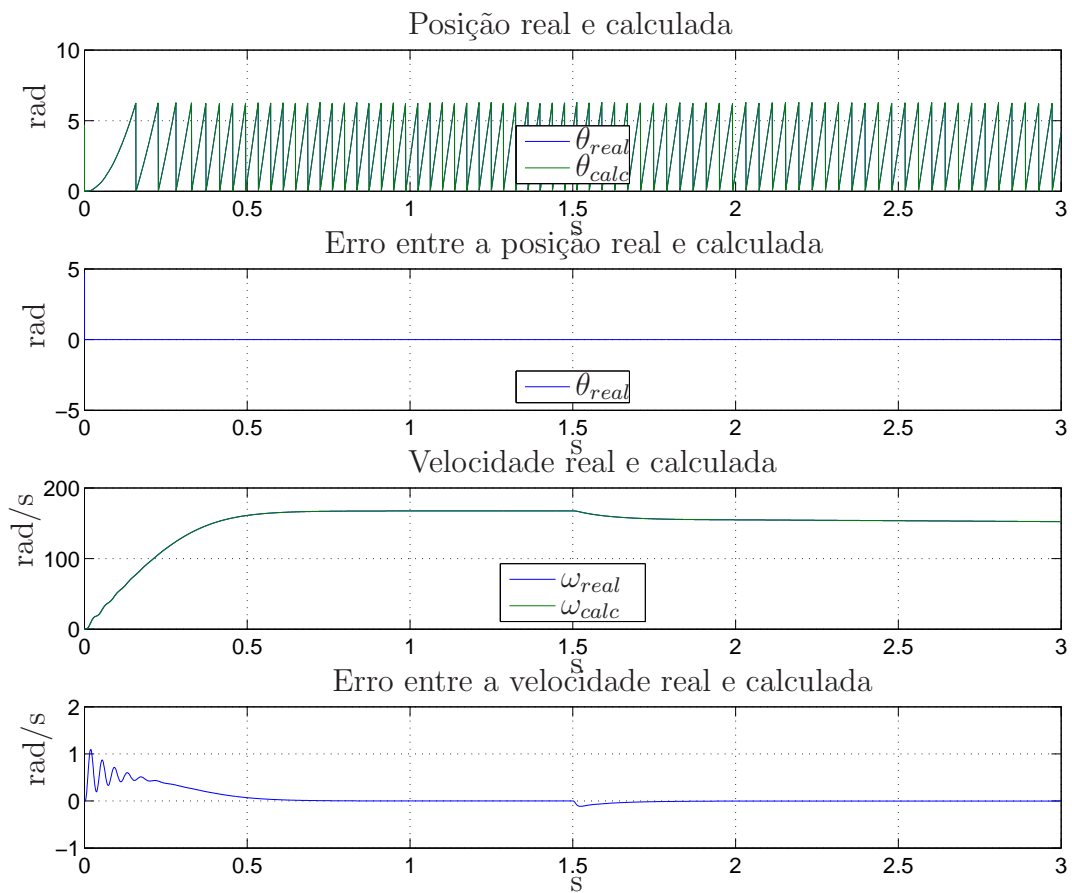


FIGURA 4.6: Erro do cálculo da velocidade, posição e velocidade.

Na próxima seção é desenvolvido um controlador de velocidade com adaptação à resistência rotórica e ao torque de carga.

4.4 Formulação do Problema

Para abordar o problema de controle imposto pelas restrições, isto é, dos parâmetros resistência rotórica e torque de carga desconhecidos, são definidos o erro de observação da corrente do estator $\tilde{\mathbf{I}}_s^{ab} \in \mathfrak{R}^2$ e o erro de observação da velocidade $\tilde{\omega} \in \mathfrak{R}^1$ como

$$\tilde{\mathbf{I}}_s^{ab} = \mathbf{I}_s^{ab} - \hat{\mathbf{I}}_s^{ab} \quad (4.22)$$

$$\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega} \quad (4.23)$$

onde $\hat{\mathbf{I}}_s^{ab} = [I_s^a(t) \ I_s^b(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ e $\hat{\omega} \in \mathfrak{R}^1$ representam os valores observados da trajetória da corrente de estator referenciado ao estator e da velocidade do rotor, respectivamente. Estes observadores se baseiam na idéia dos trabalhos de Aquino (1999) e Marino et al. (2007).

Para incluir o efeito da incerteza paramétrica associada a resistência do rotor e ao torque de carga no subsistema mecânico, são definidos os erros de estimação $\tilde{R}_r \in \mathfrak{R}^1$ e $\tilde{T}_L \in \mathfrak{R}^1$, respectivamente, como

$$\tilde{R}_r = R_r - \hat{R}_r \quad (4.24)$$

$$\tilde{T}_L = T_L - \hat{T}_L \quad (4.25)$$

onde $\hat{R}_r \in \mathfrak{R}^1$ e $\hat{T}_L \in \mathfrak{R}^1$ representam os valores observados da resistência do rotor e do torque de carga, respectivamente. O torque de carga é considerado desconhecido e constante ao longo do tempo. Assim, obtém-se que

$$\dot{\tilde{R}}_r = -\dot{\hat{R}}_r \quad (4.26)$$

$$\dot{\tilde{T}}_L = -\dot{\hat{T}}_L \quad (4.27)$$

Para o rastreamento da velocidade e da corrente do estator, são definidos os erros $\eta_\omega \in \mathfrak{R}^1$ e $\eta_{I_s} = [\eta_{I_{s1}}(t) \ \eta_{I_{s2}}(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ respectivamente, como

$$\eta_\omega = \omega_d - \hat{\omega} \quad (4.28)$$

$$\eta_{I_s} = \mathbf{I}_{sd} - \mathbf{I}_s \quad (4.29)$$

onde $\omega_d \in \mathfrak{R}^1$ é o valor desejado da velocidade do rotor e $\mathbf{I}_{sd} = [I_{sd1}(t) \ I_{sd2}(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor da trajetória desejada da corrente do estator que levará o sistema ao rastreamento da velocidade. Observa-se que a indicação da referência no estator será omitida a partir de agora para economizar na notação.

Define-se uma nova variável $\mathbf{Z} = [Z_1(t) \ Z_2(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ como

$$\mathbf{Z} = \mathbf{I}_s + \beta_2 \mathbf{I}_r \quad (4.30)$$

cujo erro de rastreamento $\eta_z = [\eta_{z_1}(t) \ \eta_{z_2}(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ é definido como

$$\eta_z = \mathbf{Z}_d - \mathbf{Z} \quad (4.31)$$

onde $\mathbf{Z}_d = [Z_{d1}(t) \ Z_{d2}(t)]^T \in \mathfrak{R}^2$ é o vetor da trajetória desejada da variável \mathbf{Z} que levará o sistema ao rastreamento da velocidade.

Derivando a equação (4.30) e substituindo-se pelas equações (4.11) e (4.13), define-se a dinâmica da nova variável \mathbf{Z} como

$$\dot{\mathbf{Z}} = -\frac{R_r}{L_m} \mathbf{I}_r + \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z} \quad (4.32)$$

A partir da equação (4.30), o valor de \mathbf{I}_r pode ser expresso como

$$\mathbf{I}_r = \frac{1}{\beta_2} (\mathbf{Z} - \mathbf{I}_s) \quad (4.33)$$

Substituindo a equação (4.33) em (4.32), obtém-se

$$\dot{\mathbf{Z}} = -\frac{R_r}{L_r} (\mathbf{Z} - \mathbf{I}_s) + \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z} \quad (4.34)$$

A partir da equação (4.16), obtém-se a dinâmica da velocidade em função da corrente do estator \mathbf{I}_s e da variável \mathbf{Z} definida em (4.30), como

$$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{I}_s^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z} \quad (4.35)$$

4.5 Projeto dos Observadores

4.5.1 Projeto do observador de corrente do estator

Baseado na dinâmica em malha aberta da corrente de estator, como dado por (4.5) é projetado um observador de corrente do estator como

$$L_I \dot{\hat{\mathbf{I}}}_s = -\beta_4 \hat{\mathbf{I}}_s + \hat{R}_r \mathbf{I}_r - n_p \omega L_m \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s - n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r + \beta_2 \mathbf{V}_s + k_I \tilde{\mathbf{I}}_s \quad (4.36)$$

onde k_I é um escalar positivo representando o ganho do observador.

Após obter a derivada do erro de observação da corrente do estator (4.29), pré-multiplicando a expressão pelo parâmetro L_I , substituindo-se as equações (4.11) e (4.36) e simplificando a expressão resultante, é obtida a dinâmica do erro de observação da corrente de estator, como

$$L_I \dot{\tilde{\mathbf{I}}}_s = -(k_I + \beta_4) \tilde{\mathbf{I}}_s + \tilde{R}_r \mathbf{I}_r \quad (4.37)$$

4.5.2 Projeto do observador da velocidade

Baseado na dinâmica mecânica do sistema, como dado por (4.16), é projetado um observador da velocidade como

$$M_m \dot{\hat{\omega}} = -B \hat{\omega} - \hat{T}_L + L_m \mathbf{I}_s^T \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r + k_\omega \tilde{\omega} \quad (4.38)$$

onde k_ω é um escalar positivo representando o ganho do observador.

Após obter a derivada do erro de observação da velocidade (4.28), pré-multiplicando a expressão pelo parâmetro M_m , substituindo-se as equações (4.16) e (4.38) e simplificando a expressão resultante, é obtida a dinâmica do erro de observação da velocidade como

$$M_m \dot{\tilde{\omega}} = -(B + k_\omega) \tilde{\omega} - \tilde{T}_L \quad (4.39)$$

Mesmo possuindo o valor da velocidade, este observador será necessário para o projeto do estimador do torque de carga T_L posteriormente na análise de estabilidade por Lyapunov.

4.6 Projeto do Controlador

4.6.1 Rastreamento da velocidade

Após obter a derivada do erro de rastreamento da velocidade (4.28), pré-multiplicando a expressão pelo parâmetro M_m e substituindo-se pela equação (4.38), obtém-se a seguinte equação

$$M_m \dot{\eta}_\omega = M_m \dot{\omega}_d + B\hat{\omega} + \hat{T}_L - L_m \mathbf{I}_s^T \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r - k_\omega \tilde{\omega} \quad (4.40)$$

Substituindo-se as equações (4.33), (4.29) e (4.31) em (4.40), obtém-se

$$M_m \dot{\eta}_\omega = M_m \dot{\omega}_d + B\hat{\omega} + \hat{T}_L - \frac{L_m^2}{L_r} (\mathbf{I}_{sd}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d - \eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d - \mathbf{I}_{sd}^T \mathbf{J}_2 \eta_z + \eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \eta_z) - k_\omega \tilde{\omega} \quad (4.41)$$

onde $\mathbf{I}_{sd}(t)$ deve ser projetado para produzir o torque desejado $\tau_d(t)$, como apresentado na seguinte relação

$$\tau_d = L_m \mathbf{I}_{sd}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_{rd} \quad (4.42)$$

onde $\mathbf{I}_{rd} = [I_{rd1}(t) \ I_{rd2}(t)]^T \in \Re^2$ é o vetor da trajetória desejada da corrente do rotor \mathbf{I}_r .

Baseado nas equações (4.33), (4.42) e levando-se em conta a propriedade de antisimetria da matriz \mathbf{J}_2 , chega-se a seguinte relação

$$\tau_d = \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{I}_{sd}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d \quad (4.43)$$

Somando e subtraindo o valor do torque desejado τ_d na equação (4.41) e substituindo-se pela equação (4.43), obtém-se

$$M_m \dot{\eta}_\omega = M_m \dot{\omega}_d + B\hat{\omega} + \hat{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} - \tau_d - \frac{L_m^2}{L_r} (-\eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d - \mathbf{I}_{sd}^T \mathbf{J}_2 \eta_z + \eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \eta_z) \quad (4.44)$$

A estrutura em malha aberta de (4.44), motiva para o projeto do torque desejado como

$$\tau_d = M_m \dot{\omega}_d + B \hat{\omega} + \hat{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} + K_\omega \eta_\omega \quad (4.45)$$

onde K_ω é um escalar positivo representando o ganho de controle.

Assim, a dinâmica do erro de rastreamento da velocidade do rotor é dada por

$$M_m \dot{\eta}_\omega = -K_\omega \eta_\omega + \frac{L_m^2}{L_r} (\eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d + \mathbf{I}_s^T \mathbf{J}_2 \eta_z) \quad (4.46)$$

4.6.2 Rastreamento da variável \mathbf{Z}

Após obter a derivada do erro de rastreamento da variável \mathbf{Z} (4.31) e substituindo-se pela equação (4.32), obtém-se

$$\dot{\eta}_z = \dot{\mathbf{Z}}_d + \frac{R_r}{L_m} \mathbf{I}_r - \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z} \quad (4.47)$$

Baseado na estrutura em malha aberta (4.47), projeta-se a trajetória da dinâmica da variável \mathbf{Z}_d como

$$\dot{\mathbf{Z}}_d = -\frac{\hat{R}_r}{L_m} \mathbf{I}_r + \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z} - K_z \eta_z + \mathbf{u}_z \quad (4.48)$$

onde K_z é um escalar positivo representando o ganho de controle e $\mathbf{u}_z(t) \in \mathfrak{R}^2$ é um sinal conhecido que será definido na análise de estabilidade.

Assim, a dinâmica do erro de rastreamento da variável \mathbf{Z} é dada por

$$\dot{\eta}_z = -K_z \eta_z + \frac{\tilde{R}_r}{L_m} \mathbf{I}_r + \mathbf{u}_z \quad (4.49)$$

4.6.3 Rastreamento corrente do estator

Após obter a derivada do erro de rastreamento da corrente do estator (4.29), multiplicando a expressão pelo parâmetro L_I e substituindo-se pela equação (4.11), obtém-se a seguinte equação

$$L_I \dot{\eta}_{I_s} = L_I \dot{\mathbf{I}}_{sd} + \beta_4 \mathbf{I}_s - R_r \mathbf{I}_r + n_p \omega L_m \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s + n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r - \beta_2 \mathbf{V}_s \quad (4.50)$$

Baseado na equação (4.45), projeta-se a corrente desejada do estator \mathbf{I}_{sd} como

$$\mathbf{I}_{sd} = \frac{L_r}{L_m^2} \frac{\tau_d}{\|\mathbf{Z}_d\|^2} \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d \quad (4.51)$$

Observação 6 *A escolha da trajetória da corrente do estator desejada, tal como apresentada em (4.51), é similar como proposto em (Aquino, 1999). A razão é simples, substituindo-se (4.51) na expressão (4.42), e levando-se em conta a propriedade de antisimetria de \mathbf{J}_2 , permite-se recuperar a identidade do torque desejado $\tau_d(t)$.*

Pode-se facilmente verificar que a derivada da corrente do estator desejada $\dot{\mathbf{I}}_{sd}$, pode ser descrita por

$$L_I \dot{\mathbf{I}}_{sd} = \Omega_0 \quad (4.52)$$

onde $\Omega_0(t) \in \mathfrak{R}^2$ é uma função auxiliar composta exclusivamente por termos conhecidos.

Substituindo-se (4.52) em (4.50), projeta-se a tensão de controle $\mathbf{V}_s(t)$ como,

$$\mathbf{V}_s = \frac{1}{\beta_2} \left(\Omega_0 + \beta_4 \mathbf{I}_s - \hat{R}_r \mathbf{I}_r + n_p \omega L_m \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s + n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r + K_I \eta_{I_s} + \mathbf{u}_v \right) \quad (4.53)$$

onde K_I é um escalar positivo representando um ganho de controle e $\mathbf{u}_v(t) \in \mathfrak{R}^2$ é um sinal conhecido que será definido na análise de estabilidade.

Usando-se (4.53) em (4.50), obtém-se a seguinte equação da dinâmica do erro de rastreamento da corrente do estator em malha fechada

$$L_I \dot{\eta}_{I_s} = -K_I \eta_{I_s} - \tilde{R}_r \mathbf{I}_r - \mathbf{u}_v \quad (4.54)$$

4.7 Análise da Estabilidade

Para analisar a estabilidade do sistema composto observador-controlador, realiza-se uma análise por Lyapunov. Para tanto, define-se a seguinte função escalar não negativa $V(t) \in \mathfrak{R}^1$ como

$$V = \frac{1}{2} \left(L_I \tilde{\mathbf{I}}_s^T \tilde{\mathbf{I}}_s + k_r^{-1} \tilde{R}_r^2 + M_m \tilde{\omega}^2 + k_T^{-1} \tilde{T}_L^2 + M_m \eta_\omega^2 + \eta_z^T \eta_z + L_I \eta_{I_s}^T \eta_{I_s} \right) \quad (4.55)$$

onde k_r e k_T são escalares positivos.

Após derivar $V(t)$ em (4.55) e substituindo-se pelas equações (4.37), (4.39), (4.46), (4.49) e (4.54) e considerando as equações (4.26) e (4.27), obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -(k_I + \beta_4) \left\| \tilde{\mathbf{I}}_s \right\|^2 + \tilde{R}_r \tilde{\mathbf{I}}_s^T \mathbf{I}_r \\ & - k_r^{-1} \tilde{R}_r \dot{\tilde{R}}_r \\ & - (B + k_\omega) \tilde{\omega}^2 - \tilde{\omega} \tilde{T}_L \\ & - k_T^{-1} \tilde{T}_L \dot{\tilde{T}}_L \\ & - K_\omega \eta_\omega^2 + \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d - \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \eta_z^T \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s \\ & - K_z \|\eta_z\|^2 + \frac{\tilde{R}_r}{L_m} \eta_z^T \mathbf{I}_r + \eta_z^T \mathbf{u}_z \\ & - K_I \|\eta_{I_s}\|^2 - \tilde{R}_r \eta_{I_s}^T \mathbf{I}_r - \eta_{I_s}^T \mathbf{u}_v \end{aligned} \quad (4.56)$$

onde foi usado o fato de que \mathbf{J}_2 é antisimétrica.

Arrumando os termos de (4.56), obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -(k_I + \beta_4) \left\| \tilde{\mathbf{I}}_s \right\|^2 - (B + k_\omega) \tilde{\omega}^2 - K_\omega \eta_\omega^2 - K_z \|\eta_z\|^2 - K_I \|\eta_{I_s}\|^2 \\ & - k_r^{-1} \tilde{R}_r \dot{\tilde{R}}_r + \tilde{R}_r \tilde{\mathbf{I}}_s^T \mathbf{I}_r + \frac{\tilde{R}_r}{L_m} \eta_z^T \mathbf{I}_r - \tilde{R}_r \eta_{I_s}^T \mathbf{I}_r \\ & - k_T^{-1} \tilde{T}_L \dot{\tilde{T}}_L - \tilde{T}_L \tilde{\omega} \\ & + \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \eta_z^T \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s - \eta_z^T \mathbf{u}_z \\ & + \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \eta_{I_s}^T \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d - \eta_{I_s}^T \mathbf{u}_v \end{aligned} \quad (4.57)$$

Baseado na estrutura de (4.57), a dinâmica para a estimativa do parâmetro $\hat{R}_r(t)$ é projetada como se segue

$$\dot{\hat{R}}_r = k_r \left(\tilde{\mathbf{I}}_s^T \mathbf{I}_r + \frac{1}{L_m} \eta_z^T \mathbf{I}_r - \eta_{I_s}^T \mathbf{I}_r \right) \quad (4.58)$$

Da mesma forma, a dinâmica para a estimativa do parâmetro $\hat{T}_L(t)$ é projetada como

$$\dot{\hat{T}}_L = -k_T \tilde{\omega} \quad (4.59)$$

Assim, após substituir as leis de adaptação (4.58) e (4.59) em (4.57) e fazendo

$$\mathbf{u}_v = \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d \quad (4.60)$$

$$\mathbf{u}_z = \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s \quad (4.61)$$

é possível formular o seguinte limite superior para $\dot{V}(t)$

$$\dot{V} \leq -(k_I + \beta_4) \left\| \tilde{\mathbf{I}}_s \right\|^2 - (B + k_\omega) \tilde{\omega}^2 - K_\omega \eta_\omega^2 - K_z \|\eta_z\|^2 - K_I \|\eta_{I_s}\|^2 \quad (4.62)$$

e, usando-se os argumentos padrões de Lyapunov (Slotine & Li, 1991), o controlador proposto garante rastreamento assintótico global da velocidade.

4.8 Simulações

Para testar o controle proposto, foram feitas simulações baseadas nos parâmetros do motor de indução utilizado nesta dissertação.

Considerações da simulação:

- a referência de velocidade escolhida é um degrau correspondente a 10rpm. Essa velocidade foi escolhida para que sejam feitas melhores comparações com os outros controladores, já que estes não possuem compensação ao torque desconhecido;
- resistência rotórica é inicializada com um valor 10% maior que o seu valor nominal;
- O motor parte à vazio e no tempo $t = 4s$, um torque correspondente à 40% do nominal é aplicado.

A referência de velocidade e o torque aplicado foram filtrados por um filtro linear de terceira ordem cuja função de transferência é

$$h(s) = \frac{1}{(s/\bar{\omega}_0 + 1)(s^2/\bar{\omega}_0^2 + 2s/\bar{\omega}_0 + 1)} \quad (4.63)$$

onde a frequência de corte $\bar{\omega}_0 = 1000\text{rad/s}$ para a velocidade e $\bar{\omega}_0 = 50\text{rad/s}$ para o torque. Os valores da referência e de suas derivadas foram obtidos a partir da realização no espaço de estados deste filtro.

Os parâmetros de controle foram ajustados durante a simulação para os seguintes valores:

$$k_r = 5, \quad k_I = 1, \quad k_T = 10$$

$$k_\omega = 1, \quad K_\omega = 1, \quad K_z = 5$$

A figura 4.7 mostra o erro de rastreamento da velocidade e observação da resistência rotórica e do torque aplicado.

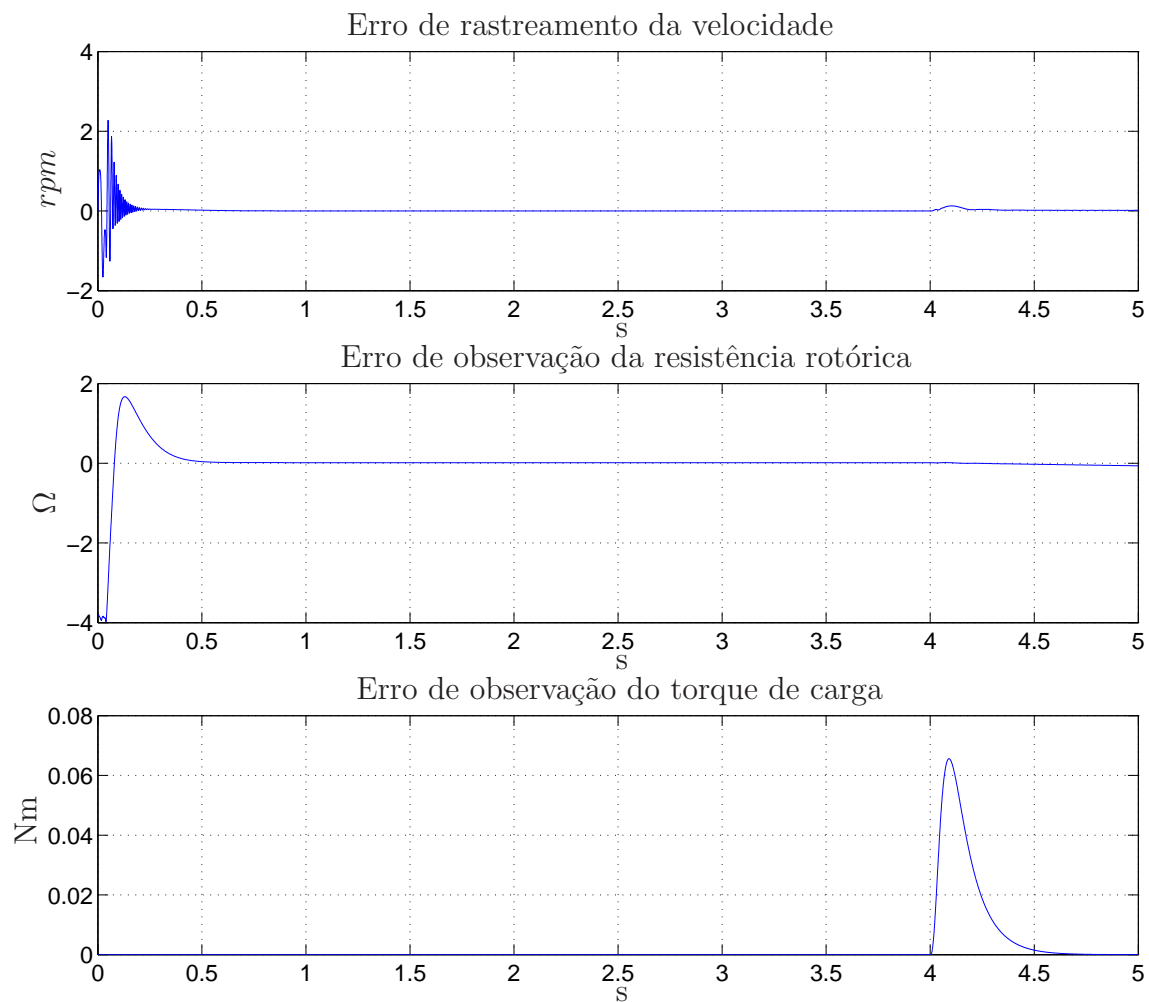


FIGURA 4.7: Erros de rastreamento e de observações.

A figura 4.8 mostra as tensões aplicadas no motor e as correntes do estator e do rotor.

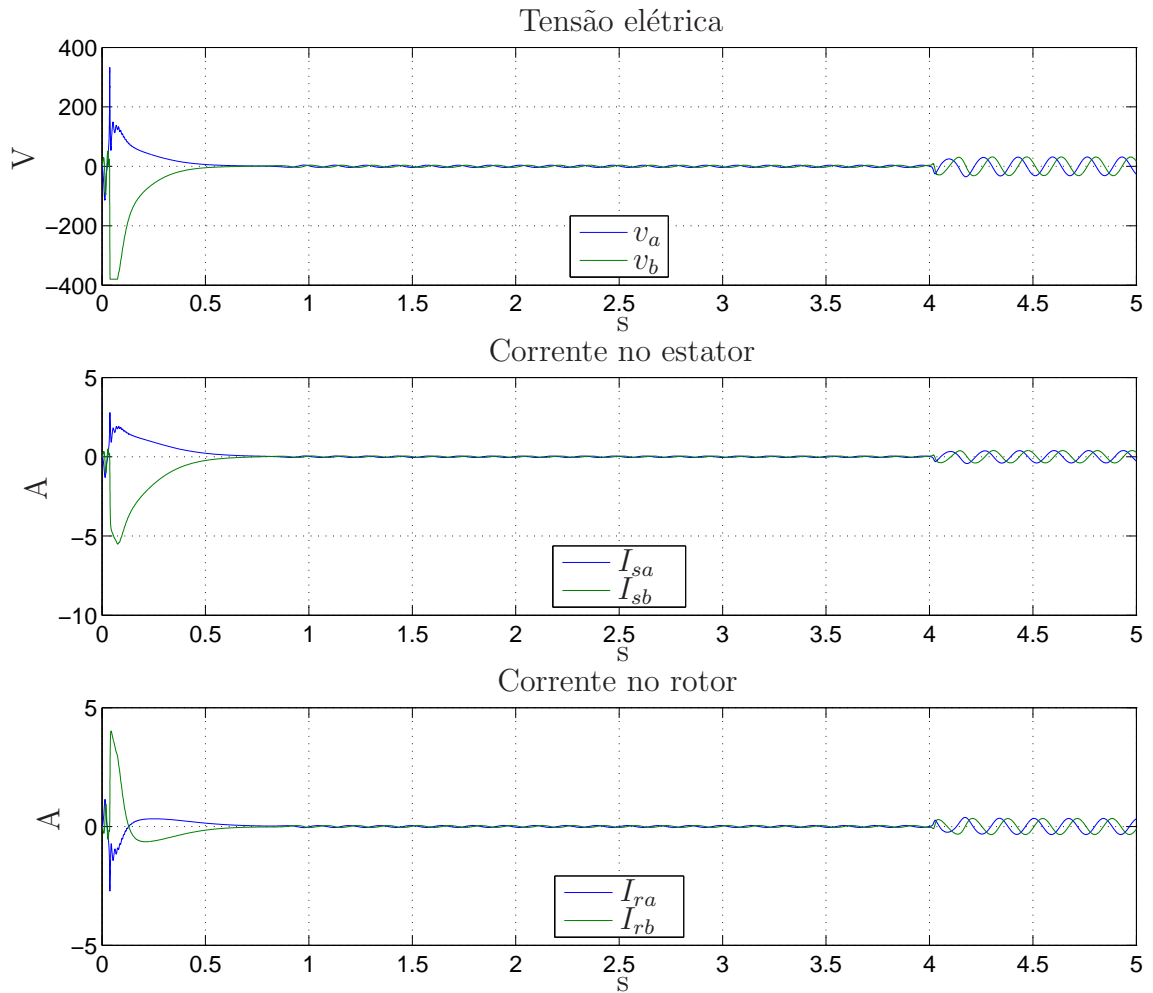


FIGURA 4.8: Tensão e correntes.

A figura 4.9 mostra os erros de rastreamento da variável \mathbf{Z} e observação e rastreamento da corrente do estator.

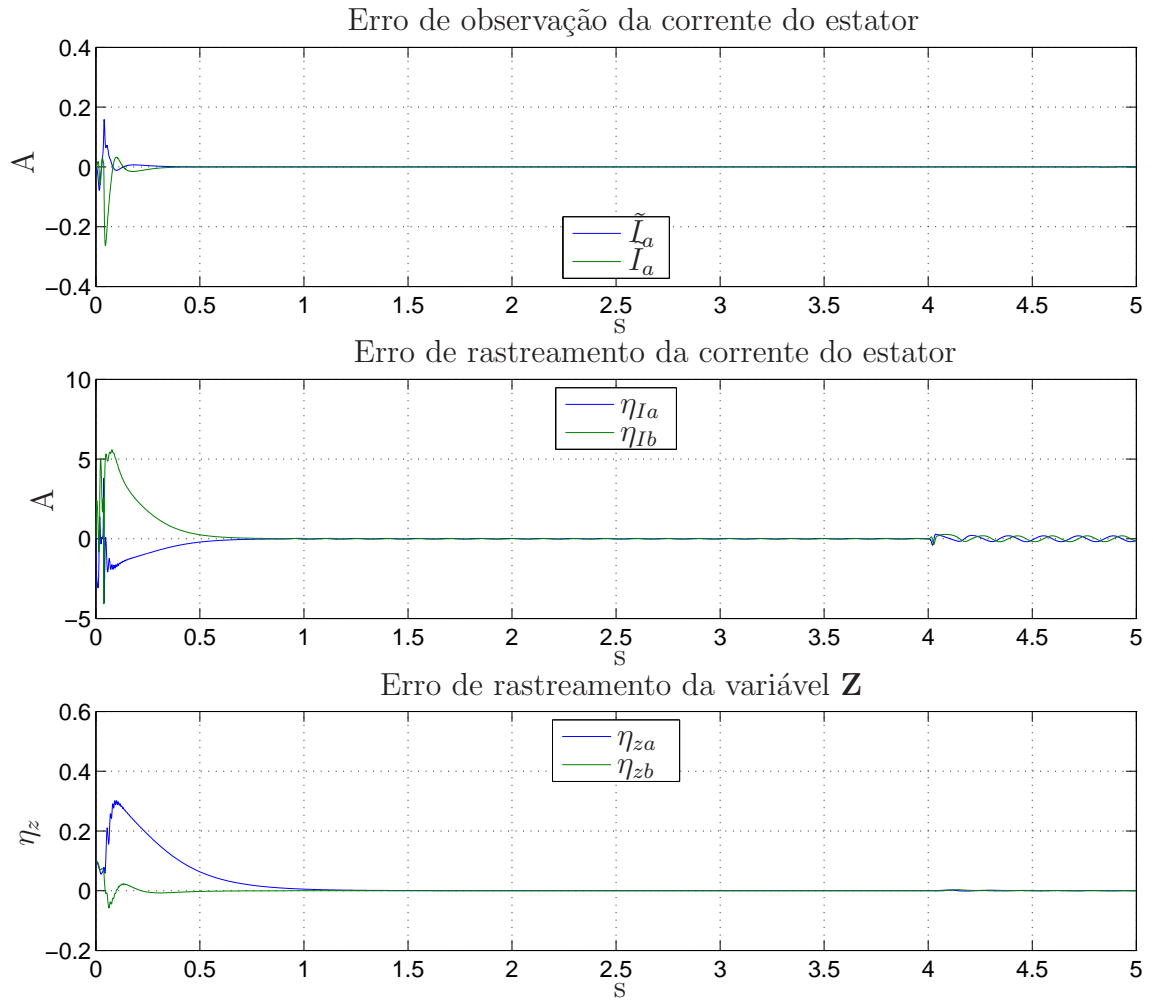


FIGURA 4.9: Erros de observação e rastreamentos.

4.9 Resumo do controlador adaptativo

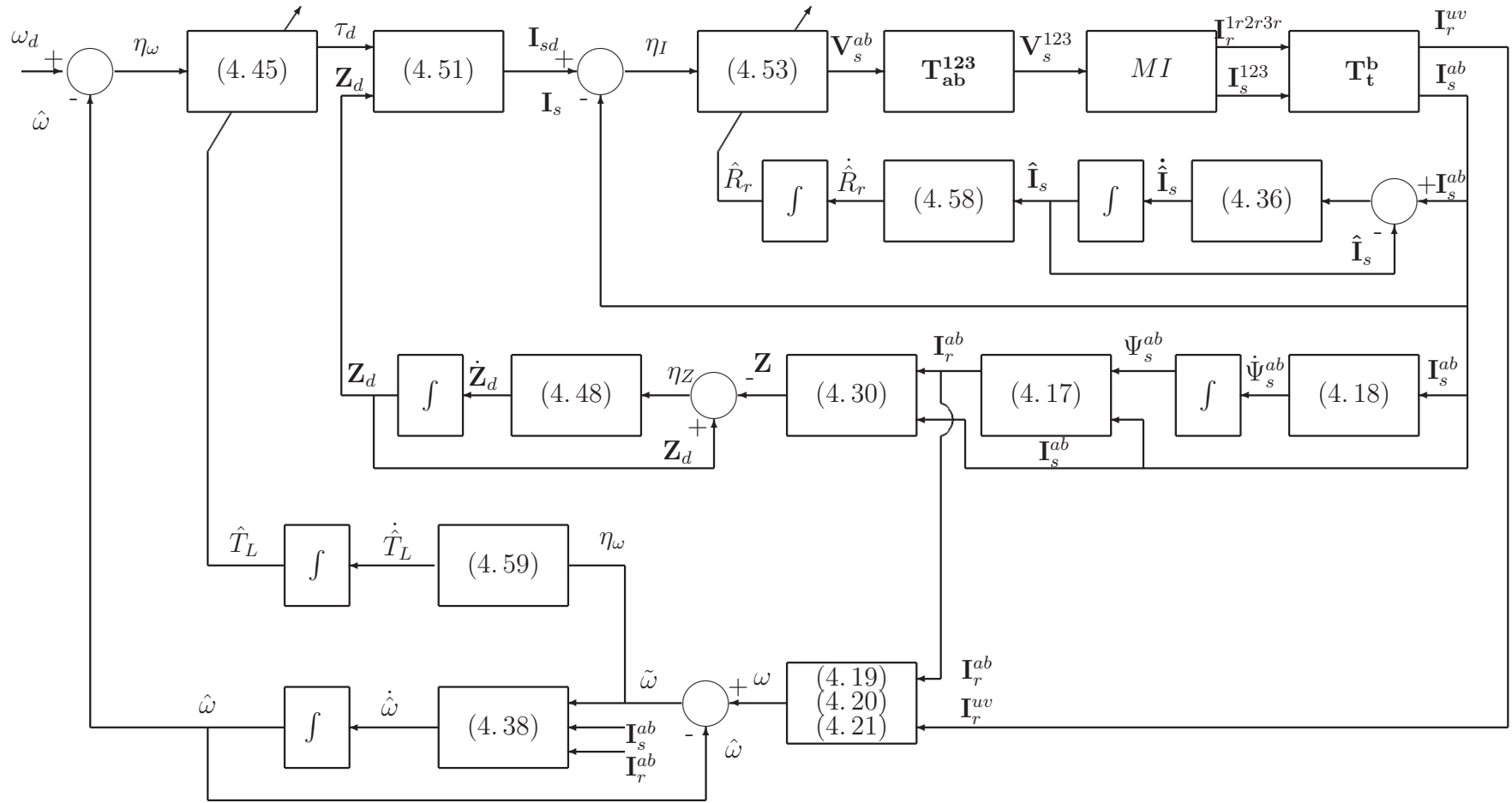
Nessa seção, é mostrado um resumo das equações do algoritmo adaptativo em malha fechada. Logo após, um diagrama em bloco é ilustrado para um melhor entendimento do algoritmo.

TABELA 4.1: Resumo das equações - 1ª parte.

Equações	Ref.	Pág.
$L_I \dot{\mathbf{I}}_s^{ab} = -\beta_4 \mathbf{I}_s^{ab} + R_r \mathbf{I}_r^{ab} - n_p \omega L_m \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{ab} - n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} + \beta_2 \mathbf{V}_s^{ab}$	(4.11)	78
$L_I \dot{\mathbf{I}}_r^{ab} = -\beta_5 \mathbf{I}_r^{ab} + R_s \mathbf{I}_s^{ab} + n_p \omega \beta_6 \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab} + n_p \omega L_s \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s^{ab} - \mathbf{V}_s^{ab}$	(4.13)	79
$M_m \dot{\omega} = -B\omega - T_L + L_m \mathbf{I}_s^{abT} \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r^{ab}$	(4.16)	79
$\tilde{\mathbf{I}}_s^{ab} = \mathbf{I}_s^{ab} - \hat{\mathbf{I}}_s^{ab}$	(4.22)	84
$\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$	(4.23)	84
$\tilde{R}_r = R_r - \hat{R}_r$	(4.24)	84
$\tilde{T}_L = T_L - \hat{T}_L$	(4.25)	84
$\eta_\omega = \omega_d - \hat{\omega}$	(4.28)	84
$\eta_{I_s} = \mathbf{I}_{sd} - \mathbf{I}_s$	(4.29)	84
$\mathbf{Z} = \mathbf{I}_s + \beta_2 \mathbf{I}_r$	(4.30)	85
$\dot{\mathbf{Z}} = -\frac{R_r}{L_m} \mathbf{I}_r + \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}$	(4.32)	85
$L_I \dot{\hat{\mathbf{I}}}_s = -\beta_4 \hat{\mathbf{I}}_s + \hat{R}_r \mathbf{I}_r - n_p \omega L_m \mathbf{J}_2 \hat{\mathbf{I}}_s - n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r + \beta_2 \mathbf{V}_s + k_I \tilde{\mathbf{I}}_s$	(4.36)	86

TABELA 4.2: Resumo das equações - 2ª parte.

Equações	Ref.	Pág.
$M_m \dot{\hat{\omega}} = -B\hat{\omega} - \hat{T}_L + L_m \mathbf{I}_s^T \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r + k_\omega \tilde{\omega}$	(4.38)	86
$\tau_d = M_m \dot{\omega}_d + B\hat{\omega} + \hat{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} + K_\omega \eta_\omega$	(4.45)	88
$\dot{\mathbf{Z}}_d = -\frac{\hat{R}_r}{L_m} \mathbf{I}_r + \omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z} - K_z \eta_z + \mathbf{u}_z$	(4.48)	88
$\mathbf{u}_z = \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s$	(4.61)	91
$\mathbf{I}_{sd} = \frac{L_r}{L_m^2} \frac{\tau_d}{\ \mathbf{Z}_d\ ^2} \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d$	(4.51)	89
$\mathbf{V}_s = \frac{1}{\beta_2} \left(\Omega_0 + \beta_4 \mathbf{I}_s - \hat{R}_r \mathbf{I}_r + n_p \omega \right) + \frac{1}{\beta_2} (L_m \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_s + n_p \omega L_r \mathbf{J}_2 \mathbf{I}_r + K_I \eta_{I_s} + \mathbf{u}_v)$	(4.53)	89
$\mathbf{u}_v = \frac{L_m^2}{L_r} \eta_\omega \mathbf{J}_2 \mathbf{Z}_d$	(4.60)	91
$\Omega_0 = L_I \dot{\mathbf{I}}_{sd}$	(4.52)	89
$\dot{\hat{T}}_L = -k_T \tilde{\omega}$	(4.59)	91
$\dot{\hat{R}}_r = k_r \left(\tilde{\mathbf{I}}_s^T \mathbf{I}_r + \frac{1}{L_m} \eta_z^T \mathbf{I}_r - \eta_{I_s}^T \mathbf{I}_r \right)$	(4.58)	91



4.10 Resultados comparativos de simulação

Nesta seção são mostrados resultados comparativos com relação aos controladores mostrados no capítulo 3, para a mesma velocidade de referência e condições relacionadas à resistência rotórica e ao torque aplicado da seção anterior.

4.10.1 Controle V/f

Os resultados obtidos no controlador V/f são mostrados na figura 4.10.

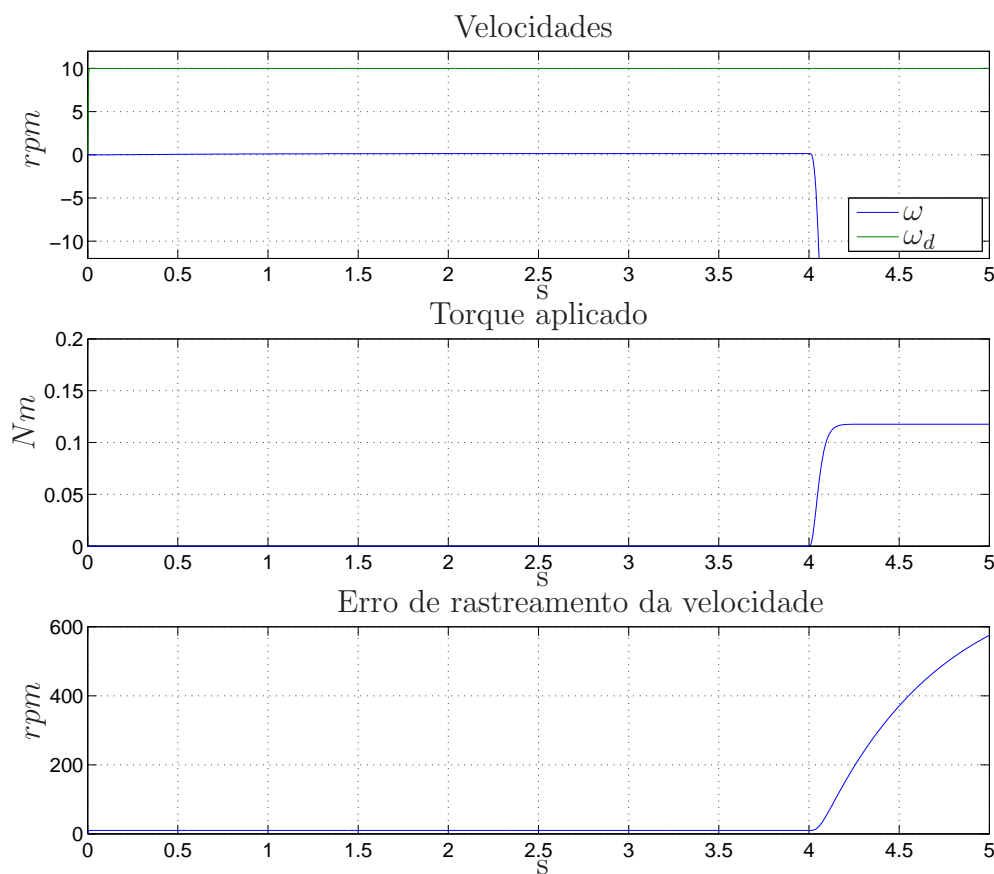


FIGURA 4.10: Resultados do controle escalar.

Observa-se que o controlador V/f não é capaz de acionar o motor pois a velocidade de referência é muito pequena. Esta característica é inerente ao controlador V/f em malha aberta. Além disso, quando o torque é aplicado, o motor dispara sentido contrário da referência.

4.10.2 Controle IFOC em malha aberta

Os resultados obtidos no controlador IFOC em malha aberta são mostrados na figura 4.11.

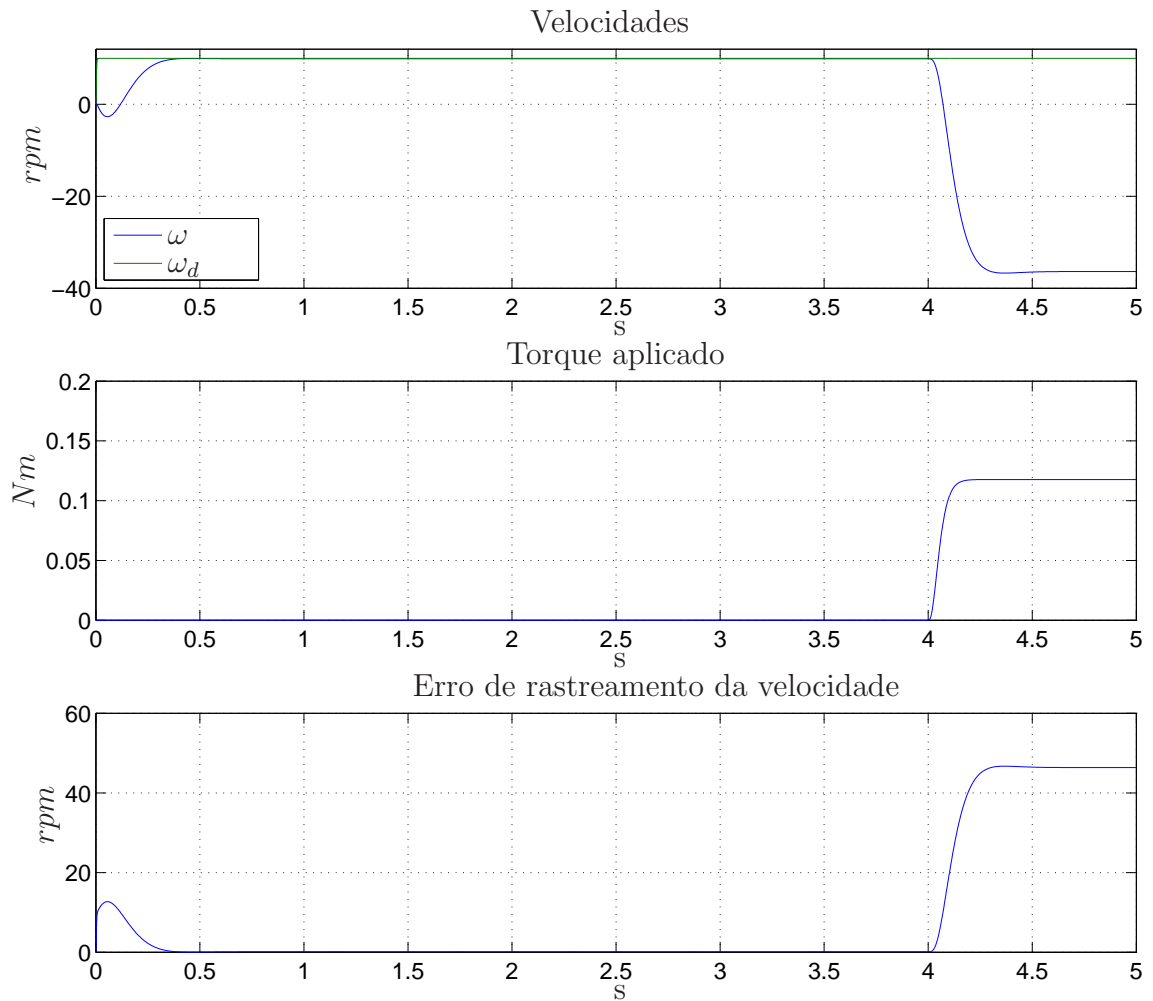


FIGURA 4.11: Resultados do controle IFOC em malha aberta.

Observa-se que enquanto o motor de indução não está carregado, o rastreamento é realizado apesar da variação na resistência rotórica. Porém, o controlador não consegue compensar o efeito do distúrbio e o motor dispara no sentido contrário da referência.

4.10.3 Esquema controlador-observador em malha fechada

Os resultados obtidos do esquema observador-controlador são mostrados na figura 4.12.

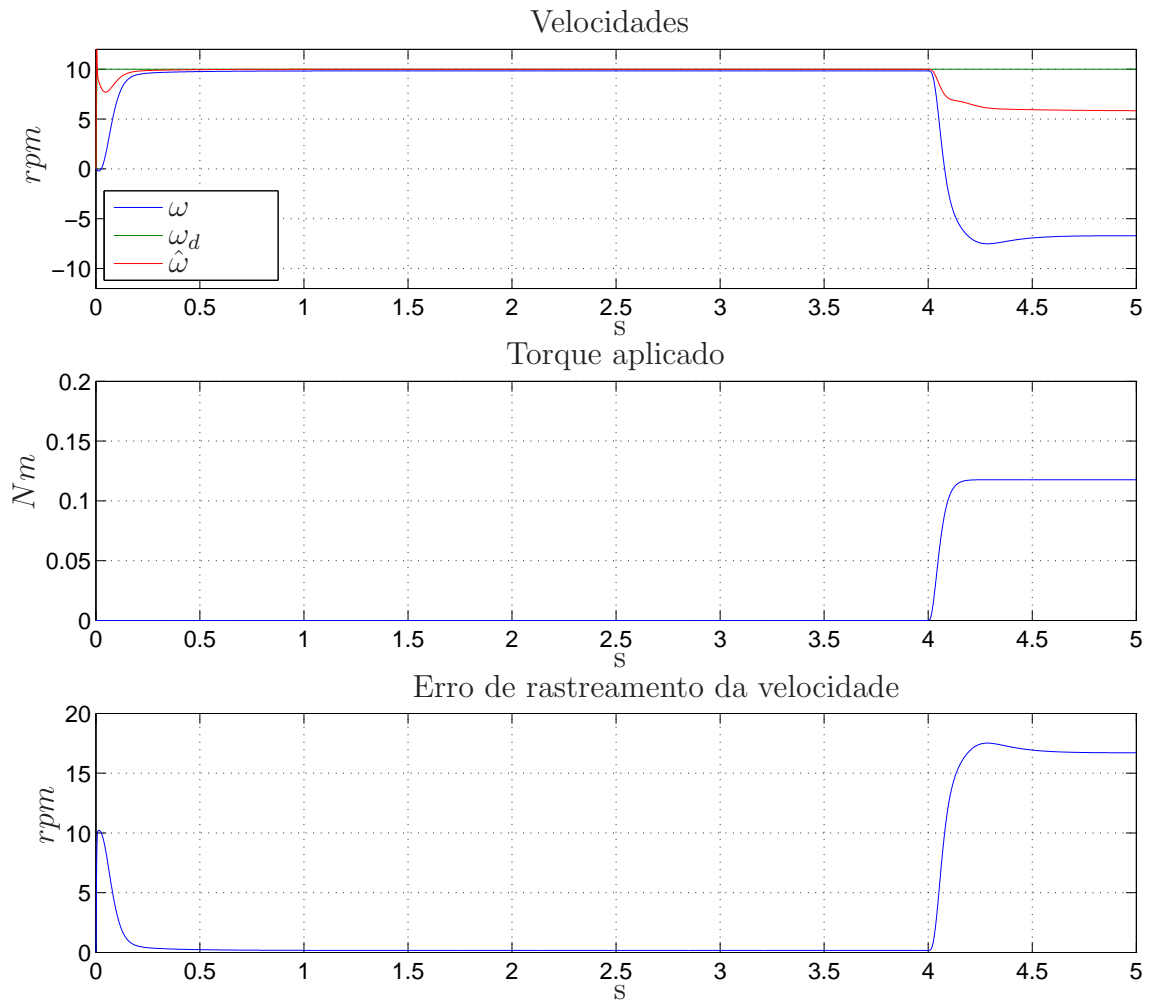


FIGURA 4.12: Resultados do esquema observador-controlador.

Observa-se que enquanto o motor de indução não está carregado, o controle e a observação da velocidade são realizados apesar da variação da resistência rotórica. Quando o torque é aplicado, a observação da velocidade fica prejudicada já que não é capaz de compensar o efeito da carga. O controlador não consegue eliminar o erro de rastreamento e estabiliza em outro ponto de equilíbrio.

4.11 Conclusão

Neste capítulo, foi projetado um novo controlador *sensorless* baseado nas medições das correntes do estator e do rotor. Neste projeto é levado em consideração a variação da resistência rotórica e a aplicação de um torque desconhecido. Foi considerado o modelo não-linear de ordem completa e a técnica *backstepping* como ferramenta matemática para o desenvolvimento.

Este controlador foi comparado com os três controladores apresentados no capítulo anterior. Através dos resultados comparativos de simulação, observou-se o bom funcionamento do controlador adaptativo em relação aos outros controladores. Os esquemas em malha-aberta obtiveram péssimos resultados enquanto que o esquema controlador-observador manteve-se estável porém não foi capaz de rastrear a velocidade.

A existência de motores que já funcionam com transmissão de dados sem fio (por enquanto informações de temperatura) e a patente de Nondahal & Delvecchio (2003) gerada a partir do grupo de pesquisa da empresa americana de motores Reliance®, fortalecem o estudo e o aperfeiçoamento antes de uma implementação deste controlador no futuro.

Capítulo 5

Construção da bancada

5.1 Bancada proposta

A implementação de uma bancada para controle eletrônico do motor de indução, utilizando processadores de sinais digitais (DSP) de baixo custo, facilitará a aprendizagem e a pesquisa de técnicas de acionamentos nestes motores. Essa bancada deve apresentar características fundamentais como a flexibilidade de implementação, possuir código aberto e diminuir o número de ligações físicas para que futuras implementações sejam feitas com facilidade e rapidez. A figura 5.1 mostra uma visão geral da bancada.



FIGURA 5.1: Protótipo montado.

A bancada pode ser dividida em vários blocos, conforme a figura 5.2:

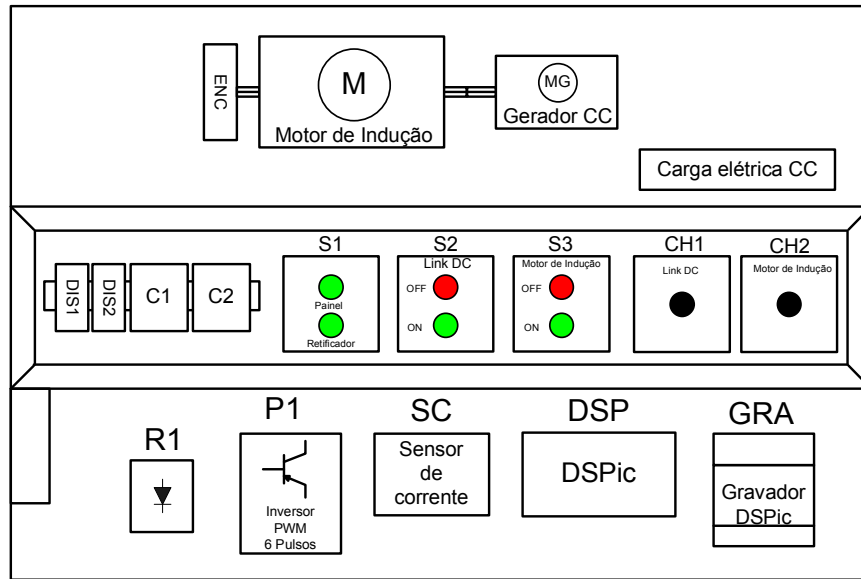


FIGURA 5.2: Blocos da bancada.

1. DIS1 (Disjuntor geral 1) - energiza o painel, isto é, todos os circuitos de controle (SC, DSP, GRA);
2. DIS2 (Disjuntor 2) - energiza o retificador R1, isolando-o do resto do painel, protegendo o usuário de altas tensões que podem chegar a $380 V_{cc}$;
3. C1 (Contadora 1) - conecta a saída do retificador na entrada do módulo de potência P1. Pode ser acionada manualmente ou por *software*, através de CH1;
4. C2 (Contadora 2) - conecta a saída trifásica do módulo de potência P1 na entrada do motor de indução M. Pode ser acionada manualmente ou por *software*, através de CH2;
5. S1, S2, S3 (Sinaleiras) - indicam painel e retificador energizados, elo CC e motor conectados, respectivamente;
6. Módulos de controle:
 - SC - este módulo é composto por um circuito contendo dois sensores de corrente baseados em efeito *Hall* e um circuito condicionador;

- DSP - Módulo baseado no DSP 30F4011 da Microchip, contendo display de cristal líquido, chaves e relés de acionamentos;
 - GRA - módulo gravador ICD2 da *Labtools*® para a programação e depuração dos algoritmos de controle.
7. R1 - retificador do elo CC;
 8. P1 - módulo de potência;
 9. M - motor de indução do tipo gaiola de esquilo;
 10. MG - gerador de corrente contínua que é conectada à uma carga elétrica CC conhecida;
 11. ENC - Encoder Incremental;

A figura 5.3 mostra uma visão geral de cada bloco.

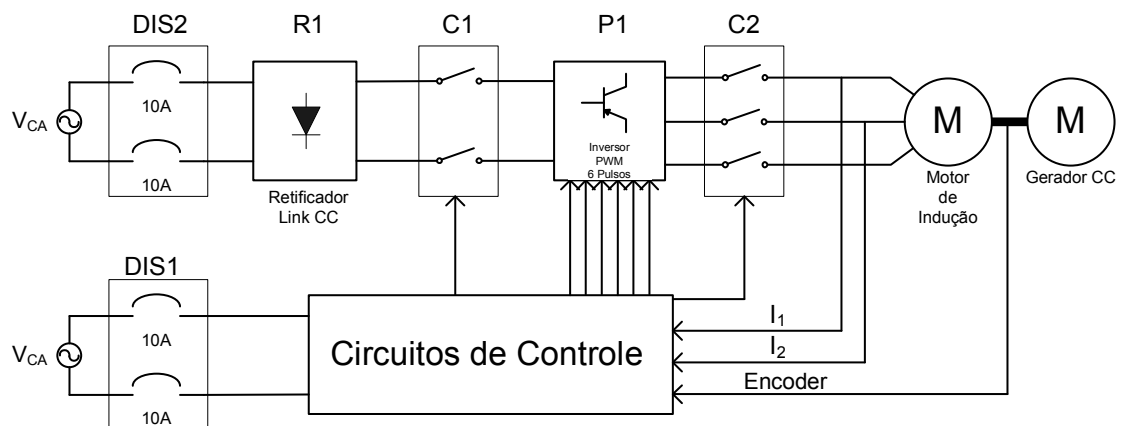


FIGURA 5.3: Diagrama detalhado da bancada.

5.2 Retificador - R1

O retificador utilizado na bancada é baseado na ponte retificadora SKB 30/04-A1 da *Semikron* 5.4. É possível configurar de dois modos através das ligações nos bornes da placa de circuito impresso. A primeira configura um retificador monofásico de onda completa usando ponte de diodos com filtro. A segunda configura um retificador dobrador de tensão. A placa de circuito impresso do retificador é mostrado no apêndice E.



FIGURA 5.4: Ponte reificadora SKB 30/04-A1.

O circuito montado para este módulo é mostrado na figura 5.5.

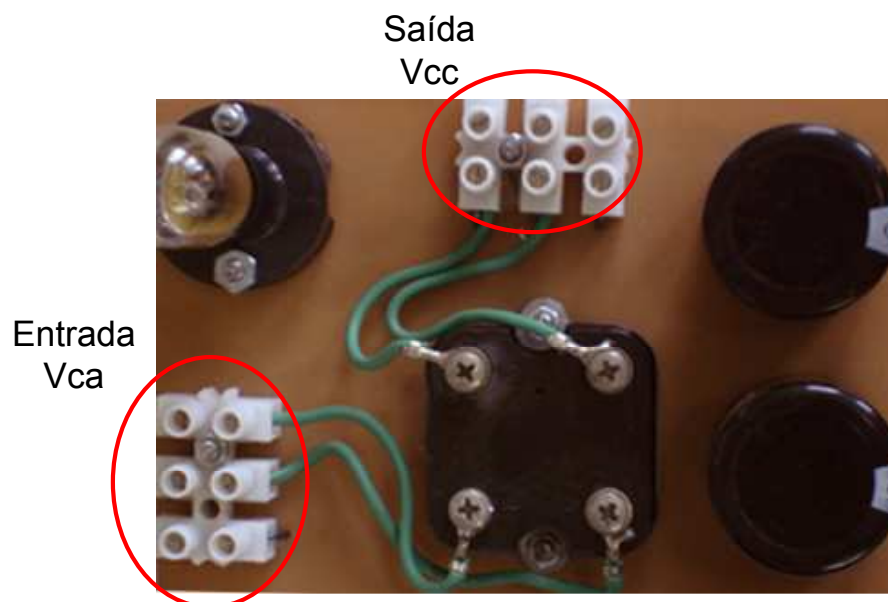


FIGURA 5.5: Módulo retificador.

5.3 Módulo de Potência - P1 (Inversor PWM de 6 pulsos)

O conjunto inversor utilizado é do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*). Sua topologia é a mais comumente empregada em acionamentos de máquinas elétricas trifásicas e é construída em forma “de ponte”, com três ramos usualmente denominados “braços de ponte”. Cada um destes ramos contém dois IGBTs, sendo a carga ligada ao nó central. O comando é realizado de tal modo que apenas um IGBT de cada perna esteja fechado, mantendo, portanto, o outro, simultaneamente aberto, evitando assim um curto-circuito. Para garantir que não haja curto-circuito, entre a aberturas e fechamento dos IGBTs, da mesma perna, é inserido um tempo morto (*dead-time*) entre disparos. Com um mínimo de seis comutações por período é possível estabelecer um sistema trifásico de tensões alternadas retangulares. Contudo, pode-se obter melhor qualidade nas tensões e correntes sintetizadas pelo inversor com o emprego de técnicas de modulação da largura de pulso (PWM) (Bezerra, 2004).

Para a construção da bancada, foi desenvolvido o módulo de potência baseado no IRAMX16UP60A da *International Rectifier*, mostrado na figura 5.6.

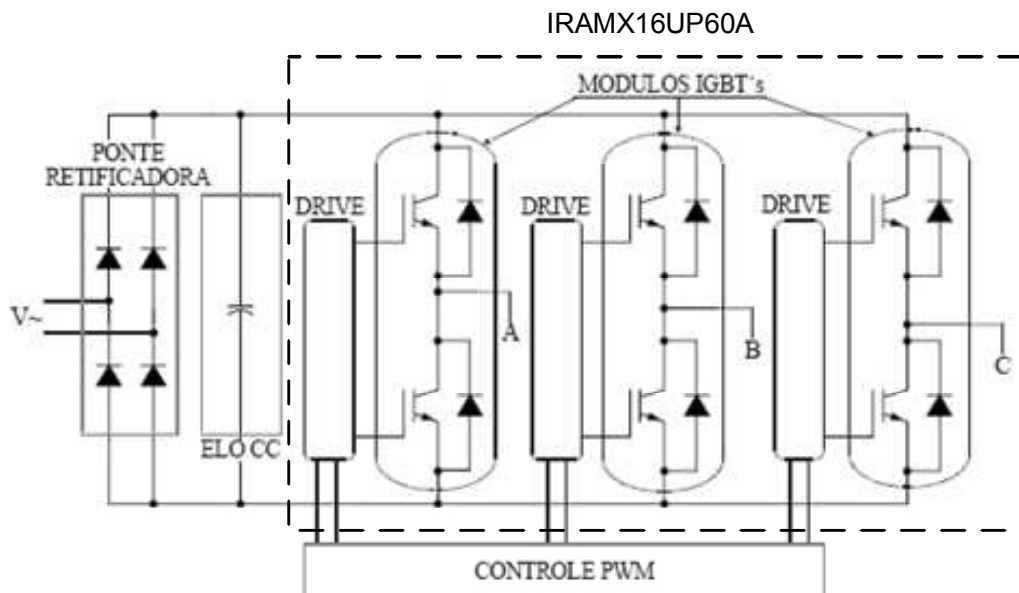


FIGURA 5.6: Módulo de potência baseado em IGBTs.

Ele é um módulo de potência integrado e otimizado para controle eletrônico de motores baseado em IGBTs. Oferece em um único encapsulamento os acionadores das portas (*Gate Drivers*) dos IGBTs, monitoramento da temperatura, desligamento automático para sobrecorrentes e capacidade de conduzir correntes eficazes de fase de até 16A a 25°C, sendo uma alternativa barata e eficiente para motores de baixa potência.



FIGURA 5.7: Módulo de potência montado.

A figura 5.7 mostra o módulo de potência. O esquemático e o desenho da placa eletrônica do inversor PWM de 6 pulsos são mostrados no apêndice E.

Dentre as técnicas mais difundidas para o chaveamento dos IGBTs, pode-se citar:

- PWM senoidal ou modulação seno-triângulo;
- PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico;
- PWM realimentados por controle de corrente;
- Modulação por vetor espacial.

As técnicas empregadas, em geral, são comparadas com base nos seguintes critérios de desempenho:

- Distorção harmônica total (THD) da tensão e corrente de saída do inversor;
- Perdas por chaveamento no inversor;
- Ondulação (ripple) pico a pico da corrente de saída;
- Máxima tensão de saída possível de se obter com uma dada tensão contínua (tensão do elo CC);
- Simplificar a implementação.

Na implementação prática foi utilizada a modulação por vetor espacial.

5.4 Sensor de corrente - SC

A aquisição dos valores das correntes elétricas que circulam nos enrolamentos do motor é feita através do sensor ACS706ELC-05C da *Allegro MicroSystems, Inc.* Este sensor é baseado no efeito *Hall* e é bidirecional e linear em uma faixa de 15A. As características de entrada e saída deste sensor são mostradas na figura 5.8 para vários perfis de temperatura. A relação entre a saída e entrada do sensor é de 133mV/A.

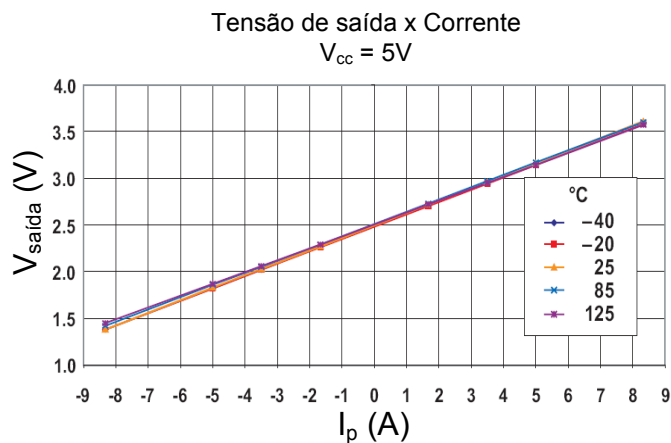


FIGURA 5.8: Relação entrada e saída do sensor ACS706ELC-05C

Para obter uma aquisição de melhor qualidade, o sinal gerado pelo sensor de corrente é amplificado e filtrado antes de ser conectado ao conversor A/D do DSP. Este

condicionador de sinais é baseado no amplificador de instrumentação INA121 que é responsável pela retirada do nível DC de 2,5V, amplificar o sinal e novamente inserir o nível DC de 2,5V.

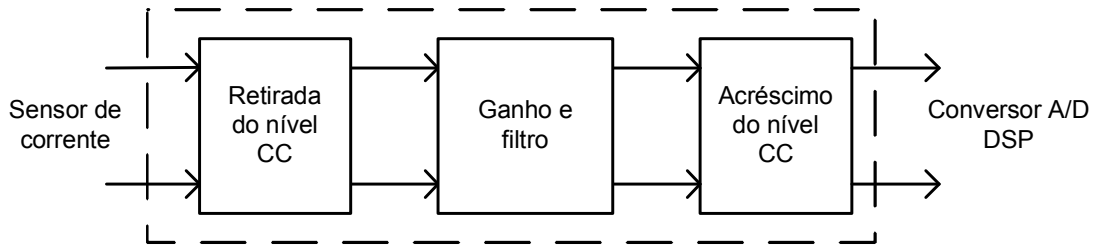


FIGURA 5.9: Diagrama em blocos do condicionador de sinais.

5.5 Processador Digital de Sinais - DSP

O processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*) é um dispositivo programável, que detém seu próprio código de instruções e que foi projetado levando-se em consideração que as operações mais habituais em um processamento digital que são as de adição, multiplicação e de transferência de memória consecutivos. Para tal existem instruções de repetição que precedem tais operações, tornando possível a execução destas usando-se muitas vezes um ciclo de memória.

O DSP utilizado no projeto foi o DSP de 16 bits modelo 30F4011 da Microchip (figura 5.10 e 5.11). Este DSP de baixo custo (aproximadamente \$4,00) apresenta as seguintes características:

- 48 Kbytes on-chip Flash espaço de programa;
- 2 Kbytes on-chip data RAM;
- até 30 MIPS (entrada de clock externo até 40MHz ou de 4 à 10 MHz com fator PLL de 4x, 8x ou 16x);
- Conversor analógico/digital de 10 bits;
- comunicação SPI, CAN, UART e I²C;

- módulo PWM para controle de motor trifásico;
- módulo de interface com encoder em quadratura.

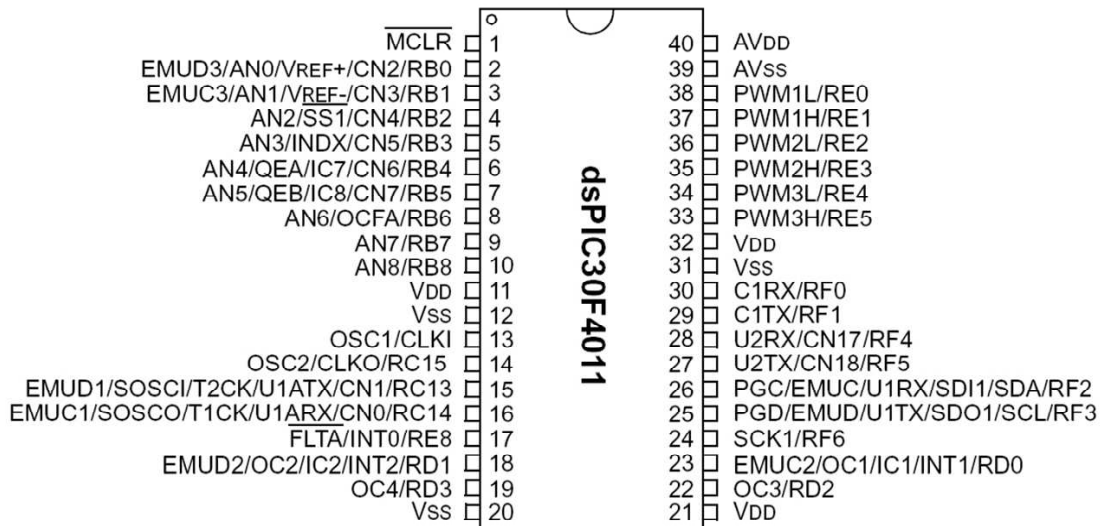


FIGURA 5.10: DSPic 30F4011 versão DIP40 usado na bancada.

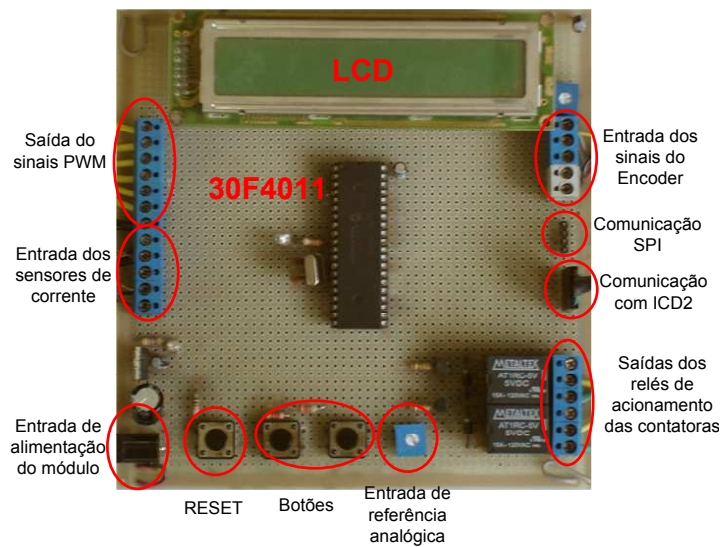


FIGURA 5.11: Foto do módulo DSP na bancada.

5.6 Gravador DSPic - GRA

O depurador/gravador usado na bancada é o ICD2BR[®] (figura 5.12) que permite de maneira fácil e rápida, depurar softwares em microcontroladores da linha 10F, 12F, 16F e 18F e DsPic da Microchip[®].

O ICD2BR[®] permite realizar:

- depurar as informações do código fonte na própria aplicação;
- depurar o hardware em tempo real;
- programar um componente que utiliza o protocolo ICSP da Microchip[®].

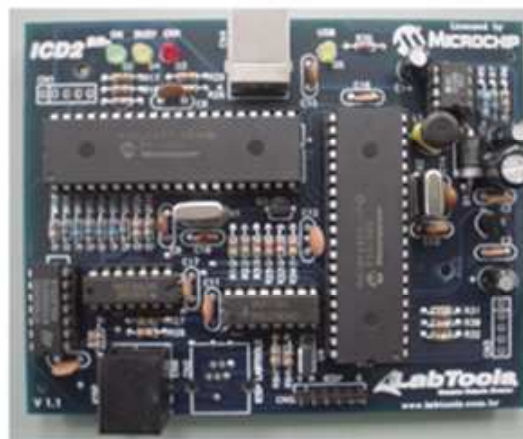


FIGURA 5.12: Placa eletrônica do depurador/gravador ICD2BR.

5.7 Motor de Indução

O motor de indução utilizado na bancada é o do tipo IP55 trifásico da WEG[®] (figura 5.13). Este motor possui seis terminais, podendo ser ligado em estrela (Y) para a maior tensão (380V) ou em delta (Δ) para a menor tensão (220V). Durante toda a dissertação, os enrolamentos do motor estavam ligados em delta.



FIGURA 5.13: Motor de indução trifásico WEG IP55.

No catálogo do fabricante são fornecidos os parâmetros, conforme tabela 5.1.

TABELA 5.1: Dados do catálogo do motor de indução WEG[®] IP55.

Potência (<i>cv</i>)	0,16
Potência (<i>KW</i>)	0,12
Tensão (<i>V</i>)	220/380
Número de pólos	2
Rotação (<i>rpm</i>)	3420
Momento de inércia (<i>Kgm²</i>)	0,00010
Tipo de carcaça	63
Corrente nominal em 220V (<i>A</i>)	0,77
Corrente com rotor bloqueado $\frac{I_P}{I_N}$	5,3
Conjugado nominal C_N (<i>Kgfm</i>)	0,03
Conjugado com rotor bloqueado $\frac{C_P}{C_N}$	4,0
Conjugado máximo $\frac{C_m}{C_N}$	4,0
Peso aproximado (<i>Kg</i>)	6,0

Para a simulação e implementação dos algoritmos de controle, é necessário o conhecimento dos parâmetros internos do motor. Para isto, três ensaios típicos foram realizados com a ajuda do Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL): medição da resistência do estator, ensaio a vazio e com rotor bloqueado.

O circuito equivalente (figura 5.14) foi apresentado no capítulo 2. Este circuito é válido em regime estacionário, supondo a alimentação trifásica senoidal e equilibrada nos enrolamentos do estator.

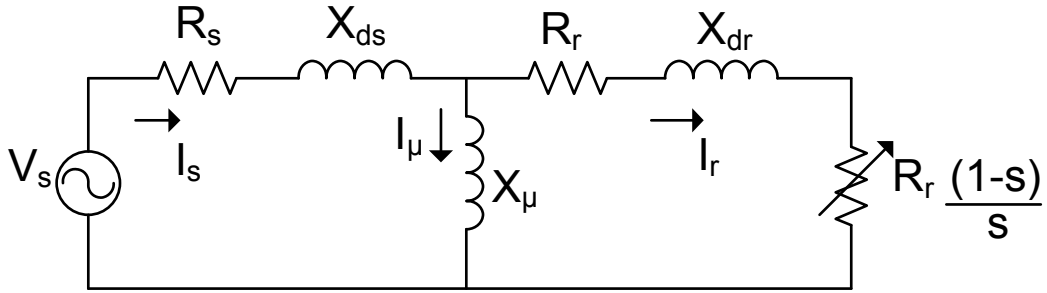


FIGURA 5.14: Modelo fase-neutro do motor de indução.

Todos os parâmetros do circuito equivalente são expressos numa base por fase. Isso se aplica independentemente do enrolamento do estator ser conectado em estrela (Y) ou delta (Δ). Neste último caso, os valores se referem à conexão em Y equivalente (Del Toro, 1990).

5.7.1 Resultados dos ensaios

Os resultados são apresentados nas tabelas a seguir.

TABELA 5.2: Resultados da medição da resistência estática.

V_{dc} (V)	25.20
I_{dc} (A)	0.774

TABELA 5.3: Resultados do ensaio à vazio.

Potência toral P_{t0} (W)	138.0
Tensão de linha V_{l0} (V)	220.0
Corrente de linha I_{l0} (A)	0.62

TABELA 5.4: Resultados do ensaio com rotor bloqueado.

Potência total P_{trb} (W)	51.6
Tensão de linha V_{lrb} (V)	43.96
Corrente de linha I_{lrb} (A)	0.770

A partir das tabelas 5.2, 5.3 e 5.4 obtidas a partir dos ensaios e utilizando os procedimentos demonstrados no livro de Del Toro (1990) e Sarma (1994), chega-se aos seguintes parâmetros

TABELA 5.5: Parâmetros calculados.

R_s (Ω)	16,28
R_r (Ω)	13,95
L_s (mH)	441,1
L_r (mH)	441,1
L_m (mH)	421,3

Estes resultaram partiram do procedimento sugerido pelo IEEE para o cálculo das reatâncias do estator e do rotor quem podem ser empiricamente distribuídas da seguinte forma:

TABELA 5.6: Distribuição dos valores da reatância segundo o IEEE.

Classe do motor	Descrição	X_{dr}	X_{ds}
A	Torque de partida normal, corrente de partida normal	0.5	0.5
B	Torque de partida normal, corrente de partida baixa	0.4	0.6
C	Torque de partida alto, corrente de partida baixa	0.3	0.7
D	Torque de partida alto, escorregamento alto	0.5	0.5
Rotor bobinado		0.5	0.5

O motor utilizado na dissertação pertence a classe A.

5.8 Encoder - ENC

No eixo do motor de indução foi acoplado um encoder do tipo incremental modelo 7510 0682 2048 do fabricante *Hohner*, mostrado na figura 5.15. Através deste encoder, a velocidade pode ser calculada e usada nos algoritmos de controle baseados na medição da velocidade (*sensored control*) ou para comparação nos algoritmos de controle sem a instrumentação mecânica (*sensorless control*). Este encoder gera 2048 pulsos em cada canal A e B e ainda possui um canal de indexação, que gera um pulso a cada revolução do eixo.

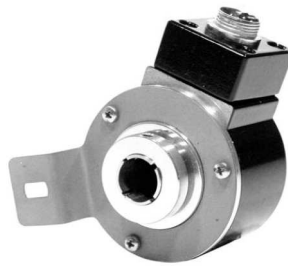


FIGURA 5.15: Encoder *Hohner* modelo 7510 0682 2048.

5.9 Conclusão

A montagem da bancada foi mostrada neste capítulo. A vantagem da implementação de um bancada de testes é criar a possibilidade de pesquisa e desenvolvimento no acionamento destes motores.

Optou-se por elementos de baixo custo para que seja simples a substituição ou adição de outros dispositivos, caso haja a necessidade.

Capítulo 6

Implementação prática

6.1 Introdução

A implementação da bancada de acionamento do motor de indução foi realizada no LARC (Laboratório de Automação, Robótica e Controle) da COPPE/UFRJ.

6.2 Operação da bancada

Os algoritmos de controle foram desenvolvidos no MPLAB[®], usando a ferramenta C30. O MPLAB[®] é um ambiente integrado para o estudo e desenvolvimento com a família PIC[®] de microcontroladores e DSP's. As aplicações são escritas na linguagem C.

O fluxograma básico de operação é mostrado na figura 6.1. Após a inicialização do hardware e a do software, o sistema entra em um *loop* fechado, aguardando a requisição da interrupção do conversor A/D.

Todo o controle do motor, desde a leitura e conversão das correntes até a geração dos pulsos do PWM, é realizado durante a interrupção que é executado dentro do intervalo de tempo de um período do PWM, como mostrado na figura 6.2. Este período corresponde à frequência de chaveamento do inversor. Esta frequência foi selecionada em 3,2KHz, ou seja, um período de 312,5 μ s.

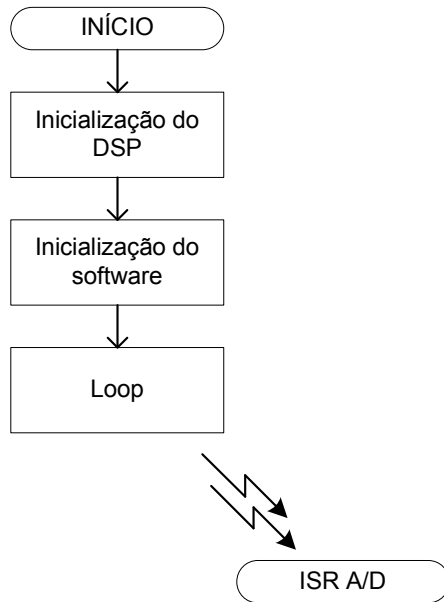


FIGURA 6.1: Fluxograma básico de operação.

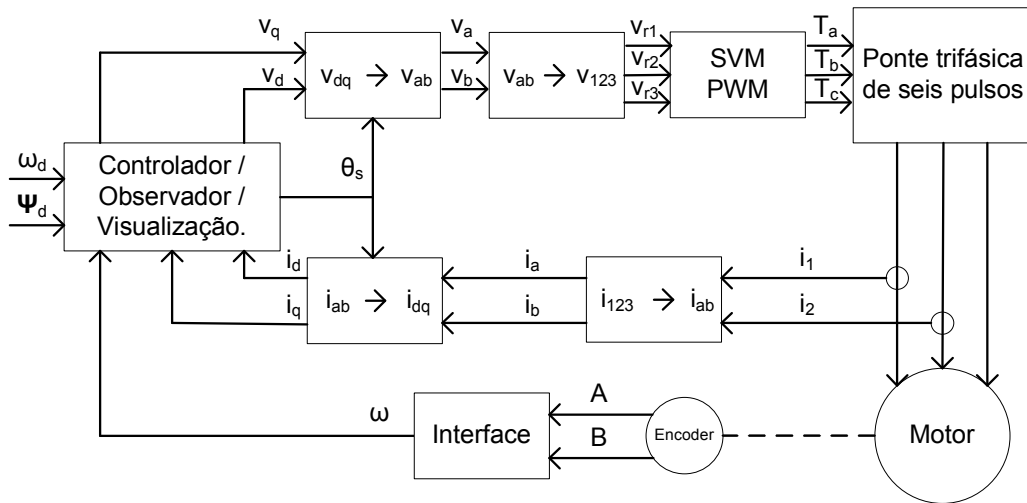


FIGURA 6.2: Diagrama em blocos básico.

Na rotina da interrupção é executada o algoritmo de controle. A figura 6.3 mostra o fluxograma da rotina de interrupção gerada pelo conversor A/D do DSPic30F4011.

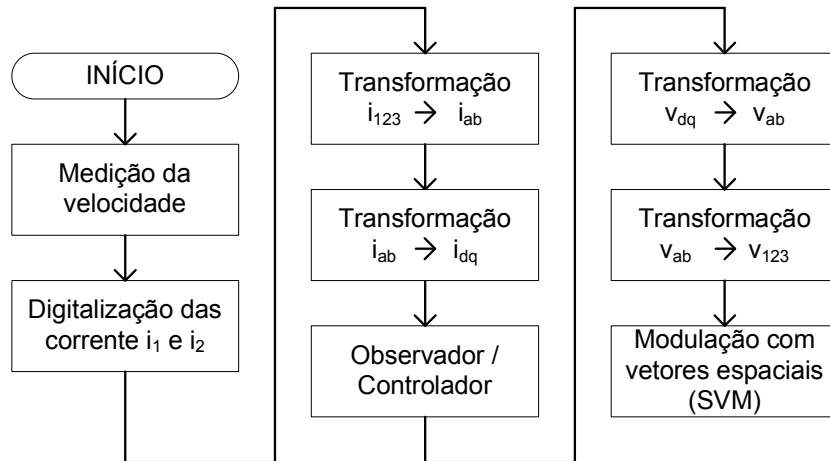


FIGURA 6.3: Fluxograma básico da rotina de interrupção.

6.3 Formato numérico

Uma das características do DSP utilizado é que a unidade aritmética lógica da CPU (*Central Processing Unit*) trabalha com números em ponto fixo. Operações em ponto fixo são realizadas somente com números inteiros, assim é preciso utilizar números inteiros para representar números fracionários (Bazzo, 2007).

Isto é possível com o uso de um formato numérico apropriado. Assim como em números decimais existe o ponto decimal, em um número binário pode-se atribuir um ponto binário fictício. A parte da palavra à direita do ponto representa a parte fracionária e os bits à esquerda do ponto, a parte inteira. O bit mais significativo é utilizado para determinar o sinal do número: 0 para números positivos e 1 para números negativos. Maiores detalhes são mostrados no apêndice D.

6.4 Escolha do formato numérico

Uma importante ferramenta no trabalho com variáveis em ponto fixo é o formato numérico. Em sistemas físicos, todos os parâmetros e variáveis são expressas em unidades físicas como metros por segundo, volts, amperes, etc. Porém, em modelos matemáticos de sistemas físicos, todos os parâmetros e variáveis podem ser normalizados, ou seja, perderem a sua dimensão física (Williamson, 1991).

O processo de normalização (grandezas por unidade - PU) é vantajoso no trabalho com ponto fixo. Para transformar um valor qualquer em pu é necessário dividir o valor real da variável pelo valor de base, que deve ser escolhido apropriadamente a partir do projeto e simulação do controlador.

Como exemplo, considerando uma planta física de segunda ordem em que a velocidade $v_1(t)$, uma força $f_2(t)$, uma tensão aplicada $v_u(t)$ e um deslocamento mensurável $d_y(t)$ têm os seguintes escalas de operação:

$$|v_1(t)| \leq 20m/s, \quad |f_2(t)| \leq 2,5Kg/m^2, \quad |v_u(t)| \leq 5volts, \quad |d_y(t)| \leq 0,5m$$

As equações diferenciais que modelam o sistema são as seguintes:

$$\begin{aligned} \dot{v}_1(t) &= \alpha_{11}v_1(t) + \alpha_{12}f_2(t) + \beta_1v_u(t) \\ \dot{f}_2(t) &= \alpha_{21}v_1(t) + \alpha_{22}f_2(t) + \beta_2v_u(t) \\ d_y(t) &= \gamma_1v_1(t) + \gamma_2f_2(t) \end{aligned} \tag{6.1}$$

Os coeficientes $\{\alpha_{ij}, \beta_i, \gamma_i\}$ possuem unidades de acordo com as variáveis físicas. O coeficiente α_{12} , por exemplo, possui unidade de $kg^{-1}m^3s^{-2}$, enquanto que β_2 possui a unidade $kgm^{-2}volts^{-1}s^{-1}$.

Definem-se as variáveis

$$x_1 = \frac{v_1}{20}; \quad x_2 = \frac{f_2}{2,5}; \quad u = \frac{v_u}{5}; \quad y = \frac{d_y}{0,5}$$

e os coeficientes normalizados

$$\begin{aligned}a_{11} &= \frac{\alpha_{11}}{1}; & a_{12} &= \frac{\alpha_{12}}{8}; & b_1 &= \frac{\beta_1}{4}; \\a_{21} &= 8\alpha_{21}; & a_{22} &= \frac{\alpha_{22}}{1}; & b_2 &= 2\beta_2; \\c_1 &= 40\gamma_1; & c_2 &= 5\gamma_2\end{aligned}$$

Então para $m = 1,2$

$$\begin{aligned}\dot{x}_m(t) &= a_{m1}x_1(t) + a_{m2}x_2(t) + b_mu(t) \\y(t) &= c_1x_1(t) + c_2x_2(t)\end{aligned}\tag{6.2}$$

onde

$$|x_1(t)| \leq 1, \quad |x_2(t)| \leq 1, \quad |u(t)| \leq 1, \quad |y(t)| \leq 1$$

Para o controle de velocidade do motor de indução utilizado nesta tese, os seguintes valores bases foram escolhidos:

- corrente elétrica (I_{max}) - $5A$
- tensão elétrica (V_{max}) - $360V$
- velocidade (ω_{max}) - $3600rpm$
- fluxo magnético (ψ_{max}) - $4.02Wb$

A especificação destes valores se baseou nos valores nominais da máquina e da aquisição de dados do sensor de corrente.

6.5 Digitalização das correntes

Estando o motor alimentado, duas das três correntes na linha do motor fluem através de dois transdutores de corrente. Os transdutores transformam as correntes em sinais de tensão na relação de 133mV/A em uma escala -15A até 15A, segundo a seguinte relação

$$v_{sensor} = 0,133i + 2,5 \quad (6.3)$$

onde v_{sensor} é a saída de tensão para a corrente i que flui no transdutor.

Como a corrente nominal do motor é de 0,774A e a relação corrente de partida e a nominal é de 5,3, a escala da tensão será de 1,954V até 3,046V, aplicando a equação (6.3). Como o conversor analógico-digital (A/D) do DSPic 30F4011 é de 10bits e é projetado para a tensão máxima de 5V, o circuito condicionador aumenta esta escala para uma escala de -5A até 5A. Para isto, o circuito condicionador amplifica o sinal para a relação de 500mV/A e ao mesmo tempo realiza uma filtragem do sinal. Assim, tem-se que o ganho amplificador é de $G = \frac{0,500}{0,133} = 3,76$. A figura 6.4 mostra o esquema de obtenção do valor da corrente elétrica.

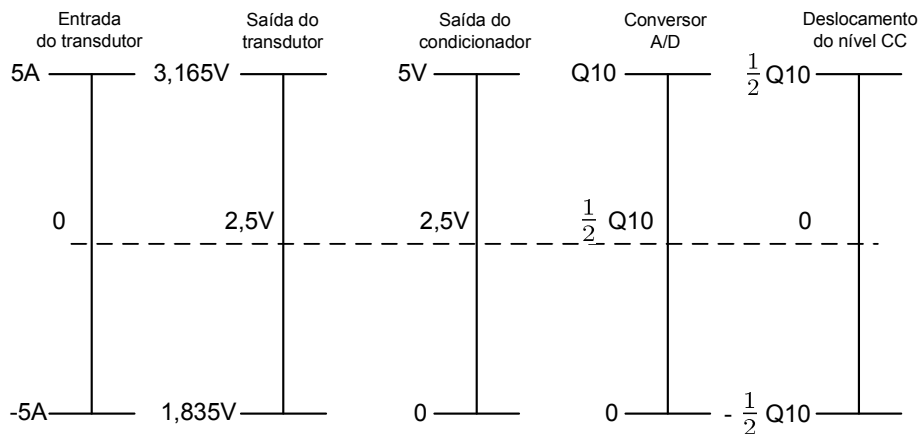


FIGURA 6.4: Diagrama do condicionamento da corrente.

Após obter o valor em Q10, a corrente é filtrada digitalmente e escalonada para seu valor em Q15.

6.6 Medição da velocidade

A velocidade do motor é obtida por meio da captura dos sinais do *encoder* incremental que será usada como comparação para algoritmos *sensorless*.

Um *encoder* incremental típico possui três saídas: fase A, fase B e o pulso de indexação que são usadas para obter informações de movimento do eixo do motor como posição, velocidade e direção, como mostrado na figura (5.15). Os dois canais, fase A (QEA) e a fase B (QEB), possuem uma relação única. Se a fase A avança em relação a fase B, então o sentido é o horário. Se a fase A atrasa em relação a B, então o sentido é o anti-horário. O canal de indexação gera um pulso sempre quando ocorre uma rotação e é usado como referência para estabelecer uma posição absoluta.

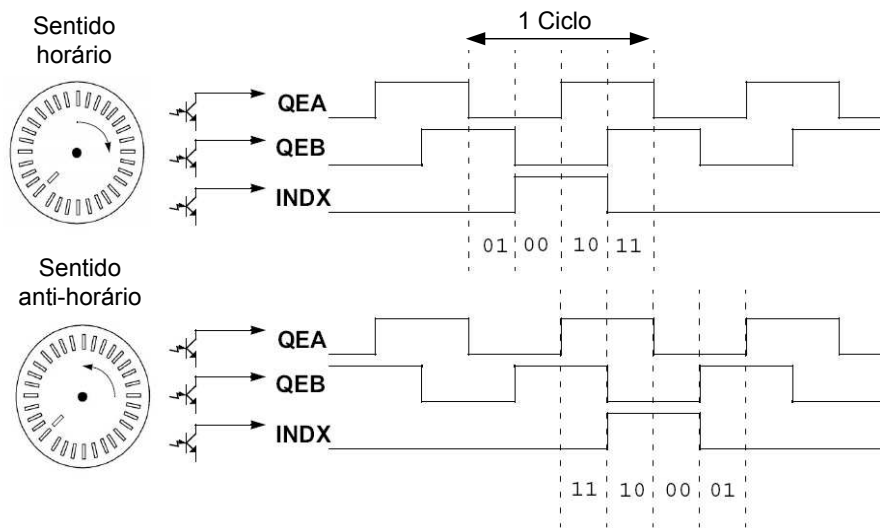


FIGURA 6.5: Encoder com saída em quadratura.

Os sinais em quadratura gerados pelo *encoder* produzirão quatro estados. Estes estados estão indicados na figura 6.5. O DSPic30F4011 possui um módulo de interface com encoder em quadratura (QEI - *Quadrature Encoder Interface*). O módulo QEI captura os três sinais e converte a informação para um contador. Este contador irá incrementar uma unidade em uma direção e decrementar na outra, armazenando o conteúdo em um registro POSCNT.

O *encoder* utilizado na bancada tem a resolução de 2048 pulsos/revolução então o registrador POSCNT contará até 8192. Ou seja, a resolução da medição da posição em radianos será de 0.0007699 rad (0.0439°).

Partindo da seguinte equação

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (6.4)$$

e utilizando a aproximação *backward* para calcular a velocidade ω , tem-se que

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{\theta(t) - \theta(t-1)}{T} \Rightarrow \frac{1-z^{-1}}{T}\theta(z) = \frac{z-1}{Tz}\theta(z) \quad (6.5)$$

onde z é a variável da transformada Z e T é o período de amostragem (Aström & Wittenmark, 1997).

Para o cálculo da velocidade, optou-se a implementação do seguinte filtro

$$\omega_{med} = \frac{s}{\zeta s + 1}\theta \quad (6.6)$$

onde s é a variável de Laplace, ω_{med} é a velocidade medida e ζ é a constante de tempo do filtro.

Fazendo,

$$s = \frac{z-1}{Tz} \quad (6.7)$$

tem-se que

$$\omega_{med}(k) = \left(\frac{1}{\zeta + T}\right) [\theta(k) - \theta(k-1)] + \left(\frac{\zeta}{\zeta + T}\right) \omega_{med}(k-1) \quad (6.8)$$

onde k se refere à k -ésima amostra do sinal.

Escolhendo um $\zeta = 0.01$, um *script* de MATLAB foi desenvolvido para possibilitar o cálculo que o valor mínimo e máximo da velocidade são $\omega_{min} = 23.4375 \text{ rpm}$ e $\omega_{max} = 192000 \text{ rpm}$, respectivamente.

O erro médio de medição é de 23.437 *rpm*.

6.7 Modulação por vetor espacial - SVPWM

A modulação espacial pode transformar diretamente as tensões do estator expressas nas coordenadas bifásicas estacionárias em uma modulação por largura de pulso (Ronconi, 2007).

A teoria de vetor espacial foi introduzida, inicialmente, em análise e controle de máquinas de corrente alternada levada, posteriormente, a ser aplicada em técnica digital de modulação de largura de pulso. Com o desenvolvimento de microprocessadores, a modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation - SVM*) passou a ser um dos mais importantes métodos de modulação de largura de pulso empregada em inversores trifásicos (Bezerra, 2004).

Para um inversor trifásico típico (dois níveis) existem oito possíveis configurações para os estados, abertos ou fechados, das seis chaves. Deve-se lembrar que em uma perna, quando a chave superior estiver fechada, a inferior deverá estar aberta e vice-versa, como pode ser visto na figura 6.6

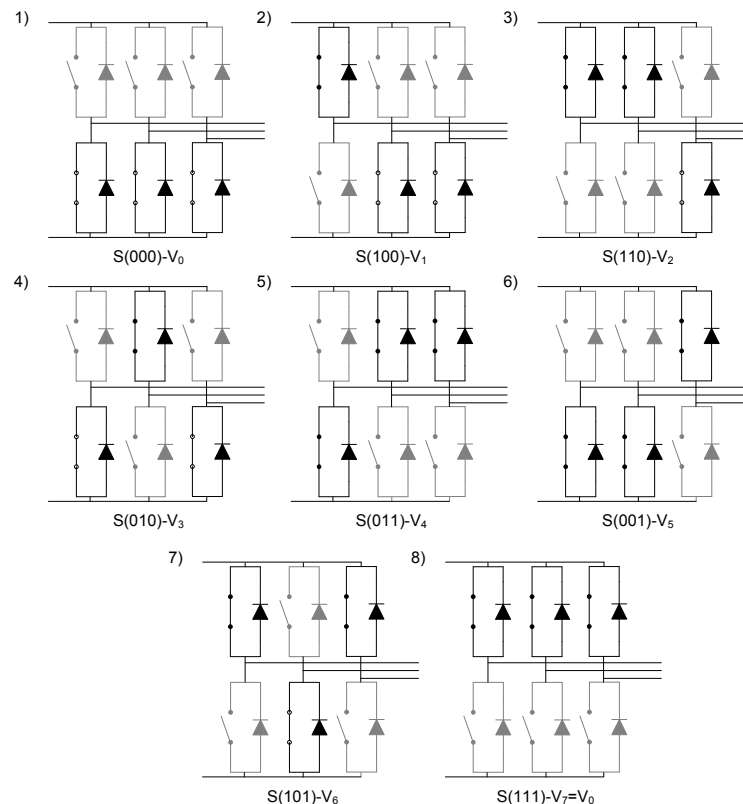


FIGURA 6.6: Configurações possíveis de um inversor trifásico.

Definindo os estados das chaves como:

- 1 - chave superior fechada e chave inferior aberta.
- 0 - chave superior aberta e chave inferior fechada.

Pode-se definir uma matriz de chaveamento que representa os estados das chaves a,b,c de tal maneira que se reproduzam as oito configurações possíveis.

A relação entre o vetor de chaveamento $[a \ b \ c]$ e a tensão de linha é dada pela equação 6.9

$$\begin{bmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Enquanto para as tensões de fase, medidas em relação ao neutro de uma carga balanceada a três fios, tem-se

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_{cc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

6.8 Implementação do SVPWM

A partir das expressões (6.9) e (6.10) pode-se montar a tabela (6.1) e (6.2) . Os valores de v_a e v_b foram obtidos a partir da transformação trifásica para bifásica (2.3).

Chaves			Tensões de linha			Tensões de fase		
a	b	c	V_{12}	V_{23}	V_{31}	V_1	V_2	V_3
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	V_{cc}	0	$-V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$
1	1	0	0	V_{cc}	$-V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$
0	1	0	$-V_{cc}$	V_{cc}	0	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$
0	1	1	$-V_{cc}$	0	V_{cc}	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	0	$\frac{1}{3}V_{cc}$
0	0	1	0	$-V_{cc}$	V_{cc}	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
1	0	1	V_{cc}	$-V_{cc}$	0	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

TABELA 6.1: Tensões de linha e de fase em relação à posição das chaves.

Chaves			Tensão bifásica		Vetor
a	b	c	v_a	v_b	\mathbf{U}
0	0	0	0	0	$\mathbf{U}(000)$
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{cc}$	0	\mathbf{U}_0
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	\mathbf{U}_{60}
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	\mathbf{U}_{120}
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	0	\mathbf{U}_{180}
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	\mathbf{U}_{240}
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{cc}$	\mathbf{U}_{300}
1	1	1	0	0	$\mathbf{U}(111)$

TABELA 6.2: Tensões bifásicas em relação à posição das chaves.

Analisando-se as configurações da tabela (6.1), encontram-se dois vetores nulos e seis vetores não-nulos, chamados de estados ativos. Estes vetores formam um hexágono, dividindo-o em seis setores, conforme mostrado na figura . Os dois vetores nulos ficam representados no centro do hexágono.

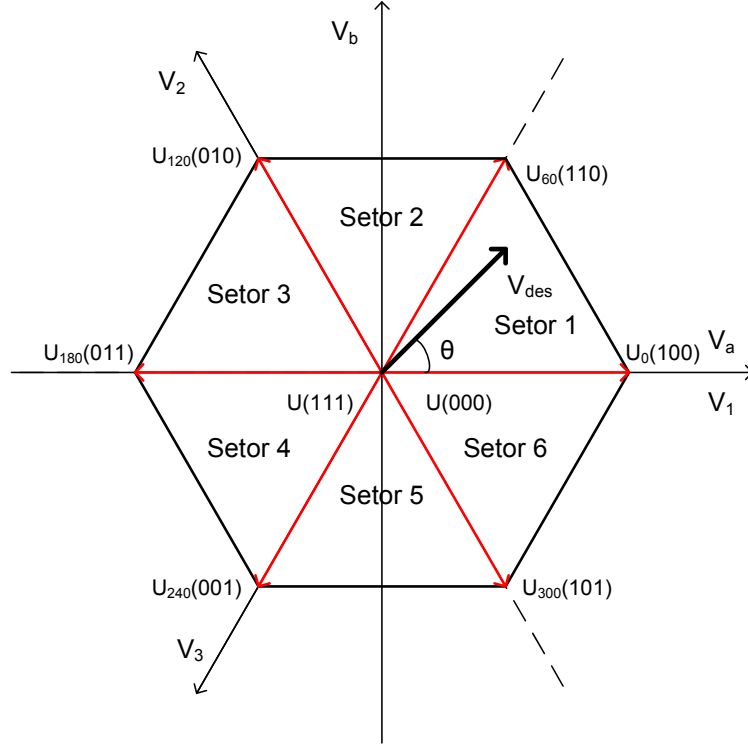


FIGURA 6.7: Hexágono dos vetores de saída do inversor, nas oito configurações.

Considerando V_{des} como a tensão desejada, representada no interior do hexágono, ela pode ser sintetizada num intervalo de amostragem T_s . Assumindo que o intervalo de amostragem é suficientemente pequeno, esta tensão aplicada ao motor pode ser considerada constante neste espaço de tempo e dada pela média ponderada das tensões obtidas nas seis configurações de tal maneira que

$$V_{ref} = \frac{t_0}{T_s} \mathbf{U}_0 + \frac{t_1}{T_s} \mathbf{U}_{60} + \dots + \frac{t_7}{T_s} \mathbf{U}_{300} \quad (6.11)$$

onde t_0, t_1, \dots, t_7 são os tempos que o inversor deve permanecer em cada uma das oito configurações e o somatório destes tempos é igual ao período de amostragem.

Sendo assim, existem diversas possibilidades de compor a tensão desejada a partir das configurações de tensão a serem aplicados em cada estágio e com diversos arran-

jos das sequências de chaveamento. Todavia, com o intuito de reduzir o número de chaveamentos, melhorar o conteúdo harmônico e realizar uma operação com utilização máxima de cada estado ativo das chaves, somente os estados de tensão nula e os vetores adjacentes, são usados. A diferença entre os esquemas, que utilizam vetores adjacentes, é a escolha de qual vetor nulo deve ser utilizado e a sequência dos vetores a serem empregados num período de chaveamento.

O espaço compreendido entre dois vetores é chamado de setor. O problema do método se resume em encontrar os períodos (t_0, t_1, \dots, t_7) de condução das chaves para reproduzir as tensões desejadas na carga. Primeiramente, encontra-se o setor ao qual V_{des} pertence.

6.8.1 Localização do setor

A busca do setor pode ser realizada de diferentes maneiras. Uma delas é encontrá-lo baseando-se nos valores de v_a e v_b .

Pela observação da posição dos setores na figura 6.7, a tabela 6.3 pode ser construída. Testando os sinais de v_a e v_b é possível determinar o par de vetores onde V_{des} está localizado. Em seguida mais um teste é realizado para descobrir qual desses dois setores contém o vetor desejado.

Teste	Setores	Caso
$v_a > 0$ e $v_b > 0$	<i>I,II</i>	1
$v_a < 0$ e $v_b > 0$	<i>II,III</i>	2
$v_a < 0$ e $v_b < 0$	<i>IV,V</i>	3
$v_a > 0$ e $v_b < 0$	<i>V,VI</i>	4

TABELA 6.3: Testes para encontrar setor

A figura 6.7 ilustra uma situação em que ocorre o caso I da tabela 6.3. A representação vetorial de v_a , v_b e V_{des} forma um triângulo retângulo. Se o ângulo θ for menor que 60° , V_{des} pertence ao setor I, caso contrário V_{des} pertence ao setor II.

Sabendo-se que

$$\tan \theta = \frac{v_b}{v_a} \quad (6.12)$$

No limite entre os dois setores, $\theta = 60^\circ$, então:

$$\frac{v_b}{v_a} = \sqrt{3} \quad (6.13)$$

Assim termina a busca pelo setor, se V_{des} pertence ao setor I

$$v_b < \sqrt{3}v_a \quad (6.14)$$

A tabela 6.4 é o resultado da análise dos quatro casos da tabela 6.3.

Caso	Teste	Setor
1	$v_b < \sqrt{3}v_a$	I
	$v_b > \sqrt{3}v_a$	II
2	$v_b > -\sqrt{3}v_a$	II
	$v_b < -\sqrt{3}v_a$	III
3	$v_b > \sqrt{3}v_a$	IV
	$v_b < \sqrt{3}v_a$	V
4	$v_b > -\sqrt{3}v_a$	V
	$v_b < -\sqrt{3}v_a$	VI

TABELA 6.4: Resultado da busca pelo setor

6.9 Cálculo dos períodos

O algoritmo apresentado no trabalho de Bazzo (2007) descrito a seguir foi utilizado para encontrar os tempos de condução das chaves.

A figura 6.8 ilustra o caso I da tabela 6.3, em que o vetor desejado está entre os vetores \mathbf{U}_0 e \mathbf{U}_{60} (setor I). Portanto, V_{des} pode ser obtido por uma combinação de \mathbf{U}_0 e \mathbf{U}_{60} :

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0 \quad (6.15)$$

$$V_{des} = \frac{t_1 \mathbf{U}_0 + t_2 \mathbf{U}_{60}}{T_s} \quad (6.16)$$

onde t_1 e t_2 são os períodos em que os vetores \mathbf{U}_0 e \mathbf{U}_{60} são aplicados durante o período T_s , que se escreve como

$$T_s > t_1 + t_2 \quad (6.17)$$

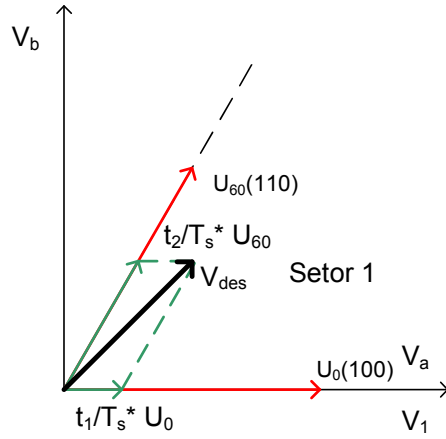


FIGURA 6.8: Exemplo de cálculo da saída do inversor.

Os vetores nulos $\mathbf{U}(000)$ e $\mathbf{U}(111)$ devem ser aplicados durante o restante do período, cada um com duração $t_0/2$, onde t_0 é o tempo nulo.

As tensões v_a e v_b podem ser escritas como

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{t_1}{T_s} |\mathbf{U}(000)| + \frac{t_2}{T_s} |\mathbf{U}(111)| \cos 60^\circ \\ v_b &= \frac{t_2}{T_s} |\mathbf{U}(111)| \sin 60^\circ. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Pela tabela 6.2, constata-se que a magnitude de todos os vetores bifásicos é $\frac{2}{3}V_{dc}$ (fase-neutro). Passando para valores de linha (fase-fase) $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}$. Pode-se escrever (6.18) como

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{T_s}{2} (\sqrt{3}v_a - v_b) \\ t_2 &= T_s v_b. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Serão definidos T_0 e T_{60} como sendo as razões do período em que $\mathbf{U}(000)$ e $\mathbf{U}(111)$ são aplicadas. Estas variáveis podem ser escrita como

$$\begin{aligned}
T_1 &= \frac{t_1}{T_s} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{3}v_a - v_b \right) \\
T_2 &= \frac{t_2}{T_s} = v_b.
\end{aligned} \tag{6.20}$$

Para generalizar o cálculo para todos os setores, serão definidas três variáveis:

$$\begin{aligned}
X &= v_b \\
Y &= \frac{1}{2} \left(\sqrt{3}v_a + v_b \right) \\
Z &= \frac{1}{2} \left(-\sqrt{3}v_a + v_b \right)
\end{aligned} \tag{6.21}$$

A tabela 6.5 mostra os valores de T_1 e T_2 para os seis setores do SVPWM.

Tempo	SETOR					
	I	II	III	IV	V	VI
T_1	Z	Z	X	X	Y	Y
T_2	X	Y	Y	Z	Z	X

TABELA 6.5: Valores de T_1 e T_2 para todos os setores.

Após calcular T_1 e T_2 , o passo seguinte é encontrar estes tempos em função das variáveis trifásicas e então associá-los com cada fase (1, 2 ou 3).

Definindo t_x , t_y e t_z como as frações de períodos em que serão aplicadas pelo conversor as tensões trifásicas:

$$\begin{aligned}
t_x &= \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \\
t_y &= t_x + T_1 \\
t_z &= t_y + T_2
\end{aligned} \tag{6.22}$$

e associando t_x , t_y e t_z com as razões cíclicas de cada chave, obtém-se T_A , T_B e T_C , para as fases 1, 2 e 3, respectivamente. Isto pode ser feito consultando a tabela 6.6.

Escrevendo os valores de T_A , T_B e T_C em três registradores do DSP pertencentes ao PWM, o comando para as seis chaves do conversor é gerado.

Tempo	SETOR					
	I	II	III	IV	V	VI
T_A	t_x	t_y	t_z	t_z	t_y	t_x
T_B	t_y	t_x	t_x	t_y	t_z	t_z
T_C	t_z	t_z	t_y	t_x	t_x	t_y

TABELA 6.6: Associação de t_x , t_y e t_z com T_A , T_B e T_C .

A figura 6.9 mostra a um exemplo de sequência de chaveamento e a determinação dos setores do vetor correspondente.

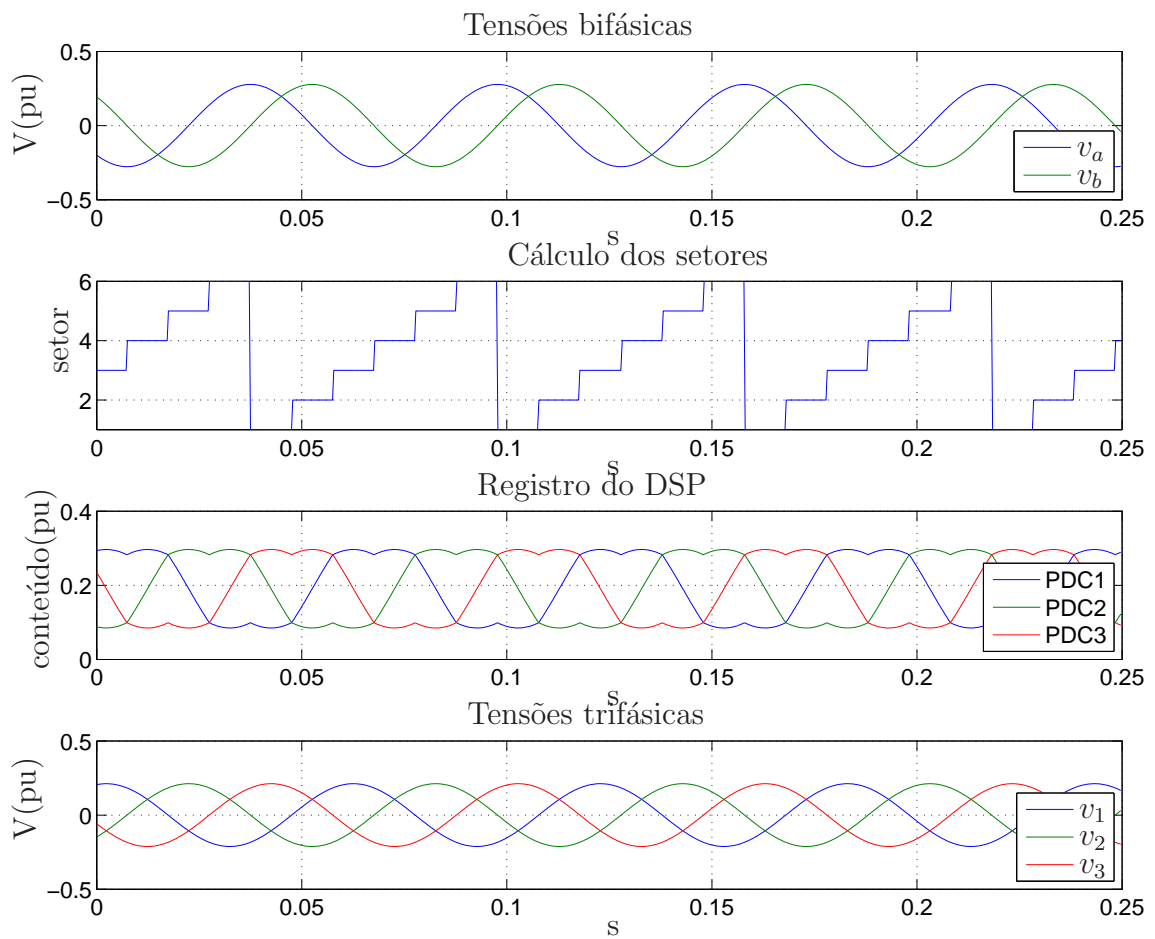


FIGURA 6.9: Sinais gerados no DSP.

6.10 Considerações sobre a implementação

Algumas considerações sobre a implementação devem ser feitas:

1. Os valores das constantes foram todas geradas utilizando ferramenta de ponto fixo (*Fixed-Point Toolbox*) do MATLAB®. Um script foi escrito para gerar automaticamente todas as constantes já normalizadas e escrever em um arquivo cabeçalho (*header file*).
2. Para a integração numérica, utilizou-se o método de Tustin (bilinear), ou seja

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (6.23)$$

onde s é a variável de Laplace e z é a variável complexa da transformada-Z.

3. No cálculo da derivada da corrente de referência, um filtro foi projetado utilizando a aproximação *backward*.
4. Como mostrado no trabalho de Aquino (1999), verificou-se durante a experiência que, para o cálculo do fluxo do estator, o uso de uma rotina de integração trapezoidal normal implicaria em um problema de *drift* do fluxo do rotor, isto é, o fluxo aumenta instavelmente devido a problemas de *offset* de integração. Para resolver o problema, optou-se pelo uso da técnica de integração trapezoidal modificada com a introdução de um fator de esquecimento. A equação implementada para o fluxo do estator foi

$$\begin{aligned} \Psi(kT) = & \rho(kT)\Psi(kT - T) \\ & + \frac{T}{2} (-Rs\mathbf{I}_{ab}(kT) + \mathbf{V}_{ab}(kT) - Rs\mathbf{I}_{ab}(kT - T) + \mathbf{V}_{ab}(kT - T)) \end{aligned} \quad (6.24)$$

onde $\rho(kT)$ representa o fator de esquecimento, que é definido por

$$\rho(kT) = \begin{cases} 1 - |\beta\eta_\psi(kT)| & |\beta\eta_{/\psi}(kT)| < 1 \\ 0 & |\beta\eta_\psi(kT)| \geq 1 \end{cases}$$

onde β é uma constante de peso escolhida. Para $|\beta\eta/\psi(kT)| < 1$, os valores mais recentes dominam sobre os mais antigos. Esta técnica eliminou o problema de *drift* quando β foi escolhido 0.001.

5. Baseado na sugestão de Marino et al. (1999), a equação da tensão de controle foi substituído por um controlador PI. Na implementação, o esquema (Costa, 2007) da figura 6.10 foi implementado onde o termo derivativo foi eliminado utilizando a aproximação do método de Tustin. (Aström & Wittenmark, 1997)

O desempenho do esquema observador-controlador foi alcançado com os seguintes ganhos

$$k_w = 0.02 \quad K_w = 0.075 \quad K_\psi = 0.1;$$

Para o controlador PI da tensão direta v_d , os ganhos foram

$$K_W = 0.01 \quad K_B = 0.5 \quad K_P = 5 \quad T_i = 0.01$$

Para o controlador PI da tensão de quadratura v_q , os ganhos foram

$$K_W = 0.2 \quad K_B = 1 \quad K_P = 30 \quad T_i = 0.0131$$

onde K_w é ganho do *anti-reset Windup*, K_B é peso no sinal de comando, K_P é ganho proporcional e T_i é o tempo de integração.

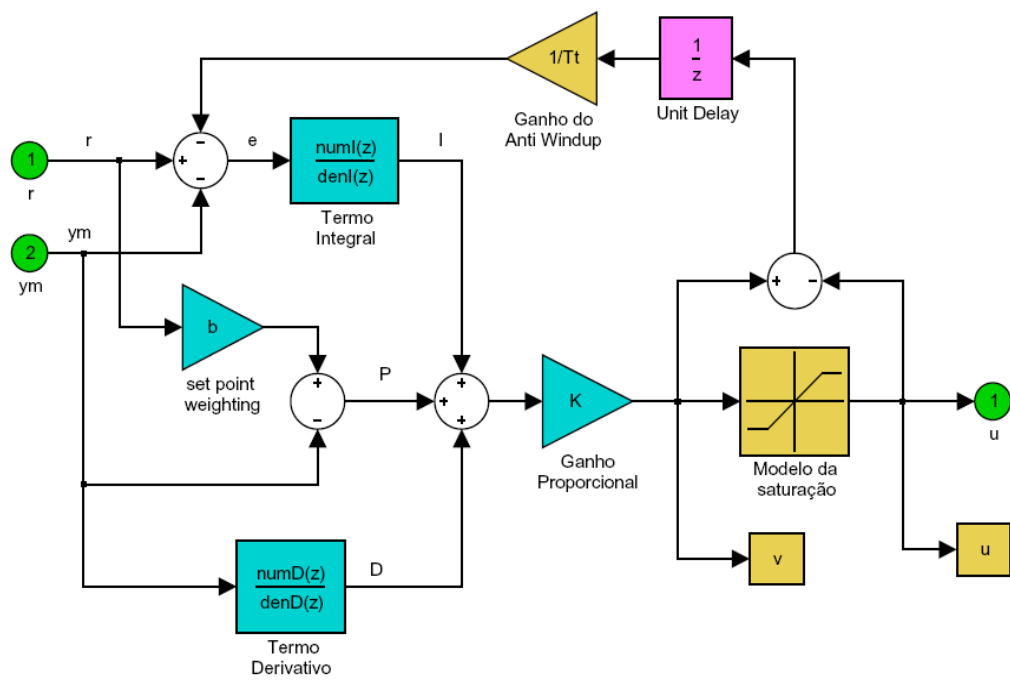


FIGURA 6.10: Diagrama do PI implementado.

6.11 Algoritmos de controle

6.11.1 Controle V/f

```
void volts_per_hertz(int vel){
// omega_s_pu = (OMEGA_MAX/OMEGAS_MAX)*omegad_pu;
omegas = (((long)((long)vel)*((long)CVF1))>>QCVF1);
// Integração numérica
aux1 = (((long)((long)(omegas+omegas_old))*((long)CVF2))>>QCVF2);
epslons = epslons_old + aux1;
epslons_old = epslons;
omegas_old = omegas;
// Vc_pu = (OMEGAS_MAX/V_MAX)*omega_s_pu*J2*PHId_pu;
vd = -(((long)((long)omegas)*((long)CVF3))>>QCVF3);
vq = (((long)((long)omegas)*((long)CVF3))>>QCVF3);
theta = epslons<<1;
// Transformada Inversa de Park (dq->ab)
ipark();
```

6.11.2 Controle IFOC em malha-aberta

```
// IFOC - malha aberta
void controle_2(int omega_ref, int domega_ref){
id_ref = ID1;
iq_ref = (((long)((long)domega_ref)*((long)IQ1))>>QIQ1)
+ (((long)((long)omega_ref)*((long)IQ2))>>QIQ2) + IQ3;
omegas = omega_ref + (((long)((long)iq_ref)*((long)WS1))>>QWS1);
// Integração numérica
aux1 = (((long)((long)(omegas+omegas_old))*((long)EPS1))>>QEPS1);
epslons = epslons_old + aux1;
epslons_old = epslons;
omegas_old = omegas;
// Derivada das correntes
```



```

did_ref = (long)((long)multk(G1_di,(id_ref-id_ref_old),QG1_di)
+ (long)multk(G2_di,did_ref_old,QG2_di));
id_ref_old = id_ref; did_ref_old = did_ref;
diq_ref = (long)((long)multk(G1_di,(iq_ref-iq_ref_old),QG1_di)
+ (long)multk(G2_di,diq_ref_old,QG2_di));
iq_ref_old = iq_ref; diq_ref_old = diq_ref;
// Calculo de vd
aux1 = (((long)((long)VD1)*((long)did_ref))>>QVD1);
aux2 = (((long)((long)VD2_2)*((long)id_ref))>>QVD2_2);
aux3 = (((long)((long)VD2_2)*((long)id_ref))>>QVD2_2);
aux4 = VD3;
aux5 = (((long)((long)omegas)*((long)iq_ref))>>15);
aux5 = (((long)((long)VD4)*((long)aux5))>>QVD4);
aux6 = aux1 + (aux2 + aux3) - aux4 - aux5;
vd = aux6;
// Calculo de vq
aux1 = (((long)((long)VQ1)*((long)diq_ref))>>QVQ1);
aux2 = (((long)((long)VQ2_2)*((long)iq_ref))>>QVQ2_2);
aux3 = (((long)((long)VQ2_2)*((long)iq_ref))>>QVQ2_2);
aux4 = (((long)((long)VQ3)*((long)omega_ref))>>QVQ3);
aux5 = (((long)((long)omegas)*((long)id_ref))>>15);
aux5 = (((long)((long)VQ4)*((long)aux5))>>QVQ4);
aux6 = aux1 + (aux2 + aux3) + aux4 + aux5;
vq = aux6;

theta = epslons<<1;
// Transformada Inversa de Park (dq->ab)
ipark();
}

```

6.11.3 Esquema observador-controlador

```
void controle_3(int omega_ref, int domega_ref){
//#####
// Transformação trifásica-bifásica(ab)
//#####
clark();
//#####
// Transformação ab-dq
//#####
park();
//#####
// Calculo do fluxo do rotor (eixo ab)
//#####
//  $PHI = (L_r/L_m)*(PHI_s - L_s*I) + L_m*I$ ;
aux1 = (((long)FR1)*((long)phisa))>>QFR1);
aux2 = (((long)FR2)*((long)ia))>>QFR2);
aux3 = aux1 - aux2;
phira = aux3;
aux1 = (((long)FR1)*((long)phisb))>>QFR1);
aux2 = (((long)FR2)*((long)ib))>>QFR2);
aux3 = aux1 - aux2;
phirb = aux3;
//#####
// Calculo do fluxo do rotor (eixo dq)
//#####
phird = multk(phira,trig.cos,15) + multk(phirb,trig.sen,15);
phirq = - multk(phira,trig.sen,15) + multk(phirb,trig.cos,15);
//#####
// Erro dos fluxos
//#####
eta_phird = PHID - phird;
```

```

eta_phirq = - phirq;
//#####
// Estimador da velocidade
//#####
// omega_hat = (1/Mm)*(p - ko*LI*I(2));
omega_hat = (((long)(long)OH1)*((long)p))>>QOH1)
- (((long)(long)OH2)*((long)iq))>>QOH2);
//#####
// Erro de rastreamento da velocidade observada
//#####
e = omega_ref - omega_hat;
//#####
// Torque desejado
//#####
// taud = ks*e + Mm*domegad + B*omegad + TL + ...
kn*(ko*np*PHId(1))^2*e + np*eta_PHI(2)*PHId(1);
aux1 = (((long)TAUD1)*((long)e))>>QTAUD1); // ks*e
aux2 = (((long)TAUD2)*((long)domegad_ref))>>QTAUD2); // Mm*domegad
aux3 = (((long)TAUD3)*((long)omegad_ref))>>QTAUD3); // B*omegad
aux4 = TAUD4; // TL
// kn*(ko*np*PHId(1))^2*e
aux5 = (((long)TAUD5)*((long)e))>>QTAUD5);
// np*eta_PHI(2)*PHId(1)
aux6 = (((long)TAUD6)*((long)eta_phirq))>>QTAUD6);
aux7 = aux1 + aux2 + aux3 + aux4 + aux5 + aux6;
taud = aux7;
//#####
// Trajetória da corrente desejada q
//#####
// Id(2,1) = taud/(alpha2*PHId(1));
aux1 = (((long)IQMF1)*((long)taud))>>QIQMF1);
iq_ref = aux1;

```

```

//#####
// Trajetória da corrente desejada d
//#####
// Id(1,1) = (1/beta3)*(k1*eta_PHI(1) + beta1*PHId(1)
// + kn*(ko*np)^2*eta_PHI(1) + kn*(ko*np*e)^2*eta_PHI(1)
// + alpha2*e*Id(2) + dPHId(1));
aux1 = (((long)IDMF1)*((long)eta_phird))>>QIDMF1);
aux2 = IDMF2;
aux3 = (((long)IDMF3)*((long)eta_phird))>>QIDMF3);
aux4 = (((long)e)*((long)e))>>15);
aux4 = (((long)aux4)*((long)eta_phird))>>15);
aux4 = (((long)IDMF4)*((long)aux4))>>QIDMF4);
aux5 = (((long)e)*((long)iqf))>>15);
aux5 = (((long)IDMF5)*((long)aux5))>>QIDMF5);
aux6 = aux1 + aux2 + aux3 + aux4 + aux5;
id_ref = aux6;
//#####
// Velocidade síncrona
//#####
// omega_s = (1/PHId(1))*(-k1*eta_PHI(2) + beta3*Id(2)
// + np*omega_hat*PHId(1) + alpha2*e*Id(1));
aux1 = (((long)WSMF1)*((long)eta_phirq))>>QWSMF1);
aux2 = (((long)WSMF2)*((long)iqf))>>QWSMF2);
aux3 = (((long)WSMF3)*((long)omega_hat))>>QWSMF3);
aux4 = (((long)e)*((long)idf))>>15);
aux4 = (((long)WSMF4)*((long)aux4))>>QWSMF4);
aux5 = - aux1 + aux2 + aux3 + aux4;
omegas = aux5;
//#####
// Integração numérica de omegas - Tustin
//#####
aux1 = ((long)((long)(omegas+omegas_old))*...

```

```

((long)EPSMF1))>>QEPSMF1);
epslons = epslons_old + aux1;
epslons_old = epslons;
omegas_old = omegas;
//#####
// Controlador PI
//#####
vd = PId(id_ref,id);
vq = PIq(iq_ref,iq);
//#####
// Sinal de dp
//#####
//dp = -B*omega_hat - TL + alpha2*I'*J2*PHI -
np*eta_PHI(2)*PHId(1) + ko*(-RI*I(2) + beta1*PHI(2)
- omega_s*LI*I(1) - np*omega_hat*PHI(1) + beta2*Vc(2));
aux1 = (((long)P1)*((long)omega_hat))>>QP1); // B*omega_hat
aux2 = (((long)iq)*((long)phird))>>15); // I'*J2*PHI
aux3 = (((long)id)*((long)phirq))>>15); // I'*J2*PHI
aux2 = (((long)P2)*((long)aux2))>>QP2); // alpha2*I'*J2*PHI
aux3 = (((long)P2)*((long)aux3))>>QP2); // alpha2*I'*J2*PHI
aux4 = (((long)P3)*((long)iq))>>QP3); // ko*(-RI*I(2))
aux5 = (((long)P4)*((long)phirq))>>QP4); // beta1*PHI(2)
aux6 = (((long)omegas)*((long)id))>>15); // omega_s*I(1)
aux6 = (((long)P5)*((long)aux6))>>QP5); // omega_s*LI*I(1)
aux7 = (((long)omega_hat)*((long)phird))>>15); // np*omega_hat*PHI(1)
aux7 = (((long)P6)*((long)aux7))>>QP6);
aux8 = (((long)P7)*((long)vq))>>QP7); // beta2*Vc(2)
aux9 = (((long)eta_phirq)*((long)PHID))>>15); // np*eta_PHI(2)*PHId(1)
aux10 = -aux1 + (aux2 - aux3) - aux9 - aux4 ...
+ aux5 - aux6 - aux7 + aux8;
dp = aux10;
// Integração numérica do sinal dp

```

```

aux1 = (((long)((long)(dp+dp_old))*((long)DP1))>>QDP1);
p = p_old + aux1;
p_old = p;
dp_old = dp;
//#####
// Dinâmica do fluxo do estator a
//#####
// dPHIs = -Rs*Iab + Vab
aux1 = (((long)DFS1)*((long)ia))>>QDFS1);
aux2 = (((long)DFS2)*((long)va))>>QDFS2);
aux3 = - aux1 + aux2;
dphisa = aux3;
// Fator de esquecimento
qsia = (((long)eta_phird)*((long)BETA))>>QBETA);
// qsid em formato Q14
qsia = qsia>>1;
// Modulo do fator de esquecimento
qsia = abs(qsia);
if (qsia<UM)
qsia = UM - qsia;
else
qsia = 0;
// Integração numérica
aux1 = (((long)qsia)*((long)phisa_old))>>14);
aux2 = (((long)(dphisa+dphisa_old))*((long)DPHIS1))>>QDPHIS1);
phisa = aux1 + aux2;
phisa_old = phisa;
dphisa_old = dphisa;

//#####
// Dinâmica do fluxo do estator b
//#####

```

```

// Dinâmica do fluxo do estator b
// dPHIs = -Rs*Iab + Vab
aux1 = (((long)DFS1)*((long)ib))>>QDFS1;
aux2 = (((long)DFS2)*((long)vb))>>QDFS2;
aux3 = - aux1 + aux2;
dphisb = aux3;
// Fator de esquecimento
qsib = (((long)eta_phirq)*((long)BETA))>>QBETA;
// qsid em formato Q14
qsib = qsib>>1;
// Modulo do fator de esquecimento
qsib = abs(qsib);
if (qsib<UM)
qsib = UM - qsib;
else
qsib = 0;
// Integração numérica
aux1 = (((long)qsib)*((long)phisb_old))>>14;
aux2 = (((long)(dphisb+dphisb_old))*((long)DPHIS1))>>QDPHIS1;
phisb = aux1 + aux2;
phisb_old = phisb;
dphisb_old = dphisb;
theta = epslons<<1;
// Transformada Inversa de Park (dq->ab)
ipark();
}

```

Capítulo 7

Discussão e Conclusões Gerais

Esta dissertação tratou do problema de realizar o controle de rastreamento da velocidade de um motor de indução sem utilizar instrumentação mecânica angular, i.e., controle *sensorless*.

Foram analisados, simulados e testados experimentalmente três controladores: i) um controlador tradicional do tipo V/f constante, ii) um controlador por orientação de campo indireto (*indirect field orientation control* - IFOC) em malha aberta, e iii) um esquema observador-controlador também baseado em IFOC e em *backstepping*. Este último garante rastreamento exponencial, semi-global para um modelo não-linear de ordem completa. Tais algoritmos de controle foram implementados em uma bancada experimental desenvolvida durante o trabalho, utilizando-se uma placa DSP de baixo custo.

O controle tipo V/f constante possui a vantagem de fácil implementação porém apresenta uma dinâmica muito lenta, além de não compensar o erro em regime permanente, na sua forma mais simples. Quando a regulação da velocidade não é um requisito importante, este controlador é uma solução bem simples.

O controlador *sensorless* baseado no IFOC em malha-aberta apresenta uma resposta mais rápida no comando de velocidade em relação ao controle V/f. Em aplicações onde se conhece bem a carga, este controlador é uma solução muito interessante pois não é necessário nem mesmo utilizar um sensor de corrente.

O esquema observador-controlador apresenta melhores resultados na simulação já que as referências de correntes e fluxos são rastreadas, mesmo que uma carga desco-

nhecida seja aplicada nas condições mostradas no capítulo 3.

Nos resultados experimentais, este esquema demonstrou resultados apenas razoáveis quanto à observação de estados e ao controle da velocidade, aparentemente devido a saturação do controlador e a problemas numéricos. As oscilações na observação da velocidade aparentam ser problemas de *overflow*, ou seja, quando a capacidade máxima de armazenamento de dados satura no DSP. Estas oscilações, chamadas de ciclo-limite, podem ocorrer principalmente no uso de aritmética de ponto fixo. Mesmo condicionando a variável dentro do valor esperado, alguns termos internos das equações podem ultrapassar sua capacidade máxima de armazenamento. Além do problema de *overflow*, os erros gerados pela quantização (arrendodamento) podem gerar os ciclos-limites.

Uma possível solução para melhorar o desempenho experimental seria usar um processador para cálculo em ponto flutuante. Entretanto é necessário avaliar o aumento de custo de tal solução e pode não ser interessante a nível industrial onde o custo do sistema é de fundamental importância. Tal problema de *overflow* não ocorre no trabalho de Feemster et al. (2001) pois é utilizado uma plataforma computacional mais poderosa numericamente.

Foi ainda proposto neste trabalho um novo controlador *sensorless* adaptativo. Baseado em nova tecnologia de medição recentemente proposta este novo controlador considera que as correntes do estator e do rotor são medidas. Combinando *backstepping* com controle adaptativo não-linear, o controlador garante rastreamento assintótico e adaptação com respeito à variação da resistência rotórica e o torque de carga desconhecido. Através de simulações, este controlador mostrou ser muito atraente em relação aos outros controladores analisados, principalmente nas baixas rotações.

Em resumo, as principais contribuições deste trabalho são:

- Análise e implementação de algoritmos de controle *sensorless* para motores de indução baseados em ferramentas de controle não-linear;
- Nova proposta de controle de velocidade baseado nas medições das correntes do estator e do rotor. Esta proposta é inédita no controle *sensorless* de motores de indução;

- Construção de uma bancada experimental de baixo custo apresentando facilidades na substituição de *hardware*;
- Implementação de algoritmos de controle, utilizando o MATLAB[®] como ferramenta de auxílio;
- Apresentar como produto das pesquisas, algoritmos digitais que podem ser implementados em DSP's de baixo custo no controle em tempo real do motores de indução.

Este trabalho possibilita a sua continuidade em diferentes trabalhos futuros, entre os quais podem ser citados:

- Utilizar um processador de ponto flutuante para evitar efeitos gerados pela aritmética de ponto fixo e refazer experimentos para comparar aos resultados experimentais com os de simulação, explicando as possíveis discrepâncias;
- Desenvolver e implementar novas técnicas de controle *sensorless*;
- De imediato, pode-se implementar o algoritmo de controle adaptativo em um motor de indução do tipo rotor bobinado já que o acesso à corrente rotórica é mais fácil;
- Criação de um ferramenta integrada com o MATLAB[®] para a aquisição de dados;
- Implementação de algoritmos de identificação para obtenção de modelos mais precisos;
- Projetar um módulo de controle de torque de carga;

Apêndice A

Técnica *backstepping*

Como ferramenta matemática, durante esta dissertação, é utilizada a técnica *backstepping* nos projetos dos controladores de rastreamento da velocidade para o motor de indução operando sobre uma carga mecânica.

Em conformidade com esta técnica, o motor é considerado como dois subsistemas independentes, um elétrico e outro mecânico. Para a análise de estabilidade, considera-se um dos subsistemas isoladamente, supondo-se o outro inexistente. Logo depois, analisa-se o segundo subsistema, procurando compensar os efeitos do primeiro sistema sobre o segundo como mostrado na figura A.1. (Aquino, 1999)

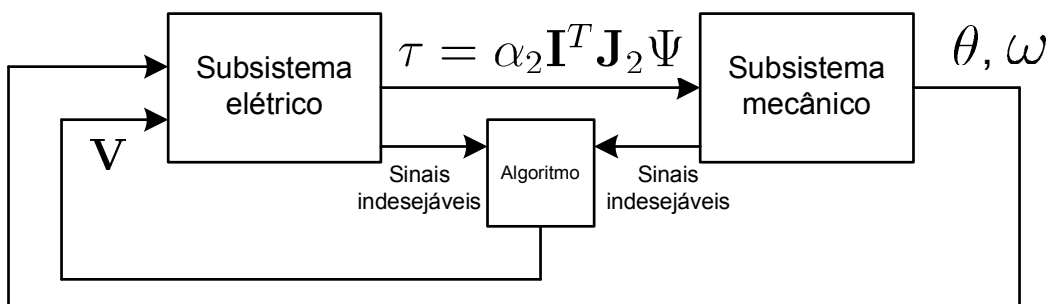


FIGURA A.1: Subsistemas elétrico e mecânico de um motor de indução

A análise separada de cada subsistema provocará o aparecimento de sinais indesejáveis que deverão ser compensados (cancelados ou amortecidos) através de sinais auxiliares gerados pelas entradas de controle.

Apêndice B

Perfis de velocidade e torque de carga aplicado utilizados como *Benchmark*

Neste apêndice são mostrados os perfis de velocidade de referência e torque de carga utilizados nas simulações e nos experimentos do capítulo 3.

B.1 Benchmark para simulação

A velocidade base de referência é de 1000rpm e o torque aplicado é equivalente a 40% do nominal. Na figura B.1 são mostrados as três referências utilizadas nesta dissertação. O fluxo de referência escolhido foi 0.83 Wb , como mostrado em Xu & Novotny (1992).

Para o controlador IFOC em malha-aberta e no esquema observador-controlador, a referência de velocidade e o torque aplicado foram filtrados por um filtro linear de terceira ordem cuja função de transferência

$$h(s) = \frac{1}{(s/\bar{\omega}_0 + 1)(s^2/\bar{\omega}_0^2 + 2s/\bar{\omega}_0 + 1)} \quad (\text{B.1})$$

onde a frequência de corte $\bar{\omega}_0 = 100\text{rad/s}$ para a velocidade e $\bar{\omega}_0 = 50\text{rad/s}$ para o torque. Os valores da referência e de suas derivadas foram obtidos a partir da realização no espaço de estados deste filtro.

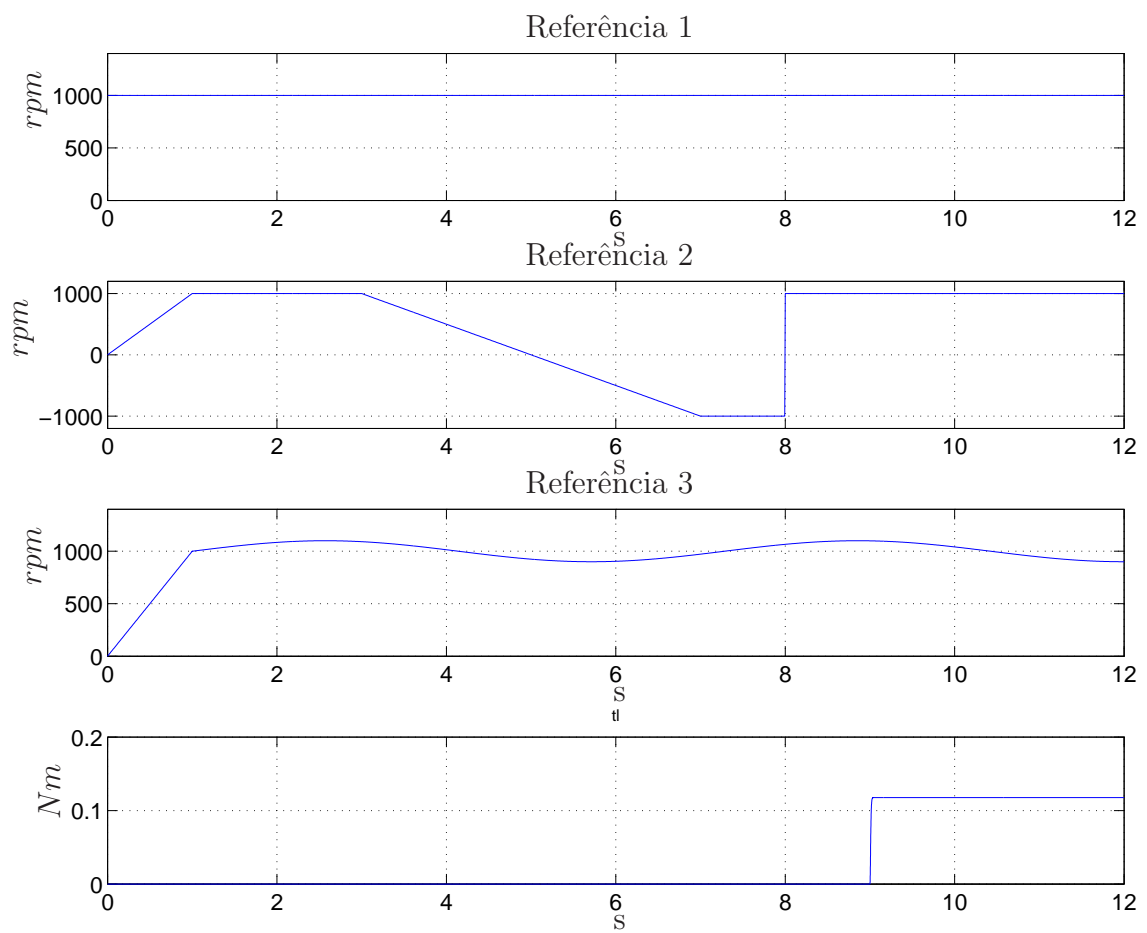


FIGURA B.1: Referências de velocidade e torque aplicado utilizadas na simulação.

B.2 Benchmark para experimento

A velocidade base de referência é de 1000rpm considerando o motor a vazio. Na figura B.2 são mostrada as três referências utilizadas para os experimentos nesta dissertação.

Para o controlador IFOC em malha-aberta e no esquema observador-controlador, a referência de velocidade foi filtrada por um filtro linear de segunda ordem cuja função de transferência

$$h(s) = \frac{1}{(s^2/\bar{\omega}_0^2 + 2s/\bar{\omega}_0 + 1)} \quad (\text{B.2})$$

onde a frequência de corte $\bar{\omega}_0 = 100\text{rad/s}$ para a velocidade. Os valores da referência e de suas derivadas foram obtidos a partir da realização no espaço de estados deste filtro.

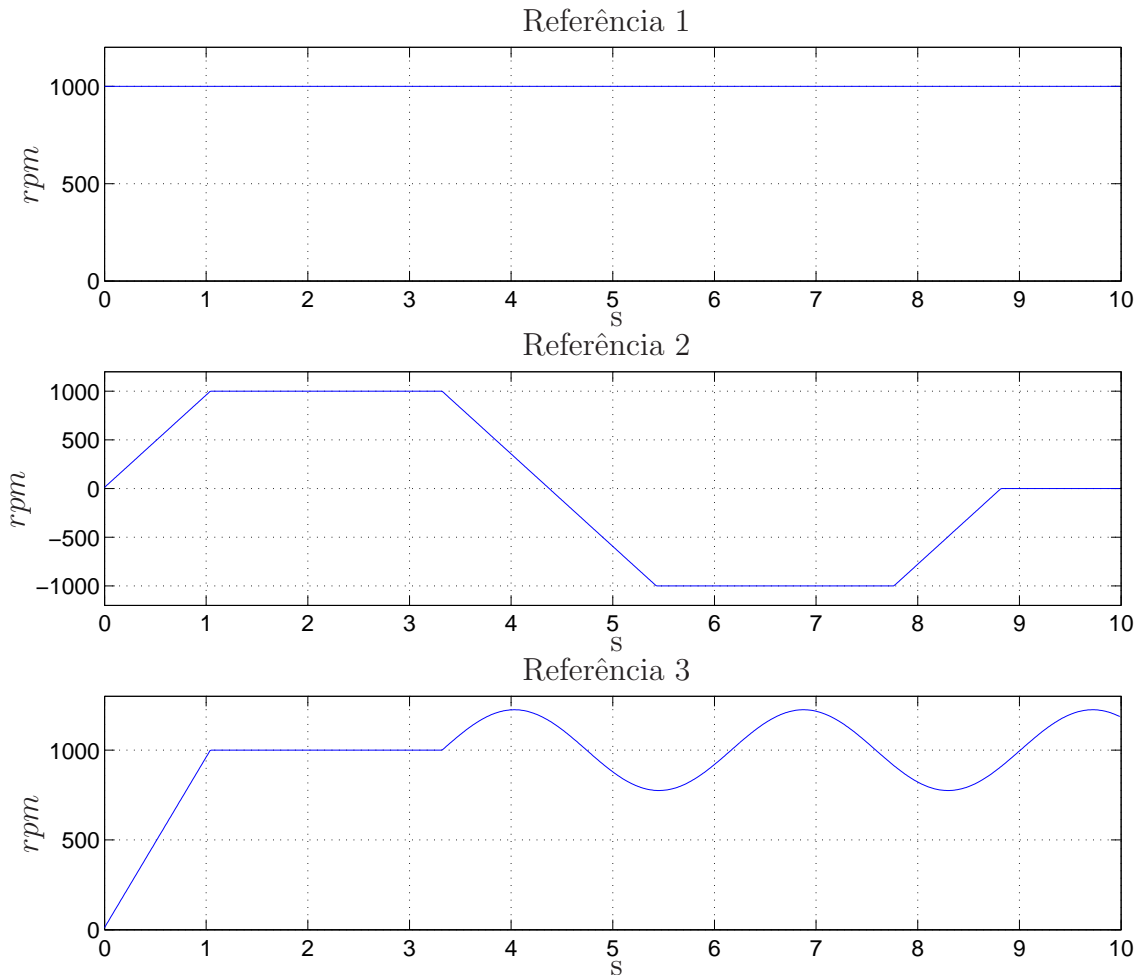


FIGURA B.2: Referências de velocidade utilizadas no experimento.

Apêndice C

Amortecimento Não-Linear

Teorema C.1 *Se uma função $N_d(x,y) \in \mathbb{R}^1$ satisfaz a relação*

$$N_d = \Omega(x)xy - \xi\Omega^2(x)x^2 \quad (\text{C.1})$$

onde $x \in \mathbb{R}^1$, $y \in \mathbb{R}^1$ e $\Omega(x) \in \mathbb{R}^1$ é uma função que depende só de x , e $\xi \in \mathbb{R}^1$ é uma constante positiva, então $N_d(x,y)$ pode ser limitada por

$$N_d \leq \frac{y^2}{\xi}. \quad (\text{C.2})$$

O ato de limitar $N_d(x,y)$ de maneira mostrada acima é referido como amortecimento não-linear (Kokotovic, 1992), desde que uma função não-linear de controle (isto é, $\xi\Omega^2(x)x^2$) pode ser usada para “amortecer” uma quantidade não conhecida (isto é, y) multiplicada por uma função não linear conhecida, medida e constante (isto é, $\Omega(x)$) (Aquino, 1999).

Prova: Primeiro, utiliza-se a forma de (C.1) para obter o limite superior de $N_d(x,y)$

$$N_d \leq |\Omega(x)| |x| |y| - \xi\Omega^2(x)x^2 \quad (\text{C.3})$$

que pode ser escrito como

$$N_d \leq |\Omega(x)| |x| (|y| - \xi |\Omega(x)| |x|) \quad (\text{C.4})$$

Examine-se agora os dois casos. Em primeiro lugar, se $|y| < \xi |\Omega(x)| |x|$ então (C.4)

pode ser usada para mostrar que $N_d \leq 0$. Em segundo lugar, se $|y| \geq \xi |\Omega(x)| |x|$, então (C.4) pode ser usada para mostrar que

$$N_d \leq |\Omega(x)| |x| |y| \tag{C.5}$$

Para este último caso (isto é, $|y| \geq \xi |\Omega(x)| |x|$), pode se obter a seguinte relação

$$|\Omega(x)| |x| \leq \frac{|y|}{\xi}, \tag{C.6}$$

então N_d em (C.5) pode ser limitada pelo uso de (C.6) resultando na relação (C.2).

Apêndice D

Aritmética de Ponto fixo

Texto extraído de Bezerra (2004).

Processadores de sinais digitais (*Digital Signal Processors* - DSP), assim como microcontroladores e microprocessadores de uso geral, são projetados com unidades aritméticas capazes de trabalhar com números inteiros, chamados de ponto fixo.

Já alguns processadores mais sofisticados possuem circuitos que também são capazes de operar diretamente com números "reais", no formato de ponto flutuante.

O padrão IEEE-754 especifica formas normalizadas de representação e regras para execução de operações aritméticas com esses tipos de dados numéricos, sendo adotado pela quase totalidade dos produtores de *hardware* e *software* em todo mundo.

Números de ponto flutuante apresentam maior precisão, porém com seu uso as operações matemáticas são mais intensas em termos computacionais. Como consequência, os circuitos dos processadores de ponto flutuante são mais complexos e mais caros. Ao contrário destes, os processadores de ponto fixo são mais baratos pois as operações aritméticas são menos complexas e conseqüentemente o circuito da CPU é minimizado.

As operações com números reais podem ser feitas com números inteiros de forma aproximada, considerando-se que alguns bits representam uma parte fracionária (daí o nome ponto fixo). Nesse caso, a menor precisão pode ser tolerável quando os números são adequadamente escalonados, porém não existe norma que padronize a representação de ponto fixo.

Números de ponto fixo são armazenados em tipos de variáveis que são caracterizados

pela dimensão da palavra (*word size*) em números de bits, pelo ponto decimal (*radix point*) e se são com sinal (*signed*) ou sem sinal (*unsigned*). Com estas caracterizações, pode-se representar números inteiros, fracionários, positivos e negativos com apenas um número no formato binário ou hexadecimal sem indicar explicitamente a localização do ponto decimal.

Na figura D.1 é apresentada uma representação de um número binário em ponto fixo, com sinal ou sem sinal, para uma palavra de 16 bits (*word size* = $ws = 16$).

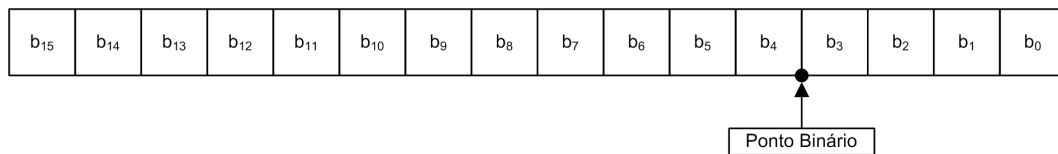


FIGURA D.1: Palavra de 16 bits.

Onde:

1. b_i são dígitos binários (bit), onde $b_i = 0$ ou 1 e $i = 0,1,2 \dots 15$.
2. a dimensão da palavra é dada por $ws=16$.
3. o bit mais significativo (MSB - *most significant bit*) é o bit mais à esquerda e é representado pela localização b_{ws-1} , ou seja, b_{15} .
4. o bit menos significativo (LSB - *least significant bit*) é o bit mais à direita e é representado pela localização b_{ws-16} , ou seja, b_0 .
5. o ponto decimal é mostrado quatro casas à esquerda do bit menos significativo.

Considerando que o programa fonte é desenvolvido em linguagem C, as designações dos tipos das variáveis indicam os formatos de números, se inteiro com ou sem sinal.

A faixa de números sem sinal representável em uma palavra de ws bits pode ser apresentada conforme a figura D.2.

A representação dos números com sinal, em uma palavra de ws bits, estão mostradas na figura D.3.

Onde QN é chamado de escala e não tem restrição de valor visto que o ponto decimal não necessita estar contido na palavra. Trata-se de uma potência de dois onde

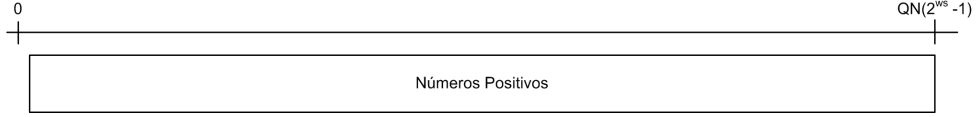


FIGURA D.2: Faixa de representação de números sem sinal.

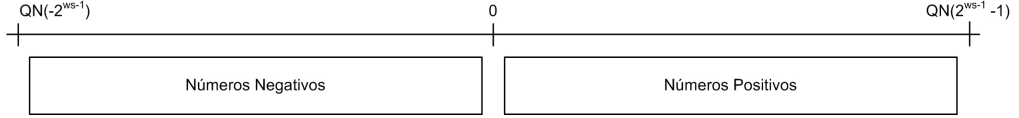


FIGURA D.3: Faixa de representação de números com sinal.

N indica a posição do ponto decimal ($QN = 2^{-N}$). Para pontos decimais posicionados à direita de b_o , N terá valores negativos.

Considerando que existe apenas uma representação do número zero, haverá uma desigualdade entre os números positivos e negativo possíveis de representação.

Para fazer o negativo de um número binário de ponto fixo os números com sinal são representados no formato complemento de dois.

O fato de um número ser com sinal ou sem sinal não é usualmente explícito na palavra binária, ou seja, não existe um bit de sinal. A informação do sinal está implicitamente definida na arquitetura do processador.

O valor real (V) de um número é representado pelo somatório dos valores dos bits multiplicados por um peso.

O valor de um número de ponto fixo sem sinal pode ser encontrado pela expressão D.1:

$$V = QN \cdot \left[\sum_{i=0}^{ws-1} b_i \cdot 2^i \right] \quad (D.1)$$

Enquanto um número em ponto fixo com sinal é dado pela expressão D.2:

$$V = QN \cdot \left[-b_{ws-1} \cdot 2^{ws-1} + \sum_{i=0}^{ws-2} b_i \cdot 2^i \right] \quad (D.2)$$

O peso de cada bit é dado por 2^i , enquanto b_i é chamado de bit multiplicador.

Observando-se a equação D.2, verifica-se que através da primeira parcela obtêm-se os valores positivos ou negativos, pois quando o MSB for nulo o número real será

positivo, caso contrário, o número real será negativo.

O ponto decimal é o meio pelo qual os números de ponto fixo são escalonados. É o programa que, usualmente, determina a localização do ponto decimal. Em operações básicas de matemática como a adição e subtração, o circuito lógico executa as operações sem conhecimento do fator de escala. Ele executa as operações algébricas com números de ponto fixo com ou sem sinal como se o ponto decimal estivesse à direita de b_0 .

Exemplificando com um número de 4 bits, com o ponto decimal colocado na segunda casa à esquerda de b_0 ($N = 2$), tem-se a representação de acordo com a figura D.4.

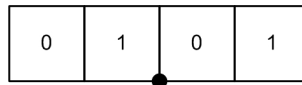


FIGURA D.4: Exemplo de um número de 4 bits.

Este número terá o mesmo valor positivo tanto para a representação sem sinal como na representação de complemento de dois (com sinal), visto que o MSB é nulo, não existindo a parcela que daria um valor negativo. Utilizando-se os pesos apropriados, o bit multiplicador e a escala, o valor será:

$$V = QN \cdot \left[\sum_{i=0}^{ws-1} b_i \cdot 2^i \right] = 2^{-4} (0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) = 2^{-4} \cdot (5) = 0,3125 \quad (\text{D.3})$$

Caso o número possua MSB=1, os valores serão diferentes para as variáveis do tipo com sinal ou sem sinal. Exemplificando, tem-se:

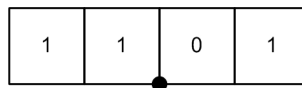


FIGURA D.5: Exemplo de um número de 4 bits com bit de sinalização.

O valor para variáveis sem sinal será:

$$V = QN \cdot \left[\sum_{i=0}^{ws-1} b_i \cdot 2^i \right] = 2^{-4} (1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) = 2^{-4} \cdot (13) = 0,8125 \quad (\text{D.4})$$

Enquanto uma variável especificada como sendo com sinal, o seu valor será:

$$\begin{aligned}
V &= QN \cdot \left[-b_{ws-1} \cdot 2^{ws-1} + \sum_{i=0}^{ws-2} b_i \cdot 2^i \right] = 2^{-4} [(-1 \cdot 2^3) + (1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0)] \\
V &= 2^{-4} \cdot [(-8) + (5)] = \frac{-3}{16} = -0,1875
\end{aligned} \tag{D.5}$$

Em termos práticos, quando se tem um número fracionário (X) e é necessário representá-lo como um número inteiro (Y), para tal basta efetuar a multiplicação por uma potência de dois (2^N), que é uma base inteira, com N indicando a posição do ponto decimal. A representação é dada pela equação D.6:

$$Y = X \cdot 2^N \tag{D.6}$$

Deve-se atentar que o número Y deve ser um inteiro e que as casas decimais resultantes da multiplicação serão abandonadas, pois o processador só opera com números inteiros em formato binário.

Deste modo, pode-se montar a tabela a seguir para um dado de 8 bits. Analisando-se a tabela D.1, verifica-se que, as três últimas representações ($Q9$, $Q10$ e $Q11$) não estão contidas na palavra de 8 bits. Portanto, como o ponto decimal é fictício, pode-se representá-lo em qualquer posição, inclusive à direita de b_0 . Em equações matemáticas, deve-se observar que, somas e subtrações devem ser feitas com números de mesmo formato.

O resultado de multiplicações terá o formato da soma dos expoentes, similar a multiplicação de potências. Exemplificando, seja um número com formato QN que multiplica um outro de formato QM , tem-se que $QN \cdot QM = Q(M + N)$. Caso o resultado não seja o formato que se deseja para uma nova operação ou que o resultado não seja possível de representação naquele formato, deve-se reescalonar as variáveis antes da operação ou o resultado através da operação de deslocamento de bits.

Por exemplo, considerando uma palavra de 8 bits e que a variável seja do tipo com sinal. Se o resultado obtido for um número positivo maior que 127, este resultado acarretará um *overflow* no acumulador de 8 bits, pois o resultado ultrapassa a faixa máxima de representação.

TABELA D.1: Exemplo de possibilidades de representação em ponto fixo de 8 bits.

ESCALA (QN)	Faixa para números sem sinal	Faixa para números com sinal
Q0	0 a 255	-128 a 127
Q1	0 a 127,5	-64 a 63,5
Q2	0 a 63,75	-32 a 31,75
Q3	0 a 31,875	-16 a 15,87
Q4	0 a 15,937	-8 a 7,937
Q5	0 a 7,9687	-4 a 3,968
Q6	0 a 3,9843	-2 a 1,984
Q7	0 a 1,9921	-1 a 0,992
Q8	0 a 0,996	-0,5 a 0,496
Q9	0 a 0,498	-0,25 a 0,298
Q10	0 a 0,249	-0,125 a 0,149
Q11	0 a 0,124	-0,062 a 0,074

Dependendo das características do acumulador de resultados do processador e do acumulador intermediário de operações matemáticas, caso duas variáveis estejam próximas do valor máximo de representação e não se deseja perder precisão, pode-se forçar explicitamente a representação longa, isto é, a variável é alocada em um acumulador com o dobro de bits, e reescala-se o resultado após a operação.

Por exemplo:

$R = A(Q12) \cdot B(Q15)$ o resultado será $Q27$ caso este resultado esteja fora da faixa de representação, pode-se reescrever a expressão do seguinte modo:

$$R = ((long)A(Q12) \cdot (long)B(Q15)) \gg y$$

Onde y representa o número de bits que se deseja deslocar à esquerda, para evitar o *overflow* do acumulador de resultados.

A mesma regra é aplicada para processadores de 16 bits, ou seja, o maior número representável sem sinal é $2^{16} - 1 = 65535$, o mínimo é zero. Em $Q15$ o valor máximo de representação é:

$$X_{max} = 65535 \cdot 2^{-15} = \frac{65535}{32768} = +1,999$$

A representação com sinal está na faixa entre -32768 a 32767. Em $Q15$ os valores máximos e mínimos de representação com sinal são:

$$X_{max} = (2^{N-1} - 1) \cdot QN = 32767 \cdot 2^{-15} = \frac{32767}{32768} = +0,999$$

$$X_{min} = (-2^{N-1} - 1) \cdot QN = -32768 \cdot 2^{-15} = \frac{32768}{32768} = -1$$

Enquanto em $Q10$ o maior número que se pode representar é 31,999 e o menor é -32, ou seja:

$$Y_{max} = 32767 \cdot 2^{-10} = \frac{32767}{1024} = +31,999$$

$$Y_{min} = -32768 \cdot 2^{-10} = \frac{32768}{1024} = -32$$

Apêndice E

Diagramas esquemáticos

E.1 Retificador

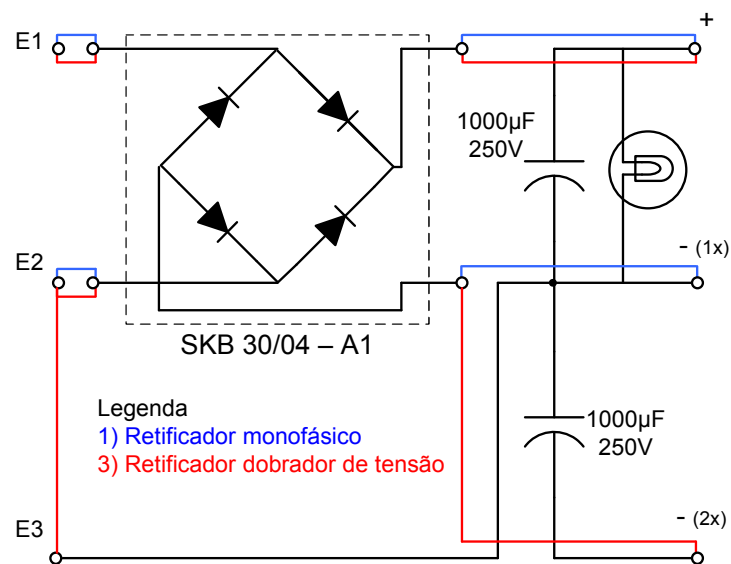


FIGURA E.1: Retificador: onda completa filtrado e dobrador de tensão.

E.2 Inversor PWM de 6 pulsos

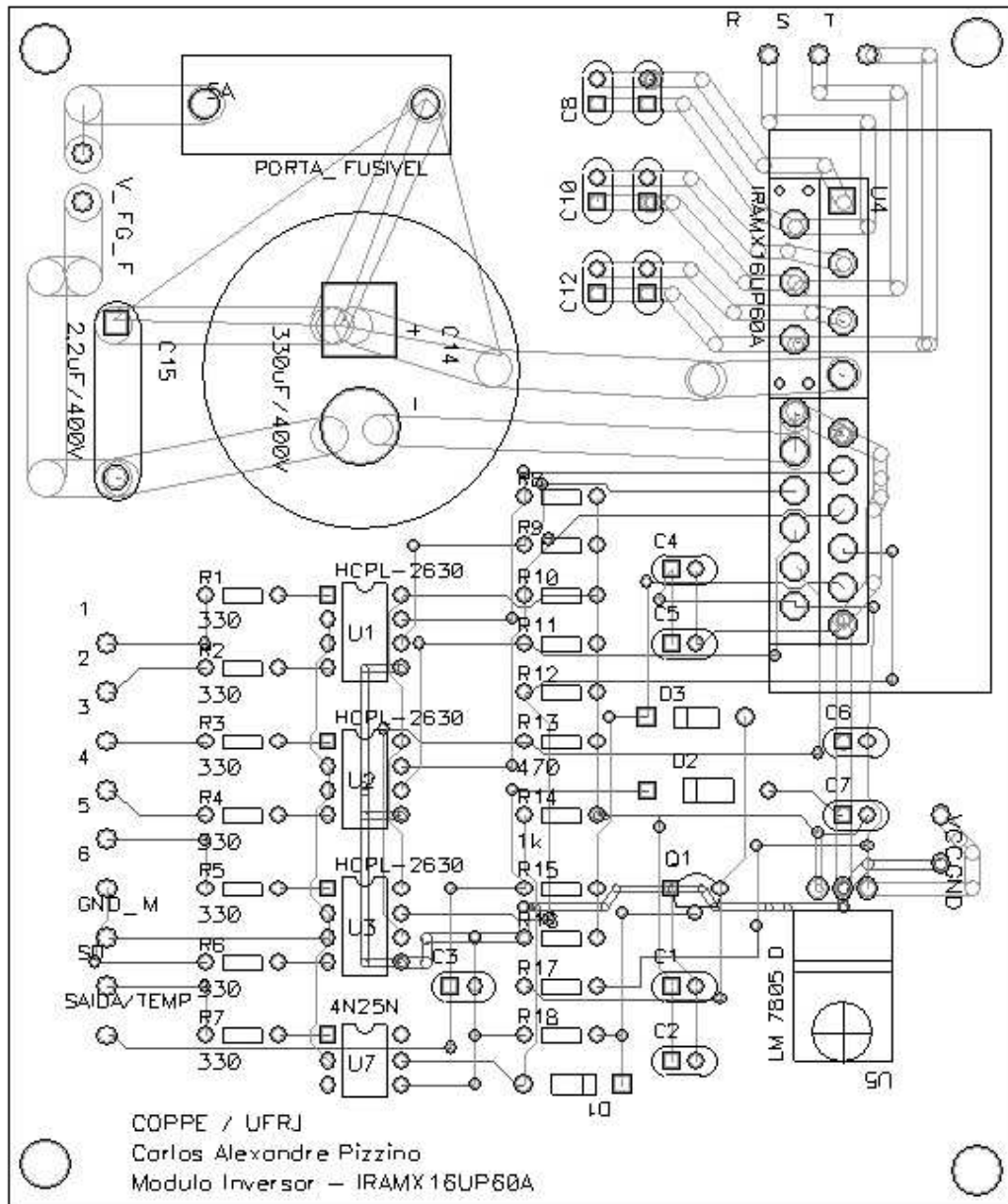


FIGURA E.2: Placa eletrônica do módulo de potência.

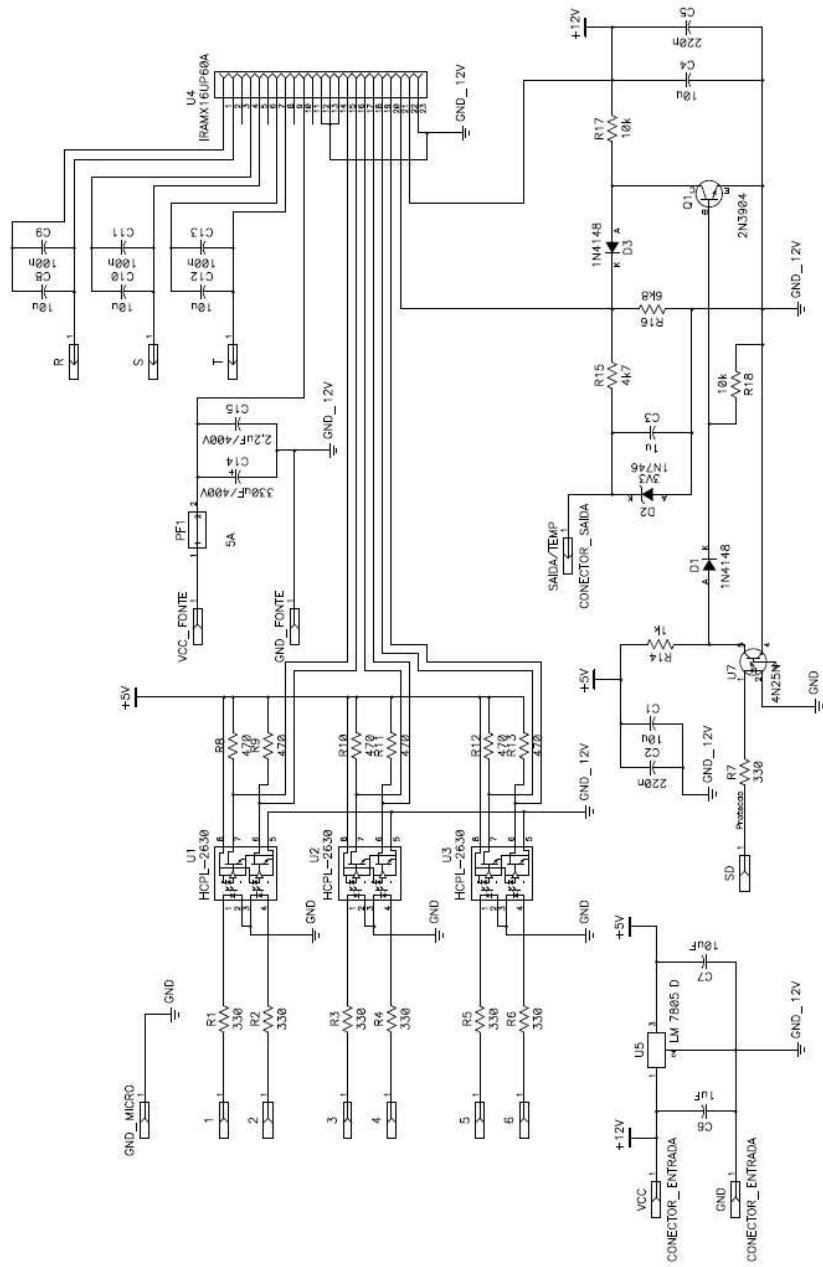


FIGURA E.3: Circuito do Módulo de Potência.

E.3 Módulo DSP

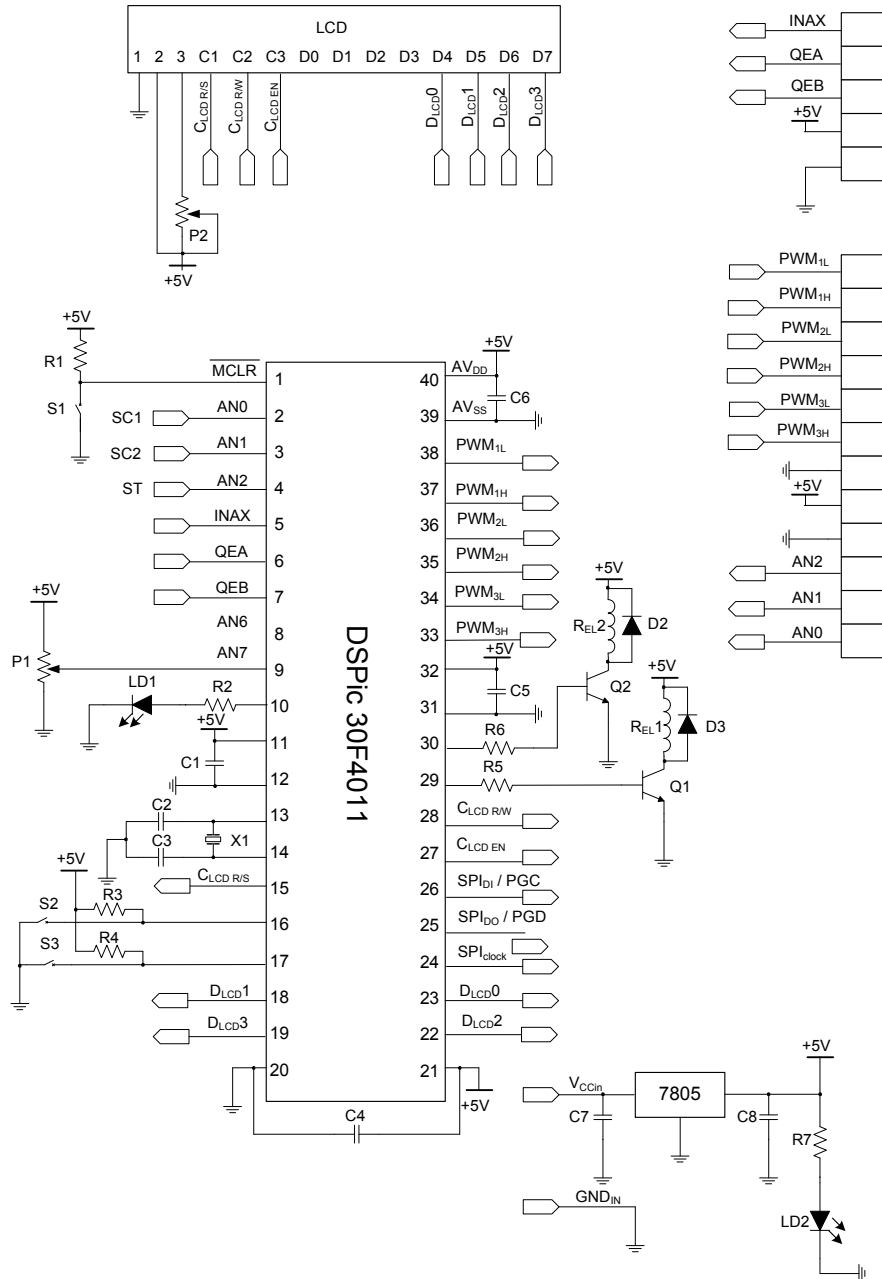


FIGURA E.4: Módulo DSP.

E.4 Módulo sensor de corrente

A figura E.5 mostra o desenho da placa eletrônica sensor de corrente.

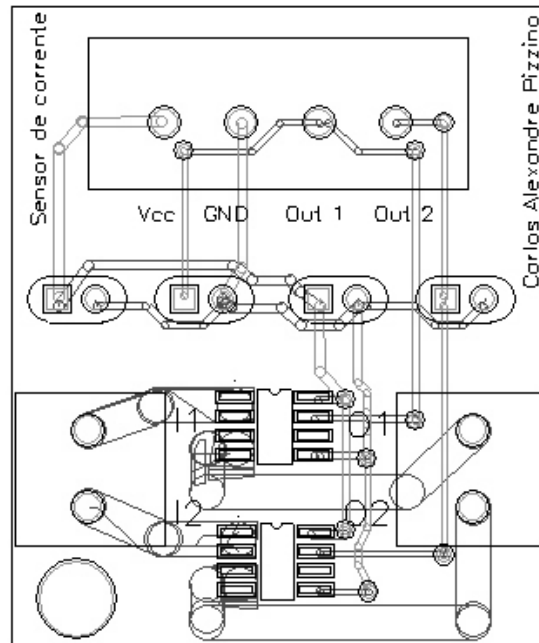


FIGURA E.5: Placa eletrônica do sensor de corrente.

Referências Bibliográficas

- Aquino, P. (1999), Controle Não-Linear de Motores de Indução, PhD thesis, Programa de Eng. Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro.
- Aström, K. J. & Wittenmark, B. (1997), *Computer-controlled systems*, Vol. 1, Prentice Hall.
- Barbi, I. (2001), *Teoria Fundamental do Motor de Indução*, Edição do autor.
- Bazzo, T. (2007), Implementação de controle vetorial em geradores assíncronos, Master's thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- Bezerra, L. (2004), Implementação de uma bancada para o controle eletrônico de motores síncronos de ímã permanente utilizando um dsp, Master's thesis, Programa de Eng. Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro.
- Blaschke, F. (1971), 'Das prinzip der feldorientierung, die grundlage für die transvektorregelung von asynchronmaschinen', *Siemens Zeitschrift* .
- Brdys, M. A. & Kulawski, G. J. (1999), 'Dynamic neural controllers for induction motor', *IEEE Transactions on Neural Networks* **10**(2), 340–355.
- Chang, R. & Fu, L. (1998), 'Nonlinear adaptive sensorless speed control of induction motors', *Proc. IEEE Conf. on Dec. and Contr.* .
- Costa, R. R. (2007), *Controle Digital - Notas de Aula COE736*, Vol. 1, PEE.
- Del Toro, V. (1990), *Fundamentos de máquinas elétricas*, Vol. 1, LTC Editora.
- Feemster, M., Aquino, P., Dawson, D. & Behal, A. (2001), 'Sensorless rotor velocity tracking control for induction motors', *IEEE Trans. on Control Systems Technology* **9**(4), 645–653.
- Furtunato, A., Salazar, A. & Araújo, A. (2001), 'Controlador de velocidade usando modos deslizantes suaves para um motor de indução trifásico', *Revista Controle&Automação* **12**(2), 148–155.
- Hinkkanen, M. & Loumi, J. (2001), 'Novel full-order flux observer structure for speed sensorless induction motors', *IEEE Conf. on Industr. Electron.* .
- Holtz, J. (2002), 'Sensorless control of induction motor drives', *Proceedings of the IEEE* **90**(8), 1359–1394.

- J.Castellanos (2004), Estimação de velocidade do motor com controle vetorial sem sensor, utilizando filtro estendido de Kalman com estimação de covariância dos ruídos, PhD thesis, Programa de Eng. Elétrica, PUC-Rio, Rio de Janeiro.
- Kim, H. & Sul, S. (1996), ‘A new motor speed estimator using kalman filter in low-speed range’, *IEEE Trans. on Ind. Electronics* **43**.
- Kim, Y., Sul, S. & Park, M. (1994), ‘Speed-sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter’, *IEEE Trans. on Ind. Applications* **30**.
- Kokotovic, P. (1992), ‘The joy of feedback, nonlinear and adaptive’, *IEEE Control Systems Magazine* **12**, 7–17.
- Kubota, H. & Matsuse, K. (1994), ‘Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation’, *IEEE Trans. on Ind. Applications* **30**(5), 1219–1224.
- Kubota, H., Matsuse, K. & Nakano, T. (1993), ‘Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor’, *IEEE Trans. on Ind. Applications* **29**.
- Leonhard, W. (2001), *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag.
- Lin, F., Wai, R. & Lin, P. (1999), ‘Robust speed sensorless induction motor drive’, *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. **35**(2), 566–578.
- Lin, Y., Fu, L. & Tsai, C. (2000), ‘Non-linear sensorless indirect adaptive speed control of induction motor with unknown rotor resistance and load’, *Int. J. Adaptive Contr. Signal Process.* **14**.
- Ma, X. & Gui, Y. (2002), ‘Extended kalman filter for speed sensorless dtc based on dsp’, *Proc. IEEE Conf. on Intelligent Control&Automation* .
- Marino, R., Peresada, S. & Tomei, P. (1999), ‘Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance’, *IEEE Trans. Aut. Contr.* **44**(5), 1–5.
- Marino, R., Tomei, P. & Verrelli, C. (2002), ‘An adaptive controller for speed-sensorless current-fed induction motors with unknown load torque’, *Int. Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision* **3**, 1658–1663.
- Marino, R., Tomei, P. & Verrelli, C. (2004), ‘A global tracking control for speed-sensorless induction motors’, *Automatica* **40**(6), 1071–1077.
- Marino, R., Tomei, P. & Verrelli, C. (2005), ‘Adaptive control for speed-sensorless induction motors with uncertain load torque and rotor resistance’, *Int. J. Adaptive Contr. Signal Process.* .
- Marino, R., Tomei, P. & Verrelli, C. (2007), ‘A nonlinear tracking control for sensorless induction motors with uncertain load torque’, *Int. J. Adaptive Contr. Signal Process.* .

- Montanari, M. (2002), *Sensorless Control of Induction Motors: Nonlinear and Adaptive Techniques*, PhD thesis, Facoltà di Ingegneria, Università degli Studi di Bologna, Bologna.
- Montanari, M. (1999), *Controllo vettoriale sensorless di un motore ad induzione*, Master's thesis, Facoltà di Ingegneria, Università degli Studi di Bologna, Bologna.
- Nondahal, T. & Delvecchio, P. (2003), 'Electric motor having rotor-embedded sensor - us6504275b', *United States Patent* .
- Ortega, R. & Taoutaou, D. (1999), 'Indirect field oriented speed regulation for induction motors is globally stable', *Université de Technologie de Compiègne* pp. 967–983.
- Peng, F. & Fukao, T. (1994), 'Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **30**.
- Revoredo, T. (2007), *Modelagem e gerenciamento de potência de um veículo elétrico híbrido de célula a combustível*, Master's thesis, Programa de Eng. Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro.
- Rodic, M. & Jezernik, K. (2002), 'Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor', *IEEE Trans. on Ind. Electronics* **49**(1), 87–95.
- Ronconi, I. (2007), 'Controle vetorial (fasorial) de um motor assíncrono trifásico usando dsps', *Institut für Regelungstechnik Braunschweig* .
- Santisteban, J. & Stephan, R. (2001), 'Vector control methods for induction machines: an overview.', *IEEE Trans. on Education* **44**(2), 170–175.
- Sarma, M. S. (1994), *Electric Machines: steady-state theory and dynamic performance*, Vol. 1, West Publishing Company.
- Schauder, C. (1992), 'Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **28**(5), 1054–1061.
- Slemon, G. (1980), 'Modelling of induction machines for electric drives', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **25**(6).
- Slotine, J. & Li, W. (1991), *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall.
- Strang, G. (1988), *Linear Algebra and its applications*, Thomson Learning, Inc.
- Tajima, H. & Hori, Y. (1993), 'Speed sensorless field-orientation control of the induction machine', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **29**(1), 175–180.
- Tursini, M., Petrilla, R. & Parasiliti, F. (2000), 'Adaptive sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **36**(5), 1380–1387.
- Utkin, V., Yan, Z. & Jin, C. (2000), 'Sensorless sliding-mode control of induction motors', *IEEE Trans. on Ind. Electronics* **47**(6), 1286–1297.

- Vas, P. (1998), *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Vol. 1, Oxford University Press.
- Williamson, D. (1991), *Digital control and implementation - Finite Wordlength Considerations*, Prentice Hall.
- Xu, X. & Novotny, D. W. (1992), 'Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **28**(6), 1353–1358.
- Yan, Z., Jin, C. & Utkin, V. (2000), 'Sensorless sliding-mode control of induction motors', *IEEE Trans. on Ind. Electronics* **47**(6).
- Yang, G. & Chin, T. (1993), 'Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive', *IEEE Trans. on Ind. Applications* **24**.