

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DIEGO DIAS PINHEIRO

**ANÁLISE E PROPOSIÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE
ESTIMAÇÃO E CONTROLE DE VELOCIDADE PARA
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2016

DIEGO DIAS PINHEIRO

**ANÁLISE E PROPOSIÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE
ESTIMAÇÃO E CONTROLE DE VELOCIDADE PARA
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Emerson Giovani Carati.

PATO BRANCO

2016

Dados Internacionais de Catalogação

P654a	<p>Pinheiro, Diego Dias</p> <p>Análise e proposições de estratégia de estimação e controle de velocidade para motores de indução trifásicos / Diego Dias Pinheiro. - 2016. 160 f. : il. ; 30 cm.</p> <p>Orientador: Prof. Dr. Emerson Giovani Carati.</p> <p>Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, 2016. Bibliografia: f. 135 – 140.</p> <p>1. Engenharia elétrica 2. Motores de indução 3. Velocidade - controle I. Carati, Emerson Giovani, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDD 22. ed.: 621.3</p>
-------	---

Ficha Catalográfica elaborada por: Leandro Pandini, 2015.

CRB – 9/1473

Biblioteca da UTFPR Campus Pato Branco



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Pato Branco
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação n° 048

Análise e Proposição de Estratégias de Estimação e Controle de Velocidade para Motores de Indução Trifásicos

por

Diego Dias Pinheiro

Dissertação apresentada às oito horas do dia trinta e um de maio de dois mil e dezesseis, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Pato Branco. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Emerson Giovanni Carati
UTFPR/PB (Orientador)

Prof. Dr. César Rafael Claire Torrico
UTFPR/PB

Prof. Dr. Jean Patric da Costa
UTFPR/PB

Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira
UFSM/RS

Prof. Dr. Ricardo Vasques de Oliveira
Coordenador do PPGEE

A via original, devidamente assinada, encontra-se na Coordenação do PPGEE.

Dedicatória

Dedico este trabalho, a Deus minha fonte
de inspiração e
aos meus pais Antônio e Olga.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por iluminar a minha mente em todos os momentos, mostrando as possibilidades nas horas incertas e suprindo as necessidades em todos os momentos.

Aos meus pais Antônio e Olga pelo amor incondicional, confiança, apoio e incentivo a mim conferidos em todos os momentos da minha vida, alicerce fundamental da minha vida.

Ao Prof. Emerson Giovani Carati, pela orientação, amizade, disponibilidade, ensinamentos durante o mestrado, por sempre ter criado condições adequadas para que realizasse os trabalhos da melhor forma possível e pelos anos de convivência.

Aos amigos do PPGEE da UTFPR de Pato Branco pelo convívio, amizade e incentivo. Dentre eles, Andrei Bordignon, Bruno Monte, Cleidimar Nardi, Diana Martinello, Dionatan Cieslak, Fillipe Lucchin Paukner, Flávio Grando, Géremi Gilson Dranka, Ithalo Hespanhol, Rafael Zamodzki e Tiago Lukasiewicz.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UTFPR pela contribuição.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná, pela oportunidade oferecida e pelo ensino de qualidade.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, CAPES e Fundação Araucária pelo suporte financeiro.

“Nós não somos o que gostaríamos de ser.
Nós não somos o que ainda iremos ser. Mas,
graças a Deus, não somos mais quem nós
éramos.”

Martin Luther King.

RESUMO

PINHEIRO, Diego Dias. ANÁLISE E PROPOSIÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE ESTIMAÇÃO E CONTROLE DE VELOCIDADE PARA MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS. 2016. 160 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2016.

Este trabalho apresenta a proposta de servomecanismos de velocidade sem o uso de sensores mecânicos (*sensorless*) utilizando motores de indução trifásicos. É realizada a comparação e proposição de técnicas para estimação de velocidade rotórica, analisando o desempenho em diferentes condições de velocidade e de carga. Para a determinação da técnica de controle, inicialmente, é realizada uma análise da literatura das principais técnicas de controle e estimação de velocidade utilizadas, apresentando suas características e limitações. A técnica proposta para o servomecanismo de velocidade *sensorless* com motor de indução utiliza controle de campo orientado indireto (IFOC), composto de quatro controladores do tipo proporcional-integral (PI): controlador de fluxo rotórico, controlador de velocidade e controladores de corrente no eixo direto e em quadratura. Como o foco principal do trabalho está na malha de controle de velocidade, foi implementado no Matlab® o algoritmo de mínimos quadrados recursivo (RLS) para identificação dos parâmetros mecânicos, tais como: momento de inércia e coeficiente de atrito. Com isso, os ganhos do controlador da malha externa de velocidade podem ser auto ajustados para compensar eventuais variações dos parâmetros mecânicos. Para a estimação de velocidade são analisadas as técnicas: MRAS por fluxos rotóricos, MRAS por força contra eletromotriz (f_{cem}), MRAS por potência reativa instantânea, escorregamento, *phase locked-loop* (PLL) e modos deslizantes. É apresentada uma proposição de estimação de velocidade baseada em modos deslizantes, onde é realizada uma modificação na estrutura do observador de fluxo rotórico. Para avaliação das técnicas são realizadas análises teóricas no ambiente de simulação de Matlab® e experimentais na plataforma de acionamentos de máquinas elétricas. O DSP TMS320F28069 foi utilizado para implementação experimental das técnicas de estimação de velocidade e verificação do desempenho das mesmas em uma larga faixa de velocidade, incluindo inserção de carga. A partir dessa análise é realizada a implementação em malha fechada controle de velocidade *sensorless* com estrutura IFOC. Os resultados demonstraram a real possibilidade de substituição de sensores mecânicos pelas técnicas de estimação propostas e analisadas. Dentre estas, o estimador baseado em PLL demonstrou o melhor desempenho em diversas condições, enquanto a técnica baseada em modos deslizantes apresenta boa capacidade de estimação em regime permanente e robustez a variações paramétricas.

Palavras-chave: Motor de Indução Trifásico, Identificação de Parâmetros, Controlador Auto Ajustável, Controlador Vetorial, Estimadores de Velocidade.

ABSTRACT

PINHEIRO, Diego Dias. ANALYSIS AND PROPOSITION OF STRATEGIES ESTIMATION AND SPEED CONTROL FOR INDUCTION MOTORS THREE PHASE. 2016. 160 f. Dissertation – Electrical Engineering Graduate Program, Federal University of Technology - Parana, Pato Branco, Brazil, 2016.

This study presents a proposal of speed servomechanisms without the use of mechanical sensors (sensorless) using induction motors. A comparison is performed and propose techniques for pet rotor speed, analyzing performance in different conditions of speed and load. For the determination of control technique, initially, is performed an analysis of the technical literature of the main control and speed estimation used, with their characteristics and limitations. The proposed technique for servo sensorless speed induction motor uses indirect field-oriented control (IFOC), composed of four controllers of the proportional-integral type (PI): rotor flux controller, speed controller and current controllers in the direct and quadrature shaft. As the main focus of the work is in the speed control loop was implemented in Matlab the recursive least squares algorithm (RLS) for identification of mechanical parameters, such as moment of inertia and friction coefficient. Thus, the speed of outer loop controller gains can be self adjusted to compensate for any changes in the mechanical parameters. For speed estimation techniques are analyzed: MRAS by rotóricos fluxes MRAS by counter EMF, MRAS by instantaneous reactive power, slip, locked loop phase (PLL) and sliding mode. A proposition of estimation in sliding mode based on speed, which is performed a change in rotor flux observer structure is displayed. To evaluate the techniques are performed theoretical analyzes in Matlab simulation environment and experimental platform in electrical machinery drives. The DSP TMS320F28069 was used for experimental implementation of speed estimation techniques and check the performance of the same in a wide speed range, including load insertion. From this analysis is carried out to implement closed-loop control of sensorless speed IFOC structure. The results demonstrated the real possibility of replacing mechanical sensors for estimation techniques proposed and analyzed. Among these, the estimator based on PLL demonstrated the best performance in various conditions, while the technique based on sliding mode has good capacity estimation in steady state and robustness to parametric variations.

Keywords: Three Phase Induction Motor, Parameter Identification, Self-Adjustable Controller, Vector Controller, Speed Estimators.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama resumido da técnica DFOC	23
Figura 2 – Diagrama resumido da técnica IFOC	23
Figura 3 – Diagrama resumido da técnica DTC	24
Figura 4 – Aspectos construtivos do MIT	32
Figura 5 – Projeção do fluxo rotórico: (a) com referencial arbitrário e (b) alinhado ao fluxo rotórico ao eixo direto.....	35
Figura 6 – Motor de indução no referencial do fluxo rotórico com acoplamento entre os eixos dq	37
Figura 7 – Diagrama de esforços mecânicos do MIT	37
Figura 8 – Diagrama simplificado do modelo mecânico do motor de indução.....	39
Figura 9 – Comportamento dinâmico do MIT: (a) Tensão Trifásica do MIT e (b) Corrente Trifásica do MIT.....	40
Figura 10 – Comportamento dinâmico do MIT: (a) Tensão no eixo direto e em quadratura, (b) Corrente eixo direto e em quadratura, (c) Velocidade rotórica e (d) Torque elétrico e torque de carga.....	41
Figura 11 – Diagrama modificado do controle IFOC.....	43
Figura 12 – Controlador PI na malha de corrente	45
Figura 13 - Resposta ao degrau unitário de uma função de segunda ordem com variação do coeficiente de amortecimento	48
Figura 14 – Controlador PI na malha de fluxo rotórico	50
Figura 15 – Controlador PI aplicado à malha de velocidade.....	52
Figura 16 – Fluxograma do ambiente de simulação implementado em <i>script</i> no Matlab®.....	55
Figura 17 – Respostas dinâmicas dos controladores IFOC: (a) controlador de velocidade, (b) controladores de correntes I_{ds} e I_{qs} e (c) controlador de fluxo rotórico.....	57
Figura 18 – Respostas dinâmicas dos controladores frente às variações paramétricas: (a) Variação da resistência e indutância estatórica, (b) velocidade de referência e velocidade rotórica, (c) correntes de eixo direto e em quadratura e (c) fluxo de referência e fluxo rotórico	58
Figura 19 – Diagrama de blocos do identificador de parâmetros mecânicos.....	59
Figura 20 – Diagrama do sistema de controle de velocidade auto ajustável.....	60
Figura 21 – Controle IFOC com controle auto ajustável.....	61

Figura 22 – Resposta dinâmica do controlador de velocidade com controlador PI fixo e com controlador PI ajustável	62
Figura 23 – Parâmetros mecânicos identificados	62
Figura 24 – Resposta dinâmica da velocidade rotórica com inserção de carga	63
Figura 25 – Diagrama resumido das técnicas de estimação de velocidade	65
Figura 26 – Diagrama PLL para estimação da velocidade síncrona	70
Figura 27 – Sistema de referência com a modelagem no fluxo rotórico	72
Figura 28 – Sistema de referência utilizando PLL	72
Figura 29 – Configuração Genérica do estimador MRAS	73
Figura 30 – Diagrama da estimação de velocidade pela técnica MRAS (FR)	74
Figura 31 – Diagrama da estimação de velocidade pela técnica MRAS (FCEM)	77
Figura 32 – Diagrama da estimação de velocidade pela técnica MRAS - PRI	78
Figura 33 – Coordenadas do produto vetorial	78
Figura 34 – Diagrama de blocos do Sistema Simulado no Matlab	80
Figura 35 – Estimação de velocidade pela técnica de escorregamento: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica	81
Figura 36 – Estimação de velocidade pela técnica PLL: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica	82
Figura 37 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – FR: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica	83
Figura 38 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – FCEM: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica	84
Figura 39 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – PRI: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica	85
Figura 40 – Modos deslizantes na interseção das superfícies de descontinuidade.....	89
Figura 41 – Causas de vibrações <i>chattering</i>	89
Figura 42 – Esquema de controle através do erro de rastreamento	91
Figura 43 – Aproximação linear da função de rastreamento descontínua.....	93
Figura 44 – Aproximação não-linear da função de rastreamento descontínua.....	93
Figura 45 – Estimação da velocidade rotórica por M.D. (I).....	96
Figura 46 – Estimação da velocidade rotórica por M.D. (II)	100
Figura 47 – Estimação de velocidade pela técnica M.D. (I) (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica	103

Figura 48 – Correntes estatóricas obtidas por M.D. (I)	104
Figura 49 – Fluxos rotóricos obtidos por M.D. (I)	104
Figura 50 – Fluxos rotóricos obtidos por M.D. (II).....	105
Figura 51 – Correntes estatóricas obtidas por M.D. (II).....	106
Figura 52 – Fluxos Rotóricos obtidos pela modelagem do MIT.....	106
Figura 53 – Plataforma de Acionamentos de Máquinas Elétricas.....	109
Figura 54 – Diagrama de blocos da unidade de controle	112
Figura 55 – Fluxograma das rotinas implementadas no DSP.....	112
Figura 56 – Resposta da velocidade com uma rampa de velocidade de 0 para 300 RPM	114
Figura 57 – Resposta do fluxo rotórico com degrau como referência para o valor nominal de fluxo.....	114
Figura 58 – Resposta do controlador IFOC com variações de velocidade em rampa.....	115
Figura 59 – Resposta do controlador de velocidade com inserção de carga	116
Figura 60 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - FR.....	117
Figura 61 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS – FR com variação de velocidade	118
Figura 62 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS - FR com inserção de carga.....	118
Figura 63 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - FCEM.....	119
Figura 64 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS – FCEM com variação de velocidade.....	120
Figura 65 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS - FCEM inserção de carga.....	120
Figura 66 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - PRI.....	121
Figura 67 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - PRI reativa com variação de velocidade.....	122
Figura 68 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – PRI inserção de carga.....	122
Figura 69 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de escorregamento	123
Figura 70 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de escorregamento com variação de velocidade.....	124
Figura 71 – Estimação de velocidade pela técnica escorregamento com inserção de carga ..	124
Figura 72 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de PLL.....	125
Figura 73 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de PLL com variação de velocidade.....	126
Figura 74 – Estimação de velocidade pela técnica PLL com inserção de carga	126
Figura 75 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (I)	127

Figura 76 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (I) com variação de velocidade.....	128
Figura 77 – Estimação de velocidade pela técnica M.D. (I) com inserção de carga.....	128
Figura 78 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (II).....	129
Figura 79 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (II) com variação de velocidade.....	130
Figura 80 – Estimação de velocidade pela técnica M.D. (II) com inserção de carga.....	130
Figura 81 – Transformada de Clarke: (a) Sistema Trifásico e (b) Sistema Bifásico Equivalente	144
Figura 82 – Transformada de Park: (a) Sistema Bifásico e (b) Sistema Pseudo-Estacionário	148
Figura 83 – Transformada de Park no referencial arbitrário	149
Figura 84 – Implementação das Transformações de Clarke e Park no ambiente de simulação Matlab.....	150
Figura 85 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico em um referencial genérico no eixo dq.....	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do motor de indução trifásico	40
Tabela 2 – Parâmetros pré-definidos dos controladores.....	61
Tabela 3 – Análise comparativa das técnicas simuladas	107
Tabela 4 – Componentes da plataforma de acionamentos de máquinas elétricas	109
Tabela 5 – Ganhos dos controladores PI para aplicação experimental	113
Tabela 6 – Análise comparativa das técnicas de estimação de velocidade	131

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ARMAX	<i>Auto Regressive Moving Average Model, With Auxiliary Input</i> (AutoRegressivo com Média Móvel e Entradas Externas)
DFOC	<i>Direct Field Oriented Control</i> (Controle de Campo Orientado Direto)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
DTC	<i>Direct Torque Control</i> (Controle Direto de Torque)
EKF	<i>Extended Kalman Filter</i> (Filtro de Kalman Estendido)
FCEM	Força Contra Eletromotriz
FEM	Força Eletromotriz
FOC	<i>Field Oriented Control</i> (Controle de Campo Orientado)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IFOC	<i>Indirect Field Oriented Control</i> (Controle de Campo Orientado Indireto)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
MCC	Motor de Corrente Contínua
MI	Motor de Indução
MIT	Motor de Indução Trifásico
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i> (Controle Adaptativo por Modelo de Referência)
MRAS	<i>Model Reference Adaptive System</i> (Sistema Adaptativo por Modelo de Referência)
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Malha de Captura de Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RLS	<i>Recursive Least Square</i> (Mínimos Quadrados Recursivo)
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> (Retentor de Ordem Zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

$(.)_{a, b, c}$	Variáveis referentes as fases “a”, “b” e “c”
$(.)_{d, q, 0}$	Coordenadas do eixo de referência direto, quadratura e zero
$(.)_{\alpha, \beta, 0}$	Coordenadas do eixo alfa, beta e zero
$(.)_{ds}$	Variável para o eixo direto do estator
$(.)_{qs}$	Variável para o eixo em quadratura do estator
$(.)_{dr}$	Variável para eixo direto do rotor
$(.)_{qr}$	Variável para eixo em quadratura do rotor
$(.)_n$	Variável nominal
$(.)_m$	Variável correspondente a mútua
$(.)_i$	Variável para ganho integral
$(.)_p$	Variável para ganho proporcional
$(.)^*$	Variável de referência
$(.)^{-1}$	Matriz inversa
$(.)^t$	Matriz transposta
\hat{x}	Variável x estimada
$\alpha\beta$	Eixos alfa e beta da transformada de Clarke
A, B	Matrizes que definem o modelo elétrico do motor
A_m, B_m	Matrizes que definem o modelo mecânico do motor
A/D	Conversor Analógico/Digital
B_n	Coefficiente de atrito
C_n	Conjugado nominal
dq	Eixos direto e em quadratura da transformada de Park
D/A	Conversor Digital/Analógico
e_{Ids}, e_{Iqs}	Erro do controlador de correntes
$e_{\lambda dr}$	Erro do controlador de fluxo
$e_{\omega r}$	Erro do controlador de velocidade
\hat{e}_m^*	Força contra eletromotriz de referência
\hat{e}_m	Força contra eletromotriz estimada
$E(s)$	Erro no domínio complexo
F	Força magnetomotriz
$G_c(s)$	Função de transferência do controlador PI

I_{cc}	Corrente do barramento CC
$i^*_{a,b,c}$	Correntes amostradas das fases “a”, ”b”, “c”
I/O	<i>Input/Output</i> (Entrada/Saída)
J	Momento de inércia
N_{pp}	Número de pares de polos
\hat{q}_m^*	Potência reativa instantânea de referência
\hat{q}_m	Potência reativa instantânea estimada
s	Variável complexa da Transformada de Laplace
σ	Coefficiente de dispersão
T_e	Conjugado eletromagnético
T_L	Conjugado de carga
T_s	Período de amostragem
τ_r	Constante de tempo rotórica
u	Vetor de entradas do modelo elétrico
u_m	Vetor de entradas do modelo mecânico
$U(s)$	Saída do controlador
ω	Velocidade do sistema de referência
ω_r	Velocidade rotórica
$\hat{\omega}_r$	Velocidade rotórica estimada
ω_{sl}	Velocidade do escorregamento
X	Vetor de estados do modelo elétrico
x_m	Vetor de estados do modelo mecânico
z	Operador da transformada z
$\hat{\lambda}_{dr}^*$	Fluxo rotórico do eixo direto de referência
$\hat{\lambda}_{dr}$	Fluxo rotórico do eixo direto estimado
$\hat{\lambda}_{qr}^*$	Fluxo rotórico do eixo quadratura de referência
$\hat{\lambda}_{qr}$	Fluxo rotórico do eixo em quadratura estimado
θ	Posição do sistema de referência
$\hat{\theta}$	Posição estimada do sistema de referência
θ_r	Posição do rotor
$\hat{\theta}_r$	Posição estimada do rotor

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	20
1.1 REVISÃO DA LITERATURA	21
1.1.1 Controle de Máquinas de Indução	21
1.1.2 Controlador de Velocidade Auto Ajustável.....	25
1.1.3 Observadores de Velocidade	26
1.2 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	28
1.3 OBJETIVOS	29
1.3.1 Objetivo Geral.....	29
1.3.2 Objetivos Específicos.....	29
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	30
2. MODELAGEM E CONTROLE VETORIAL COM CONTROLADOR FIXO E AUTO-AJUSTÁVEL PARA O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	31
2.1 INTRODUÇÃO.....	31
2.2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	31
2.3 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	32
2.3.1 Modelo do Motor no Referencial Genérico e Estacionário.....	32
2.3.2 Modelo do Motor no Referencial do Fluxo Rotórico	35
2.3.3 Modelo Mecânico	37
2.4 SIMULAÇÃO DO MODELO DO MIT	39
2.5 CONTROLE VETORIAL IFOC.....	41
2.5.1 Projeto dos Controladores	43
2.5.1.1 Controlador PI das Correntes	44
2.5.1.2 Controlador PI de Fluxo Rotórico	50
2.5.1.3 Controlador PI de Velocidade	51
2.6 SIMULAÇÃO DOS CONTROLADORES IFOC FIXO	54
2.7 IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS MECÂNICOS.....	58
2.8 SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL DE VELOCIDADE	61
2.9 SUMÁRIO.....	63
3. TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE	65
3.1 INTRODUÇÃO.....	65
3.2 ESTIMAÇÃO BASEADA NO MODELO DQ (ESCORREGAMENTO).....	66

3.2.1 Escorregamento para Sistema de Referência.....	67
3.3 PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>)	68
3.3.1 PLL para Sistema de Referência	71
3.4 MRAS.....	72
3.4.1 MRAS – FR.....	74
3.4.2 MRAS – FCEM.....	75
3.4.3 MRAS – PRI.....	77
3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	80
3.6 SUMÁRIO.....	85
4. OBSERVADORES EM MODOS DESLIZANTES.....	87
4.1 INTRODUÇÃO.....	87
4.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	87
4.3 FUNDAMENTOS SOBRE OS OBSERVADORES EM MODOS DESLIZANTES	90
4.3.1 Banda Variável na Função de erro de Rastreamento.....	92
4.4 OBSERVADORES EM MODOS DESLIZANTES APLICADOS ÀS MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS	93
4.4.1 Modos Deslizantes – M.D. (I)	95
4.4.2 Modos Deslizantes – M.D. (II).....	98
4.5 ANÁLISE DO ERRO DOS OBSERVADORES PARA ESTIMAR A VELOCIDADE ROTÓRICA.....	100
4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	102
4.7 ANÁLISE COMPARATIVA DAS TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO	106
4.8 SUMÁRIO.....	107
5. DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA E ANÁLISE EXPERIMENTAL	108
5.1 INTRODUÇÃO.....	108
5.2 DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA.....	108
5.2.1 Proteção e Energização.....	109
5.2.2 Retificação e Barramento CC	110
5.2.3 Módulos e Sensores	110
5.2.4 Unidade de Controle.....	111
5.3 ANÁLISE DO CONTROLADOR IFOC	113
5.4 ANÁLISE DO CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS	116
5.4.1 MRAS - FR.....	117
5.4.2 MRAS - FCEM.....	119

5.4.3 MRAS - PRI	121
5.4.4 Escorregamento	123
5.4.5 PLL	125
5.4.6 Modos Deslizantes – M.D. (I)	127
5.4.7 Modos Deslizantes – M.D. (II).....	129
5.5 ANÁLISE EXPERIMENTAL DAS TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO	131
5.6 SUMÁRIO.....	131
6. CONCLUSÕES	133
Referências	136
APÊNDICE A	144
TRANSFORMADA DE CLARKE.....	144
TRANSFORMADA DE PARK	148
APÊNDICE B.....	151
MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	151
REFERENCIAL GENÉRICO	151
REFERENCIAL NO FLUXO ROTÓRICO	157
APÊNDICE C	160

1. INTRODUÇÃO

Uma grande parte da energia elétrica mundial gerada é convertida em energia mecânica por meio de motores elétricos, na qual estudos indicam que 60% da energia gerada no mundo seja consumida por esses motores elétricos. O setor industrial brasileiro consome cerca de 40% da energia do país, e cerca de 67,5% da energia elétrica consumida por este setor são destinados a sistemas motrizes (WEG, 2014).

Entre os diversos tipos de motores elétricos presentes na indústria, o motor de indução (MI) possui a maior representatividade, de forma que 90% dos acionamentos industriais utilizam esse tipo de motor (SIEMENS, 2003). Os MIs são utilizados em diversas aplicações, tais como elevadores, esteiras, moinhos, bombas, compressores, ventiladores e transportadores. A sua ampla utilização está associada as suas características de robustez (uma vez que não possuem escovas e comutadores), simplicidade de construção, baixa manutenção e baixo custo se comparado com motores de corrente contínua (MCC) de mesma potência (Furtunato, et al., 2001). Contudo, os MI foram durante muito tempo empregados em acionamentos de baixo desempenho e velocidade fixa, devido às características não lineares e complexidade do modelo dinâmico, acoplamento entre as variáveis de estado e a incertezas dos parâmetros elétricos que tornam o seu controle mais complexo. Os acionamentos de alto desempenho, ou seja, com velocidade variável eram dominados pelas máquinas de corrente contínua em virtude da sua simplicidade de controle.

Com o surgimento da teoria de controle por campo orientado (FOC – *Field Oriented Control*), o motor de indução trifásico (MIT) aumentou sua participação, substituindo o MCC nas aplicações que requerem velocidade variável. Contudo, o controle do MIT requer técnicas sofisticadas para acionamentos de alto desempenho.

A maioria das técnicas de controle para acionamento de máquinas elétricas necessita do conhecimento da velocidade rotórica, onde utiliza-se sensores mecânicos para obter essa informação. Porém, a utilização desses sensores apresenta algumas desvantagens tais como: custo relativamente elevado, necessidade de manutenção, cabeamento e a aquisição dos sinais do sinal do sensor e instalação em ambientes industriais hostis com alta concentração de campos eletromagnéticos (Holtz, 2002). Assim, o desenvolvimento de algoritmos que possam substituir os sensores mecânicos, apresenta um papel fundamental quando se trata de acionamento de máquinas elétricas. 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.

Com isso, neste trabalho busca-se a análise e melhoria de técnicas de estimação de velocidade, avaliando seu desempenho em diferentes regiões de operação e com inserção de carga durante seu funcionamento.

1.1 REVISÃO DA LITERATURA

1.1.1 Controle de Máquinas de Indução

Os acionamentos de alto desempenho eram dominados pelos MCC devido possuir excitação independente, onde o torque é controlado diretamente pela corrente de armadura. Esta simplicidade de controle, fez com que este motor fosse o primeiro a ser utilizado em servo-aplicações. Entretanto, a presença de escovas no MCC limita a sua velocidade de operação, impõe restrições no ambiente de operação, requer manutenção frequente, aumenta o peso, tamanho e inércia do motor, limita a capacidade de sobrecarga (Chapman, 1999).

O motor síncrono de ímã permanente vem eliminar o problema relativo à presença de escovas do MCC através da substituição do enrolamento de campo por ímãs permanentes. A não existência de escovas possibilita maior capacidade de sobrecarga e estende a faixa de velocidades de operação comparado ao MCC. Contudo, a presença de ímãs permanentes é fator limitante para seu peso e de seu custo.

Com o uso das transformações lineares de referências como apresentado por Park (1929), na década 1920, facilitou-se o estudo da dinâmica da máquina síncrona e assíncrona. Esta transformação consiste em definir um novo conjunto de variáveis referidas a um sistema de coordenadas fixo ao rotor. Com isso, elimina-se a dependência temporal das indutâncias nas equações que governam o comportamento dinâmico da máquina.

Stanley (1937) propôs, na década de 1930, outra transformação que consistia em definir um novo conjunto de variáveis referidas a um sistema de coordenadas estacionário, sendo possível eliminar a dependência temporal das indutâncias nas equações de tensão da máquina. Kron (1950) também propôs na década de 1950, uma transformação que definiu um sistema de coordenadas girando à velocidade síncrona. Posteriormente Krause e Thomas na década de 1960, formalizaram o uso de uma transformação de variáveis que inclui todas as transformações anteriormente citadas, sendo este o referencial genérico. Nesta proposta, o sistema de referência pode ter qualquer velocidade em relação aos circuitos da máquina.

Felix Blaschke (1972) formulou a teoria geral sobre comportamento dinâmico da máquina de indução e o princípio do controle por orientação de campo, abrindo assim caminho para a utilização do motor de indução em aplicações de alto desempenho dinâmico. O FOC objetiva o desacoplamento dos controladores de torque e fluxo do motor de indução, permitindo que estas possam ser controladas independentemente. Nessa época diversos trabalhos foram publicados nessa linha, desenvolvendo teorias de controle de alto desempenho, que atualmente são amplamente difundidas na literatura.

Diversas pesquisas desenvolveram esquemas variados de controle vetorial aplicados a máquinas de indução. Os métodos de implementação do controle vetorial, em função do modo de como o alinhamento do fluxo é realizado, dividem-se em direto e indireto. Entre os esquemas mais utilizados podem ser listados o controle por campo orientado direto (DFOC – *Direct Field Oriented Control*), o controle por campo orientado indireto (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*) e o controle direto de torque (DTC – *Direct Torque Control*) que podem ser encontrados em (Leonhard, 1997), (ONG, 1998) e (Chiasson, 2005).

No método DFOC 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 bobinas exploratórias, sensores *Hall* ou pelo uso de técnicas de estimação e observação, obtido pela medida de grandezas terminais (corrente, tensão, velocidade). No trabalho de Blaschke (1972), a posição do fluxo foi obtida pela medição no entreferro através de sensores de efeito *Hall* montados ortogonalmente na superfície do estator. Em muitos casos, a realimentação do fluxo no controle apresenta ruídos, prejudicando o desempenho do controlador principalmente nas baixas frequências, problemas de estimação devido à baixa excitação. Este é um dos principais desafios a ser resolvido na utilização desta técnica. Um esquema simplificado da técnica DFOC é apresentado na Figura 1.

Na técnica IFOC, as equações do motor de indução são aplicadas para calcular o escorregamento entre o campo magnético do estator e do rotor. Este valor é adicionado à velocidade medida do rotor, obtendo a velocidade síncrona das variáveis do estator. Isto possibilita desacoplar as correntes de alimentação do motor e controlá-las independentemente. A Figura 2 ilustra um diagrama básico do esquema IFOC.

A principal diferença dessas as duas técnicas de controle vetorial DFOC e IFOC, consiste na obtenção da orientação do campo. Em cada esquema de controle é apresentado na forma hachurada em tom de cinza a obtenção da orientação do controle, ressaltando suas distinções.

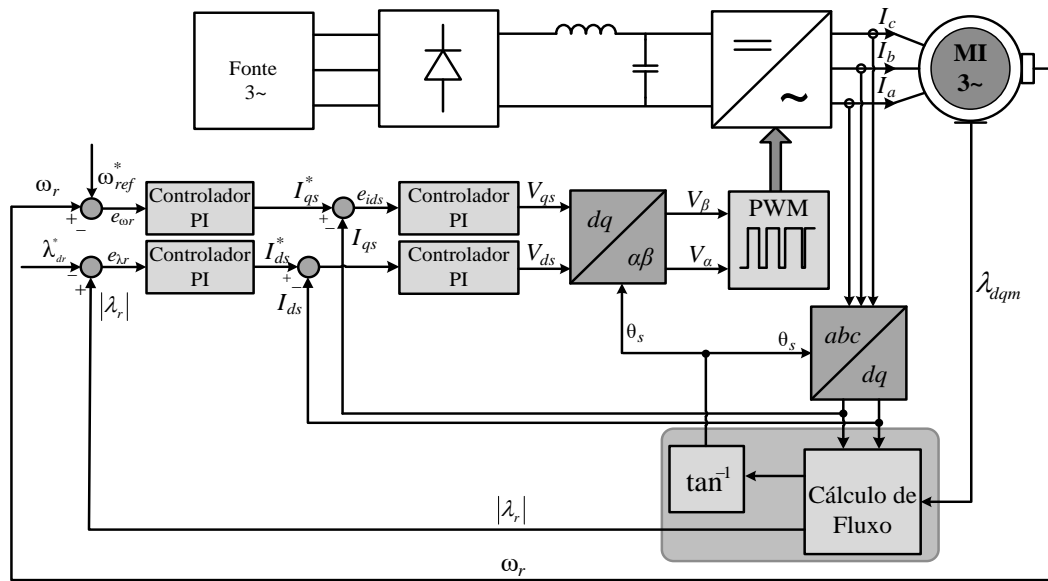


Figura 1 – Diagrama resumido da técnica DFOC
 Fonte: Adaptado de Krause *et al.* (2013)

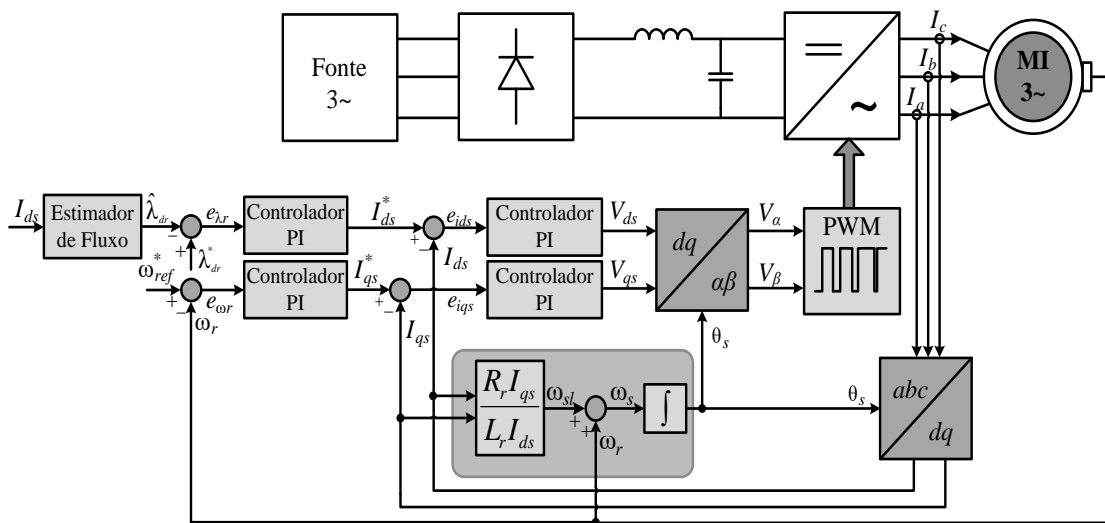


Figura 2 – Diagrama resumido da técnica IFOC
 Fonte: Adaptado de Krause *et al.* (2013)

De acordo VAS (1998) as principais vantagens e desvantagens da estratégia de controle vetorial FOC ilustrado nas Figuras 1 e 2 são listadas a seguir em relação ao DTC:

- Baixas perdas de chaveamento;
- Frequência de amostragem baixa;
- Controle desacoplado de torque e fluxo.

As principais desvantagens são:

- Várias malhas de controle;
- Sensibilidade aos parâmetros do rotor.

A estratégia DTC foi proposta por Takahashi *et al.* (1986). Os valores de fluxo rotórico e torque são comparados com os valores atuais (medidos ou estimados) em controladores de histerese de fluxo e torque, respectivamente. Desta forma esta técnica possibilita controlar diretamente e independentemente o torque e o fluxo, e selecionar o modo ótimo de comutação do inversor através da seleção dos vetores de tensão estatórica. Na Figura 3 é apresentado um diagrama de blocos resumido do controle direto de torque.

Com base no diagrama da técnica DTC pode-se observar que a posição α do vetor de fluxo estatórico juntamente com os resultados dos comparadores de histerese são as entradas do bloco de chaveamento, no qual se estabelece o vetor ótimo a ser aplicado ao MIT. A partir da aplicação apropriada dos vetores de tensão é possível manter os valores de torque eletromagnético e do fluxo estatórico dentro de seus respectivos valores de banda de histerese.

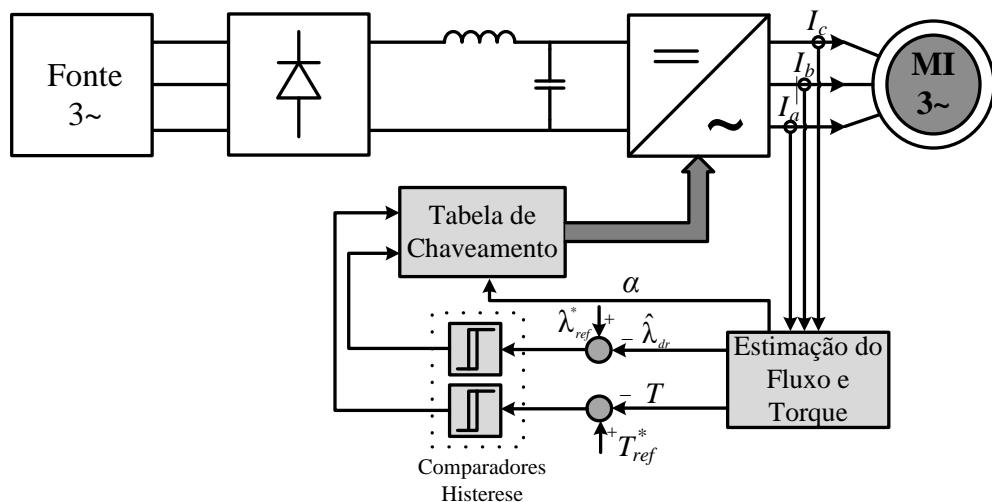


Figura 3 – Diagrama resumido da técnica DTC
 Fonte: Adaptado de Vas (1998)

De acordo com VAS (1998) as principais vantagens e desvantagens da estratégia DTC ilustrada na Figura 3 são listadas a seguir com relação ao IFOC e DFOC:

As principais vantagens do DTC são:

- Ausência de transformação dq ;
- Ausência do módulo gerador de Modulação por Largura de Pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*);
- Estrutura independente de parâmetros do rotor;
- Menor tempo de resposta do torque;

- Menor número de controladores (Devido aos comparadores de histerese utilizados na malha de corrente)

As principais desvantagens do DTC são:

- Frequência de chaveamento variável;
- Frequência de amostragem deve ser muito elevada;
- Altas perdas no chaveamento;
- Alto *ripple* de torque;
- Possíveis problemas durante a partida e em operação de baixa velocidade e durante mudanças na referência do torque.

Em um sistema de acionamento de máquinas elétricas com alto desempenho, ou seja, com precisão de velocidade ou torque, com inserção de carga e funcionamento em ampla faixa de velocidade. Conforme as técnicas citadas acima, necessita-se de ajustes nos parâmetros mecânicos do controlador de velocidade e isso pode ser uma tarefa penosa. Para isto, é interessante que se avalie um controlador auto ajustável para o sistema.

1.1.2 Controlador de Velocidade Auto Ajustável

A obtenção com a exatidão de parâmetros mecânicos também contribui para o alto desempenho no acionamento de máquinas elétricas, devido esses parâmetros sofrerem variações durante a operação. As características do controle de velocidade dependem fortemente da seleção apropriada dos ganhos dos controladores. A resposta dinâmica do MI não é afetada somente por variações de velocidade e carga, mas também, por variações dos parâmetros mecânicos: momento de inércia e coeficiente de atrito.

Diversos estudos acerca de identificação de parâmetros mecânicos utilizando MI têm sido realizados. Para o projeto da malha de controle externa, ou seja, do controlador de velocidade, posição ou torque, são utilizados os parâmetros mecânicos do MIT. Para realizar o ajuste dos parâmetros do controlador de forma automática, faz-se necessário desenvolver um servomecanismo que utilize um controlador auto ajustável para ajustar os parâmetros a lei de controle. Esta técnica de controle com auto sintonização pode ser realizada através da combinação de um método utilizando algoritmos do tipo mínimos quadrados recursivos (RLS – *Recursive Least Squares*) e um método de alocação de polos. Outra solução seria combinar RLS com um controlador PI (Proporcional-Integral) conforme Kweon e Hyun (1999). Esta técnica também pode ser vista em Campos (2000), na qual é desenvolvida um servomecanismo

de velocidade para um MIT usando um controlador auto ajustável para os parâmetros da lei de controle.

Outra linha de pesquisa destacada em muitos trabalhos está relacionada ao controle de máquinas de indução trifásica sem o uso de sensores de velocidade ou posição. Visando a relação custo/benefício no acionamento de máquinas elétricas, pois para máquinas de pequeno porte inferiores a 6 cv o custo do sensor de velocidade se equipara ao custo de uma máquina elétrica (Holtz, 2006).

1.1.3 Observadores de Velocidade

As técnicas *sensorless* para o acionamento do MIT têm sido estudadas por mais de quatro décadas. Contudo, o desempenho das estratégias de controle *sensorless* é limitado para baixa velocidade (região de baixa frequência) (Mahmoud, et al., 2014) e (Sun, et al., 2016), devido principalmente à sensibilidade dos observadores às mudanças dos valores dos parâmetros da máquina, ausência de modelos das não-linearidades e ruídos dos sensores (Lascu, et al., 2005).

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 se comparado com os sensores mecânicos são utilizados, como sensores de efeito *Hall* para medição das correntes do estator (Holtz, 2002).

Sobretudo, podem-se classificar os métodos de observação de velocidade rotórica de máquinas de indução em dois grupos: (i) com injeção de sinal (harmônico), e, (ii) métodos baseados no modelo da máquina. Durante os últimos anos as técnicas *sensorless* baseadas na injeção de sinal de alta frequência evoluíram, podendo até mesmo garantir controle de torque em velocidade zero. Mas, para o uso deste método são necessárias modificações no projeto do motor, criando saliências ou ranhuras no rotor. Com isso, esse processo encarece o custo, além do risco de danificar a máquina (KIM & SUL, 2011). As técnicas *sensorless* baseadas no modelo da máquina são implementadas a partir de medições de corrente e tensão do estator. Uma dessas técnicas baseadas no modelo da máquina é o escorregamento. A partir de algumas manipulações matemáticas das equações do estator, é possível obter a velocidade rotórica.

Outro método largamente difundido na literatura é o sistema adaptativo por modelo de referência (MRAS – *Model Reference Adaptive System*). Este método faz o uso de dois modelos da máquina, onde um provém da equação do estator que não depende da velocidade

rotórica, conhecido como modelo de referência e o outro da equação do rotor, dependente da velocidade rotórica, conhecido como modelo adaptativo ou ajustável. O método MRAS para observação da velocidade rotórica foi apresentado em Schauder (1992) e Peng (1994). O modelo proposto por Schauder é baseado nos fluxos rotóricos da máquina, enquanto que em Peng os modelos são constituídos a partir das equações da força contra eletromotriz (f_{cem}) e potência reativa instantânea. A problemática da técnica apresentada por Schauder é a utilização de integradores, resultando em problemas de condições iniciais. Uma solução é a substituição desses integradores por filtros passa-baixa com ganhos elevados. Entretanto, essa substituição acarreta em problemas de instabilidade em baixas velocidades. Em Peng, um esquema MRAS para observação de velocidade rotórica foi utilizado sem a necessidade de integradores, utilizando a força eletromotriz para estimar a velocidade rotórica. Trabalhos recentes ainda vêm apresentando resultados com MRAS aplicados a MIT como pode ser verificado em (Cirrincione & Pucci, 2005), (Martins, 2006), (Câmara, 2007), (Gastaldini, 2008), (Pizzino, 2008) (Orlowska-Kowalska & Dybkowski, 2010), (Vieira, 2012), (Bernardes, 2013), (Pereira, 2014), (Pinheiro, et al., 2014) e (Pinheiro, et al., 2015).

Os métodos de estimação de velocidade rotórica baseados em observadores de Luenberger e Filtro de Kalman também são amplamente utilizados na literatura. A técnica baseada no Filtro de Kalman utiliza o modelo do motor. O motor é modelado como um sistema de terceira ordem, sendo a velocidade rotórica uma variável de estado adicional. Uma função de erro quadrático minimiza o erro nas medições do sistema. Esta função erro é calculada tendo como base as variáveis de estados preditivas, levando em considerações ruídos e variações paramétricas do modelo. Em Kim e Park (1994) os autores utilizam o Filtro de Kalman Estendido (EFK – *Extended Kalman Filter*) para identificar a velocidade rotórica e os fluxos rotóricos baseados na medição das correntes estatóricas e do barramento CC. Porém, de acordo com Akin (2006) os principais problemas relacionados com Filtro de Kalman estão na complexidade das equações (cálculo das matrizes Jacobianas), instabilidade devido à linearização, erros de parâmetros e erros devido às escolhas dos ganhos das matrizes de covariância.

Utilizando o conceito de rastreamento fase (PLL - *Phase Locked Loop*), também é possível obter a velocidade rotórica, na qual depende apenas de uma grandeza elétrica do sistema, podendo ser: tensão ou corrente estatórica e um controlador PI. Esta técnica de estimação apresenta resultados satisfatórios como apresentando em Comanescu e Xu (2006) e Jul-Ki *et alli* (2006).

Além dos métodos anteriormente citados para controle e estimação de estados de máquinas de indução, na literatura diversos autores descrevem técnicas de estimação por modos deslizantes. Uma das primeiras aplicações de métodos por modos deslizantes em máquinas elétricas é apresentada em Sabanoviv e Izosimov (1981), onde os autores descrevem métodos de controle de posição, velocidade e torque. A principal razão que torna atrativa é: inerente a robustez na presença de incertezas paramétricas bem como a distúrbios (Utkin, et al., 1996). Em trabalhos como Yan *et al.* (2000) os autores apresentam um observador em tempo contínuo do fluxo rotórico e da velocidade rotórica, sendo que as superfícies de deslizamento são definidas pelo erro de estimação das correntes estatóricas e fluxos rotóricos observados. No entanto, quando se faz a implementação de tais algoritmos em processadores digitais, o período de amostragem pode causar efeitos que levam o sistema à instabilidade, além de causar *chattering*, tal como apresentado em Jung e Tzou (1996). Devido ao chaveamento finito, a trajetória do sistema sobre a superfície oscila e a entrada do controle muda de forma descontínua em todo o limite.

Conforme discutido acima existem diversas possibilidades para estimação de velocidade rotórica de MIT. Neste sentido, diversas técnicas para estimação velocidade vem sendo desenvolvidas e aprimoradas ao longo dos últimos anos. Os estudos nessa linha de pesquisa, visam operações em uma ampla faixa de velocidade, também diante de situações de variações de carga e de parâmetros.

1.2 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho tem como proposta a implementação de controle vetorial IFOC aplicado ao MIT, sem o uso de sensores mecânicos de velocidade. Para a estimação de velocidade realiza-se um estudo comparativo entre as técnicas do tipo: MRAS (fluxo rotórico, f_{cem} e potência reativa instantânea), escorregamento, PLL e modos deslizantes. Também é realizado uma proposição de uma técnica de estimação de velocidade baseada no conceito de modos deslizantes, onde é modificado a forma de obter a velocidade rotórica se comparado com o modo deslizante clássico apresentado na literatura para motores de indução trifásicos. A estimação de velocidade rotórica foi inicialmente analisada através de simulações numéricas. Os resultados numéricos obtidos são posteriormente comparados com resultados experimentais adquiridos com uma plataforma de acionamentos de máquinas elétricas. Neste trabalho será

realizada a análise qualitativa das técnicas de estimação, onde serão avaliadas as condições de diferentes níveis de velocidade rotórica, inserção de carga, análise dinâmica no período transitório e permanente, com base nos resultados numéricos e experimentais. Nos resultados numéricos obtidos no ambiente de simulação Matlab® também será realizado uma análise qualitativa das variações dos parâmetros do MIT.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo principal deste trabalho é a avaliação de técnicas de estimação de velocidade rotórica discutidas na literatura, também a inserção de modificações nestas técnicas visando sua implementação prática e a melhoria do desempenho.

1.3.2 Objetivos Específicos

Visando atingir o objetivo geral, este trabalho foi dividido nos seguintes objetivos específicos:

- Análise do MI a partir de modelos matemáticos consolidados na literatura, utilizando simulações computacionais;
- Análise das principais técnicas de estimação de velocidade apresentadas na literatura e verificação numérica utilizando simulações computacionais;
- Implementação e análise de um sistema de controle vetorial IFOC com a atuação dos estimadores de velocidade em malha fechada utilizando simulações computacionais;
- Validação experimental da estratégia de controle, incluindo as técnicas em questão, utilizando uma plataforma de acionamentos de máquinas elétricas;
- Análise comparativa das técnicas de estimação de velocidade.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado com a seguinte estrutura:

No **Capítulo 2** é apresentada uma breve descrição da modelagem matemática do MIT tipo gaiola de esquilo, partindo do modelo em coordenadas dq , abordando sua estrutura elétrica e mecânica. Também é apresentado o controle vetorial IFOC para o motor de indução, apresentando a metodologia de alocação de polos para o projeto dos controladores PIs e do controlador PI de velocidade auto ajustável. Simulações são realizadas no ambiente de simulação Matlab®.

No **Capítulo 3** é apresentada uma revisão sobre os estimadores de velocidade mais usados nas estratégias sensorless e suas respectivas modelagens são apresentadas. Simulações utilizando o software Matlab® são realizadas para verificar os desempenhos das estratégias em estudo.

No **Capítulo 4** são apresentadas técnicas baseadas em modos deslizantes para a estimação de velocidade. A técnica de estimação de velocidade tradicional por modos deslizantes, utiliza-se observadores de fluxos rotóricos visto do rotor e de correntes estatóricas, ou seja, a variável de velocidade é um mecanismo de adaptação através dos dois observadores em questão. Porém, com base na modelagem da máquina, uma alternativa para estimar a velocidade rotórica foi em utilizar os fluxos rotóricos visto do estator, diminuindo a dependência de adaptação de velocidade no observador de fluxo rotórico. As simulações computacionais utilizando o software Matlab® são realizadas para verificar a validação e desempenho da técnica de estimação de velocidade proposta.

Para a verificação experimental, no **Capítulo 5** é descrita inicialmente a plataforma de acionamentos e as respectivas características dos dispositivos que a compõem. Na sequência são apresentados resultados experimentais do controlador IFOC. Também são apresentados os resultados experimentais das técnicas de estimação de velocidade. Para avaliação dos resultados das técnicas de estimação, inicialmente verifica-se a convergência da técnica, diferentes níveis de velocidade e inserção de carga.

Por fim, o **Capítulo 6** traz as conclusões obtidas ao longo do desenvolvimento do trabalho, incluindo as contribuições e as propostas para desenvolvimento de trabalhos futuros.

2. MODELAGEM E CONTROLE VETORIAL COM CONTROLADOR FIXO E AUTO-AJUSTÁVEL PARA O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é desenvolvido o modelo matemático do motor de indução trifásico, que será utilizado ao longo do trabalho. Para facilitar o projeto do controle vetorial, estimadores de velocidade rotórica e identificação de parâmetros mecânicos são aplicadas algumas técnicas matemáticas tais como transformadas de Clarke e Park, as quais são apresentadas no Apêndice A. Os modelos da máquina serão apresentados em um referencial genérico, fluxo rotórico e estacionário, onde a modelagem detalhada encontra-se no Apêndice B. Também é apresentada a metodologia por alocação de polos para os projetos dos controladores PI do controle vetorial IFOC e o controlador de velocidade auto ajustável.

2.2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução apresentado na Figura 4 é o tipo de motor elétrico mais difundido na motorização de sistemas, assim como nos processos industriais. Tem como grande vantagem a eliminação do atrito de contatos elétricos e uma construção bastante simples, o que possibilitou sua produção em larga escala a um custo reduzido, sendo que estas máquinas são fabricadas para uma grande variedade de aplicações (Leonhard, 2001). O motor de indução é constituído basicamente pelos seguintes elementos:

- Um circuito magnético estático, constituído por chapas ferromagnéticas empilhadas e isoladas entre si, sendo este o estator;
- Por bobinas localizadas em ranhuras abertas no estator e alimentadas pela fonte de corrente alternada;
- Por um rotor constituído por um núcleo ferromagnético, com condutores paralelos soldados por dois anéis nas extremidades (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 estator são sujeitos a uma corrente alternada, gera-se um campo magnético no estator. Com isso, no rotor

surge uma força eletromotriz (*fem*) induzida devido ao fluxo magnético variável que permeia o rotor. A *fem* induzida ocasiona uma corrente induzida no rotor que tende a opor-se à causa que lhe deu origem, criando assim um movimento giratório no rotor.

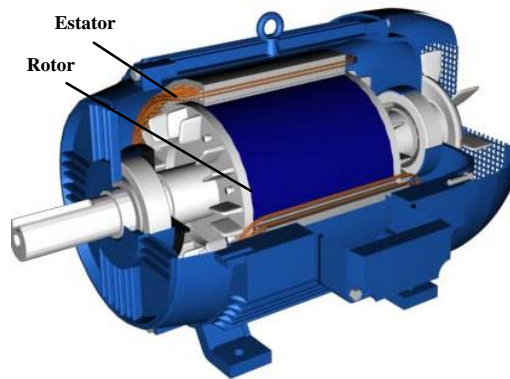


Figura 4 – Aspectos construtivos do MIT

2.3 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

A implementação de técnicas de controle requer um modelo matemático adequado para que o MIT apresente a dinâmica da planta a ser controlada e/ou observada. Nesta modelagem, as variáveis trifásicas passam por uma mudança de referencial para um sistema bifásico ortogonal, conforme Krause (1986). Essas mudanças permitem que as variáveis girantes no tempo sejam tratadas como pseudo-estacionárias, segundo os fundamentos apresentados por Krause (1986), Barbi (1986) e (Leonhard, 1997).

A modelagem do MIT está subdividida nos seguintes referenciais: genérico, fluxo rotórico e estacionário, que serão necessários para o controle vetorial IFOC, estimador da velocidade rotórica e identificação paramétrica.

2.3.1 Modelo do Motor no Referencial Genérico e Estacionário

O modelo matemático do motor de indução é utilizado para representar o comportamento dinâmico das grandezas internas da máquina e, no caso do MIT, o comportamento dinâmico é obtido através das equações de:

- Tensão/corrente;

- Fluxo concatenado;
- Conjugado eletromagnético;
- Movimento e posição angular.

No estudo do MIT, considera-se que o motor apresenta estruturas magnéticas cilíndricas tanto no rotor como no estator. Contudo, o rotor gaiola de esquilo apresenta um número de fases superior a três, uma vez que cada barra presente constitui uma fase. Portanto, o método de modelagem a ser utilizado serve para qualquer número de fases e, conseqüentemente, para o rotor de gaiola.

Para a representação matemática, são consideradas três fases mas pode ser expandido para n fases. Algumas hipóteses e convenções devem ser levadas em considerações:

- Os três enrolamentos estatóricos são iguais entre si;
- Os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
- Os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no estator quanto no rotor;
- O entreferro é considerado constante.

Além disso, na modelagem são utilizadas as transformadas de Clarke e Park. Também para melhor aproximação de um sistema real, em ambiente computacional foi realizado a variação de parâmetros da máquina.

As equações de tensão da máquina no referencial genérico ω podem ser expressas conforme Krause (1986):

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(R_s + p \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \right) & -\omega \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) & p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) & -\omega \frac{L_m}{L_r} \\ \omega \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \left(R_s + p \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \right) & \omega \frac{L_m}{L_r} & p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \\ -\frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & \left(p + \frac{R_r}{L_r} \right) & -(\omega - N_{pp} \omega_r) \\ 0 & -\frac{R_r L_m}{L_r} & (\omega - N_{pp} \omega_r) & \left(p + \frac{R_r}{L_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

em que p é o operador de diferenciação no tempo, N_{pp} representa o número de pares de polos da máquina, R_s é a resistência estatórica e R_r é a resistência rotórica, L_s , L_r e L_m são indutâncias próprias estatóricas e rotóricas e indutância mútua, respectivamente. Ainda, ω representa a velocidade do sistema de referência e ω_r a velocidade rotórica. V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} e V_{qr} são as tensões nos eixos dq estatóricas e rotóricas, respectivamente. As correntes estatóricas nos eixos dq são dadas por I_{ds} , I_{qs} e os fluxos rotóricos são dados por λ_{dr} , λ_{qr} , respectivamente.

Na equação (1), as componentes de sequência zero não são representadas, devido seu valor ser nulo para sistemas equilibrados.

Com o desenvolvimento da equação (1) do MIT, é possível obter termos comuns facilitando o equacionamento, na qual são apresentados na equação (2), onde pode-se ser analisado com mais detalhes no Apêndice B.

$$\begin{aligned}
 a_0 &= L_s L_r - L_m^2 \\
 a_1 &= L_s L_r / a_0 \\
 a_2 &= R_r / L_r \\
 a_3 &= \left(a_1 \frac{R_s}{L_s} + (a_1 - 1) a_2 \right) \\
 a_4 &= a_1 \frac{L_m}{L_s L_r} \\
 a_5 &= a_1 / L_s
 \end{aligned} \tag{2}$$

O conjugado eletromagnético T_e é responsável pelo acoplamento entre o modelo elétrico e o modelo mecânico do motor, sendo representado por

$$T_e = N_{pp} L_m \left(\frac{\lambda_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} I_{qs} - I_{ds} \frac{-L_m}{L_r} I_{qs} \right). \tag{3}$$

Isolando as variáveis que apresentam derivadas e em função dos termos comuns, é possível obter as seguintes equações:

$$\dot{I}_{ds} = -a_3 I_{ds} + \omega I_{qs} + a_2 a_4 \lambda_{dr} + N_{pp} \omega_r a_4 \lambda_{qr} + a_5 V_{ds}, \tag{4}$$

$$\dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} - a_3 I_{qs} - N_{pp} \omega_r a_4 \lambda_{dr} + a_2 a_4 \lambda_{qr} + a_5 V_{qs}, \tag{5}$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = a_2 L_m I_{ds} - a_2 \lambda_{dr} + (\omega - N_{pp} \omega_r) \lambda_{qr}, \tag{6}$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = a_2 L_m I_{qs} - (\omega - N_{pp} \omega_r) \lambda_{dr} - a_2 \lambda_{qr}. \tag{7}$$

Uma análise mais detalhada é apresentada no Apêndice B.

As equações (4)-(7) podem ser representadas em forma de espaço de estados, como na equação (8), que posteriormente podem ser utilizadas como modelo para projeto dos controladores.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \tag{8}$$

Assim definindo o vetor de estado \mathbf{x} e o vetor de entrada \mathbf{u} , como:

$$[\mathbf{x}] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T, \quad (9)$$

$$[\mathbf{u}] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T. \quad (10)$$

Assim, reunindo as equações (4)-(7) na forma matricial, o modelo por equações de estado do motor de indução trifásico para um referencial genérico é dado por

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{dr} \\ \dot{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_3 & \omega & a_2 a_4 & a_4 N_{pp} \omega_r(t) \\ -\omega(t) & -a_3 & -a_4 N_{pp} \omega_r(t) & a_2 a_4 \\ a_2 L_m & 0 & -a_2 & (\omega(t) - N_{pp} \omega_r(t)) \\ 0 & a_2 L_m & -(\omega(t) - N_{pp} \omega_r(t)) & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

No referencial estacionário, onde $\omega=0$, o sistema matricial (11) pode ser rescrito da seguinte forma

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{dr} \\ \dot{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_3 & 0 & a_2 a_4 & a_4 N_{pp} \omega_r(t) \\ 0 & -a_3 & -a_4 N_{pp} \omega_r(t) & a_2 a_4 \\ a_2 L_m & 0 & -a_2 & N_{pp} \omega_r(t) \\ 0 & a_2 L_m & -N_{pp} \omega_r(t) & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

2.3.2 Modelo do Motor no Referencial do Fluxo Rotórico

Para representar o modelo do motor no referencial do fluxo rotórico, utiliza-se a equação (11), na qual apresenta o modelo elétrico no referencial genérico. É conveniente realizar essa mudança de referencial, pois ao alinhar o fluxo rotórico com o eixo direto, o vetor de fluxo λ_r passa a ser igual a componente λ_{dr} , consequentemente a componente λ_{qr} passa a ser nula, conforme apresentado na Figura 5.

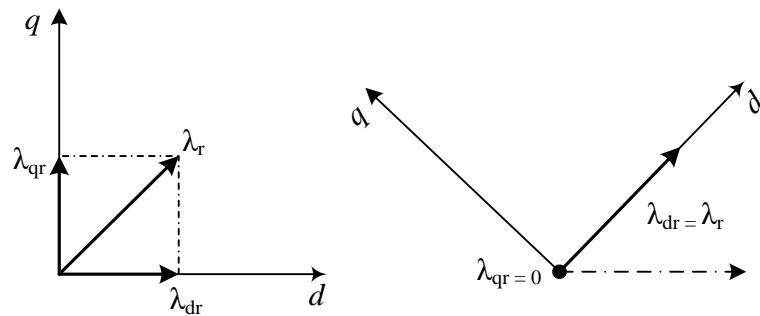


Figura 5 – Projeção do fluxo rotórico: (a) com referencial arbitrário e (b) alinhado ao fluxo rotórico ao eixo direto

Desta maneira, pode-se obter os valores das correntes referenciadas no fluxo rotórico através das seguintes equações:

$$\dot{I}_{ds} = -\left(\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r a_0}\right) I_{ds} + \left(\omega + \frac{L_m^2 R_r^2}{L_r a_0 (\omega - \omega_r)}\right) I_{qs} + \frac{L_r}{a_0} V_{ds}, \quad (13)$$

$$\dot{I}_{qs} = -\omega I_{ds} + \left(-\frac{R_s L_r}{a_0} - \frac{R_r L_m \omega}{L_r a_0 (\omega - \omega_r)}\right) I_{qs} + \frac{L_r}{a_0} V_{qs}. \quad (14)$$

Para a obtenção da velocidade do sistema de referência (ω), considera-se que o fluxo rotórico de eixo direto (λ_{dr}) é constante e o fluxo rotórico de eixo em quadratura (λ_{qr}) é nulo. A equação (15), apresenta o sistema de referência alinhado com o fluxo rotórico, sendo esse o objetivo para alinhar o sistema de referência no fluxo rotórico, pois com conhecimento da velocidade do sistema de referência é possível obter a posição do fluxo rotórico

$$\omega = \omega_r + \frac{R_r}{L_r} \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (15)$$

A equação (16) apresenta o conjugado eletromagnético no referencial do fluxo rotórico.

$$T_e = \frac{I_{ds} I_{qs} L_m^2}{L_r} \quad (16)$$

Reescrevendo a equação (16), considerando o número de pares de polos N_{pp} , tem-se

$$T_e = \frac{N_{pp} I_{ds} I_{qs} L_m^2}{L_r}. \quad (17)$$

Na Figura 6 é ilustrado o modelo simplificado da parte elétrica do motor de indução, apresentando o acoplamento existente entre as correntes estatóricas, onde $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$ é o coeficiente de dispersão. Neste modelo observa-se, a dependência da velocidade do sistema de referência e das correntes I_{ds} e I_{qs} apresentando o acoplamento entre os eixos dq . Os controladores de correntes serão apresentados na sequência com a estrutura IFOC, esses apresentarão as tensões V_{ds} e V_{qs} sendo impostas de forma independente com a atuação dos controladores PIs, reduzindo o efeito do acoplamento entre os eixos (Câmara, 2007). As equações (A1.65) e (A1.69) que se encontram no anexo A.1 originaram a Figura 6.

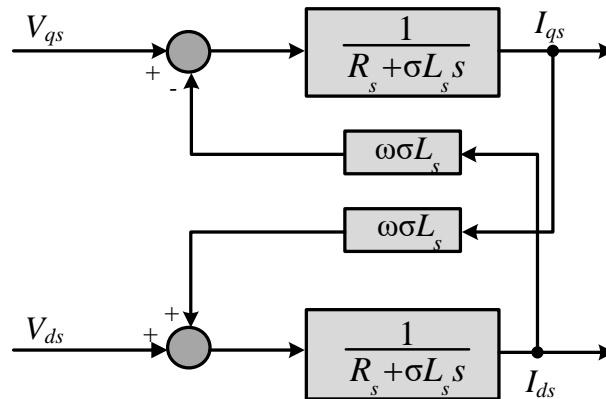


Figura 6 – Motor de indução no referencial do fluxo rotórico com acoplamento entre os eixos dq
 Fonte: Adaptado de (Câmara, 2007)

Além do modelo elétrico do motor de indução, faz-se necessário a dedução do modelo mecânico para obtenção do sistema completo. Como em servomecanismos a parte a ser controlada é o eixo mecânico do rotor, sua modelagem será apresentada na próxima subseção.

2.3.3 Modelo Mecânico

Para a modelagem mecânica são consideradas as variáveis do rotor, representado por

$$T_m = T_e - T_L = J\dot{\omega}_r + B_n\omega_r, \quad (18)$$

em que T_m , T_L , J , B_n e ω_r representam respectivamente, o torque mecânico, torque de carga, o momento de inércia (incluindo a inércia da carga), o coeficiente de atrito viscoso e a velocidade angular rotórica, apresentado na Figura 7.

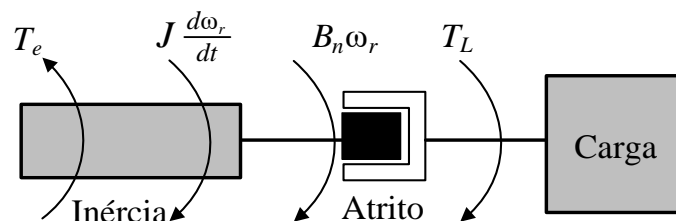


Figura 7 – Diagrama de esforços mecânicos do MIT

A variação do ângulo de posição do rotor em relação ao estator θ_r é igual a velocidade rotórica ω_r . A equação dinâmica da variação da posição pode ser escrita conforme

$$\dot{\theta}_r = \omega_r. \quad (19)$$

Contudo, as equações (18) e (19) podem ser escritas na forma de espaço de estados, conforme a equação (20). Portanto, as variáveis de estado e a entrada do sistema mecânico são apresentadas nas equações (21) e (22), respectivamente.

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m \mathbf{u}_m, \quad (20)$$

$$\mathbf{x}_m = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}, \quad (21)$$

$$\mathbf{u}_m = \begin{bmatrix} T_e \\ T_L \end{bmatrix}. \quad (22)$$

As matrizes do sistema \mathbf{A}_m e \mathbf{B}_m , podem ser escritas a partir das equações (21) e (22), na qual são apresentadas por

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

$$\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

e representando-se na forma de espaço de estados tem-se

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_e \\ T_L \end{bmatrix}. \quad (25)$$

E a saída, neste caso, é a velocidade rotórica angular, sendo apresentada na forma matricial

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Além disso, o conjugado eletromagnético, pode ser representado por

$$T_e = K_{TN} I_{qs}, \quad (27)$$

onde K_{TN} é a constante de torque nominal do motor, sendo representada por

$$K_{TN} = \frac{N_{pp} L_m^2 I_{ds}}{L_r}. \quad (28)$$

O diagrama simplificado do modelo mecânico do motor de indução trifásico pode ser visualizado na Figura 8.

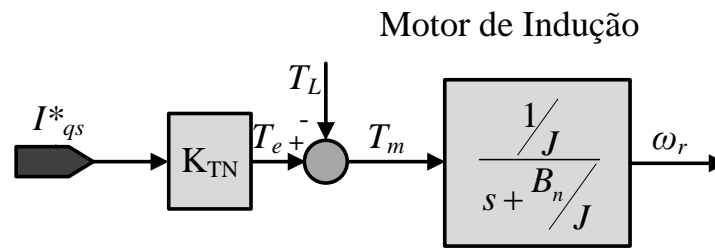


Figura 8 – Diagrama simplificado do modelo mecânico do motor de indução

Com a obtenção dos modelos elétrico e mecânico, é possível realizar a simulação do MIT e analisar o comportamento dinâmico do sistema.

2.4 SIMULAÇÃO DO MODELO DO MIT

Os parâmetros do motor utilizados para a simulação estão descritos na Tabela 1, onde foram obtidos através de informações do fabricante e também a partir de ensaios experimentais. As simulações apresentadas nesta seção têm por objetivo validar o modelo do MIT.

Na Figura 9 é apresentado o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico. O MIT é acionado representando uma partida direta com tensão de alimentação de 220V, onde é apresentado na Figura 9(a). A resposta dinâmica da corrente trifásica é apresentado na Figura 9(b), na qual pode-se observar que no instante de tempo de 2s a corrente se eleva, isso deve-se ao fato da inserção de carga no sistema.

A transformada de Park para a tensão e corrente trifásica podem ser analisadas nas Figura 10(a) e 10(b) respectivamente, onde o sistema de referência está alinhado na velocidade síncrona.

A resposta mecânica é ilustrada na Figura 10(c), a velocidade rotórica atinge a vazio aproximadamente 187 rad/s. Com a inserção de carga a velocidade reduz para 170 rad/s. O conjugado eletromagnético T_e é apresentado na Figura 10(d), na qual pode-se observar na partida um conjugado elevado. Também é apresentado o conjugado de carga T_L de 10 N.m no instante de tempo de 2s.

Tabela 1 – Parâmetros do motor de indução trifásico

Parâmetro	Símbolo	Valor/Unidade
Número de Pares de Polos	N_{pp}	2
Tensão Nominal (Δ)	V_n	220 V
Corrente Nominal	I_n	11,1 A
Potência Nominal	P_n	4 cv
Conjugado Nominal	C_n	16,7 Nm
Fluxo Concatenado	λ_n	0,7 Wb
Velocidade Nominal	ω_n	1715 rpm
Indutância Própria do Estator	L_s	171 mH
Indutância Própria do Rotor	L_r	171 mH
Indutância Mútua	L_m	163 mH
Resistência Estatórica	R_s	1,720 Ω
Resistência Rotórica	R_r	1,237 Ω
Momento de Inércia	J	0,0105 kgm ²
Coefficiente de Atrito Viscoso	B_n	0,02 Nms

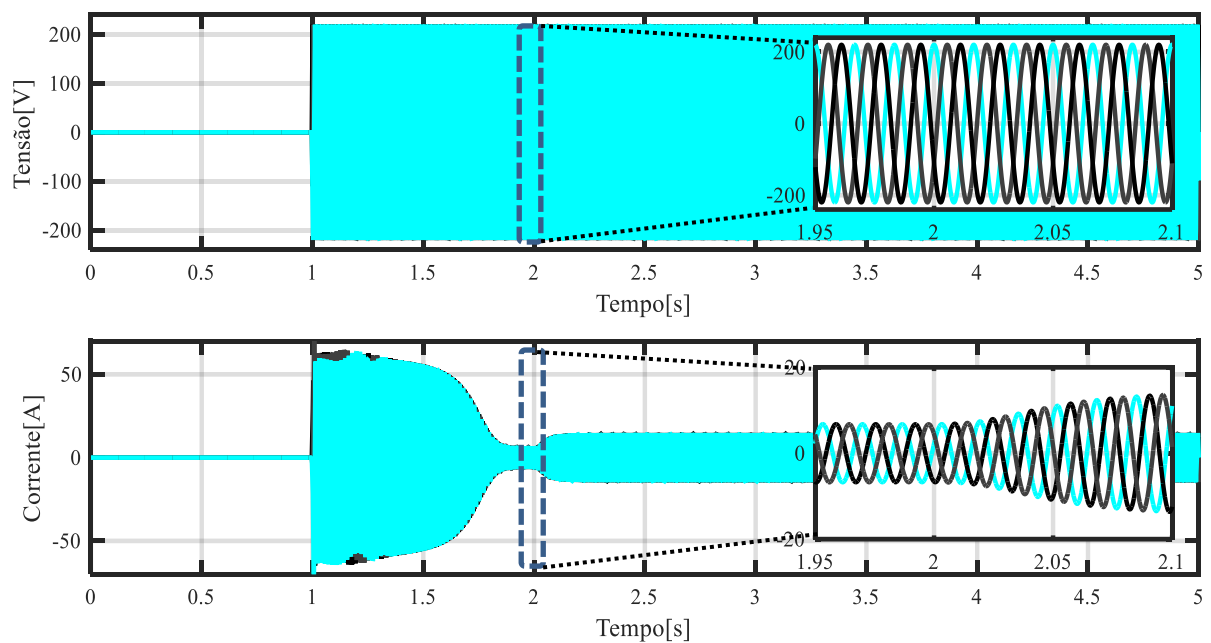


Figura 9 – Comportamento dinâmico do MIT: (a) Tensão Trifásica do MIT e (b) Corrente Trifásica do MIT

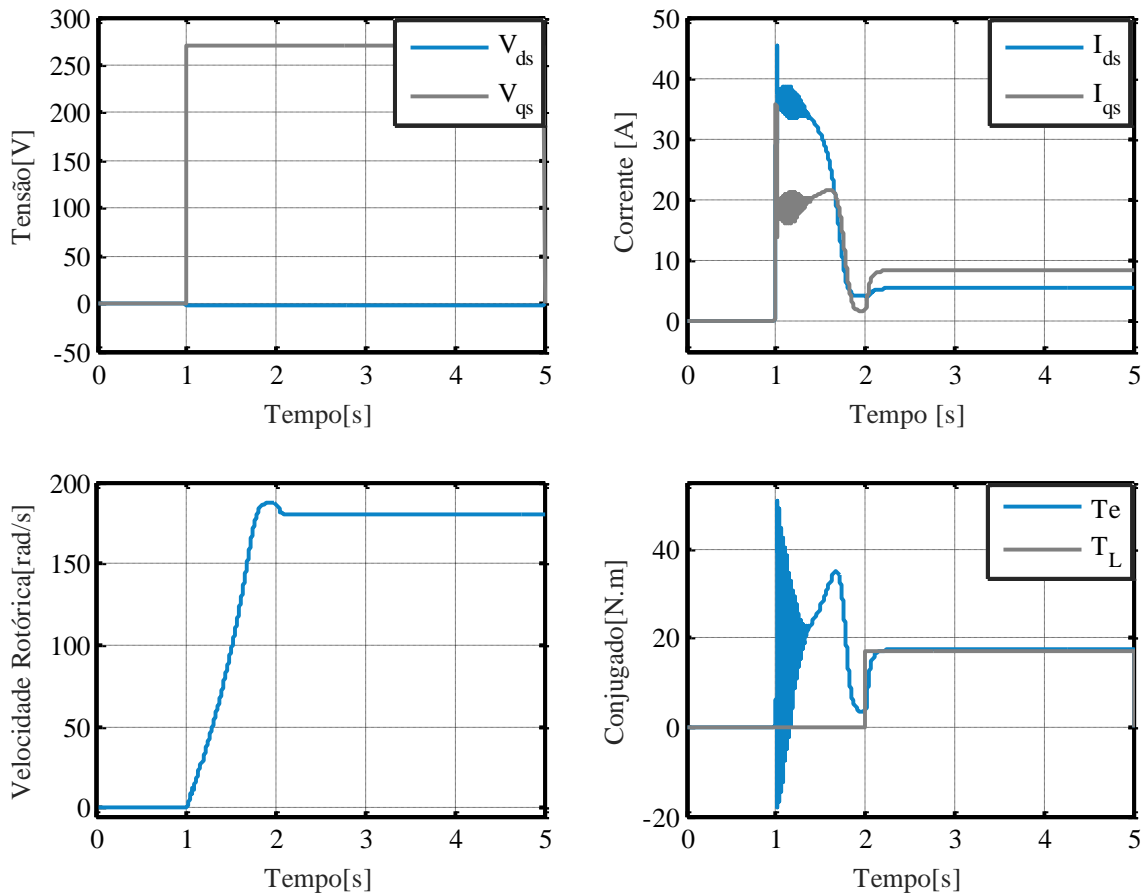


Figura 10 – Comportamento dinâmico do MIT: (a) Tensão no eixo direto e em quadratura, (b) Corrente eixo direto e em quadratura, (c) Velocidade rotórica e (d) Torque elétrico e torque de carga

Para realização de acionamentos com precisão e insensibilidade a distúrbios de carga, tanto para variáveis de posição, velocidade ou torque do motor de indução, geralmente utilizam-se técnicas de controle escalar ou vetorial. O controle vetorial apresenta alto desempenho, principalmente em aplicações de controle de velocidade ou torque.

2.5 CONTROLE VETORIAL IFOC

Um motor de corrente contínua tem características lineares de velocidade/tensão e torque/corrente na região de não saturação. Desta forma, o controle de torque e velocidade pode ser realizada de maneira simples e precisa, onde a excitação de um dos enrolamentos é responsável pelo controle ou imposição de torque, enquanto o outro enrolamento é responsável pela regulação de velocidade. Contudo, estes motores são menos robustos e mais caros que os motores de indução. Com isso, são verificadas aplicações utilizando motores de indução.

Uma solução usada em acionamentos de alto desempenho para motores de indução trifásicos é o controle de campo orientado, possibilitando o controle desacoplado do fluxo e do torque/velocidade, de forma análoga ao que acontece no motor de corrente contínua.

De acordo com Gastaldini (2008), vários trabalhos na literatura tratam esse tema, onde os métodos mais difundidos são: IFOC e DFOC. Esses métodos proporcionam melhor desempenho dinâmico que as técnicas de controle escalar, como o controle V/f que ajusta a tensão de alimentação do motor a uma taxa constante de tensão e frequência através de um controlador *feedforward* (ONG, 1998).

A técnica de controle IFOC, considera que o vetor de fluxo rotórico encontra-se alinhado ao eixo direto, de forma que seja nulo o fluxo rotórico em quadratura. Conforme Giménez (1995), as equações do motor de indução são aplicadas para calcular o escorregamento entre o campo magnético do estator e do rotor. Com o valor do escorregamento e o conhecimento da velocidade rotórica, obtém-se a velocidade do sistema de referência. Isto possibilita desacoplar as correntes de alimentação do motor e controlá-las independentemente. Contudo, sua principal desvantagem está associada ao cálculo do sistema de referência no fluxo rotórico, a qual mostra que o escorregamento é dependente da constante de tempo rotórica do motor, parâmetro que varia principalmente com a temperatura do rotor e com o nível de saturação do meio magnético (Reginatto, 1993). Mas, o IFOC apresenta menor ruído e tem por natureza uma característica robusta em relação ao DFOC por utilizar a corrente estatórica na realimentação do sistema.

Com base no modelo elétrico do MIT referenciado no fluxo rotórico descrito anteriormente e o sistema modificado proposto por Souza *et al.* (2007) é apresentado na Figura 11 a estrutura IFOC, onde os valores de tensão V_{ds} e V_{qs} aplicados ao motor são obtidos através de dois controladores proporcional-integral PI_1 e PI_2 . A sintetização das tensões aplicadas ao motor pode ser realizada pela técnica de PWM.

Os controladores de corrente utilizam os erros e_{ids} e e_{iqs} , respectivamente. A corrente de referência I_{ds}^* é gerada pelo erro de fluxo rotórico através do controlador PI_3 e a corrente de referência I_{qs}^* é gerada pelo erro de velocidade rotórica, onde atua o controlador PI_4 . Os controladores PI_1 e PI_2 são sintonizados para serem significativamente mais rápidos que os controladores PI_3 e PI_4 , de forma que se possa considerar as variáveis de entradas com valor praticamente constantes.

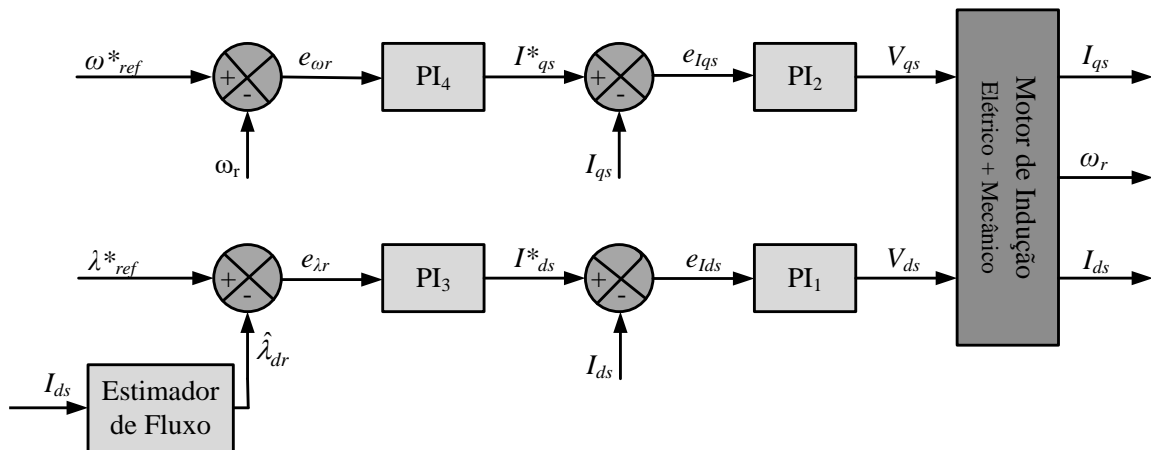


Figura 11 – Diagrama modificado do controle IFOC

2.5.1 Projeto dos Controladores

A malha de controle IFOC clássica é composta por quatro controladores PI's. Para que esses controladores possam ser implementados para fins de simulação e implementação em processadores digitais de sinais, faz-se necessário a realização da discretização desses controladores. Existem alguns métodos para realização da equivalência entre os equacionamentos de sistemas dinâmicos no domínio contínuo para o discreto.

O controlador PI é descrito pela função de transferência $G_c(s)$, sendo representado na equação (29), onde o sinal de entrada é o $E(s)$ (sinal de erro) e o sinal de saída ou ação de controle $U(s)$.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (29)$$

O operador de Laplace "s" na equação (29), será substituído utilizando o método de discretização *backward* como representado por

$$s = \frac{z-1}{T_s z} \quad (30)$$

O emprego da equação (30) em uma função de transferência descrita no domínio "s" resulta em uma outra função de transferência descrita no domínio "z", como apresenta a equação (31), onde T_s é o período de amostragem. Com isso, torna-se passível de implementação direta em um dispositivo baseado em microprocessador.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_i T_s z}{z-1} \quad (31)$$

Reescrevendo a equação (31) na forma recursiva tem-se

$$u[k] = u[k-1] - e[k-1]K_p + e[k](K_p + K_i T_s). \quad (32)$$

A equação (32) representa a lei de controle base para os controladores de correntes, velocidade e fluxo rotórico.

2.5.1.1 Controlador PI das Correntes

Os controladores PI de corrente são projetados para serem mais rápidos que os controladores de velocidade rotórica e o fluxo rotórico. Na Figura 12 são apresentados os controladores de correntes e suas referências, onde as correntes de eixo direto e eixo em quadratura são independentes, gerando os erros de correntes $e_{I_{ds}}$ e $e_{I_{qs}}$, respectivamente. As correntes de referências I_{ds}^* e I_{qs}^* são geradas pelos controladores PI de fluxo e velocidade, respectivamente. Os erros de correntes são definidos como mostra,

$$e_{I_{ds}} = I_{ds}^* - I_{ds}, \quad (33)$$

$$e_{I_{qs}} = I_{qs}^* - I_{qs}. \quad (34)$$

Com a discretização do controlador PI vide a equação (32), pode-se obter as tensões impostas no motor, através da atuação dos controladores PI₁ e PI₂. As tensões são apresentadas nas equações (35) e (36).

$$V_{ds}[k] = V_{ds}[k-1] - e_{I_{ds}}[k-1]K_p + e_{I_{ds}}[k](K_p + K_i T_s) \quad (35)$$

$$V_{qs}[k] = V_{qs}[k-1] - e_{I_{qs}}[k-1]K_p + e_{I_{qs}}[k](K_p + K_i T_s) \quad (36)$$

O acoplamento existente entre as correntes estatóricas apresentado na Figura 6 dificulta a imposição das correntes I_{ds} e I_{qs} de modo independente. A compensação do acoplamento ($\omega\sigma L_s$) é geralmente realizada de forma indireta através dos controladores PI₁ e PI₂ (Vieira, 2012), assim como apresentado a Figura 12. Com isso, são obtidos servos de correntes, tornando-se possível o acionamento do motor de indução com fontes de tensão a partir das correntes I_{ds} e I_{qs} , calculados pela lei de controle.

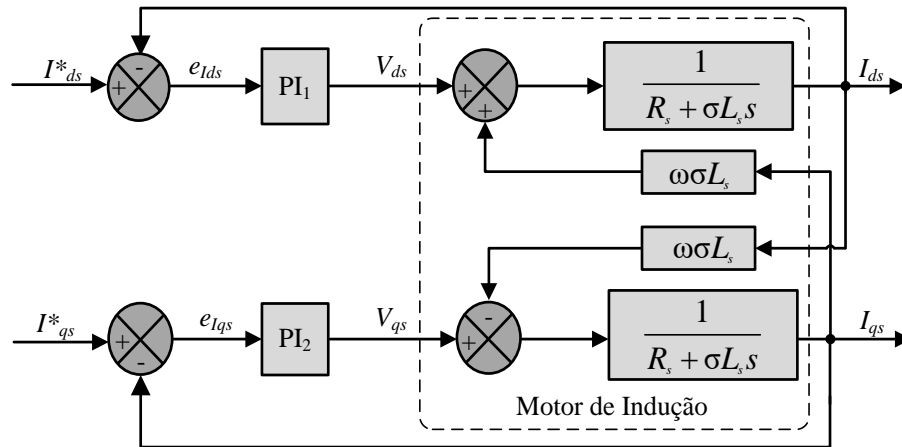


Figura 12 – Controlador PI na malha de corrente

A planta da malha de corrente pode ser definida a partir das equações dinâmicas do MIT no eixo de referência dq como apresentado anteriormente. Nas equações (4) e (5) são apresentadas relações dinâmicas entre as correntes no eixo e em quadratura do estator e suas respectivas tensões. Contudo, a partir das considerações presentes no controle vetorial orientado pelo fluxo rotórico, tem-se que a decomposição do fluxo rotórico de eixo direto e em quadratura podem ser desprezíveis para esse sistema. Essa consideração baseia-se no fato do fluxo rotórico no eixo em quadratura ser nulo, devido a condição imposta pelo eixo de referência ser coincidente com o fluxo rotórico no eixo direto. A componente do fluxo rotórico no eixo direto na equação (4), apesar de possuir um valor constante, pode ser caracterizado como uma perturbação diretamente proporcional à velocidade rotórica. Portanto, as variações lentas de velocidade (ω_r) e do fluxo rotórico de eixo direto (λ_{dr}) têm o comportamento minimizado pela ação do integrador, podendo assim desprezar ω_r e λ_{dr} .

A seguinte equação (37) representa a nova equação dinâmica da malha de corrente que é usada como base de projeto para os parâmetros do controle PI:

$$\dot{I}_{ds} = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)I_{ds} + \frac{1}{L_s\sigma}V_{ds} \quad (37)$$

A equação dinâmica da malha de corrente na equação (37) é de primeira ordem, ao aplicar a transformada de Laplace obtém-se a função de transferência relacionando a corrente de quadratura do estator, sendo apresentada na equação (38).

$$sI_{ds}(s) = -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)I_{ds}(s) + \frac{1}{L_s\sigma}V_{ds}(s) \quad (38)$$

Substituindo os parâmetros δ_1 e δ_2 definidos nas equações (39) e (40), e manipulando algebricamente na equação (38), a função de transferência pode ser expressa conforme a equação (41).

$$\delta_1 = \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) \quad (39)$$

$$\delta_2 = \frac{1}{L_s \sigma} \quad (40)$$

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{\frac{1}{L_s \sigma}}{s + \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right)} = \frac{\delta_2}{\delta_1} \quad (41)$$

Dividindo o numerador e o denominador da equação (41) por δ_1 , tem-se a função de transferência da malha de corrente expressa na equação (42).

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{\frac{\delta_2}{\delta_1}}{\frac{s}{\delta_1} + 1} = \frac{\beta_{ids}}{s\tau_{ids} + 1}, \quad (42)$$

onde τ_{ids} representa a constante de tempo da malha de corrente, que é de suma importância para projeto do sistema e β_{ids} é o ganho da planta.

Com a função de transferência da equação (42) e utilizando os parâmetros físicos obtidos no ensaio dado pela Tabela 1, as seguintes constantes τ_{ids} e β_{ids} podem ser facilmente obtidas:

$$\tau_{ids} = \frac{1}{\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}} = 0,0055s, \quad (43)$$

$$\beta_{ids} = \frac{\frac{1}{L_s \sigma}}{\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}} = 0,3516. \quad (44)$$

A função de transferência que representa a dinâmica da malha de corrente em I_{ds} , pode ser representada por

$$G(s) = \frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{0,3516}{0,0055s + 1} \left[\frac{A}{V} \right]. \quad (45)$$

O mesmo procedimento pode ser realizado para a malha de corrente de eixo em quadratura (I_{qs}), através da equação (5). Partindo desta premissa a função de transferência para a malha de corrente I_{qs} pode ser representada pela equação (46).

$$G(s) = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{0.3516}{0.0055s + 1} \left[\frac{A}{V} \right]. \quad (46)$$

Com a planta da malha de corrente definida, como na equação (42), ao implementar o controlador PI em um sistema em malha fechada obtém-se um sistema dinâmico de segunda ordem. A partir desse sistema pode-se realizar a especificação da resposta transitória e seu comportamento mediante a alocação dos polos.

Multiplicando o a função de transferência do controlador PI representado na equação (29) com a planta do sistema apresentado na equação (42), obtém-se a função de transferência do sistema em malha aberta, como apresenta a equação (47).

$$G_{MA}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{\beta_{ids}}{s\tau_{ids} + 1} \quad (47)$$

Para malha fechada, com realimentação unitária, pode-se escrever a equação (47).

$$G_{MF}(s) = \frac{K_p\beta_{ids}s + K_i\beta_{ids}}{s^2\tau_{ids} + s(1 + K_p\beta_{ids}) + K_i\beta_{ids}} \quad (48)$$

Finalmente, dividindo ambos o numerador e denominador da equação (48) por (τ_{ids}), tem-se

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_p\beta_{ids}}{\tau_{ids}}s + \frac{K_i\beta_{ids}}{\tau_{ids}}}{s^2 + s\left(\frac{1 + K_p\beta_{ids}}{\tau_{ids}}\right) + \frac{K_i\beta_{ids}}{\tau_{ids}}}. \quad (49)$$

Para o sistema em malha fechada com o conjunto controlador PI e a planta de corrente é possível observar um sistema de segunda ordem. Com isso, a partir da função de transferência característica de sistemas de segunda ordem e avaliando os critérios de desempenho, os parâmetros do controlador PI podem ser estabelecidos. A função de transferência característica do sistema de segunda ordem é definida conforme

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + s2\zeta\omega_n + \omega_n^2}, \quad (50)$$

em que ζ é o coeficiente de amortecimento, ω_n a frequência natural de oscilação e K o ganho do sistema. Em sistemas de segunda ordem o coeficiente pode ser definido de três formas distintas:

- **Sistema sobre amortecido ($\zeta > 1$):** O sistema apresenta dois polos reais e distintos. Quanto maior for o ζ mais o sistema se aproximará do comportamento de um sistema de primeira ordem.
- **Sistema criticamente amortecido ($\zeta = 1$):** O sistema apresenta dois polos reais e iguais. Nesse caso o sistema passa a não possuir mais oscilação.
- **Sistema subamortecido ($0 < \zeta < 1$):** O sistema apresenta dois polos complexos conjugados. Nesse caso o sistema passa a possuir oscilações.

A equação (50) não corresponde exatamente ao modelo apresentado na equação (49). Devido a presença de um zero que provocará um *overshoot* que será proporcional a respostas rápidas, porém não afetará no desempenho do tempo de acomodação.

As curvas das respostas a um degrau unitário para sistemas de segunda ordem são apresentadas na Figura 13, onde é apresentado a variação do coeficiente de amortecimento ζ .

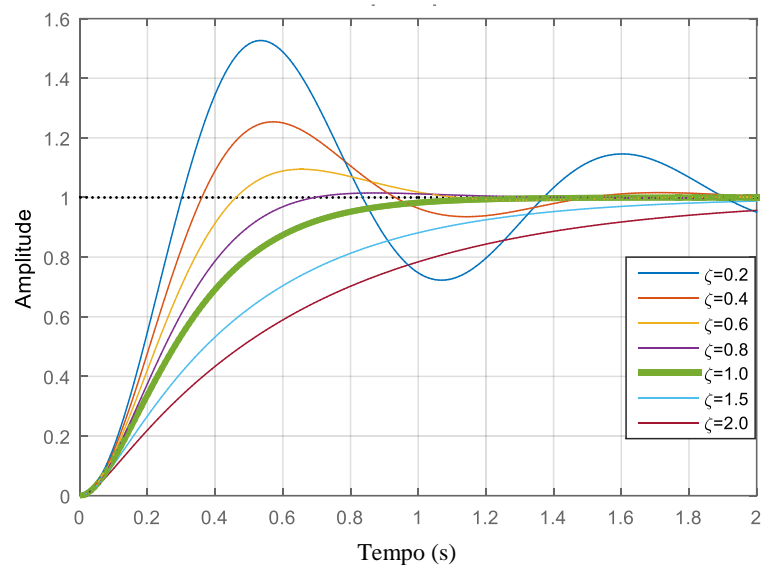


Figura 13 - Resposta ao degrau unitário de uma função de segunda ordem com variação do coeficiente de amortecimento

Para obter a frequência natural (ω_n), o primeiro critério de desempenho a ser atendido é o tempo de acomodação t_s . Este tempo de acomodação é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores dentro de uma faixa em torno do valor final em regime permanente. O tempo de acomodação está associado a constante de tempo do sistema de controle. O tempo de acomodação do sistema usou o critério de 2% de erro do seu valor final e pode ser aproximado conforme a equação (51).

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (51)$$

Comparando os denominadores dos polinômios da equação (49) e (50) têm-se a seguinte igualdade:

$$s^2 + s \left(\frac{1 + K_p \beta_{ids}}{\tau_{ids}} \right) + \frac{K_i \beta_{ids}}{\tau_{ids}} = s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2. \quad (52)$$

Com a relação obtida pela equação (52), determina-se os ganhos proporcional e integral do controlador PI conforme

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n\tau_{ids} - 1}{\beta_{ids}}, \quad (53)$$

$$K_i = \frac{\tau_{ids}\omega_n^2}{\beta_{ids}}. \quad (54)$$

Isolando a variável de frequência natural da equação (51) e substituindo nas equações (53) e (54), os ganhos para o controlador de corrente são:

$$K_p = \frac{8\tau_{ids} - t_s}{t_s\beta_{ids}}, \quad (55)$$

$$K_i = \frac{16\tau_{ids}}{t_s^2\zeta^2\beta_{ids}}. \quad (56)$$

As equações (55) e (56) mostram que os ganhos do controlador de corrente dependem dos parâmetros da máquina de indução, do tempo de acomodação e do coeficiente de amortecimento. As variáveis de tempo de acomodação e coeficiente de amortecimento são obtidas mediante o critério de desempenho do projetista, visto que as outras variáveis dependem unicamente dos parâmetros físicos obtidos da máquina.

Discretizando os ganhos K_p e K_i do compensador, resultam-se respectivamente nas equações (57) e (58):

$$K_{pz} = K_p - \left(\frac{K_i T_s}{2} \right) \quad (57)$$

$$K_{iz} = K_i T_s \quad (58)$$

Esta metodologia de projeto foi utilizada para os controladores PI₁ e PI₂, sendo esses os controladores de corrente.

2.5.1.2 Controlador PI de Fluxo Rotórico

A saída do controlador de fluxo rotórico gera a corrente de referência de eixo direto (I_{ds}^*). Na Figura 14 é apresentado o diagrama de blocos do controlador PI de fluxo rotórico, na qual pode-se observar que o erro de fluxo $e_{\lambda dr}$ é a diferença entre o fluxo de referência (valor nominal da máquina) e o fluxo estimado, como apresentado na equação (59).

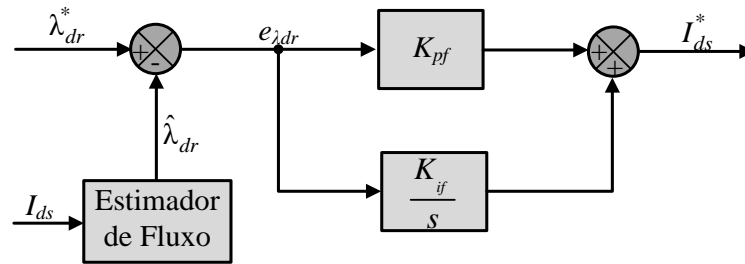


Figura 14 – Controlador PI na malha de fluxo rotórico

$$\hat{\lambda}_{dr} = \left(\frac{L_m R_r / L_r}{s + R_r / L_r} \right) I_{ds} \quad (59)$$

O erro de fluxo rotórico é dado por

$$e_{\lambda dr} = \lambda_{dr}^* - \hat{\lambda}_{dr}. \quad (60)$$

Aplicando a discretização para o controlador PI de fluxo rotórico, vide equação (32) tem-se a equação (61).

$$I_{ds}^*[k] = I_{ds}^*[k-1] - e_{\lambda dr}[k-1]K_{pf} + e_{\lambda dr}[k](T_s K_{if} + K_{pf}) \quad (61)$$

O projeto dos ganhos do controlador de fluxo rotórico segue a mesma metodologia utilizada para os controladores de corrente. Com a função de transferência do PI, conforme a equação (29) e a equação dinâmica do fluxo rotórico estimado, apresentado na equação (59), obtém-se a equação (62), sendo a função de transferência do sistema em malha aberta.

$$G_{MA}(s) = \frac{sK_{pf}L_m\tau_{ri} + K_{if}L_m\tau_{ri}}{s(s + \tau_{ri})} \quad (62)$$

onde τ_{ri} representa a constante de tempo rotórica inversa.

$$\tau_{ri} = \frac{R_r}{L_r} \quad (63)$$

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

$$G_{MF}(s) = \frac{sK_{pf}L_m\tau_{ri} + K_{if}L_m\tau_{ri}}{s^2 + s(\tau_{ri} + K_{pf}L_m\tau_{ri}) + K_{if}L_m\tau_{ri}}. \quad (64)$$

Comparando os denominadores dos polinômios da equação (50) e (64) têm-se a seguinte igualdade:

$$s^2 + s(\tau_{ri} + K_{pf}L_m\tau_{ri}) + K_{if}L_m\tau_{ri} = s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2. \quad (65)$$

Com a relação obtida pela equação (65), determina-se os ganhos proporcional e integral do controlador PI para o fluxo rotórico conforme as equações (66) e (67).

$$K_{pf} = \frac{2\zeta\omega_n - \tau_{ri}}{L_m\tau_{ri}} \quad (66)$$

$$K_{if} = \frac{\omega_n^2}{L_m\tau_{ri}} \quad (67)$$

Isolando a variável de frequência natural da equação (51) e substituindo nas equações (66) e (67), os ganhos para o controlador de corrente são:

$$K_{pf} = \frac{8\tau_r - t_s}{t_s L_m}, \quad (68)$$

$$K_{if} = \frac{16\tau_r}{t_s^2 \zeta^2 L_m}. \quad (69)$$

Discretizando os ganhos K_{pf} e K_{if} do compensador, resultam-se respectivamente nas equações (70) e (71):

$$K_{pfz} = K_{pf} - \left(\frac{K_{if}T_s}{2} \right), \quad (70)$$

$$K_{ifz} = K_{if}T_s. \quad (71)$$

2.5.1.3 Controlador PI de Velocidade

O diagrama de blocos apresentado na Figura 15 representa o modelo mecânico do motor de indução e do controlador de velocidade do tipo PI. A partir da velocidade ω_r e da velocidade de referência ω_{ref}^* é possível determinar o erro de velocidade, como apresentado na equação (72).

$$e_{\omega r} = \omega_{ref}^* - \omega_r. \quad (72)$$

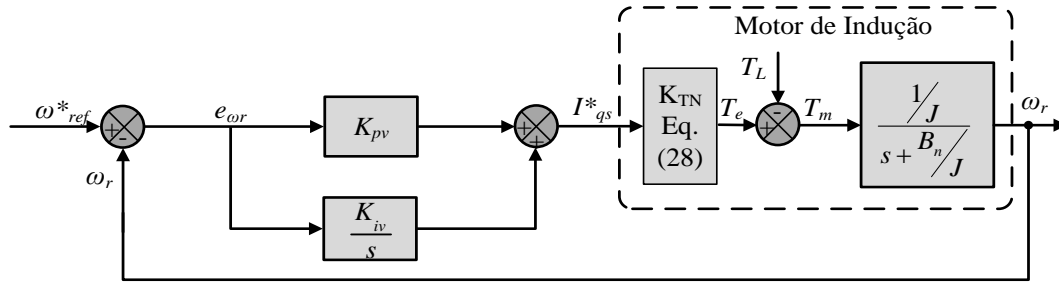


Figura 15 – Controlador PI aplicado à malha de velocidade

Conforme a abordagem utilizada para do controlador PI discretizado vide a equação (32), obtém-se a corrente de referência I_{qs}^* , sendo apresentada na equação (73).

$$I_{qs}^*[k] = I_{qs}^*[k-1] - e_{\omega r}[k-1]K_{pv} + e_{\omega r}[k](T_s K_{iv} + K_{pv}) \quad (73)$$

A planta da malha de velocidade é obtida a partir da modelagem do sistema mecânico envolvendo o motor e a carga mecânica. A equação mecânica do motor de indução/carga é dada por

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B_n \omega_r), \quad (74)$$

em que J é o momento de inércia do motor e carga, T_e o conjugado eletromagnético gerado pela máquina, T_L o torque de carga presente no eixo e B_n o coeficiente de atrito viscoso. Considerando o torque de carga como uma perturbação, ao aplicar a transformada de Laplace na equação (74), a função de transferência da malha de velocidade é dada por

$$s\omega_r(s) = \frac{1}{J}(T_e(s) - B_n \omega_r(s)). \quad (75)$$

Manipulando algebricamente a equação, tem-se a função de transferência:

$$\frac{\omega_r(s)}{T_e(s)} = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B_n}{J}} = \frac{\delta_4}{s + \delta_3}, \quad (76)$$

onde

$$\delta_3 = \frac{B_n}{J}, \quad (77)$$

$$\delta_4 = \frac{1}{J}. \quad (78)$$

Dividindo o numerador e denominador da equação (76) por δ_3 , tem-se a função de transferência da malha de velocidade:

$$\frac{\omega_r(s)}{T_e(s)} = \frac{\frac{\delta_4}{\delta_3}}{\frac{s}{\delta_3} + 1} = \frac{\beta_{\omega r}}{s\tau_{\omega r} + 1}, \quad (79)$$

em que $\tau_{\omega r}$ e $\beta_{\omega r}$ representam a constante de tempo mecânica do motor e o ganho da malha de velocidade, respectivamente.

Com a função de transferência da equação (79) e utilizando os parâmetros físicos obtidos no ensaio dado pela Tabela 1, as seguintes constantes $\tau_{\omega r}$ e $\beta_{\omega r}$ podem ser facilmente obtidas:

$$\tau_{\omega r} = \frac{J}{B_n} = 0,5250s, \quad (80)$$

$$\beta_{ids} = \frac{1}{B_n} = 50. \quad (81)$$

A função de transferência que representa a dinâmica da malha de corrente em I_{ds} , pode ser representada pela equação (82).

$$G = \frac{\omega(s)}{T_e(s)} = \frac{50}{0,5250s + 1} \left[\frac{\text{rad/s}}{\text{Nm}} \right] \quad (82)$$

A corrente de referência no eixo em quadratura é derivada do controle PI de velocidade. Partindo da premissa que o controle de corrente é ideal e a corrente de referência seja exatamente reproduzida nos enrolamentos da máquina, a relação entre a corrente do eixo em quadratura e o conjugado eletromagnético, é representado na equação (27).

De forma análoga como foi realizado para o controlador de corrente, o controlador PI é implementado na malha de velocidade em um sistema em malha fechada obtendo um sistema dinâmico de segunda ordem.

A função de transferência em malha aberta do sistema de controle de velocidade é definida pela equação (83).

$$G_{MA}(s) = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{\beta_{\omega r}}{s\tau_{\omega r} + 1} \quad (83)$$

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

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_{pv}\beta_{\omega r}}{s} + \frac{K_{iv}\beta_{\omega r}}{\tau_{\omega r}}}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{pv}\beta_{\omega r}}{\tau_{\omega r}} \right) + \frac{K_{iv}\beta_{\omega r}}{\tau_{\omega r}}}. \quad (84)$$

Comparando os denominadores dos polinômios da equação (50) e (84) têm-se a seguinte igualdade:

$$s^2 + s \left(\frac{1 + K_{pv}\beta_{\omega r}}{\tau_{\omega r}} \right) + \frac{K_{iv}\beta_{\omega r}}{\tau_{\omega r}} = s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2. \quad (85)$$

Portanto a determinação dos ganhos proporcional e integral do controlador de velocidade, são dados pelas equações (86) e (87).

$$K_{pv} = \frac{8\tau_{\omega r} - t_s}{t_s\beta_{\omega r}} \quad (86)$$

$$K_{iv} = \frac{16\tau_{\omega r}}{t_s^2\zeta^2\beta_{\omega r}} \quad (87)$$

Discretizando os ganhos K_{pv} e K_{iv} do compensador, resultam-se respectivamente nas equações (88) e (89):

$$K_{pvz} = K_{pv} - \left(\frac{K_{iv}T_s}{2} \right) \quad (88)$$

$$K_{ivz} = K_{iv}T_s \quad (89)$$

2.6 SIMULAÇÃO DOS CONTROLADORES IFOC FIXO

Com a realização da modelagem do MIT do modelo elétrico e modelo mecânico e com o projeto dos controladores PIs da técnica IFOC, implementou-se em ambiente de simulação Matlab® uma estrutura para realização das simulações para diferentes condições de operação.

Na Figura 16 é apresentado o fluxograma do ambiente de simulação, onde inicialmente são definidos os parâmetros de simulação, como tempo total de simulação, frequência de comutação, período de amostragem, frequência da rede, números de pontos contínuos, número de pontos discretos, após essa etapa define-se os parâmetros da máquina, resistências estatórica e rotórica, indutâncias estatórica, rotórica e mútua, momento de inércia, coeficiente de atrito, fluxo nominal. Os vetores que serão utilizados durante a simulação são definidos após a etapa de definições de simulação e parâmetros da máquina. Com a inicializações dos vetores das variáveis que serão utilizadas, define-se os controladores de corrente de eixo direto e em quadratura, fluxo rotórico e velocidade, essa parte da simulação

ocorre em tempo de simulação com base no período de amostragem de 6kHz, sendo essa parte apresentada na Figura 16 hachurada em cinza claro. Isso é realizado devido a aproximação do sistema real, onde os controladores serão implementados em um processador digital de sinais que terá um tempo de interrupção definido com base no período de amostragem. Os modelos elétrico e mecânico são simulados em uma frequência 100 vezes mais rápida que os controladores PIs, isso também para aproximar do sistema real, onde a máquina estará em funcionamento em tempo contínuo, essa parte na Figura 16 é apresentada em hachurada em cinza escuro. Com isso, são obtidos os resultados com plotagem dos gráficos de interesse a serem analisados.

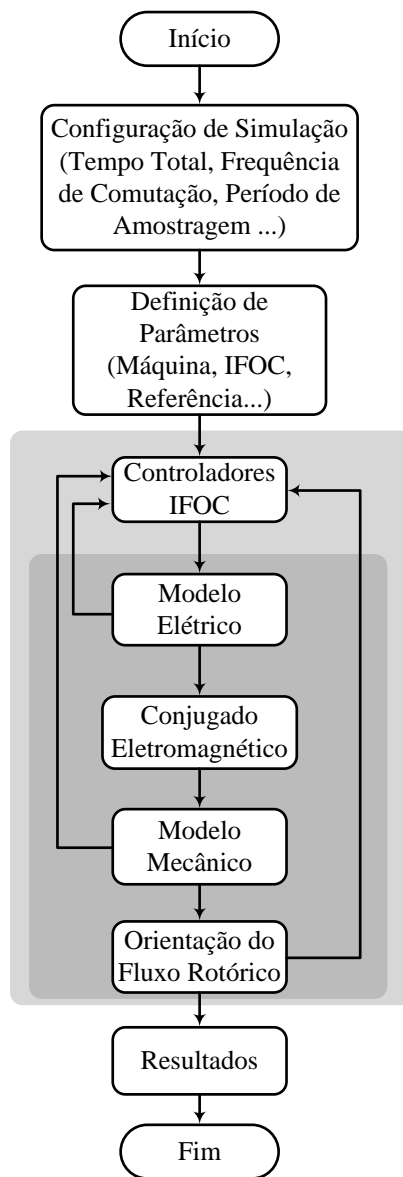


Figura 16 – Fluxograma do ambiente de simulação implementado em *script* no Matlab®

Com base no comportamento da resposta mecânica da máquina de indução foi determinado o modelo de referência característico de segunda ordem como referência de velocidade. Para fins de critério de desempenho foram selecionados o coeficiente de amortecimento $\zeta = 1$ e a frequência natural $\omega_n = 6$ rad/s. Com a substituição desses parâmetros na equação (50), tem-se a equação (90). Devido ao fato da constante de tempo mecânica ser aproximadamente 100 vezes mais lenta que a constante de tempo elétrica, faz com que se possa analisar o sistema de forma desacoplada e analisar a resposta da corrente como ideal.

$$G_{ref} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + s2\zeta\omega_n + \omega_n^2} = \frac{36}{s^2 + 12s + 36} \quad (90)$$

Para uma entrada de referência de velocidade do tipo degrau, com valores máximos de aproximadamente 18,85 rad/s correspondendo a 180 RPM, sendo 10% da velocidade nominal da máquina. A resposta mecânica da função de transferência G_{ref} é apresentada na Figura 17(a).

A resposta dinâmica dos controladores de corrente I_{ds} e I_{qs} são apresentados na Figura 17(b), onde a corrente I_{ds} é responsável pela magnetização da máquina e a corrente I_{qs} está relacionada com a velocidade e conjugado. A resposta dinâmica para o controlador de fluxo rotórico é apresentado na Figura 17(c), na qual foi atribuído como referência de fluxo o valor nominal da máquina, sendo de 0,7 Wb.

Para executar o controle de velocidade em servomecanismos é interessante que o controlador PI possua alto desempenho à variação dos parâmetros mecânicos. Como a inércia não pode ser medida com o motor em funcionamento, pode-se utilizar um identificador de estados do tipo RLS para identificar os parâmetros mecânicos da planta.

Para avaliar o desempenho dos controladores PI's com relação a variações paramétricas, foi realizada simulação abordando esse aspecto. Na Figura 18 é apresentado as respostas dos controladores de correntes, fluxo rotórico e velocidade, perante a variação de resistência e indutância estatórica, respectivamente. Na Figura 18(a) é apresentado os parâmetros que foram alterados, onde a indutância estatórica sofreu uma variação de 30% do seu valor nominal de operação no instante de tempo de 8 segundos e a resistência estatórica sofreu uma variação de 19,45% do seu valor nominal no instante de tempo de 12 segundos. Esses valores de variação ocorreram conforme Pelegrin *et al* (2015), onde avalia a eficiência do sistema acionamento com relação a variação paramétrica. Com isso, o sistema simulado pode ser comparado com uma situação real, onde os parâmetros sofrem alterações, devido ao aumento de temperatura, frequência e saturação do material. Na Figura 18(b) é apresentado a velocidade de referência, sendo de 360 RPM e a velocidade rotórica. No instante que ocorreu a

variação de indutância estatórica, houve um pequeno distúrbio na velocidade rotórica, porém o controlador respondeu bem a esta variação, convergindo a velocidade rotórica para a referência. Na Figura 18(c) é ilustrado as correntes de eixo direto e em quadratura, na qual podem-se observar que sofreram pequenas oscilações, tal como na Figura 18(d), onde o fluxo rotórico segue a referência do controlador sendo de 0,7Wb, apresentando pequenos distúrbios no instante das variações de parâmetros. Os controladores PI's conseguiram realizar a ação de controle mesmo com as variações paramétricas, isso mostra o bom desempenho dos controladores.

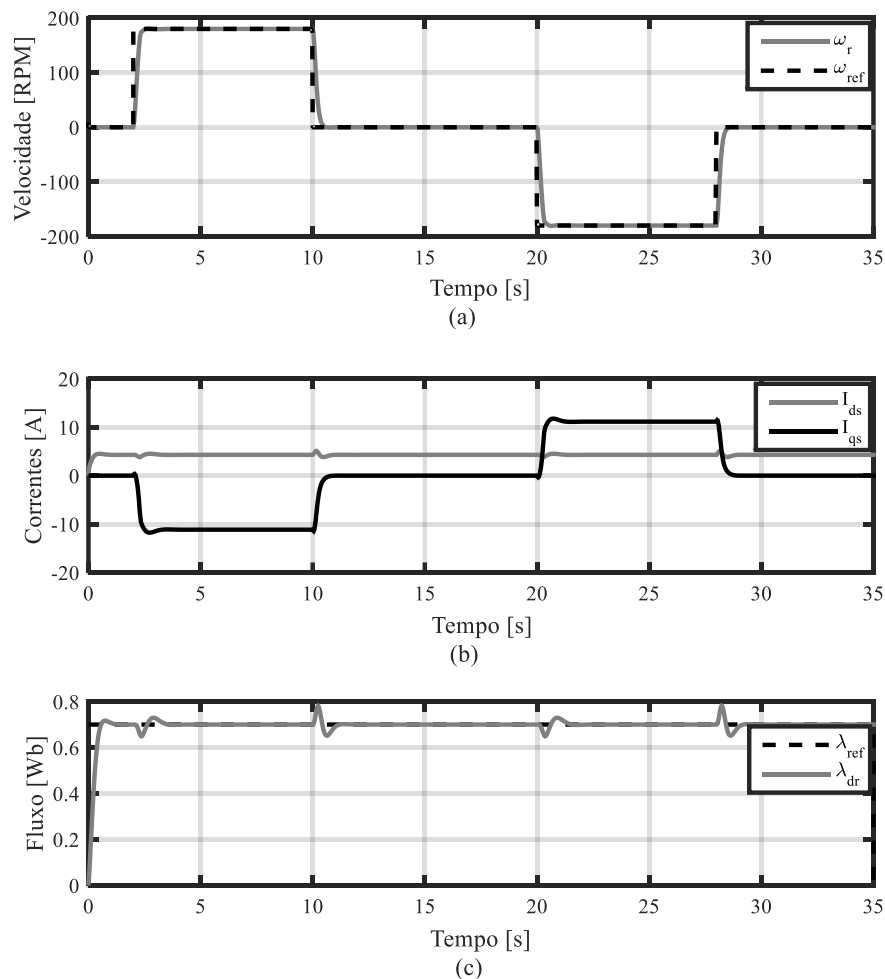


Figura 17 – Respostas dinâmicas dos controladores IFOC: (a) controlador de velocidade, (b) controladores de correntes I_{ds} e I_{qs} e (c) controlador de fluxo rotórico.

Um dos focos principais do trabalho encontra-se no controlador de velocidade da técnica IFOC. Com isso, será analisado numericamente um controlador auto ajustável pelo rastreamento dos parâmetros mecânicos: coeficiente de atrito e momento de inércia. O controlador PI fixo será substituído por um controlador PI auto ajustável dos ganhos proporcional e integral para o controlador de velocidade no sistema IFOC.

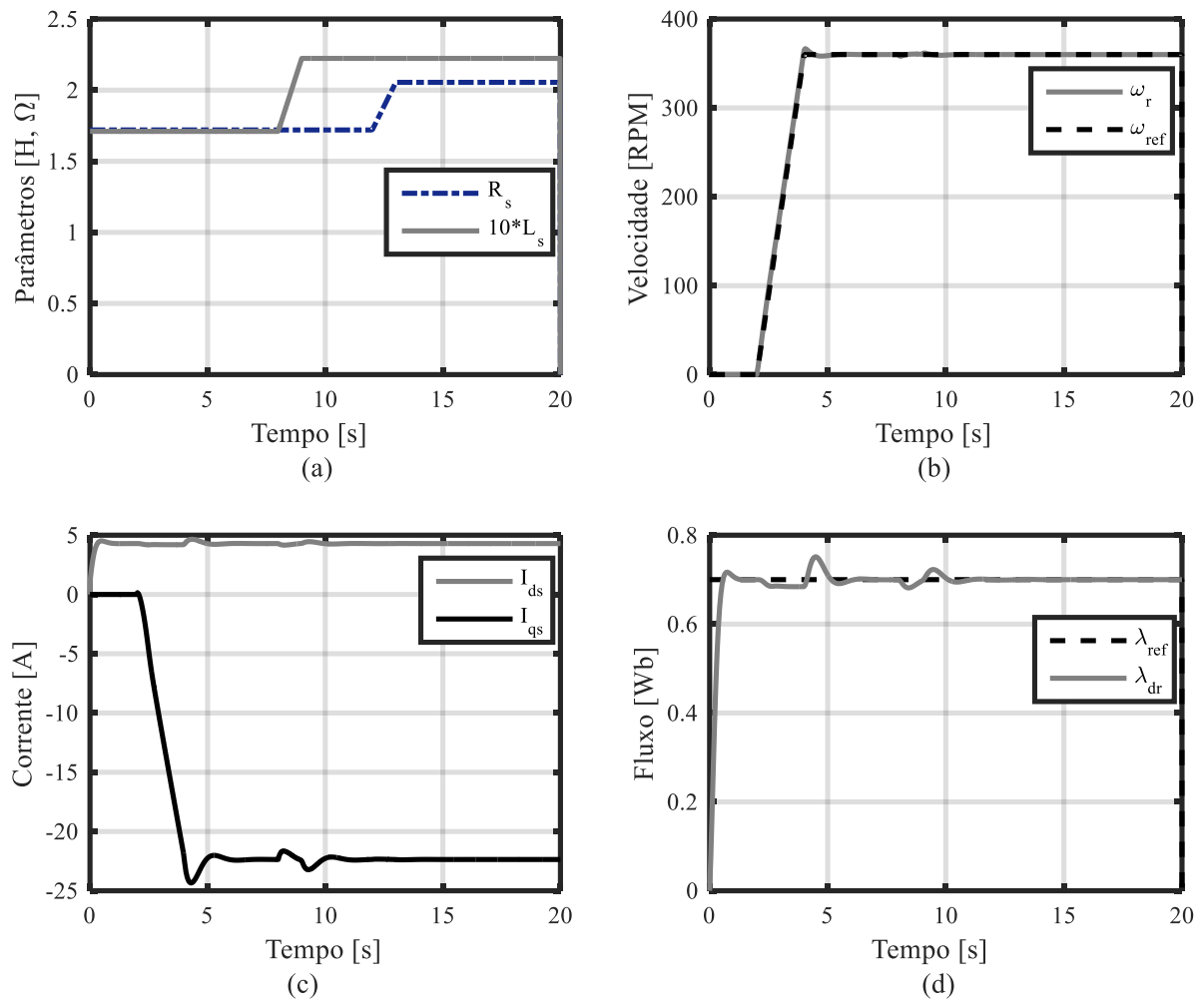


Figura 18 – Respostas dinâmicas dos controladores frente às variações paramétricas: (a) Variação da resistência e indutância estática, (b) velocidade de referência e velocidade rotórica, (c) correntes de eixo direto e em quadratura e (d) fluxo de referência e fluxo rotórico

2.7 IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS MECÂNICOS

O motor de indução está sujeito a variações de parâmetros e a distúrbios de torque. Esta situação pode levar o sistema a funcionamento insatisfatório no caso de um projeto inadequado. Assim, um controlador auto ajustável é recomendado e a identificação dos parâmetros da planta pode ser uma solução. Na Figura 19 é ilustrado o diagrama de blocos para a identificação dos parâmetros mecânicos.

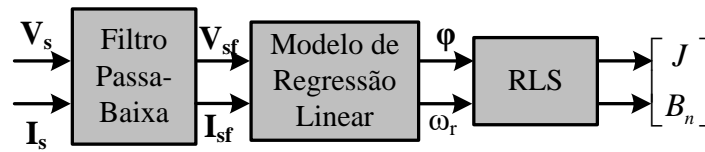


Figura 19 – Diagrama de blocos do identificador de parâmetros mecânicos

O modelo mecânico do motor é apresentado na Figura 8, e pode ser transformado do plano “s” para o plano “z” através da transformada z de um segurador de ordem zero (ZOH – *Zero Order Hold*), tal como apresenta a equação (91).

$$\omega_r = (1 - z^{-1}) Z \left[\frac{1}{s} \frac{K_{TN} I_{qs}^*(s) - T_L(s)}{B_n + Js} \right] \quad (91)$$

A equação (91) pode ser reescrita na forma

$$\omega_r(z) = \frac{b_m}{z - a_m} K_{TN} I_{qs}^*(z) - \frac{b_m}{z - a_m} T_L(z). \quad (92)$$

Através do modelo determinístico ARMAX (*Auto Regressive Moving Average Model, With Auxiliary Input*) (Campos, 2000), obtém-se a equação de diferenças, apresentada na equação (93):

$$\omega_r[k] = a_m \omega_r[k-1] + b_m (T_e[k-1] - T_L[k-1]). \quad (93)$$

Reescrevendo a equação (93) na forma de modelo de regressão linear, tem-se

$$\omega_r[k] = \boldsymbol{\varphi}^T[k] \boldsymbol{\delta}, \quad (94)$$

onde $\boldsymbol{\varphi}$ e $\boldsymbol{\delta}$ representam, respectivamente, o vetor de regressão pseudo-linear e o vetor de parâmetros, e são dados pelas equações (95) e (96), respectivamente.

$$\boldsymbol{\varphi}[k] = [\omega_r[k-1] \quad T_e[k-1] - T_L[k-1]]^T \quad (95)$$

$$\boldsymbol{\delta} = [a_m \quad b_m]^T = \begin{bmatrix} e^{-\left(\frac{\hat{B}_n T_s}{J}\right)} & 1 - a_m / \hat{B}_n \end{bmatrix} \quad (96)$$

Na equação (95), os componentes do vetor de regressão $\boldsymbol{\varphi}$, contém os valores anteriores das variáveis de entrada de controle e de saída, que podem ser estimados, calculados e/ou medidos. O torque de carga, o conjugado eletromagnético e a velocidade do motor, são utilizados como componentes do vetor de regressão a cada intervalo de amostragem. Com isso, a identificação do coeficiente de atrito e do momento de inércia, serão obtidos através de um algoritmo RLS. O vetor de parâmetros é dado por,

$$\delta[k] = \delta[k-1] + \mathbf{K}[k] [\omega_r[k] - \boldsymbol{\phi}^T[k] \delta[k-1]], \quad (97)$$

onde \mathbf{K} e \mathbf{P} representam, a matriz de ganhos e a matriz de covariância do RLS, respectivamente, e são representadas por

$$\mathbf{K}[k] = \frac{\mathbf{P}[k-1] \boldsymbol{\phi}[k]}{1 + \boldsymbol{\phi}^T[k] \mathbf{P}[k-1] \boldsymbol{\phi}[k]}, \quad (98)$$

$$\mathbf{P}[k] = [\mathbf{I} - \mathbf{K}[k] \boldsymbol{\phi}^T[k]] \mathbf{P}[k-1]. \quad (99)$$

A matriz de covariância \mathbf{P} deve possuir altos valores iniciais para que se tenha uma rápida convergência inicial. Um problema encontrado no uso deste estimador de estados pode ser verificado quando a matriz de covariância se torna pequena. Quando isso ocorre, os ganhos do algoritmo RLS tendem para zero, resultando na parada da identificação (Campos, 2000). Para que isso não ocorra e se tenha garantia de que o identificador de parâmetros, continue ativo, o traço da matriz de covariância \mathbf{P} é monitorado a cada intervalo de amostragem, tal como apresentado na expressão (100).

$$\text{tr}(\mathbf{P}[k]) > 0 \quad (100)$$

Com isso, o coeficiente de atrito e o momento de inércia identificado são dados por

$$\hat{B}_n = \frac{1 - a_m}{b_m}, \quad (101)$$

$$\hat{j} = -\frac{\hat{B}_n T_s}{\ln(a_m)}. \quad (102)$$

Com base na identificação dos parâmetros mecânicos, o sistema de controle de velocidade auto ajustável pode ser apresentado no diagrama da Figura 20.

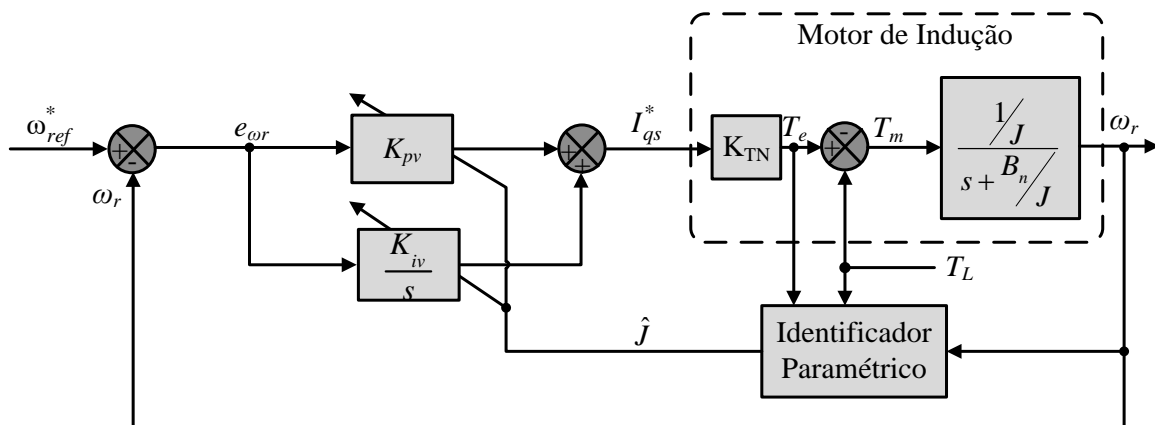


Figura 20 – Diagrama do sistema de controle de velocidade auto ajustável

2.8 SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL DE VELOCIDADE

Para verificar o desempenho do controlador PI auto ajustável de velocidade apresentado no diagrama da Figura 20 foram realizadas simulações computacionais. Pode-se observar, uma certa flexibilidade com relação à referência de velocidade para o controlador PI. Até então nas simulações foram utilizadas, referência de velocidade do tipo degrau e do tipo rampa. Para esta seção será utiliza uma referência de velocidade do tipo sigmoide.

Na Figura 21 é apresentado o sistema de acionamento da máquina de indução com os controladores IFOC e o controlador auto ajustável.

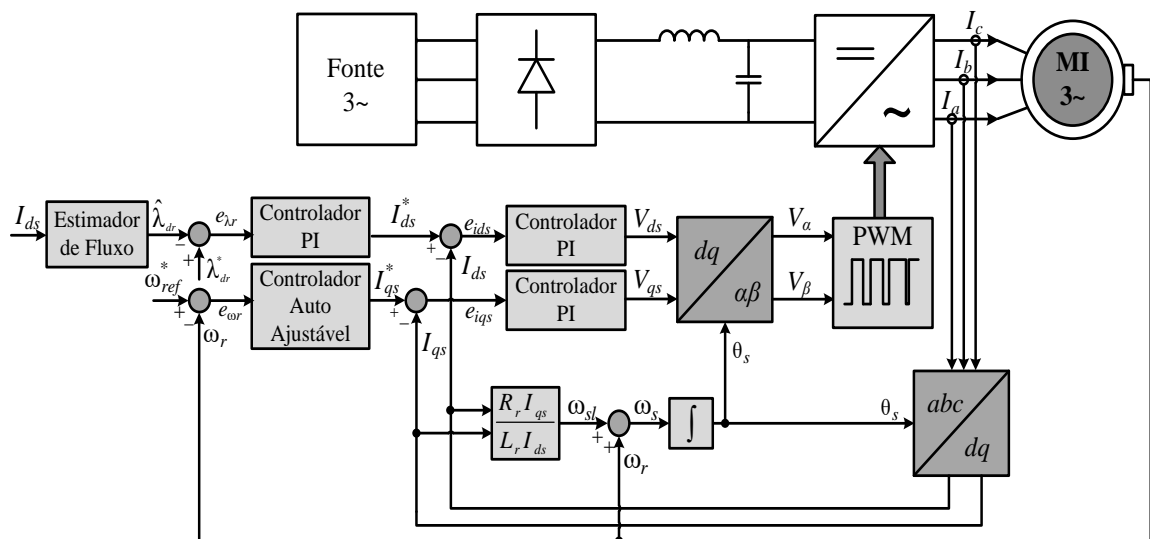


Figura 21 – Controle IFOC com controle auto ajustável

A frequência natural (ω_n), o coeficiente de amortecimento (ζ) e o tempo de assentamento (t_s) dos controladores PI's foram projetados e seus valores são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros pré-definidos dos controladores

Estrutura	Parâmetros		
PI de correntes (I_{ds} e I_{qs})	$\omega_n=490,5 \text{ rad/s}$	$\zeta=1,00$	$t_s = 0,0082s$
PI de fluxo rotórico	$\omega_n=291,0 \text{ rad/s}$	$\zeta=0,70$	$t_s = 0,0200s$
PI de velocidade	$\omega_n=17,62 \text{ rad/s}$	$\zeta=1,00$	$t_s = 0,2270s$

Na Figura 22 é apresentado a resposta dinâmica da velocidade rotórica com controlador PI fixo e com controlador PI auto ajustável. Com isso, é possível avaliar o

desempenho do controlador auto ajustável, onde apresenta comportamento dinâmico semelhante ao PI fixo. No controlador auto ajustável qual pode-se verificar que no instante de tempo de aproximadamente 4,3 segundos a velocidade real sofre um pequeno desvio. Isso acontece, pois, o RLS está realizando a identificação dos parâmetros do sistema. A inicialização do identificador de parâmetros foi feita com os seguintes valores $a_{mec} = 0,999$ e $b_{mec} = 1$. Com esta simulação foram obtidos o momento de inércia e o coeficiente de atrito, onde são apresentados na Figura 23. Os parâmetros mecânicos identificados na Figura 23 pode ser comparado com a Tabela 1, onde apresentar os valores desses parâmetros.

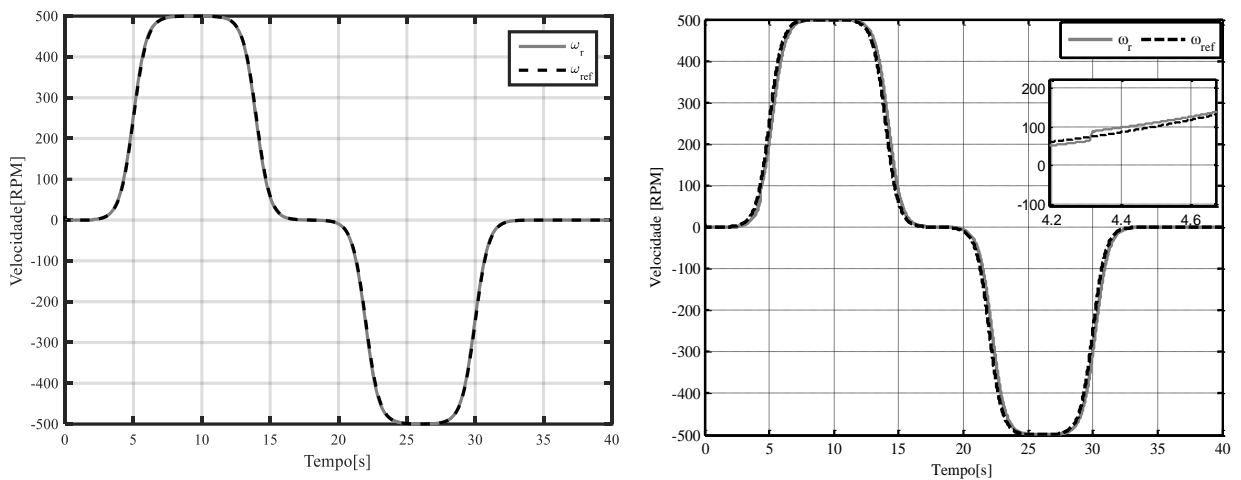


Figura 22 – Resposta dinâmica do controlador de velocidade com controlador PI fixo e com controlador PI auto ajustável

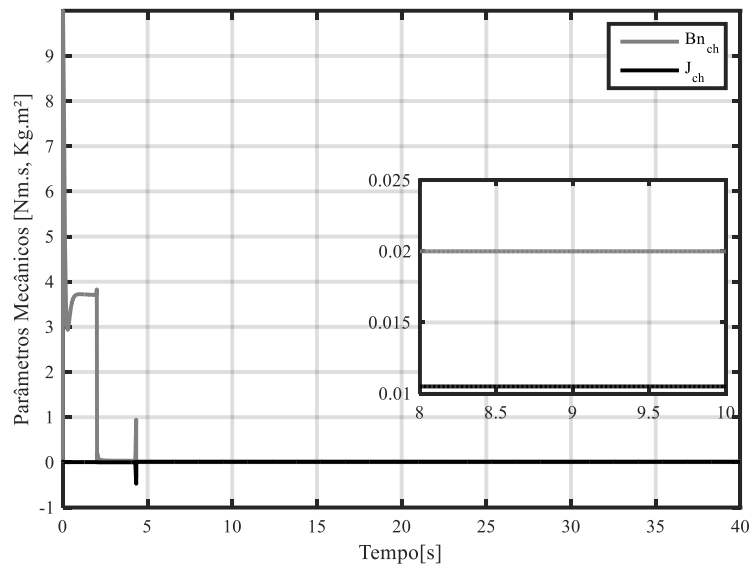


Figura 23 – Parâmetros mecânicos identificados

O desempenho do controlador automático pode ser melhorado, alterando os parâmetros de inicialização do identificador de parâmetros. Na Figura 24 foi realizado a alteração dos parâmetros de inicialização, sendo $a_{mec} = 0,9$ e $b_{mec} = 0,01$. Também, para avaliar o desempenho do controlador de velocidade, foi inserido no sistema uma carga em degrau de 6 N.m no instante de tempo de 8s e em 12s foi retirada a carga do sistema. A velocidade rotórica apresentou bom desempenho com a inserção e retirada de carga.

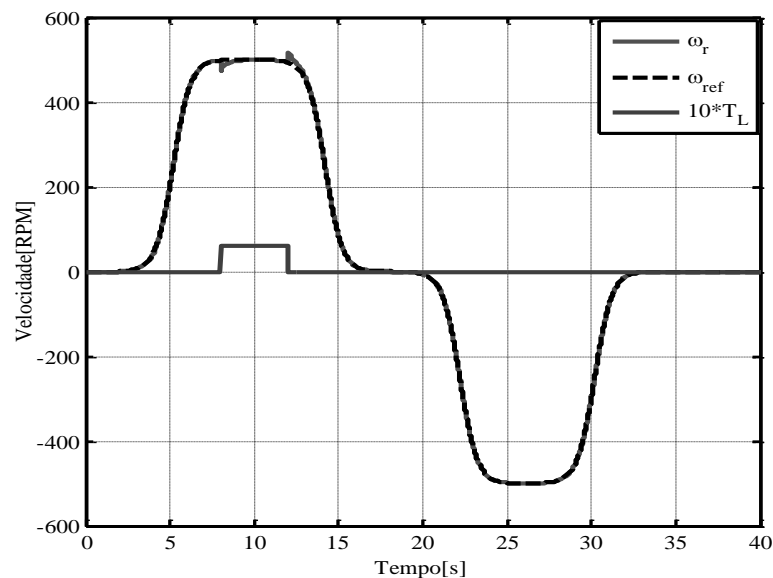


Figura 24 – Resposta dinâmica da velocidade rotórica com inserção de carga

2.9 SUMÁRIO

Neste capítulo, foi apresentada a modelagem matemática do motor de indução trifásico. A partir do modelo trifásico do MI é obtido um modelo bifásico equivalente. Esse modelo é obtido utilizando a transformação de Clarke, que converte o sistema trifásico em um equivalente bifásico. Na sequência, é utilizada a transformação de Park, que simplifica o sistema equivalente bifásico, em um sistema pseudo-estacionário. Essas transformações matemáticas são apresentadas no Apêndice A. Com a realização da modelagem, implementou-se no ambiente de simulação Matlab® o modelo do MIT. Para fins de controle, foi apresentado o controle vetorial IFOC, apresentando a discretização do sistema e a metodologia de projetos dos controladores PI's. Por fim, utilizou-se um identificador de parâmetros mecânicos para ajuste automático dos ganhos do controlador de velocidade, para melhorar o seu desempenho.

As simulações apresentadas comprovam o bom desempenho do controlador auto ajustável e da identificação de parâmetros, mesmo com variação de velocidade e inserção de carga no sistema. Com isso, em análise numérica comprovou o bom funcionamento do controlador auto ajustável na estrutura IFOC. Os resultados com o controlador PI fixo e PI auto ajustável mostraram-se satisfatórios.

3. TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE

3.1 INTRODUÇÃO

De acordo com Holtz (2002), acionamentos com controle de velocidade *sensorless* apresentam vantagens quando se trata de redução da complexidade de *hardware*, menor custo, tamanho reduzido do sistema de acionamento do motor de indução, além da eliminação do cabo do sensor, melhor imunidade a ruídos e menor manutenção ao sistema. Como desvantagens, algumas técnicas de estimação de velocidade apresentam dependência paramétrica, e são suscetíveis a variações destes parâmetros. Além disso, algumas técnicas *sensorless* exigem a solução de cálculos numéricos, que necessitam de processadores de alto desempenho para sua resolução.

Com o desenvolvimento da microeletrônica e a contínua redução dos custos computacionais, torna-se cada vez mais interessante a substituição de transdutores mecânicos por soluções baseadas em *software*, ou seja, estimação. Na Figura 25 é apresentado um diagrama das principais técnicas de estimação de velocidade, classificadas em dependentes de parâmetros elétricos e dependentes de harmônicos. Na técnica de estimação por modos deslizantes está difundida em: M.D. (I) literatura e M.D. (II) proposição de uma estrutura em modos deslizantes, sendo uma das contribuições do trabalho. A diferença da proposição com o que a literatura apresenta está no modo em que é obtido a variável de fluxo rotórico, sem depender da velocidade rotórica.

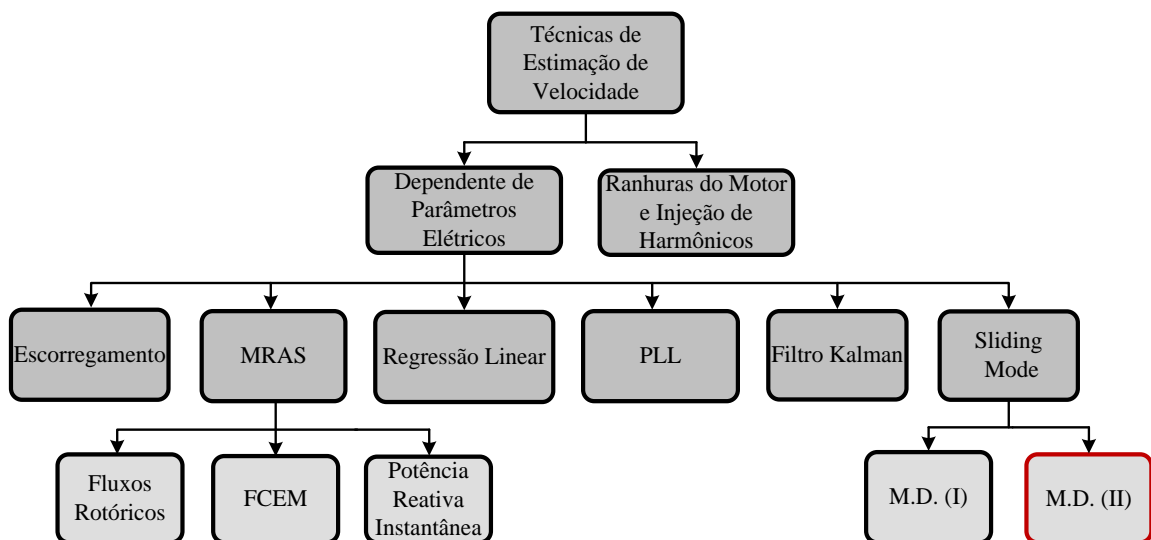


Figura 25 – Diagrama resumido das técnicas de estimação de velocidade

A estimação de velocidade utilizando-se a metodologia das ranhuras e da injeção de harmônicos apresentam desempenho considerável em baixas velocidades, muito próximas a zero. Alguns trabalhos como em Jasen e Lorenz (1995) e Cilia *et al.* (1997), tratam essa linha de estudo. Contudo, a injeção de sinais causa oscilações de torque, vibração e ruído audível. Este tipo de estimação é aplicável para motores com características especiais, não sendo comum para motores tradicionais.

A partir do conhecimento da modelagem do MIT, como apresentado anteriormente ou para maiores detalhes podem ser encontrados no Apêndice B é possível compreender a primeira técnica de estimação dependente do modelo do motor, apresentada a seguir.

3.2 ESTIMAÇÃO BASEADA NO MODELO DQ (ESCORREGAMENTO)

Uma das primeiras tentativas de se utilizar velocidade estimada para eliminar o sensor foi apresentada por Abbondanti e Brennen (1975). O método é baseado na obtenção do escorregamento da máquina através de um circuito analógico. Com isso, mede-se somente as grandezas terminais (corrente e tensão), onde os autores derivaram um sinal analógico proporcional ao escorregamento da máquina.

A elevada dependência paramétrica, principalmente da resistência rotórica é a limitação dessa técnica. A equação (103) apresenta o modelo de tensão do MIT, onde é possível obter a velocidade síncrona apresentada na equação (104).

$$\mathbf{V}_s = R_s \mathbf{I}_s - \dot{\lambda}_s \omega + p \lambda_s \quad (103)$$

$$\omega = \frac{(V_\beta - R_s I_\beta) \lambda_\alpha - (V_\alpha - R_s I_\alpha) \lambda_\beta}{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2} \quad (104)$$

onde $\mathbf{V}_s = [V_\alpha \ V_\beta]^T$ são tensões estatóricas, $\mathbf{I}_s = [I_\alpha \ I_\beta]^T$ correntes estatóricas, $\lambda_s = [\lambda_\alpha \ \lambda_\beta]^T$ fluxos estatóricos e ω é a velocidade do sistema de referência.

O escorregamento do motor de indução quando modelado no referencial do fluxo rotórico, pode ser obtido conforme a equação (105) ou podendo ser substituído pela corrente estatórica de eixo direto, sendo apresentado por

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{I_{qs}}{\lambda_{dr}}, \quad (105)$$

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{qs}}{I_{ds}}. \quad (106)$$

Desta forma, a velocidade estimada pode ser obtida como apresenta a equação (107). Como pode ser observado, as equações do escorregamento e da velocidade síncrona dependem da indutância mútua e rotórica. Também, em baixas velocidades, próximas a zero, a frequência estatórica, como também as correntes estatóricas tornam-se pequenas, dificultando a integração devido ao possível nível de *offset* do sensor. Além disso, as tensões nos terminais da máquina passam a sofrer grande influência da resistência estatórica, devido à variação térmica, influência essa maior no modelo do fluxo rotórico (Leonhard, 1997).

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{N_{pp}} (\omega - \omega_{sl}) \quad (107)$$

Para se obter um melhor desempenho em baixas rotações, em Bose (1997) é proposto a utilização de uma estrutura híbrida para o acionamento do MIT. Quando a velocidade de escorregamento é próxima à velocidade síncrona, a estratégia de controle DFOC é utilizada, quando a velocidade síncrona supera à velocidade de escorregamento o modelo passa a ser controlado pelo IFOC.

Existem dois problemas no uso dessa técnica:

- A operação de integração para a obtenção dos fluxos estatóricos, sofre problemas de saturação quando a velocidade fica próxima a zero;
- Dependência paramétrica, principalmente da resistência rotórica, que varia com a temperatura.

3.2.1 Escorregamento para Sistema de Referência

Uma outra maneira de encontrar o sistema de referência, pode ser analisado na equação (104), onde para esse caso deve-se ter o conhecimento da velocidade rotórica podendo ser medida pelo sensor, ou obtida através de outra técnica de estimação de velocidade. Ressaltando que está subseção (3.2.1) não tem como foco a estimação da velocidade rotórica, mas em outra forma de se obter o sistema de referência para o controle IFOC. Os fluxos estatóricos da equação (104), são apresentados nas equações (108) e (109).

$$\lambda_\alpha = \int (V_\alpha - R_s I_\alpha) dt, \quad (108)$$

$$\lambda_{\beta} = \int (V_{\beta} - R_s I_{\beta}) dt. \quad (109)$$

A integral das equações (108) e (109) está propensa a erros causados por pequenos sinais de *offset* nas medições dos sinais de tensão e corrente, que são somados no decorrer do tempo, levando a saída do integrador à saturação. Normalmente, um filtro passa-baixa de primeira ordem é utilizado onde a constante de tempo do filtro T_c é muito maior que o período da frequência fundamental do sinal. Entretanto, o uso de uma constante T_c muito elevada causa problema de atraso, mesmo para dinâmicas inferiores a constante de tempo do filtro. Isso acaba provocando oscilações indesejáveis no torque elétrico. Esse problema pode ser atenuado conectando filtros passa-baixas em cascatas. O ganho e a fase dos filtros são obtidos em função da frequência estatórica.

3.3 PLL (*Phase-Locked Loop*)

O princípio do circuito PLL tem sido usado em muitas aplicações, como recuperação de temporização (De Glória, et al., 1999) e controle de máquinas (Lai, et al., 1996). Este circuito é responsável pela determinação da frequência e ângulo de fase da componente fundamental de sequência positiva de um sinal qualquer mesmo sobre a presença de harmônicos (De Oliveira, 2007). Em Beeddiat (2014) apresenta a técnica de PLL para estimação da frequência do sistema, na qual necessita apenas dos valores de tensões estatóricas (V_{α} e V_{β}) e um controlador PI, obtendo assim a velocidade síncrona.

Segundo Ran e Guagzhou (2009), com base na teoria de PLL, o diagrama de blocos da posição estimada síncrona do sistema pode ser visualizado como apresenta a Figura 26.

A seguir, uma análise matemática apresenta o princípio de funcionamento deste método. A dedução será apresentada com relação as correntes trifásicas defasadas entre si de 120° e com um módulo I_s , sendo θ o ângulo do sistema de referência e $\hat{\theta}$ ângulo obtido pelo PLL utilizado na transformada de Park. A equação (110) apresenta as correntes trifásicas.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \sin(\theta) \\ I_s \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_s \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (110)$$

Com o uso da transformada de Clarke (apêndice A) e a utilização de propriedades trigonométricas, tem-se

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \left(I_a - \frac{1}{2} (I_b + I_c) \right) \\ \frac{2}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} (I_b - I_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ \frac{I_b - I_c}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}. \quad (111)$$

Com a transformada de Park (apêndice A), obtém-se as correntes no eixo direto e em quadratura, conforme

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}. \quad (112)$$

Substituindo a equação (111) na equação (112), tem-se a equação (113).

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a & -\left(\frac{I_b - I_c}{\sqrt{3}} \right) \\ \left(\frac{I_b - I_c}{\sqrt{3}} \right) & I_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (113)$$

Substituindo a equação (110) na equação (113), tem-se

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \sin(\theta) & \left(\frac{I_s \sin(\theta - 2\pi/3) - I_s \sin(\theta + 2\pi/3)}{\sqrt{3}} \right) \\ \left(\frac{I_s \sin(\theta - 2\pi/3) - I_s \sin(\theta + 2\pi/3)}{\sqrt{3}} \right) & -I_s \sin(\theta) \end{bmatrix}. \quad (114)$$

Utilizando propriedades trigonométricas, conforme a equação (115) na equação (116).

$$\sin(a \pm b) = \sin(a)\cos(b) \pm \cos(a)\sin(b), \quad (115)$$

$$\sin(\theta - 2\pi/3) - \sin(\theta + 2\pi/3) = -\sqrt{3} \cos(\theta). \quad (116)$$

Substituindo o resultado da equação (116) na equação (114), tem-se:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \sin(\theta) & \frac{I_s \sqrt{3} \cos(\theta)}{\sqrt{3}} \\ \frac{I_s \sqrt{3} \cos(\theta)}{\sqrt{3}} & -I_s \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \sin(\theta) & I_s \cos(\theta) \\ I_s \cos(\theta) & -I_s \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}. \quad (117)$$

Solucionando a equação (117), tem-se a equação (118).

$$\begin{aligned} I_d &= I_s \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ I_q &= I_s \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (118)$$

As equações (110)-(118) indicam que, se a transformação de Park produzir como resultado I_d igual a zero, pode-se concluir que se o $\hat{\theta}$ convergiu θ . Portanto é possível obter uma equação de erro para o sistema, conforme

$$\varepsilon = I_s \sin(\theta - \hat{\theta}), \quad (119)$$

onde

$$I_s = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2}. \quad (120)$$

Quando $|\theta - \hat{\theta}| \cong 0$ pode-se obter uma equação simplificada, onde o erro ε é linearizado assumindo que:

$$\tilde{\theta} = (\theta - \hat{\theta}), \quad (121)$$

$$\varepsilon = I_s \sin(\theta - \hat{\theta}) \cong I_s (\theta - \hat{\theta}) \cong I_s \tilde{\theta}. \quad (122)$$

Esta aproximação é válida assumindo que o erro estimado é pequeno. É assumido também que ε é calculado corretamente.

De acordo com a Figura 26 e considerando a equação de erro que pode ser usada para a estimação da posição ao valor correto usando as seguintes equações (123) e (124).

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \kappa_1 K \tilde{\theta}, \quad (123)$$

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + \kappa_2 K \tilde{\theta}. \quad (124)$$

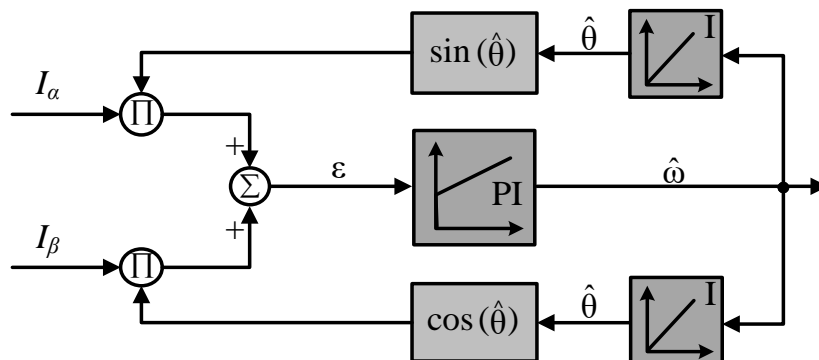


Figura 26 – Diagrama PLL para estimação da velocidade síncrona

Utilizando as equações linearizadas a função de transferência estimada pode ser escrita como apresenta a equação (123), conforme Eskola (2006):

$$\frac{\hat{\omega}(s)}{\omega(s)} = \frac{\kappa_2 K s + \kappa_1 K}{s^2 + \kappa_2 K s + \kappa_1 K}. \quad (125)$$

A equação (125) representa a função de transferência da Figura 26. Essa equação apresenta um polinômio característico $s^2 + 2\rho s + \rho^2$. Para escolha correta dos ganhos κ_1 e κ_2 , obtendo bom desempenho e evitando oscilações, ambos os polos devem estar localizados no eixo real (Harnefors & Nee, 2000):

$$s = -\rho, \quad (126)$$

onde ρ é uma constante positiva.

Os ganhos κ_1 e κ_2 podem ser calculados de acordo com Eskola (2006):

$$\kappa_1 = \frac{\rho^2}{K} \quad \text{e} \quad \kappa_2 = \frac{2\rho}{K}. \quad (127)$$

O ganho κ_2 é o ganho proporcional do controlador PI e κ_1 é o ganho integral. Uma análise mais detalhada dos ganhos e da estabilidade do circuito PLL aplicado ao controle de motores é realizado por Harnefors and Nee (2000). Para obter a velocidade rotórica, basta utilizar a equação do modelo da máquina, conforme a equação (128).

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{N_{pp}} \left(\hat{\omega} - \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right) \quad (128)$$

3.3.1 PLL para Sistema de Referência

Assim como a técnica de escorregamento, o PLL também pode ser utilizado para identificar o sistema de referência de um sistema. Com isso, faz-se necessário o conhecimento da velocidade rotórica, podendo essa ser medida ou estimada por outra técnica.

A vantagem de utilizar-se o PLL como identificação de um sistema de referência é que não depende de parâmetros da máquina, diferentemente da equação (105) ou (106) base do sistema de referência do controle vetorial IFOC.

A Figura 27 e 28 apresentam a diferença entre obter o sistema de referência por PLL e pela equação (106).

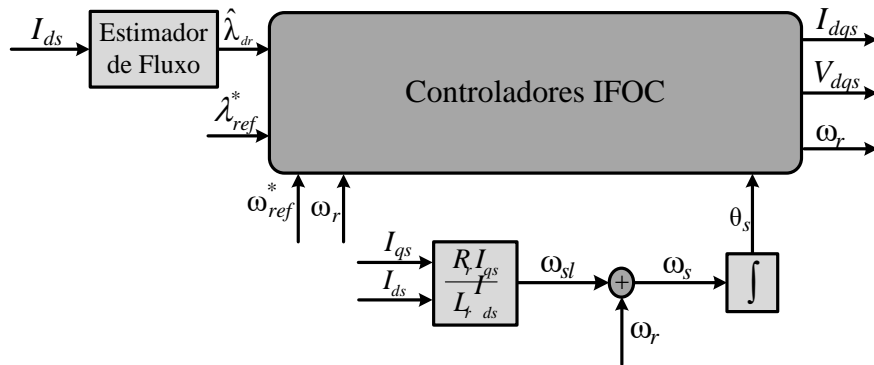


Figura 27 – Sistema de referência com a modelagem no fluxo rotórico

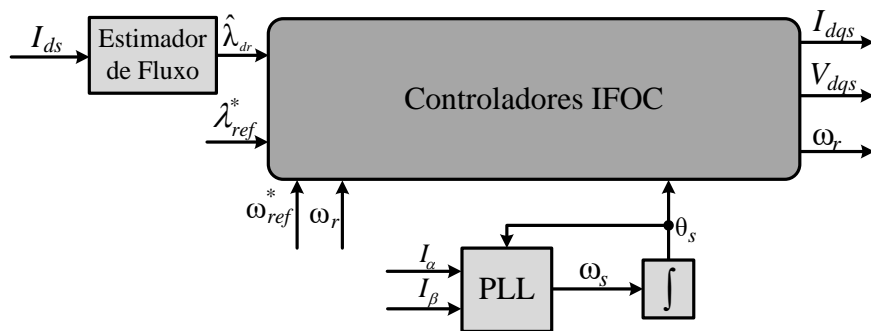


Figura 28 – Sistema de referência utilizando PLL

Uma alternativa para obtenção para o sistema de referência é a utilização do circuito de PLL. Ressaltando que essa análise é para o controle vetorial, não sendo foco principal o sistema com controle de velocidade *sensorless* da máquina elétrica.

3.4 MRAS

A técnica de modelo de referência adaptativo é usada tanto para controle (denominado de *Model Reference Adaptive Control* (MRAC)) quanto na estimação de estados (denominado de MRAS) do MIT, na qual sua implementação é relativamente simples e requer menos esforço computacional em comparação a outros métodos (Gayathri, et al., 2012).

Existem diferentes modelos de MIT que podem ser utilizados no projeto de estimadores de velocidade para a obtenção de sistemas MRAS. O funcionamento do MRAS é simples, sendo composto por dois modelos distintos, como apresenta a Figura 29. O primeiro modelo é conhecido como modelo de referência, onde é contido uma expressão do modelo do MIT, sendo que as tensões e correntes podem ser entradas do modelo e a saída é um estado (x)

qualquer do MIT. O modelo de referência caracteriza-se por não possuir nenhum parâmetro adaptativo e opera como referência para o modelo adaptativo. Este modelo, assim como o modelo de referência, contém uma expressão do modelo do MIT, contudo, essa expressão contém um parâmetro ajustável, ou seja, que se adapta durante a execução do estimador. A saída do modelo adaptativo é o mesmo estado estimado (\hat{x}) pelo modelo de referência, sendo que as duas saídas são comparadas gerando um sinal de erro (ϵ), que é a entrada do mecanismo de adaptação. Quando $\epsilon \neq 0$, ou seja, existe uma diferença entre o valor gerado pelo modelo de referência e o modelo adaptativo. Com isso, o mecanismo de adaptação produz um sinal que conduz o erro entre os dois modelos para zero. Desta forma, quando $\epsilon = 0$ se conclui que o valor produzido pelo mecanismo de adaptação (y) seja o correto. Portanto, o parâmetro ajustável pode ser um estado do MIT, como a velocidade angular do rotor, ou velocidade síncrona dos fluxos ou até mesmo parâmetros do MIT, como as resistências (VAS, 1998).

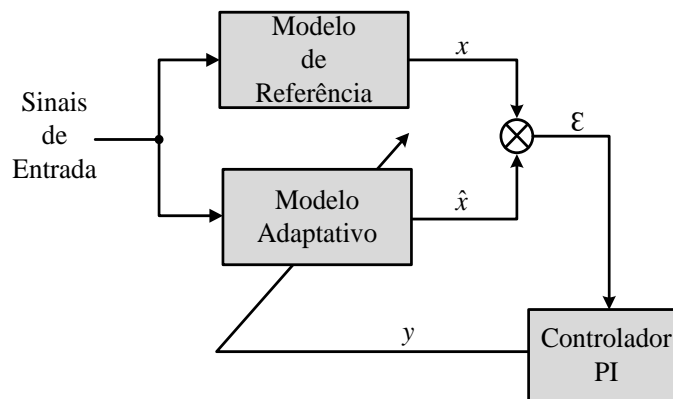


Figura 29 – Configuração Genérica do estimador MRAS

Uma série de trabalhos tem sido propostos na literatura apresentando o MRAS para a estimação de velocidade, como em (Tajima & Hori, 1991), (Schauder, 1992), (Peng, 1994), (Martins, 2006), (Pereira, 2014). A maioria desses trabalhos são diferenciados basicamente em dois aspectos: diferentes formas de estruturar o mecanismo de adaptação e a incorporação de estimação *online* de alguns parâmetros usados, como resistência rotórica e constante de tempo rotórica.

Dentro do sistema MRAS, existem algumas formas distintas de estimar a velocidade rotórica, tais como:

- Fluxos Rotóricos (FR);
- Força Contra Eletromotriz (FCEM);
- Potência Reativa Instantânea (PRI).

3.4.1 MRAS – FR

Um dos MRAS mais utilizados para a estimação da velocidade é baseado nas equações do fluxo rotórico. Este estimador foi inicialmente proposto por Schauder (1992) e tem como característica o bom desempenho na estimação em média e alta velocidade. Entretanto, é sensível a variação das resistências da máquina, sendo mais afetado em baixas velocidades quando um pequeno erro no valor das resistências pode levar o sistema à instabilidade (Gadoue, et al., 2009). Contudo o bom desempenho do estimador em ampla faixa de operação impulsionou pesquisas voltadas ao monitoramento das resistências.

Na Figura 30 é apresentado o diagrama da técnica MRAS - FR. No que é usado o modelo da tensão (modelo de referência) e o modelo da corrente (modelo adaptativo), obtidos das equações de fluxos rotóricos do modelo elétrico, como apresentado nas equações (129) e (130), respectivamente. Como pode ser visto na Figura 30, o erro entre os modelos é utilizado em um controlador PI para obter o sinal de estimação de velocidade. Essa estimativa atua no modelo adaptativo.

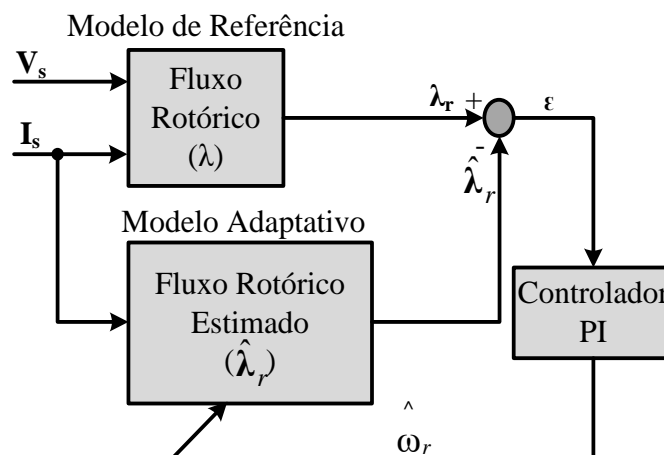


Figura 30 – Diagrama da estimação de velocidade pela técnica MRAS (FR)

Note que, para obter a estimativa da velocidade rotórica, faz-se necessário integrar os modelos de referência e ajustável para obter os sinais de fluxo rotórico. Para evitar problemas de saturação devido a níveis CC e problemas de condição inicial em baixa velocidade, filtros passa-baixas foram utilizados no lugar das integrações ideais.

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}, \quad (129)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\lambda}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\lambda}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\alpha r} \\ \hat{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}. \quad (130)$$

O erro entre os fluxos rotóricos (ε) é utilizado para realimentar um controlador PI para estimar a velocidade estimada dada pela equação (131), onde o operador \otimes representa o produto vetorial entre os fluxos rotóricos.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\lambda_r \otimes \hat{\lambda}_r). \quad (131)$$

Os ganhos K_p e K_i do PI da equação (132) de acordo com Schauder (1992), devem respeitar a seguinte condição

$$\frac{K_i}{K_p} \gg \frac{1}{\tau_r}. \quad (132)$$

A análise de estabilidade do estimador MRAS para o caso de um motor de indução trifásico é apresentado em (Peng, 1994), o autor cita que os ganhos K_p e K_i devem ter valores o mais elevado possível.

3.4.2 MRAS – FCEM

O estimador de velocidade utilizado aqui baseia-se na proposta de Peng *et.al.* (1994). A contribuição desse trabalho consiste em utilizar a força contra eletromotriz (*fcem*) ao invés dos fluxos rotóricos como entrada do controlador PI. Essa modificação possibilitou a eliminação da integração presente no modelo proposto por Schauder.

A partir da relação entre as correntes estáticas e rotóricas com a corrente magnetizante (Peng, 1994), pode-se escrever

$$\mathbf{I}_r = (\mathbf{I}_m - \mathbf{I}_s) \frac{L_m}{L_r}, \quad (133)$$

onde

$$\mathbf{I}_r = \begin{bmatrix} I_{dr} & I_{qr} \end{bmatrix}^T, \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix}^T, \mathbf{I}_m = \begin{bmatrix} I_{dm} & I_{qm} \end{bmatrix}^T. \quad (134)$$

Pode-se ainda representar da seguinte forma.

$$I_{dr} = (I_{dm} - I_{ds}) \frac{L_m}{L_r}, I_{qr} = (I_{qm} - I_{qs}) \frac{L_m}{L_r}. \quad (135)$$

Considerando-se a equação do MIT no referencial estático e substituindo a equação (135) na equação (1), obtém-se

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & -L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + pL_r & -L_r(\omega - N_{pp}\omega_r) \\ L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & pL_m & L_r(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ (I_{dm} - I_{ds}) \frac{L_m}{L_r} \\ (I_{qm} - I_{qs}) \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}. \quad (136)$$

Reescrevendo-se as duas primeiras linhas da equação (136), tem-se

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \sigma L_s p \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \mathbf{e}_m, \quad (137)$$

onde

$$\mathbf{e}_m = L_m \frac{d\mathbf{I}_m}{dt}. \quad (138)$$

Isolando-se o termo \mathbf{e}_m , tem-se a *fcem* para o modelo de referência, na qual é apresentada na equação (139).

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{V}_s - \left(R_s \mathbf{I}_s + \sigma L_s \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} \right). \quad (139)$$

Com base nas duas últimas linhas da equação (136), obtém-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{I}_{dm} \\ \dot{I}_{qm} \end{bmatrix}, \quad (140)$$

isolando-se o termo $\dot{\mathbf{I}}_m$ na equação (140), tem-se

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{dm} \\ \dot{I}_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}. \quad (141)$$

Reescrevendo as duas últimas linhas da equação (136), com base na equação (141), obtém-se a *fcem* do modelo ajustável, conforme apresenta a equação (142).

$$\hat{\mathbf{e}}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left(\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \mathbf{I}_m + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \mathbf{I}_s \right). \quad (142)$$

Na Figura 31 é apresentado o diagrama de blocos para estimação da velocidade através da *fcem*.

O erro entre as forças contra eletromotrizes ε é utilizado para realimentar um controlador PI para estimar a velocidade estimada dada pela equação (143)

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\mathbf{e}_m \otimes \hat{\mathbf{e}}_m). \quad (143)$$

Os ganhos K_p e K_i do PI da equação (143) de acordo com Schauder (1992), devem respeitar a seguinte condição

$$\frac{K_i}{K_p} \gg \frac{1}{\tau_r}. \quad (144)$$

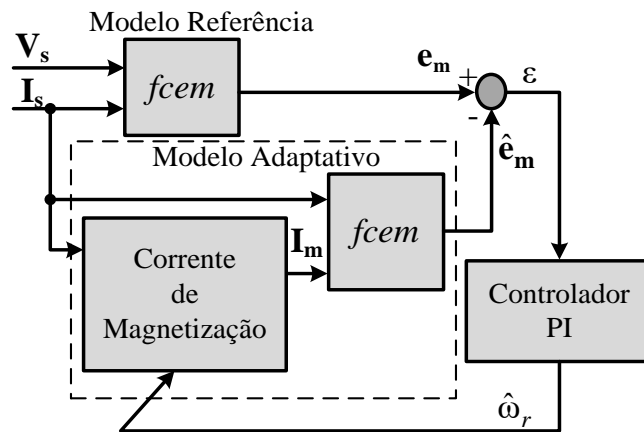


Figura 31 – Diagrama da estimação de velocidade pela técnica MRAS (FCM)

3.4.3 MRAS – PRI

Existem diferentes modelos do motor de indução que podem ser usados para o projeto de estimadores de velocidade, a partir da técnica MRAS. Assim, como os demais MRAS, neste estimador a velocidade é estimada a partir de um mecanismo de adaptação do erro entre as saídas dos dois modelos. Na Figura 32 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de estimação com base na potência reativa instantânea.

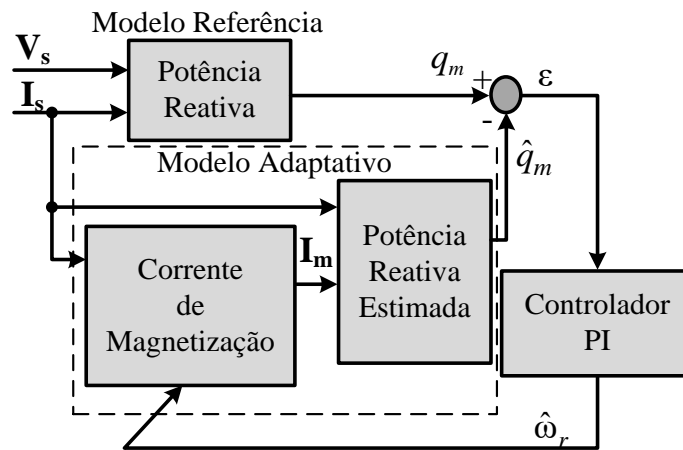


Figura 32 – Diagrama da estimação de velocidade pela técnica MRAS - PRI

Com o conhecimento da f_{cem} e das correntes estáticas é possível definir a potência reativa que será utilizada no estimador de velocidade, como o modelo de referência, o qual é definido por,

$$q_m = (\mathbf{I}_s \otimes \mathbf{e}_m). \quad (145)$$

Substituindo a equação (139) na equação (145), sabendo que $\mathbf{I}_s \otimes \mathbf{I}_s = 0$, resultando em

$$q_m = \mathbf{I}_s \otimes (\mathbf{V}_s - \sigma L_s \rho \mathbf{I}_s). \quad (146)$$

Resolvendo o produto vetorial da equação (146), obtém-se

$$q_m = \vec{k} \left[I_{ds} \left(V_{qs} - \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \right) - I_{qs} \left(V_{ds} - \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \right) \right], \quad (147)$$

onde \vec{k} é um vetor unitário perpendicular aos vetores do eixo direto e de quadratura que pode ser visualizado na Figura 33.

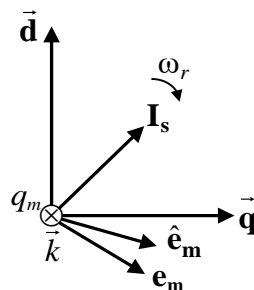


Figura 33 – Coordenadas do produto vetorial

Representando a equação (145) na forma matricial, o modelo de referência pode ser reescrito como

$$q_m = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} - \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ -V_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{bmatrix}. \quad (148)$$

A direção do vetor q_m é perpendicular aos eixos direto e quadratura.

O sistema adaptativo é obtido a partir da potência reativa instantânea observada. Considera-se essa variável observada, pois esse modelo é dependente da velocidade rotórica que neste caso, é estimada. Então, reconsiderando a equação (145).

$$\hat{q}_m = (\mathbf{I}_s \otimes \hat{\mathbf{e}}_m). \quad (149)$$

Substituindo a equação (141) na equação (138), tem-se

$$\hat{\mathbf{e}}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left(\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \right). \quad (150)$$

Reescrevendo a equação (149) com base na equação (150), pode-se novamente definir a potência reativa instantânea observada, tal como a equação (151)

$$\hat{q}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left(\begin{bmatrix} I_{qs} & I_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} & \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dm} \\ I_{qm} \end{bmatrix} \right). \quad (151)$$

Comparando as potências reativas do modelo de referência, dada pela equação (148), com a potência reativa observada, dada pela equação (151), obtém-se a velocidade estimada através de um controlador PI.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (q_m - \hat{q}_m). \quad (152)$$

Os ganhos K_p e K_i do controlador PI da equação (152) de acordo com Schauder (1992), devem respeitar a seguinte condição, conforme apresenta a equação (153).

$$\frac{K_i}{K_p} \gg \frac{1}{\tau_r}. \quad (153)$$

A análise de estabilidade do estimador MRAS para o caso de um motor de indução trifásico é apresentado em (Peng, 1994), o autor cita que os ganhos K_p e K_i devem ter valores o mais elevado possível.

3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Na Figura 34 é apresentado o diagrama de blocos do sistema simulado, onde considera-se a mesma estratégia de controle IFOC apresentada no capítulo 2, mas desta vez a velocidade rotórica que realimenta o controlador PI da malha mecânica é estimada. No ambiente de simulação Matlab® é possível escolher qual técnica de estimação apresentada será utilizada na malha de velocidade.

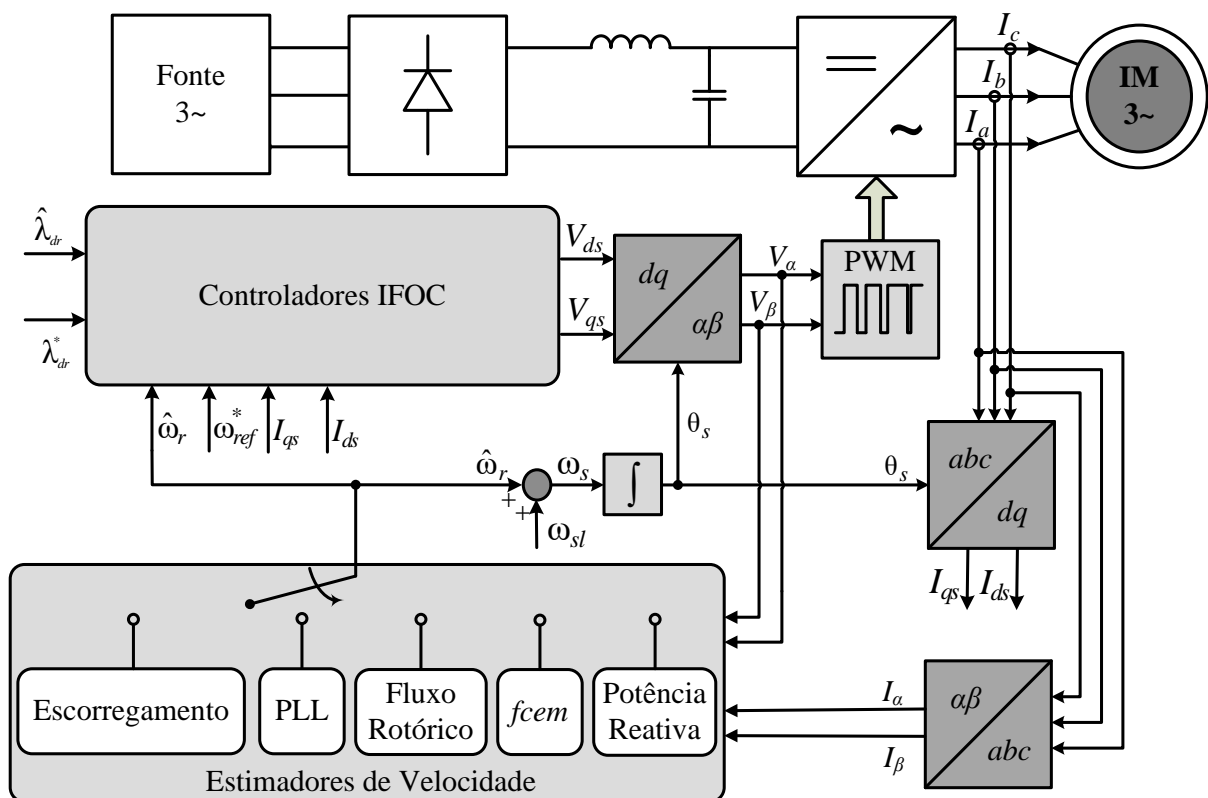


Figura 34 – Diagrama de blocos do Sistema Simulado no Matlab

Para análise de comparação das técnicas supracitadas, são realizados os mesmos testes para todas as técnicas, sendo esses: rampa de aceleração de 0 para 360 RPM (rotações por minuto) no instante de tempo de 2 a 4s, diferentes níveis de velocidade, inserção de carga de 10% do valor nominal, ou seja, 301,5W com um torque de carga de 8N.m no instante de tempo de 6s e também será avaliado o desempenho do sistema perante as variações paramétricas de resistência e indutância estática, conforme Pelegrin *et al* (2015).

Na Figura 35 é ilustrado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica de escorregamento, baseada nas equações da máquina. A Figura 35(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade convergiu para a referência.

A Figura 35(b) apresenta o comportamento da estimação de velocidade com diferentes níveis de velocidade. Na Figura 35(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8N.m no sistema e na Figura 35(d) ilustra-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica de resistência e indutância estatórica.

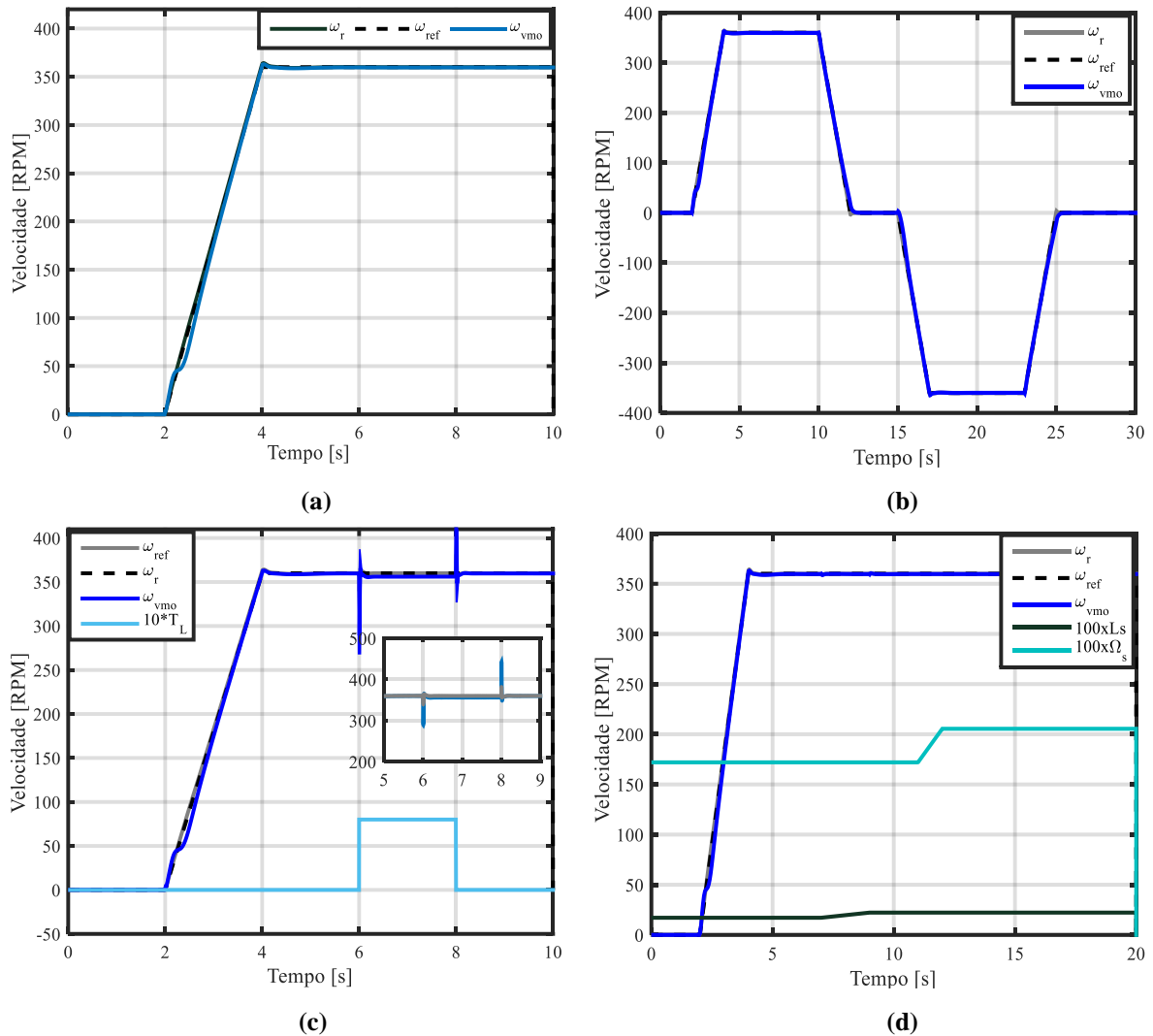


Figura 35 – Estimação de velocidade pela técnica de escorregamento: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica

Na Figura 36 é apresentado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica PLL. A Figura 36(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade convergiu para a referência. Nos instantes de tempo iniciais ocorre um pequeno desvio na velocidade estimada. Na Figura 36(b) é apresentado o comportamento da estimação de velocidade com diferentes níveis de velocidade. Na Figura 36(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8N.m no sistema e na Figura 36(d) ilustra-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica da resistência e indutância estatórica, onde pode-se perceber a baixa sensibilidade paramétrica desta técnica.

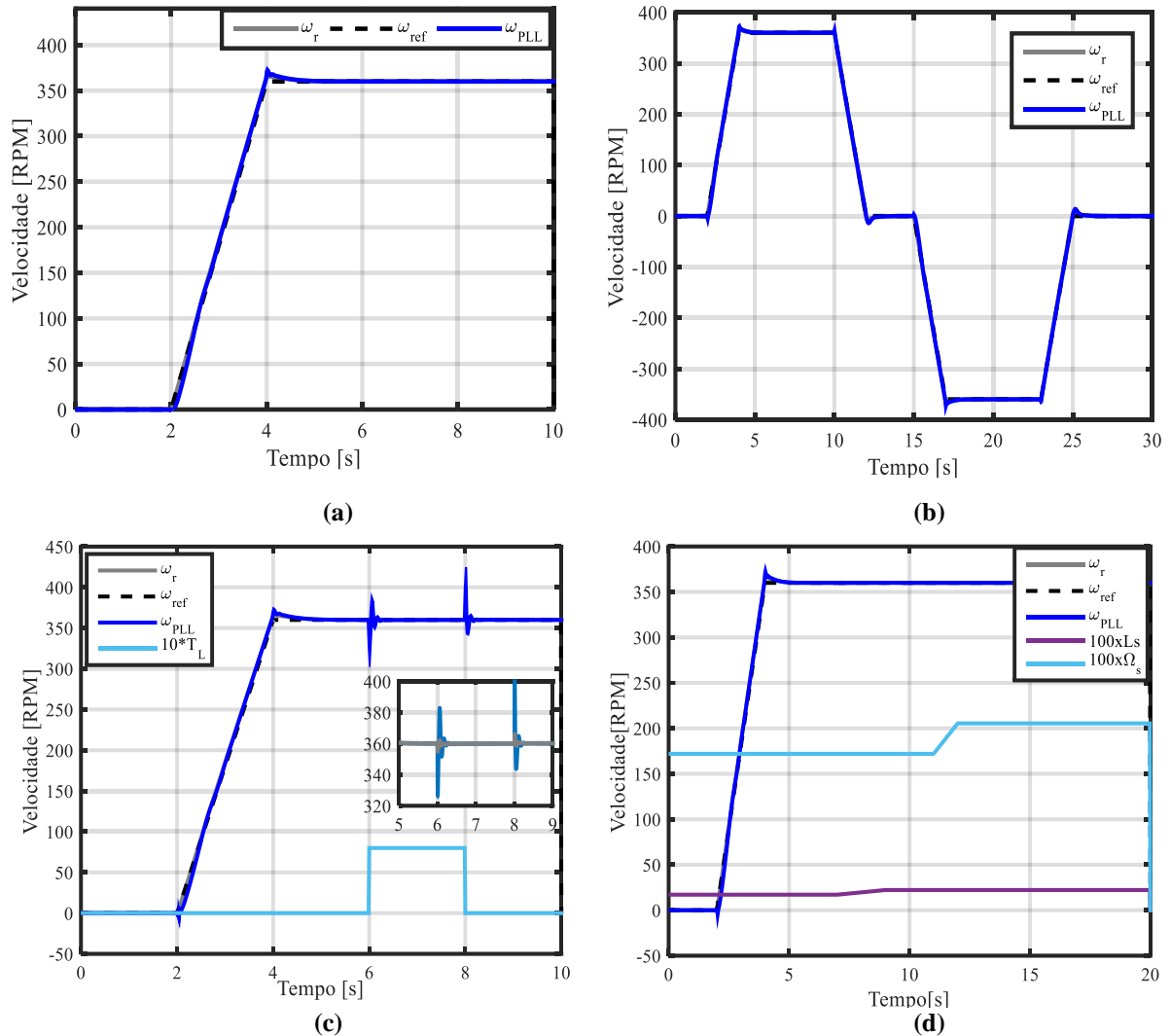


Figura 36 – Estimação de velocidade pela técnica PLL: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica

Na Figura 37 é apresentado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica MRAS - FR. A Figura 37(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade estimada convergiu para a referência. Na Figura 37(b) é apresentado o comportamento da estimação de velocidade com diferentes níveis de velocidade. Na Figura 37(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8N.m no sistema, onde pode-se perceber a alta sensibilidade com relação ao incremento de carga e na Figura 37(d) ilustra-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica da resistência e indutância estática, onde pode-se verificar que a velocidade rotórica foi para instabilidade no momento da alteração da indutância estática.

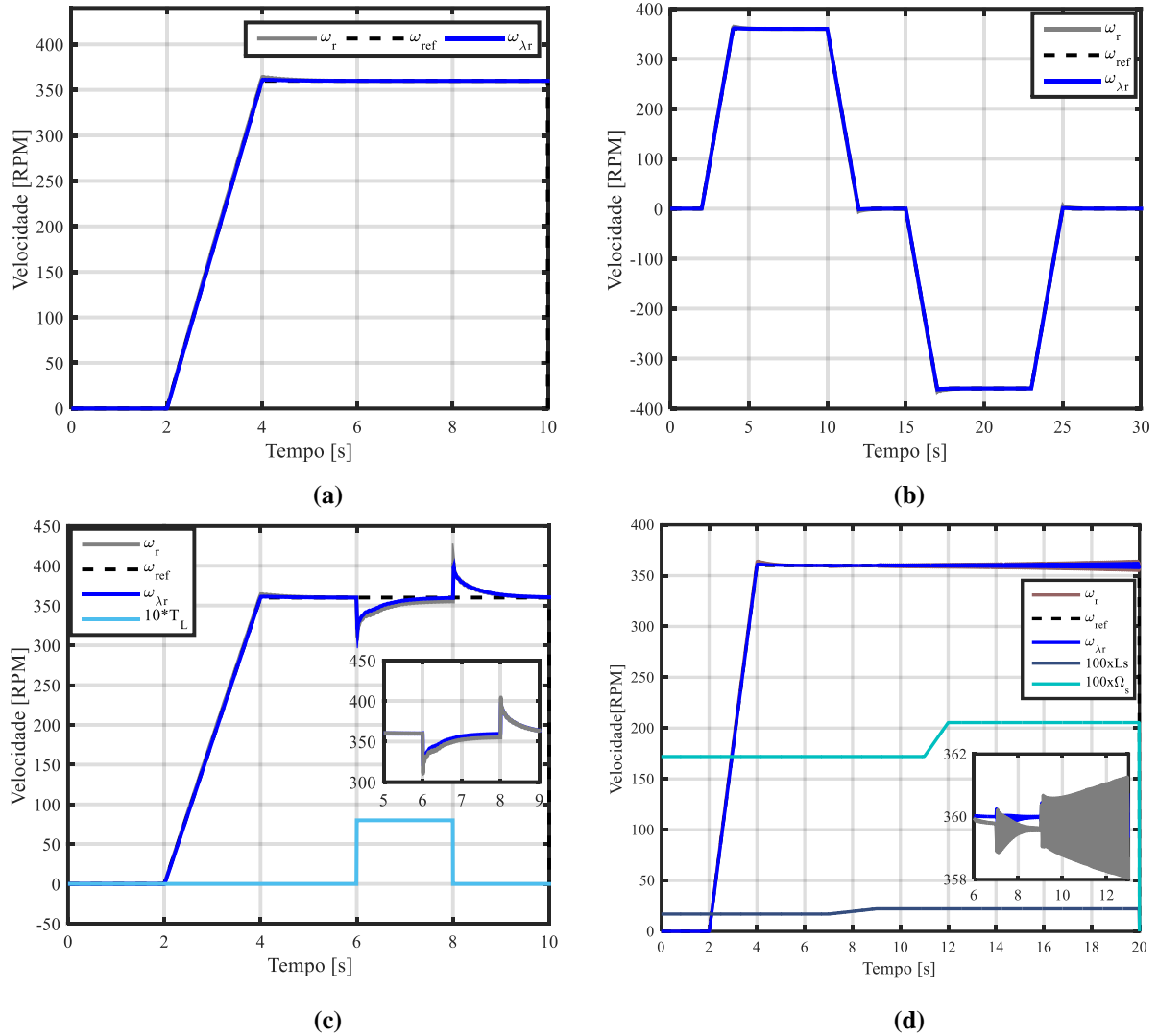


Figura 37 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – FR: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica

Na Figura 38 é apresentado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica MRAS - FCEM. A Figura 38(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade estimada convergiu para a referência. Na Figura 38(b) é apresentado o comportamento da estimação de velocidade com variação de velocidade, onde apresenta um erro considerável em baixas rotações. Na Figura 38(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8N.m no sistema, a qual observa-se a sensibilidade com relação ao incremento de carga e na Figura 38(d) ilustra-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica da resistência e indutância estática, onde pode-se analisar um pequeno distúrbio no momento da alteração da indutância estática. Porém, não levou a velocidade rotórica para instabilidade como no estimador de velocidade pelo método de fluxos rotóricos.

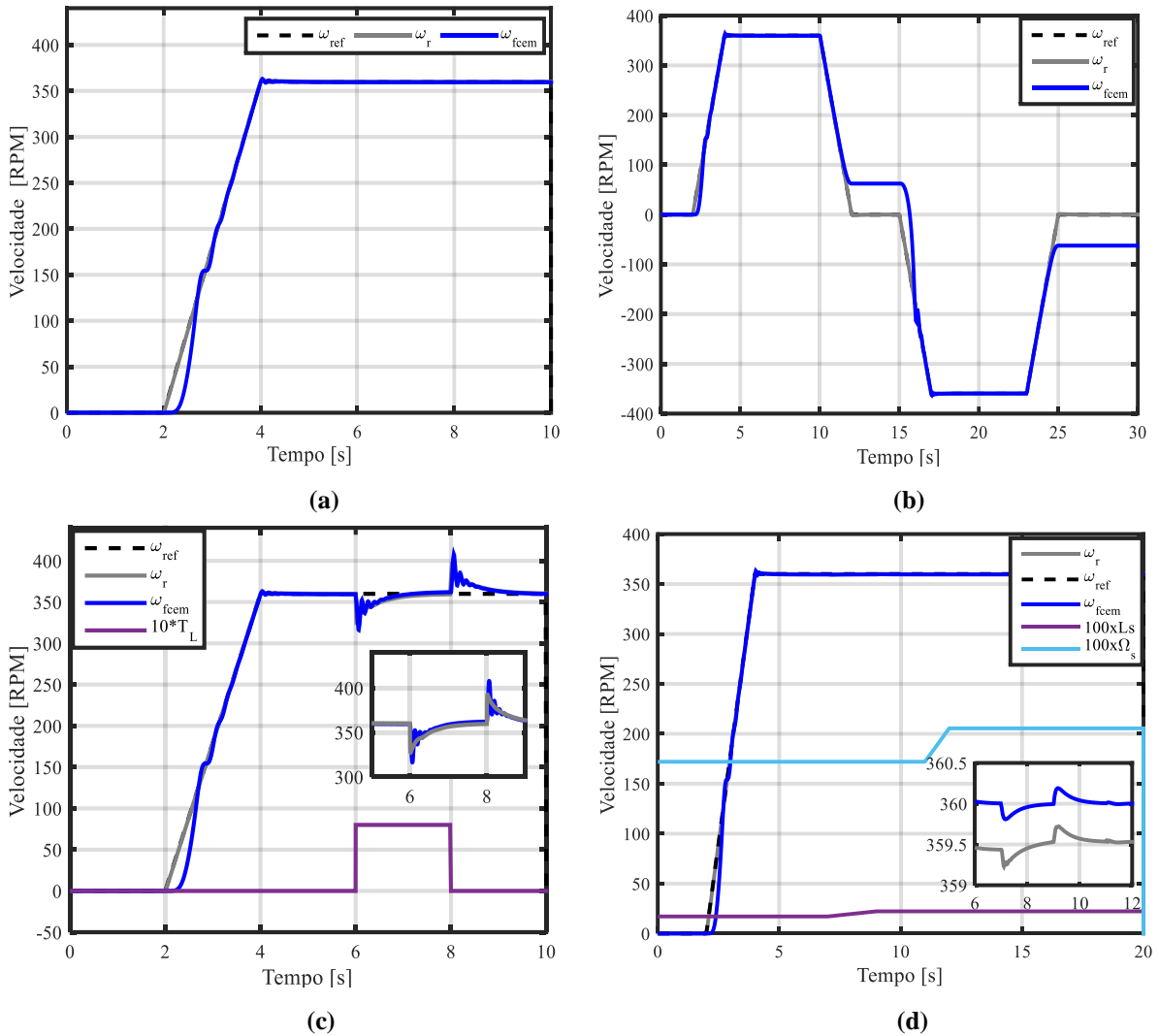


Figura 38 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – FCEM: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica

Na Figura 39 é apresentado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica MRAS - PRI. A Figura 39(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade estimada convergiu para a referência. Na Figura 39(b) é apresentado o comportamento da estimação de velocidade com diferentes níveis de velocidade, onde apresenta erro em regime. Na Figura 39(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8N.m no sistema, a qual observa-se a sensibilidade com relação ao incremento de carga e na Figura 39(d) apresenta-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica da resistência e indutância estatórica, onde pode-se analisar a instabilidade do sistema com variação desses parâmetros, sendo a indutância estatórica o parâmetro de maior influência neste estimador.

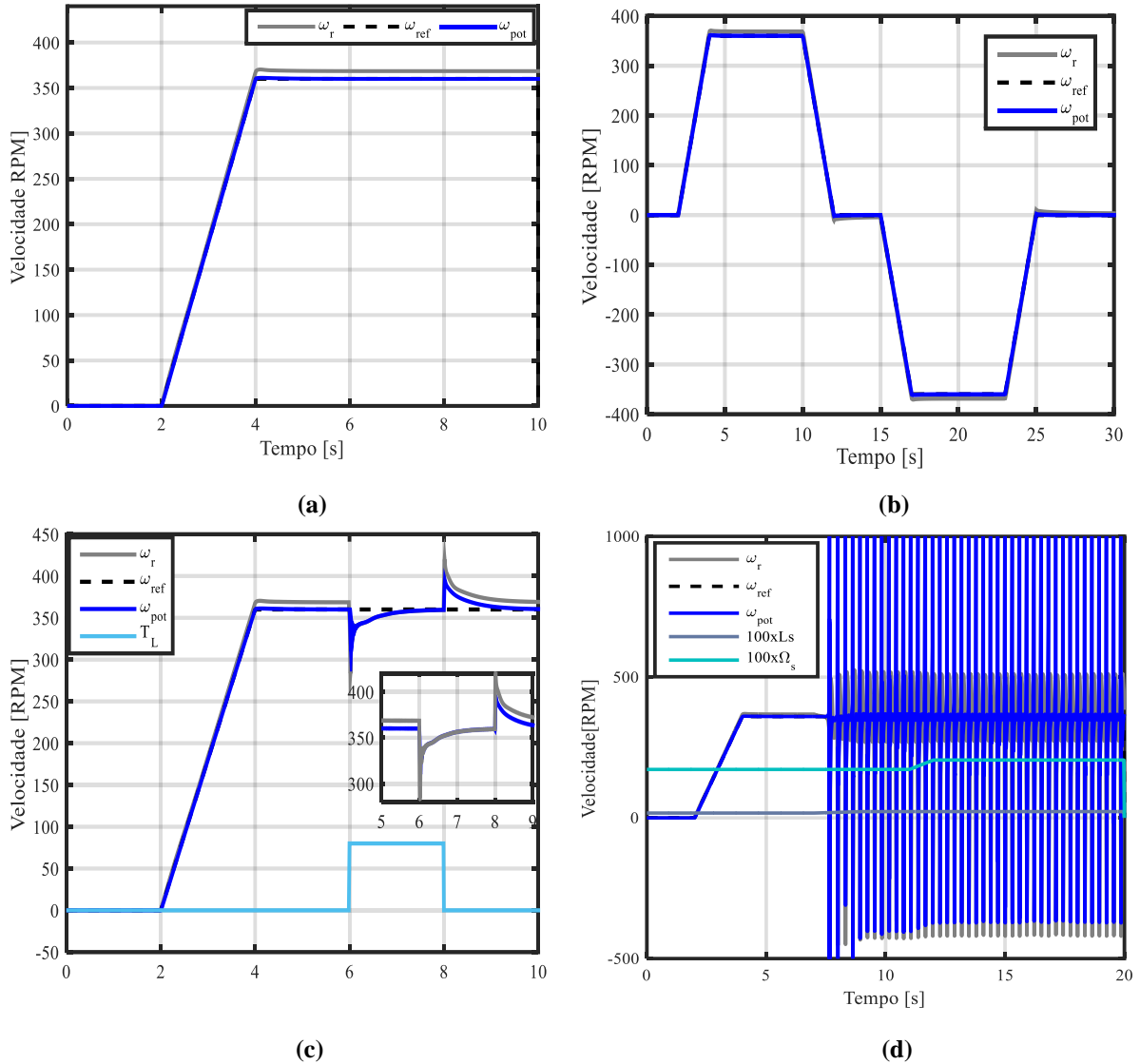


Figura 39 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – PRI: (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica

3.6 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentadas as principais técnicas de estimação de velocidade, onde foram apresentadas suas modelagens. Com o desenvolvimento do controle vetorial e a identificação de parâmetros mecânicos realizou-se a simulação do sistema em conjunto com as técnicas de estimação de velocidade.

As técnicas abordadas apresentaram sensibilidade perante os parâmetros da máquina. Na região de alta velocidade acima de 300 RPM todos os métodos baseados na *f_{cem}* apresentaram um bom desempenho, sem considerar os problemas de variação paramétrica. A

estimação de velocidade baseado em PLL apresenta bons resultados em toda faixa de velocidade, apresentando leve sensibilidade paramétrica.

Além das técnicas previamente citadas para a estimação de velocidade, na literatura diversos autores descrevem técnicas de estimação por modos deslizantes. A abordagem por modos deslizantes é considerada uma ferramenta eficaz para o projeto de controladores para plantas com dinâmicas não lineares e incertezas paramétricas. Com isso, no próximo capítulo será apresentado o desenvolvimento da estimação de velocidade por modos deslizantes ou estrutura variável.

4. OBSERVADORES EM MODOS DESLIZANTES

4.1 INTRODUÇÃO

As técnicas de controle por modos deslizantes têm sido difundidas e utilizadas desde a década de 1950. A abordagem por modos deslizantes é considerada uma ferramenta eficaz para o projeto de controladores robustos para plantas com dinâmicas não lineares e incertezas paramétricas. As principais vantagens dessa técnica estão na simplicidade de projeto, invariância com relação as características do processo e rejeição a distúrbios externos (Utkin, 1977). Com isso, tem sido utilizada para controle de processos em inúmeras aplicações como por exemplo, servomecanismos, controle de sistemas aeroespaciais, controle de máquinas elétricas, conversores estáticos, entre outros (Sabanovic, 2003).

Esta técnica consiste em um observador adaptativo por modos deslizantes, baseando-se no erro de variáveis de saída conhecidas, por exemplo, as correntes no estator. O sinal de erro é gerado a partir dos valores medidos e estimados das correntes no estator, e este deve convergir para zero através do uso de superfícies de deslizamento previamente definidas.

Este capítulo aborda o desenvolvimento dos observadores em modos deslizantes aplicados a máquinas de indução trifásicas. Os algoritmos são desenvolvidos em coordenadas estacionárias $\alpha\beta\theta$, o qual no primeiro algoritmo conhecido na literatura, contém três observadores: um de corrente estatórica, fluxo rotórico e velocidade rotórica. O segundo algoritmo proposição do trabalho, fundamenta-se em dois observadores: um de corrente estatórica e outro de velocidade rotórica, isto é possível através de manipulações matemáticas na modelagem do MIT.

4.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A técnica por modos deslizantes foi introduzida por volta dos anos 50, considerando inicialmente a análise de sistemas lineares de segunda ordem com realimentação do erro da saída e de sua derivada, onde a entrada de controle poderia assumir um entre dois valores possíveis. Entre os anos de 62 a 70, sistemas lineares de ordem superior, invariantes ou variantes no tempo, começaram a ser analisados. Em geral, os sistemas eram modelados através de sua

equação diferencial de mais alta ordem e uma única entrada ou através de seu modelo equivalente canônico controlável (Utkin, 1977).

Proposta por Utkin, uma descrição matemática genérica para os sistemas de modos deslizantes pode ser formulada como:

- Modelo no espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t, \mathbf{u}), \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n, \quad \mathbf{u} \in \mathbb{R}^m. \quad (154)$$

- Superfície de chaveamento $S(\mathbf{x})$ e ação de controle $\mathbf{u}(\mathbf{x}, t)$:

$$S(\mathbf{x}) = G\mathbf{x} \quad (155)$$

$$u_i(\mathbf{x}, t) = \begin{cases} u_i^+(\mathbf{x}, t) & \text{para } s_i(\mathbf{x}, t) > 0 \\ u_i^-(\mathbf{x}, t) & \text{para } s_i(\mathbf{x}, t) < 0 \end{cases}, \quad (156)$$

onde u_i^+ , u_i^- , s_i são funções contínuas e $i = 1, 2, \dots, m$

Um sistema de modos deslizantes é definido como um sistema não-linear, no qual cada componente do vetor de controle, descontínuo sobre uma superfície no espaço das coordenadas do sistema, pode ser igual a uma entre duas funções contínuas do vetor de estados.

A síntese do problema está na escolha dos pares de funções u_i^+ e u_i^- e das superfícies $s_i = 0$.

Estabelecer o controle em modos deslizantes conforme a equação (154), requer a especificação de m funções de chaveamento, que determinarão a dinâmica desejada do sistema:

$$s(\mathbf{x})^T = (s_1(\mathbf{x}), \dots, s_m(\mathbf{x})), \quad (157)$$

e uma ação de controle conforme a equação (156) que garanta a condição de convergência para a interseção das superfícies de chaveamento a partir de qualquer estado inicial \mathbf{x}_{0i} do sistema, em tempo finito. As condições citadas são ilustradas na Figura 40.

O projeto de um sistema de controle em modos deslizantes envolve diversos aspectos que compreendem os métodos matemáticos para a descrição do seu comportamento, a teoria de controle e conhecimentos na área de sua aplicação.

Os métodos matemáticos, usados para descrever a operação em modos deslizantes na interseção das superfícies de chaveamento e na determinação das condições que garantam sua existência, deparam-se com a descontinuidade da ação de controle, por vezes não encontrando soluções únicas para as equações diferenciais que representam o sistema.

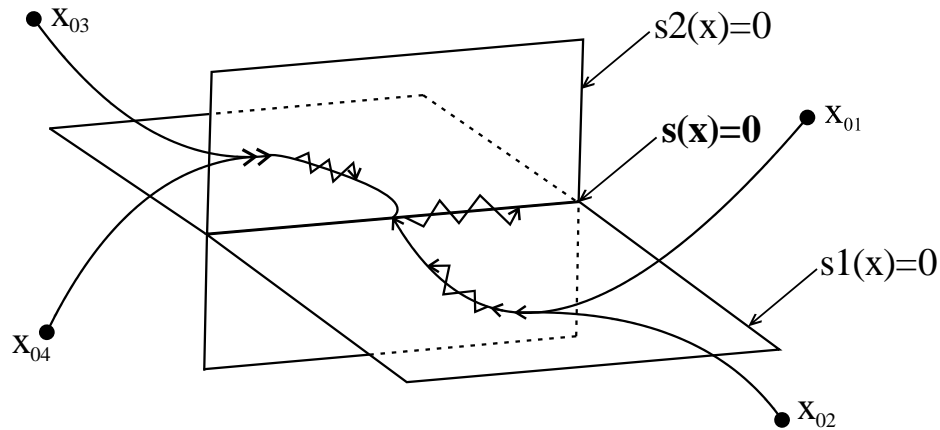


Figura 40 – Modos deslizantes na interseção das superfícies de descontinuidade

No estágio atual, alguns aspectos são determinantes para a continuidade do avanço da teoria de modos deslizantes: a existência de um método geral de projeto que permita a aplicação a sistemas complexos, sua indubitável robustez quanto às perturbações e incertezas paramétricas e o desenvolvimento das técnicas de redução do *chattering*. Devido ao chaveamento finito, a trajetória do sistema sobre a superfície oscila, e a entrada do controle muda de forma descontínua. Esta oscilação é denominada *chattering* e é indesejável, pois envolve alta atividade de controle que podem excitar as dinâmicas de alta frequência não modeladas da planta, resultando em instabilidades não previsíveis, podendo causar também ruído audível, baixa precisão de controle, gastos nos movimentos de partes mecânicas e altas perdas por calor nos circuitos de potência. As dinâmicas referem-se aos sensores e atuadores que são negligenciados no processo de modelagem do sistema. Algumas das causas para o efeito de *chattering* está relacionada com a frequência de comutação limitada devido: implementação de tempo discreto, tempo de conversão A/D e D/A, frequência de comutação finita dos componentes e intoleráveis perdas de energia. E o efeito pode ser analisado nas dinâmicas não modeladas do sistema, como apresentado na Figura 41.

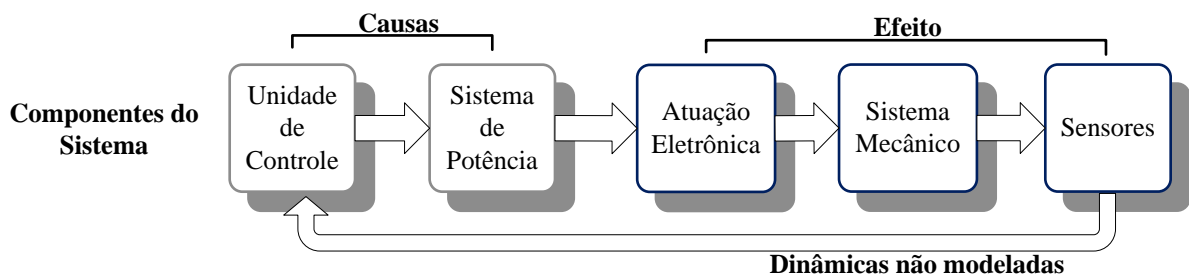


Figura 41 – Causas de vibrações *chattering*

4.3 FUNDAMENTOS SOBRE OS OBSERVADORES EM MODOS DESLIZANTES

O conceito dos observadores de estado foi inicialmente proposto por David Luenbeger (Luenberger, 1971), como uma solução aproximada para os estados não disponíveis para medições, em sistemas lineares invariantes e contínuos no tempo.

O projeto de observadores usando modos deslizantes foi apresentado por E.A.Misawa e J.K. Hedrick, em 1979, tratando o problema da observação como um caso especial de controle de estados. As superfícies de chaveamento foram definidas em função da dinâmica desejada para o erro de estimação e de forma similar ao controle em modos deslizantes, atribui-se ao erro de observação o mesmo comportamento básico dos estados no controle em modos deslizantes: determinada condição de convergência o erro deve-se direcionar para à superfície de chaveamento (Slotine, 1987).

Dado o sistema dinâmico não-linear definido a partir de

$$\frac{d}{dt}x(t) = f(x, t) + u(t), \quad (158)$$

em que $f(x, t)$ é uma função contínua de comportamento não totalmente definido, $|f(x, t)| < f_0$ e f_0 é uma constante. Com isso, a lei de controle pode ser realizada por uma função relé do erro de rastreamento $e(t) = x_{ref}(t) - x(t)$, como ilustrado na Figura 42, onde $x_{ref}(t)$ é a referência e a lei de controle $u(t)$ é dada por,

$$S(e(t)) = \text{sign}(e), \quad u_0 = \text{constante}, \quad (159)$$

$$u(t) = u_0 S(e(t)), \quad u_0 = \text{constante}. \quad (160)$$

Os valores de $e(t)$ e de sua derivada $\dot{e}(t)$ têm sinais diferentes se $u_0 > f_0 + \left| \frac{dx_{ref}}{dt} \right|$,

onde

$$\frac{d}{dt}e(t) = \frac{d}{dt}x_{ref}(t) - f(x, t) - u_0 \text{sign}(e(t)). \quad (161)$$

Com isso, significa que a amplitude do erro de rastreamento deve diminuir em uma razão de tempo limitada (Vieira, 2012).

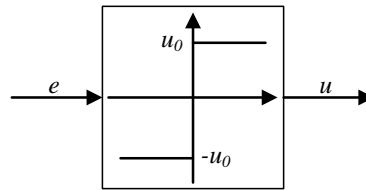


Figura 42 – Esquema de controle através do erro de rastreamento

Para garantir uma solução através de uma entrada de controle finita $u(x, t)$, considera-se inicialmente

$$|e(x)|_{t=0} = 0. \quad (162)$$

A partir da definição de uma superfície $s(\mathbf{x}, t)$ no espaço de estados R^n em função de $e(x)$, ou seja,

$$s(e(x), t) = 0, \quad (163)$$

e considerando a condição inicial dada pela equação (162), com isso $x_{ref}(t) - x(t)$ é equivalente a garantir a permanência sobre a superfície $s(\mathbf{x}, t)$ para todo $t > 0$, de tal forma que $s(\mathbf{x}, t)$ represente uma equação diferencial de solução única $x \equiv x^*$.

Uma vez que as condições de existência e convergência para os modos deslizantes foram atingidas, pode-se obter uma lei de controle que garanta que todas as trajetórias em torno da superfície de chaveamento apontem em sua direção.

Em outras palavras, a ideia exposta acima é tomar uma função bem definida para a descrição da dinâmica do erro $s(e(x), t)$ e selecionar uma entrada de controle que satisfaça a condição de convergência de tal forma que $e(x) \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$.

A concepção dos observadores em modos deslizantes consistirá na observação de uma variável de estado mensurável de tal forma que a superfície de chaveamento seja estabelecida através de seu erro de observação e assim, à medida em que o erro de observação desta variável é reduzido, o erro do sistema observado também tenderá a zero.

A implementação digital deste observador leva a oscilação de discretização. Uma possível solução para este problema consiste em introduzir no observador uma banda variável na função de erro de rastreamento, ou seja, permitir que a trajetória do sistema permaneça sobre uma região ao redor da superfície de deslizamento e não restritamente sobre a superfície.

4.3.1 Banda Variável na Função de erro de Rastreamento

Com o intuito de diminuir o erro em regime e o *chattering*, esta técnica substitui a lei de controle descontínua por uma aproximação contínua tal que a dinâmica não modelada não seja modelada (Brandtstadter, 2009).

De acordo com Brandtstadlet (2009), o *chattering* pode ser reduzido se a aproximação diminuir o ganho do observador de uma banda variável definido em torno da superfície de deslizamento dado por:

$$B(\varepsilon) = \{|x| |e(x)| < \varepsilon\}. \quad (164)$$

Com $B \in R^n$, essa função de rastreamento descontínua é aproximada por uma laço de histerese ou uma função sigmoide. Por exemplo, a função escalar conforme a equação (159) e como apresentado na Figura 42, pode ser aproximada por uma função de histerese apresentado na equação (165) e ilustrado na Figura 43.

$$\varepsilon = \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_b}\right) \Delta_{nom}, \quad (165)$$

$$z = \text{sign}(\varepsilon). \quad (166)$$

ou por uma aproximação não linear contínua apresentado na equação (167) e mostrado na Figura 44.

$$z = -u_0 \left(-0,5 + \frac{1}{1 + e^{\text{sign}(e)}} \right), \quad (167)$$

onde ω_r é a velocidade estimada ω_b velocidade base do sistema, ou seja, essa variável depende da faixa de velocidade que será realizado o acionamento e Δ_{nom} é um ganho empírico, com base nos resultados experimentais.

A teoria de controle singular pode ser utilizada para analisar a propriedade de estabilidade do sistema em malha fechada através da lei de aproximação. Usando uma função de Lyapunov apropriada, é possível verificar que o movimento do sistema desconsiderando a dinâmica não modelada é instável em uma vizinhança finita da descontinuidade da superfície, ao passo que as trajetórias convergem para esta superfície com desvios menores.

Logo, com a abordagem da solução por banda variável, o modo deslizante é observado com uma garantia de imprecisão. Se a largura da banda variável escolhida é muito grande, o ganho linear na proximidade da superfície de deslizamento torna-se menor, e o seu desempenho é reduzido.

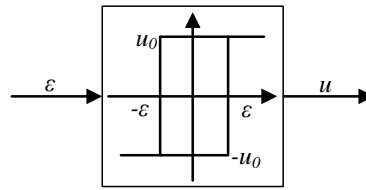


Figura 43 – Aproximação linear da função de rastreamento descontínua

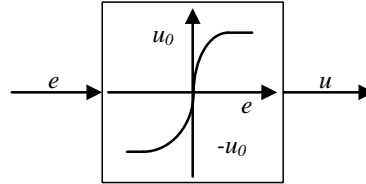


Figura 44 – Aproximação não-linear da função de rastreamento descontínua

4.4 OBSERVADORES EM MODOS DESLIZANTES APLICADOS ÀS MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS

O modelo de uma máquina de indução trifásica é apresentado no apêndice A. Nesta seção serão apresentadas novamente as equações dinâmicas das correntes estatóricas do MIT. Com base no modelo de corrente-fluxo rotórico do MIT, conforme apresenta a equação (168) é realizado a estrutura para os modos deslizantes.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{I}}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (168)$$

Na equação (150), \mathbf{I}_s são as correntes estatóricas, \mathbf{V}_s são as tensões estatóricas e λ_r são os fluxos rotóricos, todas essas variáveis são correspondentes as componentes $\alpha\beta$, conforme apresenta a equação (169).

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}, \quad \lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (169)$$

As matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} são descritas como apresenta a equação (170).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (170)$$

Com isso, substituindo a equação (170) na equação (168):

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{I}}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (171)$$

Por sua vez a equação (171) pode ser escrita conforme a equação (172).

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{I}}_s &= \mathbf{A}_{11}\mathbf{I}_s + \mathbf{A}_{12}\lambda_r + \mathbf{B}_1\mathbf{V}_s \\ \dot{\lambda}_r &= \mathbf{A}_{21}\mathbf{I}_s + \mathbf{A}_{22}\lambda_r\end{aligned}\quad (172)$$

Os elementos das matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} da equação (170) são dados, conforme

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{11} &= -\eta\mathbf{I}, \\ \mathbf{A}_{12} &= \beta\left(\tau_r^{-1}\mathbf{I} - N_{pp}\omega_r\mathbf{J}\right), \\ \mathbf{A}_{21} &= \tau_r^{-1}L_m\mathbf{I}, \\ \mathbf{A}_{22} &= \tau_r^{-1}\mathbf{I} - N_{pp}\omega_r\mathbf{J}, \\ \mathbf{B}_1 &= \frac{1}{\sigma L_s}\mathbf{I},\end{aligned}\quad (173)$$

onde estas sub-matrizes nas expressões (173) são constituídas pelas seguintes constantes.

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \\ \eta &= \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}, \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.\end{aligned}\quad (174)$$

Realizando o desenvolvimento das sub-matrizes da equação (170), tem-se:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{11} &= \begin{bmatrix} -\eta & 0 \\ 0 & -\eta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_{12} &= \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & N_{pp}\omega_r \\ -N_{pp}\omega_r & \tau_r^{-1} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_{21} &= \begin{bmatrix} \tau_r^{-1}L_m & 0 \\ 0 & \tau_r^{-1}L_m \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_{22} &= \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & -N_{pp}\omega_r \\ N_{pp}\omega_r & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix},\end{aligned}\quad (175)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}.$$

Desta forma, a matriz \mathbf{A} é apresentada na equação (176)

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \beta \tau_r^{-1} & N_{pp} \omega_r \\ 0 & -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} & -N_{pp} \omega_r & \beta \tau_r^{-1} \\ \tau_r^{-1} L_m & 0 & -\tau_r^{-1} & -N_{pp} \omega_r \\ 0 & \tau_r^{-1} L_m & N_{pp} \omega_r & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix}. \quad (176)$$

E a matriz \mathbf{B} expressa na equação (177)

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (177)$$

4.4.1 Modos Deslizantes – M.D. (I)

Este primeiro algoritmo envolvendo modos deslizantes é baseado em três observadores: fluxo rotórico, correntes estáticas e velocidade rotórica. Esta técnica consiste em observador adaptativo, baseando-se no erro de variáveis de saída conhecidas como, por exemplo, as correntes do estator. O sinal de erro é gerado a partir dos valores medidos e estimados das correntes no estator, e deve convergir para zero através do uso de superfícies de deslizamento previamente definidas. Na Figura 45 é ilustrada a estrutura destes observadores e a relação com as variáveis de estado.

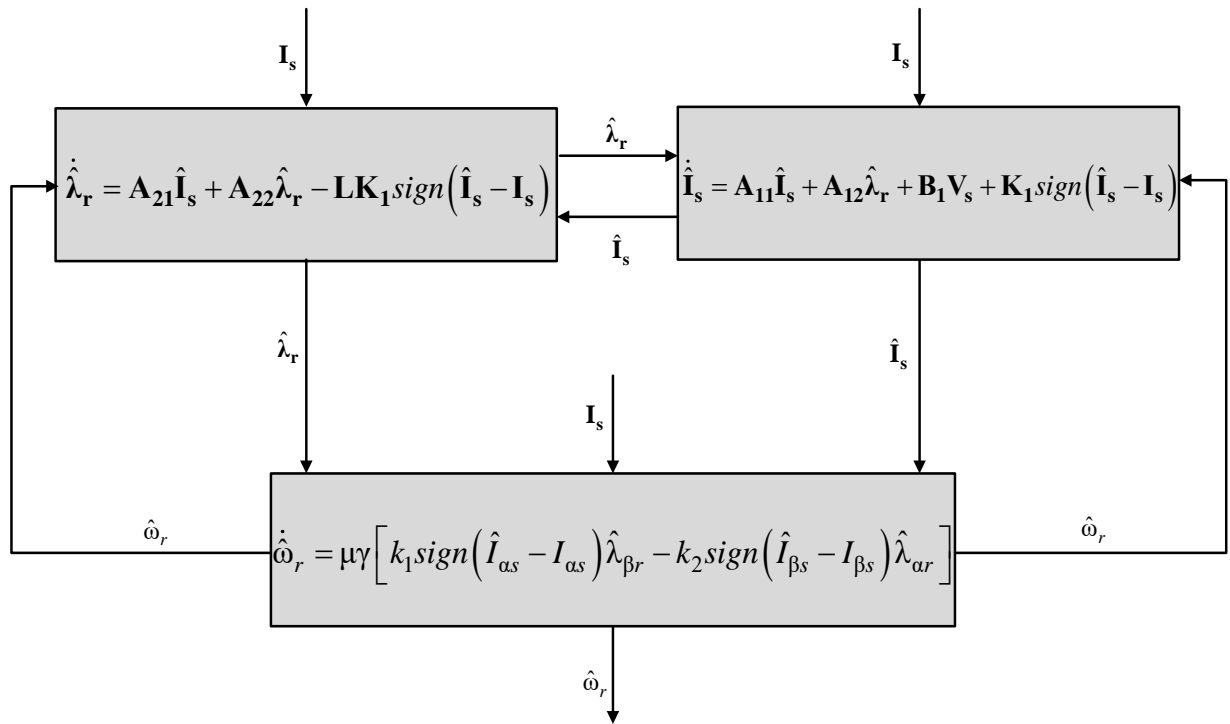


Figura 45 – Estimação da velocidade rotórica por M.D. (I)

Os estimadores de fluxo rotórico e corrente estatórica são expressos na equação (178), onde $\hat{\mathbf{x}}$ é o vetor composto pelas componentes das correntes estatóricas e do fluxo rotórico estimadas, na qual são apresentados na equação (179), a matriz \mathbf{K} são os ganhos definidos nas equações (180) e (181) e \mathbf{A} e \mathbf{B} são as matrizes definidas nas equações (176) e (177).

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{V}_s + \mathbf{K}\text{sign}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s), \quad (178)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \\ \hat{\lambda}_{\alpha r} \\ \hat{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix}, \quad (179)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 \\ -\mathbf{L}\mathbf{K}_1 \end{bmatrix}, \quad (180)$$

$$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}. \quad (181)$$

Desenvolvendo a equação (178), obtém-se a equação (182).

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{I}}}_s &= \mathbf{A}_{11}\hat{\mathbf{I}}_s + \mathbf{A}_{12}\hat{\lambda}_r + \mathbf{B}_1\mathbf{V}_s + \mathbf{K}_1\text{sign}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s), \\ \dot{\hat{\lambda}}_r &= \mathbf{A}_{21}\hat{\mathbf{I}}_s + \mathbf{A}_{22}\hat{\lambda}_r - \mathbf{L}\mathbf{K}_1\text{sign}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s).\end{aligned}\tag{182}$$

Os valores da matriz \mathbf{K}_1 são ajustados iterativamente. Para a obtenção dos coeficientes da matriz \mathbf{L} são definidos na equação (183), sendo q e γ constantes atribuídas experimentalmente.

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \frac{\sigma L_s L_r}{L_m}, \\ x &= (q-1)\varepsilon + \frac{1}{\tau_r \varepsilon}, \\ y &= \gamma \frac{\hat{\omega}_r}{\varepsilon}.\end{aligned}\tag{183}$$

Portanto a matriz \mathbf{L} é construída da seguinte forma:

$$\begin{aligned}L_{11} &= -x, \\ L_{12} &= y, \\ L_{21} &= -y, \\ L_{22} &= -x.\end{aligned}\tag{184}$$

Com a apresentação das matrizes dos sistemas e desenvolvendo a equação (182), obtém-se o sistema de equações (185) em modo contínuo.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{I}}_{\alpha s} &= -\eta \hat{I}_{\alpha s} + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\lambda}_{\alpha r} + \beta N_{pp} \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} - k_1 \text{sign}(\hat{I}_{\alpha s} - I_{\alpha s}), \\ \dot{\hat{I}}_{\beta s} &= -\eta \hat{I}_{\beta s} - \beta N_{pp} \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{\alpha r} + \frac{\beta}{\tau_r} \hat{\lambda}_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} - k_2 \text{sign}(\hat{I}_{\beta s} - I_{\beta s}), \\ \dot{\hat{\lambda}}_{\alpha r} &= \frac{L_m}{\tau_r} \hat{I}_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\lambda}_{\alpha r} - N_{pp} \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{\beta r} + l_{11} k_1 \text{sign}(\hat{I}_{\alpha s} - I_{\alpha s}) + l_{12} k_2 \text{sign}(\hat{I}_{\beta s} - I_{\beta s}), \\ \dot{\hat{\lambda}}_{\beta r} &= \frac{L_m}{\tau_r} \hat{I}_{\beta s} + N_{pp} \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{\alpha r} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\lambda}_{\beta r} + l_{21} \text{sign}(\hat{I}_{\alpha s} - I_{\alpha s}) + l_{22} \text{sign}(\hat{I}_{\beta s} - I_{\beta s}).\end{aligned}\tag{185}$$

O observador de velocidade rotórica será apresentado na sequência, pois é comum para os dois com base na técnica de modos deslizantes.

4.4.2 Modos Deslizantes – M.D. (II)

Este algoritmo baseado em modos deslizantes, difere-se do primeiro algoritmo com relação a obtenção do fluxo rotórico. Uma vez que está variável não necessita ser adaptativa, conforme apresenta o M.D (I) através da velocidade rotórica. Com isso, o fluxo rotórico será obtido pelo estator. As equações de fluxos da máquina de indução são apresentadas das equações (186) e (187).

$$\lambda_{\alpha\beta s} = L_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} + L_m \mathbf{I}_{\alpha\beta r}, \quad (186)$$

$$\lambda_{\alpha\beta r} = L_r \mathbf{I}_{\alpha\beta r} + L_m \mathbf{I}_{\alpha\beta s}. \quad (187)$$

Isolando a corrente rotórica na equação (187), tem-se:

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta r} = \frac{1}{L_r} \lambda_{\alpha\beta r} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{\alpha\beta s}. \quad (188)$$

Substituindo a equação (188) na equação (186), obtém-se a equação (189):

$$\lambda_{\alpha\beta s} = L_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} + L_m \left(\frac{1}{L_r} \lambda_{\alpha\beta r} - \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{\alpha\beta s} \right), \quad (189)$$

com o desenvolvimento da equação (189), tem-se:

$$\lambda_{\alpha\beta s} = \sigma L_s \frac{d\mathbf{I}_{\alpha\beta s}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{\alpha\beta r}. \quad (190)$$

As tensões estatóricas do MIT pode ser obtido conforme a equação (191).

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta s} = R_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta s}}{dt}. \quad (191)$$

Com a substituição da equação (190) em (191) e realizando algumas manipulações matemáticas, obtém-se o fluxo rotórico em relação as variáveis do estator. Este sistema foi modelado no referencial estacionário, ou seja, $\omega = 0$.

A equação (192) apresenta o fluxo estatórico nas coordenadas $\alpha\beta$.

$$\lambda_{\alpha\beta s} = \lambda_s \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}^T. \quad (192)$$

Substituindo a equação (192) na equação (191), tem-se:

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta s} = R_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} + \frac{d\left(\lambda_s \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}\right)}{dt}. \quad (193)$$

Resolvendo a derivada da equação (193) encontra-se o termo ω , onde o sistema é modelado no referencial estacionário, ou seja, $\omega = 0$. A equação (194) apresenta o desenvolvimento da equação (193).

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta s} = R_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{\alpha\beta r} \right). \quad (194)$$

Isolando a derivada dos fluxos rotóricos da equação (194), tem-se:

$$\frac{d\lambda_{\alpha\beta r}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(\mathbf{V}_{\alpha\beta s} - R_s \mathbf{I}_{\alpha\beta s} - \sigma L_s \frac{d\mathbf{I}_{\alpha\beta s}}{dt} \right). \quad (195)$$

Na forma de matricial a equação (195), torna-se,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \left(R_s + \frac{d}{dr} \sigma L_s \right) & 0 \\ 0 & \left(R_s + \frac{d}{dr} \sigma L_s \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (196)$$

E as correntes estatóricas são obtidas conforme a equação (197).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\eta & 0 \\ 0 & -\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} + \beta \left(\frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} - N_{pp} \hat{\omega}_r \mathbf{J} \right) \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \mathbf{I} + \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{I}_{\alpha s} - I_{\alpha s}) \\ \text{sign}(\hat{I}_{\beta s} - I_{\beta s}) \end{bmatrix} \quad (197)$$

Na Figura 46 é apresentada a estrutura para a estimação da velocidade rotórica com base no M.D (II). É possível observar as diferenças entre as estruturas M.D (I) e M.D (II) com relação ao fluxo rotórico. O M.D (I) apresenta dependência da estimação da velocidade rotórica, na qual se utiliza a técnica de modo deslizante para estimar o fluxo rotórico, sendo este o fluxo rotórico visto do rotor. No M.D (II) a obtenção do fluxo rotórico é com relação as variáveis do estator, sendo este o fluxo rotórico visto do estator.

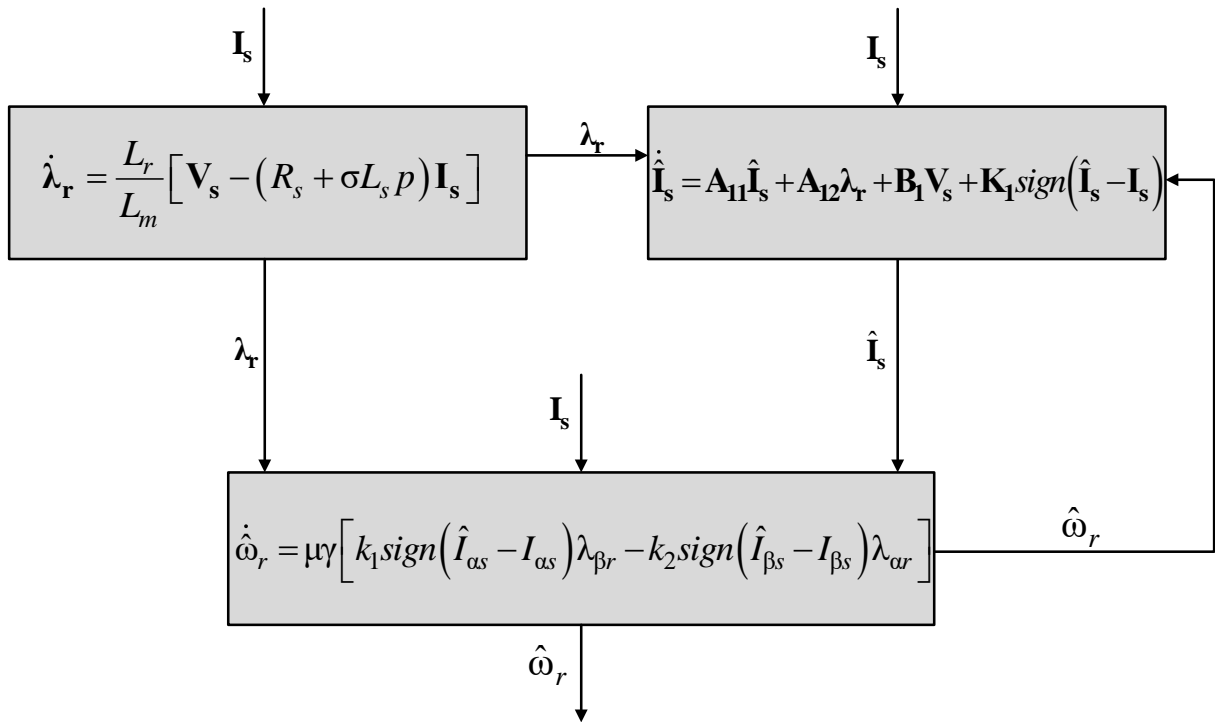


Figura 46 – Estimação da velocidade rotórica por M.D. (II)

4.5 ANÁLISE DO ERRO DOS OBSERVADORES PARA ESTIMAR A VELOCIDADE ROTÓRICA

Definindo o erro de velocidade conforme a equação (198).

$$\Delta \omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r. \quad (198)$$

Portanto,

$$\hat{\omega}_r = \Delta \omega_r + \omega_r. \quad (199)$$

Com isso as equações (170) e (173), são modificadas conforme a equação (200).

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \Delta \mathbf{A}, \quad (200)$$

onde $\Delta \mathbf{A}$ surge devido a diferença entre a velocidade real e a velocidade estimada. Portanto, a nova matriz é apresentada conforme a equação (201).

$$\Delta \mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A}. \quad (201)$$

Analisando os elementos da matriz \mathbf{A} , verifica-se que a \mathbf{A}_{11} e \mathbf{A}_{21} não dependem de $\hat{\omega}_r$. Conclui-se que

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{A}}_{11} &= \mathbf{A}_{11}, \\ \hat{\mathbf{A}}_{21} &= \mathbf{A}_{21}.\end{aligned}\tag{202}$$

Portanto, verifica-se que

$$\Delta\mathbf{A}_{11} = \Delta\mathbf{A}_{21} = 0.\tag{203}$$

Analisando o termo $\hat{\mathbf{A}}_{12}$ através da equação (199) e (201):

$$\hat{\mathbf{A}}_{12} = \beta \begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & N_{pp}(\omega_r + \Delta\omega_r) \\ -N_{pp}(\omega_r + \Delta\omega_r) & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} = \beta \left(\begin{bmatrix} \tau_r^{-1} & N_{pp}\omega_r \\ -N_{pp}\omega_r & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -N_{pp}\Delta\omega_r \\ N_{pp}\Delta\omega_r & 0 \end{bmatrix} \right).\tag{204}$$

Conclui-se, tal como esperado

$$\hat{\mathbf{A}}_{12} = \mathbf{A}_{12} + \Delta\mathbf{A}_{12},\tag{205}$$

em que

$$\Delta\mathbf{A}_{12} = \beta \begin{bmatrix} 0 & -N_{pp}\Delta\omega_r \\ N_{pp}\Delta\omega_r & 0 \end{bmatrix} = -\beta N_{pp}\omega_r \mathbf{J}.\tag{206}$$

Analogamente, para o termo $\hat{\mathbf{A}}_{22}$:

$$\hat{\mathbf{A}}_{22} = \begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & N_{pp}(\omega_r + \Delta\omega_r) \\ -N_{pp}(\omega_r + \Delta\omega_r) & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} -\tau_r^{-1} & N_{pp}\omega_r \\ -N_{pp}\omega_r & -\tau_r^{-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & N_{pp}\Delta\omega_r \\ -N_{pp}\Delta\omega_r & 0 \end{bmatrix} \right).\tag{207}$$

Conclui-se, tal como esperado

$$\hat{\mathbf{A}}_{22} = \mathbf{A}_{22} + \Delta\mathbf{A}_{22},\tag{208}$$

onde

$$\Delta\mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} 0 & N_{pp}\Delta\omega_r \\ -N_{pp}\Delta\omega_r & 0 \end{bmatrix} = N_{pp}\omega_r \mathbf{J}.\tag{209}$$

Finalmente, a matriz $\Delta\mathbf{A}$ tem o seguinte formato.

$$\Delta\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A}_{11} & \Delta\mathbf{A}_{12} \\ \Delta\mathbf{A}_{21} & \Delta\mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\beta N_{pp}\omega_r \mathbf{J} \\ 0 & -N_{pp}\omega_r \mathbf{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\beta N_{pp}\omega_r \\ 0 & 0 & -\beta N_{pp}\omega_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N_{pp}\omega_r \\ 0 & 0 & -N_{pp}\omega_r & 0 \end{bmatrix}.\tag{210}$$

Definindo os erros do sistema, tem-se a equação (211).

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_i &= \hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s, \\ \mathbf{e}_\lambda &= \hat{\boldsymbol{\lambda}}_r - \boldsymbol{\lambda}_r.\end{aligned}\quad (211)$$

Para implementar o modo deslizante a seguinte condição na equação (212) deve ser satisfeita.

$$\mathbf{e}_i = \frac{d}{dt} \mathbf{e}_i = 0. \quad (212)$$

A velocidade rotórica é apresentada na equação (213). A velocidade é obtida através da teoria de estabilidade de Lyapunov. A análise de estabilidade pode ser obtida em Ghanes e Zheng (2009).

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \mu\gamma \left[k_{11} \text{sign}(\hat{I}_{\alpha s} - I_{\alpha s}) \lambda_{\beta r} - k_{22} \text{sign}(\hat{I}_{\beta s} - I_{\beta s}) \lambda_{\alpha r} \right]. \quad (213)$$

4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações mostram o comportamento dos observadores, tais como fluxo rotórico, correntes estatóricas e velocidade rotórica. Também é realizado a avaliação do estimador por modos deslizantes, com rampa de velocidade, inversão de velocidade, inserção de carga e variação paramétrica. As simulações para a técnica de modo deslizantes, tanto no M.D. (I) como no M.D. (II) foram realizadas as mesmas condições de simulação que as técnicas apresentadas no capítulo 3.

Na Figura 47 é apresentado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica de M.D. (I). A Figura 47(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade convergiu para a referência de 200 RPM. Na Figura 46(b) é apresentado o comportamento da estimação de velocidade com inversão de velocidade. Na Figura 47(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8 N.m no sistema, onde observa-se a dinâmica do sistema com a entrada de carga e na Figura 47(d) ilustra-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica da resistência e indutância estatórica, onde pode-se analisar uma oscilação no momento da alteração da indutância estatórica, no instante de 8s e alteração de resistência estatórica em 12s. Os valores dos parâmetros da máquina foram alterados em 50% de seu valor operando em regime nominal de funcionamento.

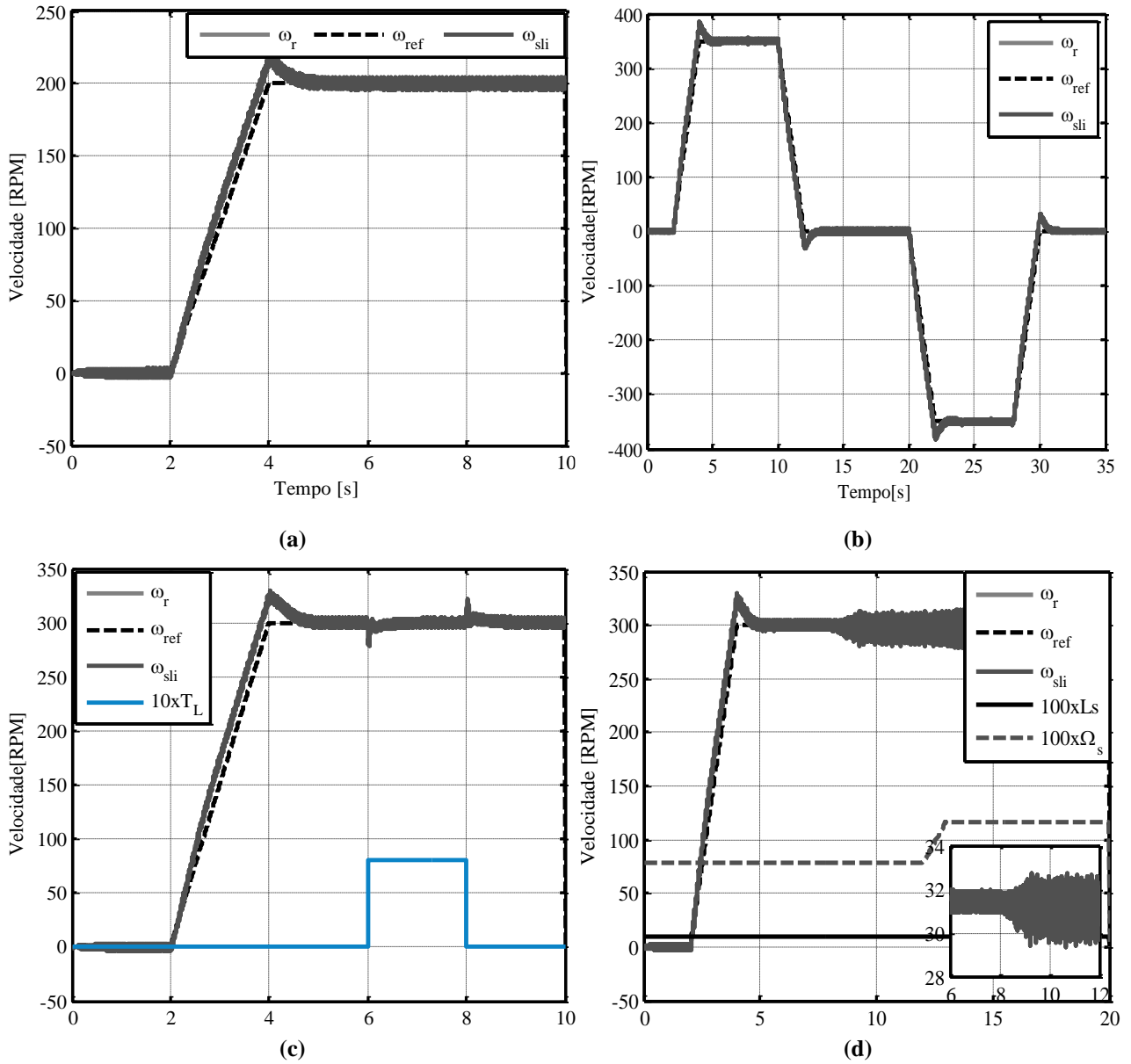


Figura 47 – Estimação de velocidade pela técnica M.D. (I) (a) estimação de velocidade, (b) variação com inversão de velocidade (c) inserção de carga e (d) variação paramétrica

Na Figura 48 é ilustrado as correntes estáticas obtidas através do observador de corrente, com base na técnica de modo deslizante. E na Figura 49 é apresentado o resultado do observador de fluxo rotórico. Os resultados foram obtidos para uma velocidade de referência de 300 RPM.

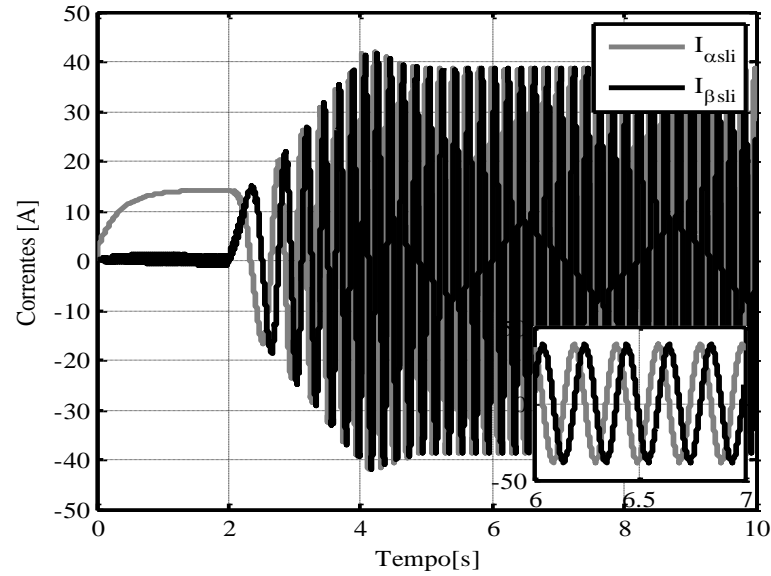


Figura 48 – Correntes estatóricas obtidas por M.D. (I)

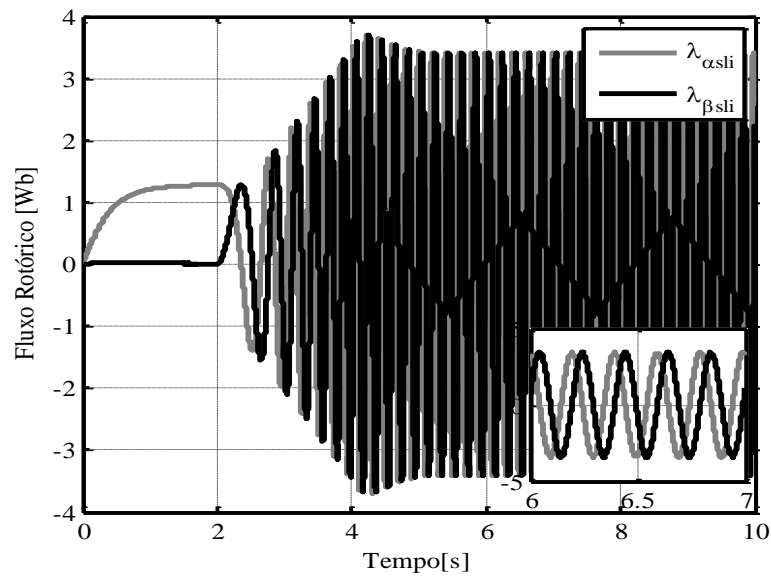


Figura 49 – Fluxos rotóricos obtidos por M.D. (I)

Na Figura 50 é apresentado o comportamento da estimação de velocidade através da técnica de M.D. (II). A Figura 50(a) apresenta a estimação de velocidade, onde pode-se observar que a velocidade convergiu para a referência de 200 RPM. Na Figura 50(b) é apresentado o comportamento da estimação de velocidade com inversão de velocidade. Na Figura 50(c) é realizado a inserção de torque de carga de 8 N.m no sistema, cujo a qual observa-se a dinâmica do sistema com a entrada de carga e na Figura 50(d) ilustra-se o desempenho do estimador de velocidade com variação paramétrica da resistência e indutância estatórica, onde pode-se analisar uma oscilação no momento da alteração da indutância estatórica, no instante

de 8s e alteração de resistência estática em 12s. Os valores dos parâmetros da máquina foram alterados em 50% de seu valor operando em regime nominal de funcionamento.

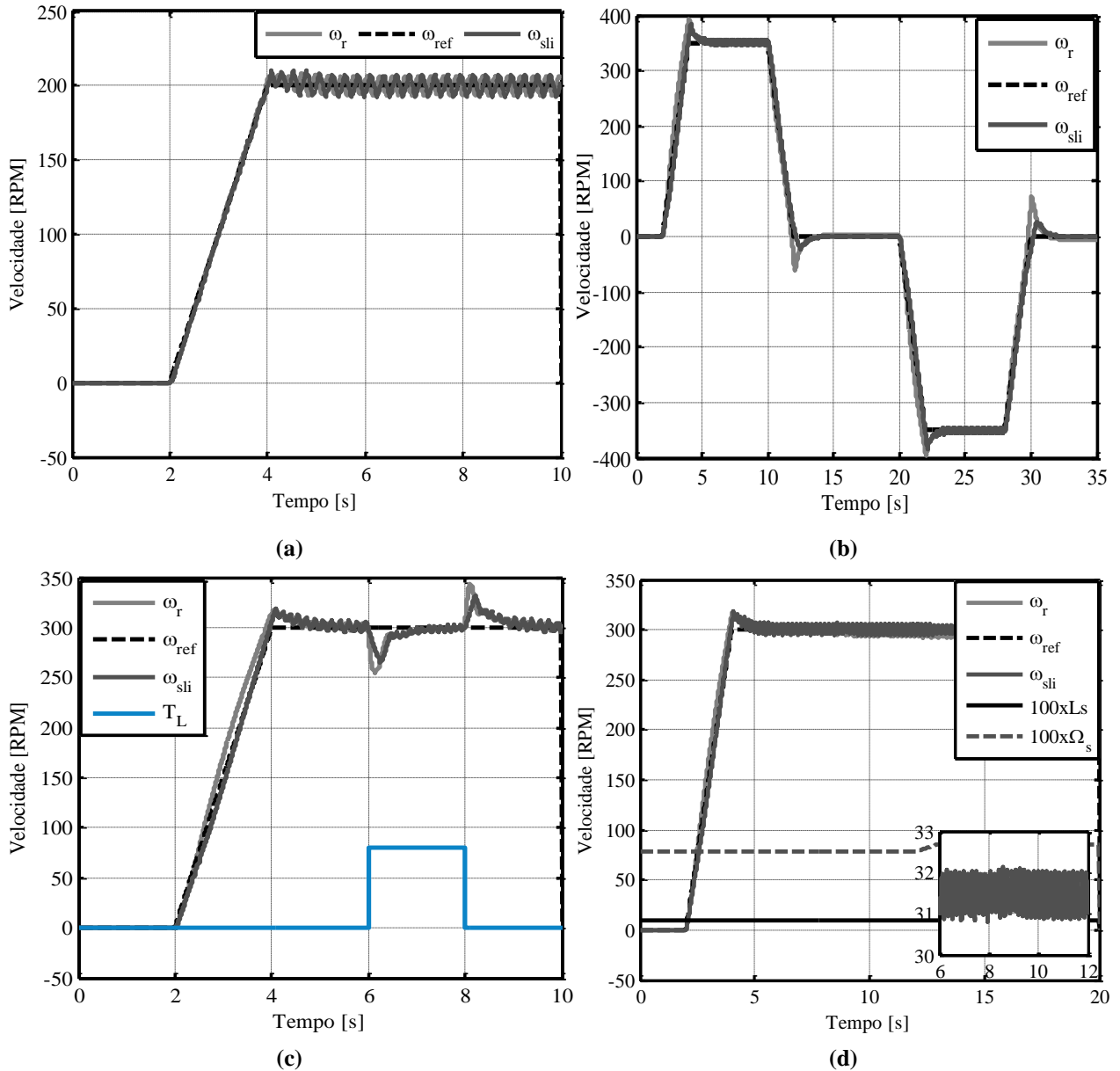


Figura 50 – Fluxos rotóricos obtidos por M.D. (II)

Na Figura 51 é ilustrado as correntes estáticas obtidas através do observador de corrente, com base na técnica de M.D. (II). E na Figura 52 é apresentado o resultado do fluxo rotórico através da equação (192). Os resultados foram obtidos para uma velocidade de referência de 300 RPM.

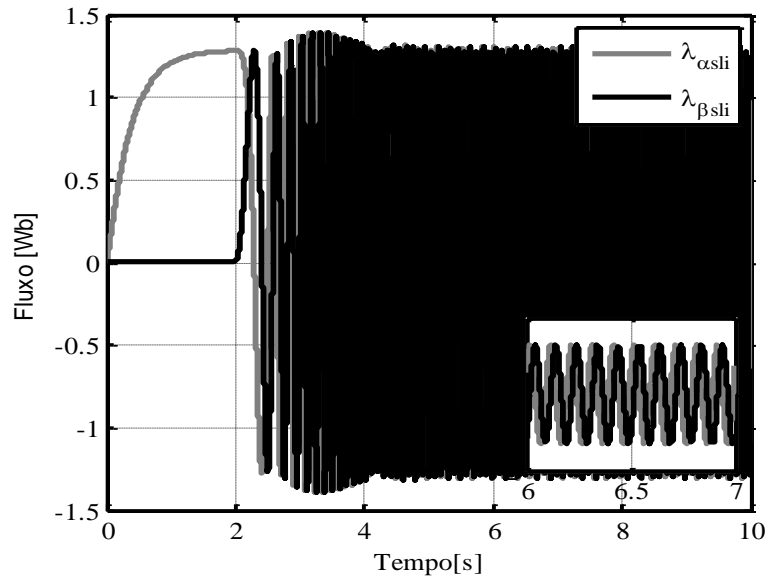


Figura 51 – Correntes estáticas obtidas por M.D. (II)

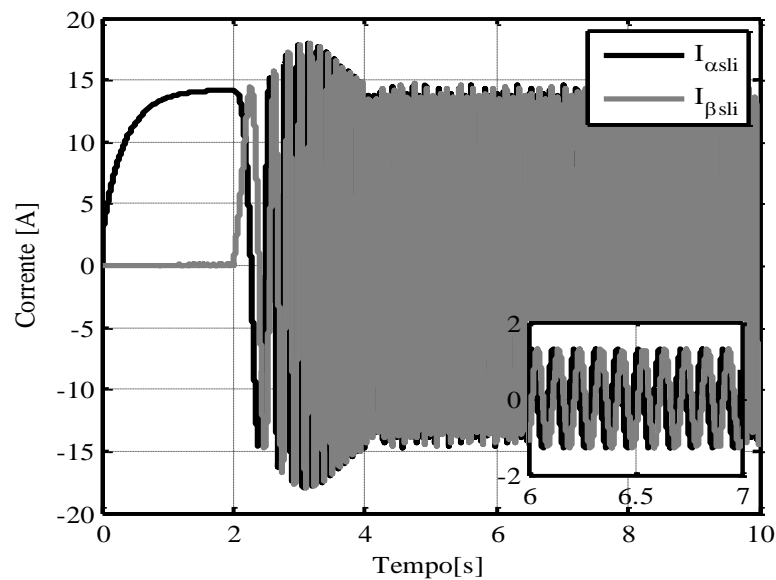


Figura 52 – Fluxos Rotóricos obtidos pela modelagem do MIT

4.7 ANÁLISE COMPARATIVA DAS TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO

Com os resultados obtidos em simulação obtidos no capítulo 3 e 4, pode-se realizar uma análise qualitativa das técnicas abordadas no trabalho. Com isso, na Tabela 3 é apresentado a comparação das técnicas, analisando o comportamento do sistema em variação de velocidade, inserção de carga, variação paramétrica, transitório e regime permanente. A Classificação das técnicas segue da seguinte forma: (1) Muito Ruim, (2) Ruim, (3) Razoável, (4) Bom e (5) Muito Bom.

Tabela 3 – Análise comparativa das técnicas simuladas

Técnicas	Níveis de Velocidade	Inserção de Carga	Varição Paramétrica	Transitório	Regime Permanente
Escorregamento	4	4	2	2	5
PLL	5	5	5	4	5
MRAS – FR	3	2	3	3	4
MRAS – FCEM	2	3	3	2	4
MRAS – PRI	4	3	1	4	3
M.D. (I)	4	4	3	3	3
M.D. (II)	4	3	4	3	3

4.8 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados e desenvolvidos algoritmos de estimação de velocidade rotórica baseados em observadores por modos deslizantes em tempo contínuo aplicado à máquina de indução. Inicialmente foi apresentado M.D. (I) utilizado na literatura, onde necessita de dois observadores (corrente e fluxo rotórico) para observar a velocidade rotórica. O M.D. (II) foi desenvolvido com base na modelagem da máquina de indução, necessitando de apenas um observador (corrente) para obter a velocidade rotórica.

Para efeito de comparação com as demais técnicas apresentadas no capítulo 3 foram realizadas as mesmas condições de simulação, cujo a qual são: rampa de velocidade, inversão de velocidade, inserção de carga e variação paramétrica.

5. DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA E ANÁLISE EXPERIMENTAL

5.1 INTRODUÇÃO

Para análise e validação da técnica de controle IFOC, em conjunto com as técnicas de estimação de velocidade são de fundamental importância a obtenção de resultados experimentais. Com isso, faz-se necessário uma bancada de testes que permita o acionamento do MIT com versatilidade e que possibilite a implementação e manipulação dos algoritmos de controle.

Para a obtenção dos resultados experimentais, os algoritmos utilizados em simulação foram codificados em linguagem C para serem utilizados na programação de um ambiente computadorizado. Desta forma, um dos objetivos deste trabalho é contribuir para a validação experimental de diversos métodos de estimação de velocidade.

5.2 DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA

Na Figura 53 é apresentado os painéis desenvolvidos, o qual pode ser subdividido em: energização da plataforma, acionamento, filtro indutivo, retificador CA/CC/CA, transdutores de corrente, transdutores de tensão, condicionamentos de sinais, aquisição de velocidade, condicionamento do PWM, resistores, fonte de alimentação e processador. A plataforma de acionamentos de máquinas elétricas é separada em dois painéis, na qual o painel maior contém os dispositivos de potência e o painel menor contém a instrumentação e a unidade de controle. Estes elementos foram assim dispostos considerando diversos fatores, desde a ventilação, terminais de alimentação até a interferência eletromagnética proveniente do próprio sistema.

Na Tabela 4 é apresentada os componentes do acionamento, conforme mostrado a numeração dos equipamentos na plataforma da Figura 53.

Tabela 4 – Componentes da plataforma de acionamentos de máquinas elétricas

<i>1</i>	Energização da Plataforma	<i>6</i>	Transdutor de Tensão	<i>11</i>	Aquisição de Velocidade
<i>2</i>	Acionamento	<i>7</i>	IGBT	<i>12</i>	Processador
<i>3</i>	Filtro Indutivo	<i>8</i>	Condicionamento PWM	<i>13</i>	Condicionamentos de Sinais
<i>4</i>	Retificador CA/CC/CA	<i>9</i>	Resistores	<i>14</i>	Motor de Indução Trifásico
<i>5</i>	Transdutor de Corrente	<i>10</i>	Fonte de Alimentação	<i>15</i>	Gerador PMSG

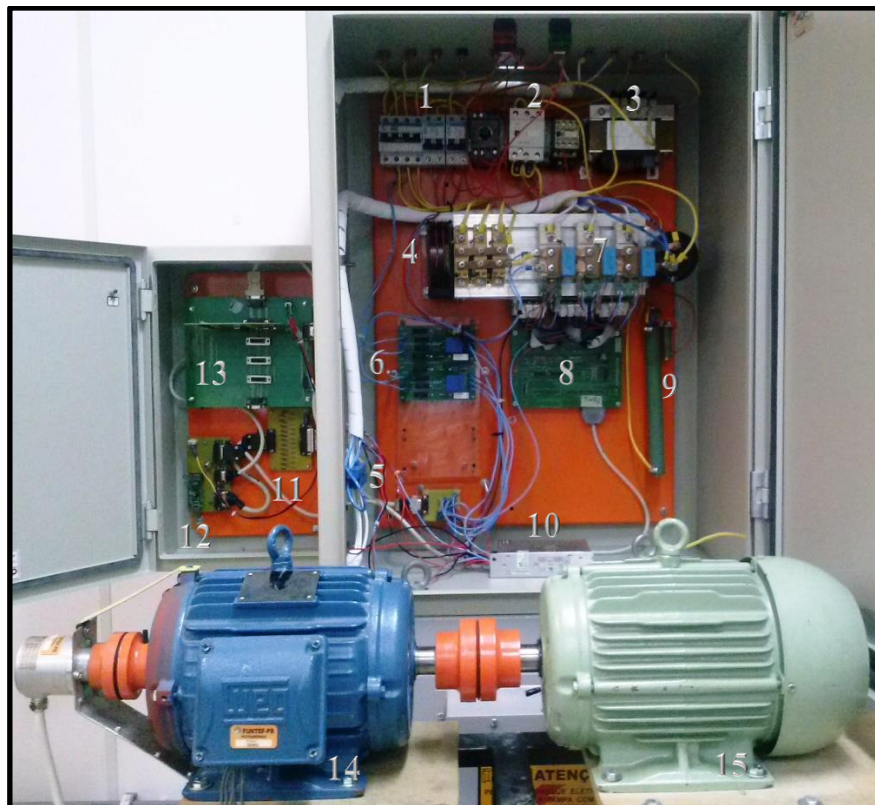


Figura 53 – Plataforma de Acionamentos de Máquinas Elétricas

5.2.1 Proteção e Energização

A energização da plataforma de acionamento é realizada a partir de um transformador de 10kVA, 220/220V, sendo responsável em isolar a rede elétrica do experimento. Um disjuntor de 32A é utilizado para a proteção do barramento CC e um disjuntor de 10A é usado na alimentação da fonte de alimentação CC. O capacitor acoplado ao barramento CC é carregado a partir de um relé de tempo, dois contatores e um resistor de 100Ω/200W. Com isso, o capacitor está associado em série com o resistor e após 2s o contator é acionado,

desabilitando o resistor do sistema e energizando o barramento CC com tensão retificada da rede elétrica. Quando o sistema é desligado um resistor de $1800\Omega/20W$ é associado em paralelo para descarregar o capacitor. A alimentação do sistema eletrônico é realizada por uma fonte tripla LRI-Q30c de 100W. As tensões utilizadas são de +15V, -15V, +5V e um sinal COM.

5.2.2 Retificação e Barramento CC

A retificação CA/CC não é controlada, sendo composta de três módulos contendo dois diodos SKKH42/08E da Semikron. Portanto, assim que o disjuntor é acionado o barramento CC é alimentado. Os dispositivos semicondutores estão dispostos sobre um dissipador de calor, a qual encontra-se conectado com um ventilador. O barramento CC possui um filtro composto de um indutor de 2mH e um capacitor 4700 $\mu F/450V$, responsáveis em filtrar e manter a tensão do barramento constante.

5.2.3 Módulos e Sensores

A conversão da tensão CC/CA é realizada a partir de três módulos de dois IGBT fabricado pela Semikron modelo SKM75GB063D, disparados pelos drives SKHI22AR. Os drives isolam eletricamente os gatilhos dos sinais de controle provenientes da placa de pré-drive compostas por CI tipo *buffer* não inversores SN7407. Estes componentes amplificam os sinais de 3,3V oriundas do processador para 15V, sendo necessário para acionar o drive.

Para as medições das correntes estatóricas e da tensão do barramento CC, são utilizados sensores de efeito Hall. Os sensores de corrente são do modelo LA55-P, medindo uma variação de até 50A eficaz com precisão de $\pm 0,65\%$ e os sensores de tensão são do modelo LV25-600, medindo até 600V eficaz, com precisão $\pm 0,8\%$. As leituras realizadas pelos sensores necessitam ser amplificadas e condicionadas, para que as medições sejam compatíveis com os níveis de leitura do conversor A/D do processador digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processor*).

A leitura da velocidade é realizada através do encoder da marca Hengstler modelo AC-58, este equipamento gera um sinal de 12 bits, com saída em código *gray*, alimentado em

15V. Mas, para este sistema de acionamento utiliza-se apenas um bit, obtendo a velocidade pelo modo de captura do DSP.

5.2.4 Unidade de Controle

Os algoritmos de controle foram implementados no DSP Piccolo – TMS320F28069 da *Texas Instruments*. Uma placa de acoplamento é desenvolvida para interface com os sinais de entrada e saída do DSP. A linguagem de programação em C foi utilizada através do *software Code Composer Studio*. O Piccolo é um dispositivo robusto, para aplicações em tempo real, otimizado para operações matemáticas. Com frequência de operação de 90MHz (ciclo de *clock* 11,1 ns), processamento em ponto flutuante, 128 KB de memória *flash* e 100KB de RAM, 12 canais A/D e 32 pinos de I/O.

Na Figura 54 é apresentado o módulo do controlador microprocessado, contendo o controle vetorial IFOC e a estimação de velocidade. As correntes (i_a , i_b e i_c) são as correntes trifásicas que alimentam o motor. Com a realização da transformada de Park é possível obter as correntes I_{ds} e I_{qs} , onde obtém-se a estimação do fluxo rotórico. O fluxo de referência é configurado para ser o fluxo nominal da máquina. Através do algoritmo implementado no DSP é possível escolher qual técnica estimará a velocidade rotórica. Contudo, a velocidade no eixo é medida pelo dispositivo *encoder* para efeito de comparação com as técnicas de estimação de velocidade.

Para a implementação da unidade de controle no DSP foi criado um algoritmo conforme apresentado no fluxograma da Figura 55, apresentando as sequências das rotinas executadas para a obtenção dos resultados experimentais. A frequência de discretização das rotinas de controle e de estimação é de 6 kHz, assim como da atualização dos sinais de PWM. O valor da frequência de estimação foi escolhido para atender o critério de Nyquist, considerando a frequência máxima de acionamento de 60 Hz (nominal da máquina).

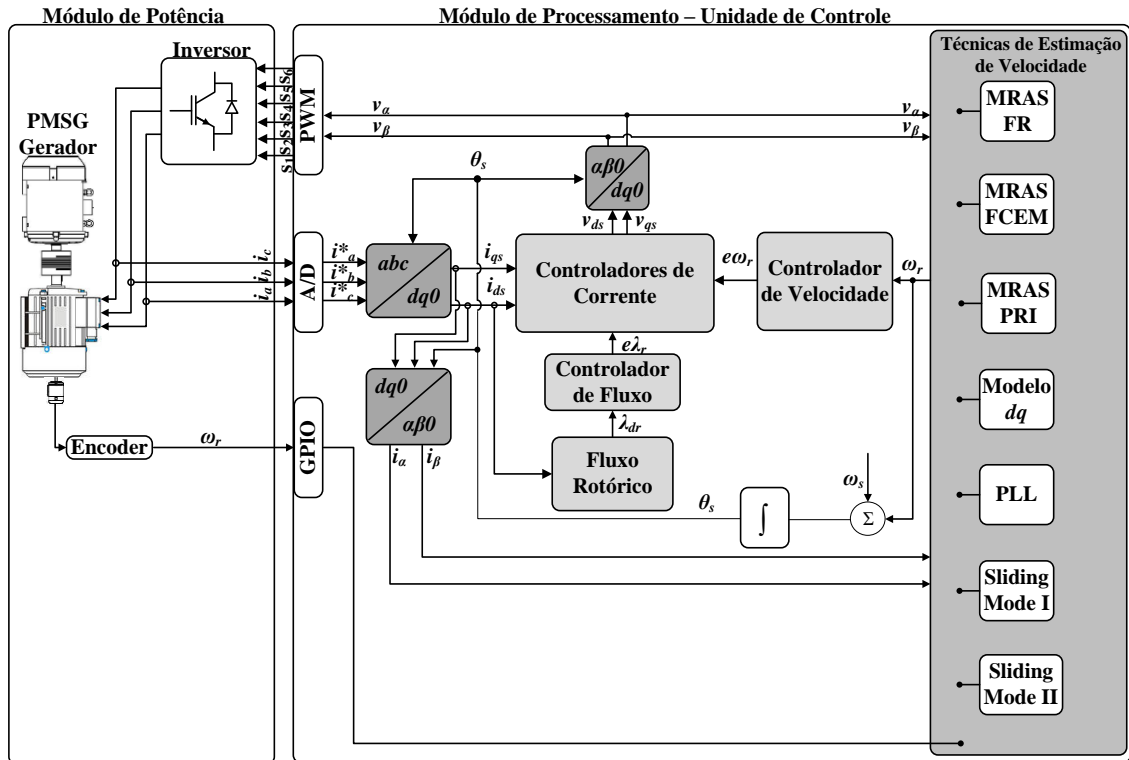


Figura 54 – Diagrama de blocos da unidade de controle

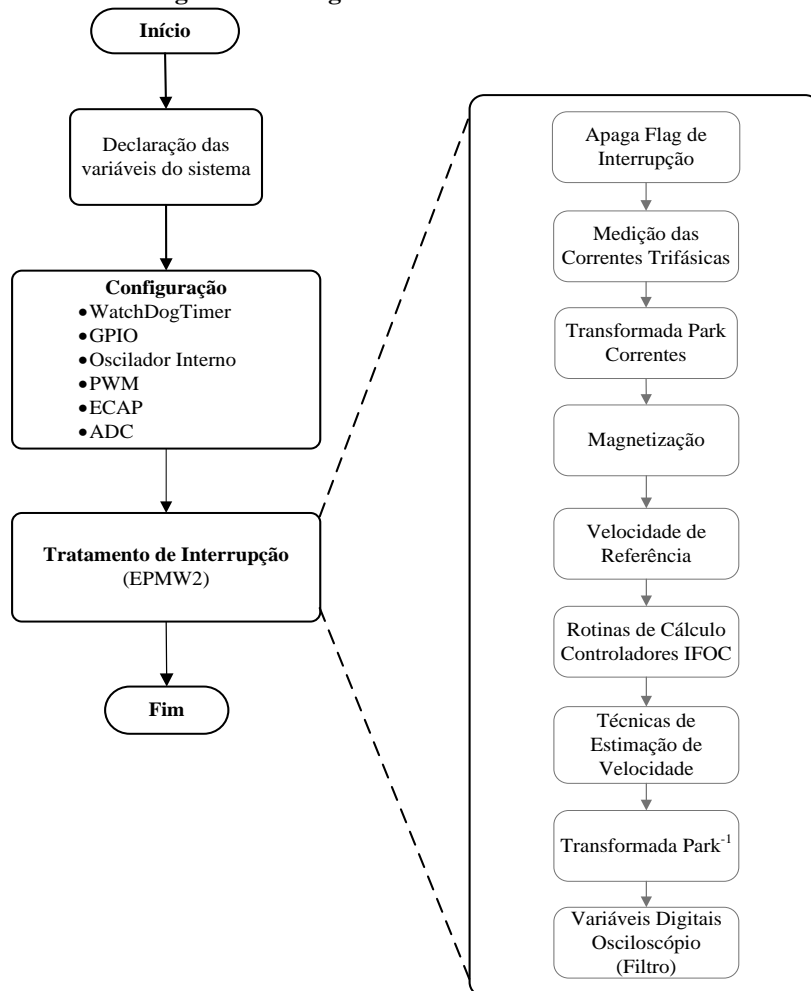


Figura 55 – Fluxograma das rotinas implementadas no DSP

5.3 ANÁLISE DO CONTROLADOR IFOC

Para a verificação experimental da técnica de controle por orientação indireta no campo apresentada no capítulo 2, foram realizados resultados experimentais. Na Figura 2 é apresentado o diagrama de blocos do sistema implementado. Os projetos dos controladores PI são apresentados no capítulo 2. Na Tabela 5 são mostrados os ganhos experimentais, após serem projetados foram realizados ajustes para melhor desempenho desses controladores.

Os ganhos experimentais são menores comparados com os ganhos utilizados em simulação. Na prática, as medições das correntes apresentam ruídos significativos, na qual são minimizados através de filtros passa baixa de primeira ordem, analógicos e digitais, com isso os ganhos projetados são modificados.

Tabela 5 – Ganhos dos controladores PI para aplicação experimental

Controlador	Ganho Proporcional	Ganho Integral
	K_p	K_i
Corrente i_{ds}	5	15
Corrente i_{qs}	5	15
Fluxo Rotórico	4	12
Velocidade	0,3	0,1

No algoritmo dos controladores, foi estabelecido limites para os sinais de controle. As ações de controle sem limitações podem ocasionar sinais de controle acima dos níveis desejados. As medições das variáveis geradas durante a execução do código são realizadas através de duas saídas de PWM, na qual é projetado um filtro de primeira ordem para visualização no osciloscópio.

Na Figura 56 é ilustrado a resposta de velocidade do sistema ω_r para uma referência de velocidade ω_{ref} do tipo rampa de 75 RPM/s, sendo imposta uma velocidade de referência de 300 RPM. Com isso, verifica-se o bom desempenho do controlador, com erro nulo em regime, sendo uma das características do controlador PI.

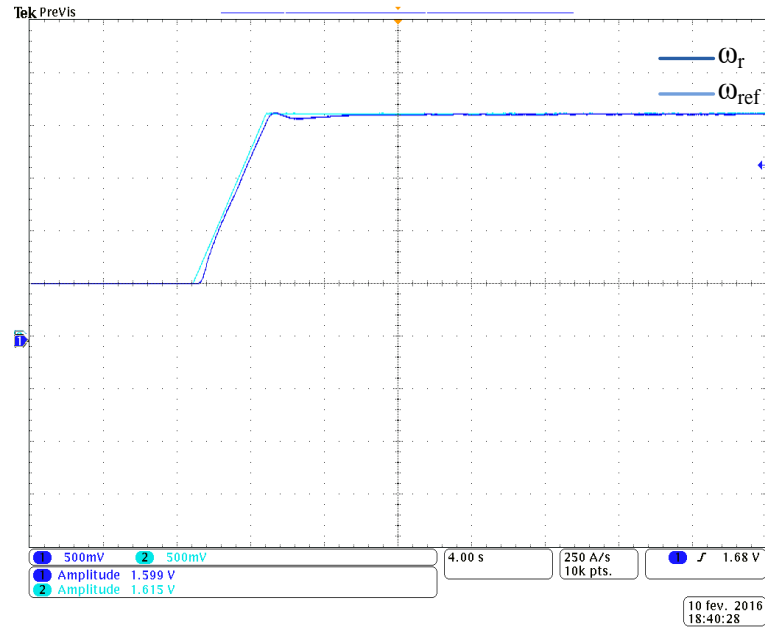


Figura 56 – Resposta da velocidade com uma rampa de velocidade de 0 para 300 RPM

Na Figura 57 é apresentado a resposta do fluxo rotórico, na qual é estimado a partir da corrente I_{ds} como apresentado na equação (62). Verifica-se nesta figura que o fluxo rotórico resultante apresenta oscilações, que é devido a ruídos na medida da corrente e também ao ajuste dos ganhos do controlador PI. Mas, apresenta um comportamento semelhante ao da Figura 17 obtido na teoria. O fluxo de referência atribuído é de 0,7 Wb. Inicialmente o fluxo de magnetização é imposto em um intervalo de 2s. No momento em que a velocidade de referência é inserida ocorre distúrbios no fluxo, estabilizando quando a velocidade atinge o regime.

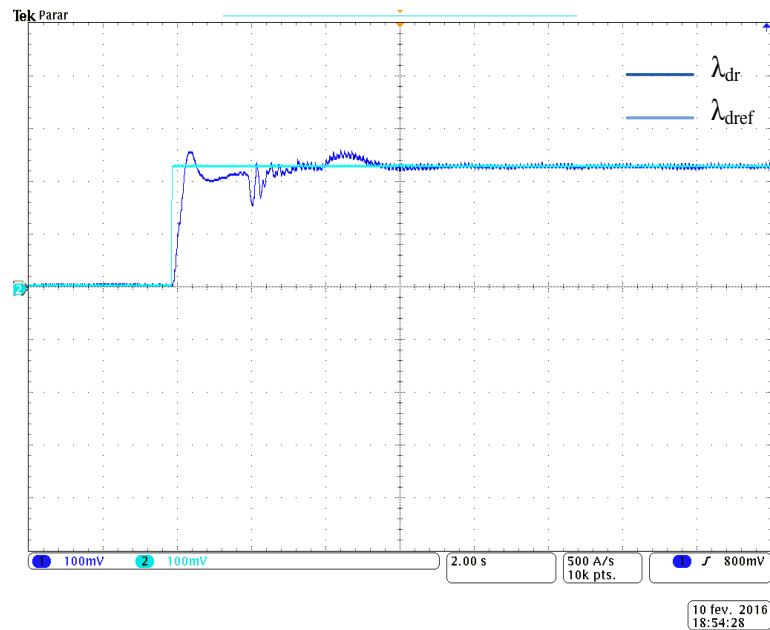


Figura 57 – Resposta do fluxo rotórico com degrau como referência para o valor nominal de fluxo

O principal foco deste trabalho está na variável de velocidade rotórica ω_r , onde verificou-se o desempenho deste controlador perante as variações de velocidade como apresentado na Figura 58. Após a magnetização da máquina que ocorre no instante de tempo de 2s, inicia-se a referência de velocidade em rampa ω_{ref} de 0 para 300 RPM, na sequência outra rampa de velocidade de 300 para 350 RPM e por fim uma rampa de 350 para 400 RPM. A partir desta, verifica-se que o controlador apresenta bom desempenho perante a variações de velocidade, seguindo a referência.

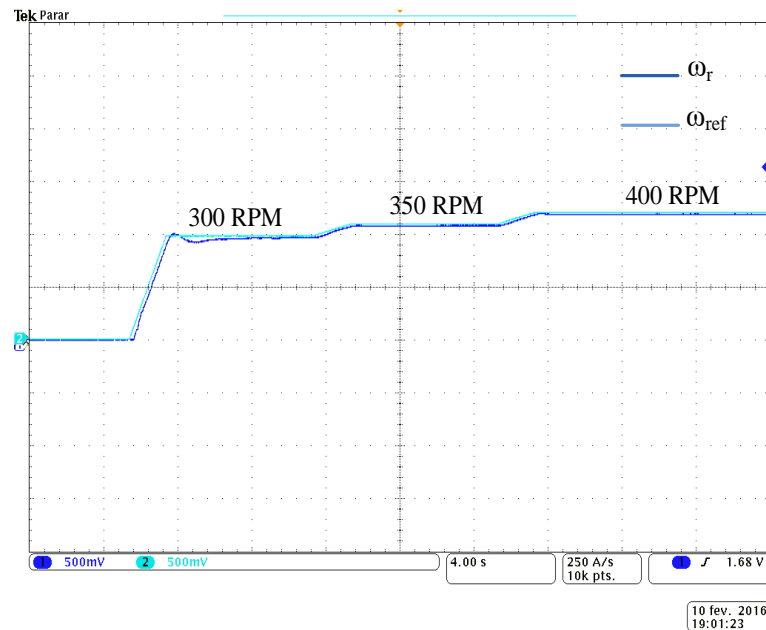


Figura 58 – Resposta do controlador IFOC com variações de velocidade em rampa

Também foi analisado o comportamento do controle IFOC perante a variação de carga, onde através de um acoplamento mecânico é conectado o gerador de ímã permanente com o motor de indução trifásico. Com isso, inicialmente o acionamento é realizado a vazio, e na sequência é inserido uma carga resistiva correspondente a 5 N.m conectado em Y e depois outra carga resistiva correspondente a 2,5 N.m conectada em Δ , totalizando um conjunto de carga de 7,5 N.m. Esses valores de carga foram utilizados, pois eram as cargas que estavam disponíveis no laboratório no momento dos ensaios. Na Figura 59 é apresentado o desempenho dos controladores PI's com as variações de cargas citadas.

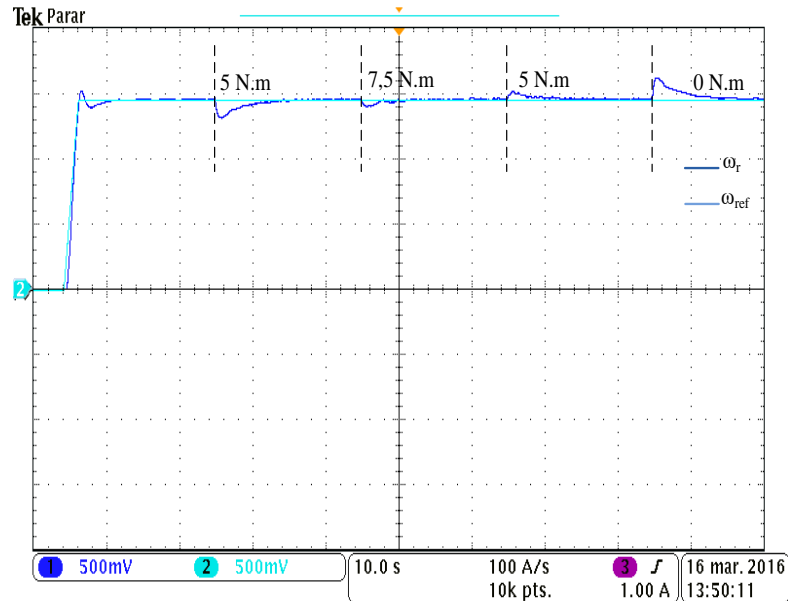


Figura 59 – Resposta do controlador de velocidade com inserção de carga

Nos resultados numéricos, são desconsideradas algumas não-linearidades que ocorrem na plataforma de acionamentos. Porém, realizando a comparação com os resultados numéricos apresentados na Figura 18 com os resultados experimentais, pode-se verificar o bom desempenho do controle IFOC.

Com a validação do controle IFOC, implementa-se no sistema de acionamento as técnicas de estimação de velocidade rotórica.

5.4 ANÁLISE DO CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS

Para a verificação experimental das técnicas de estimação de velocidade foram realizados acionamentos na plataforma descrita na seção 5.2. Para analisar as técnicas de estimação foram realizadas as mesmas condições de acionamento, na qual foi avaliado o desempenho da estimação com uma rampa de velocidade de 0 para 300 RPM para validação da técnica, também com diferentes níveis de velocidade e analisando o desempenho perante a inserção de carga. Os algoritmos de estimação de velocidade foram implementados, conforme apresentado na Figura 54, ou seja, sendo realimentado na malha de velocidade do controle IFOC. Nos resultados experimentais, não foi apresentado a velocidade de referência, devido à falta de PWM para geração de um D/A para visualização no osciloscópio.

5.4.1 MRAS - FR

A primeira técnica verificada foi MRAS através dos fluxos rotóricos. Na Figura 60 é validado a técnica de estimação de velocidade, onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} , onde foi imposta uma referência de velocidade de 300 RPM. A resposta de estimação de velocidade apresenta um *overshoot* e um erro em regime comparado com a velocidade medida.

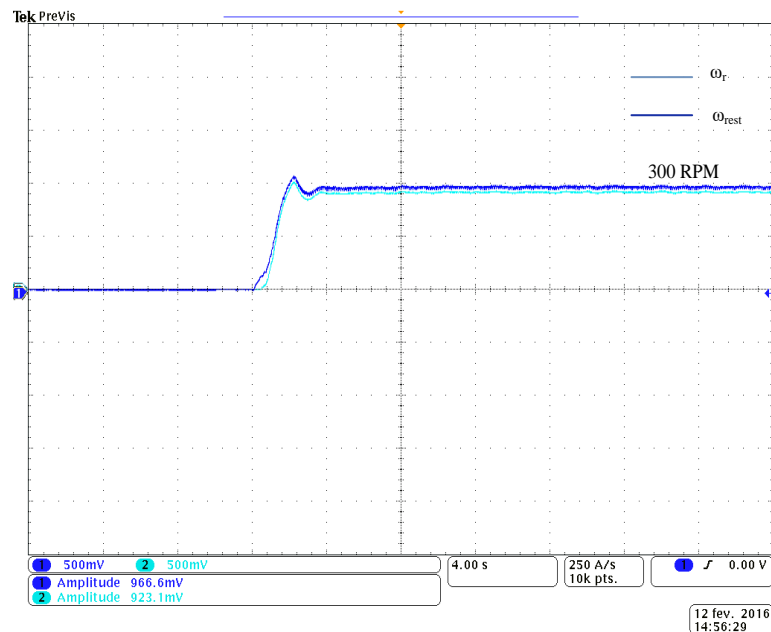


Figura 60 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - FR

Para avaliar o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica MRAS fluxos rotóricos, realizou-se acionamentos com diferentes níveis de velocidade, como apresentada na Figura 61, onde também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r . A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM. Também é apresentado um erro em regime com relação a velocidade medida.

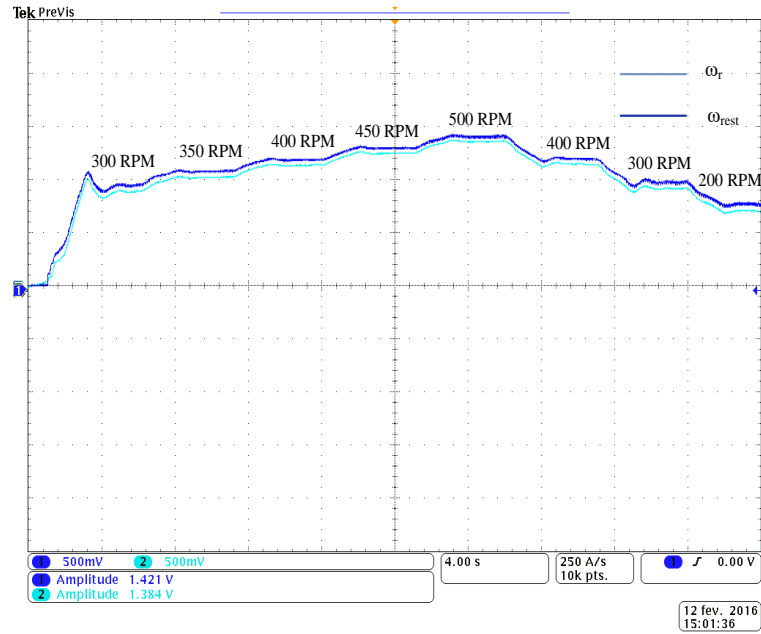


Figura 61 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS – FR com variação de velocidade

Na Figura 62 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga, onde inicialmente parte a máquina a vazio, na sequência insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m, por fim um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, pode-se verificar uma razoável estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

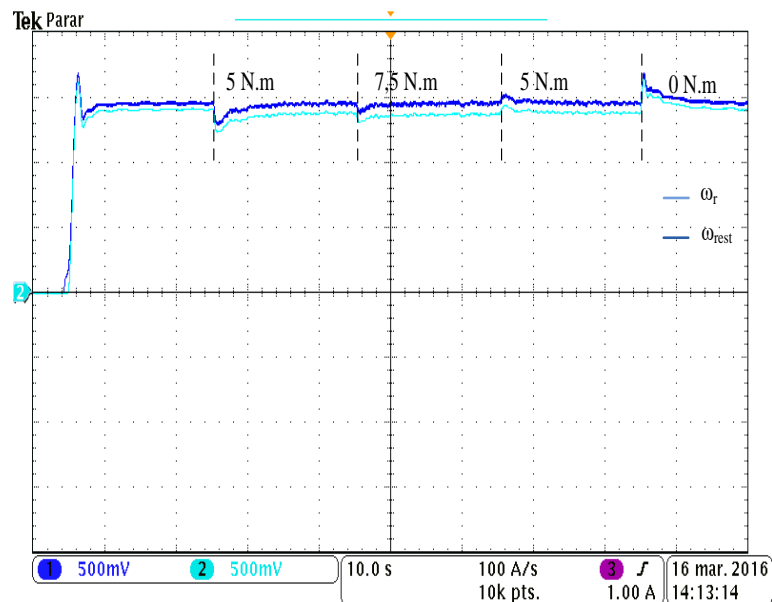


Figura 62 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS - FR com inserção de carga

Os resultados experimentais podem ser comparados com os resultados obtidos em simulação, onde apresenta um comportamento semelhante ao sistema real. Os erros de estimação de velocidade nos resultados experimentais são maiores, isso pode ser justificado pelas não-lineares que ocorre no sistema real.

5.4.2 MRAS - FCEM

Na Figura 63 é validada a técnica de estimação de velocidade pela técnica MRAS através da f_{cem} , onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} , sendo imposta uma velocidade de referência de 300 RPM.

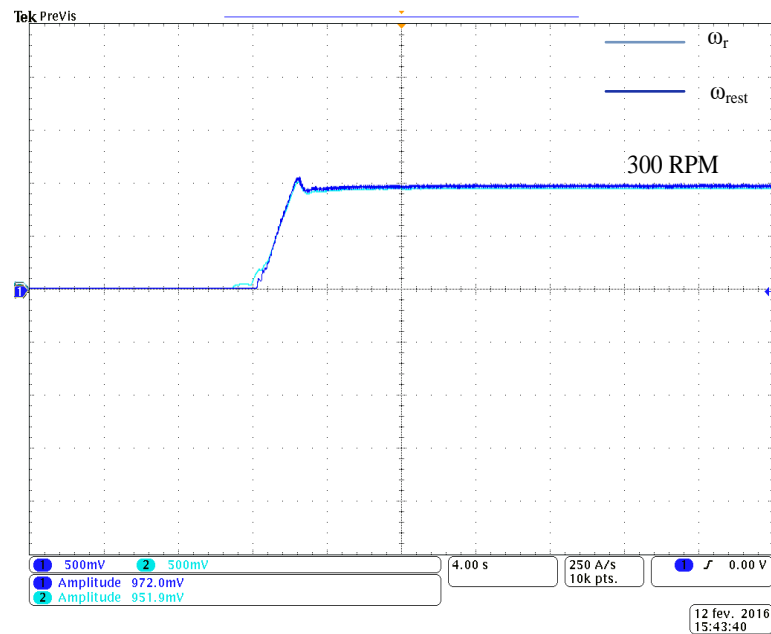


Figura 63 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - FCEM

Na Figura 64 é apresentado o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica MRAS - FCEM, também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r , para análise da convergência de estimação. A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM. Esta técnica apresentou menores erros de estimação em regime se comparado com MRAS fluxos rotóricos.

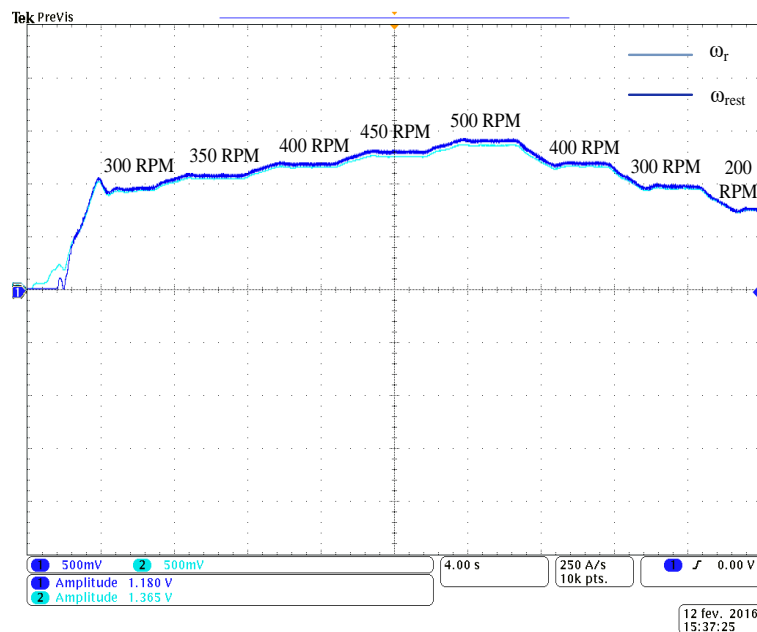


Figura 64 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS – FCEM com variação de velocidade

Na Figura 65 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga. Portanto, insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m e um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, pode-se verificar a estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

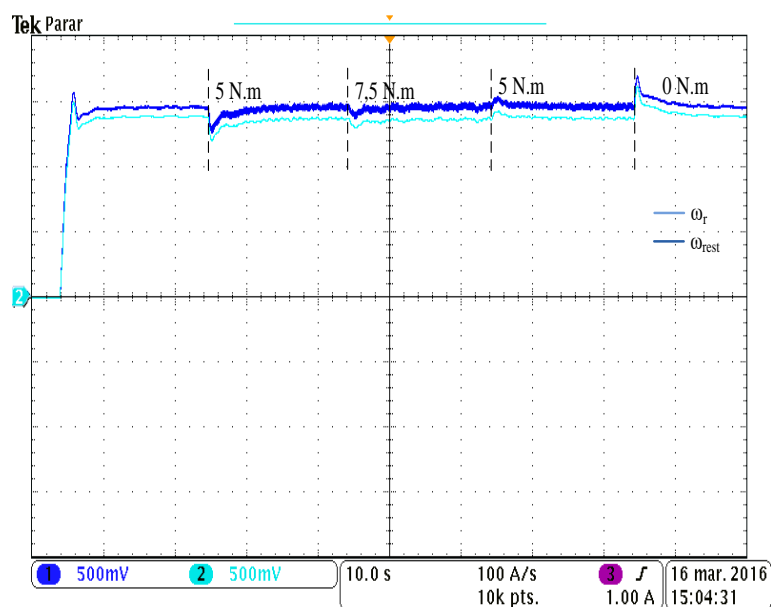


Figura 65 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS - FCEM inserção de carga

5.4.3 MRAS - PRI

Na Figura 66 é validada a técnica de estimação de velocidade pela técnica MRAS através da potência instantânea reativa, onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} . Dentre as técnicas MRAS a que utiliza potência instantânea reativa foi que apresentou maior erro em regime, tal como pode-se analisar nos resultados numéricos na Figura 39.

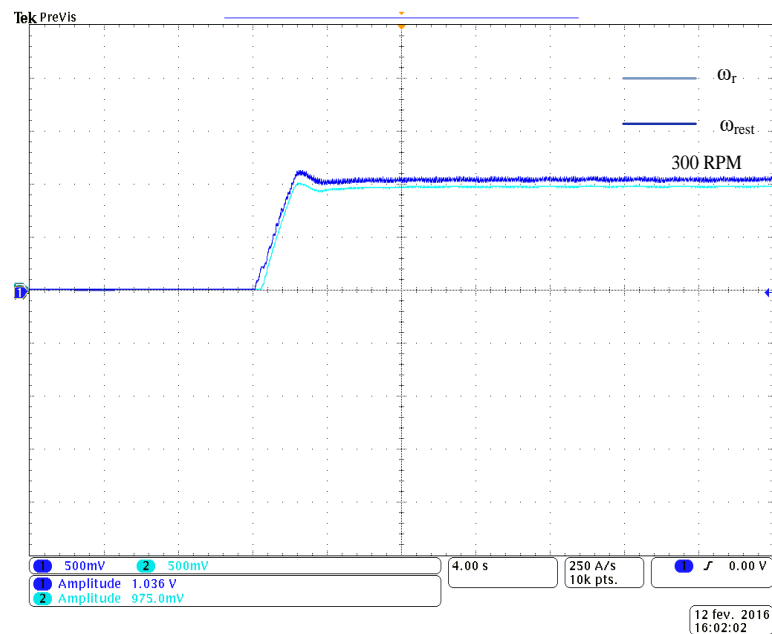


Figura 66 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - PRI

Na Figura 67 é apresentado o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica MRAS - PRI, também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r . A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM.

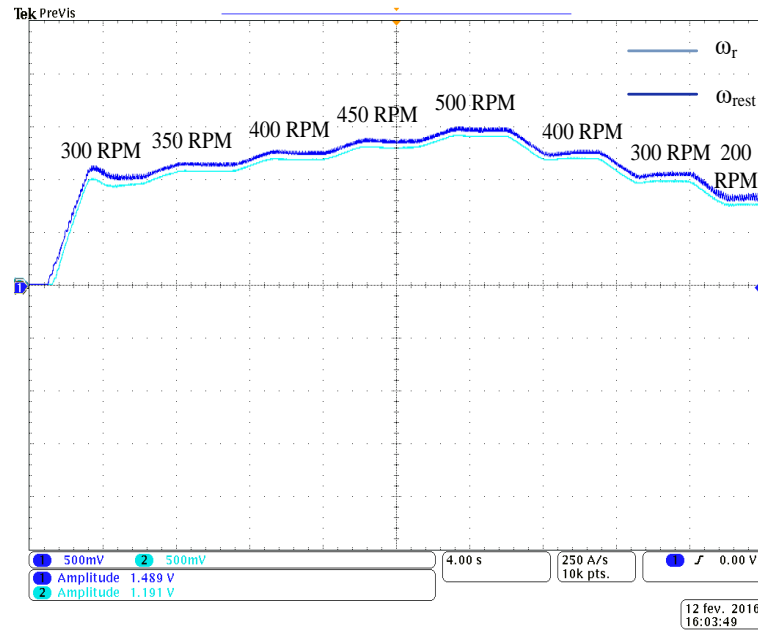


Figura 67 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica MRAS - PRI reativa com variação de velocidade

Na Figura 68 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga, onde inicialmente parte a máquina a vazio, na sequência insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m, por fim um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, verificar-se a estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

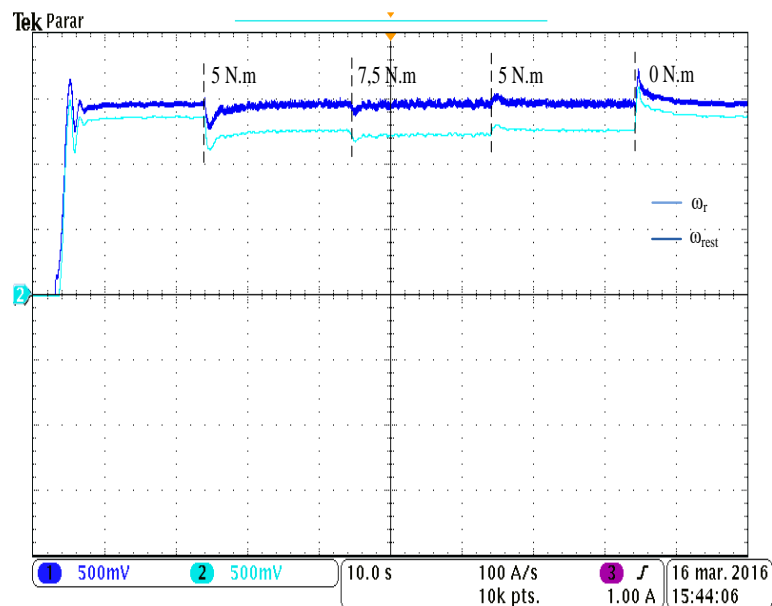


Figura 68 – Estimação de velocidade pela técnica MRAS – PRI inserção de carga

5.4.4 Escorregamento

Na Figura 69 é validada a técnica de estimação de velocidade pela técnica de escorregamento, onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} , onde é imposta uma referência de velocidade de 300 RPM.

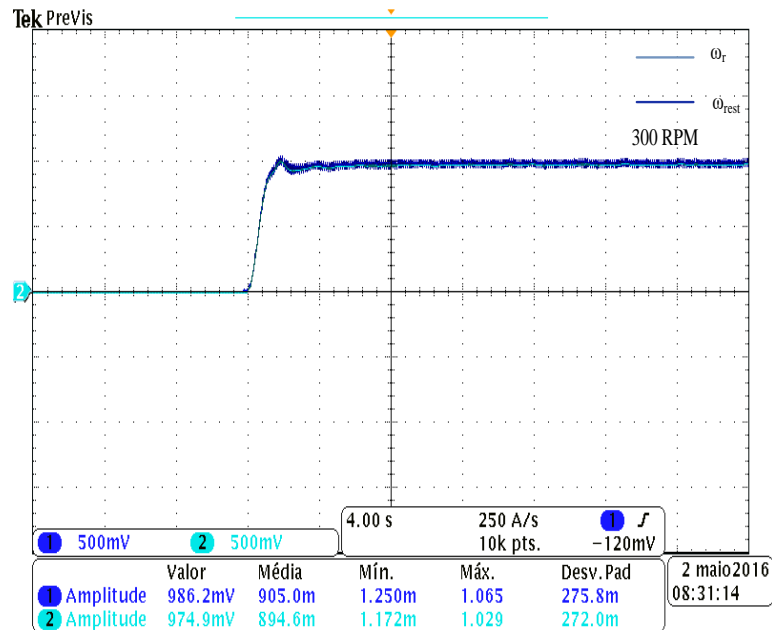


Figura 69 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de escorregamento

Na Figura 70 é apresentado o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica de escorregamento, onde também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r , para análise da convergência de estimação. A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM.

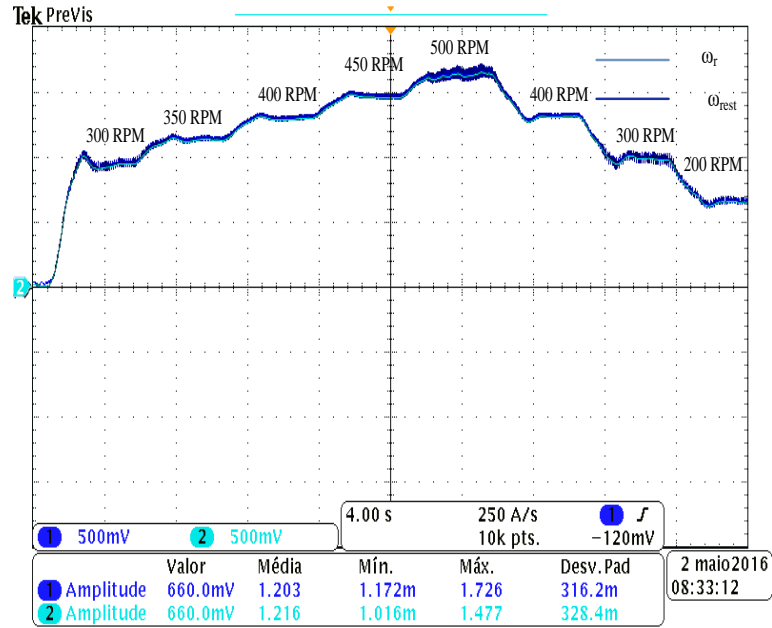


Figura 70 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de escorregamento com variação de velocidade

Na Figura 71 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga, onde inicialmente parte a máquina a vazio, na sequência insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m, por fim um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, verificar-se a boa estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

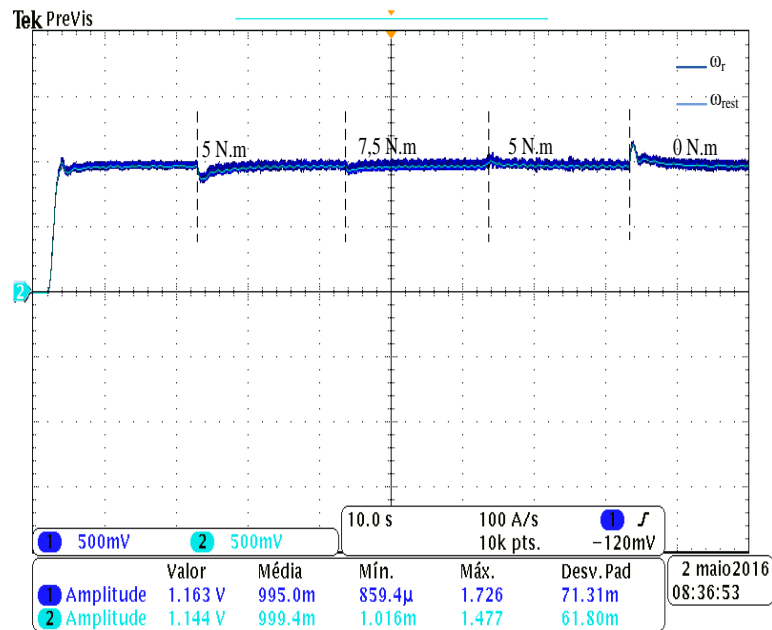


Figura 71 – Estimação de velocidade pela técnica escorregamento com inserção de carga

5.4.5 PLL

Na Figura 72 é apresentada a técnica de estimação de velocidade pela técnica de PLL, onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} , onde é imposta uma referência de velocidade de 300 RPM. Esta técnica apresentou melhor desempenho em regime permanente, tanto nos resultados numéricos como nos experimentais.

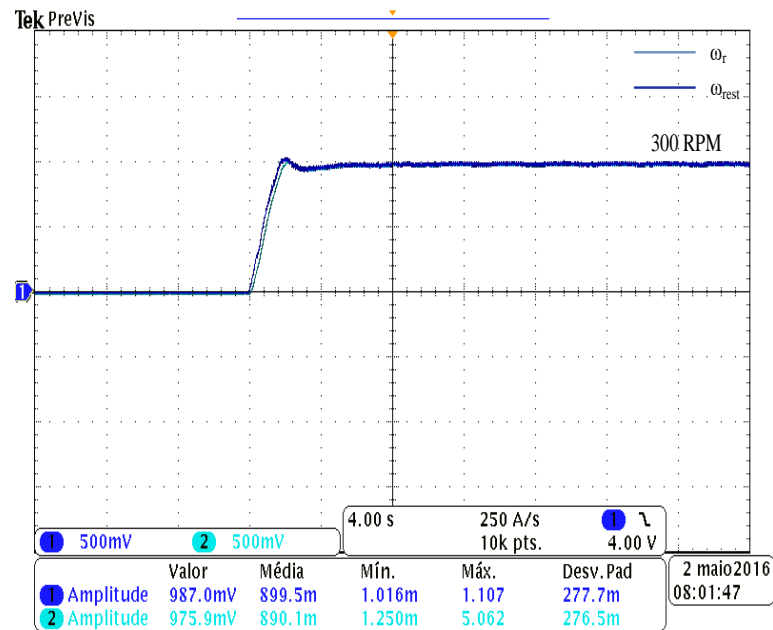


Figura 72 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de PLL

Na Figura 73 é apresentado o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica de PLL, também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r . A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM.

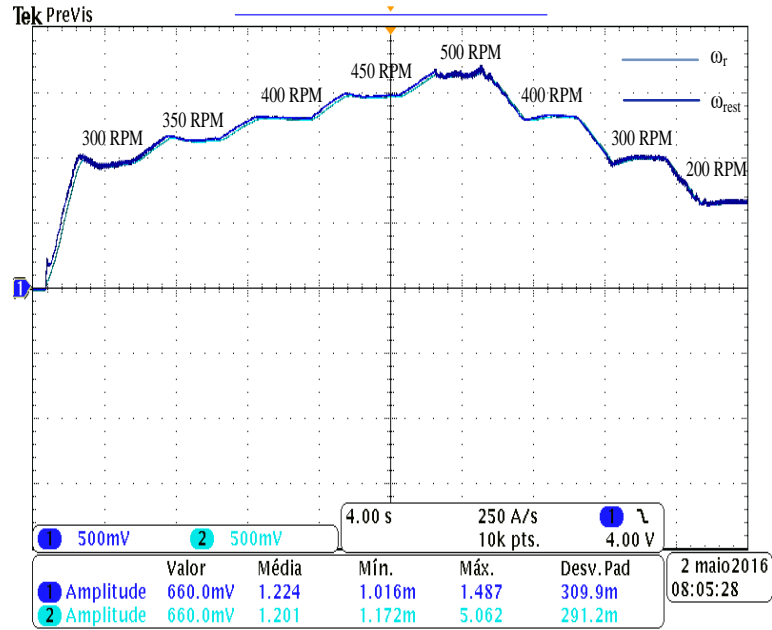


Figura 73 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica de PLL com variação de velocidade

Na Figura 74 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga, onde inicialmente parte a máquina a vazio, na sequência insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m, por fim um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, verificar-se a ótima estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

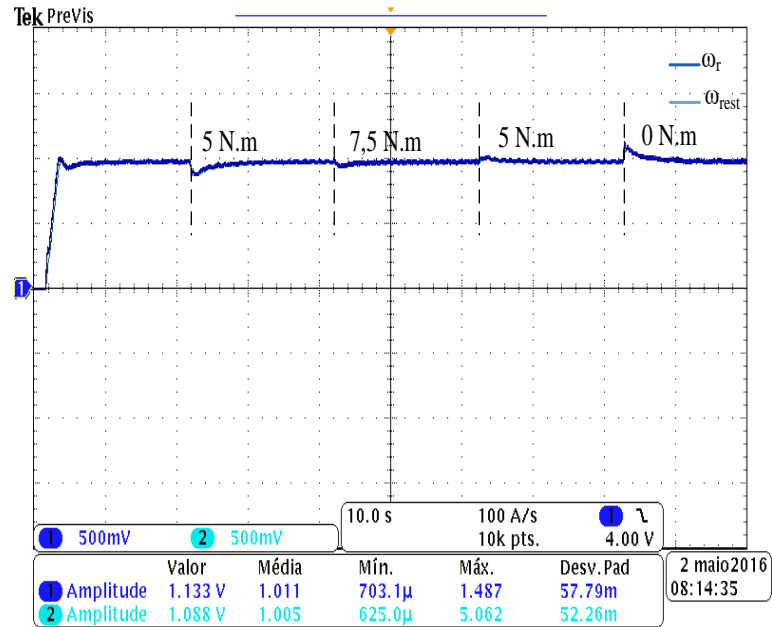


Figura 74 – Estimação de velocidade pela técnica PLL com inserção de carga

5.4.6 Modos Deslizantes – M.D. (I)

Na Figura 75 é ilustrada a técnica de estimação de velocidade pela técnica de M.D. (I), onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} , onde é imposta uma referência de velocidade de 300 RPM.

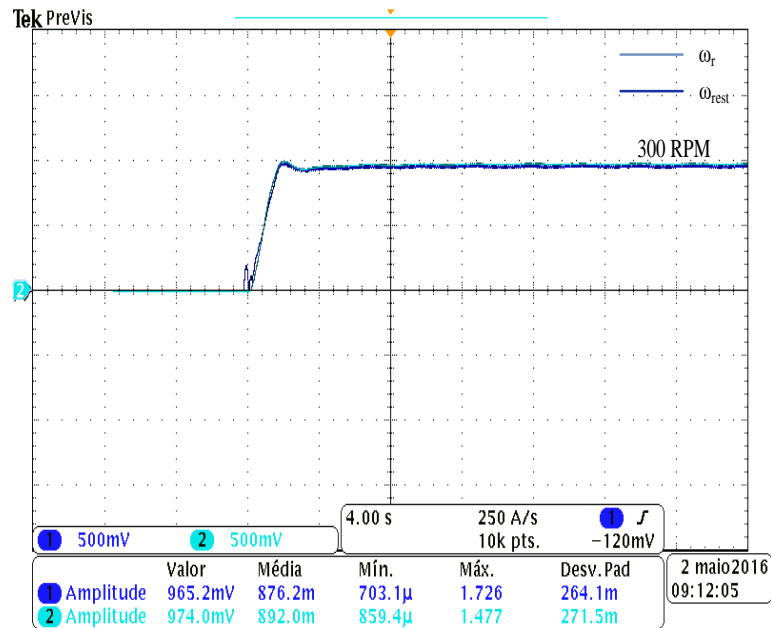


Figura 75 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (I)

Na Figura 76 é apresentado o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica M.D. (I), também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r , para análise da convergência de estimação. A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM.

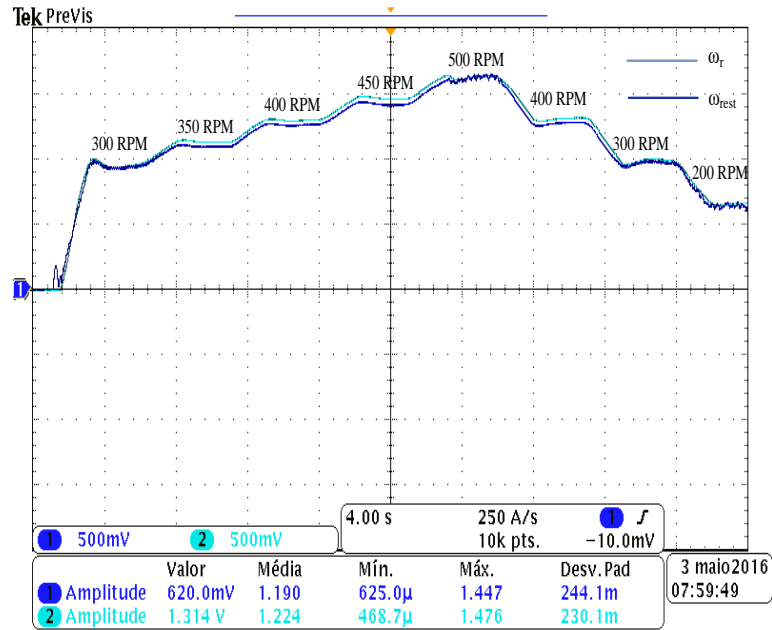


Figura 76 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (I) com variação de velocidade

Na Figura 77 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga, onde inicialmente parte a máquina a vazio, na sequência insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m, por fim um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, verificar-se a boa estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

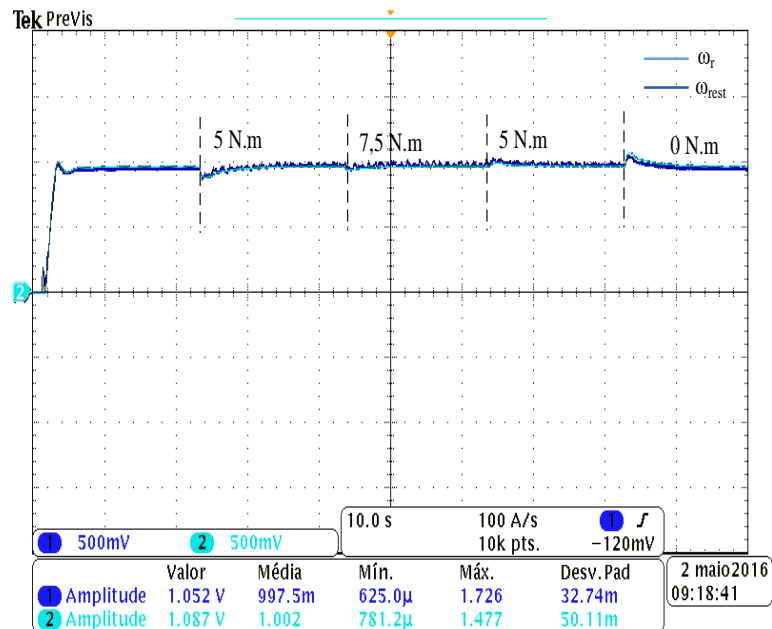


Figura 77 – Estimação de velocidade pela técnica M.D. (I) com inserção de carga

5.4.7 Modos Deslizantes – M.D. (II)

Na Figura 78 é ilustrada a técnica de estimação de velocidade pela técnica M.D. (II), onde apresenta a velocidade no eixo ω_r e a velocidade rotórica estimada ω_{rest} , onde é imposta uma referência de velocidade de 300 RPM. Esta técnica apresentou um menor erro em regime se comparado com a técnica M.D. (I).

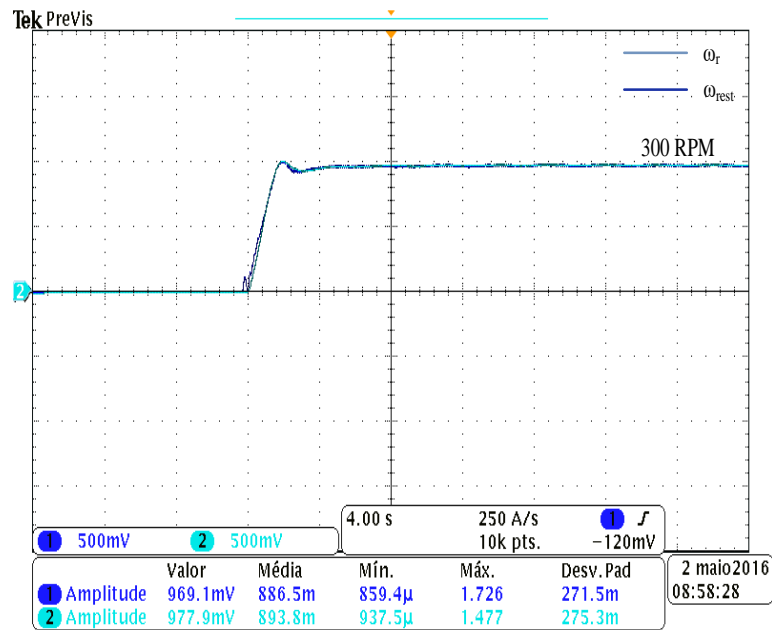


Figura 78 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (II)

Na Figura 79 é apresentado o comportamento da velocidade estimada ω_{rest} pela técnica M.D. (II), também é apresentada a velocidade medida no eixo ω_r , para análise da convergência de estimação. A variação crescente de velocidade ocorreu de 300 RPM para 500 RPM e a variação decrescente de 500 RPM para 200 RPM.

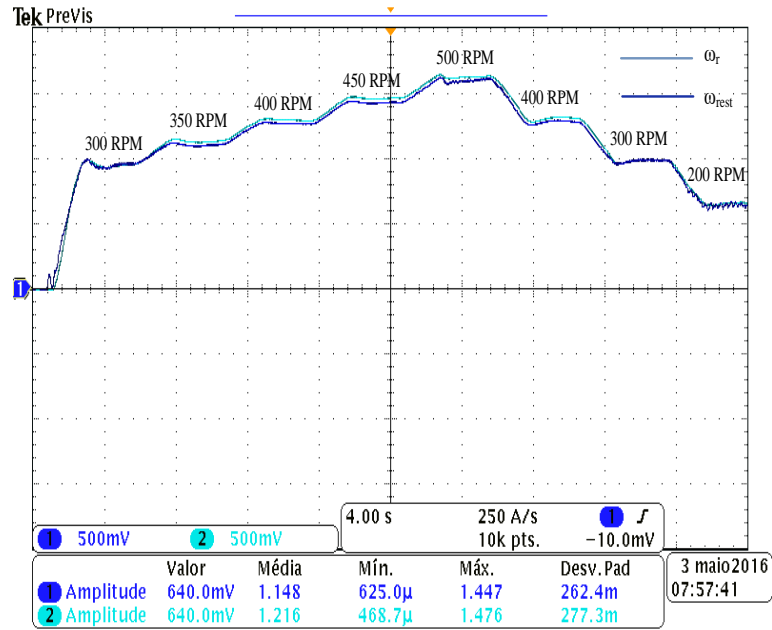


Figura 79 – Velocidade medida e velocidade estimada pela técnica M.D. (II) com variação de velocidade

Na Figura 80 é apresentado o desempenho da estimação da velocidade com inserção de carga, onde inicialmente parte a máquina a vazio, na sequência insere-se uma carga resistiva correspondente a 5 N.m, por fim um conjunto de carga resistiva correspondente a 7,5 N.m. Com isso, verificar-se a boa estimação de velocidade mesmo com a inserção de carga.

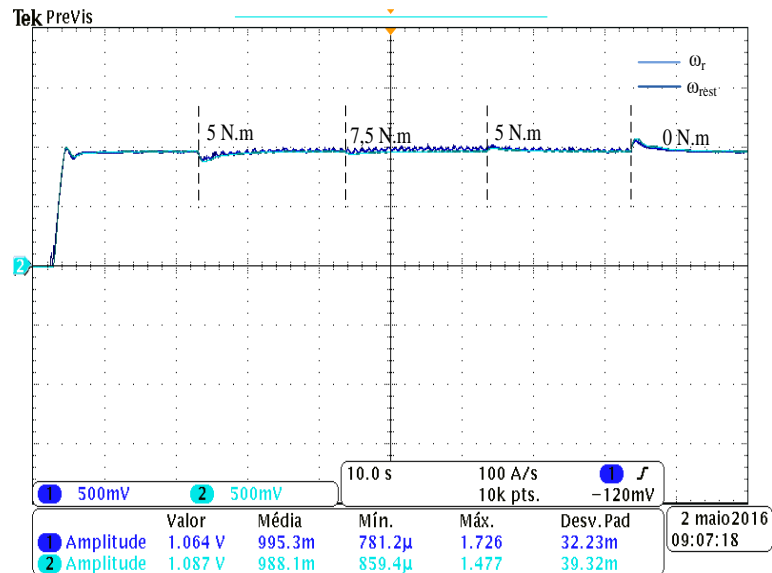


Figura 80 – Estimação de velocidade pela técnica M.D. (II) com inserção de carga

5.5 ANÁLISE EXPERIMENTAL DAS TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO

Com os resultados obtidos experimentalmente, pode-se realizar uma análise qualitativa das técnicas abordadas no trabalho. Com isso, na Tabela 6 é apresentado a comparação das técnicas, analisando o comportamento do sistema em variação de velocidade, transitório e regime permanente. A Classificação das técnicas segue da seguinte forma: (1) Muito Ruim, (2) Ruim, (3) Razoável, (4) Bom e (5) Muito Bom.

Tabela 6 – Análise comparativa das técnicas de estimação de velocidade

Técnicas	Níveis de Velocidade	Inserção de Carga	Transitório	Regime Permanente
Escorregamento	4	4	3	5
PLL	5	4	4	5
MRAS – FR	3	3	3	3
MRAS – FCEM	4	3	3	4
MRAS – PRI	4	3	4	3
M.D. (I)	4	4	4	3
M.D. (II)	4	4	5	4

5.6 SUMÁRIO

Neste capítulo, foi realizado uma descrição da plataforma utilizada para implementação do acionamento e controle do MIT, e também foi descrito a unidade de controle empregada para a implementação do algoritmo de controle e para estimação de velocidade. Também foram apresentados os resultados experimentais obtidos, para o controle do motor e para as diferentes técnicas de estimação de velocidade. Os ensaios realizados comprovam a viabilidade da plataforma para o estudo de diversas técnicas de acionamento e controle.

Inicialmente, foram realizados ensaios com a realimentação da velocidade medida pelo encoder para avaliar o desempenho do controle IFOC. Verifica-se ruídos nas correntes de eixo direto e em quadratura, principalmente na partida do motor. Entretanto, as tensões de alimentação do motor de indução são senoidais com pouco ruído. Posteriormente, foram realizados ensaios utilizando a velocidade estimada pelos algoritmos apresentados. Observa-se que os estimadores apresentam um erro de velocidade em regime. Este erro deve-se a limitações

na instrumentação utilizada e às variações paramétricas do sistema que afetam a estimativa e não são compensadas.

Os resultados teóricos obtidos nos capítulos 3 e 4 podem ser comparados com os resultados experimentais, onde as Tabelas 5 e 6 fazem o levantamento das técnicas em questão. Pode-se analisar que nessas Tabelas existem algumas divergências na avaliação da técnica, isso pode ser justificado pela ausência das não-linearidades nos algoritmos de simulação e também na diferença dos ganhos teóricos e experimentais no sistema de controle. Contudo, os resultados teóricos e práticos apresentam concordâncias na maioria dos resultados.

6. CONCLUSÕES

Este trabalho desenvolveu um estudo e análise de técnicas para estimação de velocidade no acionamento de motores de indução. Objetivando neste estudo a validação da teórica e experimental das técnicas de estimação. Também o desempenho dinâmico dessas técnicas frente a variações de velocidade e inserção de carga.

Inicialmente, foi apresentado o estado da arte de servomecanismo, onde foi abordada uma visão geral das técnicas de controle e estimação de velocidade utilizadas, visando a observação de suas características e suas limitações.

A partir da revisão bibliográfica, no segundo capítulo foram descritos a modelagem, visando o entendimento de sua estrutura física, elétrica e mecânica, para o desenvolvimento do sistema de controle. A fundamentação desta modelagem baseia-se na teoria generalizada de motores elétricos. Nesta modelagem, as variáveis trifásicas sofrem uma mudança de referencial para um sistema bifásico em quadratura ($dq0$). Para maiores detalhes do equacionamento, em diferentes referenciais (estacionário, síncrono, móvel) e modelo elétrico simplificado, são apresentados no apêndice B. Com base, na modelagem da máquina de indução, foi apresentado o controle vetorial IFOC, apresentando os controladores que o compõe e o projeto dos ganhos. Com a identificação dos parâmetros mecânicos do motor através do algoritmo de mínimos quadrados recursivo, implementou-se na malha de controle externa na de velocidade ganhos auto ajustável para o controlador PI. As simulações apresentadas nesse capítulo comprovam o bom desempenho do controlador auto ajustado e da identificação de parâmetros mecânicos.

Posteriormente, foram apresentadas as técnicas de estimação de velocidade, sendo apresentado a modelagem dessas técnicas. Foram realizadas simulações constando a validação das técnicas, analisando também o desempenho com inserção de carga, níveis de velocidade e variação paramétrica.

No capítulo 4 foi apresentado a estimação de velocidade pela técnica de modos deslizantes. A técnica M.D. (I) está difundida na área de acionamentos de MIT utilizando modos deslizantes, e M.D. (II) foi desenvolvida decorrente ao estudo da modelagem da máquina de indução. Para efeito de comparação com as demais técnicas, as simulações realizadas neste capítulo foram as mesmas condições que as técnicas do capítulo 3.

Para validação experimental da plataforma foi desenvolvida um *software* em linguagem C utilizando a ferramenta *Code Composer Studio*. Primeiramente, foi validado o controle vetorial IFOC, onde este ensaio teve como objetivo avaliar o desempenho do

controlador de forma isolada. Com isso, foram realizados ensaios utilizando as técnicas de estimação de velocidade. Verificou-se a presença de um erro de velocidade em regime permanente em todas as técnicas, mas não comprometeu o controle do sistema levando a instabilidade.

As técnicas de estimação de velocidades foram analisadas em ambiente de simulação e na plataforma de acionamentos, onde pode-se analisar a aproximação da análise teórica com a análise prática. Os experimentos foram realizados de forma análoga para todas as técnicas. As técnicas de estimação que são baseadas em MRAS apresentam alta dependência paramétrica e sofrem considerável influência com relação a carga inserida no sistema. A técnica de escorregamento apresentou bons resultados, mas em uma análise matemática, também pode-se analisar a dependência de parâmetros do sistema, porém essa também pode ser utilizada para orientação do campo do sistema de controle IFOC. A técnica PLL apresentou ótimos resultados isso deve-se a baixa dependência paramétrica, e onde utiliza-se apenas um tipo de variável do sistema, sendo corrente ou tensão e essa pode ser utilizada para orientação de campo, sendo uma alternativa para o controle vetorial IFOC. Com relação às técnicas baseadas em modos deslizantes, apresentaram resultados satisfatórios, onde foi necessário realizar alguns artifícios para o seu bom funcionamento, tal como a substituição de uma função de erro de rastreamento do tipo saltos (“bang-bang”) para uma função linear com banda variável.

Conclui-se que esta estrutura de controle vetorial com técnicas de estimação de velocidade é passível a utilização em servomecanismos de motores de indução. Para avaliação experimental das técnicas foram realizadas as mesmas condições de ensaio.

Desta forma, as principais contribuições deste trabalho até então são:

- Estudo e análise teórica de um controlador auto ajustável para o controlador PI de velocidade, verificado em simulação;
- Avaliação e implementação de técnicas de estimação de velocidade rotórica, uma análise quantitativa;
- Proposição de uma nova abordagem na técnica de modos deslizantes para aplicações em máquinas de indução trifásica;
- Diminuição do *chattering* com a utilização de uma banda variável ou podendo ser utilizada uma função não-linear para função de rastreamento;
- Construção de *software* didático para acionamentos de máquinas elétricas.

Como possibilidades de continuidade do trabalho, são listadas a seguir algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Aplicação de outras estratégias de controle com e sem sensor de velocidade diferente da técnica IFOC;
- Avaliação experimental da influência da variação paramétrica no acionamento do motor e nas técnicas de estimação;
- Avaliação experimental de controle auto ajustável para malha de velocidade em conjunto com controle sem sensor mecânico;
- Análise de estabilidade teórica das técnicas de estimação de velocidade.

REFERÊNCIAS

Abbondanti, A. & Brennen, M. B., 1975. Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents. *Industry Applications, IEEE Transactions* , Sept, 11(5), pp. 483-488.

Akin, B., 2006. Simple Derivative-Free Nonlinear State Observer for Sensorless AC Drives. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Outubro, 11(5), pp. 634-643.

Anon., s.d. s.l.:s.n.

Barbi, I., 1986. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Florianópolis: UFSC.

Beddiaf, Y., Chrifi-Aloui, L., Zidani, F. & Drid, S., 2014. *Modified Speed Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor Using PLL*. Hammamet, Tunisia, s.n., pp. 135-141.

Bernardes, T. A., 2013. *Controle sem Sensores Mecânicos para Gerador Síncrono a Ímã Permanente*. Santa Maria: Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria.

Blaschke, F., 1972. The principle of field orientation as applied to the nem transvector closed loop control system for rotating field machines. *Siemens Rev*, Volume 34, pp. 217-220.

Bose, B. & Simões, M., 1997. *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. New York: IEEE Press.

Brandtstadter, H., 2009. *Sliding Mode Control of Eletromechnical Systems*. Munique: Dissertação de Doutorado Technische Universidad Munchen - Munique Alemanha.

Câmara, H. T., 2007. *Uma Contribuição ao Controle de Motores de Indução Trifásico Sem O Uso de Sensores Mecânicos*. Santa Maria: Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria.

Campos, M., 2000. *Servocontrole Adaptativo de Velocidade e Posição para Motores de Indução Trifásicos*. Santa Maria: Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria.

Chapman, S., 1999. *Electric Machinery Fundamentals*. 3^a ed. s.l.:Estados Unidos da América.

Chiasson, J., 2005. *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*. 1^a ed. s.l.:Wiley-IEEE Press.

Cilia, J., Asher, G. M., Bradley, K. L. & Sumner, M., 1997. Sensorless Position Detection for Vector-Controlled Induction Motor Drives Using an Asymmetric Outer-Section Cage. *IEEE Transactions*, Setembro, Volume 33, pp. 1162-1169.

Cirincione, M. & Pucci, M., 2005. An MRAS-Based Sensorless High-Performance Induction Motor Drive with a Predictive Adaptive Model. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v.52, n.2 Abril, pp. 532-551.

Comanescu, M. & Xu, L., 2006. An Improved Flux Observer Based on PLL Frequency Estimator for Sensorless Vector Control of Induction Motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Fevereiro, 53(1), pp. 50-56.

De Glória, A., Grosso, D., Olivieri, M. & Restani, G., 1999. A Novel Stability Analysis of PLL for Timing Recovery in Hard Disk Drives. *IEEE Transactions Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, 46(8), pp. 1026-1031.

De Oliveira, J., 2007. *Avaliação Comparativa de Observadores em Modo Deslizantes para Acionamentos de Máquinas Síncrona de Ímãs Permanentes*. Rio de Janeiro: Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Rio de Janeiro.

Eskola, M., 2006. *Speed and Position Magnet Synchronous Motor in Matrix Converter and Voltage Source Converter Applications*. Tampere: Tampere University of Technology - Tese de Doutorado.

Fujita, K. & Sado, K., 1992. Instantaneous Speed Detection with Parameter Identification for AC Servo System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Julho, 28(4), pp. 864-872.

Furtunato, A. F., Araújo, A. D. & Salazar, A. O., 2001. Controlador de Velocidade Usando Modos Deslizantes Suaves para um Motor de Indução Trifásico. *SBA - Controle & Automação*, Agosto, 12(2), pp. 148-155.

Gadoue, S., Giaouris, D. & Finch, J., 2009. Sensorless Control of Induction Motor Drives at Very Low and Zero Speeds Using Neural Network Flux Observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Agosto, 56(8), pp. 3029-3039.

Gastaldini, C. C., 2008. *Controle de Velocidade Sensorless de Motores de Indução Trifásicos Sujeitos a Distúrbios de Torque*. Santa Maria: Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria.

Gayathri, M., Giaouris, D. & Finch, J., 2012. *Performance Enhancement of Vector Controlled Drive with Rotor Flux Based MRAS Rotor Resistance Estimator*. 978-1-4577-1583-9, s.n., pp. 1-6.

Ghanes, M. & Zheng, G., 2009. On Sensorless Induction Motor Drives: Sliding-Mode Observer and Output Feedback Controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Setembro, pp. 3404-3413.

Giménez, R. B., 1995. *High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives*. Nottingham: Philosophy Doctor Thesis.

Guo, Y., Huang, L., Qiu, Y. & Maramatsu, M., 2000. Inertia Identification and Auto-Tuning of Induction Motor Using MRAS. *Proceeding of the 3rd Power Electronics and Motion Control Conference*, Agosto, pp. 1006-1010.

Haffner, J., 1998. *Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução*, s.l.: s.n.

Harnefors, L. & Nee, H.-P., 2000. A General Algorithm for Speed and Position Estimation of AC Motors. *IEEE Transactions Industrial Electronics* , Fevereiro , 47(1), pp. 77-83.

Holtz, J., 2002. Sensorless Control of Induction Motor Drives. *IEEE*, Agosto.

Holtz, J., 2006. Sensorless Control of Induction Machines - With or Without Signal Injection?. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , Fevereiro, pp. 7-30.

Hung, J., 1993. Variable Structure Control: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1), pp. 2-21.

Jasen, P. L. & Lorenz, R. D., 1995. Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines. *IEEE Industry Applications Conferenre*, Volume 31, pp. 240-247.

Jul-Ki, S., Jong-Kun, L. & Lee, D.-C., 2006. Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Rotor-Position-Tracking PI Controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol.53, n.2 Abril , pp. 399-405.

Jung, S. & Tzou, Y., 1996. Discrete Sliding-Mode Control of a PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis with Optimal Sliding Curve. *IEEE Transactions on Power Electronics* , v.11, n.4 Julho, pp. 567-577.

KIM, S. & SUL, S., 2011. *Sensorless Control of AC Motor - Where are we now?*. s.l., s.n., pp. 1-6.

Kim, Y., Sul, S. & Park, M., 1994. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter. *IEEE Transactions on Industry Applications* , v.30, n.5 Setembro/Outubro, pp. 1225-1233.

Krause, P. C., 1986. *Analysis of Electric Machinery*. United States of America : McGraw-Hill .

Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. & Pekarek, S., 2013. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. s.l.:IEEE Press Series on Power Engineering.

Kron, G., 1950. *Generalized Theory of Electrical Machinery*. s.l., A.I.E.E.

Kweon, T. & Hyun, D., 1999. High Performance Speed Control of Electric Machine Using Low-Precision Shaft Encoder. *IEEE Transactions on Power Electronics* , 14(5), pp. 838-849.

Lai, M., Nakano, M. & Hsieh, G., 1996. Application Fuzzy Logic in the Phase-Locked Loop Speed Control of Induction Motor Drive. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 43(6), pp. 630-639.

Lascu, C., Boldea, I. & Blaabjerg, F., 2005. Very-Low-Speed Variable-Structure Control of Sensorless Induction Machine Drives Without Signal Injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Março, pp. 591-598.

Leonhard, W., 1997. *Control of Electrical Drives*. 2 ed. s.l.:Springer.

Leonhard, W., 2001. *Control of Electrical Drives*. s.l.:Springer-Verlag.

Luenberger, D., 1971. An Introduction to Observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-16(6), pp. 596-602.

Mahmoud, A. S., Essam, E. M., Tarek, H. M. & Takaharu, T., 2014. *Field Oriented Control of Sensorless Linear Induction Motor Using Matrix Converter*. Nagoya - Japan, The 2014 International Power Electronics Conference.

Martins, O. S., 2006. *Comparação de Técnicas de Controle de Velocidade Sensorless Aplicadas a Motores de Indução em Plataforma DSP*. Santa Maria: Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria.

ONG, C., 1998. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. 1 ed. s.l.:Prentice Hall.

Orlowska-Kowalska, T. & Dybkowski, M., 2010. Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , v.57, n.4 Abril, pp. 1296-1308.

Park, R. H., 1929. *Two-Reaction Theory of Synchronous Machines - Generalized Method of Analysis - Part I*. s.l., Associate, A.I.E.E.

Peixoto, Z., 1995. *Application of Sliding Mode Observers for Induced EMF, Position and Speed Estimation of Permanent Magnet Motors*. Cingapura, s.n.

Pelegrin, J., 2013. *Uma Nova Estratégia de Controle Baseado em Modelos de Perdas para Melhoria de Eficiência Energética em Motor de Indução Trifásico*. Pato Branco: Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Pelegrin, J., Torrico, C. R. C. & Carati, E. G., 2015. A Model-Based Suboptimal Control to Improve Induction Motor Efficiency. *Brazilian Society for Automatics - SBA*, pp. 69-81.

Peng, F.-Z., 1994. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors. *IEEE TRANSCCTIONS ON INDUSTRY APPLICATONS*, Setembro. Volume 30.

Pereira, W. C. A., 2014. *Controle de Velocidade Sensorless Aplicado ao Controle Direto de Torque da Máquina de Indução*. São Carlos: Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade do Estado de São Paulo.

Pinheiro, D. et al., 2015. *Comparison of Sensorless Techniques Based on Model Reference Adaptive System for Induction Motor Drive*. Fortaleza, Ceará, Brasil, s.n.

Pinheiro, D., Torrico, C. & Carati, E., 2014. *Sensorless Speed Drive with Flux Optimization in Three-Phase Induction Motors*. São Paulo, PCIM South America.

Pizzino, C. A. P., 2008. *Controle Não-Linear Adaptativo Sensorless de um Motor de Indução Baseado na Corrente Rotórica*. Rio de Janeiro: Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Rio de Janeiro.

Ran, L. & Guangzhou, Z., 2009. *Position Sensorless Control for PMSM Using Sliding Mode Observer and Phase-Locked Loop*. s.l., s.n., pp. 1867-1870.

Reginatto, R., 1993. *Controle por Campo Orientado do Motor de Indução com Adaptação de Parâmetros via MRAC*. Florianópolis : Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina.

Sabanovic, A., 2003. *Sliding Modes in Power Electronics and Motion Control Systems*. IECON '03, vol.1, pp. 997-1002.

Sabanovic, A. & Izosimov, D. B., 1981. Applications of Sliding Modes to Induction Motor Control. *IEEE Transactions on Industry Applications* , n.1 Janeiro, pp. 41-49.

Schauder, C., 1992. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Setembro.28(1054-1061).

SIEMENS, 2003. *Seminários Técnicos 2003, engenheiros e projetistas*, s.l.: Siemens.

Slotine, J., 1987. *On Sliding Observers for Nonlinear Systems*. vol. 109, s.n., pp. 245-252.

Souza, D., Aragão Filho, W. C. & Sousa, G. C., 2007. Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Agosto, pp. 2157-2164.

Souza, N., 2009. *Apostila de Acionamentos Elétricos*. Rio Grande do Norte: Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia - Eletrotécnica.

Stanley, H., 1937. *An Analysis of the Induction Machine*. Washington, D.C, A.I.E.E.

Sun, W. et al., 2016. Robustness Improvement of Speed Estimation in Speed-Sensorless Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications* , 52(3), pp. 2525-2536.

Tajima, H. & Hori, Y., 1991. Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine, Proceedings of the IEEE Conference of the Industry Applications Society Annual Meeting. pp. 385-391.

Takahashi, I. & Noguchi, T., 1986. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *Industry Applications, IEEE Transactions* , Setembro, pp. 820-827.

TONG, L. et al., 2013. *Srf-pll based sensorless control strategy using improved dead-beat controller for direct-driven permanent magnet synchronous generator (PMSG)*. s.l., Twenty-Eight Annual IEEE, pp. 2984 - 2989.

Utkin, V., 1977. Variable Structure Systems with Sliding Modes. *IEEE Transactions on Automatic Control* , abril, 22(2), pp. 212-222.

Utkin, V., Guldner, J. & Shijun, M., 1996. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. *IEEE Decision and Control*, pp. 4591-4596.

VAS, P., 1998. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. s.l.:Oxford University Press.

Venero, D. d. M. & Hiyodo, S., 2008. *Gestão de Reparo de Motores Elétricos com Foco em Confiabilidade e Otimização de Custos*. Setembro, s.n.

Vieira, R. P., 2012. *Contribuições ao Acionamento e Controle Sensorless Aplicado ao Motor de Indução Bifásico Assimétrico*. Santa Maria : Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria.

WEG, 2014. <http://www.weg.net/files/weg-em-revista/WR-76.pdf>. [Online]
Available at: www.weg.net.revista@weg.net
[Acesso em 04 2015 2015].

Yan, Z., Jin, C. & Utkin, V., 2000. Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , v.47, n.6 dezembro, pp. 1286-1297.

APÊNDICE A

TRANSFORMADA DE CLARKE

Em termos matemáticos a transformação de Clarke, consiste em uma transformação linear que diagonaliza as matrizes circulares simétricas, que aparecem na modelagem das máquinas elétricas.

Contudo, em termos físicos a transformação de Clarke é a mudança de um sistema trifásico em um sistema bifásico, com mesma potência mecânica, torque, velocidade e número de par de polos. É comumente conhecida como transformação trifásico-bifásica ou $0\alpha\beta$. A obtenção da transformação é apresentada na Figura 81.

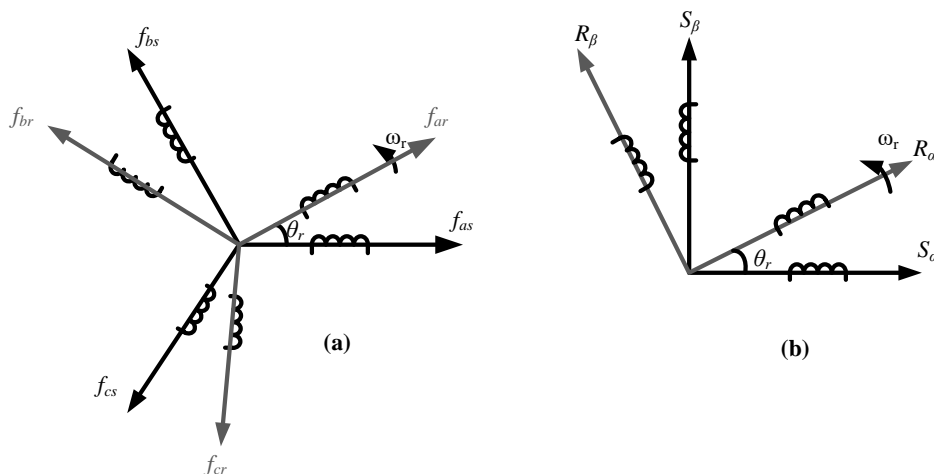


Figura 81 – Transformada de Clarke: (a) Sistema Trifásico e (b) Sistema Bifásico Equivalente

O sistema trifásico contém os três enrolamentos idênticos que compõem sua estrutura com número de espiras igual a três, como apresenta a Figura 81a, e os que compõem a estrutura bifásica possuem o número de espiras igual a dois, como apresenta a Figura 81b.

A análise da transformação de Clark inicialmente será baseada pela grandeza de força magnetomotriz, devido à relação de espiras serem levadas em consideração.

Uma corrente percorrida por um enrolamento produzirá uma força magnetomotriz F , conforme apresenta a equação (A.1).

$$F = n * i \quad (\text{A.1})$$

Portando será estabelecida uma transformação que permita encontrar F_α e F_β em função de F_1 , F_2 e F_3 , na qual a estrutura bifásica produzirá um efeito semelhante que a estrutura

trifásica. Com a decomposição dos vetores da Figura 81 do sistema trifásico para um sistema ortogonal, resulta-se nas equações (A.2) e (3), respectivamente.

$$F_{s\alpha} = F_{s1} + F_{s2} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_{s3} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{A.2})$$

$$F_{s\beta} = 0 + F_{s2} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_{s3} \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{A.3})$$

Em forma de matriz, obtém-se a equação (A.4):

$$\begin{bmatrix} F_{s\alpha} \\ F_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{s1} \\ F_{s2} \\ F_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Com o uso da equação (A.1), têm-se as equações (A.5) e (6):

$$\begin{bmatrix} F_{s\alpha} \\ F_{s\beta} \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{bmatrix} F_{s1} \\ F_{s2} \\ F_{s3} \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Substituindo as equações (A.5) e (6) na equação (A.4), tem-se a relação de corrente da transformada de Clarke, na equação (A.7).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A equação (A.7) representa a transformada de Clark. Porém, deste modo a recíproca não é verdadeira, devido a mesma não admitir matriz inversa.

Para que uma matriz de transformação possa ser inversível, deve estar no formato de matriz quadrada. Então é definida a corrente i_{s0} na equação (A.7), entretanto essa corrente não produz torque ao sistema, se o mesmo for um sistema equilibrado. Essa corrente é definida segundo a equação (A.8).

$$i_{s0} = a \frac{n_3}{n_2} (i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}) \quad (\text{A.8})$$

Com o termo i_{s0} , tem-se a equação (A.9):

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A matriz de transformação, portanto foi definida como sendo equação (A.10):

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Portanto é considerando \mathbf{A}^{-1} a matriz de transformação de Clark, onde realiza a transformação do sistema trifásico para um sistema bifásico equivalente. Como apresentada na forma de matriz quadrada na equação (A.10) é possível obter variáveis do sistema trifásico a partir do sistema bifásico.

Os termos faltantes na equação (A.10) podem ser deduzidos da seguinte maneira: potência constante ou tensão constante. A dedução para obtenção dos termos utilizará potência constante. A seguir são apresentadas as condições para que a potência seja invariante sob a transformação de Clarke, apresentados nas equações (A.11) e (12).

$$[i] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix}, [v] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

$$p = [v]^t [i] \quad (\text{A.12})$$

As equações (A.13) e (14) representam os vetores tensão e corrente, na qual são transformadas pela matriz $\boxed{\mathbf{A}^{-1}}$.

$$[vt] = \mathbf{A}^{-1} [v] \quad (\text{A.13})$$

$$[it] = \mathbf{A}^{-1} [i] \quad (\text{A.14})$$

Portanto os vetores da equação (A.11) podem ser expressos pelas equações (A.15) e (16):

$$[v] = [vt] \mathbf{A} \quad (\text{A.15})$$

$$[i] = [it] \mathbf{A} \quad (\text{A.16})$$

$$[v]^t = [vt]^t \mathbf{A}^t \quad (\text{A.17})$$

Utilizando as equações (A.16) e (A.17) e substituindo na equação (A.12), tem-se as equações (A.18)-(22):

$$p = [vt]^t \mathbf{A}^t [it] \mathbf{A} \quad (\text{A.18})$$

$$p = [vt]^t [it] = p^t \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{A}^t \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{A}^t = \mathbf{A}^{-1} \quad (\text{A.21})$$

$$A^{-1}(A^{-1})^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Com a dedução por potência constante, obtém-se a seguinte equação (A.23) para determinar os termos faltantes da matriz \boxed{A}^{-1} na equação (A.10).

$$\frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} a & a & a \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 1 & 0 \\ a & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ a & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

Com a multiplicação de matrizes e isolando as variáveis desejadas, encontram-se as seguintes relações, apresentadas nas equações (A.24) e (25)

$$\frac{n_3}{n_2} 3a^2 = 1 \quad (\text{A.24})$$

$$\frac{n_3}{n_2} \left(1 + \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \right) = 1 \quad (\text{A.25})$$

Portanto, tem-se os termos representados em (A.26):

$$\frac{n_3}{n_2} = \frac{2}{3}, \quad a = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.26})$$

Com a determinação dos termos para matriz de transformação \mathbf{A}^{-1} , determina-se na equação (A.27), a matriz de transformação completa de Clark.

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

As seguintes definições para a utilização da transformada de Clarke são expressas nas equações (A.28)-(30)

$$[i_s]_{\alpha\beta 0} = \mathbf{A}^{-1} [i_s]_{123} \quad (\text{A.28})$$

$$[i_s]_{123} = \mathbf{A} [i_s]_{\alpha\beta 0} \quad (\text{A.29})$$

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

Com a aplicação da matriz de transformação as grandezas de tensão, corrente, fluxo e força magnetomotriz do estator são simplificadas de um sistema trifásico para um sistema bifásico. Contudo, o eixo rotórico continua a girar mesmo com a aplicação da transformada de Clarke. A seguinte transformada de Park levará em consideração o ângulo existente entre os enrolamentos do estator e o rotor.

TRANSFORMADA DE PARK

A transformada de Park é a mais importante transformação, pois mesmo com a utilização da transformada de Clarke, os enrolamentos do rotor continuam a girar com velocidade $\dot{\theta}$.

A proposta de Park foi de tornar os enrolamentos do rotor estáticos, ou assim dizendo, enrolamentos do estator fixos e enrolamentos do rotor pseudo-estacionários. Convém informar que as variáveis estatóricas não sofreram a transformada de Park, pois são fixas. Portanto, somente as variáveis rotóricas sofreram a ação de transformação. Desta forma podem ser definidas as variáveis do estator no eixo dq em relação aos eixos $\alpha\beta$, pela equação (A.31).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

Para que a transformada seja possível é levado em consideração o ângulo existente entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor, conforme apresentado na Figura 82, onde ilustram o efeito da transformação. Todos os enrolamentos são considerados idênticos.

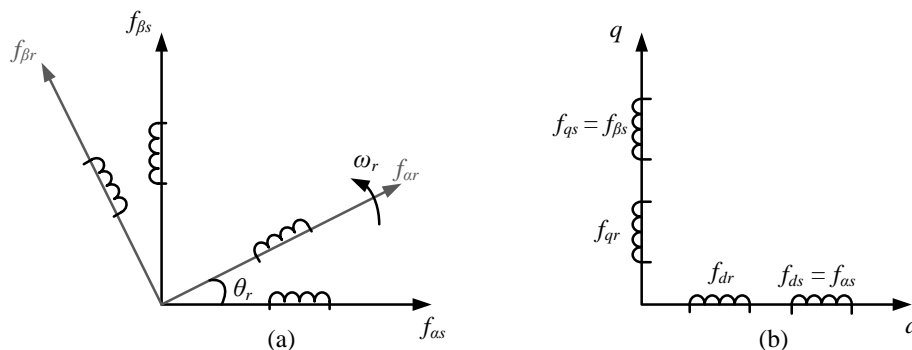


Figura 82 – Transformada de Park: (a) Sistema Bifásico e (b) Sistema Pseudo-Estacionário

Assim como na transformada de Clarke são realizadas a decomposições das variáveis girantes, levando em consideração o ângulo θ_r entre o estator e o rotor. As equações

(A.32) e (33) apresentam às decomposições das variáveis de interesse, neste caso as correntes rotóricas:

$$i_{dr} = i_{ar} \cos(\theta_r) - i_{\beta r} \sin(\theta_r) \quad (\text{A.32})$$

$$i_{qr} = i_{ar} \sin(\theta_r) + i_{\beta r} \cos(\theta_r) \quad (\text{A.33})$$

Representando em forma de matriz obtém-se a equação (A.34).

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

Até então as variáveis obtidas da transformada de Park foram representadas com o referencial ao eixo estático. Contudo, é possível realizar a transformada de Park em outro referencial.

A transformação realizada no referencial genérico, considera-se os enrolamentos do estator S_α e S_β em repouso, os enrolamentos do rotor R_α e R_β girando com uma velocidade ω e o sistema de eixos da transformação de Park girando a uma velocidade ψ , ilustrado na Figura 83.

Todos os enrolamentos possuem o mesmo número de espiras. Fazendo as projeções das forças magnetomotriz, do rotor e do estator sobre o eixo de referência dq , obtendo-se as equações (A.35)-(38).

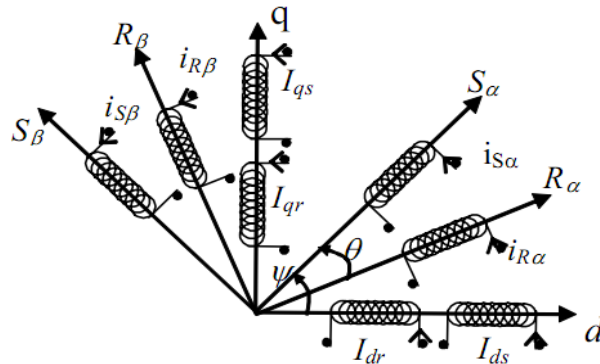


Figura 83 – Transformada de Park no referencial arbitrário
Fonte: Câmara (2007)

$$i_{ds} = i_{\alpha s} \cos(\psi) + i_{\beta s} \sin(\psi) \quad (\text{A.37})$$

$$i_{qs} = -i_{\alpha s} \sin(\psi) + i_{\beta s} \cos(\psi) \quad (\text{A.38})$$

$$i_{dr} = i_{ar} \cos(\psi - \theta) - i_{\beta r} \sin(\psi - \theta) \quad (\text{A.37})$$

$$i_{qr} = i_{ar} \sin(\psi - \theta) + i_{\beta r} \cos(\psi - \theta) \quad (\text{A.38})$$

Assim em matrizes as equações (A.39-40):

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{A.39})$$

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta) & \sin(\psi - \theta) \\ -\sin(\psi - \theta) & \cos(\psi - \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.40})$$

Alguns casos particulares, comumente empregados são os seguintes:

- Referencial no estator ($\psi = 0$), equações (A.41) e (42):

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{A.41})$$

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.42})$$

- Referencial no rotor ($\psi = \theta$), equações (A.43) e (44):

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{A.43})$$

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.44})$$

Na Figura 84 é apresentado a transformação de Clarke e Park implementadas no Matlab® para validação das técnicas apresentas.

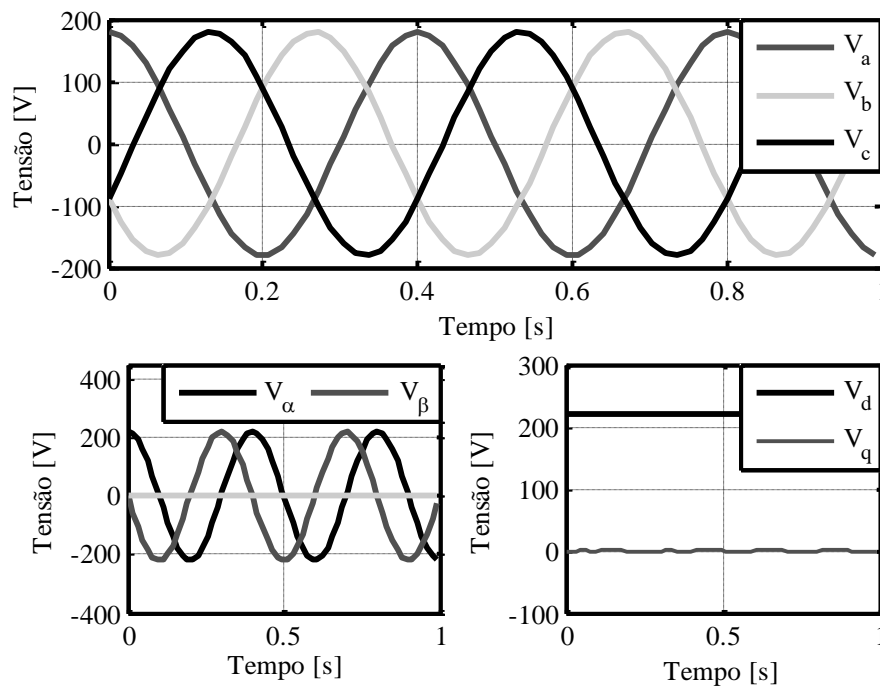


Figura 84 – Implementação das Transformações de Clarke e Park no ambiente de simulação Matlab

APÊNDICE B

MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

A implementação de técnicas de controle, requer um modelo matemático adequado que represente a dinâmica da planta a ser controlada e/ou observada. Além disso, alguns artifícios matemáticos são utilizados para facilitar o projeto do controlador aplicado ao motor de indução, tais como a transformada de Clark ($\alpha\beta 0$) e a transformada de Park ($dq0$). Essas técnicas transformam um sistema trifásico em um sistema bifásico em eixos pseudo-estacionário, com a mesma potência mecânica, torque, velocidade, número de polos.

Neste anexo é apresentado uma análise do motor de indução, com a modelagem elétrica e mecânica no referencial genérico e fluxo rotórico, que serão necessários para o projeto do controlador e do estimador da velocidade rotórica.

REFERENCIAL GENÉRICO

A modelagem matemática é utilizada para obter uma descrição do comportamento das grandezas internas da máquina e, no caso do MIT, o comportamento dinâmico deve ser obtido através das equações de:

- Tensão/ corrente;
- Fluxo concatenado;
- Conjugado eletromagnético;
- Movimento e posição angular.

No estudo do motor de indução trifásico, considera-se que o motor apresenta estruturas magnéticas cilíndricas tanto no rotor como no estator. Contudo, o rotor gaiola de esquilo apresenta um número de fases superior a três, uma vez que cada barra presente constitui uma fase. Contudo, o método de modelagem a ser utilizado serve para qualquer número de fases e, conseqüentemente, para o rotor de gaiola.

Para a representação matemática, algumas hipóteses e convenções devem ser levadas em considerações:

- Os três enrolamentos estatóricos são iguais entre si;

- Os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si;
- Os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais, tanto no estator quanto no rotor;
- O entreferro é considerado constante;
- As perdas magnéticas são desconsideradas e o circuito magnético é ideal;
- A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal.

Além disso, na modelagem são utilizadas as transformadas de Clark e Park. As equações de tensão da máquina no referencial genérico ω podem ser expressas como Krause (KRAUSE, 1986) nas equações (A.45) e (46):

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & -L_s\omega & sL_m & -L_m\omega \\ L_s\omega & R_s + sL_s & L_m\omega & sL_m \\ sL_m & -L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + sL_r & -L_r(\omega - N_{pp}\omega_r) \\ L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & sL_m & L_m(\omega - N_{pp}\omega_r) & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.45})$$

$$T_e = N_{pp} \cdot L_m \cdot (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \quad (\text{A.46})$$

onde L_s , L_r são indutâncias estatórica e rotórica, L_m representa indutância mutua, R_s , R_r são resistências estatórica e rotórica, respectivamente, N_{pp} é o número de par de polos da máquina. Ainda, ω é a velocidade do sistema de referência (rad/s) e ω_r é a velocidade rotórica. O operador de Laplace “s” indica derivação da variável. Com a obtenção das transformadas de Park, tem-se as tensões V_{ds} , V_{qs} , V_{dr} e V_{qr} , onde são as tensões nos eixos direto e em quadratura estatóricas e rotóricas, respectivamente. E as correntes nos eixos direto e em quadratura são dadas por I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} e I_{qr} , respectivamente.

A equação (A.46) do torque elétrico é responsável pelo acoplamento entre o modelo mecânico e o modelo elétrico do motor de indução. Prosseguindo a modelagem, os fluxos nos eixos direto e em quadratura estatóricos $[\varphi_s]_{dq}$ e rotóricos $[\varphi_r]_{dq}$, são obtidos, conforme as seguintes equações (A.47) e (48):

$$[\varphi_s]_{dq} = L_s \mathbf{I}[I_s]_{dq} + L_m \mathbf{I}[I_r]_{dq} \quad (\text{A.47})$$

$$[\varphi_r]_{dq} = L_r \mathbf{I}[I_r]_{dq} + L_m \mathbf{I}[I_s]_{dq} \quad (\text{A.48})$$

onde $[\varphi_s] = [\varphi_{ds} \quad \varphi_{qs}]^T$, $[\varphi_r] = [\varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^T$, $[I_s] = [I_{ds} \quad I_{qs}]^T$, $[I_r] = [I_{dr} \quad I_{qr}]^T$ e \mathbf{I} é uma matriz identidade de dimensão 2 x 2.

As equações (A.49)-(52), considera um MIT do tipo gaiola de esquilo, onde as tensões rotóricas V_{dr} e V_{qr} são nulas, pois o circuito rotórico é curto-circuitado. Com isso, pode-se reescrever a equação (A.45) e obter o circuito equivalente bifásico do motor no referencial genérico de eixos dq, onde é apresentado na Figura 85.

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \dot{I}_{ds} - \omega L_s I_{qs} + L_m \dot{I}_{dr} - \omega L_m I_{qr} \quad (\text{A.49})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \dot{I}_{qs} + \omega L_s I_{ds} + L_m \dot{I}_{qr} + \omega L_m I_{dr} \quad (\text{A.50})$$

$$0 = L_m \dot{I}_{ds} - (\omega - N_{pp} \omega_r) L_m I_{qs} + R_r I_{dr} + L_r \dot{I}_{dr} - (\omega - N_{pp} \omega_r) L_r I_{qr} \quad (\text{A.51})$$

$$0 = L_m \dot{I}_{qs} + (\omega - N_{pp} \omega_r) L_m I_{ds} + R_r I_{qr} + L_r \dot{I}_{qr} + (\omega - N_{pp} \omega_r) L_r I_{dr} \quad (\text{A.52})$$

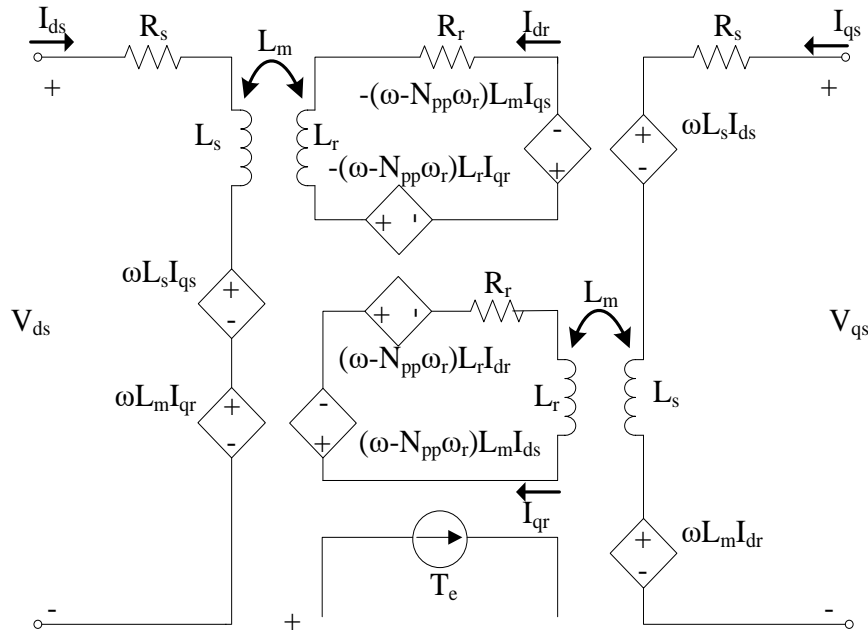


Figura 85 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico em um referencial genérico no eixo dq

Com a aplicação das equações anteriores equações (A.49)-(52), isolando-se as variáveis de corrente com derivação (\dot{x}) das equações, têm-se:

Das equações (A.49) e (51), obtém-se respectivamente (A.53) e (54):

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{dr} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (\text{A.53})$$

$$\dot{I}_{dr} = -\frac{L_m}{L_r} \dot{I}_{ds} + (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} I_{dr} + (\omega - N_{pp} \omega_r) I_{qr} \quad (\text{A.54})$$

Substituindo-se a equação (A.54) na equação (A.53), tem-se a equação (A.55):

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} = & -\frac{R_s}{L_s}I_{ds} + \omega I_{qs} \\
& -\frac{L_m}{L_s L_r}(-L_m \dot{i}_{ds} + (\omega - N_{pp}\omega_r)L_m I_{qs} - R_r I_{dr} \\
& + (\omega - N_{pp}\omega_r)L_r I_{qr}) + \omega \frac{L_m}{L_s}I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s}
\end{aligned} \tag{A.55}$$

Isolando a variável de estado \dot{i}_{ds} da equação (A.55), obtém-se a equação (A.56):

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \\
= & -\frac{R_s}{L_s}I_{ds} + \omega I_{qs} - (\omega - N_{pp}\omega_r)\frac{L_m^2}{L_s L_r}I_{qs} + \frac{R_r L_m}{L_s L_r}I_{dr} \\
& - (\omega - N_{pp}\omega_r)\frac{L_m}{L_s}I_{qr} + \omega \frac{L_m}{L_s}I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s}
\end{aligned} \tag{A.56}$$

Com a equação (A.56) é possível definir termo comum, como a equação (A.57) apresenta:

$$a_0 = L_s L_r - L_m^2 \tag{A.57}$$

reescrevendo a equação (A.56), com a substituição da equação (A.57), tem-se a equação (A.58).

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} = & -\frac{R_s L_r}{a_0}I_{ds} + \omega \frac{L_s L_r}{a_0}I_{qs} - (\omega - N_{pp}\omega_r)\frac{L_m^2}{a_0}I_{qs} + \frac{R_r}{a_0}I_{dr} \\
& - (\omega - N_{pp}\omega_r)\frac{L_r L_m}{a_0}I_{qr} + \omega \frac{L_r L_m}{a_0}I_{qr} + \frac{L_r V_{ds}}{a_0}
\end{aligned} \tag{A.58}$$

Simplificando a equação (A.58), obtém-se a equação (A.59):

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s L_r}{a_0}I_{ds} + \left(\omega + N_{pp}\omega_r \frac{L_m^2}{a_0}\right)I_{qs} + \frac{R_r L_m}{a_0}I_{dr} + N_{pp}\omega_r \frac{L_m L_r}{a_0}I_{qr} + \frac{L_r}{a_0}V_{ds} \tag{A.59}$$

Para facilitar o tratamento algébrico das expressões anteriores, foram definidos os seguintes termos, equações (A.60)-(64):

$$a_1 = \frac{R_s L_r}{a_0} \tag{A.60}$$

$$a_2 = \frac{L_m^2}{a_0} \tag{A.61}$$

$$a_3 = \frac{R_r L_r}{a_0} \tag{A.62}$$

$$a_4 = \frac{L_r L_m}{a_0} \tag{A.63}$$

$$a_5 = \frac{L_r}{a_0} \tag{A.64}$$

Substituindo as equações (A.60)-(64), na equação (A.59), obtém-se a equação (A.65), em termos de coeficientes comum.

$$\dot{I}_{ds} = -a_1 I_{ds} + (\omega + N_{pp}\omega_r a_2) I_{qs} + a_3 I_{dr} + N_{pp}\omega_r a_4 I_{qr} + a_5 V_{ds} \quad (\text{A.65})$$

as equações (A.50-52), obtém-se respectivamente as equações (A.66-67):

$$\dot{I}_{qs} = -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{qr} - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (\text{A.66})$$

$$\dot{I}_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} \dot{I}_{qs} - (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{dr} \quad (\text{A.67})$$

Substituindo-se a equação (A.67) na equação (A.66), tem-se a equação (A.68):

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qs} = & -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{ds} \\ & - \frac{L_m}{L_s} \left(-\frac{L_m}{L_r} \dot{I}_{qs} - (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} \right. \\ & \left. + (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{dr} \right) - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \end{aligned} \quad (\text{A.68})$$

Utilizando os termos definidos pelas equações (A.57) e (A.60)-(64), reescreve-se a equação (A.68) na equação (A.69)

$$\dot{I}_{qs} = -(\omega + N_{pp}\omega_r a_2) I_{ds} - a_1 I_{qs} - N_{pp}\omega_r a_4 I_{dr} + a_3 I_{qr} + a_5 V_{qs} \quad (\text{A.69})$$

As variáveis de estados estatóricas ($\dot{I}_{ds}, \dot{I}_{qs}$), foram obtidas pelas equações do circuito equivalente, pelo procedimento de substituições de equações. As variáveis de estados rotóricas ($\dot{I}_{dr}, \dot{I}_{qr}$), serão obtidas do mesmo modo que as correntes (I_{ds}, I_{qs}).

Substituindo a equação (A.53) em (A.54), tem-se a equação (A.70)

$$\begin{aligned} \dot{I}_{dr} = & -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{dr} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s} \right) + (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ & - \frac{R_r}{L_r} I_{dr} + (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{qr} \end{aligned} \quad (\text{A.70})$$

Isolando a variável de estado \dot{I}_{dr} na equação (A.70), obtém-se a equação (A.71)

$$\begin{aligned} \dot{I}_{dr} - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \dot{I}_{dr} = & -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \omega I_{qs} + \omega \frac{L_m}{L_s} I_{qs} + \frac{V_{ds}}{L_s} \right) + (\omega - N_{pp}\omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ & - \frac{R_r}{L_r} I_{dr} + (\omega - N_{pp}\omega_r) I_{qr} \end{aligned} \quad (\text{A.71})$$

Reescrevendo a equação (A.71), em termos dos coeficientes definidos nas equações (A.2.57) e (A.2.60)-(2.64), obtém-se a equação (A.72)

$$\dot{I}_{dr} = \frac{R_s L_m}{a_0} I_{ds} - N_{pp}\omega_r \frac{L_s L_m}{a_0} I_{qs} - \frac{R_r L_s}{a_0} I_{ds} + \left(\omega - N_{pp}\omega_r \frac{L_s L_r}{a_0} \right) I_{qr} - \frac{L_m}{a_0} V_{ds} \quad (\text{A.72})$$

Com a equação (A.72) é possível definir novos coeficientes para facilitar o tratamento algébrico das equações, tem-se as seguintes definições:

$$a_6 = \frac{R_s L_m}{a_0} \quad (\text{A.73})$$

$$a_7 = \frac{L_s L_m}{a_0} \quad (\text{A.74})$$

$$a_8 = \frac{R_r L_s}{a_0} \quad (\text{A.75})$$

$$a_9 = \frac{L_s L_r}{a_0} \quad (\text{A.76})$$

$$a_{10} = \frac{L_m}{a_0} \quad (\text{A.77})$$

Reescrevendo a equação (A.72), em função das equações (A.73)-(77), tem-se a equação (A.78):

$$\dot{I}_{dr} = a_6 I_{ds} - N_{pp} \omega_r a_7 I_{qs} - a_8 I_{dr} + (\omega - N_{pp} \omega_r a_9) I_{qr} - a_{10} V_{ds} \quad (\text{A.78})$$

O procedimento para defini-la a última variável de estado, é o mesmo adotado para as demais, com a substituição da equação (A.66) em (A.67), tem-se a equação (A.79)

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} = & -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{ds} - \frac{L_m}{L_s} \dot{I}_{qr} - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \right) - (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ & - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - (\omega - N_{pp} \omega_r) I_{dr} \end{aligned} \quad (\text{A.79})$$

Isolando a variável de estado \dot{I}_{qr} na equação (A.79), tem-se a equação (A.80):

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \dot{I}_{qr} = & -\frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \omega I_{ds} - \omega \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_{qs}}{L_s} \right) - (\omega - N_{pp} \omega_r) \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ & - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - (\omega - N_{pp} \omega_r) I_{dr} \end{aligned} \quad (\text{A.80})$$

Reescrevendo a equação (A.80), em termos dos coeficientes definidos nas equações (A.57) e (A.73)-(77), obtém-se a equação (A.81):

$$\dot{I}_{qr} = a_6 I_{qs} + N_{pp} \omega_r a_7 I_{ds} - a_8 I_{qr} + (-\omega + N_{pp} \omega_r a_9) I_{dr} - a_{10} V_{qs} \quad (\text{A.81})$$

Com as deduções das equações (A.65), (A.69), (A.78) e (A.81) isolando-se as variáveis de corrente com derivação das equações, as mesmas podem ser escritas na forma de equações de estado como apresentando na equação (A.82), que posteriormente podem ser utilizadas como modelo para projeto dos controladores em um referencial genérico do motor de indução:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (\text{A.82})$$

Assim definindo o vetor de estado \mathbf{x} na equação (A.83) e o vetor de entrada \mathbf{u} na equação (A.84)

$$[\mathbf{x}] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]^T \quad (\text{A.83})$$

$$[\mathbf{u}] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \quad (\text{A.84})$$

Na forma matricial, o modelo por equações de estado do motor de indução trifásico para um referencial genérico é dado pela equação (A.85)

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (\omega + N_{pp}\omega_r a_2) & a_3 & N_{pp}\omega_r a_4 \\ -(\omega + N_{pp}\omega_r a_2) & -a_1 & -N_{pp}\omega_r a_4 & a_3 \\ a_6 & -N_{pp}\omega_r a_7 & -a_8 & (\omega - N_{pp}\omega_r a_9) \\ N_{pp}\omega_r a_7 & a_6 & (-\omega + N_{pp}\omega_r a_9) & -a_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_5 & 0 \\ 0 & a_5 \\ -a_{10} & 0 \\ 0 & -a_{10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.85})$$

REFERENCIAL NO FLUXO ROTÓRICO

O modelo elétrico do motor no referencial genérico é utilizado para obter-se o modelo no referencial fluxo rotórico. Este referencial pode ser utilizado para simulação e implementação experimental dos controladores PI (proporcional-integral) do sistema de controle.

Primeiramente, considere as equações de fluxos dadas pelas equações (A.86-89)

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (\text{A.86})$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (\text{A.87})$$

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (\text{A.88})$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (\text{A.89})$$

e as correntes rotóricas são das pelas equações (A.90)-(A.91):

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{ds}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{ds} \quad (\text{A.90})$$

$$I_{qr} = \frac{\varphi_{qs}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} I_{qs} \quad (\text{A.91})$$

Realizando as substituições das equações (A.90) e (91), nas equações de fluxo (A.88) e (89), obtém-se as equações (A.92) e (93):

$$\varphi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{ds} + \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m} I_{ds} \quad (\text{A.92})$$

$$\varphi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{qs} + \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m} I_{qs} \quad (\text{A.93})$$

Com o desenvolvimento matemático das equações (A.49)-(52) e (A.90)-(93), é possível obter as equações de estado do motor no referencial fluxo rotórico, como apresenta a equação (A.94):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2}{\tau_r L_s L_r \sigma} - \frac{R_s}{L_s \sigma} & \omega \\ \omega & -\frac{L_m^2}{\tau_r L_s L_r \sigma} - \frac{R_s}{L_s \sigma} \end{bmatrix} + \\ &+ \varphi_{dr} \begin{bmatrix} \frac{L_m}{\tau_r L_s L_r \sigma} \\ \frac{N_{pp} \omega_r L_m}{L_s L_r \omega} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s \sigma} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.94})$$

onde τ_r representa a constante rotórica do motor, apresentado na equação (A.95) e σ é o coeficiente de dispersão, dado pela equação (A.96)

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{A.95})$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_m} \quad (\text{A.96})$$

No referencial do fluxo rotórico o eixo de coordenadas d encontra-se alinhada com o mesmo. Portanto, pode-se afirmar que o fluxo rotórico no eixo q é nulo.

Para determinar a equação do torque elétrico no referencial do fluxo rotórico, considera-se as equações (A.88) e (89) reescritas na equação (A.97), em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ 0 \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.97})$$

Isolando as correntes rotóricas da equação (A.97), tem-se:

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} \quad (\text{A.98})$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (\text{A.99})$$

Substituindo as equações (A.98) e (99) na equação (A.46), tem-se a equação do torque elétrico no referencial do fluxo rotórico, dado pela equação (A.100)

$$T_e = L_m \left(\frac{\varphi_{dr} - L_m I_{ds}}{L_r} I_{qs} - I_{ds} \frac{-L_m}{L_r} I_{qs} \right) \quad (\text{A.100})$$

A equação (A.100) pode ser simplificada, resultando na equação (A.101):

$$T_e = L_m \frac{\varphi_{dr}}{L_r} I_{qs} \quad (\text{A.101})$$

Considerando a equação do fluxo rotórico no eixo direto em regime permanente, e para uma corrente I_{ds} constante, pode-se reescrever a equação (A.101), apresentado na equação do torque (A.102), em função das correntes, indutância mútua e número de pares de polos (N_{pp}).

$$T_e = \frac{N_{pp} I_{ds} I_{qs} L_m^2}{L_r} \quad (\text{A.102})$$

APÊNDICE C

PUBLICAÇÕES NO PERÍODO

PINHEIRO, Diego.D; STEIN, Carlos. M.O; CARDOSO, R.; COSTA, Jean.P; CARATI, Emerson.F. **Comparison of Sensorless Techniques Based on Model Reference Adaptive System for Induction Motor Drive**. 13th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP. Fortaleza, Ceará, Brasil:2015.

PINHEIRO, Diego.D; TORRICO, César.R.C; CARATI, Emerson.G. **Sensorless Speed Drive with Flux Optimization in Three-Phase Induction Motors**. Conferência Internacional em Eletrônica de Potência e Suas Aplicações e Gerenciamento de Energia. São Paulo: PCIM South America. 2014.