

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucas Neckel

ESTUDO DE ALGORITMOS *BACKSTEPPING* PARA O
CONTROLE DE CORRENTES E ESTIMAÇÃO DA
VELOCIDADE ROTÓRICA EM MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Lucas Neckel

**ESTUDO DE ALGORITMOS *BACKSTEPPING* PARA O CONTROLE
DE CORRENTES E ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ROTÓRICA EM
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

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

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Neckel, Lucas

Estudo de algoritmos *Backstepping* para o controle de correntes e estimação da velocidade rotórica em Motores de Indução Trifásicos / Lucas Neckel - 2017

151 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Engenharia Elétrica 2. Controlador por Backstepping 3. Observação de velocidade I. Vieira, Rodrigo Padilha. II. Título.

© 2017

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

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 99613-4559;

Endereço Eletrônico: lucas.neckel@gmail.com.

Lucas Neckel

**ESTUDO DE ALGORITMOS *BACKSTEPPING* PARA O CONTROLE
DE CORRENTES E ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ROTÓRICA EM
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

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

Aprovado em 19 de Junho de 2017:

Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)

Emerson Giovani Carati, Dr. (UTFPR)

Hilton Abílio Gründling, D.Sc. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil
2017

“Louvado seja Deus, que não
rejeitou a minha oração nem
afastou de mim o seu amor!
Salmos 66:20”

RESUMO

ESTUDO DE ALGORITMOS *BACKSTEPPING* PARA O CONTROLE DE CORRENTES E ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ROTÓRICA EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

AUTOR: LUCAS NECKEL

ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de estratégias de controle de corrente e o desenvolvimento de algoritmos para observação da velocidade rotórica de motores de indução trifásicos utilizando algoritmos *Backstepping*. O algoritmo *Backstepping* é uma técnica recursiva utilizada para construção de leis de controle de realimentação a partir de funções *Lyapunov*.

Dois controladores de corrente são propostos, o primeiro é baseado em observador de fluxos rotóricos e o segundo é baseado em um observador de distúrbios, ambos controladores utilizando algoritmos *Backstepping*.

São desenvolvidos três métodos de observação da velocidade rotórica. O primeiro método é chamado de *Z-Type Backstepping Observer*, o qual utiliza variáveis adicionais, baseadas nos fluxos rotóricos e velocidade rotórica. O segundo observador de velocidade rotórica desenvolvido é baseado em uma abordagem conjunta *Backstepping* e *sliding mode*. Neste método a velocidade rotórica é obtida a partir da observação de variáveis auxiliares estimadas pelos dois métodos. Além disso, é realizado o estudo de um algoritmo através de uma lei adaptativa da velocidade, o qual é construído a partir de funções candidatas à *Lyapunov* e observador de distúrbios.

Resultados de simulação e experimentais referentes as estratégias de controle e observação desenvolvidas neste trabalho são apresentados. Estes resultados validam as estratégias propostas.

Palavras-chave: *Backstepping*, *sliding mode*, *sensorless*, controle vetorial.

ABSTRACT

THE STUDY THE ALGORITHMS BACKSTEPPING FOR THE CURRENTS CONTROL AND ESTIMATION OF ROTORIC SPEED IN INDUCTION MOTORS THREE-PHASE

AUTHOR: LUCAS NECKEL

ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

This master dissertation presents the development of current control strategies and the development of rotor speed observers using Backstepping algorithms. The Backstepping algorithm is a recursive method used for construction of the a feedback control law from Lyapunov functions.

Two current controllers are proposed, the first one is based on the observed rotor flux and the second one is based on a disturbance observer, both controllers using Backstepping algorithm.

Three methods for rotor speed estimation are developed. The first method is called Z-Type Backstepping Observer, which uses additional variables, based on rotor flux and rotor speed. The second rotor speed observer is based on a combined sliding mode and Backstepping method. In this scheme, the rotor speed is obtained from the auxiliary variables estimated by both methods. Moreover, an adaptive law for rotor speed estimation is developed from Lyapunov functions and disturbance observer.

Simulation and experimental results are presented to validate the proposed schemes.

Keywords: Backstepping, sliding mode, sensorless, vectorial control

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Distribuição do Consumo de Energia Elétrica na Indústria.	29
Figura 1.2	– Principais técnicas de controle utilizadas. (Em azul claro, a técnica de controle que será utilizado no decorrer do trabalho).	31
Figura 1.3	– Diagrama reduzido da técnica DTC.	32
Figura 1.4	– Diagrama reduzido da técnica DFOC.	33
Figura 1.5	– Diagrama reduzido da técnica IFOC.	34
Figura 2.1	– Planta básica para o <i>backstepping</i>	38
Figura 2.2	– Planta básica após inclusão de z	39
Figura 2.3	– Planta base do operador <i>backstepping</i> com integrador.	41
Figura 2.4	– Respostas do sistema. (Exemplo 1).	44
Figura 2.5	– Ação de controle. (Exemplo 1)	44
Figura 2.6	– Diagrama da simulação no ambiente <i>Simulink</i>	47
Figura 2.7	– Resposta do sistema a entrada degrau unitário em malha aberta. ...	47
Figura 2.8	– Resposta do sistema a entrada degrau unitário em malha fechada. ...	48
Figura 2.9	– Esforço do controle u para resposta ao degrau unitário, saturada em 10 unidades.	48
Figura 3.1	– Diagrama utilizado para simulação do controlador PI.	63
Figura 3.2	– Controlador Proporcional Integral (PI). (i_{sq}^*, i_{sq})	63
Figura 3.3	– Controlador Proporcional Integral (PI). (i_{sd}^*, i_{sd})	64
Figura 3.4	– Controlador Proporcional Integral (PI). (ω_r)	64
Figura 3.5	– Controlador Proporcional Integral (PI). (v_d, v_q)	64
Figura 3.6	– Diagrama utilizado para simulação do controlador <i>Backstepping</i> + Observador de Fluxo.	65
Figura 3.7	– Resultado de simulação das correntes observadas x correntes medidas.	66
Figura 3.8	– Resultado de simulação do erro entre as correntes observadas e correntes medidas.	66
Figura 3.13	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de fluxos. (ω_r)	66
Figura 3.9	– Resultado de simulação dos fluxos observados x fluxos medidos.	67
Figura 3.10	– Resultado de simulação do erro entre os fluxos observados e correntes medidas.	67
Figura 3.14	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de fluxos. (v_d, v_q)	67
Figura 3.11	– Controlador <i>backstepping</i> baseado em observador de fluxos. (i_{sq}^*, i_{sq})	68
Figura 3.12	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de fluxos. (i_{sd}^*, i_{sd})	68
Figura 3.15	– Diagrama utilizado para simulação do controlador <i>Backstepping</i> + Observador de Distúrbios.	69
Figura 3.16	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de distúrbios. (i_{sq}^*, i_{sq}) ...	69
Figura 3.17	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de distúrbios. (i_{sd}^*, i_{sd}) ...	70
Figura 3.18	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de distúrbios. (\hat{d}_d, d_d) ...	70
Figura 3.19	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de distúrbios. (\hat{d}_q, d_q) ...	70
Figura 3.20	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de distúrbios. (w_r) ...	71
Figura 3.21	– Controlador <i>Backstepping</i> com observador de distúrbios. (v_d, v_q) ...	71
Figura 3.22	– Detalhe em 50ms das correntes com os três controladores propostos. (i_{sd})	72
Figura 3.23	– Detalhe em 50ms das correntes com os três controladores propostos. (i_{sq})	72
Figura 4.1	– Correntes simuladas para o observador <i>Z-Type</i> , em regime permanente. $(i_\alpha, i_\beta, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)$	87

Figura 4.2	– Fluxos simulados para o observador <i>Z-Type</i> , em regime permanente. $(f_\alpha, \lambda_\beta, \hat{\lambda}_\alpha, \hat{\lambda}_\beta)$	87
Figura 4.3	– Variáveis auxiliares <i>Z</i> simuladas para o observador <i>Z-Type</i> , em regime permanente. $(\hat{Z}_\alpha, \hat{Z}_\beta)$	88
Figura 4.4	– Correntes i_{sd} e i_{sq} com acionamento <i>sensorless Z-Type</i> . $(i_{sq}^*, i_{sd}^*, i_{sq}, i_{sd})$	88
Figura 4.5	– Velocidades simuladas em rampa para o observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	89
Figura 4.6	– Velocidades simuladas em rampas para o observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	89
Figura 4.7	– Velocidades simuladas aceleração e desaceleração <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	89
Figura 4.8	– Simulação do observador <i>Z-Type</i> com passagem por zero. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	90
Figura 4.9	– Velocidades simuladas em baixas velocidades para o observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	90
Figura 4.10	– Correntes reais e observadas - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(i_\alpha, \hat{i}_\alpha, i_{sm\alpha}, i_\beta, \hat{i}_\beta, i_{sm\beta})$	91
Figura 4.11	– Variáveis adicionais - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(\hat{L}_\alpha, L_{sm\alpha}, \hat{L}_\beta, L_{sm\beta})$	91
Figura 4.12	– Correntes <i>dq</i> - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(i_{sq}^*, i_{sd}^*, i_{sq}, i_{sd})$	91
Figura 4.13	– Velocidades simuladas em rampas - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	92
Figura 4.14	– Velocidades simuladas em aceleração - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	92
Figura 4.15	– Velocidades simuladas em aceleração e desaceleração - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	92
Figura 4.16	– Velocidades simuladas em velocidade alta com passagem por zero - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	93
Figura 4.17	– Velocidades simuladas baixas velocidades com passagem por zero - Observador <i>backstepping - sliding mode</i> . $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	93
Figura 4.18	– Variável adicional $L_{\alpha\beta}$ e distúrbios observados - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\hat{L}_\alpha, \hat{d}_\alpha, \hat{L}_\beta, \hat{d}_\beta)$	94
Figura 4.19	– Correntes de eixo direto em quadratura - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(i_{sd}^*, i_{sq}^*, i_{sd}, i_{sq})$	94
Figura 4.20	– Velocidade simulada em rampas - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	94
Figura 4.21	– Simulação de aceleração do MIT - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	95
Figura 4.22	– Simulação de aceleração e desaceleração do MIT - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	95
Figura 4.23	– Simulação acionamento em alta velocidade e inversão de velocidade - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$	95
Figura 4.24	– Simulação acionamento em baixa velocidade - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$..	96
Figura 4.25	– Correntes de eixo direto simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos <i>sensorless Z-type</i>	96

Figura 4.26 – Correntes de eixo direto simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos <i>sensorless Backstepping e Sliding Mode</i>	97
Figura 4.27 – Correntes de eixo direto simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos <i>sensorless</i> adaptativo com observador de distúrbios.	97
Figura 4.28 – Correntes de eixo em quadratura simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos <i>sensorless Z-Type</i>	98
Figura 4.29 – Correntes de eixo em quadratura simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos <i>sensorless Backstepping e Sliding Mode</i>	98
Figura 4.30 – Correntes de eixo em quadratura simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos <i>sensorless</i> adaptativo com observador de distúrbios.	99
Figura 5.1 – Representação da bancada experimental.	101
Figura 5.2 – Corrente de eixo direto - Controlador PI. (i_{sd}^*, i_{sd})	102
Figura 5.3 – Corrente de eixo em quadratura - Controlador PI. (i_{sq}^*, i_{sq})	103
Figura 5.4 – Velocidade rotórica - Controlador PI. (ω_r)	103
Figura 5.5 – Corrente de eixo direto - BS+OF. (i_{sd}^*, i_{sd})	104
Figura 5.6 – Corrente de eixo em quadratura - BS+OF. (i_{sq}^*, i_{sq})	104
Figura 5.7 – Velocidade Rotórica - BS+OF. (ω_r)	104
Figura 5.8 – Fluxos rotóricos observados, referencial $\alpha\beta$ - BS+OF. $(\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta})$	105
Figura 5.9 – Fluxos rotóricos observados, referencial dq - BS+OF. $(\lambda_{rd}, \lambda_{rq})$	105
Figura 5.10 – Corrente de eixo direto - BS+DO. (i_{sd}^*, i_{sd})	106
Figura 5.11 – Corrente de eixo em quadratura - BS+DO. (i_{sq}^*, i_{sq})	106
Figura 5.12 – Velocidade Rotórica - BS+OD. (ω_r)	106
Figura 5.13 – Distúrbio corrente i_{sd} - BS+OF.	107
Figura 5.14 – Distúrbio corrente i_{sq} - BS+OF.	107
Figura 5.15 – Corrente de eixo direto. (i_{sd})	108
Figura 5.16 – Corrente de eixo em quadratura. (i_{sq})	108
Figura 5.17 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador <i>Z-Type</i> . $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	109
Figura 5.18 – Velocidade rotórica aceleração e desaceleração, controlador PI, observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	110
Figura 5.19 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador <i>Z-Type</i> . $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	110
Figura 5.20 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador PI, observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	111
Figura 5.21 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador <i>Z-Type</i> . $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	111
Figura 5.22 – Velocidade rotórica em aceleração e desaceleração, controlador BS+OF, observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	112
Figura 5.23 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador <i>Z-Type</i> . $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	112
Figura 5.24 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+OF, observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	112
Figura 5.25 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador <i>Z-Type</i> . $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	113
Figura 5.26 – Velocidade rotórica em aceleração e desaceleração, controlador BS+DO, observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	113

Figura 5.27 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador <i>Z-Type</i> . $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	114
Figura 5.28 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+DO, observador <i>Z-Type</i> . $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	114
Figura 5.29 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador BS+SM. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	115
Figura 5.30 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador PI, observador BS+SM. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	115
Figura 5.31 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador BS+SM. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	115
Figura 5.32 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador PI, observador BS+SM. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	116
Figura 5.33 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador BS+SM. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	116
Figura 5.34 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+OF, observador BS+SM. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	117
Figura 5.35 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador BS+SM. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	117
Figura 5.36 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+OF, observador BS+SM. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	117
Figura 5.37 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador BS+SM. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	118
Figura 5.38 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+DO, observador BS+SM. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	118
Figura 5.39 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador BS+SM. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	119
Figura 5.40 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+DO, observador BS+SM. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	119
Figura 5.41 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	120
Figura 5.42 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador PI, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	120
Figura 5.43 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	120
Figura 5.44 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador PI, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	121
Figura 5.45 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	121
Figura 5.46 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+OF, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	122
Figura 5.47 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	122
Figura 5.48 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+OF, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	122
Figura 5.49 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	123
Figura 5.50 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+DO, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	123
Figura 5.51 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$	124
Figura 5.52 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+DO, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$	124

LISTA DE FIGURAS

Figura A.1 – Relações trigonométricas entre a transformação f_{abc} para f_{dq}	139
Figura A.2 – Representação gráfica de um motor de indução trifásico, com 2 polos.	140
Figura A.3 – Circuito equivalente de um motor de indução trifásico, com 2 polos, ligação em estrela.	141
Figura A.4 – Representação trigonométrica dos ângulos entre o estator e rotor.	143
Figura A.5 – Circuito equivalente de um motor de indução trifásico, com 2 polos, ligação em estrela, referenciado no eixo arbitrário dq	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros do MIT	62
Tabela 3.2 – Ganhos dos Controladores PI.....	62
Tabela A.1 – Tipos de transformação de referencial.	140

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>MIT</i>	Motor de Indução Trifásico
<i>PWM</i>	<i>Pulse Wave Modulation</i>
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i>
<i>FMM</i>	Força magneto motriz
<i>DTC</i>	Controle direto de torque
<i>DFOC</i>	Controle com orientação direta no campo
<i>IFOC</i>	Controle com orientação indireta no campo
<i>MTPA</i>	Máximo torque por ampère
<i>PI</i>	Controle Proporcional Integral
<i>BS</i>	Observador/Controlador <i>backstepping</i>
<i>SM</i>	Observador <i>slidingmode</i>
<i>OF</i>	Observador de Fluxos
<i>DO</i>	Observador de Distúrbios
<i>AD</i>	Observador de velocidade rotórica adaptativo
<i>DSP</i>	Processador digital de sinais

LISTA DE SÍMBOLOS

i_{sq}	Corrente estática de eixo em quadratura
i_{sd}	Corrente estática de eixo direto
i_{rq}	Corrente rotórica de eixo em quadratura
i_{rd}	Corrente rotórica de eixo direto
λ_{sq}	Fluxo estático de eixo em quadratura
λ_{sd}	Fluxo estático de eixo direto
λ_{rq}	Fluxo rotórico de eixo em quadratura
λ_{rd}	Fluxo rotórico de eixo direto
i_{α}	Corrente estática no eixo α
i_{β}	Corrente estática no eixo β
λ_{α}	Fluxo rotórico no eixo α
λ_{β}	Fluxo rotórico no eixo β
u_{sq}	Tensão de eixo em quadratura
u_{sd}	Tensão de eixo direto
r_s	Resistência do enrolamento do estator
r_r	Resistência do enrolamento do rotor
L_s	Indutância do enrolamento do estator
L_r	Indutância do enrolamento do rotor
L_m	Indutância mútua entre o enrolamento do estator e rotor
T_e	Torque elétrico
P	Número de pares de polos
ω_r	Velocidade rotórica em rad/s
ω_a	Velocidade síncrona em rad/s
ω_0	Escorregamento
θ	Posição do campo do rotor
z	Variável desvio <i>backstepping</i>
$v_{\alpha,\beta,\phi}$	Variáveis estabilizadoras
$c_{\alpha,\beta}$	Ganhos associados ao <i>backstepping</i>
$z_{\alpha,\beta}$	Ganhos associados ao <i>backstepping</i>
V	Função candidata <i>Lyapunov</i>
u	Leis de controle
d_d	Distúrbio do eixo direto
d_q	Distúrbio do eixo em quadratura
$Z_{\alpha,\beta}$	Estados adicionais <i>Z-Type</i>
$L_{\alpha,\beta}$	Estados adicionais BS+SM e AD+DO
$L_{sm\alpha,sm\beta}$	Estados adicionais observado com <i>sliding mode</i>
$i_{sm\alpha,sm\beta}$	Correntes $\alpha\beta$ observadas com <i>sliding mode</i>
T_s	Período de discretização
x^*	Sobrescrito indica valor de referência para variável x
\hat{x}	Indica valor estimado da variável x

LISTA DE SÍMBOLOS

\tilde{x}	Indica valor de erro da variável x
\dot{x}	Indica operador de derivada no tempo da variável x

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Modelagem do Motor de Indução Trifásico	137
--	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	29
1.1 MOTIVAÇÃO E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	29
1.2 OBJETIVOS/ESCOPO DO TRABALHO	30
1.3 REVISÃO DA LITERATURA	31
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	36
2 SISTEMAS DE CONTROLE BASEADOS EM ALGORITMOS <i>BACKSTEPPING</i>	37
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	37
2.2 O PROCEDIMENTO <i>Backstepping</i>	38
2.3 EXEMPLO 1	42
2.4 EXEMPLO 2	44
3 CONTROLE DE CORRENTES PARA MIT	49
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	49
3.2 CONTROLADOR DE CORRENTES COM OBSERVAÇÃO DE FLUXOS	49
3.2.1 Observador de fluxos	49
3.2.2 Controlador de correntes <i>backstepping</i> com observador de fluxos .	53
3.3 CONTROLADOR DE CORRENTES BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS	57
3.3.1 Observador de distúrbio	57
3.3.2 Controlador de correntes <i>backstepping</i> baseado em observador de distúrbios	58
3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	61
3.4.1 Controlador PI	62
3.4.2 Controlador de correntes baseado na observação de fluxos	65
3.4.3 Controlador de correntes baseado em observação de distúrbios	68
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	71
4 OBSERVAÇÃO DE VELOCIDADE - ACIONAMENTO <i>SENSORLESS</i>	73
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	73
4.2 Z-TYPE BACKSTEPPING OBSERVER	73
4.3 OBSERVADOR <i>BACKSTEPPING - SLIDING MODE</i>	79
4.4 OBSERVADOR DE VELOCIDADE COM ALGORITMO ADAPTATIVO BASEADO EM UM OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS	84
4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	86
4.5.1 Z-type Backstepping Observer	86
4.5.2 Observador <i>backstepping - sliding mode</i>	90
4.5.3 Observador de velocidade adaptativo baseado na observação de distúrbios	93

4.5.4 Acionamento <i>Sensorless</i> com diferentes controladores de correntes	96
4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	99
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
5.1 INTRODUÇÃO	101
5.2 CONTROLE DE CORRENTES	102
5.2.1 Controlador PI	102
5.2.2 Controlador <i>Backstepping</i> + Observador de Fluxos (BS+OF)	103
5.2.3 Controlador <i>Backstepping</i> baseado em observador de distúrbios (BS+DO)	105
5.2.4 Comparação entre os métodos de controle de correntes	107
5.3 OBSERVADOR DE VELOCIDADE - ACIONAMENTO <i>Sensorless</i>	108
5.3.1 Z-Type Backstepping Observer	109
5.3.1.1 Controlador PI	109
5.3.1.2 Controlador <i>backstepping</i> baseado no observador de fluxos (BS+OF)	111
5.3.1.3 Controlador <i>backstepping</i> baseado no observador de distúrbios (BS+DO)	113
5.3.2 Backstepping - <i>sliding mode</i> (BS+SM)	114
5.3.2.1 Controlador PI	114
5.3.2.2 Controlador <i>backstepping</i> baseado no observador de fluxos (BS+OF)	116
5.3.2.3 Controlador <i>backstepping</i> baseado no observador de distúrbios (BS+DO)	118
5.3.3 Algoritmo adaptativo baseado no observador de distúrbios (AD-DO)	119
5.3.3.1 Controlador PI	119
5.3.3.2 Controlador <i>backstepping</i> baseado no observador de fluxos (BS+OF)	121
5.3.3.3 Controlador <i>backstepping</i> baseado no observador de distúrbios (BS+DO)	123
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	124
6 CONCLUSÃO	127
6.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	128
6.2 ARTIGOS PUBLICADOS	128
6.3 TRABALHOS FUTUROS	129
REFERÊNCIAS	131
APÊNDICES	135
A.0.1 Princípio de Funcionamento	137
A.0.2 Transformada de Park	137
A.0.3 Equações de tensões do Motor de Indução Trifásico	140
A.0.4 Modelo do Motor de Indução: Correntes	146
A.0.5 Modelo do Motor de Indução: Corrente - Fluxo	147
A.0.6 Modelo do Motor de Indução: Fluxo - Fluxo	148
A.0.7 Modelo do Motor de Indução no referencial $\alpha\beta$	149

A.0.8 Equações do torque do Motor de Indução Trifásico 149

1 INTRODUÇÃO

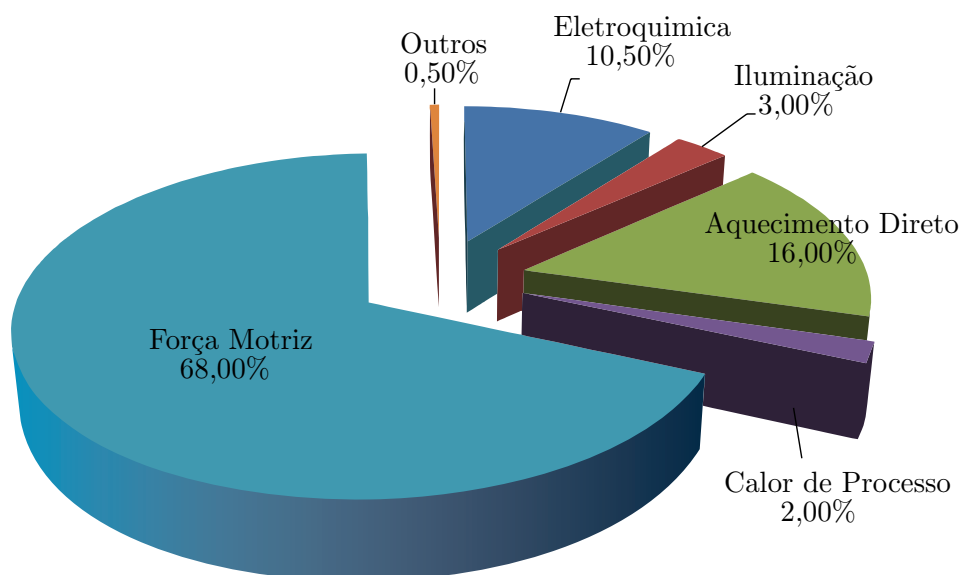
1.1 MOTIVAÇÃO E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

É estimado que os motores elétricos sejam responsáveis pelo uso de 46% da energia elétrica mundial, sendo utilizados principalmente na indústria, construção civil, sistemas de infraestrutura e transporte de bens e pessoas. Os motores entre 0,12kW e 1,00kW representam 80% do número total de motores (KULTERER R. WERLE, 2015; WEKHOVEN R. WERLE, 2015).

No Brasil, segundo informações do Plano Nacional de Eficiência Energética, a indústria é responsável pelo consumo de 43,7% da energia produzida, sendo que a força motriz é responsável pelo consumo de 68% do consumo de energia elétrica do setor industrial. Com isso, constata-se que aproximadamente 30% da energia total produzida é utilizada por motores elétricos (MME, 2015; MME, 2011).

A grande demanda de energia com força motriz, figura 1.1, demonstra a importância de pesquisas com motores elétricos. Além disso, os motores elétricos estão substituindo gradualmente os motores a combustão, até mesmo em áreas onde o motor a combustão está consolidado, como no ramo automobilístico e transporte.

Figura 1.1 – Distribuição do Consumo de Energia Elétrica na Indústria.



Fonte: Autor.

Por outro lado, o motor elétrico pode chegar a ter uma eficiência de 95%, o que resulta em menor desperdício de energia, o que é fundamental, principalmente quando se usa fontes de energia não renováveis, como a baseada em combustível fóssil. Comparando

com os motores a combustão, que possuem rendimento na ordem de 26% a 30% em motores a gasolina, de 34% a 40% para motores diesel, e de 40% a 60% para motores de usinas geradoras de energia elétrica (CENGEL; BOLES, 2002), os motores elétricos são mais vantajosos, pois produzem em média 55% mais trabalho, com a mesma quantidade de energia.

Se considerarmos os efeitos ao meio ambiente, principalmente quanto à emissão de gases do efeito estufa, os motores elétricos não emitem nenhum tipo de gás. Essa característica, aliada a fontes renováveis de energia faz com que os motores elétricos sejam uma alternativa para diminuição e prevenção aos efeitos nocivos dos gases que contribuem para o aquecimento global.

Na indústria o motor de indução está consolidado, com isso, aplicações na área do transporte utilizando motores de indução vêm ganhando mercado. Empresas do ramo já projetam, produzem e comercializam motores, de indução e de imãs permanentes, e inversores para tração de veículos pesados, leves, utilitários, transporte ferroviário, embarcações e equipamentos assessórios.

Neste sentido, o estudo e aprimoramento das técnicas de controle para Motores de Indução tem grande relevância. Pois além das vantagens citadas anteriormente, os Motores de Indução, tem baixo custo, baixa necessidade de manutenção, alta capacidade de sobrecarga, baixa relação peso/potência, simplicidade construtiva e possibilidade de operação em ambientes explosivos.

1.2 OBJETIVOS/ESCOPO DO TRABALHO

Este trabalho traz contribuições em acionamento e observação de velocidade rotórica para motores de indução trifásicos, através da aplicação de técnicas de controle *Backstepping*, com algoritmos baseados somente na técnica ou associado a outros métodos de controle, tais como: *Sliding Mode*, Observador de Distúrbios e controlador PI.

Os principais objetivos são:

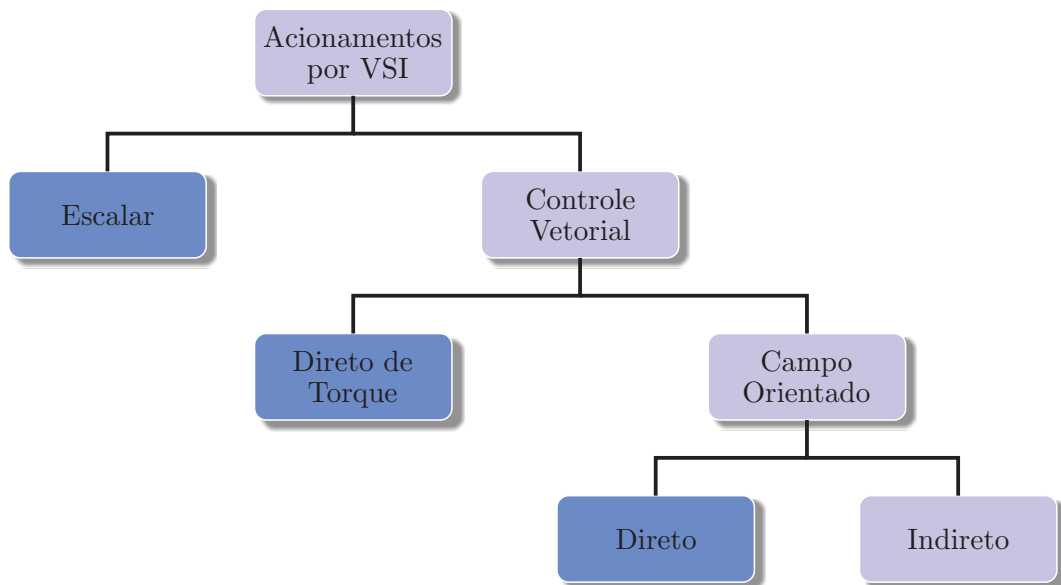
- Desenvolver técnica de controle para correntes estatóricas com algoritmo *backstepping*, para motores de indução trifásicos, baseado em observador de fluxos;
- Aplicar técnica de controle para correntes estatóricas, com algoritmo *backstepping* baseada em observador de distúrbios, para motores de indução trifásicos;
- Desenvolver observador de velocidade rotórica, baseado em algoritmo *backstepping* e *sliding mode*;
- Desenvolver observador de velocidade rotórica através de lei adaptativa, obtida a partir de candidata *Lyapunov*, baseada em observador de distúrbios.

1.3 REVISÃO DA LITERATURA

Antes da ascensão da eletrônica de potência e da microeletrônica, o motor CC foi largamente utilizado para controle de torque, velocidade e posição, pois este se dava de forma simples, através da variação de tensão ou resistência de armadura ou de campo. O motor de indução, apesar de suas vantagens, foi inicialmente limitado a aplicações de baixo desempenho, em aplicações de velocidade fixa, onde a velocidade é regulada pela frequência da rede. Essa limitação se deu principalmente devido a necessidades computacionais e complexidade de controle (BOSE, 1982).

Com a eletrônica de potência foi possível construir os Inversores de Frequência, que utilizam chaves semicondutoras como, IGBTs, MOSFETs, entre outros, para gerar tensões com amplitude e frequências variáveis. A partir disso originou-se três principais categorias de acionamento, Figura 1.2, sendo estas: Acionamento Escalar (V/f); Controle Direto de Torque; e Controle de Campo Orientado.

Figura 1.2 – Principais técnicas de controle utilizadas. (Em azul claro, a técnica de controle que será utilizado no decorrer do trabalho).



Fonte: Autor.

No acionamento escalar o motor é alimentado com tensão e frequência de magnitude variável, com sinal gerado por um *PWM*, onde a relação V/f é mantida constante, de forma a manter o torque constante em toda faixa de operação. Este método tem baixo custo e é de fácil implementação. Contudo, apresenta a desvantagem de que o torque desenvolvido não é controlado diretamente, pois é dependente da carga (PAREKH, 2003). Além disso, mudanças bruscas de magnitude da tensão ou frequência produzem efeitos transitórios indesejados, como por exemplo um distúrbio na variável de torque do motor.

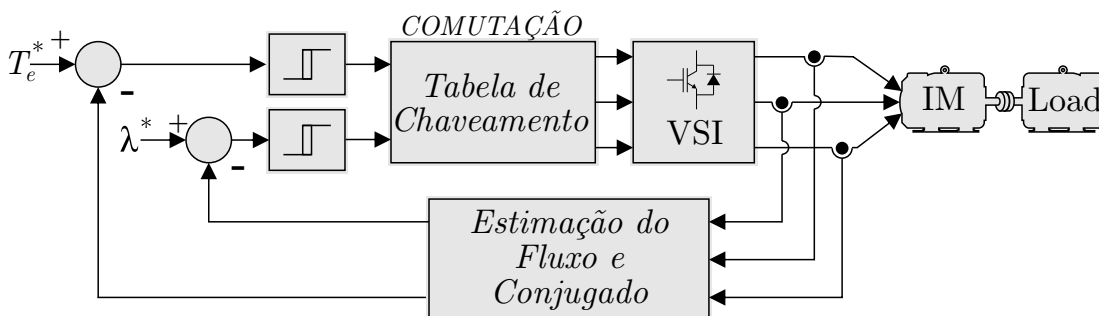
Estes efeitos não são importantes em aplicações de baixa performance, tais como bombas, ventiladores ou sopradores. Estas aplicações, tipicamente, trabalham em malha aberta não sendo necessário sensor de velocidade (TRZYNADLOWSKI, 2013).

Uma das ferramentas que facilitou o desenvolvimento dos sistemas de controle para motores de indução em malha fechada, foi a modelagem proposta por Robert H. Park (PARK, 1929a) que proporcionou transformar a modelagem complexa de um motor de indução em um modelo semelhante ao motor de corrente contínua. Hasse, em 1969, e Blaschke, em 1972, utilizando a transformada de Park, introduziram o conceito de Controle de Campo Orientado (*Field Orientation Control - FOC*), que se tornou fundamental para controle de motores de indução (RUPPRECHT L. WERNER, 1980; TRZYNADLOWSKI, 2013).

Os esquemas de controle por orientação de campo aplicados a motores de indução mais utilizados são: o Controle Direto de Torque (*DTC - Direct Torque Control*); Controle Orientado de Campo Direto (*DFOC - Direct Field oriented Control*); e, o Controle Orientado de Campo Indireto (*Indirect Field Oriented Control*). Explanados em (CHIASSON, 2005; LEONHARD, 2012).

O Controle Direto de Torque (DTC), mostrado no diagrama da Figura 1.3, consiste em estimar o torque, o fluxo da tensão aplicada e as correntes do estator. Os valores estimados são então comparados com os valores desejados usando um regulador de histerese, com saídas do inversor comutando entre estado ativo e zero. Esta estratégia de controle é adequada para implementação analógica. A técnica depende de frequência de comutação variável e de um estimador de fluxo/torque precisos (HOLMES; MCGRATH; PARKER, 2012).

Figura 1.3 – Diagrama reduzido da técnica DTC.

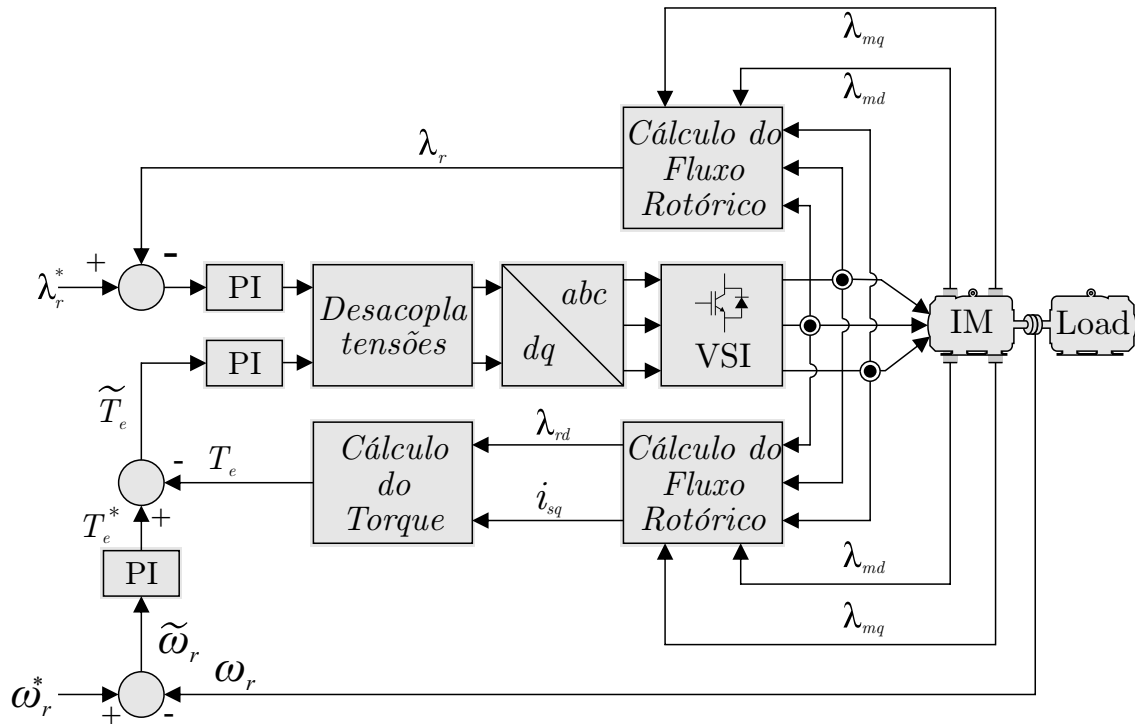


Fonte: Autor.

O método de controle com orientação direta no campo (DFOC), conforme diagrama apresentado na Figura 1.4, consiste em controlar diretamente o fluxo do estator ou rotor, onde as componentes em quadratura do fluxo são nulas. Para realimentar o controle o fluxo deve ser medido ou estimado a partir do entre-ferro. Na prática a realimentação do fluxo apresenta ruídos que prejudicam o desempenho do controlador, principalmente em

baixas frequências, devido a erros de estimação motivados pela baixa excitação (VIEIRA, 2008).

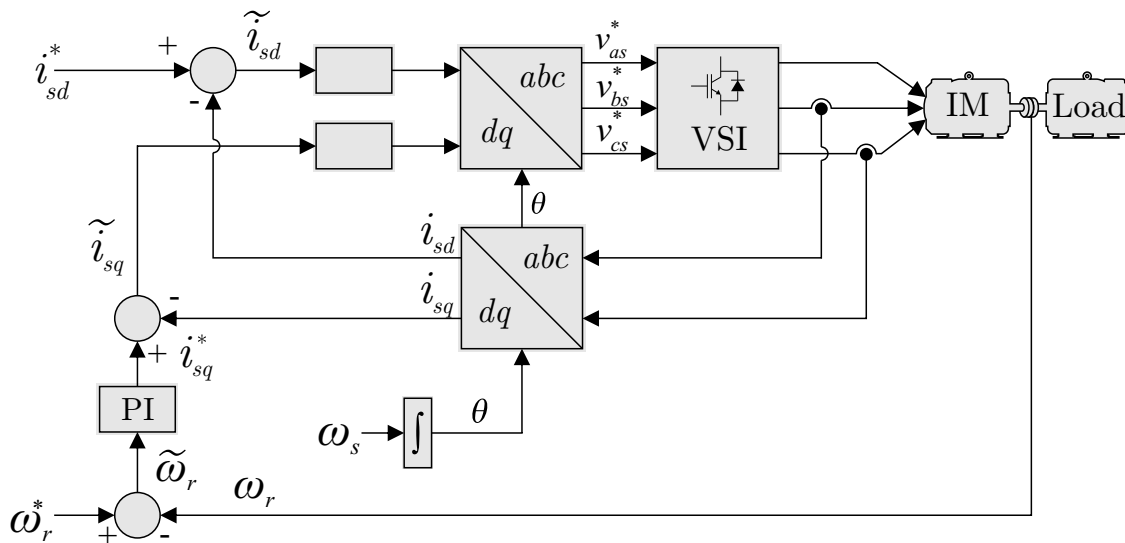
Figura 1.4 – Diagrama reduzido da técnica DFOC.



Fonte: Autor.

No método de controle com orientação indireta no campo (IFOC), cujo diagrama é mostrado na Figura 1.5, é considerado que o vetor de fluxo rotórico encontra-se alinhado com o eixo direto, assim o fluxo rotórico de quadratura, no referencial síncrono, torna-se nulo. A técnica é utilizada para aplicações em baixas velocidades, ou controle de posição. O fluxo rotórico é relacionado com a corrente estatórica, as equações do motor de indução são utilizadas para obter o valor do escorregamento entre os campos magnéticos do estator e do rotor (VIEIRA, 2008).

Figura 1.5 – Diagrama reduzido da técnica IFOC.



Fonte: Autor.

Para o método de Controle de Campo Orientado Indireto, verificamos que é necessário controlar as correntes i_{ds} e i_{qs} . Existem várias estratégias de controle para correntes, entre elas podemos citar PI, MTPA, *sliding mode*, *backstepping* entre outros.

Em (KIM et al., 2013), é proposto controle de correntes para um motor de imãs permanentes, utilizando o método do máximo torque por ampère (MTPA), onde entre os vários vetores de corrente que geram um torque específico, o vetor de corrente que tem uma magnitude mínima é chamado de corrente de torque máximo por ampère. O objetivo é garantir perda mínima de cobre.

Um método de controle de correntes aplicado a motores síncronos de imã permanente utilizando um controlador *sliding mode* e um observador de distúrbios foi proposto por (GABBI; GRÜNDLING; VIEIRA, 2015), com o objetivo de desacoplar as correntes estatóricas. Foi demonstrado que o controlador tem um bom desempenho e é possível reduzir o acoplamento entre as correntes de eixo direto e indireto do estator.

Em (TRABELSI et al., 2010), foi proposto um controlador baseado em algoritmo *backstepping* para velocidade e correntes estatóricas de um motor de indução bifásico, associado a um identificador da resistência rotórica. O objetivo é dar mais robustez em função de variações paramétricas e distúrbios externos, a adição da identificação da resistência rotórica adicionou maior robustez ao sistema.

Os métodos de controle de campo orientado permitem o controle de velocidade e torque e proporcionam ao sistema alto desempenho dinâmico. Porém, o conhecimento da velocidade rotórica é necessária, o que eleva o custo de implementação, devido ao alto preço dos sensores de velocidade (RASHED; STRONACH, 2004; BARUT; BOGOSYAN; GOKASAN, 2007; JAFARZADEH; LASCU; FADALI, 2012).

Atualmente as tecnologias de acionamento de motores de indução estão bem desen-

validadas, sendo que um dos desafios é a eliminação dos sensores mecânicos sem prejudicar o desempenho dinâmico do sistema. O acionamento *sensorless* tem a vantagem de reduzir a complexidade física de acionamento e com isso o custo e necessidade de manutenção além de tornar possível a utilização do motor em ambientes onde não é possível a utilização de sensor de velocidade (HOLTZ, 2002; HOLTZ, 2005; FINCH; GIAOURIS, 2008; VAS, 1998).

As principais técnicas de estimação de estados utilizadas em sistemas *sensorless* são: os observadores de Luenberger, algoritmos MRAS (*Model Reference Adaptive System*), Filtro Kalman, observadores *Sliding Mode* e *Backstepping*.

Na técnica MRAS, a velocidade rotórica estimada é obtida através do erro resultante entre a estimação do fluxo rotórico de dois modelos de máquinas distintos, porém esta técnica apresenta limitações em baixas frequências (RASHED; STRONACH, 2004).

Outra conhecida abordagem para estimar a velocidade rotórica é a utilização de aproximação estatística através de Filtro de Kalman Estendido, na qual é possível estimar os estados em um curto intervalo de tempo e possui um bom desempenho transitório, além de ter o modelo de medição de ruídos incluídos no modelo, o que dá uma estimativa exata e convergência no estado estacionário (BARUT; BOGOSYAN; GOKASAN, 2007)(JAFARZADEH; LASCU; FADALI, 2012).

Os observadores *Sliding Mode* são conhecidos pela facilidade de implementação, rejeição de distúrbios e robustez, porém podem apresentar o fenômeno conhecido como *chattering* (UTKIN, 1993) (RAO; BUSS; UTKIN, 2009) (VIEIRA et al., 2014).

Em trabalhos recentes (XIONG et al., 2017), o observador *sliding mode* foi utilizado para estimar o enfraquecimento da capacidade de carga em baterias. Onde os métodos de estimação como tensão de circuito aberto ou Filtro de Kalman estendido não se mostraram capazes de superar os erros de não linearidade e de modelagem da bateria. O observador *sliding mode* foi selecionado devido a robustez e estrutura de projeto simplificada.

O método de estimação mais tradicional é a teoria *Luenberger*. Porém, esta estimação é dificultada devido a presença de não linearidades nas equações diferenciais dos modelos e ainda da variação paramétrica, sendo que o erro de estimação pode ser minimizado com a estrutura apresentada por (KRZEMINSKI, 2008).

Pesquisas recentes utilizam algoritmos *backstepping* para estimação de velocidade. Em (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014) esta teoria é utilizada para projetar observadores de fluxos rotóricos e variáveis adicionais $Z_{\alpha\beta}$, dependentes do fluxo e velocidade rotórica, com o objetivo de estimar a velocidade rotórica. A lei de adaptação para velocidade utiliza os erros entre as variáveis $Z_{\alpha\beta}$ estimadas e as obtidas a partir do produto entre os fluxos e a velocidade estimada.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está dividido em 6 capítulos:

- o primeiro capítulo expõe a motivação/identificação do problema, objetivos/escopo do trabalho, a organização do trabalho e a revisão da literatura;
- o segundo capítulo aborda a teoria *Backstepping*, apresentando o desenvolvimento matemático e exemplos;
- o terceiro capítulo aborda as técnicas de controle de correntes e apresenta os resultados de simulação das mesmas;
- o quarto capítulo apresenta o desenvolvimento teórico das técnicas de observação da velocidade rotórica bem como a simulação dos acionamentos *sensorless*;
- no quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais de todas as técnicas abordadas na presente dissertação;
- o sexto capítulo apresenta a conclusão deste trabalho;
- o Apêndice “A” apresenta a modelagem matemática do motor de indução trifásico.

2 SISTEMAS DE CONTROLE BASEADOS EM ALGORITMOS *BACKSTEPPING*

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A teoria de controle *Backstepping* surgiu em 1991, através da publicação do artigo "*Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems*" de (KANELLAKOPOULOS; KOKOTOVIC; MORSE, 1991). Embora a ideia do integrador *backstepping* estivesse implícita em trabalhos anteriores, seu potencial foi descoberto quando a abordagem foi desenvolvida para sistemas não lineares com incertezas estruturais. Assim, no trabalho de (KANELLAKOPOULOS; KOKOTOVIC; MORSE, 1991) foi alcançada a estabilização global do sistema na presença de parâmetros desconhecidos.

Em trabalhos posteriores, (FREEMAN; KOKOTOVIC, 1993) (MARINO; TOMEI, 1993) foi alcançada a estabilização na presença de distúrbios (KOKOTOVIC; ARCAK, 2001).

Backstepping é uma técnica recursiva para construção de leis de controle de realimentação a partir de funções *Lyapunov*, de forma sistemática, seguindo um algoritmo. Enquanto outros métodos de linearização cancelam todas as não linearidades, o *Backstepping* pode ser flexibilizado para explorar não-linearidades úteis, enquanto que as demais não-linearidades são canceladas pela adição de amortecimento não-linear, ou seja, não é necessária uma linearização completa do sistema. Com isso, é obtida um robustez adicional, isto é importante para sistemas de controle, uma vez que o cancelamento de todas as não-linearidades requerem modelos precisos e difíceis de se obter na prática (FOSSEN; STRAND, 1999).

A técnica facilita a escolha da lei de controle através da divisão do sistema em subsistemas de ordem inferior, com isso, pode-se explorar a flexibilidade que existem nestes subsistemas para solucionar problemas de estabilização, rastreamento e controle robusto com menos restrições em relação a outros métodos (KHALIL, 1996).

Na literatura são encontrados vários trabalhos que utilizam o procedimento *backstepping*. Alguns que utilizam o procedimento em máquinas rotativas são: (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014) utilizou o procedimento para obter um observador de estados em um modelo de máquina de indução trifásica com variáveis estendidas, com o objetivo de montar uma lei de adaptação para observação da velocidade rotórica. (TRABELSI et al., 2010) propôs um observador de fluxos para controle de fluxos e velocidade para uma máquina de indução. (LIU et al., 2016) utilizou *backstepping* para controle de velocidade e correntes de uma máquina de ímãs permanentes.

O procedimento *backstepping* pode ser associado a outras técnicas, como em (MAC-

NAB, 2017), que utilizou o procedimento associado a redes neurais para controle de robôs com articulações flexíveis, para obter um controle análogo ao de robôs com articulações rígidas, sem a necessidade de parâmetros adaptativos extras, sem redes neurais extras e sem termos de controle robustos extras.

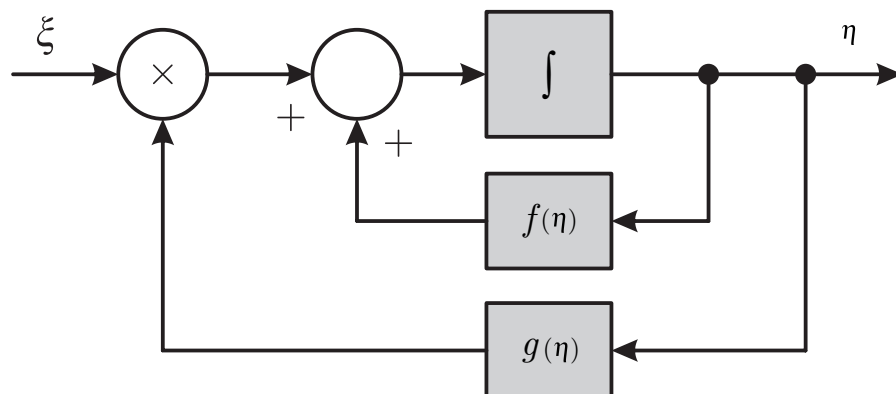
O procedimento também é utilizado em controle de trajetórias para veículos. Em (ROY et al., 2017), o *backstepping* é utilizado para controle de vôo da trajetória no longitudinal-lateral de um helicóptero autônomo não tripulado, com o objetivo de obter robustez no esquema de controle pretendido. (ZUO; MALLIKARJUNAN, 2017) utiliza o procedimento para controle de rastreamento de trajetória para veículos aéreos não tripulados, na presença de incerteza de modelagem e distúrbios externos. Em (SONG; XU; WANG, 2016) o procedimento junto com um observador é utilizado para melhorar o desempenho do controle de um navio e aumentar a probabilidade de contratilidade em condições atrozés do mar.

2.2 O PROCEDIMENTO *BACKSTEPPING*

Como base para o equacionamento do *Backstepping* apresentado no presente capítulo foram utilizados as fontes (YOUNEYAMA, 2002) e (KHALIL, 1996).

A Figura 2.1 apresenta a representação gráfica de um sistema básico para aplicação do *backstepping*.

Figura 2.1 – Planta básica para o *backstepping*



Fonte: (YOUNEYAMA, 2002).

Considere o sistema da figura 2.1, escrito

$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\xi \quad (2.1)$$

e,

$$\xi = \varphi(\eta) \quad (2.2)$$

com $\varphi(0) = 0$, que resulta em,

$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta). \quad (2.3)$$

Assumindo que exista uma função candidata a *Lyapunov* $V(\eta)$ positivo definida, tal que

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta)] \leq -W(\eta), \quad (2.4)$$

onde $W(\eta)$ é uma função positivo definida.

Somando e subtraindo $g(\eta)\varphi(\eta)$ a equação (2.1), vem

$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) - g(\eta)\varphi(\eta) + g(\eta)\xi. \quad (2.5)$$

A equação (2.5) pode ser reescrita,

$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) + g(\eta)[\xi - \varphi(\eta)]. \quad (2.6)$$

Definindo,

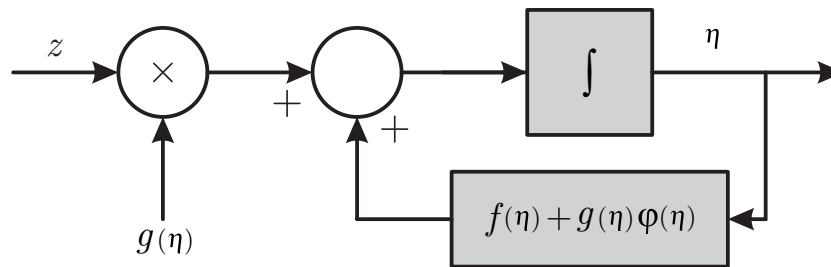
$$z = \xi - \varphi(\eta). \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.6) vem,

$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) + g(\eta)z. \quad (2.8)$$

Na Figura 2.2 é apresentado a planta básica do sistema com a inclusão da variável z .

Figura 2.2 – Planta basica após inclusão de z .



Fonte: Autor.

Supondo que ξ , em (2.6), é obtido através de um bloco de integração, a partir da

entrada u ,

$$\dot{\xi} = u. \quad (2.9)$$

A partir da definição de z , vem

$$\dot{z} = \dot{\xi} - \dot{\varphi}(\eta) \quad (2.10)$$

$$\dot{z} = u - \dot{\varphi}(\eta). \quad (2.11)$$

Podemos definir uma variável adicional v , descrita por

$$v = u - \dot{\varphi}(\eta), \quad (2.12)$$

que permite escrever,

$$\dot{z} = v. \quad (2.13)$$

Podemos reescrever o sistema apresentado em (2.8),

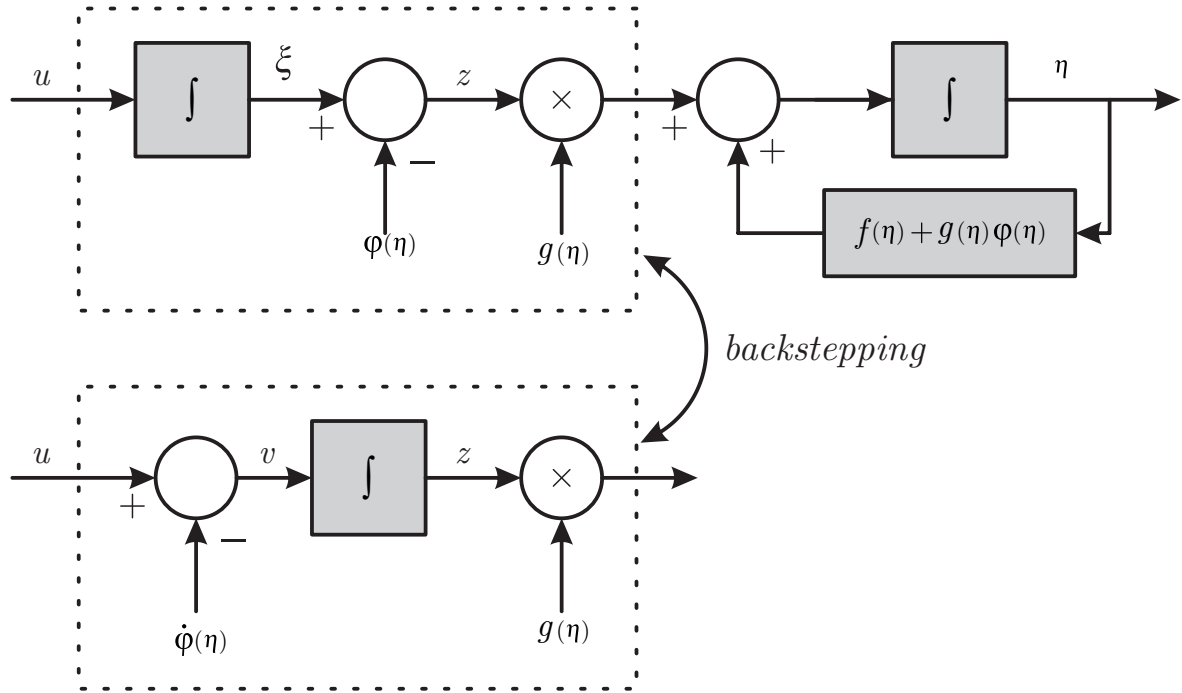
$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) + g(\eta)z \quad (2.14)$$

onde,

$$\dot{z} = v. \quad (2.15)$$

Assim, é realizado o *backstep*, conforme mostrado na figura 2.3.

Figura 2.3 – Planta base do operador *backstepping* com integrador.



Fonte: (YOUNEYAMA, 2002).

A partir de (2.14) e (2.15), pode-se propor a seguinte candidata a *Lyapunov*,

$$V_a(\eta, z) = V(\eta) + \frac{1}{2}z^2. \quad (2.16)$$

Derivando, vem

$$\dot{V}_a(\eta, z) = \frac{\partial V}{\partial \eta} \dot{\eta} + z\dot{z} \quad (2.17)$$

$$\dot{V}_a(\eta, z) = \frac{\partial V}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta)) + \frac{\partial V}{\partial \eta} (g(\eta)z) + zv. \quad (2.18)$$

Considera-se que o termo relacionado a primeira *Lyapunov* é estável, assim

$$\dot{V}_a(\eta, z) = \overbrace{\frac{\partial V}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta))}^{-W(\eta)} + \frac{\partial V}{\partial \eta} (g(\eta)z) + zv - kz^2 \leq -W(\eta) - kz^2 < 0. \quad (2.19)$$

Somando e subtraindo kz^2 , anulando os termos $W(\eta)$, obtêm-se

$$\dot{V}_a(\eta, z) = \frac{\partial V}{\partial \eta} (g(\eta)z) + zv - kz^2 \leq -kz^2 < 0. \quad (2.20)$$

Isolando v de forma a tornar $\dot{V}_a(\eta, z)$ estável, vem

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - kz. \quad (2.21)$$

De (2.11),

$$u = \dot{z} + \dot{\varphi}(\eta) \quad (2.22)$$

$$u = v + \frac{\partial \varphi}{\partial \eta} \dot{\eta} \quad (2.23)$$

$$u = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - k[\xi - \varphi(\eta)] + \frac{\partial \varphi}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta)\xi], \quad (2.24)$$

obtêm-se a lei de controle que estabiliza o sistema aumentado com o integrador.

A seguir são apresentados exemplos de aplicação do controlador *Backstepping*. No primeiro exemplo a técnica de controle é utilizada para obter a estabilização do sistema não linear. O segundo exemplo utiliza a técnica para obter uma lei de controle para rastreamento de referência.

2.3 EXEMPLO 1

Considere o sistema,

$$\dot{\eta} = \eta^2 - \eta^3 + \xi \quad (2.25)$$

$$\dot{\xi} = u. \quad (2.26)$$

Passo 1: Fazer a associação,

$$f = \eta^2 - \eta^3 \quad (2.27)$$

$$g = 1. \quad (2.28)$$

Passo 2: Obter uma lei de controle $\xi = \varphi(\eta)$ que estabilize (2.25),

Considerando que $\varphi(\eta)$ é a entrada do sistemas, a lei de controle que estabilize (2.25), pode ser obtida a partir de,

$$\varphi(\eta) = -(k + \eta)\eta + \eta^3 \quad (2.29)$$

onde $k_1 > 0$, o que resulta em um sistema em malha fechada,

$$\dot{\eta} = -k\eta. \quad (2.30)$$

Segundo (KHALIL, 1996), esta lei de controle em malha fechada cancela o termo não-linear $-\eta^3$. Porém este termo fornece "amortecimento não-linear". Este termo, se não houvesse qualquer controle de realimentação, garantiria a limitação das soluções apesar da origem ser instável. Então não há porquê cancelá-lo, em vez disso utiliza-se o controle linear,

$$\varphi(\eta) = -k_1\eta - \eta^2 \quad (2.31)$$

que resulta em um sistema em malha fechada,

$$\dot{\eta} = -\eta^3 - k\eta. \quad (2.32)$$

Cuja origem é exponencialmente estável e suas trajetórias se aproximam da origem mais rapidamente que as trajetórias de $\dot{\eta} = -k\eta$. Além disso, o controle linear é mais simples e usa menos esforço de controle.

Escolhendo um candidata *Lyapunov*,

$$V(\eta) = \frac{1}{2}\eta^2 \quad (2.33)$$

derivando, verifica-se que,

$$\dot{V}(\eta) = -\eta^2 - \eta^4 \leq -\eta^2. \quad (2.34)$$

Passo 3: Cálculo de u

Apresentando novamente (2.24), vem

$$u = -\frac{\partial V}{\partial \eta}g(\eta) - k[\xi - \varphi(\eta)] + \frac{\partial \varphi}{\partial \eta}[f(\eta) + g(\eta)\xi]. \quad (2.35)$$

Substituindo (2.27), (2.28), (2.31) e (2.33) em (2.35), obtêm-se

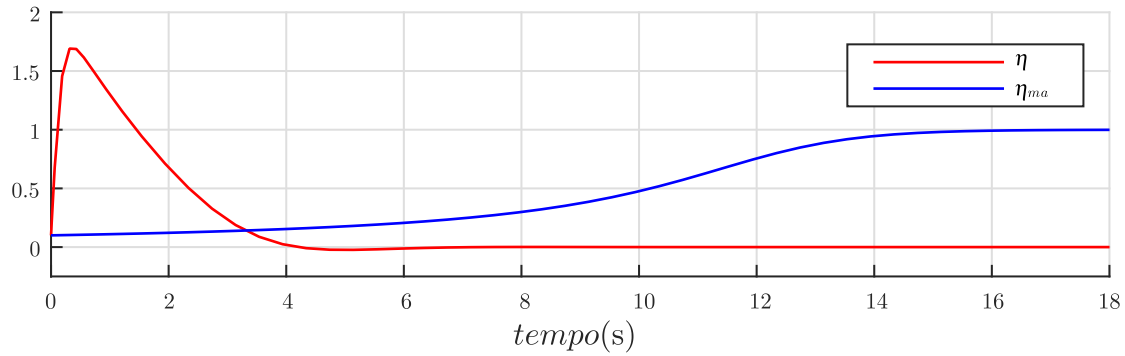
$$u = -\eta - k[\xi + \eta^2 + \eta] + (-2\eta - 1)[\eta^2 - \eta^3 + \xi]. \quad (2.36)$$

Considerando $k = 1$, a lei estabilizante do sistema (2.25) é dada por,

$$u = -2\eta - 2\eta^2 - \eta^3 + 2\eta^4 - 2\eta\xi - 2\xi. \quad (2.37)$$

A Figura 2.4 mostra as respostas do sistema em malha aberta e realimentado com a lei de controle calculada para o sistema representado pela equação (2.25). Em azul é a resposta em malha aberta e em vermelho a resposta com realimentação.

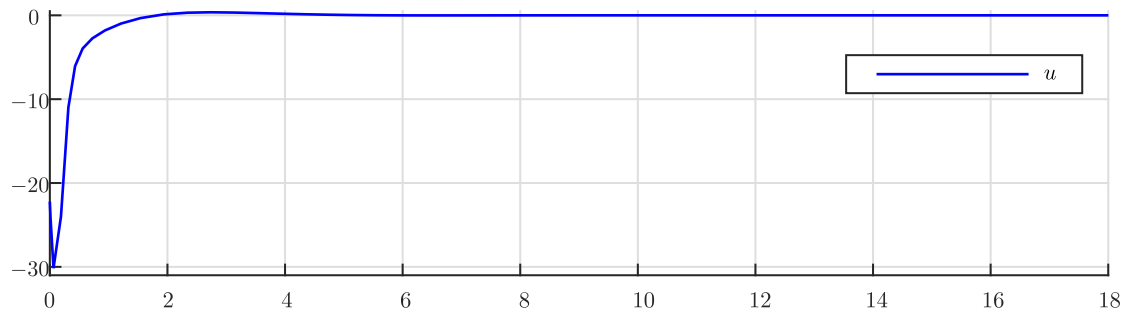
Figura 2.4 – Respostas do sistema. (Exemplo 1)



Fonte: Autor.

A Figura 2.5 mostra a ação do controle, obtido a partir da lei de controle u .

Figura 2.5 – Ação de controle. (Exemplo 1)



Fonte: Autor.

2.4 EXEMPLO 2

Considere o seguinte sistema no espaço de estados (2.38),

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 2 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.38)$$

onde o objetivo é regular x_1 e em consequência x_2 .

As equações do sistema são dadas por,

$$\dot{x}_1 = -x_2 + u \quad (2.39)$$

$$\dot{x}_2 = 2x_1 - 3x_2. \quad (2.40)$$

O erro de rastreamento é

$$\tilde{x}_1 = x_1^* - x_1, \quad (2.41)$$

onde, x_1^* é a referência.

Aplicando o procedimento *backstepping*, o primeiro passo é definir o integrador,

$$\dot{\xi} = \tilde{x}_1. \quad (2.42)$$

A seguir define-se uma candidata a *Lyapunov* com o objetivo de estabilizar o integrador,

$$V(\xi) = \frac{1}{2}\xi^2, \quad (2.43)$$

derivando,

$$\dot{V}(\xi) = \xi\dot{\xi}. \quad (2.44)$$

Substituindo (2.42) em (2.44), somando e subtraindo $k\xi^2$, vem

$$\dot{V}(\xi) = \xi(\tilde{x}_1 + k\xi) - k\xi^2. \quad (2.45)$$

Para que (2.45) seja estável, ou seja, $\dot{V}(\xi) \leq 0$,

$$\tilde{x}_1 = -k\xi. \quad (2.46)$$

O segundo passo do procedimento *backstepping* é definir o desvio z , assim dado

$$z = \tilde{x}_1 + k\xi. \quad (2.47)$$

Derivando z , realiza-se a retroação ou *backstep* através do integrador,

$$\dot{z} = \dot{\tilde{x}}_1 + k\dot{\xi}. \quad (2.48)$$

Substituindo, (2.41) e (2.42) em (2.48), obtêm-se

$$\dot{z} = (\dot{x}_1^* - \dot{x}_1) + k\tilde{x}_1. \quad (2.49)$$

Substituindo, (2.39) em (2.49), vem

$$\dot{z} = \dot{x}_1^* + x_2 - u + k\tilde{x}_1. \quad (2.50)$$

O terceiro passo do procedimento *backstepping* é buscar a estabilização geral do

sistema, através da seguinte candidata a *Lyapunov*,

$$V(\xi, z) = \frac{1}{2} (\xi^2 + z^2) \quad (2.51)$$

derivando,

$$\dot{V}(\xi, z) = \xi\dot{\xi} + z\dot{z}. \quad (2.52)$$

Pode-se reescrever (2.47) da seguinte forma,

$$\dot{\xi} = z - k\xi. \quad (2.53)$$

Assim, substituindo (2.50) e (2.53) em ((2.52)), obtêm-se

$$\dot{V}(\xi, z) = \xi(z - k\xi) + z(\dot{x}_1^* + x_2 - u + k\tilde{x}_1). \quad (2.54)$$

Manipulando e somando e subtraindo kz^2 , vem

$$\dot{V}(\xi, z) = z(\dot{x}_1^* + x_2 - u + k\tilde{x}_1 + kz + \xi) - k\xi^2 - kz^2. \quad (2.55)$$

De (2.55) pode-se obter o valor de u que estabiliza globalmente o sistema e leva x_1 para a referência desejada, dado por

$$u = \dot{x}_1^* + x_2 + k\tilde{x}_1 + kz + \xi. \quad (2.56)$$

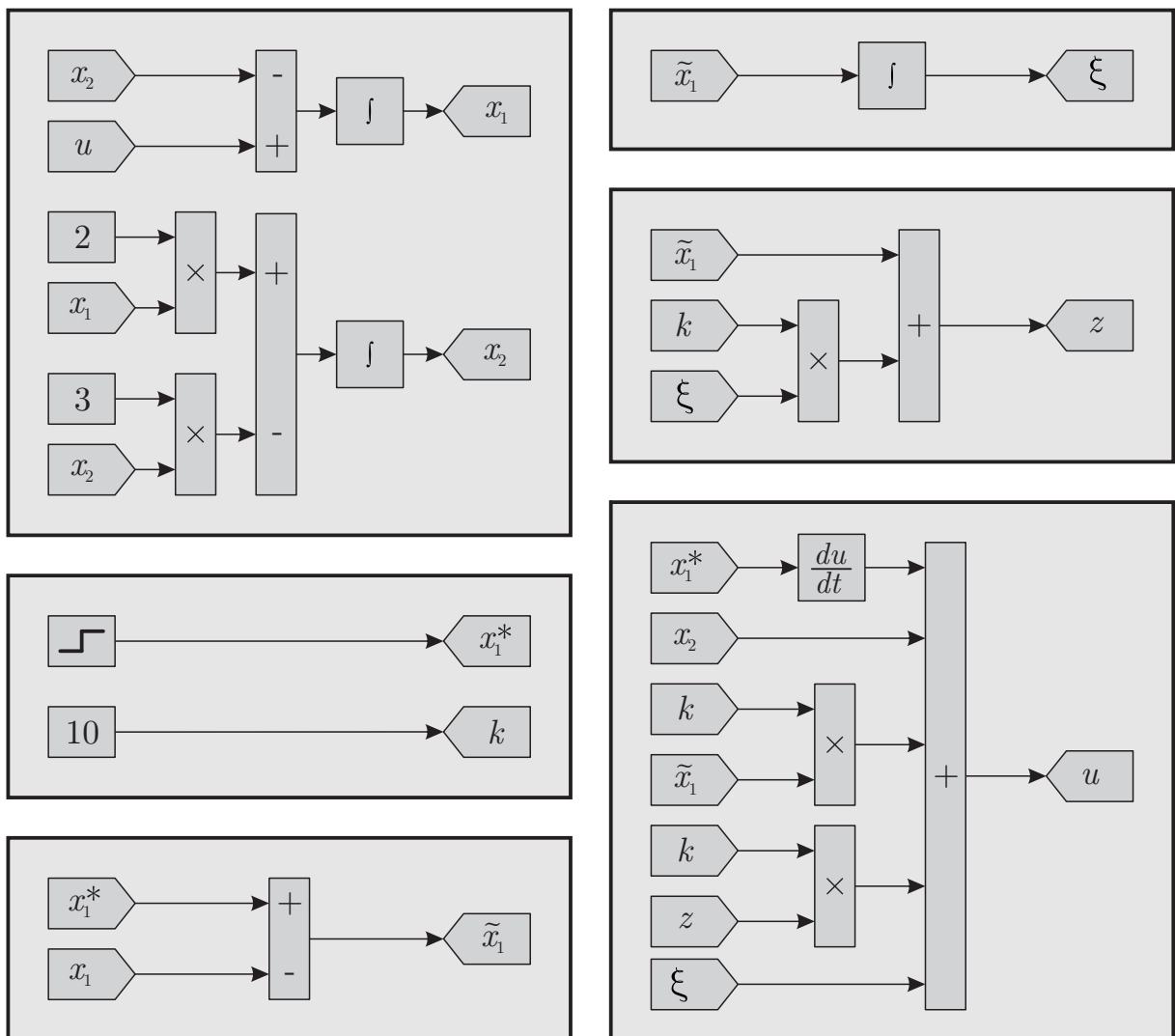
Que usando (2.47) pode ser reescrito da seguinte forma,

$$u = \dot{x}_1^* + x_2 + 2k\tilde{x}_1 + k^2 \int \tilde{x}_1 dt + \int \tilde{x}_1 dt. \quad (2.57)$$

O sistema apresentado foi simulado no software Matlab[®] - *Simulink*, com ganhos $k = 10$ e a referência igual ao degrau unitário.

A Figura 2.6 apresenta o diagrama utilizado para simulação do sistema.

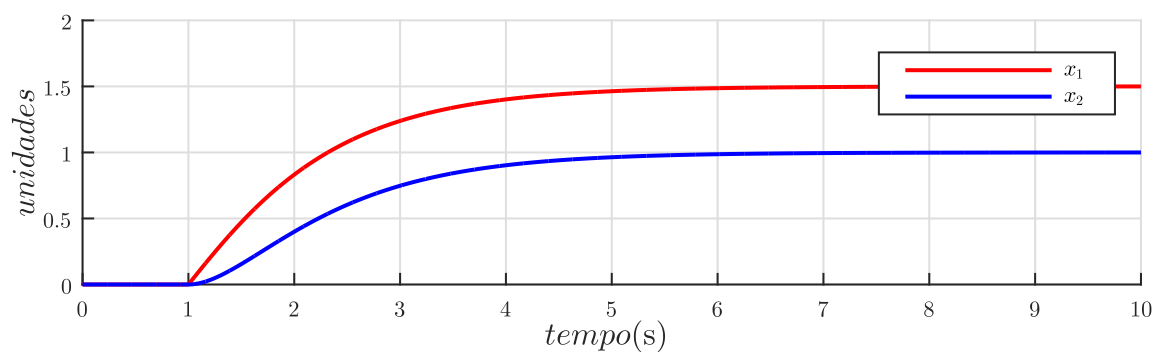
Figura 2.6 – Diagrama da simulação no ambiente *Simulink*.



Fonte: Autor.

A Figura 2.7 apresenta a resposta do sistema ao degrau unitário em malha aberta.

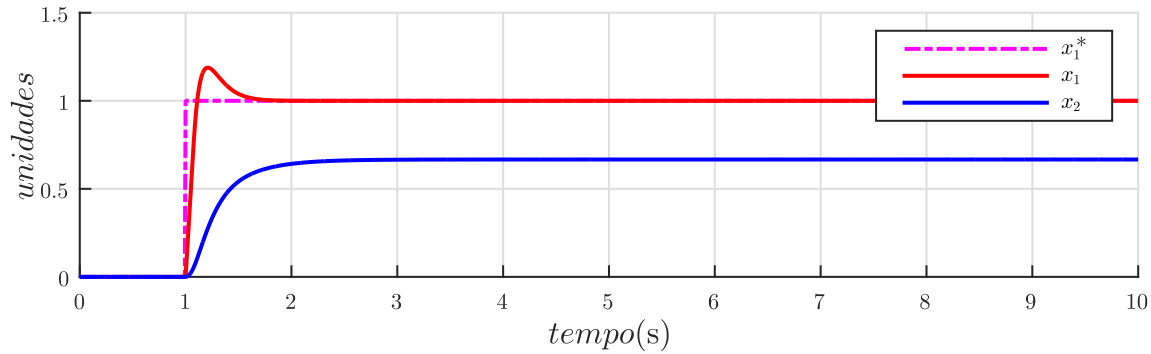
Figura 2.7 – Resposta do sistema a entrada degrau unitário em malha aberta.



Fonte: Autor.

Na Figura 2.8 verifica-se que o estado x_1 convergiu para a referência, sendo que não há controle sobre o estado x_2 . A lei de controle pode ser adaptada para controlar qualquer um dos dois estados. Também pode ser possível implementar uma referência para x_1 que controle a trajetória de x_2 indiretamente.

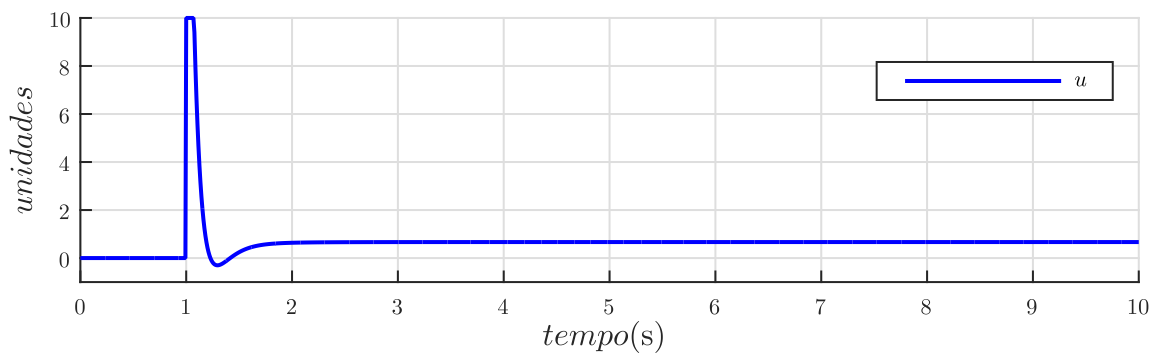
Figura 2.8 – Resposta do sistema a entrada degrau unitário em malha fechada.



Fonte: Autor.

A Figura 2.9 mostra a ação da lei de controle, sendo que foi colocado na simulação um saturador no valor de 10 para limitar a atuação. Em um caso real, a limitação pode-se dar pelo valor máximo de uma fonte de tensão ou corrente utilizada no controle de um circuito elétrico.

Figura 2.9 – Esforço do controle u para resposta ao degrau unitário, saturada em 10 unidades.



Fonte: Autor.

3 CONTROLE DE CORRENTES PARA MIT

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentados dois controladores de correntes:

- Controlador de correntes baseado no algoritmo *backstepping*, no referencial síncrono (dq). Este algoritmo necessita da informação dos fluxos rotóricos e para obtê-los foi desenvolvido um observador utilizando o procedimento *backstepping*, a partir dos valores reais de correntes e tensões;
- Controlador de correntes baseado no algoritmo *backstepping*, no referencial síncrono (dq) utilizando o modelo de distúrbios. Os valores dos distúrbios são obtidos a partir de um observador de distúrbios de correntes.

3.2 CONTROLADOR DE CORRENTES COM OBSERVAÇÃO DE FLUXOS

3.2.1 Observador de fluxos

A implementação do controle de correntes *backstepping* depende da observação ou mensuração dos estados do sistemas, correntes e fluxos. Para isso, nesta seção, foram implementados observadores de fluxos baseado em *backstepping*. Para implementação foi considerado o modelo de correntes e fluxos do MIT no referencial $\alpha\beta$, conforme Apêndice A, vide equações (A.66)-(A.69).

$$\dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \eta\beta\lambda_{r\alpha} - \beta P\omega_r\lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (3.1)$$

$$\dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \beta P\omega_r\lambda_{r\alpha} + \eta\beta\lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (3.2)$$

$$\dot{\lambda}_{r\alpha} = \eta L_m i_{s\alpha} - \eta\lambda_{r\alpha} + P\omega_r\lambda_{r\beta} \quad (3.3)$$

$$\dot{\lambda}_{r\beta} = \eta L_m i_{s\beta} - P\omega_r\lambda_{r\alpha} - \eta\lambda_{r\beta}. \quad (3.4)$$

Com os valores medidos de $i_{\alpha,\beta}$ e o conhecimento das valores das tensões do estator, $v_{\alpha,\beta}$, pode-se propor um observador (3.5)-(3.8) de correntes e fluxos rotóricos, baseado no modelo (3.1)-(3.4), onde v_α , v_β , $v_{\phi\alpha}$ e $v_{\phi\beta}$ são variáveis estabilizadoras com a função de

zerar o erro de estimação, k_α e k_ϕ são ganhos associados as variáveis estabilizadoras:

$$\dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \eta\beta\hat{\lambda}_{r\alpha} - \beta P\omega_r\hat{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha \quad (3.5)$$

$$\dot{\hat{i}}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \beta P\omega_r\hat{\lambda}_{r\alpha} + \eta\beta\hat{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta \quad (3.6)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_{r\alpha} = \eta L_m i_{s\alpha} - \eta\hat{\lambda}_{r\alpha} + P\omega_r\hat{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\alpha} \quad (3.7)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_{r\beta} = \eta L_m i_{s\beta} - P\omega_r\hat{\lambda}_{r\alpha} - \eta\hat{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\beta}, \quad (3.8)$$

onde os erros de observação são dados por,

$$\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} = \dot{\hat{i}}_{s\alpha} - \dot{i}_{s\alpha} \quad (3.9)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{s\beta} = \dot{\hat{i}}_{s\beta} - \dot{i}_{s\beta} \quad (3.10)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\alpha} = \dot{\hat{\lambda}}_{r\alpha} - \dot{\lambda}_{r\alpha} \quad (3.11)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\beta} = \dot{\hat{\lambda}}_{r\beta} - \dot{\lambda}_{r\beta}. \quad (3.12)$$

Substituindo (3.1)-(3.4) e (3.5)-(3.8) em (3.9)-(3.12) obtêm-se o modelo dos erros de observação,

$$\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} = \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} - \beta P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha \quad (3.13)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{s\beta} = \beta P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta \quad (3.14)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\alpha} = -\eta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\alpha} \quad (3.15)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\beta} = -P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\alpha} - \eta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\beta}. \quad (3.16)$$

Seguindo o apresentado no capítulo 2, o primeiro passo do procedimento *Backstepping* é definir o integrador. No caso da observação de estados a variável a ser integrada é o erro entre as correntes medidas e estimadas, dado por

$$\dot{\xi}_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} \quad (3.17)$$

$$\dot{\xi}_\beta = \tilde{i}_{s\beta}. \quad (3.18)$$

O passo seguinte é definir um função candidata *Lyapunov* para estabilização dos integradores dos erros,

$$V_1(\xi_{\alpha,\beta}) = \frac{1}{2}(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2), \quad (3.19)$$

derivando (3.19), obtêm-se

$$\dot{V}_1(\xi_{\alpha,\beta}) = \xi_\alpha \dot{\xi}_\alpha + \xi_\beta \dot{\xi}_\beta. \quad (3.20)$$

Para que a condição de estabilidade de *Lyapunov* seja atendida a seguinte desigualdade deve ser satisfeita: $\dot{V}_1(\xi_{\alpha,\beta}) \leq 0$.

Manipulando (3.20) para atender a condição de estabilidade, e substituindo (3.17)-(3.18),

$$\dot{V}_1(\xi_{\alpha,\beta}) = \xi_\alpha (\tilde{i}_{s\alpha} + c_\alpha \xi_\alpha) + \xi_\beta (\tilde{i}_{s\beta} + c_\alpha \xi_\beta) - c_\alpha \xi_\alpha^2 - c_\alpha \xi_\beta^2, \quad (3.21)$$

onde c_α é um ganho definido positivo.

A partir de (3.21) encontram-se as variáveis estabilizadoras que tornam $\dot{V}_1(\xi_{\alpha,\beta}) \leq 0$, que são definidas como,

$$\sigma_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} = -c_\alpha \xi_\alpha \quad (3.22)$$

$$\sigma_\beta = \tilde{i}_{s\beta} = -c_\alpha \xi_\beta. \quad (3.23)$$

O próximo passo do *backstepping* é introduzir as variáveis de desvio z , que tem a função de medir o erro entre o controle virtual $\tilde{i}_{s\alpha,\beta}$ e as variáveis estabilizadoras $\sigma_{\alpha,\beta}$, onde os desvios são definidos como:

$$z_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} - \sigma_\alpha \quad (3.24)$$

$$z_\beta = \tilde{i}_{s\beta} - \sigma_\beta. \quad (3.25)$$

Substituindo (3.22) e (3.23) em (3.24) e (3.25), vem

$$z_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} + c_\alpha \xi_\alpha \quad (3.26)$$

$$z_\beta = \tilde{i}_{s\beta} + c_\alpha \xi_\beta. \quad (3.27)$$

Ao definir os desvios z , o *backstep* através do integrador está concluído.

Derivando (3.26) e (3.27), obtêm-se:

$$\dot{z}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_{s\alpha} + c_\alpha \dot{\xi}_\alpha \quad (3.28)$$

$$\dot{z}_\beta = \dot{\tilde{i}}_{s\beta} + c_\alpha \dot{\xi}_\beta. \quad (3.29)$$

Substituindo (3.13), (3.14), (3.17), (3.18) em (3.28) e (3.29), vem

$$\dot{z}_\alpha = \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} - \beta P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha + c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} \quad (3.30)$$

$$\dot{z}_\beta = \beta P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta + c_\alpha\tilde{i}_{s\beta}. \quad (3.31)$$

O próximo passo é propor uma função candidata *Lyapunov* para estabilização geral do sistema, ou seja, dos integradores, desvios e erros de observação dos fluxos,

$$V_2(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{\lambda}_{r\alpha}, \tilde{\lambda}_{r\beta}) = \frac{1}{2}(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2 + z_\alpha^2 + z_\beta^2 + \tilde{\lambda}_{r\alpha}^2 + \tilde{\lambda}_{r\beta}^2) \quad (3.32)$$

derivando (3.32),

$$\dot{V}_2(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{\lambda}_{r\alpha}, \tilde{\lambda}_{r\beta}) = \xi_\alpha\dot{\xi}_\alpha + \xi_\beta\dot{\xi}_\beta + z_\alpha\dot{z}_\alpha + z_\beta\dot{z}_\beta + \tilde{\lambda}_{r\alpha}\dot{\tilde{\lambda}}_{r\alpha} + \tilde{\lambda}_{r\beta}\dot{\tilde{\lambda}}_{r\beta}. \quad (3.33)$$

Resolvendo (3.33) de forma que $\dot{V}_2(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{\lambda}_{r\alpha}, \tilde{\lambda}_{r\beta}) \leq 0$, e substituindo as variáveis conhecidas, obtêm-se

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \xi_\alpha(z_\alpha - c_\alpha\xi_\alpha) + \xi_\beta(z_\beta - c_\alpha\xi_\beta) + z_\alpha\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} - \beta P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha + c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} + c_\beta z_\alpha\right) + \\ & z_\beta\left(\beta P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta + c_\alpha\tilde{i}_{s\beta} + c_\beta z_\beta\right) + \tilde{\lambda}_{r\alpha}\left(-\eta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\varphi}v_{\varphi\alpha}\right) + \\ & \tilde{\lambda}_{r\beta}\left(-P\omega_r\tilde{\lambda}_{r\alpha} - \eta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\varphi}v_{\varphi\beta}\right) - c_\alpha\xi_\alpha^2 - c_\alpha\xi_\beta^2 - c_\beta z_\alpha^2 - c_\beta z_\beta^2, \end{aligned} \quad (3.34)$$

onde c_β é um ganho definido positivo.

Simplificando (3.34) tem-se,

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & z_\alpha\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha + c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} + c_\beta z_\alpha + \xi_\alpha\right) + z_\beta\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta + c_\alpha\tilde{i}_{s\beta} + c_\beta z_\beta + \xi_\beta\right) + \\ & \tilde{\lambda}_{r\alpha}\left(\beta P\omega_r z_\beta + \frac{1}{k_\varphi}v_{\varphi\alpha}\right) + \tilde{\lambda}_{r\beta}\left(-\beta P\omega_r z_\alpha + \frac{1}{k_\varphi}v_{\varphi\beta}\right) - c_\alpha\xi_\alpha^2 - c_\alpha\xi_\beta^2 - \eta\tilde{\lambda}_{r\alpha}^2 - \eta\tilde{\lambda}_{r\beta}^2. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Para que (3.35) seja estável, as leis de controle devem ser

$$v_\alpha = k_\alpha \left(-\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} - c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} - c_\beta z_\alpha - \xi_\alpha \right) \quad (3.36)$$

$$v_\beta = k_\alpha \left(-\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} - c_\alpha\tilde{i}_{s\beta} - c_\beta z_\beta - \xi_\beta \right) \quad (3.37)$$

$$v_{\varphi\alpha} = -k_\varphi\beta P\omega_r z_\beta \quad (3.38)$$

$$v_{\varphi\beta} = k_\varphi\beta P\omega_r z_\alpha. \quad (3.39)$$

As equações da variáveis estabilizadoras (3.36) e (3.37) podem ser simplificadas se for adotado que $\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} \approx 0$ e $\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} \approx 0$. Assumindo que o erro de estimação do vetor de fluxo deve ter valor zero no estado estacionário (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014).

Substituindo (3.17), (3.18), (3.26) e (3.27) em (3.36)-(3.39), obtêm-se,

$$v_\alpha = k_\alpha \left[-\tilde{i}_{s\alpha} (c_\alpha + c_\beta) - (c_\alpha c_\beta + 1) \int \tilde{i}_{s\alpha} dt \right] \quad (3.40)$$

$$v_\beta = k_\alpha \left[-\tilde{i}_{s\beta} (c_\alpha + c_\beta) - (c_\alpha c_\beta + 1) \int \tilde{i}_{s\beta} dt \right] \quad (3.41)$$

$$v_{\varphi\alpha} = -k_\varphi\beta P\omega_r \left(\tilde{i}_{s\beta} + c_\alpha \int \tilde{i}_{s\beta} dt \right) \quad (3.42)$$

$$v_{\varphi\beta} = k_\varphi\beta P\omega_r \left(\tilde{i}_{s\alpha} + c_\alpha \int \tilde{i}_{s\alpha} dt \right). \quad (3.43)$$

As equações (3.5)-(3.8) e (3.40)-(3.43) são implementadas para obter os valores estimados de $\hat{\lambda}_{r\alpha}$ e $\hat{\lambda}_{r\beta}$.

3.2.2 Controlador de correntes *backstepping* com observador de fluxos

Para realizar o Controle Vetorial de Campo Orientado Indireto é necessário obter leis de controle para rastreamento da referência para as correntes i_d e i_q . Na presente seção será abordada o procedimento *backstepping*, aliada ao observador de fluxo apresentado em 3.2.1, para obtenção das ações de controle v_d e v_q . Para obtenção do controlador será utilizado o modelo de correntes e fluxo do MIT, em referencial síncrono, equações (A.57)-(A.60), ou seja $\omega_a = \omega_s = \omega_0$.

$$\dot{i}_{sd} = -\gamma i_{sd} - \omega_0 i_{sq} + \eta\beta\lambda_{rd} - \beta P\omega_r \lambda_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \quad (3.44)$$

$$\dot{i}_{sq} = -\gamma i_{sq} + \omega_0 i_{sd} + \beta P \omega_r \lambda_{rd} + \eta \beta \lambda_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \quad (3.45)$$

$$\dot{\lambda}_{rd} = \eta L_m i_{sd} - \eta \lambda_{rd} - \omega_0 \lambda_{rq} + P \omega_r \lambda_{rq} \quad (3.46)$$

$$\dot{\lambda}_{rq} = \eta L_m i_{sq} + \omega_0 \lambda_{rd} - P \omega_r \lambda_{rd} - \eta \lambda_{rq}. \quad (3.47)$$

O primeiro passo do procedimento *Backstepping* é definir o integrador. Para o controle de corrente, o integrador será definido como o erro de rastreamento de correntes, dado por:

$$\dot{\xi}_d = i_{sd}^* - i_{sd} = \tilde{i}_{sd} \quad (3.48)$$

$$\dot{\xi}_q = i_{sq}^* - i_{sq} = \tilde{i}_{sq}. \quad (3.49)$$

Na sequência, é definida uma função candidata *Lyapunov* para estabilização dos integradores,

$$V_1(\xi_{d,q}) = \frac{1}{2} (\xi_d^2 + \xi_q^2) \quad (3.50)$$

derivando (3.50),

$$\dot{V}_1(\xi_{d,q}) = \xi_d \dot{\xi}_d + \xi_q \dot{\xi}_q. \quad (3.51)$$

Para que $\dot{V}_1(\xi_{d,q}) \leq 0$, pode-se manipular (3.51) de forma a obter a seguinte equação,

$$\dot{V}_1(\xi_{d,q}) = \xi_d (\tilde{i}_{sd} + c_\alpha \xi_d) + \xi_q (\tilde{i}_{sq} + c_\alpha \xi_q) - c_\alpha \xi_d^2 - c_\alpha \xi_q^2, \quad (3.52)$$

onde, c_α é uma ganho definido positivo.

De (3.52) obtêm-se as variáveis estabilizadoras de $\dot{V}_1(\xi_{d,q})$, que são dadas por:

$$\sigma_d = \tilde{i}_{sd} = -c_\alpha \xi_d \quad (3.53)$$

$$\sigma_q = \tilde{i}_{sq} = -c_\alpha \xi_q. \quad (3.54)$$

O segundo passo do procedimento *Backstepping* é definir as variáveis de desvio z , entre o controle virtual $\tilde{i}_{sd,q}$ e as variáveis estabilizadoras $\sigma_{d,q}$. Os desvios são definidos como:

$$z_d = \tilde{i}_{sd} - \sigma_d \quad (3.55)$$

$$z_q = \tilde{i}_{sq} - \sigma_q. \quad (3.56)$$

Substituindo (3.53) e (3.54) em (3.55) e (3.56), vem

$$z_d = \tilde{i}_{sd} + c_\alpha \xi_d \quad (3.57)$$

$$z_q = \tilde{i}_{sq} + c_\alpha \xi_q. \quad (3.58)$$

Derivando (3.57) e (3.58),

$$\dot{z}_d = \dot{\tilde{i}}_{sd} + c_\alpha \dot{\xi}_d \quad (3.59)$$

$$\dot{z}_q = \dot{\tilde{i}}_{sq} + c_\alpha \dot{\xi}_q. \quad (3.60)$$

Substituindo (3.48) e (3.49) em (3.59) e (3.60),

$$\dot{z}_d = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} + c_\alpha \tilde{i}_{sd} \quad (3.61)$$

$$\dot{z}_q = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} + c_\alpha \tilde{i}_{sq}. \quad (3.62)$$

Substituindo (3.44)-(3.47) em (3.61) e (3.62), vem

$$\dot{z}_d = \dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \eta \beta \lambda_{rd} + \omega_0 i_{sq} + \beta P \omega_r \lambda_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + c_\alpha \tilde{i}_{sd} \quad (3.63)$$

$$\dot{z}_q = \dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - \omega_0 i_{sd} - \beta P \omega_r \lambda_{rd} - \eta \beta \lambda_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + c_\alpha \tilde{i}_{sq}. \quad (3.64)$$

O terceiro passo do procedimento *Backstepping* é buscar a estabilização global do sistemas, para isso é definida a seguinte função candidata *Lyapunov*,

$$V_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = \frac{1}{2} (\xi_d^2 + \xi_q^2 + z_d^2 + z_q^2). \quad (3.65)$$

Derivando (3.65), e manipulando para que $\dot{V}_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) \leq 0$, vem

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = & \\ & z_d \left(\dot{i}_{sd}^* + \xi_d + \gamma i_{sd} - \eta \beta \lambda_{rd} + \omega_0 i_{sq} + \beta P \omega_r \lambda_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + c_\alpha \tilde{i}_{sd} + c_\beta z_d \right) + \\ & z_q \left(\dot{i}_{sq}^* + \xi_q + \gamma i_{sq} - \omega_0 i_{sd} - \beta P \omega_r \lambda_{rd} - \eta \beta \lambda_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + c_\alpha \tilde{i}_{sq} + c_\beta z_q \right) + \\ & -c_\alpha \xi_d^2 - c_\alpha \xi_q^2 - c_\beta z_d^2 - c_\beta z_q^2. \end{aligned} \quad (3.66)$$

De (3.66), obtêm-se as leis de controle u_{sd} e u_{sq} ,

$$u_{sd} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sd}^* + \xi_d + \gamma i_{sd} - \eta \beta \lambda_{rd} + \omega_0 i_{sq} + \beta P \omega_r \lambda_{rq} + c_\alpha \tilde{i}_{sd} + c_\beta z_d \right) \quad (3.67)$$

$$u_{sq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sq}^* + \xi_q + \gamma i_{sq} - \omega_0 i_{sd} - \beta P \omega_r \lambda_{rd} - \eta \beta \lambda_{rq} + c_\alpha \tilde{i}_{sq} + c_\beta z_q \right). \quad (3.68)$$

Substituindo (3.48), (3.49), e (3.57) e (3.58) em (3.67) e (3.68), as leis de controle podem ser reescritas da seguinte forma,

$$u_{sd} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \eta \beta \lambda_{rd} + \omega_0 i_{sq} + \beta P \omega_r \lambda_{rq} + \tilde{i}_{sd} (c_\alpha + c_\beta) + \int \tilde{i}_{sd} (c_\alpha c_\beta + 1) dt \right) \quad (3.69)$$

$$u_{sq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - \omega_0 i_{sd} - \beta P \omega_r \lambda_{rd} - \eta \beta \lambda_{rq} + \tilde{i}_{sq} (c_\alpha + c_\beta) + \int \tilde{i}_{sq} (c_\alpha c_\beta + 1) dt \right). \quad (3.70)$$

Para implementação das leis de controle (3.69) e (3.70) é necessário o conhecimento dos fluxos rotóricos em coordenadas dq . Através de (3.7) e (3.8), são obtidos os fluxos rotóricos observados nas coordenadas $\alpha\beta$. Para que seja possível substituí-los em (3.69) e (3.70) deve-se submetê-los a matriz de transformação $\alpha\beta$ para dq , conforme segue,

$$\begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{rd} \\ \hat{\lambda}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \\ \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_\alpha \\ \hat{\lambda}_\beta \end{bmatrix}, \quad (3.71)$$

onde,

$$\theta = \int \omega_0 dt$$

e,

$$\omega_0 = P \omega_r + \frac{\eta \dot{i}_q}{i_d^*}.$$

Assim, (3.69) e (3.70) pode ser reescrita na seguinte forma

$$u_{sd} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \eta \beta \hat{\lambda}_{rd} + \omega_0 i_{sq} + \beta P \omega_r \hat{\lambda}_{rq} + \tilde{i}_{sd} (c_\alpha + c_\beta) + \int \tilde{i}_{sd} (c_\alpha c_\beta + 1) dt \right) \quad (3.72)$$

$$u_{sq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - \omega_0 i_{sd} - \beta P \omega_r \hat{\lambda}_{rd} - \eta \beta \hat{\lambda}_{rq} + \tilde{i}_{sq} (c_\alpha + c_\beta) + \int \tilde{i}_{sq} (c_\alpha c_\beta + 1) dt \right). \quad (3.73)$$

3.3 CONTROLADOR DE CORRENTES BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS

3.3.1 Observador de distúrbio

O método de controle FOC permite o desacoplamento entre o fluxo e torque no MIT, onde o eixo direto regula o fluxo e o eixo em quadratura regula o torque. Como há acoplamento entre os eixos dq , mudanças na corrente em um dos eixos resulta em distorção de torque e distúrbio transitório no outro eixo (VIEIRA; GABBI; GRÜNDLING, 2017).

Para mitigar o distúrbio transitório entre os eixos, (VIEIRA; GABBI; GRÜNDLING, 2017; VIEIRA; GABBI; GRÜNDLING, 2014), propuseram um controle de correntes desacoplado baseado em um controlador *sliding mode* para correntes combinado a um observador de distúrbios. Neste caso o observador de distúrbio contém os termos de acoplamento, incertezas paramétricas e não linearidades.

No presente trabalho, o observador de distúrbio irá compor a lei de controle baseada no procedimento *Backstepping*, onde pretende-se minimizar os efeitos do acoplamento entre os eixos dq .

Em, (CHEN, 2004), é apresentado uma estrutura geral para sistemas sujeitos a distúrbios, a partir desta estrutura é desenvolvido o observador de distúrbios.

O modelo do sistema, no referencial dq , com a presença de distúrbios pode ser escrito conforme a seguinte equação,

$$\begin{cases} \dot{x}_{(d,q)}(t) = \mathbf{A}x_{(d,q)}(t) + \mathbf{B}u_{(d,q)}(t) + \mathbf{G}d_{(d,q)} \\ y_{(d,q)}(t) = \mathbf{C}x_{(d,q)}(t), \end{cases} \quad (3.74)$$

onde, x representa os estados do sistema, \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} os parâmetros da planta, u a lei de controle, y a saída do sistema e d os distúrbios.

Para o modelo do MIT, são dados por:

$$\begin{aligned} x_d &= i_{sd}, x_q = i_{sq}, u_d = u_{sd}, u_q = u_{sq}; \\ y_d &= i_{sd}, y_q = i_{sq}; \\ \mathbf{A} &= -\gamma, \mathbf{B} = \frac{1}{\sigma L_s}, \mathbf{C} = 1, \mathbf{G} = 1. \end{aligned} \quad (3.75)$$

$$d_d = -\omega_0 i_{sq} + \eta \beta \lambda_{rd} - \beta P \omega_r \lambda_{rq}. \quad (3.76)$$

Pode-se utilizar o observador de distúrbios proposto por (CHEN, 2004) em sua

forma linear. Para (3.74) o observador pode ser escrito da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{p}_{(d,q)} = -l_{(d,q)} \mathbf{G} p_{(d,q)} - l_{(d,q)} \left(\mathbf{G} l_{(d,q)} x_{(d,q)} + \mathbf{A} x_{(d,q)} + \mathbf{B} u_{(d,q)} \right) \\ \hat{d}_{(d,q)} = p_{(d,q)} + l_{(d,q)} x_{(d,q)}, \end{cases} \quad (3.77)$$

onde, $l_{d,q}$ é um ganho real positivo.

Assim, os observadores de distúrbios, no referencial dq podem ser escritos da seguinte forma,

$$\begin{cases} \dot{p}_d = -l_d p_d - l_d \left(l_d i_{sd} - \gamma i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \right) \\ \hat{d}_d = p_d + l_d i_{sd} \end{cases} \quad (3.78)$$

$$\begin{cases} \dot{p}_q = -l_q p_q - l_q \left(l_q i_{sq} - \gamma i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \right) \\ \hat{d}_q = p_q + l_q i_{sq}. \end{cases} \quad (3.79)$$

3.3.2 Controlador de correntes *backstepping* baseado em observador de distúrbios

Para projetar o controlador de correntes *backstepping*, utilizando o observador de distúrbios, o modelo de correntes e distúrbios apresentado pelas equações é utilizado:

$$\dot{i}_{sd} = -\gamma i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + d_d \quad (3.80)$$

$$\dot{i}_{sq} = -\gamma i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + d_q. \quad (3.81)$$

Seguindo os procedimentos *backstepping* define-se primeiramente os integradores dos erros de rastreamento de correntes,

$$\dot{\xi}_d = i_{sd}^* - i_{sd} = \tilde{i}_{sd} \quad (3.82)$$

$$\dot{\xi}_q = i_{sq}^* - i_{sq} = \tilde{i}_{sq}. \quad (3.83)$$

Com as definições dos integradores define-se uma função candidata *Lyapunov* para estabilização dos integradores,

$$V_1(\xi_{d,q}) = \frac{1}{2} (\xi_d^2 + \xi_q^2) \quad (3.84)$$

derivando (3.84),

$$\dot{V}_1(\xi_{d,q}) = \xi_d \dot{\xi}_d + \xi_q \dot{\xi}_q. \quad (3.85)$$

Para que a *Lyapunov* seja estável, $\dot{V}_1(\xi_{d,q}) \leq 0$, manipulando (3.85) para satisfazer

esta condição, vem

$$\dot{V}_1(\xi_{d,q}) = \xi_d (\dot{\tilde{i}}_{sd} + c_\alpha \xi_d) + \xi_q (\dot{\tilde{i}}_{sq} + c_\alpha \xi_q) - c_\alpha \xi_d^2 - c_\alpha \xi_q^2, \quad (3.86)$$

onde, c_α é um ganho definido positivo.

A partir de (3.86) obtêm-se as variáveis estabilizadoras,

$$\sigma_d = \tilde{i}_{sd} = -c_\alpha \xi_d \quad (3.87)$$

$$\sigma_q = \tilde{i}_{sq} = -c_\alpha \xi_q. \quad (3.88)$$

Seguindo o procedimento *backstepping* define-se as variáveis de desvio z , dadas por

$$z_d = \tilde{i}_{sd} - \sigma_\alpha \quad (3.89)$$

$$z_q = \tilde{i}_{sq} - \sigma_\beta. \quad (3.90)$$

Substituindo (3.87) e (3.88) em (3.89) e (3.90), obtêm-se

$$z_d = \tilde{i}_{sd} + c_\alpha \xi_d \quad (3.91)$$

$$z_q = \tilde{i}_{sq} + c_\alpha \xi_q. \quad (3.92)$$

Derivando (3.91) e (3.92),

$$\dot{z}_d = \dot{\tilde{i}}_{sd} + c_\alpha \dot{\xi}_d \quad (3.93)$$

$$\dot{z}_q = \dot{\tilde{i}}_{sq} + c_\alpha \dot{\xi}_q. \quad (3.94)$$

Substituindo (3.82) e (3.83) em (3.93) e (3.94),

$$\dot{z}_d = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} + c_\alpha \tilde{i}_{sd} \quad (3.95)$$

$$\dot{z}_q = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} + c_\alpha \tilde{i}_{sq}. \quad (3.96)$$

Substituindo (3.80) e (3.96) em (3.95) e (3.95), obtêm-se

$$\dot{z}_d = \dot{i}_{sd}^* + \gamma \dot{i}_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - d_d + c_\alpha \tilde{i}_{sd} \quad (3.97)$$

$$\dot{z}_q = \dot{i}_{sq}^* + \gamma \dot{i}_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - d_q + c_\alpha \tilde{i}_{sq}. \quad (3.98)$$

O último passo do procedimento *backstepping* é a estabilização global do sistema, através da definição da candidata a *Lyapunov*,

$$V_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = \frac{1}{2} (\xi_d^2 + \xi_q^2 + z_d^2 + z_q^2). \quad (3.99)$$

Pode-se reescrever (3.82) e (3.83) da seguinte forma,

$$\dot{\xi}_d = z_d - c_\alpha \xi_d \quad (3.100)$$

$$\dot{\xi}_q = z_q - c_\alpha \xi_q. \quad (3.101)$$

Derivando (3.99),

$$\dot{V}_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = \xi_d \dot{\xi}_d + \xi_q \dot{\xi}_q + z_d \dot{z}_d + z_q \dot{z}_q. \quad (3.102)$$

Substituindo (3.100) e (3.101) em (3.102) e manipulando (3.102) de forma a garantir que $\dot{V}_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) \leq 0$, vem

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = & \xi_d (z_d - c_\alpha \xi_d) + \xi_q (z_q - c_\alpha \xi_q) + \\ & z_d (\dot{z}_d + c_\beta z_d) + z_q (\dot{z}_q + c_\beta z_q) - c_\beta z_d^2 - c_\beta z_q^2, \end{aligned} \quad (3.103)$$

onde c_β é um ganho definido positivo.

Substituindo (3.97) e (3.98) em (3.103), obtêm-se

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = & \xi_d (z_d - c_\alpha \xi_d) + \xi_q (z_q - c_\alpha \xi_q) + \\ & z_d \left(\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - d_d + c_\alpha \tilde{i}_{sd} + c_\beta z_d \right) + \\ & z_q \left(\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - d_q + c_\alpha \tilde{i}_{sq} + c_\beta z_q \right) + \\ & - c_\beta z_d^2 - c_\beta z_q^2. \end{aligned} \quad (3.104)$$

Simplificando (3.104), vem

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) = & z_d \left(\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - d_d + c_\alpha \tilde{i}_{sd} + c_\beta z_d + \xi_d \right) + \\ & z_q \left(\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - d_q + c_\alpha \tilde{i}_{sq} + c_\beta z_q + \xi_q \right) + \\ & - c_\beta z_d^2 - c_\beta z_q^2 - c_\alpha \xi_d^2 - c_\alpha \xi_q^2. \end{aligned} \quad (3.105)$$

Manipulando (3.105) de forma a torná-la estável, ou seja $\dot{V}(\xi_d, \xi_q, z_d, z_q) \leq 0$, obtêm-se as leis de controle u_{sd} e u_{sq} ,

$$u_{sd} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - d_d + c_\alpha \tilde{i}_{sd} + c_\beta z_d + \xi_d \right) \quad (3.106)$$

$$u_{sq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - d_q + c_\alpha \tilde{i}_{sq} + c_\beta z_q + \xi_q \right). \quad (3.107)$$

Pode-se reescrever (3.82), (3.83), (3.91) e (3.92) das seguintes formas,

$$\xi_d = \int \tilde{i}_{sd} dt \quad (3.108)$$

$$\xi_q = \int \tilde{i}_{sq} dt \quad (3.109)$$

$$z_d = \tilde{i}_{sd} + c_\alpha \int \tilde{i}_{sd} dt \quad (3.110)$$

$$z_q = \tilde{i}_{sq} + c_\alpha \int \tilde{i}_{sq} dt. \quad (3.111)$$

Substituindo (3.108), (3.109), (3.110) e (3.111) em (3.106) e (3.107), pode-se reescrever as leis de controle,

$$u_{sd} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - d_d + \tilde{i}_{sd} (c_\alpha + c_\beta) + (c_\alpha c_\beta + 1) \int \tilde{i}_{sd} dt \right] \quad (3.112)$$

$$u_{sq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - d_q + \tilde{i}_{sq} (c_\alpha + c_\beta) + (c_\alpha c_\beta + 1) \int \tilde{i}_{sq} dt \right]. \quad (3.113)$$

Para tornar (3.112) e (3.113) implementável deve-se conhecer os distúrbios. Assim, os distúrbios reais devem ser substituídos pelos distúrbios observados, \hat{d}_d e \hat{d}_q , conforme (3.77) e (??). Obtendo-se leis de controle,

$$u_{sd} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \hat{d}_d + \tilde{i}_{sd} (c_\alpha + c_\beta) + (c_\alpha c_\beta + 1) \int \tilde{i}_{sd} dt \right] \quad (3.114)$$

$$u_{sq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sq}^* + \gamma i_{sq} - \hat{d}_q + \tilde{i}_{sq} (c_\alpha + c_\beta) + (c_\alpha c_\beta + 1) \int \tilde{i}_{sq} dt \right]. \quad (3.115)$$

3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação dos observadores e controladores de correntes apresentados nas seções anteriores, com o objetivo de validar a modelagem e os observadores e controladores propostos, sendo eles:

- PI(Proporcional Integral);
- controlador de correntes *backstepping* utilizando os fluxos observados;
- controlador de correntes *backstepping* utilizando o observador de distúrbios.

As simulações foram realizadas no software Matlab, com os parâmetros do MIT apresentados na Tabela 3.1. O desenvolvimento do modelo do MIT pode ser consultado no Apêndice A. Os ganhos do controlador PI foram obtidos conforme (VIEIRA, 2008), com valores de $\zeta = 0,85$, $Ktn = 0,46$ e $\omega_b = 500$, neste projeto de controlador PI o desempenho é estreitamente ligado ao conhecimento dos parâmetros da máquina. Os demais ganhos foram obtidos de forma empírica não havendo um procedimento técnico formalizado para obtenção dos mesmos.

Tabela 3.1 – Parâmetros do MIT

Parâmetro	Descrição	Valor
	Potência	11 kW
ω_r	Velocidade nominal	180 rad/s
p	Número de pares de polos	2
R_s	Resistência estator	0,8467 Ω
R_r	Resistência rotor	0,5175 Ω
L_m	Indutância mutua	175,2 mH
L_s	Indutância estator	180,9 mH
L_r	Indutância rotor	181,8 mH
J_m	Momento de inércia	0,6282 kg.m ² /A
B_n	Coefficiente de viscosidade	0,015 kg.m ²
T_l	Torque de carga	0 N.m

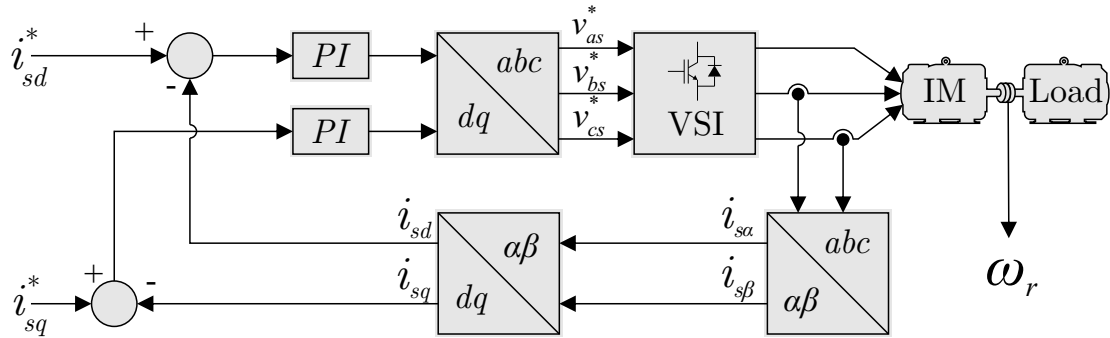
Tabela 3.2 – Ganhos dos Controladores PI

Ganho Proporcional correntes	5,1147
Ganho Integral correntes	542,284
Ganho Proporcional mecânico	5,1610
Ganho Integral mecânico	12,9042

3.4.1 Controlador PI

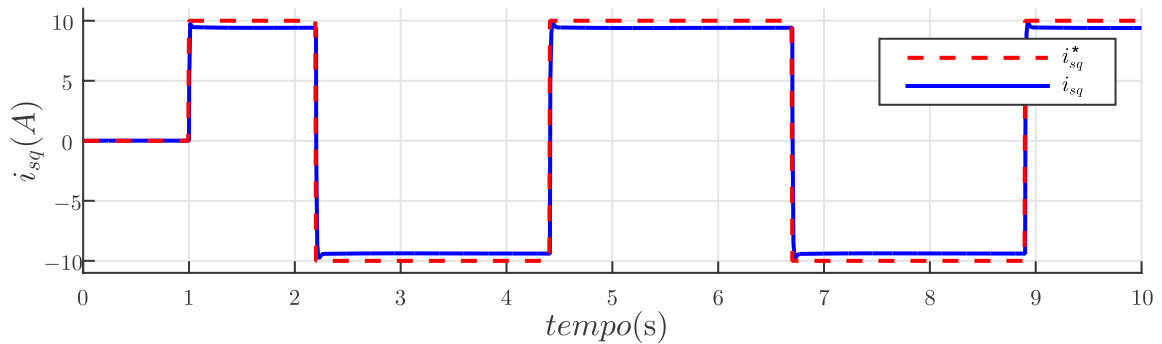
Para obter os resultado de simulação do controlador de correntes PI, para o MIT, foi implementado o diagrama mostrado na Figura 3.1. Com correntes de referência $i_{sd}^* = 11$ e i_{sq}^* em degraus de $-10A$ à $10A$. Ganhos $P = 5,1147$ e $I = 542,28$. O controlador PI foi simulado para que seja possível uma comparação com os métodos de controle abordados.

Figura 3.1 – Diagrama utilizado para simulação do controlador PI.



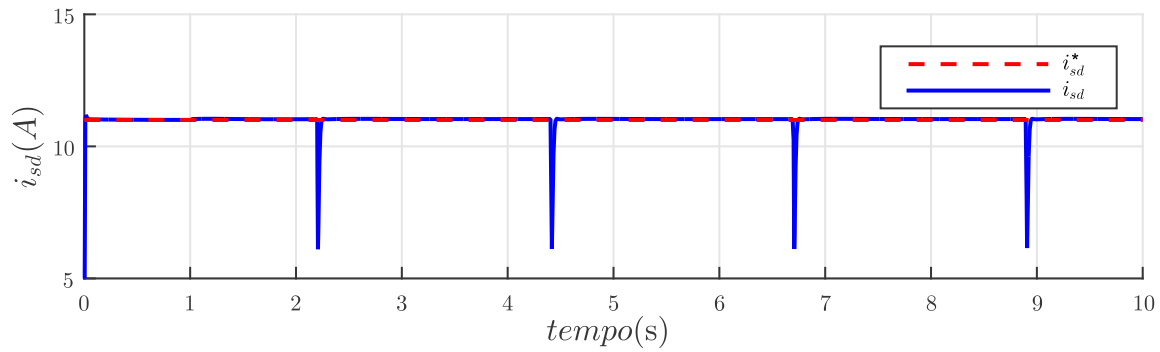
Fonte: Autor.

A Figura 3.2 mostra a referência em degraus para a corrente i_{sq}^* , com o objetivo de verificar o comportamento do controlador para mudanças bruscas de corrente. Verifica-se que há um pequeno erro em regime permanente na corrente i_{sq} , isso ocorre pelo fato da velocidade estar variando, pois o distúrbio está entrando na lei de controle.

Figura 3.2 – Controlador Proporcional Integral (PI). (i_{sq}^* , i_{sq})

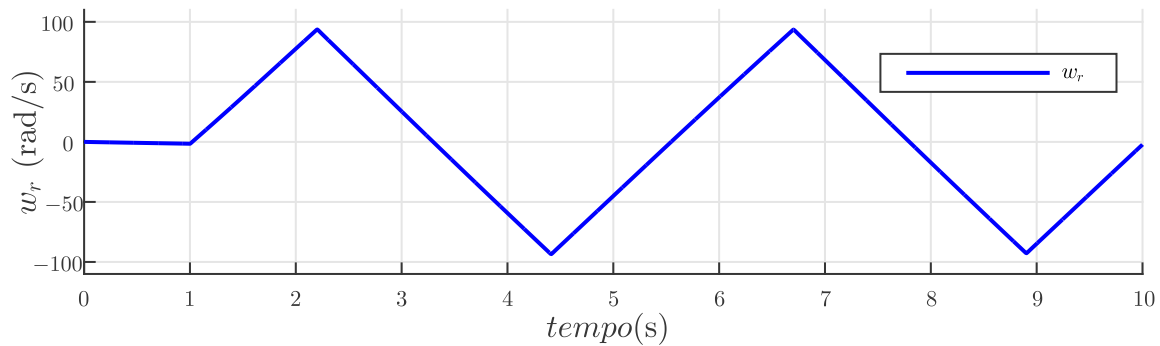
Fonte: Autor.

A Figura 3.3 mostra o efeito de acoplamento entre as correntes i_{sq} e i_{sd} . Verifica-se que nos momentos de mudança brusca na corrente i_{sq} há uma grande oscilação na corrente i_{sd} .

Figura 3.3 – Controlador Proporcional Integral (PI). (i_{sd}^* , i_{sd})

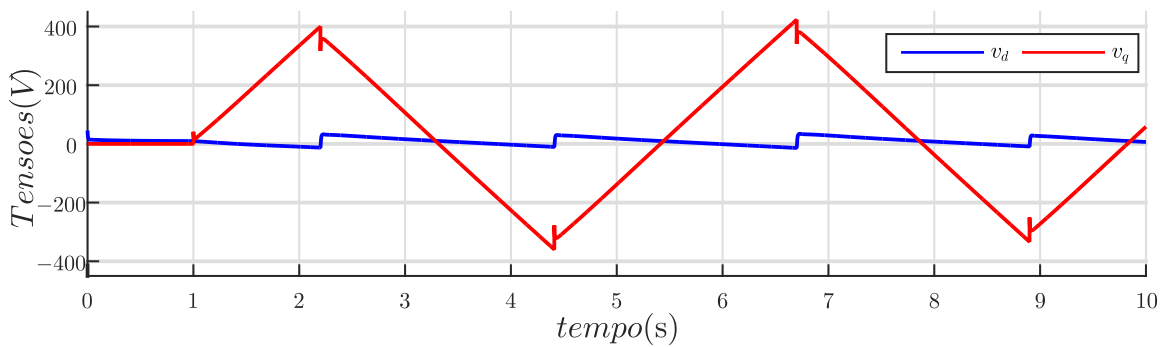
Fonte: Autor.

Na Figura 3.4 é mostrado o comportamento da velocidade rotórica frente as mudanças em i_{sq} .

Figura 3.4 – Controlador Proporcional Integral (PI). (ω_r)

Fonte: Autor.

Na Figura 3.5 é mostrada a ação de controle frente as mudanças em i_{sq} .

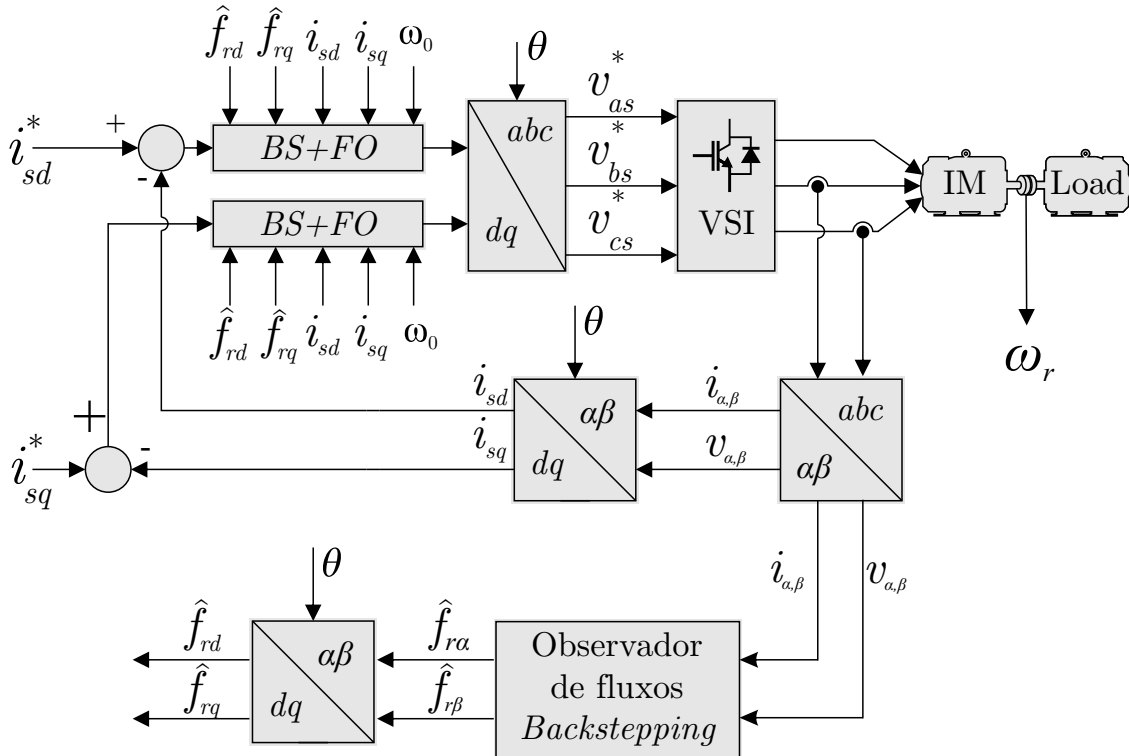
Figura 3.5 – Controlador Proporcional Integral (PI). (v_d , v_q)

Fonte: Autor.

3.4.2 Controlador de correntes baseado na observação de fluxos

Para verificação do desempenho do controlador de correntes baseado na observação de fluxos, foi implementada uma simulação considerando o diagrama da Figura 3.6.

Figura 3.6 – Diagrama utilizado para simulação do controlador *Backstepping* + Observador de Fluxo.



Fonte: Autor.

Para validação do observador de correntes e fluxos foram consideradas a referência $\omega_r^* = 100 \text{ rad/s}$ e ganhos $c_\alpha = c_\beta = 500$, $k_\alpha = 10$ e $k_\phi = 0, 1$.

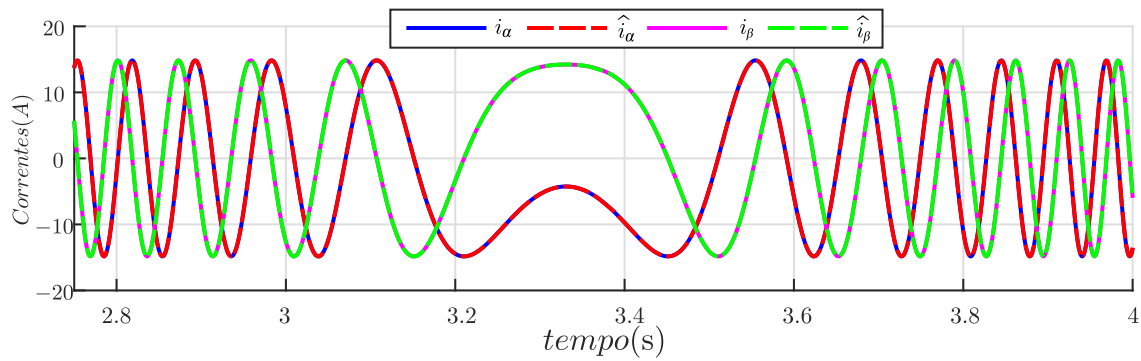
As Figuras 3.7 e 3.9 mostram os resultados de simulação para observação das correntes estáticas e fluxos rotóricos através do procedimento *backstepping*, onde verifica-se convergência para seus valores reais. Os erros de estimação das correntes e fluxos são mostrados nas Figuras 3.8 e 3.10.

A correta convergência dos fluxos depende do erro entre as correntes reais e estimadas. Se o erro for nulo, os fluxos convergem para seus valores reais.

Para obter os resultado de simulação do controlador de correntes *backstepping* baseado na observação dos fluxos, foram considerados as seguintes referências, $i_{sd}^* = 11$ e i_{sq}^* em degraus de $-10A$ à $10A$. Ganhos $c_\alpha = c_\beta = 2000$.

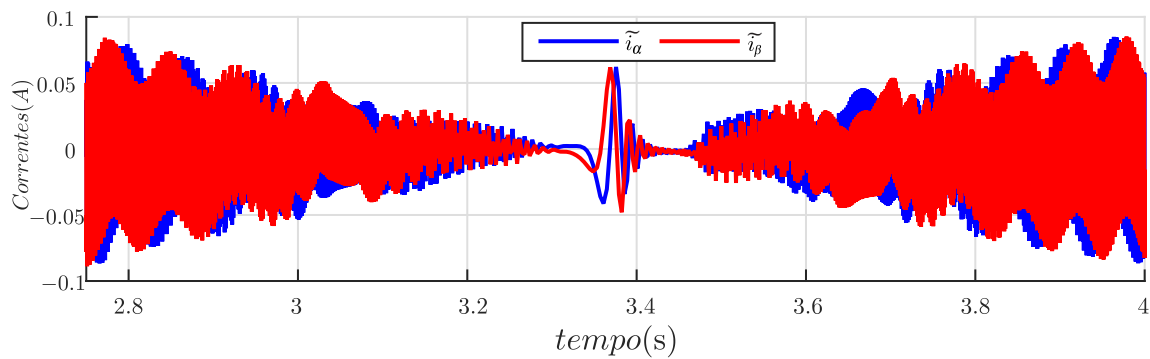
A Figura 3.11 mostra o resultado de simulação de rastreamento da corrente i_{sq}^* , onde verifica-se que não há erro em regime permanente, porém há um pequeno *overshoot* no início da rampa de corrente.

Figura 3.7 – Resultado de simulação das correntes observadas x correntes medidas.



Fonte: Autor.

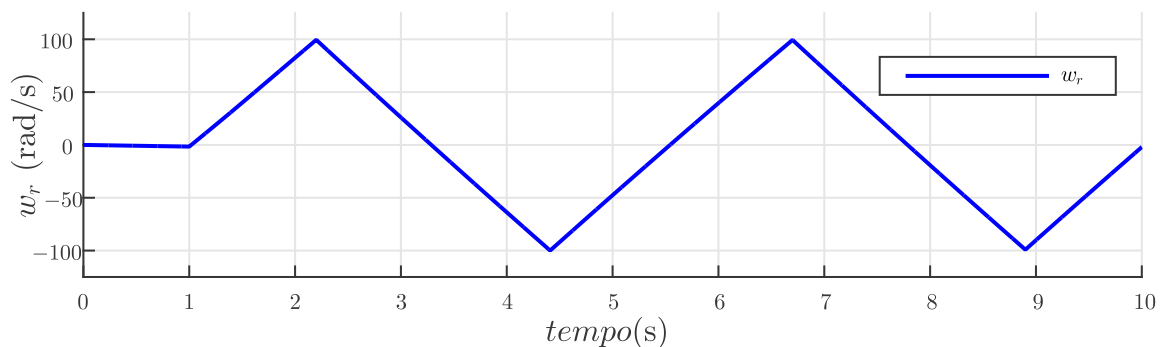
Figura 3.8 – Resultado de simulação do erro entre as correntes observadas e correntes medidas.



Fonte: Autor.

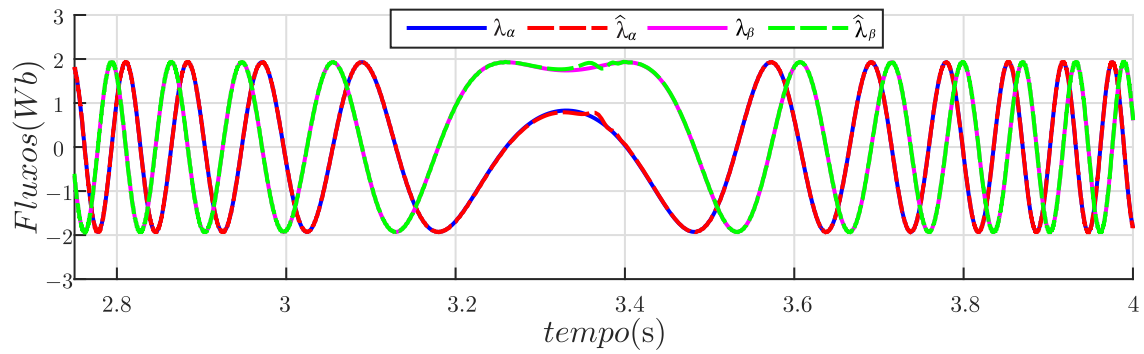
Na Figura 3.12 observa-se que há oscilação na corrente i_{sd} devido aos degraus aplicados em i_{sq} .

A Figura 3.13 mostra a forma de onda da velocidade frente aos degraus aplicados na referência i_{sq}^* .

Figura 3.13 – Controlador *Backstepping* com observador de fluxos. (ω_r)

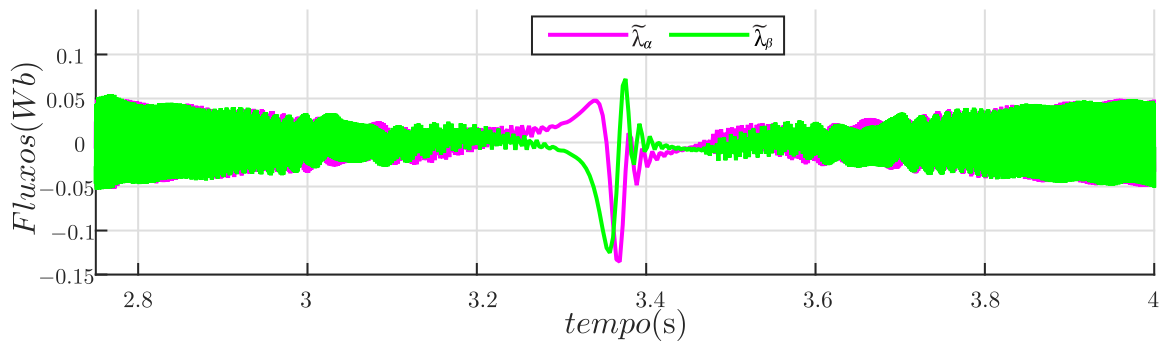
Fonte: Autor.

Figura 3.9 – Resultado de simulação dos fluxos observados x fluxos medidos.



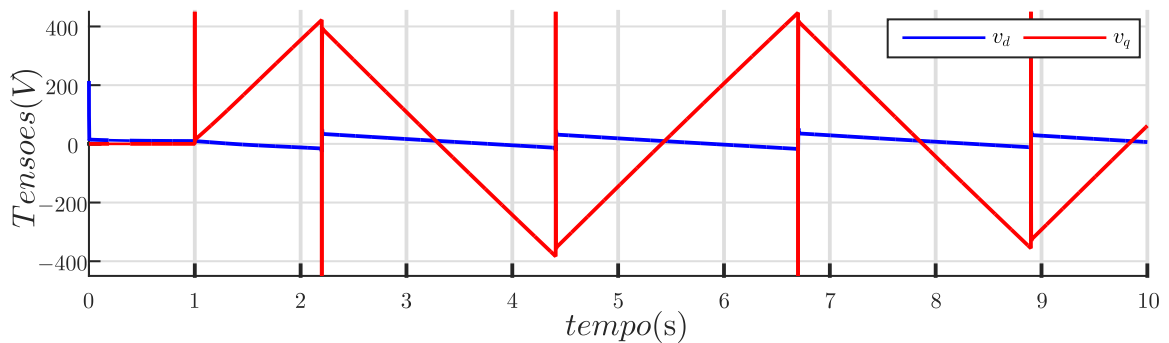
Fonte: Autor.

Figura 3.10 – Resultado de simulação do erro entre os fluxos observados e correntes medidas.

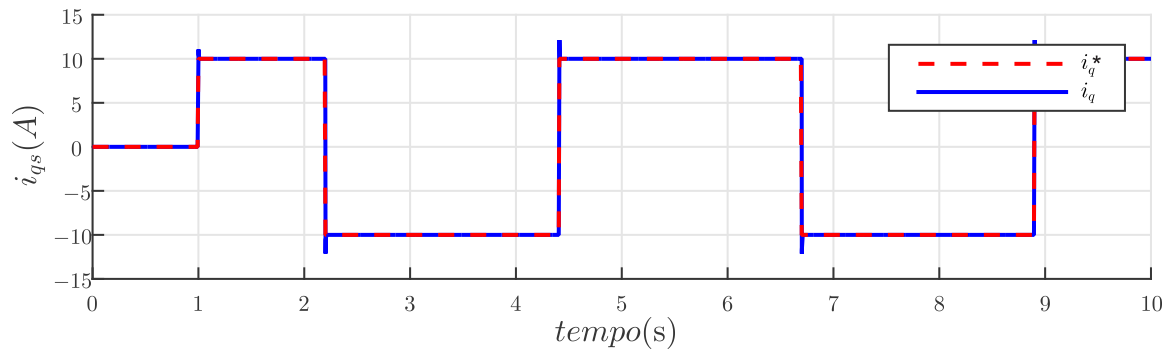


Fonte: Autor.

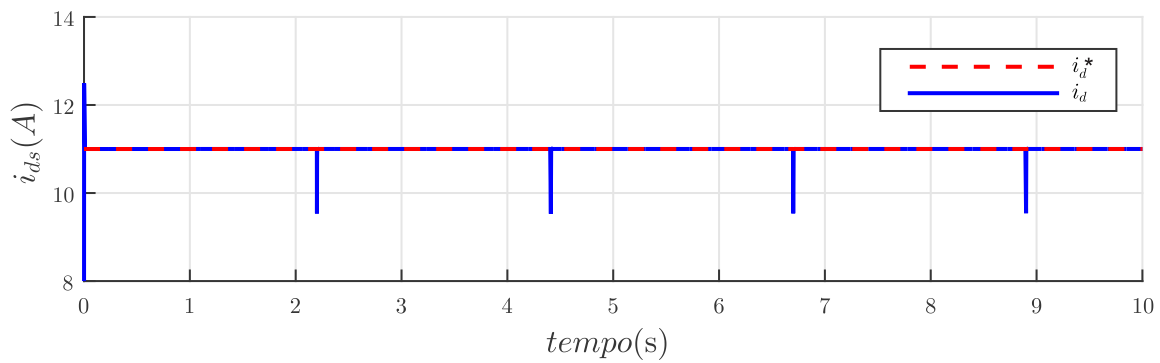
A Figura 3.14 mostra a ação de controle frente aos degraus aplicados na referência i_{sq}^* .

Figura 3.14 – Controlador *Backstepping* com observador de fluxos. (v_d , v_q)

Fonte: Autor.

Figura 3.11 – Controlador *backstepping* baseado em observador de fluxos. (i_{sq}^*, i_{sq}) 

Fonte: Autor.

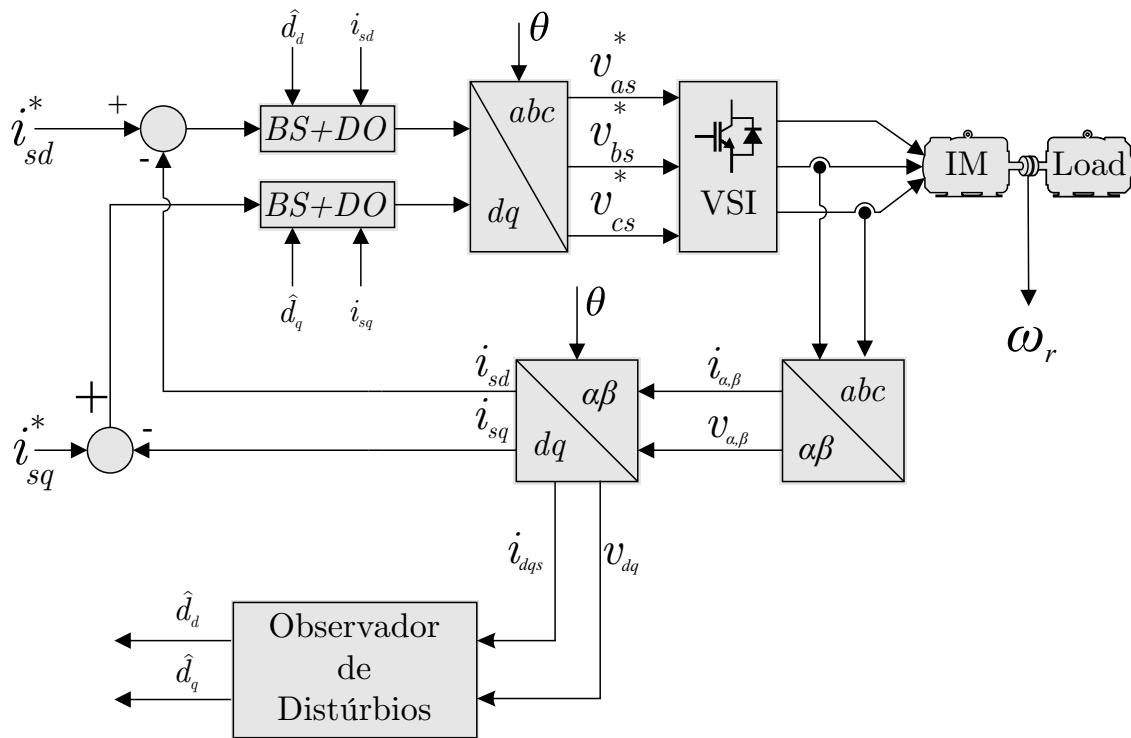
Figura 3.12 – Controlador *Backstepping* com observador de fluxos. (i_{sd}^*, i_{sd}) 

Fonte: Autor.

3.4.3 Controlador de correntes baseado em observação de distúrbios

A Figura 3.15 apresenta o diagrama utilizado para realizar a simulação do controlador de correntes baseado em observador de distúrbios. Com referências $i_{sd}^* = 11$ e i_{sq}^* em degraus de $-10A$ à $10A$. Ganhos $c_\alpha = c_\beta = 2000$, $ld = 50$ e $lq = 50$.

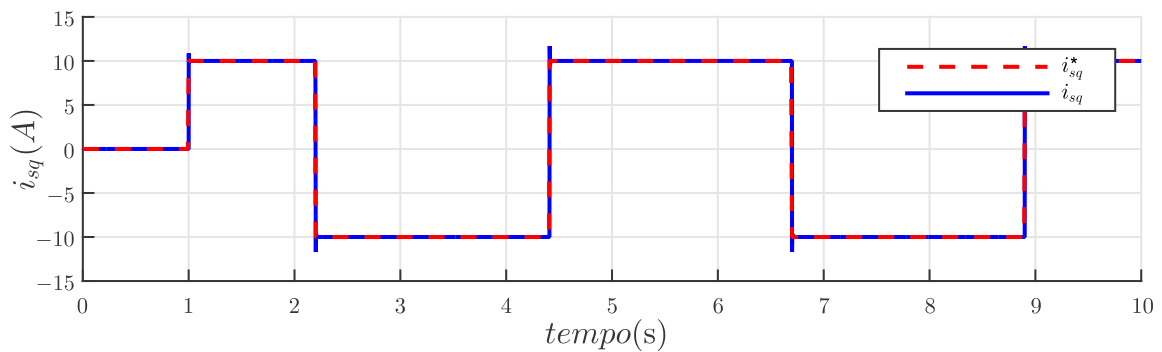
Figura 3.15 – Diagrama utilizado para simulação do controlador *Backstepping* + Observador de Distúrbios.



Fonte: Autor.

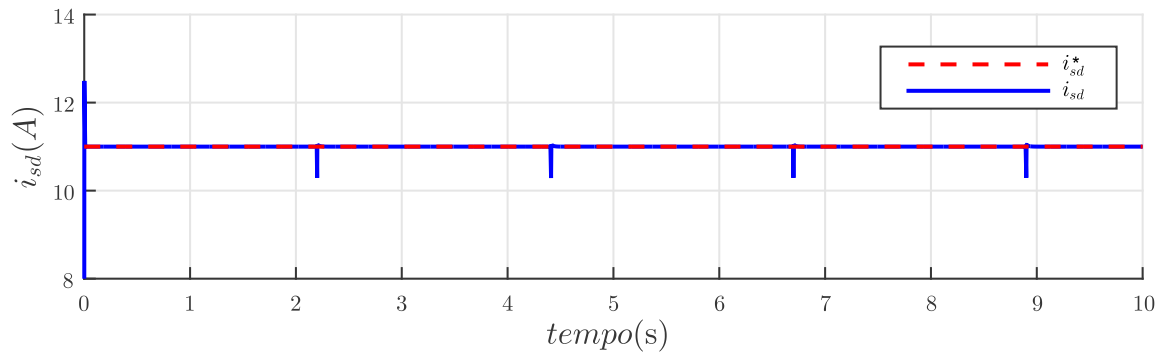
Observa-se, na figura 3.16, a resposta do controlador a uma referência em degraus para a corrente i_{sq} , nota-se que o erro em regime permanente é praticamente nulo, porém, há *overshoot* no início do degrau, devido a mudança brusca de posição na referência.

Figura 3.16 – Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios. (i_{sq}^* , i_{sq})



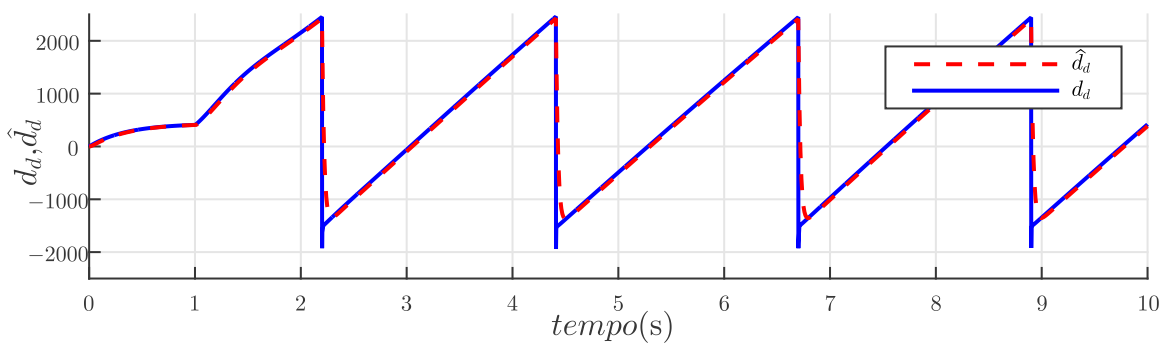
Fonte: Autor.

Na figura 3.17 é mostrado a oscilação em i_{sd} devido a mudança da referência em i_{sq} .

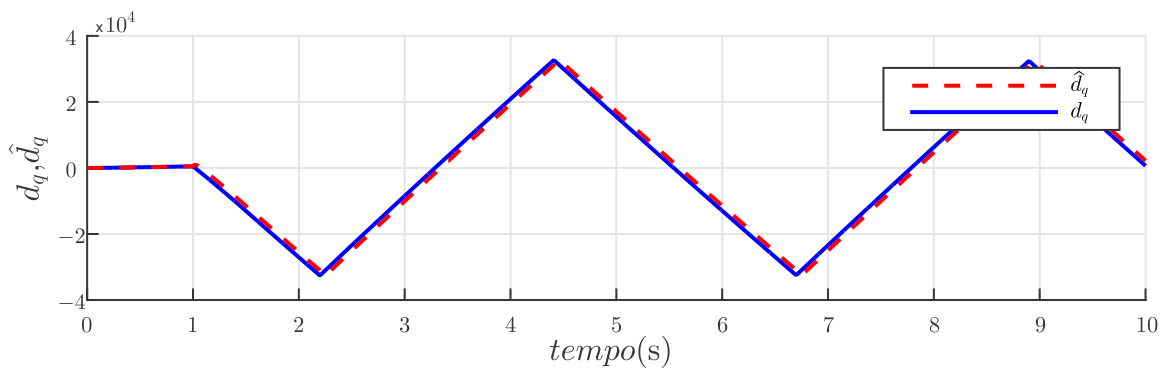
Figura 3.17 – Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios. (i_{sd}^*, i_{sd}) 

Fonte: Autor.

As figuras 3.18 e 3.19 mostram os distúrbios calculados e os observados nas correntes i_{sd} e i_{sq} respectivamente, nota-se que há convergência para os valores reais, sendo desprezadas as oscilações mas bruscas existentes na forma de onda calculada.

Figura 3.18 – Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios. (\hat{d}_d, d_d) 

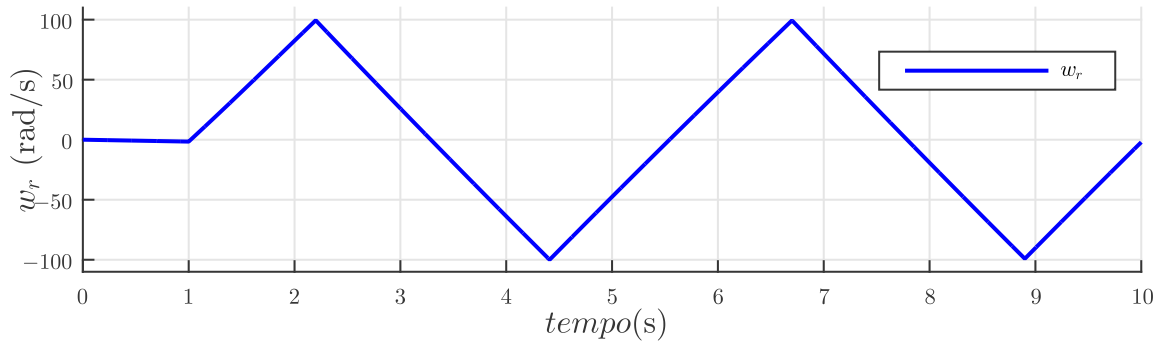
Fonte: Autor.

Figura 3.19 – Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios. (\hat{d}_q, d_q) 

Fonte: Autor.

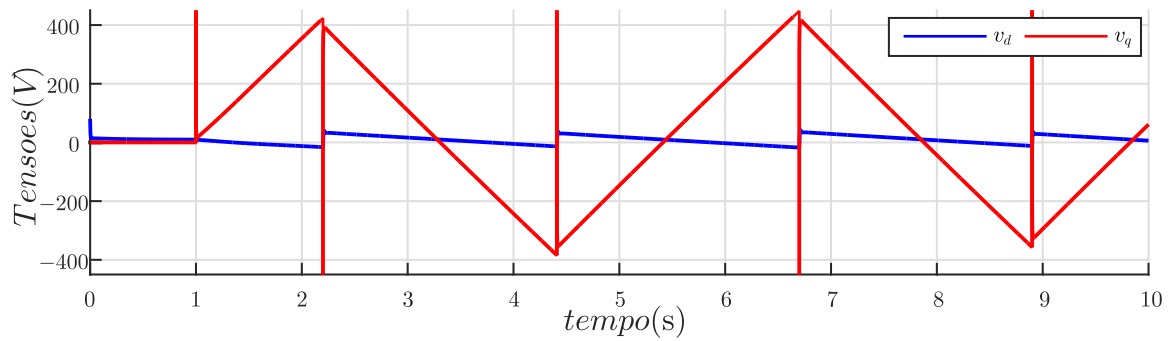
Na figura 3.20 é mostrada a velocidade ω_r em relação com a referência de corrente

i_{sq}^* .

Figura 3.20 – Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios. (w_r)

Fonte: Autor.

Na figura 3.20 é mostrada a ação de controle em relação com a referência de corrente i_{sq}^* .

Figura 3.21 – Controlador *Backstepping* com observador de distúrbios. (v_d, v_q)

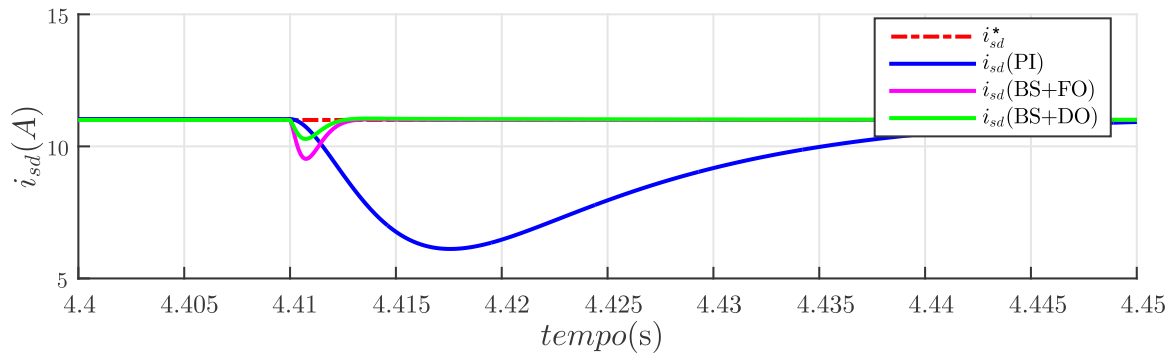
Fonte: Autor.

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

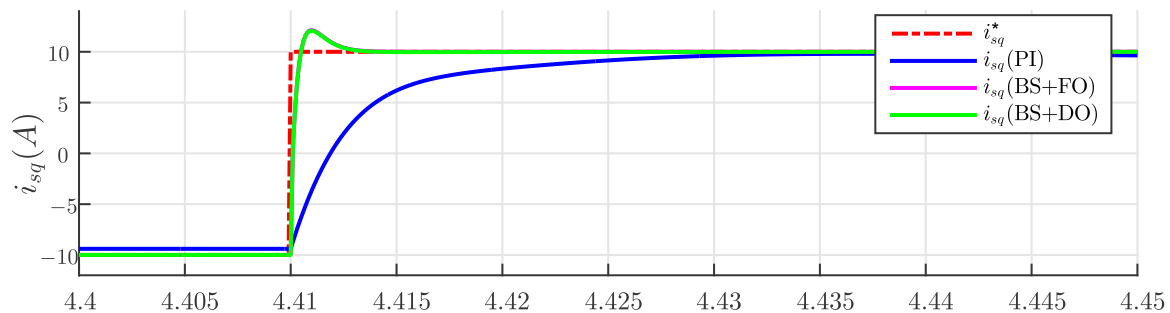
Neste capítulo foram apresentados os controladores de correntes *backstepping* baseado em observador de fluxos e o controlador de correntes *backstepping* baseado no observador de distúrbios.

Após a apresentação do desenvolvimento matemático dos controladores, foi realizada a simulação dos modelos, conforme os diagramas apresentados, com o objetivo de validar os modelos e verificar a efetividade dos controladores.

A partir dos resultados de simulação podemos fazer um comparativo entre as respostas aos transitórios nos três controladores, em relação as correntes i_{sd} e i_{sq} que são apresentados nas figuras 3.22 e 3.23.

Figura 3.22 – Detalhe em 50ms das correntes com os três controladores propostos. (i_{sd})

Fonte: Autor.

Figura 3.23 – Detalhe em 50ms das correntes com os três controladores propostos. (i_{sq})

Fonte: Autor.

Uma conclusão que podemos chegar é que ambos os métodos são funcionais. Sendo que o PI é um controlador clássico consolidado no controle de MITs. Os métodos utilizando o controlador *backstepping* com observador de fluxos e observador de distúrbios são métodos recentes, e que pela simulação se mostraram tão eficientes quanto o controlador clássico.

Uma vantagem dos controladores *backstepping* aqui apresentados, frente ao controlador PI, é a diminuição do acoplamento cruzado entre as correntes i_{sd} e i_{sq} que mostraram uma menor oscilação na corrente de eixo direto frente aos transitórios na corrente de eixo em quadratura. Sendo que o controlador utilizando o observador de distúrbios foi o que mais diminuiu os efeitos do acoplamento cruzado. Além disso, o controlador que apresenta um número menor de cálculos e variáveis é o controlador com observador de distúrbios, o que diminui o tempo de processamento. Estes métodos também apresentam como vantagem a escolha dos ganhos, sendo que podem ser obtidos facilmente sem a necessidade de projetos adicionais.

4 OBSERVAÇÃO DE VELOCIDADE - ACIONAMENTO *SENSORLESS*

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentadas ferramentas utilizando o procedimento *backstepping* para o acionamento *sensorless* de motores de indução, com a observação da velocidade rotórica. Sendo estas:

- *Z-type Backstepping Observer*, proposto por (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014), que utiliza variáveis adicionais para obter uma lei adaptativa para estimar a velocidade rotórica;
- observador utilizando as teorias *backstepping* e *sliding mode*, onde variáveis adicionais são utilizadas para estimação da velocidade. As variáveis são observadas através de um algoritmo *backstepping* e *sliding mode*, o erro entre as observações irá compor a lei adaptativa de estimação;
- observador de velocidade adaptativo baseado em um observador de distúrbios, obtido a partir de uma função *Lyapunov* e utilizando os distúrbios estimados no referencial $\alpha\beta$.

4.2 Z-TYPE BACKSTEPPING OBSERVER

Nesta subseção, um observador da velocidade rotórica baseado em um algoritmo *backstepping* é apresentado de acordo com o proposto em (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014), denominado como *Z-type Backstepping Observer*, onde o modelo é estendido com variáveis adicionais no referencial $\alpha\beta$.

O modelo de correntes e fluxos do MIT é estendido com as variáveis estendidas Z_α e Z_β , que são dadas por,

$$Z_\alpha \triangleq P\omega_r\lambda_{r\alpha} \quad (4.1)$$

$$Z_\beta \triangleq P\omega_r\lambda_{r\beta}. \quad (4.2)$$

Substituindo (4.1) no modelo de correntes e fluxos $\alpha\beta$ (A.61), o modelo estendido

é obtido,

$$\dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} - \beta Z_\beta + \eta\beta\lambda_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (4.3)$$

$$\dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \eta\beta\lambda_{r\beta} + \beta Z_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (4.4)$$

$$\dot{\lambda}_{r\alpha} = \eta L_m i_{s\alpha} - \eta\lambda_{r\alpha} + Z_\beta \quad (4.5)$$

$$\dot{\lambda}_{r\beta} = \eta L_m i_{s\beta} - \eta\lambda_{r\beta} - Z_\alpha \quad (4.6)$$

$$\dot{Z}_\alpha = P\omega_r (\eta L_m i_{s\alpha} + Z_\beta) - \eta Z_\alpha \quad (4.7)$$

$$\dot{Z}_\beta = P\omega_r (\eta L_m i_{s\beta} - Z_\alpha) - \eta Z_\beta. \quad (4.8)$$

Assumindo que as tensões e correntes são conhecidas, pode-se propor o observador como

$$\hat{\dot{i}}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} - \beta \hat{Z}_\beta + \eta\beta \hat{\lambda}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \frac{1}{k_\alpha} v_\alpha \quad (4.9)$$

$$\hat{\dot{i}}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \eta\beta \hat{\lambda}_{r\beta} + \beta \hat{Z}_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \frac{1}{k_\alpha} v_\beta \quad (4.10)$$

$$\hat{\dot{\lambda}}_{r\alpha} = \eta L_m i_{s\alpha} - \eta \hat{\lambda}_{r\alpha} + \hat{Z}_\beta + \frac{1}{k_\phi} v_{\phi\alpha} \quad (4.11)$$

$$\hat{\dot{\lambda}}_{r\beta} = \eta L_m i_{s\beta} - \eta \hat{\lambda}_{r\beta} - \hat{Z}_\alpha + \frac{1}{k_\phi} v_{\phi\beta} \quad (4.12)$$

$$\hat{\dot{Z}}_\alpha = P\hat{\omega}_r (\eta L_m i_{s\alpha} + \hat{Z}_\beta) - \eta \hat{Z}_\alpha + \frac{1}{k_z} v_{z\alpha} \quad (4.13)$$

$$\hat{\dot{Z}}_\beta = P\hat{\omega}_r (\eta L_m i_{s\beta} - \hat{Z}_\alpha) - \eta \hat{Z}_\beta + \frac{1}{k_z} v_{z\beta}, \quad (4.14)$$

onde v_α , v_β , $v_{\phi\alpha}$, $v_{\phi\beta}$, $v_{z\alpha}$ e $v_{z\beta}$ são as variáveis estabilizadoras do observador, e k_α , k_ϕ e k_z são ganhos definidos positivos.

Os erros de observação são dados por,

$$\dot{\hat{i}}_{s\alpha} = \hat{\dot{i}}_{s\alpha} - \dot{i}_{s\alpha} \quad (4.15)$$

$$\dot{\hat{i}}_{s\beta} = \hat{\dot{i}}_{s\beta} - \dot{i}_{s\beta} \quad (4.16)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\alpha} = \dot{\hat{\lambda}}_{r\alpha} - \dot{\lambda}_{r\alpha} \quad (4.17)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\beta} = \dot{\hat{\lambda}}_{r\beta} - \dot{\lambda}_{r\beta} \quad (4.18)$$

$$\dot{\tilde{Z}}_{\alpha} = \dot{\hat{Z}}_{\alpha} - \dot{Z}_{\alpha} \quad (4.19)$$

$$\dot{\tilde{Z}}_{\beta} = \dot{\hat{Z}}_{\beta} - \dot{Z}_{\beta}. \quad (4.20)$$

Substituindo (4.3)-(4.8) e (4.9)-(4.14) em (4.15)-(4.20) obtêm-se as equações dos erros,

$$\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} = -\beta\tilde{Z}_{\beta} + \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \frac{1}{k_{\alpha}}v_{\alpha} \quad (4.21)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{s\beta} = \beta\tilde{Z}_{\alpha} + \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \frac{1}{k_{\alpha}}v_{\beta} \quad (4.22)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\alpha} = -\eta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \tilde{Z}_{\beta} + \frac{1}{k_{\phi}}v_{\phi\alpha} \quad (4.23)$$

$$\dot{\tilde{\lambda}}_{r\beta} = -\eta\tilde{\lambda}_{r\beta} - \tilde{Z}_{\alpha} + \frac{1}{k_{\phi}}v_{\phi\beta} \quad (4.24)$$

$$\dot{\tilde{Z}}_{\alpha} = P\eta L_m \dot{i}_{s\alpha} \tilde{\omega}_r + P\hat{\omega}_r \tilde{Z}_{\beta} + P\tilde{\omega}_r \hat{Z}_{\beta} - P\tilde{\omega}_r \tilde{Z}_{\beta} - \eta\tilde{Z}_{\alpha} + \frac{1}{k_z}v_{z\alpha} \quad (4.25)$$

$$\dot{\tilde{Z}}_{\beta} = P\eta L_m \dot{i}_{s\beta} \tilde{\omega}_r - P\hat{\omega}_r \tilde{Z}_{\alpha} - P\tilde{\omega}_r \hat{Z}_{\alpha} + P\tilde{\omega}_r \tilde{Z}_{\alpha} - \eta\tilde{Z}_{\beta} + \frac{1}{k_z}v_{z\beta}. \quad (4.26)$$

Seguindo o procedimento *backstepping* os integradores são definidos da forma,

$$\dot{\xi}_{\alpha} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} = \tilde{i}_{s\alpha} \quad (4.27)$$

$$\dot{\xi}_{\beta} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} = \tilde{i}_{s\beta}. \quad (4.28)$$

Segundo (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014), as estimativas do vetor Z são proporcionais ao vetor de corrente do estator.

O primeiro passo do procedimento *backstepping* é estabilizar os integradores, e com isso o sistema. A função estabilizadora deve satisfazer aos critérios de estabilidade de *Lyapunov*, conforme mostrado a seguir:

$$\dot{V}(\xi_{\alpha,\beta}) = \xi_{\alpha}(\tilde{i}_{s\alpha} + c_{\alpha}\xi_{\alpha}) + \xi_{\beta}(\tilde{i}_{s\beta} + c_{\alpha}\xi_{\beta}) - c_{\alpha}\xi_{\alpha}^2 - c_{\alpha}\xi_{\beta}^2, \quad (4.29)$$

onde c_α é um ganho definido positivo, e a condição de estabilidade será satisfeita se atender a seguinte condição,

$$\sigma_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} = -c_\alpha \xi_\alpha \quad (4.30)$$

$$\sigma_\beta = \tilde{i}_{s\beta} = -c_\alpha \xi_\beta. \quad (4.31)$$

O segundo passo do procedimento *backstepping* é introduzir as variáveis de desvio z . Cujo valores desejados são os que estabilizem as funções $\sigma_\alpha, \sigma_\beta$ onde o controle virtual é $\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta}$.

Os desvios são dados por,

$$z_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} + c_\alpha \xi_\alpha \quad (4.32)$$

$$z_\beta = \tilde{i}_{s\beta} + c_\alpha \xi_\beta. \quad (4.33)$$

Utilizando (4.32) e (4.33), os integradores podem ser reescritos da seguinte forma

$$\dot{\xi}_\alpha = z_\alpha - c_\alpha \xi_\alpha \quad (4.34)$$

$$\dot{\xi}_\beta = z_\beta - c_\alpha \xi_\beta. \quad (4.35)$$

Ao derivar o desvio z , (4.32) e (4.33), o *backstep* ou retroação através do integrador está completo, e obtêm-se,

$$\dot{z}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_{s\alpha} + c_\alpha \dot{\xi}_\alpha \quad (4.36)$$

$$\dot{z}_\beta = \dot{\tilde{i}}_{s\beta} + c_\alpha \dot{\xi}_\beta. \quad (4.37)$$

Substituindo (4.15), (4.16) e (4.27), (4.28) em (4.36) e (4.37), respectivamente, obtêm-se

$$\dot{z}_\alpha = \dot{\hat{i}}_{s\alpha} - \dot{i}_{s\alpha} + c_\alpha \tilde{i}_{s\alpha} \quad (4.38)$$

$$\dot{z}_\beta = \dot{\hat{i}}_{s\beta} - \dot{i}_{s\beta} + c_\alpha \tilde{i}_{s\beta}, \quad (4.39)$$

assim,

$$\dot{z}_\alpha = \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} - \beta\tilde{Z}_\beta + c_\alpha \tilde{i}_{s\alpha} + \frac{1}{k_\alpha} v_\alpha \quad (4.40)$$

$$\dot{z}_\beta = \eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + \beta\tilde{Z}_\alpha + c_\alpha\tilde{i}_{s\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta. \quad (4.41)$$

O terceiro passo do procedimento *Backstepping* é a estabilização geral do sistema. Para tanto, a função candidata a *Lyapunov* é definida como,

$$V(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{\lambda}_\alpha, \tilde{\lambda}_\beta, \tilde{Z}_\alpha, \tilde{Z}_\beta, \tilde{\omega}_r) = \frac{1}{2}(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2 + z_\alpha^2 + z_\beta^2 + \tilde{\lambda}_\alpha^2 + \tilde{\lambda}_\beta^2 + \tilde{Z}_\alpha^2 + \tilde{Z}_\beta^2 + \tilde{\omega}_r^2). \quad (4.42)$$

Resolvendo (4.42),

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \xi_\alpha(z_\alpha - c_\alpha\xi_\alpha) + \xi_\beta(z_\beta - c_\alpha\xi_\beta) \\ & z_\alpha\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha + c_\beta z_\alpha\right) + \\ & z_\beta\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + c_\alpha\tilde{i}_{s\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta + c_\beta z_\beta\right) + \\ & \tilde{\lambda}_\alpha\left(-\eta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + \tilde{Z}_\beta + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\alpha}\right) + \tilde{\lambda}_\beta\left(-\eta\tilde{\lambda}_{r\beta} - \tilde{Z}_\alpha + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\beta}\right) + \\ & \tilde{Z}_\alpha\left(P\eta L_m i_{s\alpha}\tilde{\omega}_r + P\tilde{\omega}_r\hat{Z}_\beta - \eta\tilde{Z}_\alpha + \frac{1}{k_z}v_{z\alpha} + \beta z_\beta\right) + \\ & \tilde{Z}_\beta\left(P\eta L_m i_{s\beta}\tilde{\omega}_r - P\tilde{\omega}_r\hat{Z}_\alpha - \eta\tilde{Z}_\beta + \frac{1}{k_z}v_{z\beta} - \beta z_\alpha\right) + \\ & -c_\beta z_\alpha^2 - c_\beta z_\beta^2 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\omega}_r\dot{\tilde{\omega}}_r. \end{aligned} \quad (4.43)$$

É possível ainda escrever,

$$\begin{aligned} \dot{V} = & z_\alpha\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} + c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} + \frac{1}{k_\alpha}v_\alpha + c_\beta z_\alpha + \xi_\alpha\right) + \\ & z_\beta\left(\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} + c_\alpha\tilde{i}_{s\beta} + \frac{1}{k_\alpha}v_\beta + c_\beta z_\beta + \xi_\beta\right) + \\ & \tilde{\lambda}_\alpha\left(\tilde{Z}_\beta + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\alpha}\right) + \tilde{\lambda}_\beta\left(-\tilde{Z}_\alpha + \frac{1}{k_\phi}v_{\phi\beta}\right) + \\ & \tilde{Z}_\alpha\left(P\eta L_m i_{s\alpha}\tilde{\omega}_r + P\tilde{\omega}_r\hat{Z}_\beta - \eta\tilde{Z}_\alpha + \frac{1}{k_z}v_{z\alpha} + \beta z_\beta\right) + \\ & \tilde{Z}_\beta\left(P\eta L_m i_{s\beta}\tilde{\omega}_r - P\tilde{\omega}_r\hat{Z}_\alpha - \eta\tilde{Z}_\beta + \frac{1}{k_z}v_{z\beta} - \beta z_\alpha\right) + \\ & -c_\beta z_\alpha^2 - c_\beta z_\beta^2 - c_\alpha\xi_\alpha^2 - c_\alpha\xi_\beta^2 - \eta\tilde{\lambda}_{r\alpha}^2 - \eta\tilde{\lambda}_{r\beta}^2 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\omega}_r\dot{\tilde{\omega}}_r. \end{aligned} \quad (4.44)$$

A equação (4.44) pode ser simplificada assumindo que $\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\alpha} \approx 0$ e $\eta\beta\tilde{\lambda}_{r\beta} \approx 0$, devido ao fato que o erro de estimação do vetor de fluxo deve ter valor zero no estado estacionário. Com isso, também pode-se afirmar que $\tilde{\omega}_r \approx 0$ (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014).

Assim, de (4.44) obtêm-se

$$v_\alpha = k_\alpha\left(-c_\alpha\tilde{i}_{s\alpha} - c_\beta z_\alpha - \xi_\alpha\right) \quad (4.45)$$

$$v_\beta = k_\alpha \left(-c_\alpha \tilde{i}_{s\beta} - c_\beta z_\beta - \xi_\beta \right) \quad (4.46)$$

$$v_{\phi\alpha} = -k_\phi \tilde{Z}_\beta \quad (4.47)$$

$$v_{\phi\beta} = k_\phi \tilde{Z}_\alpha \quad (4.48)$$

$$v_{z\alpha} = k_z \left(\eta \tilde{Z}_\alpha - \beta z_\beta \right) \quad (4.49)$$

$$v_{z\beta} = k_z \left(\eta \tilde{Z}_\beta + \beta z_\alpha \right). \quad (4.50)$$

Os termos de correção estão fortemente acoplados entre si, sendo que o subsistema de Z está acoplado ao subsistema de fluxos por (4.47) e (4.48), o subsistema de correntes está associado aos demais por (4.32) e (4.33).

A velocidade angular estimada pode ser obtida a partir de (4.44), manipulando a parte não negativa da *Lyapunov* para obter a estabilização, de forma a obter $\dot{V} \leq 0$,

$$\dot{V} = \tilde{Z}_\alpha \left(P\eta L_m i_{s\alpha} \tilde{\omega}_r + P\tilde{\omega}_r \hat{Z}_\beta \right) + \tilde{Z}_\beta \left(P\eta L_m i_{s\beta} \tilde{\omega}_r - P\tilde{\omega}_r \hat{Z}_\alpha \right) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r. \quad (4.51)$$

Assumindo que as variáveis elétricas, correntes, tensões e fluxos rotóricos têm dinâmicas muito mais rápidas que as dinâmicas mecânicas do modelo do MIT, a variação da velocidade rotórica pode ser considerada nula em comparação com as variáveis elétricas, ou seja, $\dot{\omega}_r \approx 0$.

Ao assumir que $\dot{\omega}_r \approx 0$, e será desprezada, e que o ganho $\gamma_1 > 0$, a velocidade angular estimada pode ser obtida por,

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = \gamma_1 P \left(\tilde{Z}_\alpha \left(\eta L_m i_{s\alpha} + \hat{Z}_\beta \right) + \tilde{Z}_\beta \left(\eta L_m i_{s\beta} - \hat{Z}_\alpha \right) \right), \quad (4.52)$$

onde \tilde{Z}_α e \tilde{Z}_β podem ser obtidos a partir das equações (4.53) e (4.54), sem a necessidade de equações diferenciais adicionais.

$$\tilde{Z}_\alpha = \hat{Z}_\alpha - P\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{r\alpha} \quad (4.53)$$

$$\tilde{Z}_\beta = \hat{Z}_\beta - P\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{r\beta}. \quad (4.54)$$

4.3 OBSERVADOR *BACKSTEPPING* - *SLIDING MODE*

Na presente subseção será apresentado um observador de velocidade rotórica utilizando a técnica *backstepping* associada a um observador de correntes *sliding mode*, onde ambas as técnicas utilizam funções *Lyapunov* para sua estabilização. São incluídas no modelo do MIT variáveis auxiliares que contêm a velocidade e fluxos rotóricos. Estas variáveis são observadas através de algoritmo *Backstepping* e *Sliding Mode*, onde o erro entre os observadores é utilizado para estimar a velocidade rotórica (VOLPATO et al., 2016).

Para utilização do presente método são definidas as variáveis auxiliares L_α e L_β , dadas por:

$$L_\alpha \triangleq \eta\lambda_{r\alpha} - P\omega_r\lambda_{r\beta} \quad (4.55)$$

$$L_\beta \triangleq \eta\lambda_{r\beta} + P\omega_r\lambda_{r\alpha}. \quad (4.56)$$

Substituindo as variáveis auxiliares no modelo de correntes e fluxos do MIT, no referencial $\alpha\beta$, o modelo estendido pode ser escrito da seguinte forma,

$$\dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \beta L_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (4.57)$$

$$\dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \beta L_\beta + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (4.58)$$

$$\dot{L}_\alpha = \eta^2 L_m i_{s\alpha} - \eta L_m P \omega_r i_{s\beta} - \eta L_\alpha + P \omega_r L_\beta \quad (4.59)$$

$$\dot{L}_\beta = \eta L_m P \omega_r i_{s\alpha} + \eta^2 L_m i_{s\beta} - P \omega_r L_\alpha - \eta L_\beta. \quad (4.60)$$

Assumindo que as correntes estatóricas e as tensões aplicadas no MIT são conhecidas, o observador pode ser proposto,

$$\dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\gamma \hat{i}_{s\alpha} + \beta \hat{L}_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + v_\alpha \quad (4.61)$$

$$\dot{\hat{i}}_{s\beta} = -\gamma \hat{i}_{s\beta} + \beta \hat{L}_\beta + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + v_\beta \quad (4.62)$$

$$\dot{\hat{L}}_\alpha = \eta^2 L_m \hat{i}_{s\alpha} - \eta L_m P \hat{\omega}_r \hat{i}_{s\beta} - \eta \hat{L}_\alpha + P \hat{\omega}_r \hat{L}_\beta + \frac{1}{k_z} v_{L\alpha} \quad (4.63)$$

$$\dot{\hat{L}}_\beta = \eta L_m P \hat{\omega}_r \hat{i}_{s\alpha} + \eta^2 L_m \hat{i}_{s\beta} - P \hat{\omega}_r \hat{L}_\alpha - \eta \hat{L}_\beta + \frac{1}{k_z} v_{L\beta}. \quad (4.64)$$

As variáveis estabilizadoras v_α , v_β , $v_{L\alpha}$, $v_{L\beta}$ serão obtidas aplicando-se o algoritmo *backstepping*, k_z é um ganho definido positivo, associado as variáveis estabilizadoras de L_α e L_β . Com a mudança de variáveis realizada, o sistema torna-se independente dos fluxos rotóricos. Consequentemente os fluxos rotóricos não necessitam ser estimados no observador proposto.

Os erros dos estados são dados por:

$$\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} = \dot{\hat{i}}_{s\alpha} - \dot{i}_{s\alpha} \quad (4.65)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{s\beta} = \dot{\hat{i}}_{s\beta} - \dot{i}_{s\beta} \quad (4.66)$$

$$\dot{\tilde{L}}_\alpha = \dot{\hat{L}}_\alpha - \dot{L}_\alpha \quad (4.67)$$

$$\dot{\tilde{L}}_\beta = \dot{\hat{L}}_\beta - \dot{L}_\beta. \quad (4.68)$$

Substituindo, (4.57)-(4.60) e (4.61)-(4.64) em (4.65)-(4.68), vem

$$\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} = \beta \tilde{L}_\alpha + v_\alpha \quad (4.69)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{s\beta} = \beta \tilde{L}_\beta + v_\beta \quad (4.70)$$

$$\dot{\tilde{L}}_\alpha = -\eta \tilde{L}_\alpha + P \hat{\omega}_r \tilde{L}_\beta + P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\beta - P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\beta - \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\beta} + \frac{1}{k_z} v_{L\alpha} \quad (4.71)$$

$$\dot{\tilde{L}}_\beta = -\eta \tilde{L}_\beta - P \hat{\omega}_r \tilde{L}_\alpha - P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\alpha + P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\alpha + \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\alpha} + \frac{1}{k_z} v_{L\beta}. \quad (4.72)$$

Na sequência são introduzidos os integradores dos erros de correntes,

$$\dot{\xi}_\alpha = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} = \tilde{i}_{s\alpha} \quad (4.73)$$

$$\dot{\xi}_\beta = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} = \tilde{i}_{s\beta}. \quad (4.74)$$

Aplicando o primeiro passo do procedimento *backstepping*, introduz-se a função candidata a *Lyapunov*, derivando e manipulando para que $\dot{V}(\xi_\alpha, \xi_\beta) \leq 0$, obtêm-se

$$\dot{V}(\xi_\alpha, \xi_\beta) = \xi_\alpha (\tilde{i}_{s\alpha} + c_\alpha \xi_\alpha) + \xi_\beta (\tilde{i}_{s\beta} + c_\alpha \xi_\beta) - c_\alpha \xi_\alpha^2 - c_\alpha \xi_\beta^2 \quad (4.75)$$

De 4.75 obtêm-se a condição necessária para estabilização dos integradores, onde

$$\sigma_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} = -c_\alpha \xi_\alpha \quad (4.76)$$

$$\sigma_\beta = \tilde{i}_{s\beta} = -c_\alpha \xi_\beta. \quad (4.77)$$

A partir de (4.76) e (4.77) inicia-se o segundo passo do procedimento *Backstepping*, que é introduzir os desvios z entre a condição necessária para estabilização dos integradores e o valor real dos erros de correntes,

$$z_\alpha = \tilde{i}_{s\alpha} + c_\alpha \xi_\alpha \quad (4.78)$$

$$z_\beta = \tilde{i}_{s\beta} + c_\alpha \xi_\beta. \quad (4.79)$$

Utilizando (4.78) e (4.79), os integradores podem ser reescritos da seguinte forma:

$$\dot{\xi}_\alpha = z_\alpha - c_\alpha \xi_\alpha \quad (4.80)$$

$$\dot{\xi}_\beta = z_\beta - c_\alpha \xi_\beta. \quad (4.81)$$

Derivando (4.78) e (4.79) e substituindo (4.69), (4.70), (4.73) e (4.74), obtêm-se

$$\dot{z}_\alpha = \beta \tilde{L}_\alpha + v_\alpha + c_\alpha \tilde{i}_{s\alpha} \quad (4.82)$$

$$\dot{z}_\beta = \beta \tilde{L}_\beta + v_\beta + c_\alpha \tilde{i}_{s\beta}. \quad (4.83)$$

A última etapa do procedimento *Backstepping* é buscar a estabilização geral do observador, para isso a seguinte função candidata *Lyapunov* é proposta,

$$\dot{V}(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r) = \xi_\alpha \dot{\xi}_\alpha + \xi_\beta \dot{\xi}_\beta + z_\alpha \dot{z}_\alpha + z_\beta \dot{z}_\beta + \tilde{L}_\alpha \dot{\tilde{L}}_\alpha + \tilde{L}_\beta \dot{\tilde{L}}_\beta + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r. \quad (4.84)$$

Substituindo (4.71), (4.72) e (4.80)-(4.83) em (4.84), vem

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r) = & \xi_\alpha (z_\alpha - c_\alpha \xi_\alpha) + \xi_\beta (z_\beta - c_\alpha \xi_\beta) + \\ & z_\alpha (\beta \tilde{L}_\alpha + v_\alpha + c_\alpha \tilde{i}_{s\alpha}) + z_\beta (\beta \tilde{L}_\beta + v_\beta + c_\alpha \tilde{i}_{s\beta}) + \\ & \tilde{L}_\alpha \left(-\eta \tilde{L}_\alpha + P \hat{\omega}_r \tilde{L}_\beta + P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\beta - P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\beta - \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\beta} + \frac{1}{k_z} v_{L\alpha} \right) + \\ & \tilde{L}_\beta \left(-\eta \tilde{L}_\beta - P \hat{\omega}_r \tilde{L}_\alpha - P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\alpha + P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\alpha + \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\alpha} + \frac{1}{k_z} v_{L\beta} \right) + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r, \end{aligned} \quad (4.85)$$

onde $\tilde{\omega}_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$.

Manipulando (4.85) de forma a obter a condição $\dot{V} \leq 0$, obtêm-se

$$\begin{aligned} \dot{V} \left(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r \right) = & \\ & z_\alpha \left(v_\alpha + c_\alpha \tilde{i}_{s\alpha} + \xi_\alpha + c_\beta z_\alpha \right) + z_\beta \left(v_\beta + c_\alpha \tilde{i}_{s\beta} + \xi_\beta + c_\beta z_\beta \right) + \\ & \tilde{L}_\alpha \left(-\eta \tilde{L}_\alpha + P \hat{\omega}_r \tilde{L}_\beta + P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\beta - P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\beta - \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\beta} + \frac{1}{k_z} v_{L\alpha} \right) + \\ & \tilde{L}_\beta \left(-\eta \tilde{L}_\beta - P \hat{\omega}_r \tilde{L}_\alpha - P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\alpha + P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\alpha + \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\alpha} + \frac{1}{k_z} v_{L\beta} \right) + \\ & -c_\alpha \xi_\alpha^2 - c_\alpha \xi_\beta^2 + z_\alpha \beta \tilde{L}_\alpha + z_\beta \beta \tilde{L}_\beta - c_\beta z_\alpha^2 - c_\beta z_\beta^2 + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r. \end{aligned} \quad (4.86)$$

Para garantir a estabilidade de (4.86) as variáveis de estabilização devem ser definidas como

$$v_\alpha = -c_\alpha \tilde{i}_{s\alpha} - c_\beta z_\alpha - \xi_\alpha \quad (4.87)$$

$$v_\beta = -c_\alpha \tilde{i}_{s\beta} - c_\beta z_\beta - \xi_\beta \quad (4.88)$$

$$v_{L\alpha} = -k_z \beta z_\alpha \quad (4.89)$$

$$v_{L\beta} = -k_z \beta z_\beta. \quad (4.90)$$

Aplicando as leis de adaptação (4.87)-(4.90) em (4.86), vem

$$\begin{aligned} \dot{V} \left(\xi_\alpha, \xi_\beta, z_\alpha, z_\beta, \tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r \right) = & \tilde{L}_\alpha \left(P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\beta - P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\beta - \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\beta} \right) + \\ & \tilde{L}_\beta \left(-P \tilde{\omega}_r \hat{L}_\alpha + P \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\alpha + \eta L_m P \tilde{\omega}_r i_{s\alpha} \right) + \\ & -c_\alpha \xi_\alpha^2 - c_\alpha \xi_\beta^2 - c_\beta z_\alpha^2 - c_\beta z_\beta^2 - \eta \tilde{L}_\alpha^2 - \eta \tilde{L}_\beta^2 + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r. \end{aligned} \quad (4.91)$$

Assumindo que as variáveis elétricas, correntes, tensões e fluxos rotóricos têm dinâmicas muito mais rápidas que as dinâmicas mecânicas do modelo do MIT, a variação da velocidade rotórica pode ser considerada nula em comparação com as variáveis elétricas, ou seja, $\dot{\tilde{\omega}}_r = 0$.

Assim pode-se escrever, que

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = \dot{\tilde{\omega}}_r. \quad (4.92)$$

A partir disto, pode-se determinar uma lei de adaptação para velocidade rotórica estimada, da forma,

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = k_\omega P \left(\tilde{L}_\alpha \left(-\hat{L}_\beta + \eta L_m i_{s\beta} \right) + \tilde{L}_\beta \left(\hat{L}_\alpha - \eta L_m i_{s\alpha} \right) \right), \quad (4.93)$$

onde $k_\omega > 0$ é o ganho de adaptação para estimação da velocidade.

Para implementação de (4.93) é necessário conhecer \tilde{L}_α e \tilde{L}_β , que são definidos como

$$\tilde{L}_\alpha = \hat{L}_\alpha - L_\alpha \quad (4.94)$$

$$\tilde{L}_\beta = \hat{L}_\beta - L_\beta. \quad (4.95)$$

As variáveis L_α e L_β não podem ser calculadas a partir de grandezas medidas, para isso é proposto a inclusão de um observador de correntes por *sliding mode*, com o objetivo de calcular estas variáveis.

O observador de correntes utilizando a estratégia *sliding mode* pode ser assim dado,

$$\dot{\hat{i}}_{sm\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \beta L_{sm\alpha} \quad (4.96)$$

$$\dot{\hat{i}}_{sm\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \beta L_{sm\beta}, \quad (4.97)$$

onde $L_{sm\alpha}$ e $L_{sm\beta}$ são obtidas a partir de,

$$L_{sm\alpha} = -k_{sm} \text{sign}(\hat{i}_{sm\alpha} - i_{s\alpha}) = -k_{sm} \text{sign}(\tilde{i}_{sm\alpha}) \quad (4.98)$$

$$L_{sm\beta} = -k_{sm} \text{sign}(\hat{i}_{sm\beta} - i_{s\beta}) = -k_{sm} \text{sign}(\tilde{i}_{sm\beta}). \quad (4.99)$$

As derivadas dos erros de observação são,

$$\dot{\tilde{i}}_{sm\alpha} = \beta L_{sm\alpha} - \beta L_\alpha \quad (4.100)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{sm\beta} = \beta L_{sm\beta} - \beta L_\beta. \quad (4.101)$$

A análise do observador de correntes pode ser realizada considerando a função candidata a *Lyapunov*,

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{i}_{sm\alpha}^2 + \tilde{i}_{sm\beta}^2). \quad (4.102)$$

Derivando 4.102, tem-se,

$$\dot{V} = \tilde{i}_{sm\alpha} \dot{\tilde{i}}_{sm\alpha} + \tilde{i}_{sm\beta} \dot{\tilde{i}}_{sm\beta}, \quad (4.103)$$

resolvendo, obtêm-se,

$$\dot{V} = -k_{sm}\beta \left(|\tilde{i}_{sm\alpha}| + |\tilde{i}_{sm\beta}| \right) - \beta \left(L_\alpha \tilde{i}_{sm\alpha} + L_\beta \tilde{i}_{sm\beta} \right). \quad (4.104)$$

Para um valor suficientemente grande de k_{sm} , ocorrerá uma superfície de deslizamento em $\tilde{i}_{sm\alpha} = 0$ e $\tilde{i}_{sm\beta} = 0$. Ao ocorrer o modo deslizante as correntes e suas derivadas serão $\dot{\tilde{i}}_{sm\alpha} = \tilde{i}_{sm\alpha} = 0$ e $\dot{\tilde{i}}_{sm\beta} = \tilde{i}_{sm\beta} = 0$. Assim, pode-se considerar que,

$$L_\alpha = L_{\alpha sm} \quad (4.105)$$

$$L_\beta = L_{\beta sm}. \quad (4.106)$$

A partir disso (4.94) e (4.95), podem ser reescritas como,

$$\tilde{L}_\alpha = \hat{L}_\alpha - L_{\alpha sm} \quad (4.107)$$

$$\tilde{L}_\beta = \hat{L}_\alpha - L_{\beta sm}. \quad (4.108)$$

4.4 OBSERVADOR DE VELOCIDADE COM ALGORITMO ADAPTATIVO BASEADO EM UM OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS

Considerando o modelo de variáveis estendidas L_α, β , equações (4.57)-(4.60), verifica-se que estas variáveis estendidas possuem a mesma estrutura dos distúrbios, equações (3.75) e (3.76), no referencial $\alpha\beta$. Assumindo que o observador de distúrbios converge para os valores verdadeiros, é possível definir as variáveis L_α e L_β , baseadas no observador de distúrbios.

Assim, define-se

$$L_\alpha = \hat{d}_\alpha = \beta\eta\lambda_{r\alpha} - P\beta\omega_r\lambda_{r\beta} \quad (4.109)$$

$$L_\beta = \hat{d}_\beta = P\beta\omega_r\lambda_{r\alpha} + \beta\eta\lambda_{r\beta}. \quad (4.110)$$

Substituindo as equações (4.109) e (4.110) no modelo de correntes e fluxos $\alpha\beta$ da máquina de indução trifásica, apresentada no Apêndice A (vide (A.66)-(A.69)), obtêm-se,

$$\dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + L_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (4.111)$$

$$\dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + L_\beta + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (4.112)$$

$$\dot{\lambda}_{r\alpha} = \eta L_m i_{s\alpha} - \frac{L_\alpha}{\beta} \quad (4.113)$$

$$\dot{\lambda}_{r\beta} = \eta L_m i_{s\beta} - \frac{L_\beta}{\beta}. \quad (4.114)$$

Assumindo que as variáveis elétricas, correntes, tensões e fluxos rotóricos têm dinâmicas muito mais rápidas que as dinâmicas mecânicas do modelo do MIT, a variação da velocidade rotórica pode ser considerada nula em comparação com as variáveis elétricas, ou seja, $\dot{\omega}_r = 0$.

Assim, derivando (4.109) e (4.110) e substituindo (4.113) e (4.114), vem,

$$\dot{L}_\alpha = -\eta L_\alpha + P\omega_r L_\beta + \eta^2 \beta L_m i_{s\alpha} - P\eta\beta L_m \omega_r i_{s\beta} \quad (4.115)$$

$$\dot{L}_\beta = -P\omega_r L_\alpha - \eta L_\beta + P\eta\beta L_m \omega_r i_{s\alpha} + \eta^2 \beta L_m i_{s\beta}. \quad (4.116)$$

De (4.115) e (4.116), pode-se propor os seguintes observadores para L_α e L_β ,

$$\dot{\hat{L}}_\alpha = -\eta \hat{L}_\alpha + P\hat{\omega}_r \hat{L}_\beta + \eta^2 \beta L_m i_{s\alpha} - P\eta\beta L_m \hat{\omega}_r i_{s\beta} - K (\hat{L}_\alpha - L_\alpha) \quad (4.117)$$

$$\dot{\hat{L}}_\beta = -P\hat{\omega}_r \hat{L}_\alpha - \eta \hat{L}_\beta + P\eta\beta L_m \hat{\omega}_r i_{s\alpha} + \eta^2 \beta L_m i_{s\beta} - K (\hat{L}_\beta - L_\beta), \quad (4.118)$$

onde K é um ganho definido positivo.

Os erros de L_α e L_β são dados por,

$$\tilde{L}_\alpha = \hat{L}_\alpha - L_\alpha \quad (4.119)$$

$$\tilde{L}_\beta = \hat{L}_\beta - L_\beta. \quad (4.120)$$

Derivando (4.119) e (4.120), obtêm-se as equações dos erros,

$$\dot{\tilde{L}}_\alpha = -\eta \tilde{L}_\alpha - K \tilde{L}_\alpha + P (\hat{\omega}_r \tilde{L}_\beta + \tilde{\omega}_r \hat{L}_\beta - \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\beta) - P\eta\beta L_m i_{s\beta} \tilde{\omega}_r \quad (4.121)$$

$$\dot{\tilde{L}}_\beta = -\eta \tilde{L}_\beta - K \tilde{L}_\beta - P (\hat{\omega}_r \tilde{L}_\alpha + \tilde{\omega}_r \hat{L}_\alpha - \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\alpha) + P\eta\beta L_m i_{s\alpha} \tilde{\omega}_r. \quad (4.122)$$

Pode-se propor a função *Lyapunov* para obter uma lei de adaptação para observação da velocidade rotórica,

$$\dot{V}(\tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r) = \frac{1}{2} \left(\tilde{L}_\alpha^2 + \tilde{L}_\beta^2 + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r^2 \right). \quad (4.123)$$

Derivando (4.123), vem,

$$\dot{V}(\tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r) = \tilde{L}_\alpha \dot{\tilde{L}}_\alpha + \tilde{L}_\beta \dot{\tilde{L}}_\beta + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r. \quad (4.124)$$

Substituindo, (4.121) e (4.122) em (4.124),

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \tilde{L}_\alpha \left(-\eta \tilde{L}_\alpha - K \tilde{L}_\alpha + P \left(\hat{\omega}_r \tilde{L}_\beta + \tilde{\omega}_r \hat{L}_\beta - \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\beta \right) - P \eta \beta L_m i_{s\beta} \tilde{\omega}_r \right) + \\ & \tilde{L}_\beta \left(-\eta \tilde{L}_\beta - K \tilde{L}_\beta - P \left(\hat{\omega}_r \tilde{L}_\alpha + \tilde{\omega}_r \hat{L}_\alpha - \tilde{\omega}_r \tilde{L}_\alpha \right) + P \eta \beta L_m i_{s\alpha} \tilde{\omega}_r \right) + \frac{1}{k_\omega} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r. \end{aligned} \quad (4.125)$$

Manipulando (4.125) de modo a obter $\dot{V}(\tilde{L}_\alpha, \tilde{L}_\beta, \tilde{\omega}_r) \leq 0$, e considerando $\dot{\omega}_r = 0$, obtêm-se a lei de adaptação para velocidade rotórica,

$$\dot{\omega}_r = P k_\omega \left(\tilde{L}_\alpha \left(-\hat{L}_\beta + \eta \beta L_m i_{s\beta} \right) + \tilde{L}_\beta \left(\hat{L}_\alpha - \eta \beta L_m i_{s\alpha} \right) \right). \quad (4.126)$$

Pode-se substituir os valores de \hat{L}_α e \hat{L}_β em (4.126) por (4.109) e (4.110), ou seja por \hat{d}_α e \hat{d}_β .

Assim rescrevendo (4.126),

$$\dot{\omega}_r = P k_\omega \left(\tilde{L}_\alpha \left(-\hat{d}_\beta + \eta \beta L_m i_{s\beta} \right) + \tilde{L}_\beta \left(\hat{d}_\alpha - \eta \beta L_m i_{s\alpha} \right) \right). \quad (4.127)$$

Os valores de \hat{d}_α e \hat{d}_β , são obtidos a partir dos observadores de distúrbios (3.78) e (3.79), transformados para o referencial $\alpha\beta$, obtidos a partir da matriz de transformação,

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_\alpha \\ \hat{d}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \\ \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (4.128)$$

onde,

$$\theta = \int \omega_0 dt$$

e,

$$\omega_0 = P \hat{\omega}_r + \frac{\eta i_q}{i_d^*}.$$

4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

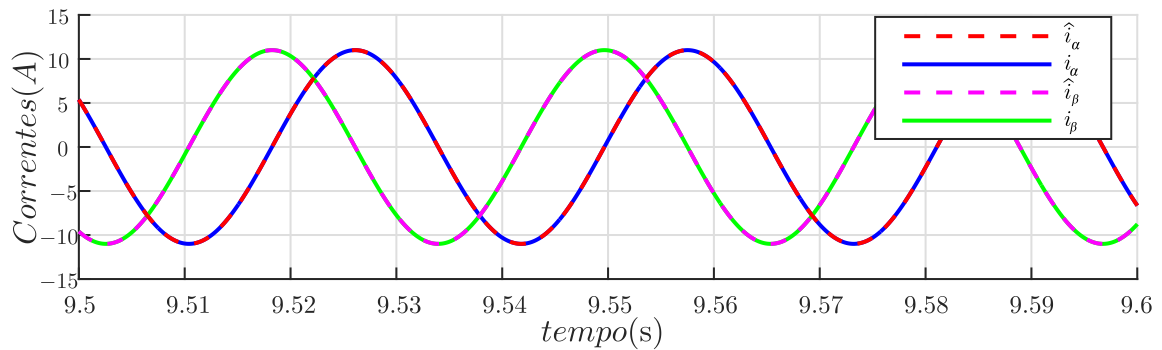
4.5.1 Z-type Backstepping Observer

Nesta secção são apresentados os resultados de simulação do observador *Z-Type*, com ganhos $c_\alpha = c_\beta = 300$, $k_\alpha = 2$, $k_\phi = 0,995$, $k_z = 150$, $\gamma = 0,05$ e $i_{sd}^* = 11A$, acionamento *sensorless*. Controlador de correntes e velocidade PI.

A Figura 4.1 mostra a convergência das correntes $\alpha\beta$ observadas através do ob-

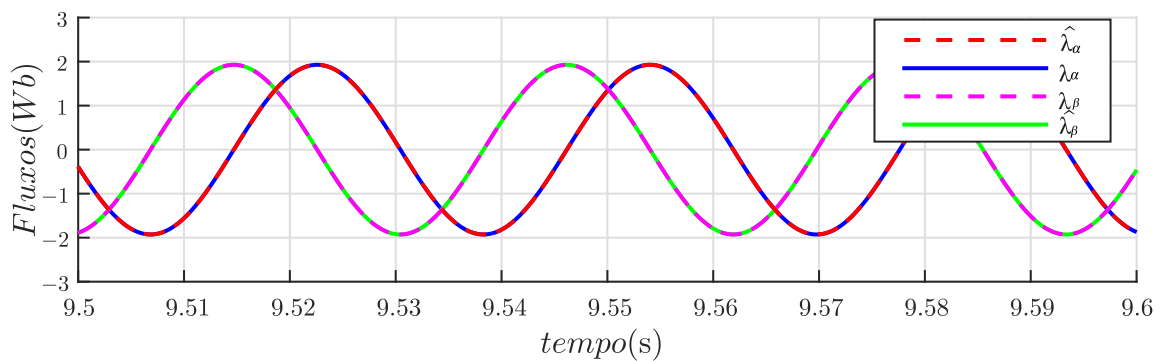
servador Z-Type, em uma velocidade de referência de 100rad/s , num espaço de 100ms . Em simulação verifica-se que o erro entre o valor real e observado é praticamente nulo. A convergência das correntes é fundamental para que os demais estados, fluxos, mostrados na Figura 4.2 e as variáveis estendidas $Z_{\alpha\beta}$, mostradas na Figura 4.3, convirjam para seus valores reais.

Figura 4.1 – Correntes simuladas para o observador *Z-Type*, em regime permanente. $(i_\alpha, i_\beta, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)$



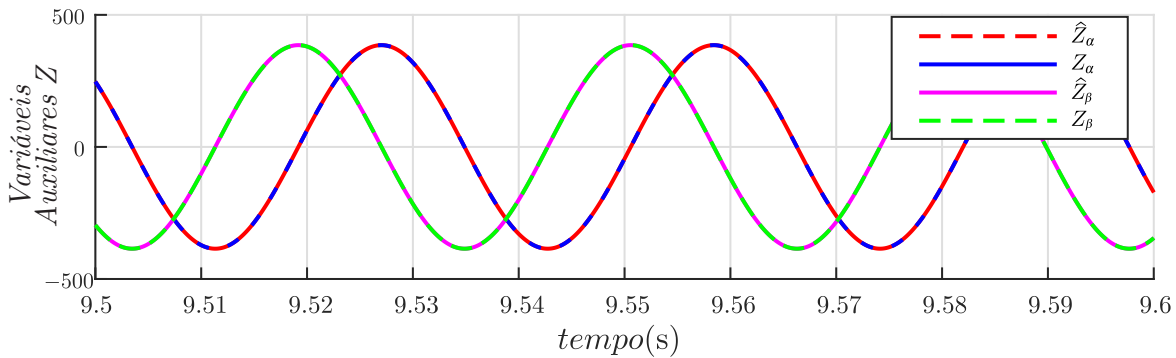
Fonte: Autor.

Figura 4.2 – Fluxos simulados para o observador *Z-Type*, em regime permanente. $(\lambda_\alpha, \lambda_\beta, \hat{\lambda}_\alpha, \hat{\lambda}_\beta)$



Fonte: Autor.

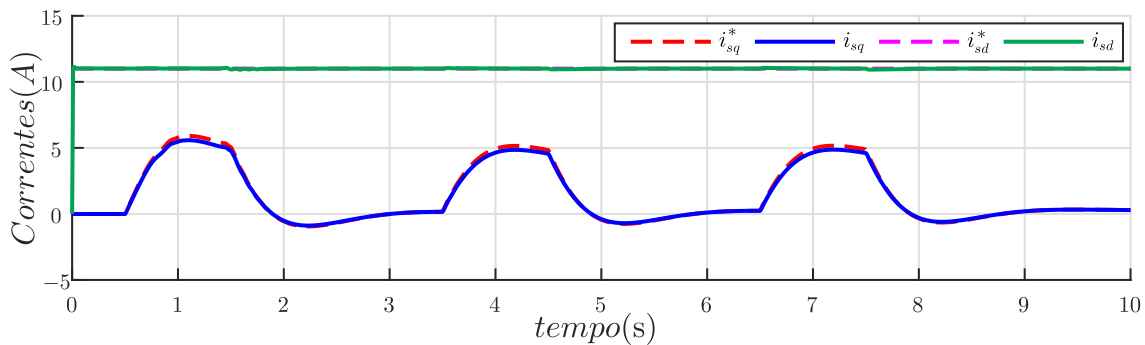
Figura 4.3 – Variáveis auxiliares Z simuladas para o observador Z -Type, em regime permanente. ($\hat{Z}_\alpha, \hat{Z}_\beta$)



Fonte: Autor.

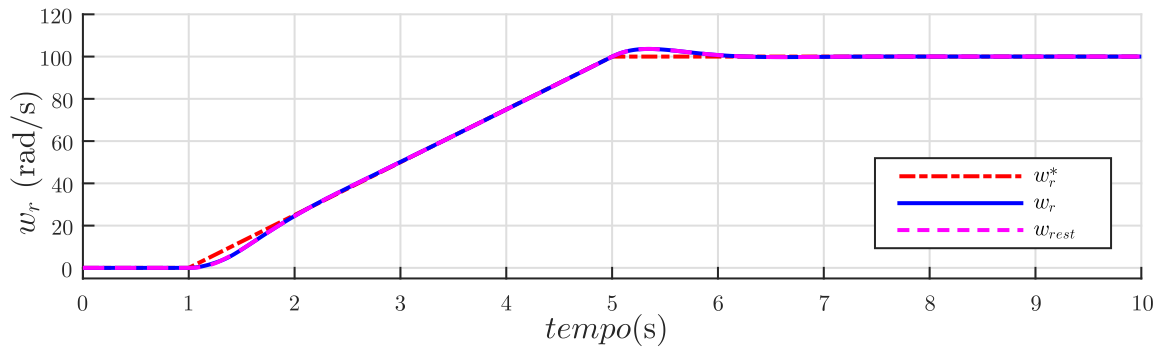
Na Figura 4.4 é mostrado o comportamento das correntes i_d e i_q , com um controlador PI. A forma de onda das correntes foi obtida com a aplicação da velocidade de referência mostrada na figura 4.6.

Figura 4.4 – Correntes i_{sd} e i_{sq} com acionamento *sensorless* Z -Type. ($i_{sq}^*, i_{sq}, i_{sd}^*, i_{sd}$)

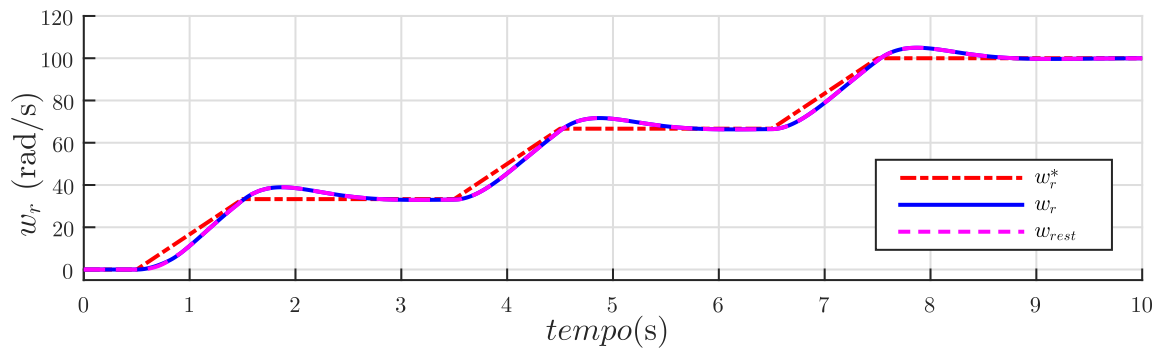


Fonte: Autor.

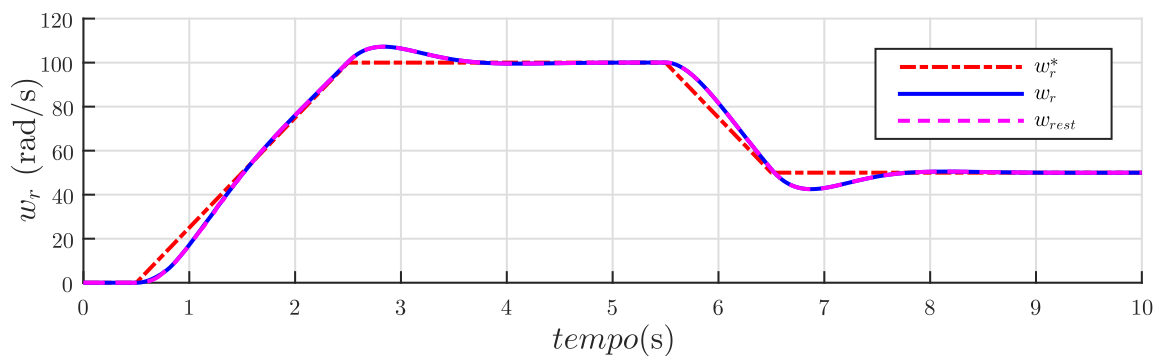
As Figuras 4.5, 4.6 e 4.7, mostram as formas de onda de referências e velocidades estimadas para três casos, com o objetivo de avaliar a efetividade do estimador para várias velocidades em acionamento *sensorless*. No primeiro caso, é simulada uma aceleração constante da máquina até uma velocidade de 100rad/s , onde verifica-se que o observador acompanhou adequadamente a velocidade real e a referência; após foi realizada uma simulação para velocidade em patamares de 33rad/s , 66rad/s e 100rad/s , onde também constatou-se o comportamento adequado do estimador; o mesmo também ocorreu para o caso de aceleração à 100rad/s e desaceleração a 50rad/s .

Figura 4.5 – Velocidades simuladas em rampa para o observador *Z-Type*. (ω_r^* , ω_r , $\hat{\omega}_r$)

Fonte: Autor.

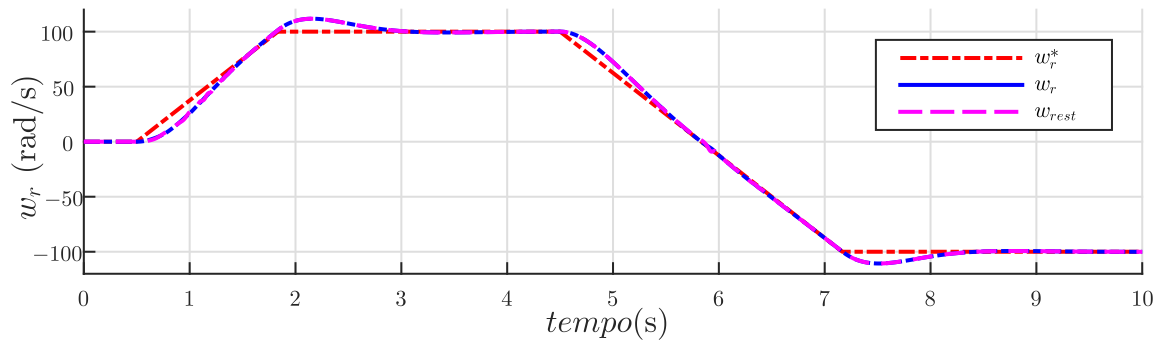
Figura 4.6 – Velocidades simuladas em rampas para o observador *Z-Type*. (ω_r^* , ω_r , $\hat{\omega}_r$)

Fonte: Autor.

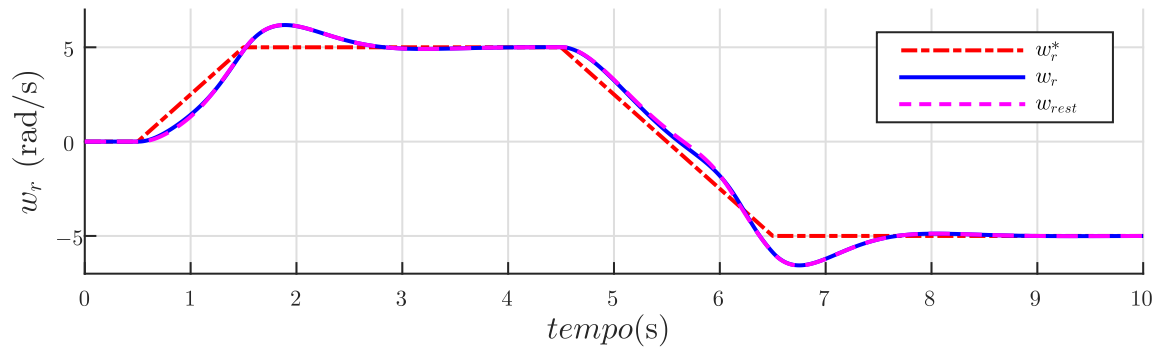
Figura 4.7 – Velocidades simuladas aceleração e desaceleração *Z-Type*. (ω_r^* , ω_r , $\hat{\omega}_r$)

Fonte: Autor.

As figuras 4.8 e 4.9, simulam o comportamento do observador *Z-Type* para inversão de velocidades. Verificou-se que em ambos os casos houve um erro na estimação em baixas velocidades.

Figura 4.8 – Simulação do observador *Z-Type* com passagem por zero. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$ 

Fonte: Autor.

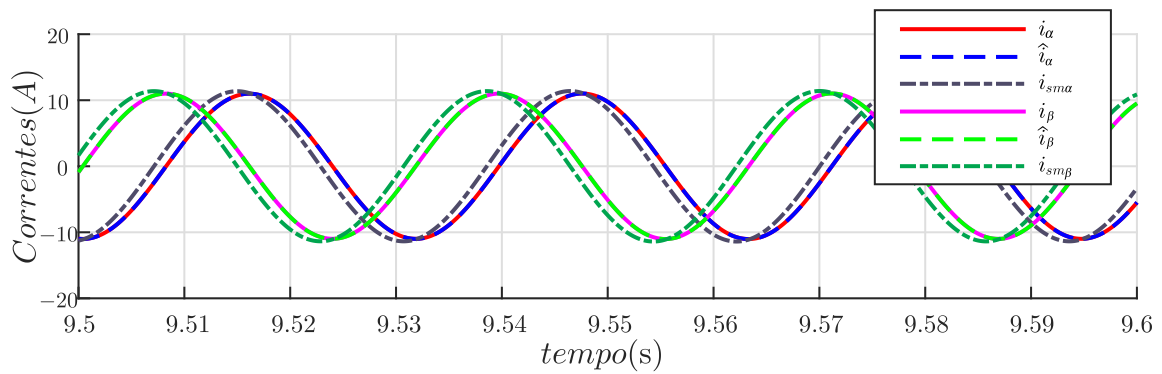
Figura 4.9 – Velocidades simuladas em baixas velocidades para o observador *Z-Type*. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$ 

Fonte: Autor.

4.5.2 Observador *backstepping - sliding mode*

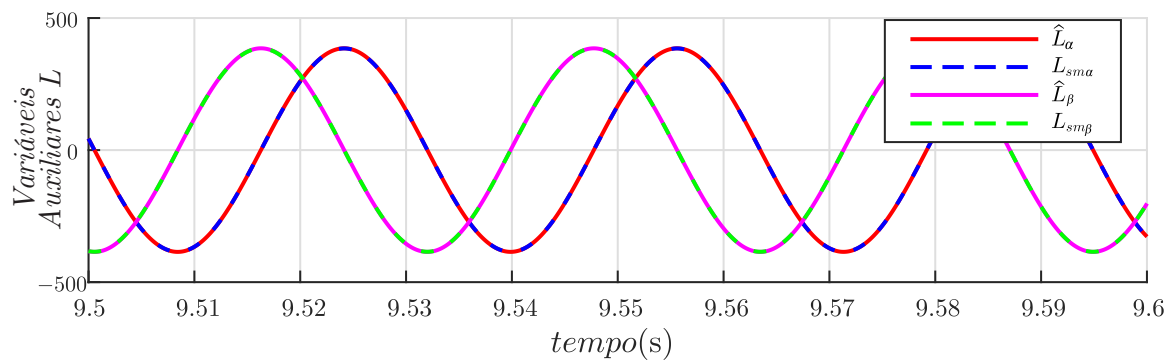
Aqui são apresentados os resultados de simulação da observador denominado *Backstepping - Sliding Mode*, com ganhos $c_\alpha = c_\beta = 400$, $k_z = 2, 5$, $kw = 1$ e $i_{sd}^* = 11A$, acionamento *sensorless*. Controlador de correntes e velocidade PI. Na Figura (4.10) o erro nas correntes estimadas $i_{sm\alpha}$ e $i_{sm\beta}$ se dá devido à implementação da função sigmoide.

Figura 4.10 – Correntes reais e observadas - Observador *backstepping - sliding mode*. (i_α , \hat{i}_α , $i_{sm\alpha}$, i_β , \hat{i}_β , $i_{sm\beta}$)



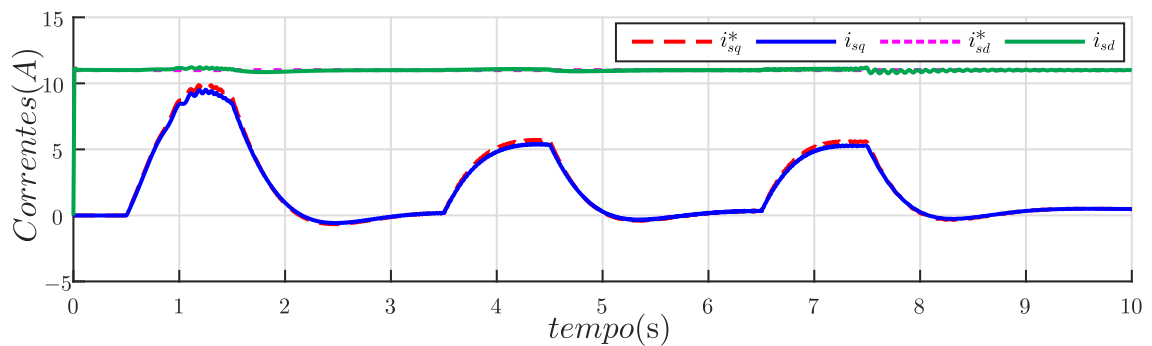
Fonte: Autor.

Figura 4.11 – Variáveis adicionais - Observador *backstepping - sliding mode*. (\hat{L}_α , $L_{sm\alpha}$, \hat{L}_β , $L_{sm\beta}$)



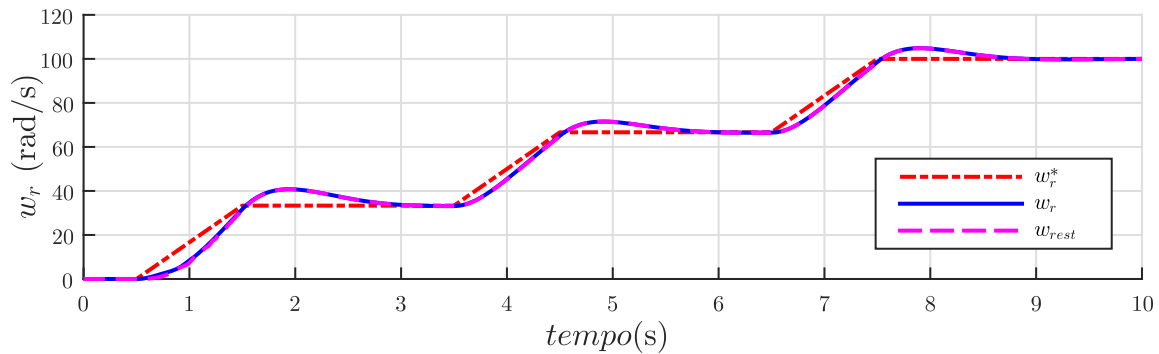
Fonte: Autor.

Figura 4.12 – Correntes dq - Observador *backstepping - sliding mode*. (i_{sq}^* , i_{sq} , i_{sd}^* , i_{sd})



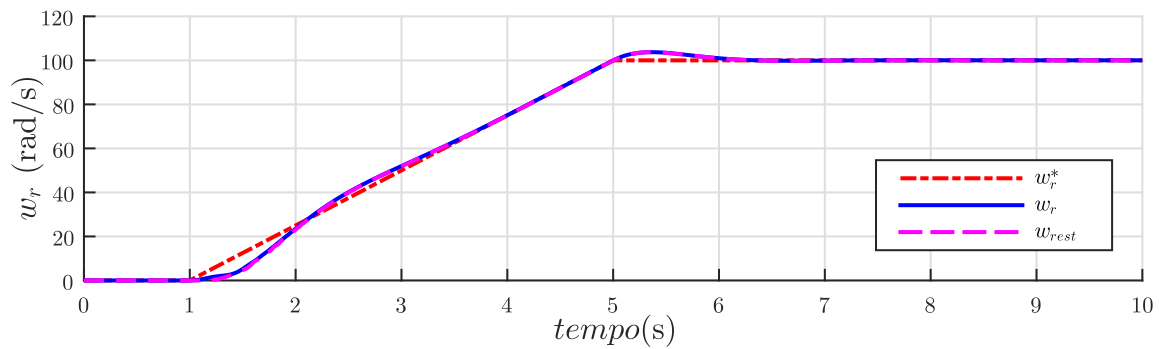
Fonte: Autor.

Figura 4.13 – Velocidades simuladas em rampas - Observador *backstepping - sliding mode*. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



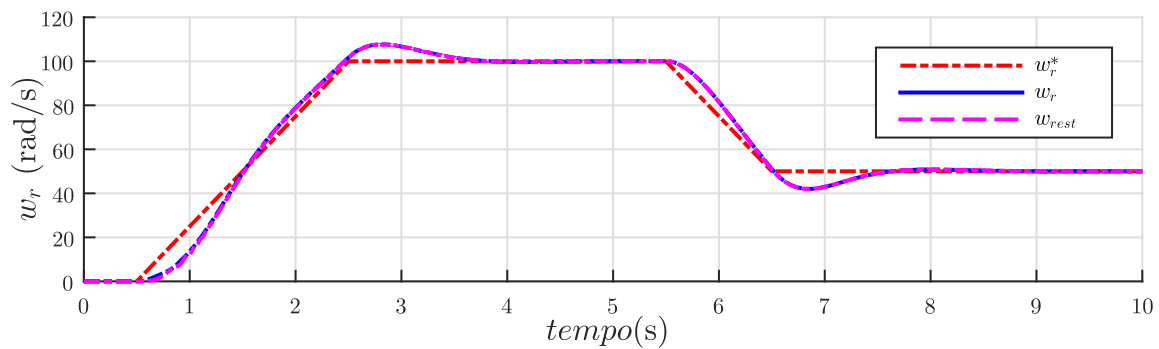
Fonte: Autor.

Figura 4.14 – Velocidades simuladas em aceleração - Observador *backstepping - sliding mode*. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



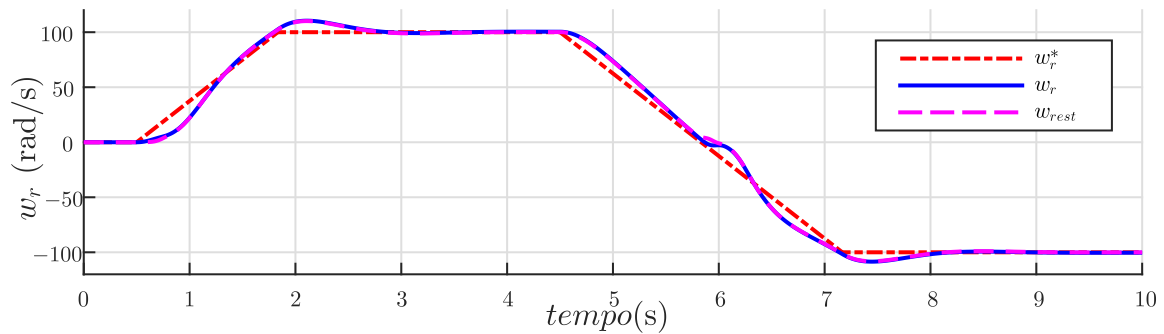
Fonte: Autor.

Figura 4.15 – Velocidades simuladas em aceleração e desaceleração - Observador *backstepping - sliding mode*. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



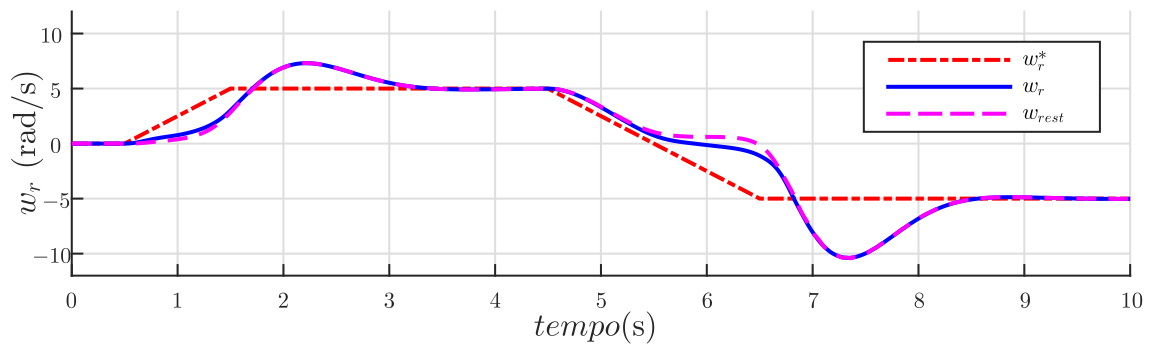
Fonte: Autor.

Figura 4.16 – Velocidades simuladas em velocidade alta com passagem por zero - Observador *backstepping - sliding mode*. (ω_r^* , ω_r , $\hat{\omega}_r$)



Fonte: Autor.

Figura 4.17 – Velocidades simuladas baixas velocidades com passagem por zero - Observador *backstepping - sliding mode*. (ω_r^* , ω_r , $\hat{\omega}_r$)

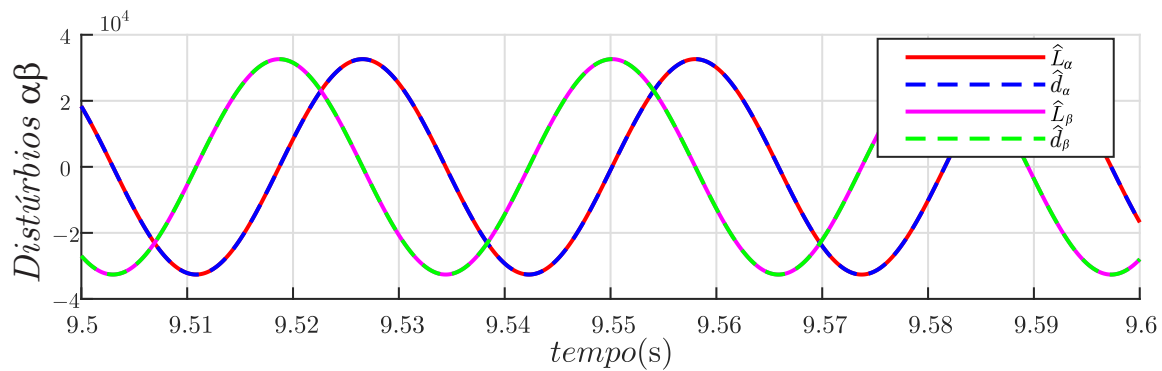


Fonte: Autor.

4.5.3 Observador de velocidade adaptativo baseado na observação de distúrbios

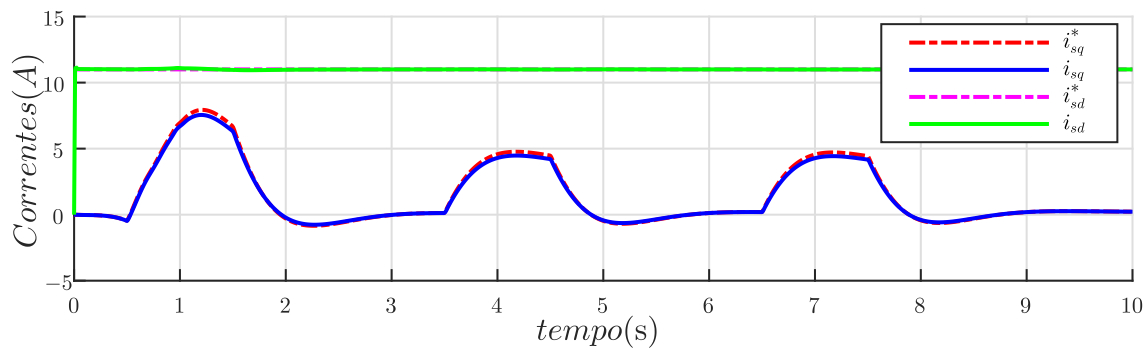
Nesta subseção são apresentados os resultados de simulação do observador com lei adaptativa para observação da velocidade rotórica utilizando os distúrbios de correntes, com ganhos $K = 20.000$ e $k_w = .5$ e $i_{sd}^* = 11A$, acionamento *sensorless*. Controlador de correntes e velocidade PI.

Figura 4.18 – Variável adicional $L_{\alpha\beta}$ e distúrbios observados - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\hat{L}_\alpha, \hat{d}_\alpha, \hat{L}_\beta, \hat{d}_\beta)$



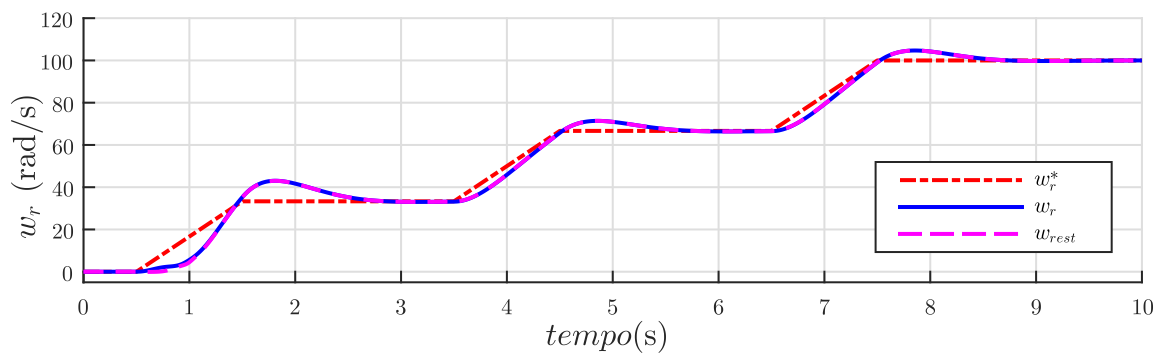
Fonte: Autor.

Figura 4.19 – Correntes de eixo direto em quadratura - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$



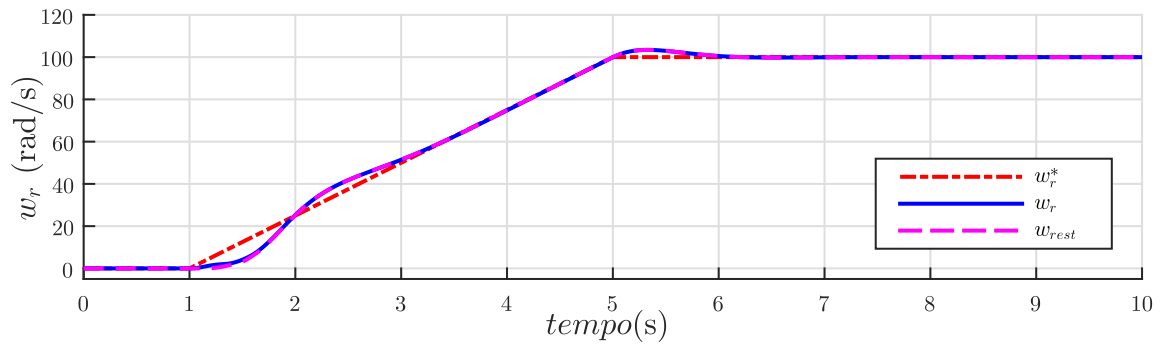
Fonte: Autor.

Figura 4.20 – Velocidade simulada em rampas - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



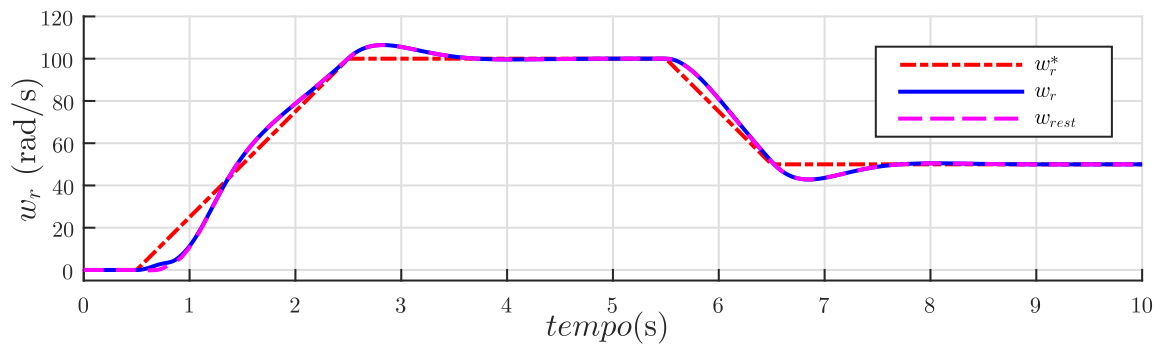
Fonte: Autor.

Figura 4.21 – Simulação de aceleração do MIT - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



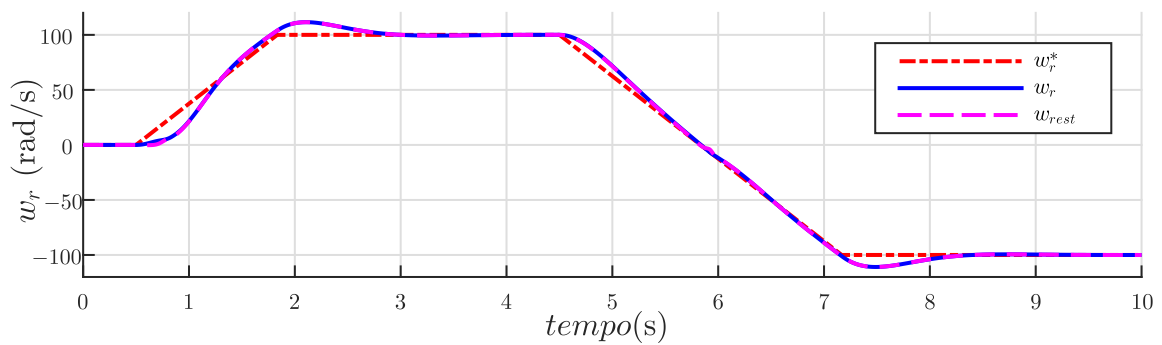
Fonte: Autor.

Figura 4.22 – Simulação de aceleração e desaceleração do MIT - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



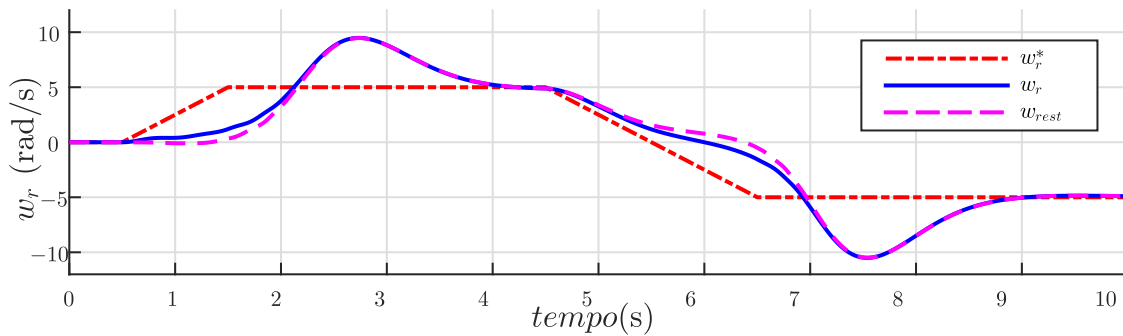
Fonte: Autor.

Figura 4.23 – Simulação acionamento em alta velocidade e inversão de velocidade - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



Fonte: Autor.

Figura 4.24 – Simulação acionamento em baixa velocidade - Observador de velocidade adaptativo baseado em observador de distúrbios. $(\omega_r^*, \omega_r, \hat{\omega}_r)$



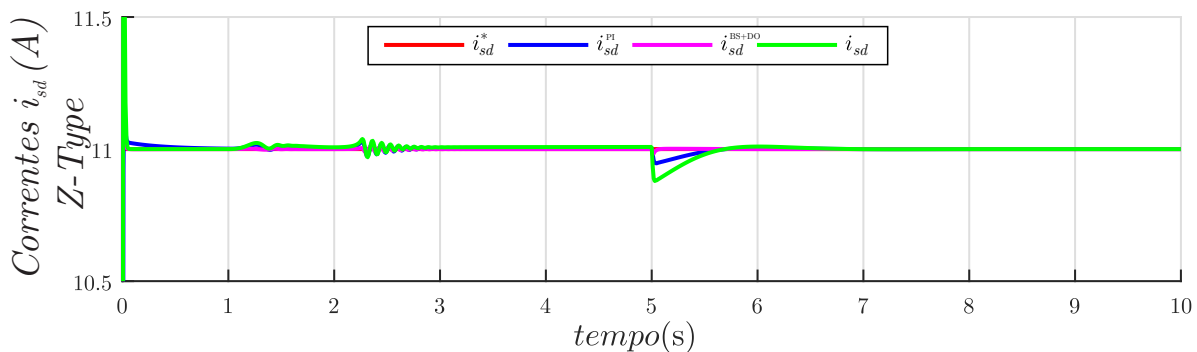
Fonte: Autor.

4.5.4 Acionamento *Sensorless* com diferentes controladores de correntes

Com a finalidade de verificar o comportamento dos controladores de correntes, apresentados em 3, com a aplicação dos observadores de velocidade apresentadas no presente capítulo, foram realizadas as seguintes simulações, tendo como velocidade de referência a mesma aplicada na simulação da Figura 4.22.

A Figura 4.25 apresenta do comportamento da corrente i_{sd} , simulada com os três controladores, em acionamento *sensorless*, utilizando o observador *Z-Type*.

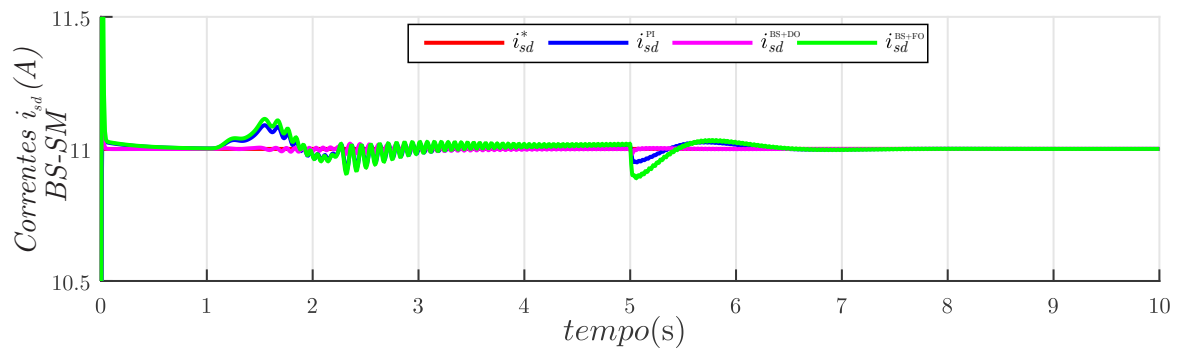
Figura 4.25 – Correntes de eixo direto simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos *sensorless Z-type*.



Fonte: Autor.

A Figura 4.26 apresenta do comportamento da corrente i_{sd} , simulada com os três controladores, em acionamento *sensorless*, utilizando o observador *Backstepping e Sliding Mode*.

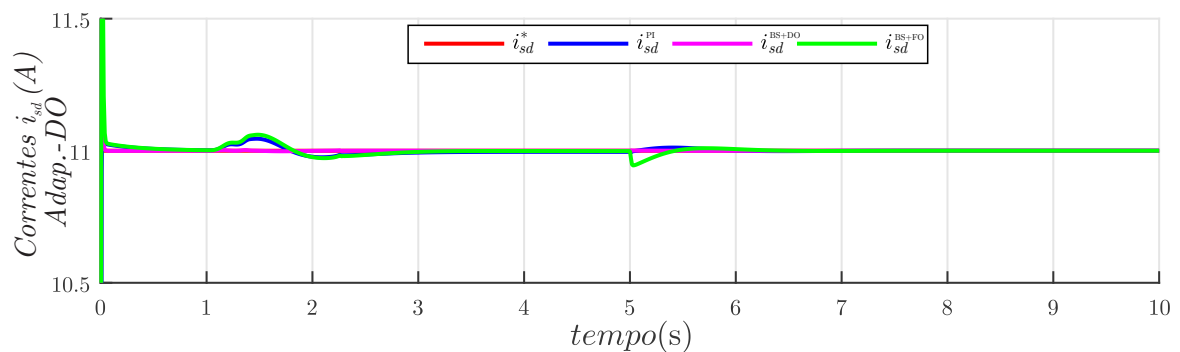
Figura 4.26 – Correntes de eixo direto simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos *sensorless Backstepping e Sliding Mode*.



Fonte: Autor.

A Figura 4.27 apresenta do comportamento da corrente i_{sd} , simulada com os três controladores, em acionamento *sensorless*, utilizando o observador adaptativo baseado na observação dos distúrbios.

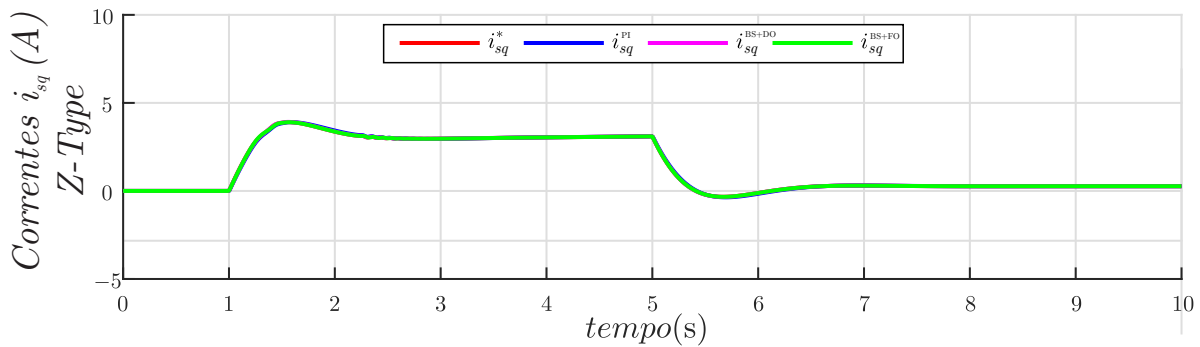
Figura 4.27 – Correntes de eixo direto simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos *sensorless* adaptativo com observador de distúrbios.



Fonte: Autor.

Da mesma forma que foi demonstrado o comportamento da corrente i_{sd} , será mostrado o comportamento da corrente i_{sq} . A Figura 4.28 apresenta o comportamento de i_{sq} , aplicando os três controladores de correntes, utilizando para acionamento *sensorless* o observador *Z-Type*.

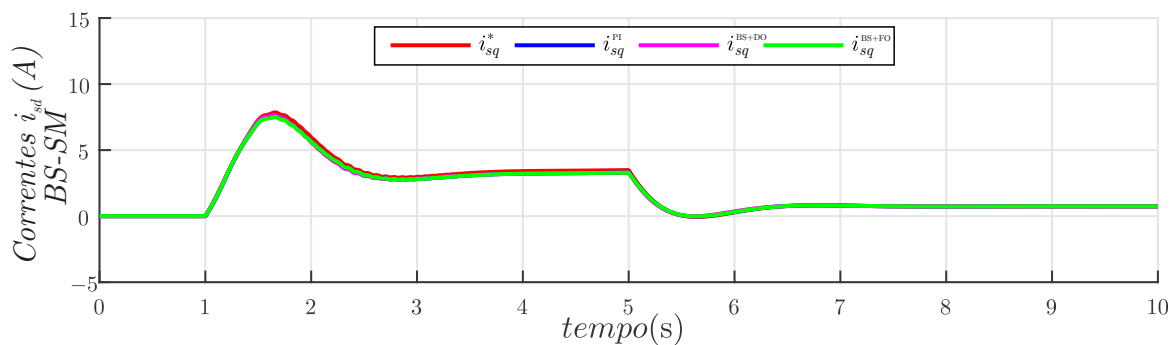
Figura 4.28 – Correntes de eixo em quadratura simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos *sensorless Z-Type*.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.29 é apresentado o comportamento de i_{sq} , aplicando os três controladores de correntes, utilizando para acionamento *sensorless* o observador *Backstepping e Sliding Mode*.

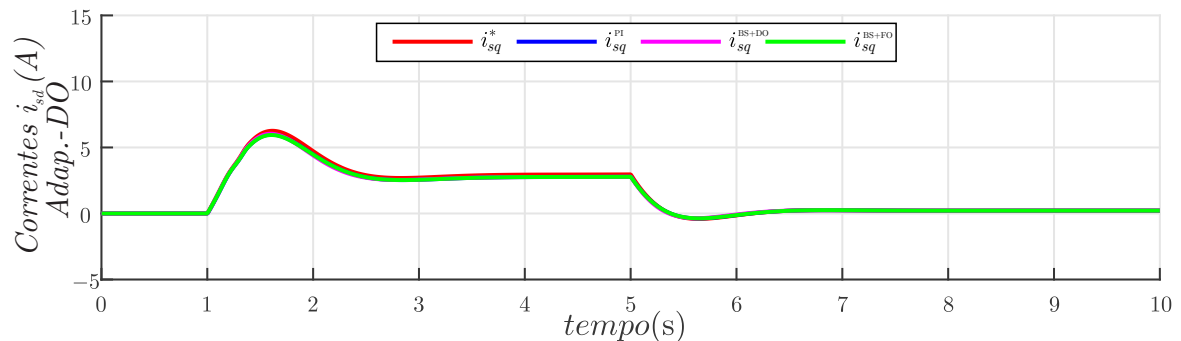
Figura 4.29 – Correntes de eixo em quadratura simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos *sensorless Backstepping e Sliding Mode*.



Fonte: Autor.

A Figura 4.30 apresenta o comportamento de i_{sq} , aplicando os três controladores de correntes, utilizando para acionamento *sensorless* o observador adaptativo baseado no estimador de distúrbios.

Figura 4.30 – Correntes de eixo em quadratura simuladas com os três controladores de correntes apresentados com os acionamentos *sensorless* adaptativo com observador de distúrbios.



Fonte: Autor.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados três métodos para observação da velocidade rotórica, sendo estes:

- *Z-Type Backstepping Observer*;
- Observador *Backstepping Sliding Mode*;
- Observador adaptativo baseado no observador de distúrbios.

No decorrer do capítulo foi realizado o desenvolvimento teórico dos observadores, apresentando o equacionamento dos mesmos. Após, os modelos dos observadores foram validados através de simulação.

Através da análise das simulações verifica-se que os observadores apresentam dificuldades em estimar a velocidade rotórica em velocidades próximas a zero. Segundo (VACLAVEK; BLAHA, 2007) a não observabilidade dos estados em baixas velocidades não se dá propriamente em função da baixa velocidade ou velocidade zero no rotor, mas sim devido a frequência do campo magnético ser muito baixa ou nula. Com isso, verifica-se que é possível obter o valor da velocidade somente de houver torque de carga que resulte em velocidade de campo magnético diferente de zero.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais das técnicas apresentadas neste trabalho. Os dados foram obtidos a partir da bancada já existente no laboratório de máquinas do grupo de pesquisa, cujo detalhamento do desenvolvimento é apresentado em (GABBI, 2015).

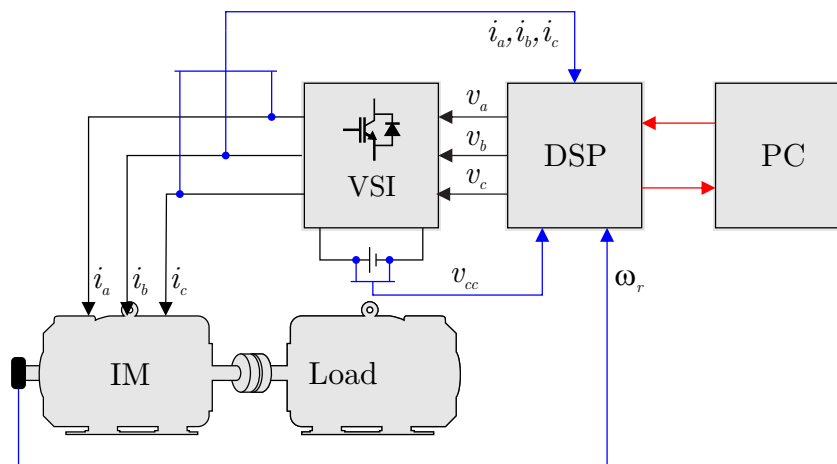
Os algoritmos foram escritos em C/C++ utilizando o *Software Code Composer 3.3* e executados no DSP TMS320F28335 produzido pela *Texas Instruments*. O DSP é um microprocessador de ponto flutuante, que opera em uma frequência de 150MHz, e possui 16 canais A/D de 12 bits. As tensões aplicadas ao MIT são moduladas através de modulação geométrica.

Para medição da velocidade rotórica e a posição do eixo é utilizado o sensor TRD-NA256NWD de 8-bits, acoplado no eixo da máquina de indução. Os valores das correntes são obtidas a partir de sensores de efeito Hall LA 55-P, a tensão no barramento CC é obtida a partir de um sensor de efeito Hall LV 25-P.

O inversor utilizado é o SKS25 B6U + (B2CI)*2 10V09, produzido pela *Semikron*, composta por quatro módulos IGBTs *dual-pack* SKM50G123D, quatro *drives* SKH122BH4. Para o barramento CC é utilizado um retificador trifásico não controlado em ponte completa com capacitores eletrolíticos.

A Figura 5.1 mostra a representação da bancada experimental, utilizada para obter os resultados práticos das técnicas apresentadas na presente dissertação.

Figura 5.1 – Representação da bancada experimental.



Fonte: Autor.

Para todos os resultados experimentais a frequência de discretização foi de $10kHz$, $T_s = 100\mu s$, as plantas foram discretizadas através do método de *Euler*,

$$x_{(k+1)} = (I + T_s A) x_{(k)} + T_s B u_{(k)}. \quad (5.1)$$

5.2 CONTROLE DE CORRENTES

5.2.1 Controlador PI

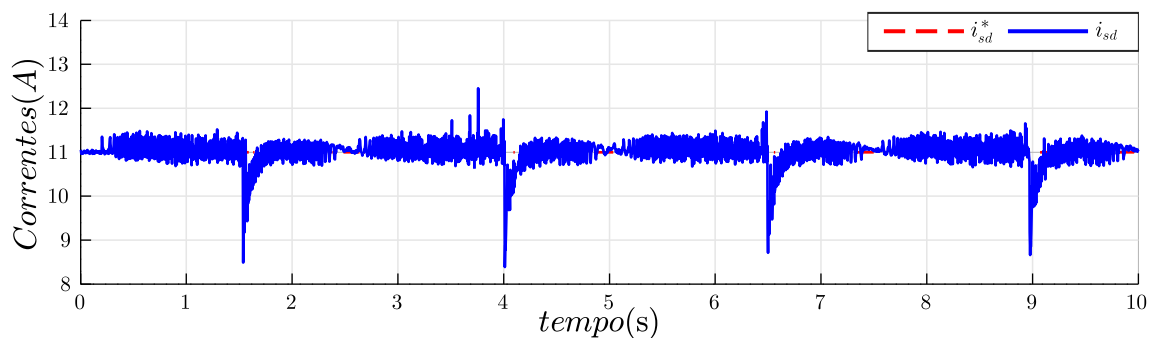
Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais do controlador de corrente PI. Conforme apresentado nos resultados de simulação do Capítulo 3.3. O ensaio com o controle clássico PI serve para balizar os controladores de correntes estudados na presente dissertação.

Com a finalidade de verificar o correto rastreamento das correntes e o impacto do acoplamento cruzado entre as correntes i_{sd} e i_{sq} . A referência i_{sq}^* variou em degraus de $10A$ à $-10A$. Respeitando a velocidade de até $100rad/s$.

Os ganhos discretos do controlador PI de correntes são, $Kp = 7,4483601498$ e $Ki = 0,107301492018$. Os limites definidos para as tensões v_d e v_q são $300V$ e $-300V$.

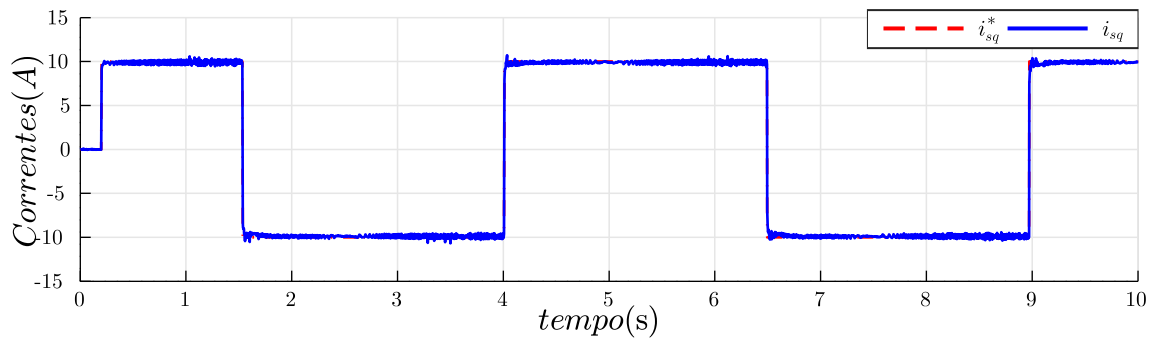
A Figura 5.2 apresenta o resultado experimental do comportamento da corrente i_{sd} , frente a variações bruscas de i_{sq} .

Figura 5.2 – Corrente de eixo direto - Controlador PI. (i_{sd}^* , i_{sd})



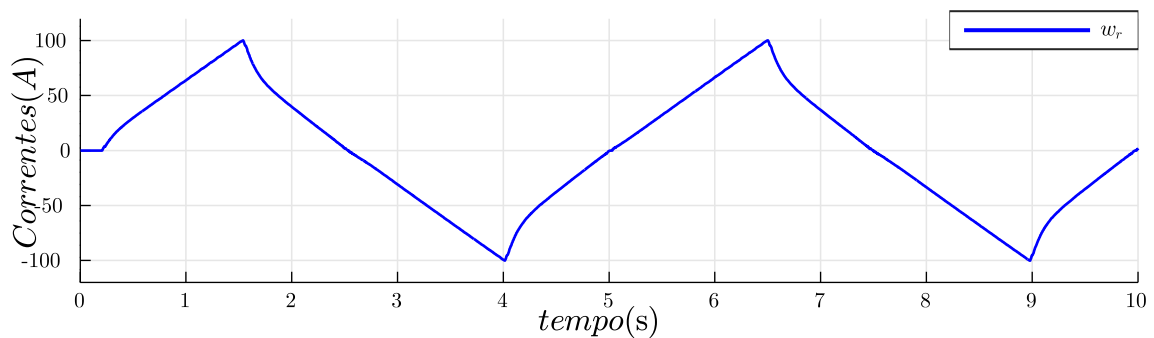
Fonte: Autor.

A Figura 5.3 apresenta o rastreamento da referência de i_{sq} . Verifica-se que o controlador apresenta boa resposta em transitórios e regime permanente.

Figura 5.3 – Corrente de eixo em quadratura - Controlador PI. (i_{sq}^* , i_{sq})

Fonte: Autor.

A Figura 5.4 apresenta a velocidade rotórica em função da variação da corrente i_{qs} .

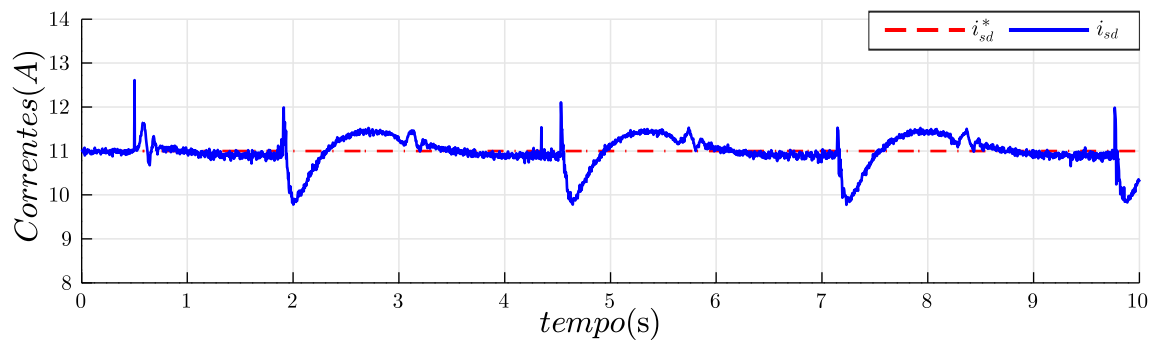
Figura 5.4 – Velocidade rotórica - Controlador PI. (ω_r)

Fonte: Autor.

5.2.2 Controlador *Backstepping* + Observador de Fluxos (BS+OF)

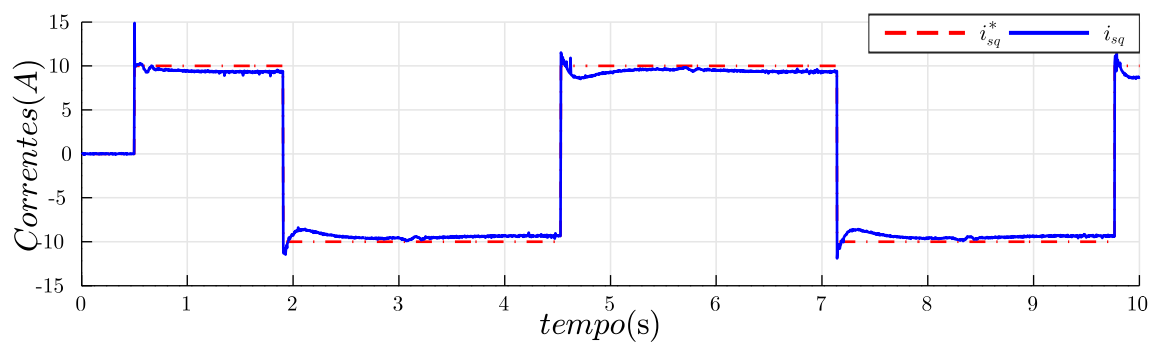
Aqui são apresentados os resultados experimentais do controlador *backstepping* baseado na observação de fluxos. Conforme apresentado no Capítulo 3.2. Para obter os resultados experimentais os ganhos são $c_\alpha = c_\beta = 400$, $k_\alpha = 10$ e $k_\phi = 0,01$, para o observador de fluxo. Para o controlador de correntes, os ganhos utilizados são $c_\alpha = c_\beta = 2100$.

A Figura 5.5, mostra o comportamento da corrente i_{sd} frente as mudanças na corrente i_{sq} .

Figura 5.5 – Corrente de eixo direto - BS+OF. (i_{sd}^* , i_{sd})

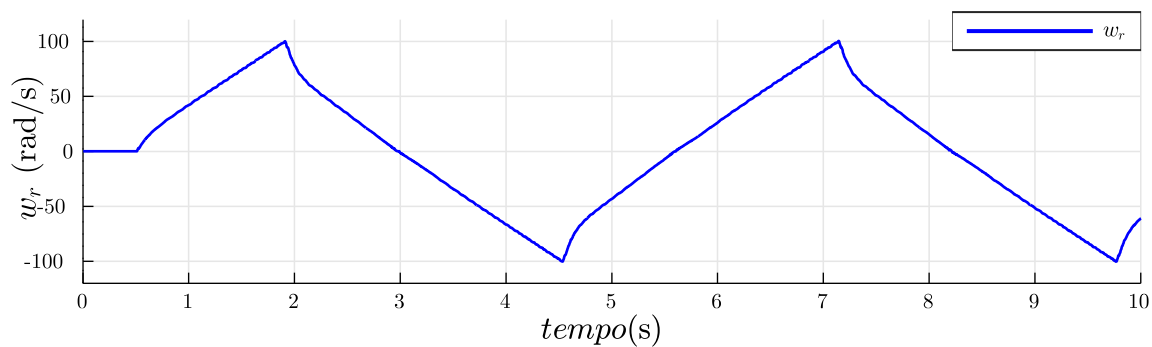
Fonte: Autor.

O rastreamento da referência pela corrente i_{sq} , com o controlador *backstepping* baseado nos fluxos observados, é mostrado na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Corrente de eixo em quadratura - BS+OF. (i_{sq}^* , i_{sq})

Fonte: Autor.

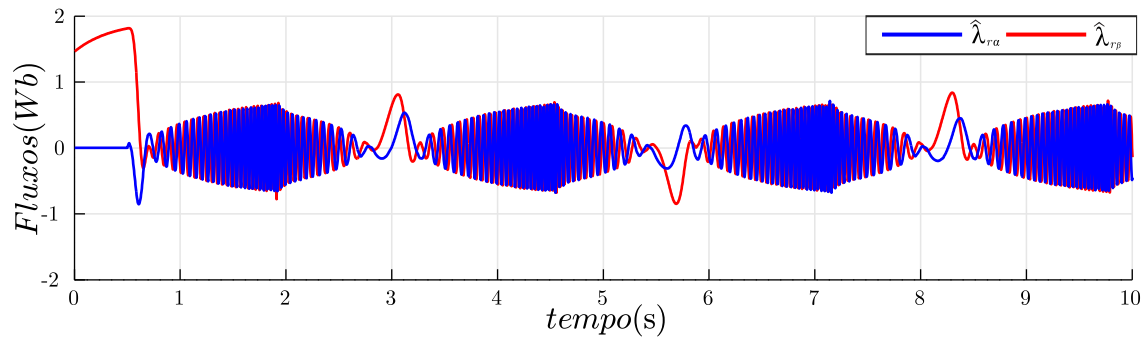
A velocidade rotórica comportou-se conforme mostrado na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Velocidade Rotórica - BS+OF. (ω_r)

Fonte: Autor.

A Figura 5.8 mostra as formas de ondas dos fluxos rotóricos observados no referencial $\alpha\beta$.

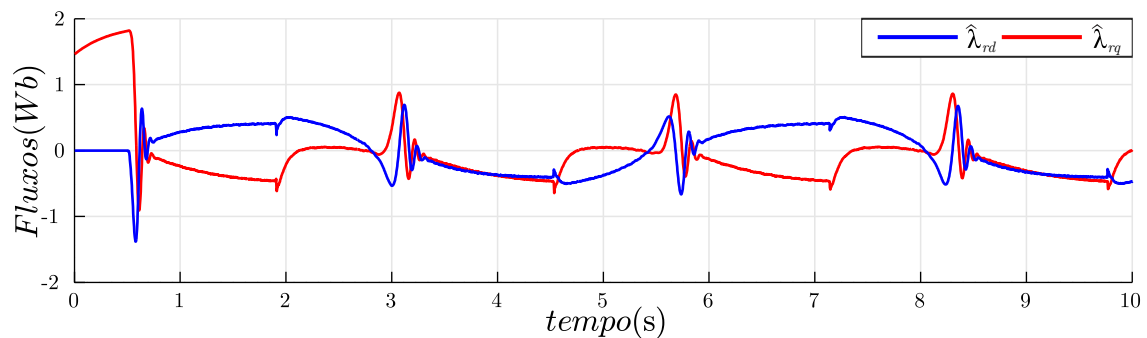
Figura 5.8 – Fluxos rotóricos observados, referencial $\alpha\beta$ - BS+OF. ($\lambda_{r\alpha}$, $\lambda_{r\beta}$)



Fonte: Autor.

As formas de onda dos fluxos rotóricos no referencial dq são mostrados na Figura 5.9.

Figura 5.9 – Fluxos rotóricos observados, referencial dq - BS+OF. (λ_{rd} , λ_{rq})

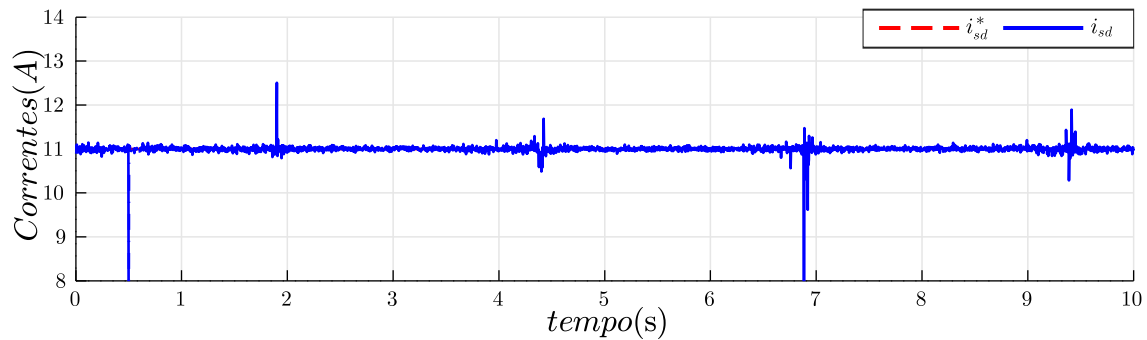


Fonte: Autor.

5.2.3 Controlador *Backstepping* baseado em observador de distúrbios (BS+DO)

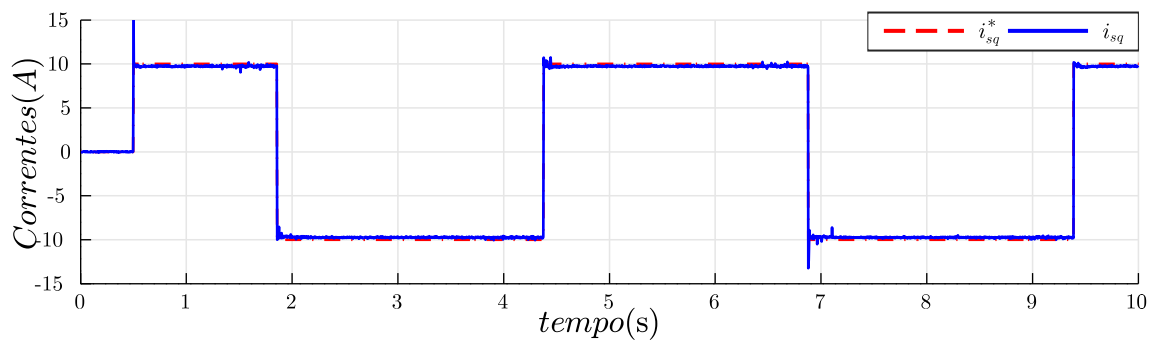
Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais do controlador *backstepping* baseado em observador de distúrbios, conforme apresentado no Capítulo 3.3. Para o observador de distúrbios os ganhos são $l_d = l_q = 50$. O controlador de correntes utiliza os ganhos $c_\alpha = c_\beta = 2250$.

A Figura 5.10 apresenta as formas de onda da corrente de eixo direto i_{sd} frente as mudanças na corrente i_{sq} .

Figura 5.10 – Corrente de eixo direto - BS+DO. (i_{sd}^* , i_{sd})

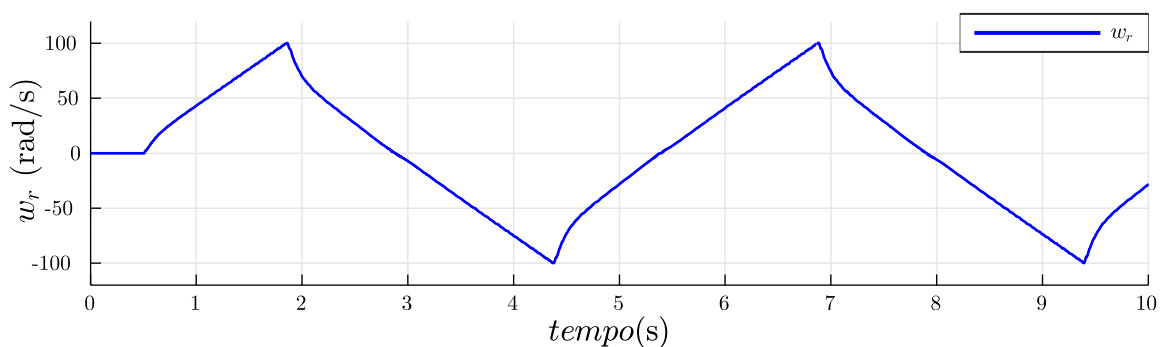
Fonte: Autor.

O rastreamento da referência i_{sq}^* é mostrada na Figura 5.11.

Figura 5.11 – Corrente de eixo em quadratura - BS+DO. (i_{sq}^* , i_{sq})

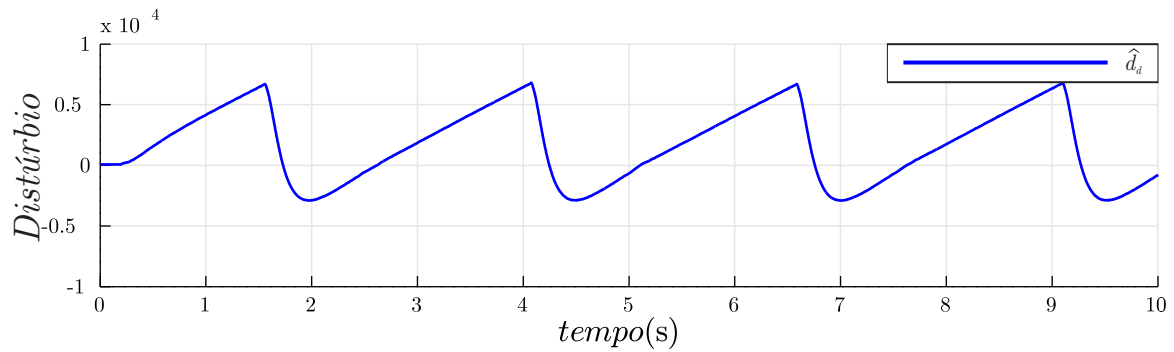
Fonte: Autor.

A velocidade rotórica para o controlador, frente a variação de i_{sq} é mostrada na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Velocidade Rotórica - BS+OD. (ω_r)

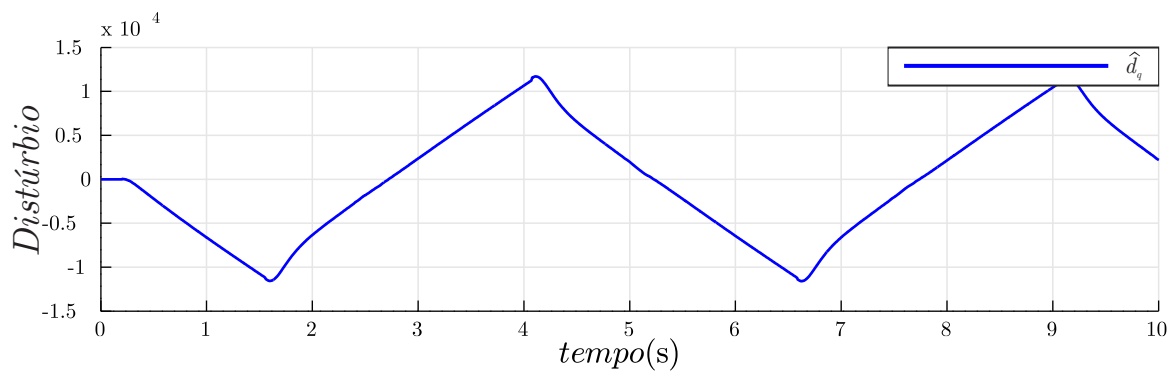
Fonte: Autor.

A Figura 5.13 apresenta as formas de onda do distúrbio observado \hat{d}_d .

Figura 5.13 – Distúrbio corrente i_{sd} - BS+OF.

Fonte: Autor.

A forma de onda do distúrbio observado \hat{d}_q é mostrado na Figura 5.14.

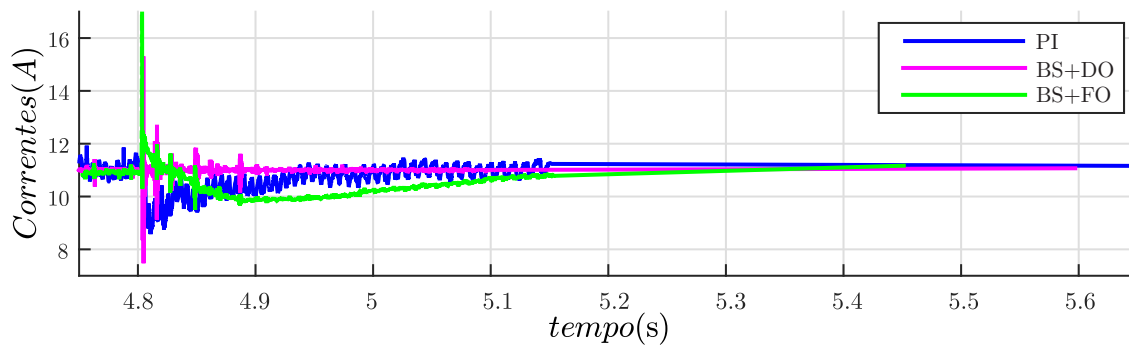
Figura 5.14 – Distúrbio corrente i_{sq} - BS+OF.

Fonte: Autor.

5.2.4 Comparação entre os métodos de controle de correntes

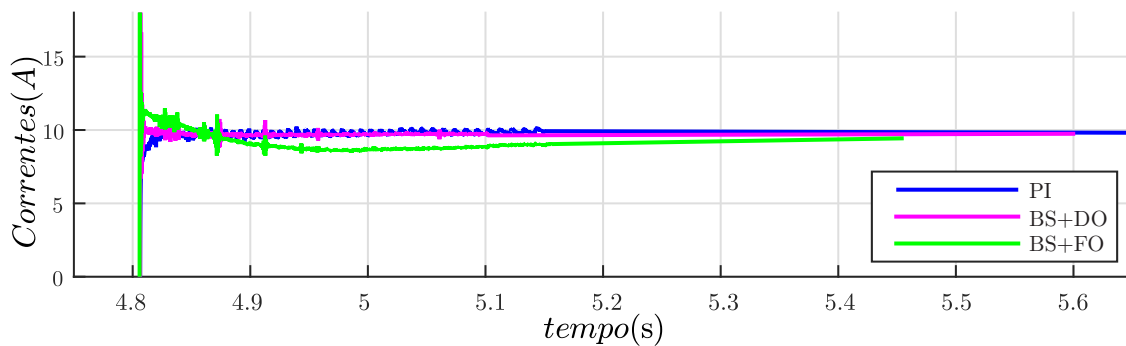
Os resultados experimentais para os controladores de correntes tem como objetivo verificar o correto rastreamento das correntes e o impacto do acoplamento cruzado entre as correntes i_{sd} e i_{sq} . Para isso, a referência de corrente, i_{sq}^* , teve variação em forma de degrau entre $10A$ à $-10A$, respeitando a velocidade de até $100rad/s$. Onde as legendas PI(controlador de correntes PI), BS+DO(Controlador de Correntes Backstepping baseado em Observador de Distúrbios) e BS+FO(Controlador de Correntes Backstepping baseado em Observador de Fluxos).

A Figura 5.15 mostra os impactos do acoplamento na corrente i_{sd} no instante em que i_{sq}^* varia de $-10A$ para $10A$, em um para os três controladores, em um período de $800ms$.

Figura 5.15 – Corrente de eixo direto. (i_{sd})

Fonte: Autor.

Na Figura 5.16 é mostrado o instante em que i_{sq} varia de $-10A$ à $10A$.

Figura 5.16 – Corrente de eixo em quadratura. (i_{sq})

Fonte: Autor.

5.3 OBSERVADOR DE VELOCIDADE - ACIONAMENTO *SENSORLESS*

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais dos observadores de velocidade rotórica, cujo desenvolvimento teórico foi apresentado no Capítulo 4. Foram obtidos resultados para diferentes velocidades, em aceleração, desaceleração e passagem por zero, quando possível.

Cada observador e referências de velocidade foram executados com os três controladores de correntes apresentados no Capítulo 3, com o objetivo de visualizar como os controladores influenciam na observação da velocidade.

5.3.1 Z-Type Backstepping Observer

5.3.1.1 Controlador PI

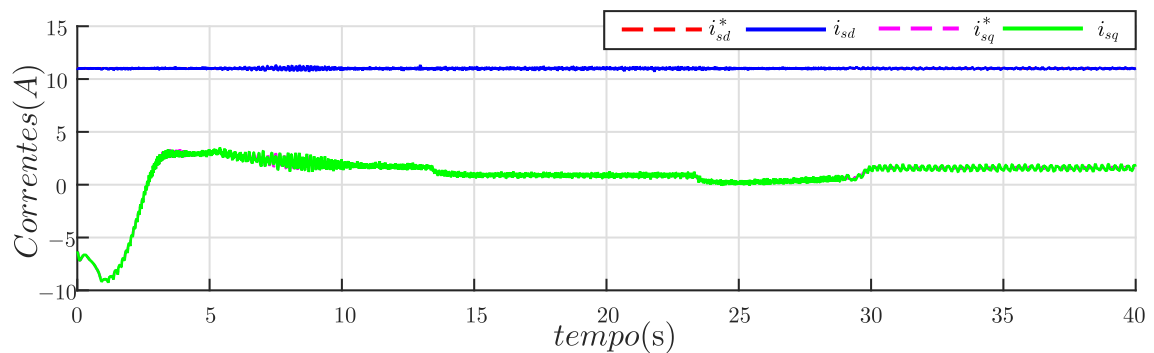
Aqui são apresentados os resultados para o observador de velocidade rotórica *Z-Type* (Capítulo 4.1), para diferentes referências de velocidade utilizando o controlador PI.

Os ganhos utilizados para o observador são, $c_\alpha = c_\beta = 1227$, $k_\alpha = 1$, $k_z = 150$, $k_\phi = 0,995$ e $k_w = 0,02$.

Para o controlador PI, os ganhos discretos são, $KP = 7,44836015$ e $KI = 0,107301492018$.

As Figuras 5.17 apresenta o comportamento das correntes de eixo direto e em quadratura, para referência de velocidade apresentada na Figura 5.18.

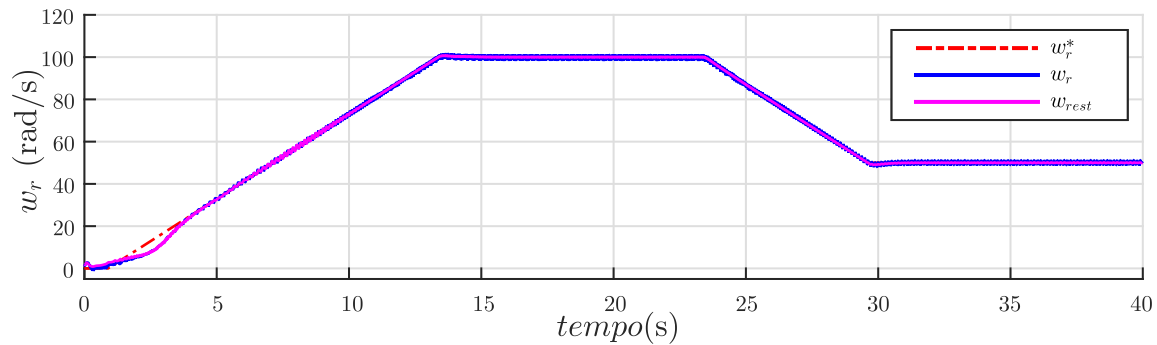
Figura 5.17 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador *Z-Type*. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Para verificar o observador de velocidade foi dado como referência uma rampa até 100rad/s e após alguns instantes a referência foi desacelerada à 50rad/s . A Figura 5.18 mostra a referência, a velocidade medida e a velocidade observada com o *Z-Type*.

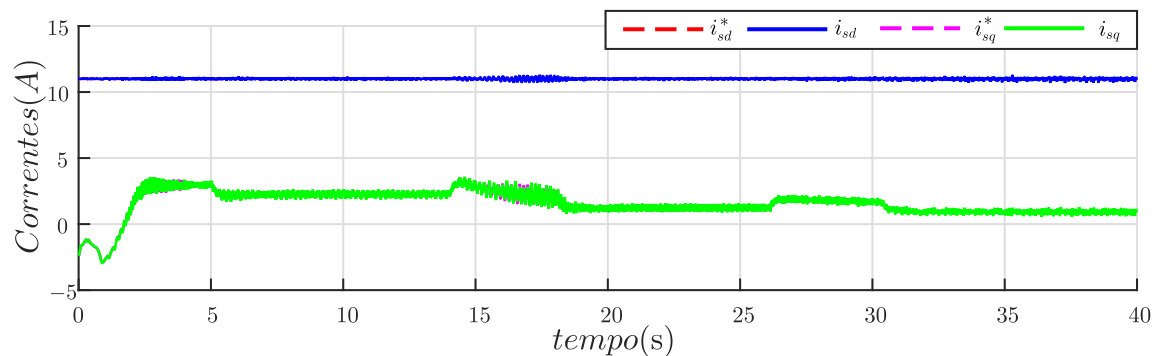
Figura 5.18 – Velocidade rotórica aceleração e desaceleração, controlador PI, observador *Z-Type*. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



Fonte: Autor.

A Figura 5.19 mostra o comportamento das correntes i_{ds} e i_{qs} para a referência de velocidade mostrada na Figura 5.20.

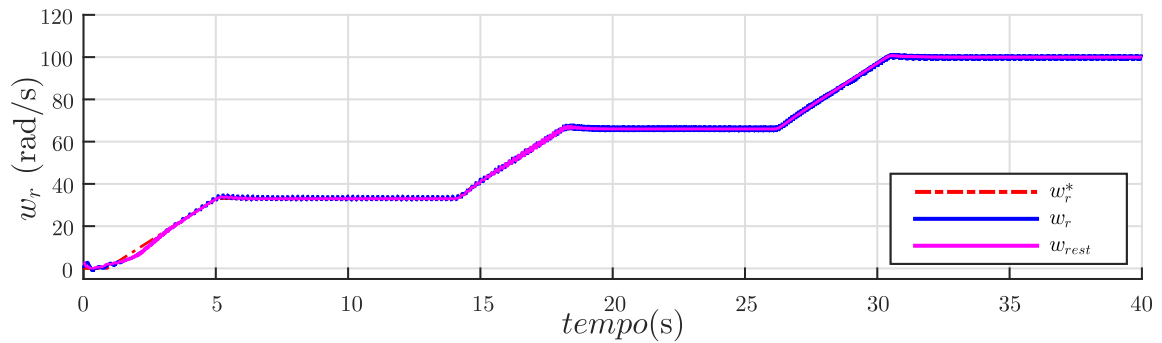
Figura 5.19 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador *Z-Type*. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Na Figura 5.20 a velocidade de referência é dada em rampas de patamares de 33rad/s , 66rad/s e 100rad/s , a fim de verificar o comportamento do observador em diferentes velocidades.

Figura 5.20 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador PI, observador *Z-Type*. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



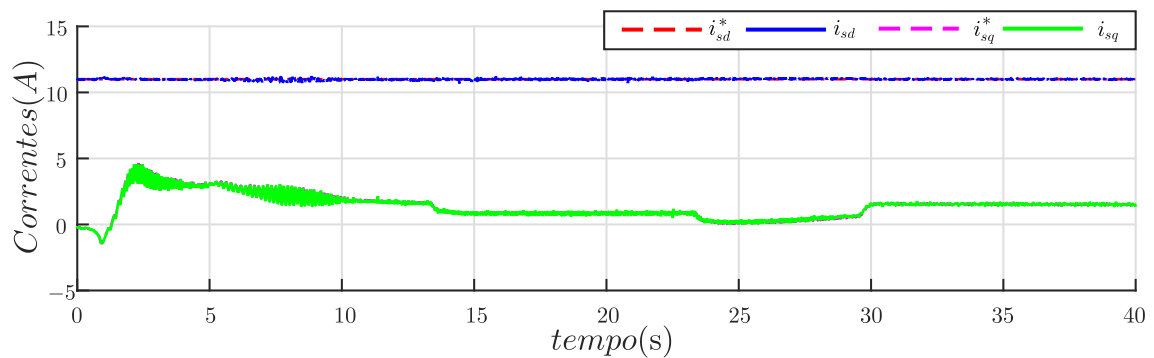
Fonte: Autor.

5.3.1.2 Controlador backstepping baseado no observador de fluxos (BS+OF)

Da mesma forma que o apresentado na secção anterior, e com as mesmas referências de velocidade foi ensaiado o observador de velocidade rotórica *Z-Type*, porém com as correntes controladas pelo algoritmo *backstepping* baseado no observador de fluxos, apresentado no Capítulo 3.2, com os mesmos ganhos, mostrados no Capítulo 5.2.2, para o controlador e observador de fluxos.

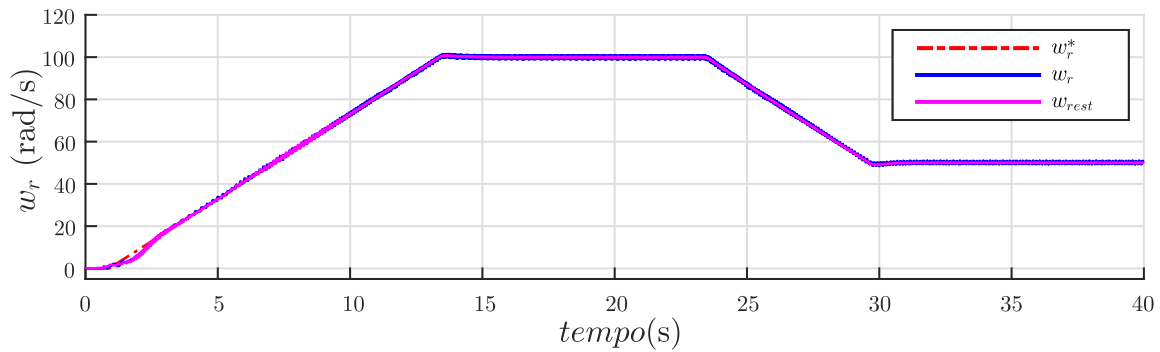
As Figuras 5.21, 5.22, 5.23 e 5.24 mostram os resultados dos ensaios para diferentes situações.

Figura 5.21 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador *Z-Type*. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



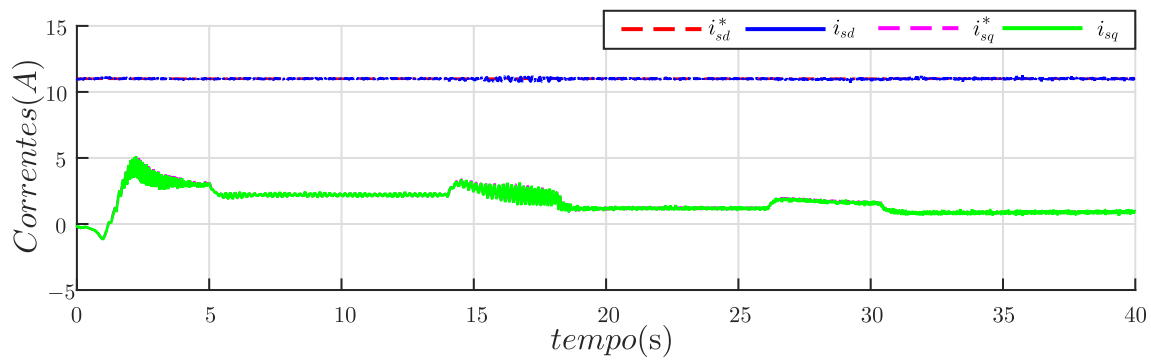
Fonte: Autor.

Figura 5.22 – Velocidade rotórica em aceleração e desaceleração, controlador BS+OF, observador *Z-Type*. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



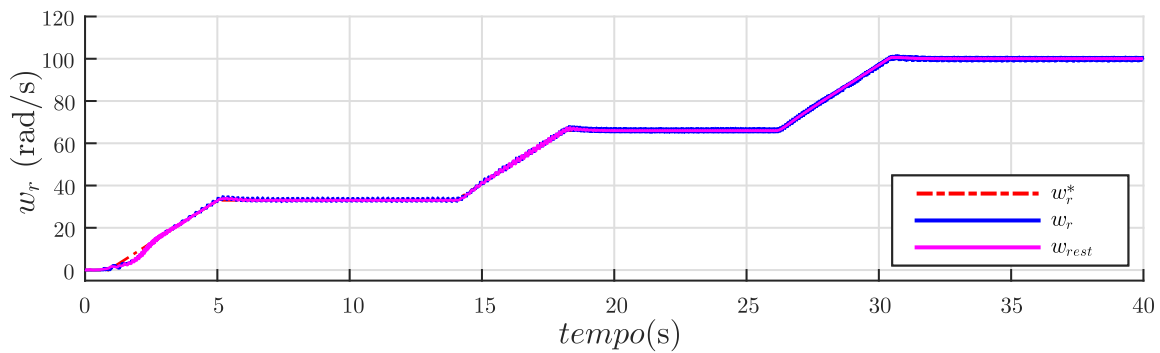
Fonte: Autor.

Figura 5.23 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador *Z-Type*. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.24 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+OF, observador *Z-Type*. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



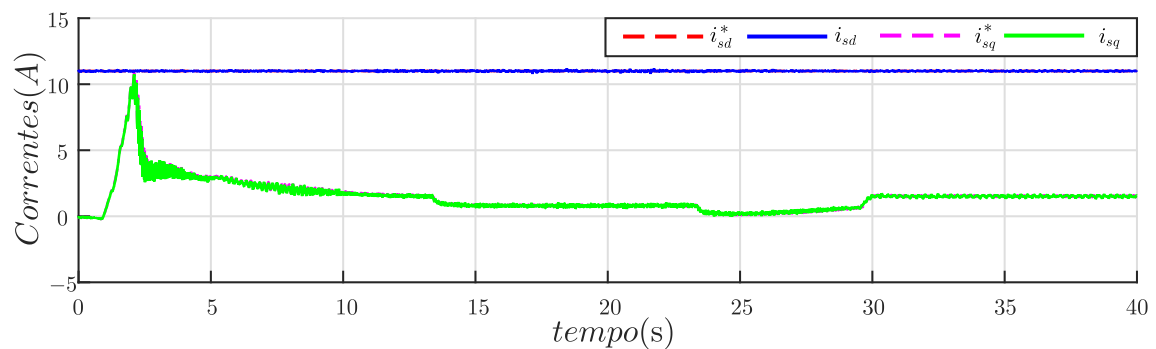
Fonte: Autor.

5.3.1.3 Controlador backstepping baseado no observador de distúrbios (BS+DO)

Seguindo o mesmo procedimento apresentado para os demais controladores, e com as mesmas referências de velocidade foi ensaiado o observador de velocidade rotórica *Z-Type*, porém com as correntes controladas pelo algoritmo *backstepping* baseado no observador de distúrbios, apresentado no Capítulo 3.3, com os mesmos ganhos, mostrados no Capítulo 5.2.3, para o controlador e observador de fluxos.

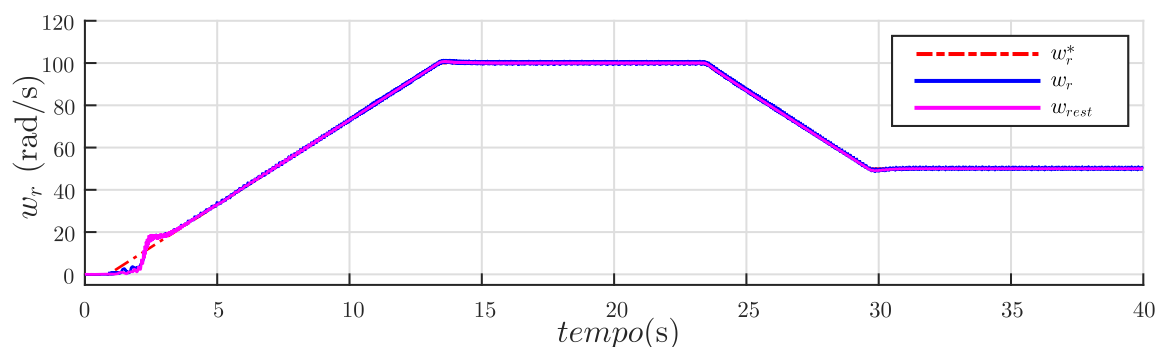
As Figuras 5.25, 5.26, 5.27 e 5.28 mostram os resultados dos ensaios para diferentes situações.

Figura 5.25 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador *Z-Type*. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



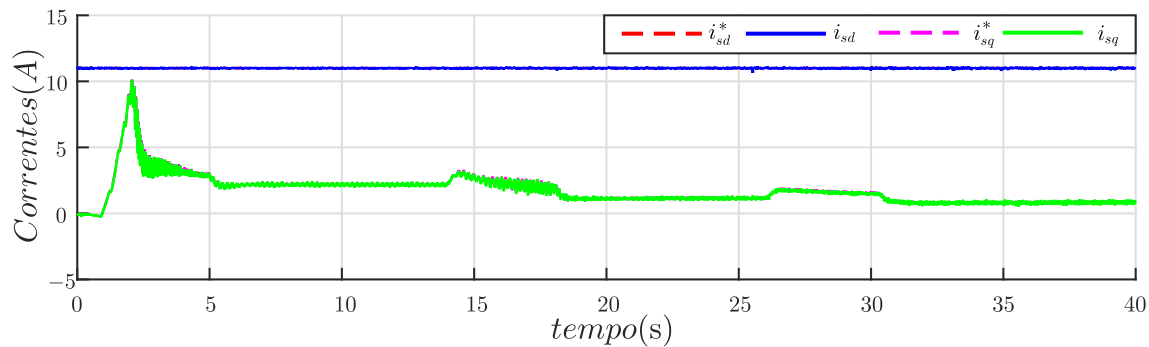
Fonte: Autor.

Figura 5.26 – Velocidade rotórica em aceleração e desaceleração, controlador BS+DO, observador *Z-Type*. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



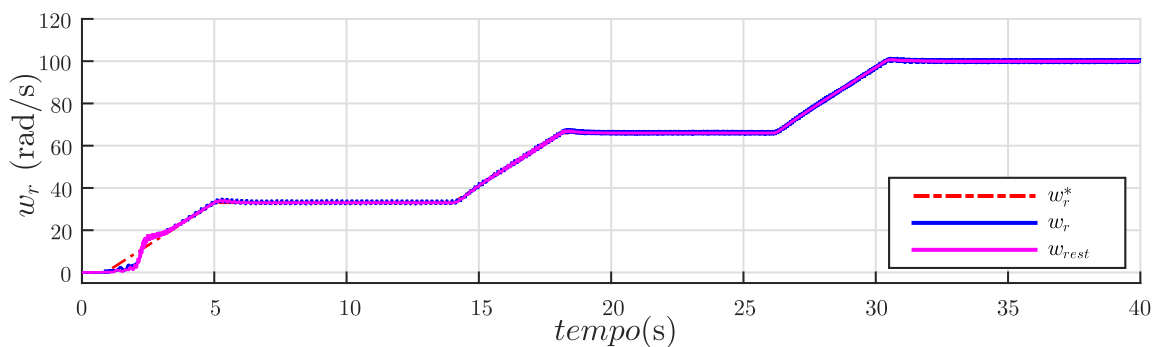
Fonte: Autor.

Figura 5.27 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador *Z-Type*. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.28 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+DO, observador *Z-Type*. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



Fonte: Autor.

5.3.2 Backstepping - sliding mode (BS+SM)

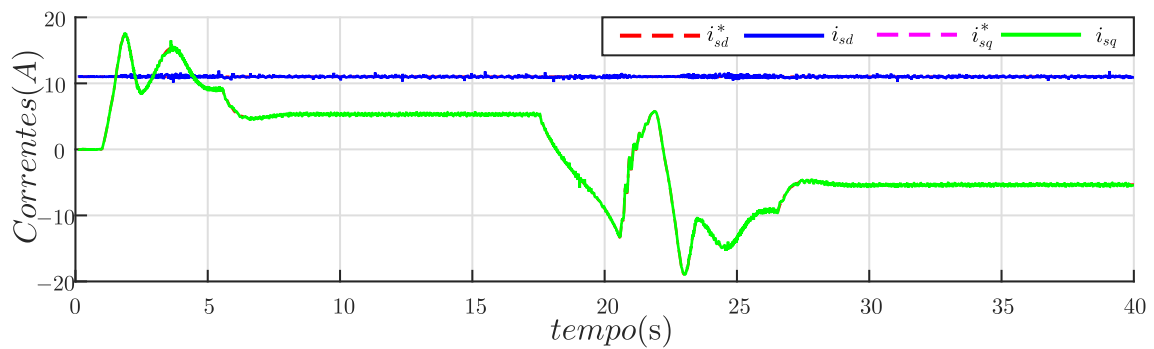
5.3.2.1 Controlador PI

Nesta seção são apresentados os ensaios do observador de velocidade rotórica apresentado no Capítulo 4.2. As correntes estáticas são controladas através do controlador PI. Os ganhos do controlador PI são os mesmos apresentados no Capítulo 5.3.1.1.

Os ganhos para o observador são, $c_\alpha = c_\beta = 800$, $k_z = 0,995$, $k_w = 0,005$ e $k_{sm} = 250$.

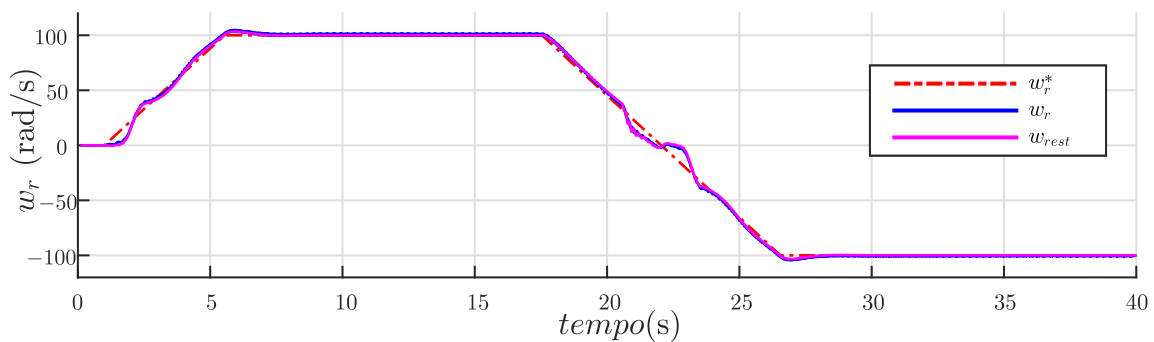
A Figura 5.29 mostra o comportamento das correntes estáticas, com controlador PI e o observador *backstepping - sliding mode*, para referência de velocidade apresentada na Figura 5.30.

Figura 5.29 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador BS+SM. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

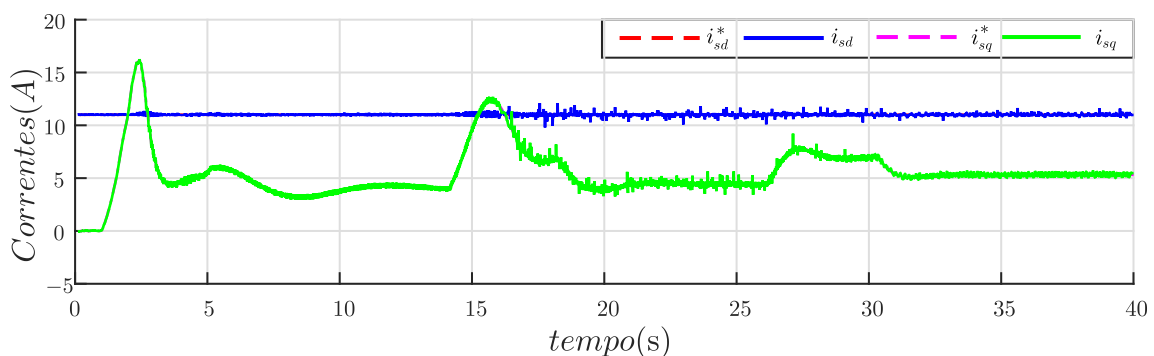
Figura 5.30 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador PI, observador BS+SM. (w_r^* , \hat{w}_r , w_r)



Fonte: Autor.

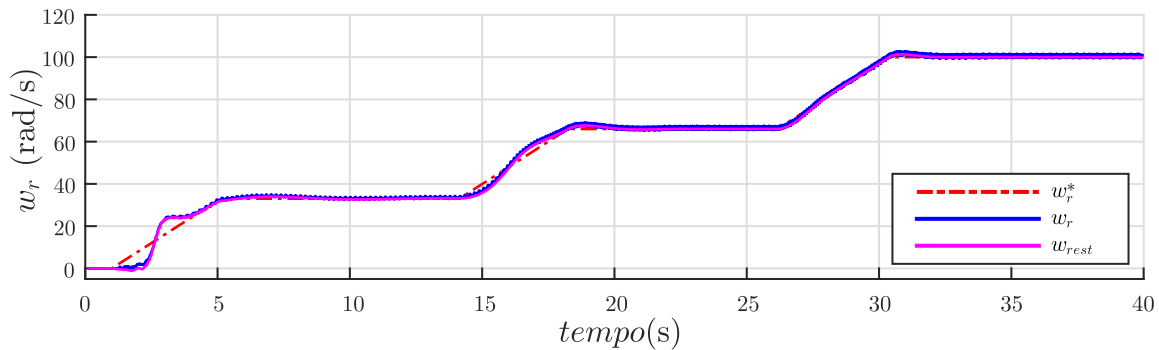
Na Figura 5.31 é mostrado o comportamento das correntes estáticas, com controlador PI e o observador *backstepping - sliding mode*, para referência de velocidade apresentada na Figura 5.32.

Figura 5.31 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador BS+SM. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.32 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador PI, observador BS+SM. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



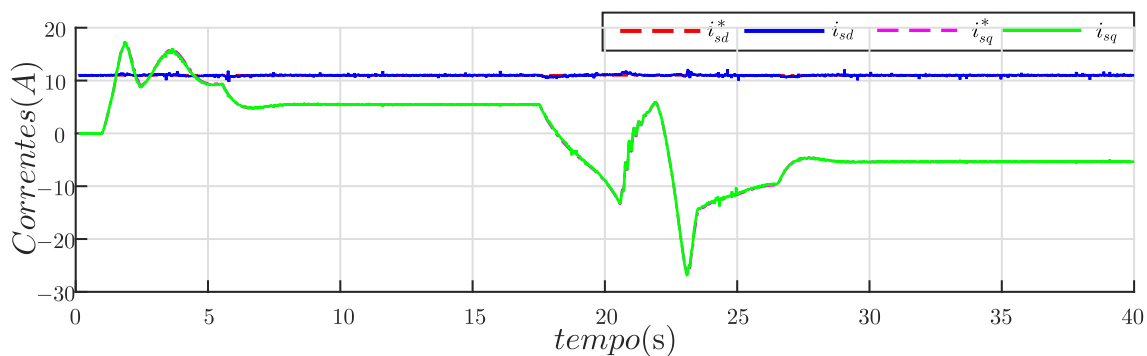
Fonte: Autor.

5.3.2.2 Controlador backstepping baseado no observador de fluxos (BS+OF)

Os mesmos ensaios apresentados na seção anterior são realizados para o observador *backstepping - sliding mode*, porém com o controlador de correntes *backstepping* baseado no observador de fluxos. Os ganhos do controlador são os mesmos apresentados no Capítulo 5.2.2. Os ganhos do observador de velocidade rotórica permanecem os mesmos da seção anterior.

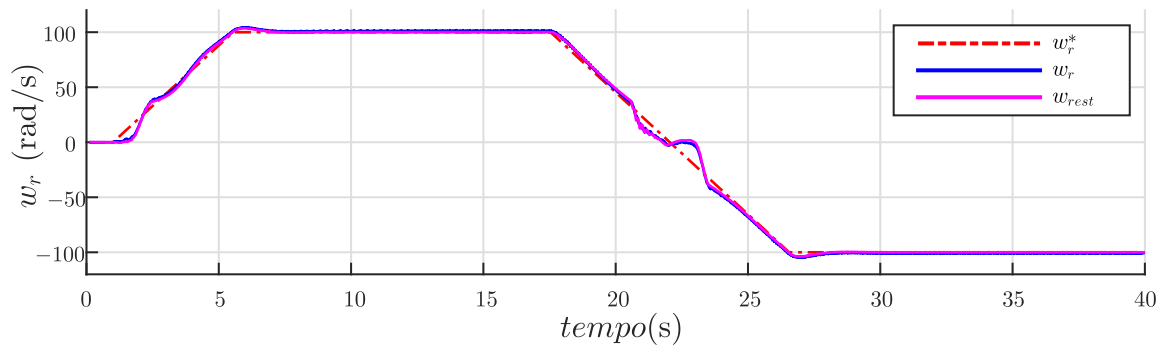
As Figuras 5.33, 5.34, 5.35 e 5.36, apresentam os comportamentos das correntes estatóricas e velocidades estimadas para diversas referências de velocidade.

Figura 5.33 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador BS+SM. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



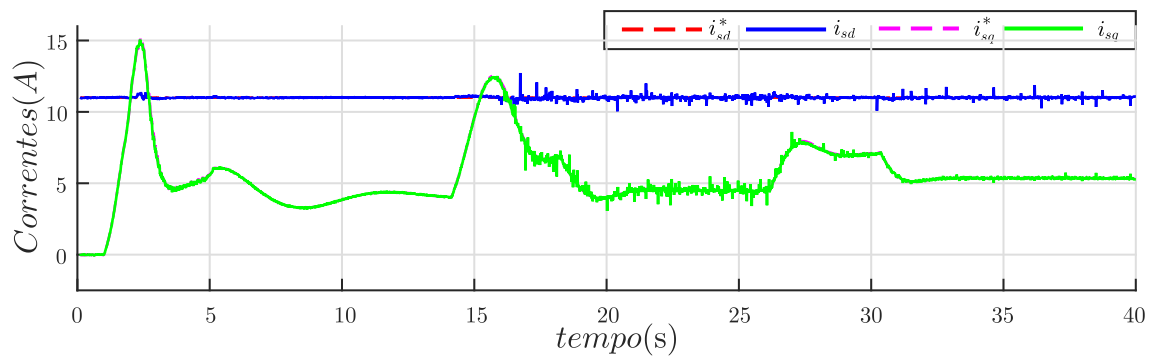
Fonte: Autor.

Figura 5.34 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+OF, observador BS+SM. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



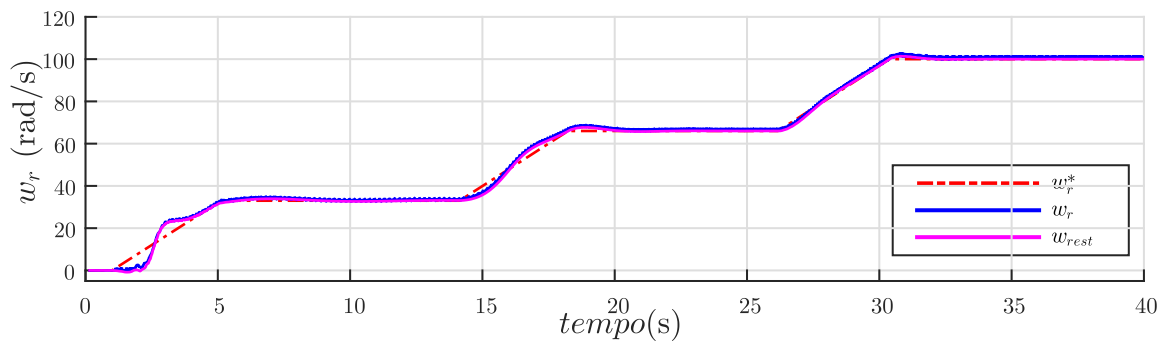
Fonte: Autor.

Figura 5.35 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador BS+SM. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.36 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+OF, observador BS+SM. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



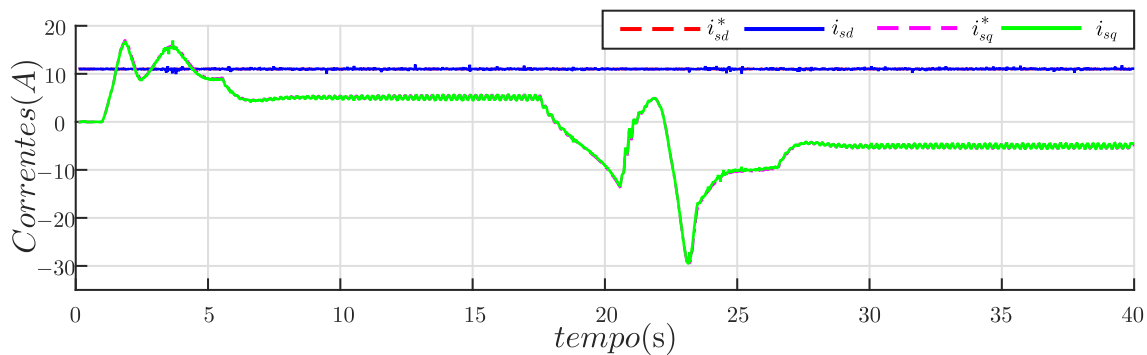
Fonte: Autor.

5.3.2.3 Controlador backstepping baseado no observador de distúrbios (BS+DO)

Nesta seção são apresentados os ensaios realizados para o observador *backstepping* - *sliding mode*, com o controlador de correntes *backstepping* baseado no observador de distúrbios. Os ganhos do controlador são os mesmos apresentados no Capítulo 5.2.3. Os ganhos do observador de velocidade rotórica permanecem os mesmos da seção anterior.

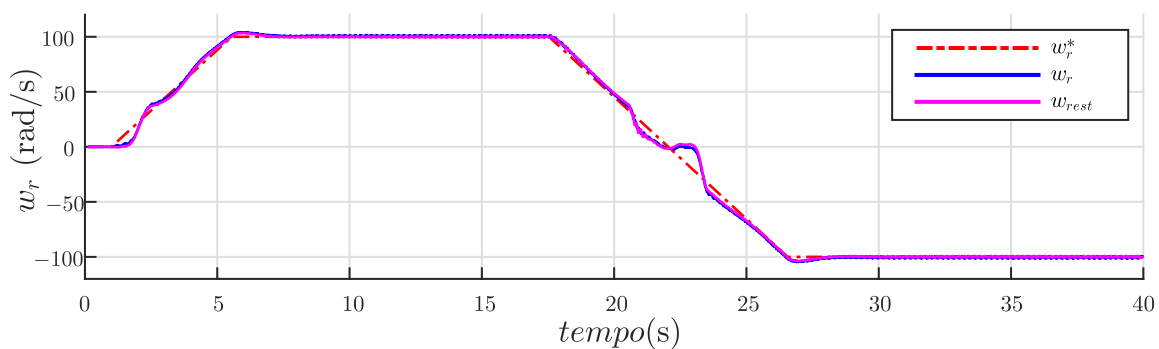
As Figuras 5.37, 5.38, 5.39 e 5.40, apresentam os comportamentos das correntes estáticas e velocidades estimadas para diversas referências de velocidade.

Figura 5.37 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador BS+SM. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



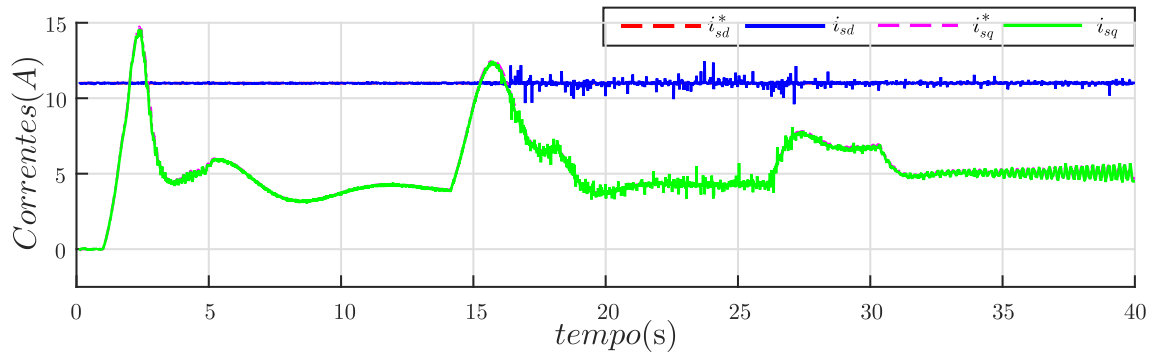
Fonte: Autor.

Figura 5.38 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+DO, observador BS+SM. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



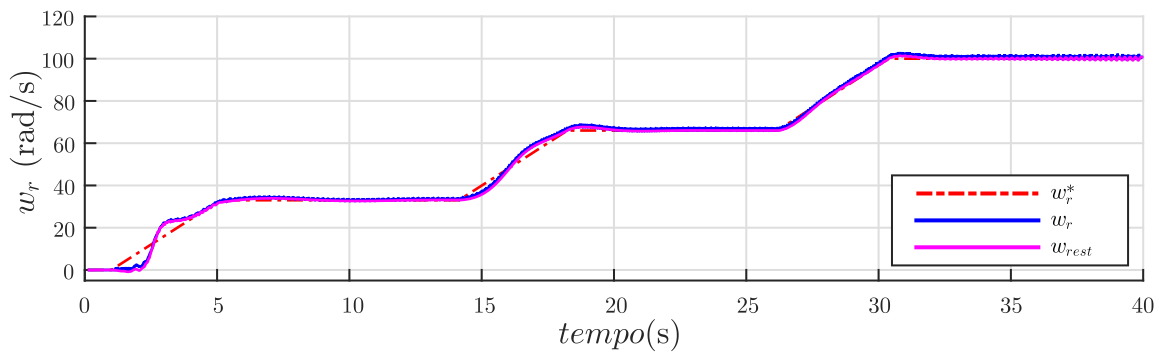
Fonte: Autor.

Figura 5.39 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador BS+SM. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.40 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+DO, observador BS+SM. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



Fonte: Autor.

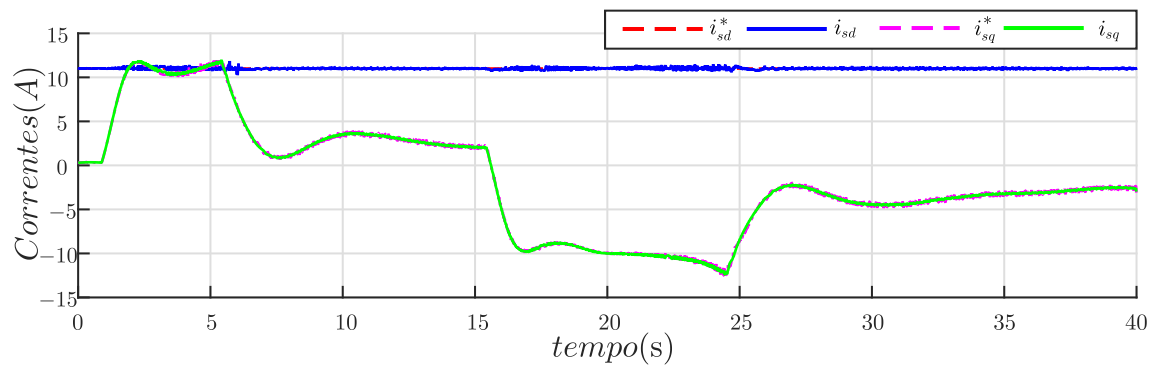
5.3.3 Algoritmo adaptativo baseado no observador de distúrbios (AD-DO)

5.3.3.1 Controlador PI

A exemplo das seções anteriores, os ensaios são repetidos com as mesmas referências de velocidade para diferentes controladores de correntes estatóricas, porém utilizando para estimar a velocidade rotórica um observador adaptativo baseado no observador de distúrbios. Os ganhos para os controladores de correntes PI, são os mesmos que os apresentados no Capítulo 5.3.1.1. Os ganhos do observador de distúrbios são $ld = 200$ e $lq = 200$. Os ganhos do observador de velocidade são $K = 3625$ e $k_w = 0,015$.

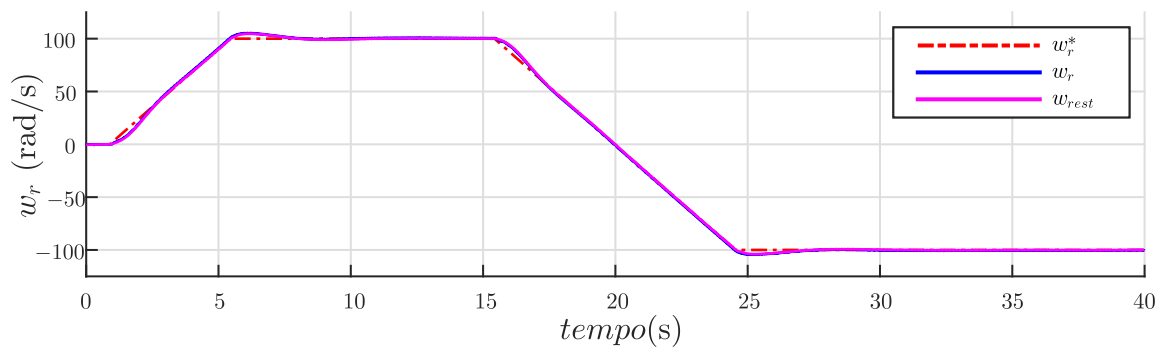
As Figuras 5.41, 5.42, 5.43 e 5.44, apresentam os comportamentos das correntes estatóricas e observador de velocidade para diferentes referências de velocidade rotórica.

Figura 5.41 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador AD+DO. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



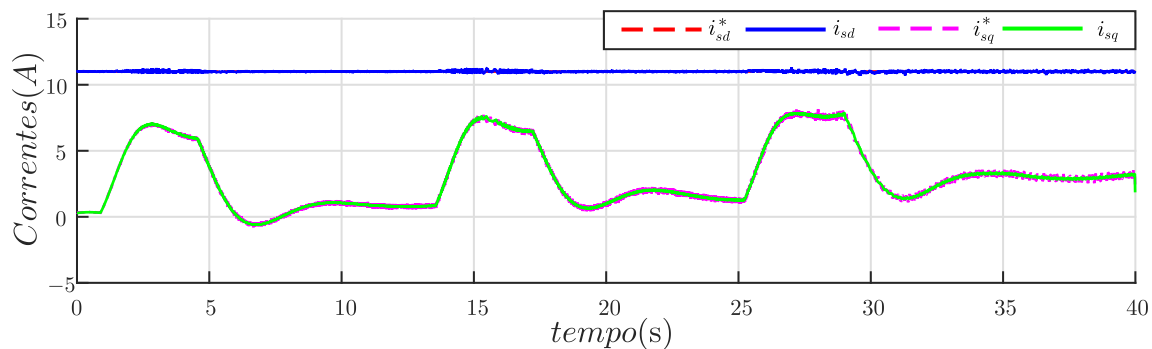
Fonte: Autor.

Figura 5.42 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador PI, observador AD+DO. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



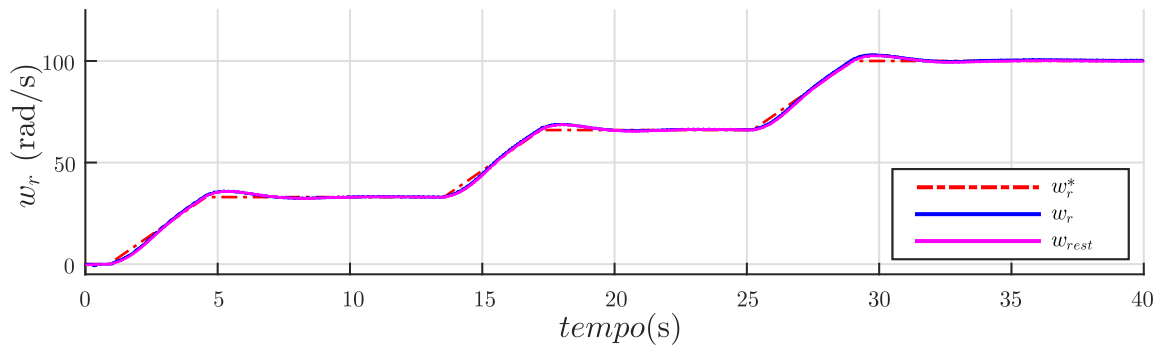
Fonte: Autor.

Figura 5.43 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador PI, observador AD+DO. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.44 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador PI, observador AD+DO. $(\omega_r^*, \hat{\omega}_r, w_r)$



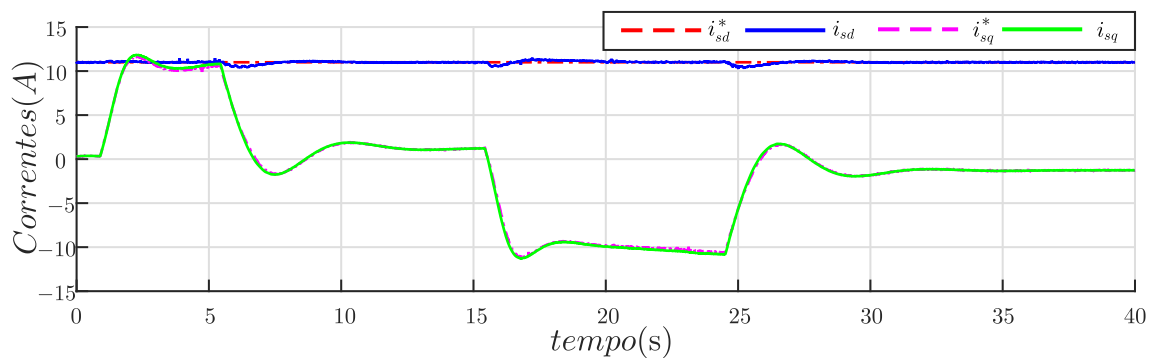
Fonte: Autor.

5.3.3.2 Controlador backstepping baseado no observador de fluxos (BS+OF)

Nesta seção são apresentados os ensaios realizados para o observador adaptativo com base no observador de distúrbios, com o controlador de correntes *backstepping* baseado nos fluxos observados. Os ganhos do controlador são os mesmos apresentados no Capítulo 5.2.2. Os ganhos do observador de velocidade rotórica permanecem os mesmos da seção anterior.

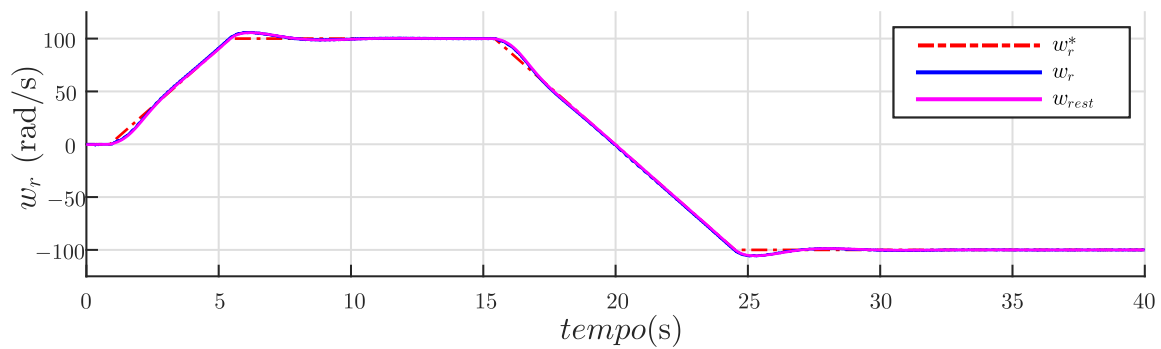
As Figuras 5.45, 5.46, 5.47 e 5.48, apresentam os comportamentos das correntes estáticas e velocidades estimadas para diversas referências de velocidade.

Figura 5.45 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador AD+DO. $(i_{sd}^*, i_{sd}, i_{sq}^*, i_{sq})$



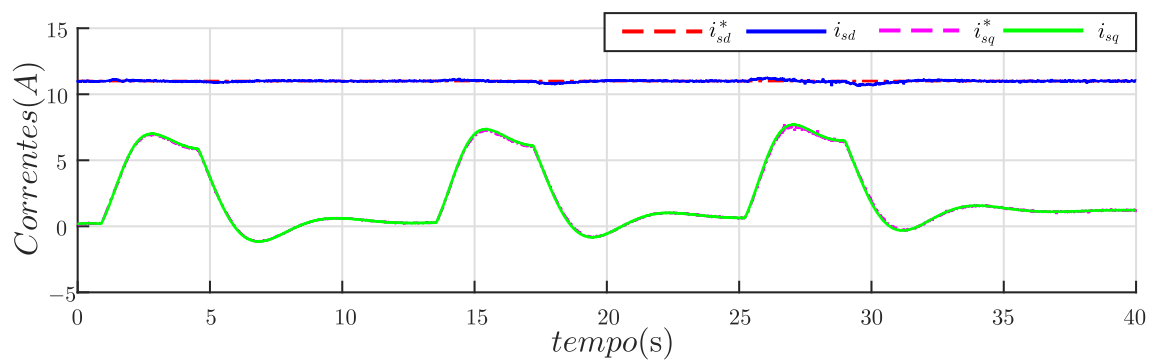
Fonte: Autor.

Figura 5.46 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+OF, observador AD+DO. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



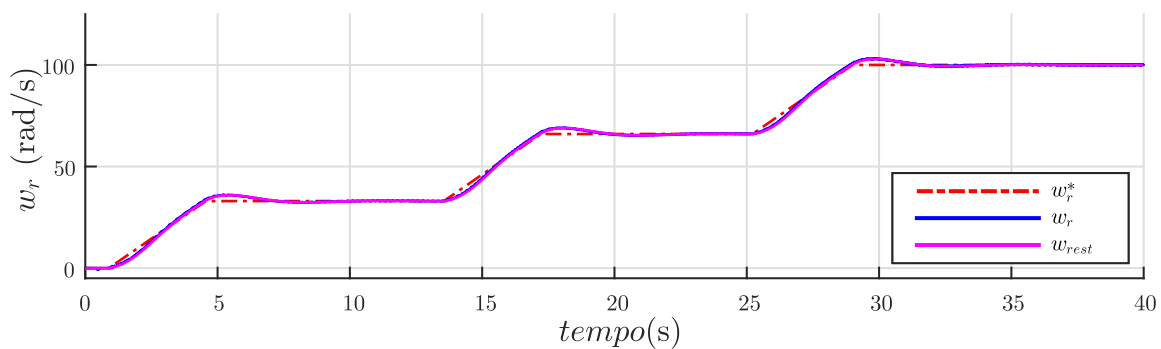
Fonte: Autor.

Figura 5.47 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+OF, observador AD+DO. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.48 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+OF, observador AD+DO. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



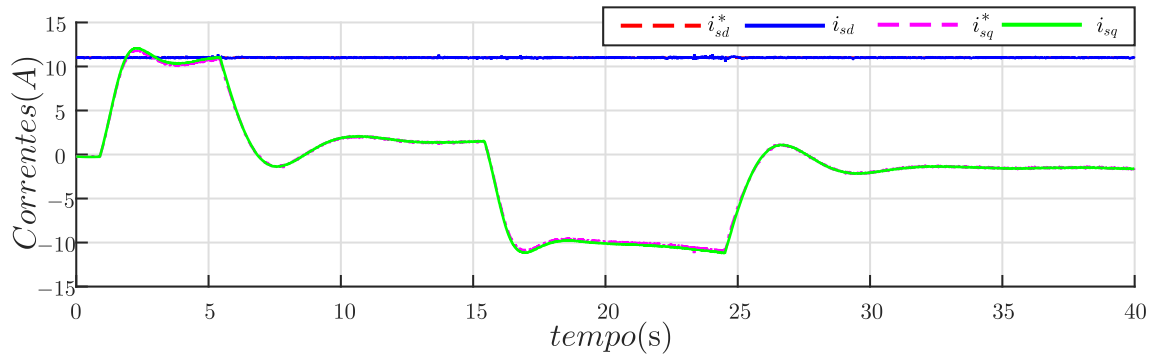
Fonte: Autor.

5.3.3.3 Controlador backstepping baseado no observador de distúrbios (BS+DO)

Seguindo o mesmo procedimento apresentado para os demais controladores, e com as mesmas referências de velocidade foi ensaiado o observador de velocidade rotórica adaptativo baseado nos distúrbios observados, porém com as correntes controladas pelo algoritmo *backstepping* baseado no observador de distúrbios, apresentado no Capítulo 3.3, com os mesmos ganhos, mostrados no Capítulo 5.2.3. Os ganhos do observador de velocidade permanecem os mesmos da seção anterior.

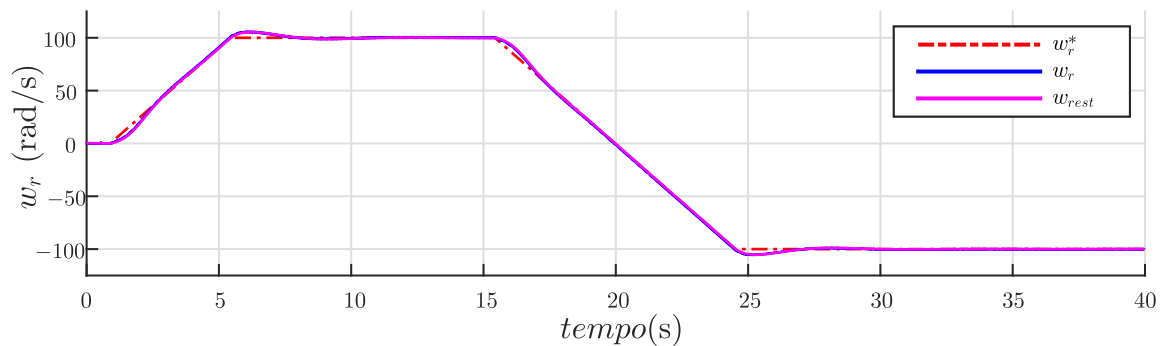
As Figuras 5.49, 5.50, 5.51 e 5.52 mostram os resultados dos ensaios para diferentes situações.

Figura 5.49 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador AD+DO. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



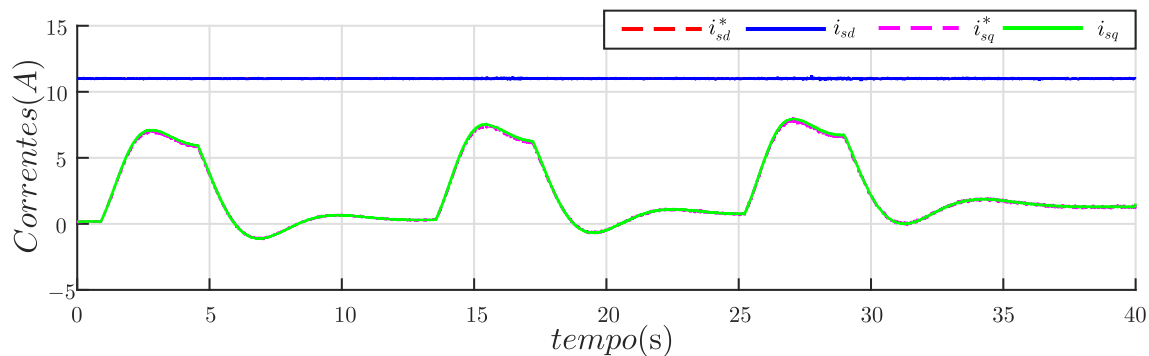
Fonte: Autor.

Figura 5.50 – Velocidade rotórica em aceleração e passagem por zero, controlador BS+DO, observador AD+DO. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



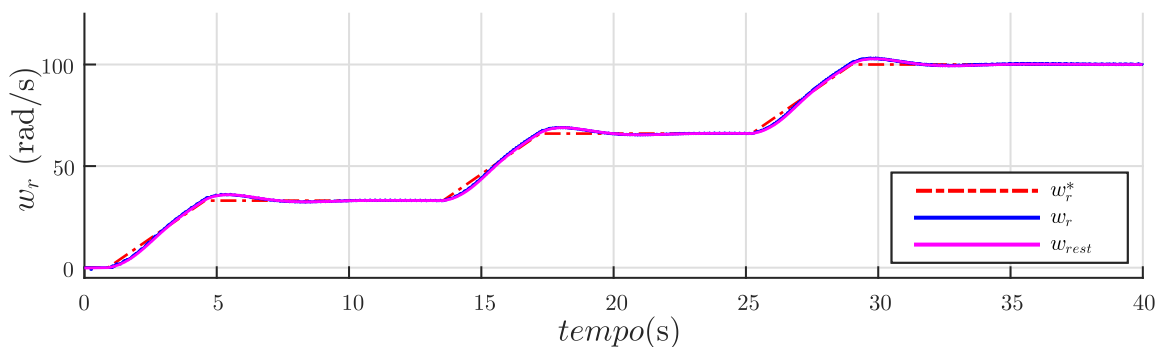
Fonte: Autor.

Figura 5.51 – Correntes de eixo direto e em quadratura, controlador BS+DO, observador AD+DO. (i_{sd}^* , i_{sd} , i_{sq}^* , i_{sq})



Fonte: Autor.

Figura 5.52 – Velocidade rotórica em aceleração, controlador BS+DO, observador AD+DO. (ω_r^* , $\hat{\omega}_r$, w_r)



Fonte: Autor.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os ensaios dos controladores de correntes abordados no Capítulo 3 e dos observadores discutidos no Capítulo 4. Foram realizados ensaios experimentais a fim de validar o desenvolvimento teórico realizado.

Todos os métodos de controle de corrente desenvolvidos tiveram validação experimental. Porém, o que apresentou melhor resultado, principalmente em termos de desacoplamento de correntes foi o controlador *backstepping* baseado em observador de distúrbios, que teve uma resposta mais rápida e com baixa influência da variação de i_{sq} em i_{sd} , validando os resultados obtidos em simulação.

Com relação aos observadores desenvolvidos, o algoritmo *Z-Type* foi o que apresentou melhor o melhor rastreamento da referência de velocidade, porém não foi possível um ensaio satisfatório com inversão de velocidade pois apresenta erros de estimação em baixas velocidades. Dentre os controladores o que melhor se ajustou a técnica foi o *backstepping*

baseado na observação de distúrbios.

O observador *backstepping - sliding mode* rastreou adequadamente a referência em velocidades mais elevadas porém em baixas velocidade houve erro de rastreamento.

O observador de velocidade adaptativo baseado no observador de distúrbios tem um bom rastreamento em altas e baixas velocidades. O controlador de correntes que obteve melhor resultado com a técnica foi o *backstepping* baseado em observador de distúrbios e apresentou baixo impacto em i_{sd} frente as mudanças na corrente i_{sq} .

6 CONCLUSÃO

A presente dissertação apresentou o desenvolvimento de estratégias para controle das correntes estatóricas, de um motor de indução, através do procedimento *backstepping*. Duas abordagens foram propostas, uma baseada em um observador de fluxos rotóricos e outra em um observador de distúrbios. Além disso, foram abordados três observadores de velocidade rotórica duas baseadas em *backstepping* e outra baseada numa lei adaptativa a partir de uma candidata a *Lyapunov*, utilizando como base o distúrbio observado.

O primeiro capítulo abordou a relevância dos motores elétricos no cenário nacional, principalmente quanto a quantidade e energia elétrica utilizada por estes. Além disso, discorreu-se sobre importância dos motores elétricos quanto a sua eficiência e contribuições para mitigar a emissão de poluentes na atmosfera. Diante disso, o estudo e aprimoramento de técnicas de controle mostrou-se relevante. Na sequência foi realizado um levantamento de trabalhos que tratam sobre esquemas de controle mais utilizados, bem como as técnicas mais comumente aplicadas ao controle de correntes estatóricas e observação de velocidade rotórica.

O segundo capítulo apresentou o algoritmo *backstepping*, uma técnica recursiva utilizada para construção de leis de controle de realimentação obtidas a partir de funções candidatas *Lyapunov*. Foi realizada uma revisão bibliográfica onde foi apresentado exemplos de utilização da técnicas em diversos tipos de aplicação. Após foi apresentada a teoria da técnica *backstepping* e apresentado exemplos em aplicações na estabilização de sistemas e rastreamento de referências.

No terceiro capítulo foram propostas técnicas de controle, utilizando o método de projeto *backstepping*. Foram apresentadas duas abordagens: a primeira, utilizando um observador de fluxos obtido através de algoritmo *backstepping*; e a segunda utilizando um observador de distúrbios. Foram realizadas simulações para validação das técnicas propostas.

Conforme verificado nos resultados de simulação, a técnica que apresenta o melhor rastreamento de referência, com menor acoplamento entre as correntes estatóricas, foi a *backstepping* baseada em observador de distúrbios.

No capítulo quatro foram apresentados três estimadores de velocidade rotórica, com o objetivo de eliminar a utilização de sensores de velocidade para o acionamento de motores. O primeiro observador apresentado foi o *Z-Type Backstepping Observer*, que foi desenvolvido por (MORAWIEC; GUZINSKI, 2014), com o objetivo de verificar sua eficiência e servir como base de estudo para os observadores propostos.

Um observador, baseado em modelo estendido, com variáveis $L_{\alpha,\beta}$, compostas com as informações de fluxos rotóricos e velocidade observada foi estudado. As variáveis $L_{\alpha,\beta}$ foram obtidas através de um observador *backstepping* e um observador *sliding mode*, o erro entre as duas estimativas foi utilizado para compor uma lei adaptativa para obtenção

da velocidade rotórica.

Além disso, foi estudada uma lei adaptativa utilizando as variáveis estendidas $L_{\alpha,\beta}$, onde o erro entre as variáveis estendidas e os distúrbios estimados, no referencial $\alpha\beta$, foram comparados. O erro entre estas grandezas foi utilizado na lei adaptativa para obter a estimativa da velocidade rotórica.

O quinto capítulo apresentou os resultados experimentais, onde foram realizados ensaios, em uma bancada experimental, que utiliza um motor de indução trifásico acoplado a um motor síncrono de ímãs permanentes. Os algoritmos foram desenvolvidos e executados no DSP TMS320F28335.

6.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho contribuiu com as seguintes propostas:

- Desenvolvimento da técnica de controle para correntes estatóricas com algoritmo *backstepping*, para motores de indução trifásicos, baseado em observador de fluxos;
- Aplicação da técnica de controle para correntes estatóricas, com algoritmo *backstepping* baseada em observador de distúrbios, para motores de indução trifásicos;
- Desenvolvimento de observador de velocidade rotórica, baseado em algoritmo *backstepping* e *sliding mode*;
- Desenvolvimento de observador de velocidade rotórica através de lei adaptativa, obtida a partir de candidata *Lyapunov*, baseada em observador de distúrbios.

6.2 ARTIGOS PUBLICADOS

C. VOLPATO, L. NECKEL, T. S. GABBI e R. P. VIEIRA, Estimação da velocidade rotórica de um motor de indução utilizando algoritmo *Backstepping* e observador *Sliding Mode*. **INDUSCON 2016 - 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**, Nov 2016.

Submetido, data limite para confirmação aceite 22/07/2017. L. NECKEL, C. VOLPATO, F. SCALCON, T. S. GABBI, H. GRÜNDLING e R. P. VIEIRA, Sensorless Control of Induction Motor drives based on Disturbance Observer and Backstepping Current Controller. Submetido a 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IES).

6.3 TRABALHOS FUTUROS

- Desenvolvimento de procedimento para obtenção do ganho ótimo para os Controladores e Observadores baseados em *Backstepping*;
- Desenvolvimento de equações discretas para o controlador e observador baseado no algoritmo *Backstepping*;
- Análise da estabilidade dos controladores e observadores *Backstepping* apresentados;

REFERÊNCIAS

- BARUT, M.; BOGOSYAN, S.; GOKASAN, M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended kalman filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 272–280, Feb 2007. ISSN 0278-0046.
- BOSE, B. K. Adjustable speed ac drives - a technology status review. **Proceedings of the IEEE**, v. 70, n. 2, p. 116–135, Feb 1982. ISSN 0018-9219.
- CENGEL, Y. A.; BOLES, M. A. Thermodynamics: an engineering approach. **Sea**, v. 1000, p. 8862, 2002.
- CHEN, W.-H. Disturbance observer based control for nonlinear systems. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 9, n. 4, p. 706–710, Dec 2004. ISSN 1083-4435.
- CHIASSON, J. **Modeling and high performance control of electric machines**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. v. 26.
- FINCH, J.; GIAOURIS, D. Controlled AC electrical drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 2, p. 481–491, 2008. ISSN 0278-0046.
- FOSSEN, T. I.; STRAND, J. P. Tutorial on nonlinear backstepping: Applications to ship control. **Modeling, identification and control**, Norsk Forening for Automatisering (NFA), v. 20, n. 2, p. 83, 1999.
- FREEMAN, R.; KOKOTOVIC, P. V. Design of 'softer' robust nonlinear control laws. **Automatica**, Elsevier, v. 29, n. 6, p. 1425–1437, 1993.
- GABBI, T. S. **Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- GABBI, T. S.; GRÜNDLING, H. A.; VIEIRA, R. P. Sliding mode current control based on disturbance observer applied to permanent magnet synchronous motor. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P.; PARKER, S. G. Current regulation strategies for vector-controlled induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 10, p. 3680–3689, Oct 2012. ISSN 0278-0046.
- HOLTZ, J. Sensorless control of induction motor drives. **Proceedings of the IEEE**, v. 90, n. 8, p. 1359–1394, Aug 2002. ISSN 0018-9219.
- _____. Sensorless control of induction machines: With or without signal injection? **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 1, p. 7–30, feb. 2005. ISSN 0278-0046.

- JAFARZADEH, S.; LASCU, C.; FADALI, M. S. State estimation of induction motor drives using the unscented kalman filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 11, p. 4207–4216, Nov 2012. ISSN 0278-0046.
- KANELLAKOPOULOS, I.; KOKOTOVIC, P. V.; MORSE, A. S. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 36, n. 11, p. 1241–1253, Nov 1991. ISSN 0018-9286.
- KHALIL, H. K. **Nonlinear Systems**. [S.l.]: Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- KIM, S. et al. Maximum torque per ampere (mtpa) control of an ipm machine based on signal injection considering inductance saturation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 488–497, Jan 2013. ISSN 0885-8993.
- KOKOTOVIC, P.; ARCAK, M. Nonlinear and adaptive control: An abbreviated status report. In: **9th mediterranean conference on control and automation**. [S.l.: s.n.], 2001. p. 27–29.
- KRAUSE OLEG WASYNCZUK, S. D. S. S. P. P. C. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3rd edition. ed. [S.l.]: Wiley-Blackwell, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 111802429X,9781118024294.
- KRZEMINSKI, Z. Observer of induction motor speed based on exact disturbance model. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2294–2299.
- KULTERER R. WERLE, P. L. C. U. B. M. E. K. **Policy Guidelines for Electric Motor Systems, Part 2: Toolkit for Policy Makers**. [S.l.], 2015. 8 p.
- LEONHARD, W. **Control of electrical drives**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- LIU, X. et al. Backstepping control with speed estimation of pmsm based on mras. **Automatic Control and Computer Sciences**, v. 50, n. 2, p. 116–123, 2016. ISSN 1558-108X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.3103/S0146411616020036>>.
- MACNAB, C. J. B. Neural-adaptive backstepping for flexible-joint robots with neither extra parameters, extra networks, nor robust terms. In: **2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 854–859.
- MARINO, R.; TOMEI, P. Global adaptive output-feedback control of nonlinear systems. i. linear parameterization. **IEEE Transactions on Automatic Control**, IEEE, v. 38, n. 1, p. 17–32, 1993.
- MME, M. d. M. e. E. **Plano Nacional de Eficiência Energética**. [S.l.], 2011. 29 p. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/web/guest/publicacoes-e-indicadores/plano-nacional-de-eficiencia-energetica>>.

_____. **Aneel estimula troca de motores elétricos para promover eficiência energética.** [S.l.], 2015. Acessado: 2017-04-04. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2015/11/aneel-estimula-troca-de-motores-eletricos-para-promover-eficiencia-energetica>>.

MORAWIEC, M.; GUZINSKI, J. Sensorless control system of an induction machine with the z type backstepping observer. In: **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 896–901. ISSN 2163-5137.

PAREKH, R. Ac induction motor fundamentals. **Microchip Technology Inc**, 2003.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929. ISSN 0096-3860.

_____. _____. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, IEEE, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.

RAO, S.; BUSS, M.; UTKIN, V. Simultaneous state and parameter estimation in induction motors using first- and second-order sliding modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 9, p. 3369–3376, sept. 2009. ISSN 0278-0046.

RASHED, M.; STRONACH, A. F. A stable back-emf mras-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 151, n. 6, p. 685–693, Nov 2004. ISSN 1350-2352.

ROY, T. K. et al. Nonlinear adaptive backstepping controller design for trajectory flight control of uahs. In: **2017 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 69–74.

RUPPRECHT L. WERNER, C. N. G. Field-oriented control of a standard ac motor using microprocessors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-16, p. 186–192, march 1980. ISSN 0093-9994.

SONG, Y. n.; XU, R. h.; WANG, Q. r. Study on ship dynamic positioning using backstepping stochastic nonlinear controller with observer. In: **2016 35th Chinese Control Conference (CCC)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 9866–9871.

TRABELSI, R. et al. Backstepping control for an induction motor with an adaptive backstepping rotor flux observer. In: **Control Automation (MED), 2010 18th Mediterranean Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 5–10.

TRZYNADLOWSKI, A. **The field orientation principle in control of induction motors**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013.

UTKIN, V. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 23–36, feb 1993. ISSN 0278-0046.

VACLAVEK, P.; BLAHA, P. Analysis of observability conditions for ac induction machine sensorless control. In: **2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2262–2267. ISSN 2163-5137.

VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. [S.l.]: Oxford Univ. Press, 1998.

VIEIRA, R. P. **Servocontrole de Velocidade Aplicado a Motores de Indução Monofásicos sem Sensores Mecânicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.

VIEIRA, R. P.; GABBI, T. S.; GRÜNDLING, H. A. Sensorless decoupled im current control by sliding mode control and disturbance observer. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 844–849. ISSN 1553-572X.

_____. Combined discrete-time sliding mode and disturbance observer for current control of induction motors. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, p. 1–9, 2017. ISSN 2195-3899. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s40313-017-0307-1>>.

VIEIRA, R. P. et al. Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4573–4582, Sept 2014. ISSN 0278-0046.

VOLPATO, C. et al. Estimação da velocidade rotórica de um motor de indução utilizando algoritmo backstepping e observador sliding mode. **Induscon 2016 - 12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**, Novembro 2016.

WEKHOVEN R. WERLE, C. U. B. S. J. J. T. M. D. M. van. **Energy efficiency roadmap for electric motors and motors systems**. [S.l.], 2015. 8 p.

XIONG, B. et al. State of charge estimation of vanadium redox flow battery based on sliding mode observer and dynamic model including capacity fading factor. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 1949-3029.

YOUNEYAMA, A. **Teoria Matemática de Sistemas**. Arte & Ciência, 2002. ISBN 9788574730745. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=Ve5Jd2Mt9wAC>>.

ZUO, Z.; MALLIKARJUNAN, S. \mathcal{L}_1 adaptive backstepping for robust trajectory tracking of uavs. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 4, p. 2944–2954, April 2017. ISSN 0278-0046.

APÊNDICES

Apêndice A – Modelagem do Motor de Indução Trifásico

Este apêndice visa apresentar o princípio de operação e modelagem matemática do Motor de Indução Trifásico (MIT). As leis de controle e observação de estado desenvolvidos nesta dissertação serão aplicadas no MIT aqui modelado. O modelo utilizado foi o proposto em (KRAUSE OLEG WASYNCZUK, 2013).

O modelo dinâmico é obtido em forma das tensões trifásicas do motor, em seguida é aplicada a transformada de Clark ($\alpha\beta$) onde as grandezas são transformadas para um sistema bifásico equilibrado. No sistema bifásico equilibrado é aplicada a transformada de Park (dq), onde é obtido um modelo com as grandezas no referencial síncrono. O modelo em coordenadas $\alpha\beta$ é utilizado para observação das correntes, fluxos e velocidade. Já o modelo em coordenadas dq é utilizado para aplicação das técnicas de controle apresentadas.

A.0.1 Princípio de Funcionamento

Os motores elétricos são constituídos de um sistema estacionário, também chamado de estator, e um sistema rotativo, o rotor, que são acoplados magneticamente.

Um MIT é alimentado por uma fonte de tensão trifásica balanceada que faz com que correntes elétricas fluam nos enrolamentos do estator, com isso, uma Força Magneto Motriz (FMM) é estabelecida no entreferro.

Tratando-se de MIT, a velocidade de rotação do rotor é diferente da velocidade síncrona imposta pela frequência da fonte de tensão, com isso, correntes trifásicas são induzidas nos enrolamentos curto-circuitados do rotor.

As correntes induzidas no rotor irão produzir uma FMM no entreferro que gira a uma velocidade correspondente a frequência das correntes induzidas no rotor.

A interação entre as FMMs, do estator e rotor, resulta em um conjugado eletromagnético que tende a arrastar o rotor no sentido de rotação da FMM do estator.

Contudo, quando o rotor está girando em sincronismo com a FMM, produzida pelas correntes circulantes no estator, nenhum torque é produzido, porque nenhuma corrente é induzida nos enrolamentos curto-circuitados do rotor.

A.0.2 Transformada de Park

Em meados dos anos 1920, R.H. Park formulou uma mudança de variáveis que substituíram as variáveis (tensões, correntes e fluxos) associados aos enrolamentos do estator de uma máquina trifásica, por variáveis fictícias associadas que rodam na velocidade

angular do rotor. Esta mudança de variáveis é descrita como transformação de referencial das variáveis do estator para uma referência fixa no rotor. Esta transformação revolucionou a análise de máquinas elétricas (KRAUSE OLEG WASYNCZUK, 2013; PARK, 1929b).

A transformação de variáveis trifásicas para o referencial arbitrário pode ser escrita da seguinte forma,

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{K}(\theta) \mathbf{f}_{abc} \quad (\text{A.1})$$

onde,

$$(\mathbf{f}_{qd0})^T = \begin{bmatrix} f_q & f_d & f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$(\mathbf{f}_{abc})^T = \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$K(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

a posição angular está associada a velocidade para o referencial arbitrário é,

$$\theta = \int \omega dt. \quad (\text{A.5})$$

A transformada inversa é dada por,

$$\mathbf{f}_{abc} = [\mathbf{K}(\theta)]^{-1} \mathbf{f}_{qd0} \quad (\text{A.6})$$

onde,

$$[K(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

Nas equações das transformadas f pode representar tensões, correntes, fluxos ou carga elétrica.

O deslocamento angular θ deve ser contínuo, entretanto, a velocidade angular com a mudança de variável não é especificada. A referência pode girar em qualquer velocidade angular constante ou variável, ou pode permanecer parado.

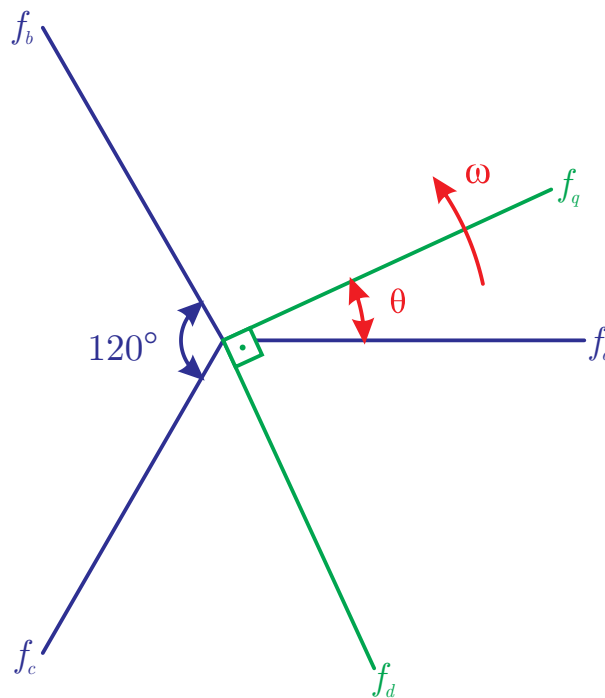
A definição de arbitrário se dá pelo fato de que a velocidade angular da transformação não é especificada e pode ser selecionada arbitrariamente para acelerar a solução

das equações do sistema ou para satisfazer as restrições do sistema.

A mudança de variáveis pode ser aplicada a qualquer forma de onda e sequencia de tempo, contudo, para um sistema elétrico trifásico, a transformação dada é apropriada para uma sequência abc.

Visualizando as equações de transformação como relações trigonométricas entre variáveis, as equações de transformação podem ser analisadas como se as variáveis f_q e f_d , perpendiculares entre si, girassem a uma velocidade angular ω , e as variáveis f_a , f_b e f_c podem ser consideradas direcionadas e deslocadas entre si por 120° .

Figura A.1 – Relações trigonométricas entre a transformação f_{abc} para f_{dq} .



Fonte: Autor.

O total de potência expressa através das variáveis $dq0$ deve ser igual a potência expressa em abc , assim,

$$P_{dq0} = P_{abc} \tag{A.8}$$

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \tag{A.9}$$

$$P_{dq0} = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d + 2v_0 i_0). \tag{A.10}$$

Os referenciais comumente utilizando em análise de máquinas elétricas são: o referencial arbitrário, estacionário, rotor e síncrono, conforme tabela abaixo.

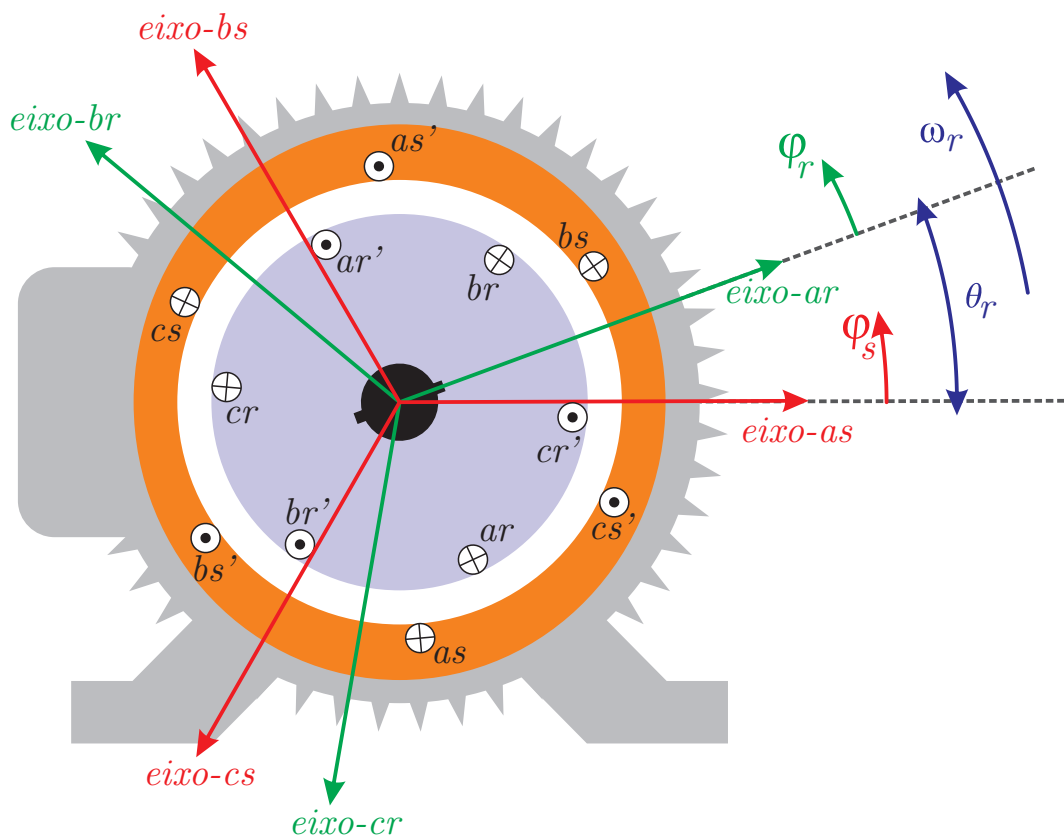
Tabela A.1 – Tipos de transformação de referencial.

Ref.	Descrição	Variáveis	Transformação
ω	Referência arbitrária	f_q, f_d e f_0	K_{dq0}
0	Referência estacionária	f_α, f_β e f_0	$K_{\alpha\beta}$
ω_r	Referência fixa na velocidade do rotor	f_q^r, f_d^r e f_0^r	K_{dq0}^r
ω_e	Referência fixa na velocidade síncrona	f_q^e, f_d^e e f_0^e	K_{dq0}^e

A.0.3 Equações de tensões do Motor de Indução Trifásico

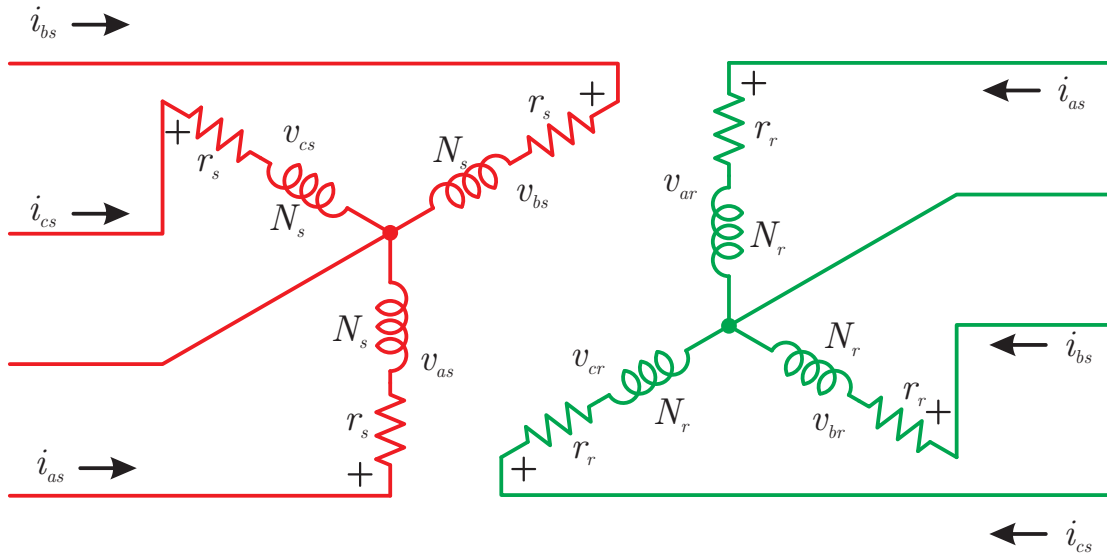
Dado um motor trifásico, com 2 polos conectado em estrela, mostrado na figura A.2. Considerando que os enrolamentos são distribuídos em 120° , com o número de espiras N_r e resistências r_r iguais.

Figura A.2 – Representação gráfica de um motor de indução trifásico, com 2 polos.



Fonte: Autor.

Figura A.3 – Circuito equivalente de um motor de indução trifásico, com 2 polos, ligação em estrela.



Fonte: Autor.

As equações das tensões são dadas por:

$$\mathbf{v}_s^{abc} = \mathbf{r}_s^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} + p \boldsymbol{\lambda}_s^{abc} \quad (\text{A.11})$$

$$\mathbf{v}_r^{abc} = \mathbf{r}_r^{abc} \mathbf{i}_r^{abc} + p \boldsymbol{\lambda}_r^{abc}, \quad (\text{A.12})$$

onde,

$$\mathbf{r}_s^{abc} = \begin{bmatrix} r_{as} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{r}_r^{abc} = \begin{bmatrix} r_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & r_{br} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

$$\left(\mathbf{i}_s^{abc} \right)^T = \left[i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \right] \quad (\text{A.15})$$

$$\left(\mathbf{i}_r^{abc} \right)^T = \left[i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr} \right] \quad (\text{A.16})$$

$$\left(\boldsymbol{\lambda}_s^{abc} \right)^T = \left[\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs} \right] \quad (\text{A.17})$$

$$\left(\boldsymbol{\lambda}_r^{abc} \right)^T = \left[\lambda_{ar} \quad \lambda_{br} \quad \lambda_{cr} \right]. \quad (\text{A.18})$$

Nas equações o índice 's' se refere aos parâmetros associados ao estator, e o índice 'r' refere-se aos parâmetros do rotor.

As equações dos fluxos magnéticos são dadas por,

$$\lambda_s^{abc} = L_s i_s^{abc} + L_{sr} i_r^{abc} \quad (\text{A.19})$$

$$\lambda_r^{abc} = L_r i_r^{abc} + L_{sr} i_s^{abc}, \quad (\text{A.20})$$

onde as indutâncias dos enrolamentos são,

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}, \quad (\text{A.23})$$

onde, L_{ls} e L_{lr} são, respectivamente, a indutância própria do estator e do rotor. E L_{ms} e L_{mr} são, a indutância mútua do estator e do rotor. L_{sr} é a amplitude das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor.

Segundo (KRAUSE OLEG WASYNCZUK, 2013) a maioria dos motores de indução não são com rotores bobinados, mas sim do tipo gaiola de esquilo, onde a corrente flui em barras magnéticas de cobre ou alumínio uniformemente distribuídas e embutidas em material ferromagnético com as barras terminando em um anel comum em cada extremidade do rotor. Para um enrolamento uniformemente distribuído é adequado representá-lo por sua componente senoidal fundamental e é representado por um enrolamento trifásico equivalente.

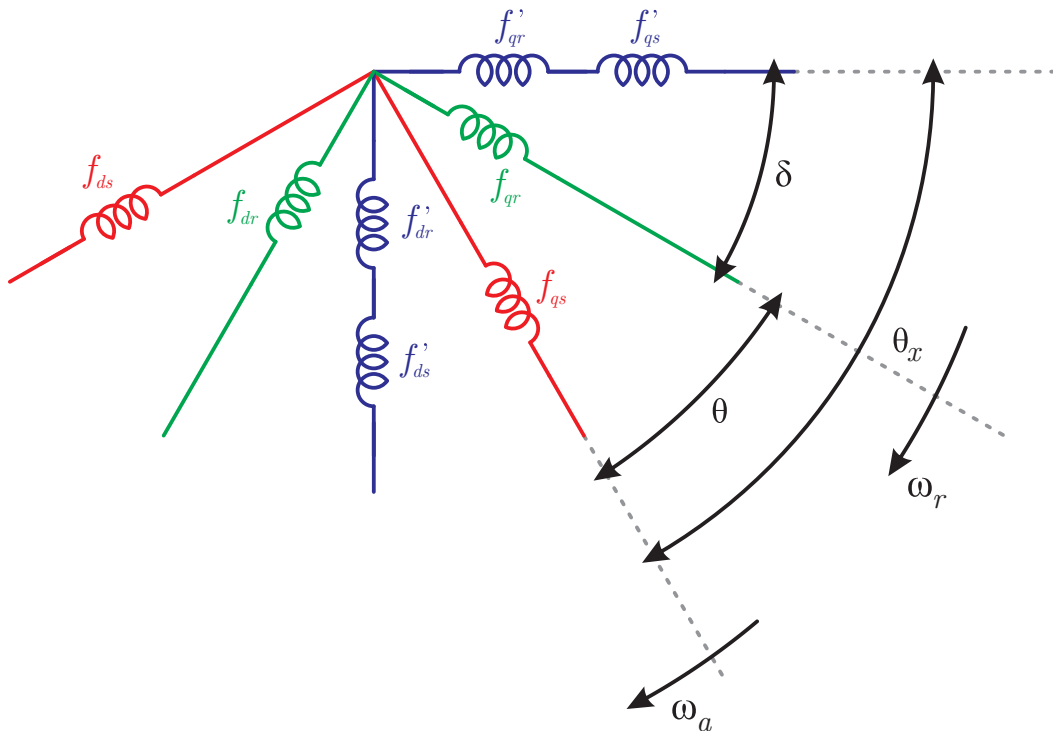
Em uma máquina física os condutores do rotor são geralmente inclinados. Ou seja, os condutores não são colocados no plano do eixo de rotação do rotor. Em vez disso, os condutores são ligeiramente inclinados, geralmente na largura da ranhura, com o eixo de rotação. Este tipo de arranjo de condutores ajuda a reduzir a magnitude de torques harmônicos que resultam em harmônicas nas ondas de FMM. Supor que a máquina de indução é linear (sem saturação) e a FMM livre de harmônicos é uma simplificação que

na maioria das aplicações pode prever adequadamente o comportamento da máquina.

As velocidades do campo magnético do estator e do rotor giram em velocidades diferentes. Assim, é necessário referenciar suas variáveis em uma mesma referência.

Observando a Figura A.4, é possível relacionar as variáveis do estator e do rotor em função dos ângulos δ e θ_x , onde θ_x é o ângulo entre f'_{dq0} e f_{dq0} . As componentes de sequência zero não são representadas, pois são causadas pelo desbalanceamento de tensões na alimentação da máquina.

Figura A.4 – Representação trigonométrica dos ângulos entre o estator e rotor.



Fonte: Autor.

As variáveis f'_{dq0} e f_{dq0} são relacionadas através da matriz de transformação K_x , dada por,

$$K_x = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \text{sen}(\delta) & 0 \\ -\text{sen}(\delta) & \cos(\delta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

onde,

$$\delta = \theta_x - \theta \quad (\text{A.25})$$

e,

$$\theta = \int \omega_r dt. \quad (\text{A.26})$$

Para obter as equações de tensões e correntes do MIT no eixo de referência arbi-

trário em um sistema de coordenadas em quadratura $dq0$ é necessário aplicar a matriz de transformação (A.24) a equações de tensões (A.11) e (A.12).

Assim,

$$\mathbf{v}_s^{dq0} = \mathbf{r}_s^{dq} \dot{\mathbf{i}}_s^{dq0} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_s^{dq0} + p \boldsymbol{\lambda}_s^{dq0} \quad (\text{A.27})$$

e,

$$\mathbf{v}_r^{dq0} = \mathbf{r}_r^{dq0} \dot{\mathbf{i}}_r^{dq0} + (\omega_a - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_r^{dq0} + p \boldsymbol{\lambda}_r^{dq0}. \quad (\text{A.28})$$

As equações dos fluxos (A.19) e (A.19), aplicando a transformação são dadas por,

$$\boldsymbol{\lambda}_s^{dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.29})$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r^{dq0} = \begin{bmatrix} \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

$$\mathbf{r}_s^{dq0} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

$$\mathbf{r}_r^{dq0} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}. \quad (\text{A.32})$$

De (A.27) e (A.28), as equações de tensões são,

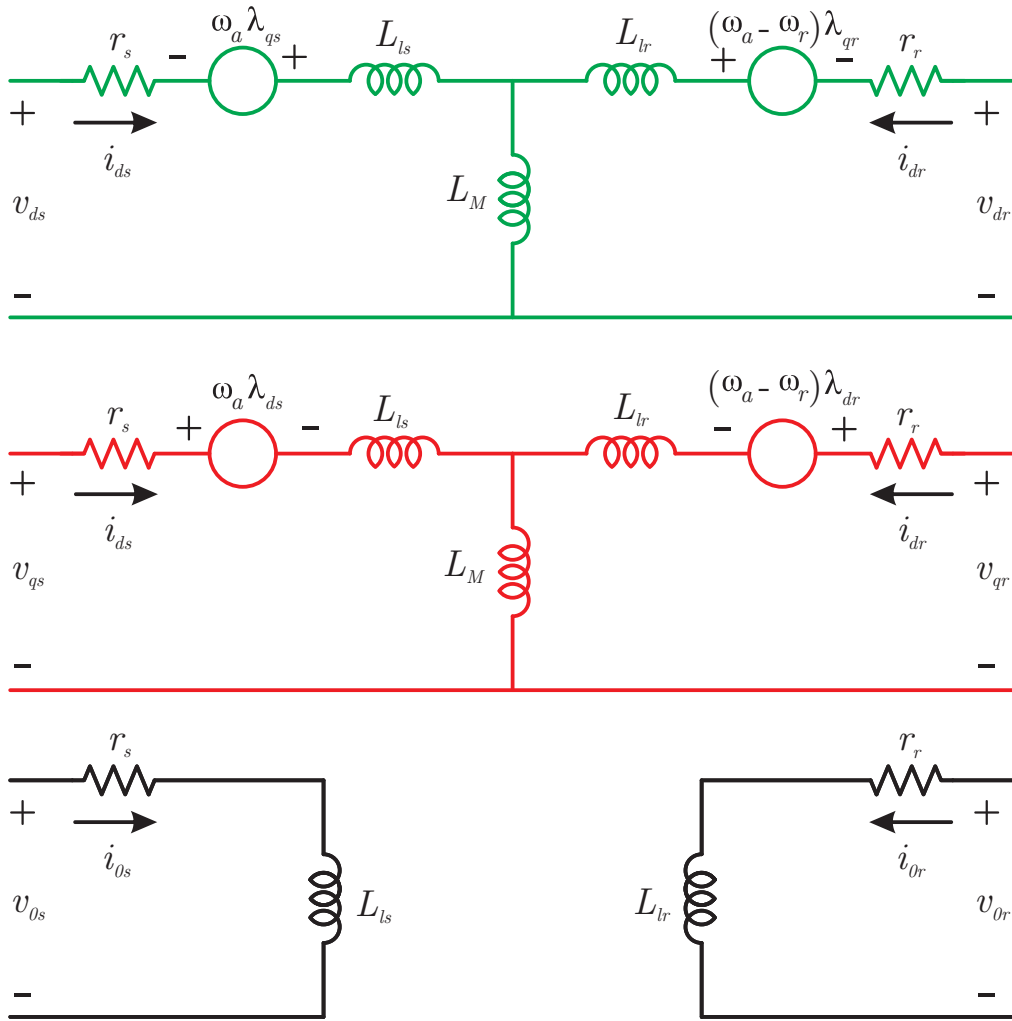
$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_a (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) + p (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) \quad (\text{A.33})$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_a (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) + p (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) \quad (\text{A.34})$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_a - \omega_r) (L_m i_{ds} + L_r i_{dr}) + p (L_m i_{qs} + L_r i_{qr}) \quad (\text{A.35})$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_a - \omega_r) (L_m i_{qs} + L_r i_{qr}) + p (L_m i_{ds} + L_r i_{dr}). \quad (\text{A.36})$$

Figura A.5 – Circuito equivalente de um motor de indução trifásico, com 2 polos, ligação em estrela, referenciado no eixo arbitrário dq .



Fonte: (KRAUSE OLEG WASYNCZUK, 2013).

Considerando que as tensões no rotor são iguais a zero, devido as barras curto-circuitadas do rotor gaiola de esquilo, obtemos a derivada das correntes, de (A.35) e (A.36), dadas por,

$$\dot{i}_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} i_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \dot{i}_{qs} - (\omega_a - \omega_r) \left(\frac{L_m}{L_r} i_{ds} + i_{dr} \right) \quad (\text{A.37})$$

$$\dot{i}_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} i_{dr} - \frac{L_m}{L_r} \dot{i}_{ds} + (\omega_a - \omega_r) \left(\frac{L_m}{L_r} i_{qs} + i_{qr} \right). \quad (\text{A.38})$$

Substituindo, (A.37) e (A.38) em (A.33) e (A.33), vem

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} = & \frac{L_m R_r}{L_r L_s - L_m L_m} i_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \left(\frac{L_m L_m}{L_r L_s - L_m L_m} i_{ds} + \frac{L_m L_r}{L_r L_s - L_m L_m} i_{dr} \right) \\ & - \omega_a \left(\frac{L_r}{L_r L_s - L_m L_m} \right) (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) - \left(\frac{L_r R_s}{L_r L_s - L_m L_m} \right) i_{qs} + \left(\frac{L_r}{L_r L_s - L_m L_m} \right) v_{qs} \end{aligned} \quad (\text{A.39})$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} = & \frac{L_m R_r}{L_r L_s - L_m L_m} i_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \left(\frac{L_m L_m}{L_r L_s - L_m L_m} i_{qs} + \frac{L_r L_m}{L_r L_s - L_m L_m} i_{qr} \right) \\ & + \omega_a \left(\frac{L_s L_r}{L_r L_s - L_m L_m} i_{qs} + \frac{L_m L_r}{L_r L_s - L_m L_m} i_{qr} \right) - \frac{R_s L_r}{L_r L_s - L_m L_m} i_{ds} + \frac{L_r}{L_r L_s - L_m L_m} v_{ds} \end{aligned} \quad (\text{A.40})$$

Para fins de simplificação definimos as seguintes variáveis,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \eta = \frac{r_r}{L_r} \text{ e } \gamma = \frac{r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r}{\sigma L_s}$$

A.0.4 Modelo do Motor de Indução: Correntes

Aplicando as variáveis σ , β , η e γ em (A.37)-(A.40), obtêm-se o modelo de correntes do MIT, simplificado.

$$\dot{i}_{qs} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{qs} - (\omega_a + P\omega_r \beta L_m) i_{ds} + \beta R_r i_{qr} - \left(P\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s} \right) i_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad (\text{A.41})$$

$$\dot{i}_{ds} = (\omega_a + P\omega_r \beta L_m) i_{qs} - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{ds} + P\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s} i_{qr} + \beta R_r i_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \quad (\text{A.42})$$

$$\dot{i}_{qr} = \beta R_s i_{qs} + P\omega_r \frac{L_m}{L_r} (1 + \beta L_m) i_{ds} - \eta (1 + \beta L_m) i_{qr} - (\omega_a - P\omega_r (1 + \beta L_m)) i_{dr} - \beta v_{qs} \quad (\text{A.43})$$

$$\dot{i}_{dr} = -P\omega_r \frac{L_m}{L_r} (1 + \beta L_m) i_{qs} + \beta R_s i_{ds} + (\omega_a - P\omega_r (1 + \beta L_m)) i_{qr} - \eta (1 + \beta L_m) i_{dr} - \beta v_{ds}. \quad (\text{A.44})$$

Onde, P é o número de polos do MIT.

A.0.5 Modelo do Motor de Indução: Corrente - Fluxo

De (A.30) os fluxos são dados por:

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (\text{A.45})$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (\text{A.46})$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (\text{A.47})$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}. \quad (\text{A.48})$$

Assim, pode-se reescrever o modelo de tensões do MIT, (A.33)-(A.36), da seguinte forma:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_a (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) + p (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) \quad (\text{A.49})$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_a (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) + p (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) \quad (\text{A.50})$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \lambda_{dr} + p \lambda_{dr} \quad (\text{A.51})$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \lambda_{qr} + p \lambda_{qr}. \quad (\text{A.52})$$

Isolando os termos i_{qr} e i_{dr} em (A.47) e (A.48), vem

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{A.53})$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}. \quad (\text{A.54})$$

Substituindo (A.53) e (A.54) em (A.49) e (A.50), obtêm-se

$$\dot{i}_{qs} = \frac{-r_s}{\sigma L_s} i_{qs} - \omega_a i_{ds} - \omega_a \beta \lambda_{qr} - \beta \dot{\lambda}_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \quad (\text{A.55})$$

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{r_s}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega_a i_{qs} + \omega_a \beta \lambda_{qr} - \beta \dot{\lambda}_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}. \quad (\text{A.56})$$

Isolando as derivadas de fluxo, em (A.51) e (A.52), vem

$$\dot{\lambda}_{qr} = -\eta \lambda_{qr} + \eta L_m i_{qs} - (\omega_a - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (\text{A.57})$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = -\eta\lambda_{dr} + \eta L_m i_{ds} + (\omega_a - \omega_r) \lambda_{qr}. \quad (\text{A.58})$$

Substituindo (A.57) e (A.58) em (A.55) e (A.56), respectivamente, vem

$$\dot{i}_{qs} = -\gamma i_{qs} - \omega_a i_{ds} - \beta \omega_r \lambda_{dr} + \eta \beta \lambda_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \quad (\text{A.59})$$

$$\dot{i}_{ds} = -\gamma i_{ds} + \omega_a i_{qs} + \beta \omega_r \lambda_{qr} + \eta \beta \lambda_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}. \quad (\text{A.60})$$

Colocando as equações (A.57)-(A.60), na forma matricial, obtêm-se o modelo de correntes-fluxo em coordenada arbitrária,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & -\omega_a & \eta\beta & -\beta P\omega_r \\ \omega_a & -\gamma & \beta P\omega_r & \eta\beta \\ \eta L_m & 0 & -\eta & -(\omega_a - P\omega_r) \\ 0 & \eta L_m & (\omega_a - P\omega_r) & -\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.61})$$

No modelo foi incluído a variável de número de polos P , para aplicar a equação em máquinas de diferentes números de polos.

A.0.6 Modelo do Motor de Indução: Fluxo - Fluxo

Manipulando (A.29) e (A.30), de forma a obter equações das correntes dependentes apenas de fluxos, obtêm-se,

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\beta & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\beta \\ -\beta & 0 & \beta \frac{L_s}{L_m} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \beta \frac{L_s}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.62})$$

Reescrevendo (A.49)-(A.52) na forma matricial, e substituindo (A.45)-(A.48), vem

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_a & 0 & 0 \\ -\omega_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\omega_a - \omega_r) \\ 0 & 0 & -(\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.63})$$

Substituindo (A.62) em (A.63) e isolando λ_{sr}^{dq} .

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma L_s} & -\omega_a & r_s \beta & 0 \\ \omega_a & -\frac{r_s}{\sigma L_s} & 0 & r_s \beta \\ r_r \beta & 0 & -\frac{r_r \beta L_s}{L_m} & -(\omega_a - \omega_r) \\ 0 & r_r \beta & (\omega_a - \omega_r) & -\frac{r_r \beta L_s}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.64})$$

Utilizando as equações $\dot{\lambda}_{qs}$ e $\dot{\lambda}_{ds}$, de (A.64), e (A.57)-(A.58), as equações dos fluxos, na forma matricial é dada por,

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} \\ \dot{\lambda}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma L_s} & -\omega_a & r_s \beta & 0 \\ \omega_a & -\frac{r_s}{\sigma L_s} & 0 & r_s \beta \\ 0 & 0 & -\eta & -(\omega_a - \omega_r) \\ 0 & 0 & (\omega_a - \omega_r) & -\eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \eta L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \eta L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.65})$$

A.0.7 Modelo do Motor de Indução no referencial $\alpha\beta$

Para facilitar a visualização dos modelos transformados foi introduzido as variáveis $\alpha\beta$ para representar o modelo no referencial estacionário, ou seja, com $\omega_a = 0$. Dado da seguinte forma,

$$\dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \eta \beta \lambda_{r\alpha} - \beta P \omega_r \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \quad (\text{A.66})$$

$$\dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + \beta P \omega_r \lambda_{r\alpha} + \eta \beta \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \quad (\text{A.67})$$

$$\dot{\lambda}_{r\alpha} = \eta L_m i_{s\alpha} - \eta \lambda_{r\alpha} + P \omega_r \lambda_{r\beta} \quad (\text{A.68})$$

$$\dot{\lambda}_{r\beta} = \eta L_m i_{s\beta} - P \omega_r \lambda_{r\alpha} - \eta \lambda_{r\beta}. \quad (\text{A.69})$$

A.0.8 Equações do torque do Motor de Indução Trifásico

A equação do torque, para um sistema linear, é obtida através da avaliação da energia armazenada no campo de acoplamento magnético. A energia armazenada é a soma das indutâncias próprias de cada enrolamento vezes a metade do quadro da sua corrente e todas as indutâncias mútuas, cada momento com dois enrolamentos acoplados

pela indutância mútua (KRAUSE OLEG WASYNCZUK, 2013). Desta forma, a energia armazenada no campo pode ser escrita da seguinte forma,

$$W_f = \frac{1}{2}(\mathbf{i}_s^{abc})^T \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s^{abc} + (\mathbf{i}_s^{abc})^T \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r^{abc} + \frac{1}{2}(\mathbf{i}_r^{abc})^T \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r^{abc} \quad (\text{A.70})$$

Assumindo que a máquina é magneticamente linear, o campo de energia W_f é igual ou coeficiente da co-energia W_c .

A mudança na energia mecânica em um sistema de rotação com uma entrada pode ser escrita da seguinte forma,

$$dW_m = -T_e d\theta_{rm} \quad (\text{A.71})$$

onde T_e é o torque eletromagnético positivo para saída de torque do motor e θ_{rm} é o deslocamento angular real do rotor. Os acoplamentos de fluxos, correntes, W_f e W_c , são expressas como função do deslocamento angular θ_r . Desde que,

$$\theta_r = \left(\frac{P}{2}\right) \theta_{rm} \quad (\text{A.72})$$

P é o número de polos do MIT, assim

$$dW_m = -T_e \left(\frac{P}{2}\right) d\theta_r. \quad (\text{A.73})$$

Assim, o torque eletromagnético pode ser obtido de,

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) (\mathbf{i}_s^{abc})^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{i}_r^{abc}. \quad (\text{A.74})$$

O torque elétrico e a velocidade angular do rotor (ω_r), são relacionadas por,

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B_n}{J_m} \omega_r + \frac{1}{J_m} (T_e - T_L) \quad (\text{A.75})$$

onde, J_m é o momento de inércia do rotor, dado em $kg.m^2/A$, B_n é o coeficiente de viscosidade, dado em $kg.m^2$ e T_L é o torque de carga.

Aplicando a transformação de Park, em (A.75), para o referencial arbitrário obtêm-se,

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) [(K_{dq0})^{-1} \mathbf{i}_s^{dq0}]^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} (K_{dq0})^{-1} \mathbf{i}_r^{dq0}. \quad (\text{A.76})$$

Obtendo a equação para o torque elétrico, para o modelo do MIT para Corrente-Corrente,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}). \quad (\text{A.77})$$

Manipulando (A.77) através de (A.53) e (A.54), obtêm-se a equação do torque para

o modelo do MIT Corrente-Fluxo,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}). \quad (\text{A.78})$$

Para o modelo Fluxo-Fluxo, a equação do torque elétrico é dada manipulando (A.76), através de (A.62), assim

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \beta \left(L_r L_s (\lambda_{qs}\lambda_{dr} - \lambda_{ds}\lambda_{qr}) + L_m^2 (\lambda_{ds}\lambda_{qr} - \lambda_{qs}\lambda_{dr}) \right). \quad (\text{A.79})$$