

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

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO
AVANÇADO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS
PERMANENTES: ABORDAGEM BASEADA NOS
MODOS DESLIZANTES DE ORDEM SUPERIOR

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Milena Sabrina Godoi Dias

Santa Maria, RS, Brasil

2009

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO
AVANÇADO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS
PERMANENTES: ABORDAGEM BASEADA NOS
MODOS DESLIZANTES DE ORDEM SUPERIOR**

por

Milena Sabrina Godoi Dias

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

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro, Ph.D.

Co-orientador: Prof. Luiz Carlos de Souza Marques, Prof. Dr.

Santa Maria, RS, Brasil

2009

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Biblioteca Central da UFSM

Dias, Milena Sabrina Godoi, 1985 - D541c	<p>Contribuição ao estudo do acionamento avançado do motor síncrono de ímãs permanentes: abordagem baseada nos modos deslizantes de ordem superior / por Milena Sabrina Godoi Dias. Orientador: Humberto Pinheiro. - Santa Maria, 2009. 182 f. ; il.</p> <p>Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2009.</p> <p>1. Engenharia Elétrica. 2. Controle em modos deslizantes. 3. Motor síncrono de ímã permanente. 4. Controle Robusto. I. Pinheiro, Humberto, orient. II. Marques, Luiz Carlos de Souza. III. Título.</p> <p>CDU: 621.313.8</p>
---	---

Ficha catalográfica elaborada por

Luiz Marchiotti Fernandes - CRB 10/1160

Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais/UFSM

©2009

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

Endereço: Av. Roraima, S/N, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-900

Celular: +55 (55) 91687234; Endereço Eletrônico: milenasabrina@gmail.com

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

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

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO
AVANÇADO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS
PERMANENTES: ABORDAGEM BASEADA NOS MODOS
DESLIZANTES DE ORDEM SUPERIOR**

elaborada por
Milena Sabrina Godoi Dias

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente/Orientador)

Luiz Carlos de Souza Marques, Prof. Dr.,
(Co-orientador)

Daniel Juan Pagano, Dr. (UFSC)

Santa Maria, 24 de Julho de 2009

Aos meus pais, Moisés e Salete e à minha irmã Mariana.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer inicialmente aos professores Humberto Pinheiro e Luiz Carlos de Souza Marques pela orientação e pelos conhecimentos compartilhados durante o mestrado, fornecendo as condições adequadas para a realização deste trabalho.

Um agradecimento especial ao colega, amigo e irmão Jorge Massing pela amizade, companheirismo, paciência, por todo auxílio oferecido a mim e pelos conhecimentos compartilhados.

Agradeço aos colegas Rodrigo Azzolin, Rodrigo Vieira, Matheus Martins, Thiago Bernardes, Cristiane Gastaldini, Ivan Gabe, Felipe Grigoletto, Jean Diniz, Márcio Stefanello e Jean Patric da Costa pela troca de conhecimentos, pela colaboração ao trabalho, pelo coleguismo e amizade.

Agradeço imensamente aos meus pais Moisés e Salete, por todo amor, educação, apoio, incentivo ao estudo e à pesquisa e principalmente pela ótima estrutura familiar que me proporcionaram.

Muito Obrigada à minha irmã Mariana, minha passarinha, pela sua companhia, com seus sorrisos e abraços tornando meus momentos mais alegres.

Agradeço ao meu esposo Guilherme Scherer pela cumplicidade, carinho, paciência e incentivo para que eu persistisse em busca dos meus objetivos.

A todos os familiares e amigos que apoiaram a realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle pela oportunidade de ingresso e pela qualidade nos cursos oferecidos.

Aos funcionários do NUPEDEE e PPGEE pelo profissionalismo e atenção.

Agradeço à CAPES pelo apoio financeiro.

“A nossa maior glória não reside no
fato de nunca cairmos,
mas sim em levantarmo-nos sempre
depois de cada queda.”

Confúcio

RESUMO

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

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO ACIONAMENTO AVANÇADO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES: ABORDAGEM BASEADA NOS MODOS DESLIZANTES DE ORDEM SUPERIOR

AUTOR: MILENA SABRINA GODOI DIAS

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.

CO-ORIENTADOR: LUIZ CARLOS DE SOUZA MARQUES, PROF. DR.

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 24 de Julho de 2009.

Esta dissertação apresenta um estudo sobre a aplicação de controladores baseados na abordagem dos modos deslizantes ao motor síncrono de ímãs permanentes. O objetivo central é o estudo teórico e a implementação em bancada experimental, baseada numa plataforma DSP TMS320F2812, de dois controladores em modos deslizantes de segunda ordem. Entretanto, um estudo sobre o controle em modos deslizantes de primeira ordem também é apresentado. A inclusão deste tópico tem a finalidade de fornecer elementos de comparação no tocante ao desempenho, precisão, robustez, chattering e aspectos relacionados à implementação.

Na parte inicial do trabalho, são apresentados os conceitos principais relacionados à abordagem de controle de estrutura variável. Após, um estudo teórico sobre um controlador em modos deslizantes de primeira ordem é feito. Além da formulação teórica, assuntos como *chattering* e formas clássicas de contornar este inconveniente são abordados. Na seqüência, são apresentados dois controladores baseados no deslizamento de segunda ordem. A metade final do trabalho trata da aplicação dos controladores em modos deslizantes ao motor síncrono de ímãs permanentes. Primeiramente, estudos teóricos com diversos resultados de simulação são apresentados. Posteriormente, resultados obtidos em bancada experimental mostram a viabilidade da aplicação destes controladores ao sistema considerado. Todos os controladores estudados utilizam medidas das correntes de estator, o que é clássico neste tipo de aplicação, e a medida posição do rotor, obtida através de um *encoder* absoluto. Os testes para análise do desempenho dos controladores levam em consideração erros nos parâmetros do sistema e a carga como uma entrada de perturbação.

Palavras-chave: Motor síncrono de ímãs permanentes, Controle de estrutura variável, Controle em modos deslizantes, Controle robusto

ABSTRACT

Master's Dissertation
Postgraduate Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

CONTRIBUTION TO THE STUDY OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS ADVANCED DRIVE: APPROACH BASED ON HIGHER ORDER SLIDING MODES CONTROL

AUTHOR: MILENA SABRINA GODOI DIAS

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.

CO-ADVISOR: LUIZ CARLOS DE SOUZA MARQUES, PROF. DR.

Place and Date: Santa Maria, Julho 24th, 2009.

This work presents a study of first and second order sliding mode controllers applied to permanent magnet synchronous motor. The aim is a theoretical study and an experimental implementation, using the DSP TMS320F2812 platform, of two second order sliding mode controllers. In addition a study about the first order sliding mode is presented. The inclusion of this topic aims to provide a comparison elements, related to the performance, precision, robustness, chattering and implementation aspects.

In the beginning of this work, are presented the principal concepts related to the approach of the variable structure control. Afterwards, a theoretical study about the first order sliding mode is realized. Beyond the theoretical formulation, the *chattering* and some techniques for your reduction are presented. Following, two second order sliding mode controllers are presented. The final half of the work presents the application of the sliding mode controllers to the permanent magnet motor. First, the theoretical studies with simulation results are presented. Subsequently, the results in the experimental setup show the viability of the controllers applications. The controllers use the current stator measurements, classical in this kind of application, and the position rotor measurement, obtained by absolute encoder. The tests to the controllers performance analysis consider errors in the system parameters and the load torque such as perturbation input.

Keywords: Permanent magnet motor, Variable structure control, Sliding mode, Robust control.

SUMÁRIO

1	Introdução	26
1.1	Objetivo do trabalho	26
1.2	Revisão bibliográfica	26
1.3	Organização do trabalho	28
2	Controle de Estrutura Variável	30
2.1	Introdução	30
2.2	Definição do problema de controle de estrutura variável	31
2.3	Existência de Modos Deslizantes	33
2.4	Determinação e unicidade de modos deslizantes	33
2.4.1	Método de Phillipov	34
2.4.2	Método do controle equivalente	37
2.5	Estabilidade de sistemas de controle de estrutura variável	37
2.6	Condições de alcance	38
2.6.1	Abordagem direta da função de chaveamento	38
2.6.2	Abordagem por função de Lyapunov	39
2.7	Características do modo deslizante	40
2.7.1	Invariância	40
2.7.2	Chattering	41
2.7.2.1	Abordagem da continuação	42
2.8	Considerações Finais do Capítulo	44
3	Projeto de Controladores Baseados na Abordagem dos Modos Des-	

lizantes	45
3.1 Introdução	45
3.2 Controlador Baseado nos Modos deslizantes de primeira ordem	45
3.2.1 Projeto da superfície de Deslizamento	46
3.2.2 Projeto do controle	47
3.2.3 Redução de Chattering	49
3.3 Controladores Baseados nos Modos deslizantes de segunda ordem.	49
3.3.1 Projeto do controle em modos deslizantes de segunda ordem	50
3.3.2 Projeto da superfície de deslizamento	50
3.3.3 Projeto da lei de controle	50
3.3.4 Algoritmo Twisting.	50
3.3.5 Algoritmo Proposto	52
3.4 Considerações Finais do Capítulo	55
4 Modelagem Dinâmica do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes	56
4.1 Transformação Trifásico-bifásica: Transformada de Clark	57
4.2 Transformação de Rotação: Transformada de Park	60
4.3 Considerações Finais do Capítulo	65
5 Aplicação da abordagem dos modos deslizantes ao controle do Movimento do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes	66
5.1 Introdução	66
5.2 Controle em Modos deslizantes de Primeira Ordem	66
5.3 Prova da Existência dos modos deslizantes de primeira ordem	71
5.4 Controle em Modos deslizantes de Segunda Ordem	73
5.5 Prova da Existência dos modos deslizantes de segunda ordem	75
5.5.1 Algoritmo Twisting	78
5.5.2 Algoritmo Proposto	79

5.6	Resultados de Simulação	79
5.6.1	Controle em Modos Deslizantes de Primeira Ordem	81
5.6.2	Controle em Modos Deslizantes de Segunda Ordem	102
5.6.2.1	Algoritmo Twisting	102
5.6.2.2	Algoritmo Proposto	118
5.7	Considerações Finais do Capítulo	134
6	Resultados Experimentais	135
6.1	Introdução	135
6.2	Descrição da Bancada de Ensaios	135
6.2.1	Sistema de aquisição e controle - DSP	136
6.2.2	Medição da posição	138
6.2.3	Medição das correntes elétricas	139
6.2.4	Características do Conversor	139
6.2.5	Características do Motor síncrono de ímãs permanentes	140
6.2.6	Referência para a posição	140
6.2.7	Conjugado de Carga	140
6.3	Resultados Experimentais do Controle em Modos Deslizantes de Primeira Ordem	141
6.4	Resultados Experimentais do Controle em Modos Deslizantes de Segunda Ordem	143
6.4.1	Algoritmo Twisting	144
6.4.2	Algoritmo Proposto	149
6.5	Considerações Finais do Capítulo	153
7	Conclusão	155
7.1	Propostas para trabalhos futuros	157
	Referências	158

Apêndice A – Fundamentos matemáticos e de controle	162
A.1 Introdução	162
A.2 Fundamentos provindos da geometria diferencial	162
A.2.1 Campo Vetorial	162
A.2.2 Campo covetorial	163
A.2.3 Gradiente	163
A.2.4 Jacobiano	163
A.2.5 Derivada Lie	163
A.2.6 Difeomorfismos e transformações de estados	165
A.3 Fundamentos provindos da teoria do controle não linear	166
A.3.1 Grau relativo e grau relativo total	167
A.3.2 Forma canônica normal	168
Anexo A – Transformações de coordenadas	170
A.1 Transformações de Clark	170
A.2 Transformada de Park	174
Anexo B – Modulação <i>Space Vector</i> trifásica a três fios	176
B.1 Modulação <i>SV</i> usando as tensões de fase no espaço das tensões de saída	177

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	chattering	41
FIGURA 2	Deslizamento ideal	41
FIGURA 3	Deslizamento não-ideal	42
FIGURA 4	Camada limite	42
FIGURA 5	Camada limite com controle linear	43
FIGURA 6	Camada limite com zona morta	44
FIGURA 7	A superfície de deslizamento é a intersecção das i -ésimas superfícies existentes	46
FIGURA 8	Trajetória do algoritmo twisting no plano de fase	51
FIGURA 9	Sistema de coordenadas síncronas	61
FIGURA 10	Diagrama de blocos do modelo em coordenadas síncronas do motor síncrono de ímãs permanentes	65
FIGURA 11	Esquemático do sistema de controle	67
FIGURA 12	Referência de posição angular	80
FIGURA 13	Conjugado de carga	81
FIGURA 14	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering	82
FIGURA 15	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos desli- zantes de primeira ordem sem redução de chattering	82
FIGURA 16	Controle em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering: Corrente de eixo em quadratura	83
FIGURA 17	Controle em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	83
FIGURA 18	Correntes i_a , i_b e i_c	84

FIGURA 19	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem	84
FIGURA 20	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem	85
FIGURA 21	Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Corrente de eixo em quadratura	86
FIGURA 22	Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	86
FIGURA 23	Correntes i_a , i_b e i_c	87
FIGURA 24	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias	88
FIGURA 25	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias	88
FIGURA 26	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura	89
FIGURA 27	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	89
FIGURA 28	Correntes i_a , i_b e i_c	90
FIGURA 29	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias	91
FIGURA 30	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias	91
FIGURA 31	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura	92
FIGURA 32	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	92
FIGURA 33	Correntes i_a , i_b e i_c	93
FIGURA 34	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência	94

FIGURA 35	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência	94
FIGURA 36	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura	95
FIGURA 37	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	95
FIGURA 38	Correntes i_a , i_b e i_c	96
FIGURA 39	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência	96
FIGURA 40	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência	97
FIGURA 41	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura	97
FIGURA 42	Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	98
FIGURA 43	Correntes i_a , i_b e i_c	98
FIGURA 44	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque	99
FIGURA 45	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque	99
FIGURA 46	Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura	100
FIGURA 47	Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	101
FIGURA 48	Correntes i_a , i_b e i_c	101
FIGURA 49	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting	102
FIGURA 50	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting	103

FIGURA 51	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Corrente de eixo em quadratura	103
FIGURA 52	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	104
FIGURA 53	Correntes i_a , i_b e i_c	104
FIGURA 54	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias	105
FIGURA 55	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias	105
FIGURA 56	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura . . .	106
FIGURA 57	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	106
FIGURA 58	Correntes i_a , i_b e i_c	107
FIGURA 59	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias	107
FIGURA 60	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias	108
FIGURA 61	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura . . .	108
FIGURA 62	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	109
FIGURA 63	Correntes i_a , i_b e i_c	109
FIGURA 64	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência	110
FIGURA 65	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência .	110

FIGURA 66	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura	111
FIGURA 67	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	111
FIGURA 68	Correntes i_a , i_b e i_c	112
FIGURA 69	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência	112
FIGURA 70	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência	113
FIGURA 71	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura	113
FIGURA 72	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	114
FIGURA 73	Correntes i_a , i_b e i_c	114
FIGURA 74	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque	115
FIGURA 75	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque	116
FIGURA 76	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura	116
FIGURA 77	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	117
FIGURA 78	Correntes i_a , i_b e i_c	117
FIGURA 79	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto	118
FIGURA 80	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto	119

FIGURA 81	Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Corrente de eixo em quadratura	119
FIGURA 82	Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	120
FIGURA 83	Correntes i_a , i_b e i_c	120
FIGURA 84	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias	121
FIGURA 85	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias	121
FIGURA 86	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura . . .	122
FIGURA 87	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	122
FIGURA 88	Correntes i_a , i_b e i_c	123
FIGURA 89	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -20% nas indutâncias	123
FIGURA 90	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -20% nas indutâncias	124
FIGURA 91	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura . . .	124
FIGURA 92	Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	125
FIGURA 93	Correntes i_a , i_b e i_c	125
FIGURA 94	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência	126
FIGURA 95	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência .	126

FIGURA 96	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura	127
FIGURA 97	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	127
FIGURA 98	Correntes i_a , i_b e i_c	128
FIGURA 99	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência	128
FIGURA 100	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência	129
FIGURA 101	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura	129
FIGURA 102	Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	130
FIGURA 103	Correntes i_a , i_b e i_c	130
FIGURA 104	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque	131
FIGURA 105	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque	131
FIGURA 106	Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura	132
FIGURA 107	Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura	133
FIGURA 108	Correntes i_a , i_b e i_c	133
FIGURA 109	Esquemático da bancada experimental	136
FIGURA 110	Transmissão serial do encoder	139
FIGURA 111	Referência de posição	140
FIGURA 112	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem	141

FIGURA 113	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem	142
FIGURA 114	Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Corrente de eixo em quadratura	142
FIGURA 115	Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto	143
FIGURA 116	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting	144
FIGURA 117	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting	145
FIGURA 118	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Corrente de eixo em quadratura	145
FIGURA 119	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto	146
FIGURA 120	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque	146
FIGURA 121	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque	147
FIGURA 122	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura	148
FIGURA 123	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto	148
FIGURA 124	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto	149
FIGURA 125	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto	150
FIGURA 126	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto: Corrente de eixo em quadratura	150
FIGURA 127	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto	151

FIGURA 128	Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque	151
FIGURA 129	Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque	152
FIGURA 130	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura	152
FIGURA 131	Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto	153
FIGURA 132	Sistema trifásico	170
FIGURA 133	Equivalente bifásico	171
FIGURA 134	Sistema de eixos da transformada de Park	175
FIGURA 135	Conversor PWM trifásico com carga em Y	177
FIGURA 136	Espaço das tensões de fase em abc	178
FIGURA 137	Espaço das tensões de fase em $\alpha\beta$	180
FIGURA 138	Comparadores e <i>timer</i> para geração dos sinais de saída (tensões de fase).	182

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	Valores dos parâmetros do motor utilizados na simulação	80
TABELA 2	Tabela com os possíveis vetores de comutação (tensões de fase) .	179
TABELA 3	Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$	179
TABELA 4	Tabela com a seqüência de comutação escolhida	179
TABELA 5	Padrão PWM em função do setor	180
TABELA 6	Matrizes de decomposição para modulação das tensões de fase .	182

LISTA DE SÍMBOLOS

v_q, v_d	tensões de eixo de quadratura e eixo direto
θ	posição angular medida
ω	velocidade angular
i_q, i_d	correntes de eixo de quadratura e eixo direto
x	vetor de estado
y	vetor de saída
u	vetor de controle
z	vetor de estado
h	função escalar
∇	gradiente
$L_f h$	derivada de Lie
ϕ	função difeomórfica
\mathfrak{R}	campo dos reais
σ	superfície de deslizamento
b	coeficiente de atrito viscoso
J	momento de inércia
P	número de pares de pólos
L_d	indutância de eixo direto
L_q	indutância de eixo em quadratura
R_s	resistência do estator

Lista de Símbolos

C_l	conjugado de carga
k_m	constante do fluxo do rotor do servomotor de ímãs permanentes
P_m	Potência mecânica
P_{mag}	Potência referente à energia armazenada no campo magnético de eixo direto e em quadratura do estator
P_J	Potência às perdas por efeito Joule
t	vetor de tempo

1 INTRODUÇÃO

1.1 Objetivo do trabalho

Este trabalho tem como objetivo a realização de um estudo sobre a aplicação da abordagem dos modos deslizantes de segunda ordem ao controle do movimento do motor síncrono de ímãs permanentes. Estão compreendidos no estudo a formulação teórica para uma classe mais geral de sistemas, a particularização para o controle do motor síncrono de ímãs permanentes e a sua implementação em bancada experimental. Neste sentido, o desenvolvimento de uma bancada experimental baseada em tecnologia DSP (*Digital Signal Processor*) se constitui em uma etapa importante do trabalho. No que se refere a análise dos resultados obtidos, o desempenho dinâmico, a robustez, o fenômeno do *chattering* e aspectos relacionados a implementação digital em bancada experimental são os elementos considerados.

1.2 Revisão bibliográfica

Os motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP) vêm se destacando ao longo da última década em diferentes aplicações, notadamente naquelas que necessitam de controle preciso de movimento, com alto rendimento e elevado desempenho dinâmico. Isto se deve principalmente aos grandes avanços na área de materiais magnéticos, propiciando a manufatura de ímãs de alta indução magnética com custos menores, e aos circuitos eletrônicos responsáveis pelo seu acionamento com alto desempenho. Associado a isto, o ganho de eficiência energética e redução de volume e de peso destes motores se destacam quando comparados às tecnologias utilizadas em máquinas elétricas convencionais. O perfil das aplicações deste motor e suas atraentes características no contexto da automação industrial são fatores que motivam o estudo, a comparação e o aperfeiçoamento das técnicas de acionamento e controle do movimento deste tipo de máquina.

O estabelecimento da teoria do controle vetorial, no início dos anos setenta (BLAS-

CHKE, 1972) proporcionou a utilização dos motores C.A. em aplicações de elevada exigência do ponto de vista do controle. Embora existam referências sobre diferentes abordagens de controle propostas para o MSIP, por exemplo (BODSON et al., 1993), (CARAVANI; GENNARO, 1998), (GLUMINEAU et al., 1993), (MARINO; PERESADA; TOMEI, 1995), a abordagem do controle vetorial por alinhamento de campo tem predominado nos acionamentos industriais. Embora esta abordagem ter demonstrado bom desempenho para um conjunto de aplicações, a pequena robustez em relação às perturbações é fato conhecido (BOSE, 1997).

O MSIP, semelhante a outros motores elétricos, está sujeito a erros de identificação nos parâmetros do modelo e também a variações nos valores identificados em função das condições de operação. O conjugado resistente imposto pela carga nem sempre é bem conhecido agindo, muitas vezes, como uma perturbação externa que afeta o desempenho do controle.

Nas últimas duas décadas, a técnica de controle baseada em sistemas de estruturas variáveis (SEV) ou controlador de estrutura variável (CEV) em modos deslizantes, tem recebido especial atenção dos pesquisadores. Matematicamente, a base desta técnica remonta ao final da década de cinquenta (EMELYNANOV, 1959). Porém, somente na década de setenta é que esta técnica começa a ter maior divulgação no ocidente, através dos trabalhos de (UTKIN, 1983).

O controle por modos de deslizantes é uma abordagem que tem demonstrado ser eficiente para atacar o problema do controle de sistemas incertos. Entretanto, apresenta como principal limitação o fenômeno conhecido por chattering (PERRUQUETTI; BARBOT, 2002). Na década de oitenta e início dos anos noventa, as pesquisas se concentraram em buscar alternativas para a lei de controle, visando minimizar o efeito do chattering (SLOTINE; LI, 1991), (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993), (KACHROO; TOMIZUKA, 1996), (GAO; HUNG, 1993b). Em (GLUMINEAU et al., 1993), a redução do chattering é obtida pela mudança da dinâmica do sistema na vizinhança da superfície de chaveamento, evitando a descontinuidade e preservando as principais propriedades do sistema original. Esta abordagem também está apresentada em (SLOTINE, 1984). O lado negativo desta técnica é que sempre ocorre uma redução, em certa medida, na precisão e na robustez original do controle em modos deslizantes.

Mais recentemente, ao final da década de noventa, uma nova abordagem do controle por modos deslizantes com redução de chattering e sem perda de precisão e robustez, desacoplamento, facilidade de implementação e redução de ordem (MARQUES; FERGUTZ;

PIERI, 2001), (S.LAGHROUCHE et al., 2003), (UTKIN, 1983), (GAO; HUNG, 1993b) tem sido desenvolvida. A técnica é denominada de controle por modos deslizantes de ordem superior (LEVANT, 2003), (G.BARTOLINI; FERRARA; USANI, 1998), (LEVANTOVSKY, 1985). O problema do controle do motor síncrono de ímãs permanentes com o emprego da abordagem dos modos deslizantes de segunda ordem é tratado em (MARQUES; FERGUTZ; PIERI, 2001). Entretanto, de forma bastante restrita com a consideração de perturbação apenas no conjugado de carga. Em (S.LAGHROUCHE et al., 2003), o problema do controle robusto do motor síncrono de ímãs permanentes é considerado, através da aplicação do algoritmo Twisting (LEVANT, 1993). (MARQUES, 2001) propõe um novo algoritmo de controle em modos deslizantes de segunda ordem.

A técnica de controle por modos deslizantes tem sido aplicada aos motores elétricos, tanto aos de síncronos, quanto aos de indução (BILALOVIC; SABANOVIC, 1989), (UTKIN, 1993), (GLUMINEAU et al., 1993), principalmente, porque a utilização dos conversores traz intrínseca a questão da descontinuidade, em virtude da natureza de funcionamento das chaves estáticas.

1.3 Organização do trabalho

Quanto a sua organização o trabalho encontra-se dividido da seguinte forma:

O capítulo 1 apresenta as motivações para a realização deste trabalho, uma revisão bibliográfica sobre trabalhos que abordam o mesmo tema tratado nesta dissertação, os objetivos e a proposta do trabalho.

No capítulo 2 são apresentados os conceitos fundamentais do controle a estrutura variável e as principais características desse controle.

O capítulo 3 apresenta um estudo sobre controladores em modos deslizantes de primeira e segunda ordem

O capítulo 4 trata da modelagem do motor síncrono de ímãs permanentes, a fim de obter o modelo em coordenadas síncronas "dq" visando os objetivos de controle. Posteriormente neste capítulo é apresentada a aplicação dos controladores vetorial e em modos deslizantes ao motor síncrono de ímãs permanentes.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação realizados em software MATLAB® para o controle da posição angular da máquina e da corrente de eixo direto.

Os resultados experimentais realizados em plataforma DSP, bem como a descrição da

bancada experimental são apresentados no capítulo 6.

O capítulo 7 apresenta as conclusões finais, com um comparativo entre as técnicas estudadas e implementadas, resumizando os resultados do trabalho, salientando as contribuições do mesmo e sugestões de trabalhos futuros.

2 *CONTROLE DE ESTRUTURA VARIÁVEL*

2.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar de forma concisa aspectos teóricos fundamentais relacionados à abordagem de controle de sistemas por estrutura variável. Esta abordagem tem demonstrado ser atrativa para o controle de sistemas sujeitos à incertezas ou perturbações. Por apresentar características proeminentes como robustez e relativa simplicidade de implementação.

O estudo do Controle de Estrutura Variável (CEV) surgiu dos estudos de Emelyanov, no começo dos anos cinquenta, na extinta União Soviética (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993). Os estudos iniciais restringiram-se aos sistemas lineares de segunda ordem. Desde então, esta abordagem evoluiu para a aplicação em diferentes classes de sistemas, como sistemas não-lineares, sistemas multivaráveis, sistemas discretos, sistemas de grande porte e de dimensão infinita, sistemas estocásticos. Com o passar do tempo, os objetivos do Controle de Estrutura Variável também foram ampliados, da estabilização, correspondente ao estágio inicial, para outros objetivos como o rastreamento, a regulação (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993) (GAO; HUNG, 1993a). Pode-se considerar que a sua origem foi o controle "bang-bang", característico do uso de sistemas baseados em relés (UTKIN, 1993). Os avanços na tecnologia associada aos microprocessadores e aos circuitos com chaveamentos em alta velocidade têm possibilitado a implementação do CEV em diversas aplicações, como em controle de robôs, de motores CC, síncronos e de indução, controle de voo de aeronaves (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993). O CEV tem a característica de proporcionar sistemas de controle muito robustos em relação às perturbações endógenas e exógenas, muitas vezes resultando em sistemas completamente insensíveis a estas perturbações, ou seja, sistemas invariantes. Essencialmente, o CEV utiliza uma lei de controle descontínua, com chaveamentos em alta frequência, para direcionar a trajetória do sistema para uma determinada região no espaço de estados, denominada de "superfície de deslizamento".

Esta superfície é chamada de superfície de deslizamento porque o controle mantém a trajetória do sistema confinada nela, através de uma lei de controle a estrutura variável, que é alterada segundo uma função de chaveamento, fazendo-a evoluir com o tempo para um ponto de equilíbrio. O termo CEV é empregado porque a estrutura do controlador sofre variação intencional para obter da planta uma determinada resposta ou um comportamento desejado. Uma questão crucial, com relação ao CEV, é o tratamento de equações diferenciais descontínuas. As equações diferenciais não são definidas no ponto em que a excitação é não analítica (ponto de descontinuidade). A teoria clássica das equações diferenciais ordinárias não apresenta solução para descrever o sistema na descontinuidade e a solução conhecida é única se o controle é uma função Lipschitz (PERRUQUETTI; BARBOT, 2002). Conseqüentemente, a proposição de ferramentas matemáticas apropriadas foi necessária.

Em (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993), cinco métodos foram propostos para solucionar este problema, sendo que a solução utilizada neste trabalho utiliza o método de Filippov (FILIPPOV, 1964).

2.2 Definição do problema de controle de estrutura variável

Seja um sistema dinâmico, variante no tempo, definido segundo a equação:

$$x' = f(t, x, u) \quad (2.1)$$

onde: $x \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de estado, $u \in \mathfrak{R}^m$ é o vetor de controle.

Um sistema de controle de estrutura variável fica definido por um vetor de controle que altera de valor segundo uma lógica de chaveamento que é relacionada aos estados. Na equação a seguir, é apresentada a forma mais geral da variável de controle de um sistema de controle de estrutura variável.

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_{i+}(x, t) & \text{se } \sigma_i(x, t) > 0 \\ u_{i-}(x, t) & \text{se } \sigma_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.2)$$

As funções u_{i+} , u_{i-} e σ_i são contínuas com contradomínio contido na reta real sendo σ_i denominada função de chaveamento escalar. A função vetorial $\sigma(x, t)$, definida pelas funções de chaveamento escalares é denominada função de chaveamento, ao passo que o

vetor de controle $u(x, t)$, determinado pelas variáveis de controle arranjadas segundo a equação 2.4, é denominado controle de estrutura variável.

$$\sigma(x, t) = \begin{pmatrix} \sigma_1(x, t) \\ \sigma_2(x, t) \\ \vdots \\ \sigma_m(x, t) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

$$u(x, t) = \begin{pmatrix} u_1(x, t) \\ u_2(x, t) \\ \vdots \\ u_m(x, t) \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Na equação 2.2, a região do espaço de estados que caracteriza o limite para a alteração da variável de controle entre u_{i+} e u_{i-} é definida pelo conjunto de pontos no qual $\sigma_i(x, t) = 0$. Para qualquer valor de i , um conjunto de pontos do espaço de estados que satisfaz $\sigma_i(x, t) = 0$ é denominado superfície de chaveamento.

Seja $x(t_0)$ o vetor de estado do sistema em um instante de tempo t_0 e considere que $x(t_0)$ está contido em uma superfície de chaveamento σ_i . Se para qualquer tempo contido no intervalo $[t_0 \ t_f]$, a trajetória do sistema permanecer contida nesta superfície de chaveamento diz-se que o sistema está no modo de deslizamento em relação à superfície σ_i e o intervalo de tempo considerado.

Seja x_0 o vetor de estado do sistema representado pela equação 2.1 no tempo $t = 0$. A trajetória do vetor de estado desde $t = 0$ até o instante em que uma superfície de chaveamento σ_i é atingida é denominada *modo de alcance*, ao passo que o tempo decorrido desde $t = 0$ até o instante em que a superfície de chaveamento σ_i é atingida é denominado *tempo de alcance*.

Para determinar o controle de estrutura variável tal que uma superfície de chaveamento σ_i ou uma intersecção de superfícies de chaveamento, seja atingida em um intervalo de tempo finito, é necessário impor uma condição a ser satisfeita pelo modo de alcance. Tal condição é denominada *condição de alcance*.

O problema de determinar um controle de estrutura variável consiste em definir uma função de chaveamento $\sigma(x, t)$, que satisfaça os objetivos de controle e também, determinar um controle de estrutura variável segundo a equação 2.2 tal que uma superfície de chaveamento $\sigma(x, t)$ seja atingida em um tempo finito para qualquer condição inicial do

vetor de estado contida em uma vizinhança no espaço de estados.

2.3 Existência de Modos Deslizantes

As condições necessárias e suficientes para a existência dos modos deslizantes são definidas pela equação 2.5:

$$\begin{aligned} \sigma'_i(x, t) < -\eta \quad \text{quando} \quad \sigma_i(x, t) > 0, \quad \text{para} \quad x \in O(x_\sigma, \partial) \\ \sigma'_i(x, t) > \eta \quad \text{quando} \quad \sigma_i(x, t) < 0, \quad \text{para} \quad x \in O(x_\sigma, \partial) \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde η é um escalar real positivo, $O(x_\sigma, \partial)$ é uma vizinhança de um ponto x_σ contido na superfície de chaveamento σ_i é um escalar real positivo de amplitude infinitesimal.

O significado das condições definidas pela equação 2.5, é o seguinte: para que exista um modo deslizante sobre a superfície de chaveamento σ_i , em torno do ponto x_σ , para uma condição inicial contida em σ_i , é necessário e suficiente que, próximo de x_σ , a derivada temporal de $\sigma_i(x, t)$ seja menor que um escalar negativo η quando $\sigma_i(x, t)$ for positiva e a derivada temporal de $\sigma_i(x, t)$ seja maior que um escalar positivo $-\eta$ quando $\sigma_i(x, t)$ for negativa. Em suma, em cada caso, próximo de x_σ , em pontos externos à superfície de chaveamento, o valor de $\sigma_i(x, t)$ deve decrescer ou crescer de modo que $\sigma_i(x, t)$ torne-se nula.

2.4 Determinação e unicidade de modos deslizantes

Da definição das variáveis de controle apresentada na equação 2.2, tem-se que a equação diferencial que representa o sistema possui o lado direito descontínuo no conjunto de pontos do espaço de estado determinado por $\sigma(x, t)$. Assim, o teorema da existência e unicidade de soluções de equações diferenciais não pode ser aplicado diretamente em 2.2 para os pontos onde $\sigma(x, t) = 0$. Para resolver este problema, são propostos métodos para substituição do controle de estrutura variável determinado segundo a equação 2.2 por um controle contínuo; ou métodos para determinação de uma equação diferencial com o lado direito contínuo sobre o conjunto σ , que define respostas de modo deslizante representativas com respeito às respostas verificadas em sistemas de controle a estrutura variável físicos. Cinco métodos são propostos em (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993) para determinação de equações diferenciais com o lado direito descontínuo sobre σ mantendo-se inalterado o

controle de estrutura variável. A seguir, são apresentados dois destes métodos, o método de Filippov e o método do controle equivalente.

2.4.1 Método de Fillipov

O método de Filippov (FILLIPOV, 1988) é um método que define equações diferenciais contínuas sobre um conjunto σ_i de superfícies de chaveamento.

O método de Filippov preconiza a adoção de um valor médio para o ponto de descontinuidade. Como o método é elaborado em função de uma extensão do conceito de solução de equação diferencial, o mesmo é denominado *método axiomático*. Seja um sistema descontínuo definido por:

$$x' = \begin{cases} f_1(x) & \text{se } x \in s_1 \\ f_2(x) & \text{se } x \in s_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

onde s_1 e s_2 são regiões abertas no espaço de estados:

$$s_1 = \{x \in \mathfrak{R}^n : h(x) < 0\} \quad (2.7)$$

$$s_2 = \{x \in \mathfrak{R}^n : h(x) > 0\} \quad (2.8)$$

E $h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ é uma função escalar suave. A superfície de descontinuidade $\sigma = \{x \in \mathfrak{R}^n : h(x) = 0\}$ é suficientemente retangular e genericamente transversal a ambos os campos vetoriais $f_1(x)$ e $f_2(x)$, estabelecendo a separação entre s_1 e s_2 . O campo vetorial resultante não pode ser continuamente estendido para a superfície σ . Este fato leva a necessidade de alguma metodologia para a definição apropriada da solução de 2.6.

Considere um ponto c e $\langle \nabla h(\hat{x}), f_1(\hat{x}) \rangle > 0$. Então, tal ponto é acessível para alguma órbita do sistema $x' = f_1(x)$.

Também $\langle \nabla h(\hat{x}), f_2(\hat{x}) \rangle < 0$ é natural concatenar-se a órbita de $x' = f_1(x)$ terminando em \hat{x} com a órbita de $x' = f_2(x)$ partindo do mesmo ponto. Pode-se adotar o mesmo raciocínio no caso análogo, quando ambos $\langle \nabla h(\hat{x}), f_1(\hat{x}) \rangle > 0$ e $\langle \nabla h(\hat{x}), f_2(\hat{x}) \rangle < 0$ e definir-se um conjunto de pontos sobre a superfície σ onde a trajetória do sistema cruzá-la-ia, indo de uma região para a outra (de s_1 para s_2 ou vice-versa).

$$\sigma_c = \{x \in \sigma : \langle \nabla h(\hat{x}), f_1(\hat{x}) \rangle \langle \nabla h(\hat{x}), f_2(\hat{x}) \rangle > 0 \subset \sigma\} \quad (2.9)$$

Nos pontos contidos no conjunto σ_c as soluções clássicas das equações diferenciais ordinárias, contínuas dos dois sistemas $x' = f_1(x)$ e $x' = f_2(x)$ podem ser unidas para formar uma solução cuja órbita cruza a superfície de descontinuidade σ . Nota-se que, parte a interpretação geométrica relacionada a direção dos vetores campo nos pontos da superfície de descontinuidade, poder-se-ia pensar na taxa de variação instantânea do valor da função h ao longo da solução $x(t)$ e concluir-se que:

$$\frac{d}{dt} [h(x(t))] = \nabla h(x(t)) \frac{dx(t)}{dt} = \langle \nabla h(x(t)), f_i(x(t)) \rangle \quad (2.10)$$

com $i = 1$ ou 2 dependendo do correspondente campo vetorial associado a solução considerada.

Pode ser definido sobre a superfície σ um conjunto de pontos onde a solução de 2.6 não atravessa σ , deslizando sobre ela. Esta parte da superfície pode ser denominada como parte deslizante, sendo complementar a σ_c em σ , ou seja:

$$\sigma_s = \{x \in \sigma : \langle \nabla h(\hat{x}), f_1(\hat{x}) \rangle \langle \nabla h(\hat{x}), f_2(\hat{x}) \rangle \leq 0\} \quad (2.11)$$

Assim, embora σ_c seja um conjunto aberto, seria a união de subconjuntos fechados (alguns deles possivelmente consistindo de pontos de deslizamento isolado).

No conjunto de pontos de σ_s , o método de Filippov pode ser usado para construir soluções consideradas como extensões da solução de 2.6. Tal método consiste na definição de um novo campo vetorial calculado a partir de uma combinação convexa adequada dos dois campos vetoriais originais, ou seja:

$$x' = F_s(x) = (1 - \lambda)f_1(x) + \lambda f_2(x) \quad (2.12)$$

onde para cada $x \in \sigma_s$, o valor de λ é selecionado.

Deste modo pode-se escrever:

$$\langle \nabla h(x), F_s(x) \rangle = \langle \nabla h(x), (1 - \lambda)f_1(x) + \lambda f_2(x) \rangle \quad (2.13)$$

$$0 = \langle \nabla h(x), f_1(x) - \lambda f_1(x) + \lambda f_2(x) \rangle \quad (2.14)$$

Usando a propriedade distributiva:

$$0 = \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle - \lambda \langle \nabla h(x), f_1(x) - f_2(x) \rangle \quad (2.15)$$

Assim:

$$\lambda = \frac{\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle}{\langle \nabla h(x), f_1(x) - f_2(x) \rangle} \quad (2.16)$$

Em σ_s tem-se:

$$\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle \langle \nabla h(x), f_2(x) \rangle \leq 0 \quad (2.17)$$

A equação 2.16 pode ser reescrita como:

$$\lambda = \frac{\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle}{\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle - \langle \nabla h(x), f_2(x) \rangle} \quad (2.18)$$

Assim:

- se $\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle > 0 \Rightarrow \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle \leq 0$, verifica-se, portanto, que neste caso:
 $0 < \lambda \leq 1$
- se $\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle < 0 \Rightarrow \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle \geq 0$, verifica-se que:
 $0 < \lambda \leq 1$
- se $\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle > 0$, verifica-se que:
 $\lambda = 0$

Assim tem-se que:

$$0 \leq \lambda \leq 1 \quad \forall x \in \sigma_s \quad (2.19)$$

Desta forma, tem-se uma definição explícita para o campo vetorial na condição de deslizamento sobre σ_s dada por:

$$F_s(x) = \left(1 - \frac{\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle}{\langle \nabla h(x), f_1(x) - f_2(x) \rangle} \right) f_1(x) + \left(\frac{\langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle}{\langle \nabla h(x), f_1(x) - f_2(x) \rangle} \right) f_2(x) \quad (2.20)$$

$$F_s(x) = \frac{\langle \nabla h(x), f_1(x) - f_2(x) \rangle f_1(x) - \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle f_1(x) + \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle}{\langle \nabla h(x), f_1(x) - f_2(x) \rangle} \quad (2.21)$$

$$F_s(x) = -\frac{\langle \nabla h(x), f_2(x) \rangle f_1(x) + \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle f_2(x)}{\langle \nabla h(x), f_2(x) - f_1(x) \rangle} \quad (2.22)$$

$$F_s(x) = -\frac{\langle \nabla h(x), f_2(x) \rangle f_1(x) + \langle \nabla h(x), f_1(x) \rangle f_2(x)}{\langle \nabla h(x), f_2(x) - f_1(x) \rangle} \quad (2.23)$$

2.4.2 Método do controle equivalente

O método chamado abordagem do controle equivalente foi proposto por Utkin (UTKIN, 1971), no início dos anos 70. Seja o sistema descrito por:

$$x' = f(x) + G(x)u \quad (2.24)$$

O primeiro passo da abordagem de controle equivalente é encontrar em 2.24 a entrada u_{equiv} . O controle equivalente é deduzido, reconhecendo que $\sigma' = 0$ é uma condição necessária para a trajetória de estado permanecer na superfície de deslizamento $\sigma = 0$. Dado que:

$$\sigma' = \frac{\partial \sigma}{\partial x} x' = \frac{\partial \sigma}{\partial x} [A(x)x + B(x)u] = \frac{\partial \sigma}{\partial x} A(x)x + \frac{\partial \sigma}{\partial x} B(x)u = 0 \quad (2.25)$$

Resolvendo 2.25 para a entrada de controle, resulta no controle equivalente:

$$u_{equiv}(x) = -\left[\frac{\partial \sigma}{\partial x} B(x) \right]^{-1} \frac{\partial \sigma}{\partial x} A(x)x \quad (2.26)$$

onde a condição é que exista a matriz inversa de $\frac{\partial \sigma}{\partial x} B(x)$.

2.5 Estabilidade de sistemas de controle de estrutura variável

Um sistema de controle de estrutura variável pode apresentar dois tipos de movimento. Um modo que ocorre em regiões nas quais o lado direito da equação diferencial, que representa o sistema de controle, é contínuo e, um outro modo, em regiões nas quais

o lado direito da equação de tal equação é descontínuo. Tais modos são denominados, respectivamente, de *modo de alcance* e *modo deslizante*. Para investigar a estabilidade de sistemas de controle a estrutura variável, convém explorar em separado o modo de alcance e o modo deslizante. Segundo (GLIGIC, 2005), a estabilidade de sistemas de controle de estrutura variável deve ser estudada em duas etapas:

- a. estudo do alcance de superfícies de chaveamento;
- b. estudo da estabilidade de modos deslizantes que ocorrem sobre superfícies de chaveamento;

No caso de controle escalar, as condições necessárias e suficientes para existência de modos deslizantes são satisfeitas em uma região da superfície de chaveamento. No caso de controle vetorial, tais condições são satisfeitas sobre, pelo menos, uma região de uma superfície de chaveamento ou, sobre uma região da intersecção de um conjunto de superfícies de chaveamento. Para que o sistema de controle em malha fechada seja estável para condições iniciais contidas em uma dada vizinhança no espaço de estados, deve-se garantir que para qualquer condição inicial contida nesta vizinhança, a trajetória definida pela mesma atinja a região na qual a existência de modos deslizantes é garantida em um tempo finito.

2.6 Condições de alcance

As condições sob as quais os estados irão se mover em direção às superfícies de deslizamento são chamadas de *condições de alcance*. A trajetória do sistema sob a condição de alcance é chamada de *modo de alcance*. Três abordagens para especificar as condições de alcance são propostas.

2.6.1 Abordagem direta da função de chaveamento

A primeira abordagem para condições de alcance foi proposta por (EMELYANOV, 1967) e (UTKIN; PARNAKH, 1978) e denomina-se *abordagem direta da função de chaveamento*. Tal abordagem consiste na extensão das condições necessárias e suficientes para existência de modos deslizantes em torno de um ponto contido em uma superfície de chaveamento para todo espaço de estados. Esta abordagem é definida pela equação:

$$\begin{aligned} \sigma'_i < 0 & \text{ para } \sigma_i(x) > 0 \\ \sigma'_i > 0 & \text{ para } \sigma_i(x) < 0 \quad i = 1, 2, \dots, m \quad \forall x \in D \subset \mathfrak{R}^n \end{aligned} \quad (2.27)$$

Onde x é um vetor de estado, σ_i é uma função de chaveamento escalar, n é a ordem do sistema de controle, m é o número de variáveis de controle e D é o espaço de estados.

A equação 2.27 define uma condição de alcance global, ou seja, se tal condição é satisfeita, qualquer modo de alcance do sistema de controle atinge as superfícies de chaveamento definidas pelas funções de chaveamento escalares $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m$, respectivamente, após um certo intervalo de tempo.

A condição de alcance definida pela equação 2.27 não garante tempos de alcance finitos, onde tempo de alcance é o tempo decorrido entre o instante inicial de um dado modo de alcance e o instante em que esta trajetória atinge uma superfície de deslizamento.

2.6.2 Abordagem por função de Lyapunov

Tal abordagem é definida por uma função de Lyapunov positiva definida com respeito à função de chaveamento $\sigma = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m)^T$, com derivada temporal total negativa. Tal condição é determinada por:

$$\begin{aligned} V(t, x, \sigma) > 0 & \text{ para } \sigma \neq 0 \quad e \quad V(t, x, 0) = 0 \quad \forall t \in \mathfrak{R} \quad e \quad \forall x \in D \subset \mathfrak{R}^n \\ V'(t, x, \sigma) < 0 & \text{ para } \sigma \neq 0 \quad \forall t \in \mathfrak{R} \quad e \quad \forall x \in D - \sigma_i \end{aligned} \quad (2.28)$$

Na equação 2.28, $V(t, x, \sigma)$ é uma candidata a função de Lyapunov e $\sigma = \sigma_1 \cup \sigma_2 \cup \dots \cup \sigma_m$ é a união de todas as superfícies de chaveamento do sistema de controle a estrutura variável.

As condições apresentadas na equação 2.28 definem uma condição de alcance global com respeito à intersecção $\sigma_{1,2,\dots,m} = \sigma_1 \cap \sigma_2 \cap \dots \cap \sigma_m$. Ou seja, se as condições apresentadas na equação 2.28 são satisfeitas, em um certo intervalo de tempo, qualquer modo de alcance atinge a intersecção de todas as superfícies de chaveamento do sistema de controle. No entanto, tal intervalo de tempo pode ser infinito, e, um tempo de alcance finito é obtido alterando-se a condição imposta sobre a derivada temporal total da candidata à função de Lyapunov segundo a equação:

$$V'(t, x, \sigma) < -\varepsilon \quad \forall t \in \mathfrak{R} \quad e \quad \forall x \in D - \sigma_i \quad (2.29)$$

Onde ε é um escalar real positivo.

2.7 Características do modo deslizante

2.7.1 Invariância

Ocorre quando a trajetória do sistema no modo deslizante não depende dos parâmetros da planta. Nesta condição, o modo deslizante é robusto com respeito a incertezas paramétricas, pois a alteração dos valores dos parâmetros da planta não altera a equação diferencial que representa o modo deslizante.

Sob determinadas condições, um modo deslizante de um sistema de controle a estrutura variável independe de distúrbios e incertezas paramétricas. Esta propriedade é mais forte que a propriedade de robustez usual e é denominada invariância.

Seja uma planta de ordem n , com m variáveis de controle, variante no tempo, não linear com respeito às variáveis de estado e linear com respeito às variáveis de controle representada por uma equação diferencial dita nominal sujeita a distúrbios e incertezas paramétricas representadas pela equação:

$$x' = f(t, x) + \Delta f(t, x, p) + (B(t, x) + \Delta B(t, x, p))u + \eta(t, x, p) \quad (2.30)$$

Na equação 2.30, $x \in \mathfrak{R}^n$ é um vetor de estado, $u \in \mathfrak{R}^m$ é o vetor de controle, $p \in \mathfrak{R}^p$ é um vetor cujos elementos são p parâmetros incertos, $f \in \mathfrak{R}^n$ é a função de estado da planta dita nominal, que é determinada por parâmetros ditos nominais, $\Delta f \in \mathfrak{R}^n$ é uma perturbação na função de estado nominal da planta determinada pelos parâmetros incertos, $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ é a matriz de ganhos dos controles da planta dita nominal, que é determinada por parâmetros nominais, $\Delta B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ é uma perturbação na matriz de ganhos dos controles da planta nominal determinada pelos parâmetros incertos e $\eta \in \mathfrak{R}^n$ é um vetor de distúrbios aplicado sobre o modelo nominal da planta.

Considerando que as condições necessárias e suficientes para a existência do modo deslizante são satisfeitas, cabe a seguinte definição dada por (GAO; HUNG, 1993b):

Definição 1 *Se o modo deslizante de um sistema de estrutura variável não é afetado por perturbações do sistema e distúrbios externos, tal modo deslizante é dito invariante à perturbações e distúrbios.*

Um modo deslizante que satisfaz à definição de invariância é insensível a incertezas

paramétricas e distúrbios aplicados sobre o modelo nominal da planta.

2.7.2 Chattering

O chattering é o fenômeno de oscilação que ocorre com o sinal de controle quando o sistema está na superfície de deslizamento. O sinal de controle fica chaveando, em alta frequência, entre um valor hora positivo e hora negativo. Pode-se mostrar em qualquer sistema o efeito do atraso no sinal de controle, ocorrendo uma maior amplitude de oscilação da trajetória do sistema em torno da superfície de chaveamento e chattering numa frequência menor. O oposto ocorre com um sistema ideal, com chaveamento instantâneo, o sistema segue exatamente sobre a superfície de chaveamento e com uma frequência infinita. Como mostrado na figura 1.

Um pré-suposto que sempre é considerado nas análises feitas em CEV é que os chaveamentos são instantâneos, o que na prática não existe. São muitas as causas de atraso: uma é devido ao tempo de computação gasto pela lógica de controle; outra causa é o tempo de atuação das chaves; outra ainda é o retardo devido aos dispositivos no caminho que vão do sinal lógico até a resposta efetiva do sistema. Assim, dependendo do circuito, têm-se filtros de entrada e saída, conversores, transdutores, etc. Estes atrasos fazem que o sistema não execute o chaveamento instantaneamente como é o pré-suposto de todo o estudo e sim com um determinado atraso.

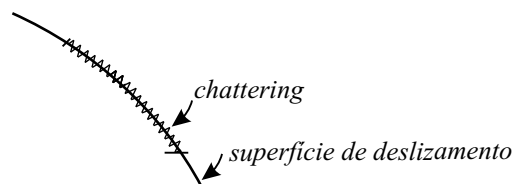


Figura 1: chattering

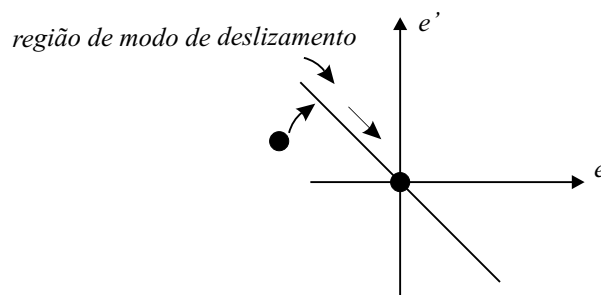


Figura 2: Deslizamento ideal

Assim, em regime, o efeito é negativo, podendo resultar em uma oscilação de amplitude significativa, que por sua vez pode excitar dinâmicas de alta frequência não consideradas

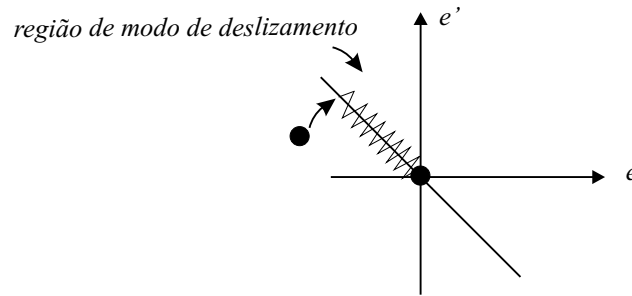


Figura 3: Deslizamento não-ideal

no modelo do sistema. Além dos problemas já apresentados o chattering aumenta o desgaste e diminui o tempo de vida dos atuadores e de componentes. Muitos esforços têm sido feitos para eliminar ou reduzir os efeitos do chattering nos controles e para tal foram desenvolvidos alguns métodos (GLUMINEAU et al., 1993), (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993) e (SLOTINE; LI, 1991). A seguir será mostrada a abordagem da continuação que é um dos métodos de redução do chattering.

2.7.2.1 Abordagem da continuação

Segundo (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993), a abordagem da continuação consiste em definir uma aproximação contínua para as variáveis de controle próximo das superfícies de chaveamento. Define-se uma camada limite em torno do conjunto formado pela união de todas as superfícies de chaveamento.

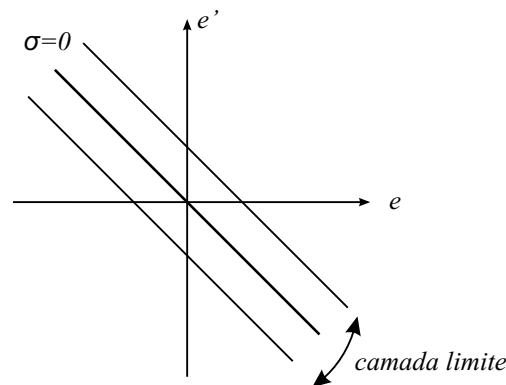


Figura 4: Camada limite

O objetivo da camada limite é de restringir o controle descontínuo quando a trajetória estiver fora da região delimitada por $\pm\varepsilon$. Mas, quando a trajetória estiver dentro da camada, então, ou não é aplicado qualquer lei de controle, o que seria a consideração da utilização de uma zona morta para o controle, ou é aplicada uma lei linear de controle neste intervalo, ou ainda, são utilizadas as duas considerações, propiciando trechos com

controle linear e trechos com zona morta, tal qual utilizada em (GLUMINEAU et al., 1993). Segundo (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993), a aplicação da abordagem da continuação define um sistema de controle em malha fechada no qual o chattering é inexistente, ou seja, é realizada a eliminação do chattering, no entanto a propriedade de invariância é perdida, mas o sistema ainda permanece robusto com respeito a distúrbios e incertezas paramétricas, desde que a largura da camada limite seja suficientemente pequena. Também, a robustez é aumentada na medida que a largura da camada limite é reduzida. Com isso o parâmetro ε será usado para a determinação de desempenho do sistema, uma vez que o seu ajuste implica em um compromisso entre a precisão e a redução de chattering.

No controle por modos deslizantes clássico, o controle descontínuo é implementado com o uso da função *Sinal*. A utilização da camada limite implica alteração da estrutura de controle e, portanto, há a necessidade de definirmos as novas funções matemáticas que permitem usar a noção de camada limite. Para este estudo duas novas funções são definidas, conforme segue:

- a. Camada limite com controle linear: A função é definida matematicamente por:

$$sat_1(\sigma, x, t) = \begin{cases} -1, & -\varepsilon < \sigma(x, t) \\ \frac{\sigma}{\varepsilon}, & -\varepsilon \leq \sigma(x, t) \leq \varepsilon \\ 1, & \sigma(x, t) > \varepsilon \end{cases} \quad (2.31)$$

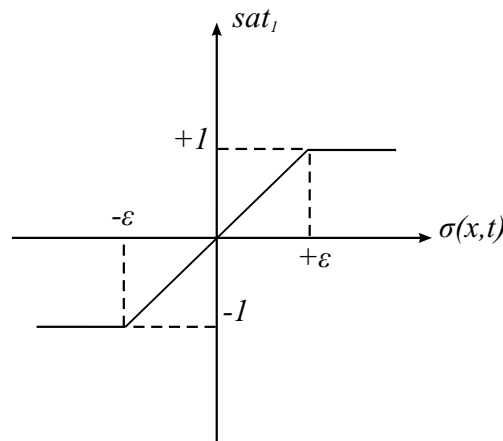


Figura 5: Camada limite com controle linear

- b. Camada limite com zona morta: A função que introduz uma zona morta no interior

da camada limite é definida pela seguinte função matemática:

$$sat_2(\sigma, x, t) = \begin{cases} -1, & -\varepsilon < \sigma(x, t) \\ 0, & -\varepsilon \leq \sigma(x, t) \leq \varepsilon \\ 1, & \sigma(x, t) > \varepsilon \end{cases} \quad (2.32)$$

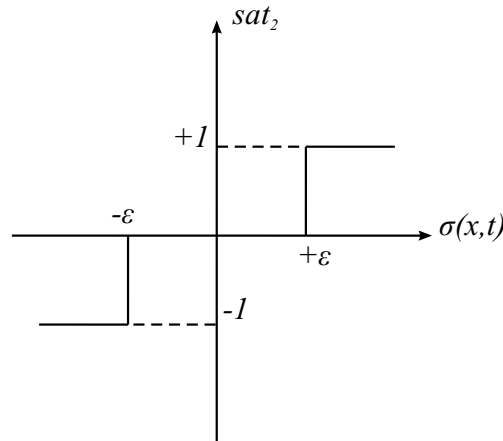


Figura 6: Camada limite com zona morta

Mais recentemente, encontram-se na literatura trabalhos que utilizam a abordagem chamada modos deslizantes de ordem superior (HOSM - Higher order sliding mode), com o objetivo de reduzir o chattering sem perda de precisão e robustez (G.BARTOLINI; FERRARA; USANI, 1998),(LEVANT, 2003),(LEVANT, 1993).

2.8 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos da técnica de controle de estrutura variável. Foi apresentado, também um breve histórico desta metodologia (CEV), a partir da formulação das primeiras soluções de equações diferenciais cujas funções de excitação têm ponto de descontinuidade. Passando pelos primeiros resultados de aplicações destas descobertas em sistemas maiores que o de segunda ordem e com uma única entrada. Chegando finalmente aos métodos usados para solucionar este tipo de equações tais como Fillipov.

Uma das características negativas do CEV é o aparecimento do *chattering*, que é o chaveamento em alta frequência feito pelo controle entre os dois sistemas, na superfície de deslizamento. Neste capítulo foram apresentados algumas técnicas para a eliminação do chattering.

3 *PROJETO DE CONTROLADORES BASEADOS NA ABORDAGEM DOS MODOS DESLIZANTES*

3.1 Introdução

Nesta seção serão apresentados projetos de controladores em modos deslizantes de primeira e segunda ordem.

Tem-se o objetivo de desenvolver uma lei de controle baseada nos modos deslizantes de segunda ordem. Ainda, propõem-se um procedimento de síntese de um controlador baseado nos modos deslizantes de segunda ordem para uma classe de sistemas não lineares sujeitos a perturbações.

3.2 Controlador Baseado nos Modos deslizantes de primeira ordem

A técnica do controle em modos deslizantes é bem estabelecida na literatura e tem sido aplicada ao controle do movimento dos motores C.A. (GLUMINEAU et al., 1993) (BILALOVIC; SABANOVIC, 1989). Geralmente estes sistemas podem ser representados por uma equação dinâmica não linear da forma:

$$\begin{aligned}x' &= f(x) + G(x)u + \eta(x, t) \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.1}$$

onde $x \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de estados, $u \in \mathfrak{R}^m$ é o vetor das entradas de controle, $y \in \mathfrak{R}^m$ é o vetor das saídas a serem controladas e $f(x) \in \mathfrak{R}^n$, $G(x) \in \mathfrak{R}^n \mathfrak{R}^m$ e $h(x) \in \mathfrak{R}^m$ são funções vetoriais conhecidas e continuamente diferenciáveis.

Deseja-se realizar o projeto de um controlador que leve o sistema representado em 3.1 a realizar o rastreamento das referências para as saídas de controle.

Como é usual nos controladores de estrutura variável, o projeto divide-se nas duas etapas seguintes:

- a. Projeto de uma superfície de deslizamento tal que a dinâmica do sistema, quando na condição de deslizamento, realize o rastreamento das referências;
- b. Projeto de uma lei de controle tal que satisfaça as condições de existência e alcançabilidade ao modo deslizante.

3.2.1 Projeto da superfície de Deslizamento

A superfície de deslizamento $\sigma(t, x) = 0$ é um espaço fechado $(n - m)$ dimensional em \mathbb{R}^n , determinado pela intersecção de m superfícies de chaveamento de dimensão $(n - 1)$, relacionadas cada qual ao rastreamento de uma variável de controle. As superfícies de chaveamento são projetadas de tal modo que o sistema, restrito a superfície $\sigma(x) = 0$, tenha o comportamento desejado.

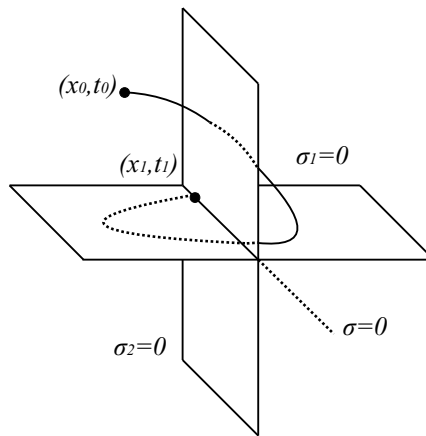


Figura 7: A superfície de deslizamento é a intersecção das i -ésimas superfícies existentes

De modo geral, a fase de deslizamento é a fase na qual as trajetórias, restritas à superfície $\sigma(t, x) = 0$, tendem assintoticamente ao equilíbrio.

O comportamento do sistema durante o modo deslizante, apresenta uma dinâmica de ordem menor que a do modelo original, ou seja, o comportamento do sistema fica restrito a um espaço de dimensão $(n - m)$.

Considerando-se uma superfície de deslizamento da forma:

$$\sigma(x, t) = \left[\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \dots \quad \sigma_m \right]^T \quad (3.2)$$

que seja continuamente diferenciável em relação a todos os seus argumentos, o projeto de cada um dos elementos de σ é feito a partir da seguinte função:

$$\sigma_j = \sum_{i=0}^{r_j-1} \lambda_{ji} (y_{jref} - y_j)^i, \quad j = 1, \dots, m \quad (3.3)$$

onde r_j representa o grau relativo da saída y_j (ISIDORI, 1995), y_{jref} é a referência para a saída y_j e λ_{ji} representa um ganho. Quando o sistema estiver na condição de deslizamento, com $\sigma_j = 0$ a equação 3.3 representa uma dinâmica linear do erro de rastreamento da saída, desde que o grau relativo da saída seja maior ou igual a dois.

Assim, a equação 3.3 representa uma dinâmica de erro de rastreamento que converge exponencialmente para a origem desde que λ_{ji} que seja positivo. Portanto, pelo ajuste adequado dos ganhos λ_{ji} pode-se regular livremente a velocidade da convergência exponencial do erro de saída para zero. Se a saída apresentar grau relativo igual a um, a equação 3.3 não apresenta dinâmica. Ao atingir a superfície o erro de rastreamento é nulo, sem ocorrer o deslizamento.

3.2.2 Projeto do controle

Nesta etapa, o objetivo é sintetizar uma lei de controle que torne a origem da superfície $\sigma(t, x)$ atrativa levando-se, assim, o sistema ao deslizamento sobre $\sigma(t, x)$.

A dinâmica da superfície $\sigma(x, t)$ pode ser escrita do seguinte modo:

$$\begin{aligned} \sigma' &= \frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial \sigma}{\partial x} x' \\ \sigma' &= \frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial \sigma}{\partial x} [f(x) + G(x)u] \\ \sigma' &= A(x, t) + B(x)u(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde:

$$A(x, t) = \frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial \sigma}{\partial x} f(x) \quad (3.5)$$

é um termo independente do controle que pode ser determinado a partir do conhecimento das referências de saída e do modelo nominal do sistema e por outro lado,

$$B(x) = \frac{\partial \sigma}{\partial x} G(x) \quad (3.6)$$

é a matriz de acoplamento do controle que pode ser determinada a partir do conhecimento do modelo nominal do sistema.

A realimentação linearizante de 3.4 com relação ao controle pode ser obtido com o uso da seguinte lei de controle:

$$u(t) = [B(x)]^{-1} [-A(x, t) + u_n] \quad (3.7)$$

onde considera-se que a matriz $B(x)$ é não singular para todo e qualquer tempo. A aplicação de 3.7 em 3.4 conduz a reescrita da dinâmica de σ como:

$$\sigma(x, t) = u_n(t) \quad (3.8)$$

A partir de 3.8, o problema da estabilização para a origem pode ser tratado separadamente para cada uma das m dinâmicas. O projeto do termo um do vetor de controle um é feito com base no método de estabilidade de Lyapunov:

$$V_j(\sigma_j) = \frac{1}{2} \sigma_j^2 \quad j = 1, \dots, m \quad (3.9)$$

Sua derivada temporal ao longo da trajetória de σ_j fica:

$$V_j'(\sigma_j) = \sigma_j \sigma_j' = \sigma_j (u_{nj}) \quad (3.10)$$

A negatividade de $V_j'(\sigma_j)$ pode ser garantida com o uso da seguinte lei de controle descontínua:

$$u_{nj} = -k_j \text{sign}(\sigma_j) \quad (3.11)$$

com $k_j > |\eta_j|$, para garantir a convergência para origem, onde η é uma constante positiva, que representa as perturbações ao sistema, e $\text{sign}(\ast)$ representa a função sinal do argumento.

Assim, garante-se a atratividade da origem da superfície $\sigma(x, t)$ fazendo-se que ocorra o deslizamento em direção a origem do erro de seguimento de saída, que é o objetivo de controle buscado. Contudo, deve-se ter em conta que o deslizamento sobre $\sigma(x, t) = 0$ só

ocorre no caso ideal, admitindo-se uma frequência de chaveamento do controle infinita. Na realidade, em função dos atrasos no tempo de chaveamento e limitações na frequência de chaveamento passível de realização, o sistema desliza numa vizinhança de $\sigma(x, t) = 0$ com oscilações de alta frequência em torno desta região. Este fenômeno, que é inerente ao controle descontínuo em modos deslizantes como já foi mostrado no capítulo 2, é conhecido como "chattering".

3.2.3 Redução de Chattering

Tradicionalmente, a forma que tem sido utilizada para contornar este problema baseia-se na substituição do controle descontínuo, numa vizinhança da função de chaveamento, por um controle contínuo ou mesmo por uma "zona morta". Isto introduz o conceito de cada limite e acarreta, via de regra, uma perda na robustez e na precisão de controle. Portanto, a delimitação da espessura da camada limite é, sempre, um compromisso entre a precisão e a redução do "chattering".

Como forma de reduzir o chattering, no controlador em modos deslizantes de primeira ordem, emprega-se o conceito de camada limite mostrado em 2.7.2.1, à cada uma das saídas de controle. A implementação pode ser realizada através de uma função, como a mostrada na figura 5, em substituição da função sinal.

3.3 Controladores Baseados nos Modos deslizantes de segunda ordem.

Mais recentemente, como forma de superar os efeitos indesejáveis do "chattering", sem, contudo penalizar a robustez e a precisão da ação de controle foi proposto o controle em modos deslizantes de modo superior (MARQUES; FERGUTZ; PIERI, 2001), (S.LAGHROUCHE et al., 2003). A idéia generaliza a forma de funcionamento do modo de deslizamento padrão (primeira ordem) para dinâmicas de ordem superior da função de restrição, levando a descontinuidade introduzida pelo controle a aparecer numa dinâmica de mais alta ordem ao invés da dinâmica de primeira ordem como ocorre no caso padrão. Desta forma, é possível eliminar o fenômeno do "chattering" com a manutenção das características de robustez e precisão relacionadas à técnica original. A ordem do deslizamento é o número total de derivadas contínuas de σ nas vizinhanças do modo de deslizamento. Portanto, o modo deslizante de r ordem é determinado por:

$$\sigma = \sigma' = \sigma'' = \dots = \overset{(r-1)}{\sigma} = 0 \quad (3.12)$$

As equações diferenciais são entendidas no sentido de Filippov (FILIPPOV, 1964).

3.3.1 Projeto do controle em modos deslizantes de segunda ordem

Seja o sistema dado em 3.1. O problema que pretendemos tratar consiste em levar o sistema 3.1 ao rastreamento de referências de saída através de um controle em modos deslizantes de segunda ordem. Com tal propósito, divide-se o problema em duas etapas: primeiro, projeto da superfície de deslizamento e posteriormente, projeto da lei de controle.

3.3.2 Projeto da superfície de deslizamento

O projeto da superfície de deslizamento para um controlador de modos deslizantes de segunda ordem é o mesmo apresentado para o controlador em modos deslizantes de primeira ordem na seção 3.2.1.

3.3.3 Projeto da lei de controle

Em (PERRUQUETTI; BARBOT, 2002) são apresentados alguns algoritmos de controle que tornam a origem atrativa, levando o sistema 3.1 ao deslizamento de segunda ordem. Neste trabalho, será utilizado o algoritmo Twisting e também será proposto um novo algoritmo, para projeto da lei de controle.

3.3.4 Algoritmo Twisting.

O Algoritmo Twisting é baseado em uma comutação adequada do controle entre dois diferentes valores em que o plano de fase executa um número infinito de rotações enquanto converge para a origem em tempo finito (S.LAGHROUCHE et al., 2003).

A magnitude dos pontos em que a trajetória do sistema corta os eixos no plano de fase bem como o tempo das rotações diminuem em progressão geométrica.

O valor da derivada do controle comuta cada vez que cruza cada eixo, o que requer uma avaliação do sinal da derivada da variável de deslizamento y_2 .

Considerando as coordenadas

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \sigma & \sigma' \end{bmatrix}^T. \quad (3.13)$$

O sistema incerto de segunda ordem é dado por:

$$\begin{cases} y_1' = y_2 \\ y_2' = A(x, t, u) + B(x, t, u)u' \end{cases} \quad (3.14)$$

onde $A(x, t, u)$ e $B(x, t, u)$ são funções incertas e suaves. Assume-se, também, que $\forall u \in U$ e $\forall x \in X$ as seguintes restrições são satisfeitas:

$$\begin{aligned} |A(x, t, u)| &\leq C \\ 0 < K_m &\leq B(x, t, u) \leq K_M \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde C , K_m , K_M são valores constantes positivos.

O algoritmo de controle é definido pela seguinte lei de controle em que a condição de $|u|$ proporciona para $|u| \leq 1$.

$$u' = \begin{cases} -u & \text{se } |u| > u_{max} \\ -\alpha_m \text{sign}(y_1) & \text{se } y_1 y_2 \leq 0 \text{ e } |u| \leq u_{max} \\ -\alpha_M \text{sign}(y_1) & \text{se } y_1 y_2 > 0 \text{ e } |u| \leq u_{max} \end{cases} \quad (3.16)$$

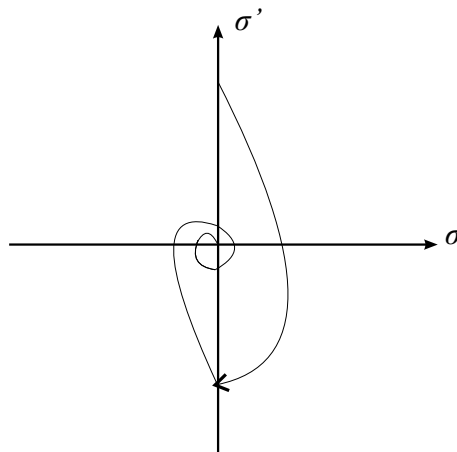


Figura 8: Trajetória do algoritmo twisting no plano de fase

As condições suficientes para a convergência em tempo finito são:

- a. $0 < \alpha_m < \alpha_M$

- b. $\alpha_m > \frac{C}{K_m}$
- c. $K_m\alpha_M - C > K_M\alpha_m + C$

O controle similar:

$$u' = \begin{cases} -\alpha_m \text{sign}(y_1) & \text{se } y_1 y_2 \leq 0 \text{ e } |u| \leq u_{max} \\ -\alpha_M \text{sign}(y_1) & \text{se } y_1 y_2 > 0 \text{ e } |u| \leq u_{max} \end{cases} \quad (3.17)$$

é usado para controlar o sistema 3.14 quando o grau relativo é dois.

Tendo em conta os diferentes limites de trajetórias resultantes das incertezas das dinâmicas do sistema e avaliando o intervalo de tempo entre sucessivas passagens pelo eixo das abscissas, é possível definir o seguinte limite superior para o tempo de convergência:

$$t_{tw\infty} \leq t_{M1} + \theta_{tw} \frac{1}{1 - \theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|} \quad (3.18)$$

onde y_{1M1} é o valor de y_1 quando a variável cruza pela primeira vez o eixo das abscissas. t_{M1} é o instante de tempo correspondente e

$$\theta_{tw} = \sqrt{\frac{K_M - \alpha_m + C}{K_m - \alpha_M - C}} \quad (3.19)$$

3.3.5 Algoritmo Proposto

Considerando as coordenadas locais dadas em 3.13 e o sistema em 3.14, com o objetivo de desacoplar a dinâmica em nível de controle, utiliza-se o seguinte termo de realimentação:

$$u' = B^{-1}(x, t)(-A(x, u, t) + u_n) \quad (3.20)$$

que pressupõe a não singularidade da matriz $B(x)$. Desta forma o sistema, escrito em termos do controle u_n , fica:

$$\begin{aligned} y_1' &= y_2 \\ y_2' &= u_n \end{aligned} \quad (3.21)$$

O problema, a partir deste ponto, passa a ser o de estabilizar o sistemas anterior para a origem. Com isto obtido, tem-se o deslizamento de segunda ordem do sistema 3.1 sobre a superfície $\sigma = \sigma' = 0$. Como o sistema 3.21 é desacoplado do ponto de vista

do controle, é possível dividirmos o problema da sua estabilização para a origem em m problemas mono-variáveis do tipo:

$$\begin{aligned} y'_{1j} &= y_{2j} \\ y'_{2j} &= u_{nj} \quad j = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (3.22)$$

A estabilização de 3.22 para a origem é feita com o uso da seguinte realimentação de estados:

$$u_{nj} = -c_1 y_{1j} - c_2 y_{2j} + u_{dj} \quad (3.23)$$

onde u_{dj} é um controle descontínuo que promove a convergência da trajetória do sistema para o deslizamento. Os parâmetros c_1 e c_2 são constantes positivas. A consideração do controle 3.23 na dinâmica 3.22, traz como resultado:

$$\begin{bmatrix} y'_{1j} \\ y'_{2j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_1 & -c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{1j} \\ y_{2j} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [u_{dj}] \quad (3.24)$$

Na forma matricial compacta, reescrevemos como:

$$y'_j = C_{zj} + F [u_{dj}] \quad (3.25)$$

com:

$$y_j = \begin{bmatrix} y_{1j} \\ y_{2j} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_1 & -c_2 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$F = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

O controle u_{dj} é projetado com base na seguinte função de Lyapunov:

$$\mathbf{V}(y) = y^T P y \quad (3.29)$$

onde:

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

é uma matriz constante, simétrica e positiva. A derivada temporal de $\mathbf{V}(y)$ ao longo das trajetórias do sistema fica

$$\mathbf{V}' = y'^T P y + y^T P y' = y^T (A^T P + P A) y + 2y^T P F(u_{dj}) \quad (3.31)$$

Como a matriz A é estável existe uma matriz $P = P^T > 0$ tal que dado $Q = Q^T > 0$, a solução de $-Q = A^T P + P A$ é única. Portanto a negatividade de \mathbf{V}' fica dependendo do segundo termo do lado direito da igualdade em 3.31.

Uma maneira de garantir que \mathbf{V}' seja uma função negativa definida é fazendo-se:

$$2y^T P F(u_{dj}) = 2(p_{12}y_{1j} + p_{22}y_{2j})(u_{dj}) \leq 0 \quad (3.32)$$

com zero apenas na origem (quando $y = 0$). Isto pode ser obtido com um controle do tipo:

$$u_{dj} = -K_j \text{sign}(\alpha_1 y_{1j} + \alpha_2 y_{2j}) \quad (3.33)$$

com $K_j > \eta$ e $\alpha_1 = p_{11}$, $\alpha_2 = p_{22}$. Desta maneira, a existência de um modo de deslizamento de segunda ordem fica garantido. Assim, a lei de controle proposta é escrita como:

$$u_n = F^{-1}[C_s y - K_s \text{sign}(g(y))] \quad (3.34)$$

Com $C_s = [-c_1 I_{m \times m}, -c_2 I_{m \times m}]$ onde $I_{m \times m}$ representa a matriz identidade de rank m , K_s é a seguinte matriz diagonal de ganhos do controle descontínuo:

$$K_s = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & K_m \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

E função vetorial $sign(g(y))$ é definida como:

$$sign(g(y)) = \begin{bmatrix} sign(\alpha_1 y_{11} + \alpha_2 y_{21}) \\ \vdots \\ sign(\alpha_1 y_{1m} + \alpha_2 y_{2m}) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

A entrada de controle do sistema 3.1 é determinada pela integração de u' .

3.4 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado um estudo teórico sobre os controladores em modos deslizantes de primeira e segunda ordem para sistemas não-lineares e multivariáveis. Estes controladores baseiam-se em um termo de realimentação que desacopla o sistema em termos do controle. Desta forma a demonstração da atratividade da origem da superfície de deslizamento é tratada separadamente para cada saída de controle. A prova formal da estabilidade baseada na teoria de Lyapunov, garante a robustez da lei em relação às perturbações que não estão presentes na matriz de desacoplamento do controle.

4 *MODELAGEM DINÂMICA DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES*

Nesta seção, será apresentado um procedimento para obtenção de um modelo no referencial síncrono dq para o motor com rotor a ímã permanente. Basicamente, a mudança construtiva com relação ao motor síncrono convencional se dá no rotor, onde o enrolamento bobinado sobre um núcleo de material ferro-magnético é substituído por um maciço ferro-magnético recoberto por um material magnético (ímã), o qual conforma os pólos de modo a fornecer um fluxo magnético co-senoidal no entre-ferro.

O modelo trifásico convencional não se mostra adequado para o uso em controle, pois, as grandezas de estator estão referidas a um referencial estacionário, enquanto que as grandezas de rotor a um referencial girante com a velocidade do rotor. Este fato faz com que as indutâncias apresentem dependência temporal, o que torna complexa a resolução das equações dinâmicas. Com o uso de transformações adequadas entre sistemas de coordenadas pudemos obter um modelo bifásico num único referencial.

Inicialmente, será apresentada uma transformação entre o sistema de representação trifásico e um sistema de representação bifásico equivalente do ponto de vista magnético e da potência absorvida. São estabelecidas as relações entre os parâmetros elétricos do sistema de representação trifásica, que é o caso físico real, e os parâmetros elétricos do sistema equivalente de representação bifásica. Num segundo momento, será apresentada a transformação de rotação entre referenciais bifásicos e sua aplicação ao motor. Em função dos objetivos de controle que serão especificados nos capítulos posteriores, deste trabalho, o modelo do motor será explicitado em termos das dinâmicas das seguintes variáveis: posição (θ) e velocidade do eixo do motor (ω); corrente de eixo direto (id) e corrente de eixo em quadratura (iq) do estator.

4.1 Transformação Trifásico-bifásica: Transformada de Clark

A partir das leis físicas, pode-se obter a equação circuital matricial para os enrolamentos do estator:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi'_a \\ \phi'_b \\ \phi'_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

De uma forma mais compacta, pode-se representar a equação 4.1 por:

$$[v_{s3}] = [R_{s3}][i_{s3}] + [\phi'_{s3}] \quad (4.2)$$

Considerando que M_{ab} , M_{ac} , M_{bc} são os valores das indutâncias mútuas entre as respectivas fases do estator, podemos escrever a equação matricial do fluxo do estator como sendo:

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Onde ϕ_{ar} , ϕ_{br} , ϕ_{cr} são os fluxos concatenados do rotor com as fases do estator. Devido a consideração de distribuição senoidal de indução magnética no entreferro tem-se:

$$\begin{aligned} \phi_{ar} &= \phi_{srm} \cos(\theta) \\ \phi_{br} &= \phi_{srm} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \phi_{cr} &= \phi_{srm} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Sendo ϕ_{srm} o máximo fluxo concatenado do rotor com as fases do estator. Então a equação 4.4 na forma compacta fica:

$$[\phi_{s3}] = [L_{s3}][i_{s3}] + [\phi_{sr}] \quad (4.5)$$

Sendo:

$$[\phi_{sr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} & \phi_{br} & \phi_{cr} \end{bmatrix}^T \quad (4.6)$$

Considerando-se a variação da relutância segundo a direção radial do rotor, como ocorre nas máquinas de pólos salientes. As indutâncias próprias e mútuas, podem ser modeladas em função do ângulo de deslocamento do rotor e da distribuição senoidal do fluxo no entreferro (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995) e são dadas por:

$$\begin{aligned}
 L_a &= L_s + L_m \cos 2 \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \\
 L_b &= L_s + L_m \cos 2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \\
 L_c &= L_s + L_m \cos 2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\
 M_{ab} &= -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos 2 \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \\
 M_{ac} &= -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos 2 \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \\
 M_{bc} &= -\frac{1}{2}L_s + L_m \cos 2 \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Uma vez definidas as equações eletromagnéticas que representam o comportamento do motor síncrono de ímãs permanentes, pode-se fazer a aplicação da transformação trifásico-bifásica às equações estatóricas. Com isto, tem-se o estator trifásico transformado num equivalente bifásico, no referencial estacionário. A transformação utilizada é definida pela seguinte matriz K (BARBI, 1985)(anexo A):

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

que é invariante em potência. Deste fato resulta que $[K]^{-1} = [K]^T$.

Aplicando a transformação K na equação 4.2:

$$K [v_{s3}] = K [R_{s3}] \cdot [i_{s3}] + K [\phi'_{s3}] \tag{4.9}$$

A relação de transformação K nos permite escrever:

$$[i_{s3}] = K^{-1} [i_{s20}] \tag{4.10}$$

Sendo $[i_{s20}] = [i_\alpha, i_\beta, i_0]^T$, com i_0 sendo a componente de seqüência zero.

Aplicando a equação 4.10 na equação 4.9, temos:

$$K [v_{s3}] = K [R_{s3}] K^{-1} [i_{s20}] + K [\phi'_{s3}] \tag{4.11}$$

Assumindo a máquina como sendo simétrica e equilibrada, as componentes de seqüência zero, tanto para a corrente (i_0) como para a tensão (v_0), são nulas, e serão desprezadas, o que nos leva a definir o novo vetor de corrente de estator no referencial bifásico estacionário i_{s2} , como $[i_{s2}] = [i_\alpha, i_\beta]^T$.

Contudo, como $[R_{s3}]$ é proporcional à matriz identidade, temos que $K [R_{s3}] K^{-1} = [R_{s3}]$. Com isto podemos escrever:

$$[v_{s2}] = [R_{s2}] [i_{s2}] + [\phi'_{s2}] \quad (4.12)$$

Sendo:

$$[v_{s2}] = [v_\alpha, v_\beta]^T, [\phi_{s2}] = [\phi_\alpha, \phi_\beta]^T \text{ e } R_{s2} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Observamos que v_{s2} e ϕ_{s2} já estão definidos desprezando as respectivas componentes de seqüência zero. Podemos verificar que a matriz está definida como a sub-matriz (2x2) da matriz R_{s2} , onde desprezamos a terceira linha e a terceira coluna.

Do mesmo modo, se aplicarmos a transformação K na equação 4.5 teremos:

$$K [\phi_{s3}] = K [L_{s3}] [i_{s3}] + K [\phi_{sr}] \quad (4.13)$$

Utilizando a relação dada por 4.10 podemos escrever:

$$K [\phi_{s3}] = K [L_{s3}] K^{-1} [i_{s2}] + K [\phi_{sr}] \quad (4.14)$$

Finalmente, obtemos a seguinte equação para o fluxo do estator no referencial bifásico:

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2}] [i_{s2}] + \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{r2} [M_\theta] \quad (4.15)$$

Sendo $\phi_{r2} = \phi_{srm}$, $M_\theta = [\cos \theta, \text{sen} \theta]^T$ e a matriz L_{s2} é dada por:

$$L_{s2} = \begin{bmatrix} 1,5L_s + 1,5L_m - 3L_m \cos^2(\theta) & -3L_m \text{sen}(\theta) \cos(\theta) \\ -3L_m \text{sen}(\theta) \cos(\theta) & 1,5L_s + 1,5L_m + 3L_m \cos^2(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Se substituirmos a equação 4.15 em 4.12, obtemos:

$$[v_{s2}] = [R_{s2}] [i_{s2}] + L_{s2} [i'_{s2}] + L_{s2l} \theta' [i_{s2}] + [M_{\theta l}] \theta' k_m \quad (4.17)$$

Onde:

$$k_m = \sqrt{\frac{3}{2}} \theta_{r2}, \quad M_{\theta} = [-\text{sen}\theta, \cos\theta]^T \text{ e:}$$

$$L_{s2l} = \begin{bmatrix} 6L_m \text{sen}(\theta) \cos(\theta) & 3L_m (\text{sen}^2(\theta) - \cos^2(\theta)) \\ 3L_m (\text{sen}^2(\theta) - \cos^2(\theta)) & -6L_m \text{sen}(\theta) \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Da equação 4.17 podemos escrever a equação dinâmica das correntes como:

$$[i'_{s2}] = -[L_{s2}]^{-1} [R_{s2}] \cdot [i_{s2}] - [L_{s2}]^{-1} L_{s2l} \theta' [i_{s2}] - [L_{s2}]^{-1} [M_{\theta l}] \theta' k_m + [L_{s2}]^{-1} [V_{s2}] \quad (4.19)$$

4.2 Transformação de Rotação: Transformada de Park

Até este ponto, o que tem-se é o modelo de uma máquina equivalente bifásica onde as grandezas trifásicas físicas do estator foram transformadas segundo um referencial bifásico ortogonal estacionário e as grandezas do rotor estão segundo o seu referencial girante. O passo seguinte é a transformação de todas as grandezas da máquina para um único sistema de coordenadas fixado no rotor, conhecido na literatura como sistema de coordenadas síncrono dq . A transformação do sistema $\alpha\beta$ para o sistema dq é dada pelas seguintes equações:

$$\begin{cases} v_d = v_{\alpha} \cos\theta + v_{\beta} \sin\theta \\ v_q = -v_{\alpha} \sin\theta + v_{\beta} \cos\theta \\ v_0 = v_0 \end{cases} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 0 \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Portanto, a matriz de rotação (MARQUES, 1996) é matematicamente definida por:

$$\tau = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta & 0 \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Considerando o sistema trifásico equilibrado, tem-se $v_0 = 0$. Portanto, excluindo-se a matriz última linha, a matriz da transformação de rotação fica definida como:

$$\tau = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

A qual transforma as grandezas do referencial $\alpha\beta$ em grandezas no referencial dq . Em síntese, o referencial dq é um sistema de eixos ortogonais onde o eixo direto é alinhado com o eixo direto do rotor e, portanto, gira com velocidade igual à do rotor. Aplicando-se a transformação de rotação na equação 4.17 tem-se:

$$\tau [V_{s2}] = \tau [R_{s2}] \cdot [i_{s2}] + \tau L_{s2} [i'_{s2}] + \tau L_{s2l} \theta' [i_{s2}] + \tau [M_{\theta l}] \theta' k_m \quad (4.24)$$

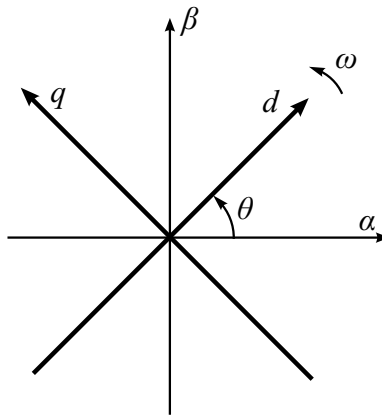


Figura 9: Sistema de coordenadas síncronas

Pela transformação de rotação, a relação entre as correntes no referencial estacionário $\alpha\beta$ e o referencial dq é dado por:

$$[i_{s2}] = \tau^{-1} [i_{dq}] \quad (4.25)$$

Sendo:

$$i_{dq} = [i_d, i_q]^T$$

Derivando os dois lados da equação 4.24 obtemos:

$$i'_{s2} = \tau'^{-1}\theta' [i_{dq}] + \tau^{-1} [i'_{dq}] \quad (4.26)$$

Aplicando 4.26 e 4.25 em 4.24 temos:

$$\tau [v_{s2}] = \tau [R_{s2}] \tau^{-1} [i_{dq}] + \tau L_{s2} \tau^{-1} \theta' [i_{dq}] + \tau L_{s2} \tau^{-1} \theta' [i'_{dq}] + \tau L_{s2l} \tau^{-1} \theta' [i_{dq}] + \tau [M_{\theta l}] \theta' k_m \quad (4.27)$$

Como um dos objetivos deste estudo é obter as relações entre os parâmetros do modelo bifásico e os parâmetros físicos da máquina, desenvolvendo o coeficiente do segundo termo da equação anterior, pode-se escrever:

$$L_{dq} = \begin{bmatrix} 1,5(L_s - L_m) & 0 \\ 0 & 1,5(L_s + L_m) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Com respeito às indutâncias para o modelo do motor no referencial dq , vamos definir as indutâncias em função do eixo direto (L_d) e do eixo em quadratura (L_q). Segundo os parâmetros físicos do motor (L_s e L_m), são:

$$\begin{aligned} L_d &= 1,5(L_s - L_m) \\ L_q &= 1,5(L_s + L_m) \end{aligned} \quad (4.29)$$

Resolvendo os demais coeficientes da equação 4.27, obtemos a seguinte expressão de tensão para o referencial dq :

$$v_{dq} = [R_{s2}] [i_{dq}] + [L_{dq}] \theta' [i_{dq}] + [L_{dq}] [i'_{dq}] + [L_{ldq}] \theta' [i_{dq}] + [M_{\theta dq}] \theta' k_m \quad (4.30)$$

Onde:

$$v_{dq} = [v_d, v_q]^T$$

$$L_{ldq} = \begin{bmatrix} 0 & 3L_m \\ 3L_m & 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$M_{\theta dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

A partir da equação 4.31, obtém-se a equação da dinâmica das correntes de estator no referencial dq como sendo:

$$[i'_{dq}] = [LR_{dq}] [i_{dq}] + [LL_{dq}] [i_{dq}] \theta' + [LM_{dq}] k_m \theta' + \theta' [i_{dq}] + [L_{dq}]^{-1} [i_{dq}] \quad (4.33)$$

Onde:

$$LR_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$LL_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3L_m}{L_d} \\ \frac{3L_m}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$LM_{dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Tem-se então determinadas todas as equações de tensões e correntes para o estator segundo o referencial síncrono dq .

Com relação à equação mecânica, inicia-se analisando a equação da potência elétrica absorvida pelo motor:

$$\begin{aligned} P &= v_d i_d + v_q i_q \\ P &= L_d i_d i'_d + L_q i_q i'_q + R_s (i_d^2 + i_q^2) + [(L_d - L_q) i_d + k_m] i_q \theta' \end{aligned} \quad (4.37)$$

Na equação anterior, observa-se que a potência elétrica é composta por três termos distintos: o primeiro pela potência (P_{mag}) referente à energia armazenada no campo magnético dos enrolamentos de eixo direto e em quadratura do estator; um segundo termo, referente às perdas por efeito Joule nas resistências estatóricas (P_J) e um termo relativo à potência mecânica (P_m), desenvolvida no eixo do motor. De uma forma quantitativa, cada termo é dado por:

$$\begin{aligned} P_{mag} &= L_d i_d i'_{sd} + L_q i_q i'_{sq} \\ P_J &= R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ P_m &= [(L_d - L_q) i_d + k_m] i_q \theta' \end{aligned} \quad (4.38)$$

A velocidade angular mecânica ω_r se relaciona com a velocidade angular elétrica ω

pela seguinte equação:

$$\omega = \theta' = p\omega_r \quad (4.39)$$

Onde p é o número de pares de pólos.

Da relação mecânica conjugado-potência (TORO., 1994) tem-se:

$$\begin{aligned} C_m &= \frac{P_m}{\omega} \\ C_m &= p[(L_d - L_q)i_d + k_m]i_q \end{aligned} \quad (4.40)$$

A equação dinâmica do conjugado para o motor é dada por:

$$C_m - C_b - C_l = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.41)$$

Onde C_l é o conjugado de carga, J é o momento de inércia do sistema mecânico e C_b é o conjugado de perdas por atritos, modelado como proporcional à velocidade e ao atrito viscoso:

$$C_b = b\omega \quad (4.42)$$

Desta forma, define-se o modelo completo do motor a ímã permanente como:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} [(L_d - L_q)i_d + k_m]i_q - \frac{b}{J}\omega - \frac{C_l}{J} \\ \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q}{L_d}\omega i_q + \frac{1}{L_d}V_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{pL_d}{L_q}\omega i_d - p\omega \frac{k_m}{L_q} + \frac{1}{L_q}V_q \end{aligned} \quad (4.43)$$

O modelo obtido para o motor síncrono no referencial dq é fundamental para a aplicação das técnicas avançadas para o controle de movimento do motor. O modelo apresenta equações mais simples do que as equações do modelo trifásico, eliminando o acoplamento entre as indutâncias de estator e eliminando a variação temporal das indutâncias de estator e de rotor. A representação do modelo em diagrama de blocos é mostrada na figura 10.

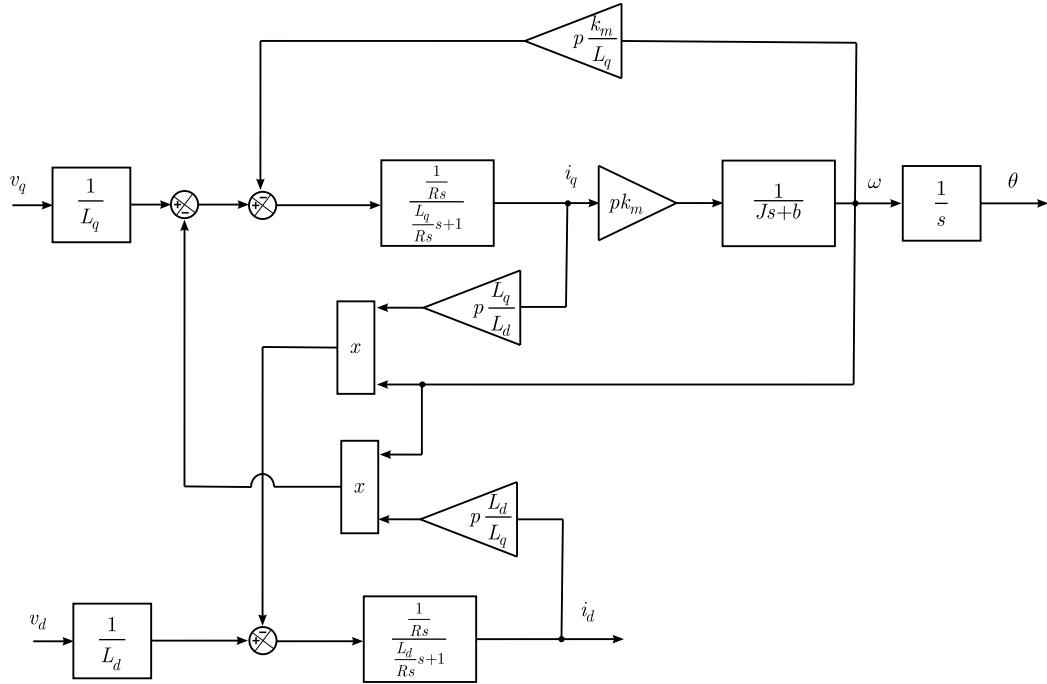


Figura 10: Diagrama de blocos do modelo em coordenadas síncronas do motor síncrono de ímãs permanentes

4.3 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo, abordou-se a modelagem dinâmica do motor síncrono de ímãs permanentes. Inicialmente apresentou-se a transformação trifásico-bifásico que transforma a representação trifásica numa representação bifásica. Com esta transformação ocorre a redução da ordem. Posteriormente, realiza-se a transformação de rotação, que projeta a representação bifásica num único referencial bifásico estacionário. Maiores detalhes sobre a transformada de Park e Clark são apresentados no anexo A. Desta maneira, obtém-se o modelo do motor síncrono em coordenadas dq . Assim, é possível fazer o projeto dos controladores para a corrente de eixo direto e para a posição angular. No capítulo seguinte será mostrada a aplicação dos controladores em modos deslizantes ao modelo em coordenadas síncronas dq do motor síncrono de ímãs permanentes.

5 *APLICAÇÃO DA ABORDAGEM DOS MODOS DESLIZANTES AO CONTROLE DO MOVIMENTO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES*

5.1 Introdução

Este capítulo apresenta um estudo sobre a aplicação dos controladores apresentados no capítulo 3, baseados na abordagem dos modos deslizantes, ao controle do movimento do motor síncrono de ímãs permanentes, cujo modelo foi definido no capítulo 4. Uma das aplicações típicas deste motor é o servoposicionamento, com exigência de elevado desempenho dinâmico e grande precisão. Em função do grau de liberdade existente, devido a existência de duas entradas de controle, v_d e v_q , normalmente escolhe-se como uma segunda variável de controle a corrente de eixo direto i_d , com o intuito de eliminar o conjugado de relutância existente. A figura 11 mostra de forma esquemática um sistema de controle usual, em coordenadas de um referencial síncrono alinhado com o fluxo do rotor. Um estudo de simulação dos controladores aplicados ao MSIP é mostrado na parte final do capítulo.

5.2 Controle em Modos deslizantes de Primeira Ordem

Seja o modelo apresentado em 4.43, sujeito à erros nos parâmetros e tendo o conjugado de carga como uma perturbação, todos limitados em norma, representado no sistema de coordenadas síncrono.

Para simplificar a representação do modelo, considera-se os seguintes novos parâmetros (S.LAGHROUCHE et al., 2003):

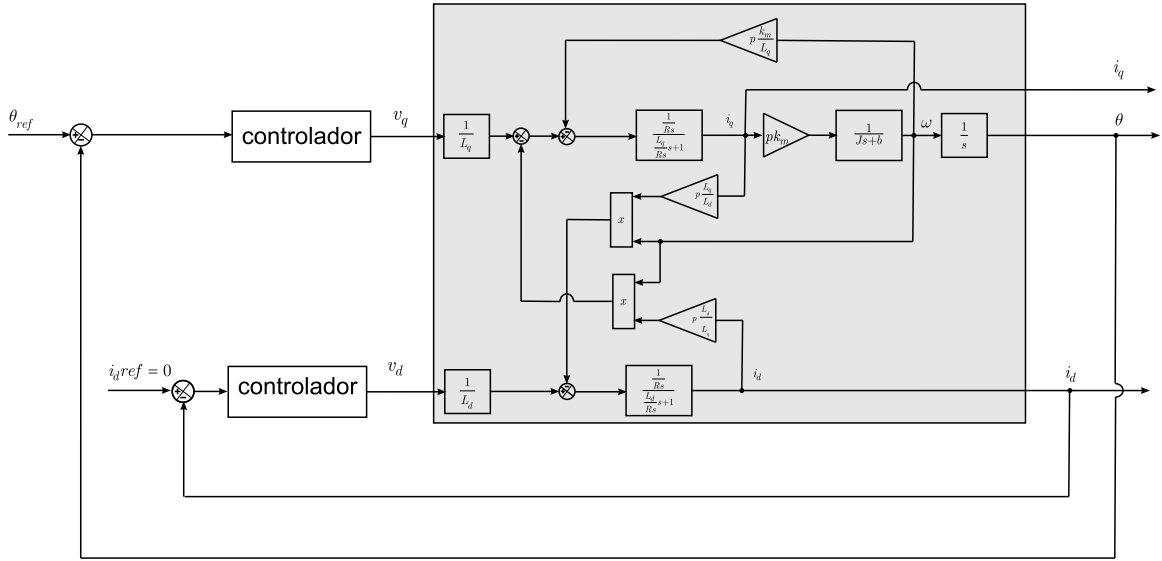


Figura 11: Esquemático do sistema de controle

$$\begin{aligned} \frac{p}{J} (L_d - L_q) &= k_1 = k_{01} + \delta k_1 \\ \frac{pk_m}{J} &= k_2 = k_{02} + \delta k_2 \\ -\frac{b}{J} &= k_3 = k_{03} + \delta k_3 \\ -\frac{R_s}{L_d} &= k_4 = k_{04} + \delta k_4 \\ \frac{pL_q}{L_d} &= k_5 = k_{05} + \delta k_5 \\ \frac{1}{L_d} &= k_6 = k_{06} + \delta k_6 \\ -\frac{pk_m}{L_q} &= k_7 = k_{07} + \delta k_7 \\ -\frac{pL_d}{L_q} &= k_8 = k_{08} + \delta k_8 \\ -\frac{R_s}{L_q} &= k_9 = k_{09} + \delta k_9 \\ \frac{1}{L_q} &= k_{10} = k_{010} + \delta k_{10} \\ \frac{1}{J} &= k_{11} = k_{011} + \delta k_{11} \end{aligned}$$

onde k_{0i} ($1 \leq i \leq 11$) é o valor nominal do parâmetro considerado e δk_i é a incerteza associada ao parâmetro. Assume-se que as incertezas nos parâmetros são limitadas e sempre inferiores ao valor nominal do parâmetro considerado, em valores absolutos, ou seja, $|\delta k_i| \leq \delta k_{0i} < |k_{0i}|$, com δk_{0i} representando uma constante positiva. Definindo o

vetor de estados como $x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \theta & \omega & i_d & i_q \end{bmatrix}^T$ e o vetor de entradas como $u = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T$, pode-se reescrever 4.43 pelo seguinte modelo não linear:

$$x' = f(t, x, u) = \begin{cases} x'_1 = x_2 \\ x'_2 = (k_1 x_3 + k_2) x_4 + k_3 x_2 - \frac{C_l}{J} \\ x'_3 = k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4 + k_6 u_1 \\ x'_4 = k_7 x_2 + k_8 x_2 x_3 + k_9 x_4 + k_{10} u_2 \end{cases} \quad (5.1)$$

Com $x \in X \subset \mathfrak{R}^4$ e $u \in U \subset \mathfrak{R}^2$ tal que $X = \{x \in \mathfrak{R}^4 \mid x_1 \in \mathfrak{R}, |x_i| \leq x_{iMX}, 2 \leq i \leq 4\}$ e $U = \{u \in \mathfrak{R}^2 \mid |u_i| \leq u_{iMX}, 1 \leq i \leq 2\}$, onde x_{2MX} representa o máximo valor da velocidade angular, x_{3MX} e x_{4MX} representam os máximos valores das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura, respectivamente, e u_{1MX} e u_{2MX} representam os máximos valores das tensões de eixo direto e de eixo em quadratura, respectivamente.

Inicialmente, realiza-se o projeto das funções de chaveamento associadas às saídas de controle, de acordo com 3.3. A posição é uma saída que apresenta grau relativo três, enquanto que a corrente de eixo direto tem grau relativo um. A função de chaveamento associada ao controle da corrente de eixo direto é dada por:

$$\sigma_1 = h_1(t, x) = x_3 - x_{3ref} \quad (5.2)$$

Para a função de chaveamento associada ao controle da posição, tem-se:

$$\sigma_2 = x''_1 - x''_{1ref} + \lambda_1 (x'_1 - x'_{1ref}) + \lambda_2 (x_1 - x_{1ref}) \quad (5.3)$$

onde λ_1 e λ_2 são parâmetros positivos tais que 5.3 é um polinômio Hurwitz.

Para a obtenção da lei de controle, os termos conhecidos da derivada Lie $L_f h$, ou seja, os termos relacionados aos valores nominais dos parâmetros, valores medidos e referências para as saídas, devem ser encontrados. Portanto, ao derivar-se as equações 5.2 e 5.3, o resultado é:

$$\sigma'_1 = k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4 + k_6 u_1 - x'_{3ref} \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned}
 \sigma_2' &= \lambda_2 \left(x_2 - x_{1_{ref}}' \right) - \lambda_1 x_{1_{ref}}'' - \frac{x_1^{(3)}}{ref} + k_1 (k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4) x_4 + \\
 &+ (k_1 x_3 + k_2) (k_7 x_2 + k_8 x_2 x_3 + k_9 x_4) + (\lambda_1 + k_3) \left[(k_1 x_3 + k_2) - \frac{C_l}{J} \right] - \\
 &- \frac{C_l'}{J} + k_1 k_6 u_1 x_4 + (k_1 x_3 + k_2) k_{10} u_2
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Assim, escreve-se:

$$\sigma_1' = A_1(x, t) + B_{11}(x, t)U_1(t) + B_{12}(x, t)U_2(t) \tag{5.6}$$

onde:

$$A_1(x, t) = A_{10} + \delta A_1 = k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4 + k_6 u_1 - x_{3_{ref}}' \tag{5.7}$$

Os elementos da matriz B relacionados a dinâmica de σ_1 são:

$$B_{11}(x, t) = k_6 = B_{110} + \delta B_{11} \tag{5.8}$$

$$B_{12}(x, t) = 0 = B_{120} + \delta B_{12} \tag{5.9}$$

com:

$$A_{10} = k_{04} x_3 + k_{05} x_2 x_4 + k_{06} \tag{5.10}$$

$$B_{110} = k_{06} \tag{5.11}$$

Para a segunda dinâmica tem-se:

$$\sigma_2' = A_2(x, t) + B_{21}(x, t)U_1(t) + B_{22}(x, t)U_2(t) \tag{5.12}$$

onde:

$$A_2(x, t) = A_{20} + \delta A_2 \tag{5.13}$$

O termo $A_2(x, t)$ associado à superfície de posição fica:

$$A_2(x, t) = \lambda_2 (x_2 - x'_{1ref}) - \lambda_1 x''_{1ref} - x'''_{1ref} + k_1 (k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4) x_4 + (k_1 x_3 + k_2) (k_7 x_2 + k_8 x_2 x_3 + k_9 x_4) + (\lambda_1 + k_3) \left[(k_1 x_3 + k_2) - \frac{C_l}{J} \right] - \frac{C'_l}{J} \quad (5.14)$$

Com relação aos elementos da matriz B , o resultado obtido é:

$$B_{21}(x, t) = k_1 k_6 x_4 = B_{210} + \delta B_{21} \quad (5.15)$$

$$B_{22}(x, t) = (k_1 x_3 + k_2) k_{10} = B_{220} + \delta B_{22} \quad (5.16)$$

com:

$$A_{20} = \lambda_2 (x_2 - x'_{1ref}) - \lambda_1 x''_{1ref} - x'''_{1ref} + k_{01} (k_{04} x_3 + k_{05} x_2 x_4) x_4 + (k_{01} x_3 + k_{02}) (k_{07} x_2 + k_{08} x_2 x_3 + k_{09} x_4) + (\lambda_1 + k_{03}) \left[(k_{01} x_3 + k_{02}) - \frac{C_l}{J} \right] - \frac{C'_l}{J} \quad (5.17)$$

$$B_{210} = k_{01} k_{06} x_4 \quad (5.18)$$

$$B_{220} = (k_{01} x_3 + k_{02}) k_{010} \quad (5.19)$$

A_{10} , A_{20} , B_{110} , B_{210} e B_{220} são termos conhecidos envolvendo o conjunto de parâmetros identificados e os valores dos estados obtidos por medição. As incertezas sobre os parâmetros identificados decorrentes de erros de identificação ou variações relacionadas às mudanças na temperatura do motor ou variações no estado de saturação de partes do circuito magnético, assim como variações no conjugado de carga são levados em consideração pelos termos δA_1 , δA_2 , δB_{11} , δB_{21} e δB_{22} .

Assim, escreve-se a lei de controle para o servomotor como:

$$u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_1 + K_1 \text{sign}(\sigma_1) \\ A_2 + K_2 \text{sign}(\sigma_2) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Sendo que K_1 e K_2 devem ser positivos e suficientemente grandes para garantir ro-

bustez com relação as perturbações consideradas.

Por fim, deve-se garantir a não singularidade da matriz $B(x, t)$. A condição a ser satisfeita, para tal, é que o determinante de B seja diferente de zero. O determinante da matriz é dado por:

$$\Delta = \begin{vmatrix} k_6 & 0 \\ k_1 k_6 x_4 & (k_1 x_3 + k_2) k_{10} \end{vmatrix} \quad (5.21)$$

Assim, é necessário que:

$$x_3 \neq -\frac{k_2}{k_1} = -\frac{k_m}{(L_d - L_q)} \quad (5.22)$$

5.3 Prova da Existência dos modos deslizantes de primeira ordem

De forma matricial, pode-se reescrever 5.6 e 5.12 como:

$$\sigma' = A + Bu \quad (5.23)$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta A_1 \\ \delta A_2 \end{bmatrix} = A_0 + \delta A \quad (5.24)$$

Neste ponto, verifica-se que existe acoplamento entre as variáveis. Caso o sistema fosse perfeitamente conhecido, desconsiderando as incertezas, poderia-se desacoplar as variáveis através de uma realimentação linearizante do tipo:

$$B = \begin{bmatrix} B_{110} & 0 \\ B_{210} & B_{220} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta B_{11} & 0 \\ \delta B_{21} & \delta B_{22} \end{bmatrix} = B_0 + \delta B \quad (5.25)$$

$$u = B_0^{-1} [-A_0 + v] \quad (5.26)$$

com

$$v = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}^T \quad (5.27)$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} B_{110} & 0 \\ B_{210} & B_{220} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

A dinâmica resultante é:

$$\sigma' = A_0 + \delta A + (B_0 + \delta B) [B_0^{-1} (-A_0 + v)] \quad (5.30)$$

onde:

$$\delta A = \begin{bmatrix} \delta A_1 \\ \delta A_2 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

$$\delta B = \begin{bmatrix} \delta B_{11} & 0 \\ \delta B_{21} & \delta B_{22} \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_1 \text{sign}(\sigma_1) \\ -K_2 \text{sign}(\sigma_2) \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

A equação pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\sigma' = \hat{A} + \hat{B} v \quad (5.34)$$

onde:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

$$\hat{B} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{11} & 0 \\ \hat{B}_{21} & \hat{B}_{22} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Separando o sistema em dois monovariáveis e levando em conta as incertezas à aplicação da realimentação linearizante leva ao seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1' \\ \sigma_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{B}_{11} & 0 \\ \hat{B}_{21} & \hat{B}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

onde:

$$\hat{A}_1 = \delta A_1 - A_{10} \frac{\delta B_{11}}{B_{110}} \quad (5.38)$$

$$\hat{A}_2 = \delta A_2 - \left[\frac{\delta B_{21}}{B_{110}} - \frac{\delta B_{22} B_{210}}{B_{110} B_{220}} \right] A_{10} - \frac{\delta B_{22}}{B_{220}} A_{20} \quad (5.39)$$

$$\hat{B}_{11} = 1 + \frac{\delta B_{11}}{B_{110}} \quad (5.40)$$

$$\hat{B}_{21} = \frac{\delta B_{21}}{B_{110}} - \frac{\delta B_{22} B_{210}}{B_{220} B_{110}} \quad (5.41)$$

$$\hat{B}_{22} = 1 + \frac{\delta B_{22}}{B_{220}} \quad (5.42)$$

Por hipótese, x_2 , x_3 e x_4 têm valores limitados. Considera-se também que as incertezas sobre os elementos da matriz B são inferiores a metade dos seus valores nominais em valor absoluto, ou seja, $|\delta B_{11}| < |B_{11}|$, $|\delta B_{21}| < |B_{21}|$ e $|\delta B_{22}| < |B_{22}|$. Com estas considerações, existem constantes positivas C_1 , C_2 , K_{11m} , K_{11M} , K_{22m} , K_{22M} e K_{21} que satisfazem as seguintes expressões:

$$|\hat{A}_1| < C_1, \quad 0 < K_{11m} < \hat{B}_{11} < K_{11M} \quad (5.43)$$

$$|\hat{A}_2| < C_2, \quad 0 < K_{22m} < \hat{B}_{22} < K_{22M} \quad (5.44)$$

$$|\hat{B}_{21}| < K_{21} \quad (5.45)$$

5.4 Controle em Modos deslizantes de Segunda Ordem

A superfície de deslizamento associada ao controle da corrente de eixo direto é:

$$\sigma_1 = x_3 - x_{3ref} \quad (5.46)$$

Para a superfície associada ao controle da posição, tem-se:

$$\sigma_2 = x_1'' - x_{1ref}'' + \lambda_1 (x_1' - x_{1ref}') + \lambda_2 (x_1 - x_{1ref}) \quad (5.47)$$

Onde λ_1 e λ_2 são parâmetros positivos tais que é um polinômio Hurwitz. A primeira derivada de $\begin{bmatrix} \sigma_1 & \sigma_2 \end{bmatrix}^T$ pode ser escrita como:

$$\sigma_1' = k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4 + k_6 u_1 - x_{3ref}' \quad (5.48)$$

$$\begin{aligned} \sigma_2' = & \lambda_2 (x_2 - x_{1ref}') - \lambda_1 x_{1ref}'' - x_{1ref}''' + k_1 (k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4) x_4 + \\ & + (k_1 x_3 + k_2) (k_7 x_2 + k_8 x_2 x_3 + k_9 x_4) + (\lambda_1 + k_3) \left[(k_1 x_3 + k_2) - \frac{C_l}{J} \right] - \\ & - \frac{C_l'}{J} + k_1 k_6 u_1 x_4 + (k_1 x_3 + k_2) k_{10} u_2 \end{aligned} \quad (5.49)$$

No controle em modos deslizantes de segunda ordem, a descontinuidade deve aparecer na segunda derivada da variável de deslizamento. Assim, é necessário se derivar novamente as variáveis de deslizamento. O resultado pode ser escrito do seguinte modo:

$$\sigma_1'' = A_1 + B_{11} u_1' \quad (5.50)$$

$$\sigma_2'' = A_2 + B_{21} u_1' + B_{22} u_2' \quad (5.51)$$

onde:

$$A_1 = A_{10} + \delta A_1 \quad (5.52)$$

$$\begin{aligned} A_1 = & k_4 [k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4 + k_6 u_1] + \\ & + k_5 x_4 \left[(k_1 x_3 + k_2) x_4 + k_3 x_2 - \frac{C_l}{J} \right] + \\ & + k_5 x_2 [k_7 x_2 + k_8 x_2 x_3 + k_9 x_4 + k_{10} u_2] \end{aligned} \quad (5.53)$$

$$B_{11} = k_6 = B_{110} + \delta B_{11} \quad (5.54)$$

$$A_2 = A_{20} + \delta A_2 \quad (5.55)$$

$$\begin{aligned} A_2 = & \lambda_2 \left(x'_2 - x''_{1ref} \right) - \lambda_1 \overset{(3)}{x_{1ref}} - \overset{(4)}{x_1} + k_1 (k_4 x'_3 + k_5 x'_2 x_4 + k_5 x_2 x'_4) x_4 \\ & + k_1 (k_4 x_3 + k_5 x_2 x_4) x'_4 + k_1 x'_3 (k_7 x_2) + k_8 x_2 x_3 + k_9 x_4 + \\ & + (k_1 x_3 + k_2) (k_7 x'_2 + k_8 x'_2 x_3 + k_8 x_2 x'_3 + k_9 x'_4) \\ & + (\lambda_1 + k_3) \left[(k_1 x_3) x_4 + (k_1 x_3 + k_2) x'_4 + k_3 x'_2 - \frac{C'_l}{J} \right] - \\ & - \frac{C''_l}{J} + k_1 k_6 u_1 x'_4 + k_1 x'_3 k_{10} u_2 \end{aligned} \quad (5.56)$$

$$B_{21} = k_1 k_6 x_4 = B_{210} + \delta B_{21} \quad (5.57)$$

$$B_{22} = (k_1 x_3 + k_2) k_{10} = B_{220} + \delta B_{22} \quad (5.58)$$

A_{10} , A_{20} , B_{110} , B_{210} e B_{220} são expressões conhecidas envolvendo os valores nominais dos parâmetros e δA_1 , δA_2 , δB_{11} , δB_{21} e δB_{22} contém todas as incertezas paramétricas e termos relacionados ao conjugado de carga. O conjugado de carga, C_l , é considerado uma perturbação limitada em valor.

5.5 Prova da Existência dos modos deslizantes de segunda ordem

De forma matricial, pode-se reescrever 5.50 e 5.51 como:

$$\sigma'' = A + Bu' \quad (5.59)$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta A_1 \\ \delta A_2 \end{bmatrix} = A_0 + \delta A \quad (5.60)$$

Neste ponto, verifica-se que existe acoplamento entre as variáveis. Caso o sistema fosse perfeitamente conhecido, desconsiderando as incertezas, poderia-se desacoplar as variáveis através de uma realimentação linearizante do tipo:

$$B = \begin{bmatrix} B_{110} & 0 \\ B_{210} & B_{220} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta B_{11} & 0 \\ \delta B_{21} & \delta B_{22} \end{bmatrix} = B_0 + \delta B \quad (5.61)$$

$$u' = B_0^{-1} [-A_0 + v] \quad (5.62)$$

com

$$v = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}^T$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} B_{110} & 0 \\ B_{210} & B_{220} \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

A dinâmica resultante é:

$$\sigma'' = A_0 + \delta A + (B_0 + \delta B) [B_0^{-1} (-A_0 + v)] \quad (5.65)$$

onde:

$$\delta A = \begin{bmatrix} \delta A_1 \\ \delta A_2 \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

$$\delta B = \begin{bmatrix} \delta B_{11} & 0 \\ \delta B_{21} & \delta B_{22} \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_1 \text{sign}(\sigma_1) \\ -K_2 \text{sign}(\sigma_2) \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

A equação pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\sigma'' = \hat{A} + \hat{B}v \quad (5.69)$$

onde:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

$$\hat{B} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{11} & 0 \\ \hat{B}_{21} & \hat{B}_{22} \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

Separando o sistema em dois monovariáveis e levando em conta as incertezas à aplicação da realimentação linearizante leva ao seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1'' \\ \sigma_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{B}_{11} & 0 \\ \hat{B}_{21} & \hat{B}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

onde:

$$\hat{A}_1 = \delta A_1 - A_{10} \frac{\delta B_{11}}{B_{110}} \quad (5.73)$$

$$\hat{A}_2 = \delta A_2 - \left[\frac{\delta B_{21}}{B_{110}} - \frac{\delta B_{22} B_{210}}{B_{110} B_{220}} \right] A_{10} - \frac{\delta B_{22}}{B_{220}} A_{20} \quad (5.74)$$

$$\hat{B}_{11} = 1 + \frac{\delta B_{11}}{B_{110}} \quad (5.75)$$

$$\hat{B}_{21} = \frac{\delta B_{21}}{B_{110}} - \frac{\delta B_{22} B_{210}}{B_{220} B_{110}} \quad (5.76)$$

$$\hat{B}_{22} = 1 + \frac{\delta B_{22}}{B_{220}} \quad (5.77)$$

Verifica-se que a realimentação não consegue desacoplar as dinâmicas em função das incertezas existentes.

Sabe-se que x_2 , x_3 , x_4 e têm valores limitados. Considera-se também que as incertezas sobre os elementos da matriz B são inferiores a metade dos seus valores nominais em valor absoluto, ou seja, $|\delta B_{11}| < |B_{11}|$, $|\delta B_{21}| < |B_{21}|$ e $|\delta B_{22}| < |B_{22}|$. Com estas considerações, existem constantes positivas C_1 , C_2 , K_{11m} , K_{11M} , K_{22m} , K_{22M} e K_{21} que satisfazem as seguintes expressões:

$$\left| \hat{A}_1 \right| < C_1, \quad 0 < K_{11m} < \hat{B}_{11} < K_{11M} \quad (5.78)$$

$$\left| \hat{A}_2 \right| < C_2, \quad 0 < K_{22m} < \hat{B}_{22} < K_{22M} \quad (5.79)$$

$$\left| \hat{B}_{21} \right| < K_{21} \quad (5.80)$$

Assim, embora o sistema 5.72 seja acoplado, mostra-se, a seguir, que o controle apresentado garante o deslizamento de segunda ordem.

5.5.1 Algoritmo Twisting

A primeira linha de 5.72 permite que se escreva:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1' \\ \sigma_1'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_1' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{B}_{11} \end{bmatrix} v_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{A}_1 \end{bmatrix} \quad (5.81)$$

Deste modo, um controle do tipo pode ser aplicado:

$$v_1 = \begin{cases} -u_1 & \text{se } |u_1| > u_{1max} \\ -\alpha_m \text{sign}(\sigma_1) & \text{se } \sigma_1 \sigma_1' \leq 0 \\ -\alpha_M \text{sign}(\sigma_1) & \text{se } \sigma_1 \sigma_1' > 0 \end{cases} \quad e \quad |u_1| \leq u_{1max}$$

Da segunda linha de 5.72, se pode escrever:

$$\begin{bmatrix} \sigma_2' \\ \sigma_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_2 \\ \sigma_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \hat{B}_{21} & \hat{B}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{A}_2 \end{bmatrix} \quad (5.82)$$

Sabe-se, a partir de 5.62, que:

$$u_1 = \int \frac{1}{B_{110}} (-A_{10} + v_1) dt \quad (5.83)$$

é uma função limitada e contínua. Por esta razão, v_1 é uma função limitada em valor, embora descontínua. Assim, se pode assumir que $|v_1| < V_M$, $\left| \hat{B}_{21} v_1 \right| < K_3$ e $\left| \hat{B}_{21} v_1 + \hat{A}_2 \right| < C_3$ onde V_M , K_3 e C_3 são constantes positivas. Com estas considerações e com as restrições de 5.78, 5.79 e 5.80 a equação 5.82 pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \sigma_2' \\ \sigma_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_2 \\ \sigma_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{B}_{22} \end{bmatrix} v_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{A}_3 \end{bmatrix} \quad (5.84)$$

com:

$$\hat{A}_3 = \hat{B}_{21}v_1 + \hat{A}_2$$

Assim, um controle do tipo pode ser aplicado:

$$v_2 = \begin{cases} -u_2 & \text{se } |u_2| > u_{2max} \\ -\alpha_m \text{sign}(\sigma_2) & \text{se } \sigma_2 \sigma_2' \leq 0 \quad \text{e } |u_2| \leq u_{2max} \\ -\alpha_M \text{sign}(\sigma_2) & \text{se } \sigma_2 \sigma_2' > 0 \quad \text{e } |u_2| \leq u_{2max} \end{cases}$$

De modo semelhante a 5.83 obtém-se:

$$u_2 = \int \frac{1}{B_{210}} (-A_{20} + v_2) dt \quad (5.85)$$

5.5.2 Algoritmo Proposto

A modificação proposta para o controle em modos deslizantes de segunda ordem é realizar o projeto da lei de controle da seguinte forma:

$$v_1 = -c_{11}\sigma_1 - c_{12}\sigma_1' - K_1 \text{sign}(\alpha_{11}\sigma_1 + \alpha_{12}\sigma_1') \quad (5.86)$$

$$v_2 = -c_{21}\sigma_2 - c_{22}\sigma_2' - K_2 \text{sign}(\alpha_{21}\sigma_2 + \alpha_{22}\sigma_2') \quad (5.87)$$

com c_{11} , c_{12} , c_{21} e c_{22} constantes positivas, $\alpha_1 = p_{12}$ e $\alpha_2 = p_{22}$ escolhidos adequadamente, conforme procedimento apresentado em 3.30, $K_1 > \frac{C_1}{K_{11m}}$ e $K_2 > \frac{C_3}{K_{22m}}$.

5.6 Resultados de Simulação

Esta seção mostra alguns resultados de simulação obtidos com a aplicação dos controladores estudados ao motor síncrono de ímãs permanentes. O objetivo destas simulações é ter uma comparação entre o desempenho de cada controlador no que se refere a resposta dinâmica e à robustez com relação às perturbações de carga e as incertezas paramétricas da máquina em questão. As simulações a seguir foram realizadas utilizando-se o software

MATLAB. Os parâmetros nominais do motor síncrono de ímãs permanentes são mostrados na Tabela 1. O modelo do motor utilizado é SWA 56-7.0-30, produzido pela empresa WEG (WEG, 2007).

Tabela 1: Valores dos parâmetros do motor utilizados na simulação

Parâmetros do motor	
R_s	0.447Ω
L_d	$2.48mH$
L_q	$2.94mH$
k_m	$0.5348Wb$
P	2
J	$0.0006282539Kg.m^2$
b	$0.3102N.m.s$

A referência para a posição angular e a perturbação de carga utilizadas nas simulações são mostradas nas figuras 12 e 13. A referência para a corrente de eixo direto é considerada nula.

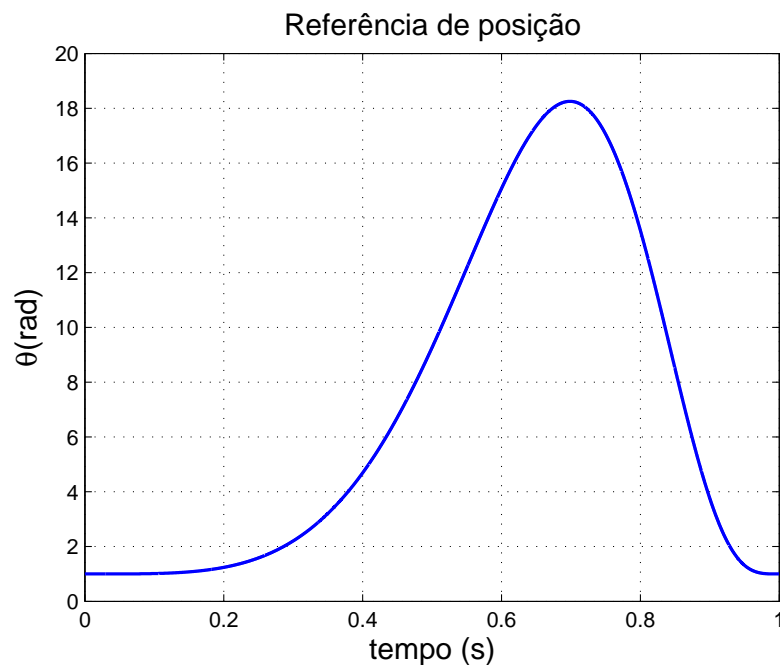


Figura 12: Referência de posição angular

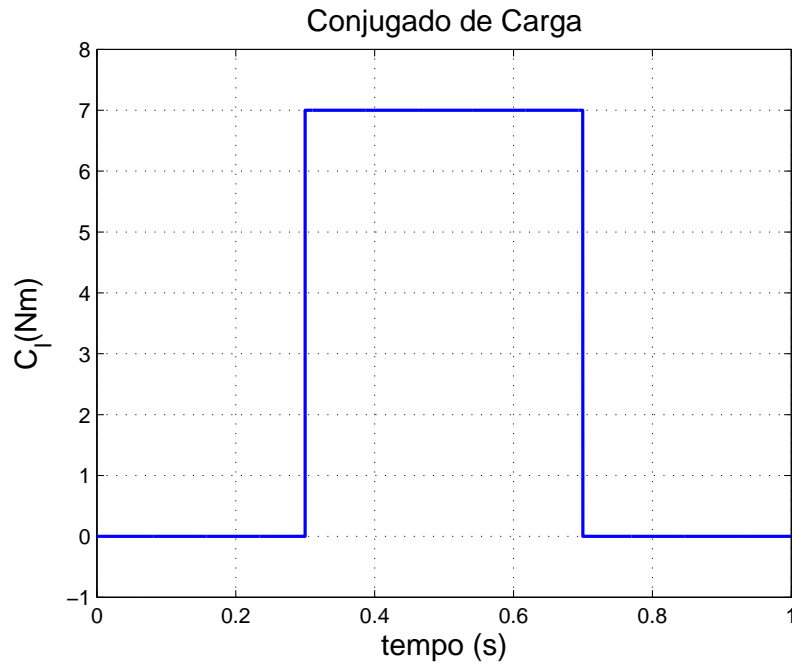


Figura 13: Conjugado de carga

5.6.1 Controle em Modos Deslizantes de Primeira Ordem

Esta subsecção mostra os resultados de simulação obtidos com a aplicação do controle em modos deslizantes de primeira ordem ao motor síncrono de ímãs permanentes. Os valores dos ganhos das superfícies (λ_1 e λ_2) e do controle descontínuo (K_θ e K_i), para esta simulação, foram: $\lambda_1 = 100$, $\lambda_2 = 400000$, $K_\theta = 200000000$, $K_i = 10000000$. Primeiramente são mostrados resultados com a presença do chattering.

- Caso nominal sem redução de chattering

A figura 14 mostra o seguimento da referência de posição e a figura 15 mostra o seguimento da referência da corrente de eixo direto.

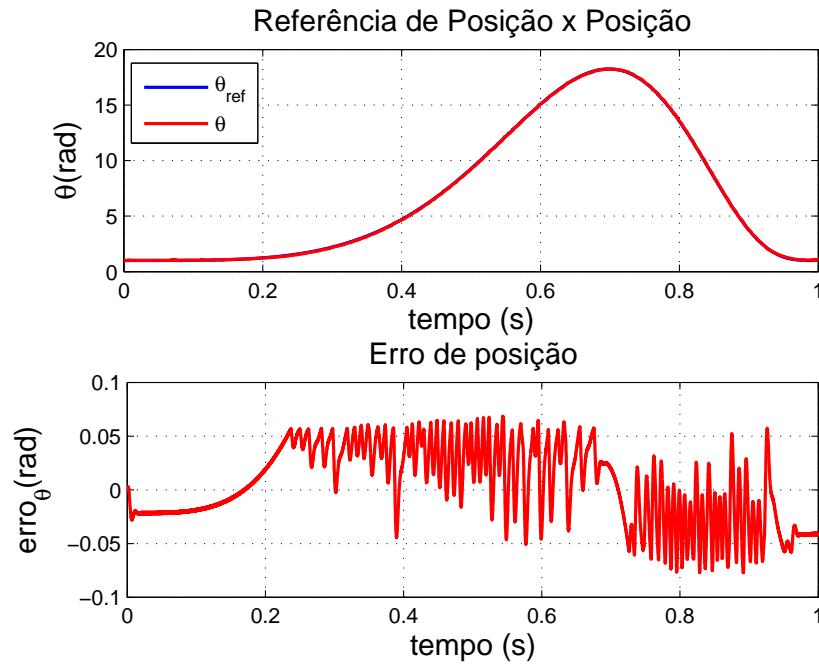


Figura 14: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering

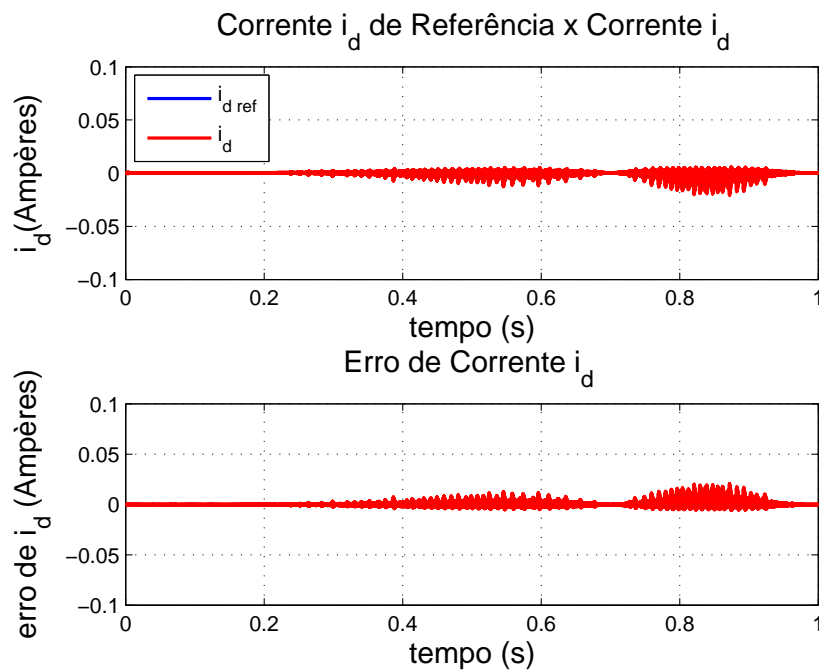


Figura 15: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering

Na figura 16 tem-se a corrente de eixo em quadratura e na figura 17 as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura, as quais apresentam um comportamento bastante oscilatório devido ao fenômeno do chattering.

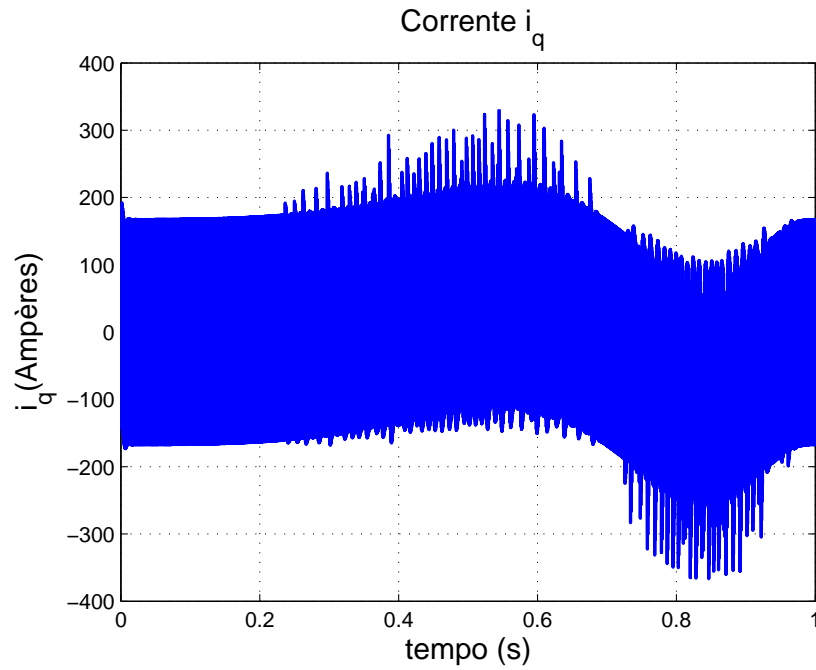


Figura 16: Controle em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering: Corrente de eixo em quadratura

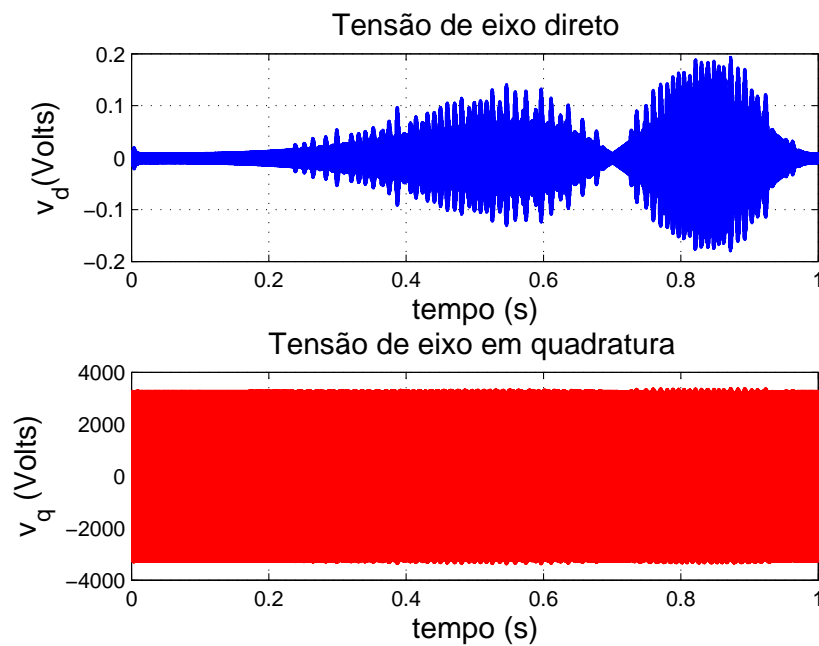


Figura 17: Controle em modos deslizantes de primeira ordem sem redução de chattering: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

A figura 18 mostras as correntes trifásicas de linha do sistema i_a , i_b e i_c .

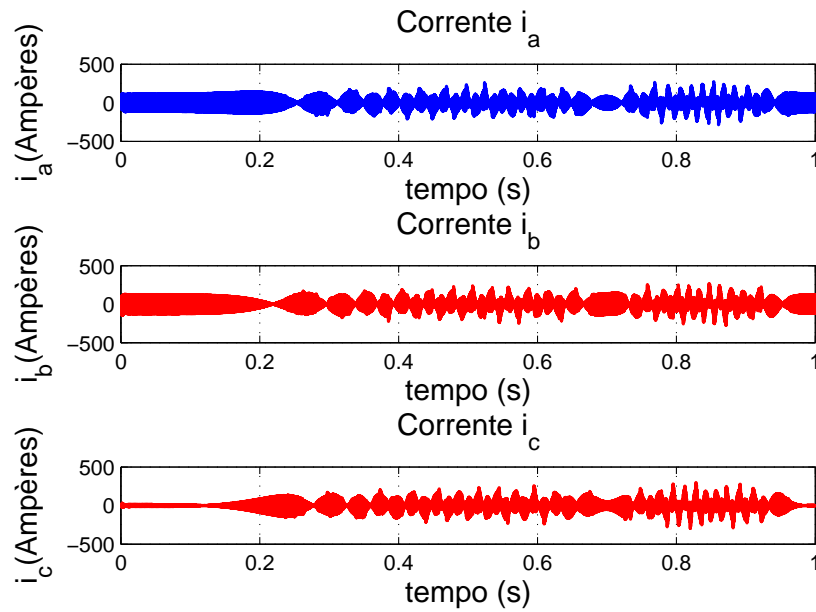


Figura 18: Correntes i_a , i_b e i_c

- Caso nominal com redução de chattering

Como forma de reduzir o chattering emprega-se a abordagem da camada limite à cada uma das saídas de controle. A figura 19 apresenta a resposta da posição a referência imposta.

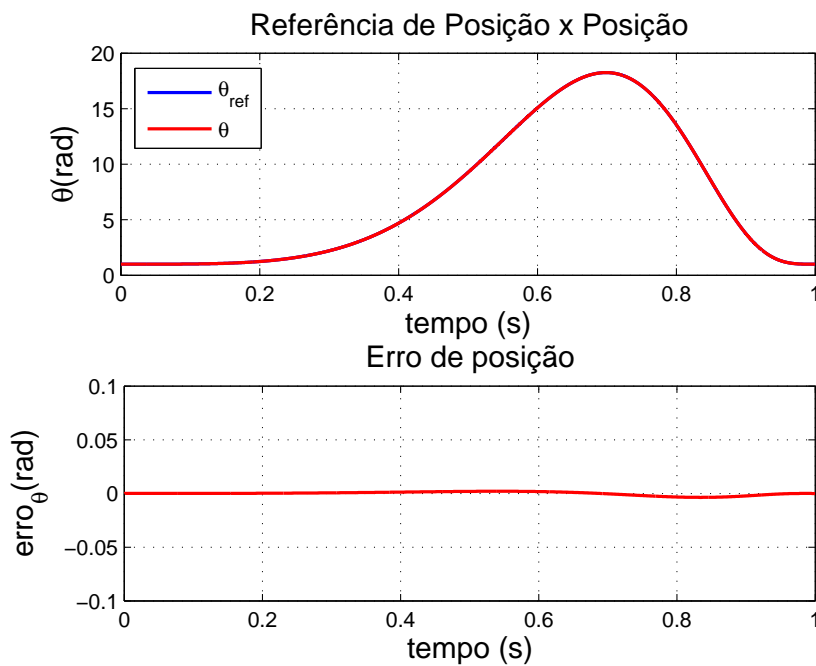


Figura 19: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem

A corrente de eixo direto, bem como o erro de rastreamento da mesma, são mostradas na figura 20.

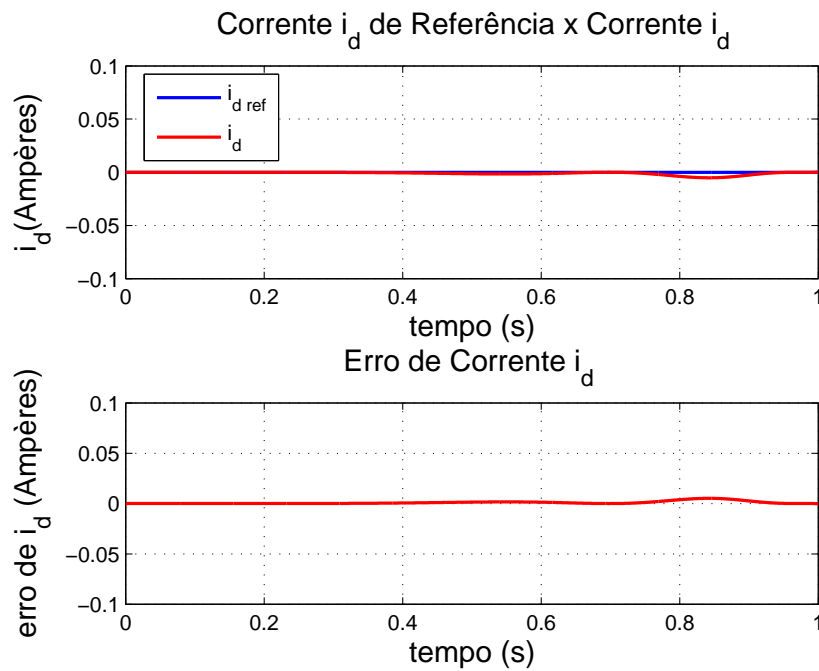


Figura 20: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem

Para salientar a questão de redução do chattering, são mostradas nas figuras 21 e 22 a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

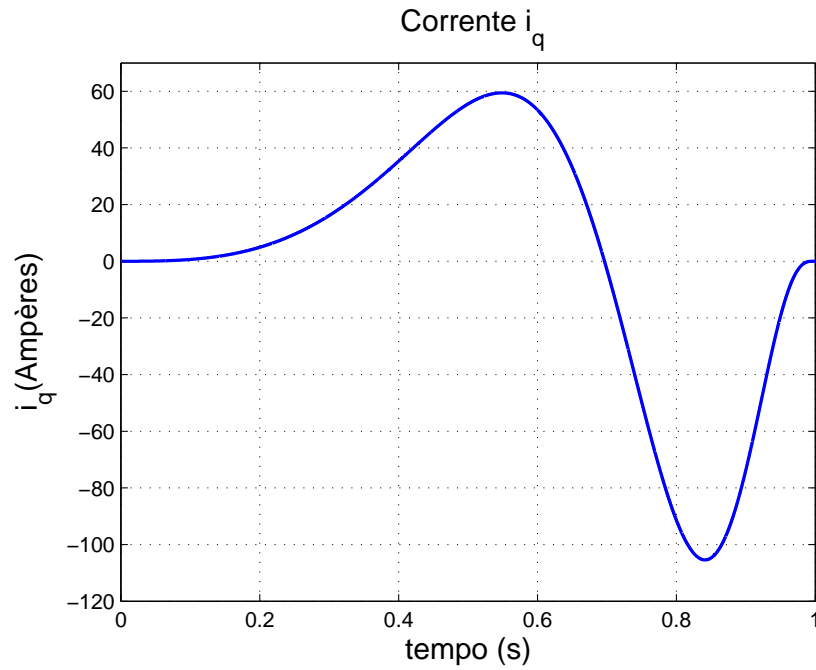


Figura 21: Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Corrente de eixo em quadratura

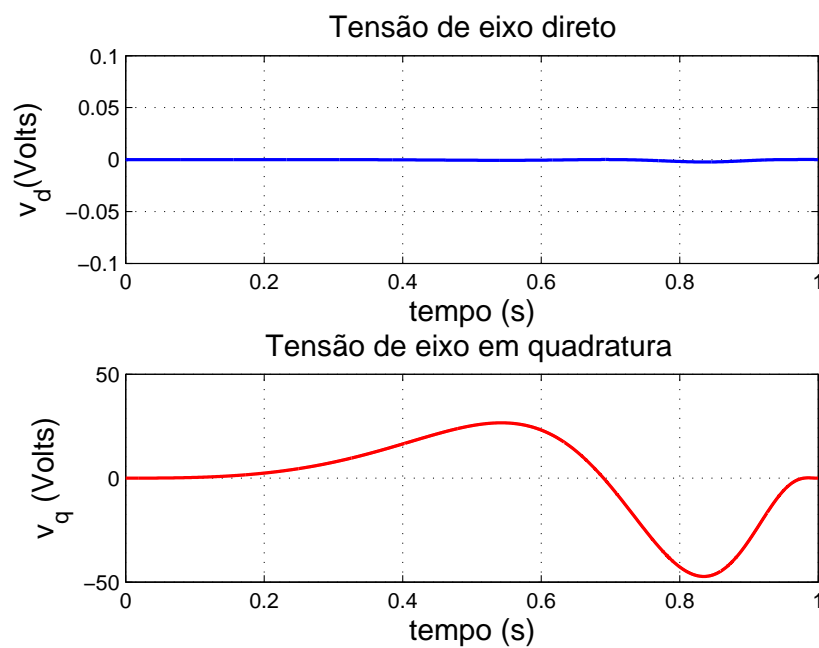


Figura 22: Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

Na figura 23 são mostradas as correntes trifásicas do sistema.

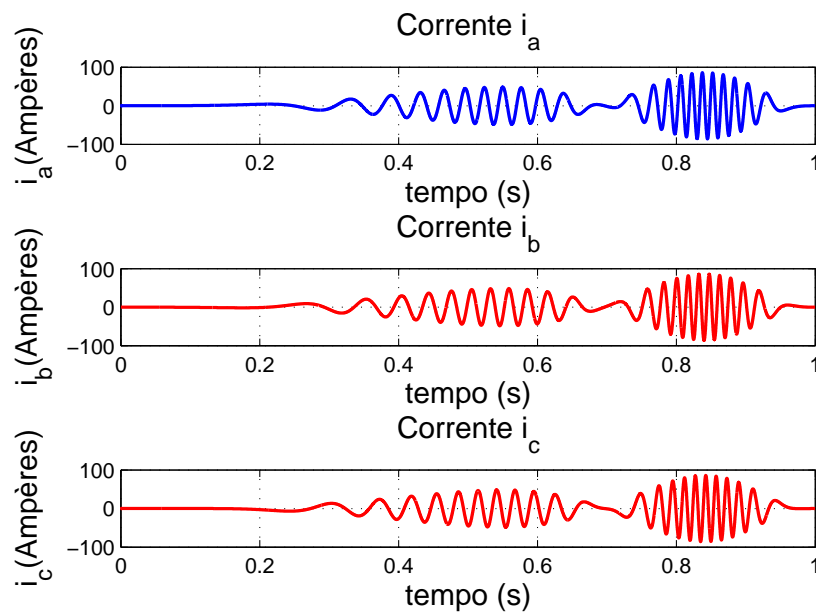


Figura 23: Correntes i_a , i_b e i_c

Da análise destas figuras pode-se observar a ausência total de chattering nestas variáveis, pela utilização da técnica da camada limite.

- Teste de robustez - Incerteza de +20% nas indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura (L_d e L_q)

As respostas para o rastreamento da referência de posição e da referência de corrente de eixo direto são mostradas nas figuras 24 e 25.

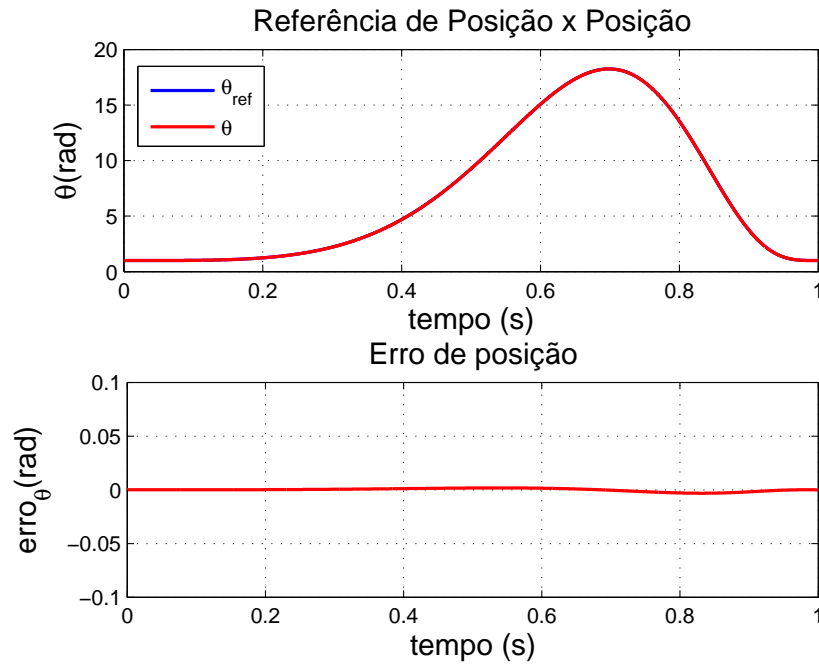


Figura 24: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias

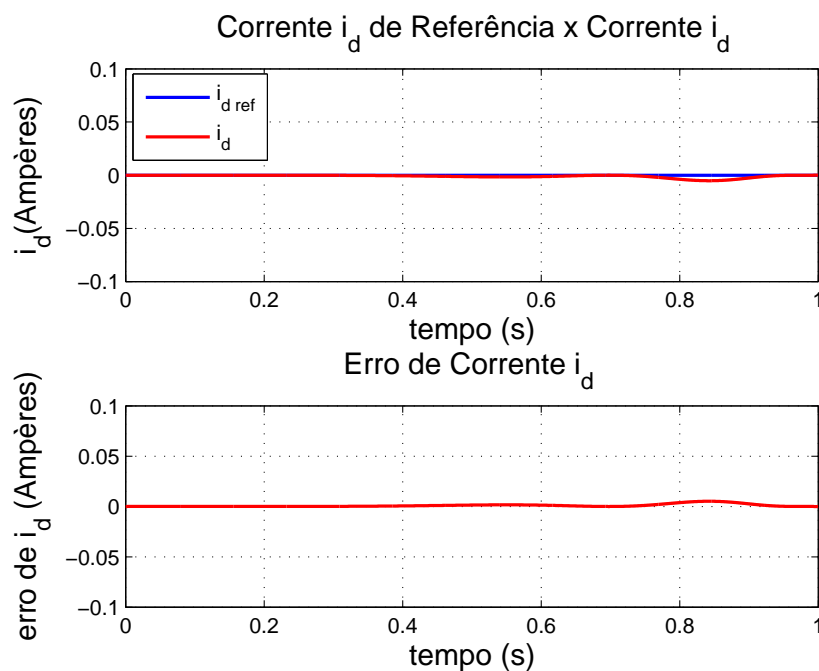


Figura 25: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias

As figuras 26 e 27 mostram, respectivamente a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

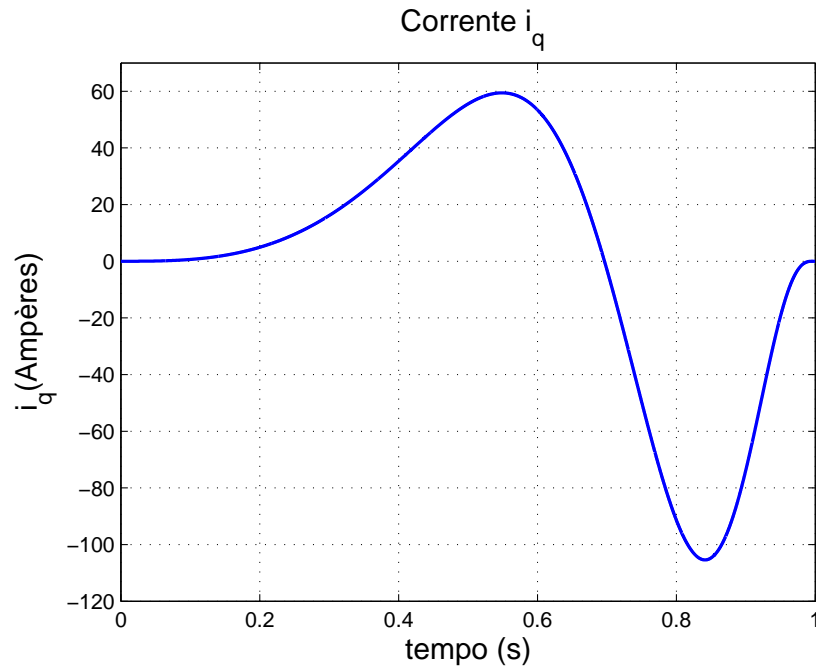


Figura 26: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura

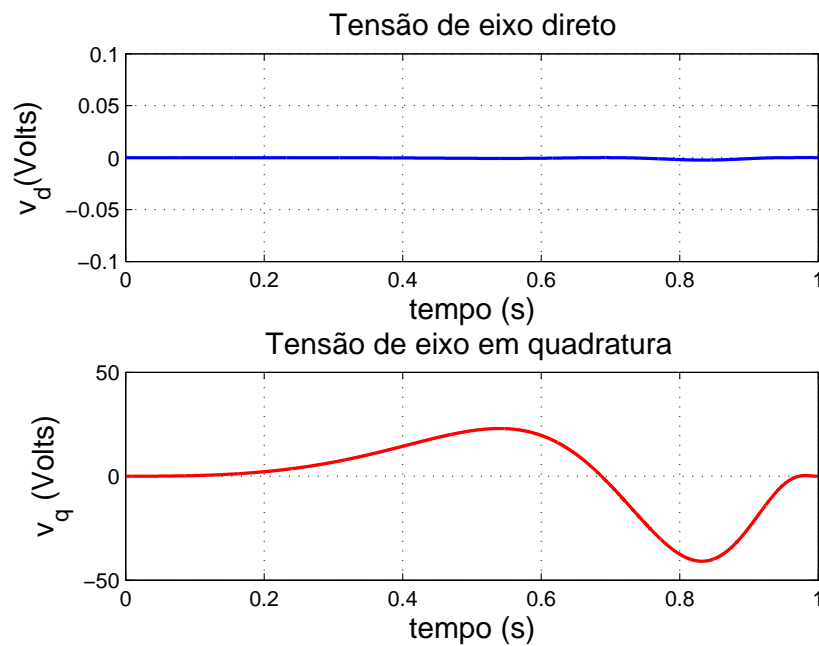


Figura 27: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 28.

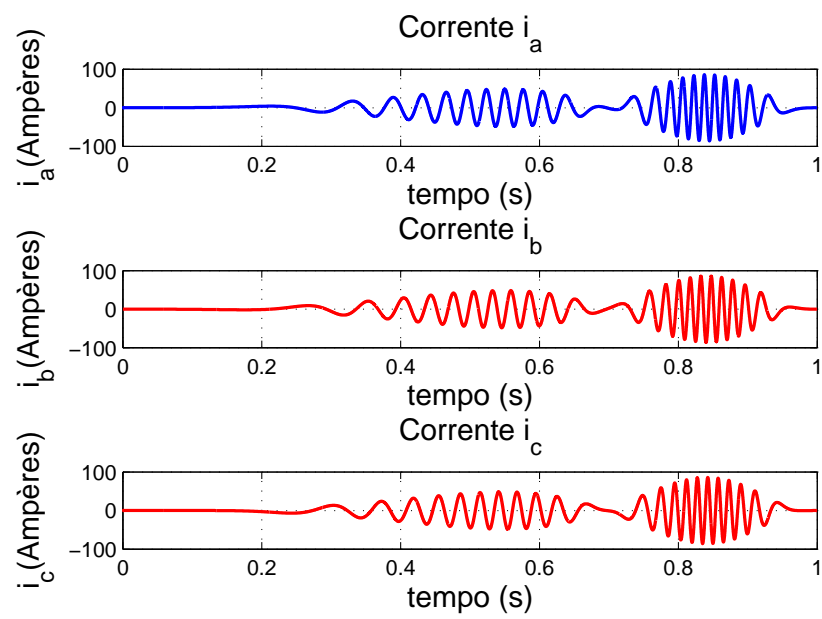


Figura 28: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de -20% nas indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura (L_d e L_q)

As respostas para o controle de posição e de corrente de eixo direto são mostradas nas figuras 29 e 30.

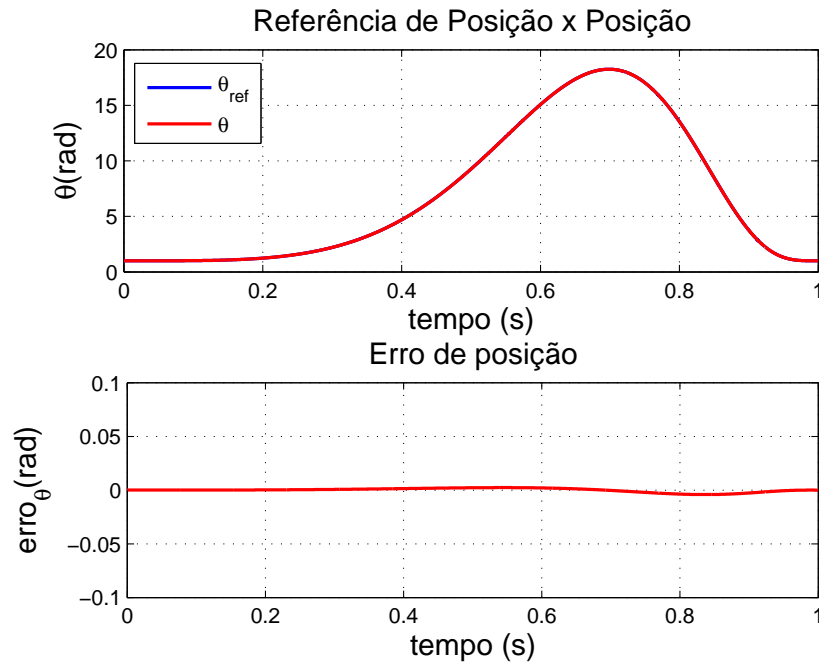


Figura 29: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias

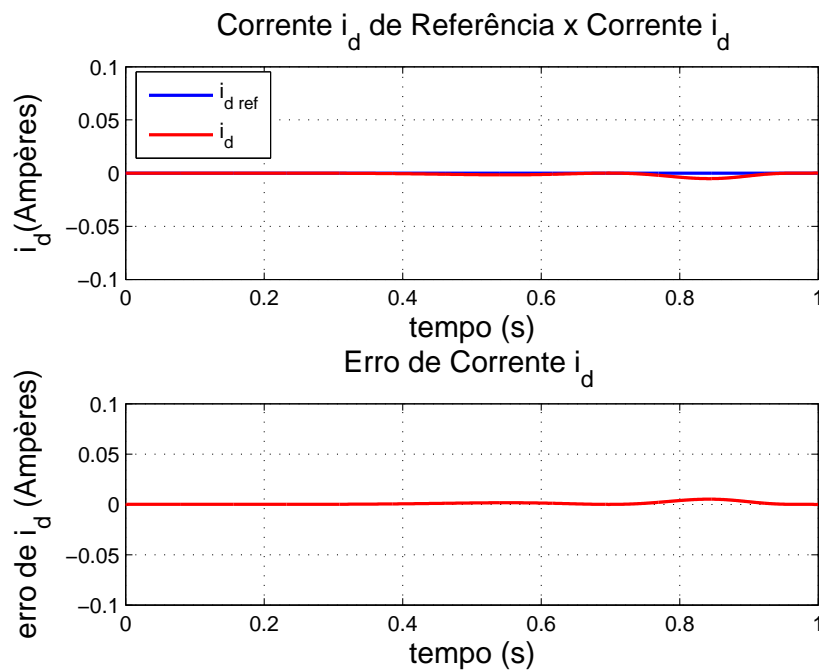


Figura 30: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias

As figuras 31 e 32 mostram, respectivamente a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

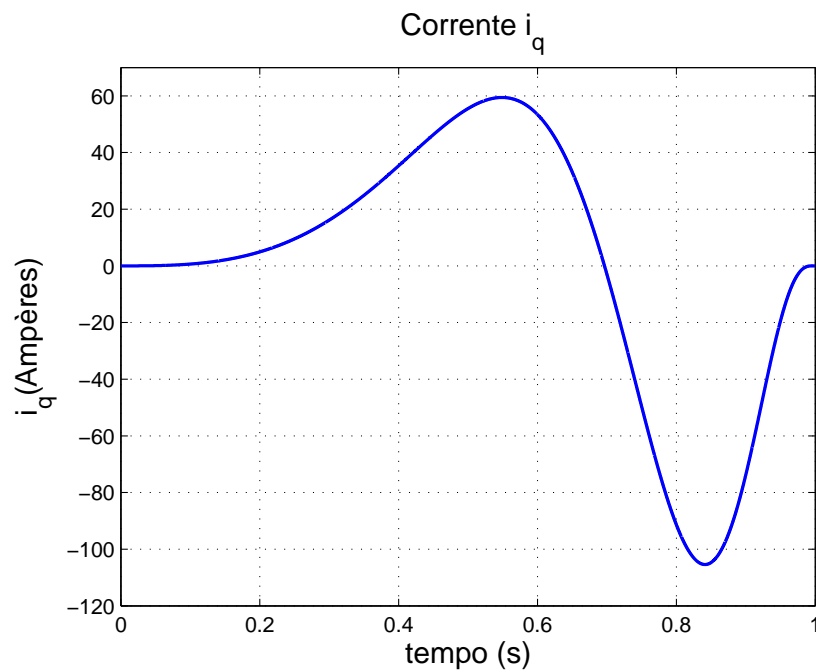


Figura 31: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura

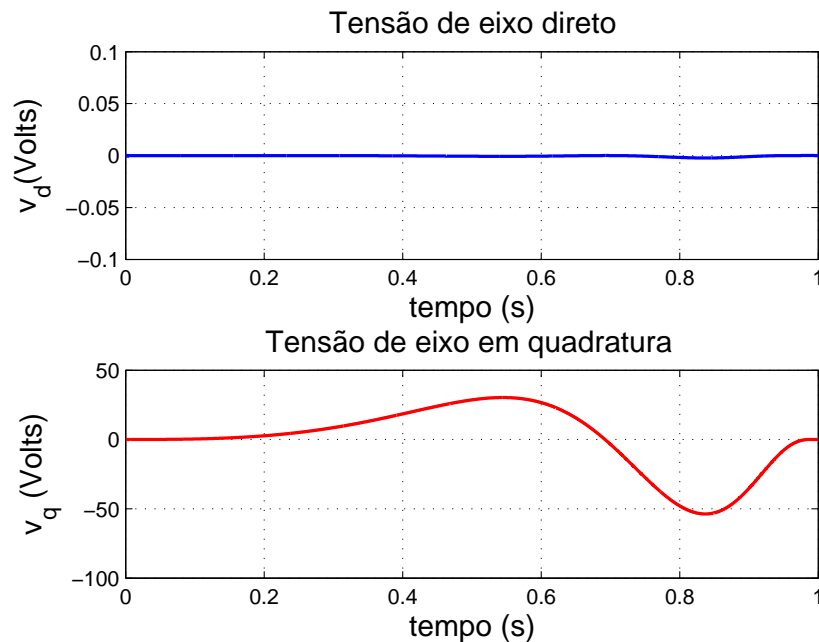


Figura 32: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 33.

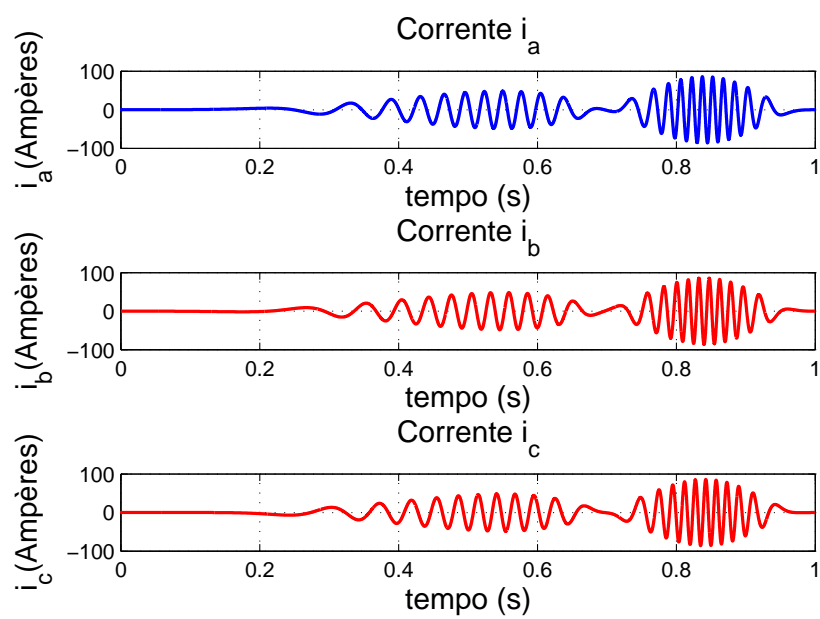


Figura 33: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de +50% na resistência estática (R_s)

As respostas para o controle de posição e de corrente de eixo direto são mostradas nas figuras 34 e 35.

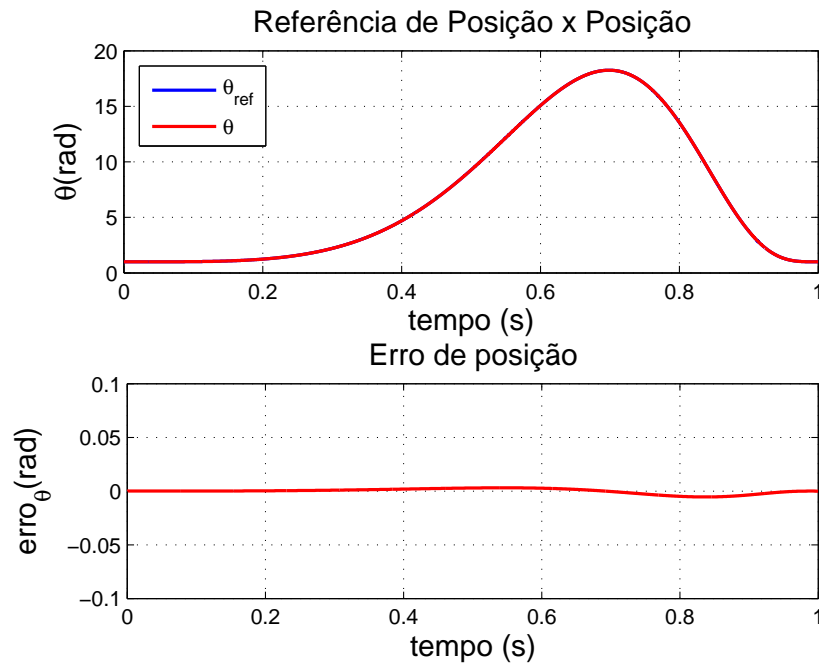


Figura 34: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência

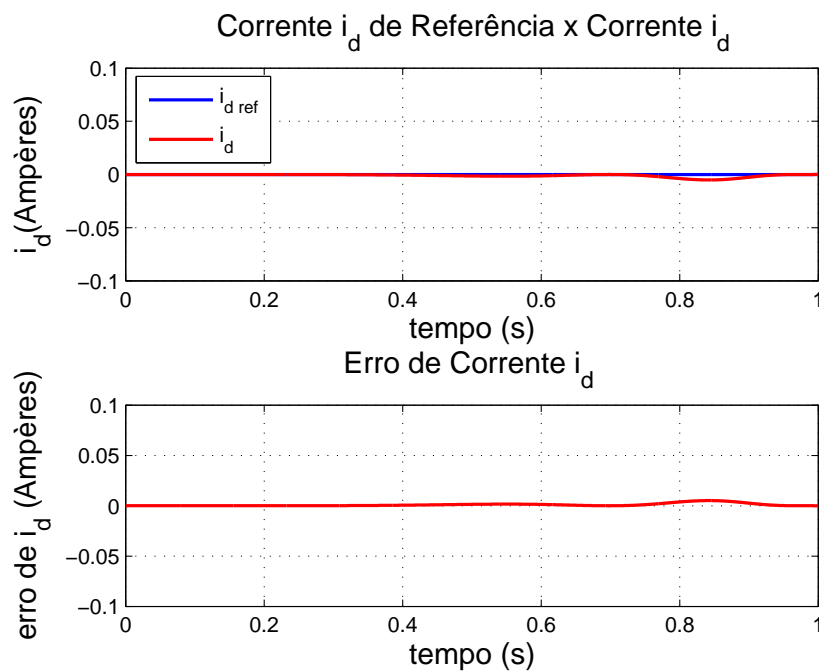


Figura 35: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência

As figuras 36 e 37 mostram, respectivamente a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

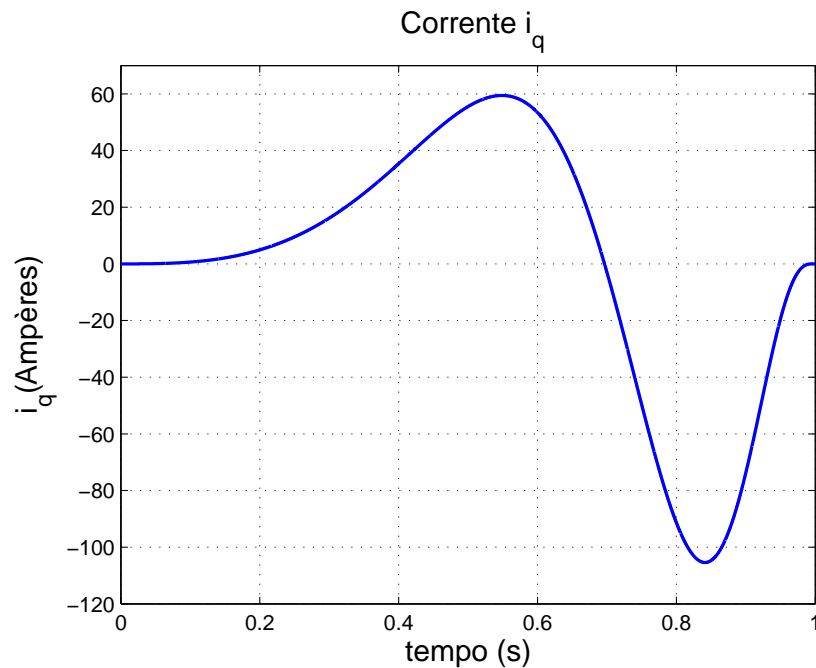


Figura 36: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura

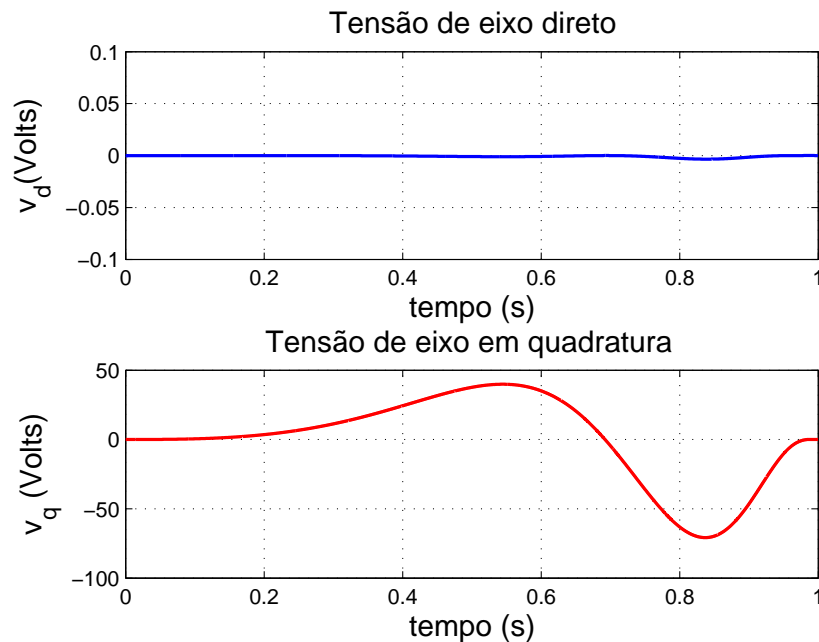


Figura 37: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de +50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 38.

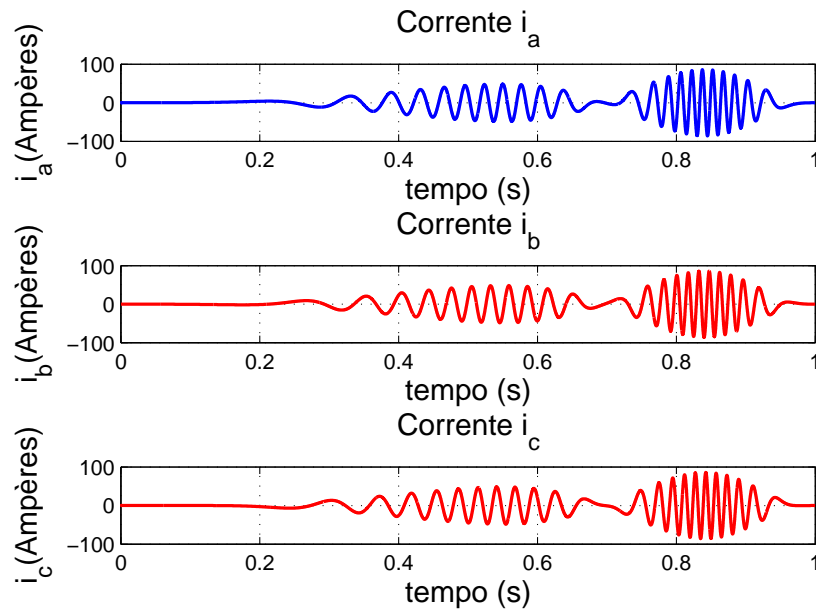


Figura 38: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de -50% na resistência estática (R_s)

As respostas para o controle de posição e de corrente de eixo direto são mostradas nas figuras 39 e 40.

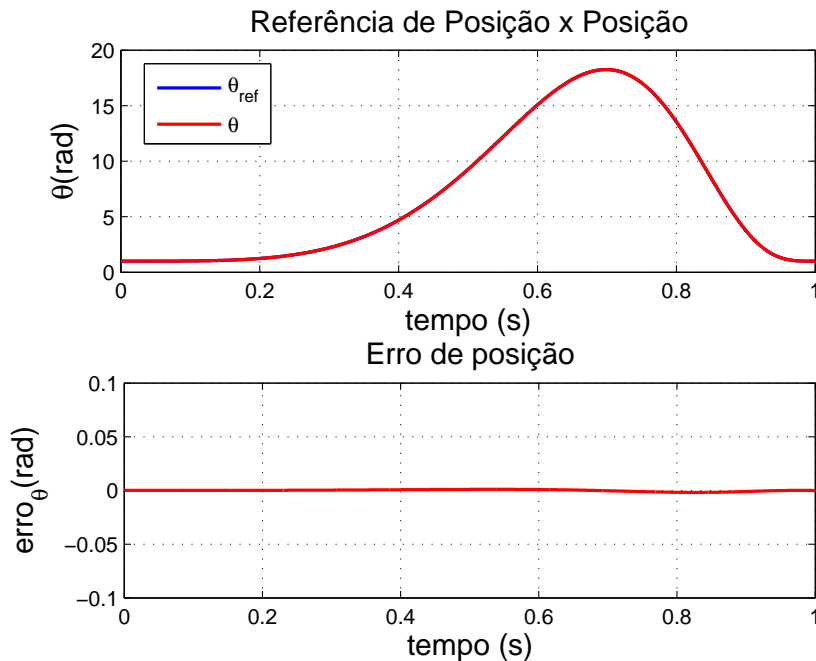


Figura 39: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência

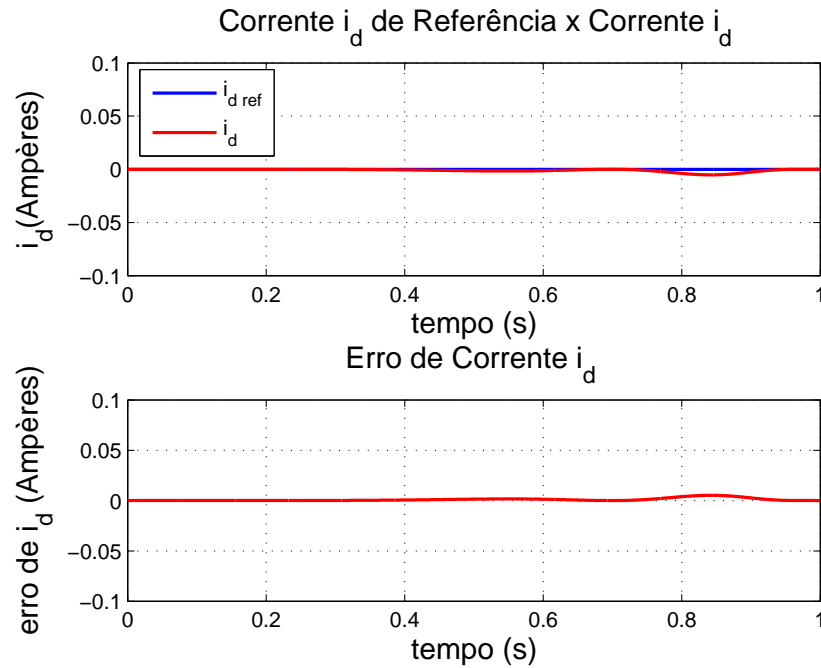


Figura 40: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência

As figuras 41 e 42 mostram, respectivamente a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

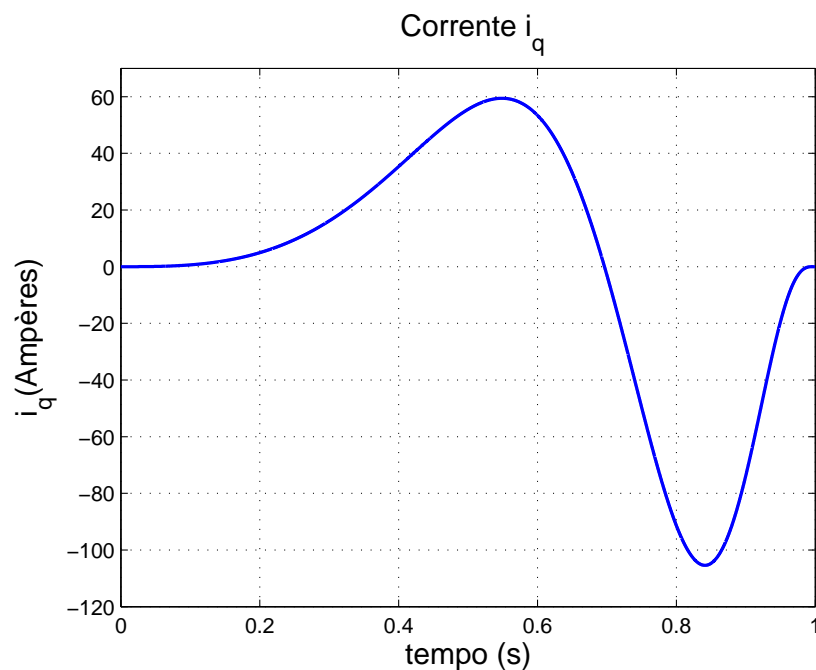


Figura 41: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 43.

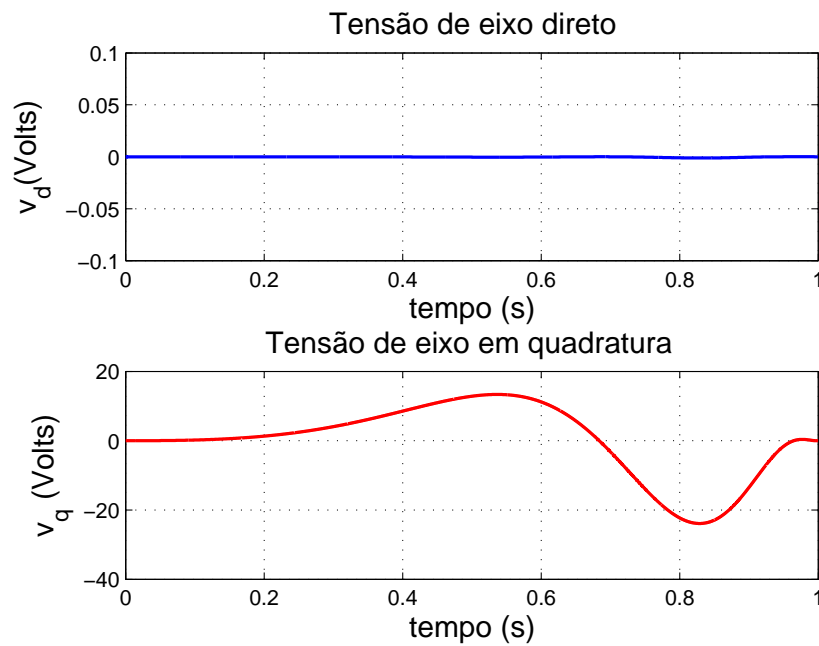


Figura 42: Controle em modos deslizantes de primeira ordem com incerteza de -50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

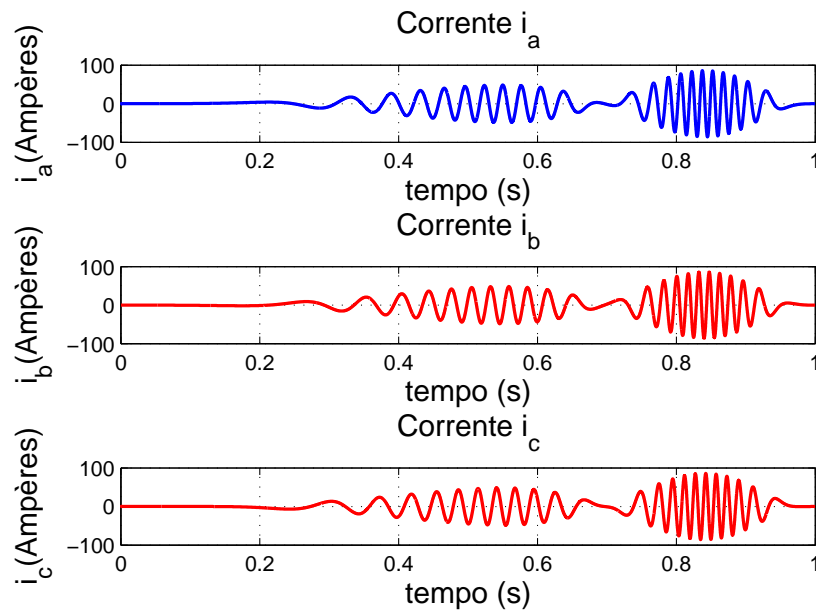


Figura 43: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Aplicação do conjugado de carga

Ao aplicar-se o distúrbio de torque ao sistema, observa-se através da figura 44 que o erro de rastreamento da posição se mantém constante, comprovando a característica de robustez deste controlador.

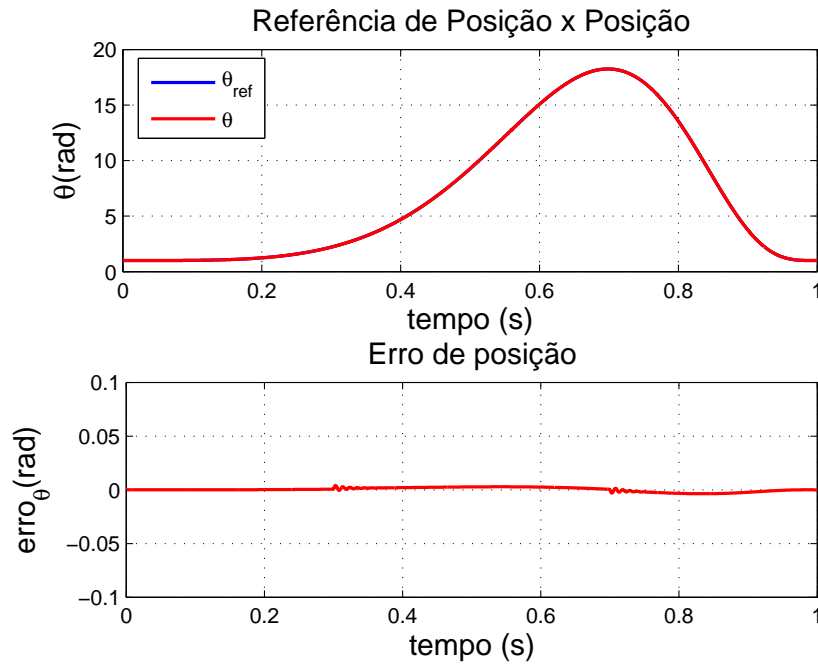


Figura 44: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque

O erro de rastreamento de corrente de eixo direto também permanece constante, como mostrado na figura 45.

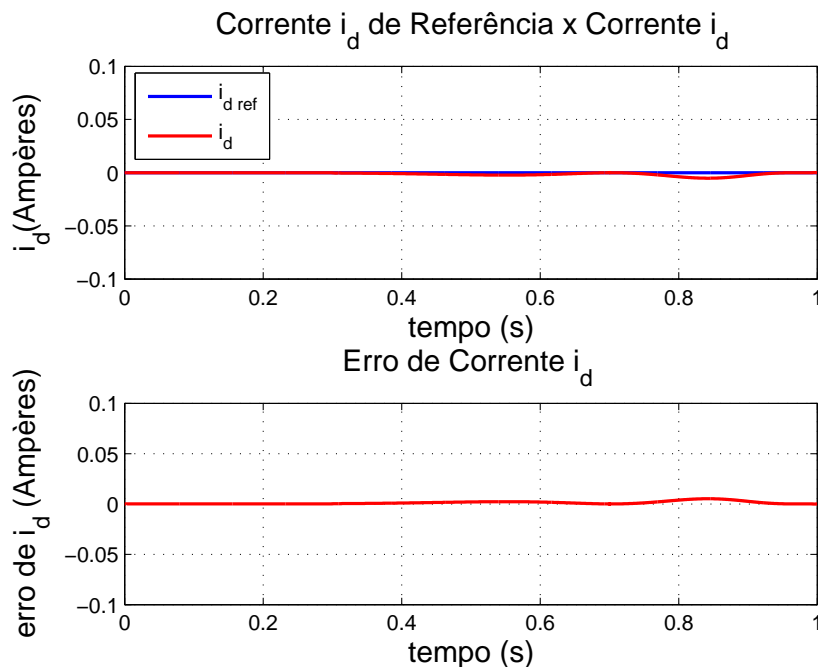


Figura 45: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque

Nas figuras 46 e 47 observa-se uma elevação na corrente e na tensão de eixo em

quadratura para a compensação do sistema sujeito ao torque, visto que o torque mecânico é função única da corrente de eixo em quadratura, já que a corrente de eixo direto é nula, a fim de eliminar o conjugado de relutância.

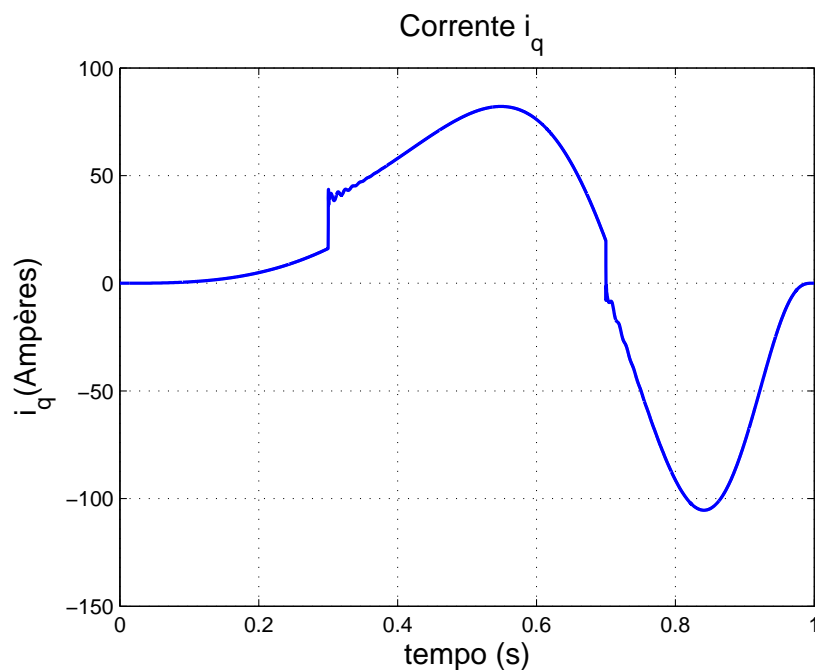


Figura 46: Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura

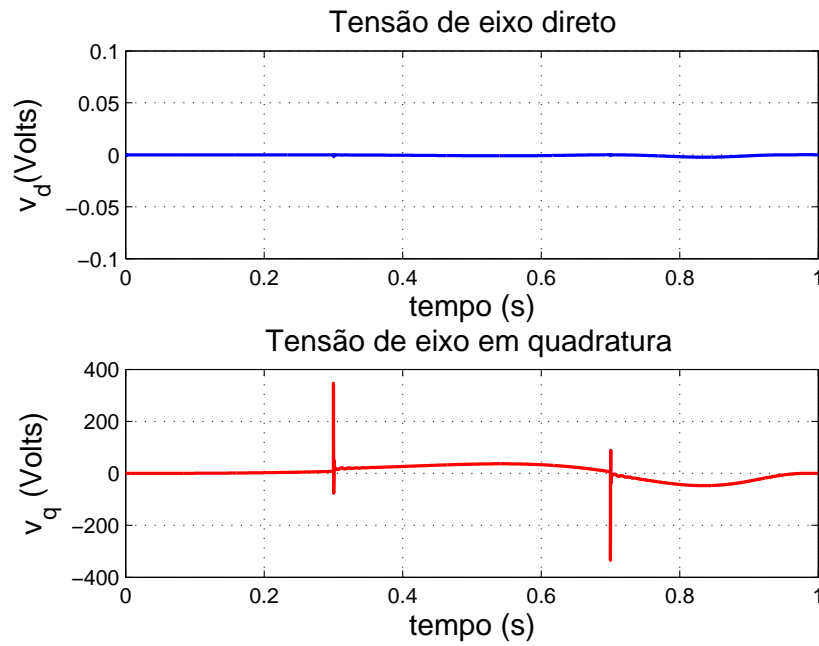


Figura 47: Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 48.

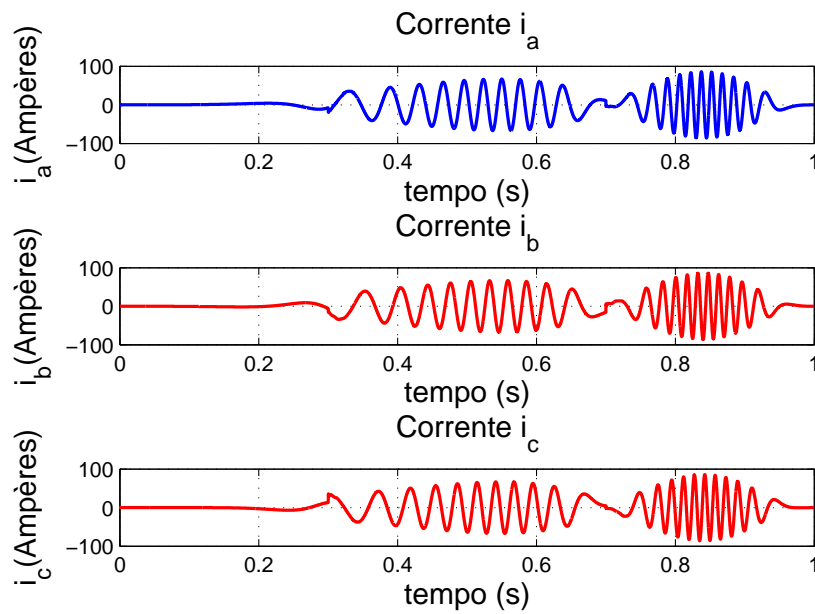


Figura 48: Correntes i_a , i_b e i_c

5.6.2 Controle em Modos Deslizantes de Segunda Ordem

Serão apresentados os resultados de simulação ao aplicar-se o controle descontínuo por modos deslizantes de segunda ordem ao motor síncrono. Primeiramente serão apresentados os resultados utilizando-se o algoritmo Twisting e posteriormente os resultados referentes ao algoritmo proposto nesta dissertação.

5.6.2.1 Algoritmo Twisting

- Caso nominal

Na figura 49 é obtida uma excelente resposta dinâmica quanto ao seguimento da referência de posição com um erro de rastreamento inferior a $0.005rad$. Os ganhos utilizados nesta simulação foram: $\alpha_{m1} = 10000$, $\alpha_{M1} = 9 \times 10^9$, $\alpha_{m2} = 100$, $\alpha_{M2} = 100000$, $\lambda_1 = 1000$, $\lambda_2 = 900000$, $\lambda_3 = 0.001$.

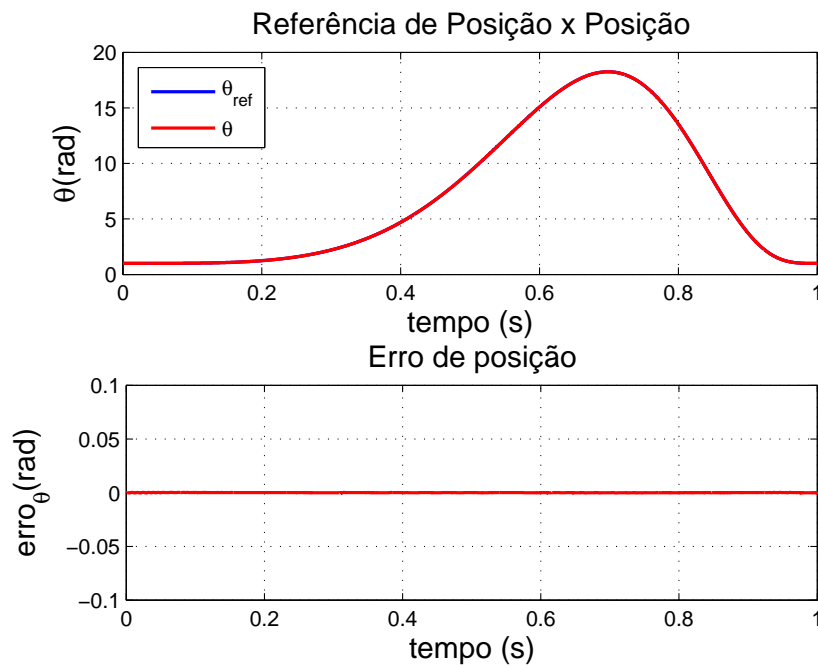


Figura 49: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting

A figura 50 mostra o seguimento da referência de corrente de eixo direto e o erro de rastreamento da corrente que é praticamente zero.

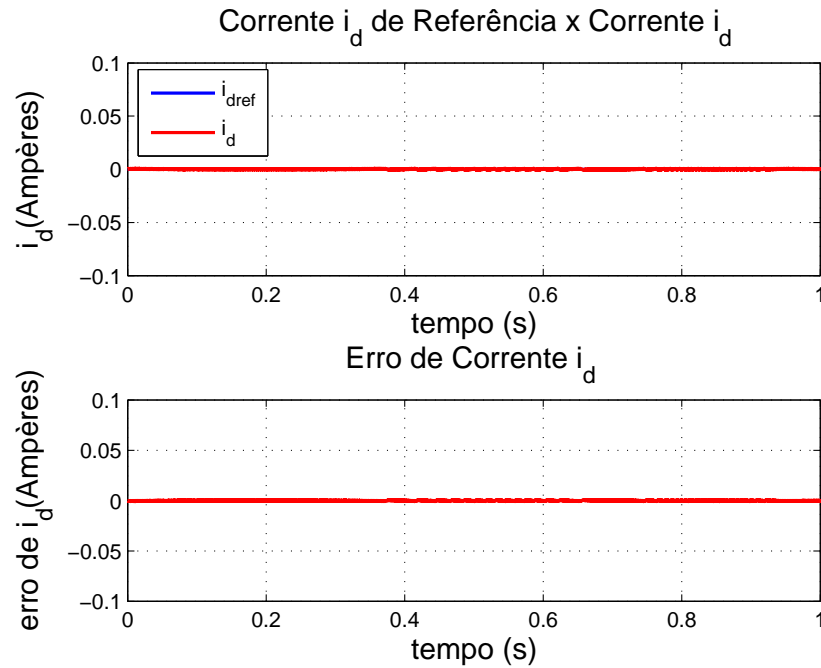


Figura 50: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting

Nas figuras 51 e 52 pode-se observar a total ausência do chattering, o que comprova a eficiência desta técnica de eliminar este efeito indesejável.

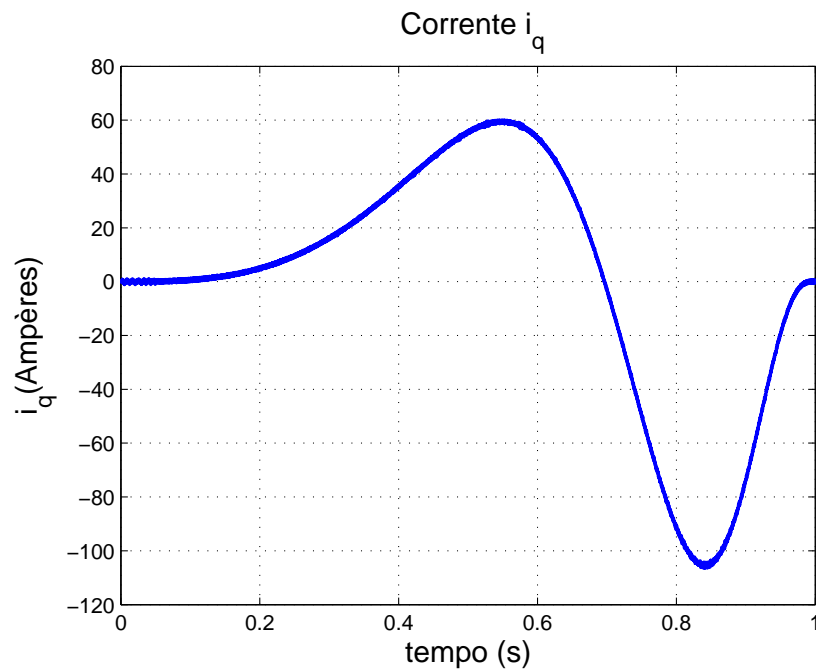


Figura 51: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Corrente de eixo em quadratura

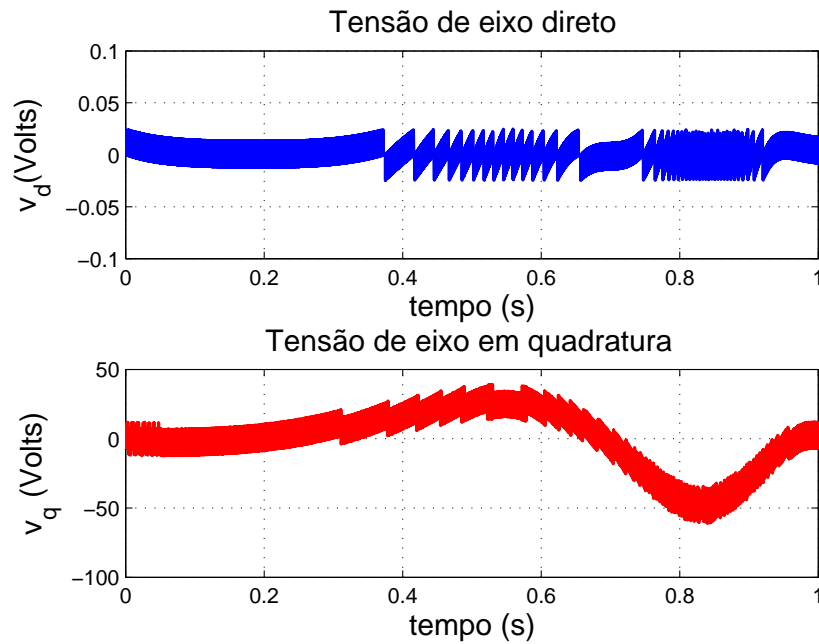


Figura 52: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 53.

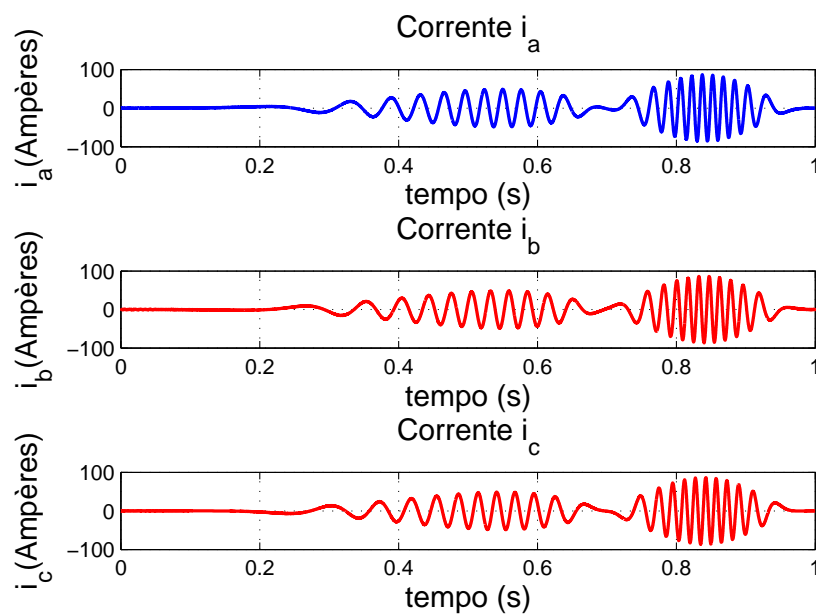


Figura 53: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de +20% nas indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura (L_d e L_q)

O rastreamento da referência de posição e da referência de corrente de eixo direto são mostrados nas figuras 54 e 55, respectivamente.

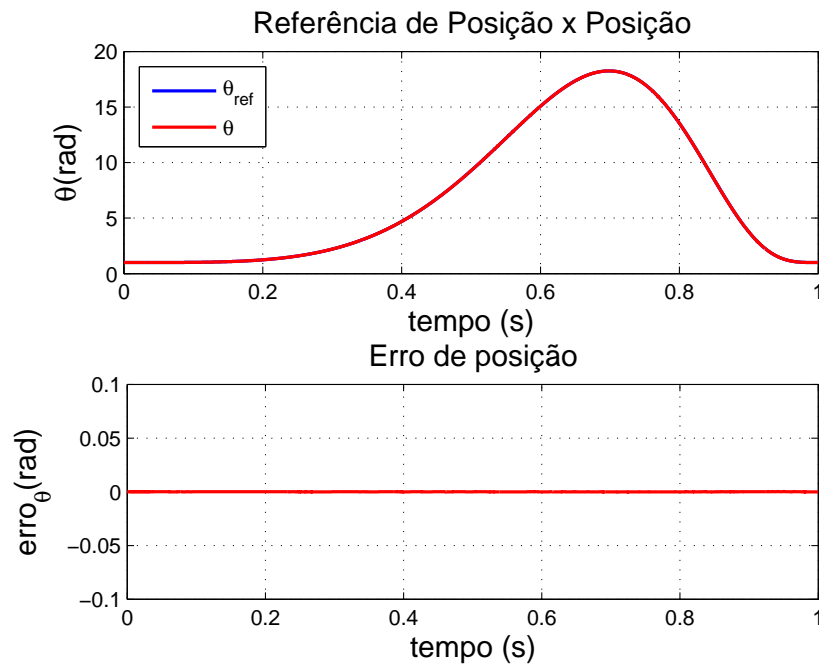


Figura 54: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias

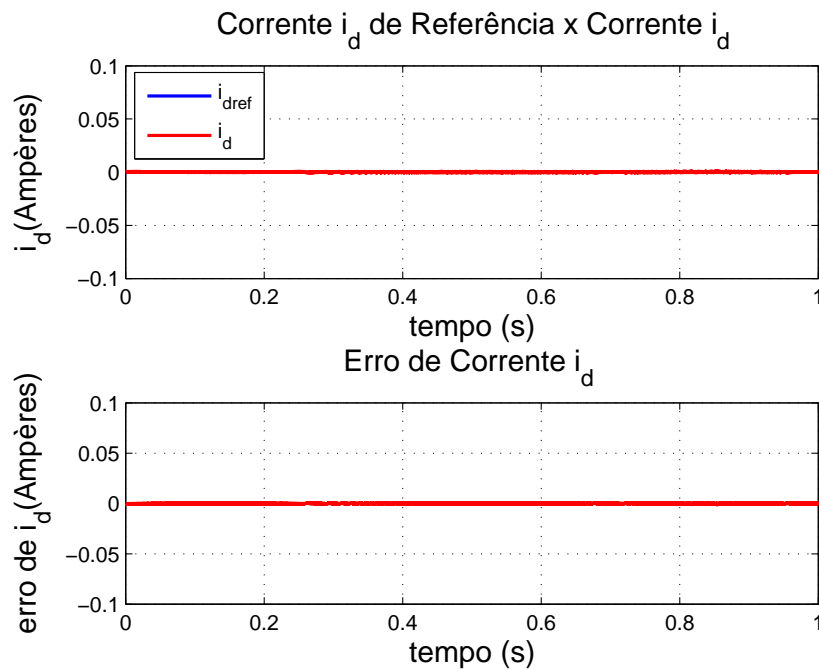


Figura 55: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias

As figuras 56 e 57 mostram, respectivamente a corrente de eixo em quadratura e as

tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

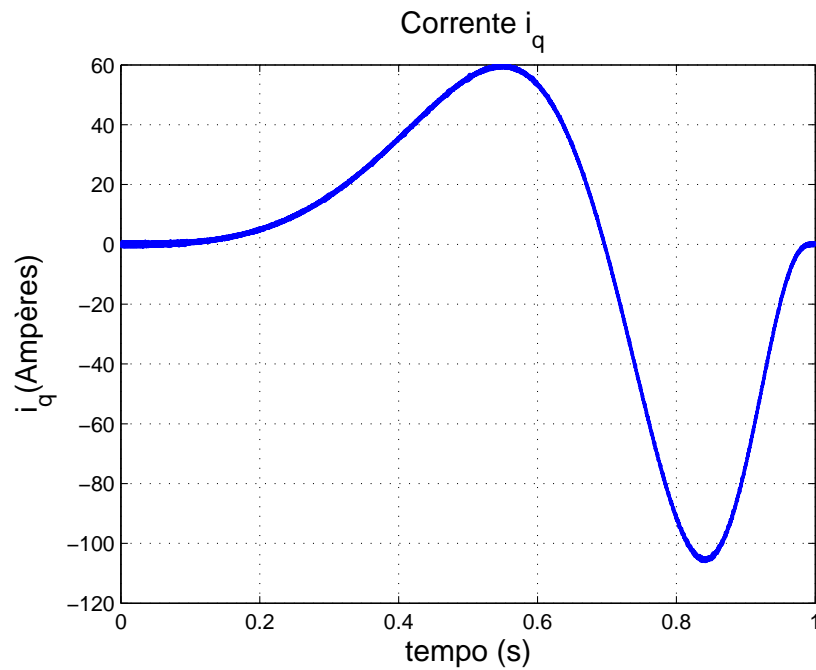


Figura 56: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura

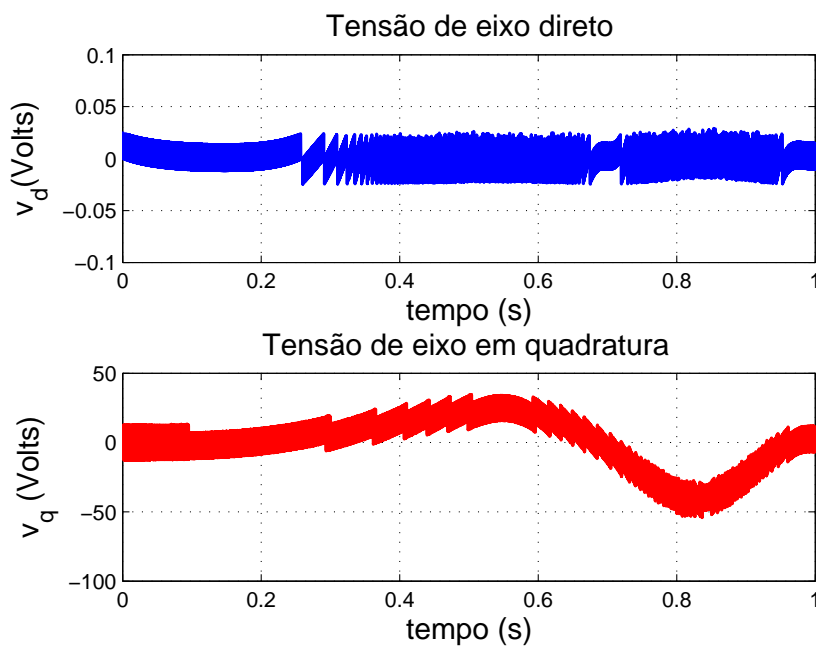


Figura 57: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 58.

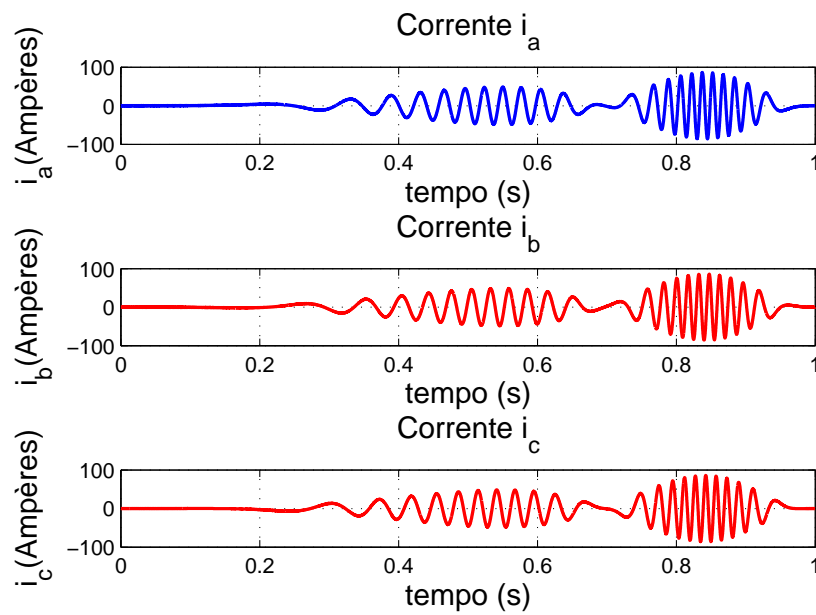


Figura 58: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de -20% nas indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura (L_d e L_q)

O rastreamento da referência de posição e da referência de corrente de eixo direto são mostrados nas figuras 59 e 60, respectivamente.

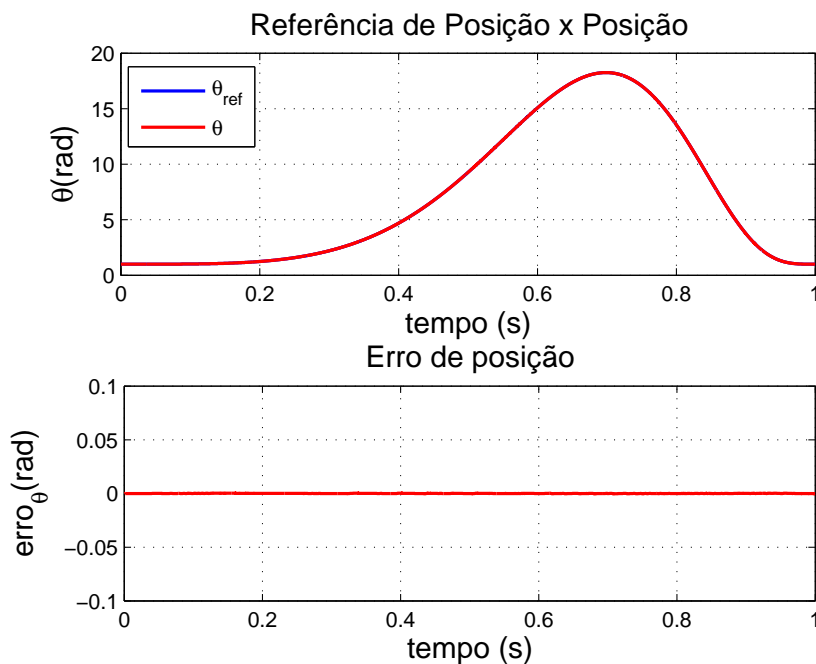


Figura 59: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias

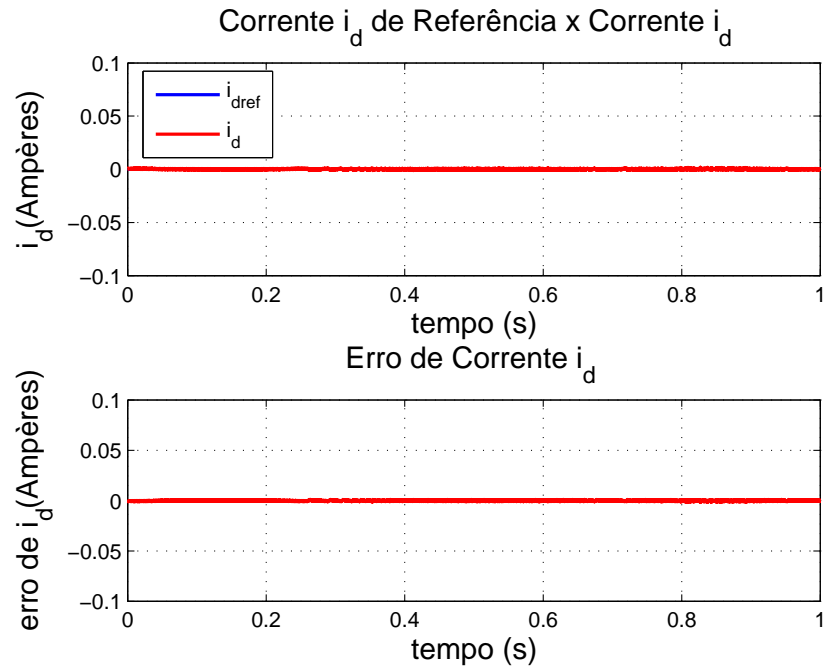


Figura 60: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias

As figuras 61 e 62 mostram, respectivamente a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

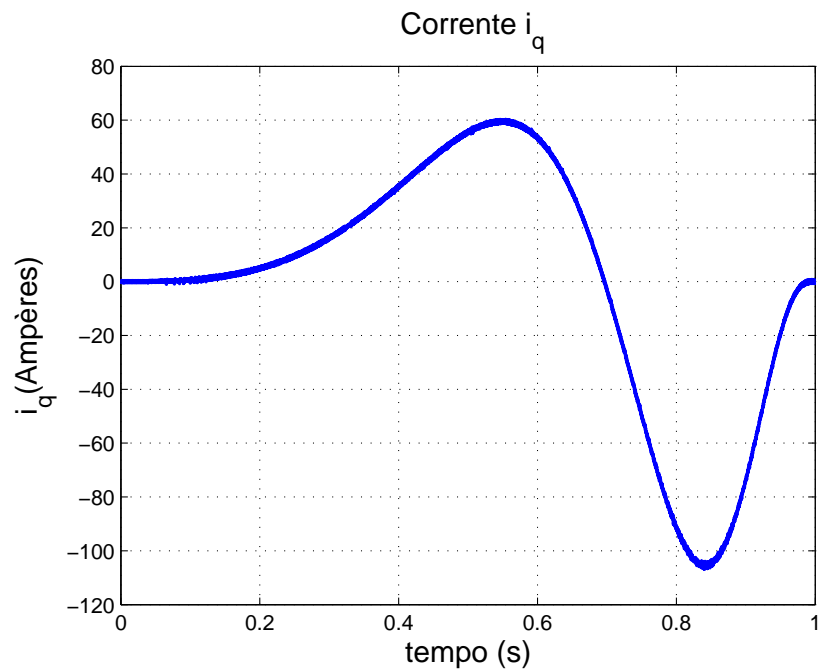


Figura 61: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura

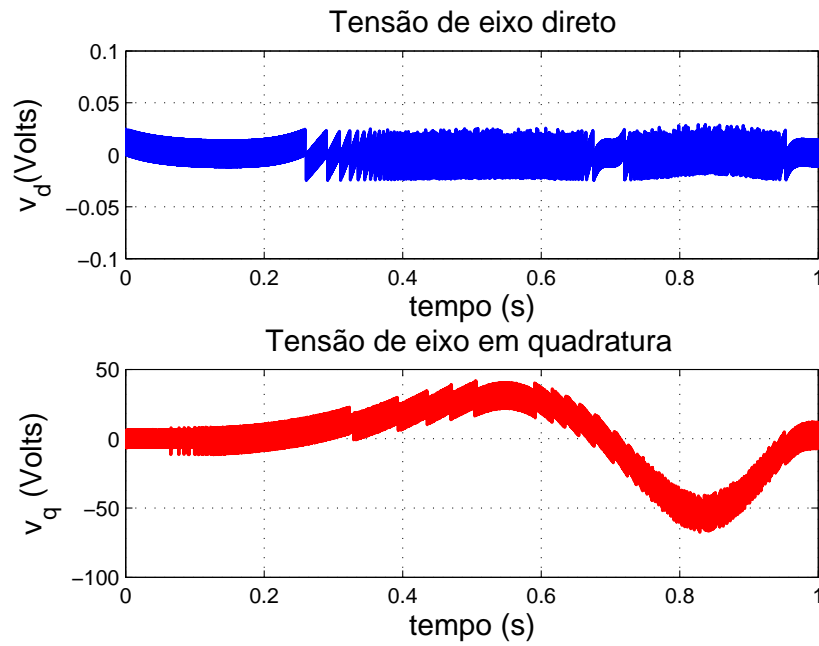


Figura 62: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 63.

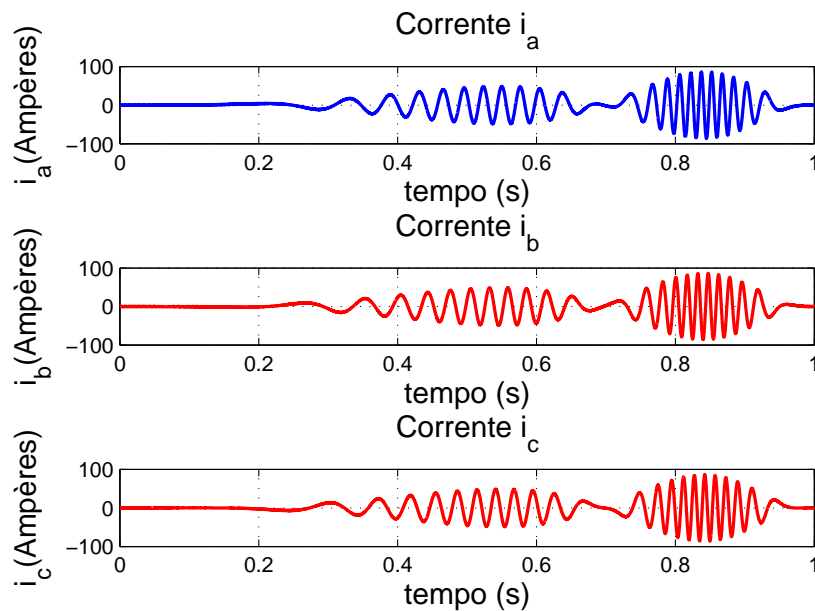


Figura 63: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de $+50\%$ na resistência estatórica (R_s)

O rastreamento da referência de posição e da referência de corrente de eixo direto

são mostrados nas figuras 64 e 65, respectivamente.

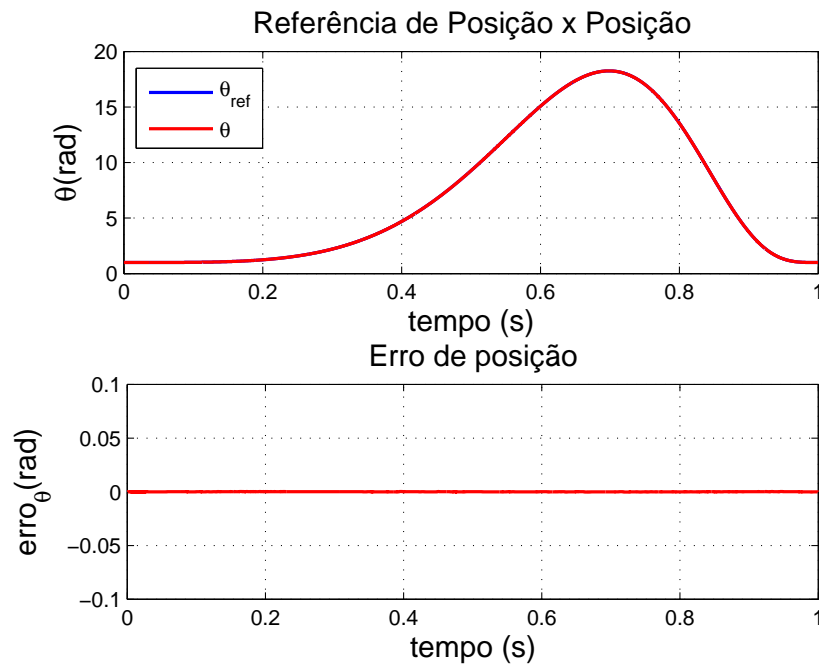


Figura 64: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência

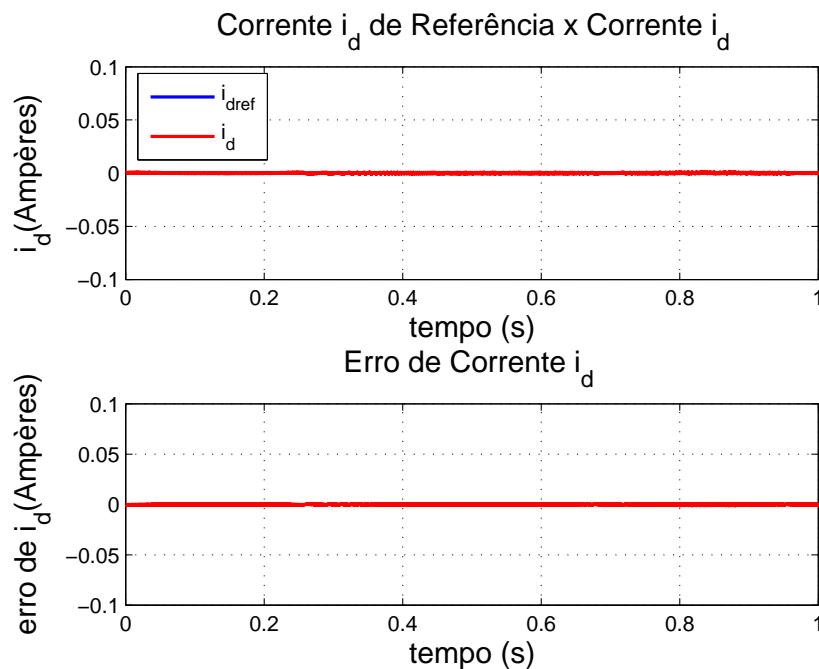


Figura 65: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência

A corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são mostradas respectivamente nas figuras 66 e 67.

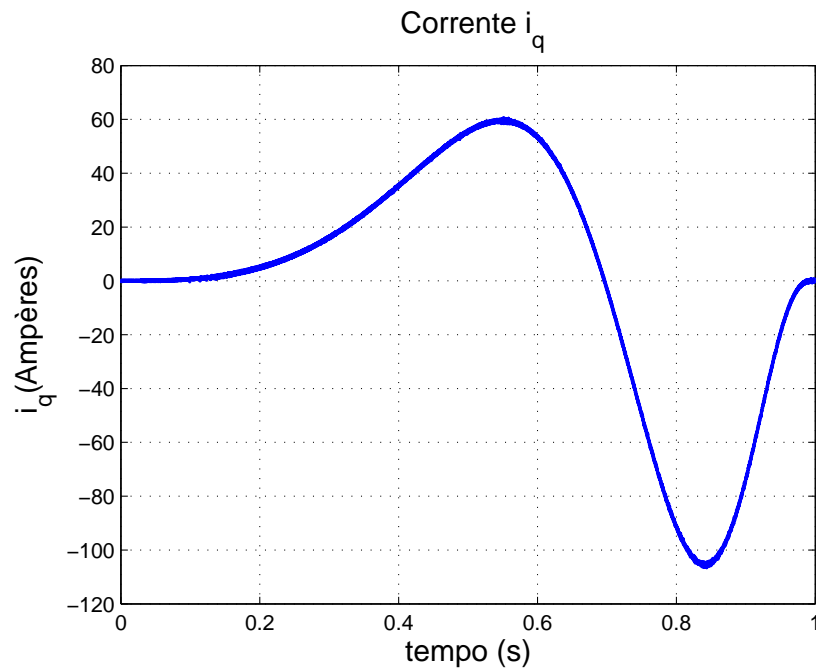


Figura 66: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura

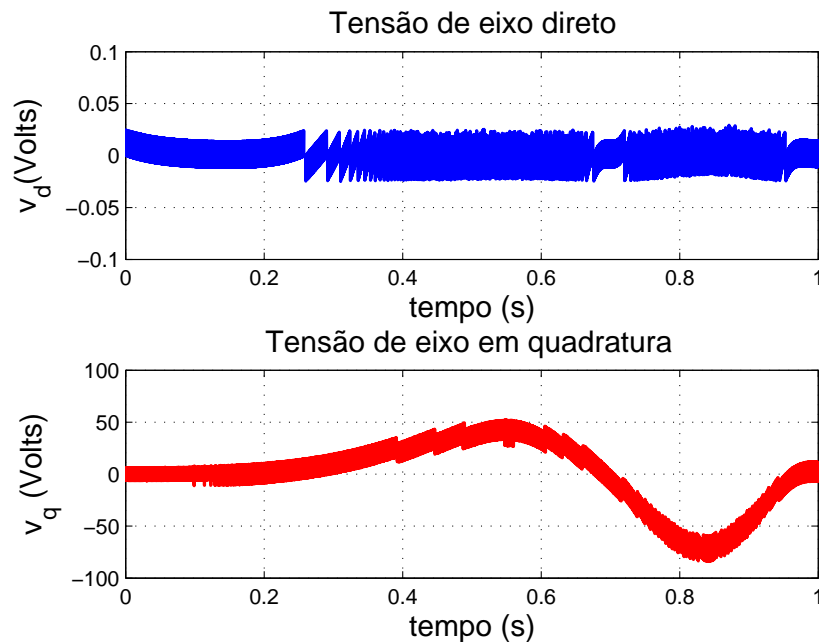


Figura 67: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de +50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 68.

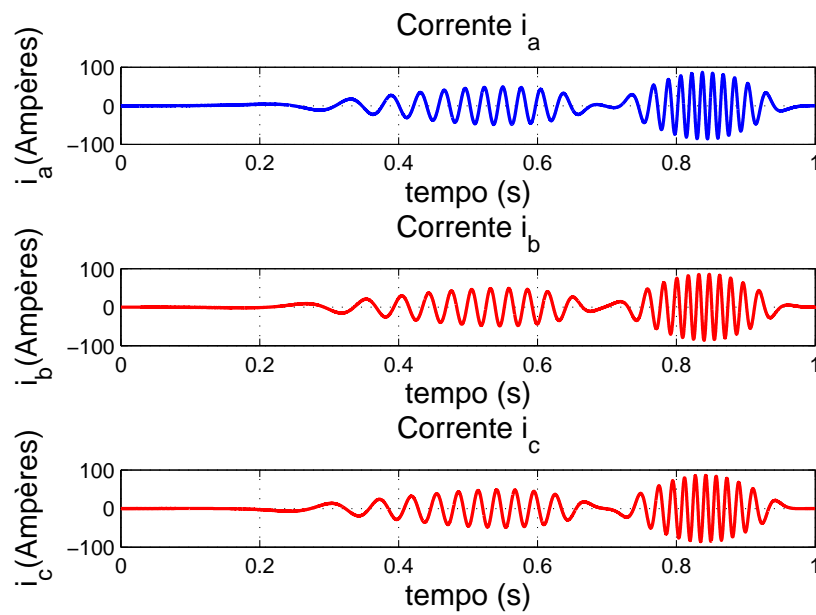


Figura 68: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de -50% na resistência estática (R_s)

O rastreamento da referência de posição e da referência de corrente de eixo direto são mostrados nas figuras 69 e 70, respectivamente.

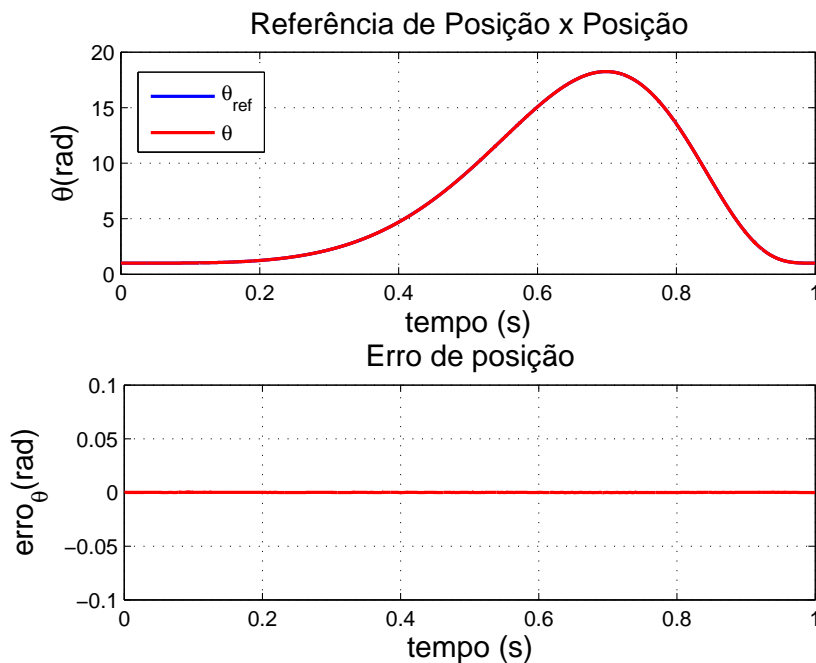


Figura 69: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência

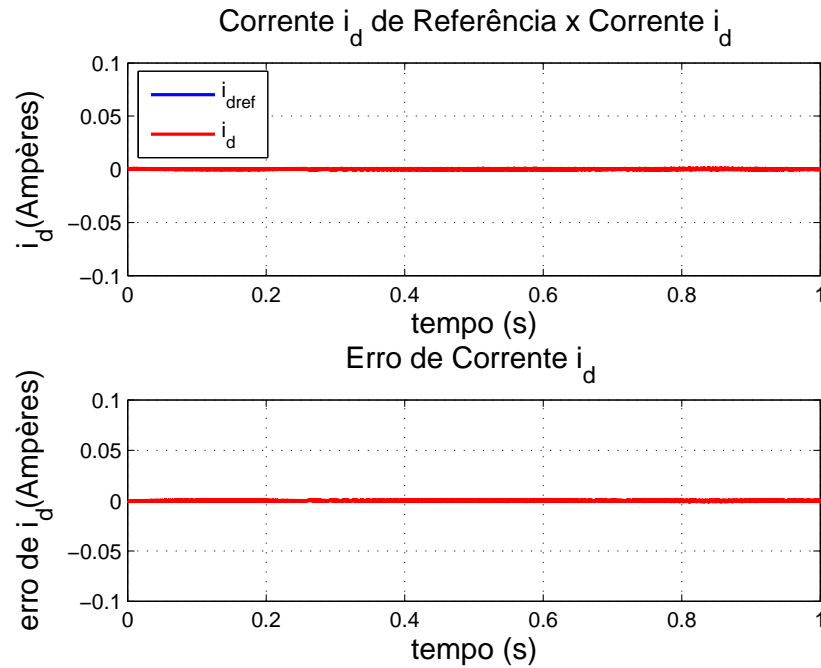


Figura 70: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência

A corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são mostradas respectivamente nas figuras 71 e 72.

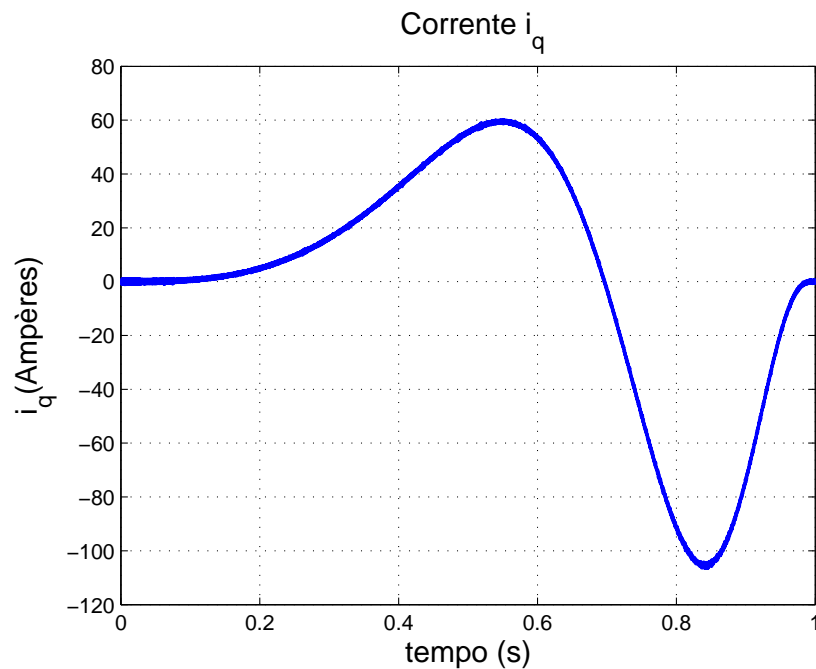


Figura 71: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura

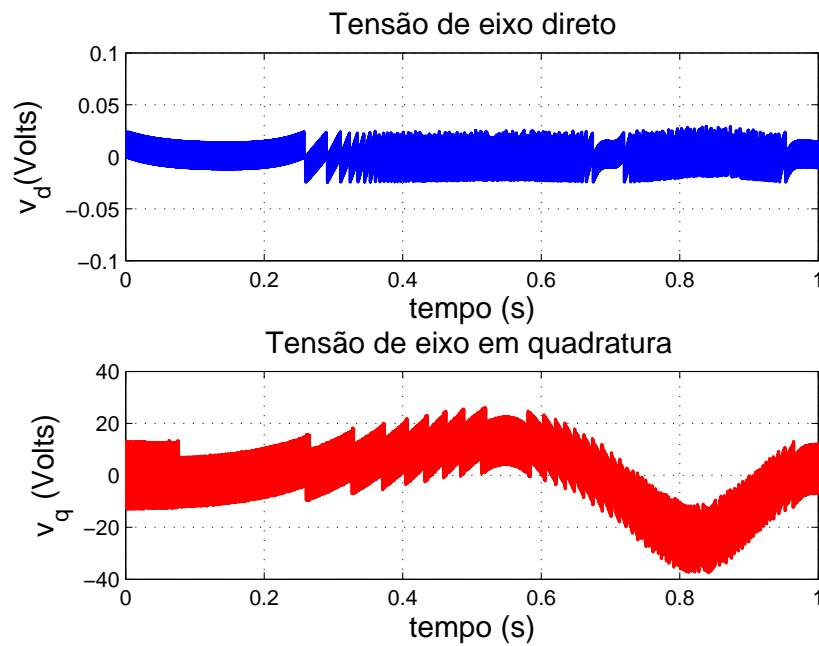


Figura 72: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 73.

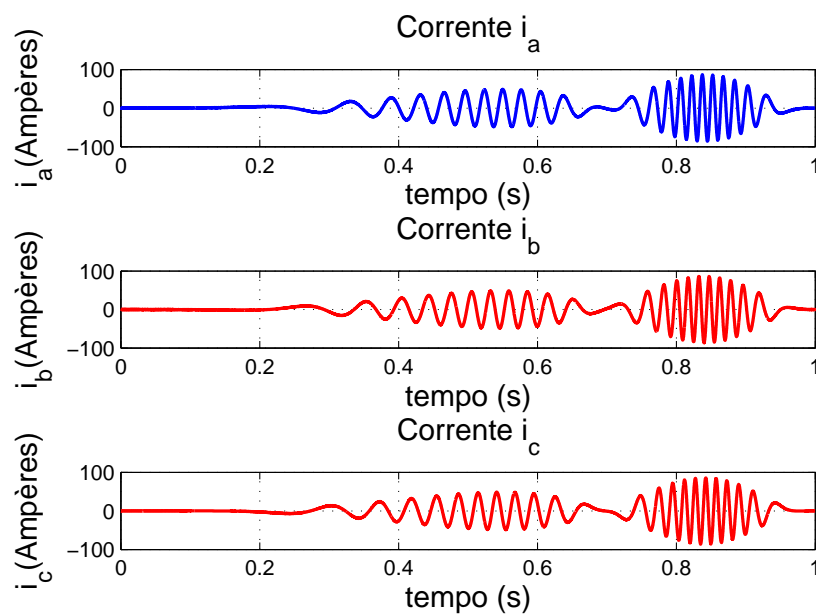


Figura 73: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Aplicação do conjugado de carga

Na figura 74 verifica-se que apesar da perturbação de carga, tem-se uma ótima

resposta dinâmica, com erro de rastreamento muito pequeno, inferior a $0.005rad$, como no caso sem carga apresentado na figura 49, o que comprova a robustez deste controlador.

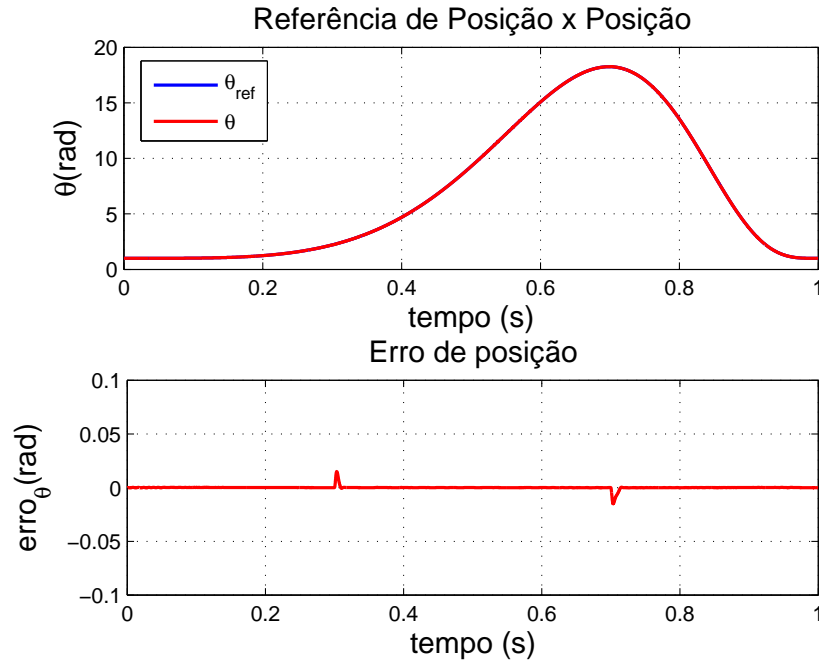


Figura 74: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque

A figura 75 mostra que o objetivo de controle é plenamente alcançado, pois o controlador busca manter o erro de rastreamento de corrente de eixo direto em zero quando submetido à variação de carga.

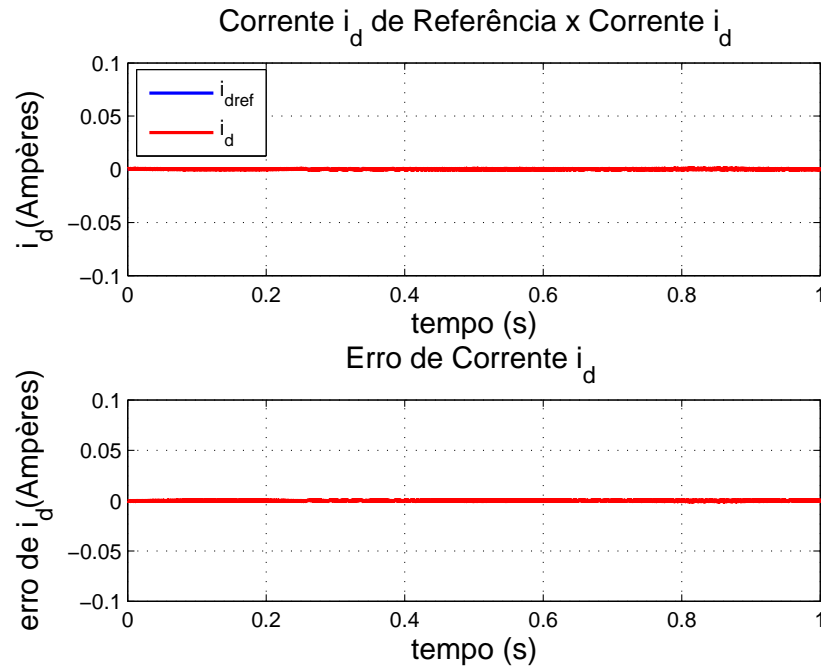


Figura 75: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque

Já que a corrente de eixo direto é mantida em zero pela lei de controle, o torque é função da corrente de eixo em quadratura, então quando submetido a um distúrbio de torque, a corrente e tensão de eixo em quadratura aumentam a fim de compensar o sistema, como observado nas figuras 76 e 77.

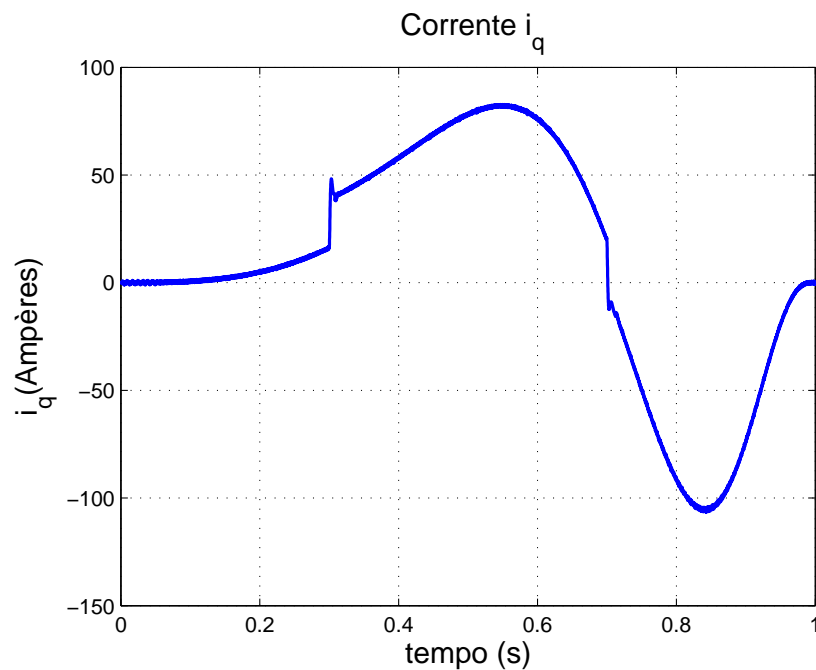


Figura 76: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura

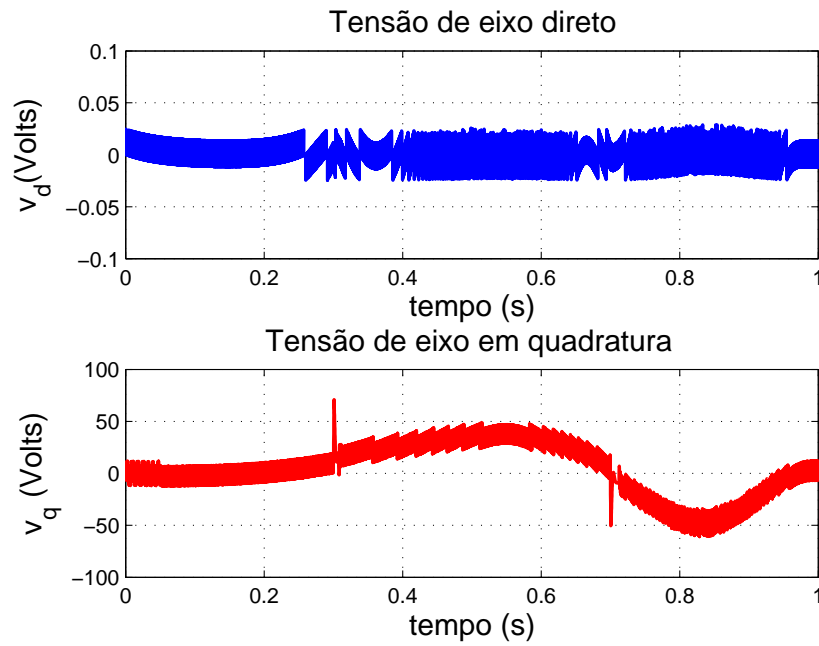


Figura 77: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 78.

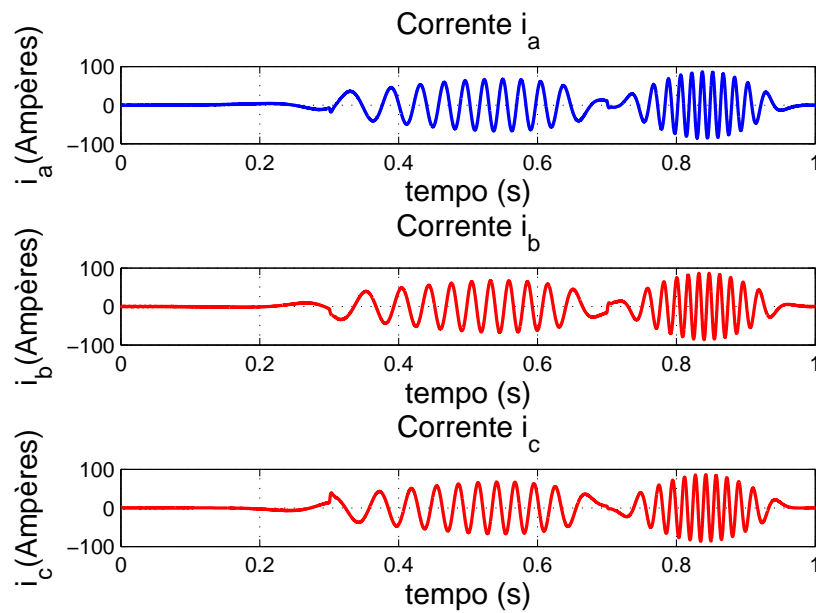


Figura 78: Correntes i_a , i_b e i_c

5.6.2.2 Algoritmo Proposto

Nesta subseção serão apresentados os resultados de simulação para o algoritmo proposto nesta dissertação para o controlador em modos deslizantes de segunda ordem. Os ganhos utilizados nesta simulação foram: $c_1 = 0.01$, $c_2 = 6000$, $\lambda_1 = 2000$, $\lambda_2 = 9000000$, $\lambda_3 = 0.001$, $\alpha_1 = 1/(2 * c_1)$, $\alpha_2 = (1 + c_1)/(2 * c_1 * c_2)$, $K_i = 5000000$, $K_\theta = 50000000$.

- Caso nominal

Na figura 79 observa-se que o erro de rastreamento da referência é bastante pequeno, próximo de zero (inferior a $0.005rad$), mostrando uma boa resposta dinâmica deste controlador.

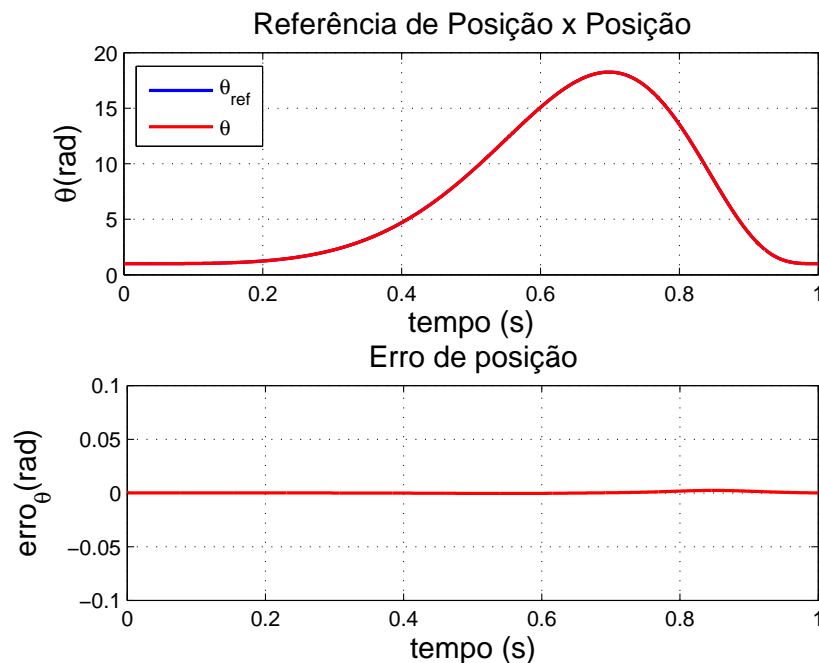


Figura 79: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto

Na figura 80 tem-se o erro de rastreamento da corrente de eixo direto que é muito pequeno, convergindo para zero.

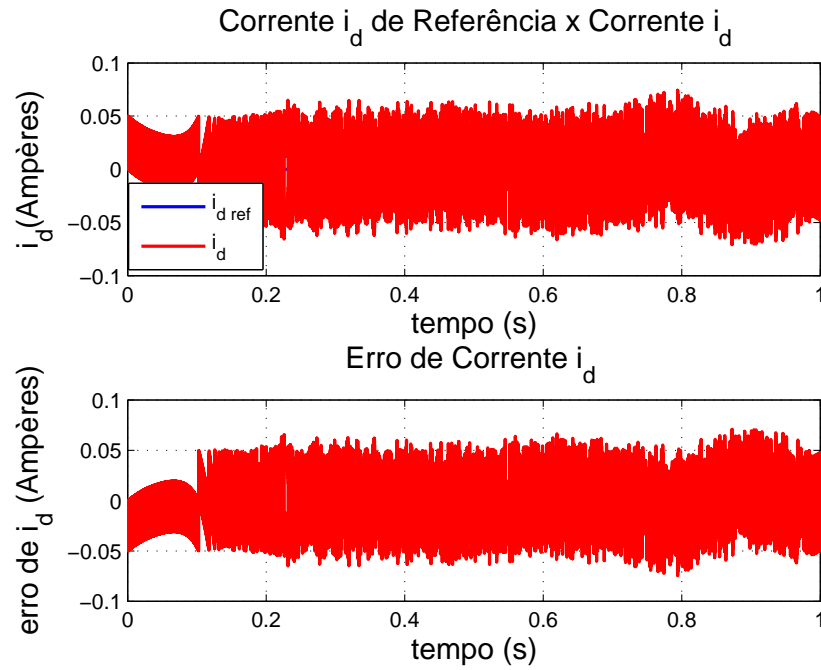


Figura 80: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto

Observa-se nas figuras 81 e 82 a eliminação do chattering na corrente de eixo em quadratura e nas entradas de controle.

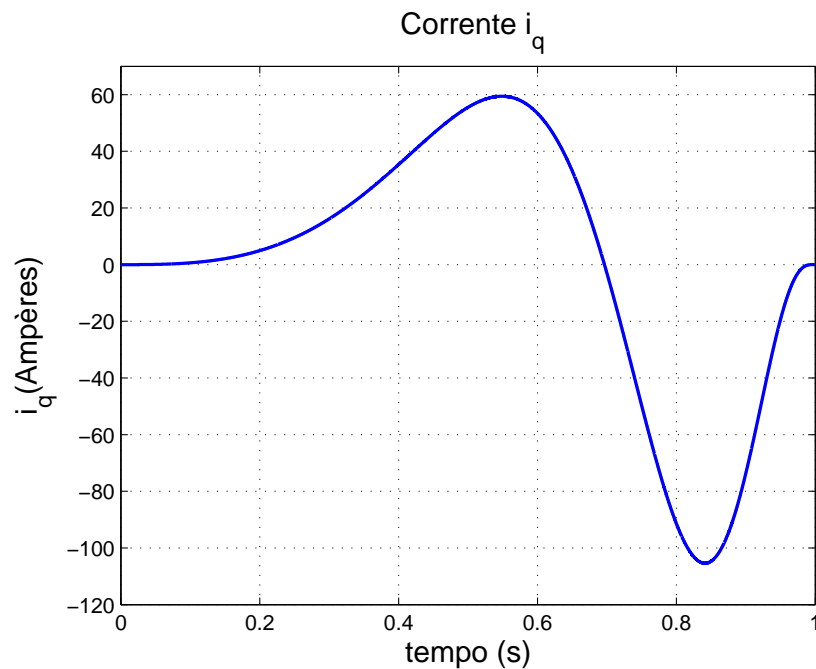


Figura 81: Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Corrente de eixo em quadratura

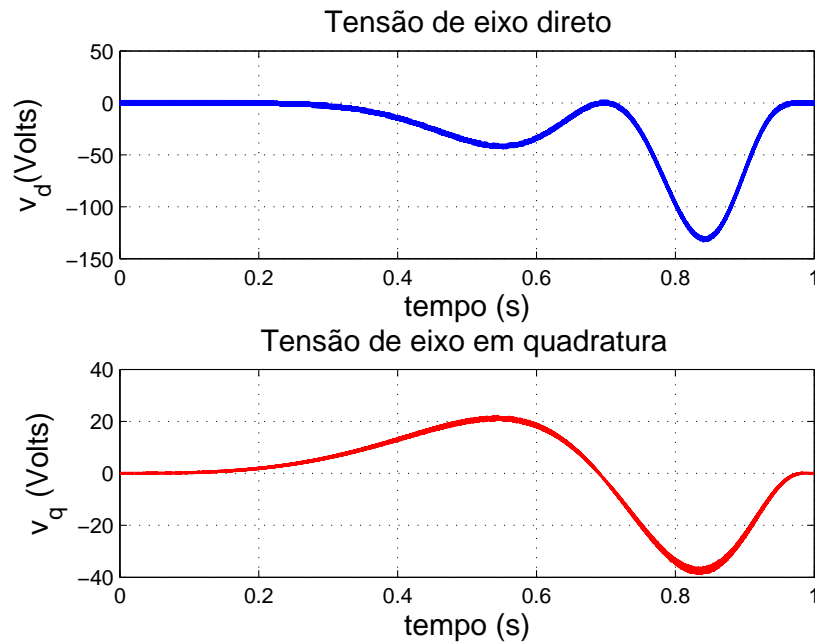


Figura 82: Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 83.

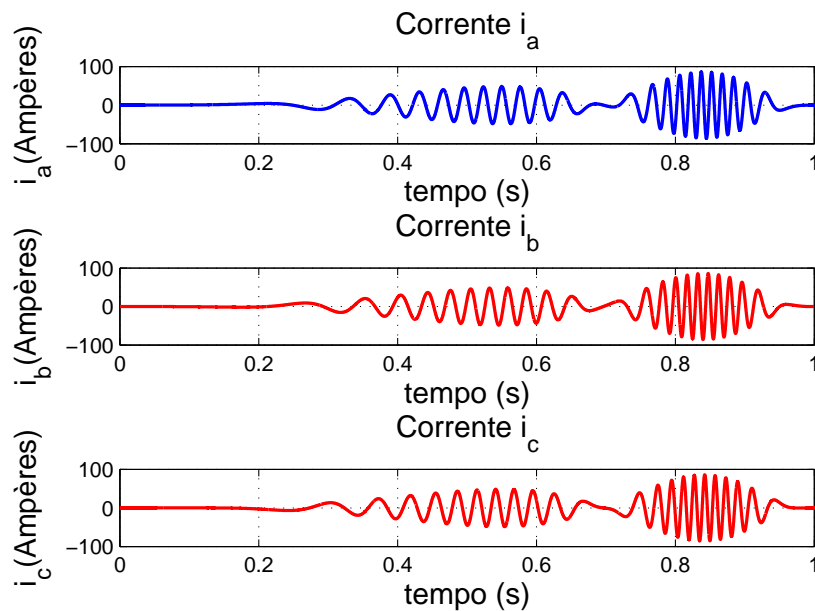


Figura 83: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de +20% nas indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura (L_d e L_q)

Nas figuras 84 e 85 são mostrados os rastreamentos de referência de posição e de referência de corrente de eixo direto.

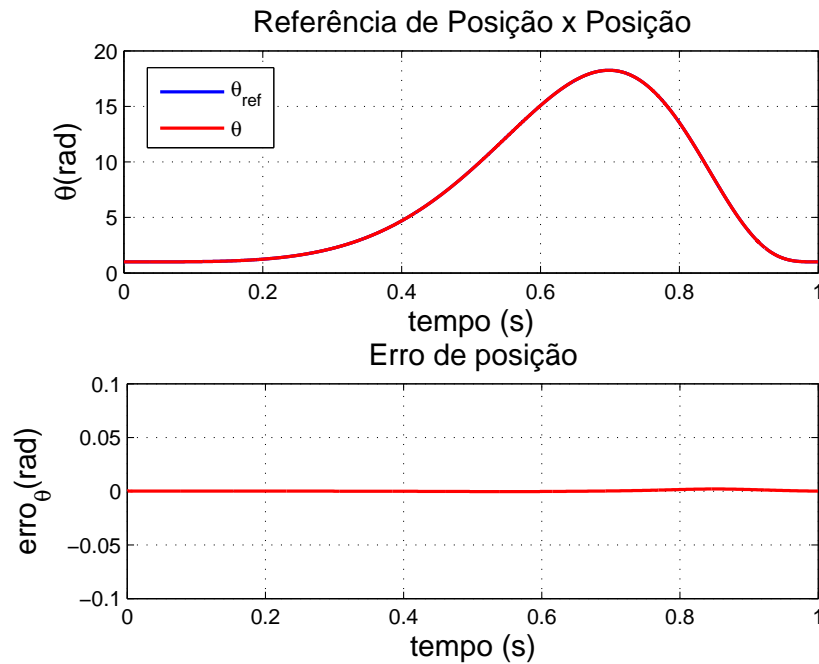


Figura 84: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias

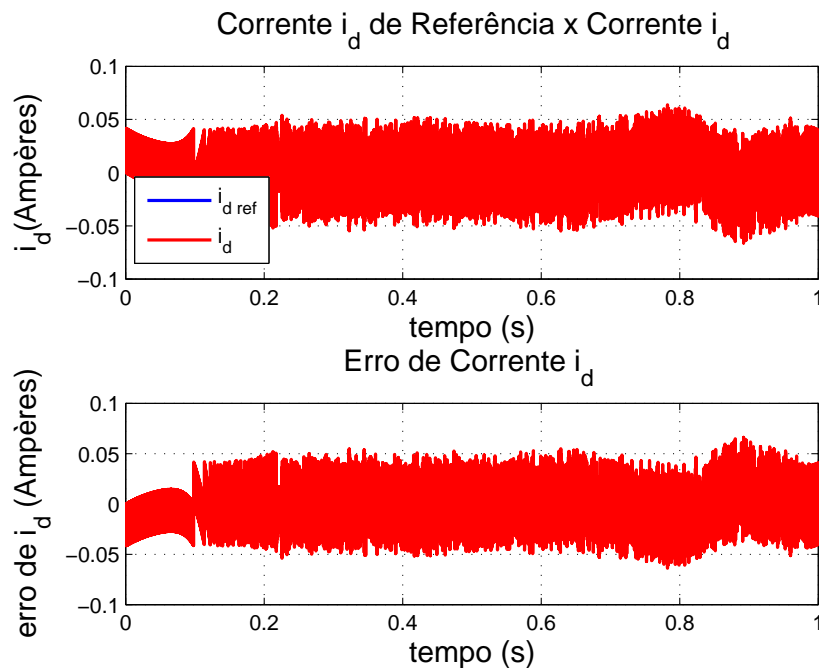


Figura 85: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias

A corrente de eixo em quadratura é mostrada na figura 86 e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são mostradas na figura 87.

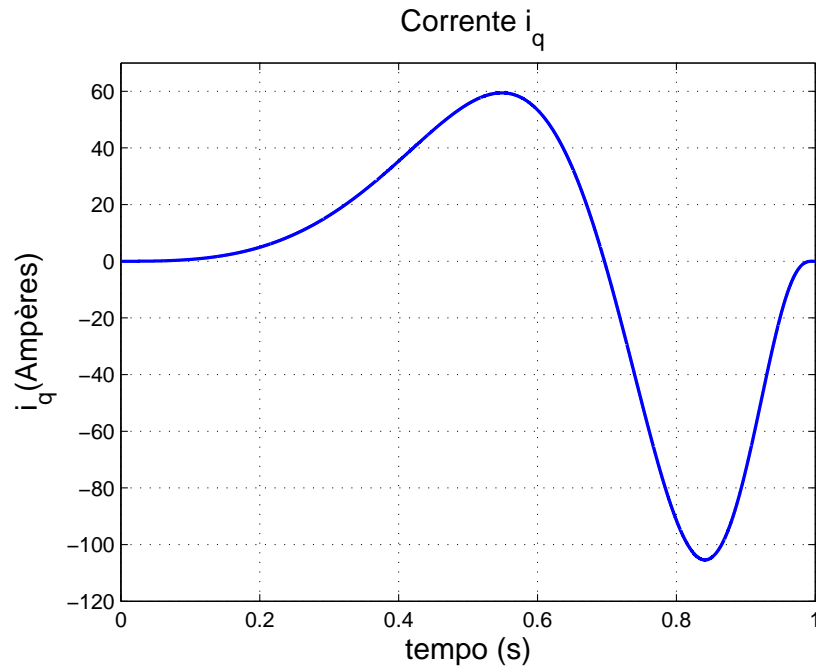


Figura 86: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura

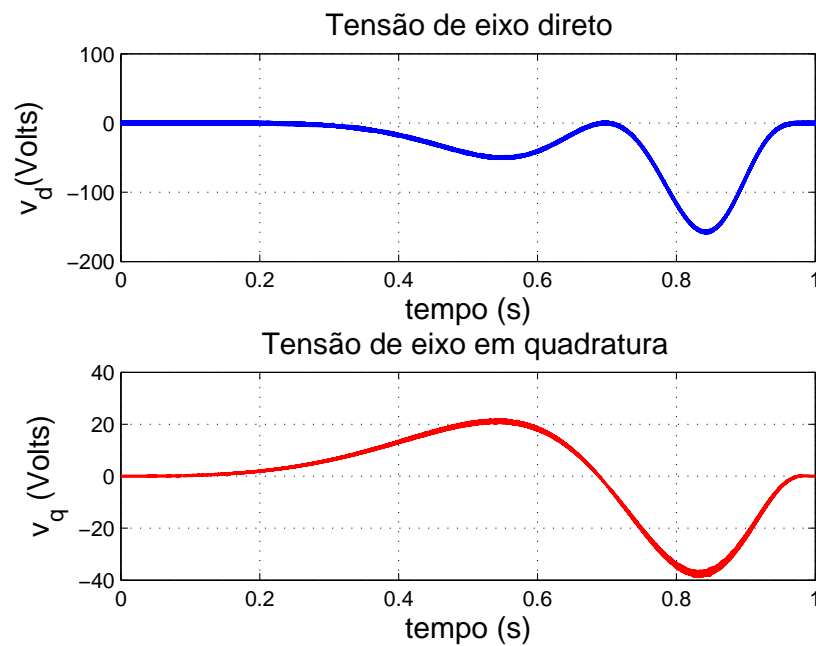


Figura 87: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 88.

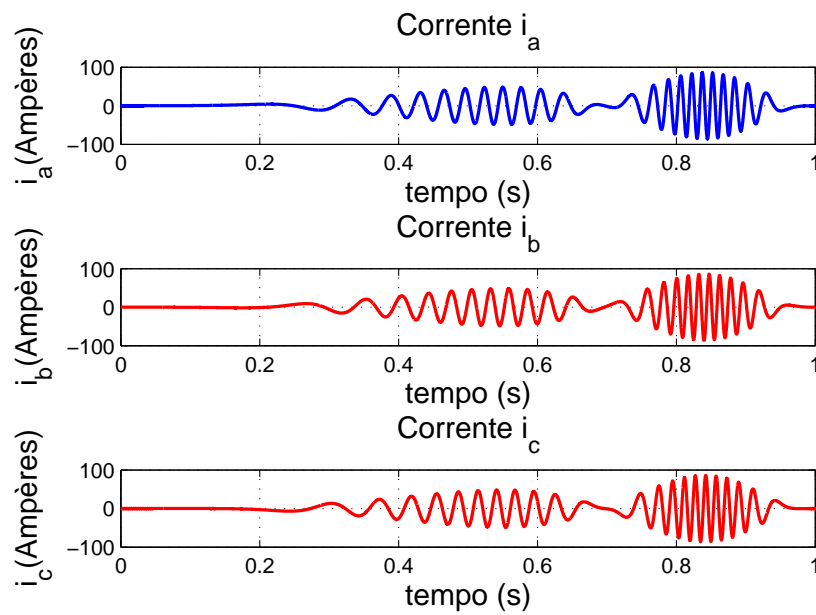


Figura 88: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de -20% nas indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura (L_d e L_q)

Nas figuras 89 e 90 são mostrados os rastreamentos de referência de posição e de referência de corrente de eixo direto.

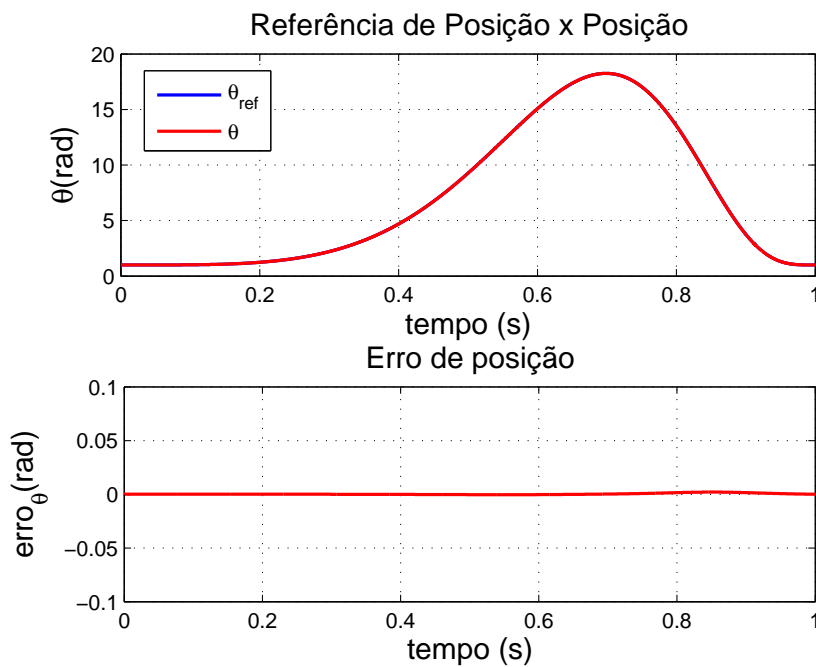


Figura 89: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -20% nas indutâncias

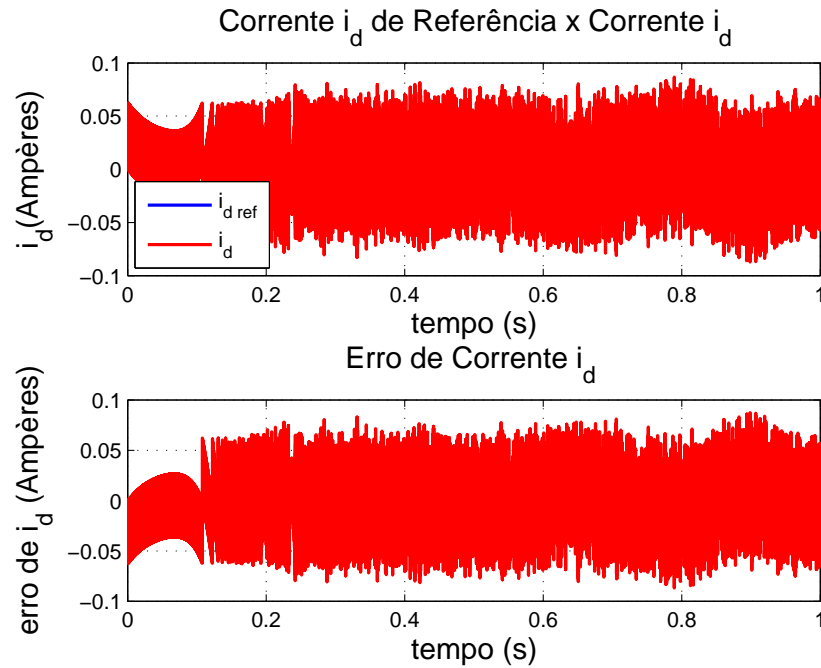


Figura 90: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -20% nas indutâncias

A corrente de eixo em quadratura é mostrada na figura 91 e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são mostradas na figura 92.

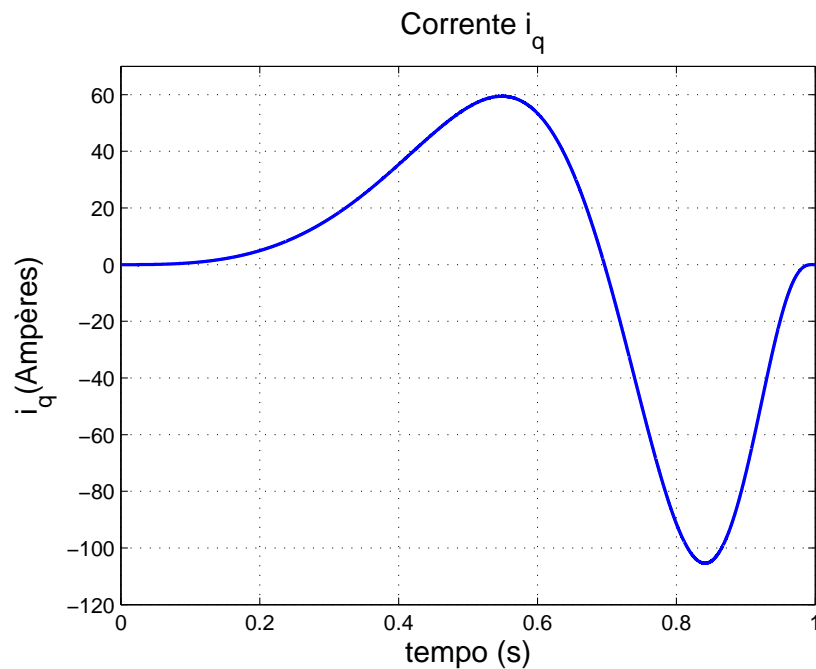


Figura 91: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -20% nas indutâncias: Corrente de eixo em quadratura

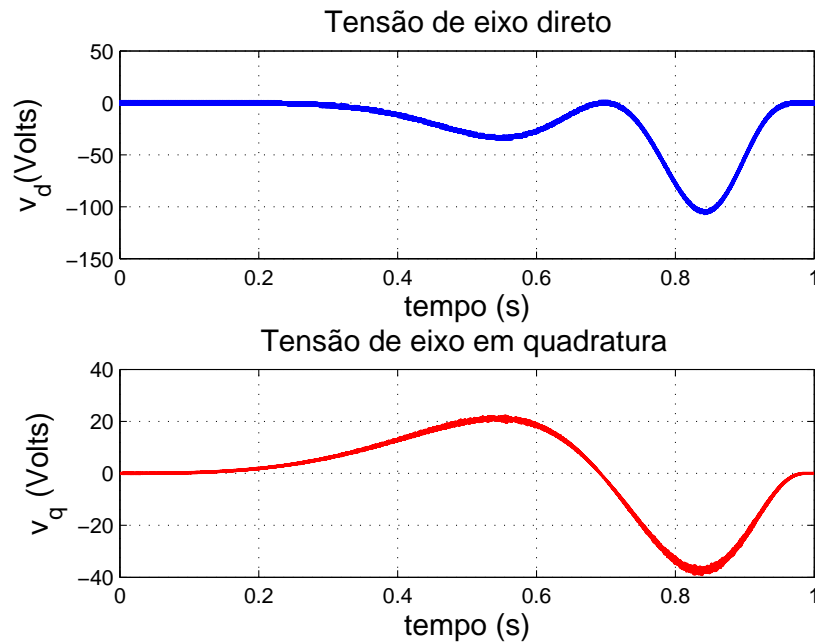


Figura 92: Controle em modos deslizantes de segunda ordem twisting com incerteza de -20% nas indutâncias: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 93.

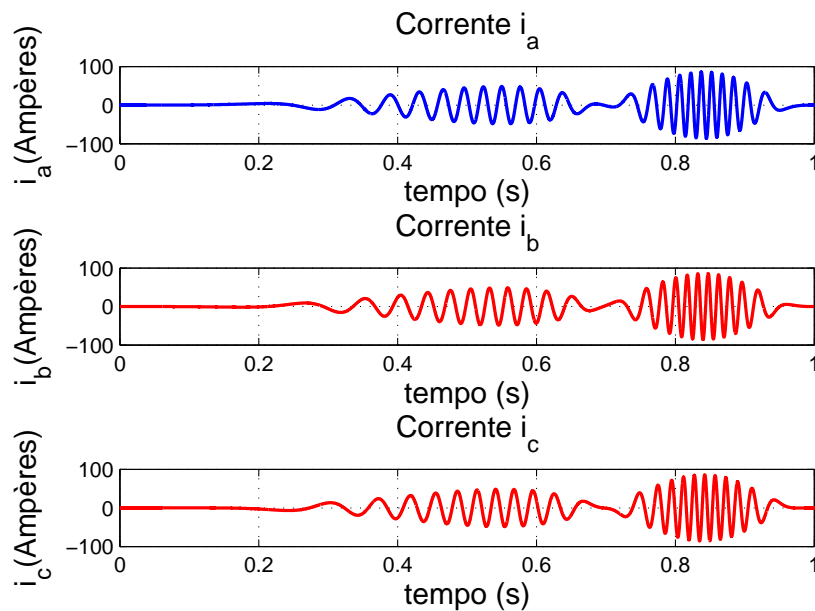


Figura 93: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de $+50\%$ na resistência estatórica (R_s)

As figuras 94 e 95 mostram o rastreamento da referência de posição e de corrente

de eixo direto, respectivamente.

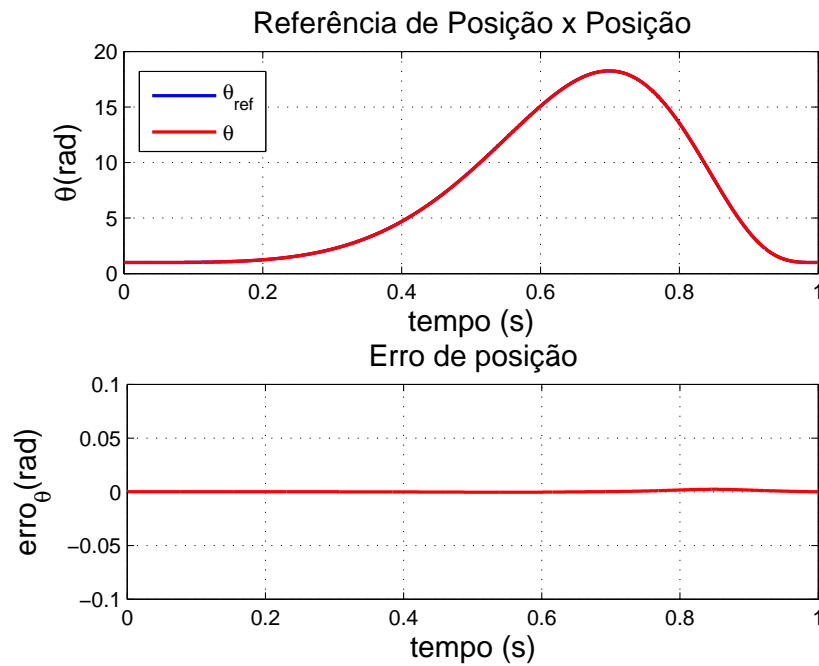


Figura 94: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência

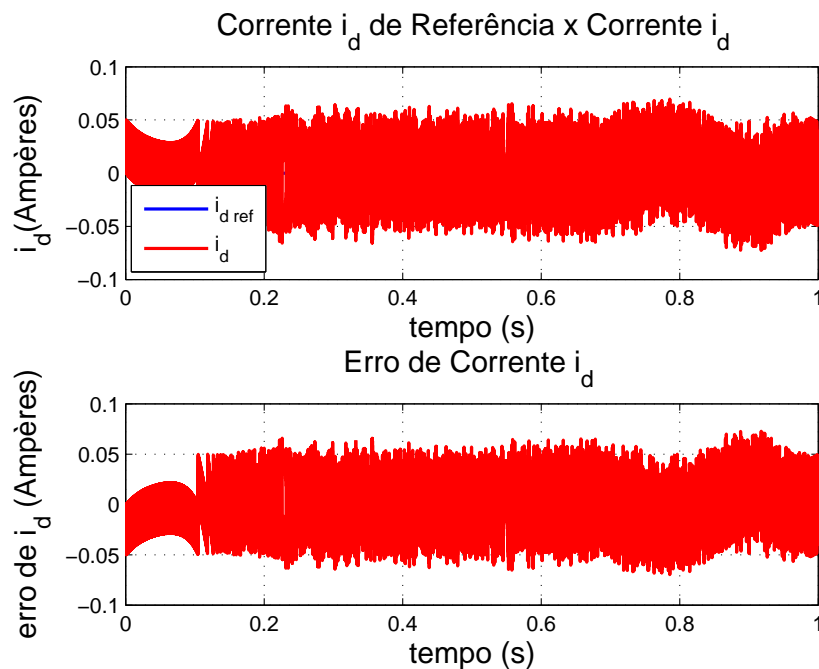


Figura 95: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência

A corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são mostradas nas figuras 96 e 97.

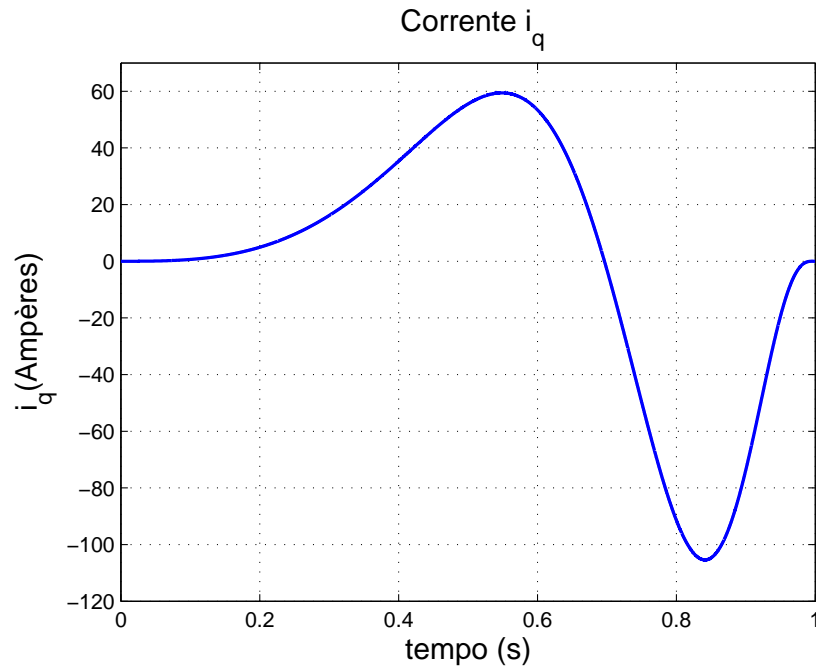


Figura 96: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura

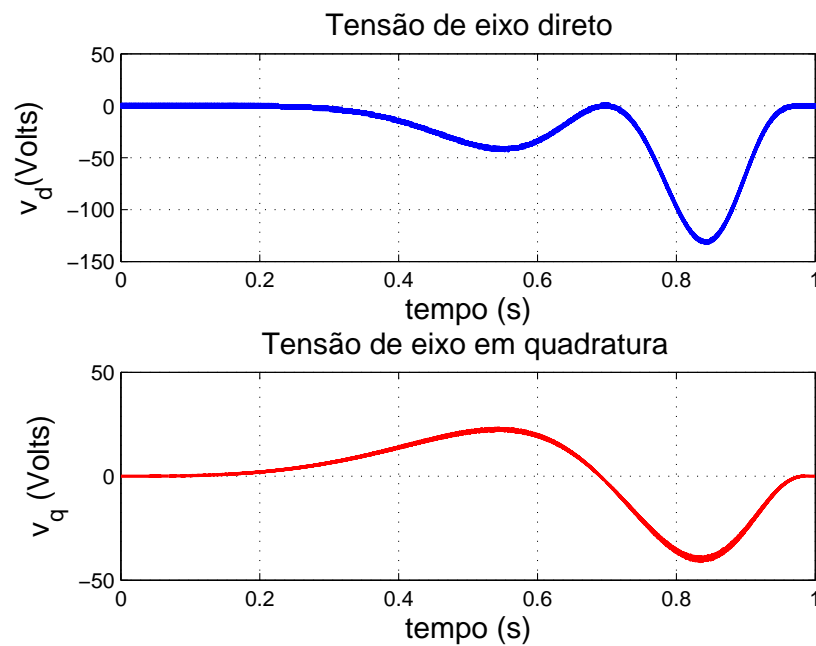


Figura 97: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de +50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 98.

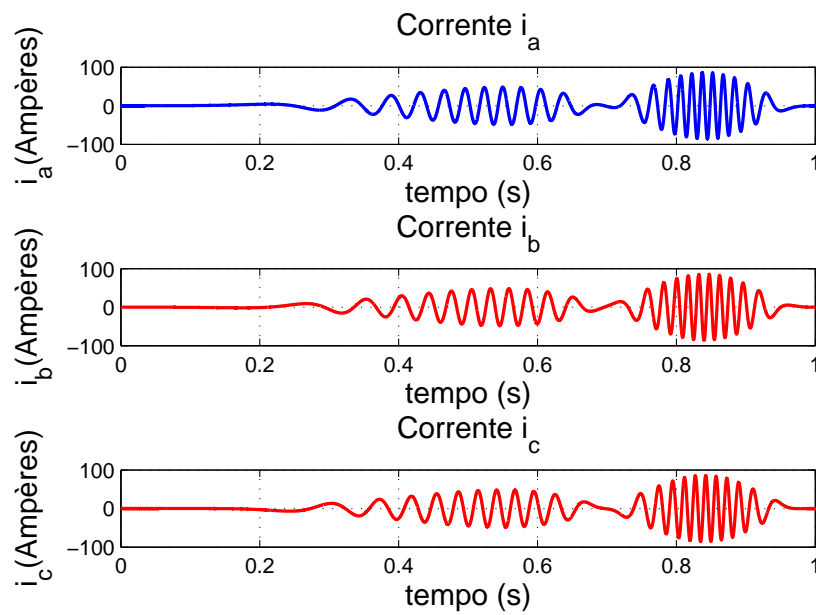


Figura 98: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Incerteza de -50% na resistência estática (R_s)

As figuras 99 e 100 mostram o rastreamento da referência de posição e de corrente de eixo direto, respectivamente.

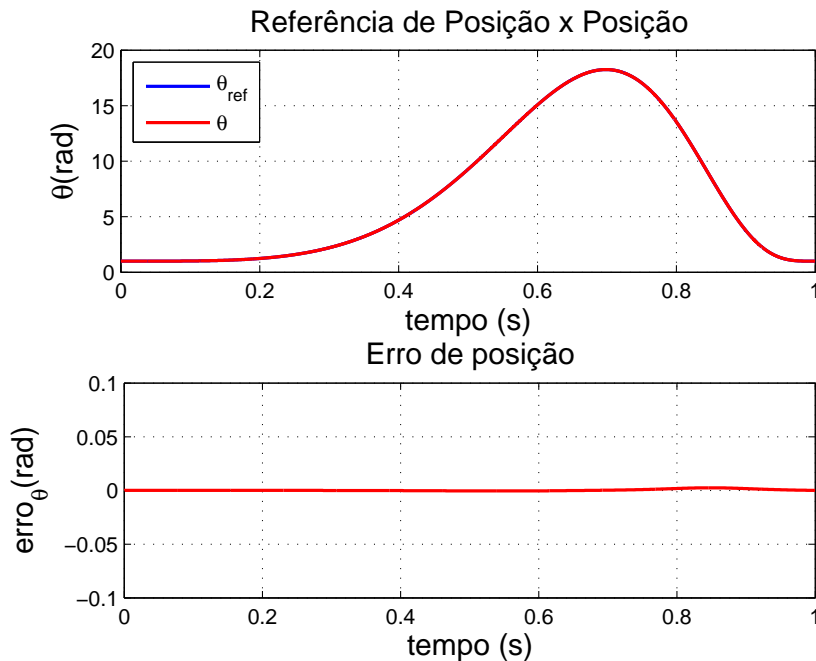


Figura 99: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência

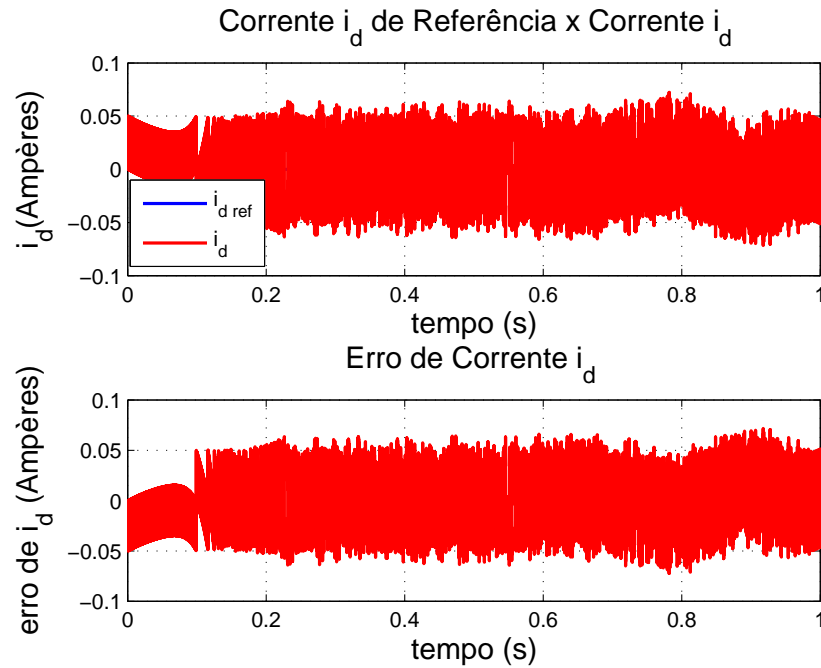


Figura 100: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência

A corrente de eixo direto e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura são mostradas nas figuras 101 e 102.

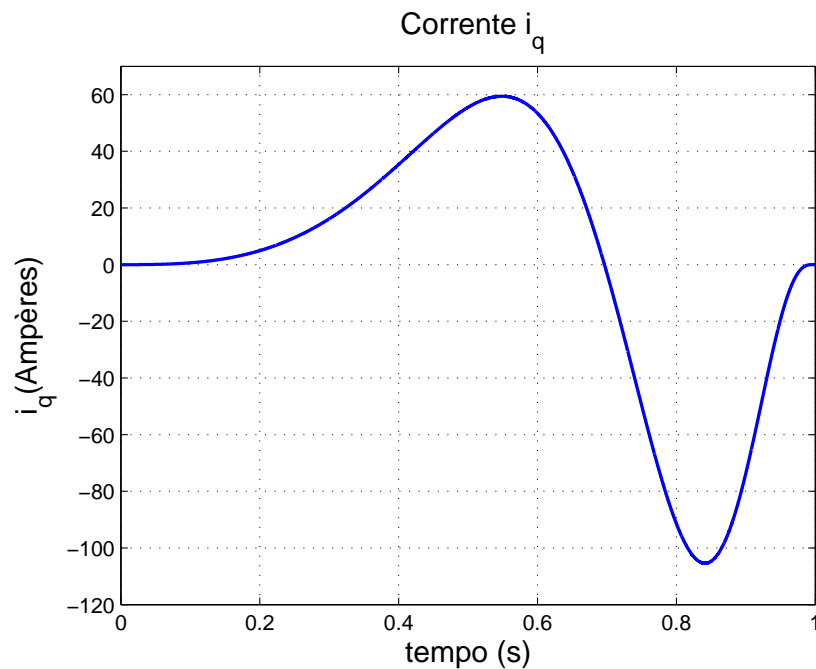


Figura 101: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência: Corrente de eixo em quadratura

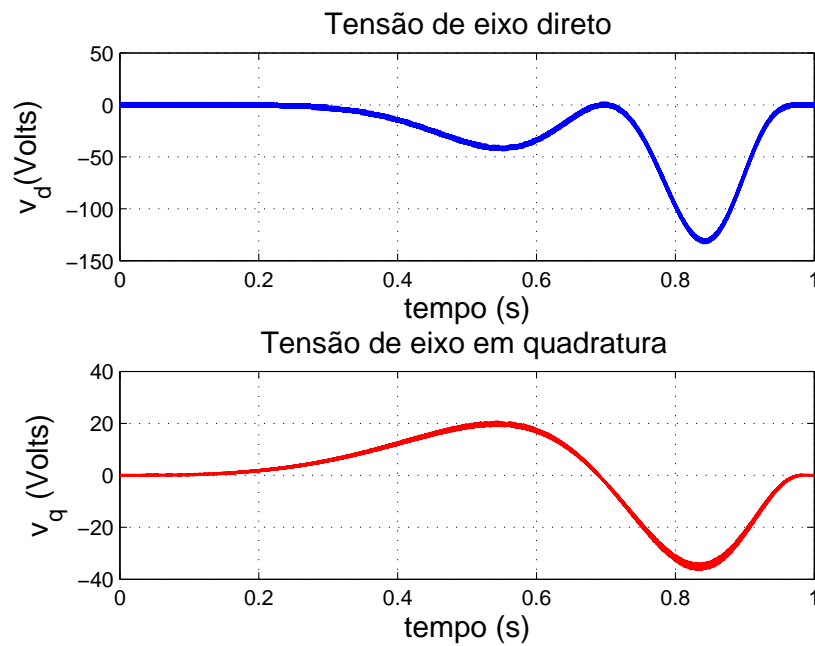


Figura 102: Controle em modos deslizantes de segunda ordem proposto com incerteza de -50% na resistência: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 103.

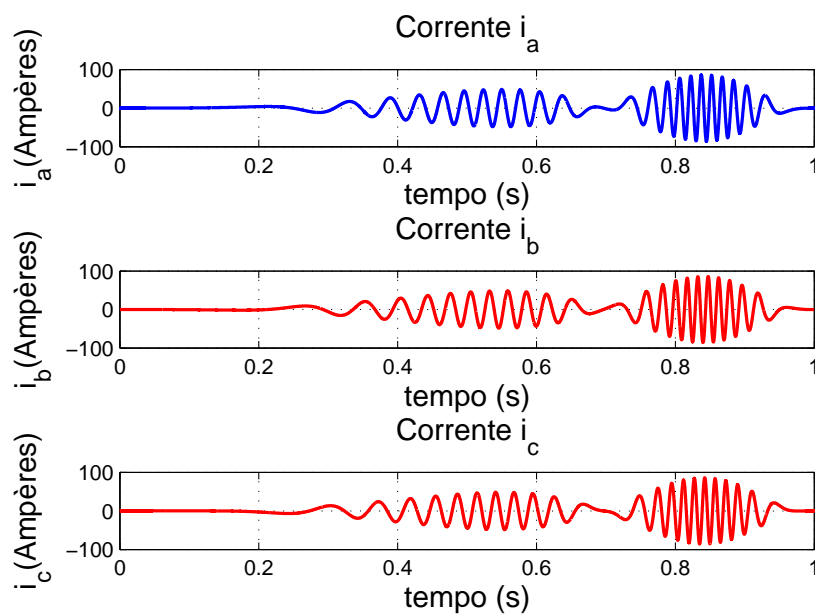


Figura 103: Correntes i_a , i_b e i_c

- Teste de robustez - Aplicação do conjugado de carga

Comprova-se através da figura 104 que o algoritmo proposto confere robustez quanto

às perturbações externas, pois o erro de rastreamento de posição é praticamente nulo.

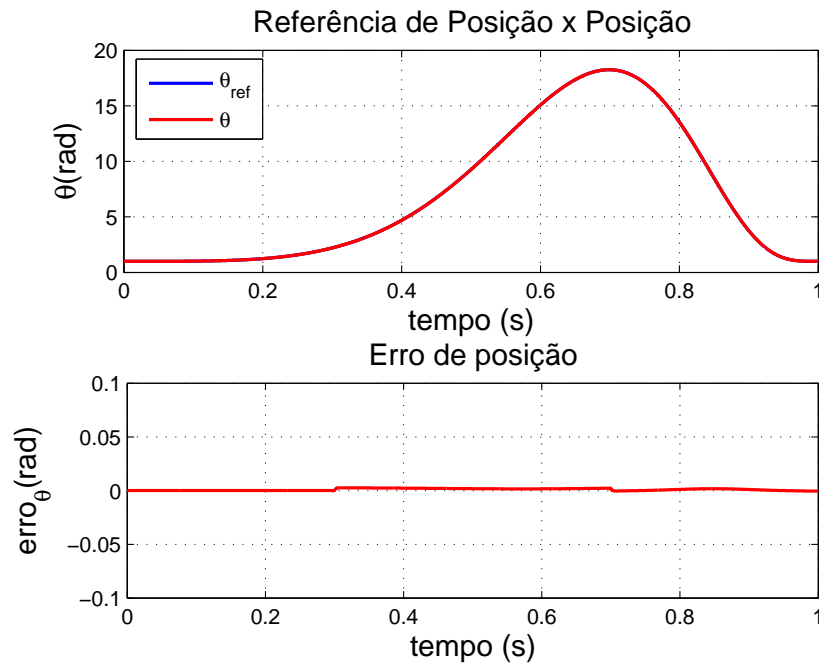


Figura 104: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque

A corrente de eixo direto ainda converge para zero.

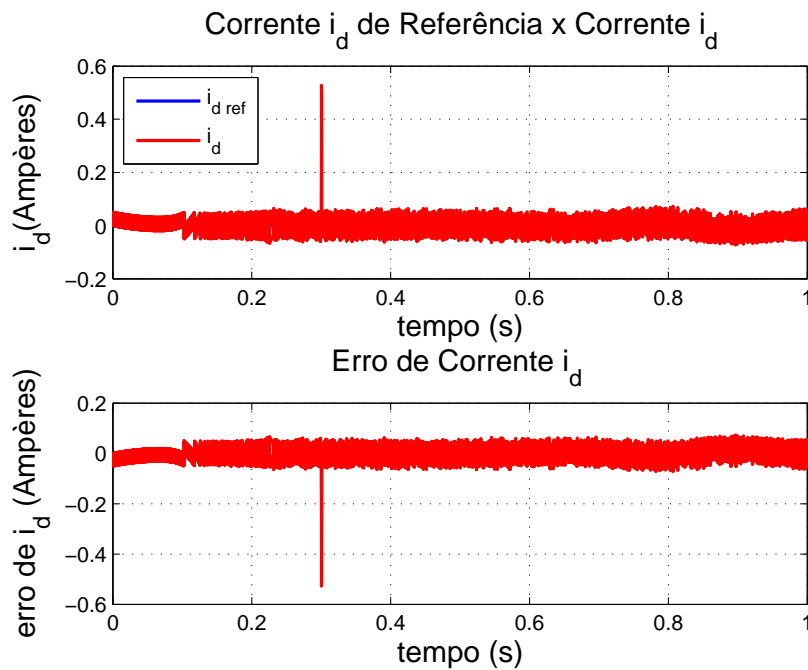


Figura 105: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque

Ao utilizar-se uma formulação de segunda ordem para o controlador, garante-se as vantagens do controle a estrutura variável com ótima precisão eliminação do chattering como pode-se observar nas figuras 106 e 107. Ocorre uma elevação na corrente de eixo em quadratura, bem como na tensão a fim de compensar o sistema quando o mesmo é submetido ao distúrbio de torque.

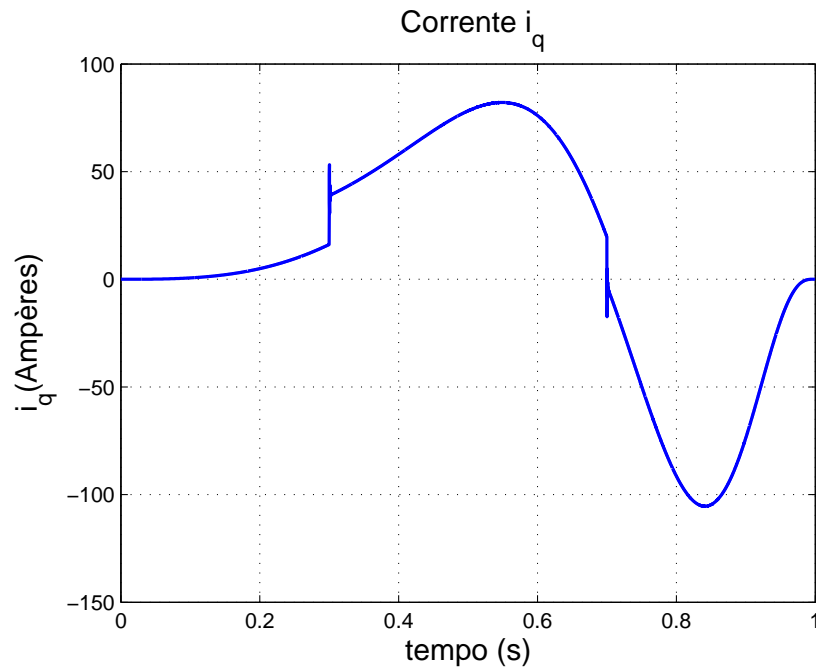


Figura 106: Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura

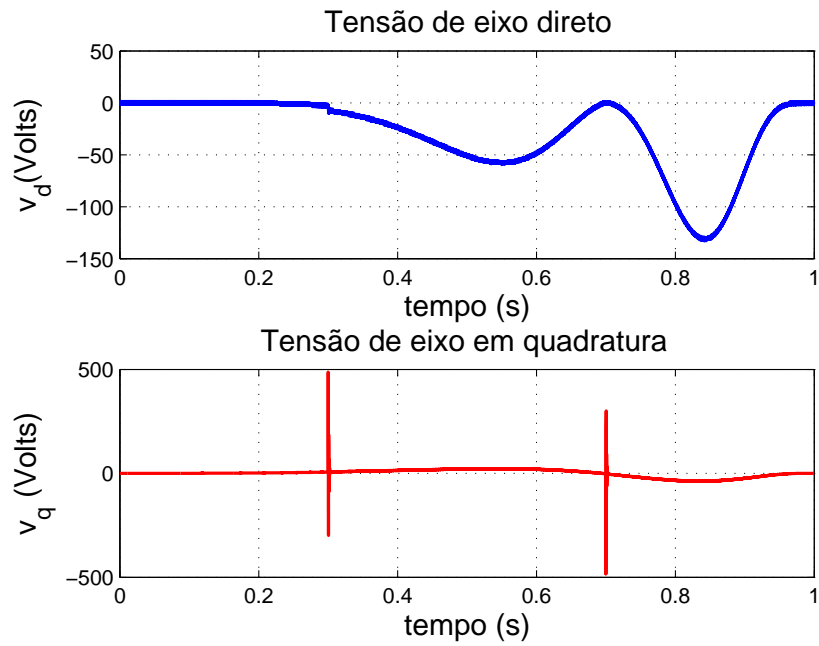


Figura 107: Controle em modos deslizantes de primeira ordem submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo direto e Tensão de eixo em quadratura

As correntes trifásicas são mostradas na figura 108.

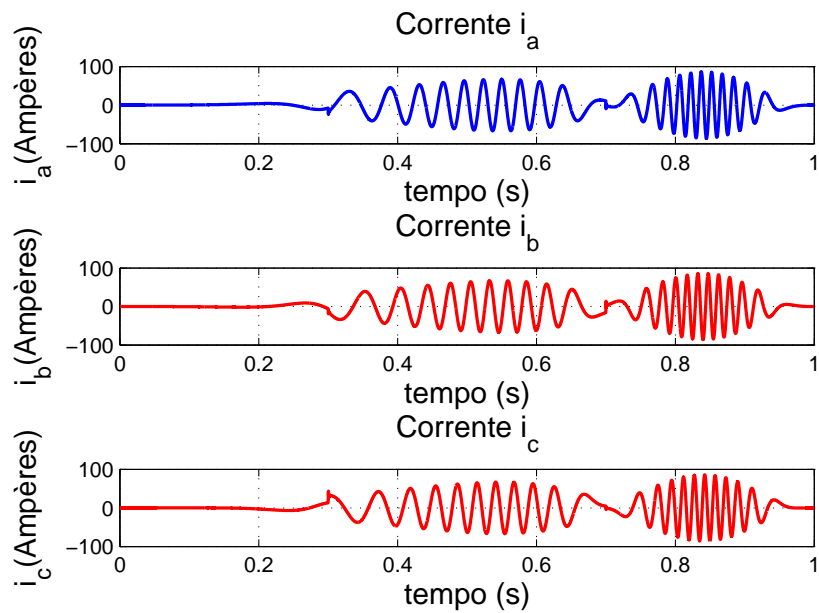


Figura 108: Correntes i_a , i_b e i_c

5.7 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado um estudo da aplicação do controle em modos deslizantes de primeira e segunda ordem ao motor síncrono de ímãs permanentes. Ambos os controladores aplicam-se perfeitamente ao tipo de motor apresentado, pois em nível de simulação, foram obtidos resultados muito bons no controle das variáveis consideradas. O controle de primeira ordem utilizou uma função de chaveamento baseada na técnica da camada limite, contornando de forma satisfatória os problemas relacionados ao chattering. Quanto ao controlador de segunda ordem, pode-se validar o algoritmo proposto no capítulo 3, por meio de simulações e também validar o algoritmo twisting, pois ambos apresentaram bons resultados. Quando submetido à incertezas paramétricas e ao distúrbio de torque o controlador em modos deslizantes de primeira ordem continua com uma boa resposta dinâmica, devido a sua característica de robustez. Apesar de ser robusto, o controlador em modos deslizantes de primeira ordem apresenta a desvantagem do fenômeno do chattering. Já nos controladores em modos deslizantes de segunda ordem não há a presença do chattering, sendo estes controladores robustos e com uma excelente resposta dinâmica quando submetidos a perturbações internas e externas.

6 *RESULTADOS EXPERIMENTAIS*

6.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se resultados experimentais obtidos com a implementação das diferentes técnicas de controle estudadas.

A implementação dos controladores é feita com o uso do DSP TMS320F2812 da Texas Instrumens (TEXAS, 2001). Os algoritmos são executados utilizando uma aproximação aritmética de ponto-fixa (Q-math) (TEXAS, 2002). Em algumas situações, uma biblioteca de ponto-flutuante foi utilizada. O capítulo está organizado do seguinte modo: na primeira parte, apresenta-se uma descrição da bancada desenvolvida para a obtenção dos resultados experimentais. Na parte final, os resultados obtidos para cada controlador implementado são apresentados.

6.2 Descrição da Bancada de Ensaio

A implementação dos controladores foi realizada com o uso de uma fonte de potência CA (FPCA) com interface DSP, destinada ao controle e acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes. O MSIP está acoplado a um motor de indução para simulação da carga. Para medição da posição angular da máquina foi utilizado um encoder absoluto Hengstler®.

A instrumentação é subdividida em placas de aquisição de medidas de tensão e de corrente, placas de condicionamento das medidas, placa de interface analógico-digital com o DSP e placa de acionamento dos conversores.

As placas são confeccionadas com base em um projeto apresentado em (AZZOLIN; GRÜNDLING, 2007), utilizando-se de técnicas de minimização de interferências eletromagnéticas de rádio-frequência (RF).

A transmissão do sinal PWM ao conversor é realizada através de canais de fibra ótica, a fim de diminuir as interferências devido a alta frequência do sinal e isolamento do mesmo para com o circuito de acionamento dos IGBTs.

A técnica de modulação utilizada para os resultados experimentais está explicada no anexo B e detalhadamente em (H.PINHEIRO et al., 2005) e (PINHEIRO et al., 2002).

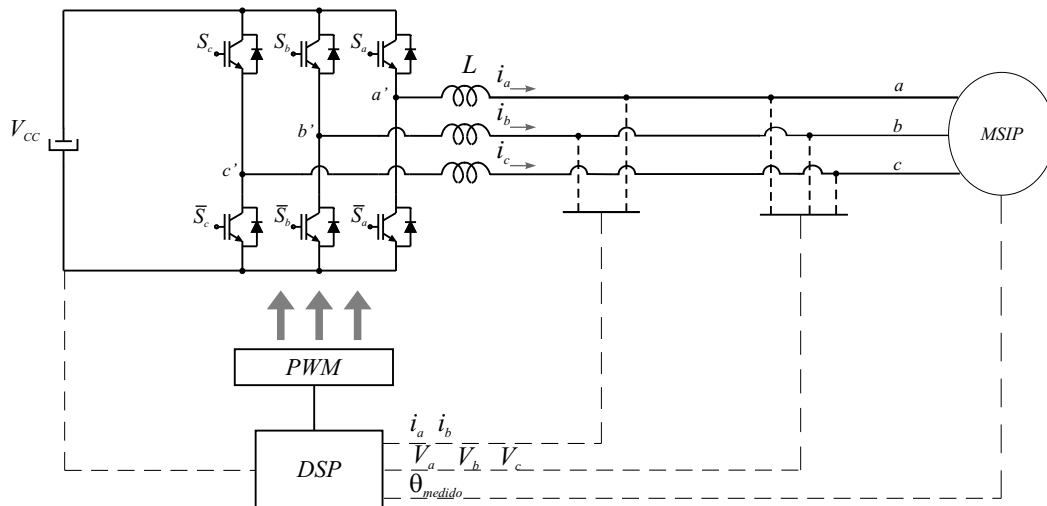


Figura 109: Esquemático da bancada experimental

6.2.1 Sistema de aquisição e controle - DSP

Os algoritmos de controle são implementados no TMS320F2812 que é um DSP de ponto fixo de 32 bits com alguns periféricos dedicados para controle de motores.

Esse kit de aplicação chamado "F2812 eZdsp Starter Kit" fabricado pela empresa Spectrum Digital contém o DSP TMS320F2812 com 64KWords de memória externa e interface pela porta paralela para comunicação com computador.

As principais características do DSP utilizado podem ser assim resumidas:

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

Barramento com arquitetura Harvard;

Pode ser programado tanto em linguagem C/C++ quanto Assembly;

- Configuração de Memórias Internas:

Tamanho de memória Flash: 128KWords x 16bits.

Tamanho da memória ROM: 128KWords x 16bits.

Tamanho da memória RAM de acesso único (SARAM - Single-Access RAM: 18KWords x 16bits).

- Configuração de memória de Boot ROM (4K x 16)

Com Software para gerenciamento dos modos de boot (RAM, Flash).

Tabelas para execução de funções matemáticas incluídas.

- Interface com Memória Externa (F2812):

Com capacidade de até 1M de memória.

- Periférico para suporte de interrupções.

- Código de segurança programável de 128 bits.

- 3 Timers de 32bits.

- Periféricos dedicados para controle de motores.

2 Gerenciadores de eventos (Event Managers) para gerenciamento de Timers, PWM, e Módulo de Captura de Encoder;

Periféricos para comunicação serial(SPI, SCI, eCAN, McBSP);

- 16 canais multiplexados para conversão analógico-digital

2 amostradores.

1 conversor A/D de 12-Bits.

Taxa de conversão: 80 ns/12.5 MSPS(Milhões de amostras por segundo).

- Até 56 portas de entrada/saída (I/O) que podem ser programadas individualmente

- Com recursos para verificação de erros e monitoramento de memória em tempo-real.

Para escrita do programa de simulação e posterior implementação, a linguagem escolhida foi C/C++, pois existem bibliotecas fornecidas pelo fabricante para realização de operações em ponto-fixado, agilizando o processo de programação. O software Code Composer Studio™ IDE versão 2.12 foi utilizado para edição do programa, compilação, gravação do software na memória Flash, verificação de erros, e aquisição dos arquivos com os resultados das simulações/implementações. Um kit de aplicação chamado "F2812 eZdsp Starter Kit" fabricado pela empresa Spectrum Digital contendo o DSP TMS320F2812, 64KWords memória externa, e interface pela porta paralela para comunicação com PC foi utilizado.

6.2.2 Medição da posição

Para a medida da posição angular da máquina foi utilizado um encoder absoluto Hengstler®, 10 bits com transmissão serial. A comunicação entre o encoder e o DSP é feita através do protocolo de comunicação SPI (SPI, 2002). Este protocolo, também chamado de comunicação a quatro fios, apresenta algumas vantagens que podem ser destacadas:

- Menos componentes eletrônicos;
- Menos cabos para transmissão de dados;
- Mesma interface de hardware;
- Isolamento elétrico do eixo do encoder por optoacopladores;
- Pré-registro operacional possível.

Para que seja iniciada a transferência de dados, um sinal de clock deve ser aplicado no terminal CLOCK do encoder. Enquanto o clock é aplicado, o registrador interno do encoder armazena os dados que informam qual é a sua posição atual. Assim que outro pulso de clock é aplicado a entrada de clock, o dado que informa posição angular é gravado.

Pode-se acompanhar através da figura 110 que na primeira descida de clock o elemento mono-estável do encoder atua. A saída deste elemento mono-estável controla o registrador serial via terminal serial.

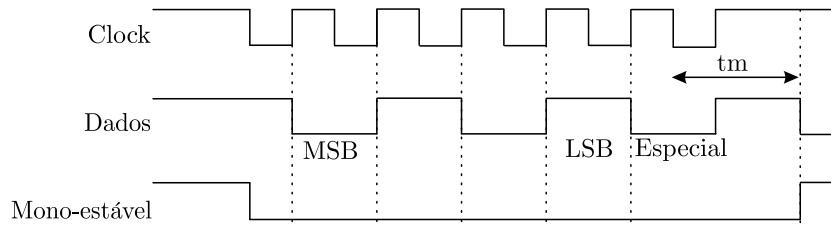


Figura 110: Transmissão serial do encoder

Na primeira subida do sinal de clock, o bit mais significativo (Most Significant Bit, MSB) do dado de posição é aplicado na saída serial do encoder, quando o sinal desce, ocorre a transmissão. Depois a cada subida seqüente um bit menos significativo é aplicado na saída serial e a cada descida, os bits são transmitidos. Depois da transmissão do bit menos significativo (Less Significant Bit, LSB) um bit de alarme ou outros bits especiais são transferidos, dependendo da configuração. Então a linha de transmissão de dados permanece em nível baixo, até que o tempo t_m tenha passado. O número de pulsos de clock necessários para a transferência de dados é independente da resolução do encoder. O sinal de clock pode ser interrompido a qualquer momento. A próxima transferência de dados não pode começar até que a linha de dados esteja em nível alto novamente.

6.2.3 Medição das correntes elétricas

O bloco de instrumentação e controle da FPCA apresenta uma placa de medição de corrente. Esta placa é composta por três transdutores de efeito Hall LA55-P da LEM, que fornecem corrente proporcional à que circula por eles. Proporciona isolamento entre o circuito de potência e o circuito de instrumentação.

6.2.4 Características do Conversor

O módulo retificador/inversor PWM é um conversor trifásico baseado em semicondutores IGBT SKM50GB123D da Semikron, montados em uma placa modelo SKB6I da Semikron. Este módulo pode ser alimentado em até 900VDC, 12kVA e 20kHz. Um retificador trifásico em ponte completa é incluído e conectado ao barramento CC que é constituído por uma associação de capacitores de $4700\mu F$ e $450V_{dc}$. Os IGBTs são controlados pelos drives da Semikron com tempo morto de $1\mu s$. Além disso, um termostato do tipo do NF é adicionado ao dissipador de calor para proteger o módulo de temperaturas excedentes (interruptor térmico).

O acionamento dos IGBTs é feito por um circuito eletrônico, SKHI22BH4 da

Semikron®), cuja função é adequar os níveis de tensão necessários ao acionamento da chave semicondutora e ajustar o tempo morto nas chaves.

6.2.5 Características do Motor síncrono de ímãs permanentes

O motor síncrono de ímãs permanentes utilizado na implementação apresenta os seguintes parâmetros, mostrados na tabela 1, no capítulo 5.

6.2.6 Referência para a posição

A referência para posição é mostrada na figura 111.

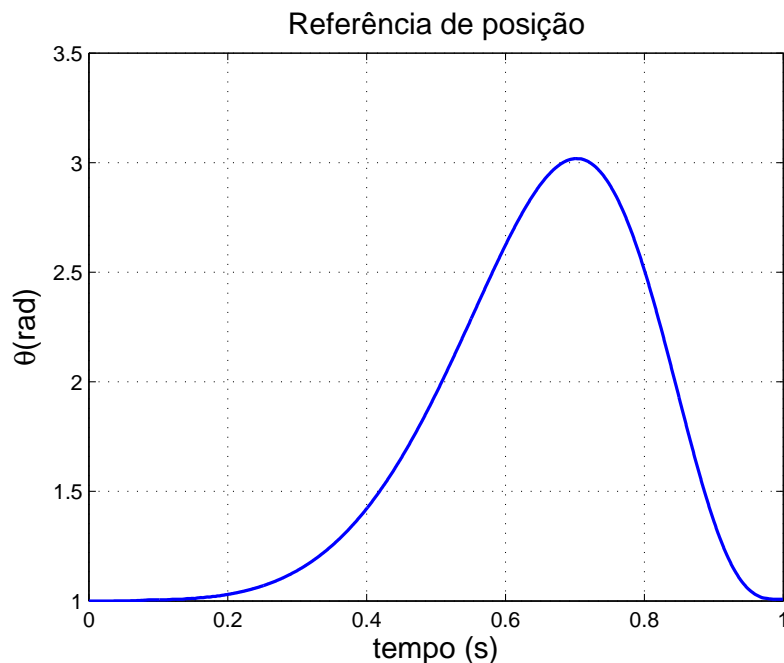


Figura 111: Referência de posição

6.2.7 Conjugado de Carga

O conjugado de carga aplicado ao sistema, a fim de testar a robustez dos controladores, é obtido através da aplicação de uma tensão contínua no motor de indução que está acoplado como carga no motor síncrono de ímãs permanentes. Aplicou-se uma tensão de 5Vcc em um dos enrolamentos do motor de indução, freando o movimento do eixo. O ideal seria implementar na bancada um controle vetorial ao motor de indução onde seja possível impor torque, porém não foi possível realizar esta implementação até o momento.

6.3 Resultados Experimentais do Controle em Modos Deslizantes de Primeira Ordem

Nesta seção serão apresentados alguns resultados experimentais para o controlador em modos deslizantes de primeira ordem. Para o ensaio realizado, utilizou-se uma função de chaveamento do controle que emprega a noção de camada limite na vizinhança da superfície de comutação. Na figura 112 observa-se a resposta dinâmica do controlador para rastreamento da posição. Nesta implementação não foi possível ter uma boa resposta devido a presença do fenômeno do chattering. Ao aplicar-se a técnica da camada limite como forma de reduzir o chattering, o controlador perde precisão e, quando não utiliza-se a camada limite o chattering é muito elevado, provocando vibração mecânica no eixo da máquina.

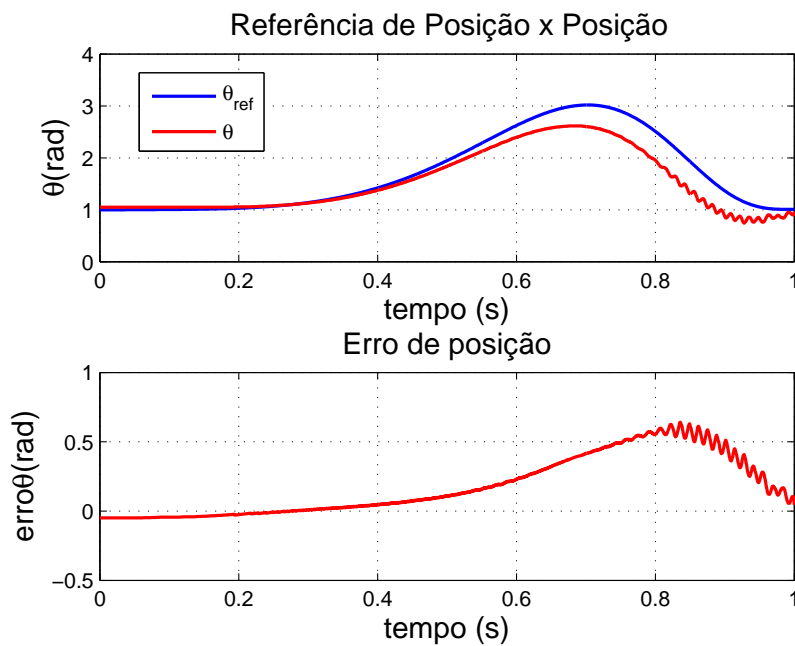


Figura 112: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de primeira ordem

Na figura 113 tem-se a corrente de eixo direto que se mantém em torno de zero, porém apresentando um certo nível de chattering.

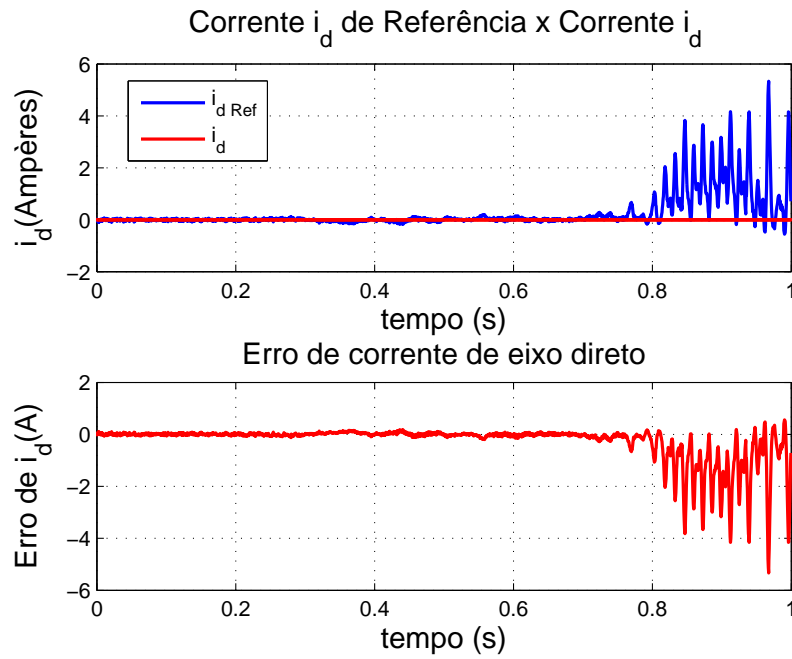


Figura 113: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de primeira ordem

As figuras 114 e 115 mostram o que ainda há um nível de chattering mesmo com a utilização da camada limite.

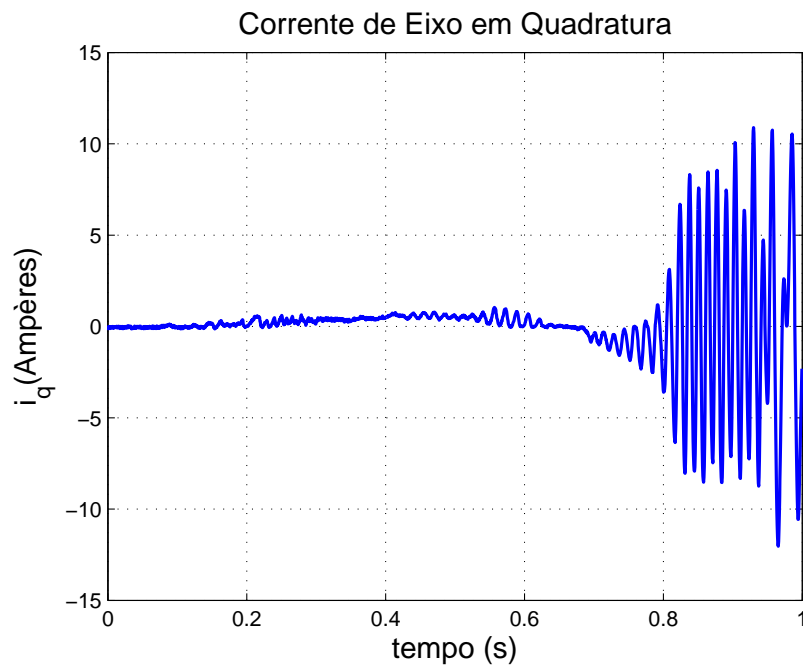


Figura 114: Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Corrente de eixo em quadratura

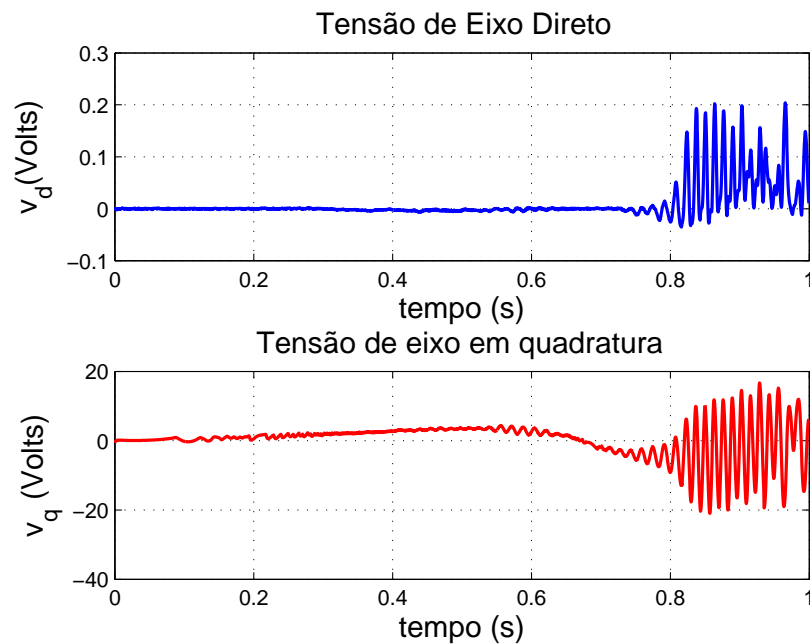


Figura 115: Controle em modos deslizantes de primeira ordem: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto

Devido a este controlador não apresentar uma boa resposta dinâmica à vazio, não foi realizado ensaio submetendo o sistema a distúrbio de torque. A dificuldade de implementação do controlador em modos deslizantes de primeira ordem justifica o uso do controlador de modos deslizantes de segunda ordem devido à ausência de chattering desta técnica.

6.4 Resultados Experimentais do Controle em Modos Deslizantes de Segunda Ordem

Nesta seção serão mostrados os resultados experimentais para o controle em modos deslizantes de segunda ordem utilizando-se dois diferentes algoritmos, o algoritmo twisting e o algoritmo proposto nesta dissertação. A dificuldade encontrada para a implementação deste tipo de controlador está no grande número de derivadas utilizadas, necessitando-se de derivadas de quarta ordem, de difícil implementação em DSP. Para implementar as derivadas utilizou-se Filtros de variáveis de estado (SVF) (GASTALDINI, 2008).

6.4.1 Algoritmo Twisting

Na figura 116 tem-se a resposta ao rastreamento da posição angular. Estes resultados confirmam os resultados de simulação em que o controlador de modos deslizantes de segunda ordem apresenta uma boa resposta dinâmica com erro de rastreamento inferior a $0.1rad$.

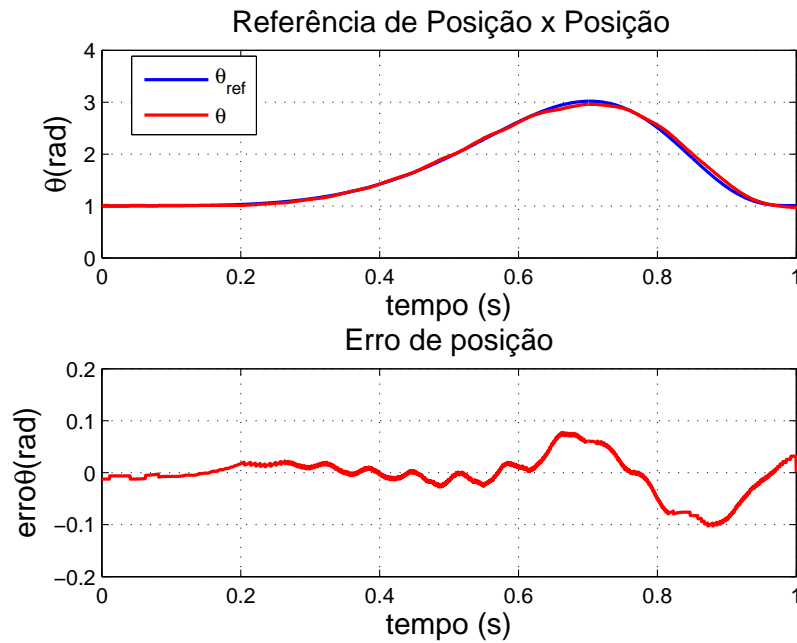


Figura 116: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting

A figura 117 mostra a corrente de eixo direto que converge para a referência zero a fim de eliminar o conjugado de relutância.

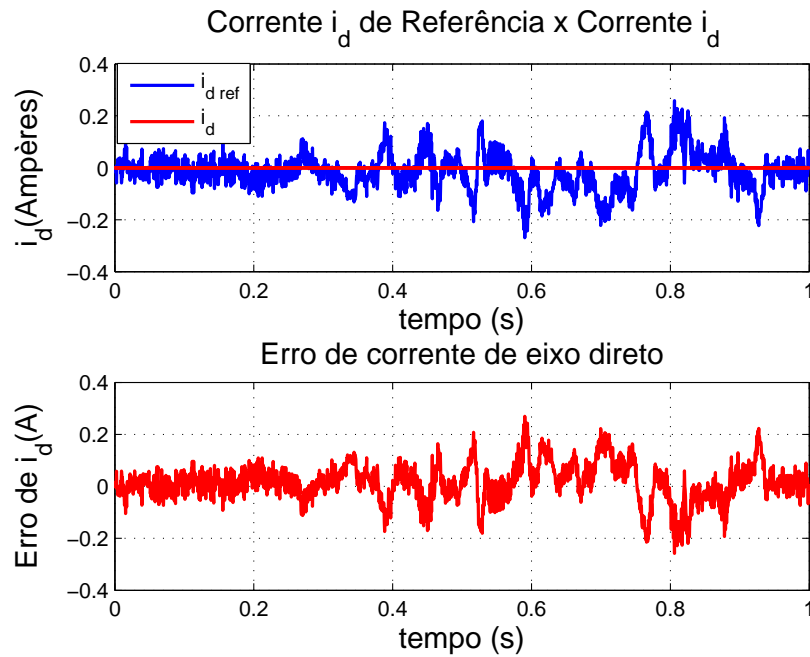


Figura 117: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting

Nas figuras 118 e 119 observa-se através da corrente de eixo em quadratura e das entradas de controle a ausência de chattering.

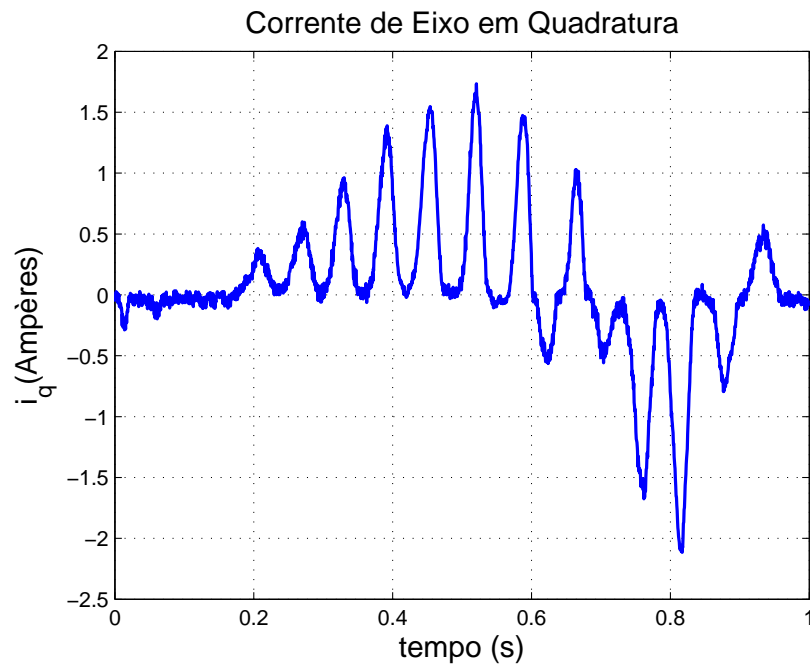


Figura 118: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Corrente de eixo em quadratura

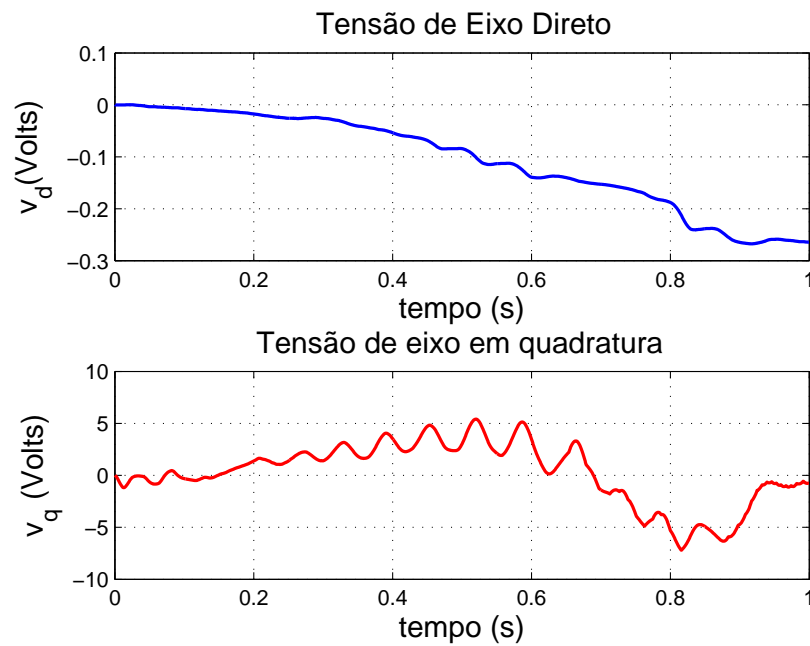


Figura 119: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto

Ao aplicar-se um distúrbio de carga ocorre uma pequena elevação no erro de rastreamento como observa-se na figura 120, porém bastante pequena de forma que pode-se considerar que este controlador mantém sua característica de robustez.

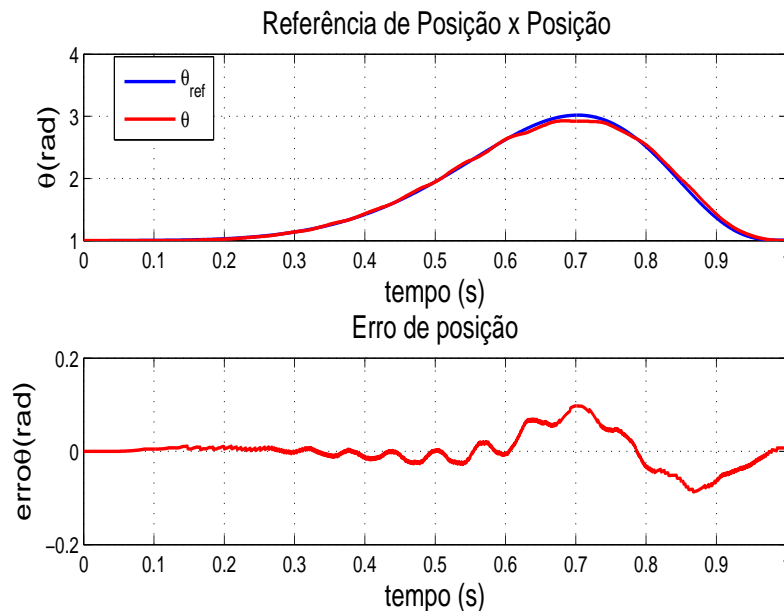


Figura 120: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque

A corrente de eixo direto mostrada na figura 121 mostra a convergência do erro de

rastreamento para zero.

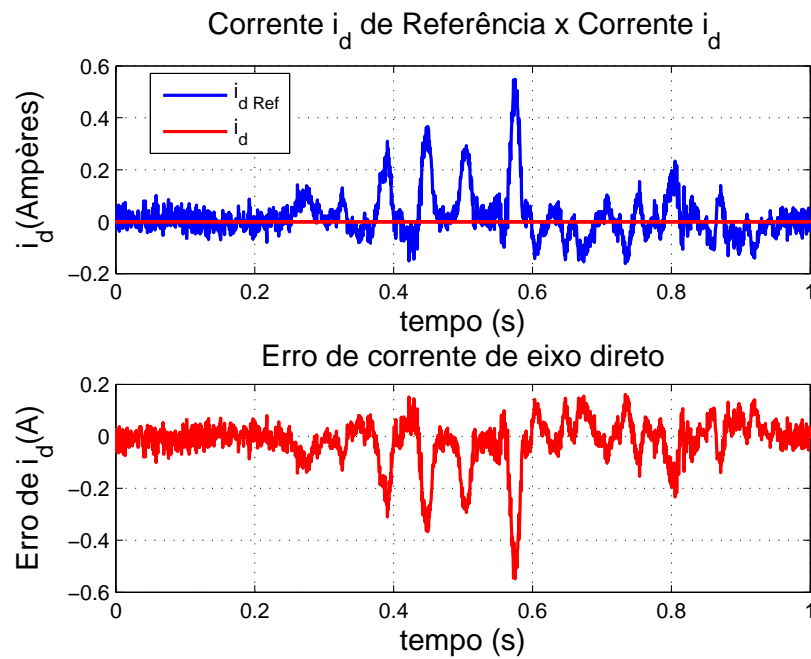


Figura 121: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque

Nas figuras 122 e 123 observamos a mesma elevação presente nas simulações submetidas a distúrbio de carga na corrente de eixo em quadratura e na tensão de eixo em quadratura.

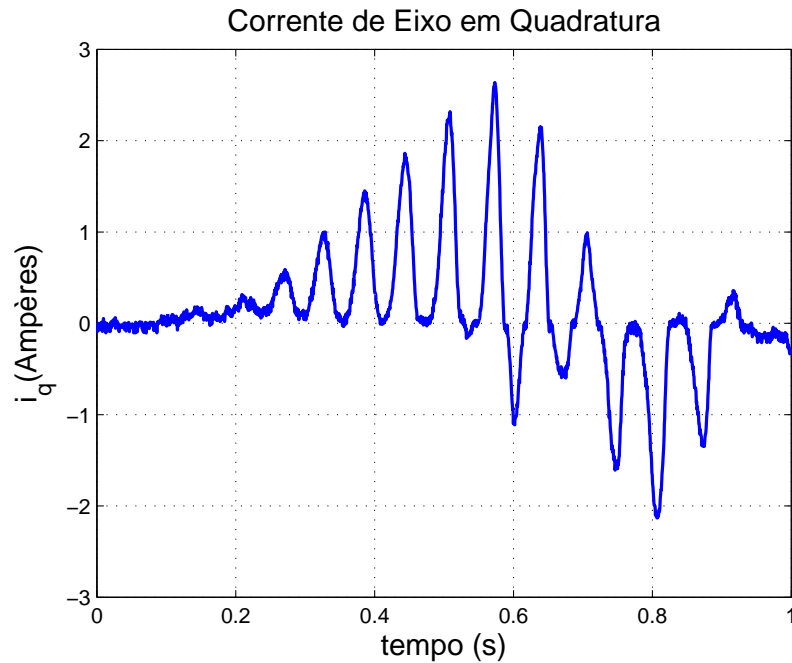


Figura 122: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura

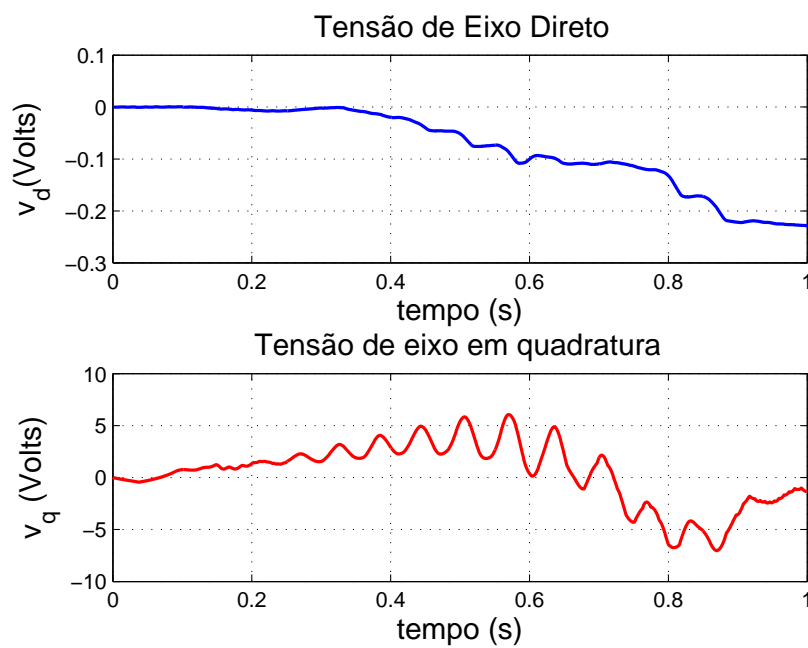


Figura 123: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Twisting submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto

6.4.2 Algoritmo Proposto

Este algoritmo proposto para controlador em modos deslizantes de segunda ordem apresenta resultados semelhantes ao algoritmo twisting. Como mostrado na figura 124 o erro de rastreamento é inferior a $0.1rad$.

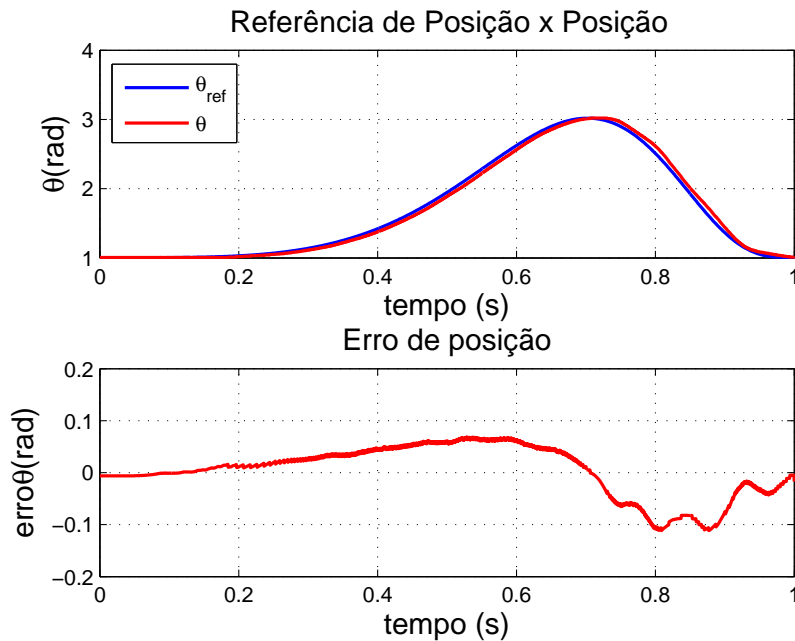


Figura 124: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto

A corrente de eixo direto é mostrada na figura 125 apresentando uma resposta dinâmica melhor que o algoritmo twisting visto que a corrente converge mais rapidamente para a referência.

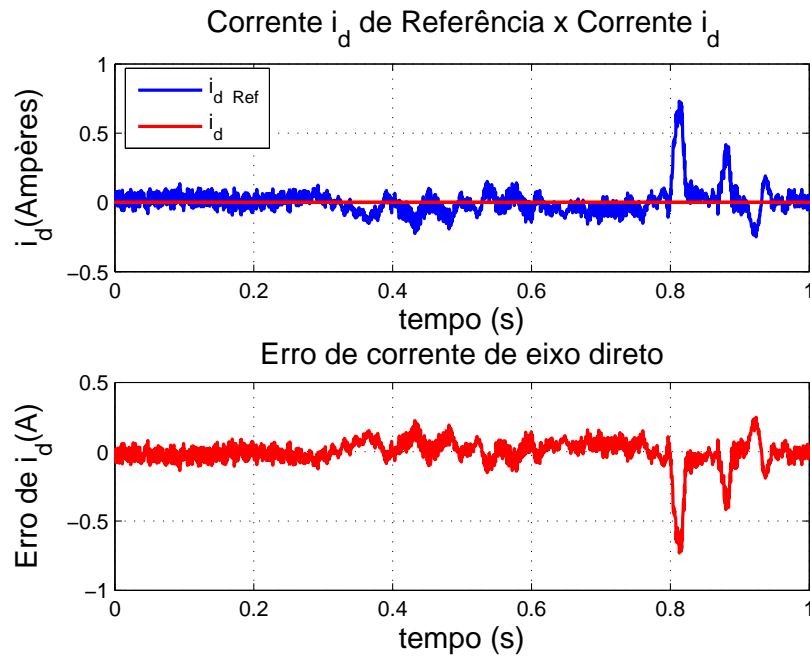


Figura 125: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto

Nas figuras 126 e 127 tem-se a corrente de eixo em quadratura e as tensões de eixo direto e de eixo em quadratura.

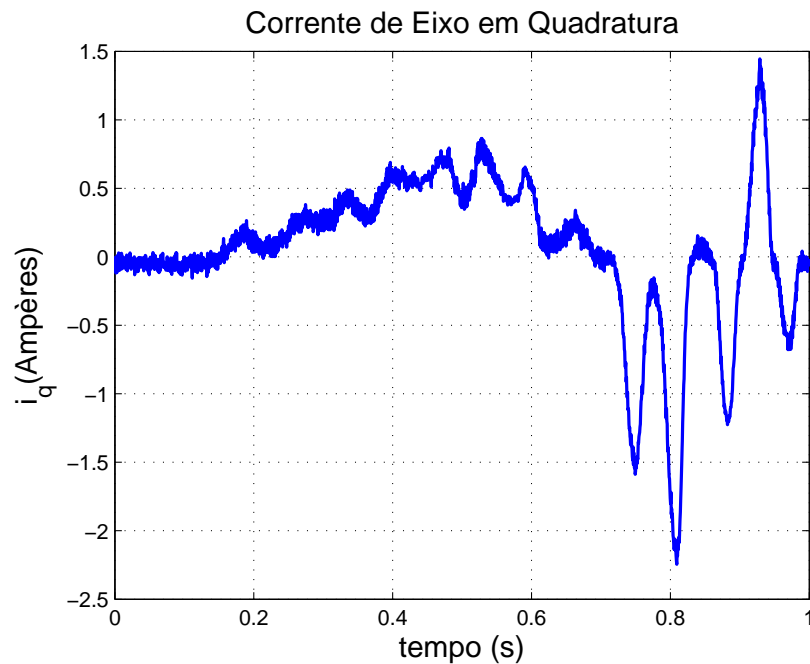


Figura 126: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto: Corrente de eixo em quadratura

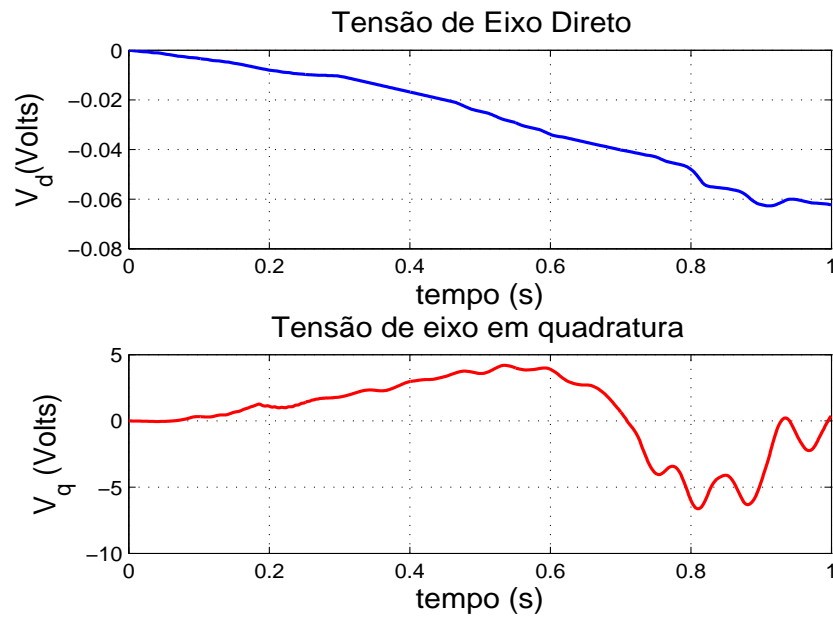


Figura 127: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto

Na figura 128 observa-se a característica de robustez desse controlador de segunda ordem pois o erro de rastreamento da referência de posição permanece inferior a $0.1rad$ mesmo quando o sistema é submetido a uma perturbação de carga.

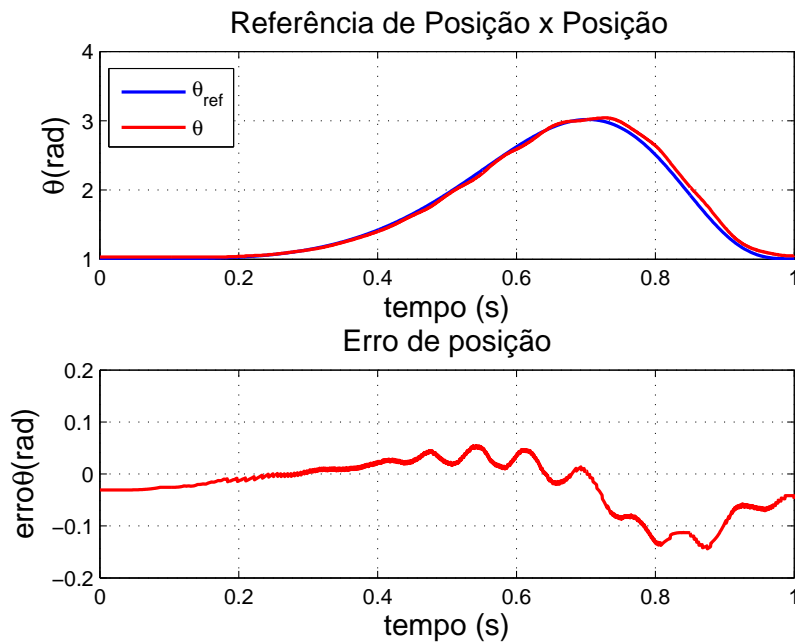


Figura 128: Resposta ao controle de posição em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque

A corrente de eixo direto mostrada na figura 129 converge para zero.

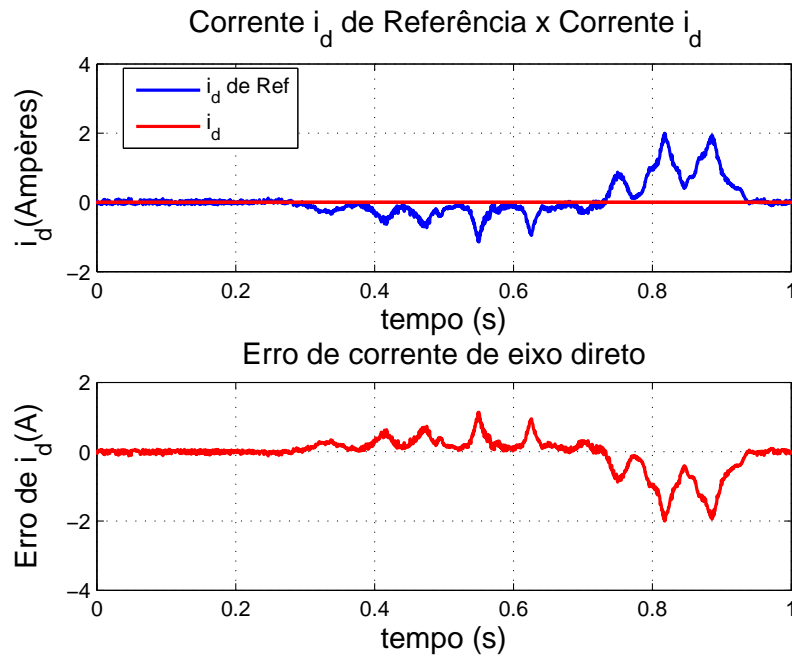


Figura 129: Resposta ao controle de corrente de eixo direto em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque

Devido ao distúrbio de torque há uma elevação na corrente de eixo em quadratura e na tensão de eixo em quadratura com o objetivo de compensar o sistema como mostrado nas figuras 130 e 131.

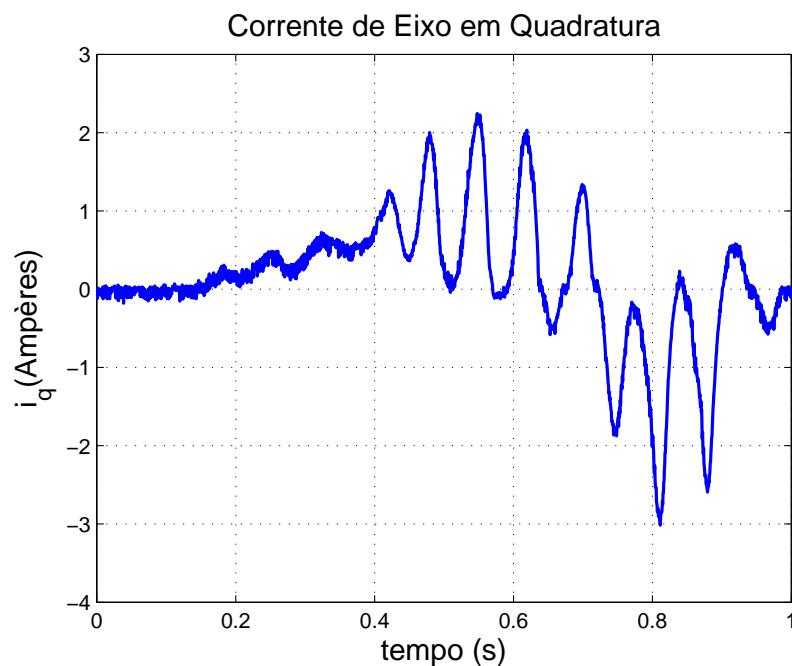


Figura 130: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque: Corrente de eixo em quadratura

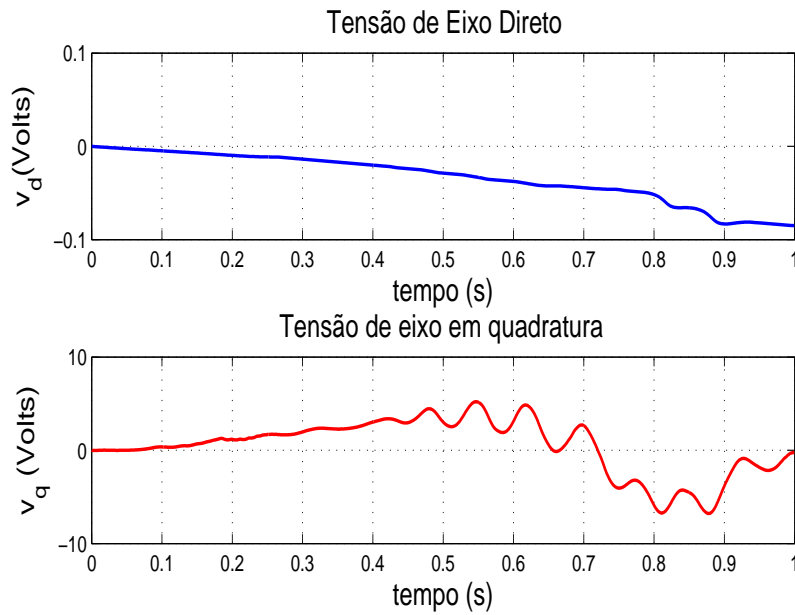


Figura 131: Controle em modos deslizantes de segunda ordem Proposto submetido ao distúrbio de torque: Tensão de eixo em quadratura e Tensão de eixo direto

6.5 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado um estudo experimental dos controladores em modos deslizantes, cujo algoritmo foi implementado em plataforma DSP TMS320F2812. Para a implementação desse algoritmo fora feitas algumas considerações. A simulação por hardware em tempo-real das técnicas de controle em modos deslizantes foram averiguadas utilizando aritméticas de ponto-fixa (e ponto flutuante, em casos particulares). Com o algoritmo desenvolvido em linguagem C/C++, viabiliza-se a sua implementação experimental.

Segundo a teoria estudada e as simulações, o controlador em modos deslizantes de primeira ordem apresenta robustez e com a técnica da camada limite é possível reduzir o fenômeno do chattering, porém, na bancada experimental, como era de se esperar, os problemas relacionados ao chattering ficaram mais evidentes do que em simulação, ocorrendo a degradação com relação à performance do rastreamento da referência, não sendo possível comprovar a validade desta técnica por meio dos resultados experimentais.

Já os controladores de segunda ordem, apresentaram uma boa resposta dinâmica nos resultados experimentais, com a eliminação do chattering e uma boa performance com relação ao seguimento das referências, não ocorrendo degradação do controle quando submetido ao distúrbio de torque.

A partir deste resultados conclui-se que o controlador mais adequado quando se deseja trabalhar com sistemas sujeitos à distúrbios de torque é o controlador de modos deslizantes de segunda ordem por apresentar uma boa resposta dinâmica e robustez quando submetido a perturbações externas e por não apresentar o fenômeno do chattering.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho tratou prioritariamente do controle robusto, utilizando controladores de modos deslizantes, aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes.

Devido as características construtivas do motor síncrono de ímãs permanentes, não apresentando enrolamentos no rotor, esta máquina apresenta alto desempenho no controle do movimento (posição e velocidade angulares) e elevada eficiência energética, tornando-se bastante atrativa no contexto industrial. Neste trabalho é de fundamental importância a obtenção de um modelo matemático que possa representar o comportamento dinâmico da planta em estudo. No capítulo 4 é feita a modelagem do motor síncrono de ímã permanente trifásico. A fundamentação desta modelagem baseia-se na teoria generalizada de motores elétricos que com o uso das transformações adequadas entre sistemas de coordenadas, pode-se obter um modelo bifásico em um único referencial estacionário.

Nos capítulos 2 e 3 foi realizado um estudo teórico sobre controladores de estrutura variável, mais especificamente, controladores de modos deslizantes de primeira e segunda ordem. No capítulo 5 foi apresentado a aplicação dos controladores propostos em modos deslizantes de primeira e segunda ordem aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes, o qual é caracterizado como um sistema não-linear, multivariável e com forte acoplamento entre as variáveis. No capítulo 5 foram apresentados os resultados de simulação em software MATLAB® e no capítulo 6, uma breve descrição da plataforma utilizada e os resultados experimentais.

O controle por modos de deslizantes é uma abordagem que tem demonstrado ser eficiente para atacar o problema do controle de sistemas incertos. Porém, apesar deste controlador apresentar robustez frente à perturbações externas apresenta o fenômeno do chattering como inconveniente. A fim de reduzir o chattering utilizou-se a técnica da camada limite. Nos resultados de simulação realizados com o software MATLAB® esta teoria é comprovada, obtendo-se um bom desempenho do controle mesmo quando consideradas perturbações de carga e perturbações nos parâmetros da máquina. Foi possível manter o chattering dentro de limites aceitáveis pela utilização da camada limite. Porém,

os resultados experimentais mostrados no capítulo 6 não foram suficientes para validar os estudos teóricos e as simulações, pois não foi possível ajustar o chattering através da camada limite sem perder consideravelmente a precisão do controlador.

Como forma de reduzir o chattering sem perda de robustez e precisão utiliza-se a idéia do deslizamento de ordem superior. Com relação ao controlador em modos deslizantes de segunda ordem foi realizado um estudo a fim de elaborar um novo algoritmo para a lei de controle denominado de algoritmo proposto. Também estudou-se o algoritmo twisting. Nos resultados de simulação destes controladores de ordem superior, apresentados no capítulo 5 tanto o algoritmo proposto como o algoritmo twisting apresentaram bom desempenho mesmo frente aos distúrbios de torque e às variações paramétricas, comprovando a robustez dessa técnica de controle. Através dos resultados experimentais observa-se que a posição segue com um bom desempenho a posição de referência, com um pequeno erro, mesmo com a variação de torque de carga. Durante esta variação, ocorre um significativo aumento da corrente de quadratura compensando o torque e rastreando o erro de posição. A resposta para o controle da corrente de eixo direto também apresenta uma boa resposta, com erro praticamente nulo, porém percebe-se nesta variável ruídos provenientes das medidas de corrente. Deve-se levar em consideração que a implementação do controle de segunda ordem exige um número maior de informações do que a implementação de primeira ordem devido a utilização da derivada da superfície de deslizamento nos algoritmos. Na implementação em plataforma DSP para obtenção das derivadas foi utilizado o filtro de estrutura variável (SVF). Esses resultados experimentais comprovam o desempenho e funcionalidade desta técnica e conclui-se que o controlador em modos deslizantes de segunda ordem é o mais indicado para aplicações do motor síncrono de ímãs permanentes em que se deseja robustez frente à perturbações.

Quanto aos aspectos relacionados à implementação dos algoritmos de controle as maiores dificuldades encontradas estão relacionadas com a regulagem dos diferentes ganhos para atender o seguimento das referências. Cabe citar que não há uma metodologia estabelecida para o projeto dos valores dos diferentes ganhos, os valores, respeitando algumas restrições, são determinados por sucessivas tentativas, tornando trabalhosa a tarefa de encontrar os valores de ganhos adequados. Como o controlador de segunda ordem apresenta um número maior de ganhos, este procedimento é mais complexo para este controlador do que para o de primeira ordem.

Quanto à dificuldade de implementação dos controladores, tem-se como uma desvantagem do controlador de segunda ordem o fato da necessidade da derivada da função de chaveamento.

Desta forma, as principais contribuições relacionadas a este trabalho são:

- Extensão de resultados teóricos no algoritmo de segunda ordem e no formalismo teórico dos controladores propostos, no que se refere a prova da existência do modo de deslizamento sob a consideração de incertezas paramétricas e perturbações.
- Desenvolvimento de uma bancada experimental.
- Implementação prática em plataforma DSP e implementação do conjunto de controladores estudados

7.1 Propostas para trabalhos futuros

Dando seqüência a este trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros incluem:

- Desenvolver estudo para novas funções visando reduzir o chaveamento do controlador de primeira ordem.
- Melhoria nos resultados experimentais de primeira ordem, com o aumento da frequência de amostragem.
- Estender os testes considerando condições de carga mais severas. Para isso é necessário implementar na bancada um controle vetorial ao motor de indução onde seja possível impor torque.
- Estender o controle para sensorless, ou seja, implementar a estratégia de controle baseada em informações de estimadores de velocidade.

Este trabalho produziu as seguintes publicações: (DIAS et al., 2008) e (DIAS; MARQUES, 2009).

REFERÊNCIAS

- AZZOLIN, R.; GRÜNDLING, H. *Desenvolvimento de uma Fonte de Potência CA Para Acionamento e Controle de Máquinas Elétricas*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Federal de Santa Maria, 2007.
- BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Florianópolis, SC: Editora da UFSC, 1985.
- BILALOVIC, F.; SABANOVIC, A. Sliding mode control of ac drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 25, p. 70–75, 1989.
- BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Review*, v. 1, p. 217–220, 1972.
- BODSON, M. et al. High-performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 1, p. 5–14, March 1993.
- BOSE, B. K. *Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 1997. ISBN 978-0-7803-1084-1.
- CARAVANI, P.; GENNARO, S. D. Robust control of synchronous motors with nonlinearities and parameter uncertainties. *Proc. AUTOMATICA 1998, International Journal of Control*, v. 34, p. 445–450, April 1998.
- DIAS, M.; MARQUES, L. C. S. Robust control of a permanent magnet synchronous motor based on the high-order sliding mode approach. *COBEP 2009*, 2009.
- DIAS, M. et al. Controle robusto do motor síncrono de ímãs permanentes baseado na abordagem dos modos deslizantes de segunda ordem. *Induscon 2008*, 2008.
- EMELYANOV, S. V. The use of nonlinear corrective devices of the key type to improve the behavior of second order control systems. *Automatic Remote Control*, v. 7, p. 844–859, 1959.
- EMELYANOV, S. V. Variable structure control systems. 1967.
- FILIPPOV, A. F. Differential equations with discontinuous right hand side. *AMS Translations*, v. 42, p. 199–231, 1964.
- FILLIPOV, A. *Differential Equations With Discontinuous Righthand Sides*. [S.l.]: Springer, 1988. ISBN 9789-0277-2699-5.
- GAO, W.; HUNG, J. C. Chattering avoidance by second-order sliding mode control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 40, p. 45–55, February 1993.

- GAO, W.; HUNG, J. C. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, p. 45–55, 1993.
- GASTALDINI, C. *Controle de velocidade sensorless de motores de indução trifásicos sujeitos à distúrbios de torque*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil, 2008.
- G.BARTOLINI; FERRARA, A.; USANI, A. Chattering avoidance by second-order sliding mode control. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, v. 43, p. 241–246, February 1998.
- GLIGIC, V. *The Variable Structure Systems*. Tese (Doutorado) — Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 2005.
- GLUMINEAU, A. et al. Robust control of a brushless servo motor via sliding mode. *International Journal of Control*, v. 58, p. 979–990, 1993.
- H.PINHEIRO et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *SBA Controle e Automação*, v. 16, p. 13–14, 2005.
- ISIDORI, A. *Nonlinear Control Systems*. [S.l.]: Springer-Verlag, 1995. ISBN 3-5401-9916-0.
- J.Y.HUNG; GAO, W.; HUNG, J. Variable structure control: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 40, p. 2–22, February 1993.
- KACHROO, P.; TOMIZUKA, M. Chattering reduction and error convergence in the sliding mode control of a class of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 41, p. 1063–1068, 1996.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery*. East 47th Street, New York, NY: IEEE Press, 1995. ISBN 0-7803-1101-9.
- LEVANT, A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, v. 58, p. 1247–1263, 1993.
- LEVANT, A. Robust exact differentiation via sliding mode technique. *Automatica*, v. 34, p. 379–384, 1998.
- LEVANT, A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of control*, v. 76, p. 924–941, 2003.
- LEVANT, A. Principles of 2-sliding mode design. *Automatica*, v. 43, p. 576–586, April 2007.
- LEVANTOVSKY, L. V. Second order sliding algorithms: their realization in dynamic of heterogeneous systems. *Institute for System Studies*, p. 32–43, 1985.
- MARINO, R.; PERESADA, S.; TOMEI, P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors. *Automatica, Journal of IFAC*, v. 31, p. 1595 – 1604, November 1995.

- MARQUES, L. S. *Controle de Torque do Motor de Indução com a consideração de incertezas Paramétricas: Abordagem Baseada na Energia*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, Brasil, 1996.
- MARQUES, L. S. *Estudo do controle avançado do motor de indução: teoria e experimentação*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, Brasil, 2001.
- MARQUES, L. S.; FERGUTZ, M.; PIERI, E. de. Second order sliding modes control applied to pmac machine. In: *5th World multi-conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 9.
- PERRUQUETTI, W.; BARBOT, J. P. *Sliding Mode Control in Engineering*. 270 Madison Avenue, New York, NY: IEEE Press, 2002. ISBN 0-8247-0671-4.
- PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: A unified approach. In: *Industrial Electronics, IECON 2002, IEEE The 28th Annual Conference of the*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 23–29.
- SILVA, G. da. *Controlo nao linear*. [S.l.]: Escola superior Tecnologia, 2003.
- S.LAGHROUCHE et al. Robust second order sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor. *American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003*, v. 5, p. 4071–4076, June 2003.
- SLOTINE, J.; LI, W. *Applied Nonlinear Control*. [S.l.]: Prentice Hall, 1991. ISBN 0-1304-0890-5.
- SLOTINE, J. J. Sliding mode controller design for nonlinear systems. *International Journal of control*, v. 40, p. 421–434, 1984.
- SPI: Referencial guide: Tms320x281x, 280x dsp serial peripheral interface (spi). [S.l.], June 2002.
- TEXAS: Texas instruments: Tms320f2810, tms320f2811, tms320f2812, tms320c2810, tms320c2811, tms320c2812 - digital signal processors data manual. literatura no: Sprs174l. [S.l.], April 2001.
- TEXAS: Texas instruments: Iqmath library - a virtual floating point engine, module user guide c28x foundation software. [S.l.], June 2002.
- TORO., V. D. *Fundamentos de máquinas elétricas*. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil LTDA, 1994. ISBN 8-5216-1184-6.
- UTKIN, V. I. Equations of slipping regime in discontinuous systems. i,ii. *Automatic Remote Control, IEEE Transactions on*, v. 32, p. 1897–1907, April 1971.
- UTKIN, V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 40, p. 23–36, February 1993.
- UTKIN, V. I.; PARNAKH, A. *Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems*. [S.l.]: Central books Ltd., 1978. ISBN 0-7147-1213-2.

UTKIN, V. J. Variable structure systems: Present and future. automatic remote control. *Automatic remote control*, v. 44, p. 1105–1120, 1983.

WEG. *Servoconversor SCA*: Manual do usuário. Santa Catarina, BR, 2007. 124 p.

APÊNDICE A - FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS E DE CONTROLE

A.1 Introdução

Neste capítulo, apresenta-se alguns conceitos relativos ao estudo de sistemas não lineares e ao formalismo da geometria diferencial. Tem-se o objetivo de familiarizar o leitor com conceitos matemáticos que serão utilizados no desenvolvimento da dissertação.

A.2 Fundamentos provindos da geometria diferencial

A.2.1 Campo Vetorial

Considere um domínio $D \subseteq \mathfrak{R}^n$. Segundo (SILVA, 2003), dá-se o nome de campo vetorial a uma aplicação de D em \mathfrak{R}^n :

$$f : D \rightarrow \mathfrak{R}^n \tag{A.1}$$

O campo vetorial representa uma função $f(x)$ que a cada ponto x do domínio D faz corresponder um vetor f , de componentes reais. Pode-se fazer uma abstração geométrica imaginando um vetor f emanando de cada ponto x do domínio. O campo vetorial é representado por um vetor coluna e comprimento n e componentes $f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x)$.

No caso particular em que $n = 1$, o campo vetorial $h(x)$ recebe o nome de *campo escalar* ou *função*, sendo dado por:

$$h : D \rightarrow \mathfrak{R} \tag{A.2}$$

O campo escalar faz corresponder, a cada ponto x do domínio, um valor real. Um

campo vetorial é dito ser suave se todas as suas componentes forem funções suaves, entendendo-se por função suave toda a função diferenciável em relação a todos os seus argumentos até a ordem necessária. Assim, se for diferenciável até a ordem p , designa-se por função de classe C^p . Se for indefinidamente diferenciável, designa-se por função de classe C^∞ .

A.2.2 Campo covetorial

Designa-se por campo covetorial ao transposto de um campo vetorial, sendo representado por um vetor linha.

A.2.3 Gradiente

Seja uma função suave $h(x)$, de classe C^1 . O gradiente de h é denotado por ∇h , sendo definido pelo seguinte campo covetorial:

$$\nabla h(x) = \text{grad}h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} = \frac{\partial h(x)}{\partial x_1}, \dots, \frac{\partial h(x)}{\partial x_n} \quad (\text{A.3})$$

A.2.4 Jacobiano

O jacobiano de um campo vetorial suave $f(x) \in \mathfrak{R}^n$ é denotado por ∇f e definido pela seguinte matriz $n \times n$:

$$\nabla f(x) = \frac{\partial f(x)}{\partial x} = \left[\frac{\partial f_i(x)}{\partial x_j} \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n(x)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n(x)}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (\text{A.4})$$

A.2.5 Derivada Lie

A seguir, apresenta-se um conceito de derivada utilizado para definir expressões compactas para as derivadas temporais de ordem superior de variáveis de saída de sistemas MIMO não lineares. Dada uma função escalar $h(x)$ e um campo vetorial $f(x)$, define-se uma nova função escalar $L_f h$, chamada de derivada Lie de com relação à f .

Definição 2 *Seja $h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ uma função escalar suave, e $f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ um campo vetorial suave em \mathfrak{R}^n , então a derivada Lie de h com relação à f é um campo vetorial definido por:*

$$L_f h = \nabla h f \quad (\text{A.5})$$

Portanto, a derivada Lie de h com respeito a f é o produto escalar entre o gradiente de h e o campo vetorial f , sendo igual a derivada direcional de h ao longo da direção do vetor f . A definição das derivadas Lie de ordem superior é realizada de forma recursiva, conforme segue:

$$L_f^i h = L_f (L_f^{i-1} h) = \nabla (L_f^{i-1} h) f \quad i=1,2,\dots \quad (\text{A.6})$$

e, por definição, a derivada Lie de ordem zero é:

$$L_f^0 h = h \quad (\text{A.7})$$

Convém, também, definir a derivada Lie de uma derivada Lie com respeito a um campo vetorial f com respeito a um campo vetorial g . Seja $g : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$, um campo vetorial sobre \mathfrak{R}^n , a derivada Lie da derivada Lie de h com relação à f , com relação à g , denotada por $L_g L_f h$ é definida por:

$$L_g L_f h(x) = \nabla (L_f h) g \quad (\text{A.8})$$

Conforme apresentado a seguir, a importância do conceito de derivada Lie no estudo de sistemas dinâmicos não lineares é a forma compacta para a expressão de uma derivada temporal de ordem superior de uma variável de saída de um sistema de tal tipo obtida quando se faz uso de tal conceito. Seja um sistema dinâmico não linear MIMO, de ordem n , com m variáveis de saída, representado pelo sistema de equações a seguir:

$$\begin{cases} x' = f(x) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

$x \in \mathfrak{R}^n$ é um vetor de estado, $y \in \mathfrak{R}^m$ é um vetor de saída, $f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ é a função de estado e $h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^m$ é uma função suave que define o vetor de saída.

Da regra da cadeia e da definição de derivadas Lie de ordem superior, tem-se que as derivadas temporais de ordem superior de uma variável de saída do sistema dinâmico MIMO em questão são dadas por:

$$\begin{aligned}
 y' &= \frac{\partial h}{\partial x} x' = L_f h \\
 y'' &= \frac{\partial [L_f h]}{\partial x} x' = L_f^2 h \\
 &\vdots \\
 y^{(r)} &= L_f^r h
 \end{aligned}
 \tag{A.10}$$

A.2.6 Difeomorfismos e transformações de estados

Em (SILVA, 2003), é representada uma generalização do conceito de transformação de estado denominada difeomorfismo. Tal conceito é importante no estudo de representações de espaço de estados de sistemas não lineares. A definição de difeomorfismo segundo (SILVA, 2003) é apresentada abaixo:

Definição 3 *Seja $\phi : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ uma função definida em $\Omega \subseteq \mathbb{R}^n$, a função ϕ é denominada difeomorfismo se a mesma for suave e se, a função inversa $\phi^{-1} : \Omega \rightarrow \mathbb{R}^n$, existe e é suave.*

Se a vizinhança Ω é todo o \mathbb{R}^n , a função ϕ é denominada difeomorfismo global, caso contrário, é denominada difeomorfismo local. Difeomorfismos globais são raros.

Dada uma função ϕ , é possível verificar se a mesma é um difeomorfismo local sobre um domínio, definido em torno de um ponto $x_0 \in \mathbb{R}^n$ utilizando o lema apresentado a seguir, o qual é uma consequência direta do teorema da função implícita.

Lema 1 *Seja $\phi : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ uma função suave e definida em $\Omega \subseteq \mathbb{R}^n$. Se a matriz Jacobiana $\nabla \phi$ é não-singular no ponto $x = x_0$ de Ω , então a função é um difeomorfismo local em uma vizinhança de x_0 em Ω .*

Um difeomorfismo pode ser utilizado para transformar uma função não linear em outra função não linear em termos de uma nova definição de estados, similarmente ao que se tem na análise de sistemas lineares. Seja um sistema MIMO de ordem n , com m variáveis de entrada e m variáveis de saída, não linear com respeito a um vetor de estado x e linear com respeito ao vetor de controle u , representado pelo sistema de equações abaixo:

$$\begin{cases}
 x' = f(x) + g(x)u \\
 y = h(x)
 \end{cases}
 \tag{A.11}$$

Seja ϕ um difeomorfismo local sobre uma vizinhança $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$, que define a transformação de variáveis apresentada na equação abaixo:

$$z = \phi(x) \tag{A.12}$$

Diferenciando com respeito ao tempo ambos os lados da equação anterior:

$$\begin{aligned} z' &= \bar{f}(z) + \bar{g}(z)u \\ y &= \bar{h}(z) \end{aligned} \tag{A.13}$$

Utilizando a regra da cadeia e levando em consideração que ϕ é um difeomorfismo em Ω , obtém-se a representação de espaço de estados do sistema MIMO em questão no vetor de estado z apresentada na equação a seguir:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= f^*(z) + g^*(z)u \\ y &= h^*(z) \end{aligned} \tag{A.14}$$

Esta equação é válida para $z \in \Omega^{-1}$, onde Ω^{-1} é a imagem ϕ de sobre Ω .

$f^*(z)$, $g^*(z)$ e $h^*(z)$ são definidos por:

$$\begin{aligned} f^*(z) &= \nabla\phi(x)f(x)|_{x=\phi^{-1}(z)} \\ g^*(z) &= \nabla\phi(x)g(x)|_{x=\phi^{-1}(z)} \\ h^*(z) &= h(\phi^{-1}(z)) \end{aligned} \tag{A.15}$$

A.3 Fundamentos provindos da teoria do controle não linear

Nesta seção, apresenta-se uma generalização do conceito de grau relativo de um sistema linear SISO aplicável a um sistema não linear MIMO e a definição de uma representação de espaço de estados de um sistema não linear MIMO denominada de forma canônica normal. O conceito de grau relativo é utilizado sobre a definição de forma canônica normal e tal forma canônica é utilizada para definir a representação de espaço de estados.

A.3.1 Grau relativo e grau relativo total

Seja um sistema não linear MIMO, de ordem n , com m variáveis de controle de m variáveis de saída. Define-se grau relativo com respeito à variável de saída y_i onde $i = 1, 2, \dots, m$, denotado por r_i , como o número de vezes que a variável de saída y_i deve ser diferenciada com respeito ao tempo até, pelo menos, uma variável de controle apresentar-se de maneira explícita na diferenciação. Segundo (SLOTINE; LI, 1991), o conceito de grau relativo com respeito a uma dada variável de saída que ora se apresenta, coincide com a definição de grau relativo de sistemas lineares SISO, dada pela diferença entre o número de pólos e o número de zeros do sistema.

Para tornar mais clara e precisa a definição apresentada anteriormente, a seguir, é formulada uma definição para grau relativo com respeito a uma variável de saída de um sistema MIMO não linear com respeito a um vetor de estado e linear com respeito a um vetor de controle utilizando o conceito da derivada Lie.

O sistema MIMO, de ordem n , com m variáveis de controle e m variáveis de saída, é representado por:

$$\begin{cases} x' = f(x) + B(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{A.16})$$

Nesta equação, $x \in \mathfrak{R}^n$ é um vetor de estado, $u = \begin{pmatrix} u_1 & u_2 & \dots & u_m \end{pmatrix}^T$ é o vetor de controle, $y = \begin{pmatrix} y_1 & y_2 & \dots & y_m \end{pmatrix}^T$ é o vetor de saída, $f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ é a função de estado, $B(x) = \begin{pmatrix} b_1(x) & b_2(x) & \dots & b_m(x) \end{pmatrix}$, $b_i : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$, $i = 1, 2, \dots, m$, é a matriz de ganho dos controles e $h(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) & h_2(x) & \dots & h_m(x) \end{pmatrix}^T$, $h_i : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$, $i = 1, 2, \dots, m$, é a função vetorial que define as variáveis de saída.

Seja r_i o grau relativo do sistema definido em A.16, com respeito a variável de saída em uma vizinhança $\Omega_i \subset \mathfrak{R}^n$, da definição de grau relativo com respeito a uma variável de saída e da definição de derivada Lie, tem-se que, na vizinhança Ω_i as derivadas temporais de grau um a r_i são dadas segundo a equação:

$$\left\{ \begin{array}{l} y'_i = \nabla h_i(x)f(x) = L_f h_i(x) \\ y''_i = \nabla L_f h_i(x)f(x) = L_f^2 h_i(x) \\ \vdots \\ y^{(r_i)}_i = \nabla L_f^{r_i-1} h_i(x)(f(x) + b_1(x)u_1 + b_2(x)u_2 + \dots + b_m(x)u_m) \\ y^{(r_i)}_i = L_f^{r_i} h_i(x) + (L_{b_1} L_f^{r_i-1} h_i(x))u_1 + (L_{b_2} L_f^{r_i-1} h_i(x))u_2 + \dots + (L_{b_m} L_f^{r_i-1} h_i(x))u_m \end{array} \right. \quad (\text{A.17})$$

Para $L_{b_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0$, para pelo menos um índice j , onde $j = 1, 2, \dots, m$.

Com os resultados obtidos anteriormente, pode-se elaborar a seguinte definição para o grau relativo com respeito a uma variável de saída de um sistema MIMO com respeito as variáveis de controle.

Definição 4 *O grau relativo do sistema apresentado na equação A.16, com respeito a uma variável de saída y_i , em uma vizinhança $\Omega_i \subset \mathfrak{R}^n$, é o inteiro positivo r_i , tal que:*

$$L_{b_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad \forall x \in \Omega_i \quad j = 1, 2, \dots, m \quad e \quad k = 1, 2, \dots, r_i - 2 \quad (\text{A.18})$$

$$L_{b_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0 \quad \forall x \in \Omega_i \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (\text{A.19})$$

Em função do conceito de grau relativo de um sistema não linear MIMO com respeito a uma dada variável de saída, define-se os conceitos grau relativo e grau relativo total de um sistema não linear MIMO conforme segue:

Definição 5 *sejam r_1, r_2, \dots, r_m os graus relativos do sistema MIMO representado pelo sistema de equações A.16 com respeito as variáveis de saída y_1, y_2, \dots, y_m , respectivamente, nos subespaços $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_m$, respectivamente. Define-se grau relativo e grau relativo total do sistema, na vizinhança $\Omega = \Omega_1 \cap \Omega_2 \cap \dots \cap \Omega_m$, o conjunto $\begin{pmatrix} r_1 & r_2 & \dots & r_m \end{pmatrix}$ e o escalar $r = r_1 + r_2 + \dots + r_m$, respectivamente.*

A.3.2 Forma canônica normal

Chama-se de forma canônica normal a uma representação de espaço de estados de sistemas não lineares MIMO. Segundo (J.Y.HUNG; GAO; HUNG, 1993), a forma canônica

normal é uma das representações de espaço de estados utilizadas para o projeto de leis de controle a estrutura variável para sistemas não lineares.

Seja o sistema MIMO não linear com respeito a um vetor de estado e linear com respeito ao vetor de controle representado pelo sistema de equações apresentado na equação A.16. Considere que o grau relativo total deste sistema, em uma vizinhança $\Omega \in \mathfrak{R}^n$, é igual a r onde $r \leq n$. Considere, também, a representação de espaço de estados cujo vetor de estado é dado segundo a equação:

$$z = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_1' \\ \vdots \\ y_1^{(r_1-2)} \\ \vdots \\ y_m \\ y_m' \\ \vdots \\ y_m^{(r_m-2)} \\ y_1^{(r_1-1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m-1)} \\ \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_{n-r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

ANEXO A - TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

A.1 Transformações de Clark

Considere o motor síncrono de ímãs permanentes, segundo as hipóteses apresentadas no Capítulo 5. Este motor apresenta três enrolamentos estatóricos defasados de 120° elétricos entre si. Uma forma de se obter uma simplificação considerável é converter o sistema trifásico em um equivalente bifásico. Isto pode ser obtido utilizando-se a transformação $\alpha\beta$ ou Clark que, como mostrado a seguir, possui tal propriedade.

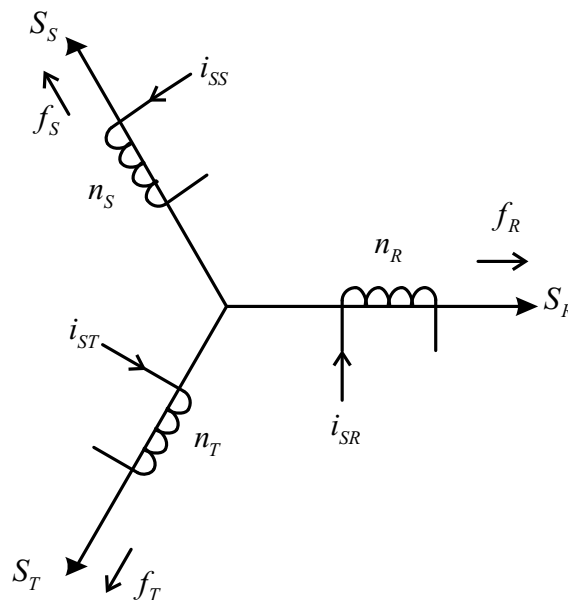


Figura 132: Sistema trifásico

Como pode ser visto nas figuras 132 e 133, a transformação $\alpha\beta$ reduz a máquina simétrica trifásica em uma máquina bifásica, com as mesmas características de potência mecânica, torque, velocidade e número de pólos. Nesta figura vemos uma representação das fases estatóricas f_R , f_S e f_T , com os enrolamentos n_R , n_S e n_T , respectivamente.

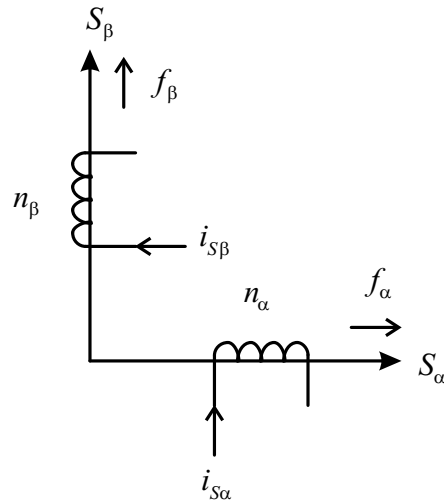


Figura 133: Equivalente bifásico

Nestes enrolamentos circulam as correntes estatóricas de fase i_{SR} , i_{SS} e i_{ST} . Com a transformação de Clark ocorre, decompondo-se as variáveis do sistema original, em um novo sistema composto basicamente por dois eixos, direto e de quadratura, isto é

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

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

Na seqüência, as seguintes definições são usadas:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = n_2 \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{bmatrix} f_R \\ f_S \\ f_T \end{bmatrix} = n_3 \begin{bmatrix} i_{SR} \\ i_{SS} \\ i_{ST} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

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

Substituindo-se as expressões A.2 e A.3 na expressão A.1, resulta em:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SR} \\ i_{SS} \\ i_{ST} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Para tornar a matriz da equação A.4 inversível, será acrescida a linha i_{S0} , que fisicamente não possui significado.

$$\begin{bmatrix} i_{S0} \\ i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ a & a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SR} \\ i_{SS} \\ i_{ST} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

onde a é uma constante a ser definida.

Pela expressão A.4 pode-se afirmar que a potência da máquina transformada, Pot_T , é igual à potência total da máquina original (Pot), ou seja:

$$Pot_T = Pot \quad (\text{A.6})$$

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

$$f_T = A^{-1}f \quad (\text{A.7})$$

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

$$v_T = A^{-1}v \rightarrow v = Av_T \quad (\text{A.8})$$

onde v_T é o vetor transformado de tensões em $0\alpha\beta$, e

$$i_T = A^{-1}i \rightarrow i = Ai_T \quad (\text{A.9})$$

onde i_T é o vetor transformado de correntes em $0\alpha\beta$. Portanto:

$$Pot = v^T i = v^T A^T A i_T \quad (\text{A.10})$$

logo:

$$A^T A = I \rightarrow A^T = A^{-1} \quad (\text{A.11})$$

onde:

$$A^{-1} \triangleq \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ a & a & a \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

e I é uma matriz identidade com dimensão 3×3 .

Como A.11 caracteriza-se como uma transformação ortogonal, pode-se daí calcular os termos da última linha da matriz de transformação A . Portanto, tem-se de A.11 e A.12 que:

$$\left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2 \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ a & a & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & a \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & a \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Assim:

$$3 a^2 \left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2 = 1 \quad (\text{A.14})$$

e

$$\left(1 + \frac{1}{2}\right) \left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2 = 1 \quad (\text{A.15})$$

de onde se obtém:

$$\frac{n_3}{n_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{A.16})$$

e

$$a = \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.17})$$

Então, substituindo A.16 e A.17 em A.5 tem-se A^{-1} , que é denominada matriz de

transformação $0\alpha\beta$.

$$A^{-1} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Definida a matriz A^{-1} , as correntes e tensões trifásicas podem ser convertidas para o equivalente bifásico, aplicando-se uma matriz de transformação ao sistema, sendo possível afirmar que:

$$[i_S]_{0\alpha\beta} = A^{-1} [i_S] \quad (\text{A.19})$$

ou

$$[i_S] = A [i_S]_{0\alpha\beta} \quad (\text{A.20})$$

onde

$$[i_S]_{0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{S0} & i_{S\alpha} & i_{S\beta} \end{bmatrix}^T$$

e

$$[i_S] = \begin{bmatrix} i_{SR} & i_{SS} & i_{ST} \end{bmatrix}^T$$

Desse modo, qualquer sistema trifásico equilibrado pode ser convertido para o equivalente bifásico aplicando-se uma matriz de transformação ao sistema.

A.2 Transformada de Park

A transformação de Park é de grande importância no estudo de máquinas elétricas. Com ela é possível simplificar as equações das máquinas, introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas. O par de enrolamentos girantes resultantes da transformação $0\alpha\beta$ é convertido em um outro par de enrolamentos, em fase e estacionários em relação aos outros dois, como pode se verificar na figura 134. Estes enrolamentos são também chamados pseudogirantes. Da mesma forma que a transformação $0\alpha\beta$, a transformação de Park pode ser obtida simplesmente multiplicando-se as variáveis 0 por uma matriz de transformação, para quaisquer variáveis do sistema. O resultado é a obtenção de novas variáveis d e q ,

estacionárias e em fase com os outros enrolamentos, no lugar das variáveis $0\alpha\beta$ e girantes no tempo.

Considere os eixos dq alinhados ao eixo estático. Esse referencial é conhecido como referencial estático. Assim as correntes rotóricas, em $\alpha\beta$ podem ser representadas em dq na forma mostrada a seguir.

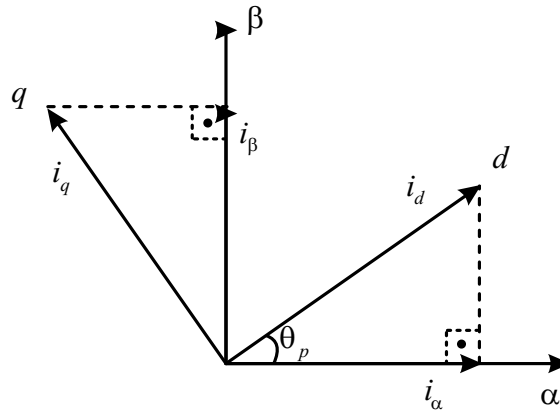


Figura 134: Sistema de eixos da transformada de Park

Pela figura 134 é possível concluir que:

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & \text{sen}(\theta_p) \\ -\text{sen}(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R\alpha} \\ i_{R\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

onde é definido:

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & -\text{sen}(\theta_p) \\ \text{sen}(\theta_p) & \cos(\theta_p) \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Desse modo, representando A.21 em uma forma mais compacta, tem-se:

$$[i_R]_{dq} = B^{-1} [i_R]_{\alpha\beta}$$

onde:

$$[i_R]_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{R\alpha} & i_{R\beta} \end{bmatrix}^T$$

e

$$[i_R]_{dq} = \begin{bmatrix} i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$$

ANEXO B – MODULAÇÃO SPACE VECTOR TRIFÁSICA A TRÊS FIOS

A modulação do conversor PWM trifásico utilizado neste trabalho será apresentada neste apêndice. A modulação escolhida para simulações e implementação é a modulação *Space Vector*. Para simplificar a nomenclatura, a modulação *Space Vector* será denominada somente de modulação *SV*.

Considerando o caso de conversores a três fios, pode-se usar as tensões de fase ou tensões de linha no espaço das tensões de saída. Algumas considerações devem ser feitas:

- As chaves são consideradas ideais;
- As chaves do mesmo braço são controladas de maneira complementar;
- O espaço das tensões de saída é dividido em regiões, onde a seqüência de comutação é escolhida *a priori*;
- O vetor das tensões de referência é atualizado regularmente a uma frequência fixa, relacionada à frequência de amostragem.

Para a implementação da modulação *SV* dos dois casos a seguir, são necessários os passos a seguir:

1. Definição dos possíveis vetores de comutação;
2. Identificação dos planos de separação;
3. Identificação dos planos limite;
4. Determinação das matrizes de decomposição;

5. Definição da seqüência de comutação;
6. Cálculo dos tempos de condução de cada chave;
7. Ajuste de *timers* e cálculo dos comparadores.

Além disso, é necessária a limitação da ação de controle para que o conversor opere adequadamente, ou seja, para que ele consiga sintetizar a tensão de saída mais próxima da desejada. Esta limitação é feita com base nos planos limite.

B.1 Modulação *SV* usando as tensões de fase no espaço das tensões de saída

A proposta desta modulação é controlar a tensão média aplicada sobre a carga equilibrada trifásica, na qual se deseja aplicar determinadas tensões de fase. A Figura 135 mostra com detalhes o conversor e a carga. As chaves semicondutoras dos braços comutam de forma complementar e, como número de braços é 3, o número de combinações diferentes para comutação é $2^3 = 8$.

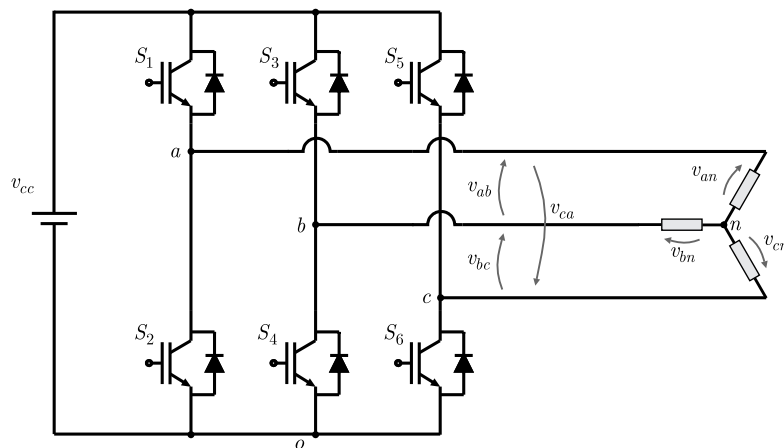


Figura 135: Conversor PWM trifásico com carga em Y.

A Tabela 3 apresenta as possibilidades de condução ou bloqueio das chaves S_1 , S_3 e S_5 e as respectivas tensões de linha e de fase na carga, já normalizados pelo barramento CC (valores divididos por v_{cc}). A partir das tensões v_{ab} e v_{bc} e da relação:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

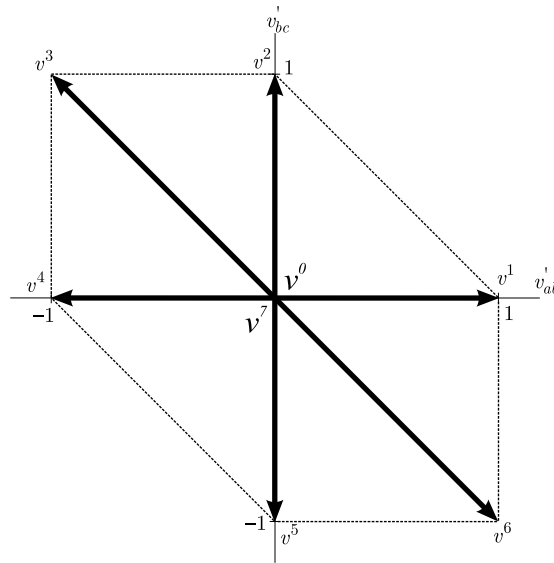


Figura 136: Espaço das tensões de fase em abc .

pode-se, a partir da matriz inversa, obter as tensões de fase na carga da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

As tensões de saída para cada um dos vetores de comutação no plano v_{ab} e v_{bc} são mostradas na Figura 136. Aplicando-se a transformação de Clark (transformação $\alpha\beta$) apresentada no Anexo A e dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

tem-se as tensões de coordenadas $\alpha\beta$, como pode ser visto na Figura 137. Ainda nesta figura, podem ser vistos os vetores de comutação, as respectivas posições das chaves e os correspondentes vetores em coordenadas $\alpha\beta$.

A partir disto, deve-se então delimitar o espaço das tensões de saída em setores para que se possa escolher um seqüência de comutação aplicando assim a tensão de fase requerida na carga. Em se tratando de coordenadas em duas dimensões (plano), o que delimita os diferentes setores são retas, as quais passam pela origem.

Para cada um dos setores é escolhida uma seqüência de comutação de tal forma

Tabela 2: Tabela com os possíveis vetores de comutação (tensões de fase)

S_1	S_3	S_5	v'_{ao}	v'_{bo}	v'_{co}	v'_{ab}	v'_{bc}	v'_{ca}	v'_{an}	v'_{bn}	v'_{cn}	vetor
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	v^0
0	0	1	0	0	1	0	-1	1	0	0	1	v^5
0	1	0	0	1	0	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3	v^3
0	1	1	0	1	1	-1	0	1	-1/3	2/3	2/3	v^4
1	0	0	1	0	0	1	0	-1	1/3	-2/3	-2/3	v^1
1	0	1	1	0	1	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3	v^6
1	1	0	1	1	0	0	1	-1	0	0	-1	v^2
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	v^7

Tabela 3: Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$

S_1	S_3	S_5	v'_{ab}	v'_{bc}	$v_{\alpha l}$	$v_{\beta l}$	vetor
0	0	0	0	0	0	0	v^0
0	0	1	0	-1	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	v^5
0	1	0	-1	1	-1/3	$\sqrt{3}/3$	v^3
0	1	1	-1	0	-2/3	0	v^4
1	0	0	1	0	2/3	0	v^1
1	0	1	1	-1	1/3	$-\sqrt{3}/3$	v^6
1	1	0	0	1	1/3	$\sqrt{3}/3$	v^2
1	1	1	0	0	0	0	v^7

que somente uma chave mude de estado por vez. A Tabela 4 apresenta a seqüência de comutação escolhida para cada um dos seis setores.

Tabela 4: Tabela com a seqüência de comutação escolhida

Setor	Seqüência de comutação
S^1	$v^0v^1v^2v^7v^2v^1v^0$
S^2	$v^0v^3v^2v^7v^2v^3v^0$
S^3	$v^0v^3v^4v^7v^4v^3v^0$
S^4	$v^0v^5v^4v^7v^4v^5v^0$
S^5	$v^0v^5v^6v^7v^6v^5v^0$
S^6	$v^0v^1v^6v^7v^6v^1v^0$

Como é possível ver na Tabela 5, a seqüência de comutação foi escolhida para se obter um padrão *PWM* simétrico dentro de um período de comutação, o que facilita a implementação digital.

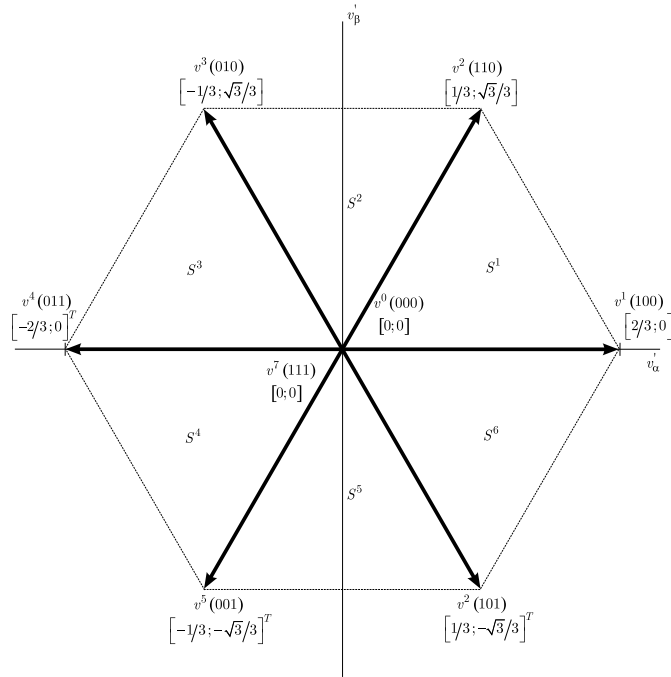
Figura 137: Espaço das tensões de fase em $\alpha\beta$.

Tabela 5: Padrão PWM em função do setor

Setor 1:	Setor 2:	Setor 3:
$v^0 \ v^1 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^1 \ v^0$	$v^0 \ v^3 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^3 \ v^0$	$v^0 \ v^3 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^3 \ v^0$
$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$
Setor 4:	Setor 5:	Setor 6:
$v^0 \ v^5 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^5 \ v^0$	$v^0 \ v^5 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^5 \ v^0$	$v^0 \ v^1 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^1 \ v^0$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$

A identificação dos setores é feita com base nas equações das retas de separação. As equações das três retas de separação são as seguintes:

- Reta 1: $-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = 0$

- Reta 2: $\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = 0$

•Reta 3: $u_\beta = 0$

Identificados os setores e determinado o padrão *PWM*, o próximo passo é calcular o tempo que cada chave deve permanecer conduzindo ou bloqueada. Para a implementação das seqüências de comutação simétricas, é necessário inicialmente um *timer* e a comparação destes com o conteúdo de comparadores. A partir do cálculo dos tempos de condução de cada chave, do período de comutação e da freqüência de *clock* do *timer* é possível a determinação do conteúdo dos comparadores.

Definido o vetor da ação de controle em coordenadas $\alpha\beta$ e sabendo-se que esta deve ser a tensão média sintetizada no período

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta} &= \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} v^1 dt + \int_{t_1}^{t_2} v^2 dt + \int_{t_2}^{T_s} v^0 dt \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \left[v^1 \Delta t_1 + v^2 \Delta t_2 + v^0 \Delta t_0 \right] \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

O que significa dizer que:

$$\begin{bmatrix} v^1 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} u_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{B.5})$$

$$\begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} = M_1 T_s \begin{bmatrix} u_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{B.6})$$

onde a matriz M_1 é mostrada na Tabela 6. As demais matrizes de decomposição são obtidas de maneira semelhante e também são mostradas na Tabela 6. Assim, ficam definidos os tempos de condução e bloqueio de cada chave.

Para o cálculo dos comparadores, usa-se a semelhança de triângulos mostrada na Figura 138. Tem-se inicialmente que:

$$\frac{TPER}{T_s/2} = \frac{COMP1}{\Delta t_0/4} \quad (\text{B.7})$$

que resulta em:

Tabela 6: Matrizes de decomposição para modulação das tensões de fase

Setor 1:	Setor 2:	Setor 3:
$M_1 = \begin{bmatrix} v^1 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_2 = \begin{bmatrix} v^3 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_3 = \begin{bmatrix} v^3 & v^4 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$
Setor 4:	Setor 5:	Setor 6:
$M_4 = \begin{bmatrix} v^5 & v^4 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_5 = \begin{bmatrix} v^5 & v^6 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_6 = \begin{bmatrix} v^1 & v^6 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$

$$COMP1 = \frac{TPER}{T_s} \left(\frac{\Delta t_0}{2} \right) \quad (B.8)$$

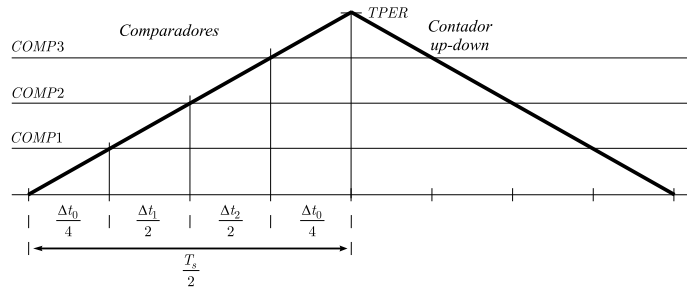
Os comparadores restantes são calculados de maneira semelhante conforme as equivalências de triângulos:

$$COMP2 = \frac{TPER}{T_s} \left(\frac{\Delta t_0}{2} + \Delta t_1 \right) \quad (B.9)$$

$$COMP3 = \frac{TPER}{T_s} \left(\frac{\Delta t_0}{2} + \Delta t_1 + \Delta t_2 \right) \quad (B.10)$$

Ainda, para que o conversor opere na região linear, é necessária a limitação da ação de controle. Limitando-se a ação de controle por um círculo inscrito no hexágono da Figura 137. O máximo valor da norma da ação de controle normalizada pelo barramento CC não pode exceder o valor de $\sqrt{3}/3$.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}_{lim} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{1}{\|u_{\alpha\beta}\|} \quad (B.11)$$

Figura 138: Comparadores e *timer* para geração dos sinais de saída (tensões de fase).

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)