

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

CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES E
OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS APLICADOS AO
MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Thieli Smidt Gabbi

Santa Maria, RS, Brasil
2015

CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES E OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS APLICADOS AO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

Thieli Smidt Gabbi

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

Orientador: Prof. Rodrigo Padilha Vieira

**Santa Maria, RS, Brasil
2015**

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

Gabbi, Thieli Smidt

Controle por Modos Deslizantes e Observador de Distúrbios aplicados ao Motor Síncrono de Ímãs Permanentes / Thieli Smidt Gabbi - 2015

125 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Engenharia Elétrica 2. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 3. Controlador por Modos Deslizantes 4. Observador de distúrbio I. Vieira, Rodrigo Padilha, orient. II. Gründling, Hilton Abílio. III. Título.

© 2015

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

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

Fone: (55) 91283061;

Endereço Eletrônico: thielisgabbi@gmail.com.

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

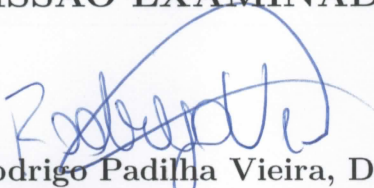
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

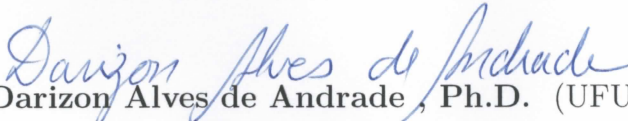
**CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES E
OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS APLICADOS
AO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS
PERMANENTES**

elaborada por
Thieli Smidt Gabbi

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

COMISSÃO EXAMINADORA:


Rodrigo Padilha Vieira, Dr.
(Presidente/Orientador)


Darizon Alves de Andrade, Ph.D. (UFU)


Humberto Pinheiro, Ph.D. (UFSM)

Santa Maria, 20 de Agosto de 2015

Aos meus pais, meus irmãos e meu namorado pelo apoio, carinho e confiança.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor, orientador e amigo Rodrigo Padilha Vieira, pelos ensinamentos acadêmicos, pela motivação constante e principalmente pela compreensão e confiança nos diversos momentos difíceis do mestrado, contribuindo de forma ativa para que este fosse concluído. Ao professor Hilton Gründling e demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle pelos conhecimentos compartilhados durante o desenvolvimento do trabalho.

Ao meu pai José, minha mãe Elcida, e meus irmãos Rodrigo e Bruno, agradeço imensamente, por todo amor, dedicação, apoio, incentivo aos estudos e principalmente pela ótima estrutura familiar que me proporcionaram.

Ao meu colega, amigo e namorado Gustavo Koch, agradeço imensamente pelo companheirismo, paciência, compreensão e amor dispensado e principalmente por ter me feito acreditar que seria capaz de concluir mais esta etapa, mesmo nas minhas horas de angústias e choros.

Ao colegas e grandes amigos Gustavo Finamor, Leandro Kehler, Matheus Camargo e Vinicius Barbosa, por seguirem junto nesta jornada, fortalecendo os laços de amizade e se fazendo presente nos momentos mais complicados desse período.

Aos meus amigos e minhas amigas, em especial Ananda Guarda, Aline Kirchoff, Jaqueline Barreto e Shaiane Beltrame, pela compreensão nos meus momentos de ausência, pelas risadas nas horas de distração e por me permitirem participar das suas vidas e conquistas. Aos colegas e professores do curso de inglês pelas ótimas horas compartilhadas.

Aos colegas de GEPOC, principalmente André Nicolini, Antônio Andrade, Caio Osório, Claiton Mainardi, Fernanda Carnielutti, Gleisson Balen, Germano Henz, Gilberto Schneider, Henrique Figueira, Jonas Tibola, Lucas Scherer e Rafael Scapini, pela troca de conhecimentos, pela boa convivência e pelos cafezinhos e rodas de chimarrão com conversas fundamentais para o trabalho de todos. Ao colega Celso Tischer, por ter sido além de colega de grupo um amigo inseparável, tanto nas horas complicadas como nos momentos de lazer. Aos alunos da iniciação científica, Filipe Scalcon e César Volpato, pelo auxílio no desenvolvimento da bancada experimental. Ao colega Cássio Baratieri, por dividir seus conhecimentos de ensaios experimentais, facilitando o desenvolvimento prático deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica, professores e secretários, por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de qualidade. Ao GEPOC por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação.

A todas as demais pessoas, amigos e familiares que colaboraram de alguma forma com este trabalho e com esta etapa da minha formação, muito obrigada.

“Foi o tempo que dedicastes à tua rosa
que fez tua rosa tão importante”

Antoine de Saint-Exupéry
(1900 - 1944)

RESUMO

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

CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES E OBSERVADOR DE DISTÚRBIOS APLICADOS AO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

AUTOR: THIELI SMIDT GABBI

ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 20 de Agosto de 2015.

Esta dissertação propõe uma técnica de controle de corrente baseada na estratégia por modos deslizantes e observador de distúrbios para acionamento de alto desempenho aplicada a motores síncronos de ímãs permanentes, podendo ser estendida a outros sistemas. A combinação do controle por modos deslizantes e do observador de distúrbio aplicada ao controle de corrente apresenta as características necessárias para minimização do acoplamento existente entre os eixos, rejeição a distúrbios externos e variações paramétricas. É desenvolvido um esquema de controle em tempo contínuo, são apresentadas as provas de estabilidade a partir de critério de Lyapunov. O desempenho da técnica proposta é avaliado através de resultados de simulação. Além disso, é apresentado um controlador por modos deslizantes associado ao observador de distúrbio em tempo discreto. O desenvolvimento em tempo discreto possibilita a implementação em processadores digitais de sinais. Ainda são avaliadas as condições de alcance do controlador proposto considerando o atraso de transporte da implementação digital. Provas de estabilidade do esquema proposto e resultados de simulação são apresentados. Este trabalho faz o desenvolvimento de uma bancada experimental para o acionamento e controle do motor síncrono de ímãs permanentes na qual são obtidos os resultados experimentais apresentados.

Palavras-chave: Motor síncrono de ímãs permanentes, controle de corrente por modos deslizantes, desacoplamento de correntes, rejeição de distúrbios, observador de distúrbio.

ABSTRACT

Master's Dissertation

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

CURRENT CONTROL PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

AUTHOR: THIELI SMIDT GABBI

ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Place and Date: Santa Maria, August 20st, 2015.

This master thesis proposes a current control technique based on sliding mode strategy and disturbance observer for high-performance drive applied to permanent magnet synchronous motors and can be extended to other systems. The combination of sliding mode control and disturbance observer applied to the current control presents the characteristics necessary to minimize the coupling between the axes, rejection of external disturbances and parametric variations. A continuous time control scheme is developed, the stability proofs are performed from the Lyapunov analysis. The performance of the propose technique is evaluates through simulation results. Moreover, this master thesis presents a discrete-time sliding mode controller combined with a discrete-time disturbance observer. The development in discrete-time enables the implementation in digital processors. The conditions of reach of the proposed controller considering the transport delay of digital implementation are still evaluated. The stability proofs of the proposed scheme are presented. Simulation results are shown. In addition, it is developed an experimental platform for drive and control of the permanent magnet synchronous motor in which the experimental results are obtained.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, sliding mode current control, current decoupled, disturbance rejection, disturbance observer.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Estrutura típica de acionamento de motores síncronos de ímãs permanentes.	30
Figura 1.2	– Estrutura de controle baseado em um observador de distúrbio não-linear (CHEN, 2004).	34
Figura 2.1	– Força contra-eletromotriz (a) PMSM (b) BLDCM (BARATIERI, 2010).	40
Figura 2.2	– Tipos de rotor (a) ímãs montados na superfície; (b) ímãs inseridos na superfície; (c) ímãs internos. (BARATIERI, 2010).....	43
Figura 2.3	– Circuito elétrico estatórico.	44
Figura 2.4	– Relação entre coordenadas $\alpha\beta$ e abc	47
Figura 2.5	– Relação entre os planos de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ e síncronas dq	49
Figura 2.6	– Circuito equivalente dinâmico de um PMSM ideal.	51
Figura 2.7	– Diagrama do blocos do PMSM no referencial síncrono.	53
Figura 3.1	– Funções descontínuas (a) Sinal (b) Sigmoide.	56
Figura 3.2	– Diagrama de blocos do controle de corrente	65
Figura 3.3	– Diagrama de blocos do controle de corrente proposto	66
Figura 3.4	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador PI. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).	67
Figura 3.5	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).	67
Figura 3.6	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes observadas (\hat{i}_d e \hat{i}_q), distúrbios observados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) e distúrbios calculados (d_d e d_q).	68
Figura 4.1	– Diagrama de blocos do sistema simulado em tempo discreto.	82
Figura 4.2	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador PI em tempo discreto. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).	84
Figura 4.3	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio proposto em tempo discreto. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).	84
Figura 4.4	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio proposto em tempo discreto. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes observadas (\hat{i}_d e \hat{i}_q), distúrbios observados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) e distúrbios calculados (d_d e d_q).	85
Figura 4.5	– Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio proposto em tempo discreto. (a) Corrente i_q e i_q^* (b) Corrente i_d e i_d^*	85
Figura 5.1	– Diagrama de representação da bancada experimental.	87
Figura 5.2	– Diagrama de blocos do sistema com controlador PI.	88

Figura 5.3	– Resultado experimental controlador PI: Correntes i_d e i_q e as referências i_d^* e i_q^*	89
Figura 5.4	– Resultado experimental controlador PI: Velocidade rotórica n_m	89
Figura 5.5	– Diagrama de blocos do método proposto.	90
Figura 5.6	– Resultado experimental controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^*	91
Figura 5.7	– Resultado experimental controlador proposto: Velocidade rotórica n_m	91
Figura 5.8	– Resultado experimental controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas estimações \hat{i}_d e \hat{i}_q	92
Figura 5.9	– Resultado experimental com controlador proposto: Distúrbios calculados d_d e d_q e os distúrbios estimados \hat{d}_d e \hat{d}_q	93
Figura 5.10	– Resultado experimental com controlador proposto: comportamento do modo quase deslizante (a) Correntes i_q e i_q^* (b) Correntes i_d e i_d^*	93
Figura 5.11	– Diagrama de blocos do sistema com controlador PI de corrente.	95
Figura 5.12	– Resultado experimental com controlador PI: Velocidade medida n_m e sua referência n_m^*	95
Figura 5.13	– Resultado experimental com controlador PI: Correntes medidas i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^*	95
Figura 5.14	– Diagrama de blocos do sistema com CMD+OD no controle da corrente.	96
Figura 5.15	– Resultado experimental com controlador proposto: Velocidade rotórica n_m	96
Figura 5.16	– Resultado experimental controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^*	97
Figura 5.17	– Resultado experimental com controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas estimações \hat{i}_d e \hat{i}_q	98
Figura 5.18	– Resultado experimental com controlador proposto: Distúrbios calculados d_d e d_q e os distúrbios estimados \hat{d}_d e \hat{d}_q	98
Figura A.1	– Plataforma experimental.	111
Figura A.2	– Plataforma Experimental (a) Componentes de automação (b) Componente de potência.	112
Figura A.3	– Ensaio para obtenção da resistência estatórica (R_s).	113
Figura A.4	– Placa central de processamento.	115
Figura A.5	– Topologia inversor trifásico.	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	– Consumo energético por classe no Brasil	29
Tabela 3.1	– Parâmetros elétricos e mecânicos do PMSM simulado.....	65
Tabela 5.1	– Ganhos do controlador PI de corrente em tempo contínuo	88
Tabela 5.2	– Ganhos do controlador PI de corrente em tempo discreto	88
Tabela 5.3	– Ganhos do controlador proposto em tempo discreto.....	90
Tabela 5.4	– Ganhos do controlador PI de velocidade no tempo contínuo	94
Tabela 5.5	– Ganhos do controlador PI de velocidade no tempo discreto	94
Tabela A.1	– Dados de placa da máquina síncrona de ímãs permanentes - WEG .	112
Tabela A.2	– Parâmetros da máquina síncrona de ímãs permanentes - WEG.....	112
Tabela A.3	– Ensaio de obtenção do fluxo magnético	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>BLDCM</i>	<i>Brushless Direct Current Motor</i>
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CEV</i>	Controlador de Estrutura Variável
<i>CMD</i>	Controlador por Modos Deslizantes
<i>CMDI</i>	Controlador por Modos Deslizantes Integral
<i>CMDOD</i>	Controlador por Modos Deslizantes com Observador de Distúrbio
<i>DSM</i>	<i>Discrete-time Sliding Mode</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>EPE</i>	Empresa de Pesquisa Energética
<i>FCEM</i>	Força Contra-Eletromotriz
<i>FOC</i>	<i>Field Orientation Control</i>
<i>LMI</i>	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
<i>MI</i>	Motor de Indução
<i>OD</i>	Observador de Distúrbio
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>PMSM</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
<i>QSM</i>	<i>Quasi-Sliding-Mode</i>
<i>RPM</i>	Rotações Por Minuto
<i>SEV</i>	Sistemas de Estrutura Variável
<i>VC</i>	<i>Vector Control</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

v_{sa}	Tensão estatórica da fase a
v_{sb}	Tensão estatórica da fase b
v_{sc}	Tensão estatórica da fase c
i_{sa}	Corrente estatórica da fase a
i_{sb}	Corrente estatórica da fase b
i_{sc}	Corrente estatórica da fase c
ϕ_{sa}	Fluxo estatórico da fase a
ϕ_{sb}	Fluxo estatórico da fase b
ϕ_{sc}	Fluxo estatórico da fase c
R_s	Resistência estatórica
M_{ab}	Indutância mútua entre as fases a e b
M_{bc}	Indutância mútua entre as fases b e c
M_{ca}	Indutância mútua entre as fases c e a
L_a	Indutância própria da fase a
L_b	Indutância própria da fase b
L_c	Indutância própria da fase c
ϕ_a^r	Fluxo concatenado do rotor com a fase a
ϕ_b^r	Fluxo concatenado do rotor com a fase b
ϕ_c^r	Fluxo concatenado do rotor com a fase c
θ_e	Posição angular elétrica
L_s	Valor médio das indutâncias próprias
L_m	Valor máximo da variação senoidal das indutâncias próprias
ϕ_{srm}	Fluxo magnético do ímã
$K_{\alpha\beta}$	Matriz de transformação de <i>Clark</i>
v_α	Tensão estatórica no eixo α
v_β	Tensão estatórica no eixo β
i_α	Corrente estatórica no eixo α
i_β	Corrente estatórica no eixo β
ϕ_α	Fluxo estatórico no eixo α
ϕ_β	Fluxo estatórico no eixo β
ϕ_α^r	Fluxo concatenado do rotor com o eixo α
ϕ_β^r	Fluxo concatenado do rotor com o eixo β
e_α	Força eletromotriz no eixo α
e_β	Força eletromotriz no eixo β
ω_e	Velocidade angular elétrica
K_{dq}	Matriz de transformação de <i>Park</i>
v_d	Tensão síncrona no eixo direto
v_q	Tensão síncrona no eixo em quadratura
i_d	Corrente síncrona no eixo direto
i_q	Corrente síncrona no eixo em quadratura

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ_d	Fluxo no eixo direto
ϕ_q	Fluxo no eixo em quadratura
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância do eixo em quadratura
P	Potência elétrica
N_p	Número de pares de pólos do PMSM
T_e	Conjugado eletromecânico
J_m	Momento de inércia do rotor do motor
B	Coefficiente de atrito viscoso
T_c	Torque de carga
ω_m	Velocidade rotórica mecânica em <i>rad/s</i>
n_m	Velocidade rotórica mecânica em <i>RPM</i>
s_d	Superfície de deslizamento para o controle do eixo direto
s_q	Superfície de deslizamento para o controle do eixo em quadratura
i_d^*	Corrente de referência do eixo direto
i_q^*	Corrente de referência do eixo em quadratura
k_0	Ganho do controlador por modos deslizantes
V	Função candidata a Função de Lyapunov
x_n	Vetor de estados
u_n	Vetor de entrada ou controle
d_d	Distúrbio do eixo direto
d_q	Distúrbio do eixo em quadratura
ζ_d	Incertezas do modelo no eixo direto
ζ_q	Incertezas do modelo no eixo em quadratura
p_d	Equação auxiliar do distúrbio \hat{d}_d
p_q	Equação auxiliar do distúrbio \hat{d}_q
\hat{d}_d	Observador do distúrbio do eixo direto
\hat{d}_q	Observador do distúrbio do eixo em quadratura
\hat{i}_d	Observador da corrente do eixo direto
\hat{i}_q	Observador da corrente do eixo em quadratura
\tilde{i}_d	Erro de estimação entre as correntes \hat{i}_d e i_d
\tilde{i}_q	Erro de estimação entre as correntes \hat{i}_q e i_q
l_1 e l_2	Ganhos do observador de distúrbio
\tilde{d}_d	Erro de estimação entre os distúrbios \hat{d}_d e d_d
\tilde{d}_q	Erro de estimação entre os distúrbios \hat{d}_q e d_q
k_0	Ganho do controlador por modos deslizantes
k	Amostra
T_s	Período de amostragem
G_{PI_d} ,	Funções de transferência do controlador PI
G_{PI_q} ,	
G_{PI_n}	
k_{pd} , k_{id}	Ganhos do controlador PI contínuo para o eixo direto

LISTA DE SÍMBOLOS

k_{pq}, k_{iq}	Ganhos do controlador PI contínuo para o eixo em quadratura
k_{pn}, k_{in}	Ganhos do controlador PI contínuo para a velocidade rotórica
G_d, G_q, G_n	Funções de transferência do PMSM
$G_{CL_d}, G_{CL_q}, G_{CL_n}$	Funções de transferência em malha fechada
K_{P_d}, K_{I_d}	Ganhos do controlador PI discreto no eixo direto
K_{P_q}, K_{I_q}	Ganhos do controlador PI discreto no eixo em quadratura
K_{P_n}, K_{I_n}	Ganhos do controlador PI discreto para velocidade rotórica
e_d, e_q, e_n	Erros de rastreamento das correntes e da velocidade rotórica com o controlador PI

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Bancada experimental	111
Anexo A – Projeto controlador proporcional-integral para PMSM	123

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	29
1.1 Considerações iniciais	29
1.2 Revisão bibliográfica	31
1.3 Objetivos do trabalho	35
1.4 Contribuição do trabalho	36
1.5 Organização do trabalho	36
2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES	39
2.1 Características construtivas	39
2.1.1 Força contra-eletromotriz	39
2.1.2 Ímãs permanentes	41
2.1.3 Rotor	42
2.2 Modelo dinâmico do PMSM	43
2.2.1 Considerações iniciais	43
2.2.2 Representação em coordenadas abc	45
2.2.3 Representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$	46
2.2.4 Representação em coordenadas síncronas dq	49
2.2.5 Equação mecânica do movimento	51
2.3 Características de aplicação	53
2.4 Considerações finais	54
3 CONTROLE DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO CONTÍNUO	55
3.1 Considerações iniciais	55
3.2 Aspectos gerais sobre o controle por modos deslizantes em tempo contínuo	56
3.3 Controlador por modos deslizantes	57
3.3.1 Projeto do controlador por modos deslizantes aplicado ao PMSM	58
3.3.2 Análise da estabilidade do controlador de corrente	59
3.4 Controlador por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio	60
3.4.1 Projeto do controlador de corrente por modos deslizantes com observador de distúrbio aplicado ao PMSM	61
3.4.2 Análise de estabilidade do observador de distúrbio	62
3.4.3 Análise de estabilidade do controlador de corrente com observador de distúrbio	64
3.5 Resultados de simulação	65
3.6 Considerações finais	67

4 CONTROLE DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO	71
4.1 Considerações iniciais	71
4.2 Aspectos Gerais sobre o Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto	72
4.3 Modelo dinâmico do PMSM em tempo discreto	74
4.4 Controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio	75
4.4.1 Projeto do controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio discretizado	75
4.4.2 Projeto do controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio proposto em tempo discreto	76
4.4.2.1 Análise de estabilidade do observador de distúrbio no tempo discreto	79
4.4.2.2 Análise de estabilidade da planta com o controlador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto	81
4.5 Resultados de simulação	82
4.6 Considerações finais	83
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
5.1 Considerações Iniciais	87
5.2 Resultados experimentais com controle de corrente	88
5.2.1 Controlador proporcional - integral	88
5.2.2 Controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio no tempo discreto	90
5.3 Resultados experimentais com controle de velocidade	94
5.3.1 Controlador proporcional-integral	94
5.3.2 Controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio no tempo discreto	96
5.4 Considerações finais	97
6 CONCLUSÃO	101
6.1 Trabalhos futuros	102
REFERÊNCIAS	103
APÊNDICES	109
A.1 Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes	111
A.2 Placa Central de Processamento	114
A.3 Aquisição das Medidas	116
A.4 Inversor	116
A.5 Modulação com Abordagem Geométrica	116
ANEXOS	121

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações iniciais

O crescente aumento do consumo de energia elétrica é uma grande preocupação mundial, sendo que o maior consumidor de energia elétrica no mundo é o setor industrial. No Brasil, a situação é semelhante. A classe industrial é responsável pelo consumo de 39,8% da energia elétrica do país, segundo dados do Anuário Estatístico de Energia Elétrica de 2014 (ano base 2013), (EPE, 2014), conforme Tabela 1.1. Ao analisar o consumo de energia elétrica dentro do setor industrial, destaca-se o grande uso da força motriz.

Tabela 1.1 – Consumo energético por classe no Brasil

Setor	Consumo (%)
Industrial	39,8
Residencial	27
Comercial	18,1
Outros	15,1

Devido a grande utilização de motores, o interesse pelas pesquisas em acionamentos elétricos de alto desempenho e a utilização de motores de alto rendimento vêm crescendo. Técnicas de acionamento do tipo velocidade constante, servo-motor ou velocidade variável são utilizadas em diversas aplicações: indústrias, residências, tração elétrica, veículos elétricos, navios, aeronaves, agricultura, entre outros. Em algumas aplicações os acionamentos elétricos para controle de velocidade, corrente e posição desempenham uma importante função.

Os motores de indução tornaram-se populares devido a sua robustez e baixo custo de fabricação e manutenção. Por outro lado, os avanços na fabricação de materiais magnéticos permanentes, dispositivos semicondutores de potência e da microeletrônica contribuíram para o desenvolvimento de acionamentos elétricos de alto desempenho e alta eficiência aplicando motores síncronos de ímãs permanentes.

A introdução de materiais magnéticos de terras-raras, como neodímio-ferro-boro (NdFeB) durante a década de 80, provocou um grande interesse no uso destes em motores elétricos (KRISNAN, 2009). Esse mérito tornou-se maior para os ímãs de terras-raras do que para ferrites e outros materiais magnéticos a base de samário-cobalto (SmCo). A característica atrativa do NdFeB é que essas ligas podem ser fabricadas em diversas formas e em grandes dimensões, contribuindo para a adoção de materiais magnéticos permanentes

em motores elétricos. Desta forma, ímãs permanentes passaram a substituir o circuito de excitação eletromagnética dos motores síncronos, tornando-se uma das principais fontes de produção de fluxo magnético no entreferro.

Com o uso dos ímãs permanentes na confecção de motores síncronos pode-se obter um volume menor, maior eficiência, menor manutenção e maior vida útil do motor, em comparação com motores de corrente contínua, além de redução das perdas rotóricas, maior eficiência e fator de potência em comparação com motores síncronos convencionais. Características estas que tornaram o acionamento de alto rendimento aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes objetivo de estudo. Os motores síncronos de ímãs permanentes podem ser projetados com diversas geometrias, segundo uma dada polaridade e direção do campo magnético do entreferro, diversas são as possibilidades encontradas na literatura (FERNANDES, 2006). Esses motores podem ser classificados em duas principais categorias, levando-se em consideração a sua força contra-eletromotriz gerada, eles podem ser senoidais (*Permanent Magnet Synchronous Motor - PMSM*) ou trapezoidais (*Brushless Direct Current Motor - BLDCM*).

Independente da configuração estrutural do motor síncrono de ímãs permanentes, PMSM ou BLDCM, o seu sistema de acionamento será semelhante ao acionamento destinado a motores de indução ou motores de corrente contínua. A estrutura básica é dividida entre um conversor de energia, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas ou mecânicas (BOSE, 1997), como apresentado na Figura 1.1.

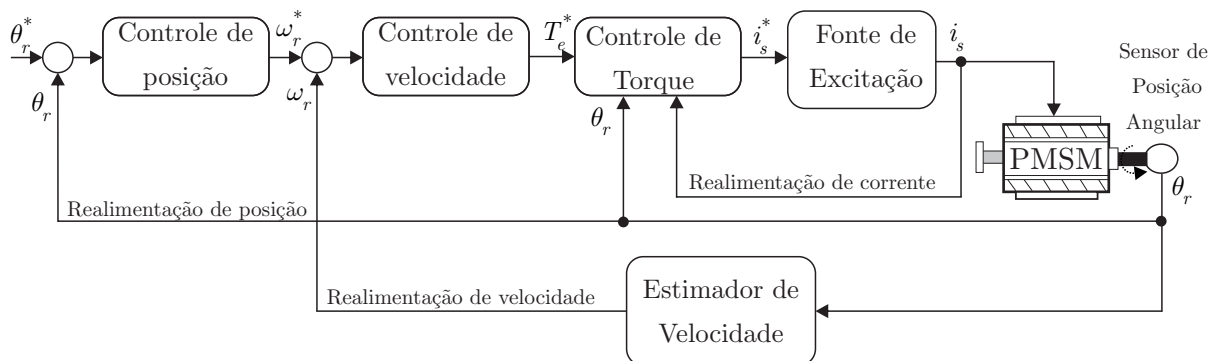


Figura 1.1 – Estrutura típica de acionamento de motores síncronos de ímãs permanentes.

De modo geral, o sistema de acionamento de motores síncronos de ímãs permanentes utiliza um conversor de energia na topologia de um inversor de tensão, aliado a uma estratégia de controle de corrente em malha fechada. Esse sistema em malha fechada se comporta como um inversor de corrente muito rápido, proporcionando as características desejadas sem a necessidade de indutores externos no barramento CC (JAHNS, 1994). As malhas de controle de posição e velocidade são dispostas em cascata em torno da malha de controle de torque, geralmente são empregados controladores PI ou adaptativos para essas malhas. As funções de aquisição das medições, algoritmos de controle e geração de sinais de comando são realizados através de Processadores Digitais de Sinais (DSP) ou

microcontroladores.

Sensores de medição de grandezas elétricas e mecânicas fazem parte do sistema de medição. As grandezas elétricas normalmente são obtidas através da utilização de sensores de efeito Hall e conversores A/D. As medições mais comuns são do barramento CC, das correntes e tensões de fase do motor, podendo variar dependendo da aplicação. As grandezas mecânicas, posição e velocidade, são adquiridas através de *encoders* (incremental ou absoluto), *resolvers* ou sensores de efeito Hall (utilizados em BLDCM) (FERNANDES, 2006).

Com a utilização de inversores de tensão no acionamento elétrico do motor é muito comum a utilização de uma malha de controle de corrente (torque) em aplicações que exigem alto desempenho. Para este controle os sinais de referência podem ser impostos pelo controlador ou podem ser obtidos através do controle de velocidade e de posição. O controlador de corrente força as correntes medidas a rastreamos os sinais de referência, gerando os estados de chaveamento do conversor.

1.2 Revisão bibliográfica

A teoria do controle vetorial (*Vector Control - VC*) ou de orientação pelo campo (*Field Orientation Control - FOC*) foi proposta inicialmente por Blaschke (1972) para aplicação em motores de indução (*Induction Motors - IM*), de modo que foi possível a obtenção do desempenho dinâmico do motor de Corrente Alternada (CA) semelhante ao desempenho obtido anteriormente em motores de Corrente Contínua (CC). A partir daí, o controle vetorial pôde ser aplicado a outros motores CA, tais como, motores síncronos de ímãs permanentes (PILLAY, 1989).

A abordagem do controle vetorial por alinhamento de campo tem predominado nos acionamentos industriais, embora esta abordagem tenha demonstrado bom desempenho para um conjunto de aplicações, a pequena robustez em relação às perturbações é um fato conhecido (BOSE, 1997).

Métodos de controle linear, como controlador Proporcional-Integral (PI), são esquemas de controle amplamente utilizados em sistemas com PMSM devido sua fácil aplicação. No entanto, essa classe de motor possui um modelo não-linear, susceptível a distúrbios e variações paramétricas (KIM; YOUN, 2002), de modo que é difícil alcançar um desempenho satisfatório em toda a faixa de operação quando são utilizados controladores lineares (GRCAR et al., 1996; WANG; FONG; CHANG, 2001). Com isso, métodos de controle não-lineares tornaram-se soluções melhores para aplicação em PMSM.

Com o desenvolvimento da tecnologia de microprocessadores, especialmente DSP's, da eletrônica de potência e das teorias de controle moderno, outros métodos de controle avançado puderam ser empregados no controle de PMSM, por exemplo, controle

adaptativo (GOLEA; GOLEA; KADJOUDJ, 2006; MOHAMED; EL-SAADANY, 2007; JIN; LEE, 2009), controle robusto (HSIEN; SUN; TSAI, 1997), controle de linearização (GRCAR et al., 1996), controle *backstepping* (VILATHGAMUWA; RAHMAN; TSENG, 2000), controle neural (WANG; FONG; CHANG, 2001), controle por lógica *fuzzy* (KUNG; TSAI, 2007), controle por modos deslizantes (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999; DIAS, 2009) entre outros. Estes métodos podem melhorar o desempenho de sistema com PMSM em diferentes aspectos.

Dentre as técnicas citadas acima, o Controle por Modos Deslizantes (CMD) é caracterizado por ser insensível a variações paramétricas e distúrbios externos e, conseqüentemente, apresentar um bom desempenho quando aplicado ao controle de sistemas incertos, o que é muito atrativo para aplicações industriais. O desenvolvimento dessa técnica de controle baseada em Sistemas de Estruturas Variáveis (SEV) ou Controlador de Estrutura Variável (CEV) por modos deslizantes surgiu dos estudos de Emelyanov (1967), no início da década de cinquenta. Porém, somente na década de setenta é que esta técnica começa a ter maior divulgação, através dos trabalhos de Utkin (1977). Pode-se considerar que a sua origem foi o controle “*bang - bang*”, característico do uso de sistemas baseados em relés (UTKIN, 1992).

O controle por modos deslizantes tem a característica de proporcionar sistemas de controle robustos em relação às perturbações endógenas e exógenas, muitas vezes resultando em sistemas completamente insensíveis a estas perturbações, ou seja, sistemas invariantes (UTKIN, 1977). Essencialmente, a lei de controle aplicada é descontínua, com chaveamento em alta frequência, para direcionar a trajetória do sistema para uma determinada região do espaço de estados, denominada de “superfície de deslizamento”. Esta superfície é assim denominada, pois o controle mantém a trajetória do sistema confinada sobre ela, através da lei de controle que é alterada segundo uma função de chaveamento, fazendo a superfície evoluir com o tempo para um ponto de equilíbrio (DIAS, 2009).

Nas técnicas de controle por modos deslizantes tradicionais a superfície de deslizamento é projetada concentrada na atenuação dos distúrbios conhecidos da planta, ou seja, o controle tradicional só será insensível a incertezas pareadas (CHOI, 2007), mas sensível a incertezas desconhecidas. Devido a importância de atenuar as incertezas desconhecidas, aqui denominadas unicamente de distúrbios, em aplicações práticas de controle, alguns autores trabalham em projetos de superfícies de deslizamento aplicadas a sistemas incertos sujeitos a distúrbios não-modelados (KIM; PARK, 1998; CAO; XU, 2004; CHOI, 2007; CHANG, 2009). Em geral, os métodos representados por esses trabalhos podem ser divididos em duas categorias.

A primeira categoria é focada na estabilidade, também definida como estabilidade robusta, de vários sistemas com distúrbios utilizando ferramentas clássicas de controle, tais como método de Riccati (KIM; PARK, 1998) e método baseado em desigualdades matriciais lineares (*Linear Matrix Inequalities* - LMI) (CHOI, 2007). As incertezas des-

conhecidas nesses casos são delimitadas pela norma H_2 , porém na prática nem sempre será satisfeita essa limitação. A segunda categoria é referente aos Controladores por Modos Deslizantes Integrais (CMDI) (CAO; XU, 2004; CHANG, 2009). A ideia através dessa técnica é que o ganho de chaveamento em alta frequência seja projetado para forçar os estados da planta a atingir a superfície de deslizamento integral, e então a ação integral conduza os estados para o equilíbrio desejado mesmo na presença de distúrbios. Em comparação com a primeira categoria, o método de controle por modos deslizantes integral é mais prático devido a sua simplicidade e robustez, porém como é conhecido da ação integral a resposta do sistema pode apresentar *overshoot* e um longo tempo de acomodação.

Ambos os métodos acima citados não solucionam o fenômeno conhecido por *chattering*, que vem a ser a principal limitação desta técnica de controle por modos deslizantes (PERRUQUETTI, 2002). *Chattering* são oscilações que ocorrem com o sinal de controle quando o sistema está na superfície de deslizamento, levando o sinal de controle a ficar chaveando em alta frequência. Seu efeito é negativo, pois suas oscilações podem excitar dinâmicas de alta frequência não consideradas no modelo do sistema (UTKIN; LEE, 2006; DIAS, 2009).

Em Yang, Li e Yu (2013) um método de controle por modos deslizantes é proposto, este método combina o controlador por modos deslizantes com um observador de distúrbio. Através do projeto de uma nova superfície de deslizamento baseada na estimação do distúrbio, os estados do sistema podem ser conduzidos para o equilíbrio desejado assintoticamente, mesmo na presença de distúrbios. E então, a lei de controle descontínua com ganho de chaveamento em alta frequência é projetada para forçar os estados iniciais a alcançar a superfície de deslizamento projetada. Os autores citam pela menos duas características destacáveis do método proposto. Em primeiro lugar, o ganho de chaveamento em alta frequência da lei de controle proposta deverá ser obrigatoriamente projetado maior que o limite do erro da estimação do distúrbio, e não mais o limite do distúrbio, o que irá atenuar consideravelmente o problema do *chattering*. Em segundo lugar, o método proposto manterá o desempenho nominal desde que o observador de distúrbio sirva como uma parte da lei de controle o que não causará efeitos adversos no sistema quando este não estiver sobre efeito de distúrbios ou incertezas.

Em Chen (2004) um procedimento geral para a criação de um controlador baseado em observador de distúrbio para sistemas não-lineares é proposto. Considerando um sistema não-linear descrito como,

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)u + g_2(x)d, \\ y = h(x) \end{cases} \quad (1.1)$$

em que $x \in R^n$, $u \in R$, $d \in R$ e $y \in R$ representam o vetor de estado, a entrada de controle, o distúrbio e a saída do sistema, respectivamente. Supõe-se que $f(x)$, $g_1(x)$, $g_2(x)$ e $h(x)$

são funções regulares em termos de x . Um controlador baseado em observador de distúrbio para sistema não-linear pode ser projetado por:

1. Projetar um controlador não-linear para o sistema (1.1), a fim de obter estabilidade e outras especificações de desempenho sob a suposição de que o distúrbio é mensurável,
2. Construir um observador de distúrbio não-linear para estimar o distúrbio real,
3. Integrar o observador de distúrbio com o controlador não-linear, substituindo o distúrbio na lei de controle pela sua estimação através do observador de distúrbio.

A Figura 1.2 apresenta o diagrama de blocos para o controle de sistemas não-lineares baseado em observador de ditúrbio proposto por Chen (2004).

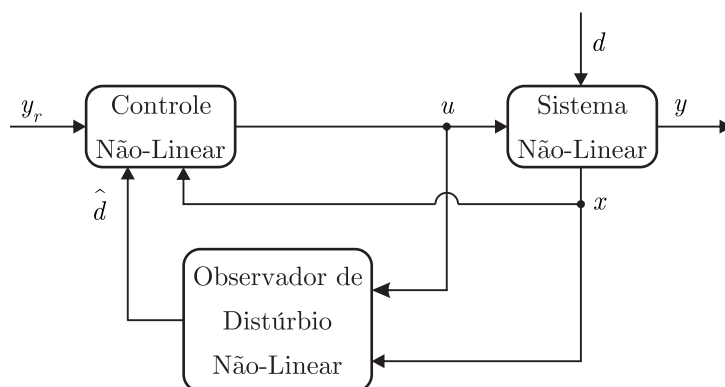


Figura 1.2 – Estrutura de controle baseado em um observador de distúrbio não-linear (CHEN, 2004).

O projeto do controlador baseado no observador de distúrbio fornece uma forma ativa e eficaz para lidar com distúrbios e melhorar a robustez do sistema em malha fechada (LI et al., 2014). A técnica de Observadores de Distúrbio (OD) foi apresentada originalmente por Ohnishi (1987). Seguindo esta direção muitos métodos de controle baseados em observadores de distúrbio têm sido relatados na literatura para diferentes aplicações, tais como, sistemas robóticos (CHEN et al., 2000), sistemas de controle de movimento (CHEN, 2004; LEE; TOMIZUKA, 1996; LIN; CHOU; KUNG, 2008; WEI; GUO, 2009), sistemas com pêndulo invertido (KIM, 2002), sistemas com PMSM (KIM et al., 1999; KIM; YOUN, 2002; KO; HAN, 2006; MOHAMED; EL-SAADANY, 2007), trens de levitação magnética (YANG; LI; YU, 2013), sistemas com motor de indução (VIEIRA; GABBI; GRÜNDLING, 2014).

Os métodos de controle baseados em técnicas *feedforward* de compensação de distúrbios mostram um caminho rápido, direto e eficaz para suprimir a influência desfavorável causada por distúrbios, o que é aplicável em sistemas com PMSM, pois estes enfrentam diferentes distúrbios, tais como, força de atrito, dinâmicas não modeladas e distúrbios de carga.

A maioria das pesquisas existentes relacionadas ao sistema de controle baseado em observador de distúrbio para PMSM concentram-se na malha de velocidade (KIM; YOUN, 2002; LI; LIU, 2009; S.H.LI; H.X.LIU; S.H.DING, 2010; S.H.LI; ZONG; H.X.LIU, 2011; MU et al., 2014), e na malha de posição (SU; ZHENG; DUAN, 2005; KO; HAN, 2006), porém menos atenção tem sido dada para as malhas de corrente (KIM et al., 1999; MOHAMED; EL-SAADANY, 2007). Nota-se que as malhas de corrente também apresentam parâmetros sujeitos a variações, por exemplo, variação na resistência estatórica, nas indutâncias, no fluxo concatenado pelos ímãs e ainda a Força Contra-eletromotriz (FCEM) (MOHAMED; EL-SAADANY, 2007).

Em Kim et al. (1999) um observador de distúrbio linear baseado nas equações de estado é desenvolvido para estimação dos distúrbios nas duas malhas de corrente. Assim, as duas leis de controle combinadas são obtidas para as duas malhas de corrente. Em Mohamed e El-Saadany (2007) é apresentada uma lei de controle composta combinando o controlador PI e uma compensação *feedforward* do distúrbio para o controle da corrente do eixo em quadratura.

Em Yang, Li e Yu (2013) e Vieira, Gabbi e GrÜndling (2014) são desenvolvidos controladores por modos deslizantes com observadores de distúrbios em tempo contínuo para um sistema MAGLEV e um motor de indução, respectivamente. O sistema do observador de distúrbio proposto nestes trabalhos apresenta um estrutura diferente do proposto nesta dissertação, no qual a estimação do estado do sistema é adicionado ao sistema de observação do distúrbio.

1.3 Objetivos do trabalho

O presente trabalho tem por objetivo geral:

- Proposta e elaboração de um controlador que combina o controle por modos deslizantes e o observador de distúrbios aplicado ao controle de corrente de motores síncronos de ímãs permanentes visando à minimização do acoplamento existente.

Além disso, esse trabalho tem como objetivos específicos:

- Validação da técnica proposta quando comparada ao acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes com outros métodos de controle;
- Desenvolvimento e comprovação da estabilidade do controle proposto em tempo contínuo e em tempo discreto;
- Implementação de uma bancada experimental para o acionamento de máquinas síncronas de ímãs permanentes, bem como de máquinas de indução.

1.4 Contribuição do trabalho

Como foi apresentado no início deste capítulo, a crescente utilização de motores PMSM em substituição de motores elétricos convencionais para sistemas de acionamento de alto desempenho verifica-se o esforço em pesquisas por técnicas de acionamento de PMSM visando extrair o melhor rendimento do motor. Quando a aplicação é voltada a acionamentos com velocidades contínuas, técnicas clássicas apresentam um bom desempenho, porém quando tal aplicação requer variações de velocidades ou utilização do motor em velocidades próximas a nominal, as técnicas modernas que visam minimizar o acoplamento entre os eixos e a necessidade de conhecimento específico da planta, são vantajosas em comparação as técnicas clássicas.

A principal contribuição dessa dissertação vincula-se ao desenvolvimento de uma técnica de controle de corrente aplicada a motores síncronos de ímãs permanentes, porém esta técnica não se restringe a esta aplicação, podendo ser estendida a outros sistemas que apresentam comportamento não-linear. Essa técnica combina:

1. O controlador por modos deslizantes, que é uma abordagem eficiente para o controle de sistemas não-lineares como o PMSM, pois apresenta características como simplicidade de projeto, resposta rápida, invariância com relação a características do processo e rejeição a distúrbios;
2. O observador de distúrbio, que é uma compensação *feedforward* contendo os termos de acoplamento entre os eixos e as incertezas paramétricas existentes.

Assim, é apresentado um controlador por modos deslizantes e o observador de distúrbio, no qual o efeito do acoplamento entre os eixos é mitigado, não é necessário o conhecimento exato da planta, as variações e incertezas paramétricas são incluídas no observador e os esforços do controlador são reduzidos, aumentando assim o desempenho do acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes.

Levando-se em consideração trabalhos, nos quais a técnica de controle por modos deslizantes baseada em observador de distúrbio não-linear é utilizada (YANG; LI; YU, 2013; VIEIRA; GABBI; GRÜNDLING, 2014), observa-se que o observador de distúrbio não-linear desenvolvido nessa dissertação apresenta uma estrutura semelhante, porém é uma nova estratégia, pois adiciona ao sistema de observação do distúrbio a estimação do estado.

1.5 Organização do trabalho

O trabalho está dividido em seis capítulos, um apêndice e um anexo. No primeiro capítulo é apresentada uma visão geral sobre a utilização de motores elétricos, seus aciona-

mentos e classificações, além de algumas aplicações. Além disso, é realizada uma revisão da literatura a respeito de aspectos relacionados a acionamento de motores elétricos, tipos de controladores e estratégias de obtenção de distúrbios. Por fim, são apresentados os objetivos e contribuições do trabalho relacionado ao tema do acionamento com controle de corrente.

No Capítulo 2, intitulado de “Motor Síncrono de Ímãs Permanentes”, são apresentados os principais critérios de classificação do PMSM e o desenvolvimento do modelo para a obtenção do comportamento dinâmico do motor em coordenadas síncronas.

No Capítulo 3, intitulado de “Controle de corrente por modos deslizantes em tempo contínuo”, é apresentada uma revisão da literatura sobre o surgimento desta técnica e os aspectos gerais sobre esta estratégia de controle. Um controlador por modos deslizantes é desenvolvido para o motor síncrono de ímãs permanentes para após ser desenvolvido o controlador proposto, que utiliza o observador de distúrbio na lei de controle. É apresentado o projeto do controlador por modos deslizantes e do observador de distúrbio, onde através das técnicas de Lyapunov é comprovada a estabilidade do sistema de controle proposto. Para validação da técnica de controle proposta são apresentados resultados de simulação. Considerações finais sobre o capítulo são apresentadas.

No Capítulo 4, intitulado de “Controle de corrente por modos deslizantes em tempo discreto”, é apresentada inicialmente uma revisão da literatura e aspectos gerais dessa estratégia de controle em tempo discreto. Um controlador é desenvolvido partindo da discretização do controlador apresentado no Capítulo 3. Além disso, é proposto um controlador por modos deslizantes e um observador de distúrbio em tempo discreto, considerando condições de alcance apresentadas na literatura e atrasos de transporte característicos de sistemas com implementação em tempo discreto. Para validação das técnicas desenvolvidas no capítulo são apresentados resultados de simulação. Considerações finais sobre o capítulo são apresentadas.

Os resultados experimentais para a técnica proposta no Capítulo 4 são apresentados no Capítulo 5. Além desses, são apresentados resultados para um controlador PI visando uma comparação entre estes. No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido, bem como sugestões para trabalhos futuros.

O apêndice A apresenta a bancada experimental desenvolvida ao longo da dissertação, no qual são incluídas as características da máquina síncrona de ímãs permanentes, uma breve explicação sobre o sistema de aquisição de sinais, o inversor de tensão e a modulação desenvolvida. No anexo A é desenvolvido o projeto do controlador proporcional-integral para as malhas de corrente e velocidade do motor síncrono de ímãs permanentes.

2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

Este capítulo trata das características construtivas, principais critérios de classificação e desenvolvimento do modelo dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes. Nesta dissertação será abordado com maior ênfase o motor síncrono de ímãs permanentes que apresenta a força contra-eletromotriz na forma senoidal.

É apresentada a definição das características do motor em relação a sua força contra-eletromotriz, podendo esta ser trapezoidal ou senoidal. Os principais tipos de ímãs utilizados na confecção do motor, com apresentação das suas vantagens e desvantagens. Classificação quanto ao modo que esses ímãs são montados no motor, definindo assim os tipos de rotores.

Algumas considerações iniciais são realizadas para a obtenção do modelo dinâmico. Este é obtido inicialmente em forma das tensões trifásicas do motor, após é aplicada a transformada de Clark ($\alpha\beta$), que transforma as grandezas para um sistema bifásico equilibrado. Após a obtenção do modelo em coordenadas $\alpha\beta$ é aplicada a transformada de Park (dq), no qual é obtido um modelo com as grandezas em um mesmo referencial, no caso referencial síncrono. O modelo em coordenadas síncronas é fundamental para aplicações de técnicas de controle avançadas. Os estudos posteriores desenvolvidos sobre o controle adotarão este modelo.

2.1 Características construtivas

2.1.1 Força contra-eletromotriz

A força contra-eletromotriz nos motores síncronos de ímãs permanentes pode ser trapezoidal (BLDCM) ou senoidal (PMSM). O tipo de alimentação depende da forma da FCEM característica de cada motor que por sua vez depende de aspectos construtivos e do tipo de orientação dos ímãs do motor.

Os motores BLDCM e PMSM apresentam muitas similaridades, como exemplo, ambos possuem ímãs permanentes no rotor e requerem uma corrente estatórica alternada para a produção de um torque constante.

- *Força contra-eletromotriz senoidal (PMSM)*

O motor PMSM necessita de correntes estatóricas senoidais para a produção de um torque constante, o que gera uma força contra-eletromotriz senoidal, conforme Figura 2.1(a). Esta força senoidal é semelhante as produzidas nos motores assíncronos e nos motores síncronos convencionais.

Para a obtenção da corrente senoidal é necessário um sincronismo entre os sinais de comando da fonte de alimentação e da posição do rotor, a informação da posição do rotor precisa ser instantânea para a comutação da fonte, assim é necessário um sensor de posição de alta resolução (*encoders* ou *resolvers*).

Geralmente por apresentar um torque menos oscilatório que o motor BLDCM o motor PMSM é destinado a aplicações nas quais, o controle de velocidade e o torque são exigidos com precisão (BARATIERI, 2010).

- *Força contra-eletromotriz trapezoidal (BLDCM)*

Os motores com força contra-eletromotriz trapezoidal são geralmente conhecidos como motores de corrente contínua sem escovas. Esta denominação deve-se ao fato do BLDCM necessitar de correntes estáticas para produção do torque constante em forma retangular, conforme Figura 2.1(b).

Para obter a forma de onda da corrente estática desejada o inversor deve ser chaveado em sincronismo com a posição do rotor em virtude da ausência do comutador com escovas. A posição do rotor pode ser fornecida através de um sensor de posição ou técnicas de estimação. O sincronismo requer que esta seja detectada a cada 60 graus elétricos, desta forma o sensor de posição não precisa ser de alta resolução.

Uma vantagem na utilização da BLDCM em relação a PMSM é a possibilidade da utilização de sensores mais simples que os necessários no motor PMSM. Porém uma desvantagem é a produção das oscilações de torque e o *cogging* torque que destinam o motor BLDCM para aplicações de servoacionamento de baixa precisão. O *cogging* torque é um torque de relutância produzido pela interação entre os dentes do estator e as bordas dos ímãs no rotor, à medida que o rotor se movimenta. As oscilações de torque são resultantes das comutações das correntes estáticas e das harmônicas de corrente que não produzem torque constante (FERNANDES, 2006).

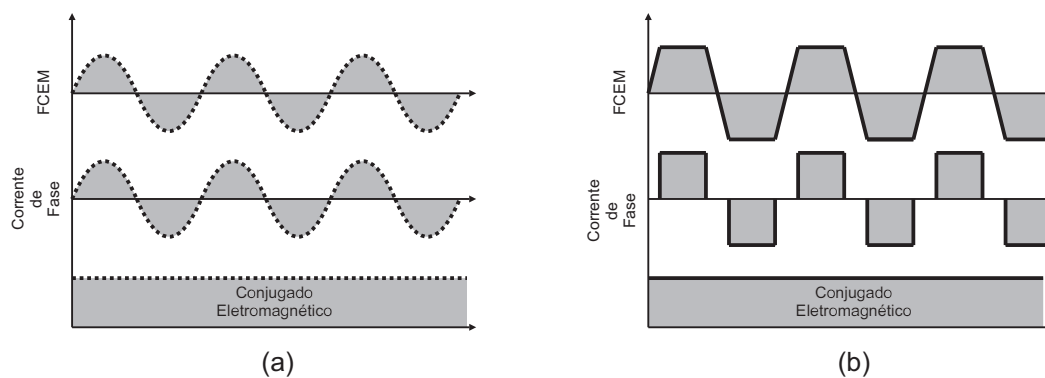


Figura 2.1 – Força contra-eletromotriz (a) PMSM (b) BLDCM (BARATIERI, 2010).

2.1.2 Ímãs permanentes

O uso de ímãs permanentes nos motores elétricos apresentam diversas vantagens (GIERAS; WING, 2002):

- Aumento na eficiência do motor devido à redução das perdas de excitação e perdas Joule no rotor;
- Aumento da densidade de energia, redução do volume físico e melhor resposta dinâmica em comparação com os motores de indução;
- Simplificação de construção e manutenção.

Os materiais que apresentam a característica ferromagnética na temperatura ambiente são o cobalto, ferro e níquel. Sendo que, existem várias ligas compostas com esses materiais que estão disponíveis como ímãs permanentes aplicáveis a motores elétricos tais como: alnico-5, ferrite, samário-cobalto e neodímio-ferro-boro. Estas ligas apresentam diferentes propriedades intrínsecas devido a composição e ao tratamento que recebem durante a fabricação (BARATIERI, 2010).

- *Alnico*

O alnico apresenta alta densidade de fluxo remanescente e baixos coeficientes de temperatura, o que permite altas densidades de fluxo magnético em altas temperaturas de operação. Porém, a coercitividade do material é baixa e a curva de desmagnetização é não-linear, o que proporciona a fácil magnetização e desmagnetização deste material (GIERAS; WING, 2002).

- *Ferrite*

Os ferrites de Bário e Estrôncio foram criados na década de 50 e tem como vantagem o baixo custo, a oferta abundante de sua matéria prima e fácil processo de produção. O ferrite apresenta uma força coerciva maior que o alnico, mas possui uma baixa densidade de fluxo magnético. Por possuir uma alta resistência elétrica, apresenta uma redução nas perdas por correntes parasitas (GIERAS; WING, 2002).

- *Ligas de Terras-Raras*

Nas últimas décadas aumentou a inserção de ligas que contém materiais magnéticos raros no mercado mundial. Este fato deve-se a qualidade dos ímãs visando uma alta densidade de produto de energia, alta força coerciva, curvas de desmagnetização lineares e baixos coeficientes de temperatura (GIERAS; WING, 2002). Os ímãs de Terras-Raras

mais desenvolvido são o samário-cobalto (SmCo) e o neodímio-ferro-boro (NdFeB).

Samário - Cobalto (SmCo)

O desenvolvimento de SmCo iniciou na década de 1960 e resultou da pesquisa direcionada para a formação de ligas dos elementos de Terras-Raras com os elementos ferromagnéticos: ferro, cobalto e níquel. Os ímãs de SmCo apresentam alta remanescência, alta densidade de energia e uma característica de desmagnetização linear. Este seria o ímã mais apropriado para aplicações de alta performance se não fosse o seu alto custo devido ao fornecimento insuficiente de Samário e o alto custo do Cobalto. (FURLANI, 2001).

Neodímio - Ferro - Boro (NdFeB)

O desenvolvimento do NdFeB iniciou em torno de 1980. A motivação inicial para o desenvolvimento deste ímã veio a partir do alto custo do Cobalto e de o Neodímio ser mais abundante que o Samário. Este ímã possui alta densidade de energia, maior remanescência e uma coercitividade muito boa. Devido a sua alta densidade de energia o peso do motor é reduzido. Uma desvantagem é relacionada ao seu baixo serviço de temperatura (150°) e a susceptibilidade à oxidação quando não protegido por um revestimento. (FURLANI, 2001)

Os ímãs podem ser produzidos em qualquer formato ou tamanho, bem como através de composições de vários ímãs de modo a se obter uma distribuição de fluxo magnético adequado ao projeto do motor. O fator que determina o formato é a configuração do rotor, ou seja, se o rotor é projetado para ímãs de superfície, inseridos ou internos, irá determinar qual é o ímã permanente mais adequado (BARATIERI, 2010).

2.1.3 Rotor

O tipo de rotor não altera o princípio de operação do motor, porém a sua forma construtiva irá determinar a diferença entre as indutâncias dos eixos em quadratura e de eixo direto além das variações no conjugado de relutância.

- *Ímãs montados na superfície do rotor*

O rotor com ímãs de superfície (*surface mounted magnets*), conforme Figura 2.2 (a), apresenta menor robustez mecânica, uma vez que os ímãs são geralmente fixados na superfície por meio de resinas epoxi ou Kavilor Tape (KRISNAN, 2009), o que impossibilita sua operação em altas velocidades. A diferença de indutâncias nos eixos em quadratura e eixo direto é desprezível nesta configuração, pois com os ímãs alocados na superfície uma alta densidade de fluxo magnético é fornecida no entreferro, o que proporciona a redução na variação de relutância.

- *Ímãs inseridos na superfície do rotor*

O rotor com ímãs inseridos na superfície (*surface inset magnets*), conforme Figura 2.2 (b), apresenta uma maior robustez mecânica em comparação com a configuração anterior, o que proporciona a operação em maiores velocidades. Porém, a diferença entre as indutâncias nos eixos em quadratura e eixo direto não é desprezada, pois com os ímãs inseridos na superfície aumenta-se a variação de relutância.

- *Ímãs internos no rotor*

O rotor com ímãs internos (*interior magnets*) é um rotor com ímãs inseridos no seu interior, conforme Figura 2.2 (c). Esta configuração apresenta maior robustez mecânica que as anteriores, sendo assim aplicado em sistemas que exigem alta velocidade de rotação. Porém esta construção é cara e complexa, o que torna inviável a aplicação com baixo custo. A diferença entre as indutâncias de eixo em quadratura e de eixo direto é muito significativa. O aumento da variação de relutância gera um conjugado de relutância considerável que deve ser considerado no projeto de acionamento.

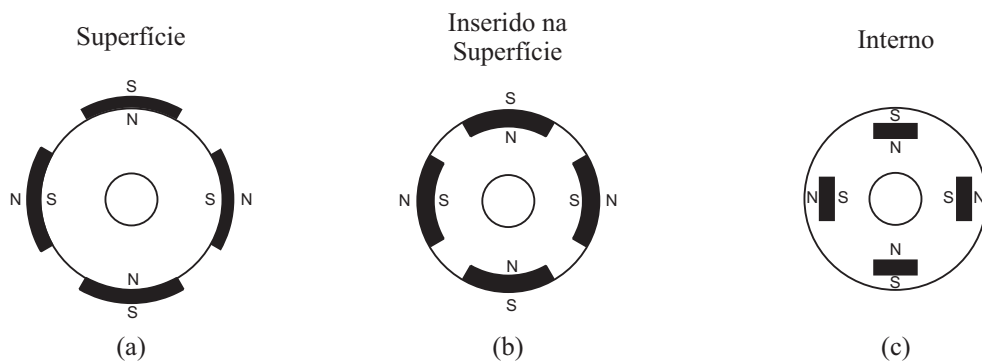


Figura 2.2 – Tipos de rotor (a) ímãs montados na superfície; (b) ímãs inseridos na superfície; (c) ímãs internos. (BARATIERI, 2010)

2.2 Modelo dinâmico do PMSM

2.2.1 Considerações iniciais

A representação dinâmica do PMSM através de um modelo matemático adequado é fundamental para análise, simulação e projeto do controlador. Este modelo será obtido no referencial síncrono dq . O modelo trifásico convencional não é adequado para o uso em controle, uma vez que as grandezas de estator estão referidas em um referencial estacionário, enquanto que as grandezas de rotor a um referencial girante com a mesma 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 pode-se obter um modelo bifásico em um referencial único.

Na obtenção do modelo dinâmico do PMSM as seguintes hipóteses são admitidas (KRISNAN, 2009):

- os enrolamentos estatóricos são balanceados com a força magnetomotriz distribuída senoidalmente;
- as indutâncias são funções senoidais da posição rotórica;
- a saturação e as incertezas paramétricas são negligenciadas;
- as resistências estatóricas são consideradas iguais, e
- as perdas do ferro são desprezadas.

Essas hipóteses são consideradas clássicas na literatura para a modelagem do PMSM. Conforme mencionado anteriormente neste capítulo, o PMSM caracteriza-se por apresentar ímãs no rotor ao invés de enrolamentos, o que é visto em motores síncronos convencionais. Entretanto, a configuração elétrica de ambos os modelos pode ser considerada semelhante ou até mesmo igual. Desta forma, não é necessária a modelagem dinâmica elétrica no referencial do rotor. Então, o circuito elétrico estatórico é o representado abaixo:

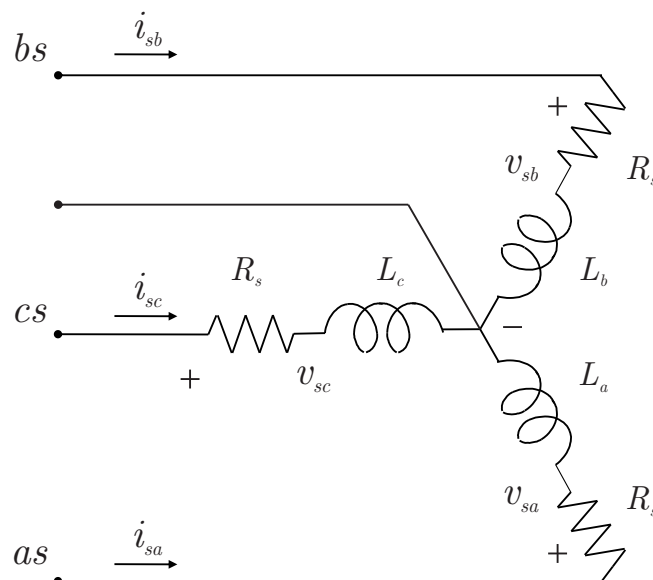


Figura 2.3 – Circuito elétrico estatórico.

2.2.2 Representação em coordenadas abc

Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito elétrico da Figura 2.3 a representação matemática em coordenadas abc pode ser obtida (BOLDEA, 2005),

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a^r \\ \phi_b^r \\ \phi_c^r \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

em que v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} representam as tensões estatóricas de fase, i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} as correntes estatóricas de fase, ϕ_{sa} , ϕ_{sb} e ϕ_{sc} os fluxos estatóricos, L_a , L_b e L_c as indutâncias estatóricas, M_{ab} , M_{bc} e M_{ca} as indutâncias mútuas entre as fases, R_s as resistências estatóricas e ϕ_a^r , ϕ_b^r e ϕ_c^r fluxo concatenado do rotor para as fases.

Considerando-se as variações da relutância segundo a direção radial do rotor, como ocorre nos motores 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, 2002), sendo dadas por

$$\begin{aligned} L_a &= L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e + \frac{\pi}{2} \right) \\ L_b &= L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e - \frac{\pi}{6} \right) \\ L_c &= L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e + \frac{\pi}{6} \right) \\ M_{ab} &= -\frac{1}{2} L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e + \frac{\pi}{6} \right) \\ M_{ac} &= -\frac{1}{2} L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e - \frac{\pi}{6} \right) \\ M_{bc} &= -\frac{1}{2} L_s + L_m \cos 2 \left(\theta_e - \frac{\pi}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.3)$$

em que L_s e L_m são parâmetros dependentes das permeabilidade do vácuo, das dimensões internas do estator, do número de espiras dos enrolamentos e do entreferro do motor. Usualmente pode-se considerar o entreferro como uma constante ou como uma função periódica. Se o entreferro for considerado o motor será de pólos não salientes e assim $L_m = 0$, já no caso deste ser uma função periódica o motor será de pólos salientes e $L_m \neq 0$ (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

Os fluxos magnéticos ϕ_a^r , ϕ_b^r e ϕ_c^r são funções senoidais e podem ser expressos por

(BOLDEA, 2005)

$$\begin{aligned}\phi_a^r &= \phi_{srm} \cos(\theta_e) \\ \phi_b^r &= \phi_{srm} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \phi_c^r &= \phi_{srm} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right),\end{aligned}\tag{2.4}$$

se as harmônicas de fluxo forem desprezadas, sendo ϕ_{srm} o fluxo magnético dos ímãs máximo nas fases do estator.

Portanto, as equações (2.1) e (2.2) podem ser reescritas na forma matricial,

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_{abc}\mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\phi}_{abc}\tag{2.5}$$

e

$$\boldsymbol{\phi}_{abc} = \mathbf{L}_{abc}\mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\phi}_{abc}^r.\tag{2.6}$$

Sendo os vetores,

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_{abc} &= \begin{bmatrix} v_{sa} & v_{sb} & v_{sc} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{abc} &= \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{abc} &= \begin{bmatrix} \phi_{sa} & \phi_{sb} & \phi_{sc} \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{abc}^r &= \begin{bmatrix} \phi_a^r & \phi_b^r & \phi_c^r \end{bmatrix}^T.\end{aligned}\tag{2.7}$$

E as matrizes \mathbf{R}_{abc} e \mathbf{L}_{abc} ,

$$\mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}\tag{2.8}$$

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}.$$

2.2.3 Representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$

Sistemas trifásicos são geralmente submetidos a transformações lineares para obtenção de sistemas equivalentes bifásicos que possibilitam determinar o seu desempenho de forma mais simplificada. Nesse sentido, é aplicada a transformada de Clarke que converte as grandezas como tensão, corrente e fluxos trifásicos para um sistema de eixos $\alpha\beta 0$, sendo o sistema trifásico simétrico e balanceado, o componente 0 é nulo e assim é obtido o sistema bifásico equivalente em coordenadas $\alpha\beta$ (BARBI, 1985).

A matriz que transforma o eixo trifásico em bifásico, é dada por,

$$\mathbf{K}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

que conduz o sistema em coordenadas abc para $\alpha\beta$. A Figura 2.4 mostra a relação entre as coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ e de fase abc , em que o eixo α coincide com o eixo a e o eixo β é 90 graus atrasado em relação ao eixo α .

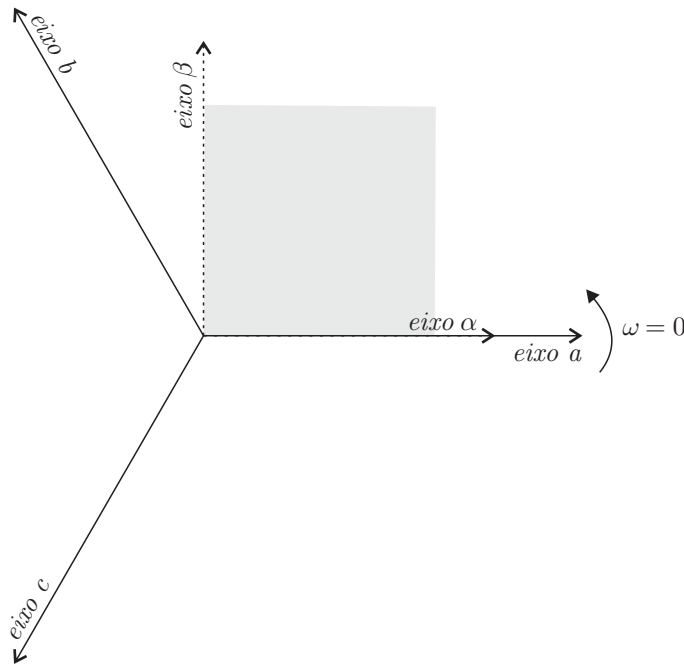


Figura 2.4 – Relação entre coordenadas $\alpha\beta$ e abc .

Assumindo que o PMSM é um sistema a três fios balanceado, então,

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.10)$$

que implica que $i_0 = 0$, e assim as variáveis do componente de sequência zero podem ser desconsideradas. Portanto, para se obter as componentes $\alpha\beta$ para tensão, corrente e fluxo estáticos e fluxo rotórico aplica-se a matriz transformação $\mathbf{K}_{\alpha\beta}$ como,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{abc} \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{abc} \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \boldsymbol{\phi}_{abc} \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}^r &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \boldsymbol{\phi}_{abc}^r \end{aligned} \quad (2.11)$$

em que os vetores são definidos por

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} \phi_\alpha & \phi_\beta \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}^r &= \begin{bmatrix} \phi_\alpha^r & \phi_\beta^r \end{bmatrix}^T.\end{aligned}\tag{2.12}$$

Logo, o modelo dinâmico da tensão pode ser obtido utilizando a matriz transformação de Clarke (2.9) em (2.5) e (2.6),

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}\tag{2.13}$$

$$\boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta} = \mathbf{L}_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}^r\tag{2.14}$$

sendo a matriz de indutância $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ dada por,

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_s - L_m \cos(2\theta_e) & -L_m \sin(2\theta_e) \\ -L_m \sin(2\theta_e) & L_s + L_m \cos(2\theta_e) \end{bmatrix}\tag{2.15}$$

e o fluxo magnético rotórico,

$$\boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}^r = \phi_{srm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix}.\tag{2.16}$$

Então, o comportamento dinâmico das correntes estatóricas em $\alpha\beta$ pode ser obtido substituindo (2.14) em (2.13), resultando em

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i}_{\alpha\beta} = -(\mathbf{L}_{\alpha\beta})^{-1} \left(\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \omega_e \frac{\partial}{\partial \theta_e} \mathbf{L}_{\alpha\beta} \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta} + (\mathbf{L}_{\alpha\beta})^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - (\mathbf{L}_{\alpha\beta})^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta}\tag{2.17}$$

sendo o vetor da força eletromotriz $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T$

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}^r = \mathbf{e}_{\alpha\beta} = \phi_{srm}\omega_e \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix}\tag{2.18}$$

em que ω_e é a velocidade angular elétrica.

A modelagem apresentada para o PMSM assume que o motor possui pólos salientes. Caso o motor apresente pólos não salientes, sendo o entreferro uniforme, o parâmetro físico L_m é nulo (KRISNAN, 2009). Assim, as indutâncias próprias e mútuas independem da posição rotórica, tornando o modelo dinâmico das correntes estatóricas como,

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \mathbf{e}_{\alpha\beta}.\tag{2.19}$$

2.2.4 Representação em coordenadas síncronas dq

A transformada de Park converte as variáveis (tensão, corrente e fluxos) associadas com os enrolamentos estatóricos em outras variáveis que são associadas a enrolamentos fictícios síncronos com o rotor. Em outras palavras, a transformada adota um plano cuja referência é o plano de coordenadas rotóricas permitindo desenvolver uma análise cujas variáveis senoidais e as indutâncias variantes no tempo sejam virtualmente eliminadas.

O plano no referencial rotórico é designado por coordenadas síncronas dq sendo orientado no fluxo magnético rotórico $\phi_{\alpha\beta}^r$. A Figura 2.5 mostra a relação entre os planos de coordenada estacionárias $\alpha\beta$ e síncronas dq , sendo caracterizado pela matriz de transformação,

$$\mathbf{K}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

que mapeia os componentes de coordenadas $\alpha\beta$ em dq .

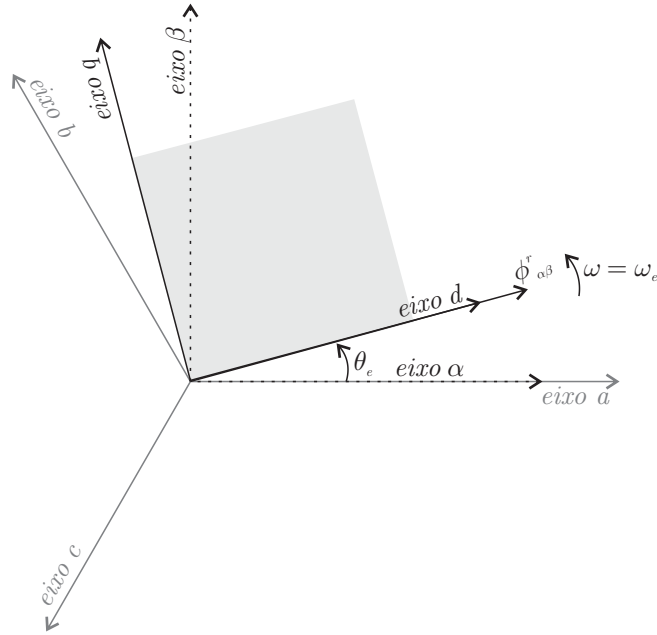


Figura 2.5 – Relação entre os planos de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ e síncronas dq .

Considerando o PMSM, a tensão, corrente e fluxo estatórico em coordenadas síncronas podem ser obtidos por meio dos componentes estacionários aplicando a matriz de transformação rotacional (2.20) como,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq} &= \mathbf{K}_{dq} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{i}_{dq} &= \mathbf{K}_{dq} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ \phi_{dq} &= \mathbf{K}_{dq} \phi_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (2.21)$$

em que os vetores correspondem a

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_{dq} &= \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{dq} &= \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{dq} &= \begin{bmatrix} \phi_d & \phi_q \end{bmatrix}^T.\end{aligned}\quad (2.22)$$

Assim, o modelo de tensão do PMSM em coordenadas síncronas dq pode ser obtido a partir da substituição de (2.21) em (2.13) e em (2.14),

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{K}_{dq} \mathbf{R}_{\alpha\beta} \mathbf{K}_{dq}^{-1} \mathbf{i}_{dq} + \omega_e \left(\mathbf{K}_{dq} \frac{\partial \mathbf{K}_{dq}^{-1}}{\partial \theta_e} \right) \boldsymbol{\phi}_{dq} + \left(\mathbf{K}_{dq} \mathbf{K}_{dq}^{-1} \right) \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{dq} \quad (2.23)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{dq} = \mathbf{K}_{dq} L_{\alpha\beta} \mathbf{K}_{dq}^{-1} \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\phi}_{dq}^r \quad (2.24)$$

em que $\boldsymbol{\phi}_{dq}^r = \begin{bmatrix} \phi_{srm} & 0 \end{bmatrix}^T$.

As equações (2.23) e (2.24) podem ser simplificadas para

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{R}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\phi}_{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{dq} \quad (2.25)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{dq} = \mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\phi}_{dq}^r \quad (2.26)$$

em que a matriz auxiliar, a matriz de indutâncias síncronas e a matriz das resistências são respectivamente,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{R}_{dq} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

tal que as indutâncias do eixos d e q equivalem a

$$\begin{aligned}L_d &= \frac{3}{2} (L_s - L_m) \\ L_q &= \frac{3}{2} (L_s + L_m)\end{aligned}\quad (2.30)$$

sendo grandezas constantes no tempo, se as incertezas paramétricas são desprezadas.

Logo, o comportamento dinâmicos das correntes síncronas dq pode ser obtido a partir da substituição de (2.26) em (2.25),

$$v_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (2.31)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \phi_{srm}) + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2.32)$$

Isolando os termos diferenciais das correntes,

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q + \frac{1}{L_d} v_d \quad (2.33)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_e i_d - \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_e + \frac{1}{L_q} v_q \quad (2.34)$$

Reescrevendo (2.33) e (2.34) na forma matricial,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{dq} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\phi_{srm}}{L_q} \end{bmatrix} \omega_e. \quad (2.35)$$

É importante salientar que $L_q > L_d$ no PMSM. Isto se deve ao efeito dos caminhos magnéticos ao longo dos eixos dq , que resultam em uma relutância menor no eixo q em relação ao eixo d (BOLDEA, 2005). Normalmente, a diferença entre as indutâncias síncronas dq é da ordem de 5 a 15% para PMSM de pólos não salientes, sendo adotado que $L_d = L_q$. Por outro lado, para PMSM com pólos salientes a diferença entre as indutâncias pode chegar a 220% (KRISNAN, 2009).

A Figura 2.6 mostra o circuito equivalente em coordenadas síncronas dq para um PMSM ideal.

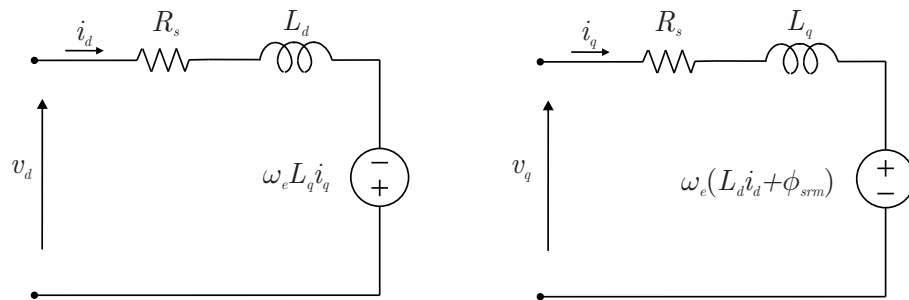


Figura 2.6 – Circuito equivalente dinâmico de um PMSM ideal.

2.2.5 Equação mecânica do movimento

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

$$P = v_d i_d + v_q i_q. \quad (2.36)$$

Substituindo (2.31) e (2.32) em (2.36),

$$P = R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) + ((L_d - L_q) i_d + \phi_{srm}) \omega_e i_q. \quad (2.37)$$

De (2.37) observa-se que a potência elétrica é composta por três termos distintos. O primeiro termo referente as perdas por efeito Joule nas resistências elétricas. O segundo termo referente a energia armazenada no campo magnético dos enrolamentos de eixo direto e em quadratura do estator e o terceiro relativo a potência mecânica desenvolvida no eixo do motor.

A relação entre a posição angular elétrica e a velocidade elétrica é dada por,

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (2.38)$$

a velocidade angular mecânica do rotor pode ser obtida pela relação,

$$\omega_e = N_p \omega_m \quad (2.39)$$

em que N_p é o número de pares de pólos do PMSM.

O conjugado eletromecânico é expresso por

$$T_e = N_p [(L_d - L_q) i_d + \phi_{srm}] i_q, \quad (2.40)$$

no qual o primeiro termo dentro dos colchetes representa o conjugado de relutância e o segundo o conjugado resultante da excitação do campo magnético. Para PMSM com pólos não salientes, o conjugado pode ser expresso por

$$T_e = N_p \phi_{srm} i_q, \quad (2.41)$$

exibindo uma relação linear entre o conjugado eletromecânico e a corrente de quadratura, similar a um motor de corrente contínua.

A equação mecânica de movimento que descreve o comportamento dinâmico do motor é:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} (T_e - T_c - B\omega_m) \quad (2.42)$$

em que J_m é o momento de inércia do rotor do motor, B é o coeficiente de atrito viscoso e T_c o torque de carga.

Substituindo (2.39) em (2.33) e (2.34) pode-se definir o modelo dinâmico das correntes no referencial dq para a utilização no controle,

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_d + N_p \frac{L_q}{L_d} \omega_m i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - N_p \frac{L_d}{L_q} \omega_m i_d - N_p \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_m + \frac{1}{L_q} v_q \end{aligned} \quad (2.43)$$

em diagrama de blocos, conforme a Figura 2.7,

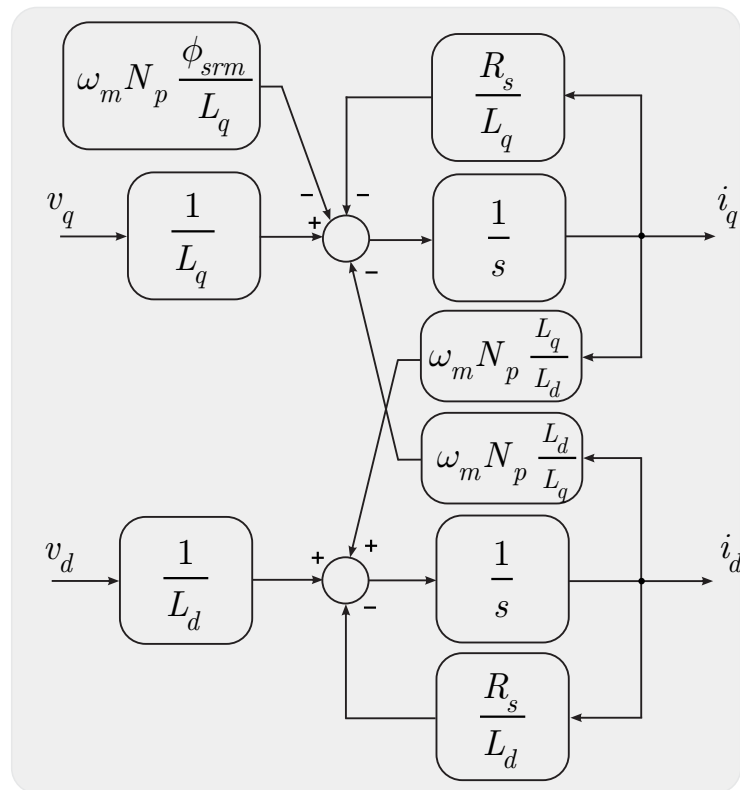


Figura 2.7 – Diagrama do blocos do PMSM no referencial síncrono.

Este modelo apresenta equações menos complexas que o modelo trifásico, pois elimina o acoplamento entre as indutâncias do estator e a variação temporal das indutâncias do estator e rotor. Ainda, é possível observar neste modelo que existe um acoplamento entre as correntes no referencial dq , de modo que a corrente do eixo em quadratura (i_q) é dependente da corrente no eixo direto (i_d), e vice-versa, e ainda ambas são dependentes da velocidade rotórica ω_m em rad/s .

2.3 Características de aplicação

Os sistemas de acionamento de motores síncronos de ímãs permanentes têm as seguintes vantagens com relação aos sistemas de acionamento do motor de indução:

1. A relação torque por inércia é menor nos PMSM do que nos motores de indução. Isto se deve ao fato de que o PMSM apresenta menor inércia do rotor que os MI que possuem a gaiola-de-esquilo. Por isso, PMSM apresentam uma resposta mais rápida que os MI para um mesmo torque eletromagnético;
2. Considerando a operação sob fluxo constante, o PMSM tem eficiência maior que o MI. As perdas no rotor do PMSM são desprezíveis em relação às perdas nos rotores

- do MI, que podem ser consideráveis, dependendo do escorregamento;
3. O MI necessita de uma fonte de corrente de magnetização para excitação, por outro lado, o PMSM já possui a excitação na forma dos ímãs do rotor;
 4. Para uma mesma potência de saída, o MI necessita retificadores e inversores de maior capacidade que aqueles utilizados para o PMSM;
 5. O PMSM é menor que o MI para a mesma potência. Portanto, a densidade de potência do PMSM é maior que a densidade do MI.

Por sua vez, os acionamentos de MI apresentam as seguintes vantagens com relação aos acionamento do PMSM:

1. A faixa de operação na condição de enfraquecimento do campo é maior e, nesta condição, apresentam maior facilidade para o controle;
2. Menores oscilações de torque (*cogging torque*) que os desenvolvidos no PMSM;
3. Menor custo de fabricação.

2.4 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentadas as formas construtivas do motor síncrono de ímãs permanentes, que podem configurar o motor em diferentes topologias. Os principais critérios para classificação dos motores foram delineados, quanto à força contra-eletromotriz, ao tipo de ímã e à alocação deste no rotor.

As equações que descrevem o comportamento dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes com força contra-eletromotriz senoidal (PMSM) no referencial síncrono foram desenvolvidas. Este modelo mostrou-se necessário, pois o modelo trifásico convencional não se mostra adequado para o uso em técnicas de controle avançado a serem utilizadas nesta dissertação. Verificou-se um termo de acoplamento entre as malhas dq do motor.

3 CONTROLE DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO CONTÍNUO

3.1 Considerações iniciais

O controle por modos deslizantes surgiu do controle descontínuo (“*bang - bang*”), como uma solução para o problema das oscilações inerentes a esse tipo de controle. De forma mais abrangente, o controle por modos deslizantes é uma solução para os sistemas de estrutura variável, pois força o movimento para algumas superfícies do espaço de estados do sistema, a partir do que são obtidas suas principais características como robustez relacionada as incertezas paramétricas e distúrbios externos (HUNG; GAO; HUNG, 1993; PERRUQUETTI, 2002).

O conceito SEV foi introduzido por volta dos anos 50, pelos pesquisadores da extinta União Soviética, S.V. Emel’yanov e A. I. Fedotova, os quais consideravam inicialmente sistemas lineares de segunda ordem com realimentação do erro da saída e de sua derivada, sendo que a entrada de controle poderia assumir um entre dois valores possíveis (HUNG; GAO; HUNG, 1993; PERRUQUETTI, 2002).

De 1962 a 1970, sistemas lineares de ordem superior, invariantes ou variantes no tempo começaram a ser analisados. Neste período, estudos foram realizados com relação a existência, convergência e estabilidade dos modos deslizantes. Também foram investigados os efeitos das perturbações externas e incertezas paramétricas e sistemas com variáveis de estado não-mensuráveis para os modos deslizantes (HUNG; GAO; HUNG, 1993). Foi somente a partir de 1970 que as teorias foram estendidas a uma grande variedade de sistemas, dentre os quais sistemas de acionamentos elétricos (HUNG; GAO; HUNG, 1993; GAO; HUNG, 1993; SABANOVIC; FRIDMAN; SPURGEON, 2004).

As principais vantagens das técnicas de controle por modos deslizantes estão na sua simplicidade de projeto, invariância com relação a características do processo e rejeição a distúrbios externos (UTKIN, 1977; SABANOVIC, 2011). Devido às características de proporcionar sistemas de controle muito robustos verifica-se que este vem sendo aplicado ao controle de robôs, controle de motores síncronos e de indução, controle de vôo de aeronaves, conversores estáticos, entre outros.

Neste capítulo são analisadas as técnicas de controle por modos deslizantes em tempo contínuo, abrangendo a técnica clássica e a utilizando em observadores de distúrbios para dinâmicas possivelmente desconhecidas da planta. A análise de estabilidade para o método proposto de controle é realizada com base em uma função Lyapunov. Além disso, resultados de simulação são apresentados para verificar o desempenho do método

proposto.

3.2 Aspectos gerais sobre o controle por modos deslizantes em tempo contínuo

Uma lei de controle por modos deslizantes pode ser projetada para sistemas dinâmicos governados por equações diferenciais ordinárias com entradas descontínuas, porém a entrada de controle deverá ser uma função chaveada com um dos estados do sistema, em que a frequência de chaveamento pode ser teoricamente infinita (UTKIN; GULDNER; SHI, 1999; VIEIRA, 2012). Com isso é possível forçar um sistema simples de primeira ordem a seguir determinada referência de acordo com a variável de estado $x(t)$, de forma que,

$$\frac{d}{dt}x(t) = f(x, t) + u(t) \quad (3.1)$$

em que $x \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de estado, $u \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de entrada ou controle.

O sistema dinâmico definido em (3.1), pode ser considerado como um sistema de estrutura variável segundo Utkin (1977), se a lei de controle ($u(t)$) for composta por uma função descontínua do erro de rastreamento, $e(t) = x^*(t) - x(t)$, em que $x^*(t)$ é a referência do estado, e definida segundo uma lógica de comutação, como,

$$u(t) = \begin{cases} u_0^+, & \text{se } e(t) > 0, \\ u_0^-, & \text{se } e(t) < 0. \end{cases} \quad (3.2)$$

A Figura 3.1 mostra dois tipos usuais de funções de comutação,

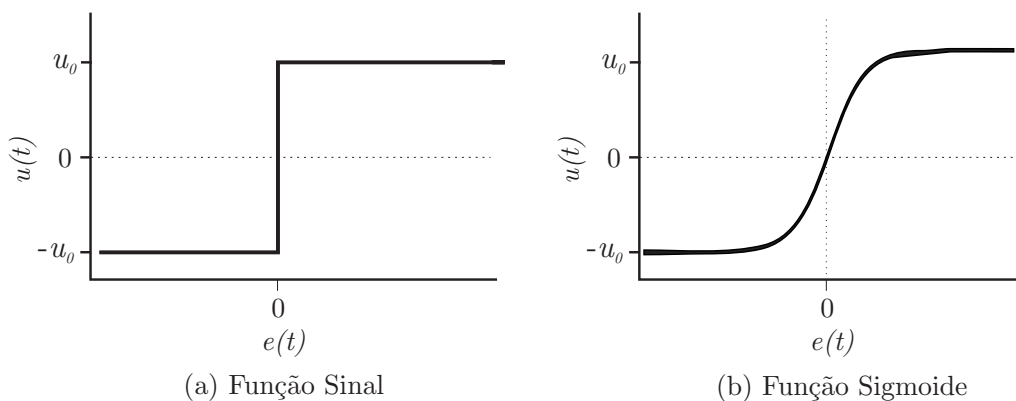


Figura 3.1 – Funções descontínuas (a) Sinal (b) Sigmoide.

Na Figura 3.1(a), tem-se a função sinal, definida por,

$$u(t) = \begin{cases} +u_0, & \text{se } e(t) > 0, \\ -u_0, & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

em que u_0 é o ganho de comutação. Ela representa o controle ideal, comutando instantaneamente em torno do erro $e(t) = 0$ e sendo invariante a incertezas paramétricas e a perturbações, ou seja, mantendo a propriedade de invariância.

A Figura 3.1(b) corresponde a uma função sigmoide, que pode ser definida por,

$$u(t) = u_0 \left[\frac{2}{1 + e^{-ae(t)}} - 1 \right] \quad (3.4)$$

em que $a > 0$ é diretamente proporcional a inclinação da curva. Note que a função sigmoide comporta-se como um sistema de primeira ordem, ou seja, fora da camada limite o comportamento é idêntico a função sinal e dentro desta camada ela atua como uma função de controle linear em que as trajetórias dos estados podem ser conduzidos para a camada limite, mas podem abster-se de seguir o erro $e(t) = 0$.

O erro de rastreamento ($e(t)$) e a sua dinâmica ($\frac{de(t)}{dt}$) apresentarão sinais diferentes desde que $u_0 > f_0 + \left| \frac{dx^*(t)}{dt} \right|$, de modo que,

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{dx^*(t)}{dt} - f(x) - u_0 \text{sign}(e(t)), \quad (3.5)$$

o que significa que o erro de rastreamento deve diminuir em uma razão de tempo limitado (VIEIRA, 2012).

A existência de uma superfície de deslizamento é um dos problemas associados a análise desses sistemas. Na literatura, verifica-se que em sistemas por modos deslizantes contínuos no tempo a existência de uma superfície de deslizamento em um hiperplano $s_n(x)$ é garantida se a derivada da função $s_n(x)$ possuir sinal oposto ao da própria função, ou seja,

$$s_n(x) \dot{s}_n(x) < 0. \quad (3.6)$$

Ainda, segundo a literatura, a condição global definida em (3.6) pode ser substituída por condições locais como apresentado em (UTKIN, 1992),

$$\begin{aligned} \lim_{s_n \rightarrow 0^+} \dot{s}_n(x) &< 0; \\ \lim_{s_n \rightarrow 0^-} \dot{s}_n(x) &> 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Baseado nos critérios (3.6) e (3.7) serão desenvolvidas as condições para existência de uma superfície por modos deslizantes para a técnica de controle apresentada neste capítulo.

3.3 Controlador por modos deslizantes

A técnica de controle por modos deslizantes é bem estabelecida na literatura e tem sido amplamente aplicada ao controle do movimento dos motores CA (GLUMINEAU et

al., 1993). Geralmente os sistemas que representam os motores são descritos por equações dinâmicas não-lineares da forma,

$$\begin{aligned}\frac{dx_n(t)}{dt} &= A_n x_n(t) + B_n u_n(t) + G_n d_n(t) \\ y_n(t) &= C_n x_n(t)\end{aligned}\quad (3.8)$$

em que x_n é o vetor estados, u_n é o vetor de entradas ou controle, y_n é o vetor de saídas a serem controladas e A , B , G e C são os parâmetros, d_n é o vetor contendo os termos dependentes de outros estados.

Como é usual nestes controladores, o projeto divide-se em duas etapas:

- 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.

3.3.1 Projeto do controlador por modos deslizantes aplicado ao PMSM

O modelo do motor síncrono de ímãs permanentes é apresentado no Capítulo 2. Nesta seção serão apresentadas novamente as equações dinâmicas das correntes estatóricas para facilitar o entendimento do controlador por modos deslizantes desenvolvido.

Seja a dinâmica das correntes definidas por,

$$\frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + N_p \frac{L_q}{L_d} \omega_m(t) i_q(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \quad (3.9)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) - N_p \frac{L_d}{L_q} \omega_m(t) i_d(t) - N_p \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_m(t) + \frac{1}{L_q} v_q(t). \quad (3.10)$$

Uma superfície de deslizamento pode ser projetada da forma,

$$s_d(t) = i_d(t) - i_d^*(t) \quad (3.11)$$

$$s_q(t) = i_q(t) - i_q^*(t) \quad (3.12)$$

em que $s_d(t)$ e $s_q(t)$ são as superfícies de deslizamento dos eixos direto e em quadratura e $i_d^*(t)$ e $i_q^*(t)$ as referências de correntes estatóricas do eixo direto e do eixo em quadratura a serem rastreadas, respectivamente.

As dinâmicas das superfícies são dadas por,

$$\frac{ds_d(t)}{dt} = \frac{di_d(t)}{dt} - \frac{di_d^*(t)}{dt} \quad (3.13)$$

$$\frac{ds_q(t)}{dt} = \frac{di_q(t)}{dt} - \frac{di_q^*(t)}{dt}. \quad (3.14)$$

Através da substituição das equações descritas em (3.9) e (3.10),

$$\frac{ds_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d(t) + N_p\frac{L_q}{L_d}\omega_m(t)i_q(t) + \frac{1}{L_d}v_d(t) - \frac{di_d^*(t)}{dt} \quad (3.15)$$

$$\frac{ds_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q(t) - N_p\frac{L_d}{L_q}\omega_m(t)i_d(t) - N_p\frac{\phi_{srm}}{L_q}\omega_m(t) + \frac{1}{L_q}v_q(t) - \frac{di_q^*(t)}{dt} \quad (3.16)$$

As leis de controle podem ser definidas através da utilização do método do controle equivalente (PERRUQUETTI, 2002). Este método é utilizado para determinar o movimento do sistema restrito à superfície de deslizamento $s_n(t) = 0$. Ou seja, supondo que em um tempo t_0 , a trajetória de estados da planta intercepta a superfície de deslizamento e um modo deslizante existe para $t \geq t_0$. A existência de um modo deslizante ideal implica que $\frac{ds_n(t)}{dt} = 0$ e $s_n(t) = 0$ para todo $t \geq t_0$. Assim, as leis de controle por modos deslizantes que forçam as correntes estatóricas para suas referências podem ser definidas como,

$$v_d(t) = -L_d \left(-\frac{R_s}{L_d}i_d(t) + N_p\frac{L_q}{L_d}\omega_m(t)i_q(t) - \frac{di_d^*(t)}{dt} + k_0\text{sign}(s_d(t)) \right) \quad (3.17)$$

$$v_q(t) = -L_q \left(-\frac{R_s}{L_q}i_q(t) - N_p\frac{L_d}{L_q}\omega_m(t)i_d(t) - N_p\frac{\phi_{srm}}{L_q}\omega_m(t) - \frac{di_q^*(t)}{dt} + k_0\text{sign}(s_q(t)) \right). \quad (3.18)$$

3.3.2 Análise da estabilidade do controlador de corrente

Seja uma candidata a função Lyapunov, dada por,

$$V = \frac{1}{2} (s_d^2(t) + s_q^2(t)) \quad (3.19)$$

cuja derivada no tempo pode ser escrita na forma,

$$\dot{V} = s_d(t)\dot{s}_d(t) + s_q(t)\dot{s}_q(t). \quad (3.20)$$

Substituindo (3.15) e (3.16) em (3.20),

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s_d(t) \left(-\frac{R_s}{L_d}i_d(t) + N_p\frac{L_q}{L_d}\omega_m(t)i_q(t) + \frac{1}{L_d}v_d(t) - \frac{di_d^*(t)}{dt} \right) + \\ & + s_q(t) \left(-\frac{R_s}{L_q}i_q(t) - N_p\frac{L_d}{L_q}\omega_m(t)i_d(t) - N_p\frac{\phi_{srm}}{L_q}\omega_m(t) + \frac{1}{L_q}v_q(t) - \frac{di_q^*(t)}{dt} \right). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Ainda, substituindo as leis de controle dadas por (3.17) e (3.18) em (3.21), resulta

$$\dot{V} = -k_0 |s_d(t) + s_q(t)|. \quad (3.22)$$

A partir de (3.22) pode-se concluir que se k_0 é um valor positivo, então $V\dot{V} < 0$, e uma superfície por modos deslizantes irá ocorrer nas superfícies $s_d(t) = 0$ e $s_q(t) = 0$. Consequentemente, as correntes estatóricas medidas $i_d(t)$ e $i_q(t)$ convergem para as referências $i_d^*(t)$ e $i_q^*(t)$, respectivamente.

Embora o controle por modos deslizantes atue de forma robusta na presença de distúrbios e incertezas, a lei de controle aplicada ao controlador tradicional apresenta somente os distúrbios já conhecidos da planta (LI et al., 2014). O PMSM possui características não-lineares e um problema de acoplamento que pode afetar o desempenho do acionamento. Além disso, as variações paramétricas, os efeitos das dinâmicas não modeladas e das distorções na distribuição do fluxo estatórico, bem como os erros de medição de corrente contribuem ainda mais para deteriorar o desempenho do controlador por modos deslizantes aplicado a esse sistema (BERNARDES et al., 2012).

Um caminho para contornar esses problemas que aparecem no controle do PMSM é desenvolver métodos de controle que mitiguem os efeitos dessas perturbações. Na próxima seção deste capítulo será proposto um controlador de corrente por modos deslizantes com um observador de distúrbio que age como uma ação *feedforward*. A estabilidade deste controlador é demonstrada pelo método direto de Lyapunov. Além disso, esta nova técnica não faz necessário o uso da velocidade mecânica para o desenvolvimento da lei de controle.

3.4 Controlador por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio

O Controlador de Corrente por Modos Deslizantes com Observador de Distúrbio (CMDOD) é proposto para o PMSM primeiramente com o intuito de reduzir o acoplamento existente entre as correntes do eixo direto e do eixo em quadratura, tal acoplamento pode ser visto nas equações das dinâmicas das correntes definidas no Capítulo 2 e recapituladas neste, por meio das equações (3.9) e (3.10).

Outras questões importantes para a utilização desta técnica são o conhecimento da planta, com a aplicação do observador de distúrbios alguns termos da planta do PMSM são substituídos pelo observador de distúrbio, o que facilita se esta não é conhecida. Além disso, com o observador de distúrbio aplicado a planta do PMSM não é necessária a informação da velocidade para a definição da lei de controle. Os distúrbios não modelados, as variações paramétricas, a força de atrito, e os distúrbios de carga serão todos incluídos na lei de controle através do distúrbio observado.

Aqui, serão definidos como distúrbios das correntes do sistema i_d e i_q os termos presentes no equacionamento dessas correntes dependentes da velocidade rotórica, do fluxo

magnético do ímã, da corrente do outro eixo, tais como,

$$d_d(t) = N_p \frac{L_q}{L_d} \omega_m(t) i_q(t) + \zeta_d(t) \quad (3.23)$$

$$d_q(t) = -N_p \frac{L_d}{L_q} \omega_m(t) i_d(t) - N_p \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_m m(t) + \zeta_q(t) \quad (3.24)$$

em que ζ_d e ζ_q representam as não-idealidades, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas que podem afetar o comportamento da dinâmica das correntes da planta i_d e i_q , respectivamente.

Pode-se reescrever as dinâmicas das equações dadas em (3.9) e (3.10), como,

$$\frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d(t) + d_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \quad (3.25)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q(t) + d_q(t) + \frac{1}{L_q} v_q(t). \quad (3.26)$$

Assim, nesta seção será proposto o observador de distúrbio para (3.23) e (3.24) definido por,

$$\begin{cases} \dot{p}_n(t) = -l_1 G_n p_n(t) - l_1 (A_n x_n(t) + B_n u_n(t) - l_2 G_n \tilde{x}_n(t) + l_1 G_n x_n(t)) \\ \quad - l_2^2 \tilde{x}_n(t) - G_n \tilde{x}_n(t) \\ \hat{d}_n(t) = p_n(t) + l_1 x_n(t) - l_2 \tilde{x}_n(t) \\ \hat{x}_n(t) = -A_n x_n(t) + B_n u_n(t) + G_n \hat{d}_n(t) - l_2 \tilde{x}_n(t) \end{cases} \quad (3.27)$$

na qual p_n é uma equação auxiliar do observador de distúrbio, \hat{d}_n é o distúrbio observado da planta, \hat{x}_n é o estimador de estado da planta, l_1 e $l_2 \in \mathfrak{R}^+$. Aqui, sem perda de generalidade, assume-se que a derivada de uma variável, por exemplo $\frac{dx(t)}{dt}$, será substituída por $\dot{x}(t)$ e que todas as variáveis são funções do tempo, com isto o termo (t) pode ser suprimido.

3.4.1 Projeto da controlador de corrente por modos deslizantes com observador de distúrbio aplicado ao PMSM

Seja o observador de distúrbio dado em (3.27) aplicado ao PMSM definido por,

$$\begin{cases} \dot{p}_d = -l_1 p_d - l_1 \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d - l_2 \tilde{i}_d + l_1 i_d \right) - l_2^2 \tilde{i}_d - \tilde{i}_d \\ \hat{d}_d = p_d + l_1 i_d - l_2 \tilde{i}_d \\ \dot{\hat{i}}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d + \hat{d}_d - l_2 \tilde{i}_d \end{cases} \quad (3.28)$$

e

$$\begin{cases} \dot{p}_q = -l_1 p_q - l_1 \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q - l_2 \tilde{i}_q + l_1 i_q \right) - l_2^2 \tilde{i}_q - \tilde{i}_q \\ \hat{d}_q = p_q + l_1 i_q - l_2 \tilde{i}_q \\ \hat{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q + \hat{d}_q - l_2 \tilde{i}_q. \end{cases} \quad (3.29)$$

Adotando as superfícies apresentadas em (3.11) e (3.12) as leis de controle equivalente para o novo controlador proposto a partir da substituição do distúrbio real pelo observado, serão,

$$v_d = -L_d \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d + \hat{d}_d - \dot{i}_d^* + k_0 \text{sign}(s_d) \right) \quad (3.30)$$

$$v_q = -L_q \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + \hat{d}_q - \dot{i}_q^* + k_0 \text{sign}(s_q) \right). \quad (3.31)$$

3.4.2 Análise de estabilidade do observador de distúrbio

Considere os erros das correntes definidos por,

$$\tilde{i}_d \triangleq \hat{i}_d - i_d \quad (3.32)$$

$$\tilde{i}_q \triangleq \hat{i}_q - i_q \quad (3.33)$$

e os erros de observação dos distúrbios definidos por,

$$\tilde{d}_d \triangleq \hat{d}_d - d_d \quad (3.34)$$

$$\tilde{d}_q \triangleq \hat{d}_q - d_q. \quad (3.35)$$

As dinâmicas dos erros das correntes definem-se como,

$$\dot{\tilde{i}}_d = \hat{\dot{i}}_d - \dot{i}_d \quad (3.36)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = \hat{\dot{i}}_q - \dot{i}_q. \quad (3.37)$$

A partir da substituição de (3.25) e (3.28) em (3.36) e (3.26) e (3.29) em (3.37), encontra-se:

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d + \hat{d}_d - l_2 \tilde{i}_d + \frac{R_s}{L_d} i_d - d_d - \frac{1}{L_d} v_d \quad (3.38)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q + \hat{d}_q - l_2 \tilde{i}_q + \frac{R_s}{L_q} i_q - d_q - \frac{1}{L_q} v_q \quad (3.39)$$

desenvolvendo (3.38) e (3.39) obtém-se as dinâmicas dos erros como sendo,

$$\dot{\tilde{i}}_d = -l_2 \tilde{i}_d - \tilde{d}_d \quad (3.40)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -l_2 \tilde{i}_q - \tilde{d}_q. \quad (3.41)$$

As dinâmicas dos erros de distúrbio são dadas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{\hat{d}}_d - \dot{d}_d \quad (3.42)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{\hat{d}}_q - \dot{d}_q. \quad (3.43)$$

A partir da substituição de (3.28) em (3.42) e (3.29) em (3.43), obtém-se,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{p}_d + l_1 \dot{i}_d - l_2 \dot{\tilde{i}}_d - \dot{d}_d \quad (3.44)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{p}_q + l_1 \dot{i}_q - l_2 \dot{\tilde{i}}_q - \dot{d}_q. \quad (3.45)$$

Hipótese H1: As derivadas dos distúrbios do sistema, d_d e d_q , são limitadas e satisfazem $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}_d(t) = 0$ e $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}_q(t) = 0$, respectivamente.

Desenvolvendo (3.44) e (3.45) a partir das substituições necessárias e adotando a Hipótese *H1*, obtém-se as dinâmicas do erros das correntes definidas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = -(l_1 + l_2) \tilde{d}_d - \tilde{i}_d \quad (3.46)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = -(l_1 + l_2) \tilde{d}_q - \tilde{i}_q. \quad (3.47)$$

Seja uma candidata a função Lyapunov, definida como,

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 + \tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2 \right) \quad (3.48)$$

cuja derivada no tempo pode ser escrita na forma,

$$\dot{V} = \tilde{i}_d \dot{\tilde{i}}_d + \tilde{i}_q \dot{\tilde{i}}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (3.49)$$

Substituindo (3.40), (3.41), (3.46), (3.47) em (3.49),

$$\dot{V} = \tilde{i}_d \left(-l_2 \tilde{i}_d - \tilde{d}_d \right) + \tilde{i}_q \left(-l_2 \tilde{i}_q - \tilde{d}_q \right) + \tilde{d}_d \left(-(l_1 + l_2) \tilde{d}_d - \tilde{i}_d \right) + \tilde{d}_q \left(-(l_1 + l_2) \tilde{d}_q - \tilde{i}_q \right). \quad (3.50)$$

Realizando as manipulações matemáticas necessárias, resulta que,

$$\dot{V} = -l_2 \left(\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 \right) - (l_1 + l_2) \left(\tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2 \right). \quad (3.51)$$

A partir de (3.51) pode-se concluir que se l_1 e l_2 forem positivas, então $V\dot{V} \leq 0$,

e os erros de corrente e distúrbio ($\dot{\hat{i}}_d, \dot{\hat{i}}_q, \dot{\hat{d}}_d$ e $\dot{\hat{d}}_q$) tendem a zero. Conseqüentemente, estimativas de correntes \hat{i}_d e \hat{i}_q convergem para os valores medidos i_d e i_q , da mesma forma que os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q convergem para os distúrbios reais d_d e d_q .

3.4.3 Análise de estabilidade do controlador de corrente com observador de distúrbio

Adotando as superfícies apresentadas em (3.11) e (3.12), pode-se definir as dinâmicas das superfícies como sendo,

$$\dot{s}_d = \dot{i}_d - \dot{i}_d^* \quad (3.52)$$

$$\dot{s}_q = \dot{i}_q - \dot{i}_q^*. \quad (3.53)$$

Substituindo (3.25) e (3.30) em (3.52) e ainda (3.26) e (3.31) em (3.53),

$$\dot{s}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + d_d + \frac{1}{L_d} \left(-L_d \left(-\frac{R_s}{L_d}i_d + \hat{d}_d - \dot{i}_d^* + k_0 \text{sign}(s_d) \right) \right) - \dot{i}_d^* \quad (3.54)$$

$$\dot{s}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q + d_q + \frac{1}{L_q} \left(-L_q \left(-\frac{R_s}{L_q}i_q + \hat{d}_q - \dot{i}_q^* + k_0 \text{sign}(s_q) \right) \right) - \dot{i}_q^*. \quad (3.55)$$

Desenvolvendo as equações (3.54) e (3.55), obtém-se as dinâmicas das superfícies como sendo,

$$\dot{s}_d = -\tilde{d}_d - k_0 \text{sign}(s_d) \quad (3.56)$$

$$\dot{s}_q = -\tilde{d}_q - k_0 \text{sign}(s_q). \quad (3.57)$$

Definindo-se uma candidata a função Lyapunov como,

$$V = \frac{1}{2} \left(\dot{s}_d^2 + \dot{s}_q^2 + \tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2 \right) \quad (3.58)$$

sua derivada será dada por,

$$\dot{V} = s_d \dot{s}_d + s_q \dot{s}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (3.59)$$

Substituindo (3.30), (3.31), (3.48), (3.49) em (3.57), encontra-se,

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s_d \left(-\tilde{d}_d - k_0 \text{sign}(s_d) \right) + s_q \left(-\tilde{d}_q - k_0 \text{sign}(s_q) \right) + \\ & + \tilde{d}_d \left(-(l_1 + l_2) \tilde{d}_d - \tilde{i}_d \right) + \tilde{d}_q \left(-(l_1 + l_2) \tilde{d}_q - \tilde{i}_q \right) \end{aligned} \quad (3.60)$$

e desenvolvendo as manipulações necessárias, encontra-se que a derivada a função Lyapunov (3.58) é dada por,

$$\dot{V} = -k_0 (|s_d| + |s_q|) - (l_1 + l_2) \left(\tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2 \right) - \left(\tilde{i}_d + s_d \right) \tilde{d}_d - \left(\tilde{i}_q + s_q \right) \tilde{d}_q. \quad (3.61)$$

A partir de (3.61) pode-se concluir que se k_0 , l_1 e l_2 forem definidos positivos, então $\dot{V} \leq 0$, e uma superfície por modos deslizantes irá ocorrer nas superfícies de $s_d = 0$ e

$s_q = 0$. Consequentemente, os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q irão convergir para os seus valores reais d_d e d_q , uma vez que seus erros \tilde{d}_d e \tilde{d}_q irão tender a zero.

3.5 Resultados de simulação

Resultados de simulação são apresentados com o objetivo de ilustrar o desempenho do controlador proposto e desenvolvido neste capítulo. O *software* MATLAB/*Simulink*[®] foi escolhido por apresentar uma plataforma completa de funções apropriadas ao uso de sistemas de controle. O sistema de controle de corrente simulado para o motor síncrono de ímãs permanentes é apresentado na Figura 3.2. Os parâmetros elétricos e mecânicos do motor síncrono de ímãs permanentes são apresentados na Tabela 3.1. O algoritmo proposto do controle de correntes estatóricas apresentado na seção 3.4 (equações (3.28), (3.29), (3.30) e (3.31)) é simulado conforme o diagrama de blocos dado na Figura 3.3.

Tabela 3.1 – Parâmetros elétricos e mecânicos do PMSM simulado

R_s	0,5 Ω
L_d	20,1 mH
L_q	40,9 mH
J	0,03877 kgm ²
B	0,0194 Nm/s
ϕ_{srm}	0,5126 V/rad/s

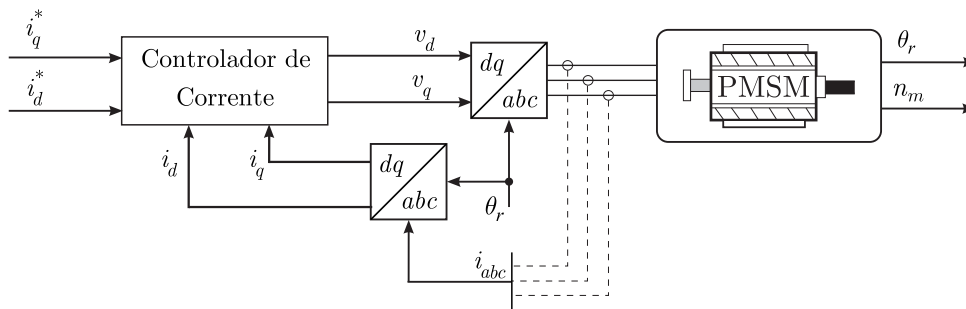


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do controle de corrente

O primeiro resultado de simulação, Figura 3.4, apresenta os resultados obtidos para o controle de corrente utilizando o controlador PI. Os resultados apresentados na Figura 3.4 são a corrente do eixo direto, corrente medida (i_d) e sua referência proposta (i_d^*), a corrente do eixo em quadratura, corrente medida (i_q) e a referência (i_q^*) e a velocidade rotórica n_m em RPM.

A partir da análise desses resultados é possível observar um acoplamento entre as correntes, uma vez que a corrente do eixo direto (i_d) deixa de seguir sua referência (i_d^*), quando um degrau de corrente é dado na referência de corrente do eixo em quadratura

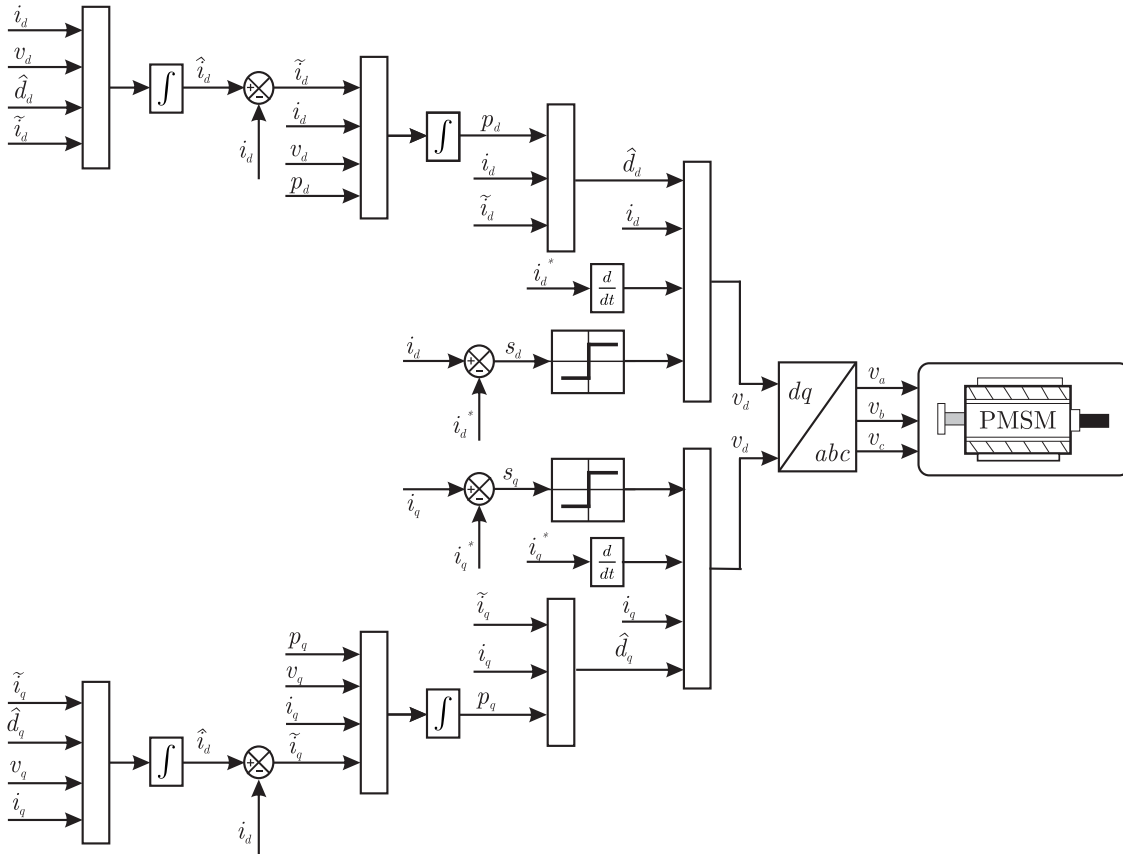


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controle de corrente proposto

(i_q^*). A variação da corrente i_d é mais acentuada no degrau positivo da corrente i_q , no qual a velocidade rotórica n_m apresenta seu maior valor para esta simulação.

A segunda simulação tem como objetivo verificar o desempenho do controlador de corrente por modos deslizantes com observador de distúrbio o qual foi apresentado na seção 3.4. O sistema simulado é análogo ao apresentado na Figura 3.3. As Figuras 3.5 e 3.6 apresentam os resultados de simulação obtidos para este controlador.

A Figura 3.5 apresenta a corrente do eixo direto (i_d) e a referência imposta (i_d^*), a corrente do eixo em quadratura (i_q) e sua referência (i_q^*) e a velocidade rotórica n_m em RPM. A partir do resultado de simulação da Figura 3.5 é possível observar que com a utilização do observador de distúrbio associado com o controle de corrente por modos deslizantes, o acoplamento entre as correntes i_d e i_q foi minimizado, mesmo em velocidade mais elevada, como era possível observar através dos gráficos da Figura 3.4.

A Figura 3.6 apresenta os resultados referentes as correntes observadas \hat{i}_d e \hat{i}_q e as correntes medidas i_d e i_q bem como os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q e os distúrbios calculados através do modelo do motor d_d e d_q . Observa-se o bom desempenho dos observadores de distúrbio que convergem para os valores calculados, a comparação entre as correntes observadas e as medidas mostra que \hat{i}_d e \hat{i}_q convergem para seus respectivos valores medidos i_d e i_q .

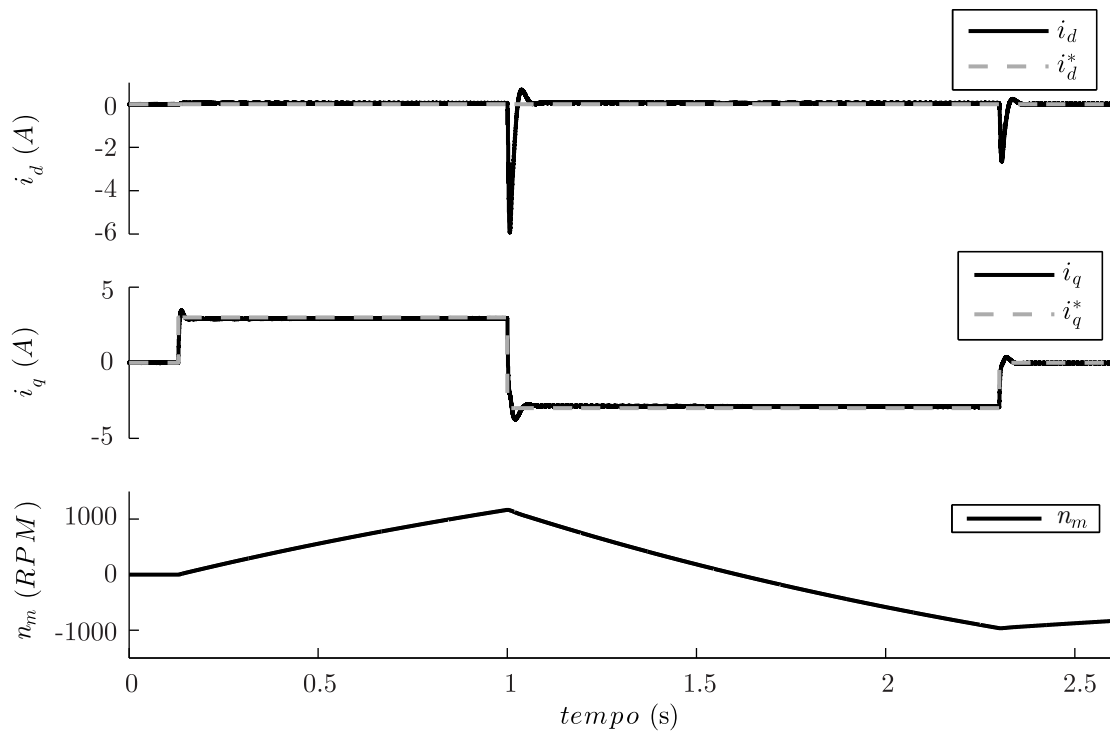


Figura 3.4 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador PI. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).

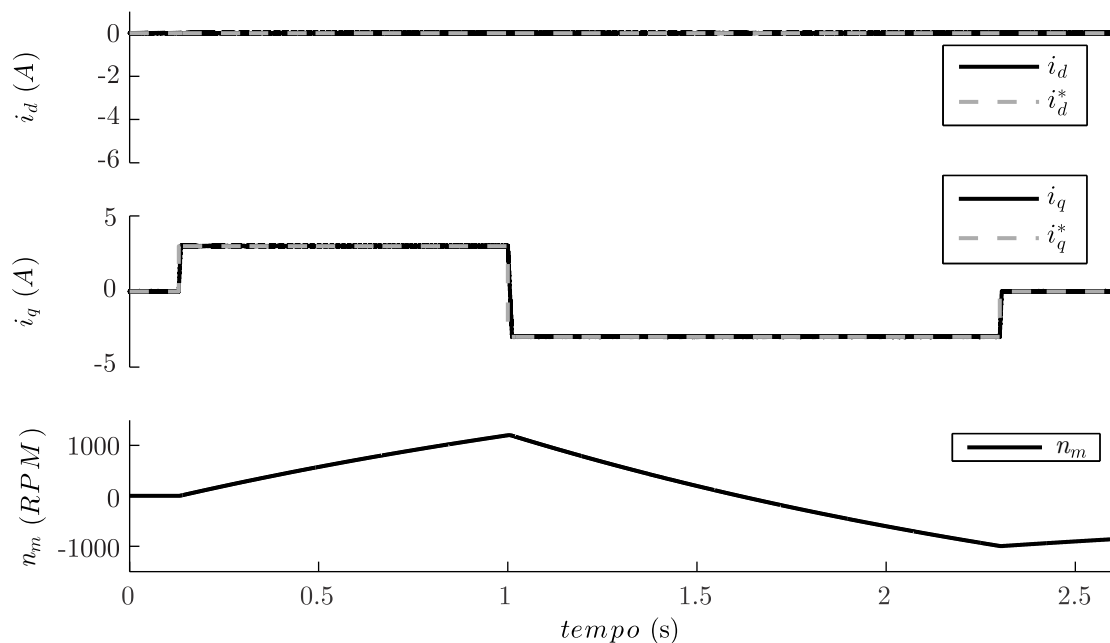


Figura 3.5 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).

3.6 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas considerações teóricas sobre o controlador por modos deslizantes em tempo contínuo. O controle por modos deslizantes foi aplicado

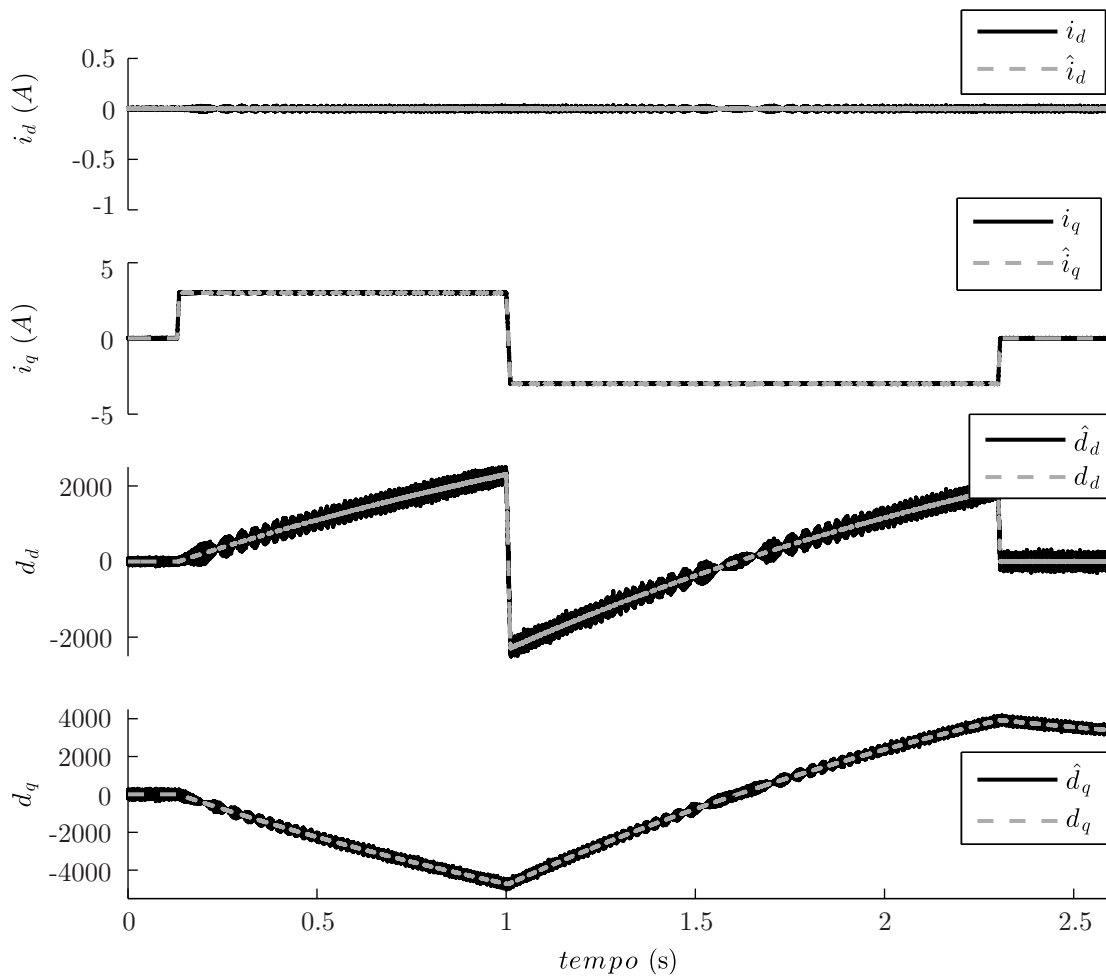


Figura 3.6 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes observadas (\hat{i}_d e \hat{i}_q), distúrbios observados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) e distúrbios calculados (d_d e d_q).

ao motor síncrono de ímãs permanentes e sua estabilidade foi comprovada por meio de critérios de estabilidade de Lyapunov.

Para um melhor desempenho do controle do motor síncrono de ímãs permanentes foi proposto um controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio. As provas de estabilidade por meio dos critérios de Lyapunov foram apresentadas para o controlador e para o observador. Esta estratégia de controle se mostrou vantajosa devido ao PMSM não apresentar um modelo linear, necessitar do conhecimento da velocidade rotórica para seu controle e ainda pelo desacoplamento que existe entre as correntes dos eixos direto e do eixo em quadratura quando o controle proposto é utilizado.

O algoritmo proposto na seção 3.4 foi simulado utilizando o *software* MATLAB *Simulink*®. Para tal simulação, foram adotados os parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes utilizado na bancada experimental. O método proposto neste capítulo assume algoritmos em tempo contínuo, porém, grande parte das aplicações de engenharia

faz uso de microcontroladores e DSP's. Entretanto, as provas de estabilidade desenvolvidas no tempo contínuo não podem ser estendidas diretamente a sistemas em tempo discreto, onde o período de amostragem causa *chattering*, ondulação devido ao chaveamento ser realizado em períodos de tempo constante. Com isso, o intuito desse capítulo foi de apresentar o desenvolvimento do controle por modos deslizantes e do observador de distúrbio em tempo contínuo, sendo assim possível comparar o mesmo com observadores desenvolvidos em tempo discreto, que serão apresentados no próximo capítulo.

4 CONTROLE DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO

4.1 Considerações iniciais

Quando a técnica de controle por modos deslizantes é empregada em tempo contínuo a função de chaveamento pode ser desenvolvida a partir de elementos analógicos que alternam seu sinal conforme a trajetória dos estados e assim atravessam o hiperplano de chaveamento. Porém, quando a técnica é implementada em tempo discreto, os elementos analógicos são substituídos por elementos computacionais que alternam seu estado em períodos fixos e conhecidos de tempo. Pela aplicação da lei de controle em períodos constantes, intervalos discretos, a superfície de deslizamento inevitavelmente será não ideal. A superfície em tempo discreto é chamada na literatura como *Quasi-Sliding-Mode* (QSM) ou *Discrete-Time Sliding Mode* (DSM). Neste trabalho ela será denominada de superfície por modos deslizantes discreta. (SARPTURK; ISTEFPANOPULOS; KAYNAK, 1987).

O controle de sistemas por modos deslizantes em tempo discreto é importante, devido ao desenvolvimento de processadores de alto desempenho que possibilitam a aplicação de técnicas projetadas em tempo discreto de forma rápida e simples. Muitos trabalhos vêm apresentando contribuições relevantes para essa técnica em tempo discreto, o grande foco dos trabalhos é relacionado as condições de alcance. Essas condições dividem-se em dois grupos: as condições de desigualdades (DOTE; HOFT, 1980; SARPTURK; ISTEFPANOPULOS; KAYNAK, 1987; FURUTA, 1990) e as condições com igualdades (GAO; WANG; HOMAIFA, 1995; BARTOSZEWICZ, 1998; NIU; HO; WANG, 2010).

Neste capítulo serão apresentadas as condições e hipóteses da existência de uma superfície de deslizamento em tempo discreto, bem como serão analisadas duas estratégias de controle por modos deslizantes com observador de distúrbio.

A primeira estratégia utiliza a discretização pelo método de Euler do método de controle proposto no Capítulo 3, e será referenciado no decorrer do capítulo como controle por modos deslizantes com observador de distúrbio discretizado. A segunda estratégia apresentada adotará a condição de alcance proposta por Gao, Wang e Homaifa (1995), um atraso de transporte característico da implementação digital incluído na planta do motor, uma superfície por modos deslizantes discreta e ainda um observador de distúrbio discreto para a criação da lei de controle. Essa estratégia será referenciada no decorrer do capítulo como controle por modos deslizantes com observador de distúrbio em tempo discreto proposto.

4.2 Aspectos Gerais sobre o Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto

Para a existência de uma superfície por modos deslizantes em tempo contínuo, foram apresentadas no Capítulo 3 algumas condições de existência que o hiperplano de deslizamento deveria atender para que a superfície existisse. A condição global em tempo contínuo é dado por,

$$s_n(x) \dot{s}_n(x) < 0 \quad (4.1)$$

e ainda a condição global apresentada em (4.1) pode ser substituída por condições locais para existência de um hiperplano $s_n(x)$ da forma como apresentada em (UTKIN, 1992),

$$\begin{aligned} \lim_{s_i \rightarrow 0^+} \dot{s}_n(x) &< 0 \\ \lim_{s_i \rightarrow 0^-} \dot{s}_n(x) &> 0. \end{aligned} \quad (4.2)$$

As equações para a existência de um hiperplano de deslizamento dadas em (4.1) e (4.2) são válidas somente para abordagem em tempo contínuo, pois em sistemas discretos no tempo essas condições não garantem a convergência estável. É necessário adotar critérios distintos para as condições de alcance e de existência do modo deslizante (GAO; WANG; HOMAIFA, 1995).

Alguns trabalhos discutem as condições de alcance para o tempo discreto do controlador por modos deslizantes (DOTE; HOFT, 1980; MILOSAVLJEVIC, 1985; SARP-TURK; ISTEFAPOPULOS; KAYNAK, 1987; FURUTA, 1990; GAO; WANG; HOMAIFA, 1995; BARTOSZEWICZ, 1998; NIU; HO; WANG, 2010).

Em Dote e Hoft (1980) é considerada uma condição equivalente a no tempo contínuo,

$$\left[(s_{n(k+1)}) - (s_{n(k)}) \right] (s_{n(k)}) < 0 \quad (4.3)$$

porém, segundo Milosavljevic (1985) essa condição é necessária porém não é suficiente para o modo deslizante, onde é sugerido um conceito de modo quase-deslizante.

Em Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987) é apresentada a condição,

$$\left| s_{n(k+1)} \right| < \left| s_{n(k)} \right| \quad (4.4)$$

que pode ser expressa da forma equivalente,

$$\left[(s_{n(k+1)}) - (s_{n(k)}) \right] \text{sign} (s_{n(k)}) < 0 \quad (4.5)$$

$$\left[(s_{n(k+1)}) + (s_{n(k)}) \right] \text{sign} (s_{n(k)}) \geq 0. \quad (4.6)$$

A condição (4.5) é equivalente a (4.3) e representa a condição necessária para a existência de uma superfície por modos deslizantes em tempo discreto. A inequação (4.6) garante a convergência da trajetória dos estados (SARPTURK; ISTEфанOPULOS; KAYNAK, 1987).

Furuta (1990) considera a abordagem por Lyapunov em tempo discreto para a definição da condição de alcance, as equações são expressas por,

$$V_{(k+1)} - V_{(k)} < 0, \quad (4.7)$$

pode-se definir $V_{(k)}$ como,

$$V_{(k)} = \frac{1}{2} s_{n(k)}^2. \quad (4.8)$$

As condições acima estabelecem as condições para que ocorram o modo quase deslizante. Porém, Gao, Wang e Homaifa (1995) sugerem que as trajetórias dos estados desejados para um sistema por modo deslizante discreto devem possuir os seguintes atributos:

1. Partindo de qualquer condição inicial, as trajetórias movem-se monotonicamente em direção à superfície cuja função de deslizamento é nula e cruzam-na em tempo finito;
2. Após o primeiro cruzamento pela superfície, as trajetórias cruzam-na sucessivamente a cada período de amostragem, gerando um movimento de chaveamento em torno da superfície;
3. A amplitude do movimento de chaveamento em torno da superfície não aumenta e as trajetórias permanecem confinadas em uma região limitada e especificada.

Assim, Gao, Wang e Homaifa (1995) propõem a condição de alcance dada por,

$$s_{n(k+1)} - s_{n(k)} = -qT_s s_{n(k)} - \varepsilon \text{sign}(s_{n(k)}) \quad (4.9)$$

em que $1 - qT_s > 0$, $\varepsilon > 0$ e $q > 0$.

A condição apresentada em (4.9) considera o modo quase-deslizante, em que a função de chaveamento cruza a superfície de deslizamento a cada instante de amostragem, em um movimento de zigue-zague, no qual a amplitude é limitada.

4.3 Modelo dinâmico do PMSM em tempo discreto

As equações diferenciais das correntes de um motor síncrono de ímãs permanentes, inicialmente apresentadas em (3.9) e (3.10), podem ser discretizadas pelo método de Euler, e escritas da forma,

$$i_{d(k+1)} = i_{d(k)} + T_s \left(-\frac{R_s}{L_d} i_{d(k)} + N_p \frac{L_q}{L_d} \omega_{m(k)} i_{q(k)} + \frac{1}{L_d} v_{d(k)} \right) \quad (4.10)$$

$$i_{q(k+1)} = i_{q(k)} + T_s \left(-\frac{R_s}{L_q} i_{q(k)} + N_p \frac{L_d}{L_q} \omega_{m(k)} i_{d(k)} + N_p \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_{m(k)} + \frac{1}{L_q} v_{q(k)} \right) \quad (4.11)$$

em que T_s é o período de amostragem.

As equações (4.10) e (4.11) podem ser reescritas da forma,

$$x_{n(k+1)} = A_n x_{n(k)} + B_n u_{n(k)} + G_n d_{n(k)} \quad (4.12)$$

assim,

$$i_{d(k+1)} = \gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} v_{d(k)} + T_s d_{d(k)} \quad (4.13)$$

$$i_{q(k+1)} = \gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} v_{q(k)} + T_s d_{q(k)} \quad (4.14)$$

com γ_d e γ_q definidos como,

$$\gamma_d \triangleq \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d} \right),$$

$$\gamma_q \triangleq \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_q} \right).$$

É possível observar que os termos $d_{d(k)}$ e $d_{q(k)}$ são modelados como distúrbios, por esses termos dependerem da velocidade rotórica, da corrente do outro eixo e dos parâmetros do motor, além da variação paramétrica, distúrbios externos e outras perturbações que possam afetar o desempenho do sistema. Assim são definidos os distúrbios da planta que serão observados como,

$$d_{d(k)} = N_p \frac{L_q}{L_d} \omega_{m(k)} i_{q(k)} + \zeta_{d(k)} \quad (4.15)$$

$$d_{q(k)} = N_p \frac{L_d}{L_q} \omega_{m(k)} i_{d(k)} + N_p \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_{m(k)} + \zeta_{q(k)}. \quad (4.16)$$

4.4 Controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio

4.4.1 Projeto do controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio discretizado

Seja o observador de distúrbio proposto no Capítulo 3, dado pelo sistemas de equações (3.27), discretizando pelo método de Euler obtém-se,

$$\begin{cases} p_{n(k+1)} = p_{n(k)} - T_s \left(l_1 p_{n(k)} + l_1 \left(A_n x_{n(k)} + B_n u_{n(k)} + l_1 x_{n(k)} - l_2 \tilde{x}_{n(k)} \right) + \right. \\ \left. + l_2^2 \tilde{x}_{n(k)} - \tilde{x}_{n(k)} \right) \\ \hat{d}_{n(k)} = p_{n(k)} + l_1 x_{n(k)} - l_2 \tilde{x}_{n(k)} \\ \hat{x}_{n(k+1)} = \hat{x}_{n(k)} + T_s \left(A_n x_{n(k)} + B_n u_{n(k)} + G_n \hat{d}_{n(k)} - l_2 \tilde{x}_{n(k)} \right) \end{cases} \quad (4.17)$$

As dinâmicas das correntes estatóricas são dadas pelas equações (4.13) e (4.14) e os distúrbios a serem estimados dados por (4.15) e (4.16). Assim, propõe-se uma lei de controle por modos deslizantes com observador de distúrbio para o controle das correntes do motor síncrono de ímãs permanentes. A superfície de deslizamento pode ser definida por,

$$s_d(k) = i_d(k) - i_d^*(k) \quad (4.18)$$

$$s_q(k) = i_q(k) - i_q^*(k) \quad (4.19)$$

em que $i_d^*(k)$ e $i_q^*(k)$ são as referências de correntes a serem seguidas. De (4.18) e (4.19) obtém-se,

$$s_d(k+1) = i_d(k+1) - i_d^*(k+1) \quad (4.20)$$

$$s_q(k+1) = i_q(k+1) - i_q^*(k+1). \quad (4.21)$$

As variações das superfícies são dadas por,

$$\begin{aligned} \Delta s_d(k) &= s_d(k+1) - s_d(k) \\ \Delta s_d(k) &= \left(i_d(k+1) - i_d(k) \right) - \left(i_d^*(k+1) - i_d^*(k) \right) \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} \Delta s_q(k) &= s_q(k+1) - s_q(k) \\ \Delta s_q(k) &= \left(i_q(k+1) - i_q(k) \right) - \left(i_q^*(k+1) - i_q^*(k) \right). \end{aligned} \quad (4.23)$$

Através da substituição de (4.13) e (4.14) em (4.22) e (4.23), obtém-se,

$$\Delta s_d(k) = (1 - \gamma_d) i_d(k) + T_s \frac{1}{L_d} v_d(k) + T_s d_d(k) - i_d^*(k+1) + i_d^*(k) \quad (4.24)$$

$$\Delta s_q(k) = (1 - \gamma_q) i_q(k) + T_s \frac{1}{L_q} v_q(k) + T_s d_q(k) - i_q^*(k+1) + i_q^*(k). \quad (4.25)$$

Adotando que as variações das superfícies de deslizamento, $\Delta s_d(k)$ e $\Delta s_q(k)$, são definidas como funções de aproximação de zero e os distúrbios da planta, $d_d(k)$ e $d_q(k)$, substituídos pelos seus observadores $\hat{d}_d(k)$ e $\hat{d}_q(k)$, então,

$$v_d(k) = -\frac{L_d}{T_s} \left((1 - \gamma_d) i_d(k) + T_s d_d(k) - i_{d(k+1)}^* + i_{d(k)}^* + k_o \text{sign} \left(s_d(k) \right) \right) \quad (4.26)$$

$$v_q(k) = -\frac{L_q}{T_s} \left((1 - \gamma_q) i_q(k) + T_s d_q(k) - i_{q(k+1)}^* + i_{q(k)}^* + k_o \text{sign} \left(s_q(k) \right) \right). \quad (4.27)$$

As leis de controle obtidas em (4.26) e (4.27), segundo as estratégias de controle apresentadas na seção 4.2 deste trabalho, não garantem que em tempo discreto o sinal medido atravesse a superfície em cada período de amostragem, por essa razão uma lei de controle será proposta com inserção do atraso de implementação no modelo da planta e com a utilização da condição de alcance descrita em Gao, Wang e Homaifa (1995).

4.4.2 Projeto do controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio proposto em tempo discreto

Seja o observador de distúrbio proposto em tempo discreto definido como,

$$\begin{cases} p_{n(k+1)} = p_{n(k)} - T_s \left(l_1 p_{n(k)} + l_1 \left(A_n x_{n(k)} + B_n u_{n(k)} + l_1 x_{n(k)} - l_2 \tilde{x}_{n(k)} \right) + l_2^2 \tilde{x}_{n(k)} \right) \\ \hat{d}_{n(k)} = p_{n(k)} + l_1 x_{n(k)} - l_2 \tilde{x}_{n(k)} \\ \hat{x}_{n(k+1)} = \hat{x}_{n(k)} + T_s \left(A_n x_{n(k)} + B_n u_{n(k)} + G_n \hat{d}_{n(k)} - l_2 \tilde{x}_{n(k)} \right) \end{cases} \quad (4.28)$$

em que, $p_{n(k)}$ é um estado do observador, $\hat{d}_{n(k)}$ é o distúrbio observado, $\hat{x}_{n(k)}$ é o observador de estado, $\tilde{x}_{n(k)}$ é o erro de estimação do estado, l_1 e l_2 são ganhos positivos.

Assim, aplicando o sistema do observador de distúrbio (4.28) ao modelo da planta do motor síncrono de ímãs permanentes tem-se,

$$\begin{cases} p_{d(k+1)} = p_{d(k)} - T_s \left(l_1 p_{d(k)} + l_1 \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d(k) + \frac{1}{L_d} v_d(k) + l_1 i_d(k) - l_2 \tilde{i}_d(k) \right) + l_2^2 \tilde{i}_d(k) \right) \\ \hat{d}_d(k) = p_{d(k)} + l_1 i_d(k) - l_2 \tilde{i}_d(k) \\ \hat{i}_{d(k+1)} = \hat{i}_d(k) + T_s \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d(k) + \frac{1}{L_d} v_d(k) + \hat{d}_d(k) - l_2 \tilde{i}_d(k) \right) \end{cases} \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} p_{q(k+1)} = p_{q(k)} - T_s \left(l_1 p_{q(k)} + l_1 \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q(k) + \frac{1}{L_q} v_q(k) + l_1 i_q(k) - l_2 \tilde{i}_q(k) \right) + l_2^2 \tilde{i}_q(k) \right) \\ \hat{d}_q(k) = p_{q(k)} + l_1 i_q(k) - l_2 \tilde{i}_q(k) \\ \hat{i}_{q(k+1)} = \hat{i}_q(k) + T_s \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q(k) + \frac{1}{L_q} v_q(k) + \hat{d}_q(k) - l_2 \tilde{i}_q(k) \right) \end{cases} \quad (4.30)$$

Os erros de estimação das correntes podem ser definidos por,

$$\tilde{i}_{d(k)} = \hat{i}_{d(k)} - i_{d(k)} \quad (4.31)$$

$$\tilde{i}_{q(k)} = \hat{i}_{q(k)} - i_{q(k)}. \quad (4.32)$$

E os erros de estimação dos distúrbios,

$$\tilde{d}_{d(k)} = d_{d(k)} - \hat{d}_{d(k)} \quad (4.33)$$

$$\tilde{d}_{q(k)} = d_{q(k)} - \hat{d}_{q(k)}. \quad (4.34)$$

Sendo as equações diferenciais das correntes estatóricas do motor síncrono de ímãs permanentes definidas em (4.13) e (4.14), considerando o atraso de transporte definido por,

$$\psi_{d(k+1)} = v_{d(k)} \quad (4.35)$$

$$\psi_{q(k+1)} = v_{q(k)} \quad (4.36)$$

pode-se reescrever (4.13) e (4.14) da forma,

$$i_{d(k+1)} = \gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k)} + T_s d_{d(k)} \quad (4.37)$$

$$i_{q(k+1)} = \gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k)} + T_s d_{q(k)}. \quad (4.38)$$

Definindo as superfícies de deslizamento da forma,

$$s_{d(k)} = i_{d(k)} - i_{d(k)}^* \quad (4.39)$$

$$s_{q(k)} = i_{q(k)} - i_{q(k)}^*. \quad (4.40)$$

De (4.39) e (4.40) obtém-se,

$$s_{d(k+1)} = i_{d(k+1)} - i_{d(k+1)}^* \quad (4.41)$$

$$s_{q(k+1)} = i_{q(k+1)} - i_{q(k+1)}^*. \quad (4.42)$$

Da mesma forma, de (4.41) e (4.42) obtém-se,

$$s_{d(k+2)} = i_{d(k+2)} - i_{d(k+2)}^* \quad (4.43)$$

$$s_{q(k+2)} = i_{q(k+2)} - i_{q(k+2)}^*. \quad (4.44)$$

Desenvolvendo (4.41) e (4.42) a partir da substituição de (4.37) e (4.38) respectivamente, tem-se

$$s_{d(k+1)} = \gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k)} + T_s d_{d(k)} - i_{d(k+1)}^* \quad (4.45)$$

$$s_{q(k+1)} = \gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k)} + T_s d_{q(k)} - i_{q(k+1)}^*. \quad (4.46)$$

De forma semelhante, pode-se desenvolver as equações (4.43) e (4.44),

$$s_{d(k+2)} = \gamma_d \left(\gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k)} + T_s d_{d(k)} \right) + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k+1)} + T_s d_{d(k+1)} - i_{d(k+2)}^* \quad (4.47)$$

$$s_{q(k+2)} = \gamma_q \left(\gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k)} + T_s d_{q(k)} \right) + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k+1)} + T_s d_{q(k+1)} - i_{q(k+2)}^*. \quad (4.48)$$

Considerando a condição de alcance proposta em Gao, Wang e Homaifa (1995) aplicada as superfícies definidas, tem-se,

$$s_{d(k+1)} - s_{d(k)} = -qT_s s_{d(k)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{d(k)} \right) \quad (4.49)$$

$$s_{q(k+1)} - s_{q(k)} = -qT_s s_{q(k)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{q(k)} \right). \quad (4.50)$$

Devido ao atraso de implementação incluído na planta, apresentado nas equações (4.35)-(4.37) e (4.36)-(4.38), a condição de alcance para a lei de controle equivalente não pode ser obtida através da superfície de deslizamento $s_{n(k+1)}$, mas através do projeto da equação diferença de segunda ordem da superfície de deslizamento $s_{n(k+2)}$. Então, a condição de alcance proposta pode ser descrita como,

$$s_{d(k+2)} - s_{d(k+1)} = -qT_s s_{d(k+1)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{d(k+1)} \right) \quad (4.51)$$

$$s_{q(k+2)} - s_{q(k+1)} = -qT_s s_{q(k+1)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{q(k+1)} \right). \quad (4.52)$$

Desenvolvendo (4.51) a partir da substituição de (4.45) e (4.47) e desenvolvendo (4.52) a partir da substituição de (4.46) e (4.48), resulta,

$$\begin{aligned} & - (1 - \gamma_d) \left(\gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k)} + T_s d_{d(k)} \right) + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k+1)} + T_s d_{d(k+1)} \\ & - i_{d(k+2)}^* + i_{d(k+1)}^* = -qT_s s_{d(k+1)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{d(k+1)} \right) \end{aligned} \quad (4.53)$$

$$\begin{aligned} & - (1 - \gamma_q) \left(\gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k)} + T_s d_{q(k)} \right) + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k+1)} + T_s d_{q(k+1)} \\ & - i_{q(k+2)}^* + i_{q(k+1)}^* = -qT_s s_{q(k+1)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{q(k+1)} \right). \end{aligned} \quad (4.54)$$

Considerando as equações (4.35) e (4.36), as leis de controle podem ser obtidas a partir de (4.53) e (4.54), resultando

$$v_{d(k)} = -\frac{L_d}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_d) \left(\gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k)} + T_s d_{d(k)} \right) + T_s d_{d(k+1)} - i_{d(k+2)}^* \\ + i_{d(k+1)}^* + q T_s s_{d(k+1)} + \varepsilon \operatorname{sign} \left(s_{d(k+1)} \right) \end{array} \right) \quad (4.55)$$

$$v_{q(k)} = -\frac{L_q}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_q) \left(\gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k)} + T_s d_{q(k)} \right) + T_s d_{q(k+1)} - i_{q(k+2)}^* \\ + i_{q(k+1)}^* + q T_s s_{q(k+1)} + \varepsilon \operatorname{sign} \left(s_{q(k+1)} \right) \end{array} \right). \quad (4.56)$$

Para o desenvolvimento das leis de controle equivalentes para o controlador de corrente por modos deslizantes, deve-se ser considerada a seguinte hipótese.

Hipótese H2: Assume-se que, como T_s é um valor pequeno, a variação do distúrbio é pequena para um período de amostragem, desta forma, $d_{d(k+1)} \approx d_{d(k)}$ e $d_{q(k+1)} \approx d_{q(k)}$.

Observação 1: A Hipótese H2 não é muito restritiva. Os distúrbios representados pelas equações (4.15) e (4.16) são funções dependentes das correntes estatóricas e da velocidade rotórica. As correntes estatóricas, grandezas elétricas, apresentam dinâmicas mais rápidas que as grandezas mecânicas, neste caso, velocidade rotórica. Porém ambas as grandezas, podem ser consideradas lentas em relação ao período de amostragem.

Então, para a Hipótese H2, $d_{d(k+1)} - d_{d(k)} \approx 0$ e $d_{q(k+1)} - d_{q(k)} \approx 0$, os distúrbios $d_{d(k)}$ e $d_{q(k)}$ são substituídos pelos seus valores observados $\hat{d}_{d(k)}$ e $\hat{d}_{q(k)}$, respectivamente. Assim, as leis de controle do controlador de corrente por modo deslizante com observador de distúrbio no tempo discreto são projetadas como,

$$v_{d(k)} = -\frac{L_d}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_d) \left(\gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k)} \right) + T_s \gamma_d \hat{d}_{d(k)} - i_{d(k+2)}^* + i_{d(k+1)}^* \\ + q T_s s_{d(k+1)} + \varepsilon \operatorname{sign} \left(s_{d(k+1)} \right) \end{array} \right) \quad (4.57)$$

$$v_{q(k)} = -\frac{L_q}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_q) \left(\gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k)} \right) + T_s \gamma_q \hat{d}_{q(k)} - i_{q(k+2)}^* + i_{q(k+1)}^* \\ + q T_s s_{q(k+1)} + \varepsilon \operatorname{sign} \left(s_{q(k+1)} \right) \end{array} \right) \quad (4.58)$$

em que ε e q são ganhos constantes positivos e ainda $(1 - qT_s) > 0$.

4.4.2.1 Análise de estabilidade do observador de distúrbio no tempo discreto

Os erros de estimação do distúrbio são definidos como,

$$\tilde{d}_{d(k)} \triangleq d_{d(k)} - \hat{d}_{d(k)} \quad (4.59)$$

$$\tilde{d}_{q(k)} \triangleq d_{q(k)} - \hat{d}_{q(k)}. \quad (4.60)$$

Das equações (4.59) e (4.60) pode-se obter,

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = d_{d(k+1)} - \hat{d}_{d(k+1)} \quad (4.61)$$

$$\tilde{d}_{q(k+1)} = d_{q(k+1)} - \hat{d}_{q(k+1)}. \quad (4.62)$$

Substituindo os distúrbios observados dados em (4.29) e (4.30), obtém-se,

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = d_{d(k+1)} - p_{d(k+1)} - l_1 i_{d(k+1)} + l_2 \tilde{i}_{d(k+1)} \quad (4.63)$$

$$\tilde{d}_{q(k+1)} = d_{q(k+1)} - p_{q(k+1)} - l_1 i_{q(k+1)} + l_2 \tilde{i}_{q(k+1)} \quad (4.64)$$

Substituindo ainda as equações dadas em (4.29), (4.30), (4.37) e (4.38)

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{d(k+1)} = & d_{d(k+1)} - l_1 \left(\gamma_d i_{d(k)} + T_s \frac{1}{L_d} v_{d(k)} + T_s d_{d(k)} \right) + l_2 \left(\tilde{i}_{d(k)} - T_s l_2 \tilde{i}_{d(k)} + T_s \tilde{d}_{d(k)} \right) - \\ & p_{d(k)} + T_s \left(l_1 p_{d(k)} + l_1 \left(-\frac{R_s}{L_d} i_{d(k)} + \frac{1}{L_d} v_{d(k)} + l_1 i_{d(k)} - l_2 \tilde{i}_{d(k)} \right) + l_2^2 \tilde{i}_{d(k)} \right) \end{aligned} \quad (4.65)$$

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{q(k+1)} = & d_{q(k+1)} - l_1 \left(\gamma_q i_{q(k)} + T_s \frac{1}{L_q} v_{q(k)} + T_s d_{q(k)} \right) + l_2 \left(\tilde{i}_{q(k)} - T_s l_2 \tilde{i}_{q(k)} + T_s \tilde{d}_{q(k)} \right) - \\ & p_{q(k)} + T_s \left(l_1 p_{q(k)} + l_1 \left(-\frac{R_s}{L_d} i_{q(k)} + \frac{1}{L_q} v_{q(k)} + l_1 i_{q(k)} - l_2 \tilde{i}_{q(k)} \right) + l_2^2 \tilde{i}_{q(k)} \right) \end{aligned} \quad (4.66)$$

e desenvolvendo-as nas expressões (4.63) e (4.64), resulta

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = d_{d(k+1)} - \hat{d}_{d(k)} - T_s l_1 \tilde{d}_{d(k)} - T_s l_2 \tilde{d}_{d(k)} \quad (4.67)$$

$$\tilde{d}_{q(k+1)} = d_{q(k+1)} - \hat{d}_{q(k)} - T_s l_1 \tilde{d}_{q(k)} - T_s l_2 \tilde{d}_{q(k)}. \quad (4.68)$$

Adicionando $(d_{d(k)} - d_{d(k)})$ em (4.67) e $(d_{q(k)} - d_{q(k)})$ em (4.68), e desenvolvendo estas equações, é possível obter a dinâmica do erro de estimação do distúrbio, tal como,

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = \Delta d_{d(k)} + (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{d}_{d(k)} \quad (4.69)$$

$$\tilde{d}_{q(k+1)} = \Delta d_{q(k)} + (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{d}_{q(k)} \quad (4.70)$$

em que $\Delta d_{d(k)} = d_{d(k+1)} - d_{d(k)}$ e $\Delta d_{q(k)} = d_{q(k+1)} - d_{q(k)}$. Pela Hipótese $H2$, $\Delta d_{d(k)} \approx 0$ e $\Delta d_{q(k)} \approx 0$. Assim, a dinâmica do erro de estimação de distúrbio pode ser dado por,

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{d}_{d(k)} \quad (4.71)$$

$$\tilde{d}_{q(k+1)} = (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{d}_{q(k)}. \quad (4.72)$$

Através das expressões (4.71) e (4.72) é possível verificar que os observadores de distúrbios propostos neste trabalho através das expressões (4.29) e (4.30) são assintoticamente estáveis, através da utilização de valores apropriados para l_1 e l_2 . E ainda é possível

verificar que a estimação dos distúrbios \hat{d}_d e \hat{d}_q tendem a rastrear os distúrbios do sistema d_d e d_q .

4.4.2.2 Análise de estabilidade da planta com o controlador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto

Considerando as leis de controle definidas em (4.57) e (4.58), pode-se escrever seu passo anterior como sendo,

$$\begin{aligned} v_{d(k-1)} &= \psi_{d(k)} \\ v_{d(k-1)} &= -\frac{L_d}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_d) \left(\gamma_d i_{d(k-1)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k-1)} \right) + T_s \gamma_d \hat{d}_{d(k-1)} - i_{d(k+1)}^* + \\ + i_{d(k)}^* + q T_s s_{d(k)} + \varepsilon \text{sign} \left(s_{d(k)} \right) \end{array} \right) \end{aligned} \quad (4.73)$$

$$\begin{aligned} v_{q(k-1)} &= \psi_{q(k)} \\ v_{q(k-1)} &= -\frac{L_q}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_q) \left(\gamma_q i_{q(k-1)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k-1)} \right) + T_s \gamma_q \hat{d}_{q(k-1)} - i_{q(k+1)}^* + \\ + i_{q(k)}^* + q T_s s_{q(k)} + \varepsilon \text{sign} \left(s_{q(k)} \right) \end{array} \right). \end{aligned} \quad (4.74)$$

A dinâmica de saída da planta com o controlador de corrente proposto pode ser obtida através da substituição do passo anterior das leis de controle (4.73) e (4.74) em (4.37) e (4.38), respectivamente. Assim,

$$\begin{aligned} i_{d(k+1)} &= \gamma_d i_{d(k)} + T_s d_{d(k)} + \\ &+ T_s \frac{1}{L_d} \left(\begin{array}{l} -\frac{L_d}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_d) \left(\gamma_d i_{d(k-1)} + T_s \frac{1}{L_d} \psi_{d(k-1)} \right) + T_s \gamma_d d_{d(k-1)} \\ - i_{d(k+1)}^* + i_{d(k)}^* + q T_s s_{d(k)} + \varepsilon \text{sign} \left(s_{d(k)} \right) \end{array} \right) \end{array} \right) \end{aligned} \quad (4.75)$$

$$\begin{aligned} i_{q(k+1)} &= \gamma_q i_{q(k)} + T_s d_{q(k)} + \\ &+ T_s \frac{1}{L_q} \left(\begin{array}{l} -\frac{L_q}{T_s} \left(\begin{array}{l} -(1 - \gamma_q) \left(\gamma_q i_{q(k-1)} + T_s \frac{1}{L_q} \psi_{q(k-1)} \right) + T_s \gamma_q d_{q(k-1)} \\ - i_{q(k+1)}^* + i_{q(k)}^* + q T_s s_{q(k)} + \varepsilon \text{sign} \left(s_{q(k)} \right) \end{array} \right) \end{array} \right). \end{aligned} \quad (4.76)$$

Desenvolvendo (4.75) e (4.76), resulta,

$$i_{d(k+1)} = i_{d(k+1)}^* + (1 - q T_s) s_{d(k)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{d(k)} \right) + T_s \gamma_d \tilde{d}_{d(k)} \quad (4.77)$$

$$i_{q(k+1)} = i_{q(k+1)}^* + (1 - q T_s) s_{q(k)} - \varepsilon \text{sign} \left(s_{q(k)} \right) + T_s \gamma_q \tilde{d}_{q(k)}. \quad (4.78)$$

Pela análise das equações (4.77) e (4.78) é possível verificar que a saída da planta é dependente da banda de chaveamento do controle por modos deslizantes no tempo discreto, da referência de corrente e do erro do observador de distúrbio.

A partir de (4.69), (4.70), (4.77) e (4.78) é possível analisar a planta e o distúrbio. Então, a dinâmica da planta e do distúrbio podem ser descritas pelas expressões,

$$\begin{cases} i_{d(k+1)} = i_{d(k+1)}^* + (1 - qT_s) s_{d(k)} - \varepsilon \text{sign}(s_{d(k)}) + T_s \gamma_d \tilde{d}_{d(k)} \\ \tilde{d}_{d(k+1)} = \Delta d_{d(k)} + (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{d}_{d(k)} \end{cases} \quad (4.79)$$

e

$$\begin{cases} i_{q(k+1)} = i_{q(k+1)}^* + (1 - qT_s) s_{q(k)} - \varepsilon \text{sign}(s_{q(k)}) + T_s \gamma_q \tilde{d}_{q(k)} \\ \tilde{d}_{q(k+1)} = \Delta d_{q(k)} + (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{d}_{q(k)} \end{cases} \quad (4.80)$$

As expressões (4.79) e (4.80) mostram que a saída da planta, i_d e i_q , convergem para suas referências, i_d^* e i_q^* , respectivamente, com a superfície de controle em tempo discreta projetada. No entanto a saída da planta é dependente do erro do observador de distúrbio. Porém, se a Hipótese $H2$ é garantida, o erro do observador de distúrbio tende a zero.

4.5 Resultados de simulação

Os resultados de simulação são obtidos para validar os algoritmos propostos neste capítulo. Tais resultados são obtidos a partir da utilização do *software* Matlab/Simulink[®]. Os algoritmos são implementados através de equações diferenciais que foram detalhadas neste capítulo. Os resultados de simulação são desenvolvidos utilizando os parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes disponível em laboratório que são apresentados na Tabela 3.1. Na realização das simulações, pode-se considerar o esquema de controle genérico apresentado na Figura 4.1. O período de amostragem adotado é de 0.0001s. Os resultados de simulação foram desenvolvidos utilizando o controlador PI e o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio proposto no tempo discreto (seção 4.4.2).

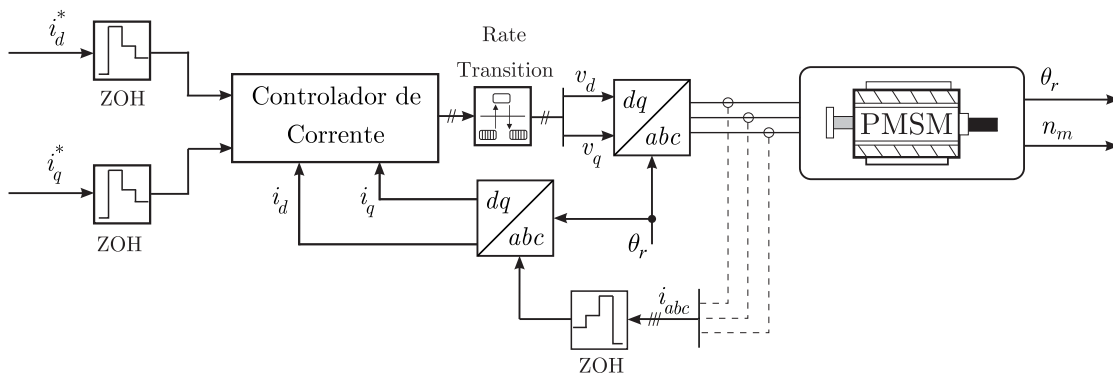


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema simulado em tempo discreto.

O primeiro resultado de simulação, Figura 4.2, apresenta as correntes i_d e i_q e a velocidade rotórica n_m . O controlador PI utilizado foi projetado em tempo contínuo e discretizado no *software* MATLAB®. É possível observar, assim como em tempo contínuo, a forte influência da variação de i_q em i_d , devido ao acoplamento existente entre as correntes. Ainda, pode-se constatar que em velocidades rotóricas mais elevadas a variação de i_d é mais acentuada.

O segundo resultado de simulação, Figuras 4.3 - 4.5, foram obtidos utilizando o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio proposto neste trabalho. Na Figura 4.3 são apresentadas as correntes i_d e i_q , as tensões v_d e v_q e a velocidade rotórica n_m . É possível observar que o efeito do acoplamento existente entre as correntes i_d e i_q foi mitigado mesmo em altas velocidades.

Na Figura 4.4, onde estão os resultados obtidos para os observadores de correntes \hat{i}_d e \hat{i}_q e para os observadores de distúrbios \hat{d}_d e \hat{d}_q ambos apresentados nos sistemas de equações (4.29) e (4.30). É possível observar a boa estimação dos distúrbios e correntes e como esses convergem para seus valores reais, minimizando assim o efeito do acoplamento entre as correntes.

Ainda da segunda proposta, a Figura 4.5 apresenta as correntes medidas i_q e i_d e suas respectivas referências i_q^* e i_d^* . Esse resultado mostra o modo quase-deslizante, apresentando em Gao, Wang e Homaifa (1995), onde as correntes medidas alteram seu valor na frequência de amostragem atravessando a superfície em um movimento zigue-zague.

4.6 Considerações finais

Neste capítulo foi desenvolvido o controlador de corrente em tempo discreto. Inicialmente foi realizada uma apresentação de aspectos importantes para o projeto de um controlador por modos deslizantes em tempo discreto, apresentando as diferenças entre este e o controlador em tempo contínuo. Foram demonstradas condições de alcances estudadas na literatura.

O controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio foi proposto de dois modos diferentes. O primeiro modelo foi desenvolvido a partir do controlador em tempo contínuo apresentando no Capítulo 3. O observador de distúrbio e o controle foram apenas discretizados utilizando o método de Euler, não foram considerados nesse método as condições de alcance e o atraso de transporte da implementação.

Logo após, foi desenvolvido o segundo modelo, o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio em tempo discreto. Esta técnica foi desenvolvida em tempo discreto (observador de distúrbio e controlador de corrente) visando assegurar as condições de estabilidade apresentadas na literatura. Pode-se observar que o observador de

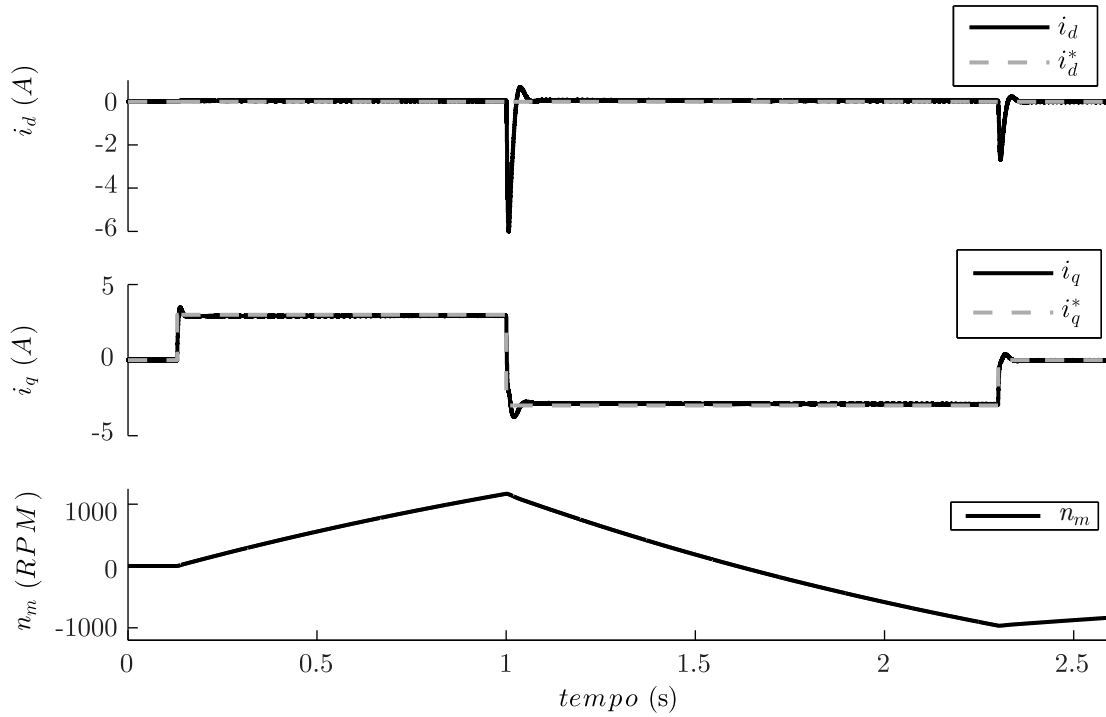


Figura 4.2 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador PI em tempo discreto. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).

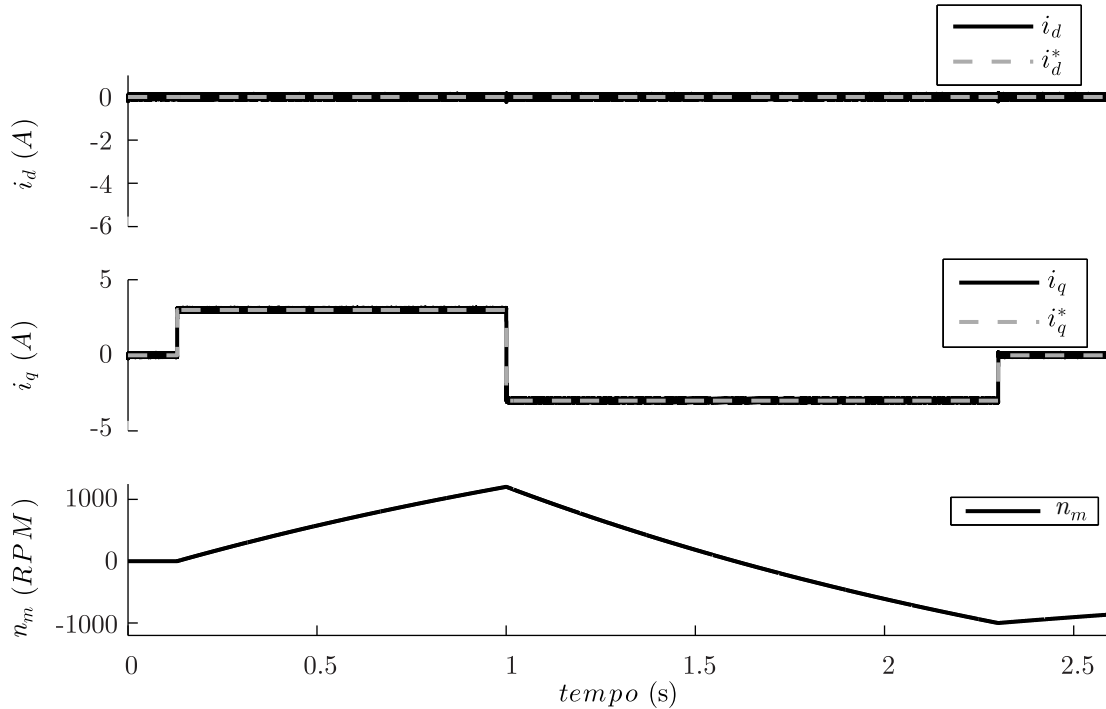


Figura 4.3 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio proposto em tempo discreto. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes de referência (i_d^* e i_q^*) e velocidade rotórica (n_m).

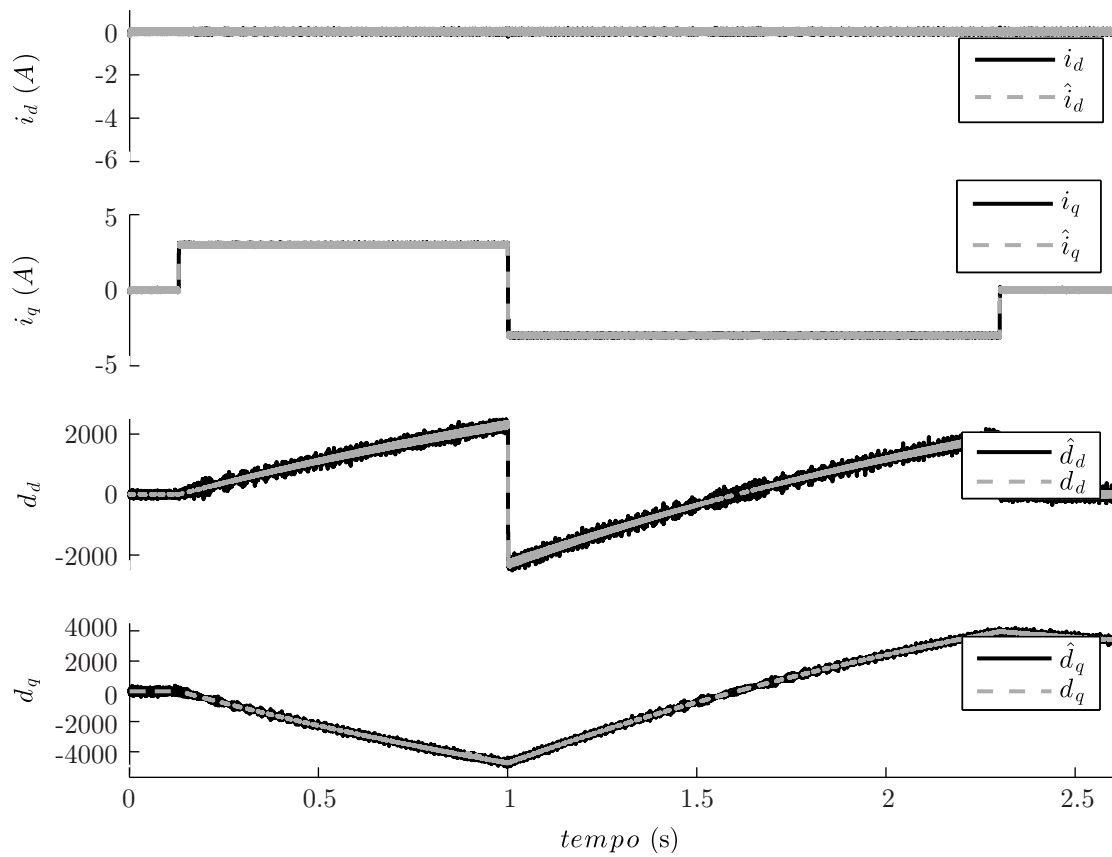


Figura 4.4 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio proposto em tempo discreto. Correntes medidas (i_d e i_q), correntes observadas (\hat{i}_d e \hat{i}_q), distúrbios observados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) e distúrbios calculados (d_d e d_q).

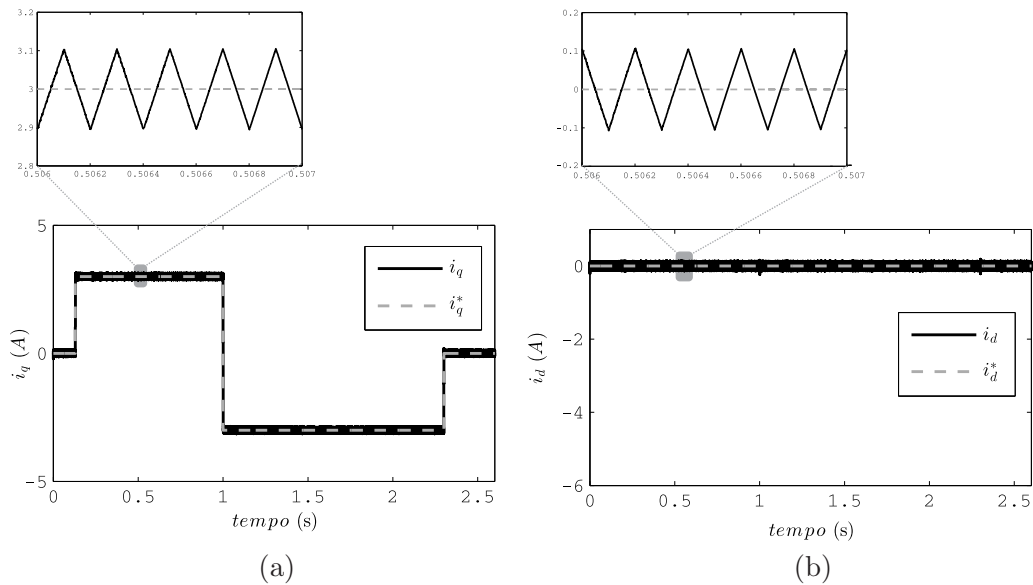


Figura 4.5 – Resultados de simulação para o controle de corrente do PMSM utilizando controlador por modos deslizantes e observador de distúrbio proposto em tempo discreto. (a) Corrente i_q e i_q^* (b) Corrente i_d e i_d^* .

distúrbio apresentou variações quando comparado ao modelo contínuo discretizado. Para o projeto da lei de controle foi utilizada a condição de alcance proposta por Gao, Wang e Homaifa (1995) e uma superfície por modos deslizantes discreta foi apresentada. Ainda foi considerado o atraso de transporte característico do controle de sistemas em tempo discreto.

Para comparação da técnica proposta foram realizadas simulações utilizando o controlador PI discretizado a partir do *software* MATLAB[®] e o controle proposto na seção 4.4.2 deste capítulo. Assim como os resultados apresentados em tempo contínuo, pode-se observar que o controlador proposto mitigou o efeito do acoplamento entre as correntes i_d e i_q , do mesmo modo que o observador de distúrbio fez com que os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q convergissem para seus valores reais d_d e d_q , respectivamente.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir dos algoritmos propostos nesta dissertação. Para a obtenção dos resultados foi desenvolvida a bancada experimental detalhada no Apêndice A. A técnica de modulação empregada, apresentada no Apêndice A, tem por objetivo fazer o melhor aproveitamento do conversor, e ainda caracteriza-se pelo número reduzido de cálculos numéricos na geração das tensões para o acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes.

O algoritmo de controle foi desenvolvido em linguagem C/C++ através do *software Code Composer Studio v3.3*. A Figura 5.1 apresenta o diagrama desenvolvido para a montagem da bancada. As Figuras A.1 e A.2, do Apêndice A, apresentam as fotos da bancada experimental desenvolvida.

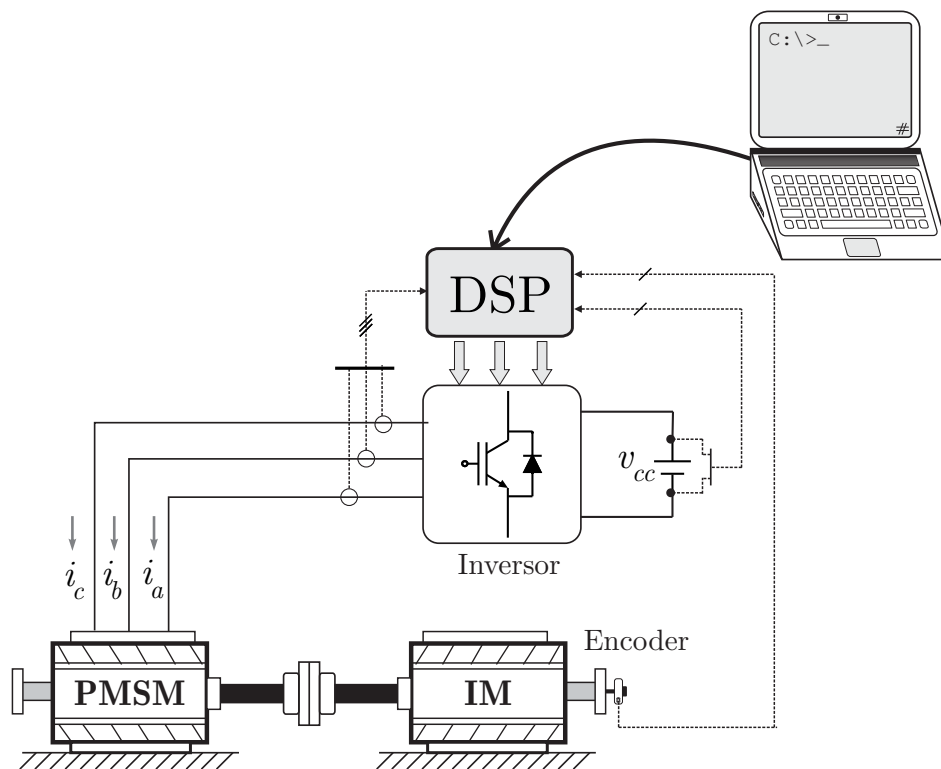


Figura 5.1 – Diagrama de representação da bancada experimental.

5.2 Resultados experimentais com controle de corrente

5.2.1 Controlador proporcional - integral

Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais para o controle de corrente utilizando controlador PI. O algoritmo de controle foi desenvolvido utilizando o projeto do controlador realizada no Anexo A. O diagrama de blocos da Figura 5.2 representa a estratégia de controle realizado.

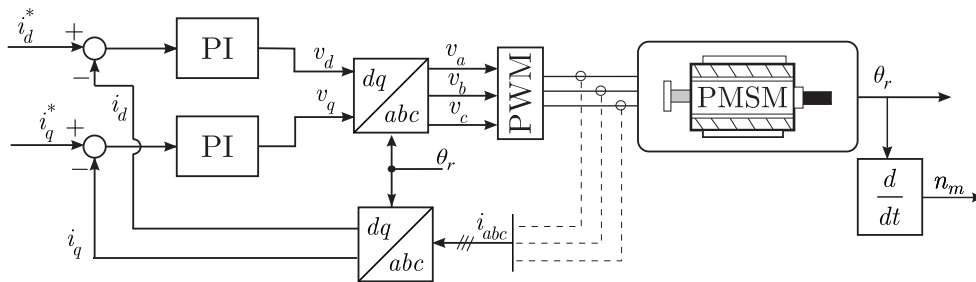


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do sistema com controlador PI.

Segundo o projeto apresentado no Anexo A, é necessária a definição da frequência de corte e do coeficiente de amortecimento para o cálculo dos ganhos proporcionais e integrais. A frequência de corte foi definida uma década acima da maior frequência natural do sistema e o coeficiente de amortecimento como sendo 0,8, ou seja, um caso subamortecido, tentando evitar *overshoot* na resposta do sistema. Utilizando o sistema de equações dado em A.5 calcula-se os ganhos dados na Tabela 5.1 para o tempo contínuo.

Tabela 5.1 – Ganhos do controlador PI de corrente em tempo contínuo

k_{p_d}	k_{i_d}	k_{p_q}	k_{i_q}
7,5	1243,781	15,7786	2530,878

Aplicando o sistema de equações dados por A.6 e o período de discretização de 0.0001s obtém-se os ganhos em tempo discreto, utilizados para obtenção dos resultados experimentais, apresentados na Tabela 5.2

Tabela 5.2 – Ganhos do controlador PI de corrente em tempo discreto

K_{P_d}	K_{I_d}	K_{P_q}	K_{I_q}
7,4378	0,12437	15,6520	0,25308

As Figuras 5.3 e 5.4 apresentam os resultados obtidos para o controlador PI.

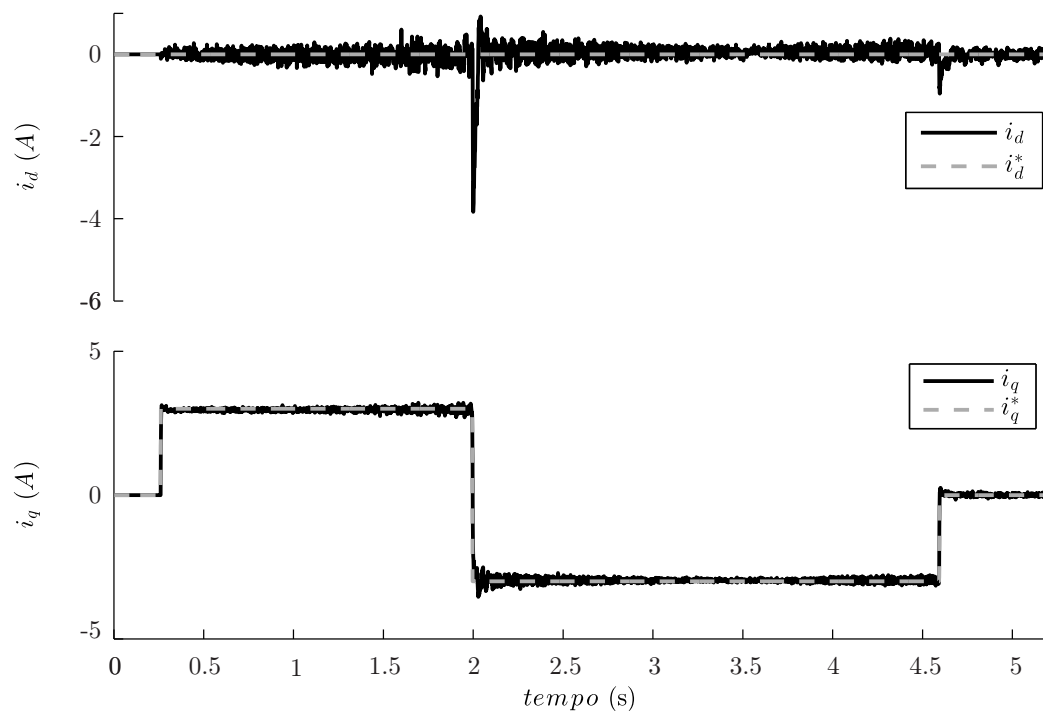


Figura 5.3 – Resultado experimental controlador PI: Correntes i_d e i_q e as referências i_d^* e i_q^* .

A Figura 5.3 apresenta as correntes i_d e i_q e as suas respectivas referências i_d^* e i_q^* . A referência de corrente i_d^* foi mantida nula ($i_d^* = 0$) como geralmente é implementada a estratégia de controle de orientação pelo campo. A referência da componente em quadratura i_q^* sofreu variações para assim se obter variações de velocidade e se verificar o comportamento das correntes. Pode-se observar que ambas as correntes seguiram as referências propostas, porém quando a corrente i_q sofreu variações, uma oscilação devido ao acoplamento entre essas correntes aparece na corrente i_d . Essa oscilação apresenta relação direta com o valor da velocidade, ou seja, em velocidades mais elevadas observa-se maiores oscilações.

A Figura 5.4 apresenta o comportamento da velocidade rotórica em RPM.

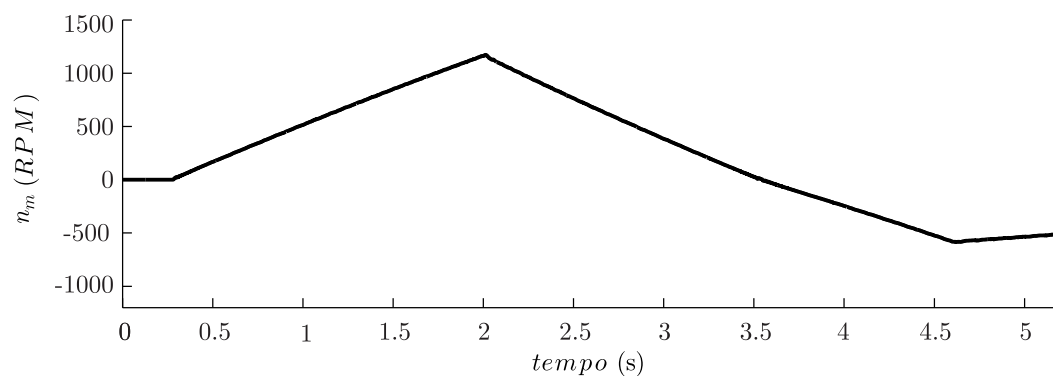


Figura 5.4 – Resultado experimental controlador PI: Velocidade rotórica n_m .

5.2.2 Controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio no tempo discreto

Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais para o controle das correntes utilizando o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio em tempo discreto proposto na seção 4 desta dissertação. A Figura 5.5 apresenta um diagrama de blocos simplificado da estratégia controle realizada.

O algoritmo implementado na plataforma experimental foi desenvolvido seguindo as equações apresentadas na subseção 4.4.2, os ganhos definidos para o controlador proposto são apresentados na Tabela 5.3. O maior desafio mediante a esta estratégia de controle encontra-se na definição dos ganhos dos controladores, pois ganhos de controle muito elevados aumentam as oscilações das correntes em análise, enquanto que valores de ganhos muito baixos podem prejudicar o desempenho do controlador não garantindo a existência das superfícies de deslizamento, e logo a convergência para o sinal real.

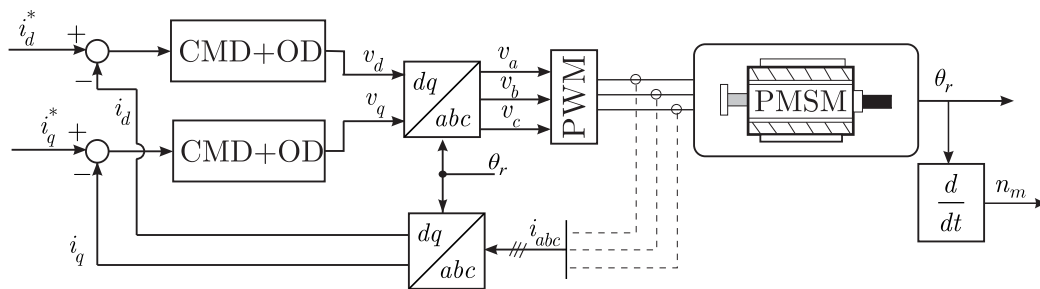


Figura 5.5 – Diagrama de blocos do método proposto.

Tabela 5.3 – Ganhos do controlador proposto em tempo discreto

l_{1d}	l_{2d}	ε_d	q_d
990	9000	750	3000
l_{1q}	l_{2q}	ε_q	q_q
900	9000	750	1000

O desempenho do controlador de corrente por modos deslizantes com o uso do observador de distúrbio pode ser avaliado nos resultados experimentais das Figuras 5.6 a 5.10.

A Figura 5.6 apresenta as correntes medidas i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^* . As referências para as correntes são as mesmas utilizadas no ensaio com o controlador PI, em que i_d^* é mantida constante e nula ($i_d^* = 0$) e i_q^* sofre variações, para assim se verificar o desempenho do controlador. É possível observar a boa capacidade de rastreamento das referências de correntes impostas. Quando há mudanças de sinal na referência da corrente i_q , observa-se o bom desempenho do controlador proposto para a corrente i_d , podendo

então definir que o controle das correntes aconteceu de forma desacoplada, uma vez que a variação da corrente i_q não interferiu no controle da corrente i_d .

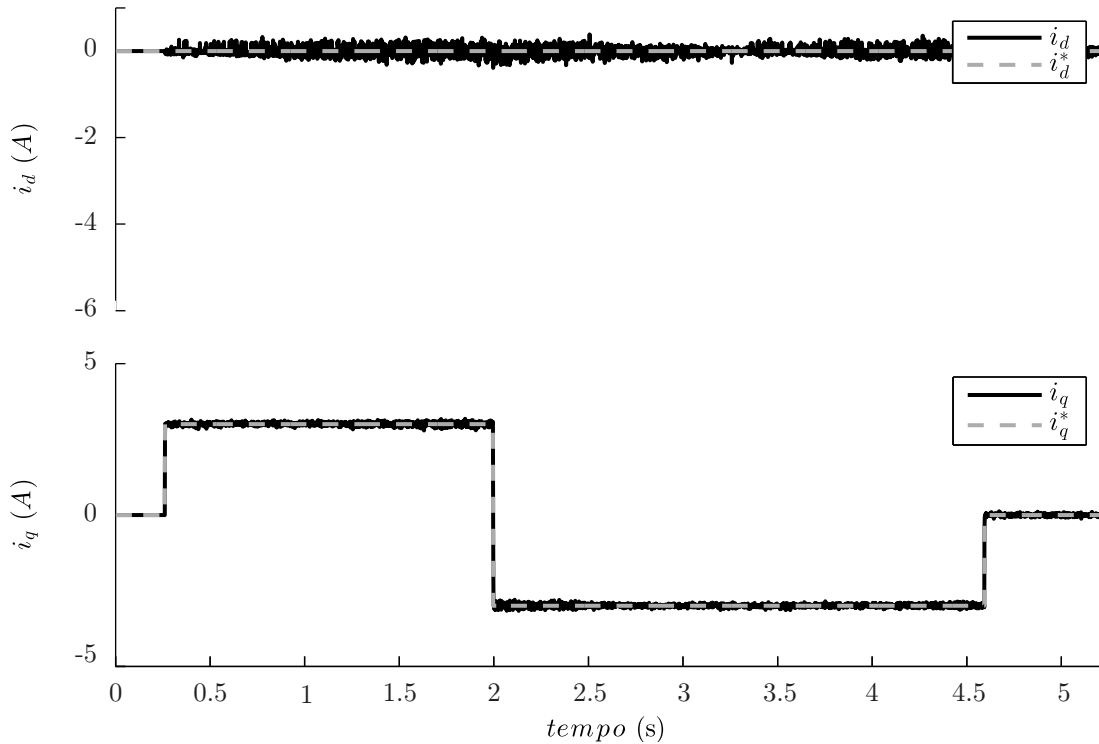


Figura 5.6 – Resultado experimental controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^* .

Na Figura 5.7 observa-se o comportamento da velocidade rotórica em RPM.

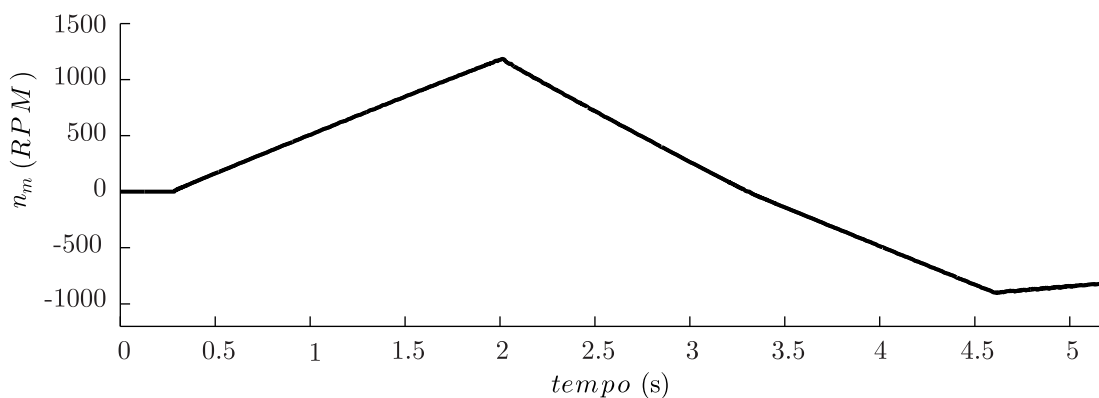


Figura 5.7 – Resultado experimental controlador proposto: Velocidade rotórica n_m .

A Figura 5.8 apresenta a medição e a estimação das correntes i_d e i_q . É possível observar a adequada estimação das correntes utilizando o observador de distúrbio.

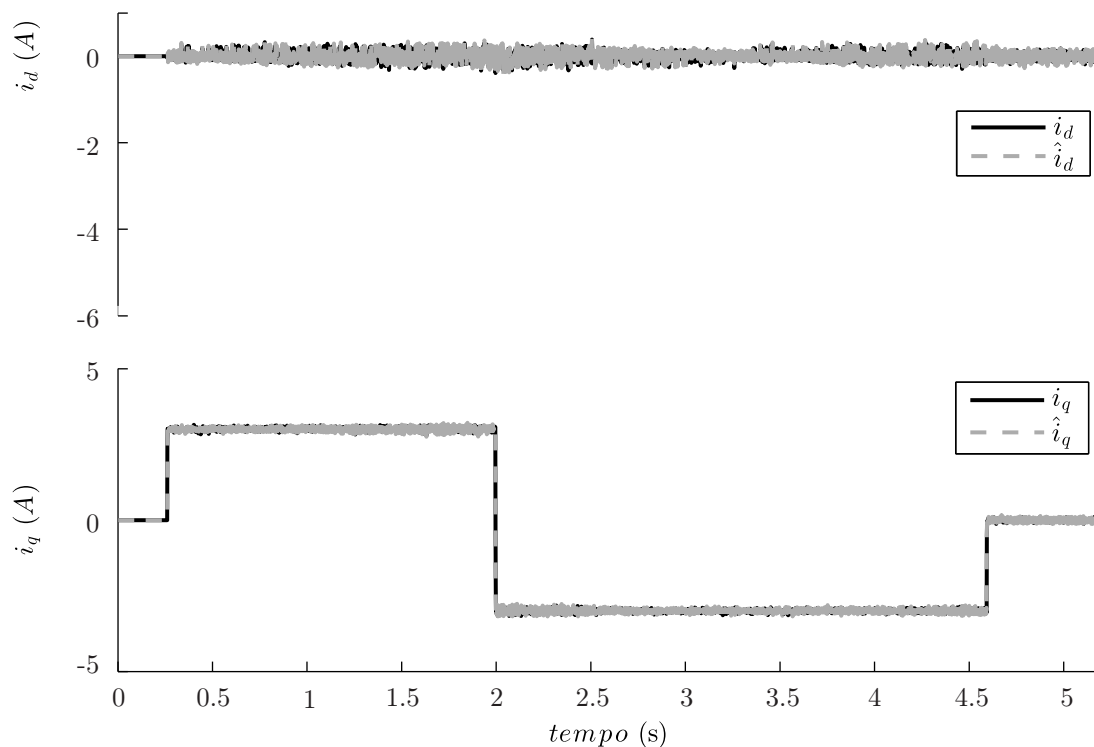


Figura 5.8 – Resultado experimental controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas estimações \hat{i}_d e \hat{i}_q .

A Figura 5.9 apresenta os distúrbios estimados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) e os distúrbios calculados (d_d e d_q). Para a representação dos distúrbios da planta os termos considerados como distúrbios, descritos no Capítulo 4, foram calculados no *software*, desconsiderando as variações paramétricas, os distúrbios externos, entre outros. Pode-se observar a convergência dos distúrbios estimados para os distúrbios calculados, resultado que se reflete nas correntes medidas.

Ainda dos resultados obtidos com o controlador proposto, a Figura 5.10 apresenta as correntes medidas i_q e i_d e suas respectivas referências i_q^* e i_d^* . Esse resultado mostra o modo quase-deslizante, apresentando em Gao, Wang e Homaifa (1995), aplicado ao controlador proposto. Pode-se observar que a corrente atravessa a referência a cada período de amostragem. A escolha correta dos ganho ε_d e ε_q definem a amplitude desta banda quase-deslizante. Um valor alto para o ganho, faz com o que sistema atravesse o hiperplano a cada período de amostragem, porém pode aumentar o *chattering* referente ao controlador por modos deslizantes. Já um valor baixo, não garantirá que o sistema atravesse a superfície de deslizamento a cada período de amostragem.

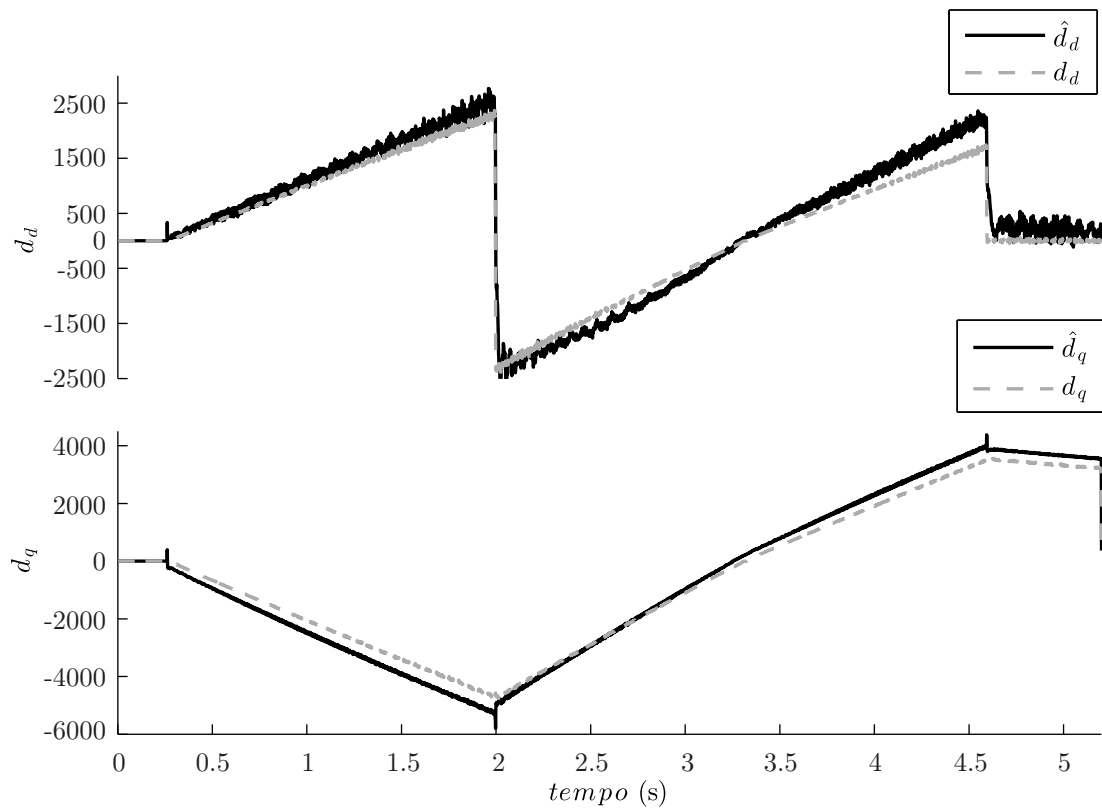


Figura 5.9 – Resultado experimental com controlador proposto: Distúrbios calculados d_d e d_q e os distúrbios estimados \hat{d}_d e \hat{d}_q .

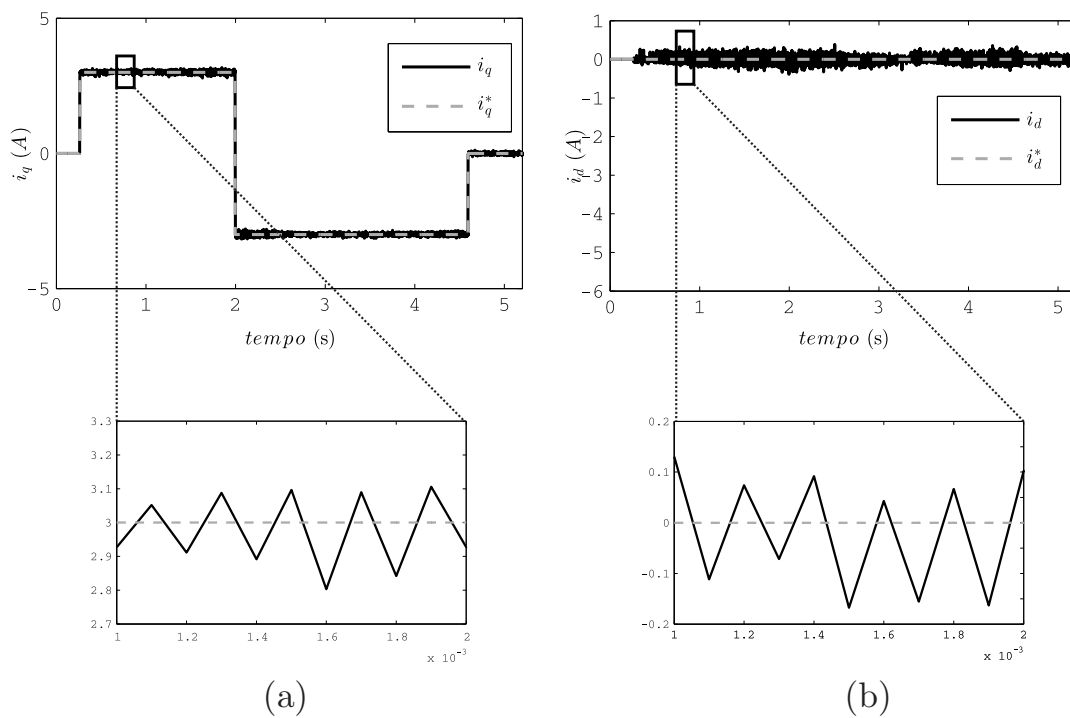


Figura 5.10 – Resultado experimental com controlador proposto: comportamento do modo quase deslizante (a) Correntes i_q e i_q^* (b) Correntes i_d e i_d^* .

5.3 Resultados experimentais com controle de velocidade

Nesta seção um controlador proporcional-integral foi projetado para o controle da velocidade rotórica. Este ensaio experimental foi desenvolvido para analisar o comportamento dos controladores de corrente quando uma malha de velocidade é fechada.

O projeto do controlador PI de velocidade aplicado ao PMSM é apresentado no Anexo A. Assim como no projeto do controlador PI de corrente, deve-se definir a frequência de corte e o coeficiente de amortecimento para o cálculo dos ganhos proporcionais e integrais. A frequência de corte foi definida como duas vezes a frequência natural do sistema e o coeficiente de amortecimento como sendo 0,8. Utilizando o sistema de equações dado em A.5 definiu-se os ganhos dados na Tabela 5.4

Tabela 5.4 – Ganhos do controlador PI de velocidade no tempo contínuo

k_{p_n}	k_{i_n}
0,57352	1,4338

Aplicando o período de amostragem de 0,0001s e as equações demonstradas em A.6 encontram-se os ganhos no tempo discreto, dados na Tabela 5.5. Estes ganhos foram utilizados no algoritmo de controle implementado para o ensaio experimental.

Tabela 5.5 – Ganhos do controlador PI de velocidade no tempo discreto

K_{P_n}	K_{I_n}
0,57344831	0,00014338

5.3.1 Controlador proporcional-integral

Para o ensaio utilizando o controlador PI de corrente foram adotados dados da Tabela 5.2. O diagrama de blocos desse sistema pode ser visto na Figura 5.11.

As Figuras 5.12 e 5.13 apresentam os resultados obtidos para esse controlador. Na Figura 5.12 é apresentando o resultado da velocidade rotórica em RPM, observa-se que a velocidade medida (n_m) segue a referência imposta (n_m^*).

Na Figura 5.13 são apresentados os resultados obtidos para as correntes i_d e i_q . A referência do corrente i_q é gerada a partir do controle da velocidade rotórica, enquanto a referência da corrente i_d é mantida constante e nula, ou seja, $i_d = 0$. Pode-se observar que a corrente i_q segue a referência gerada a partir do controle, mesmo quando uma variação abrupta na velocidade é realizada, queda de 1000 RPM para 800 RPM. A corrente i_d no entanto, apresenta um forte acoplamento com a corrente i_q e a velocidade n_m , ela deixa de seguir sua referência quando ambas as variáveis são modificadas.

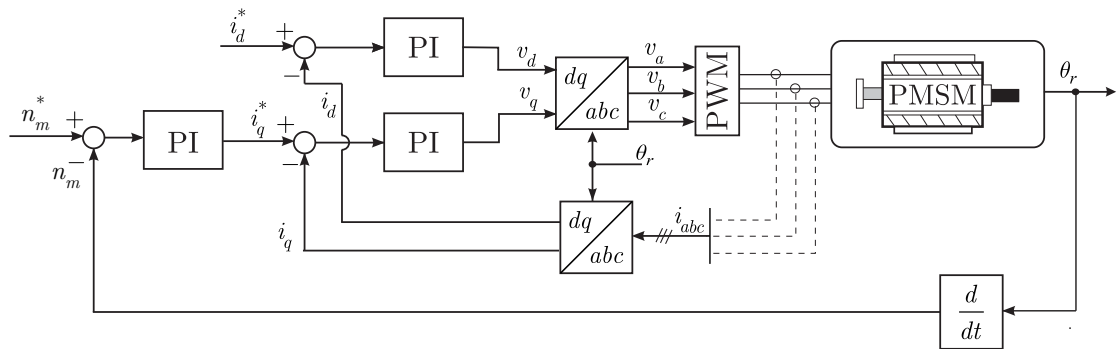


Figura 5.11 – Diagrama de blocos do sistema com controlador PI de corrente.

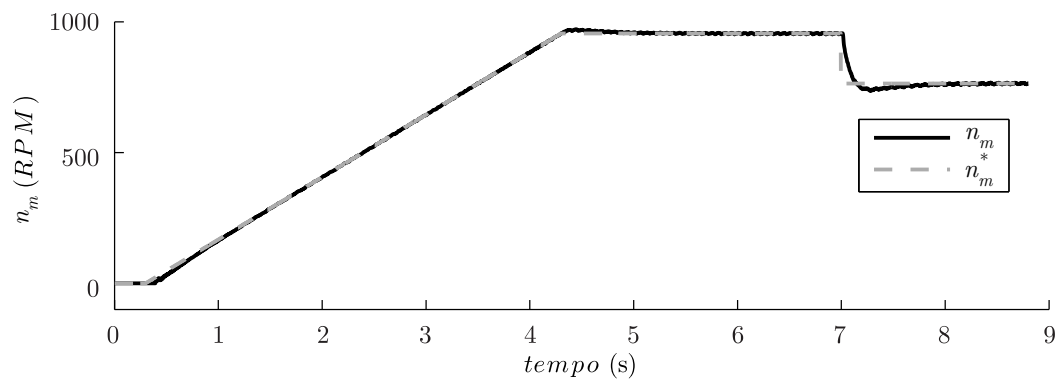


Figura 5.12 – Resultado experimental com controlador PI: Velocidade medida n_m e sua referência n_m^* .

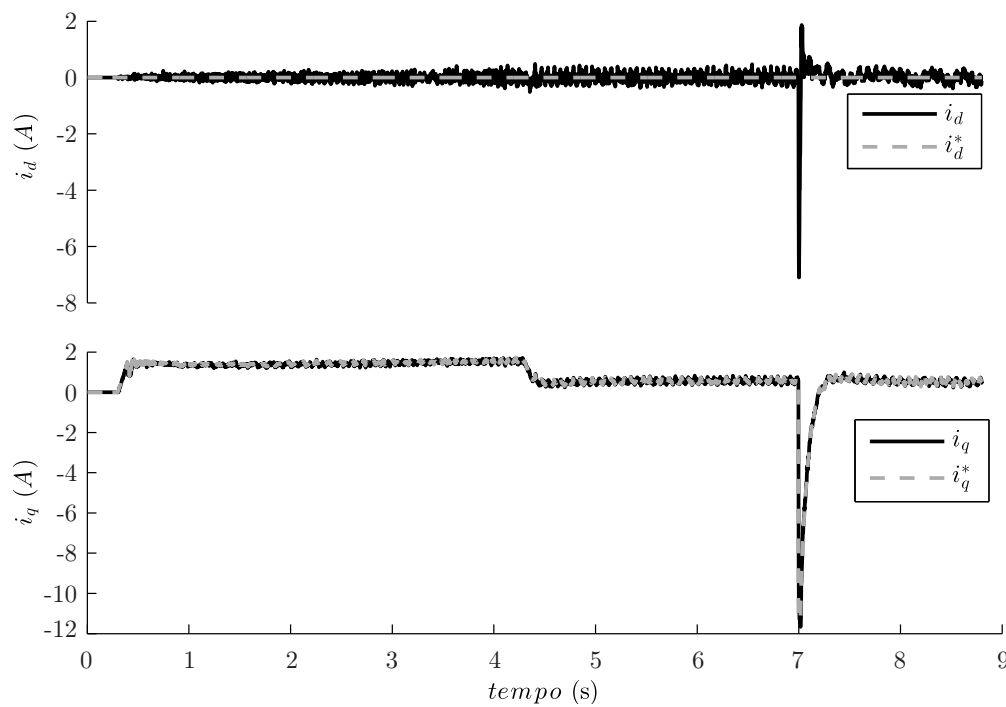


Figura 5.13 – Resultado experimental com controlador PI: Correntes medidas i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^* .

5.3.2 Controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio no tempo discreto

O controlador por modos deslizantes com observador de distúrbios adotado para a aplicação em malha fechada com o controle de velocidade apresenta os ganhos definidos na Tabela 5.3. A Figura 5.14 apresenta o diagrama de blocos do sistema proposto, em que a malha de velocidade fornece a referência para a malha de corrente do eixo em quadratura. Como mencionado anteriormente, a referência do eixo direto, i_d^* , é mantida constante e nula, ou seja, igual a zero.

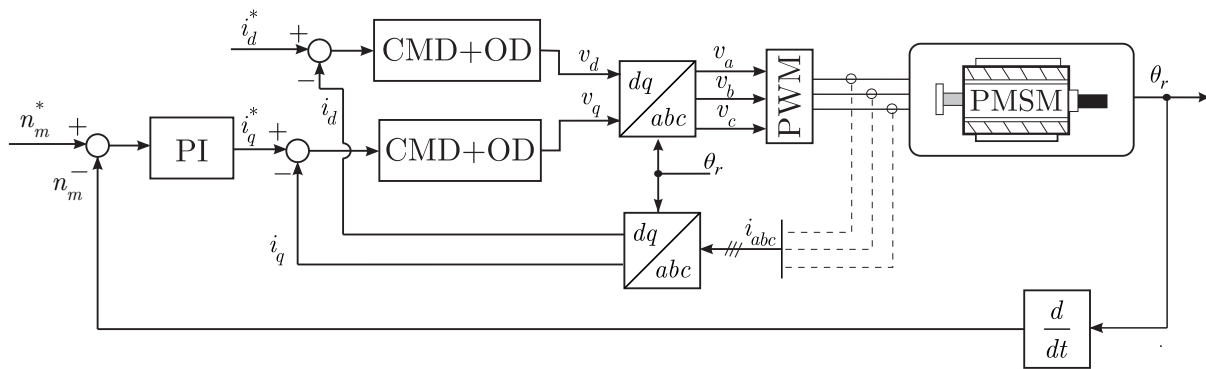


Figura 5.14 – Diagrama de blocos do sistema com CMD+OD no controle da corrente.

O desempenho do método proposto é apresentado nas Figuras 5.15 a 5.18. A Figura 5.15 apresenta a velocidade medida (n_m) e a referência (n_m^*), em que n_m converge para sua referência n_m^* .

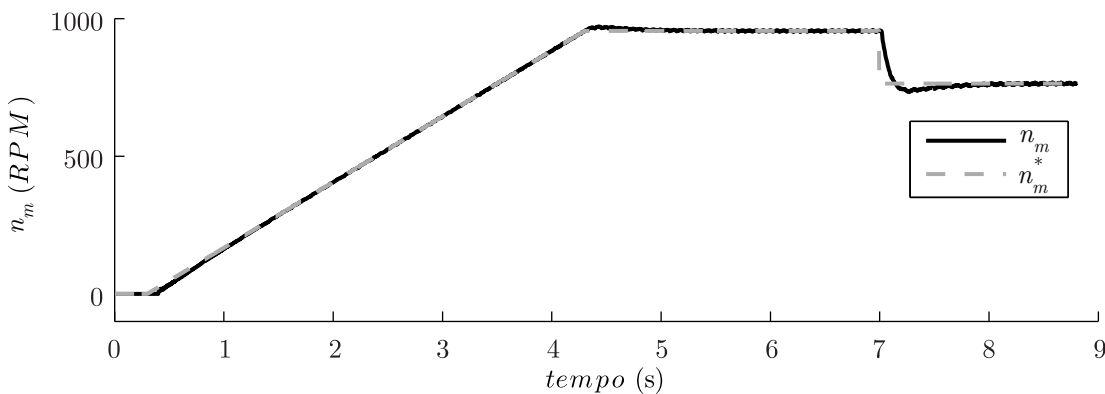


Figura 5.15 – Resultado experimental com controlador proposto: Velocidade rotórica n_m .

Na Figura 5.16 são apresentados os resultados para as correntes medidas, i_d e i_q . Observa-se que ambas as correntes seguem as referências impostas e ainda o efeito do acoplamento entre as correntes, visto na Figura 5.13, é mitigado mesmo com grandes variações na velocidade rotórica e na corrente do eixo em quadratura.

As correntes medidas e suas estimações são apresentadas na Figura 5.17. Observa-se que as correntes estimadas, \hat{i}_d e \hat{i}_q , convergem para as correntes medidas, i_d e i_q ,

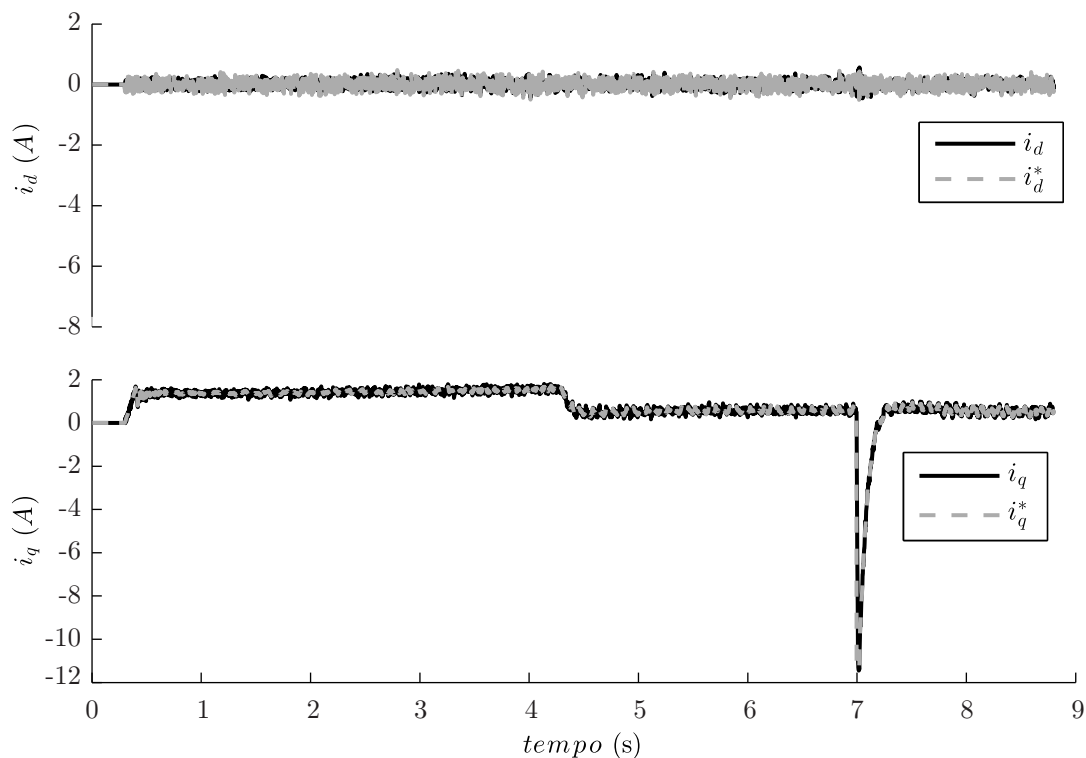


Figura 5.16 – Resultado experimental controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas referências i_d^* e i_q^* .

reforçando assim o bom desempenho do controlador de corrente.

Na Figura 5.18 são apresentados os distúrbios calculados a partir do modelo da planta, d_d e d_q , e os distúrbios estimados, \hat{d}_d e \hat{d}_q . Como mencionado anteriormente, nos distúrbios para fins de comparação são considerados somente os termos de acoplamento entre as duas correntes, desconsiderando variações paramétricas, distúrbios externos entre outros. O distúrbio estimado apresenta comportamento semelhante ao distúrbio calculado.

5.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos com o sistema de controle proposto neste trabalho. Detalhes sobre a bancada experimental são apresentados no Apêndice A.

Os resultados experimentais para o controlador por modos deslizantes com observador de distúrbio no tempo discreto foram comparativamente analisados com um controlador proporcional-integral.

Duas situações de ensaio foram propostas. Na primeira situação o sistema de acionamento estava sendo controlado somente pelo controlador de corrente, deixando a velocidade variável. E na segunda situação um controlador de velocidade foi proposto,

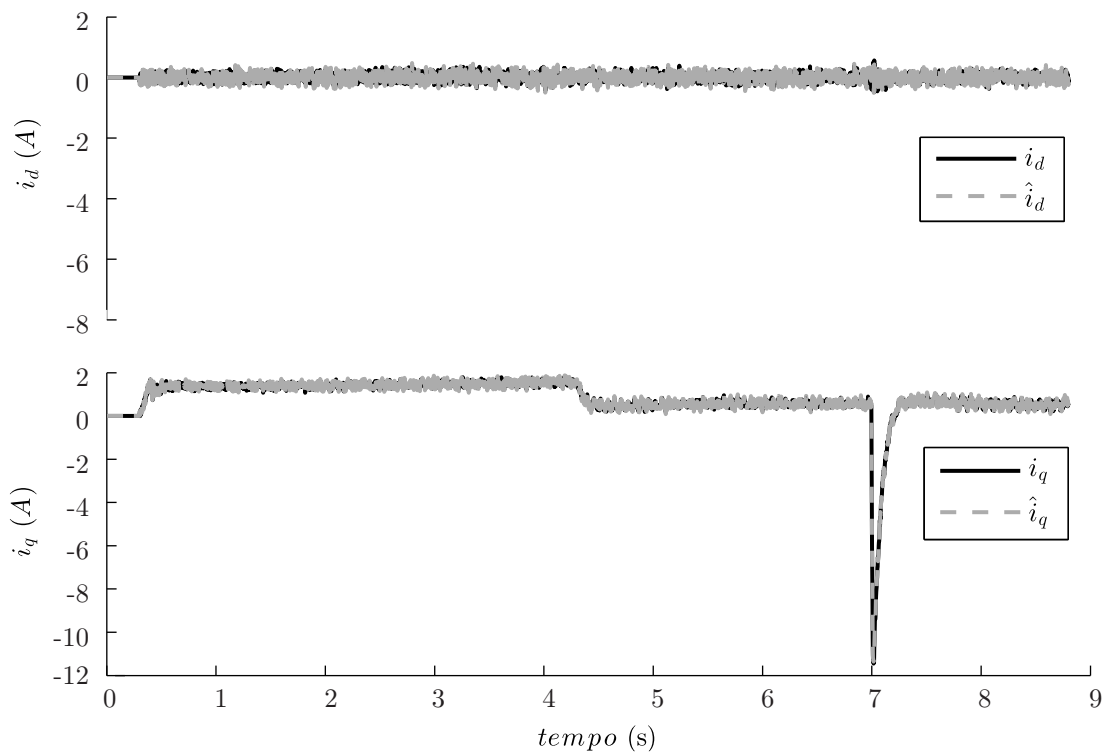


Figura 5.17 – Resultado experimental com controlador proposto: Correntes i_d e i_q e suas respectivas estimações \hat{i}_d e \hat{i}_q .

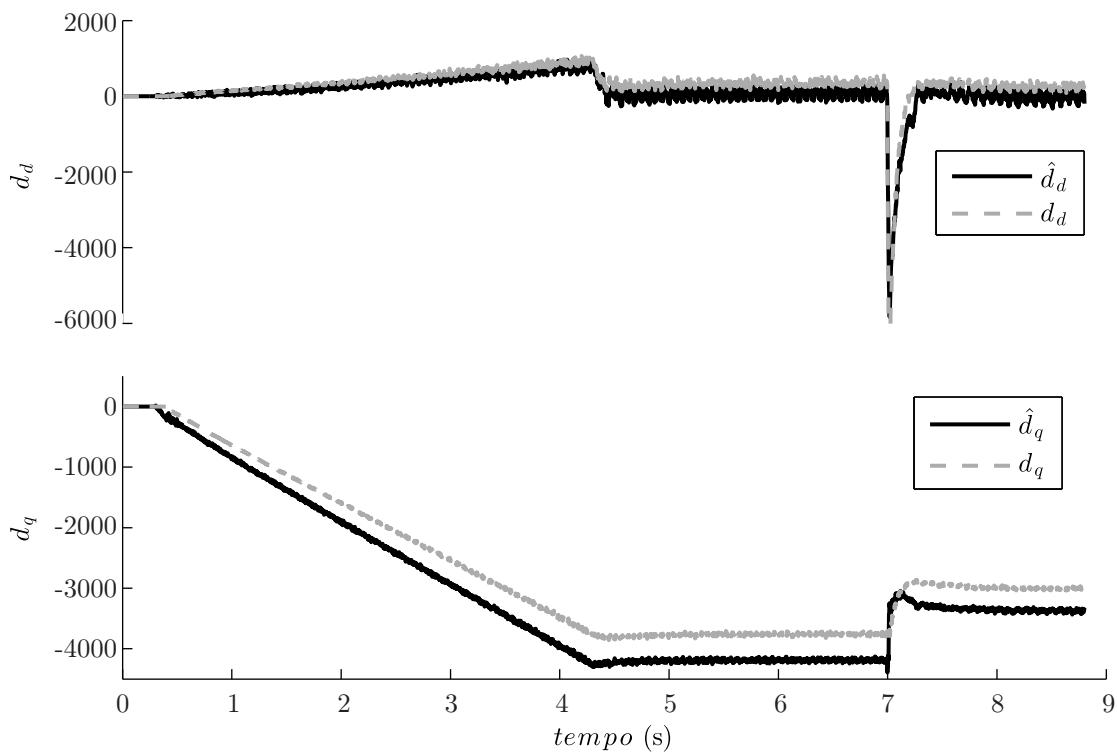


Figura 5.18 – Resultado experimental com controlador proposto: Distúrbios calculados d_d e d_q e os distúrbios estimados \hat{d}_d e \hat{d}_q .

fazendo com que a corrente do eixo em quadratura seguisse a referência proposta pelo controle de velocidade.

Em ambas as situações o controlador por modos deslizantes baseado no observador de distúrbio apresentou um bom desempenho mediante a minimização do acoplamento existente entre as correntes. O observador de distúrbio apresentou comportamento semelhante ao distúrbio considerado real, fazendo com que a teoria de que o observador de distúrbio converge para o distúrbio seja comprovada.

O controlador PI apresenta um bom comportamento em regime permanente, porém não minimiza o efeito de acoplamento entre eixos.

6 CONCLUSÃO

Essa dissertação propôs uma estratégia de controle de corrente combinando a técnica por modos deslizantes com um observador de distúrbio, aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes.

Devido as características construtivas do motor síncrono de ímãs permanentes, não apresentando enrolamento no rotor, este apresenta alto desempenho e elevada eficiência energética, tornando-se atrativo para a indústria. Para o desenvolvimento do controle proposto foi importante a obtenção de um modelo matemático que pudesse representar o comportamento dinâmico da planta em estudo. Assim, a modelagem do motor síncrono de ímãs permanentes foi desenvolvida a partir da teoria generalizada de motores elétricos, que com o auxílio das transformações adequadas entre sistemas de coordenadas (Clarke e Park) pode-se obter um modelo bifásico em um único referencial síncrono.

O controle por modos deslizantes em tempo contínuo foi aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes e sua estabilidade foi comprovada a partir dos critérios de estabilidade de Lyapunov. Visando melhorar o desempenho do controlador por modos deslizantes foi proposta uma combinação desta técnica com um observador de distúrbio. Após o desenvolvimento do novo método as provas de estabilidade adotando os critérios de Lyapunov foram realizadas, juntamente com os resultados de simulação para comprovação do seu desempenho. O método inicialmente proposto assume algoritmos em tempo contínuo, porém, grande parte das aplicações em engenharia adotam microcontroladores ou DSP's para sua implementação. Desta forma, as provas apresentadas para a estabilidade do controlador em tempo contínuo não se aplicam diretamente ao sistema em tempo discreto.

Visando a implementação na bancada experimental desenvolvida ao longo da dissertação, uma estratégia de controle por modos deslizantes com observador de distúrbio em tempo discreto foi proposta. Para o projeto da lei de controle discreta foi considerada a condição de alcance proposta por Gao, Wang e Homaifa (1995) e ainda um atraso de transporte característicos de sistemas implementados em tempo discreto. Uma nova superfície de deslizamento discreta foi desenvolvida para que a característica do modo quase deslizante fosse alcançada, ou seja, que a variável controlada atravessa-se a superfície de deslizamento a cada período de amostragem. Para análise da técnica proposta em tempo discreto resultados de simulação foram desenvolvidos, onde pode-se observar um desempenho considerável fazendo com que o efeito do acoplamento entre as correntes fosse mitigado e os distúrbios estimados convergissem para seus valores reais.

Os resultados experimentais comprovam o desempenho e funcionalidade desta técnica de controle de corrente que combina a estratégia por modos deslizantes e o observador de distúrbio e conclui-se que o controlador proposto é indicado para aplicações em motores síncronos de ímãs permanentes em que se deseja robustez frente à variações e perturbações

e o desacoplamento entre as correntes. Ainda, estes resultados experimentais corroboram a estabilidade e desempenho da técnica desenvolvida em tempo discreto.

Para a comprovação prática da técnica proposta uma bancada experimental foi desenvolvida. Esta bancada possui uma máquina síncrona de ímãs permanentes e uma máquina de indução, possibilitando assim testes de acionamento para ambas as máquinas. Para a implementação do algoritmo proposto utilizou-se um processador digital de sinais TMS320F28335. Quanto aos aspectos relacionados a implementação dos algoritmos de controle as maiores dificuldades estão relacionadas com a regulação dos diferentes ganhos presentes no controlador para que este apresente o desempenho desejado.

Desta forma, este trabalho contribuiu com a proposta de uma técnica de controle de corrente por modos deslizantes combinada com um observador de distúrbio que apresentou um desempenho adequado quando necessária a minimização do efeito do acoplamento entre os eixos, aumentando assim o desempenho do acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes. A proposta pode ser estendida a demais sistemas que apresente planta não-linear e que possam estar sujeitos a distúrbios e variações paramétricas.

6.1 Trabalhos futuros

De forma a dar prosseguimento ao trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros são:

1. Comparação com outros métodos de controle avançado;
2. Análise de soluções para a redução do *chattering*;
3. Implementação da estimação da posição para aplicação do controle *sensorless*;
4. Aplicação do controle por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio para outro sistema não-linear;
5. Análise da aplicação do observador de distúrbio proposto em outras técnicas de controle avançado.

REFERÊNCIAS

- BARATIERI, C. L. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores Brushless DC Submetidos a Variações Periódicas de Carga**. Dissertação de Mestrado — UFSM, 2010.
- BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. [S.l.]: UFSC, 1985.
- BARTOSZEWICZ, A. Discrete-time quasi-sliding-mode control strategies. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 45, n. 4, p. 633–637, Aug 1998.
- BERNARDES, T. et al. Controle vetorial para PMSM com identificação robusta de perturbações em tempo discreto. **10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**, 2012.
- BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector-closed loop control systems for rotating field machines. **Siemens Review**, v. 34, 1972.
- BOLDEA, I. **Variable Speed Generators**. [S.l.]: CRC, 2005.
- BOSE, B. K. **Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications**. New York - EUA: IEEE Press, 1997.
- CAO, W.-J.; XU, J.-X. Nonlinear integral-type sliding surface for both matched and unmatched uncertain systems. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 49, n. 8, p. 1355–1360, Aug 2004.
- CHANG, J.-L. Dynamic output integral sliding-mode control with disturbance attenuation. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 54, n. 11, p. 2653–2658, Nov 2009.
- CHEN, W.-H. Disturbance observer based control for nonlinear systems. **Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on**, v. 9, n. 4, p. 706–710, Dec 2004.
- CHEN, W.-H. et al. A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 47, n. 4, p. 932–938, Aug 2000.
- CHOI, H. H. LMI-based sliding surface design for integral sliding mode control of mismatched uncertain systems. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 52, n. 4, p. 736–742, April 2007.
- DIAS, M. S. G. **Contribuição ao estudo do acionamento avançado do motor síncrono de ímãs permanentes: abordagem baseada nos modos deslizantes de ordem superior**. Dissertação de Mestrado — UFSM, 2009.
- DOTÉ, Y.; HOFT, R. G. Microprocessor based sliding mode controller for dc motor drives. **Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting**, 1980.

- EMELYANOV, S. V. **Variable structure control systems**. [S.l.: s.n.], 1967.
- EPE. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica de 2014**. [S.l.], 2014.
- FERNANDES, E. de M. **Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente**. Dissertação de Mestrado — UFCG, 2006.
- FURLANI, E. P. **Permanent Magnet and Electromechanical Devices - Materials, Analysis and Applications**. 1. ed. Estados Unidos - New York: Academic Press, 2001.
- FURUTA, K. Sliding mode control of a discrete system. **Systems and Control Letters**, 1990.
- GAO, W.; HUNG, J. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 40, n. 1, p. 45–55, Feb 1993.
- GAO, W.; WANG, Y.; HOMAIFA, A. Discrete-time variable structure control systems. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 42, n. 2, p. 117–122, Apr 1995.
- GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent Magnet Motor Technology - Design and Applications**. 2. ed. Estados Unidos - New York: Marcel Dekker, Inc., 2002.
- GLUMINEAU, A. et al. Robust control os a brushless servo motor via sliding modes techniques. **International Journal of Control**, v. 58, n. 5, p. 979–990, 1993.
- GOLEA, N.; GOLEA, A.; KADJOU DJ, M. Robust MRAC adaptive control of PMSM drive under general parameters uncertainties. In: **Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1533–1537.
- GRCAR, B. et al. Nonlinear control of synchronous servo drive. **Control Systems Technology, IEEE Transactions on**, v. 4, n. 2, p. 177–184, Mar 1996.
- HSIEN, T.-L.; SUN, Y.; TSAI, M.-C. H^∞ control for a sensorless permanent-magnet synchronous drive. **Electric Power Applications, IEE Proceedings -**, v. 144, n. 3, p. 173–181, May 1997.
- HUNG, J.; GAO, W.; HUNG, J. Variable structure control: a survey. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 40, n. 1, p. 2–22, Feb 1993.
- JAHNS, T. Motion control with permanent-magnet AC machines. **Proceedings of the IEEE**, v. 82, n. 8, p. 1241–1252, Aug 1994.
- JIN, H.; LEE, J. M. An RMRAC current regulator for permanent-magnet synchronous motor based on statistical model interpretation. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 1, p. 169–177, Jan 2009.
- KIM, E. A fuzzy disturbance observer and its application to control. **Fuzzy Systems, IEEE Transactions on**, v. 10, n. 1, p. 77–84, Feb 2002.

- KIM, K.-H. et al. A current control for a permanent magnet synchronous motor with a simple disturbance estimation scheme. **Control Systems Technology, IEEE Transactions on**, v. 7, n. 5, p. 630–633, Sep 1999.
- KIM, K.-H.; YOUN, M.-J. A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 49, n. 3, p. 524–535, Jun 2002.
- KIM, K. soo; PARK, Y. Robust sliding hyperplane design for parametric uncertain systems by riccati approach. In: **American Control Conference, 1998. Proceedings of the 1998**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 579–583 vol.1.
- KO, J.-S.; HAN, B.-M. Precision position control of PMSM using neural network disturbance observer on forced nominal plant. In: **Mechatronics, 2006 IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 316–320.
- KRAUSE, P.; WASYN CZUK, O.; SUDHOFF, S. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Second. United States of America: Wiley-IEEE Press, 2002.
- KRISNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. United States of America: CRC Press, 2009.
- KUNG, Y.-S.; TSAI, M.-H. FPGA-based speed control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 6, p. 2476–2486, Nov 2007.
- LEE, H. S.; TOMIZUKA, M. Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 43, n. 1, p. 48–55, Feb 1996.
- LI, S.; LIU, Z. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 8, p. 3050–3059, Aug 2009.
- LI, S. et al. **Disturbance Observer - Based Control**. [S.l.]: CRC Press, 2014.
- LIN, F.-J.; CHOU, P.-H.; KUNG, Y.-S. Robust fuzzy neural network controller with nonlinear disturbance observer for two-axis motion control system. **Control Theory Applications, IET**, v. 2, n. 2, p. 151–167, February 2008.
- MILOSAVLJEVIC, D. General conditions for the existence of a quasi-sliding mode on the switching hyperplane in discrete variable structure systems. **Automat. Remote Control**, v. 46, p. 307–314, 1985.
- MOHAMED, Y.-R.; EL-SAADANY, E. A current control scheme with an adaptive internal model for robust current regulation and torque ripple minimization in PMSM vector drive. In: **Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, p. 300–305.

- MU, C. et al. A continuous sliding mode controller for the pmsm speed regulation based on disturbance observer. In: **Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 28–33.
- NIU, Y.; HO, D.; WANG, Z. Improved sliding mode control for discrete-time systems via reaching law. **Control Theory Applications, IET**, v. 4, n. 11, p. 2245–2251, November 2010.
- OGATA, K. **Discrete-time Control Systems**. 2nd. ed. [S.l.]: Prentice-Hall, 1995.
- OHNISHI, K. A new servo method in mechatronics. **Transaction of the Japanese Society of Electrical Engineer**, p. 83–86, 1987.
- PERRUQUETTI, W. **Sliding Mode Control in Engineering**. New York, NY, USA: Marcel Dekker, Inc., 2002. ISBN 0824706714.
- PILLAY, P. Vector control of AC permanent magnet machines. In: **Electrical Machines and Drives, 1989. Fourth International Conference on (Conf. Publ. No. ??)**. [S.l.: s.n.], 1989. p. 293–297.
- SABANOVIC, A. Variable structure systems with sliding modes in motion control; a survey. **Industrial Informatics, IEEE Transactions on**, v. 7, n. 2, p. 212–223, May 2011.
- SABANOVIC, A.; FRIDMAN, L. M.; SPURGEON, S. **Variable Structure Systems from principles to implementation**. 1. ed. Londres - Inglaterra: The Institution of Engineering and Technology, 2004.
- SARPTURK, S.; ISTEфанOPULOS, Y.; KAYNAK, O. On the stability of discrete-time sliding mode control systems. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 32, n. 10, p. 930–932, Oct 1987.
- S.H.LI; H.X.LIU; S.H.DING. A speed control for a PMSM using finite-time feedback control and disturbance observer. **Transactions of the Institute of Meadurement and Control**, v. 32, n. 6, p. 170–187, 2010.
- S.H.LI; ZONG, K.; H.X.LIU. A composite speed controller based on a second-order model of permanent magnet synchronous motor system. **Transactions of the Institute of Meadurement and Control**, v. 33, n. 5, p. 522 – 541, 2011.
- SU, Y.; ZHENG, C.; DUAN, B. Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 52, n. 3, p. 814–823, June 2005.
- UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 2, p. 212–222, Apr 1977.

- UTKIN, V.; LEE, H. Chattering problem in sliding mode control systems. In: **Variable Structure Systems, 2006. VSS'06. International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 346–350.
- UTKIN, V. I. **Sliding modes in Control and Optimization Systems**. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag, 1992.
- UTKIN, V. I.; GULDNER, J.; SHI, J. **Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems**. 1. ed. [S.l.]: Taylor Francis, 1999.
- VIEIRA, R. P. **Contribuição ao acionamento e controle *sensorless* aplicado ao motor de indução bifásico assimétricos**. Tese de Doutorado — UFSM, 2012.
- VIEIRA, R. P.; GABBI, T.; GRÜNDLING, H. Sensorless decoupled IM current control by sliding mode control and disturbance observer. In: **Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 844–849.
- VILATHGAMUWA, M.; RAHMAN, M. A.; TSENG, K. Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor. In: **Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1115–1120 vol.2.
- WANG, G.-J.; FONG, C.-T.; CHANG, K. Neural-network-based self-tuning PI controller for precise motion control of PMAC motors. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 48, n. 2, p. 408–415, Apr 2001.
- WEG. WMagnet drive system. 2013.
- WEI, X.; GUO, L. Composite disturbance-observer-based control and terminal sliding mode control for non-linear systems with disturbances. **International Journal Control**, v. 92, n. 6, p. 1082 – 1098, 2009.
- YANG, J.; LI, S.; YU, X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 1, p. 160–169, Jan 2013.

APÊNDICES

Apêndice A – Bancada experimental

Durante o desenvolvimento desta dissertação, a plataforma para ensaios experimentais foi projetada e desenvolvida, para validar as técnicas de controle propostas. A bancada experimental é formada por uma máquina síncrona de ímãs permanentes, uma máquina de indução, o gabinete de comando e uma fonte de tensão, conforme Figura A.1. O sensor de posição (*encoder*) está acoplada ao eixo da máquina de indução. A tensão no barramento CC (v_{cc}) é disponibilizada pela fonte de tensão. O gabinete de controle, assim denominado nesse trabalho, contém a placa central de processamento, a aquisição de medidas, alimentação e o inversor, visto na Figura A.2. O intuito do desenvolvimento da bancada é para utilização em pesquisas envolvendo a máquina síncrona de ímãs permanentes e também a máquina de indução.

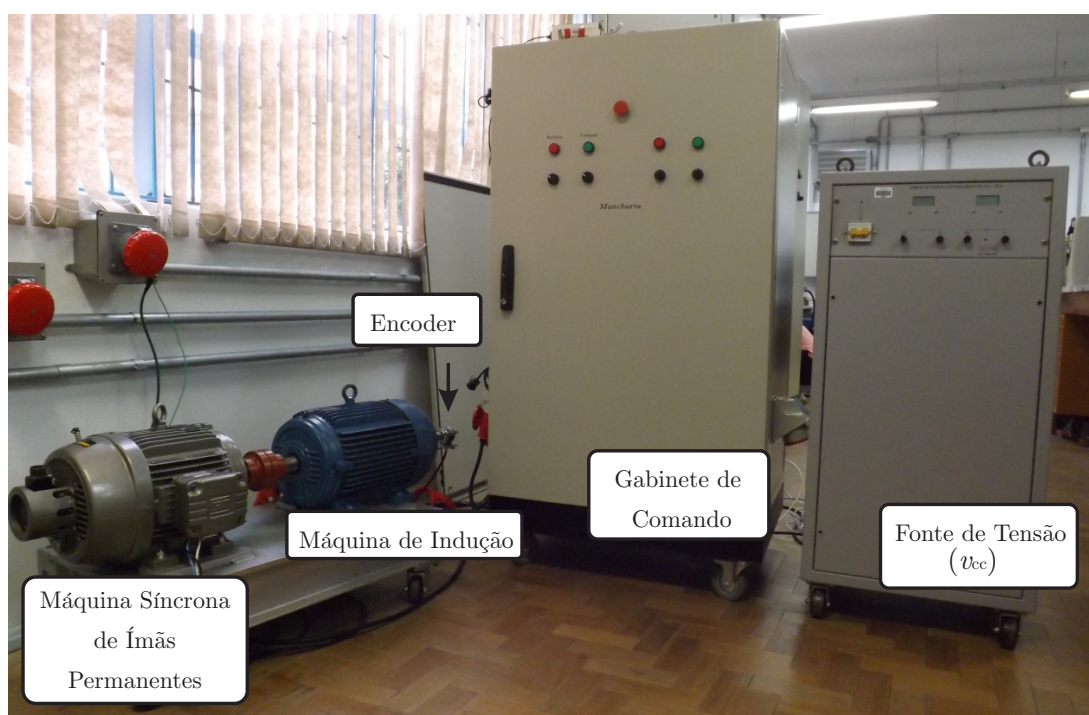


Figura A.1 – Plataforma experimental.

A.1 Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

A máquina síncrona de ímãs permanentes utilizada na bancada experimental é WMagnet produzido pela WEG. Esta máquina possui ímãs permanentes de terras raras de NdFeB inseridos no rotor, ao invés da convencional gaiola de esquilo, eliminando assim a perda por efeito joule no rotor, que responde por uma parcela significativa das perdas totais do motor (WEG, 2013).

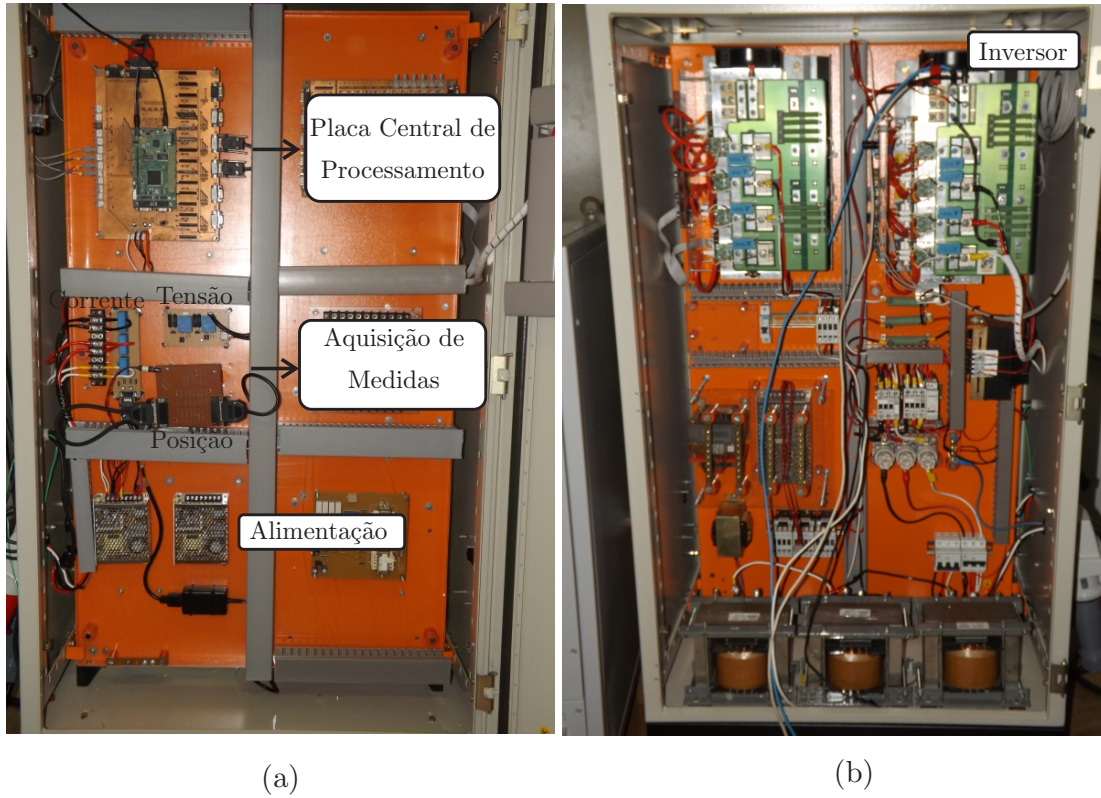


Figura A.2 – Plataforma Experimental (a) Componentes de automação (b) Componente de potência.

A Tabela A.1 apresenta os dados de placa da máquina e a Tabela A.2 os seus parâmetros. A resistência estatórica (R_s) e o fluxo magnético dos ímãs (ϕ_{srm}) foram obtidos através de ensaios, enquanto os demais parâmetros foram informados pelo fabricante.

Tabela A.1 – Dados de placa da máquina síncrona de ímãs permanentes - WEG

P_{nom}	11 kW
n_{nom}	1800 RPM
i_{nom}	19,2 A
T_{nom}	58,4 Nm
Pólos	6

Tabela A.2 – Parâmetros da máquina síncrona de ímãs permanentes - WEG

R_s	0,5 Ω
L_d	20,1 mH
L_q	40,9 mH
J	0,03877 kgm ²
ϕ_{srm}	0,5126 V/rad/s

- Resistência Estatórica (R_s)

A resistência estática (R_s) é igual em cada uma das fases. Assim, o ensaio para sua determinação consiste em medir a resistência entre duas fases do motor com o uso de um multímetro, Figura A.3. A medição é feita entre duas fases, pois não se tem acesso ao neutro do motor. A resistência estática pode ser considerada como a metade da resistência medida.

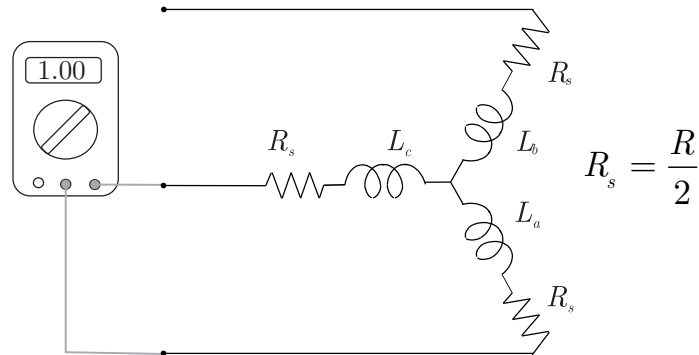


Figura A.3 – Ensaio para obtenção da resistência estática (R_s).

- Fluxo Magnético dos Ímãs (ϕ_{srm})

Para a obtenção do fluxo magnético é necessário fazer um ensaio acionando uma máquina primária para que a máquina síncrona de ímãs permanentes funcione como gerador.

Com o auxílio de um osciloscópio verifica-se as tensões pico a pico de linha e suas respectivas frequências para diferentes valores de velocidade.

Para obter uma estimativa do valor de ϕ_{srm} , divide-se a tensão de pico a pico pela velocidade angular elétrica, conforme

$$\phi_{srm} = \frac{V_{pk-pk}}{\sqrt{12} (2\pi f)}. \quad (A.1)$$

Assim, acionou-se o motor de indução (Alto Rendimento Plus - WEG), conectado ao eixo da máquina síncrona de ímãs permanentes, através do inversor CFW11, e a tensão induzida e a frequência na máquina síncrona foram obtidas, conforma Tabela A.3,

Tabela A.3 – Ensaio de obtenção do fluxo magnético

$V_{pk-pk}(V)$	$f (Hz)$	$\phi_{srm} (V/rad/s)$
36,2	4,958	0,3521
98,78	9,946	0,4563
163,98	14,89	0,5059
234,22	19,84	0,5423
295,6	25,12	0,5406
351,2	29,54	0,5462
416,2	34,95	0,5471
475,4	39,93	0,5470
527,2	44,49	0,5444
592	50	0,5439

Fazendo a média dos valores adquiridos para ϕ_{srm} , tem-se então,

$$\phi_{srm} = 0,5126 \text{ V/rad/s.}$$

A.2 Placa Central de Processamento

Na placa da central de processamento, Figura A.4, encontram-se as placas de condicionamento de sinais e o circuito de geração de referências da instrumentação, além de transmissores para fibras óticas de interface com o inversor, conector de comunicação, conector para captura de sinais e o DSP.

O kit de desenvolvimento *Spectrum Digital eZdspTMF28335* produzido pela *Texas Instruments*, que é composto pelo controlador digital de sinais DSP TMS320F28335, foi utilizado para implementar o sistema de controle proposto. A escolha deste processador é devido sua capacidade de processamento e também por o laboratório possuir kits disponíveis e a plataforma de interface para o mesmo. O DSP TMS320F28335 é um microprocessador de ponto flutuante, possui 16 canais A/D de 12 bits, 88 portas que podem ser configuradas como entrada ou saída, a velocidade de operação é de 150MHz, tem conexão com RS232 e USB.

As medidas chegam das placas de aquisição, transmitidas em corrente, por meio de cabos de 10 vias e malha metálica, sendo conectados à placa de interface por meio de conectores DB9. Após esta etapa, as medidas são enviadas as placas de condicionamento de sinais, onde são convertidas novamente em tensão e recebem *offset* de 1,5V para assim adequá-la a faixa de tensão dos canais A/D do DSP. Estas placas permitem o condiciona-

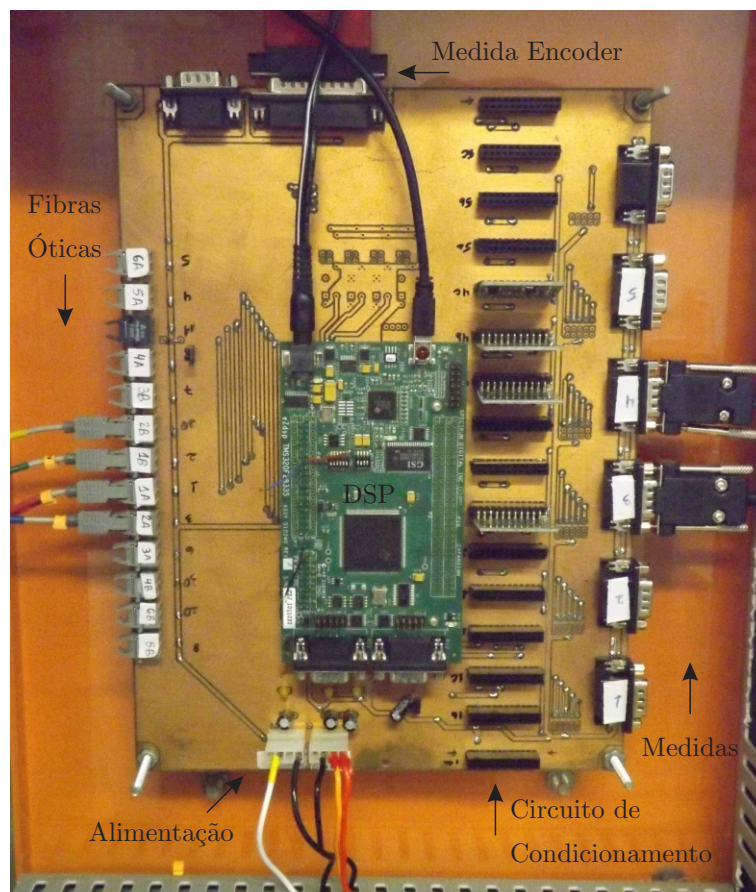


Figura A.4 – Placa central de processamento.

mento de sinais contínuos e alternados, bem como a seleção de diferentes escalas (ganhos), com a possibilidade de otimizar o canal. Das placas de condicionamento, as medidas são direcionadas as entradas dos conversores A/D do DSP.

A instrumentação necessita das tensões de referência de 1,5V e de 3V, sendo ambas geradas na placa de processamento principal. Para a tensão de 3V utiliza-se um circuito integrado gerador de referência LP2950-3, alimentado em 5V pela fonte de alimentação. A tensão de 3V alimenta os amplificadores *rail-to-rail* que fazem a proteção dos canais A/D nas placas de condicionamento. A tensão de 1,5V é gerada pelo circuito integrado LM385M a partir da tensão de 3V.

O circuito responsável pela isolamento entre os circuitos de acionamento dos interruptores do inversor e o DSP também faz parte desta placa. O objetivo desta isolamento através de fibras óticas é reduzir os problemas causados por interferência eletromagnética proveniente das comutações dos interruptores. O princípio de funcionamento é simples: o sinal *PWM* na base do transistor faz com que o transistor comute o diodo emissor de luz. Desta forma, quando o nível lógico na base do transistor for 1 o LED emite luz e caso contrário nada é emitido. O transmissor utilizado é o HFBR-1524.

A.3 Aquisição das Medidas

- *Leitura da Posição Mecânica do Motor*

A posição mecânica do motor é medida através do sensor de posição absoluto *Absolute Rotary Encoder* TRD-NA256NWD de 8-bits acoplado ao eixo da máquina de indução, para fornecer a posição e a determinar a velocidade do motor síncrono de ímãs permanentes. Este encoder utiliza o Código Gray para descrever cada posição.

- *Leitura das Correntes Trifásicas*

As correntes trifásicas são obtidas através de sensores de efeito Hall LA 55-P produzidos pela LEM. A placa de circuito impresso para medição das correntes contém três sensores de corrente.

- *Leitura da Tensão do Barramento*

A aquisição da tensão do barramento é obtida através de uma placa de circuito impresso que contém um sensor de tensão de efeito Hall LV 25-P produzido pela LEM.

A.4 Inversor

A unidade inversora utilizado é SKS25 B6U+(B2CI)*2 10V09 produzido pela *Semikron*. Ela é composta por quatro módulos IGBTs *dual-pack* SKM50G123D, quatro *drives* SKHI22BH4, um retificador trifásico não controlado em ponte completa e por capacitores eletrolíticos do barramento CC. O inversor possui quatro braços, porém somente três braços estão sendo utilizados para o acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes.

A.5 Modulação com Abordagem Geométrica

A técnica de modulação desenvolvida neste trabalho é baseada na topologia que faz o uso de um inversor trifásico de três braços, conforme Figura A.5. O inversor de três braços pode produzir somente duas tensões de saída independentes, isto é, v_{ab} e v_{bc} , são conhecidas, então v_{ca} fica implicitamente definida. Assim, o inversor trifásico a três braços, somente pode produzir tensões trifásicas de fase balanceadas (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}) se a carga conectada em Y for equilibrada.

A partir da Figura A.5 pode-se definir as tensões nos pontos a , b e c do conversor, relacionadas com um ponto de conexão comum g , onde as tensões dos braços aplicadas aos interruptores S_2 , S_4 e S_6 podem ser definidas como: v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} . As tensões de linha, tensões aplicadas à máquina, podem ser relacionadas de acordo com a equação A.2

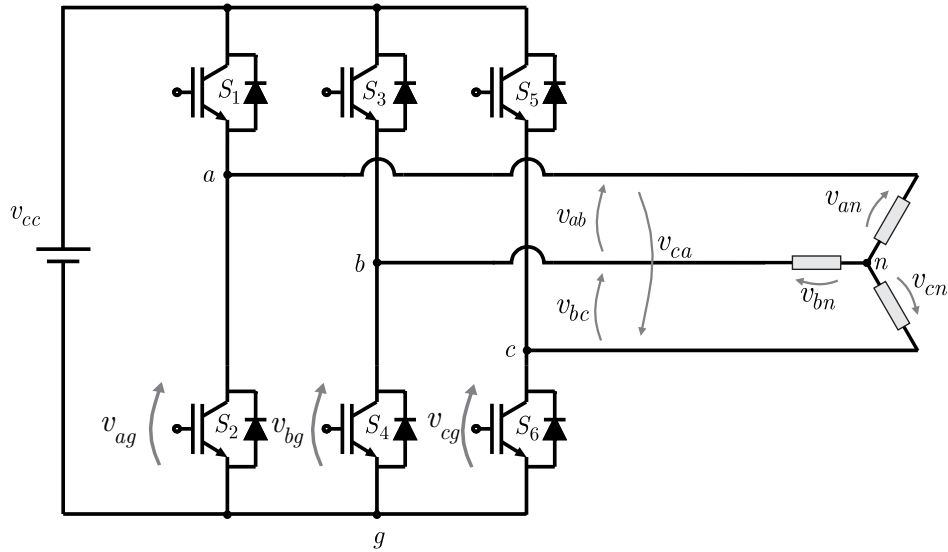


Figura A.5 – Topologia inversor trifásico.

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

A equação A.2 relaciona as tensões dos braços do conversor no espaço das tensões de saída. Para garantir que a matriz de transformação apresentada em (A.2) seja não-singular, foi definida uma variável chamada aqui de tensão auxiliar v_0 , a qual é inserida como uma última linha da matriz de transformação de A.2. Neste caso, v_0 representa a soma das tensões nos braços do conversor, como mostrado na equação A.3,

$$v_0 = v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}. \quad (\text{A.3})$$

A partir da equação A.3, pode-se reescrever a equação A.2, como

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

Se a matriz de transformação da equação A.4 é não-singular, pode-se reescrever a equação A.4 da forma,

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

Com isso pode-se definir as tensões de fase do conversor relacionadas com as tensões de linha aplicadas aos terminais da máquina e a tensão auxiliar v_0 . Logo,

$$\begin{aligned} v_{ag} &= \frac{1}{3}(2v_{ab} + v_{bc} + v_0) \\ v_{bg} &= \frac{1}{3}(-v_{ab} + v_{bc} + v_0) \\ v_{cg} &= \frac{1}{3}(-v_{ab} - 2v_{bc} + v_0). \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Normalizando a tensão do barramento CC do conversor de três braços em 1, os limites que podem ser modulados das tensões de fase do conversor, para que o mesmo opere na região linear, são dados por,

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{bg} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{cg} \leq 1. \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Através da substituição de A.6 em A.7, é possível definir os limites de tensão v_0 em função das tensões de linha desejadas v_{ab} e v_{bc} , assim,

$$\begin{aligned} 0 &\leq \frac{1}{3}(2v_{ab} + v_{bc} + v_0) \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{1}{3}(-v_{ab} + v_{bc} + v_0) \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{1}{3}(-v_{ab} - 2v_{bc} + v_0) \leq 1. \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

A partir de A.8 pode-se definir os limites para a tensão auxiliar v_0 que assegurará a operação na região linear, ou seja,

$$\max(c_1, c_3, c_5) < v_0 < \min(c_2, c_4, c_6) \quad (\text{A.9})$$

em que c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 e c_6 podem ser definidos como,

$$\begin{aligned} c_1 &= -2v_{ab} - v_{bc} \\ c_2 &= 3 + c_1 \\ c_3 &= v_{ab} - v_{bc} \\ c_4 &= 3 + c_3 \\ c_5 &= v_{ab} - 2v_{bc} \\ c_6 &= 3 + c_5. \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

A partir da equação A.9 é possível verificar várias soluções para a definição da tensão auxiliar v_0 . Neste trabalho o valor de v_0 será definido como a média aritmética dos valores máximos e mínimos, ou seja, conforme a equação A.11.

$$v_0 = \frac{\max(c_1, c_3, c_5) + \min(c_2, c_4, c_6)}{2}. \quad (\text{A.11})$$

ANEXOS

Anexo A – Projeto controlador proporcional-integral para PMSM

Na metodologia de projeto adotada para os controladores PI das correntes estáticas do PMSM utilizados para comparação com o controlador proposto nesta dissertação e para o controlador PI de velocidade, o primeiro passo é a determinação das funções de transferência que definam as dinâmicas em malha fechada de i_d , i_q e n_m . Para isso, considera-se inicialmente as funções de transferência dos controladores PI, denominadas de $G_{PI_d}(s)$, $G_{PI_q}(s)$ e $G_{PI_n}(s)$, para as correntes nos eixos d e q e para a velocidade rotórica n_m , respectivamente.

$$\begin{aligned} G_{PI_d}(s) &= k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \\ G_{PI_q}(s) &= k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \\ G_{PI_n}(s) &= k_{pn} + \frac{k_{in}}{s} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

em que k_{pd} , k_{pq} e k_{pn} são os ganhos proporcionais e k_{id} , k_{iq} e k_{in} os ganhos integrais.

Sabendo-se que as funções de transferência do modelo do PMSM são definidas por,

$$\begin{aligned} G_d(s) &= \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_d}} \\ G_q(s) &= \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_q}} \\ G_n(s) &= \frac{1}{s + \frac{B}{J}}. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Utilizando as funções de transferências dadas em (A.1) e (A.2), pode-se estabelecer as funções de transferência em malha fechada para as correntes estáticas como sendo G_{CL_d} e G_{CL_q} ,

$$\begin{aligned} G_{CL_d}(s) &= \frac{G_{PI_d}(s) G_d(s)}{1 + G_{PI_d}(s) G_d(s)} = \frac{\frac{k_{pd}}{L_d} s + \frac{k_{id}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d} s + \frac{k_{id}}{L_d}} \\ G_{CL_q}(s) &= \frac{G_{PI_q}(s) G_q(s)}{1 + G_{PI_q}(s) G_q(s)} = \frac{\frac{k_{pq}}{L_q} s + \frac{k_{iq}}{L_q}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pq}}{L_q} s + \frac{k_{iq}}{L_q}} \\ G_{CL_n}(s) &= \frac{G_{PI_n}(s) G_n(s)}{1 + G_{PI_n}(s) G_n(s)} = \frac{\frac{k_{pn}}{J} s + \frac{k_{in}}{J}}{s^2 + \frac{R_B s + k_{pn}}{J} s + \frac{k_{in}}{J}}. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Pode-se observar a partir de (A.3) que as dinâmicas em malha fechada para as correntes i_d e i_q e da velocidade rotórica n_m são de segunda ordem. Em termos práticos,

costuma-se utilizar:

$$\begin{aligned}k_{pd} &\ll R_s \\k_{pq} &\ll R_s \\k_{pn} &\ll B\end{aligned}$$

assim pode-se fazer a aproximação de (A.3),

$$\begin{aligned}G_{CL_d}(s) &= \frac{\frac{k_{pd}}{L_d}s + \frac{k_{id}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d}s + \frac{k_{id}}{L_d}} = \frac{\omega_{PI_d}^2}{s^2 + 2\xi_{PI_d}\omega_{PI_d} + \omega_{PI_d}^2} \\G_{CL_q}(s) &= \frac{\frac{k_{pq}}{L_q}s + \frac{k_{iq}}{L_q}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pq}}{L_q}s + \frac{k_{iq}}{L_q}} = \frac{\omega_{PI_q}^2}{s^2 + 2\xi_{PI_q}\omega_{PI_q} + \omega_{PI_q}^2} \\G_{CL_n}(s) &= \frac{\frac{k_{pn}}{J}s + \frac{k_{in}}{J}}{s^2 + \frac{B + k_{pn}}{J}s + \frac{k_{in}}{J}} = \frac{\omega_{PI_n}^2}{s^2 + 2\xi_{PI_n}\omega_{PI_n} + \omega_{PI_n}^2}.\end{aligned}\tag{A.4}$$

A partir de (A.4) pode-se projetar os ganhos dos controladores PI. Isto é feito com base nos parâmetros ξ_{PI_d} , ξ_{PI_q} e ξ_{PI_n} que representam os coeficientes de amortecimento desejados do sistema e ω_{PI_d} , ω_{PI_q} e ω_{PI_n} as frequências naturais não amortecidas. Assim,

$$\begin{aligned}k_{pd} &= 2\xi_{PI_d}\omega_{PI_d}L_d - R_s \\k_{pq} &= 2\xi_{PI_q}\omega_{PI_q}L_q - R_s \\k_{pn} &= 2\xi_{PI_n}\omega_{PI_n}J - B \\k_{id} &= \omega_{PI_d}^2L_d \\k_{iq} &= \omega_{PI_q}^2L_q \\k_{in} &= \omega_{PI_n}^2J.\end{aligned}\tag{A.5}$$

Após a determinação dos ganhos contínuos dos controladores PI em (A.5), os mesmos podem ser discretizados a partir da metodologia apresentada em (OGATA, 1995),

$$\begin{aligned}K_{P_d} &= k_{pd} - \frac{k_{id}}{2}T_s \\K_{P_q} &= k_{pq} - \frac{k_{iq}}{2}T_s \\K_{P_n} &= k_{pn} - \frac{k_{in}}{2}T_s \\K_{I_d} &= k_{id}T_s \\K_{I_q} &= k_{iq}T_s \\K_{I_n} &= k_{in}T_s\end{aligned}\tag{A.6}$$

em que K_{P_d} , K_{P_q} e K_{P_n} são os ganhos proporcionais discretos e K_{I_d} , K_{I_q} e K_{I_n} são os ganhos integrais discretos para o controlador PI.

Ainda por Ogata (1995), a implementação discreta dos controladores é obtida

conforme:

$$\begin{aligned}
 v_{d(k)} &= v_{d(k-1)} + (K_{P_d} + K_{I_d}) e_{d(k)} - K_{P_d} e_{d(k-1)} \\
 v_{q(k)} &= v_{q(k-1)} + (K_{P_q} + K_{I_q}) e_{q(k)} - K_{P_q} e_{q(k-1)} \\
 i_{q(k)}^* &= i_{q(k-1)}^* + (K_{P_n} + K_{I_n}) e_{n(k)} - K_{P_n} e_{n(k-1)}
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

podendo definir os erros de rastreamento utilizados em (A.7) como sendo,

$$\begin{aligned}
 e_{d(k)} &= i_{d(k)}^* - i_{d(k)} \\
 e_{q(k)} &= i_{q(k)}^* - i_{q(k)} \\
 e_{n(k)} &= n_{m(k)}^* - n_{m(k)}.
 \end{aligned} \tag{A.8}$$

Em (A.8) tem-se que e_d , e_q , e_n são os erros de rastreamento de i_d , i_q e n_m . E i_d^* , i_q^* e n_m^* as referências a serem seguidas.