

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

Thieli Smidt Gabbi

CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE *SENSORLESS* DE  
MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES

Santa Maria, RS, Brasil  
2019



Thieli Smidt Gabbi

CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MOTORES  
SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES

Tese apresentada ao Curso de Doutorado 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 **Doutora em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira**  
**Coorientador: Prof. D.Sc. Hilton Abílio Gründling**

Santa Maria, RS, Brasil  
2019

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

Contribuição ao controle *sensorless* de motores síncronos de ímãs permanentes / Thieli Smidt Gabbi - 2019

197 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

Coorientador: Hilton Abílio Gründling

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Engenharia Elétrica 2. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 3. Controle 4. Sensorless 5. Motores Elétricos Síncronos I. Vieira, Rodrigo Padilha. II. Gründling, Hilton Abílio. III. Título.

---

© 2019

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) 991283061;

Endereço Eletrônico: [thielisgabbi@gmail.com](mailto:thielisgabbi@gmail.com)

---

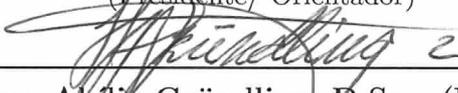
Thieli Smidt Gabbi

CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MOTORES  
SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES

Tese apresentada ao Curso de Doutorado 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 **Doutora em Engenharia Elétrica.**

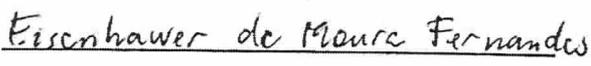
Aprovado em 05 de ~~Dezembro~~ de 2019:

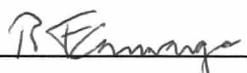
  
\_\_\_\_\_  
Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)  
(Presidente/ Orientador)

  
\_\_\_\_\_  
Hilton Abílio Gründling, D.Sc. (UFSM)  
(Coorientador)

  
\_\_\_\_\_  
Cristiane Cauduro Gastaldini, Dra. (UFSM)

  
\_\_\_\_\_  
Cássio Luciano Baratieri, Dr. (URI)

  
\_\_\_\_\_  
Eisenhauer de Moura Fernandes, Dr. (UFCEG)  
(Participação por Videoconferência)

  
\_\_\_\_\_  
Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil

2019



## DEDICATÓRIA

Dedico à minha família, por todo amor e carinho que recebi durante minha vida.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores Rodrigo Padilha Vieira e Hilton Abílio Gründling pela oportunidade de desenvolver meu doutorado junto ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal de Santa Maria. Aos professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle pelo incentivo e conhecimentos compartilhados durante o desenvolvimento deste trabalho, em especial ao Prof. Vinícius Foletto Mongtaner que não mediu esforços e me auxiliou buscando vincular os seus estudos ao controle de máquinas elétricas.

Ao meu pai José, minha mãe Elcida, e meus irmãos Rodrigo e Bruno, minha cunhada Laurelize, agradeço imensamente, por todo amor, dedicação, apoio, incentivo aos estudos e principalmente pela ótima estrutura familiar que me proporcionaram. Ao pequeno Bernardo por me trazer felicidade no final dessa caminhada.

Ao 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. À família Koch, por todo incentivo e compreensão.

Aos grandes amigos Gustavo Finamor, Karin Feistel, Leandro Kehler, Matheus Camargo e Vinícius Barbosa, que mesmo não estando presentes no meu dia-a-dia, não deixaram nunca de dividir os momentos bons e ruins da vida comigo.

Aos meus amigos e minhas amigas, em especial Ananda Guarda, Aline Kirchoff, Bárbara Lovato, Cláudio Peres, Celso Tischer, Ester Vacaro, Gabriel Ruschel, Gláucia Cogo, Jaqueline Barreto, Juliana Dockhorn e Shaiane Ruschel, 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 amigos do GEPOC, principalmente Alexandre Trevisan, André Nicolini, André Pacheco, Caio Osório, Douglas Pedroso, Filipe Scalcon, Gleisson Balen, Guilherme Hubner, Henrique Figueira, Henrique Jank, Henrique Magnago, João Manoel Lenz, Lucas Cielo, Lucas Rossato, Marcelo Back, Pablo Costa, Rafael Scapini, Rodrigo França, Thiago Lazzari, Tiarles Guterres e Willian Venturini pela troca de conhecimentos, pela boa convivência e pelos cafezinhos, rodas de chimarrão e noites de churrasco com conversas fundamentais para o trabalho de todos. As colegas e amigas, Ana Flávia Bacca e Renata Camponogara, por terem me permitido fazer parte do dia-a-dia de vocês, trocando experiências, incentivos e confidências. Aos amigos dos grupos GEDRE e CEESP.

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. À CAPES pelo suporte financeiro.

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.



“Quando acordei hoje de manhã,  
eu sabia quem eu era, mas acho  
que já mudei muitas vezes desde  
então.

**Alice no País das Maravilhas”**



## RESUMO

# CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE *SENSORLESS* DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES

AUTORA: THIELI SMIDT GABBI  
ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA  
COORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Este trabalho contribui com o controle *sensorless* de motores síncronos de ímãs permanentes. Para a obtenção de um desempenho eficiente na faixa de operação é utilizada a estratégia de máximo torque por ampere para geração de referências de corrente no referencial síncrono  $dq$ . Visando aplicações em microprocessadores, duas propostas de controle de corrente no domínio do tempo discreto são apresentadas. A primeira utiliza um controlador por modos deslizantes associada a um observador de distúrbio para minimização do efeito dos distúrbios conhecidos e desconhecidos da planta, bem como das variações e incertezas paramétricas. A segunda estratégia fornece novas condições de desigualdades matriciais lineares para o reprojeto digital de controladores proporcionais integrais aplicados a plantas que podem ser descritas por modelos de primeira ordem afetados por atraso de um período de amostragem. Ambas as técnicas de controle necessitam do conhecimento da velocidade/posição rotórica que podem ser obtidas através de sensores mecânicos ou de algoritmos de estimação de velocidade/posição rotórica. Três técnicas de estimação da velocidade rotórica foram propostas nesse trabalho. A primeira técnica utiliza a observação da força contra-eletromotriz do motor através da utilização de um observador de distúrbio, e a partir dessas informações uma lei de adaptação da velocidade é proposta no referencial estacionário. A segunda estratégia de estimação proposta utiliza um sistema adaptativo por modelo de referência. Para o desenvolvimento desta técnica mostra-se necessária a linearização do modelo em coordenadas síncronas. Visando aumentar a robustez do algoritmo proposto o sistema de adaptação clássico foi substituído por modos deslizantes. A terceira técnica, desenvolvida no domínio do tempo discreto, utiliza a observação das correntes estatóricas do modelo simétrico no referencial síncrono para o desenvolvimento de um lei de adaptação da velocidade no referencial síncrono  $dq$ . As análises de estabilidade e da convergência dos algoritmos são apresentadas. Resultados de simulação e experimentais validam as técnicas propostas.

**Palavras-chave:** Controle *sensorless*, controle de corrente, estimação de velocidade rotórica, domínio do tempo discreto, motor síncrono de ímãs permanentes.



## ABSTRACT

# CONTRIBUTION TO THE SENSORLESS CONTROL FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

AUTHOR: THIELI SMIDT GABBI  
ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA  
COADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

This thesis presents contributions to sensorless control for permanent magnet synchronous motors. A maximum torque per ampere strategy is used to generate the current control reference in synchronous reference frame. When this type of strategy is used this gives better performance in operations up to rated speed can be achieved. Two discrete time domain current control proposals are presented for motor applications using microcontrollers. The first technique utilizes a disturbance observer associated sliding mode controller to minimize the effect of matched and unmatched disturbances, as well as variations and uncertainties parameters. The second strategy provides new conditions of linear matrix inequalities for the digital redesign of proportional integral controllers applied to plants described by first order models affected by a sampling period delay in the implementation of digital control. The current control technique presented require the knowledge of the rotor speed/position of the motor. This information that can be obtained through mechanical sensors or rotor speed/position estimation algorithms. Due to the fact that mechanical sensors reduce the robustness of the control system, three rotor speed estimation techniques were proposed in this work. The first strategy uses the observation of the counter electromotive force of the motor through the use of a disturbance observer, and from this information a speed adaptation law is proposed in the stationary reference frame. The second technique uses a model reference adaptive system. A linearized model is necessary for the development of this technique. In order to increase the robustness of the proposed algorithm the proportional-integral regulator used in classical methods was replaced by a sliding mode regulator. The third estimator, in the discrete time domains, uses the observation of the currents in the discrete time domain to develop a rotor speed adaptation law in the synchronous reference frame. The stability analysis and convergence of the controllers and estimators are presented. Simulation and experimental results validate the proposed algorithms.

**Keywords:** Current control, discrete-time domain, permanent magnet synchronous motor, sensorless control, rotor speed observer.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Consumo de energia elétrica no Brasil entre os anos de 2009 e 2018.	25
Figura 1.2	– Classificação das máquinas elétricas com ímãs permanentes. ....	28
Figura 1.3	– Força contra-eletromotriz (a) PMSM (b) BLDCM. ....	29
Figura 1.4	– Configuração do rotor (a) SPMSM (b) IPMSM. ....	30
Figura 1.5	– Classificação dos controladores para acionamento de motores. ....	31
Figura 1.6	– Técnica V/f clássica. ....	31
Figura 1.7	– Diagrama de blocos DTC clássico. ....	32
Figura 1.8	– Diagrama de blocos FOC clássico. ....	34
Figura 1.9	– Classificação das estratégias de estimação de posição/velocidade rotórica. ....	36
Figura 2.1	– Circuito elétrico estatórico. ....	44
Figura 2.2	– Sequência da implementação digital. (a) Sinal de interrupção gerado pelo PWM (b) duração do cálculo (c) carregamento da saída do controlador (d) aplicação da tensão de fase no inversor pelo PWM. (*) ordem do procedimento. ....	53
Figura 3.1	– Diagrama de blocos do esquema de controle proposto. ....	64
Figura 3.2	– Análise dos termos $a$ , $b$ e $c$ da (3.19) para variações dos ganhos $l_1$ e $l_2$ . (a) Termo $a$ no intervalo de $]0, 2F_s[$ (b) Termo $a$ no intervalo de $]0, F_s[$ (c) Termo $b$ no intervalo de $]0, 2F_s[$ (d) Termo $b$ no intervalo de $]0, F_s[$ (e) Termo $c$ no intervalo de $]0, 2F_s[$ (f) Termo $c$ no intervalo de $]0, F_s[$ . ....	65
Figura 3.3	– Análise da escolha dos ganhos $l_1$ e $l_2$ aplicando (3.15). ....	66
Figura 3.4	– Resultados de simulação das correntes estatóricas quando utilizado no controle de corrente: (a) Controlador PI sem ação de desacoplamento (b) controlador PI com observador de distúrbio (PIDOB). ....	68
Figura 3.5	– Resultados de simulação utilizando o SMCDOB no controle de corrente. (a) Correntes $i_d$ e $i_q$ e suas referências $i_d^*$ e $i_q^*$ . (b) Correntes $i_d$ e $i_q$ e correntes observadas $\hat{i}_d$ e $\hat{i}_q$ . ....	69
Figura 3.6	– Resultados de simulação dos distúrbios observados $\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$ e distúrbios reais $d_d$ e $d_q$ utilizando o SMCDOB no controle de corrente. ....	70
Figura 3.7	– Resultado de simulação do comportamento da velocidade rotórica para ambos os métodos de controle de corrente implementados. ....	70
Figura 3.8	– Detalhe do resultado de simulação, superfície de deslizamento do eixo $d$ utilizando: (a) Lei de controle implementada pela equação (3.23). (b) Lei de controle implementada pela equação (3.28). ....	71
Figura 3.9	– Detalhe do resultado de simulação: $i_q$ rastreando $i_q^*$ com atraso de $2T_s$ . ....	71
Figura 3.10	– Resultados Experimentais: (a) Controlador PI (b) Controlador PIB.	74
Figura 3.11	– Resultados experimentais utilizando SMCDOB: (a) correntes $i_d$ e $i_q$ e suas referências $i_d^*$ e $i_q^*$ . (b) correntes $i_d$ e $i_q$ e suas estimações $\hat{i}_d$ e $\hat{i}_q$ . ....	75
Figura 3.12	– Resultado experimental utilizando SMCDOB: distúrbios calculados ( $d_d$ e $d_q$ ) e distúrbios observados ( $\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$ ). ....	76
Figura 3.13	– Comparação dos erros de corrente $e_d$ usando SMCDOB, PIDOB e PI. ....	76
Figura 3.14	– Resultado experimental do comportamento da velocidade rotórica. .	76

Figura 3.15 – Resultado Experimental para um degrau de velocidade: (a) velocidade rotórica (b) $i_q^*$ e $i_q$ (c) $i_d^*$ e os valores de $i_d$ para os diferentes controladores. ....	77
Figura 3.16 – Resultado experimental com degrau de carga: (a) velocidade rotórica (b) correntes $i_d$ e $i_q$ e suas referências $i_d^*$ e $i_q^*$ . ....	78
Figura 4.1 – Diagrama de blocos controle <i>sensorless</i> com estimador de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbio. ....	86
Figura 4.2 – Resultado de simulação com estimador baseado em DOB: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade e (c) detalhe do degrau de carga imposto. ....	87
Figura 4.3 – Resultado de simulação com estimador baseado em DOB: (a) Variável $M_\alpha$ , sua observação $\hat{M}_\alpha$ e o erro de observação $\tilde{M}_\alpha$ (b) detalhe do gráfico (a), (c) variável $M_\beta$ , sua observação $\hat{M}_\beta$ e o erro de observação $\tilde{M}_\beta$ e (d) detalhe do gráfico (c). ....	89
Figura 4.4 – Resultado de simulação com estimador baseado em DOB: (a) corrente estatórica e corrente de referência do eixo direto (b) corrente estatórica e corrente de referência do eixo em quadratura e (c) tensões estatóricas dos eixos direto e em quadratura. ....	90
Figura 5.1 – Diagrama de blocos da técnica de estimação de velocidade MRAS. .	91
Figura 5.2 – Diagrama de blocos do estimador de velocidade MRAS convencional aplicado ao PMSM. ....	94
Figura 5.3 – Diagrama de blocos do estimador de velocidade MRAS-SM aplicado ao PMSM. ....	94
Figura 5.4 – Diagrama de blocos do controle <i>sensorless</i> com estimador de velocidade rotórica MRAS-SM. ....	99
Figura 5.5 – Resultado de simulação com o MRAS-SM: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade e (c) detalhe do degrau de carga imposto. ....	100
Figura 5.6 – Resultado de simulação com o MRAS-SM: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica. ....	101
Figura 5.7 – Resultado de simulação com o MRAS-SM: (a) corrente estatórica e corrente de referência do eixo direto (b) corrente estatórica e corrente de referência do eixo em quadratura e (c) tensões estatóricas dos eixos direto e em quadratura. ....	102
Figura 5.8 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de velocidade: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade aplicado. ...	104
Figura 5.9 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de velocidade: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica. ....	105
Figura 5.10 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de velocidade: (a) correntes $i_d$ e sua referência $i_d^*$ MTPA (b) correntes $i_q$ e sua referência $i_q^*$ e (c) tensões estatóricas $v_d$ e $v_q$ . ....	106
Figura 5.11 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de carga: (a) velocidade rotórica (b) detalhe da velocidade rotórica. ....	107
Figura 5.12 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de carga: (a) corrente $i_d^*$ do modelo estendido e seu valor observado $\hat{i}_d^*$ (b) corrente $i_q^*$ do modelo estendido e seu valor observado $\hat{i}_q^*$ e (c) posição rotórica. ....	108

Figura 5.13	– Resultado experimental MRAS–SM com degrau de carga: (a) corrente $i_d$ medida e sua referência MTPA $i_d^*$ (b) corrente $i_q$ medida e sua referência $i_q^*$ e (c) tensões estatóricas $v_d$ e $v_q$ . . . . .	109
Figura 6.1	– Diagrama de blocos do estimador de velocidade utilizado para análise de estabilidade. . . . .	116
Figura 6.2	– Posicionamento dos polos da função de transferência de malha fechada do estimador de velocidade rotórica. (a) Variação dos ganhos $\lambda$ , $p_1$ , $p_2$ , $k_{obs}$ (b) detalhe do posicionamento dos polos. . . . .	119
Figura 6.3	– Intervalo de análise para projeto dos ganhos. . . . .	121
Figura 6.4	– Evolução da função objetivo. . . . .	122
Figura 6.5	– Posicionamento dos polos da função de transferência de malha fechada do estimador de velocidade rotórica utilizando os ganhos obtidos a partir do GA. (a) Círculo de raio unitário (b) detalhe I do círculo de raio unitário e (c) detalhe II do círculo de raio unitário. . . . .	123
Figura 6.6	– Diagrama de blocos do sistema implementado. . . . .	124
Figura 6.7	– Resultado de simulação para o sistema proposto: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade e (c) detalhe do degrau de carga imposto. . . . .	126
Figura 6.8	– Resultado de simulação para o sistema proposto: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica. . . . .	127
Figura 6.9	– Resultado de simulação para o sistema proposto: (a) corrente estatórica e corrente de referência do eixo direto (b) corrente estatórica e corrente de referência do eixo em quadratura e (c) tensões estatóricas dos eixos direto e em quadratura. . . . .	128
Figura 6.10	– Resultado experimental com degrau de velocidade: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade aplicado. . . . .	130
Figura 6.11	– Resultado experimental com degrau de velocidade: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica. . . . .	131
Figura 6.12	– Resultado experimental com degrau de velocidade: (a) correntes $i_d$ e sua referência $i_d^*$ MTPA (b) correntes $i_q$ e sua referência $i_q^*$ e (c) tensões estatóricas $v_d$ e $v_q$ . . . . .	132
Figura 6.13	– Resultado experimental com degrau de carga: (a) velocidade rotórica (b) detalhe da velocidade rotórica. . . . .	133
Figura 6.14	– Resultado experimental com degrau de carga: (a) corrente $i_d^*$ do modelo estendido e seu valor observado $\hat{i}_d^{star}$ (b) corrente $i_q^*$ do modelo estendido e seu valor observado $\hat{i}_q^{star}$ e (c) posição rotórica. . . . .	134
Figura 6.15	– Resultado experimental com degrau de carga: (a) corrente $i_d$ medida e sua referência MTPA $i_d^*$ (b) corrente $i_q$ medida e sua referência $i_q^*$ e (c) tensões estatóricas $v_d$ e $v_q$ . . . . .	135
Figura A.1	– Curvas limites de tensão e corrente. (a) região MTPA (b) região FW. . . . .	161
Figura A.2	– Relação entre as correntes. . . . .	162
Figura A.3	– Ângulo de corrente <i>versus</i> torque produzido. . . . .	162
Figura A.4	– Curvas características de torque/potência vs. velocidade para um IPMSM. . . . .	164
Figura B.1	– (a) Sistema no tempo contínuo em malha fechada. (b) Sistema em tempo discreto em malha fechada com um período de amostragem de atraso. . . . .	171

Figura B.2 – Sistema de controle experimental para um PMSM utilizando controladores PI. ....	179
Figura B.3 – (a) Respostas da malha de controle de velocidade para uma referência em degrau unitário para o sistema em tempo contínuo, com planta e controlador (B.23) e (B.24), e para o modelo discretizado (B.23) com PI reprojetoado digitalmente (B.29). (b) Resposta da malha de corrente do eixo direto para uma referência em degrau unitário para o sistema em tempo contínuo, com planta e controlador (B.25) e (B.27), e para o modelo discretizado (B.25) com PI reprojetoado digitalmente (B.30). ....	182
Figura B.4 – Resultado Experimental: Comparação das velocidade rotóricas obtidas em simulação com controladores contínuos (B.24), (B.27) e (B.28), e simulação e experimental com controladores em tempo discreto (B.29), (B.30) e (B.31). ....	183
Figura B.5 – Resultado Experimental: Detalhe da Figura B.4 (a) início da rampa (b) transição entre a rampa e a referência constante. ....	183
Figura B.6 – Resultado Experimental: Detalhe da Figura B.4, (a) variação de velocidade de 60 para 56 rad/s. (b) variação de velocidade de 56 para 60 rad/s. ....	184
Figura B.7 – Resultado Experimental: correntes (a) $i_d$ e (b) $i_q$ . ....	184
Figura C.1 – Estrutura básica de um algoritmo genético. ....	185
Figura C.2 – Fluxograma de funcionamento de um GA. ....	186
Figura C.3 – Método da seleção por torneio. ....	187
Figura C.4 – Operador de cruzamento. ....	188
Figura C.5 – Operador de mutação. ....	189
Figura D.1 – Plataforma experimental. ....	191
Figura D.2 – Plataforma Experimental (a) Componentes de automação (b) Componente de potência. ....	192
Figura D.3 – Placa central de processamento. ....	193
Figura D.4 – Topologia inversor trifásico. ....	195

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Consumo energético por tipo de consumidor no Brasil no ano de 2018.....	26
Tabela 6.1 – Definição dos genes e intervalos de valores.....	120
Tabela 6.2 – Configurações iniciais do GA.....	121
Tabela 6.3 – Ganhos obtidos a partir do GA.....	122
Tabela D.1 – Dados de placa da máquina síncrona de ímãs permanentes - WEG .	192
Tabela D.2 – Parâmetros da máquina síncrona de ímãs permanentes - WEG.....	192



## LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A – Técnicas de geração das referências das correntes estatóricas .....	159
Apêndice B – Reprojeto digital de controladores PI com atraso de amostragem .....	169
Apêndice C – Algoritmo Genético .....	185
Apêndice D – Bancada experimental .....	191



# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	25
1.1 MOTIVAÇÃO E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA .....	25
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO .....	27
1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	27
1.3.1 Classificação dos motores elétricos com ímãs permanentes .....	27
1.3.2 Métodos básicos de controle .....	30
1.3.3 Métodos básicos de estimação de velocidade e posição do rotor ....	35
1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO .....	39
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	40
<b>2 MODELAGEM DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES</b> .....	43
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	43
2.2 MODELO DINÂMICO ELÉTRICO .....	43
2.2.1 Representação em coordenadas <i>abc</i> .....	44
2.2.2 Representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ .....	46
2.2.3 Representação em coordenadas síncronas <i>dq</i> .....	48
2.3 MODELO DINÂMICO ELÉTRICO SIMÉTRICO .....	50
2.4 MODELO DINÂMICO MECÂNICO .....	51
2.5 MODELO DINÂMICO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO .....	52
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	53
<b>3 CONTROLE DESACOPLADO DE CORRENTE UTILIZANDO CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO</b> .....	55
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	55
3.2 ASPECTOS GERAIS SOBRE O CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO .....	56
3.3 OBSERVADOR DE DISTÚRBO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO .....	58
3.3.1 Análise de estabilidade do observador de distúrbio .....	58
3.4 CONTROLE DE CORRENTE PELA ABORDAGEM CONVENCIONAL DE MODO DESLIZANTE .....	60
3.5 CONTROLADOR DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBO .....	61
3.5.1 Análise de convergência do PMSM com o controlador proposto ...	62
3.6 RESULTADOS .....	63
3.6.1 Resultados de simulação .....	66
3.6.2 Resultados Experimentais .....	72

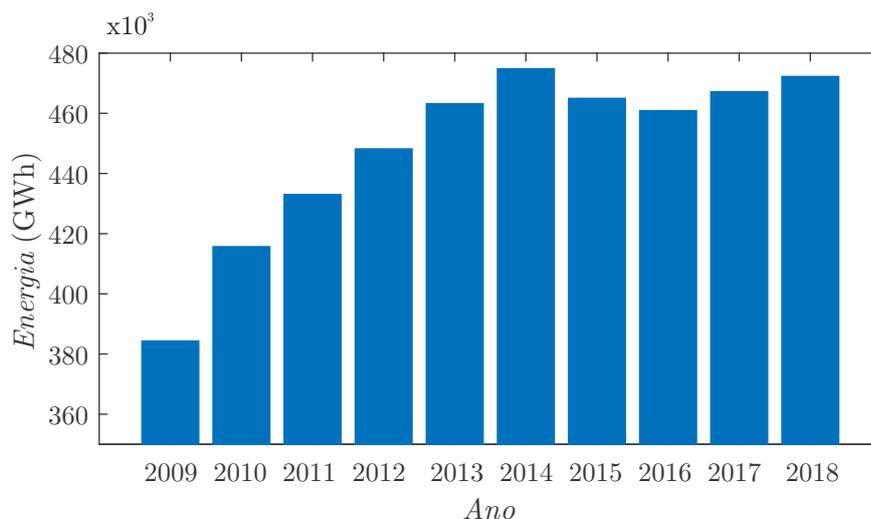
3.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	79
<b>4 ESTIMADOR DE VELOCIDADE ROTÓRICA BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBO EM TEMPO CONTÍNUO .....</b>	<b>81</b>
4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	81
4.2 ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ROTÓRICA .....	82
4.2.1 Modelo dinâmico do PMSM no referencial estacionário .....	82
4.2.2 Observador de distúrbio .....	83
4.2.3 Estimador da Velocidade Rotórica .....	84
4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	85
4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	88
<b>5 ESTIMADOR DE VELOCIDADE ROTÓRICA PELO MÉTODO MRAS-SM EM TEMPO CONTÍNUO .....</b>	<b>91</b>
5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	91
5.2 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO MRAS-SM .....	92
5.2.1 Teorema da Hiper Estabilidade de Popov .....	95
5.2.2 Existência da superfície de deslizamento .....	96
5.3 RESULTADOS .....	98
5.3.1 Resultados de Simulação .....	99
5.3.2 Resultados Experimentais .....	102
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	110
<b>6 ESTIMADOR DE VELOCIDADE ROTÓRICA BASEADO EM UM MODELO SIMÉTRICO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO .....</b>	<b>111</b>
6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	111
6.2 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO A PARTIR DA OBSERVAÇÃO DAS CORRENTES ESTATÓRICAS .....	112
6.2.1 Análise de estabilidade do estimador proposto .....	116
6.2.2 Projeto dos ganhos .....	120
6.3 RESULTADOS .....	123
6.3.1 Resultados de simulação .....	125
6.3.2 Resultados experimentais .....	129
6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	136
<b>7 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	<b>137</b>
7.1 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS .....	139
7.2 ARTIGOS PUBLICADOS DURANTE O DOUTORADO .....	140
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>143</b>
<b>APÊNDICES .....</b>	<b>157</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO E IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

O consumo de energia elétrica no Brasil voltou a crescer segundo os dados do Anuário Estatístico de Empresa de Pesquisa Energética (2019) conforme apresentado na Figura 1.1, que mostram o consumo de energia elétrica no Brasil entre os anos de 2009 e 2018. Verifica-se que entre os anos de 2009 e 2014 o consumo de energia cresceu 25,94%, enquanto a população, neste mesmo período, cresceu apenas 10,2%. Nota-se uma queda no consumo de energia elétrica nos anos de 2015 e 2016, justificado pela situação de recessão econômica do Brasil. No ano de 2017, entretanto, observa-se uma retomada no crescimento do consumo de energia elétrica, seguida no ano de 2018.

Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica no Brasil entre os anos de 2009 e 2018.



Fonte: Adaptado de Empresa de Pesquisa Energética (2019)

Grande parte da energia consumida no Brasil está vinculada a atividades produtivas, uma vez que o setor industrial é responsável pelo consumo de 35,9% da energia elétrica consumida no país, segundo dados do consumo nacional de energia elétrica na rede por classe, conforme visto na Tabela 1.1. A maior parte da energia consumida na indústria se dá através da utilização de motores elétricos. A utilização de motores elétricos está associada a aplicações de tração elétrica, esteiras transportadoras, bombas hidráulicas, bobinamento de papel, dentre outras. Dentre as medidas de eficiência energética consideradas está o uso de motor de alto rendimento, adequação da potência do motor à carga e o uso de acionamento de maior desempenho.

Os motores elétricos mais utilizados industrialmente são os motores de indução,

Tabela 1.1 – Consumo energético por tipo de consumidor no Brasil no ano de 2018.

Consumidor	Consumo (GWh)	Participação (%)
Industrial	169.549	35.9
Residencial	136.022	28.8
Comercial	88.815	18.8
Outros	77.856	16.5

Fonte: Adaptado de Empresa de Pesquisa Energética (2019)

síncronos de ímãs permanentes e de relutância. Motores de indução são simples, robustos e de baixo custo. Motores de relutância são de simples estrutura, produzem torque elevado em baixas velocidades, alta robustez, porém são ruidosos e pouco encontrados na indústria (Yang et al., 2015).

Os motores síncronos com ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motor* – PMSM) têm atraído grande atenção em diversas aplicações industriais, particularmente em sistemas de propulsão de veículos elétricos (do inglês, *Electric Vehicle* – EV). As razões para a atratividade do PMSM são devido sua alta densidade de potência, alta eficiência, ampla faixa de velocidade, resposta rápida de torque-velocidade, estrutura compacta e simples e baixo ruído (Krishnan, 2010; Gieras; Wing, 2002; Justo et al., 2017). Para aplicações de tração e acionamentos residenciais, como EV e máquinas de lavar roupa, o acionamento do PMSM normalmente requer uma ampla faixa de velocidade, alta eficiência e relação torque/inércia, especialmente em baixas velocidades. Assim, pesquisas para acionamento e controle de PMSM destinadas as aplicações mencionadas acima tornaram-se cada vez mais comuns nas recentes publicações (Reddy et al., 2012; Pellegrino et al., 2012; Yang et al., 2015; Choudhury; Pillay; Williamson, 2016; Toulabi; Salmon; Knight, 2017; Khayamy; Chaoui, 2018).

Para obter o desempenho eficiente em toda a faixa de acionamento, muitos estudos sobre estratégias de controle foram relatados na literatura. Uma estratégia de controle de alta eficiência utilizada na indústria é a de máximo torque por ampere (do inglês, *Maximum Torque per Ampere* – MTPA). Essa estratégia apresenta um alto torque de saída, uma utilização eficiente do barramento CC e a minimização das perdas do cobre (Jahns, 1987; Schoonhoven; Uddin, 2016; Shinohara et al., 2017; Chaoui; Okoye; Khayamy, 2017; Khayamy; Chaoui, 2018).

Para controlar o PMSM com resposta dinâmica rápida e alta eficiência utiliza-se o método de controle orientado de campo (do inglês, *Field Orientated Control* – FOC), em que é necessário o conhecimento da posição angular rotórica do PMSM. O sensor mecânico de posição acoplado ao eixo da máquina não é desejável no sistema de controle. Estes sensores aumentam os custos do sistema de acionamento e a complexidade do *hardware* e ainda, reduzem a robustez e a confiabilidade mecânica. Além disso, pode ser difícil instalar e manter um sensor de posição devido ao espaço de montagem limitado e ao ambiente de

trabalho rígido com vibrações severas e/ou altas temperaturas (Krishnan, 2010). Assim, muitos esquemas de controle *sensorless* com a estimação da posição angular rotórica e da velocidade rotórica são apresentados na literatura (Kim; Kook, 1999; Morimoto; Sanada; Takeda, 2006; Foo; Rahman, 2010a; Foo; Rahman, 2010b; Yao; Huang; Peng, 2018; Badini; Verma, 2019; Wang et al., 2019; Xu et al., 2020).

## 1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo geral desta tese é contribuir no estudo de controle *sensorless* de motores síncronos de ímãs permanentes.

Os objetivos específicos deste trabalho de tese incluem:

- Desenvolver uma técnica no domínio do tempo discreto de controle de desacoplado de corrente que minimize o efeito de distúrbios conhecidos e desconhecidos da planta, bem como variações e incertezas paramétricas;
- Contribuir no controle de corrente e velocidade abordando o reprojeto digital de controladores proporcionais-integrais aplicados com atraso de um período de amostragem;
- Desenvolver técnicas de estimação de velocidade rotórica baseadas no modelo do motor síncrono de ímãs permanentes que necessitem de poucas equações para sua implementação;
- Contribuir com o desenvolvimento de técnicas no referencial síncrono para o IPMSM;
- Desenvolver uma estratégia de estimação da velocidade rotórica no domínio do tempo discreto;
- Apresentar uma estratégia de projeto dos ganhos que minimiza o erro de estimação;
- Implementar de forma experimental os algoritmos propostos.

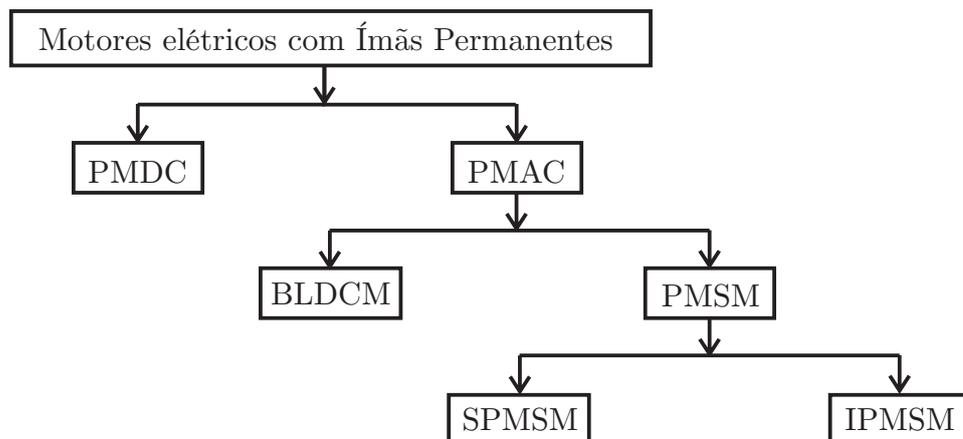
## 1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 1.3.1 Classificação dos motores elétricos com ímãs permanentes

Em geral, os motores elétricos com ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet* – PM) podem ser classificados de acordo com a Figura 1.2.

Dependendo do projeto do motor, seja para excitação CC ou CA, os motores elétricos PM podem ser primeiramente classificados em dois grupos: motores de corrente

Figura 1.2 – Classificação das máquinas elétricas com ímãs permanentes.



Fonte: Autor

contínua com ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Direct Current* – PMDC) e motores de corrente alternada com ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Alternating Current* – PMAC).

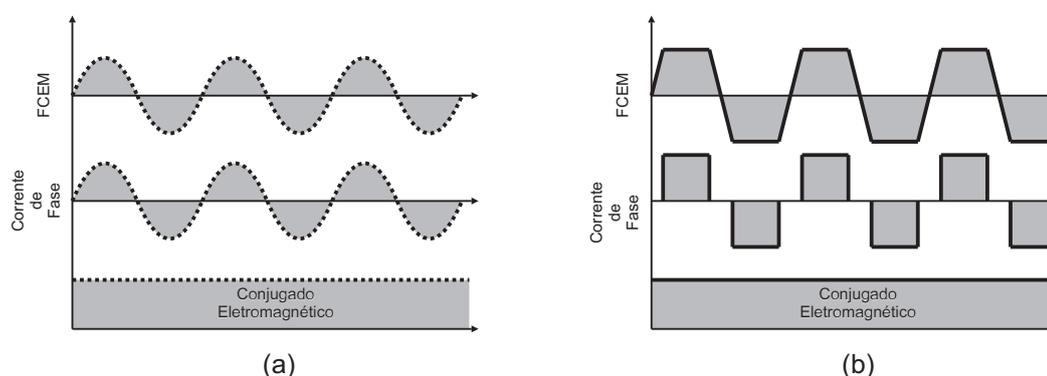
Os motores PMDC apresentam uma estrutura semelhante aos motores com comutação CC convencionais, sendo a única diferença que o enrolamento de campo é substituído pelos ímãs permanentes. O comutador e as escovas ainda existem e ainda sofrem os problemas associados aos motores convencionais. O motor PMAC é um motor síncrono onde o campo é gerado pelos ímãs permanentes colocados no rotor. Neste motor as escovas e o comutador não existem, tornando a estrutura muito simples e eliminando problemas associados aos motores CC convencionais. Essas mudanças aumentaram a atratividade do motor com ímãs permanentes.

O motor PMAC pode ser classificado em trapezoidal ou senoidal. O trapezoidal chamado de motor CC sem escovas (do inglês, *Brushless DC Motors* – BLDCM) necessita de correntes de fase retangulares para a produção de torque eletromagnético constante, conforme Figura 1.3(b). Para obter a forma de onda da corrente estatórica 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, o que é uma vantagem na utilização da BLDCM em relação a PMSM (Fernandes, 2006; Baratieri, 2010).

O desenvolvimento do motor PMAC senoidal se consolidou por volta de 1970, possibilitando o desenvolvimento de métodos de controle com alto desempenho através de técnicas de controle vetoriais já utilizadas em motores de indução. Os motores síncrono de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motor* – PMSM) necessitam de correntes estatóricas senoidais para a produção de um torque constante, o que

gera uma força contra-eletromotriz senoidal, conforme Figura 1.3(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).

Figura 1.3 – Força contra-eletromotriz (a) PMSM (b) BLDCM



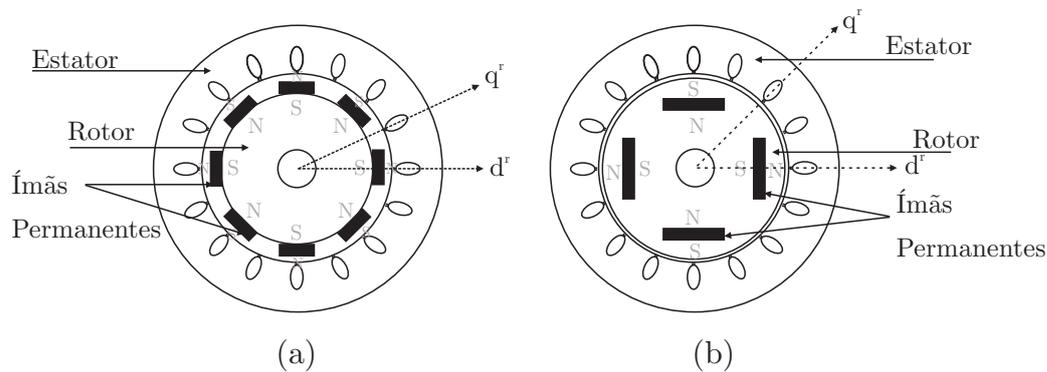
Fonte: (Baratieri, 2010)

Baseados na configuração do rotor os PMSM podem ser classificados como motor de ímãs superficiais (SPMSM) e o motor de ímãs interiores (IPMSM). O SPMSM, também conhecido na literatura como PMSM com polos não-salientes, é a maneira mais simples e barata de se construir um PMSM, pois os ímãs são simplesmente fixados em um eixo cilíndrico laminado através de um adesivo epóxi, conforme mostrado na Figura 1.4(a). Em alguns casos os ímãs podem ser envoltos em um material não condutivo para melhorar sua fixação. Contudo, este tipo de motor é menos robusto e não é adequado para aplicações que requerem altas velocidades. A diferença de indutâncias nos eixo 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.

O IPMSM, ou PMSM de polos salientes, possui os ímãs inseridos no interior do rotor, conforme apresentando na Figura 1.4(b). Esta configuração apresenta maior robustez mecânica que o anterior, sendo assim aplicado em sistemas que exigem alta velocidade de rotação, tais como veículos elétricos híbridos (HEV). Esses motores são considerados com saliência, sendo a diferença entre as indutâncias de eixo em quadratura e de eixo direto muito significativa ( $L_q > L_d$ ). O aumento da variação de relutância gera um torque de relutância considerável que deve ser considerado no projeto de acionamento.

O IPMSM é de preferência em muitas aplicações, quando comparado ao SPMSM,

Figura 1.4 – Configuração do rotor (a) SPMSM (b) IPMSM.



Fonte: Autor

devido a suas características de construção que permitem o aumento da sua velocidade acima da velocidade nominal. O crescimento da sua utilização em aplicações industriais vêm abrindo caminhos para novas pesquisas referentes ao acionamento do IPMSM.

### 1.3.2 Métodos básicos de controle

Em geral, há duas formas básicas de acionamentos de PMSM, a estratégia escalar e a vetorial. O acionamento escalar pode aplicar técnicas de malha aberta e malha fechada de corrente, e o acionamento vetorial técnicas de malha fechada. Essas estratégias foram primeiramente aplicadas em motores de indução (do inglês, *Induction Motor* – IM), porém podem ser utilizados em PMSMs com bons resultados. Mais especificamente, a estratégia escalar e o controle vetorial podem ser divididas em três principais algoritmos:

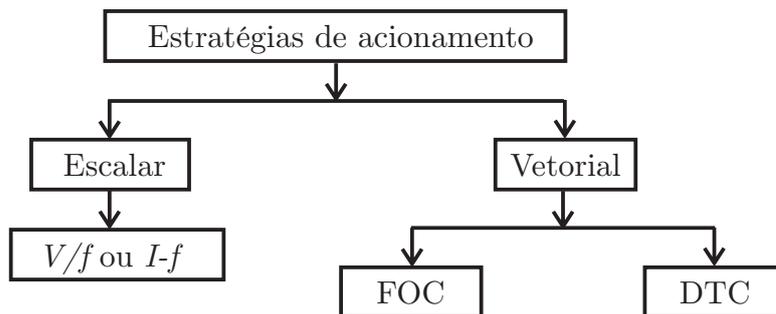
- Volts/Hertz ( $V/f$ ) ou Ampere-Hertz ( $I-f$ );
- Controle Orientado de Campo (FOC);
- Controle Direto de Torque (do inglês, *Direct Torque Control* – DTC).

A classificação destas estratégias pode ser vista na Figura 1.5.

A técnica  $V/f$  é relativamente simples e com implementação de baixo custo. A Figura 1.6 apresenta a estrutura básica da técnica  $V/f$  em malha aberta. Este algoritmo pode ser utilizado em aplicações que não necessitem de resposta dinâmica rápida, tais como bombas e ventiladores (Chandana Perera et al., 2003; Agarlita et al., 2013; Consoli et al., 2013; Kim; Kim, 2019).

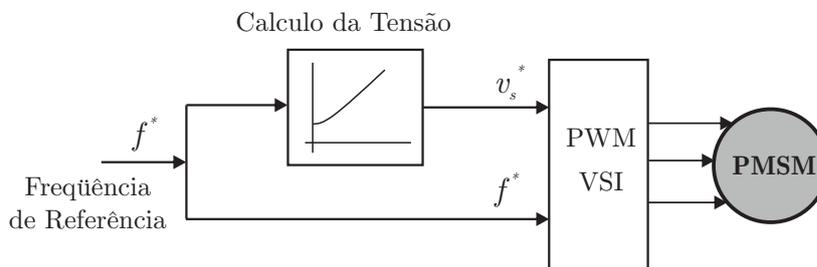
Na técnica  $V/f$  em malha aberta a amplitude e o ângulo de fase do vetor de tensão são dados como referência de entrada do sistema de controle. Assume-se que a resposta dinâmica do motor segue o comando e, portanto, o conhecimento da posição do rotor não é necessário. No entanto, esta técnica quando aplicada em PMSM é instável

Figura 1.5 – Classificação dos controladores para acionamento de motores.



Fonte: Autor

Figura 1.6 – Técnica V/f clássica.



Fonte: Adaptado de Chandana Perera et al. (2003)

e o motor pode facilmente perder a sincronização na região de alta velocidade ou em condições de mudança de carga. Desta forma, são necessários laços estabilizadores para suprir distúrbios de torque e velocidade.

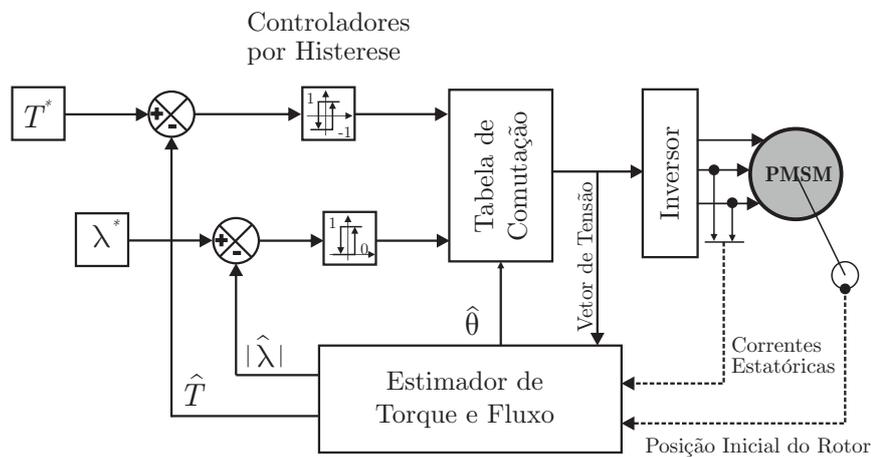
Para obter uma resposta dinâmica rápida de torque e velocidade sem utilizar reguladores de corrente e velocidade e ainda sem necessitar da transformação de coordenadas, Moldovan, Blaabjerg e Boldea (2011) propuseram a utilização de duas malhas estabilizadoras ao método  $V/f$ . A primeira malha baseada no fluxo ativo atuando na correção da magnitude da tensão e a segunda malha baseada no erro da velocidade atuando na correção da fase da tensão. Em Tang et al. (2016) são combinados os méritos da estratégia  $V/f$  convencional com a estratégia FOC para obtenção de um acionamento de alto desempenho. Dois laços estabilizadores são projetados a partir do erro de corrente  $i_d$  para corrigir a referência do vetor de tensão e melhorar a estabilidade global do sistema. Além disso, nas duas referências citadas, é implementada a estratégia de máximo torque por ampere para otimizar a eficiência da geração de torque sem o cálculo do ângulo.

O método  $I-f$  é semelhante ao método  $V/f$ . Porém, em vez de especificar uma referência de tensão, como no controle  $V/f$ , a corrente no controle  $I-f$  é especificada e mantida constante em um referencial síncrono arbitrário (Wang; Lu; Blaabjerg, 2012). Essa técnica parece ser uma melhor solução para tornar o processo de inicialização mais suave e robusto, quando comparado a técnicas  $V/f$  em malha aberta, em máquinas síncro-

nas quando um sistema de controle *sensorless* é empregado (Fatu et al., 2008; Baratieri; Pinheiro, 2014; Haichao; Boyang; Lizhen, 2017; Gao; Liu; Gong, 2018; Yu et al., 2019)

As técnicas de controle vetorial, DTC e FOC, são mais complexas que as técnicas escalares, porém apresentam resposta dinâmica mais rápida e precisa. As duas estratégias têm o mesmo objetivo que é controlar torque/velocidade e o fluxo estatórico para forçar o motor a rastrear com precisão as referências de torque/velocidade, independentemente das variações paramétricas do sistema ou quaisquer distúrbio externo (Choi; Choi; Jung, 2016). A estratégia DTC emprega os vetores espaciais de tensão estatórica para controlar diretamente o fluxo e o torque do estator, de acordo com a diferença entre o valor de referência e os resultados estimados de torque e fluxo. O diagrama de blocos do DTC clássico é apresentado na Figura 1.7.

Figura 1.7 – Diagrama de blocos DTC clássico.



Fonte: Adaptado de Foo e Rahman (2010b)

O DTC clássico tem vantagens como estrutura simples, menor dependência dos parâmetros do sistema, não necessidade de transformação de coordenadas, respostas de controle rápidas. Devido a essas qualidades vêm sendo amplamente utilizado em aplicações como servo drives, turbinas eólicas e veículos elétricos. Por outro lado, a técnica clássica possui algumas desvantagens como, alta ondulação de torque, alta ondulação no fluxo estatórico, que afeta a corrente no estator e resulta numa eficiência reduzida, alto nível de ruído em baixas velocidades e frequências de comutação variáveis que podem levar a uma menor vida útil do sistema. Para contornar as desvantagens acima mencionadas, vários trabalhos foram desenvolvidos na literatura (Foo; Rahman, 2009; Foo; Rahman, 2010b; Do; Choi; Jung, 2015; Choi; Choi; Jung, 2016; Shinohara et al., 2017; Zhang; Liu, 2019; Xia et al., 2019).

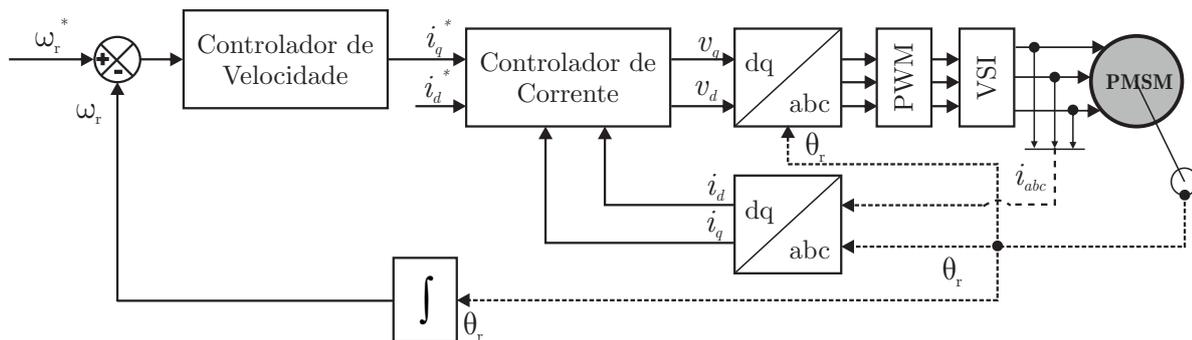
Em Choi, Choi e Jung (2016), é proposta a técnica de DTC com linearização baseada em *Space Vector Modulation – SVM* para reduzir as ondulações no fluxo estatórico e no torque no acionamento. Nesta técnica é adotado o modelo dinâmico desacoplado do

PMSM, sendo os estados, o fluxo do estator e o torque eletromagnético. Em seguida, a linearização é aplicada ao modelo não-linear do IPMSM para obtenção de um modelo linearizado equivalente e então pode-se utilizar a teoria de controle linear. A estabilidade do sistema é comprovada através do teorema da estabilidade de Lyapunov. A técnica de *backstepping* adaptativa com DTC é proposto em Foo e Rahman (2009). A essência da técnica *backstepping* é a estabilização de um estado de controle virtual. Desta forma, é gerada uma variável de erro correspondente que pode ser estabilizada, selecionando entradas de controle adequadas. Essas entradas são determinadas a partir da análise de estabilidade de Lyapunov. O esquema não-linear proposto reduz significativamente as ondulações de torque e fluxo. As tensões são sintetizadas através do SVM, o que mantém a frequência de comutação constante. Em Do, Choi e Jung (2015) é proposto um DTC ótimo não-linear aplicado a veículos elétricos, em que é obtido de modo *offline* o ângulo de fluxo do estator, de forma que não é necessária a transformação de variáveis e a estimação do fluxo. Já em Shinohara et al. (2017) é proposta a utilização da estratégia MTPA aplicado DTC para não ser preciso a construção *offline* da tabela de pesquisa com o fluxo do estator. A taxa de variação das correntes  $i_d$  e  $i_q$  e da modulação são introduzidos no controle DTC em Zhang e Liu (2019), com isso um método de modulação que determina o tempo de duração do vetor de tensão ativo é desenvolvido. Em Xia et al. (2019) os efeitos dos distúrbios do PMSM são incluídos através de um observador de distúrbio, o que pode fornecer não só uma resposta mais rápida, mas também com forte rejeição de perturbações.

Outro método de controle vetorial é o FOC. Neste controle o sistema trifásico variante no tempo é transformado em um sistema com duas componentes CC, em que o torque e o fluxo podem ser controlados de forma desacoplada. O FOC é um boa solução em aplicações que necessitam acionamento com alto desempenho. Esta técnica utiliza duas malhas fechadas de controle. A malha de velocidade/posição é disposta em cascata em torno da malha de torque. Este método possui uma rápida resposta de torque e controle de velocidade preciso. A principal desvantagem deste método de controle é que para a malha externa é necessário o conhecimento da velocidade/posição obtidos a partir de um sensor mecânico de posição, o que aumenta o custo do sistema. Um diagrama de blocos do FOC clássico é apresentado na Figura 1.8. Pode-se observar pela Figura 1.8 que não há torque de referência, o que não significa que o torque não esteja sendo controlado. Na realidade, um torque de referência pode ser gerado pelo controlador de velocidade. Então, as referências de corrente podem ser obtidas de acordo com este torque de referência controlado.

Uma estratégia associada ao FOC aplicada ao PMSM muito vista em trabalhos da literatura é a do ângulo de torque constante. Esta estratégia visa fixar a componente de corrente  $i_d$  em zero para que somente a corrente  $i_q$  seja proporcional ao torque, sendo a maneira mais simples de implementar um controle linear de torque. Entretanto, o

Figura 1.8 – Diagrama de blocos FOC clássico.



Fonte: Autor

IPMSM apresenta uma parcela de torque de relutância e neste controle ela é desprezada, fazendo com que o sistema apresente uma eficiência reduzida (Figueiredo; Bim, 2010). Em virtude disto, existem estratégias que melhoram o desempenho do método FOC, tais como, estratégia MTPA, estratégia FW, controle de fator de potência unitário e controle de máxima eficiência. Comparando as estratégias mencionadas, MTPA e FW são estratégias que apresentam maiores atrativos para aplicações industriais. O controle MTPA é eficaz nas regiões de baixa velocidade. Enquanto isso, o controle FW é necessário em aplicações de alta velocidade. Embora MTPA e FW empregam algoritmos diferentes, eles são métodos FOC em sua natureza.

O método MTPA pode ser dividido em dois grupos, o primeiro é dependente dos parâmetros da planta e o segundo é independente dos parâmetros da planta (Liu et al., 2017). Alguns trabalhos calculam as referências de corrente a partir do MTPA considerando os parâmetros do PMSM constantes (Jahns; Kliman; Neumann, 1986; Morimoto; Sanada; Takeda, 1994; Nasir Uddin; Radwan; Azizur Rahman, 2002; Jung; Hong; Nam, 2013), no entanto, em aplicações reais existe o efeito da saturação magnética, temperatura e acoplamento de variáveis. Outros trabalhos utilizam estimadores online de parâmetros para melhorar o desempenho do controle com MTPA (Mohamed; Lee, 2006; Ni et al., 2015; Schoonhoven; Uddin, 2016). Nesses métodos a estimação da variável tem que ser bem desenvolvida e o efeito do acoplamento deve ser considerado. Tabelas de pesquisa (do inglês, *Lookup tables* – LUTs) também são empregadas para a realização do controle com MTPA (Yang et al., 2012; Consoli et al., 2013). Os dados da LUT podem ser obtidos a partir de análise numérica, no entanto, a sua precisão depende da tolerância do fabricante, das variações das propriedades do material e da temperatura. Estes métodos mencionados são alguns dos que dependem do conhecimento prévio dos parâmetros da planta. Os métodos independentes do conhecimento prévio dos parâmetros da planta utilizam injeção de sinal e algoritmos de pesquisa. A injeção de sinal consistem em injetar um sinal de perturbação no ângulo da corrente ou no vetor de tensão e analisa-se a variação no torque

ou potência mecânica para ajustar o ângulo da corrente ou tensão (Sun; Wang; Chen, 2015; Liu et al., 2017). Algoritmos de pesquisa alteram o ângulo de corrente para pesquisar o melhor ponto MTPA, em geral esses métodos não requerem nenhum conhecimento dos parâmetros do motor, mas apresentam um desempenho dinâmico pobre (Dianov et al., 2008).

Assim como no MTPA, o método FW pode ser dividido em duas categorias, a primeira é baseada no modelo e nos parâmetros da planta do motor e a segunda categoria é sem os parâmetros e modelo da planta. A primeira categoria tem como vantagem a precisão, se as variações paramétricas não forem levadas em consideração e a segunda categoria apresenta simplicidade de implementação facilitando o sistema de controle (Krishnan, 2010). Em Jahns (1987), é modificado o controle de torque proposto em Jahns, Kliman e Neumann (1986) para melhorar a transição entre os modos de geração de referência, uma rápida resposta e um ajuste melhor do barramento CC. Um método de controle de tensão "*six-step*" para operação em FW, dando uma máxima utilização do barramento CC, é proposto em Bose (1991). Outra abordagem é apresentada em Morimoto, Sanada e Takeda (1994), onde um compensador de tensão e um regulador de corrente com controle desacoplado são proposto para operação FW.

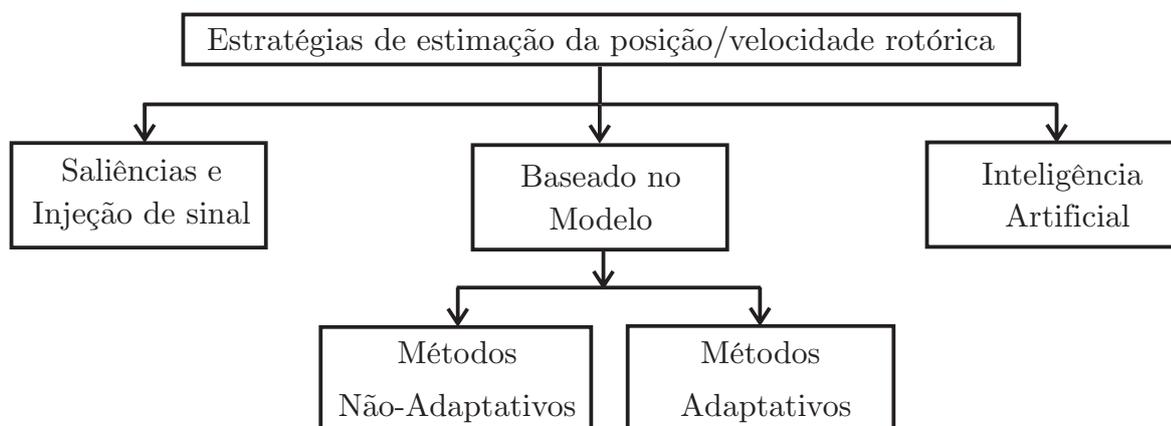
Muitos trabalhos relacionados ao controle do PMSM com alto desempenho encontrados na literatura utilizam as técnicas MTPA e FW aplicadas a um mesmo sistema para operação em uma ampla faixa de velocidade. Um controlador levando em consideração os efeitos das reações de armadura e do acoplamento existente no PMSM é desenvolvido em Morimoto, Sanada e Takeda (1994). É também desenvolvido um algoritmo para minimizar a transição entre os métodos de determinação das referências. Uddin e Rahman (2007) desenvolveram um controle robusto baseado em lógica Fuzzy melhorado para aplicações industriais. Variações de potência do motor e do inversor são consideradas. Em Schoonhoven e Uddin (2016) é proposto um controle robusto não-linear onde as leis de controle são desenvolvidas baseadas na técnica *backstepping* adaptativa para garantir a robustez do sistema. A estabilidade assintótica do sistema é comprovada através dos critérios de estabilidade de Lyapunov em conjunto com o Lemma Barbalat. A referência  $i_d^*$  é gerada através dos algoritmos MTPA e FW, enquanto a referência  $i_q^*$  é obtida a partir de uma função Lyapunov.

### 1.3.3 Métodos básicos de estimação de velocidade e posição do rotor

Para se obter um sistema com alto desempenho para PMSM são indispensáveis medições precisas de posição e velocidade do rotor, que em sistema de acionamento do PMSM convencionais geralmente são obtidas através de sensores mecânicos como *encoder* e *resolver*. O uso desses sensores aumenta o custo, o tamanho e a complexidade do

*hardware* e reduz a robustez mecânica e a confiabilidade dos sistemas de acionamento do PMSM (Vas, 1998). Para resolver esses problemas, inicialmente técnicas desenvolvidas para o controle *sensorless* de máquinas de indução foram somente modificadas e aplicadas ao PMSM. Como esses métodos eram baseados na força eletromotriz do motor, seu desempenho não foi satisfatório em toda a faixa de operação da velocidade (Sul; Kwon; Lee, 2017), visto que em baixas velocidades os valores da força eletromotriz do motor são baixos e não estimam a velocidade rotórica com precisão. Em geral, há três estratégias para estimação da posição do PMSM, conforme Figura 1.9.

Figura 1.9 – Classificação das estratégias de estimação de posição/velocidade rotórica.



Fonte: Autor

Em PMSM existem variações espaciais de indutâncias e resistências (saliências) na direção  $dq$  devido a geometria e efeitos de saturação, essas saliências podem ser utilizadas para a estimação da posição do rotor. Com base na saliência, a posição do rotor pode ser estimada medindo a resposta da corrente ou a variação da indutância com a injeção de um sinal de tensão em alta frequência, é difícil estimar a posição em condições de sobrecarga, por que as respostas são distorcidas pelo efeito da saturação e de harmônicos (Lim; Chai; Hong, 2016; Sul; Kwon; Lee, 2017; Wang; Yang; Chen, 2019). Em Lim, Chai e Hong (2016) são apresentados dois métodos *sensorless* baseados em saliência aplicados em veículos elétricos. O primeiro método é traçado o contorno da variação das indutâncias dos eixos  $dq$  com a mudança da posição rotórica e o segundo método avalia a distorção harmônica total (THD) das indutâncias de fase. Um acionamento *sensorless* baseado em saliências com a redução da ondulação de torque de um motor IPMSM de enrolamento concentrado é proposto em Kano (2015). Em Wang, Yang e Chen (2019) uma estratégia utilizando a injeção de um sinal de tensão senoidal pulsante de alta frequência no referencial síncrono é utilizada para a obtenção da velocidade estimada do SPMSM. Diferente dos métodos convencionais, essa estratégia injeta o sinal no referencial síncrono ( $dq$ ) e a informação da posição do rotor é obtida através da corrente em alta frequência no referencial estacionário ( $\alpha\beta$ ).

Outro método para estimar a posição r torica   a partir da adi o de uma componente de tensão/corrente do estator em alta frequência e avalia o dos efeitos da anisotropia do motor na amplitude da componente de tensão/corrente do estator correspondente. Este método   comumente utilizado para detec o da posi o inicial do rotor (Kim et al., 2004) e para estima o em baixas velocidades (Foo; Rahman, 2010b; Wang; Yang; Xu, 2013). Em Kim et al. (2013)   injetado um sinal de corrente de alta frequência que apresenta robustez mediante varia es de carga e velocidade. Um método mais efetivo e eficiente para selecionar os ganhos do estimador de posi o rotórica através da inje o de sinal de alta frequência em IPMSM   proposto em Kim e Ha (2008).

Métodos não-adaptativos utilizam as correntes e tensões medidas, bem como as equa es fundamentais do motor PMSM. Esses métodos podem ser divididos em quatro categorias. A primeira categoria utiliza a técnica de medi o da corrente do barramento CC. Esse   um dos métodos mais antigos, simples e com baixo custo (Benjak; Gerling, 2010a). Em Frederiksen, Birk e Blaabjerg (1994) são apresentadas duas técnicas, a primeira   o método mínimo de entrada de energia e o segundo   o método do fator de potência. O pressuposto dessas técnicas   que o motor está trabalhando em um ponto de opera o estacionário, onde o torque de carga e a velocidade do rotor são constantes em cada frequência analisada. Como vantagem tem-se a simplicidade, porém o baixo desempenho e precisão são desvantagens dessa técnica.

A segunda categoria dos métodos não-adaptativos utiliza as correntes ou tensões estatóricas para a estima o da posi o do rotor. Os autores utilizam diferentes estratégias, alguns trabalhos utilizam o modelo do motor em coordenadas trifásicas (Hoque; Rahman, 1994), enquanto outros utilizam em coordenadas  $\gamma\delta$  (Benjak; Gerling, 2010a). Utilizando a equa o da tensão de fase do motor a terceira categoria dos métodos não-adaptativos obt m a posi o do rotor através de uma estimativa do fluxo do motor. A vantagem deste método do cálculo do fluxo   que as tensões de linha podem ser utilizadas, porém existe a complexidade do cálculo e os ruídos do sistema que atrapalham a obten o desse fluxo (Xu et al., 2019a). A quarta categoria, assim como as anteriores, utiliza o modelo do motor para obter a informa o da força contra-eletromotriz. A força contra-eletromotriz   uma fun o da posi o do rotor em rela o ao enrolamento (Benjak; Gerling, 2010a; Vas, 1998; Gao; Liu; Gong, 2018).

Baseados ainda no conhecimento prévio do modelo são encontrados na literatura trabalhos que desenvolvem técnicas adaptativas para a obten o da posi o/velocidade do rotor. Os métodos adaptativos comparam o erro entre a saída medida do sistema real e a saída estimada calculada através de um modelo matemático do motor e adaptam os parâmetros do modelo com o objetivo de minimizar o erro entre o sistema real e o modelo.   desejável que o projeto seja estável e robusto, assim Teoremas de estabilidade de Lyapunov ou Critérios de Hiperestabilidade de Popov são utilizados como mecanismos de adapta o que garantem a estabilidade do sistema.

O sistema adaptativo por modelo de referência (do inglês, *Model Reference Adaptive System* – MRAS) é um esquema efetivo para a estimação de velocidades em acionamento de diferentes motores. No MRAS, um modelo ajustável e um modelo de referência estão conectados em paralelo. Com o mecanismo de adaptação adequado, espera-se que a saída do modelo ajustável convirja para a saída do modelo de referência. Assim, a velocidade do rotor estimada pelo mecanismo adaptativo convergirá para a velocidade real do rotor contida no modelo de referência. Em Zhao, Qiao e Wu (2014) é utilizada a força eletromotriz estendida como o modelo de referência para a estimação da velocidade rotórica. O estimador MRAS de velocidade proposto possui dois modos de operação, podendo trabalhar em aplicações como gerador ou motor. O MRAS convencional utiliza um regulador proporcional-integral para a obtenção da estimativa da velocidade, para garantir a robustez do sistema alguns trabalhos tem optado pela substituição do PI por algoritmos por modos deslizantes, lógica *fuzzy* entre outros (Gabbi; Gründling; Vieira, 2016; Chaoui; Okoye; Khayamy, 2017).

A estimação de velocidade/posição do rotor através de métodos adaptativos pode ser feita utilizando observadores. As técnicas de observação mais utilizados na literatura são observador de Luenberger (do inglês, *Luenberger Observer* – LO), filtro de Kalman estendido (do inglês, *Extended Kalman Filter* – EKF) e observador por modos deslizantes (do inglês, *Sliding Mode Observer* – SMO). Em Zhang et al. (2016) um LO de ordem total é utilizado para obtenção da força eletromotriz, que contém a informação da posição do rotor. Para melhorar a precisão da estimação da posição é utilizado um filtro vetorial adaptativo. Para melhorar a largura de banda e obter informações da velocidade estimada mais precisas um LO modificado é proposto em Zhang et al. (2017). Os sistemas com LO geralmente apresentam melhor desempenho que os baseados em MRAS que costuma ter erros maiores nos valores estimados (Benjak; Gerling, 2010b).

O EKF é um algoritmo ótimo de estimativa recursiva baseado nos mínimos quadrados para estimar os estados de um sistema não-linear. Em Kim e Kook (1999) ele é capaz de estimar os parâmetros do sistema e as variáveis de estado do PMSM, eliminando praticamente todas as influências de ruídos estruturais no esquema de controle vetorial, sendo robusto a variações paramétricas. O fluxo dos ímãs do IPMSM é identificado por um esquema utilizando um EKF em Shi et al. (2012), a partir dessa identificação é possível o controle *sensorless* do sistema. Em Foo, Zhang e Vilathgamuwa (2013) o EKF é utilizado não somente para estimar a velocidade do rotor, mas também para detectar falhas de sensores. A principal dificuldade no desenvolvimento do EKF para PMSM é a complexidade do modelo dinâmico do IPMSM expresso em coordenadas estacionárias ( $\alpha\beta$ ) (Boussak, 2005). Em Kyslan et al. (2019) o EKF é utilizado para estimar a velocidade/posição rotórica e o modelo do motor adotado é no referencial síncrono ( $dq$ ) e discretizado pela expansão da série de Taylor.

Vantagens como insensibilidade à variação paramétrica e alta robustez a incertezas

da estrutura do sistema tornam o SMO uma solução promissora para o controle *sensorless* de PMSM. Assim como no EKF, a maior dificuldade encontrada na aplicação desta técnica é o modelo complexo do IPMSM em coordenadas  $\alpha\beta$ , modelo este que é o adequado para obtenção da posição/velocidade do rotor a partir destas técnicas. Com estrutura semelhante ao LO, a técnica SMO só se diferencia por utilizar uma função chaveada do erro de estimação no lugar da realimentação da correção com ganho linear (Benjak; Gerling, 2010b). Em Foo e Rahman (2010a) é desenvolvido um SMO adaptativo para a estimação das correntes estatóricas e a velocidade rotórica. A estabilidade assintótica é obtida através da análise de Lyapunov. Um estimador de posição do rotor utilizando o modelo do fluxo estendido é proposto para o controle *sensorless* do PMSM utilizando SMO com compensador de posição em Zhao et al. (2015). A compensação da posição melhora o desempenho e a capacidade de operação em baixas velocidades desses sistema *sensorless*. Em Xu et al. (2019b), um SMO é projetado para estimar a velocidade rotórica do PMSM, considerando os efeitos do filtro LC conectado entre o inversor e a máquina.

A última estratégia de estimação da velocidade/posição do rotor apresentada na Figura 1.9 é a inteligência artificial. Esta técnica resume-se em rede neural, sistemas baseados em lógica *fuzzy* e redes neurais *fuzzy*. Este tipo de método não exige o conhecimento do modelo matemático da planta do PMSM, exibem boas propriedades de rejeição de ruído, podem ser facilmente modificados, e apresentam boa robustez mediante a variações paramétricas (Benjak; Gerling, 2010b; Mei; Sun; Shi, 2015; Wang; Hoole; Haran, 2019; Nicola; Nicola; Duta, 2019; Pan et al., 2019). Um estimador de velocidade utilizando um algoritmo de rede neural baseado no conhecimento da máquina para interpretar os sinais obtidos através de sensores lineares de efeito hall é desenvolvido em (Wang; Hoole; Haran, 2019). O objetivo principal é projetar um sistema de estimação da posição com boa relação custo-benefício, quando comparado a *encoders* e *resolvers*, sem as limitações apresentadas em outras técnicas de estimação. Em (Pan et al., 2019) um método de otimização do observador de posição rotórica com base em uma rede neural BP, que aprimora a tecnologia de controle *sensorless*, foi desenvolvido. Os ganhos do regulador PI para observação da posição rotórica são obtidos em tempo real, de forma que este responde com maior precisão as mudanças de carga.

#### 1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

As principais contribuições obtidas com a realização deste trabalho de tese podem ser sumarizadas, da forma:

1. Desenvolvimento de uma técnica no domínio do tempo discreto de controle desacoplado de corrente utilizando uma combinação das estratégias por modos deslizantes e observador de distúrbio. Análise de estabilidade e convergência são apresentadas;

2. Desenvolvimento de um estimador de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbios em tempo contínuo que considera o modelo do motor síncrono de ímãs permanentes de superfície.
3. Desenvolvimento de um estimador de velocidade MRAS que utiliza como lei de adaptação uma técnica por modos deslizantes;
4. Desenvolvimento de uma lei de adaptação no domínio do tempo discreto para estimação da velocidade rotórica baseado na observação das correntes estatóricas no referencial síncrono;
5. Análise e desenvolvimento dos estimadores de velocidade rotórica em tempo contínuo e tempo discreto aplicados a máquinas síncronas de ímãs permanentes. Tais observadores incluem provas de estabilidade e convergência;

## 1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em sete capítulos e quatro apêndices.

No primeiro capítulo é apresentada uma classificação das máquinas elétricas com ímãs permanentes, apresentando as características, vantagens e desvantagens dentro de cada modelo desenvolvido na indústria. Após é apresentado um estudo sobre as técnicas de controle para o acionamento deste motor, com uma melhor revisão ao controle orientado por campo. Como nestas estratégias de controle é necessário o conhecimento da velocidade e posição do rotor, sendo a utilização de sensores mecânicos prejudicial ao desempenho do sistema, é realizada uma revisão sobre os principais métodos de observação de velocidade para a criação de um sistema com acionamento *sensorless*.

No segundo capítulo é desenvolvido o modelo dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes. Iniciou-se com o modelo em coordenadas trifásicas, sendo transformado para coordenadas estacionárias através da utilização da transformada de Clark e logo após para a coordenadas síncronas com a utilização da transformada de Park. É abordado também neste capítulo o desenvolvimento de um modelo simétrico para o motor síncrono de ímãs permanentes internos. Bem como, a discretização do modelo dinâmico elétrico considerando o atraso de implementação para aplicações experimentais.

O capítulo três apresenta a proposta de um controlador por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio no domínio do tempo discreto, que visa desenvolver um controle desacoplado de correntes e minimizar os efeitos dos distúrbios conhecidos e desconhecidos da planta, além de variações e incertezas paramétricas. As análises de estabilidade e convergência do sistema, bem como da escolha dos ganhos são apresentadas. Resultados de simulação e experimentais validam a técnica proposta.

No capítulo quatro é desenvolvida uma lei de adaptação para estimação da velocidade rotórica de um SPMSM utilizando um observador de distúrbio. O observador de distúrbio é empregado para estimar a força contra-eletromotriz do PMSM. A análise de estabilidade do observador de distúrbio e do estimador de velocidade para sistemas no tempo contínuo são apresentadas. Para validação do algoritmo proposto resultados de simulação são desenvolvidos.

No quinto capítulo é desenvolvida uma técnica de observação da velocidade rotórica utilizando o método MRAS. Além disso, propõem-se a utilização de um modelo linearizado do IPMSM e um regulador por modos deslizantes para a obtenção da velocidade, ao invés da clássica lei de adaptação utilizando PI encontrada na literatura. A análise de estabilidade e de convergência do algoritmo é apresentada, bem como os resultados de simulação e experimentais.

No capítulo seis desta tese é desenvolvido um estimador de velocidade rotórica no domínio do tempo discreto através da observação das correntes estatóricas no referencial síncrono  $dq$ . A estabilidade do sistema é verificada através da análise de perturbação de pequenos sinais e dos polos e zeros do sistema em malha fechada. Após a definição dos intervalos dos ganhos em que o sistema é estável, um algoritmo genético é utilizado para a obtenção dos ganhos do estimador objetivando minimizar o erro da estimação da velocidade rotórica. Resultados de simulação e experimentais validam a estratégia proposta.

No capítulo sete são apresentadas as considerações finais do trabalho, contribuições, sugestão de trabalhos futuros e a relação de artigos publicados, em periódicos e congressos, durante o desenvolvimento da tese.

No apêndice A é apresentado o estudo desenvolvido sobre as estratégias de máximo torque por ampere e de enfraquecimento de fluxo para a geração das referências de correntes estatóricas para o controle.

No apêndice B é apresentado um estudo para o reprojeto digital de controladores PI aplicados a plantas que podem ser descritas por modelos de primeira ordem submetidos a um atraso de um período de amostragem. Esse estudo desenvolvido fornece novas condições LMI para esse reprojeto.

No apêndice C são apresentados os conceitos fundamentais para estudo e utilização de algoritmos genéticos.

O apêndice D apresenta informações sobre a bancada experimental, tais como dados da máquina síncrona de ímãs permanentes, explicação sobre o sistema de aquisição de dados, o inversor de tensão, modulação implementada e a técnica de partida utilizada.



## 2 MODELAGEM DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES

### 2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo é apresentado o modelo dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes. Algumas considerações iniciais para a obtenção deste modelo são abordadas. O modelo é primeiramente obtido 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. Com 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 aplicação das técnicas de controle, apresentando 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.

O modelo dinâmico no referencial síncrono  $dq$  é transformado para o domínio do tempo discreto utilizando o método de Euler. Visando a aplicação deste modelo em microcontroladores e processador digital de sinais, o efeito do atraso de implementação digital é incluído no modelo.

### 2.2 MODELO DINÂMICO ELÉTRICO

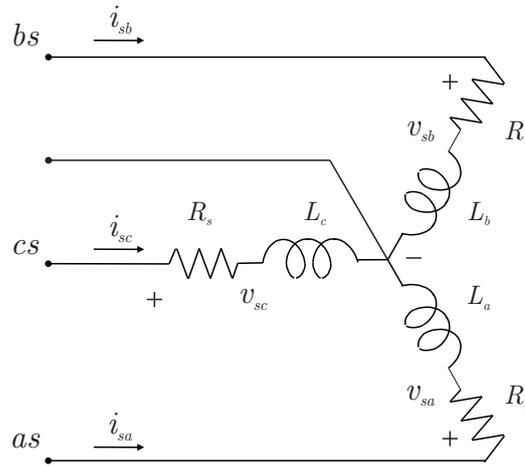
A representação dinâmica do PMSM através de um modelo matemático adequado é fundamental para análise, simulação e projeto do controlador. Este modelo será obtido no referencial síncrono  $dq$ . O modelo trifásico convencional não é adequado para o uso em controle, uma vez que as grandezas de estator 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 (Krishnan, 2010):

- 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 estáticas são consideradas iguais, e
- as perdas do ferro são desprezadas.

Essas hipóteses são consideradas clássicas na literatura para a modelagem do PMSM. O PMSM caracteriza-se por apresentar ímãs no rotor ao invés de enrolamentos, como 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. O circuito elétrico estático é o representado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Circuito elétrico estático.



Fonte: Autor.

### 2.2.1 Representação em coordenadas $abc$

Aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito elétrico da Figura 2.1 a representação matemática em coordenadas  $abc$  pode ser obtida,

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

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

em que  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  e  $v_{sc}$  representam as tensões estatórica de fase,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$  as correntes estatóricas de fase,  $\phi_{sa}$ ,  $\phi_{sb}$  e  $\phi_{sc}$  os fluxos estatóricas,  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  as indutâncias estatóricas,  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$  e  $M_{ac}$  as indutâncias mútuas entre as fases,  $R_s$  as resistências estatóricas e  $\phi_a^r$ ,  $\phi_b^r$  e  $\phi_c^r$  fluxo concatenado do rotor para as fases.

Considerando-se as variações da relutância segundo a direção radial do rotor, como ocorre nos motores de polos salientes, as indutâncias próprias e mútuas, podem ser modeladas em função do ângulo de deslocamento do rotor e da distribuição senoidal do fluxo no entreferro (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 1995), sendo dadas por

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

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 polos não salientes e assim  $L_m = 0$ , já no caso deste ser uma função periódica o motor será de polos salientes e  $L_m \neq 0$  (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 1995).

Os fluxos magnéticos  $\phi_a^r$ ,  $\phi_b^r$  e  $\phi_c^r$  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  $\phi_{srm}$  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  $\mathbf{L}_{abc}$ ,

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{abc} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_{abc} &= \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}.\end{aligned}\tag{2.8}$$

### 2.2.2 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 Clark 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,

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

que conduz o sistema em coordenadas  $abc$  para  $\alpha\beta$ . Relacionando as coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e as de fase  $abc$ , o eixo  $\alpha$  coincide com o eixo  $a$  e o eixo  $\beta$  é 90 graus atrasado em relação ao eixo  $\alpha$ .

Portanto, para se obter as componentes  $\alpha\beta$  para tensão, corrente e fluxo estatóricos

e fluxo rotórico aplica-se a matriz transformação  $\mathbf{K}_{\alpha\beta 0}$  como,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{abc} \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{abc} \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \boldsymbol{\phi}_{abc} \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0}^r &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \boldsymbol{\phi}_{abc}^r \end{aligned} \quad (2.10)$$

em que os vetores são definidos por

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} \phi_\alpha & \phi_\beta & \phi_0 \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0}^r &= \begin{bmatrix} \phi_\alpha^r & \phi_\beta^r & \phi_0^r \end{bmatrix}^T. \end{aligned} \quad (2.11)$$

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

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.12)$$

o que implica que  $i_0 = 0$ , e assim as variáveis do componente de sequência zero podem ser desconsideradas. Logo, o modelo dinâmico da tensão pode ser obtido utilizando a matriz transformação de Clark (2.9) em (2.5) e (2.6), e desconsiderando a componente de sequência zero, na forma,

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

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

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

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

e o fluxo magnético rotórico,

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

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

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

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

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

em que  $\omega_e$  é a velocidade angular elétrica.

A modelagem apresentada assume que o motor possui polos salientes, ou seja, IPMSM. Caso o motor apresente polos não salientes, SPMSM, sendo o entreferro uniforme, o parâmetro físico  $L_m$  é nulo (Krishnan, 2010). Assim, as indutâncias próprias e mútuas independem da posição rotórica, tornando o modelo dinâmico das correntes estatóricas como,

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

### 2.2.3 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. Esta 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 relação entre os planos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e síncronas  $dq$  é dado 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  $dq$ .

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),

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

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

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  $\mathbf{J}$ , a matriz de indutâncias síncronas  $\mathbf{L}_{dq}$  e a matriz das resistências  $\mathbf{R}_{dq}$  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 dinâmico das correntes síncronas  $dq$  pode ser obtido a

partir da substituição de (2.26) em (2.25),

$$\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi_{srm} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

em que,  $p$  é a derivada em relação ao tempo ( $d/dt$ ).

Isolando os termos diferenciais das correntes,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{dq} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \frac{\phi_{srm}}{L_q} \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

É importante salientar que  $L_q > L_d$  no IPMSM. 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 polos não salientes, sendo adotado que  $L_d = L_q$ . Por outro lado, para PMSM com polos salientes a diferença entre as indutâncias pode chegar a 220% (Krishnan, 2010).

O comportamento dinâmico elétrico do PMSM dado pela equação (2.32) pode ser reescrito como uma equação não-linear no domínio do tempo contínuo na forma,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq(t)} = \boldsymbol{\gamma}_{dq} \mathbf{i}_{dq(t)} + \boldsymbol{\varsigma}_{dq} \mathbf{v}_{dq(t)} + \mathbf{d}_{dq(t)}. \quad (2.33)$$

em que os vetores e matrizes de (2.33) serão definidos como,

$$\mathbf{i}_{dq(t)} \triangleq \begin{bmatrix} i_d(t) & i_q(t) \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{v}_{dq(t)} \triangleq \begin{bmatrix} v_d(t) & v_q(t) \end{bmatrix}^T, \quad \boldsymbol{\gamma}_{dq} \triangleq \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\varsigma}_{dq} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d}_{dq(t)} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \omega_e(t) \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e(t) & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq(t)} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_e(t) \end{bmatrix},$$

### 2.3 MODELO DINÂMICO ELÉTRICO SIMÉTRICO

Analisando o modelo dinâmico elétrico do PMSM no referencial síncrono  $dq$ , dado pela equação (2.32), observa-se que não existe uma simetria entre as equações das correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Definindo-se as variáveis  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ,  $v_d^*$  e  $v_q^*$ ,

$$\begin{aligned} i_d^* &\triangleq i_d(t) + \frac{\phi_{srm}}{L_d} \\ i_q^* &\triangleq i_q(t) \\ v_d^* &\triangleq v_d(t) + \frac{R_s}{L_d} \phi_{srm} \\ v_q^* &\triangleq v_q(t) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Substituindo (2.34) em (2.32), pode-se desenvolver um modelo dinâmico estendido das correntes no referencial síncrono definido como, da forma,

$$\dot{i}_{d(t)}^* = -\frac{R_s}{L_d} i_{d(t)}^* + \omega_{e(t)} \frac{L_q}{L_d} i_{q(t)}^* + \frac{1}{L_d} v_{d(t)}^* \quad (2.35)$$

$$\dot{i}_{q(t)}^* = -\frac{R_s}{L_q} i_{q(t)}^* - \omega_{e(t)} \frac{L_d}{L_q} i_{d(t)}^* + \frac{1}{L_q} v_{q(t)}^* \quad (2.36)$$

O modelo estendido é criado visando obter um modelo em espaço de estados para as correntes  $i_d^*$  e  $i_q^*$  do PMSM. O modelo estendido pode ser escrito na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{d(t)}^* \\ \dot{i}_{q(t)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{e(t)} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{e(t)} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(t)}^* \\ i_{q(t)}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d(t)}^* \\ v_{q(t)}^* \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

em que,

$$\mathbf{A}_{dq}^* = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{e(t)} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{e(t)} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{dq}^* = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{dq(t)}^* = \begin{bmatrix} i_{d(t)}^* \\ i_{q(t)}^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{dq(t)}^* = \begin{bmatrix} v_{d(t)}^* \\ v_{q(t)}^* \end{bmatrix}.$$

## 2.4 MODELO DINÂMICO MECÂNICO

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

$$P_{ot} = v_d i_d + v_q i_q. \quad (2.38)$$

Substituindo (2.31) em (2.38) e desenvolvendo, resulta,

$$P_{ot} = R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left( L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) + [(L_d - L_q) i_d + \phi_{srm}] \omega_e i_q. \quad (2.39)$$

De (2.39) 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 eletromecânica desenvolvida no eixo do motor.

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

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (2.40)$$

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

$$\omega_e = P \omega_m \quad (2.41)$$

em que  $P$  é o número de pares de polos do PMSM.

O torque eletromecânico é expresso por

$$T_e = P [(L_d - L_q) i_d + \phi_{srm}] i_q, \quad (2.42)$$

no qual o primeiro termo dentro dos colchetes representa o torque de relutância e o segundo o torque resultante da excitação do campo magnético.

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

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} (T_e - T_c - B\omega_m) \quad (2.43)$$

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.

## 2.5 MODELO DINÂMICO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO

A equação diferencial apresentada em (2.33) pode ser discretizada utilizando o método de Euler com um período de amostragem de  $T_s$ . O método de Euler foi escolhido pela sua simplicidade. Além disso, os termos de acoplamento cruzado e de incertezas paramétricas podem ser incluídos como distúrbios do modelo ( $d_d$  e  $d_q$ ), o que resulta em um modelo discretizado na forma,

$$\mathbf{i}_{dq(k+1)} = (\mathbf{I} + T_s \boldsymbol{\gamma}_{dq}) \mathbf{i}_{dq(k)} + T_s \boldsymbol{\varsigma}_{dq} \mathbf{v}_{dq(k)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k)} \quad (2.44)$$

em que,  $\mathbf{i}_{dq(k)} \triangleq \begin{bmatrix} i_{d(k)} & i_{q(k)} \end{bmatrix}^T$  e  $\mathbf{v}_{dq(k)} \triangleq \begin{bmatrix} v_{d(k)} & v_{q(k)} \end{bmatrix}^T$ .

Os distúrbios  $\mathbf{d}_{dq(k)} \triangleq \begin{bmatrix} d_{d(k)} & d_{q(k)} \end{bmatrix}^T$  apresentados em (2.44) podem ser definidos como,

$$\mathbf{d}_{dq(k)} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & P \frac{L_q}{L_d} \omega_m(k) \\ -P \frac{L_d}{L_q} \omega_m(k) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k)} \\ i_{q(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -P \frac{\phi_{srm}}{L_q} \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta_{d(k)} \\ \zeta_{q(k)} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

em que  $\zeta_{d(k)}$  e  $\zeta_{q(k)}$  são as incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas.

Note que os termos de acoplamento cruzado, definidos aqui como distúrbios, são diretamente dependentes da velocidade do rotor em (2.45), assim quando a velocidade rotórica é alta, a alteração em uma das correntes  $dq$  provocará um torque de distorção e uma perturbação transitória na corrente do outro eixo, devido ao acoplamento cruzado.

Novos estados ( $\psi_d$  e  $\psi_q$ ) são adicionados no modelo discreto do PMSM com o objetivo de incluir o efeito do atraso na implementação digital, o que resulta em um modelo adequado para aplicações utilizando microcontroladores e processadores digital de sinais. A descrição do processo de implementação digital é apresentado na Figura 2.2.

A implementação digital é realizada em intervalos de tempo fixos ou interrupções, como apresentado na Figura 2.2 (a) em termos de amostras ( $k$ ), ( $k+1$ ) e ( $k+2$ ). A inter-

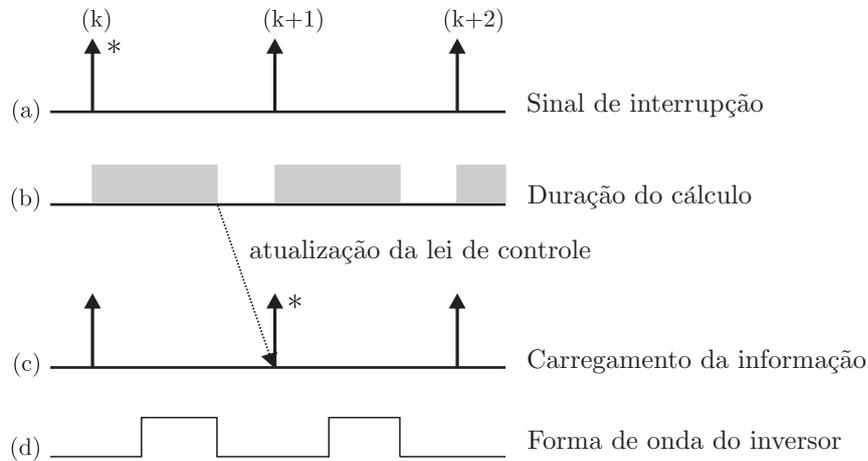
rupção é iniciada sincronizada com o sinal  $k^*$  quando o conversor analógico-digital (AD) faz a amostragem dos valores das correntes de fase, tensão do barramento CC e posição do rotor para calcular as tensões de saída. Como exemplo, o período cinza, mostrado na Figura 2.2 (b) ilustra o tempo necessário para o cálculo da lei de controle. Essa lei de controle é aplicada apenas na próxima amostragem, como mostrado na Figura 2.2 (c). Durante o período de  $(k + 1)$ , as tensões de fase calculadas no período  $k$  são aplicadas ao motor através do inversor, conforme mostrado na Figura 2.2 (d). Um exemplo de um atraso na lei de controle é o resultado do processo descrito na Figura 2.2. O novo modelo discreto considerando o atraso de implementação pode ser descrito como,

$$\dot{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} = \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \mathbf{S}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k)}, \quad (2.46)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{dq(k+1)} = \begin{bmatrix} \psi_{d(k+1)} \\ \psi_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d(k)} \\ v_{q(k)} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

em que,  $\mathbf{\Gamma}_{dq} = (\mathbf{I} + T_s \boldsymbol{\gamma}_{dq})$ .

Figura 2.2 – Sequência da implementação digital. (a) Sinal de interrupção gerado pelo PWM (b) duração do cálculo (c) carregamento da saída do controlador (d) aplicação da tensão de fase no inversor pelo PWM. (\*) ordem do procedimento.



Fonte: Autor.

## 2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram desenvolvidas as equações que descrevem o comportamento dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes. Inicialmente foi apresentando o modelo em coordenadas trifásicas. Após a aplicação da transformada de Clark foi encontrado o modelo em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Com a necessidade de um modelo em coordenadas síncronas  $dq$ , modelo este que apresenta maior facilidade para a aplicação de técnicas

de controle, foi aplicada a transformada de Park.

Visando a aplicação em microcontroladores e processador digital de sinais, o modelo obtido em coordenadas síncronas é discretizado utilizando o método de Euler. No processo de discretização é incluído o atraso de implementação digital.

### 3 CONTROLE DESACOPLADO DE CORRENTE UTILIZANDO CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO

#### 3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O PMSM apresenta um modelo não-linear com acoplamento entre os eixos  $dq$ , especialmente sob resposta transitória, variações paramétricas e de carga. Além disso, as malhas de corrente do PMSM estão sujeitas a variações paramétricas, como resistência e indutância do estator, fluxo dos ímãs permanentes e a força contra-eletromotriz. E ainda, como visto no modelo dinâmico em  $dq$ , elas são altamente dependentes da velocidade e acopladas entre si. Em virtude disto, técnicas clássicas de controle muitas vezes não apresentam o desempenho desejado.

Visando minimizar os efeitos do acoplamento, das variações paramétricas e de distúrbios desconhecidos, o controlador por modo deslizantes baseado em observador de distúrbio é proposto para as malhas de corrente. A superfície de deslizamento é projetada usando a estimativa de distúrbio, de modo que o movimento de deslizamento ao longo da superfície tenda ao ponto de equilíbrio, mesmo sob a presença de distúrbios desconhecidos. A técnica de controle baseada no observador de distúrbio torna-se uma boa abordagem para lidar com a presença de distúrbios e melhorar a robustez do sistema em malha fechada.

O controle por modo deslizante baseado no observador de distúrbio (do inglês, *Sliding Mode Control based on Disturbance Observer* – SMCDOB) pode aprimorar o rastreamento de referência. O SMCDOB fornece uma boa opção para o algoritmo de controle, porque mesmo sob variações da planta, o algoritmo adapta o distúrbio observado para mitigar o efeito do acoplamento, variações paramétricas, perturbação da carga e incertezas desconhecidas no controlador, além de reduzir a amplitude de chaveamento e aumentar a largura de banda do sistema.

Como o PMSM é muito utilizado em aplicações práticas, o projeto dos controladores no domínio do tempo discreto é relevante para que este seja diretamente aplicado em processadores digital de sinais. Condições de estabilidade e os ganhos obtidos no tempo contínuo não são diretamente aplicados ao tempo discreto, quando o projeto é realizado de maneira errada o sistema pode se tornar instável.

Nesta seção é apresentada a proposta de um controlador por modo deslizantes baseado em observador de distúrbio no domínio do tempo discreto, que visa desenvolver

um controle desacoplado de correntes e minimizar os efeitos dos distúrbios conhecidos e desconhecidos da planta, além de variações e incertezas paramétricas. As análises de estabilidade e convergência do sistema, bem como da escolha dos ganhos são apresentadas. Resultados de simulação e experimentais validam a técnica proposta.

### 3.2 ASPECTOS GERAIS SOBRE O CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO

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).

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; Istefanopulos; Kaynak, 1987; Furuta, 1990) e as condições com igualdades (Gao; Wang; Homaira, 1995; Bartoszewicz, 1998; Niu; Ho; Wang, 2010).

A condição global em tempo contínuo é dada por,

$$s_n(x) \dot{s}_n(x) < 0 \quad (3.1)$$

e ainda a condição global apresentada em (3.1) pode ser substituída por condições locais para existência de um hiperplano  $s_n(x)$  da forma como apresentada em (Utkin, 1992),

$$\begin{aligned} \lim_{s_i \rightarrow 0^+} \dot{s}_n(x) &< 0 \\ \lim_{s_i \rightarrow 0^-} \dot{s}_n(x) &> 0. \end{aligned} \quad (3.2)$$

As equações para a existência de um hiperplano de deslizamento dadas em (3.1) e (3.2) 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; Sarpturk; Istefanopulos; 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 desenvolvida no tempo contínuo,

$$\left[ \left( s_{n(k+1)} \right) - \left( s_{n(k)} \right) \right] \left( s_{n(k)} \right) < 0 \quad (3.3)$$

porém, essa condição é necessária e 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,

$$\left| s_{n(k+1)} \right| < \left| s_{n(k)} \right| \quad (3.4)$$

que pode ser expressa da forma equivalente,

$$\left[ \left( s_{n(k+1)} \right) - \left( s_{n(k)} \right) \right] \text{sign} \left( s_{n(k)} \right) < 0 \quad (3.5)$$

$$\left[ \left( s_{n(k+1)} \right) + \left( s_{n(k)} \right) \right] \text{sign} \left( s_{n(k)} \right) \geq 0. \quad (3.6)$$

A condição (3.5) é equivalente a (3.3) e representa a condição necessária para a existência de uma superfície por modos deslizantes em tempo discreto. A inequação (3.6) garante a convergência da trajetória dos estados (Sarpturk; Istefanopulos; Kaynak, 1987).

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

$$V_{(k+1)} - V_{(k)} < 0, \quad (3.7)$$

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

$$V_{(k)} = \frac{1}{2} s_{n(k)}^2. \quad (3.8)$$

As condições acima estabelecem os critérios para que ocorra 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,

$$s_{n(k+1)} - s_{n(k)} = -qT_s s_{n(k)} - \epsilon \text{sign}(s_{n(k)}) \quad (3.9)$$

em que  $s_n$  é a superfície de deslizamento, o subscrito  $n$  representa os eixos direto e em quadratura ( $dq$ ),  $\epsilon$  e  $q$  são ganhos positivos e  $1 - qT_s > 0$ ,  $\epsilon > 0$  e  $q > 0$ .

### 3.3 OBSERVADOR DE DISTÚRBO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO

Um novo observador de distúrbio no domínio do tempo discreto foi proposto, para que combinado com o controlador por modos deslizantes, pudesse ser desenvolvido um controlador de corrente desacoplado. Esse algoritmo utiliza a estimação das correntes  $i_d$  e  $i_q$  e um estado adicional é incluído na expressão do distúrbio observado. O algoritmo do observador de distúrbio no domínio do tempo discreto é dado por,

$$\begin{cases} \mathbf{p}_{dq(k+1)} = \mathbf{p}_{dq(k)} - T_s \left( -l_1 \gamma_{dq} \dot{i}_{dq(k)} + l_1 \mathbf{s}_{dq} \mathbf{v}_{dq(k)} + l_1 \mathbf{p}_{dq(k)} + l_1^2 \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} - l_2 (l_1 - l_2) \tilde{\dot{\mathbf{i}}}_{dq(k)} \right) \\ \hat{\mathbf{d}}_{dq(k)} = \mathbf{p}_{dq(k)} + l_1 \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} - l_2 \tilde{\dot{\mathbf{i}}}_{dq(k)} \\ \hat{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} = \hat{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \left( -\gamma_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + \mathbf{s}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} + \hat{\mathbf{d}}_{dq(k)} - l_2 \tilde{\dot{\mathbf{i}}}_{dq(k)} \right) \end{cases}, \quad (3.10)$$

em que,  $\mathbf{p}_{dq(k)} = \begin{bmatrix} p_d(k) & p_q(k) \end{bmatrix}^T$  é o vetor de estados auxiliares do observador de distúrbio,  $\hat{\mathbf{d}}_{dq(k)} = \begin{bmatrix} \hat{d}_d(k) & \hat{d}_q(k) \end{bmatrix}^T$  o vetor do distúrbio observado,  $\hat{\mathbf{i}}_{dq(k)} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) & \hat{i}_q(k) \end{bmatrix}^T$  o vetor de correntes observadas,  $\tilde{\dot{\mathbf{i}}}_{dq(k)} = \begin{bmatrix} \tilde{\dot{i}}_d(k) & \tilde{\dot{i}}_q(k) \end{bmatrix}^T$  o vetor dos erros de corrente estimada,  $l_1$  e  $l_2$  são ganhos positivos.

Os erros da estimação das correntes são definidos como,

$$\tilde{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} \triangleq \hat{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} - \mathbf{i}_{dq(k+1)}. \quad (3.11)$$

Os erros dos distúrbios estimados são dados por,

$$\tilde{\mathbf{d}}_{dq(k+1)} \triangleq \hat{\mathbf{d}}_{dq(k+1)} - \mathbf{d}_{dq(k+1)}. \quad (3.12)$$

#### 3.3.1 Análise de estabilidade do observador de distúrbio

Para realizar a análise de estabilidade do observador de distúrbio o Teorema 1 é apresentado.

**Teorema 1.** *Considerando o sistema discretizado dado pelas equações (2.44) e (2.45), sujeito a,*

*Hipótese 1 (H1): O distúrbio  $d_{dq(k)}$  no sistema (2.44) é limitado, ou seja,  $|d_{dq(k)}| \leq d_{dq}^*$ ,*

em que  $d_{dq}^*$  é o limite superior do distúrbio.

*Hipótese 2 (H2):* A variação discreta do distúrbio durante um período de amostragem,  $\Delta d_{dq(k)} = d_{dq(k+1)} - d_{dq(k)}$ , é limitada e  $\Delta d_{dq(k)} \rightarrow 0$  quando  $k \rightarrow \infty$ .

Assim sendo, o observador de distúrbio no domínio do tempo discreto dado por (3.10) é estável e  $\tilde{i}_{dq(k)}$  e  $\tilde{d}_{dq(k)}$  tendem para zero quando  $k \rightarrow \infty$ .

**Prova:** A análise de estabilidade do observador de distúrbio proposto por (3.10) pode ser realizada através da abordagem de Lyapunov. Aqui essa análise é exemplificada para o eixo de coordenadas direta. Uma análise semelhante pode ser realizada para o eixo em coordenadas em quadratura, uma vez que os termos dependentes do acoplamento e da velocidade do rotor são modelados como distúrbios. Portanto, considere a seguinte equação candidata a função Lyapunov,

$$V_{(k)} = \tilde{d}_{d(k)}^2 + \tilde{i}_{d(k)}^2. \quad (3.13)$$

A equação diferença para o erro da corrente observada pode ser obtida pela substituição de (2.44) e (3.10) em (3.11), o que resulta,

$$\tilde{i}_{d(k+1)} = (1 - T_s l_2) \tilde{i}_{d(k)} + T_s \tilde{d}_{d(k)}. \quad (3.14)$$

A expressão do erro do distúrbio observado é obtida substituindo (2.44) e (3.10) em (3.12), como,

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = (1 - l_1 T_s - l_2 T_s) \tilde{d}_{d(k)} - \Delta d_{d(k)}. \quad (3.15)$$

A partir da Hipótese H2,  $\Delta d_{d(k)} \rightarrow 0$  quando  $k \rightarrow \infty$ , é possível reescrever (3.15) como,

$$\tilde{d}_{d(k+1)} = (1 - l_1 T_s - l_2 T_s) \tilde{d}_{d(k)}. \quad (3.16)$$

A equação diferença de (3.13) é,

$$\begin{aligned} \Delta V_{(k)} &= V_{(k+1)} - V_{(k)}, \\ \Delta V_{(k)} &= \tilde{d}_{d(k+1)}^2 - \tilde{d}_{d(k)}^2 + \tilde{i}_{d(k+1)}^2 - \tilde{i}_{d(k)}^2. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Resolvendo (3.17) a partir de (3.14) e (3.16), pode ser obtido,

$$\Delta V_{(k)} = \left( (1 - l_1 T_s - l_2 T_s) \tilde{d}_{d(k)} \right)^2 - \tilde{d}_{d(k)}^2 + \left( (1 - T_s l_2) \tilde{i}_{d(k)} + T_s \tilde{d}_{d(k)} \right)^2 - \tilde{i}_{d(k)}^2. \quad (3.18)$$

Reescrevendo (3.18),

$$\Delta V_{(k)} = -a \tilde{d}_{d(k)}^2 - b \tilde{i}_{d(k)}^2 - c \left( \tilde{d}_{d(k)} - \tilde{i}_{d(k)} \right)^2 \quad (3.19)$$

em que,  $a = (1 - c_1^2 - T_s + c_2 T_s)$ ,  $b = (1 - c_2^2 + c_2 T_s)$ ,  $c = c_2 T_s$ . As constantes  $c_1$  e  $c_2$  são definidas como,  $c_1 = (1 - l_1 T_s - l_2 T_s)$  and  $c_2 = (1 - T_s l_2)$ . Projetando adequadamente  $l_1$  e  $l_2$ , pode-se garantir que  $a$ ,  $b$  e  $c$  serão valores positivos, e a expressão (3.19) será definida

negativa, fazendo com que  $V_{(k)} = 0$  quando  $k \rightarrow \infty$ .  $\square$

*Observação 1:* A Hipótese  $H2$  não é muito restritiva em sistemas como máquinas elétricas. Os distúrbios definidos pela expressão (2.45) são dependentes das correntes estatóricas, da velocidade rotórica, dos parâmetros da planta e das incertezas paramétricas. As correntes estatóricas estão no referencial síncrono com características CC e essas correntes são constantes em regime permanente, considerando velocidade rotórica e carga constantes. Além disso, a velocidade rotórica é uma dinâmica mecânica e essa dinâmica é mais lenta que as dinâmicas elétricas, portanto, para pequenos valores de  $T_s$ , pode-se assumir como constante. O valor de  $T_s$  pode ser considerado pequeno, visto que, em aplicações industriais a com frequência de comutação para acionamento de PMSM varia de 5 kHz a 20 kHz. Quando uma determinada tensão é aplicada nos enrolamentos do estator, o que resulta em uma corrente no estator, se esta sofrer uma variação em forma de degrau, o distúrbio irá variar de acordo com a variação de corrente. A variação do distúrbio,  $\Delta d_{dq}$ , assume um comportamento de impulso limitado durante esse degrau de corrente. No entanto, em regime permanente, o distúrbio varia lentamente, de acordo com a dinâmica da velocidade.

### 3.4 CONTROLE DE CORRENTE PELA ABORDAGEM CONVENCIONAL DE MODO DESLIZANTE

Geralmente, o primeiro passo no projeto de um controlador no domínio do tempo discreto é a escolha de uma lei de alcance. Neste estudo foi adotada a lei de alcance proposta por Gao, Wang e Homaifa (1995), dada pela equação (3.9). Essa lei de alcance define uma banda *quasi-sliding mode*, em que a trajetória do sistema de estrutura variável discreto atravessa a superfície de deslizamento a cada período de amostragem, resultando em um movimento de zigue-zague.

A abordagem por modo deslizante convencional define a função de chaveamento como um erro entre um valor medido e sua referência, por exemplo,  $s_{n(k)} = i_{n(k)} - i_{n(k)}^*$ . Note que, esta escolha implica no conhecimento futuro da referência ( $i_{n(k+1)}^*$ ) para a obtenção de uma expressão  $s_{n(k+1)}$  dada em (3.9). Para evitar esse problema, a referência de corrente foi atrasada em um período de amostragem, como,

$$\mathbf{s}_{dq(k)} = \mathbf{i}_{dq(k)} - \mathbf{i}_{dq(k-1)}^* \quad (3.20)$$

em que os vetores  $\mathbf{s}_{dq(k)}$  e  $\mathbf{i}_{dq(k)}^*$  são definidos da forma,

$$\mathbf{s}_{dq(k)} \triangleq \begin{bmatrix} s_{d(k)} & s_{q(k)} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{i}_{dq(k)}^* \triangleq \begin{bmatrix} i_{d(k)}^* & i_{q(k)}^* \end{bmatrix}^T. \quad (3.21)$$

Assim, o passo  $(k + 1)$  de (3.20) é obtida a partir de (2.44), como segue,

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{dq(k+1)} &= \dot{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^* \\ &= \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \mathbf{S}_{dq} \mathbf{v}_{dq(k)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^*. \end{aligned} \quad (3.22)$$

A lei de controle pode ser obtida pela substituição das expressões (3.20) e (3.22) em (3.9). Além disso, os distúrbios podem ser considerados como sendo os distúrbios observados, dados em (3.10), o que resulta,

$$\mathbf{v}_{dq(k)} = (T_s \mathbf{S}_{dq})^{-1} \left( -\mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} - T_s \hat{\mathbf{d}}_{dq(k)} + \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^* - q T_s \mathbf{s}_{dq(k)} - \epsilon T_s \text{sign}(\mathbf{s}_{dq(k)}) \right). \quad (3.23)$$

Quando a lei de controle é implementada em processadores digitais de sinais, como apresentado na Figura 2.2, a lei de controle calculada no instante  $(k)$  é atualizada somente na próxima amostra  $(k + 1)$ . Portanto, a dinâmica do PMSM pode ser obtida substituindo o passo anterior da lei de controle (3.23) em (2.46), o que resulta em,

$$\dot{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} = \mathbf{\Gamma}_{dq} \left( \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)} \right) - T_s \tilde{\mathbf{d}}_{dq(k-1)} + \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)}^* - q T_s \mathbf{s}_{dq(k-1)} - \epsilon T_s \text{sign}(\mathbf{s}_{dq(k-1)}). \quad (3.24)$$

Analisando a expressão (3.24) é possível observar que a escolha da função de chaveamento (3.20) não é adequada para a obtenção do movimento de zigue-zague proposto pela lei de alcance (3.9). Desta forma, é necessário desenvolver uma nova função de chaveamento levando em consideração o modelo com inclusão do atraso de implementação digital.

### 3.5 CONTROLADOR DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBIO

Devido à presença do atraso de implementação digital no sistema, a função de chaveamento deve ser modificada para a obtenção da lei de controle a partir de (3.9). As novas funções de chaveamento são baseadas no instante de  $(k + 1)$  do modelo dinâmico. A referência de corrente é atrasada para que a lei de controle seja escrita com os valores passados da referência (como pode ser visto em (3.26)). Desta forma, não é necessário o conhecimento do instante de  $(k + 1)$  das referências. As funções de chaveamento resultantes são dadas por,

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{dq(k)} &= \dot{\mathbf{i}}_{dq(k+1)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)}^* \\ &= \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \mathbf{S}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)}^*. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Observe que a expressão (3.25) é desenvolvida baseada nos distúrbios reais, esses valores podem ser substituídos por seus valores observados. O passo  $(k + 1)$  de (3.25) é

obtido para possibilitar a implementação de (3.9),

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{dq(k+1)} &= \dot{\mathbf{i}}_{dq(k+2)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^* \\ &= \mathbf{\Gamma}_{dq} \left( \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \mathbf{s}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k)} \right) + T_s \mathbf{s}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k+1)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k+1)} - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^*. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Como consequência das funções de chaveamento escolhidas, equações (3.25) e (3.26), o sistema rastreará a referência com dois passos atrasados ( $2T_s$ ), o que pode ser verificado através da análise de convergência (vide (3.31)). Considerando aplicações industriais com acionamento de PMSM com frequências de comutação de 5 kHz a 20 kHz, os valores do período de amostragem ( $T_s$ ) são considerados pequenos, de forma que o sistema pode operar com esse atraso sem deterioração do desempenho dinâmico.

A lei de controle é obtida a partir da lei de alcance dada por (3.9). Substituindo (3.25) e (3.26) em (3.9) é possível obter a lei de controle para os eixos  $dq$ . Como,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq(k)} &= (T_s \mathbf{s}_{dq})^{-1} \left( (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{dq}) \left( \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \mathbf{s}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} + T_s \mathbf{d}_{dq(k)} \right) - T_s \mathbf{d}_{dq(k+1)} + \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^* + \right. \\ &\quad \left. - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)}^* - qT_s \mathbf{s}_{dq(k)} - \epsilon \text{sign} \left( \mathbf{s}_{dq(k)} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

A expressão (3.27) apresenta variáveis dependentes dos distúrbios não calculados. Então, usando a Hipótese  $H2$  e substituindo os distúrbios reais,  $\mathbf{d}_{dq(k)}$ , pelos valores observados,  $\hat{\mathbf{d}}_{dq(k)}$ , as leis de controle por modos deslizantes combinada com o observador de distúrbio no domínio do tempo discreto são obtidas, como,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq(k)} &= \boldsymbol{\psi}_{dq(k+1)} \\ &= (T_s \mathbf{s}_{dq})^{-1} \left( (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{dq}) \left( \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)} + T_s \mathbf{s}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} \right) - \mathbf{\Gamma}_{dq} T_s \hat{\mathbf{d}}_{dq(k)} + \dot{\mathbf{i}}_{dq(k)}^* - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)}^* + \right. \\ &\quad \left. - qT_s \mathbf{s}_{dq(k)} - \epsilon \text{sign} \left( \mathbf{s}_{dq(k)} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

### 3.5.1 Análise de convergência do PMSM com o controlador proposto

A lei de controle definida em (3.28) no passo de  $(k - 1)$  pode ser escrita como,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq(k-1)} &= \boldsymbol{\psi}_{dq(k)} \\ \mathbf{v}_{dq(k-1)} &= (T_s \mathbf{s}_{dq})^{-1} \left( (\mathbf{I} - \mathbf{\Gamma}_{dq}) \left( \mathbf{\Gamma}_{dq} \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)} + T_s \mathbf{s}_{dq} \boldsymbol{\psi}_{dq(k-1)} \right) - T_s \mathbf{\Gamma}_{dq} \hat{\mathbf{d}}_{dq(k-1)} + \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-1)}^* + \right. \\ &\quad \left. - \dot{\mathbf{i}}_{dq(k-2)}^* - qT_s \mathbf{s}_{dq(k-1)} - \epsilon T_s \text{sign} \left( \mathbf{s}_{dq(k-1)} \right) \right). \end{aligned} \quad (3.29)$$

A dinâmica do PMSM com o controlador proposto pode ser obtida pela substituição

da lei de controle (3.29) em (2.46), resultando,

$$\mathbf{i}_{dq(k+1)} = \mathbf{i}_{dq(k-1)}^* + (1 - qT_s) \mathbf{s}_{dq(k-1)} - \epsilon T_s \text{sign}(\mathbf{s}_{dq(k-1)}) + T_s \mathbf{\Gamma}_{dq} \tilde{\mathbf{d}}_{dq(k)}. \quad (3.30)$$

A dinâmica do PMSM com o controlador proposto, de acordo com a expressão (3.30), depende da referência de corrente atrasada de dois passos, da função por modos deslizantes em tempo discreto, da função de chaveamento e do erro do observador de distúrbio. Assim, o sistema composto pela função de chaveamento e erro dos distúrbios observados é apresentada da seguinte forma,

$$\begin{cases} \mathbf{s}_{dq(k)} = (1 - qT_s) \mathbf{s}_{dq(k-1)} - \epsilon T_s \text{sign}(\mathbf{s}_{dq(k-1)}) + T_s \mathbf{\Gamma}_{dq} \tilde{\mathbf{d}}_{dq(k)} \\ \tilde{\mathbf{d}}_{dq(k+1)} = (1 - T_s l_1 - T_s l_2) \tilde{\mathbf{d}}_{dq(k)} - \Delta \mathbf{d}_{dq(k)} \end{cases}. \quad (3.31)$$

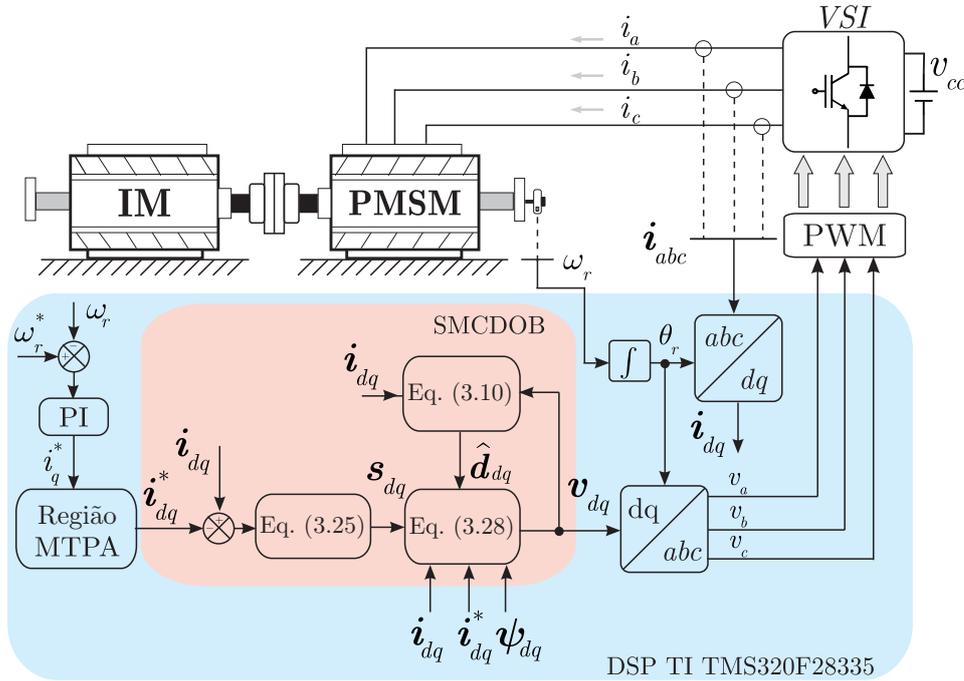
As equações fornecidas pela expressão (3.31) apresentam a dinâmica do erro de rastreamento e a dinâmica do erro do observador de distúrbio. A partir da hipótese *H2*, o erro do observador de distúrbio convergem para zero, se  $l_1$  e  $l_2$  escolhidos adequadamente, quando  $k \rightarrow \infty$  (vide Figura 3.3). Se  $\Delta \mathbf{d}_{dq(k)}$  for diferente de zero, o valor prático para essas variáveis será muito pequeno em condições de regime permanente, quando utilizada uma alta frequência de amostragem, assim, o máximo valor do erro do observador de distúrbio será limitado a esses pequenos valores. Além disso, quando o sistema atingir a superfície deslizante, ele atravessará essa superfície deslizante a cada período de amostragem. Quando ocorrer uma perturbação no sistema, este irá convergir para zero de acordo  $\mathbf{s}_{dq(k)} = (1 - qT_s) \mathbf{s}_{dq(k-1)}$ , para  $(1 - qT_s) < 0$ , se os erros do observador de distúrbio estiverem próximos de zero.

### 3.6 RESULTADOS

Resultados de simulação e experimentais foram desenvolvidos para demonstrar o desempenho do controlador de corrente proposto. O diagrama de blocos do sistema de controle é apresentado na Figura 3.1. Pode-se observar que a estrutura a ser implementada é simples, realizada através das expressões (3.10), (3.25) e (3.28). A descrição da plataforma experimental utilizada é apresentada no Apêndice D.

No primeiro teste, de simulação e experimental,  $i_q^*$  é alterado para observar o acoplamento entre os eixos e no segundo teste, apenas experimental,  $i_q^*$  é gerada a partir da malha de controle de velocidade rotórica. A referência  $i_d^*$  é calculada por (A.13) na região de máximo torque por ampere (abaixo da velocidade nominal). Esta referência foi adaptada de Morimoto, Sanada e Takeda (1994). Os ensaios de simulação e experimental utilizam as mesmas referências de velocidade rotórica e de correntes para demonstrar o

Figura 3.1 – Diagrama de blocos do esquema de controle proposto.



Fonte: Autor.

acoplamento entre os eixos  $dq$ , avaliar o desempenho do controlador e validar o modelo dinâmico do PMSM utilizado.

A escolha dos ganhos do controlador é crucial para obter alto desempenho no acionamento do PMSM. Altos valores de ganho do controlador aumentam as oscilações das correntes do estator, enquanto baixos valores podem prejudicar o desempenho do controlador e não garantem a existência da superfície de deslizamento. A partir das equações (3.14), (3.15) e (3.19) é possível projetar  $l_1$  e  $l_2$  com o objetivo de obter um sistema assintoticamente estável. As seguintes condições devem ser garantidas:  $l_2 < 1/T_s$  e  $(l_1 + l_2) < 1/T_s$ . Assim, no limite superior do intervalo pode ser definido como  $1/T_s$ , que é a frequência de comutação ( $F_s$ ).

O impacto da variação dos ganhos  $l_1$  e  $l_2$  no sistema de acordo com a análise de estabilidade de Lyapunov apresentada em (3.19) é demonstrada na Figura 3.2. Os valores de  $l_1$  e  $l_2$  são testados como maiores que o limite superior ( $F_s$ ) na Figura 3.2 (a), (c) e (e). É possível observar que os termos  $a$ ,  $b$  e  $c$  assumem valores negativos em algumas regiões, o que tornará o sistema instável. Na Figura 3.2 (b), (d) e (f) são apresentados os termos  $a$ ,  $b$  e  $c$  quando os ganhos  $l_1$  e  $l_2$  são projetados adequadamente,  $l_1$  e  $l_2$  pertencentes ao intervalo  $]0, F_s[$ . Nestes resultados, observa-se que os termos  $a$ ,  $b$  e  $c$  assumem apenas valores positivos, portanto, a estabilidade do sistema pode ser garantida como apresentado em (3.19).

A Figura 3.3 apresenta a resposta do erro do observador distúrbio para três combinações dos ganhos  $l_1$  e  $l_2$ . O sistema possui condições iniciais positivas e uma perturbação

é realizada no tempo  $0,01$  s. No primeiro projeto  $l_1 + l_2 < 0,5F_s$ , a resposta do sistema é amortecida, no entanto, essa resposta apresenta uma dinâmica lenta. No segundo,  $l_1 + l_2 < 2F_s$ , a resposta do sistema é não amortecida, possuindo uma alta ondulação no sinal. A terceira combinação utiliza  $l_1 + l_2 < F_s$ . Neste caso, a resposta do sistema é amortecida e possui uma boa resposta dinâmica.

Neste estudo, os valores dos ganhos foram escolhidos como sendo  $l_1 = 990$  e  $l_2 = 9000$ . Em Gao, Wang e Homaifa (1995) os ganhos do controlador  $\epsilon$  e  $q$  são definidos como,  $\epsilon > 0$ ,  $q > 0$  e  $(1 - qT_s) < 0$ . Assim, foi definido  $\epsilon = 450$  e  $q = 2750$ . Em Bernardes et al. (2012) e Silva, Vieira e Rech (2017) uma metodologia de projeto para os ganhos do controlador por modos deslizantes no domínio do tempo discreto é apresentada, esta pode ser adotada para o projeto dos ganhos  $\epsilon$  e  $q$  do controlador.

Figura 3.2 – Análise dos termos  $a$ ,  $b$  e  $c$  da (3.19) para variações dos ganhos  $l_1$  e  $l_2$ . (a) Termo  $a$  no intervalo de  $]0, 2F_s[$  (b) Termo  $a$  no intervalo de  $]0, F_s[$  (c) Termo  $b$  no intervalo de  $]0, 2F_s[$  (d) Termo  $b$  no intervalo de  $]0, F_s[$  (e) Termo  $c$  no intervalo de  $]0, 2F_s[$  (f) Termo  $c$  no intervalo de  $]0, F_s[$

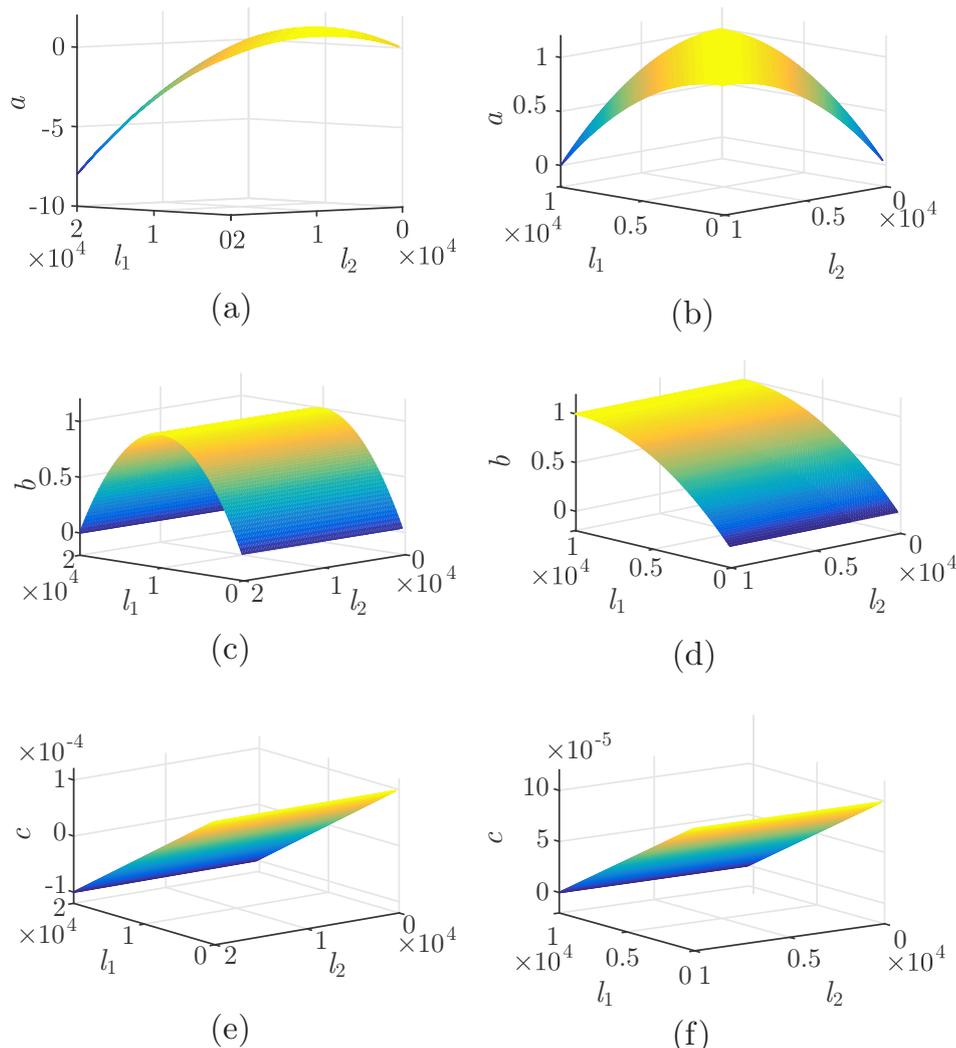
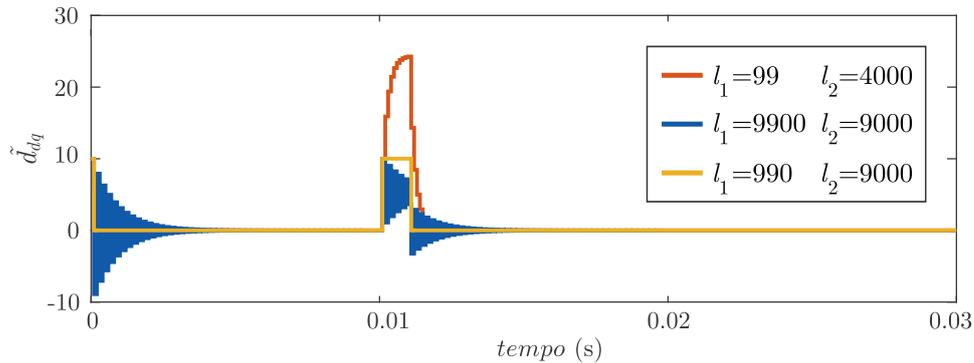


Figura 3.3 – Análise da escolha dos ganhos  $l_1$  e  $l_2$  aplicando (3.15).



Fonte: Autor.

Um controlador proporcional-integral (PI) foi projetado com o objetivo de comparar o esquema de controle proposto com um método convencional. O primeiro passo no projeto do PI é a determinação da função de transferência que define a dinâmica de malha fechada das correntes estatóricas. Além disso, é necessário definir a frequência de corte e o coeficiente de amortecimento para o cálculo dos ganhos proporcionais e integrais. A discretização é baseada em Ogata (1995). A frequência de corte foi definida uma década acima da maior frequência natural do sistema. O coeficiente de amortecimento foi definido como 0,8, ou seja, uma condição para evitar altos valores de *overshoot* na resposta do sistema. Os ganhos proporcionais e integrais obtidos para a implementação no domínio do tempo discreto dos controladores de corrente PI são,  $k_{p_d} = 7,4378$  e  $k_{i_d} = 0,1244$  para o eixo direto e  $k_{p_q} = 15,6521$  e  $k_{i_q} = 0,2531$  para o eixo em quadratura.

### 3.6.1 Resultados de simulação

Para verificar o desempenho do sistema sob variações paramétricas, no tempo de 1,4 s, o fluxo dos ímãs permanentes ( $\phi_{srm}$ ) é reduzido para 80% do seu valor nominal em todos os resultados de simulação. De acordo com Krishnan (2010),  $\phi_{srm}$  pode diminuir em até 20% do seu valor nominal. A resistência do estator e a indutância do eixo em quadratura são outros parâmetros do PMSM que poderiam ser variados. A resistência estatórica pode variar na faixa de aproximadamente uma a duas vezes seu valor nominal, enquanto a indutância  $L_q$  pode variar na faixa de aproximadamente 0,8 a 1,1 seu valor nominal.

A Figura 3.4 apresenta os resultados de simulação usando o controlador PI. A Figura 3.4 (a) mostra os resultados quando um controlador PI sem ação de desacoplamento é usado no circuito do controle de corrente. É possível observar o acoplamento entre os eixos e a influência da variação da corrente  $i_q$  no comportamento da corrente  $i_d$ . Com a velocidade rotórica mais elevada, a corrente  $i_d$  apresenta variações mais acentuadas. A

Figura 3.4 (b) mostra os resultados de simulação quando um controlador PI é associado ao observador de distúrbio proposto nesta seção, PIDOB. Nesses resultados as oscilações são menores, no entanto, ainda há acoplamento entre os eixos. É possível verificar uma perturbação na resposta do sistema no momento que o fluxo dos ímãs permanentes é alterado.

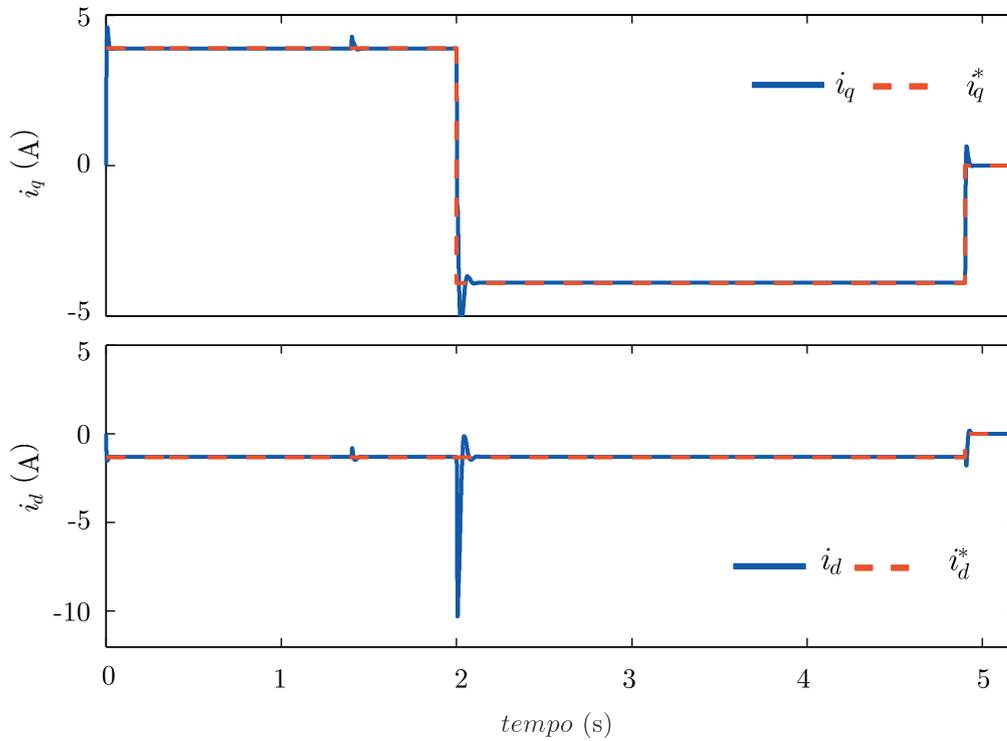
A Figura 3.5 apresenta os resultados obtidos quando utilizado o controlador SMC-DOB nas malhas de corrente. As referências de corrente  $i_d^*$  e  $i_q^*$  são as mesmas utilizadas na simulações anteriores, com controlador PI. A Figura 3.5 (a) apresenta as referências e os valores simulados de  $i_d$  e  $i_q$ . Quando o controlador proposto é utilizado, o acoplamento entre os eixos  $dq$  é mitigado, até mesmo em velocidades mais elevadas. A Figura 3.5 (b) apresenta a comparação entre as correntes medidas e as correntes observadas.

A Figura 3.6 mostra uma comparação entre os distúrbios reais e os distúrbios observados, de acordo com a equação (3.10). É possível observar uma boa estimação dos distúrbios e das correntes mesmo com a variação paramétrica. O distúrbio do eixo  $q$  é modificado no momento em que o fluxo é reduzido e o distúrbio observado rastreia essa variação. A velocidade rotórica dessas simulações é apresentada na Figura 3.7.

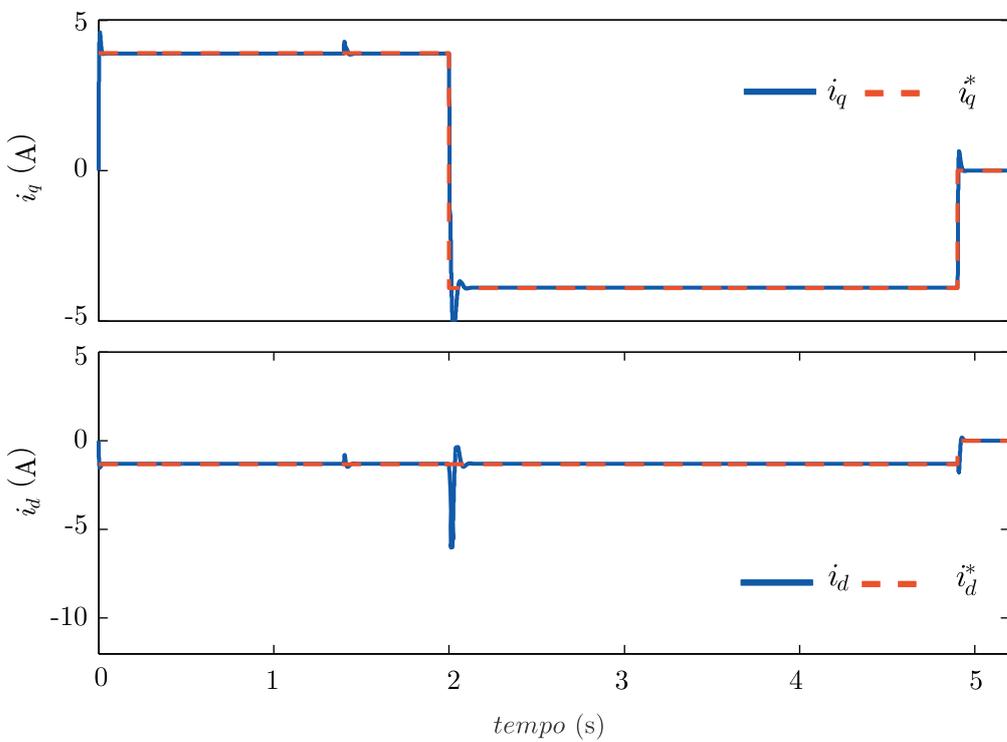
Os resultados de simulação utilizando as expressões (3.23) e (3.28) é desenvolvido para ilustrar a diferença entre o sistema com e sem a inclusão do atraso de implementação digital. Observe que quando (3.23) é utilizada, conforme Figura 3.8 (a), o movimento de zigue-zague não é alcançado e o sistema não cruza a superfície em cada período de amostragem. A Figura 3.8 (b) mostra a função de chaveamento quando (3.28) é utilizada como lei de controle. Os sistema cruza a superfície de deslizamento em cada período de amostragem, de acordo com o desenvolvimento teórico. Esses resultados demonstram a importância da inclusão do atraso na implementação digital no modelo do PMSM.

A Figura 3.9 apresenta uma variação na corrente de referência  $i_q$ . É possível observar que a corrente  $i_q$  começa a rastrear sua referência com um atraso de  $2T_s$ , como foi projetado no desenvolvimento teórico (vide (3.30)).

Figura 3.4 – Resultados de simulação das correntes estatóricas quando utilizado no controle de corrente: (a) Controlador PI sem ação de desacoplamento (b) controlador PI com observador de distúrbio (PIDOB).

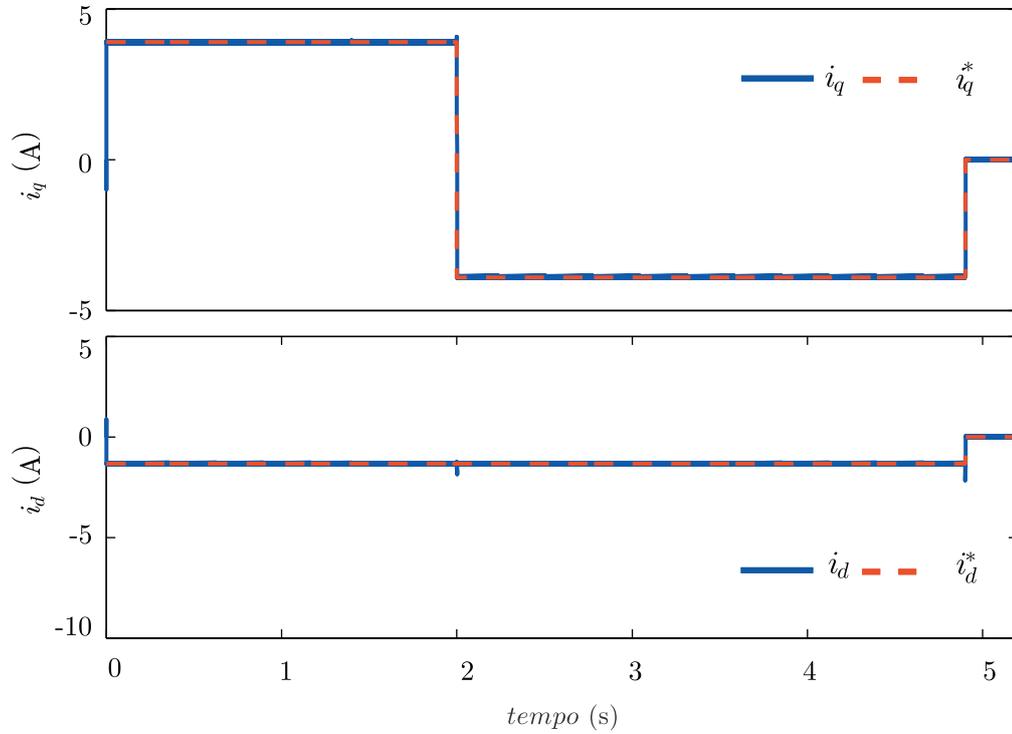


(a)

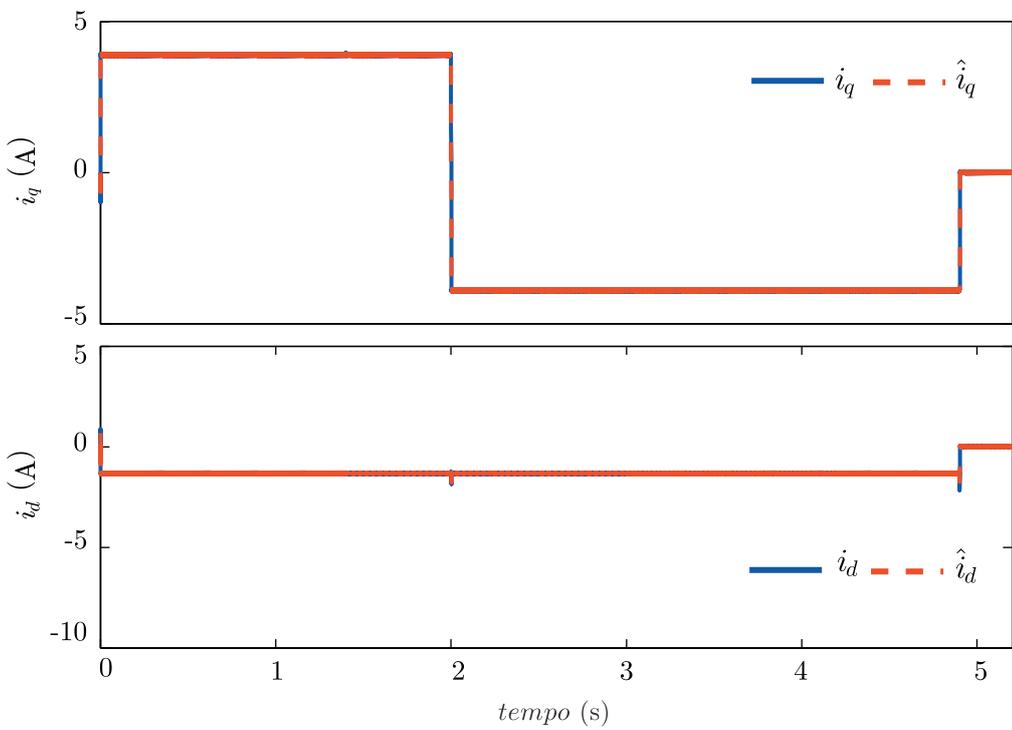


(b)

Figura 3.5 – Resultados de simulação utilizando o SMCDOB no controle de corrente. (a) Correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . (b) Correntes  $i_d$  e  $i_q$  e correntes observadas  $\hat{i}_d$  e  $\hat{i}_q$ .

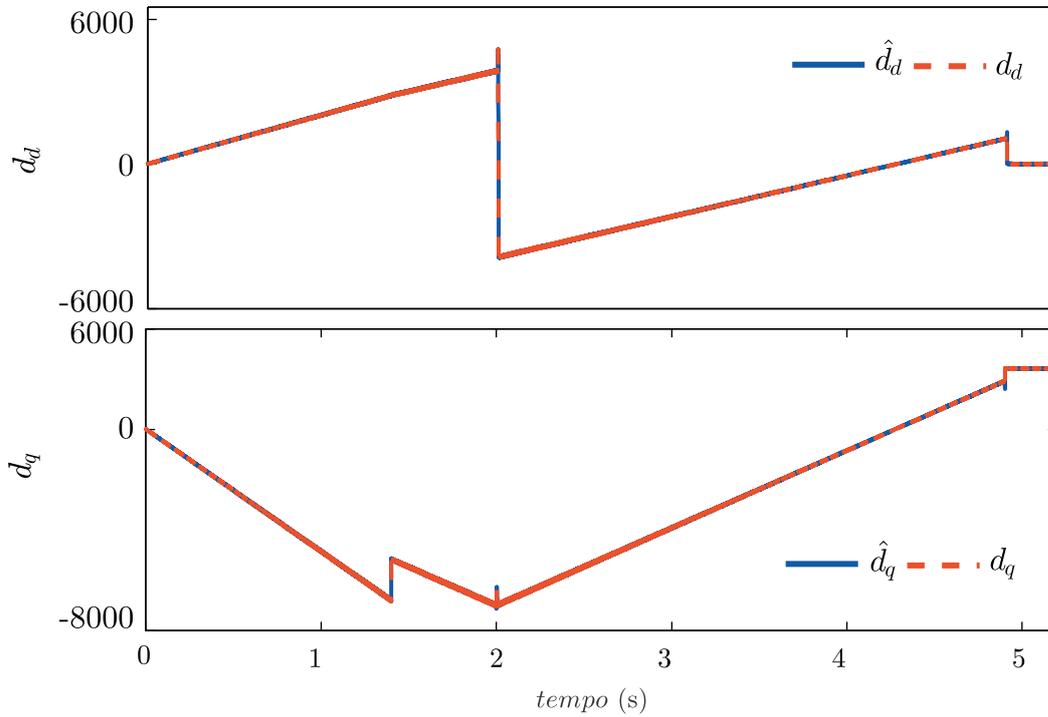


(a)



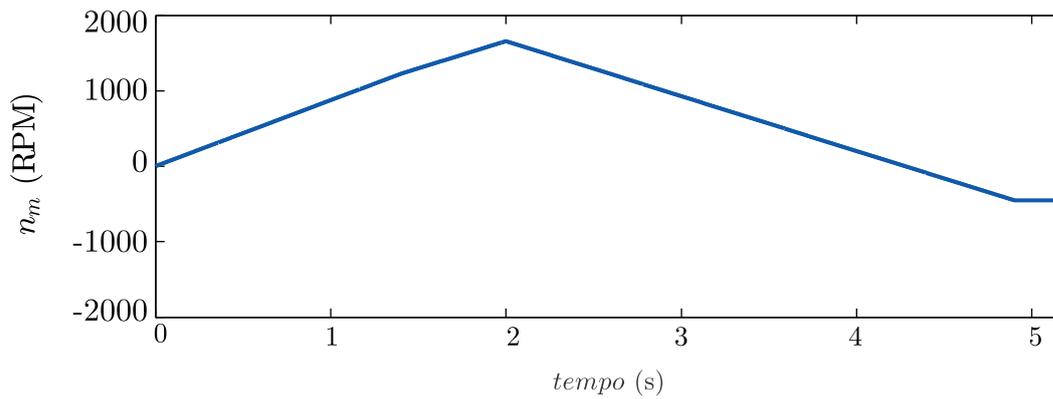
(b)

Figura 3.6 – Resultados de simulação dos distúrbios observados  $\hat{d}_d$  e  $\hat{d}_q$  e distúrbios reais  $d_d$  e  $d_q$  utilizando o SMCDOB no controle de corrente.



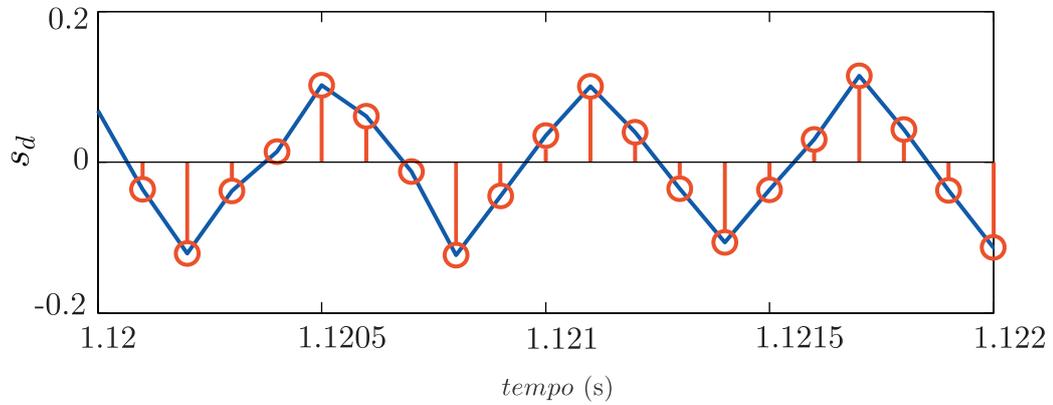
Fonte: Autor.

Figura 3.7 – Resultado de simulação do comportamento da velocidade rotórica para ambos os métodos de controle de corrente implementados.

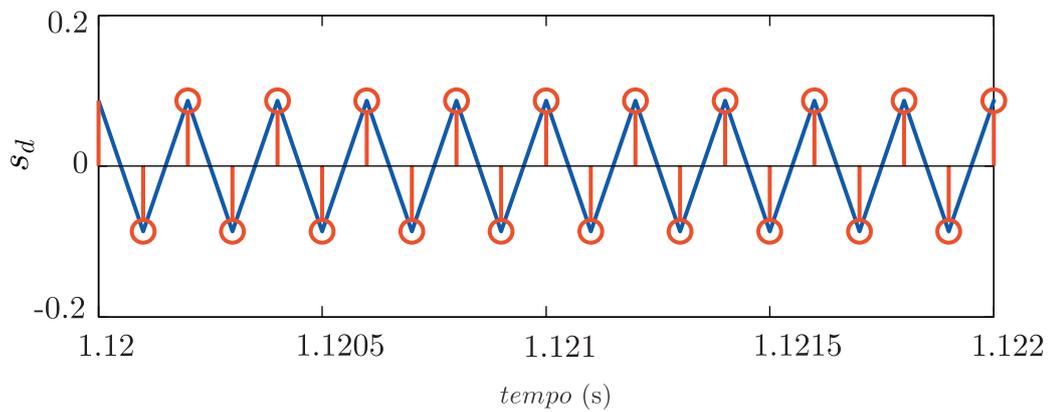


Fonte: Autor.

Figura 3.8 – Detalhe do resultado de simulação, superfície de deslizamento do eixo  $d$  utilizando: (a) Lei de controle implementada pela equação (3.23). (b) Lei de controle implementada pela equação (3.28).



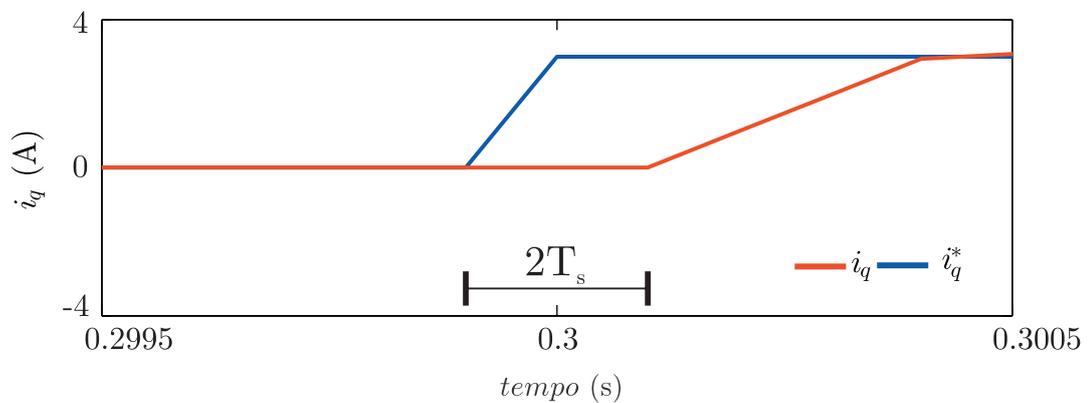
(a)



(b)

Fonte: Autor.

Figura 3.9 – Detalhe do resultado de simulação:  $i_q$  rastreamento  $i_q^*$  com atraso de  $2T_s$ .



Fonte: Autor.

### 3.6.2 Resultados Experimentais

A Figura 3.10 apresenta os resultados experimentais quando os controladores PI são utilizados. As correntes de referência  $i_d^*$  e  $i_q^*$  apresentam as mesmas características dos resultados de simulação, sendo  $i_d^*$  calculada através da expressão (A.13), enquanto  $i_q^*$  é alterada para ser possível a observação do acoplamento entre as correntes. O resultado experimental com o controlador PI sem o observador de distúrbio é apresentado na Figura 3.10 (a). As duas correntes controladas rastreiam suas referências, no entanto, quando  $i_q$  é alterada, uma perturbação em  $i_d$  pode ser observada. Essa perturbação se deve ao acoplamento entre os eixos e tem relação direta com a velocidade rotórica. A Figura 3.10 (b) mostra os resultados obtidos quando utilizado o controlador PI associado ao observador de distúrbio. O observador de distúrbio é realimentado na malha de corrente como uma ação *feedforward*. Analisando a figura observa-se que o acoplamento entre os eixos foi reduzido, no entanto, não foi totalmente eliminado.

A Figura 3.11 e a Figura 3.12 são obtidas com o objetivo de avaliar o desempenho do SMCDOB no domínio do tempo discreto. A Figura 3.11 (a) apresenta as correntes medidas  $i_d$  e  $i_q$  e as correntes de referência  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . O controlador proposto de corrente possui uma boa capacidade de rastreamento. O bom desempenho do controlador é verificado quando a corrente  $i_q$  é alterada e o comportamento da corrente  $i_d$  não é alterado, de forma que, constata-se que o efeito do acoplamento é mitigado. A Figura 3.11 (b) traz os resultados obtidos para as correntes estimadas  $\hat{i}_d$  e  $\hat{i}_q$ . É possível observar a boa convergência destas para os seus valores medidos.

A Figura 3.12 apresenta os resultados dos distúrbios observados ( $\hat{d}_d$  e  $\hat{d}_q$ ) e os distúrbios calculados ( $d_d$  e  $d_q$ ). A expressão (2.45) foi calculada para representar o distúrbio real do motor, as incertezas paramétricas e distúrbios não modelados foram negligenciados neste cálculo. A convergência do distúrbio estimado para o distúrbio real pode ser observada. Observe que os distúrbios calculados apresentam uma característica linear, enquanto que os distúrbios observados apresentam uma oscilação em torno dos valores calculados. Esse comportamento é devido às características não ideais do motor, por exemplo, harmônicos presentes nas forças eletromotriz e magnetomotriz e ainda a saturação em algumas condições de operação.

Os erros de corrente do eixo  $d$ , ou seja, a diferença entre a corrente de referência e as correntes medidas ( $e_d = i_d^* - i_d$ ), são apresentados na Figura 3.13. No detalhe da Figura 3.13 é possível observar que quando uma variação é imposta na corrente  $i_q$  o erro de corrente  $e_d$  é próximo a zero quando o método proposto é utilizado. No entanto, ao usar os controladores PI e PIDOB, esse erro apresenta uma perturbação de aproximadamente 9 A e 5 A, respectivamente. A Figura 3.14 mostra a velocidade rotórica medida nos três esquemas de controle de corrente implementados.

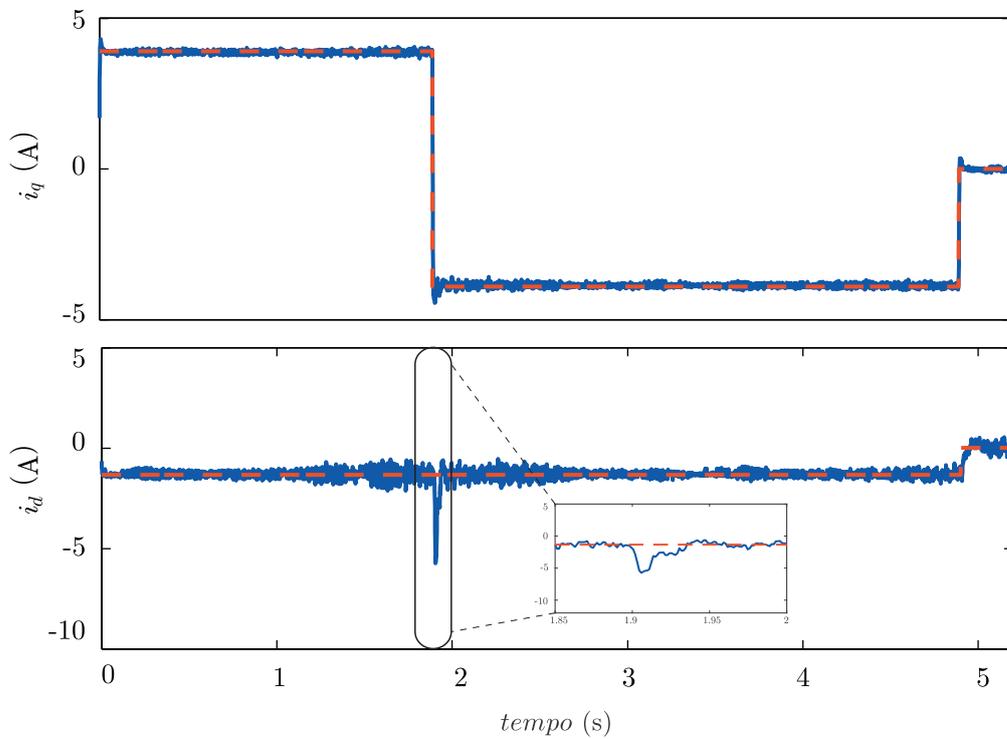
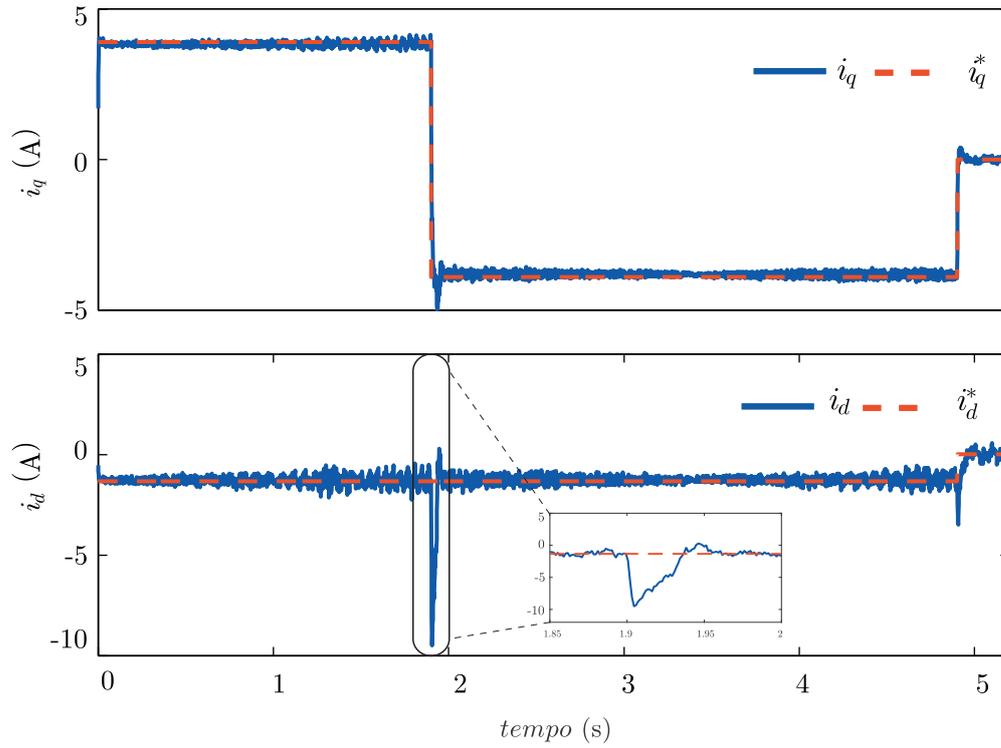
A Figura 3.15 e a Figura 3.16 apresentam resultados experimentais obtidos quando a malha de controle de velocidade é adicionada ao sistema. Nestes testes a referência de corrente do eixo- $q$  é gerada através do erro da velocidade, obtido a partir da comparação de uma velocidade rotórica de referência com a velocidade rotórica medida. Esse erro de velocidade é a entrada de um compensador PI que fornecerá a referência  $i_q^*$ .

No primeiro teste com malha de velocidade fechada é realizada a variação da velocidade rotórica de referência na forma de um degrau. Na Figura 3.15 (a) pode-se ver o degrau de aproximadamente 100 RPM dado na velocidade rotórica. Na Figura 3.15 (b) é apresentado o comportamento da corrente  $i_q$  e sua referência  $i_q^*$ . O comportamento desta corrente foi semelhante para todas as técnicas de controle implementadas. Na Figura 3.15 (c) são apresentadas as correntes do eixo  $d$  utilizando os controladores PI, PIDOB e SMCDOB no domínio do tempo discreto e a referência gerada a partir da expressão (A.13). Através deste gráfico é possível ver que o controlador que apresentou melhor comportamento para rejeição deste distúrbio foi o controlador proposto. O controlador que associa a técnica de observador de distúrbio ao controlador PI apresentou uma significativa rejeição ao distúrbio causado pela variação de velocidade.

No segundo teste depois de fechada a malha de controle de velocidade foi aplicado um degrau de carga ao sistema do PMSM, conforme apresentado na Figura 3.16. Este degrau de carga foi desenvolvido através de um banco de capacitores e resistores conectados ao motor de indução que é acoplado ao eixo do PMSM, conforme imagem da plataforma experimental apresentada no Apêndice D, Figura D.1.

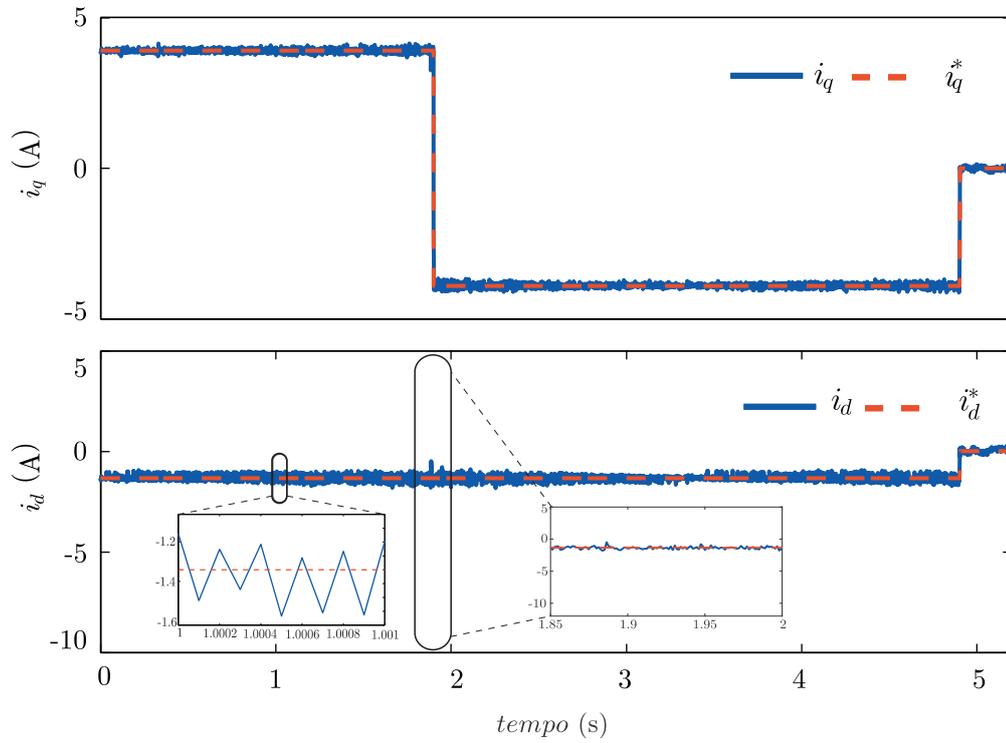
A Figura 3.16 (a) apresenta o comportamento da velocidade rotórica sob efeito do distúrbio de carga imposto. A Figura 3.16 (b) mostra as correntes medidas e suas referências. Neste teste, um bom desempenho para o controlador proposto é averiguado sob condições de variação de carga.

Figura 3.10 – Resultados Experimentais: (a) Controlador PI (b) Controlador PIB.

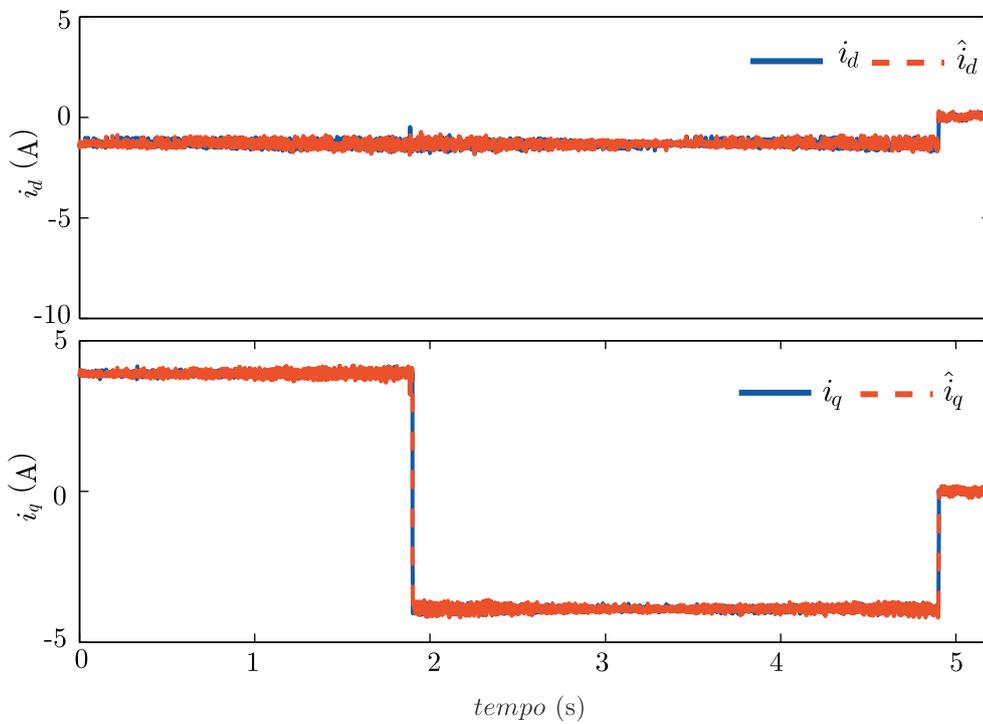


Fonte: Autor.

Figura 3.11 – Resultados experimentais utilizando SMCDOB: (a) correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . (b) correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas estimações  $\hat{i}_d$  e  $\hat{i}_q$ .



(a)



(b)

Fonte: Autor.

Figura 3.12 – Resultado experimental utilizando SMCDOB: distúrbios calculados ( $d_d$  e  $d_q$ ) e distúrbios observados ( $\hat{d}_d$  e  $\hat{d}_q$ ).

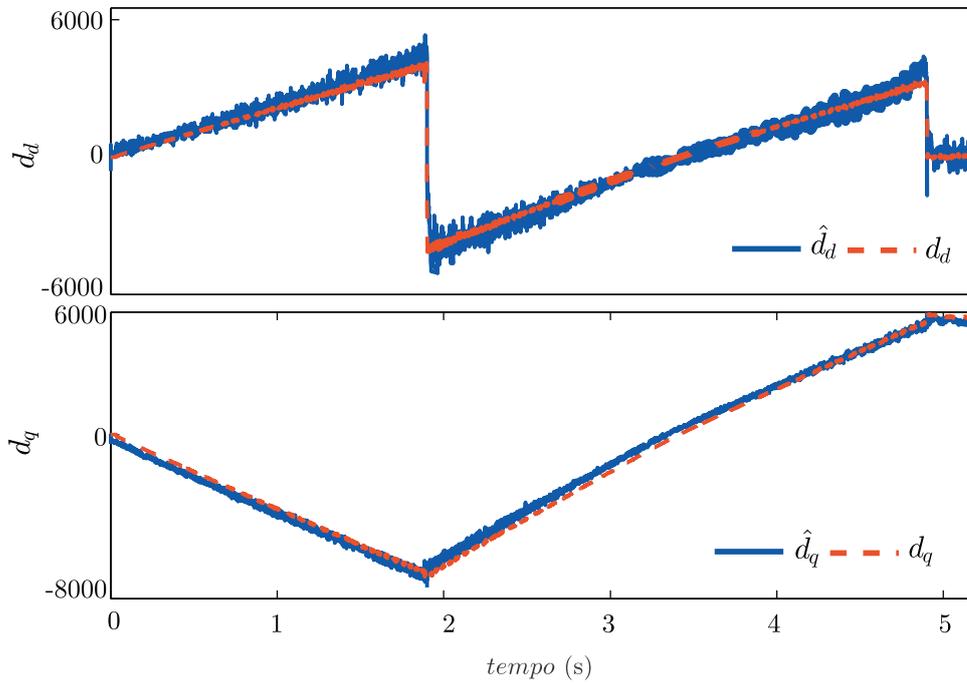


Figura 3.13 – Comparação dos erros de corrente  $e_d$  usando SMCDOB, PIDOB e PI.

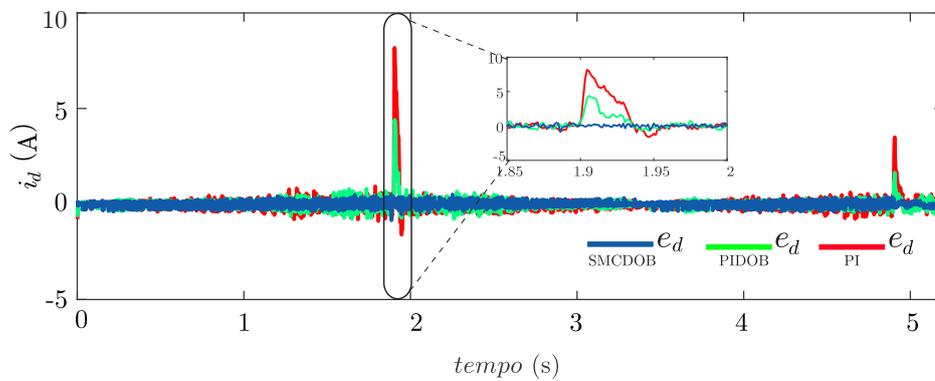


Figura 3.14 – Resultado experimental do comportamento da velocidade rotórica.

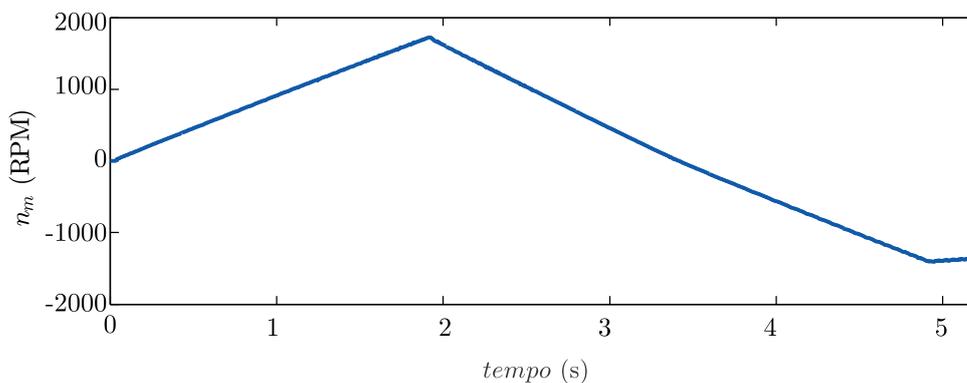
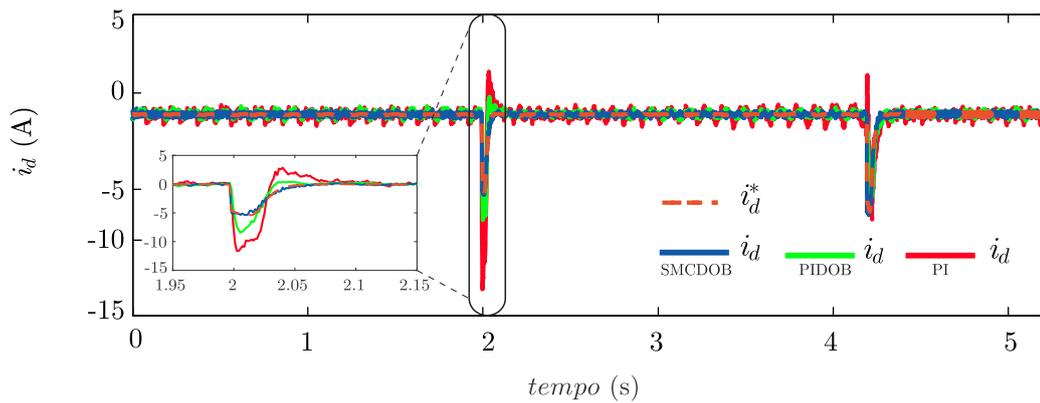
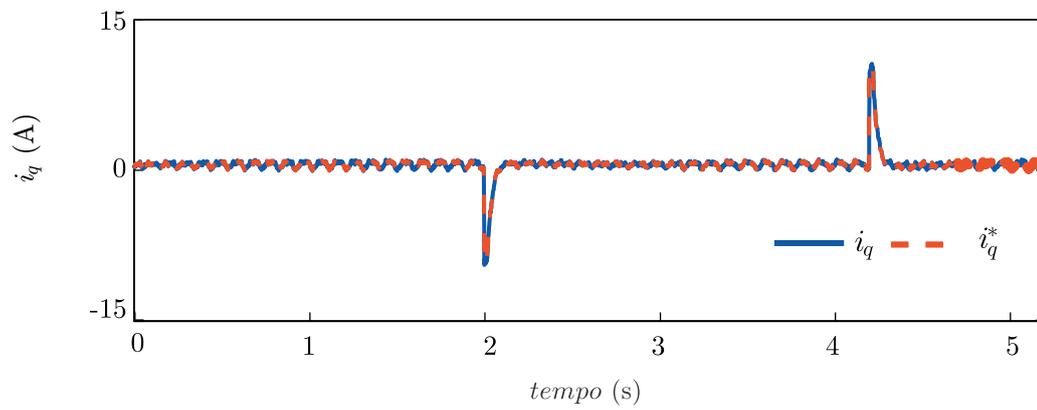
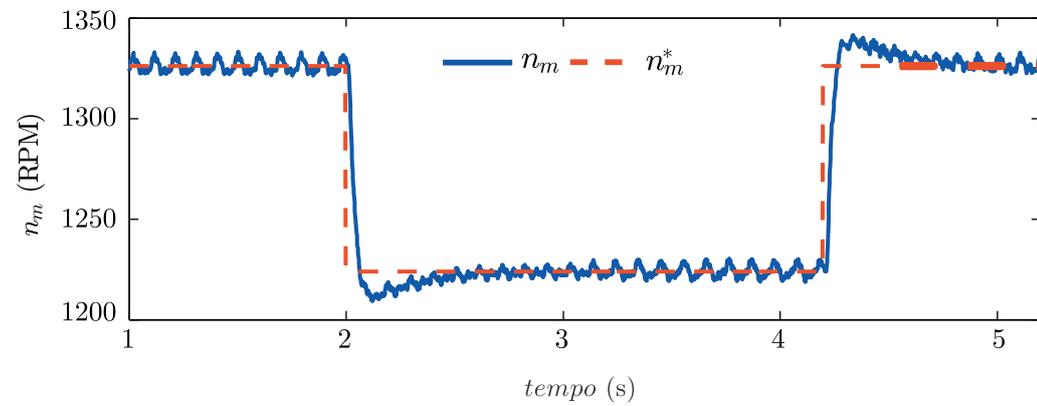
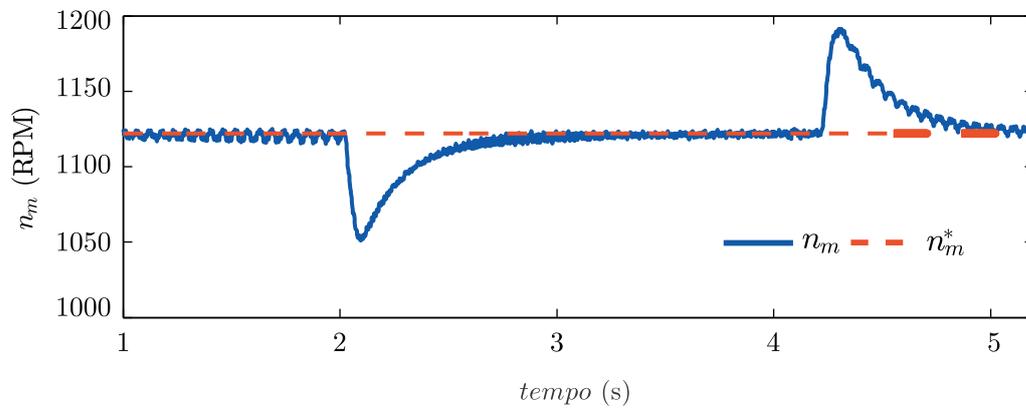


Figura 3.15 – Resultado Experimental para um degrau de velocidade: (a) velocidade rotórica (b)  $i_q^*$  e  $i_q$  (c)  $i_d^*$  e os valores de  $i_d$  para os diferentes controladores.

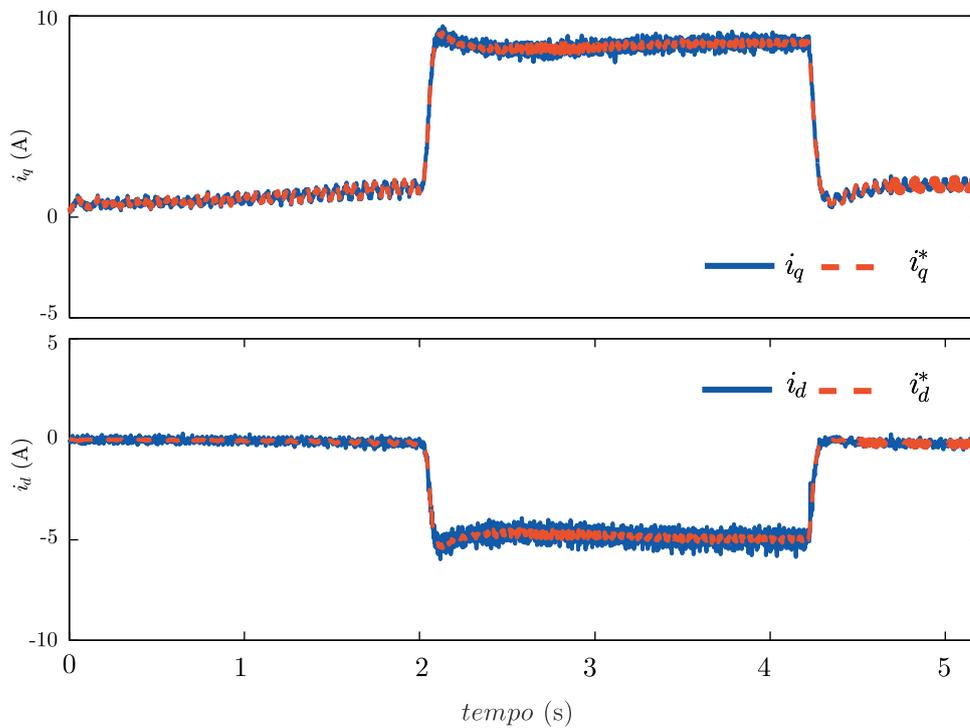


Fonte: Autor.

Figura 3.16 – Resultado experimental com degrau de carga: (a) velocidade rotórica (b) correntes  $i_d$  e  $i_q$  e suas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$ .



(a)



(b)

Fonte: Autor.

### 3.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma estratégia de controle de corrente de PMSM. Um método de controle de corrente no domínio do tempo discreto que desacopla as correntes  $dq$  do PMSM foi proposto. O controlador associa as técnicas por modos deslizantes e de observador de distúrbio. Esse controlador visa minimizar o efeito dos distúrbios conhecidos e desconhecidos da planta, além das variações e incertezas paramétricas.

Observadores de distúrbio são amplamente utilizados na literatura associados a outras técnicas de controle já exploradas para minimizar os efeitos degradantes destas. Quando associadas a técnicas por modos deslizantes o objetivo é minimizar o efeito dos distúrbios desconhecidos da planta e *chattering* existente nestas técnicas. Um observador de distúrbio utilizando a estimativa da corrente estatórica é proposto neste estudo, com o intuito de melhorar aumentar a convergência do sistema.

O atraso de implementação digital é incluído ao modelo da planta para o desenvolvimento, o que permite o projeto de uma lei de controle adequada para a implementação direta em processadores digital de sinais. Além disso, a inclusão do atraso de implementação garante o movimento em zigue-zague do sistema de controle por modos deslizantes no domínio do tempo discreto, como é proposto por Gao, Wang e Homaifa (1995), quando a lei de alcance é utilizada. A função de chaveamento é modificada para que não seja necessário o conhecimento da corrente de referência no instante de  $(k+1)$ . Essa modificação faz com que a corrente rastreie a referência com dois passos atrasados, o que não prejudica o sistema, uma vez que o período de amostragem é definido como  $100 \mu s$ .

As análises de estabilidade e convergência foram apresentadas considerando as condições para o controle por modos deslizantes em tempo discreto e o critério de estabilidade de Lyapunov. A simulação e os resultados experimentais mostram o desempenho da técnica de controle proposta quando compara a técnicas utilizadas na literatura. Até mesmo o *chattering* existente em controladores por modos deslizantes é minimizado, não degradando o resultados obtidos.



## 4 ESTIMADOR DE VELOCIDADE ROTÓRICA BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRPIO EM TEMPO CONTÍNUO

### 4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Quando uma perturbação é mensurável, uma estratégia de avanço pode atenuar ou eliminar a sua influência. No entanto, perturbações externas muitas vezes não podem ser medidas diretamente ou esse processo é muito caro. Uma ideia é estimar a perturbação (ou a influência dessa) a partir de variáveis mensuráveis e, em seguida, uma ação de controle pode ser criada, com base na estimativa da perturbação, para compensar sua influência. Essa ideia básica pode ser intuitivamente estendida para lidar com incertezas, onde a influência das incertezas ou da dinâmica não modelada pode ser considerada como parte da perturbação. Consequentemente, de maneira semelhante, a influência das incertezas poderia ser suprimida e a robustez do sistema melhorada (Wen-Hua Chen et al., 2000; Yang; Chen; Li, 2011; Li et al., 2014). Isto motivou o desenvolvimento e a aplicação de uma ampla variedade de algoritmos de atenuação de incerteza conhecidos como observadores de distúrbio (do inglês, *Disturbance Observer* – DOB). Os observadores de distúrbio não são apenas aplicados no ambiente externo de um sistema de controle, mas também às incertezas do sistema controlado, incluindo dinâmica não modelada e variações paramétricas.

Em motores elétricos a estratégia de observação do distúrbio é aplicada na malha de controle de corrente para o desacoplamento dos eixos, compensação de variações paramétricas e perturbações conhecidas ou desconhecidas (Gabbi; Gründling; Vieira, 2015; Gabbi; Gründling; Vieira, 2016; Vieira; Gabbi; Gründling, 2017; Zhang; Hou; Mei, 2017) e na malha de velocidade é utilizado para estimar parâmetros e minimizar os efeitos do torque de carga (Yan et al., 2018; Xu et al., 2018; Liu et al., 2019).

Nesta seção, um observador de distúrbios é empregado para estimar a força contra-eletromotriz (do inglês, *back-electromotive force* – back-EMF) do PMSM. Uma lei adaptativa da velocidade é obtida através da estimação da força contra-eletromotriz no referencial estacionário considerando um motor síncrono de ímãs permanentes de superfície, ou seja,  $L_d \approx L_q$ . A análise de estabilidade do observador de distúrbio e do estimador de velocidade são desenvolvidos através do critério de estabilidade de Lyapunov para sistemas no tempo contínuo. Para validação do algoritmo proposto resultados de simulação são apresentados.

## 4.2 ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ROTÓRICA

### 4.2.1 Modelo dinâmico do PMSM no referencial estacionário

O modelo dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes de superfície no referencial síncrono é o mesmo modelo do PMSM com ímãs internos, representado pela equação (2.17). Entretanto, como neste tipo de motores as indutâncias dos eixos em quadratura e direto são consideradas iguais ( $L_d = L_q$ ), o seu modelo dinâmico no referencial estacionário torna-se menos complexo que o modelo do IPMSM. Assim, o modelo dinâmico no referencial estacionário pode ser definido como,

$$\dot{i}_{\alpha(t)} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\alpha(t)} - \frac{1}{L_s}e_{\alpha(t)} + \frac{1}{L_s}v_{\alpha(t)} \quad (4.1)$$

$$\dot{i}_{\beta(t)} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\beta(t)} + \frac{1}{L_s}e_{\beta(t)} + \frac{1}{L_s}v_{\beta(t)} \quad (4.2)$$

$$e_{\alpha(t)} = -P\phi_{srm}\omega_{m(t)} \sin(\theta_{e(t)}) \quad (4.3)$$

$$e_{\beta(t)} = P\phi_{srm}\omega_{m(t)} \cos(\theta_{e(t)}) \quad (4.4)$$

em que,  $L_s = \frac{1}{2}(L_d + L_q)$  e os distúrbios podem ser definidos como,

$$d_{\alpha(t)} \triangleq e_{\alpha(t)} \quad (4.5)$$

$$d_{\beta(t)} \triangleq e_{\beta(t)} \quad (4.6)$$

Aplicando a transformada de Park, as expressões das correntes podem ser referenciadas em um referencial síncrono  $dq$ . Este sistema pode ser expressos como,

$$\dot{i}_{q(t)} = -\frac{R_s}{L_s}i_{q(t)} + \frac{1}{L_s}v_{q(t)} + d_{q(t)} \quad (4.7)$$

$$\dot{i}_{d(t)} = -\frac{R_s}{L_s}i_{d(t)} + \frac{1}{L_s}v_{d(t)} + d_{d(t)} \quad (4.8)$$

em que, assim como no modelo no referencial estacionário, os termos referentes ao acoplamento entre as variáveis e dependentes da variável não calculada são expressos como distúrbios,

$$d_{q(t)} = P\omega_{m(t)},$$

$$d_{d(t)} = -P\omega_{m(t)} - P\omega_{m(t)}\frac{\phi_{srm}}{L_s}.$$

#### 4.2.2 Observador de distúrbio

Seja o observador de distúrbio proposto por Yang, Chen e Li (2011), aplicado ao PMSM da forma,

$$\begin{cases} \dot{p}_q(t) = -l_q p_q(t) - l_q \left( l_q i_q(t) - \frac{R_s}{L_s} i_q(t) + \frac{1}{L_s} v_q(t) \right) \\ \hat{d}_q(t) = p_q(t) + l_q i_q(t) \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\begin{cases} \dot{p}_d(t) = -l_d p_d(t) - l_d \left( l_d i_d(t) - \frac{R_s}{L_s} i_d(t) + \frac{1}{L_s} v_d(t) \right) \\ \hat{d}_d(t) = p_d + l_d i_d(t) \end{cases} \quad (4.10)$$

em que,  $p_d$  e  $p_q$  são estados internos do observador,  $\hat{d}_d$  e  $\hat{d}_q$  são os estados observados,  $l_d$  e  $l_q$  são ganhos positivos.

O erro do distúrbio pode ser definido como,

$$\tilde{d}_q(t) = \hat{d}_q(t) - d_q(t) \quad (4.11)$$

$$\tilde{d}_d(t) = \hat{d}_d(t) - d_d(t) \quad (4.12)$$

e a dinâmica dos erros podem ser expressas por,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_q(t) &= \dot{\hat{d}}_q(t) - \dot{d}_q(t) \\ &= \dot{p}_q(t) + l_q \dot{i}_q(t) - \dot{d}_q(t) \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_d(t) &= \dot{\hat{d}}_d(t) - \dot{d}_d(t) \\ &= \dot{p}_d(t) + l_d \dot{i}_d(t) - \dot{d}_d(t). \end{aligned} \quad (4.14)$$

Considerando uma candidata a função Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \left( \tilde{d}_q^2 + \tilde{d}_d^2 \right) \quad (4.15)$$

em que sua derivada é dada por,

$$\dot{V} = \tilde{d}_q(t) \dot{\tilde{d}}_q(t) + \tilde{d}_d(t) \dot{\tilde{d}}_d(t) \quad (4.16)$$

Desenvolvendo (4.16) a partir de (4.9), (4.10), (4.13) e (4.14),

$$\dot{V} = \tilde{d}_q(t) \left( \dot{p}_q(t) + l_q \dot{i}_q(t) - \dot{d}_q(t) \right) + \tilde{d}_d(t) \left( \dot{p}_d(t) + l_d \dot{i}_d(t) - \dot{d}_d(t) \right) \quad (4.17)$$

*Hipótese 3 (H3): As derivadas dos distúrbios ( $\dot{d}_q$  e  $\dot{d}_d$ ) podem ser assumidas como sendo zero. Esta restrição é validada devido ao fatos de que esses distúrbios estão em um referencial síncrono com características CC. Então,  $\dot{d}_d \approx 0$  e  $\dot{d}_q \approx 0$ .*

Resolvendo (4.17) adotando a hipótese  $H_3$  e as equações (4.9) e (4.10),

$$\dot{V} = -l_q \tilde{d}_q^2 - l_d \tilde{d}_d^2 \quad (4.18)$$

A partir da equação (4.18) é possível verificar que para  $l_d$  e  $l_q$  definidos valores positivos, a candidata a função Lyapunov é negativa e os erros dos distúrbios  $\tilde{d}_d$  e  $\tilde{d}_q$  tendem a zero.

Os valores observados do distúrbio no referencial estacionário podem ser obtidos a partir da aplicação da transformada inversa de Park, tal como,

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_{\alpha(t)} \\ \hat{d}_{\beta(t)} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{d}_q(t) \\ \tilde{d}_d(t) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

em que  $\mathbf{K}_{dq}^{-1}$  é a inversa da matriz transformação definida em (2.20).

### 4.2.3 Estimador da Velocidade Rotórica

Assumindo que o distúrbio observado convirja para seus valores reais, neste modelo os distúrbios reais considerados  $e_{\alpha(t)}$  e  $e_{\beta(t)}$ , é possível definir novas variáveis ( $M_{\alpha(t)}$  e  $M_{\beta(t)}$ ) baseadas no observador de distúrbio e dependentes da força eletromotriz e da velocidade rotórica, como segue,

$$M_{\alpha(t)} = \hat{d}_{\alpha(t)} = -P\phi_{srm}\omega_{m(t)} \sin(\theta_{e(t)}) \quad (4.20)$$

$$M_{\beta(t)} = \hat{d}_{\beta(t)} = P\phi_{srm}\omega_{m(t)} \cos(\theta_{e(t)}) \quad (4.21)$$

Com o objetivo de obter as expressões dinâmicas de (4.20) e (4.21), a seguinte hipótese é feita.

*Hipótese 4 ( $H_4$ ): A dinâmica da velocidade rotórica ( $\dot{\omega}_{m(t)}$ ) é mais lenta que a dinâmica das variáveis elétricas, como o fluxo rotórico, corrente e tensão estatórica. Assim, é possível assumir que  $\dot{\omega}_{m(t)} = 0$ .*

A dinâmica das variáveis  $M_{\alpha}$  e  $M_{\beta}$  é desenvolvida considerando a hipótese  $H_4$ , assim,

$$\dot{M}_{\alpha(t)} = -P\omega_{m(t)}M_{\beta(t)} \quad (4.22)$$

$$\dot{M}_{\beta(t)} = P\omega_{m(t)}M_{\alpha(t)} \quad (4.23)$$

Logo, é possível propôr observadores para as variáveis  $M_{\alpha}$  e  $M_{\beta}$  da forma,

$$\dot{\hat{M}}_{\alpha(t)} = -P\hat{\omega}_{m(t)}M_{\beta(t)} - M_0(\hat{M}_{\alpha(t)} - M_{\alpha(t)}) \quad (4.24)$$

$$\dot{\hat{M}}_{\beta(t)} = P\hat{\omega}_{m(t)}M_{\alpha(t)} - M_0(\hat{M}_{\beta(t)} - M_{\beta(t)}) \quad (4.25)$$

em que  $M_0$  é um ganho positivo.

**Teorema 2.** *Sejam as equações que descrevem o comportamento das variáveis  $M_{\alpha(t)}$  e  $M_{\beta(t)}$  dado por (4.22) e (4.23), o observador dessas variáveis  $\hat{M}_{\alpha(t)}$  e  $\hat{M}_{\beta(t)}$  dado por (4.24) e (4.25) e a hipótese  $H_4$ . Então, para  $M_0$  e  $\lambda$  valores positivos, o algoritmo de adaptação de estimação da velocidade rotórica dado por,*

$$\dot{\hat{\omega}}_{m(t)} = \lambda P \left( M_{\beta(t)} \tilde{M}_{\alpha(t)} - M_{\alpha(t)} \tilde{M}_{\beta(t)} \right) \quad (4.26)$$

garante a convergência de  $\hat{\omega}_{m(t)}$  para  $\omega_{m(t)}$  quando  $t \rightarrow \infty$ .

**Prova:** Considerando uma função candidata a Lyapunov definida como,

$$V = \frac{1}{2} \left( \tilde{M}_{\alpha(t)}^2 + \tilde{M}_{\beta(t)}^2 + \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{m(t)}^2 \right) \quad (4.27)$$

em que,  $\lambda \in +$ .

Os erros de estimação das variáveis  $M_{\alpha(t)}$  e  $M_{\beta(t)}$  são dados por,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_{\alpha(t)} &= \dot{\hat{M}}_{\alpha(t)} - \dot{M}_{\alpha(t)} \\ &= -P \tilde{\omega}_{m(t)} M_{\beta(t)} - M_0 \left( \hat{M}_{\alpha(t)} - M_{\alpha(t)} \right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_{\beta(t)} &= \dot{\hat{M}}_{\beta(t)} - \dot{M}_{\beta(t)} \\ &= P \tilde{\omega}_{m(t)} M_{\alpha(t)} - M_0 \left( \hat{M}_{\beta(t)} - M_{\beta(t)} \right) \end{aligned} \quad (4.29)$$

Seja a derivada de (4.27),

$$\dot{V} = \dot{\tilde{M}}_{\alpha(t)} \tilde{M}_{\alpha(t)} + \dot{\tilde{M}}_{\beta(t)} \tilde{M}_{\beta(t)} + \lambda^{-1} \dot{\tilde{\omega}}_{m(t)} \tilde{\omega}_{m(t)} \quad (4.30)$$

Substituindo (4.28) e (4.29) em (4.30),

$$\dot{V} = \left( -P \tilde{\omega}_{m(t)} M_{\beta(t)} - M_0 \tilde{M}_{\alpha(t)} \right) \tilde{M}_{\alpha(t)} + \left( P \tilde{\omega}_{m(t)} M_{\alpha(t)} - M_0 \tilde{M}_{\beta(t)} \right) \tilde{M}_{\beta(t)} + \lambda^{-1} \dot{\tilde{\omega}}_{m(t)} \tilde{\omega}_{m(t)} \quad (4.31)$$

Considerando a hipótese  $H_4$ , que  $\dot{\tilde{\omega}}_{m(t)} = \dot{\hat{\omega}}_{m(t)}$ , resulta,

$$\dot{V} = -M_0 \left( \tilde{M}_{\alpha(t)}^2 + \tilde{M}_{\beta(t)}^2 \right) \quad (4.32)$$

Logo, para  $M_0 > 0$ , o observador de velocidade rotórica proposto será estável e convergirá para seu valor real.  $\square$

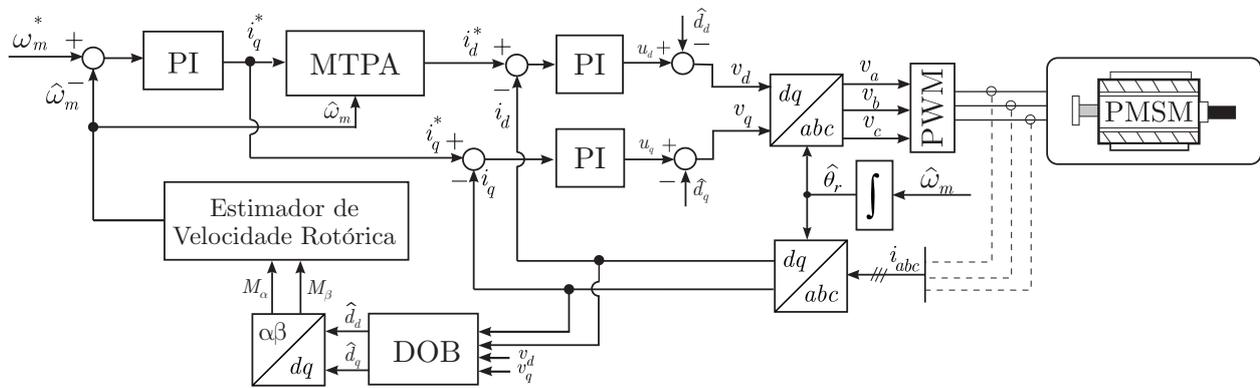
### 4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para avaliar o esquema de estimação de velocidade proposto, o algoritmo foi simulado no *software1* MATLAB/Simulink<sup>®</sup>. A Tabela D.2 apresenta os parâmetros do

motor síncrono de ímãs permanentes utilizado para realizar a simulação. Um método controle de campo orientado (FOC) é implementado usando controladores PI para as malha de controle de corrente e controle de velocidade do rotor, conforme projeto do Apêndice B. Através dos distúrbios observados obtém-se a velocidade rotórica estimada e está é utilizada no circuito de controle de velocidade do rotor, permitindo o controle *sensorless*. A posição rotórica utilizada nas transformações de variáveis é obtida através da integração da velocidade rotórica estimada.

O sistema de controle *sensorless* utilizando a estratégia de estimação de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbio desenvolvido foi implementado segundo diagrama de blocos da Figura 4.1.

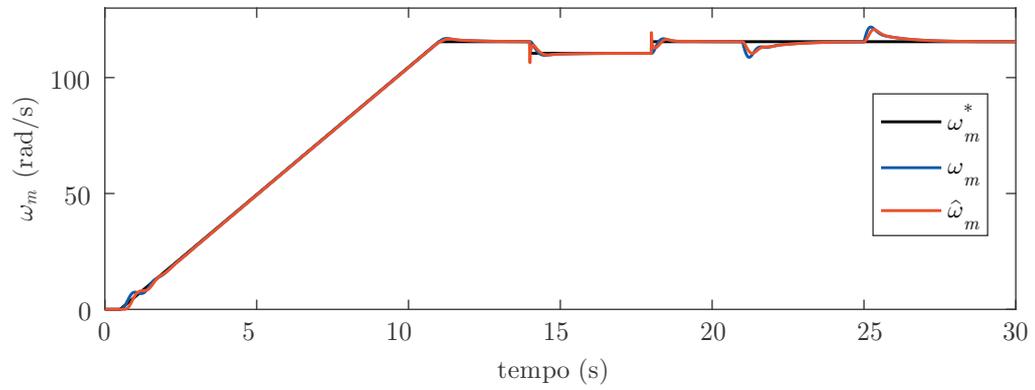
Figura 4.1 – Diagrama de blocos controle *sensorless* com estimador de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbio.



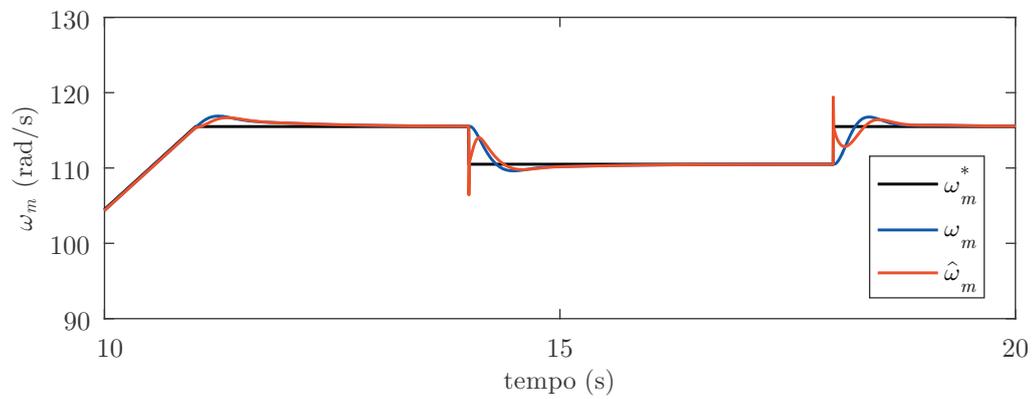
Fonte: Autor

A simulação adotou uma velocidade de referência rotórica ( $\omega_m^*$ ) que inicia em rampa até 110 rad/s, com duração de 11s, após esse período permanece com velocidade constante até 14s, quando é reduzida para 105 rad/s até 18s. Durante o intervalo de 21s a 25s é aplicado um degrau de carga de 10 Nm, conforme é visto na Figura 4.2(a). De acordo com os resultados obtidos, é possível observar que a velocidade rotórica estimada ( $\hat{\omega}_m$ ) converge para a velocidade rotórica obtida através do modelo mecânico do motor ( $\hat{\omega}_m$ ) e ambas seguem a referência imposta mesmo sob variações de velocidade e carga, conforme Figura 4.2(b) e Figura 4.2(c) respectivamente, quando aplicado o controlador proporcional-integral projetado no domínio do tempo-contínuo conforme apresentado no Apêndice B.

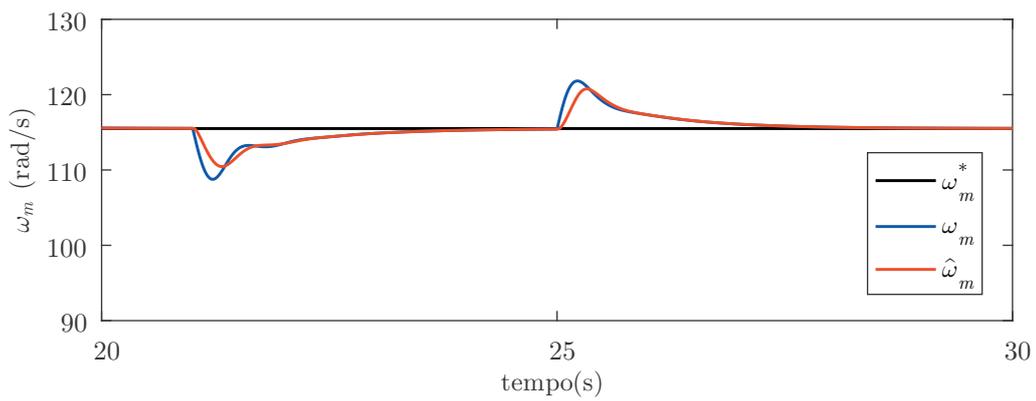
Figura 4.2 – Resultado de simulação com estimador baseado em DOB: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade e (c) detalhe do degrau de carga imposto.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

As variáveis  $M_\alpha$  e  $M_\beta$  utilizadas no algoritmo de estimação de velocidade rotórica e obtidas através da transformação dos distúrbios observados  $\hat{d}_d$  e  $\hat{d}_q$  são apresentadas na Figura 4.3. Observa-se com melhor clareza nos detalhes apresentados nas figuras 4.3(b) e 4.3(d) que os valores observados  $\hat{M}_\alpha$  e  $\hat{M}_\beta$  seguem para os valores  $M_\alpha$  e  $M_\beta$ , de forma que os erros de estimação  $\tilde{M}_\alpha$  e  $\tilde{M}_\beta$  encontram-se em torno de zero.

Os comportamentos das correntes estatóricas  $i_d$  e  $i_q$  e das tensões estatóricas  $v_d$  e  $v_q$  são apresentados na Figura 4.4. Esses resultados ilustram a eficácia dos controladores proporcionais-integrais projetados no tempo contínuo. A referência da corrente do eixo direto  $i_d^*$  é implementado conforme algoritmo MTPA proposto por Morimoto, Sanada e Takeda (1994) e a referência de corrente do eixo em quadratura  $i_q^*$  é obtido da regulação da velocidade rotórica. As correntes e suas referências são apresentadas nas Figuras 4.4(a) e 4.4(b), respectivamente. As tensões necessárias para o acionamento do PMSM são apresentadas na Figura 4.4(c).

O estimador de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbio necessita da escolha de dois ganhos para sua implementação. O ganho de observação das variáveis  $M_a$  e  $M_b$  definido como  $M_0$  tem que ser definido positivo e apresentar valores superiores aos limites de  $M_a$  e  $M_b$ . No estimador de velocidade rotórica, dado pela lei de adaptação (4.26), o ganho  $\lambda$  tem que ser definido dentro do intervalo  $]0,1]$ . Através da implementação para a obtenção dos resultados de simulação, observou-se que esse ganho deve apresentar valores diferentes para a variação da velocidade. Em baixas velocidades o valor de  $\lambda$  deve ser maior que o aplicado em velocidades mais elevadas.

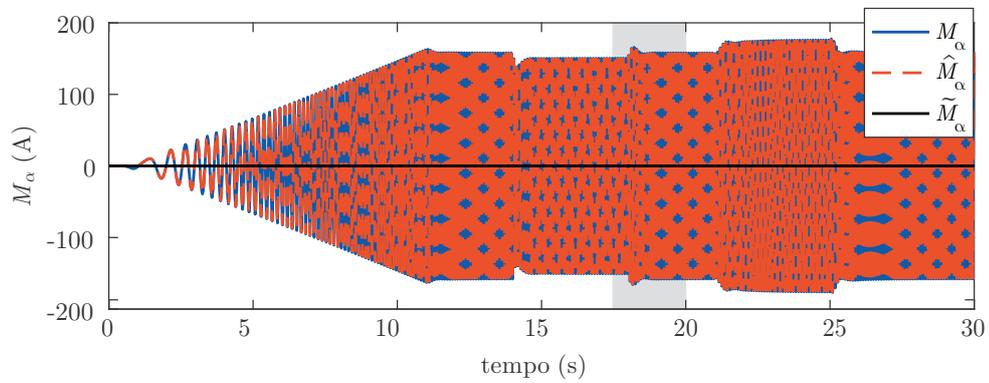
#### 4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi desenvolvido um estimador de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbio para um motor síncrono de ímãs permanentes de superfície, considerando  $L_d \approx L_q$ .

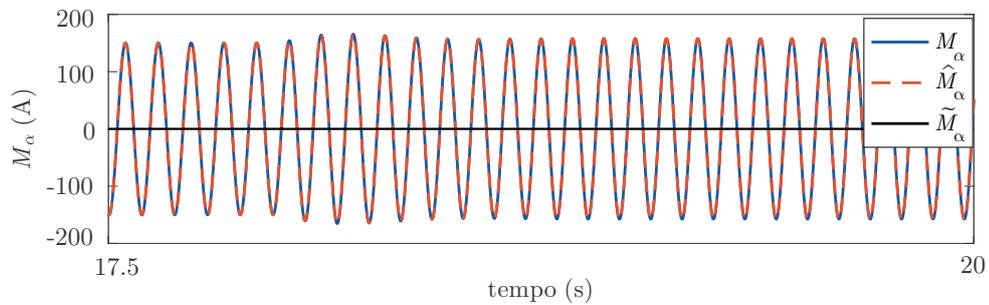
O observador de distúrbio estima a força contra-eletromotriz do PMSM. Uma lei adaptativa da velocidade rotórica em função das forças estimadas e suas observações é adotada. As análises de estabilidade do observador de distúrbio e do estimador de velocidade rotórica são comprovadas utilizando os critérios do teorema de Lyapunov para o domínio do tempo contínuo. A posição rotórica estimada é obtida a partir da integração da velocidade rotórica estimada.

Os resultados de simulação comprovam a convergência da lei de adaptação da velocidade rotórica proposta. Porém, durante implementação prática, foi observado que seria necessário a criação de um ganho adaptativo para  $\lambda$ , visto que em valores baixos de velocidade rotórica esse deve apresentar um valor alto e ir reduzindo a medida que a velocidade rotórica for aumentando.

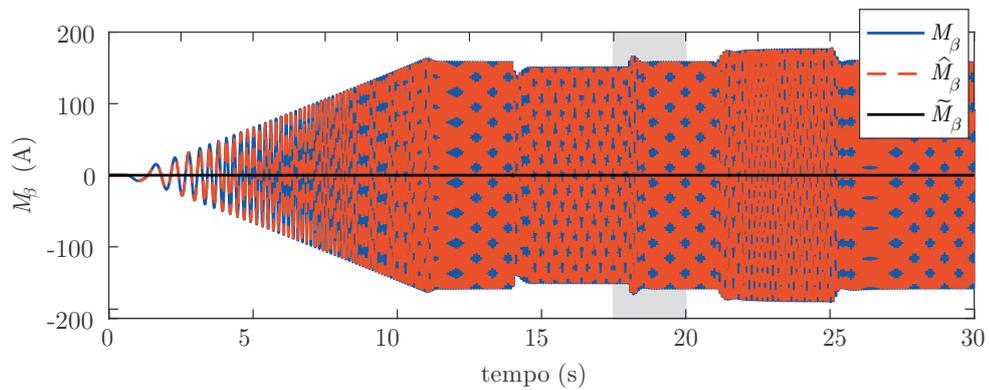
Figura 4.3 – Resultado de simulação com estimador baseado em DOB: (a) Variável  $M_\alpha$ , sua observação  $\hat{M}_\alpha$  e o erro de observação  $\tilde{M}_\alpha$  (b) detalhe do gráfico (a), (c) variável  $M_\beta$ , sua observação  $\hat{M}_\beta$  e o erro de observação  $\tilde{M}_\beta$  e (d) detalhe do gráfico (c).



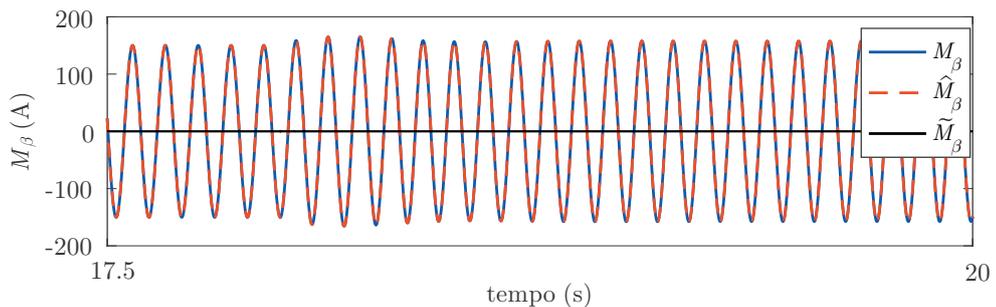
(a)



(b)

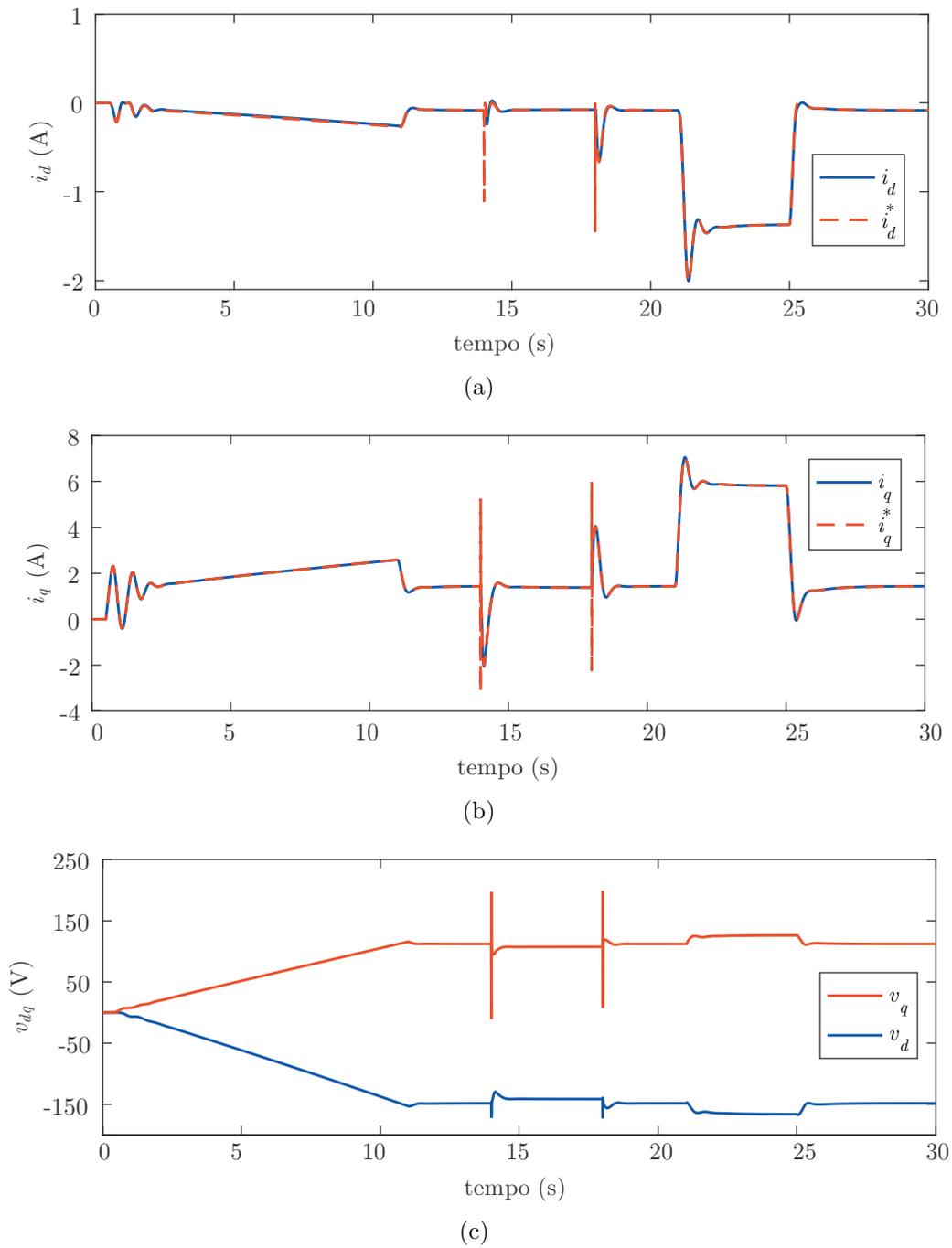


(c)



(d)

Figura 4.4 – Resultado de simulação com estimador baseado em DOB: (a) corrente estatórica e corrente de referência do eixo direto (b) corrente estatórica e corrente de referência do eixo em quadratura e (c) tensões estatóricas dos eixos direto e em quadratura.



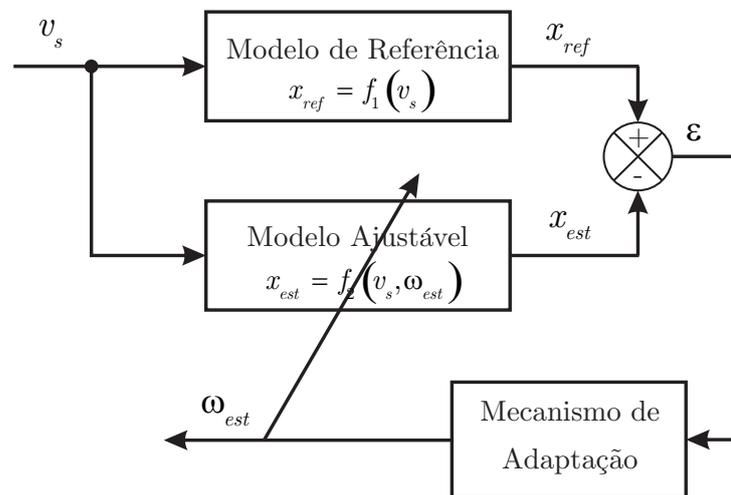
Fonte: Autor.

## 5 ESTIMADOR DE VELOCIDADE ROTÓRICA PELO MÉTODO MRAS-SM EM TEMPO CONTÍNUO

### 5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A estimação adaptativa por modelo de referência (*Model Reference Adaptive System – MRAS*) é baseada em um sistema adaptativo onde a saída de um modelo de referência é comparada com a saída de um observador. O erro obtido entre o modelo de referência e o modelo ajustável é dado a um mecanismo de adaptação, que ajusta o modelo adaptativo, gerando o valor estimado da velocidade do rotor. O diagrama de blocos da técnica de estimação com base no método MRAS é mostrado na Figura 5.1. Esses estimadores apresentam um projeto relativamente simples, comparado com outras técnicas de estimação de velocidade rotórica e são recomendados para aplicações de baixo custo por exigirem menos tempo computacional e fácil implementação em DSPs (Comanescu; Xu, 2005; Orłowska-Kowalska; Dybkowski, 2010; Vieira; Grundling, 2009; Khlaief; Boussak; Châari, 2014; Zhao; Qiao; Wu, 2014; Badini; Verma, 2019).

Figura 5.1 – Diagrama de blocos da técnica de estimação de velocidade MRAS.



Fonte: Autor

O mecanismo adaptativo pode ser sintetizado utilizando os critérios de hiper estabilidade de Popov, que é um teorema adequado para análise de sistemas não-lineares. Este critério pode ser utilizado para a estimação da velocidade rotórica, bem como para a identificação de parâmetros (Khlaief; Boussak; Châari, 2014; Kivanc; Ozturk, 2018).

Os trabalhos encontrados na literatura, em sua maioria, utilizam um regulador

PI como mecanismo de adaptação para a obtenção da velocidade rotórica, sendo sua estabilidade comprovada através do teorema da hiper estabilidade de Popov. Para garantir maior robustez ao sistema e melhorar a convergência da variável estimada, o regulador PI pode ser substituído por outro algoritmo, tal como a técnica por modos deslizantes (do inglês, *Sliding Mode – SM*) (Comanescu; Xu, 2005; Gadoue; Giaouris; Finch, 2010; Yan et al., 2013; Azza et al., 2014; Gabbi; Gründling; Vieira, 2016). Essa modificação pode ser encontrada na literatura para estimação da velocidade de motores de indução.

Neste capítulo será desenvolvido um algoritmo de estimação de velocidade rotórica aplicado ao PMSM utilizando uma associação entre as técnicas MRAS e modos deslizantes (MRAS-SM). Será necessário o desenvolvimento de um modelo estendido que represente o PMSM de forma simétrica para possibilitar a aplicação da técnica MRAS-SM no referencial síncrono  $dq$ . A posição rotórica utilizada é obtida através da integração da velocidade rotórica estimada. Para provar a estabilidade do sistema são utilizadas as condições de hiper estabilidade de Popov e para provar a existência da superfície de deslizamento é utilizado o teorema de Lyapunov. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para o sistema proposto.

## 5.2 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO MRAS-SM

De acordo com a equação (2.37), o modelo ajustável do PMSM com observador de corrente e estimador de velocidade rotórica pode ser proposto da forma,

$$\begin{bmatrix} \hat{\dot{i}}_{d(t)}^* \\ \hat{\dot{i}}_{q(t)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\hat{\omega}_m(t)\frac{L_q}{L_d} \\ -P\hat{\omega}_m(t)\frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d(t)}^* \\ \hat{i}_{q(t)}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d(t)}^* \\ v_{q(t)}^* \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

em que,

$$\begin{aligned} \hat{i}_{d(t)}^* &\triangleq \hat{i}_{d(t)} + \frac{\phi_{srm}}{L_d} \\ \hat{i}_{q(t)}^* &\triangleq \hat{i}_{q(t)} \end{aligned} \quad (5.2)$$

e podendo ainda ser definido que,

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\hat{\omega}_m(t)\frac{L_q}{L_d} \\ -P\hat{\omega}_m(t)\frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{d(t)}^* \\ \hat{i}_{q(t)}^* \end{bmatrix}.$$

A matriz de erro pode ser definida como,

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (5.3)$$

em que,

$$\mathbf{e}(t) = \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix}.$$

A dinâmica da equação (5.3) é dada por,

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \dot{\mathbf{x}}(t) - \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) \quad (5.4)$$

desenvolvendo (5.4), a partir da substituição de (2.37) e (5.1), resulta,

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}(t) \quad (5.5)$$

É possível reescrever o erro na forma matricial desenvolvendo a equação (5.5), como,

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\frac{L_q}{L_d}\omega_m(t) \\ -P\frac{L_d}{L_q}\omega_m(t) & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (i_{d(t)}^* - \hat{i}_{d(t)}^*) \\ (i_{q(t)}^* - \hat{i}_{q(t)}^*) \end{bmatrix} + \Delta\omega_m(t) \begin{bmatrix} 0 & P\frac{L_q}{L_d} \\ -P\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d(t)}^* \\ \hat{i}_{q(t)}^* \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

A equação (5.6) pode ainda ser reescrita na forma,

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{e}(t) + \Delta\omega_m(t)\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}(t) \quad (5.7)$$

em que,

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & P\frac{L_q}{L_d} \\ -P\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta\omega_m(t) = (\omega_m(t) - \hat{\omega}_m(t)).$$

O erro entre o modelo de saída de referência e o modelo ajustável pode ser definido como sendo,

$$\varepsilon(t) = P\frac{L_q}{L_d}e_{d(t)}\hat{i}_{q(t)}^* - P\frac{L_d}{L_q}e_{q(t)}\hat{i}_{d(t)}^* \quad (5.8)$$

Convencionalmente, a velocidade rotórica pode ser estimada utilizando o regulador de velocidade PI e o erro entre os modelos, como segue em (5.9). A estrutura típica do MRAS convencional aplicado ao PMSM é mostrada na Figura 5.2.

$$\hat{\omega}_{m(t)} = k_p \left( P\frac{L_q}{L_d}e_{d(t)}\hat{i}_{q(t)}^* - P\frac{L_d}{L_q}e_{q(t)}\hat{i}_{d(t)}^* \right) + k_i \int_0^{t_0} \left( P\frac{L_q}{L_d}e_{d(t)}\hat{i}_{q(t)}^* - P\frac{L_d}{L_q}e_{q(t)}\hat{i}_{d(t)}^* \right) dt \quad (5.9)$$

Para obter um estimador de velocidade utilizando a técnica por modos deslizantes é preciso considerar o erro entre os modelos como sendo a superfície de deslizamento. Desenvolvendo a equação (5.8) a partir da substituição de (2.34) e (5.2), a superfície de deslizamento é definida por,

$$s = P\frac{L_q}{L_d}e_{d(t)}\hat{i}_{q(t)}^* - P\frac{L_d}{L_q}e_{q(t)}\hat{i}_{d(t)}^* - P\frac{\phi_{srm}}{L_q}e_{q(t)} \quad (5.10)$$

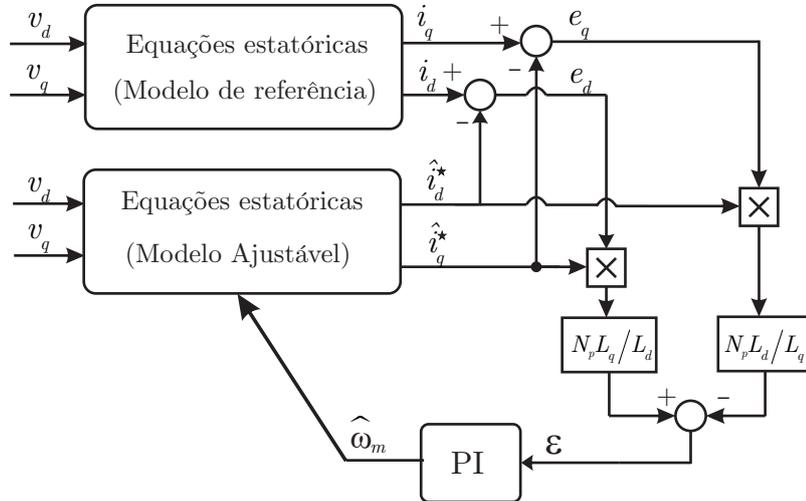
Assim, a estimativa da velocidade será dada por,

$$\hat{\omega}_{m(t)} = M \cdot F(s) \quad (5.11)$$

em que,  $F$  é a função descontínua da superfície de deslizamento que pode ser definida

como a função sinal ou uma função sigmoide e  $M$  um ganho positivo.

Figura 5.2 – Diagrama de blocos do estimador de velocidade MRAS convencional aplicado ao PMSM.



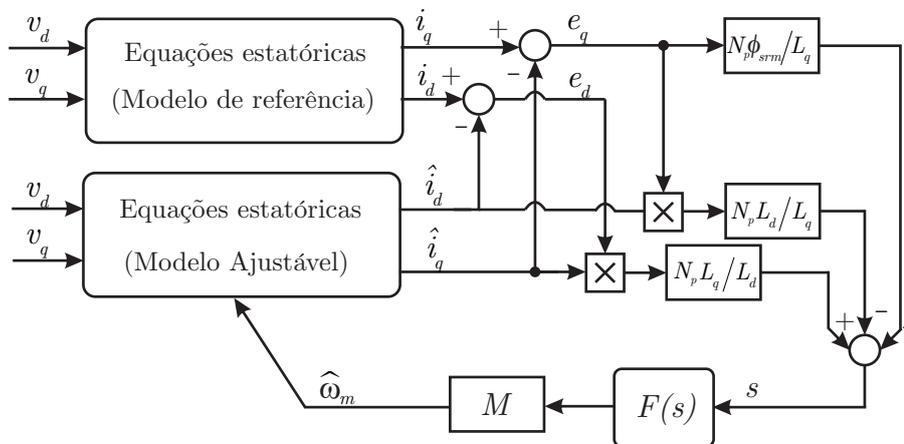
Fonte: Autor

A estimativa da posição rotórica será dada pela integração da velocidade rotórica estimada, da forma,

$$\frac{d\hat{\theta}_{m(t)}}{dt} = \hat{\omega}_{m(t)} \quad (5.12)$$

O diagrama de blocos da Figura 5.3 apresenta o estimador de velocidade rotórica proposto.

Figura 5.3 – Diagrama de blocos do estimador de velocidade MRAS-SM aplicado ao PMSM.



Fonte: Autor

### 5.2.1 Teorema da Hiper Estabilidade de Popov

O projeto do MRAS convencional baseia-se no teorema da Hiper estabilidade de Popov (Benjak; Gerling, 2010b), que diz respeito as propriedades de estabilidade de uma classe de sistemas com realimentação. Para garantir a hiper estabilidade do sistema, devem ser satisfeitos dois critérios;

1. A matriz de transferência do sistema de controle deve ser definida positiva;
2. A componente não linear invariante no tempo deve coincidir com a integral de Popov.

- Resolvendo o critério 1.:

Seja a matriz transferência de um sistema de controle definida como,

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \quad (5.13)$$

substituindo as matrizes  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{I}$  e  $\mathbf{A}$ ,

$$G(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\omega_m(t)\frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_m(t)\frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \right)^{-1} \quad (5.14)$$

desenvolvendo,

$$G(s) = \frac{1}{\left(s + \frac{R_s}{L_d}\right)\left(s + \frac{R_s}{L_q}\right) + \left(P\omega_m(t)\right)^2} \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_q} & P\omega_m(t)\frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_m(t)\frac{L_d}{L_q} & s + \frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Da equação (5.15), pode-se verificar que a matriz de transferência do sistema de controle é definida positiva.

- Resolvendo o critério 2.:

Seja a integral de Popov definida como,

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T W dt \geq -\gamma_0^2. \quad (5.16)$$

em que,  $\gamma_0$  é uma constante definida positiva e independente de  $t_1$ .

Transferindo a equação do erro (5.7) para um modelo de sistema linear realimentado tem-se,

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{I}\mathbf{W} \\ \mathbf{v} = \mathbf{C}\mathbf{e} \end{cases} \quad (5.17)$$

em que,

$$\mathbf{W} = \Delta\omega_{m(t)}\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}, \quad \mathbf{C} = \mathbf{I},$$

sendo  $\mathbf{I}$  a matriz identidade.

Substituindo (5.17) em (5.16), obtém-se,

$$\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} \left\{ \left[ e_{d(t)} P \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{q(t)}^* \right] + \left[ -e_{q(t)} P \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d(t)}^* \right] \right\} (\omega_{m(t)} - \hat{\omega}_{m(t)}) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (5.18)$$

e presumindo que o mecanismo adaptativo é de acordo com,

$$\hat{\omega}_{m(t)} = A_2(e) + \int_0^{t_0} A_1(e) dt \quad (5.19)$$

Substituindo a equação (5.19) em (5.18),

$$\eta = \int_0^{t_0} \left\{ \left[ e_{d(t)} P \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{q(t)}^* \right] + \left[ -e_{q(t)} P \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d(t)}^* \right] \right\} \cdot \int_0^{t_0} (\omega_{m(t)} - A_2(e) - \int_0^{t_0} A_1(e) dt) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (5.20)$$

Uma solução da desigualdade (5.20) pode ser encontrada através da relação desenvolvida em (Landau, 1969; Landau, 1979). Considerando,

$$\int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} k f(t) dt = \frac{k}{2} [f^2(t_0) - f^2(0)] \geq \frac{1}{2} k f^2(0), \quad k > 0 \quad (5.21)$$

encontra-se as leis de adaptação,

$$A_1 = k_1 \left[ P \frac{L_q}{L_d} e_{d(t)} \hat{i}_{q(t)}^* - P \frac{L_d}{L_q} e_{q(t)} \hat{i}_{d(t)}^* \right] \quad (5.22)$$

$$A_2 = k_2 \left[ P \frac{L_q}{L_d} e_{d(t)} \hat{i}_{q(t)}^* - P \frac{L_d}{L_q} e_{q(t)} \hat{i}_{d(t)}^* \right] \quad (5.23)$$

em que,  $k_1$  e  $k_2$  são os ganhos positivos de adaptação.

Substituindo (5.22) e (5.23) em (5.19), pode se ver que a velocidade rotórica estimada satisfaz a lei de adaptação e é igual a definida em (5.9). Desta forma, através da teoria da hiper estabilidade de Popov, pode-se afirmar que  $\lim_{x \rightarrow \infty} [e(\infty)]^T = 0$  e ainda a lei adaptativa (5.19) MRAS da estimativa da velocidade é assintoticamente estável.

### 5.2.2 Existência da superfície de deslizamento

A existência de uma superfície de deslizamento em um hiperplano  $s_n(x)$  é garantida se a derivada da função  $s_n(x)$  possui sinal oposto ao da própria função, ou seja,  $s_n(x)\dot{s}_n(x) < 0$ .

Seja a superfície de deslizamento dada pela equação (5.10), sua derivada pode ser

calculada como sendo,

$$\dot{s} = P \frac{L_q}{L_d} \dot{e}_{d(t)} \hat{i}_{q(t)} + P \frac{L_q}{L_d} e_{d(t)} \dot{\hat{i}}_{q(t)} - P \frac{L_d}{L_q} \dot{e}_{q(t)} \hat{i}_{d(t)} - P \frac{L_d}{L_q} e_{q(t)} \dot{\hat{i}}_{d(t)} - P \frac{\phi_{srm}}{L_q} \dot{e}_{q(t)} \quad (5.24)$$

Sendo a dinâmica dos erros de corrente estatórica dados na equação (5.6),

$$\dot{e}_{d(t)} = -\frac{R_s}{L_d} e_{d(t)} + P \frac{L_q}{L_d} \omega_{m(t)} e_{q(t)} + (\omega_{m(t)} - \hat{\omega}_{m(t)}) P \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{q(t)} \quad (5.25)$$

$$\dot{e}_{q(t)} = -\frac{R_s}{L_q} e_{q(t)} - P \frac{L_d}{L_q} \omega_{m(t)} e_{d(t)} - (\omega_{m(t)} - \hat{\omega}_{m(t)}) P \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d(t)} \quad (5.26)$$

e a dinâmica das correntes estatóricas observadas,

$$\dot{\hat{i}}_{d(t)} = -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_{d(t)} + P \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{q(t)} + \frac{1}{L_d} v_{d(t)} \quad (5.27)$$

$$\dot{\hat{i}}_{q(t)} = -\frac{R_s}{L_q} \hat{i}_{q(t)} - P \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{d(t)} - P \frac{\phi}{L_q} \hat{\omega}_{m(t)} + \frac{1}{L_q} v_{q(t)} \quad (5.28)$$

Substituindo (5.25), (5.26), (5.27), (5.28) em (5.24), tem-se,

$$\begin{aligned} \dot{s} = & P \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{q(t)} \left( -\frac{R_s}{L_d} e_{d(t)} + P \frac{L_q}{L_d} \omega_{m(t)} e_{q(t)} + (\omega_{m(t)} - \hat{\omega}_{m(t)}) P \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{q(t)} \right) + \\ & + P \frac{L_q}{L_d} e_{d(t)} \left( -\frac{R_s}{L_q} \hat{i}_{q(t)} - P \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{d(t)} - P \frac{\phi}{L_q} \hat{\omega}_{m(t)} + \frac{1}{L_q} v_{q(t)} \right) + \\ & - P \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d(t)} \left( -\frac{R_s}{L_q} e_{q(t)} - P \frac{L_d}{L_q} \omega_{m(t)} e_{d(t)} - (\omega_{m(t)} - \hat{\omega}_{m(t)}) P \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d(t)} \right) + \\ & - P \frac{L_d}{L_q} e_{q(t)} \left( -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_{d(t)} + P \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{q(t)} + \frac{1}{L_d} v_{d(t)} \right) + \\ & - P \frac{\phi_{srm}}{L_q} \left( -\frac{R_s}{L_q} e_{q(t)} - P \frac{L_d}{L_q} \omega_{m(t)} e_{d(t)} - (\omega_{m(t)} - \hat{\omega}_{m(t)}) P \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d(t)} \right) \end{aligned} \quad (5.29)$$

Realizando as manipulações matemáticas necessárias, resulta que,

$$\dot{s} = -\left( \frac{R_s}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} \right) s - \left( P^2 \frac{L_q^2}{L_d^2} \hat{i}_{q(t)}^2 + P^2 \frac{L_d^2}{L_q^2} \hat{i}_{d(t)}^2 \right) \hat{\omega}_{m(t)} + F_1 + F_2 \quad (5.30)$$

em que,

$$\begin{aligned} F_1 = & \left( -P \frac{R_s L_q}{L_d^2} \hat{i}_{q(t)} - P^2 \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{d(t)} - P^2 \frac{\phi}{L_d} \hat{\omega}_{m(t)} + P \frac{1}{L_d} v_{q(t)} \right) e_{d(t)} + \\ & + \left( P \frac{R_s}{L_q} \hat{i}_{d(t)} - P^2 \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{q(t)} - P \frac{R_s \phi_{srm}}{L_d L_q} - P \frac{1}{L_q} v_{d(t)} \right) e_{q(t)} \\ F_2 = & \left( P^2 \frac{L_d \phi_{srm}}{L_q^2} \omega_{m(t)} \hat{i}_{d(t)} - P^2 \frac{L_d \phi_{srm}}{L_q^2} \hat{\omega}_{m(t)} \hat{i}_{d(t)} + P^2 \frac{L_q}{L_d^2} \omega_{m(t)} \hat{i}_{q(t)} \hat{i}_{q(t)} + P^2 \frac{L_d}{L_q^2} \omega_{m(t)} \hat{i}_{d(t)} \hat{i}_{d(t)} \right) \end{aligned}$$

Definindo-se uma candidata a função Lyapunov como,

$$V = \frac{1}{2}s \quad (5.31)$$

sua derivada será dada por,

$$\dot{V} = s\dot{s} \quad (5.32)$$

Substituindo (5.30) em (5.31), encontra-se,

$$\dot{V} = s \left[ - \left( \frac{R_s}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} \right) s - \left( P^2 \frac{L_q^2 \hat{i}_{q(t)}^2}{L_d^2} + P^2 \frac{L_d^2 \hat{i}_{d(t)}^2}{L_q^2} \right) \hat{\omega}_{m(t)} + F_1 + F_2 \right] \quad (5.33)$$

realizando as manipulações matemáticas necessárias, resulta que,

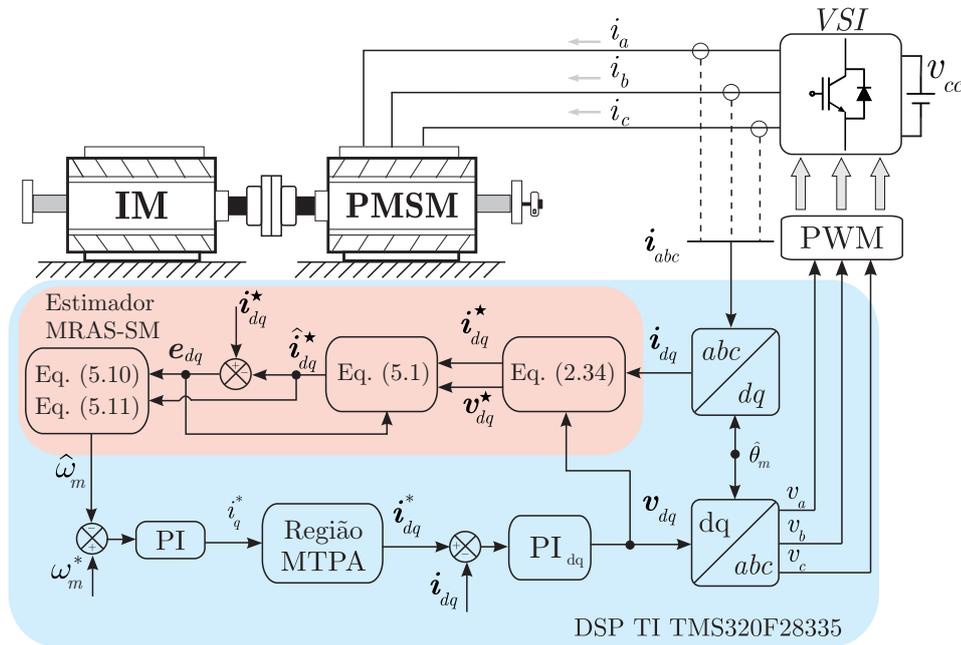
$$\dot{V} = - \left( \frac{R_s}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} \right) s^2 - \left( P^2 \frac{L_q^2 \hat{i}_{q(t)}^2}{L_d^2} + P^2 \frac{L_d^2 \hat{i}_{d(t)}^2}{L_q^2} \right) M |s| + (F_1 + F_2) s \quad (5.34)$$

A partir de (5.34) pode-se concluir que se M for definido positivo e grande o suficiente, então  $V\dot{V} < 0$  e uma superfície por modos deslizantes irá ocorrer em  $s = 0$ .

### 5.3 RESULTADOS

Para avaliar o estimador de velocidade rotórica proposto o algoritmo foi simulado no *software* MATLAB<sup>®</sup> e implementado na bancada experimental. O algoritmo MRAS-SM foi discretizado utilizando o método de Euler, considerando  $T_s = 100 \mu s$ . A Tabela D.2 apresenta os parâmetros do PMSM utilizados para realizar a simulação. Estes parâmetros do PMSM foram adotados visando a aplicação deste algoritmo na bancada experimental disponível no laboratório de ensaios (apresentada no Apêndice D deste trabalho). Um método FOC de controle é implementado. Controladores proporcionais-integrais são empregados nas malhas de controle de corrente e para o controle de velocidade, conforme projeto desenvolvido no Apêndice B. O algoritmo de estimação da velocidade rotórica é implementado e a velocidade observada é utilizada no controle de velocidade, permitindo assim o controle *sensorless*. A posição rotórica é obtida através da integração da velocidade rotórica estimada. O sistema de controle *sensorless* utilizando a estratégia de estimação de velocidade MRAS-SM desenvolvido foi implementado segundo diagrama de blocos da Figura 5.4.

Figura 5.4 – Diagrama de blocos do controle *sensorless* com estimador de velocidade rotórica MRAS-SM.



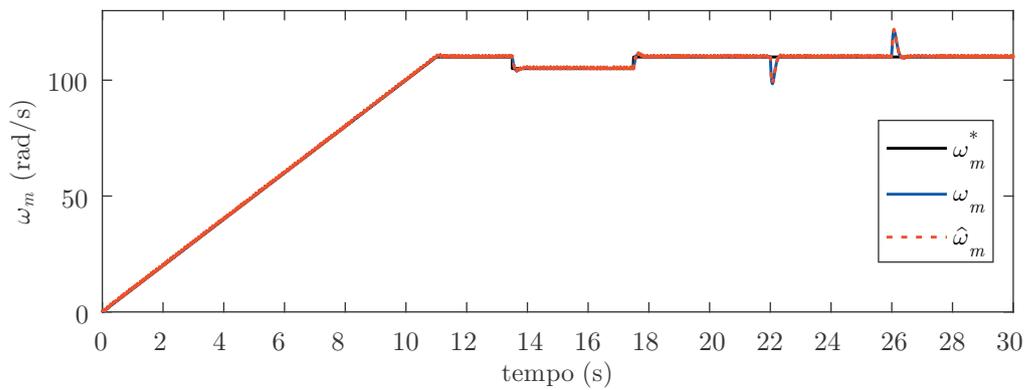
Fonte: Autor

### 5.3.1 Resultados de Simulação

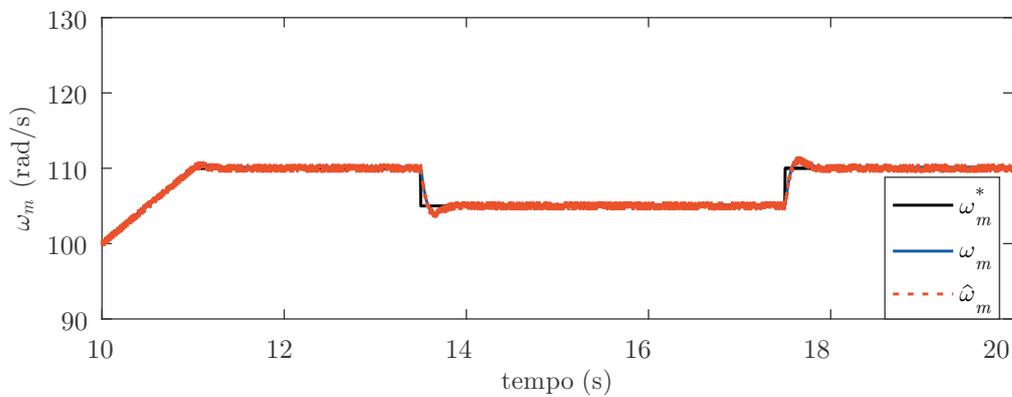
A simulação adotou uma velocidade de referência rotórica ( $\omega_m^*$ ) que inicia em rampa até 110 rad/s, com duração de 11s, após esse período permanece com velocidade constante até 13s, quando é reduzida para 105 rad/s até 17s. Durante o intervalo de 22s a 26s é aplicado um degrau de carga de aproximadamente 20 Nm, conforme é visto na Figura 5.5(a). De acordo com os resultados obtidos, é possível observar que a velocidade rotórica estimada ( $\hat{\omega}_m$ ) converge para a velocidade rotórica medida ( $\omega_m$ ) e ambas seguem a referência imposta mesmo sob variações de velocidade e carga, conforme Figura 5.5(b) e Figura 5.5(c) respectivamente, quando aplicado o controle projetado no Apêndice B e o algoritmo desenvolvido para a estimação da velocidade rotórica.

A Figura 5.6 apresenta o comportamento das correntes observadas e da posição rotórica estimada, demais variáveis do estimador MRAS-SM. Nas figuras 5.6(a) e 5.6(b) são apresentadas as correntes  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , obtidas através do modelo estendido, calculado pelas expressões dadas em (2.34), e suas observações  $\hat{i}_d^*$  e  $\hat{i}_q^*$ , calculadas através da expressão (5.1). O pequeno erro de observação dessas variáveis resulta na convergência da velocidade estimada para a da velocidade medida. A Figura 5.6(c) apresenta a posição rotórica obtida a partir da estimação da velocidade rotórica  $\hat{\theta}_m$  e a posição rotórica calculada a partir do modelo mecânico do motor. Uma aproximação nos três primeiros segundos é apresentada, mostrando a convergência entre as posições rotóricas.

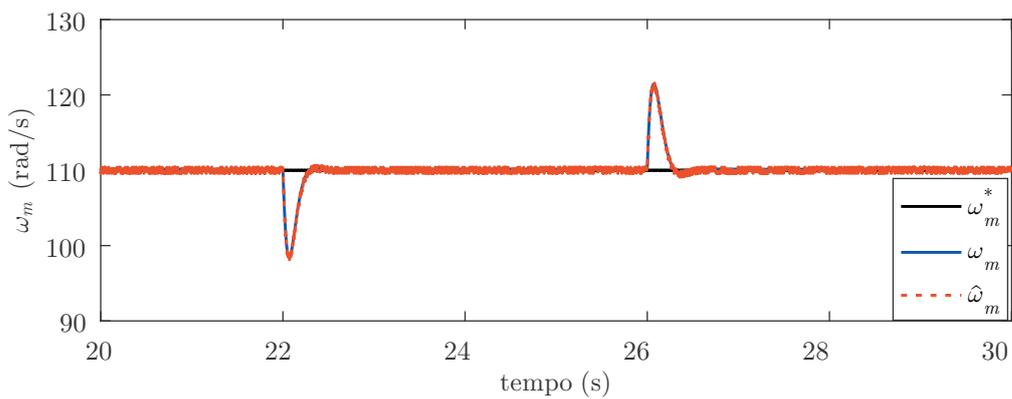
Figura 5.5 – Resultado de simulação com o MRAS-SM: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade e (c) detalhe do degrau de carga imposto.



(a)



(b)



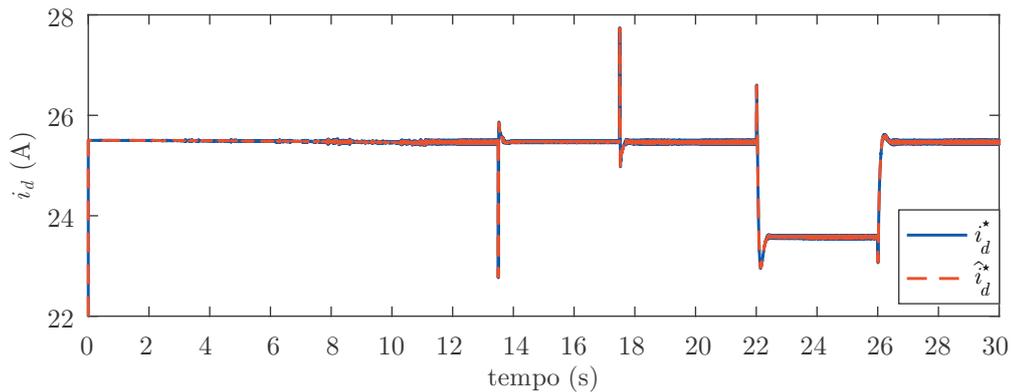
(c)

Fonte: Autor.

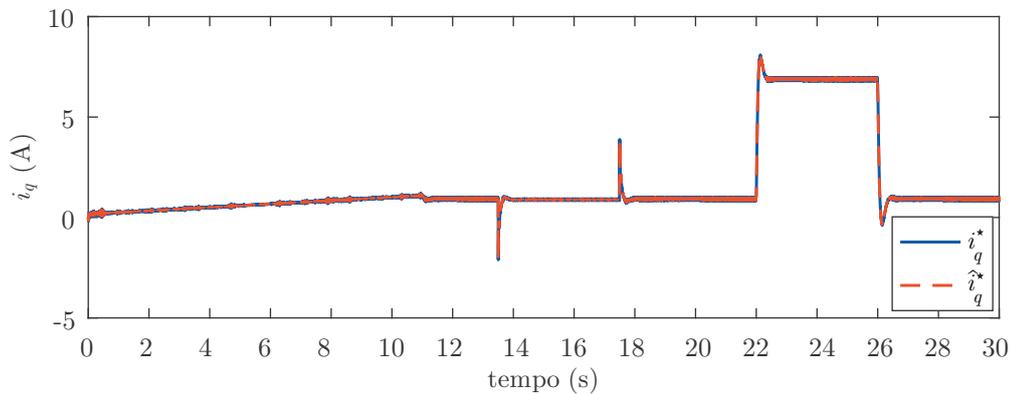
Os comportamentos das correntes estatóricas  $i_d$  e  $i_q$  e das tensões estatóricas  $v_d$  e  $v_q$  são apresentados na Figura 5.7. Esses resultados ilustram a eficácia dos controladores proporcionais-integrais implementados. A referência da corrente do eixo direto  $i_d^*$  é implementado conforme algoritmo MTPA proposto por Morimoto, Sanada e Takeda (1994) e a referência de corrente do eixo em quadratura  $i_q^*$  é obtido da regulação da velocidade

rotórica. As correntes e suas referências são apresentadas nas figuras 5.7(a) e 5.7(b), respectivamente. As tensões necessárias para o acionamento do PMSM são apresentadas na Figura 5.7(c).

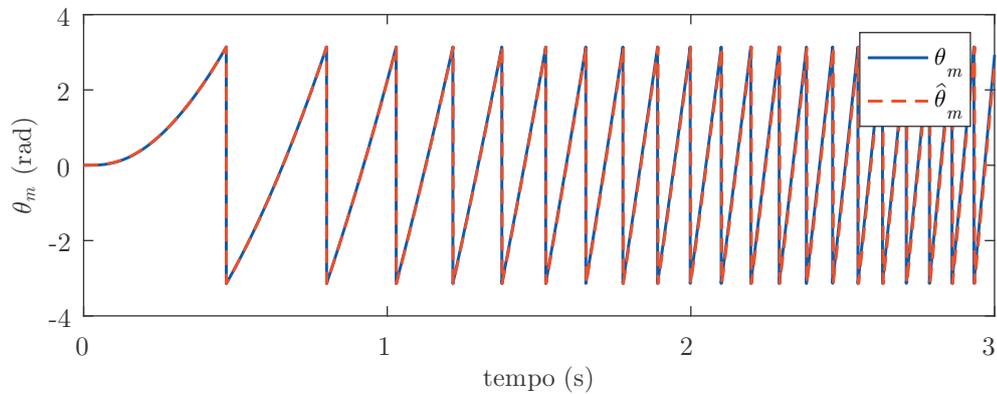
Figura 5.6 – Resultado de simulação com o MRAS-SM: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica.



(a)



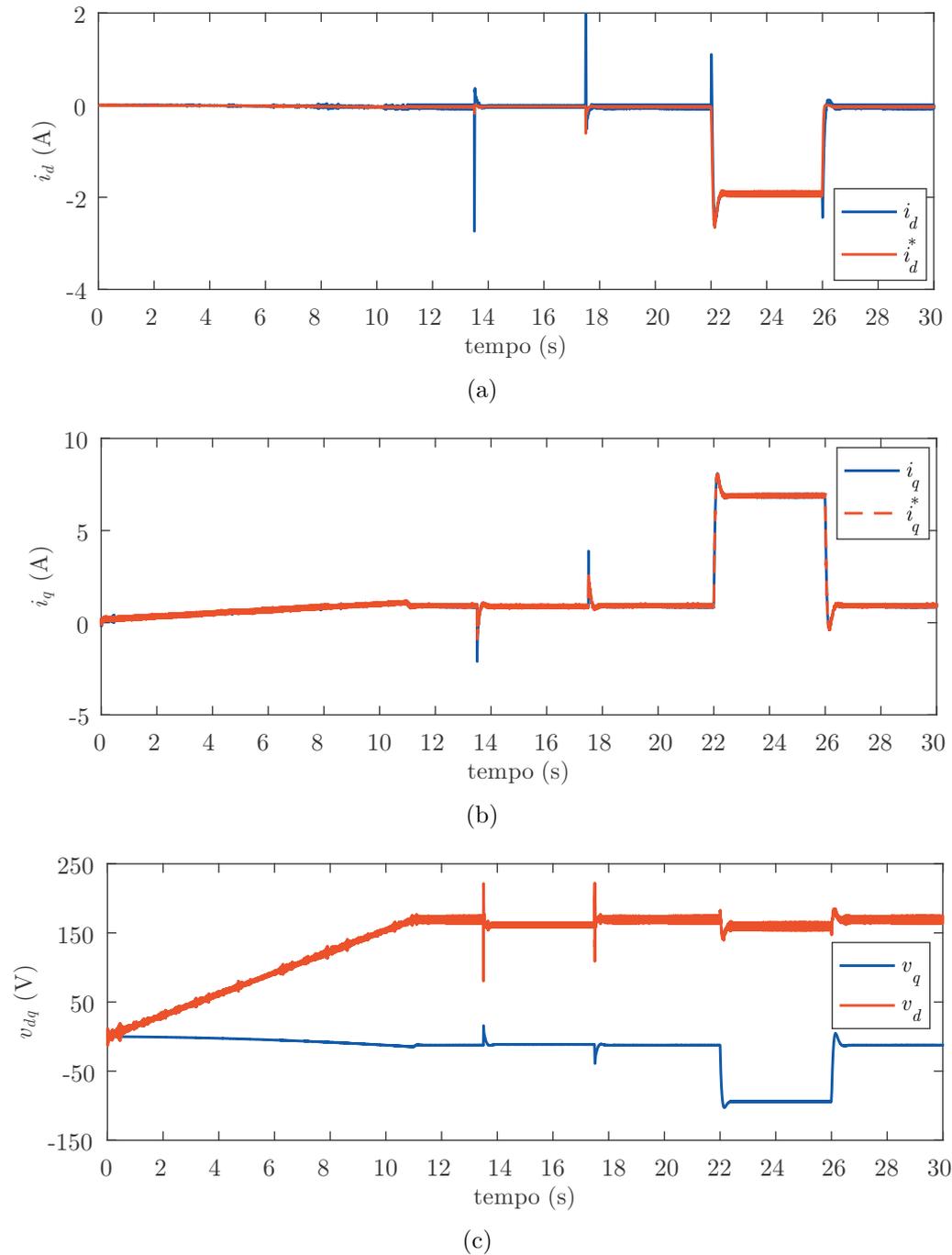
(b)



(c)

Fonte: Autor.

Figura 5.7 – Resultado de simulação com o MRAS-SM: (a) corrente estatórica e corrente de referência do eixo direto (b) corrente estatórica e corrente de referência do eixo em quadratura e (c) tensões estatóricas dos eixos direto e em quadratura.



Fonte: Autor.

### 5.3.2 Resultados Experimentais

O modelo discretizado do algoritmo MRAS-SM foi implementado na bancada experimental apresentada no Apêndice D e dois testes foram desenvolvidos. O primeiro

teste, apresentado nas figuras 5.8 a 5.10, a referência de velocidade proposta inicia em rampa até aproximadamente 11 s, onde permanece constante em uma velocidade rotórica de 110 rad/s. No intervalo de 13 s a 17 s a velocidade é reduzida em 5 rad/s. O segundo teste desenvolvido, apresentado nas figuras 5.11 a 5.13, utiliza a mesma referência iniciando em rampa, porém no intervalo de 14 s a 18 s um degrau de carga é aplicado. Ambos os testes são desenvolvidos para avaliar o comportamento do controle *sensorless* perante variações do sistema.

Durante a partida um algoritmo I- $f$  é utilizado até 8 rad/s, identificado nas Figuras 5.8(a) e 5.11(a) através do intervalo em cinza. Esse intervalo foi escolhido pois através de uma análise prévia foi possível averiguar que após esse valor a velocidade estimada converge para a velocidade de referência. Após esse período o controle FOC *sensorless* é empregado. É possível observar nos resultados uma oscilação nos primeiros segundos do ensaio devido a transição entre esses métodos.

A Figura 5.8(a) apresenta o comportamento da velocidade rotórica. Uma redução é imposta na referência de velocidade  $\omega_m^*$ , conforme pode ser visto em detalhe na Figura 5.8(b), de forma a avaliar a convergência da velocidade estimada  $\hat{\omega}_m$  para a referência e a estimação de  $\hat{\omega}_m$  para a velocidade rotórica medida  $\omega_m$  através do *encoder*.

As variáveis do sistema de estimação MRAS-SM são apresentadas na Figura 5.9. As correntes obtidas do modelo estendido,  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , e as correntes observadas  $\hat{i}_d^*$  e  $\hat{i}_q^*$  podem ser vistas nas figuras 5.9(a) e 5.9(b), respectivamente. A posição rotórica medida do *encoder*  $\theta_m$  e a obtida através da integral da velocidade rotórica estimada  $\hat{\theta}_m$  são apresentadas na Figura 5.9(c). Observa-se a necessidade da implementação de uma técnica de partida da máquina, uma vez que as posições demoram alguns segundos até que apresentem um comportamento semelhante.

A dinâmica das variáveis elétricas do PMSM controladas são apresentadas na Figura 5.10. A Figura 5.10(a) apresenta os resultados obtidos para o controle de corrente do eixo direto e a Figura 5.10(b) para o controle de corrente do eixo em quadratura. As tensões  $v_d$  e  $v_q$  são apresentadas na Figura 5.10(c). Esses resultados demonstram que o projeto de controle foi realizado de forma adequada.

No segundo teste desenvolvido a partida do motor ocorre em rampa e após sua estabilização na velocidade de 110 rad/s um degrau de carga é aplicado para averiguar o comportamento do controle *sensorless*, conforme Figura 5.11(a). Observa-se através do detalhe apresentado na Figura 5.11(b), que a velocidade estimada  $\hat{\omega}_m$  converge para a velocidade medida  $\omega_m$  fornecida pelo sensor mecânico. O degrau de carga é desenvolvido utilizando um banco capacitivo trifásico com capacitância de 230  $\mu\text{F}$  por capacitor e carga resistiva de 20  $\Omega$ .

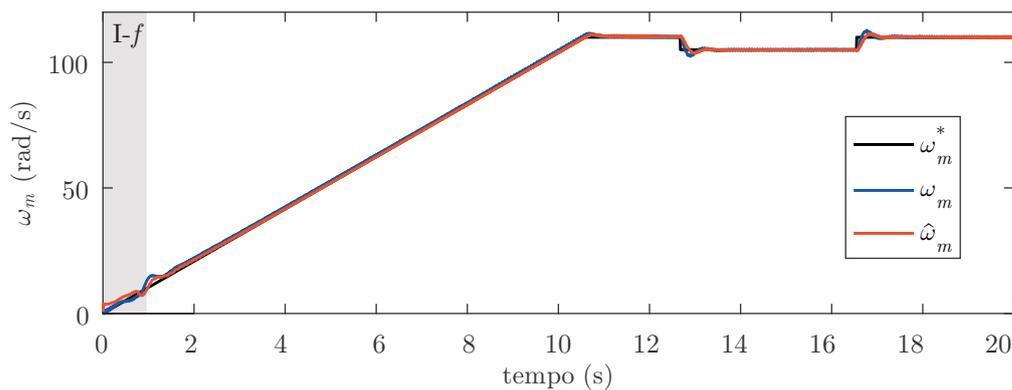
As demais variáveis do estimador de velocidade rotórica são apresentadas na Figura 5.12. A convergência das correntes observadas,  $\hat{i}_d^*$  e  $\hat{i}_q^*$ , para as correntes estatóricas do modelo estendido,  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , podem ser observadas nas figuras 5.12(a) e 5.12(b), respec-

tivamente. A posição rotórica estimada,  $\hat{\theta}_m$ , apresenta boa convergência após o controle FOC *sensorless* ser utilizado, como pode ser visto na Figura 5.12(c).

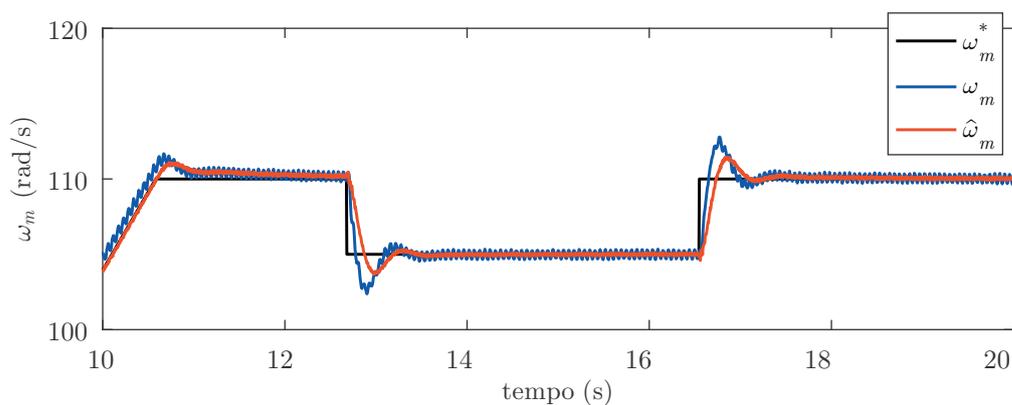
Na Figura 5.13 observa-se os resultados obtidos das variáveis elétricas do PMSM. A corrente  $i_d$  é controlada utilizando uma referência  $i_d^*$  MTPA, Figura 5.13(a) e a corrente  $i_q$  utilizando a referência  $i_q^*$  obtida a partir da regulação de velocidade, Figura 5.13(b). O comportamento das tensões estatóricas, que são também as leis de controle que acionam a máquina,  $v_d$  e  $v_q$  são apresentados na Figura 5.13(c).

O método MRAS-SM foi desenvolvido inicialmente no tempo contínuo, e após discretizado para a aplicação na plataforma experimental, em virtude disto, observou-se que oscilações que não apareciam no sistema contínuo apareceram no sistema discretizado. Como a estratégia por modos deslizantes necessita de uma função de chaveamento, função sinal ou sigmoide, observa-se um ruído maior nas variáveis do sistema.

Figura 5.8 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de velocidade: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade aplicado.

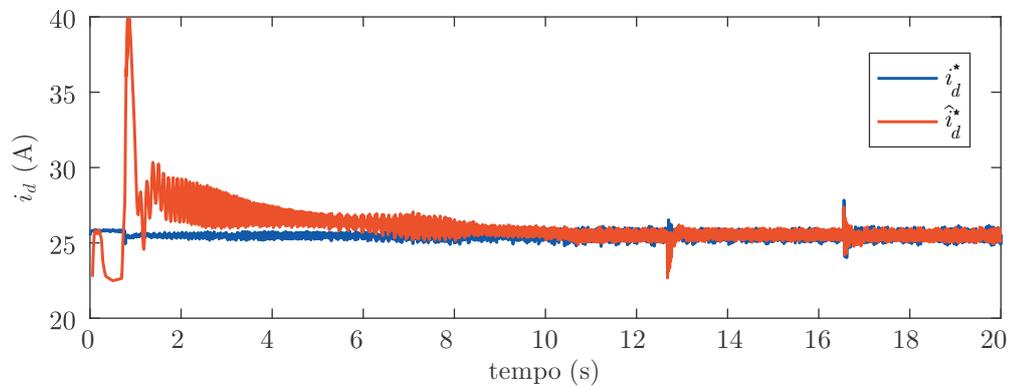


(a)

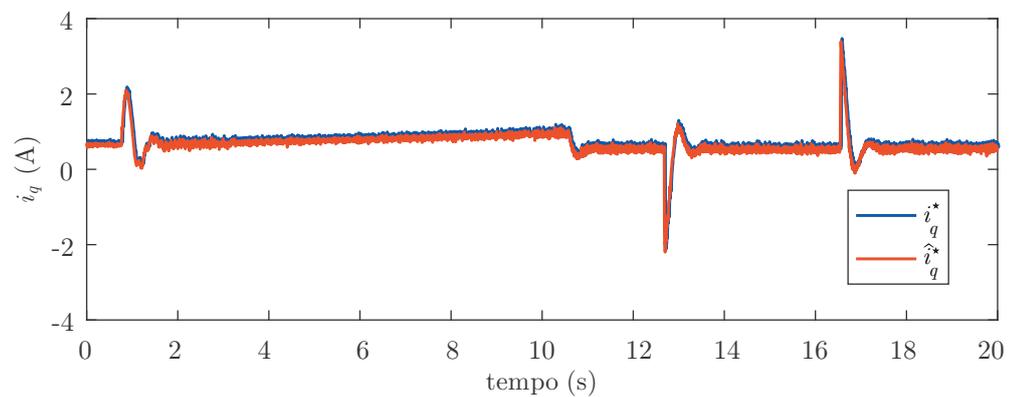


(b)

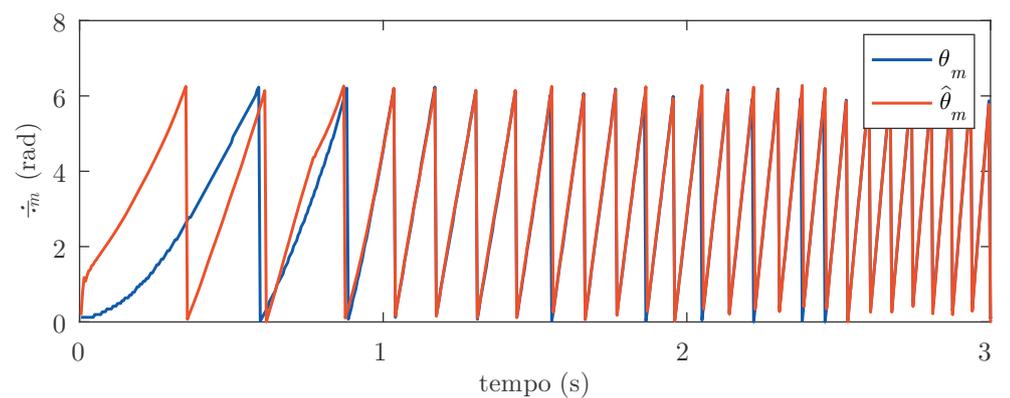
Figura 5.9 – Resultado experimental MRAS–SM com degrau de velocidade: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica.



(a)



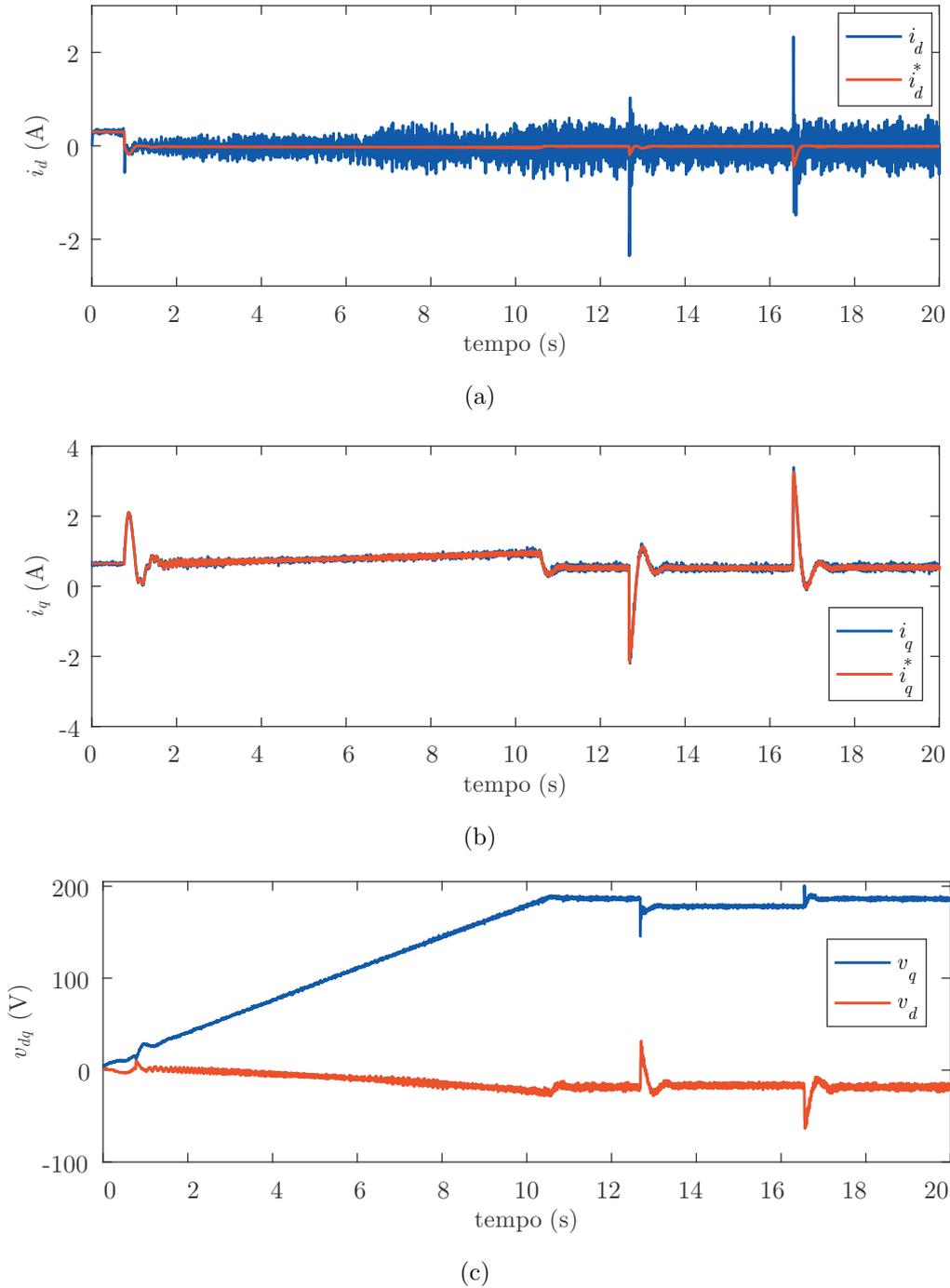
(b)



(c)

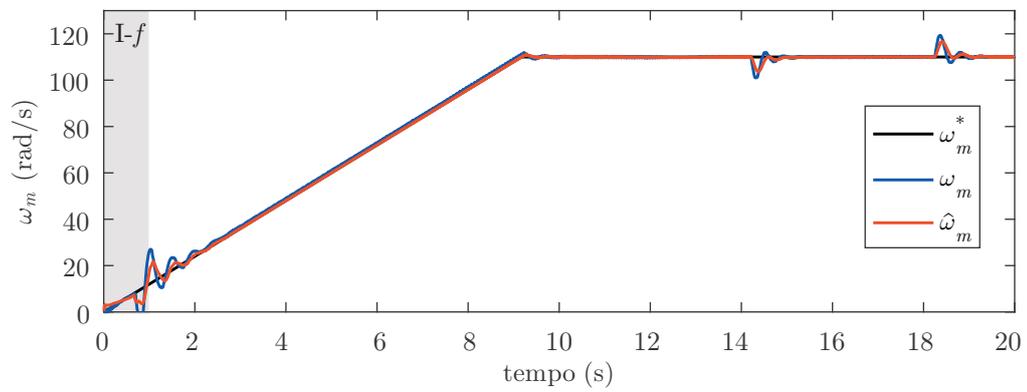
Fonte: Autor.

Figura 5.10 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de velocidade: (a) correntes  $i_d$  e sua referência  $i_d^*$  MTPA (b) correntes  $i_q$  e sua referência  $i_q^*$  e (c) tensões estáticas  $v_d$  e  $v_q$ .

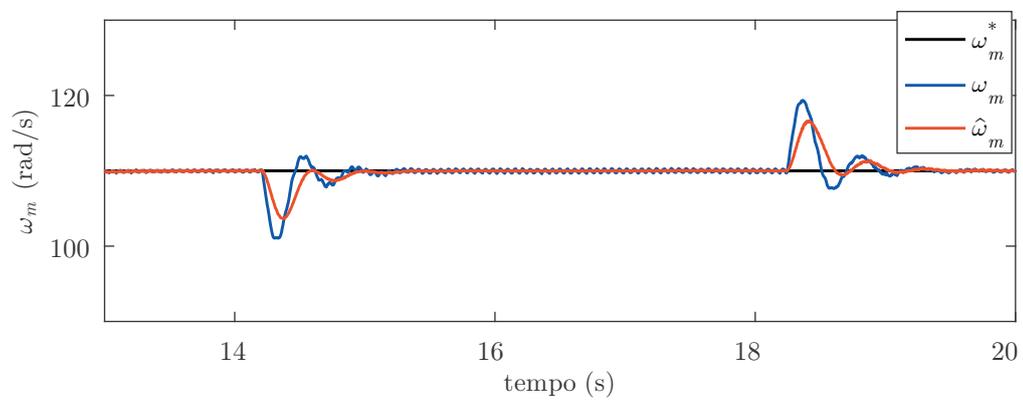


Fonte: Autor.

Figura 5.11 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de carga: (a) velocidade rotórica (b) detalhe da velocidade rotórica.



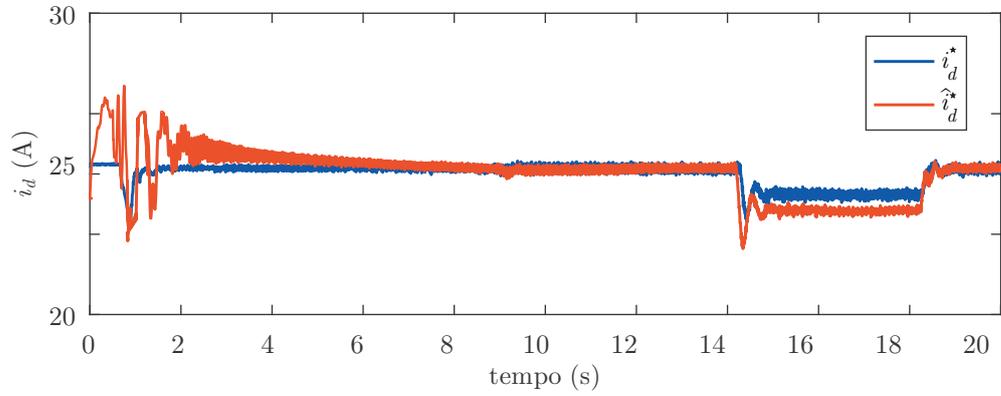
(a)



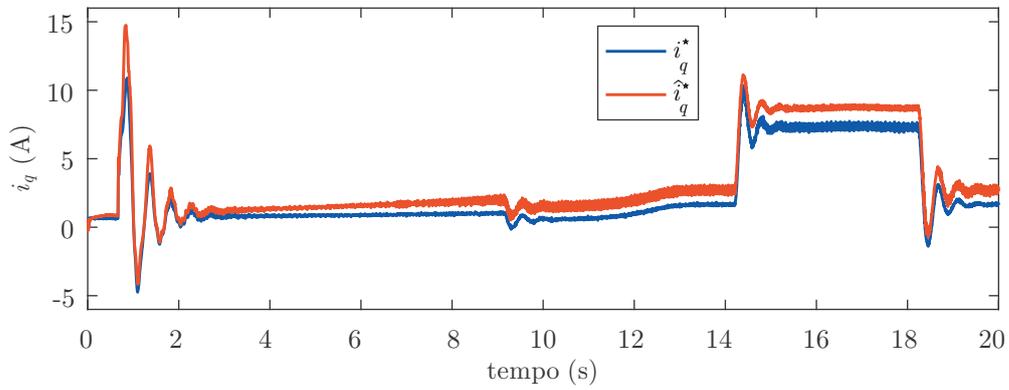
(b)

Fonte: Autor.

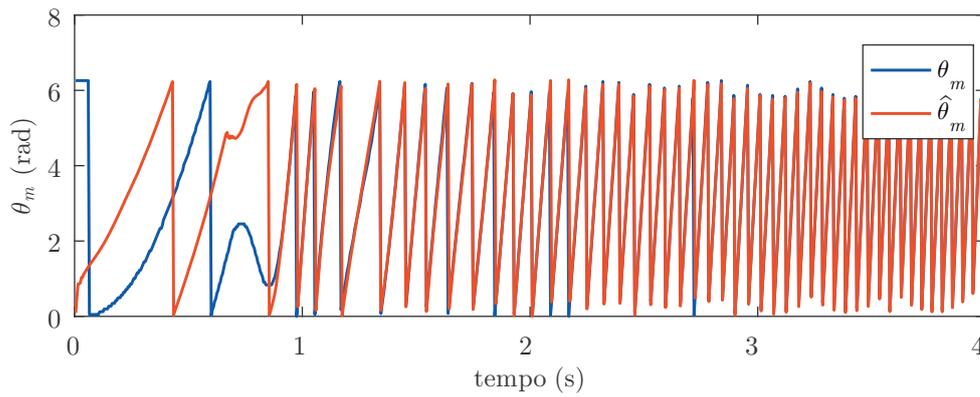
Figura 5.12 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de carga: (a) corrente  $i_d^*$  do modelo estendido e seu valor observado  $\hat{i}_d^*$  (b) corrente  $i_q^*$  do modelo estendido e seu valor observado  $\hat{i}_q^*$  e (c) posição rotórica.



(a)



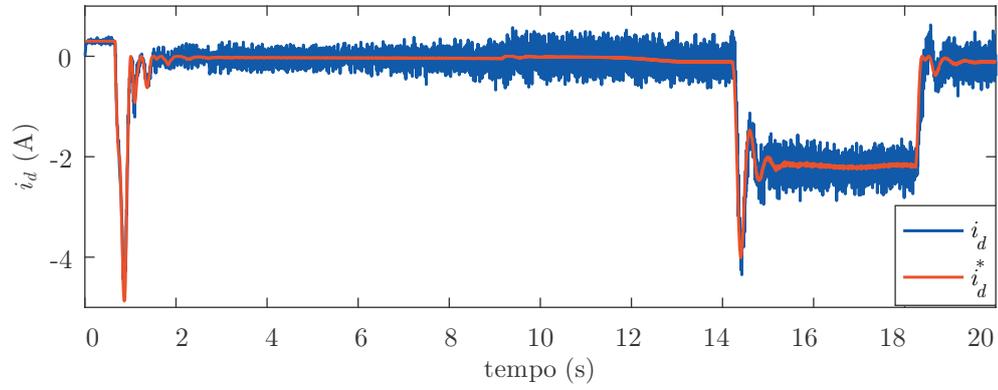
(b)



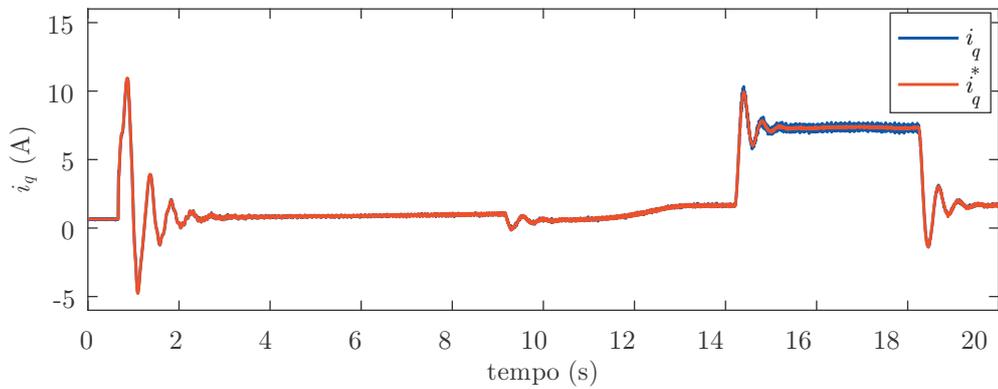
(c)

Fonte: Autor.

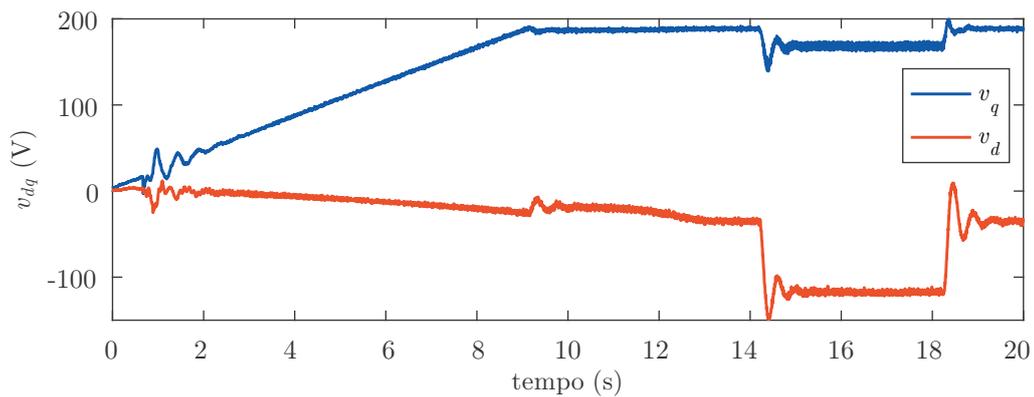
Figura 5.13 – Resultado experimental MRAS-SM com degrau de carga: (a) corrente  $i_d$  medida e sua referência MTPA  $i_d^*$  (b) corrente  $i_q$  medida e sua referência  $i_q^*$  e (c) tensões estatóricas  $v_d$  e  $v_q$ .



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

#### 5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi desenvolvida uma contribuição na estratégia de estimação da velocidade rotórica utilizando um algoritmo adaptativo por modelo de referência. A estratégia MRAS é associada a técnica por modos deslizantes para a regulação da velocidade rotórica.

Uma linearização do modelo do motor síncrono de ímãs permanentes em coordenadas síncronas  $dq$  mostrou-se necessária para a obtenção do modelo simétrico e aplicação da estratégia. O modelo simétrico obtido é considerado o modelo de referência do algoritmo. Um modelo adaptativo é desenvolvido utilizando a observação das correntes estatóricas e a estimação da velocidade rotórica. A superfície de deslizamento é proposta a partir do erro entre o modelo de referência e o modelo ajustável, sendo aplicada a função chaveada para a obtenção da velocidade rotórica estimada. A posição rotórica estimada é obtida a partir da integração da velocidade estimada. A análise de estabilidade é desenvolvida utilizando o Teorema da Hiper Estabilidade de Popov e a convergência da superfície de deslizamento é comprovada através dos critérios de estabilidade de Lyapunov.

O algoritmo proposto foi discretizado e implementado em simulação e na bancada experimental para análise dos resultados. A estratégia é de simples implementação, composta por quatro equações no referencial síncrono. É necessária a implementação de um filtro para obtenção da velocidade rotórica estimada resultante da função de chaveamento da superfície de deslizamento.

## 6 ESTIMADOR DE VELOCIDADE ROTÓRICA BASEADO EM UM MODELO SIMÉTRICO NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO

### 6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para controlar o PMSM é necessário o conhecimento da posição/velocidade rotórica de operação. Como mencionado anteriormente, sensores mecânicos aumentam o custo e podem diminuir a confiabilidade do sistema devido ao ruído ou possíveis falhas. Em virtude disto, muitas técnicas de estimação de posição/velocidade rotórica, controladores *sensorless*, são propostas na literatura (Kim; Kook, 1999; Morimoto; Sanada; Takeda, 2006; Foo; Rahman, 2010a; Foo; Rahman, 2010b; Zhao; Qiao; Wu, 2014; Xu et al., 2020). Grande parte desses algoritmos proposto são desenvolvidos em tempo contínuo. Entretanto, muitas técnicas desenvolvidas em tempo contínuo não podem ser diretamente discretizadas e aplicadas no domínio do tempo discreto, pois sua análise de estabilidade e projeto de ganhos deixam de ser válidos, ou seja, um estimador de velocidade discretizado pode apresentar comportamento instável mesmo que este seja estável em aplicações em tempo contínuo. Contribuições relevantes tem sido desenvolvidas na literatura para estimadores no domínio do tempo discreto, tais como, (Bernardes et al., 2012; Bernardes et al., 2014; Yao; Huang; Peng, 2018; Wang et al., 2019).

Neste capítulo um estimador de velocidade rotórica será desenvolvido no domínio do tempo discreto utilizando um modelo linearizado do PMSM com ímãs internos no referencial síncrono  $dq$ . Esse modelo torna-se mais simples para a criação do estimador, uma vez que não varia senoidalmente como o modelo no referencial estacionário  $\alpha\beta$ . A posição angular rotórica estimada pode ser obtida a partir da estimação da velocidade. Utilizando a análise de estabilidade de Lyapunov para sistemas no domínio do tempo discreto é possível encontrar uma lei de adaptação para a velocidade rotórica, de forma que o sistema de controle *sensorless* seja estável.

Para comprovar a estabilidade do estimador de velocidade rotórica, uma análise dos polos e zeros do sistema de estimação em malha fechada é proposta baseada em Orłowska-Kowalska e Dybkowski (2010). Com essa análise é possível definir os intervalos onde os ganhos do estimador tornam o sistema estável, informação essa que não é obtida a partir da análise de Lyapunov. Com o conhecimento dos quatro intervalos de valores que os ganhos podem estar alocados, buscou-se uma estratégia de inteligência artificial que fornecesse os ganhos do estimador a partir da minimização do erro de estimação da velocidade rotórica, tal como algoritmos genéticos.

Algoritmos genéticos (do inglês, *Genetic Algorithm* – GA) são técnicas de busca e otimização baseadas em processos naturais, através da teoria da adaptação e seleção natural das espécies desenvolvida por Charles Darwin e pelos trabalhos de Mendel sobre herança genética (Haupt; Haupt, 2004). Este algoritmo foi proposto inicialmente por John Holland, durante os anos de 1960 e 1970, e foi popularizado por um de seus estudantes, David Goldberg, que foi capaz de solucionar um complexo problema que envolvia o controle da transmissão de gás (Goldberg, 1989). O trabalho de Goldberg foi o que mais contribuiu para dar estrutura ao algoritmo e definir os parâmetros de funcionamento, assim popularizando o uso do GA. Um estudo mais detalhado do GA, com as características utilizadas nesse trabalho, é apresentado no Apêndice C.

Para comprovação da eficácia da técnica proposta, resultados de simulação e experimentais são desenvolvidos.

## 6.2 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO A PARTIR DA OBSERVAÇÃO DAS CORRENTES ESTATÓRICAS

O modelo simétrico do PMSM dado pela (2.37), pode ser discretizado pelo método de Euler, da forma,

$$\begin{bmatrix} i_{d(k+1)}^* \\ i_{q(k+1)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) & \frac{PL_q T_s}{L_d} \omega_m(k) \\ -\frac{PL_d T_s}{L_q} \omega_m(k) & \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k)}^* \\ i_{q(k)}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d(k)}^* \\ v_{q(k)}^* \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

*Hipótese H5: Assume-se que a variação de velocidade é muito mais lenta que a variação das grandezas elétricas em termos do tempo de amostragem, desta forma,  $\Delta\omega_{m(k)} \approx 0$ , logo  $\omega_{m(k)} \approx \omega_{m(k+1)}$ .*

Assim, o modelo dado pela equação (6.1) pode ser reescrito da forma,

$$\begin{bmatrix} i_{d(k+1)}^* \\ i_{q(k+1)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) & \frac{PL_q T_s}{L_d} \omega_{m(k+1)} \\ -\frac{PL_d T_s}{L_q} \omega_{m(k+1)} & \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k)}^* \\ i_{q(k)}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d(k)}^* \\ v_{q(k)}^* \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

A equação matricial de (6.2) pode ser escrita de forma genérica como sendo,

$$\mathbf{x}_{(k+1)}^* = \mathbf{A}\mathbf{x}_{(k)}^* + \mathbf{B}\mathbf{u}_{(k)}^* \quad (6.3)$$

em que,

$$\mathbf{x}_{(k)}^* = \begin{bmatrix} i_{d(k)}^* \\ i_{q(k)}^* \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{(k)}^* = \begin{bmatrix} v_{d(k)}^* \\ v_{q(k)}^* \end{bmatrix}, \quad (6.4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) & \frac{PL_q T_s}{L_d} \omega_m(k+1) \\ -\frac{PL_d T_s}{L_q} \omega_m(k+1) & \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

Um observador de parâmetros na forma discreta pode ser projetado conforme a equação (6.6),

$$\hat{x}_{(k+1)} = \hat{A}x_{(k)} + k_{obs}T_s\tilde{x}_{(k)} + T_sBu_{(k)}. \quad (6.6)$$

em que  $k_{obs}$  é um ganho positivo do observador a ser projetado.

Assim, para o sistema definido por (6.2) pode-se projetar um observador das correntes estatóricas ( $\hat{i}_{d(k)}^*$  e  $\hat{i}_{q(k)}^*$ ) e estimador da velocidade rotórica ( $\hat{\omega}_{m(k+1)}$ ), conforme (6.7),

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{d(k+1)}^* \\ \hat{i}_{q(k+1)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) & \frac{PL_q T_s}{L_d} \hat{\omega}_{m(k+1)} \\ -\frac{PL_d T_s}{L_q} \hat{\omega}_{m(k+1)} & \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k)}^* \\ i_{q(k)}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d(k)}^* \\ v_{q(k)}^* \end{bmatrix} + k_{obs}T_s \begin{bmatrix} e_{d(k)} \\ e_{q(k)} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

em que  $k_{obs}$  é o ganho de observação do modelo ajustável e  $e_{d(k)}$  e  $e_{q(k)}$  são os erros das correntes estatóricas definidas por,

$$\begin{aligned} e_{d(k)} &= i_{d(k)}^* - \hat{i}_{d(k)}^*, \\ e_{q(k)} &= i_{q(k)}^* - \hat{i}_{q(k)}^*. \end{aligned} \quad (6.8)$$

O conjunto de equações dadas em (6.7), pode ser escrita na forma matricial como,

$$\hat{\mathbf{x}}_{(k+1)}^* = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x}_{(k)}^* + \mathbf{B}u_{(k)}^* + k_{obs}T_s\mathbf{e}_{(k)} \quad (6.9)$$

em que,

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) & \frac{PL_q T_s}{L_d} \hat{\omega}_{m(k+1)} \\ -\frac{PL_d T_s}{L_q} \hat{\omega}_{m(k+1)} & \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{x}}_{(k)} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{d(k)}^* \\ \hat{i}_{q(k)}^* \end{bmatrix}, \mathbf{e}_{(k)} = \begin{bmatrix} e_{d(k)} \\ e_{q(k)} \end{bmatrix}. \quad (6.10)$$

Os erros de correntes definidos na equação (6.8) podem ser reescritos na forma matricial,

$$\mathbf{e}_{(k)} = \mathbf{x}_{(k)}^* - \hat{\mathbf{x}}_{(k)}^* \quad (6.11)$$

A dinâmica do erro, passo  $(k + 1)$ , é definido como,

$$\mathbf{e}_{(k+1)} = \mathbf{x}_{(k+1)}^* - \hat{\mathbf{x}}_{(k+1)}^* \quad (6.12)$$

Substituindo as equações (6.3) e (6.9) em (6.12),

$$\mathbf{e}_{(k+1)} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{(k)}^* - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_{(k)}^* - k_{obs}T_s\mathbf{e}_{(k)} \quad (6.13)$$

Desenvolvendo (6.13) encontra-se as dinâmicas dos erros  $e_d$  e  $e_q$  como sendo,

$$\begin{aligned} e_{d(k+1)} &= B_d \tilde{\omega}_{m(k+1)} i_{q(k)}^* - k_{obs} T_s e_{d(k)} \\ e_{q(k+1)} &= -B_q \tilde{\omega}_{m(k+1)} i_{d(k)}^* - k_{obs} T_s e_{q(k)} \end{aligned} \quad (6.14)$$

na forma matricial,

$$\mathbf{e}_{(k+1)} = \mathbf{B}_{obs} \tilde{\omega}_{(k+1)} \mathbf{x}_{(k)} + k_{obs} T_s \mathbf{e}_{(k)} \quad (6.15)$$

em que,

$$\tilde{\omega}_{(k+1)} = \omega_{m(k+1)} - \hat{\omega}_{m(k+1)}; B_{obs} = \begin{bmatrix} 0 & P \frac{L_q T_s}{L_d} \\ -P \frac{L_d T_s}{L_q} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

A partir da hipótese  $H5$  assume-se que  $\omega_{m(k+1)} \approx \omega_{(k)}$ , logo  $\Delta\omega_{(k)} \approx 0$ , desta forma pode-se escrever que,

$$\Delta\tilde{\omega}_{(k)} = \Delta\hat{\omega}_{(k)} - \Delta\omega_{(k)} \quad (6.17)$$

ou ainda,

$$\hat{\omega}_{m(k+1)} = \hat{\omega}_{m(k)} + \tilde{\omega}_{m(k+1)} - \tilde{\omega}_{m(k)} \quad (6.18)$$

De (6.18) pode-se obter a velocidade estimada  $\hat{\omega}_{m(k+1)}$  a partir do conhecimento do erro da velocidade estimada  $\tilde{\omega}_{m(k+1)}$ . Com isto, o Teorema 3 é apresentado como segue.

**Teorema 3.** *Sejam as equações que descrevem o comportamento das correntes estatóricas dadas em (6.2), o observador de correntes estatóricas dado em (6.7) e a hipótese  $H5$ . Então, para um  $\lambda$ ,  $p_1$ ,  $p_2$  positivos e valores  $k_{obs} T_s$  compreendidos no intervalo  $(0, 1]$ , o algoritmo de adaptação do erro de estimação da velocidade rotórica dado por,*

$$\hat{\omega}_{(k+1)} = \frac{2\hat{\omega}_{(k)}}{\lambda p_1 B_d^2 i_{q(k)}^{*2} + \lambda p_2 B_q^2 i_{d(k)}^{*2} + 2} + \lambda \frac{2p_1 B_d k_{obs} T_s e_{d(k)} i_{q(k)}^* - 2p_2 B_q k_{obs} T_s e_{q(k)} i_{d(k)}^*}{\lambda p_1 B_d^2 i_{q(k)}^{*2} + \lambda p_2 B_q^2 i_{d(k)}^{*2} + 2} \quad (6.19)$$

garante a convergência de  $\hat{\omega}_{m(k)}$  para  $\omega_{m(k)}$  quando  $k$  tende para o infinito.

**Prova:** Considere uma candidata a função Lyapunov definida como,

$$V_{(k)} = \mathbf{e}_{(k)}^T \mathbf{P}_{obs} \mathbf{e}_{(k)} + \tilde{\omega}_{(k)}^T \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k)} \quad (6.20)$$

em que  $\mathbf{P}$  é uma matriz definida positiva, da forma,

$$\mathbf{P}_{obs} = \begin{bmatrix} p_1 & 0 \\ 0 & p_2 \end{bmatrix}.$$

Sendo a variação da função candidata a Lyapunov dada por,

$$\Delta V_{(k)} = V(k+1) - V(k), \quad (6.21)$$

assim, desenvolvendo para a equação (6.20), resulta,

$$\Delta V_{(k)} = \mathbf{e}_{(k+1)}^T \mathbf{P}_{obs} \mathbf{e}_{(k+1)} - \mathbf{e}_{(k)}^T \mathbf{P}_{obs} \mathbf{e}_{(k)} + \tilde{\omega}_{(k+1)}^T \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k+1)} - \tilde{\omega}_{(k)}^T \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k)}. \quad (6.22)$$

Expandido (6.22),

$$\Delta V_{(k)} = \begin{bmatrix} e_{d(k+1)} & e_{q(k+1)} \end{bmatrix} \mathbf{P}_{obs} \begin{bmatrix} e_{d(k+1)} \\ e_{q(k+1)} \end{bmatrix} - \mathbf{e}_{(k)}^T \mathbf{P}_{obs} \mathbf{e}_{(k)} + \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k)}^2 \quad (6.23)$$

e desenvolvendo,

$$\Delta V_{(k)} = p_1 e_{d(k+1)}^2 + p_2 e_{q(k+1)}^2 - p_1 e_{d(k)}^2 - p_2 e_{q(k)}^2 + \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k)}^2. \quad (6.24)$$

Considere a igualdade,

$$\tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{(k)}^2 \triangleq \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \left( \tilde{\omega}_{(k+1)} - \Delta \tilde{\omega}_{(k)} \right)^2 \quad (6.25)$$

ou,

$$\tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{(k)}^2 \triangleq \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 + 2\tilde{\omega}_{(k+1)} \Delta \tilde{\omega}_{(k)} - \Delta \tilde{\omega}_{(k)}^2 \quad (6.26)$$

$$\tilde{\omega}_{(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{(k)}^2 \triangleq 2\tilde{\omega}_{(k+1)} \Delta \tilde{\omega}_{(k)} - \Delta \tilde{\omega}_{(k)}^2 \quad (6.27)$$

em que,  $\Delta \tilde{\omega}_{(k)} = \tilde{\omega}_{(k+1)} - \tilde{\omega}_{(k)}$ .

Substituindo (6.27) em (6.24), resulta,

$$\Delta V_{(k)} = p_1 e_{d(k+1)}^2 + p_1 e_{q(k+1)}^2 - p_1 e_{d(k)}^2 - p_1 e_{q(k)}^2 + \lambda^{-1} 2\tilde{\omega}_{(k+1)} \Delta \tilde{\omega}_{(k)} - \lambda^{-1} \Delta \tilde{\omega}_{(k)}^2 \quad (6.28)$$

A expressão (6.28) pode ser desenvolvida a partir da equação (6.14),

$$\begin{aligned} \Delta V_{(k)} = & - \left( p_1 - p_1 k_{obs}^2 T_s^2 \right) e_{d(k)}^2 - \left( p_2 - p_2 k_{obs}^2 T_s^2 \right) e_{q(k)}^2 - \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k)}^2 + \\ & + \lambda^{-1} 2\tilde{\omega}_{(k+1)} \Delta \tilde{\omega}_{(k)} + p_1 B_d^2 \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 i_{q(k)}^{*2} + p_2 B_q^2 \tilde{\omega}_{(k+1)}^2 i_{d(k)}^{*2} + \\ & - 2p_1 B_d k_{obs} T_s \tilde{\omega}_{(k+1)} e_{d(k)} i_{q(k)}^* + 2p_2 B_q k_{obs} T_s \tilde{\omega}_{(k+1)} e_{q(k)} i_{d(k)}^* \end{aligned} \quad (6.29)$$

A equação (6.19) pode ser reescrita da forma,

$$\begin{aligned} \left( \lambda p_1 B_d^2 i_{q(k)}^{*2} + \lambda p_2 B_q^2 i_{d(k)}^{*2} + 2 \right) \tilde{\omega}_{(k+1)} = & 2\tilde{\omega}_{(k)} + 2\lambda p_1 B_d k_{obs} T_s e_{d(k)} i_{q(k)}^* + \\ & - 2\lambda p_2 B_q k_{obs} T_s e_{q(k)} i_{d(k)}^* \end{aligned} \quad (6.30)$$

ou ainda (6.30) pode ser escrita na forma,

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{\omega}_{(k)} = & \lambda p_1 B_d k_{obs} T_s e_{d(k)} i_{q(k)}^* - \lambda p_2 B_q k_{obs} T_s e_{q(k)} i_{d(k)}^* + \\ & - 0.5 \left( \lambda p_1 B_d^2 i_{q(k)}^{*2} + \lambda p_2 B_q^2 i_{d(k)}^{*2} \right) \tilde{\omega}_{(k+1)} \end{aligned} \quad (6.31)$$

Substituindo (6.31) em (6.29) resulta,

$$\Delta V_{(k)} = - \left( p_1 - p_1 k_{obs}^2 T_s^2 \right) e_{d(k)}^2 - \left( p_2 - p_2 k_{obs}^2 T_s^2 \right) e_{q(k)}^2 - \lambda^{-1} \tilde{\omega}_{(k)}^2 \quad (6.32)$$

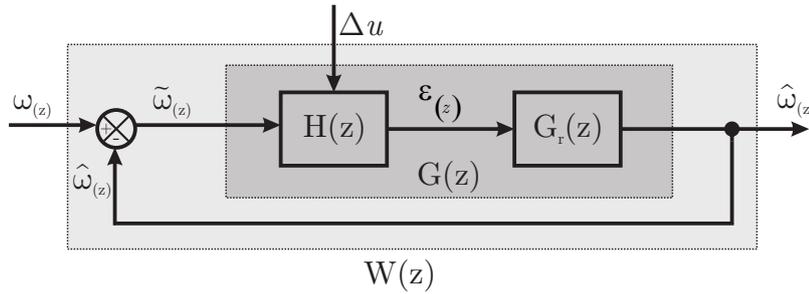
para valores de  $\lambda$ ,  $p_1$  e  $p_2$  definidos positivos e  $k_{obs} T_s$  compreendidos dentro do intervalo  $(0, 1]$ , é possível afirmar que a função  $\Delta V_{(k)}$  é definida menor ou igual a zero.  $\square$

### 6.2.1 Análise de estabilidade do estimador proposto

Para o estimador de velocidade rotórica baseada na observação das correntes estatóricas no referencial síncrono  $dq$  com algoritmo de adaptação (6.19), a estabilidade assintótica global pode ser comprovada pelo Teorema de Lyapunov, conforme equação (6.32), para os ganhos  $\lambda$ ,  $p_1$ ,  $p_2$  e  $k_{obs}$  escolhidos corretamente. Assim, a estabilidade do estimador para alterações nesses ganhos pode ser verificada utilizando a análise de perturbação de pequenos sinais. A análise de estabilidade do novo estimador de velocidade rotórica é testado do ponto de vista das alterações dos ganhos que devem ser projetados,  $\lambda$ ,  $p_1$ ,  $p_2$  e  $k_{obs}$ .

Do ponto de vista da estimação, o estimador de velocidade rotórica pode ser analisado como um sistema controlado pelo sinal de um erro, que é a combinação das correntes estatóricas observadas e do erro de estimação dessas correntes, usados em uma malha de adaptação, conforme apresentado na Figura (6.1).

Figura 6.1 – Diagrama de blocos do estimador de velocidade utilizado para análise de estabilidade



Fonte: Autor.

Para a análise de estabilidade do sistema as equações obtidas no domínio do tempo discreto são transformadas para o domínio da variável  $z$ , sendo essa a alternativa mais adequada que a transformada de Laplace, visto que o sistema adotado está no domínio do tempo discreto.

As dinâmicas das correntes estatóricas, dada na forma matricial por (6.2), podem ser escritas no domínio da variável  $z$ , da forma,

$$i_{d(z)}^* = \frac{B_d \tilde{\omega}_m(z) i_{q(z)}^* + \partial_d v_{d(z)}^*}{(z - A_d)} \quad (6.33)$$

$$i_{q(z)}^* = \frac{-B_q \tilde{\omega}_m(z) i_{d(z)}^* + \partial_q v_{q(z)}^*}{(z - A_q)} \quad (6.34)$$

em que,  $B_d = PT_s L_q / L_d$ ,  $B_q = PT_s L_d / L_q$ ,  $\partial_d = T_s / L_d$  e  $\partial_q = T_s / L_q$ . A dinâmica dos

erros das correntes, dadas em (6.14), após aplicada a transformada  $z$  resultam,

$$e_{d(z)} = \frac{B_d \tilde{\omega}_m(z) i_{q(k)}^*}{(z + k_{obs} T_s)} \quad (6.35)$$

$$e_{q(z)} = \frac{-B_q \tilde{\omega}_m(z) i_{d(k)}^*}{(z + k_{obs} T_s)} \quad (6.36)$$

A dinâmica da velocidade estimada no domínio da variável  $z$  é escrita na forma,

$$\hat{\omega}_{(z)} = \frac{2\lambda k_{obs} T_s (p_1 B_d e_{d(z)} i_{q(z)}^* - p_2 B_q e_{q(z)} i_{d(z)}^*)}{(z N_{(z)} - 2)} \quad (6.37)$$

em que  $N_{(z)}$  é definida como,

$$N_{(z)} = \lambda p_1 B_d^2 i_{q(z)}^{*2} + \lambda p_2 B_q^2 i_{d(z)}^{*2} + 2 \quad (6.38)$$

A partir da análise da Figura 6.1 fica evidente que o sinal do erro ( $\varepsilon_{(z)}$ ) depende do valor do erro da velocidade rotórica ( $\tilde{\omega}_{m(z)}$ ) e de uma variação no sinal de entrada ( $\Delta u_{(z)}$ ), que podem ser as tensões ou as correntes estatóricas de entrada. Pode-se assumir que a resposta do sistema durante uma mudança em um dos sinais de entrada, por exemplo uma variação em  $i_q$ , faz com que as outras variáveis ( $i_d$ ,  $v_d$  e  $v_q$ ) sejam iguais à zero e ( $\tilde{\omega}_{m(z)}$ ) tenda a zero ( $\hat{\omega}_{m(z)} \rightarrow \omega_{m(z)} = \omega_0$ ).

Seja o erro  $\varepsilon_{(z)}$  do sistema definido como,

$$\varepsilon_{(z)} = \mathbf{e}^T \mathbf{w} = p_1 B_d e_{d(z)} i_{q(z)}^* - p_2 B_q e_{q(z)} i_{d(z)}^* \quad (6.39)$$

Substituindo as equações (6.33), (6.34), (6.35) e (6.36) em (6.39),

$$\begin{aligned} \varepsilon_{(z)} = & -p_2 B_q \left( \frac{-B_q \tilde{\omega}_r(z) i_{d(k)}^* + B_d \tilde{\omega}_r(z) i_{q(z)}^* + \partial_d v_{d(z)}^*}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_d)} \right) + \\ & + p_1 B_d \left( \frac{B_d \tilde{\omega}_r(z) i_{q(k)}^* - B_q \tilde{\omega}_r(z) i_{d(z)}^* + \partial_q v_{q(z)}^*}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_q)} \right) \end{aligned} \quad (6.40)$$

Desenvolvendo (6.40) chega-se na expressão dada por,

$$\varepsilon_{(z)} = \frac{\Gamma_{(z)}}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_d)^2(z - A_q)^2} \quad (6.41)$$

em que  $\Gamma_{(z)}$  é dado por,

$$\begin{aligned} \Gamma_{(z)} = & p_2 B_q^2 B_d^2 \omega_0^3 i_{q(z)}^{*2} (z - A_q)^2 + p_1 B_d^2 B_q^2 \omega_0^3 i_{d(z)}^{*2} (z - A_d)^2 + \\ & + p_2 \partial_d B_q^2 B_d \omega_0^2 i_{q(z)}^* v_{d(z)}^* (z - A_q)^2 - p_1 \partial_q B_d^2 B_q \omega_0^2 i_{d(z)}^* v_{q(z)}^* (z - A_d)^2 + \\ & + p_2 \partial_d B_q^2 \omega_0 i_{d(k)}^* v_{d(z)}^* (z - A_q)^2 (z - A_d) + p_1 \partial_q B_d^2 \omega_0 i_{q(k)}^* v_{q(z)}^* (z - A_d)^2 (z - A_q). \end{aligned} \quad (6.42)$$

Assumindo uma variação na corrente estatórica do eixo em quadratura,  $i_{q(z)}$ , a

equação (6.41) pode ser reescrita da forma,

$$\varepsilon(z) = \frac{p_2 B_q^2 B_d^2 \omega_0^3}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_d)^2} i_{q(z)}^{*2} \quad (6.43)$$

Da Figura 6.1, pode-se escrever o erro  $\varepsilon(z)$  como sendo,

$$\varepsilon(z) = H(z) \Delta u(z) \quad (6.44)$$

Comparando as equações (6.43) e (6.44), pode-se definir  $H(z)$  como sendo,

$$H(z) = \frac{p_2 B_q^2 B_d^2 \omega_0^3}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_d)^2} \quad (6.45)$$

para uma variação na entrada na forma de,

$$\Delta u(z) = i_{q(z)}^{*2}. \quad (6.46)$$

Analisando a saída do sistema, pode-se definir que a velocidade estimada ( $\hat{\omega}_{m(z)}$ ) é uma combinação do erro ( $\varepsilon(z)$ ) e do compensador ( $G_{r(z)}$ ), da forma,

$$\hat{\omega}_{m(z)} = G_{r(z)} \varepsilon(z) \quad (6.47)$$

Substituindo a dinâmica da velocidade estimada dada por (6.37) em (6.47),

$$G_{r(z)} \varepsilon(z) = \frac{2\lambda k_{obs} T (p_1 B_d e_{d(z)} i_{q(z)}^* - p_2 B_q e_{q(z)} i_{d(z)}^*)}{(z N(z) - 2)} \quad (6.48)$$

Como o erro  $\varepsilon(z)$  é conhecido e dado por (6.39), pode-se substituí-lo em (6.48), da forma,

$$G_{r(z)} (p_1 B_d e_{d(z)} i_{q(z)}^* - p_2 B_q e_{q(z)} i_{d(z)}^*) = \frac{2\lambda k_{obs} T_s}{(z N(z) - 2)} (p_1 B_d e_{d(z)} i_{q(z)}^* - p_2 B_q e_{q(z)} i_{d(z)}^*) \quad (6.49)$$

Logo, a função de transferência  $G_{r(z)}$  é dada através da simplificação da equação (6.49), resultando,

$$G_{r(z)} = \frac{2\lambda k_{obs} T_s}{(z N(z) - 2)} \quad (6.50)$$

A função de transferência do sistema  $G(z)$ , pode ser definida da forma,

$$G(z) = H(z) G_{r(z)} \quad (6.51)$$

Substituindo (6.45) e (6.50) em (6.51) e desenvolvendo,

$$G(z) = \frac{2\lambda k_{obs} T_s B_q^2 B_d^2 \omega_0^3 N(z)^{-1}}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_d)^2 (z - 2N(z)^{-1})} \quad (6.52)$$

Desta forma, a função de transferência do sistema em malha fechada  $W(z)$ , será dada por,

$$W(z) = \frac{G(z)}{1 + G(z)} \quad (6.53)$$

desenvolvendo,

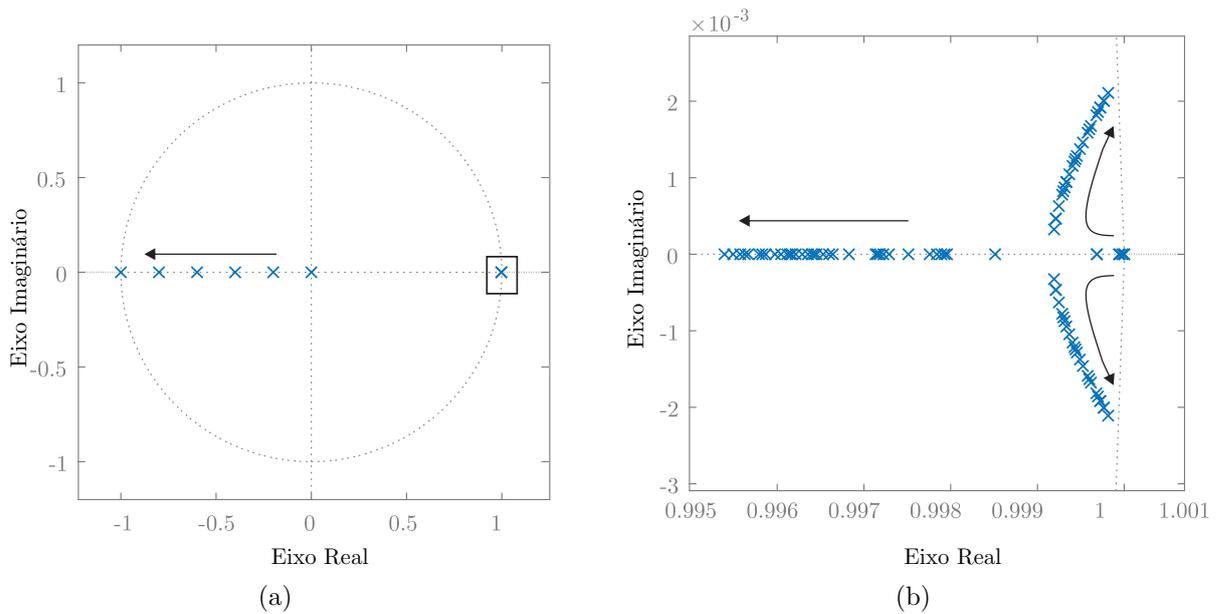
$$W(z) = \frac{2\lambda k_{obs} T_s B_q^2 B_d^2 \omega_0^3 N_{(z)}^{-1}}{(z + k_{obs} T_s)(z - A_d)^2 (z - 2N_{(z)}^{-1}) + 2\lambda k_{obs} T_s B_q^2 B_d^2 \omega_0^3 N_{(z)}^{-1}} \quad (6.54)$$

A função de transferência  $W(z)$  depende dos parâmetros do PMSM, da velocidade rotórica atual e dos ganhos do estimador ( $\lambda$ ,  $p_1$ ,  $p_2$  e  $k_{obs}$ ). Na Figura 6.2, o posicionamento dos polos da função de transferência  $W(z)$  é mostrado, dependendo da variação dos ganhos e do ponto de operação escolhido.

Os ganhos foram variados de forma a encontrar os intervalos em que o sistema é estável. As setas mostram a alteração do posicionamento do polo com o aumento dos valores dos ganhos dentro do intervalo avaliado.

O ganho  $k_{obs}$  tem impacto direto na observação da corrente estatórica e o intervalo de valores em que o sistema é estável é de  $(0, 10000]$ . Os valores de  $p_1$  e  $p_2$  variam de  $(0, 1]$ . O ganho  $\lambda$ , que impacta diretamente na velocidade e robustez da estimação da velocidade rotórica, pertence ao intervalo de  $(0, 50]$ .

Figura 6.2 – Posicionamento dos polos da função de transferência de malha fechada do estimador de velocidade rotórica. (a) Variação dos ganhos  $\lambda$ ,  $p_1$ ,  $p_2$ ,  $k_{obs}$  (b) detalhe do posicionamento dos polos.



Fonte: Autor.

### 6.2.2 Projeto dos ganhos

Após a análise da estabilidade do sistema de estimação da velocidade rotórica proposto e definido os intervalos dos ganhos  $k_{obs}$ ,  $p_1$ ,  $p_2$  e  $\lambda$  para que esse sistema não seja instável, é preciso encontrar valores que minimizem o erro de estimação da velocidade rotórica e que garantam que o sistema irá seguir a referência mesmo sobre variações de velocidade e de carga. Com esse objetivo, optou-se por utilizar um algoritmo de busca automática e entre as opções escolheu-se o algoritmo genético.

A estratégia GA trabalha com variáveis de projeto codificadas, que são cadeias de comprimento finito. Essas cadeias representam cromossomos artificiais. Cada caractere na cadeia é um gene artificial, onde ficam contidas as informações. O GA processa sucessivas populações desses cromossomos artificiais em sucessivas gerações. Uma vez que não é necessário conhecer a derivada da função objetivo, como em outras técnicas de otimização, o GA tem a capacidade de evoluir mesmo com base em dados experimentais ou de simulação. Ainda, como nenhuma consideração é necessária sobre o espaço de busca, o GA é um método capaz de otimizar funções objetivo complexas em grandes espaços de busca.

Através de uma função objetivo, que minimiza o erro da estimação da velocidade rotórica, o GA busca de forma heurística os ganhos desejados dentro dos intervalos pré-definidos. Os quatro ganhos do estimador de velocidade rotórica são definidos como os genes do algoritmo e os intervalos pré-definidos são os obtidos a partir da análise de estabilidade do sistema, conforme Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Definição dos genes e intervalos de valores

Ganho	$p_1$	$p_2$	$k_{obs}$	$\lambda$
Gene	gene 1	gene 2	gene 3	gene 4
Intervalo	(0,1]	(0,1]	(0,10000]	(0,50]

A função objetivo foi adotada como sendo o erro de estimação da velocidade rotórica, dado na forma,

$$\tilde{\omega}_{m(k)} = \omega_{m(k)} - \hat{\omega}_{m(k)}. \quad (6.55)$$

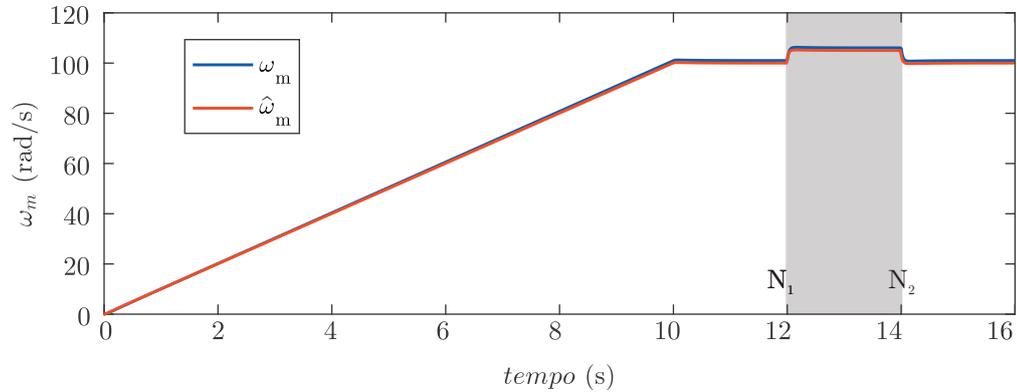
Este erro é mensurado por meio de um critério de desempenho baseado na integral do tempo multiplicado pelo erro quadrático (do inglês, *Integral of Time multiply Square Error* – ITSE), da forma,

$$ITSE = \int_{N_1}^{N_2} t \tilde{\omega}_{m(\tau)}^2 d\tau \quad (6.56)$$

em que,  $N_1$  e  $N_2$  são inteiros escolhidos para definir as amostras inicial e final para o cálculo do erro, conforme Figura 6.3. O critério ITSE caracteriza-se por atuar em pequenas proporções para erros iniciais grandes e, à medida que aumenta o tempo na

resposta transitória, atua em maiores proporções.

Figura 6.3 – Intervalo de análise para projeto dos ganhos



Fonte: Autor.

Uma vez que a população é gerada aleatoriamente, o GA é capaz de virtualmente percorrer todo o espaço de busca, provendo rastreios em diferentes pontos deste espaço. Entretanto, devido à quantidade de parâmetros e à natureza estocástica do processo, o algoritmo pode convergir para diferentes resultados em cada execução, ou pode ser confinado em um ponto de mínimo local. Para evitar estes problemas, as configurações iniciais do GA devem ser definidas de modo a garantir uma população com diversidade adequada. As configurações iniciais do GA são dadas na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Configurações iniciais do GA

Tamanho da População	150
Gerações	20
Taxa de cruzamento	30%
Método de seleção	torneio
Elitismo	sim
Método de cruzamento	uniforme
Método de mutação	adaptável

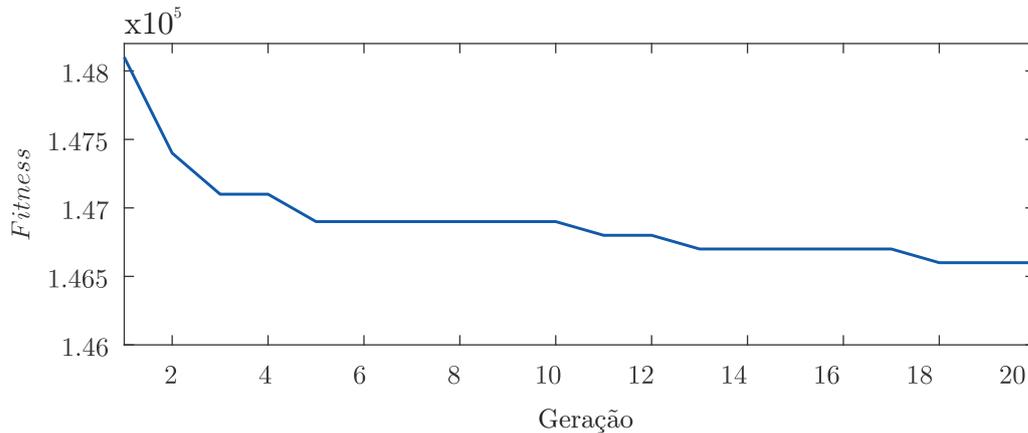
As etapas de operação do GA podem ser sumarizadas da forma,

- 1) Inicialização aleatória da população inicial de indivíduos dentro dos limites pré-definidos dos genes, conforme a Tabela 6.1;
- 2) Cálculo da função objetivo de cada indivíduo;
- 3) Sendo satisfeito o critério de parada, retorna-se a melhor solução e finaliza-se a execução. Se não, continua para o próximo passo;
- 4) Ordenação e seleção de uma parcela da população para aplicação dos operadores genéticos;

- 5) Aplicação dos operadores genéticos cruzamento, mutação e elitismo, criando novos indivíduos para a população. Retorna-se para ao passo 2 (Haupt; Haupt, 2004)

A evolução da função objetivo pode ser conferida através da Figura 6.4.

Figura 6.4 – Evolução da função objetivo



Fonte: Autor.

Através da evolução da função objetivo pode ser visto que o número de gerações é suficiente para convergir para um mínimo local. Após 20 gerações, os genes encontrados são:

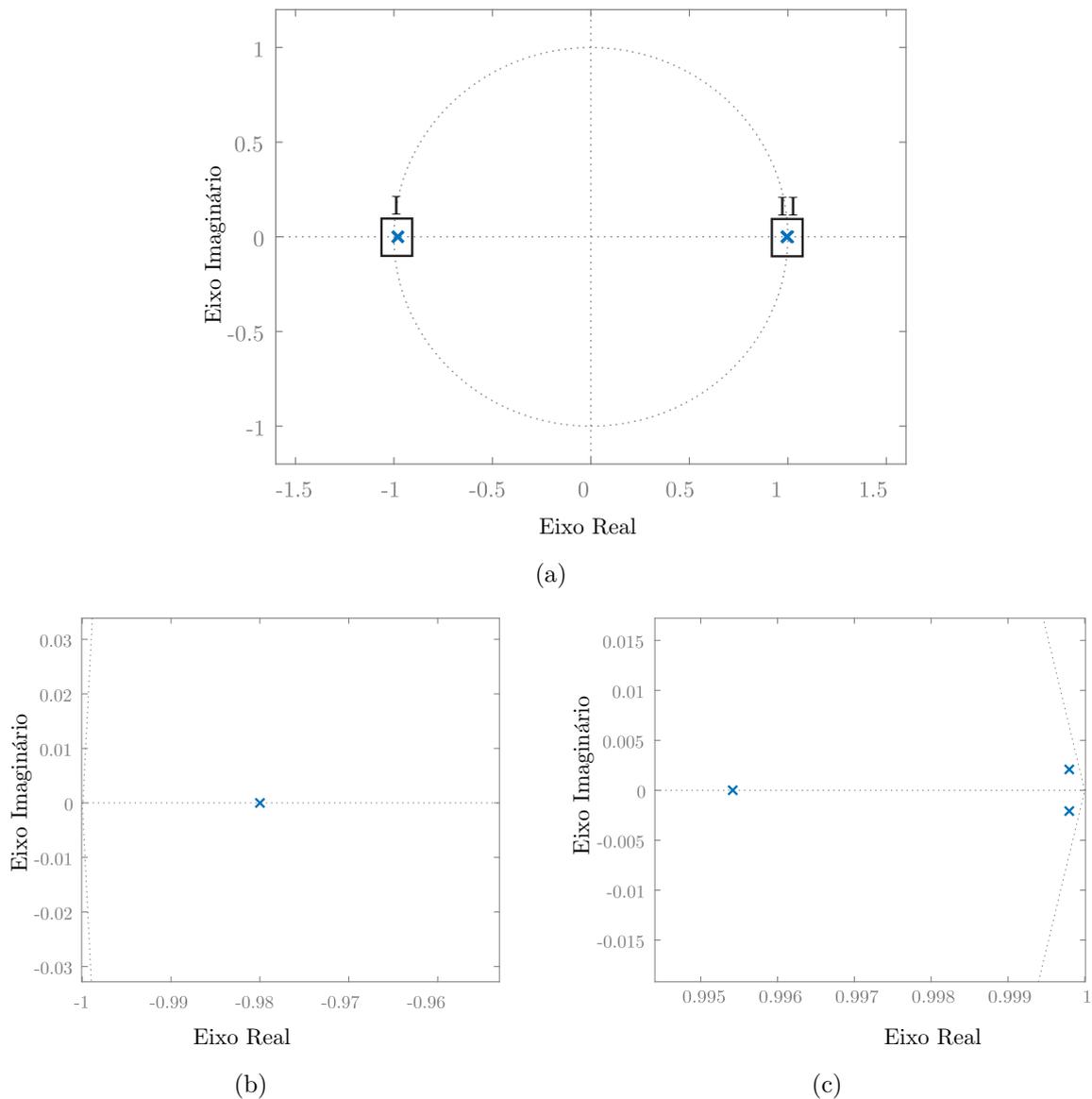
Tabela 6.3 – Ganhos obtidos a partir do GA

Ganho	$p_1$	$p_2$	$k_{obs}$	$\lambda$
Gene	gene 1	gene 2	gene 3	gene 4
Valores	0,1344	0,9946	0,98	49,9885

O GA levou o tempo computacional de aproximadamente 11 minutos para fornecer os quatro ganhos do estimador de velocidade rotórica, em um computador com Intel Core i5 com 8 GB de memória RAM.

Na Figura 6.5, o posicionamento dos polos da função de transferência  $W_{(z)}$  é mostrado considerando os valores obtidos para os ganhos através do algoritmo genético. Pode-se observar no detalhe da Figura 6.5 que os polos do sistema estão dentro do círculo de raio unitário, de forma que o sistema é estável para os valores de ganhos obtidos.

Figura 6.5 – Posicionamento dos polos da função de transferência de malha fechada do estimador de velocidade rotórica utilizando os ganhos obtidos a partir do GA. (a) Círculo de raio unitário (b) detalhe I do círculo de raio unitário e (c) detalhe II do círculo de raio unitário.



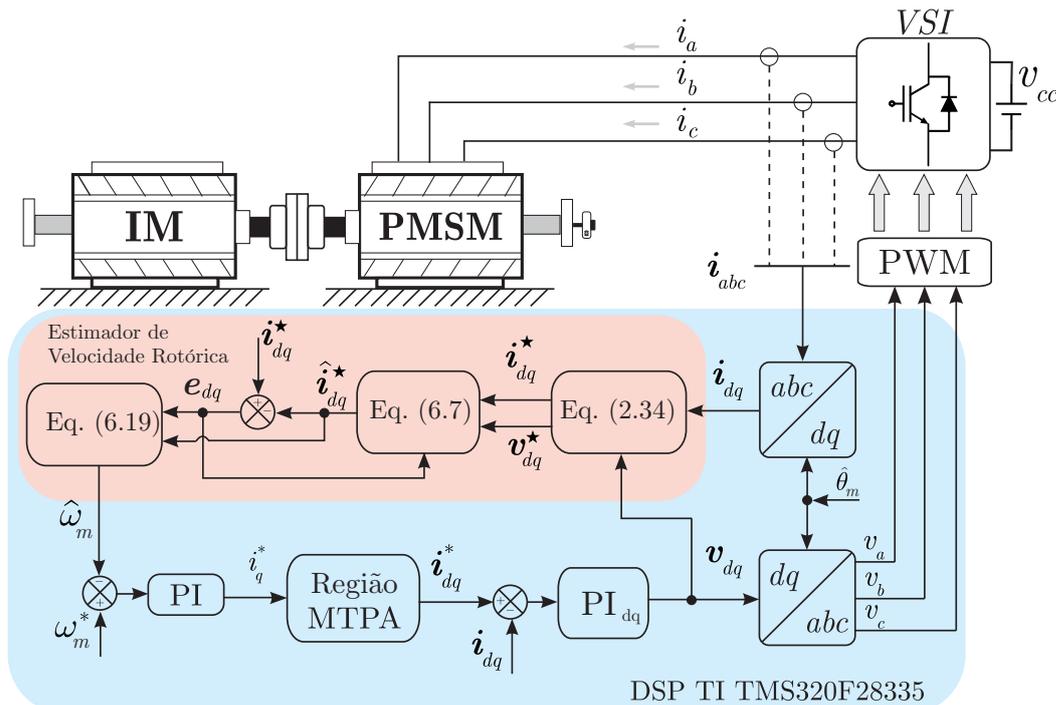
Fonte: Autor.

### 6.3 RESULTADOS

Esta seção tem por objetivo apresentar os resultados de simulação e os resultados experimentais para o método de estimação de velocidade rotórica proposto. O diagrama de blocos representativo do sistema está ilustrado na Figura 6.6. Pode-se observar que a estrutura a ser implementada é simples, realizada através das expressões (2.34), (6.7) e (6.19) e dos ganhos obtidos a partir do algoritmo genético.

O controlador de velocidade é composto por um controlador PI, bem como os controladores de corrente são compostos por controladores PI no referencial síncrono do rotor. O projeto dos controladores é apresentado no Apêndice B deste trabalho. Os parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes utilizados são apresentados nas Tabelas D.1 e D.2 do Apêndice D desta tese.

Figura 6.6 – Diagrama de blocos do sistema implementado



Fonte: Autor.

A simulação foi desenvolvida no *software* MATLAB<sup>®</sup> e baseiam-se na reprodução dos aspectos operacionais e construtivos da plataforma experimental. Em vista disso, a estratégia foi implementada no domínio do tempo discreto, utilizando um código análogo ao implementado no DSP da plataforma experimental.

A bancada experimental é composta por um DSP TI TMS320F28335 que comanda o acionamento das chaves semicondutoras de um inversor trifásico fonte de tensão, (do inglês, *Voltage Source Inverter* – VSI) através de uma técnica de modulação PWM. A frequência de chaveamento é de 10 kHz e o período de amostragem do DSP é de 100  $\mu$ s. Uma máquina de indução é conectada ao eixo do PMSM como carga mecânica. Essa máquina é utilizada como um gerador, conectado aos seus terminais um banco capacitivo e uma carga resistiva.

Para comprovar a eficácia do método operando em médias e altas velocidades é proposta uma variação de velocidade rotórica, a partir de sua referência, e um degrau de carga.

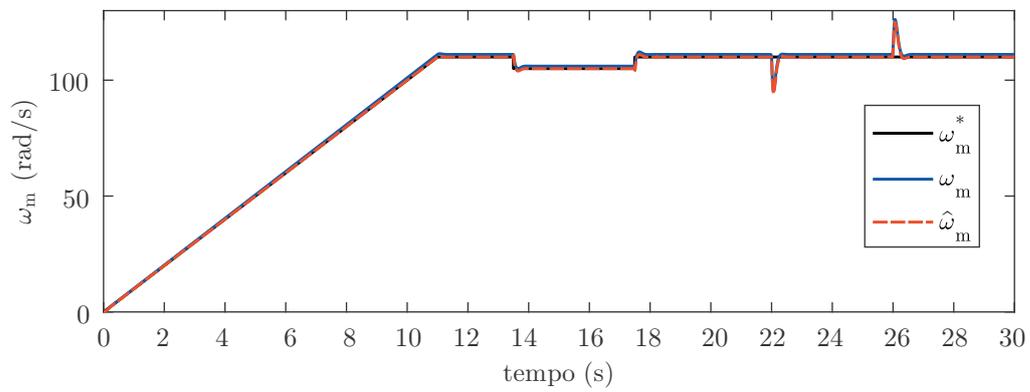
### 6.3.1 Resultados de simulação

O teste de simulação adotou a velocidade rotórica de referência ( $\omega_m^*$ ) que inicia em rampa até aproximadamente 10,1 s e após esse permanece em uma velocidade rotórica constante de 110 rad/s até 12,5 s, quando é reduzida para 105 rad/s até 16,5 s. Ainda, de 22s a 26s é aplicado um degrau de carga de 20 Nm, conforme pode ser visto na Figura 6.7(a). De acordo com esse resultado, é possível observar que a velocidade rotórica calculada a partir do modelo mecânico do motor ( $\omega_m$ ) e a estimação da velocidade rotórica ( $\hat{\omega}_m$ ), seguem a referência imposta apresentando um pequeno tempo de acomodação e *overshoot*, conforme projetado no Apêndice B. A Figura 6.7(b) detalha o comportamento durante o degrau de velocidade e a Figura 6.7(c) o comportamento durante o degrau de carga. Observa-se que o valor estimado converge para o valor calculado mesmo sob perturbações.

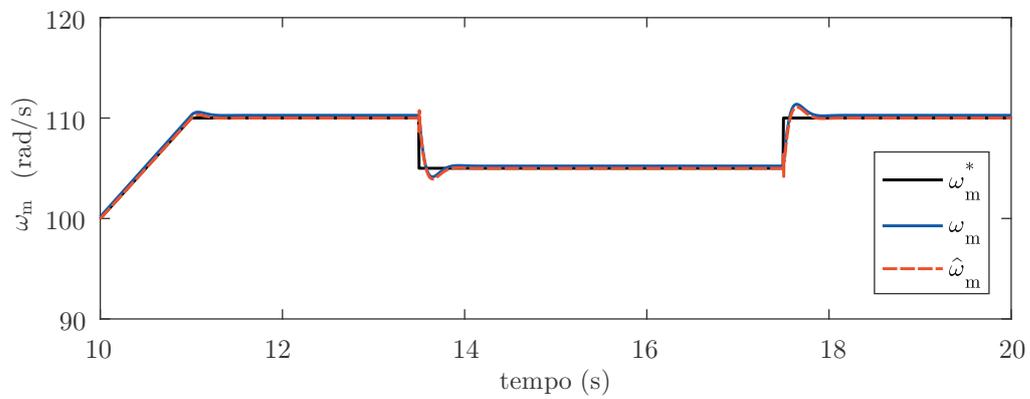
A Figura 6.8(a) apresenta o comportamento da corrente  $i_d^*$ , obtido a partir do modelo estendido (2.34) e da sua observação  $\hat{i}_d^*$  calculada a partir da expressão (6.7). Na Figura 6.8(b) o comportamento da corrente  $i_q^*$ , obtido de (2.34) e sua observação  $\hat{i}_q^*$  calculada a partir da expressão (6.7). A observação das correntes estatóricas resulta na estimação da velocidade rotórica. A Figura 6.8(c) apresenta a posição rotórica obtida a partir da estimação da velocidade rotórica  $\hat{\theta}_m$  e a posição rotórica calculada a partir do modelo mecânico da máquina síncrona. Uma aproximação nos três primeiros segundos é apresentada, mostrando que há uma convergência do valor estimado para o real.

A Figura 6.9 apresenta o comportamento das correntes estatóricas  $i_d$  e  $i_q$  e das tensões  $v_d$  e  $v_q$ , resultados que demonstram a eficácia dos controladores proporcionais-integrais implementados. A Figura 6.9(a) apresenta a referência de corrente estatórica  $i_d^*$  adaptada do algoritmo MTPA proposto por Morimoto, Sanada e Takeda (1994) e a corrente estatórica medida  $i_d$ . O comportamento da referência  $i_q^*$  gerada através da regulação de velocidade e a corrente medida  $i_q$  são apresentadas na Figura 6.9(b). As tensões necessárias para o acionamento, geradas a partir da regulação das correntes estatóricas, são apresentadas na Figura 6.9(c).

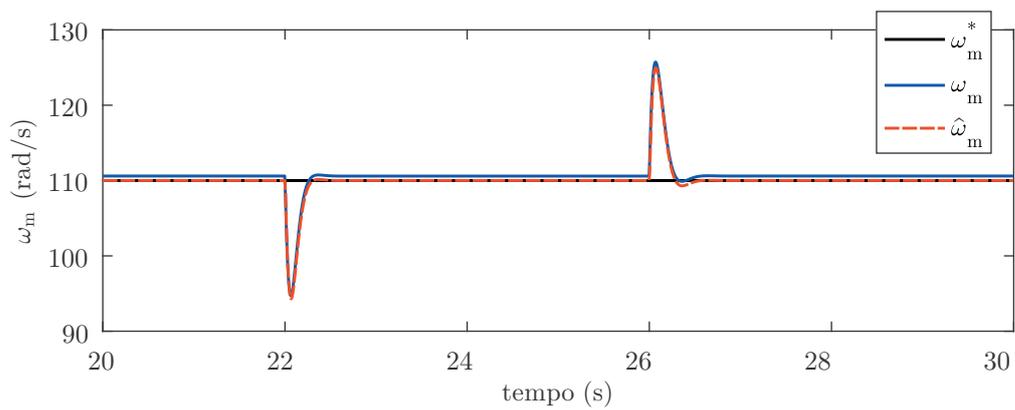
Figura 6.7 – Resultado de simulação para o sistema proposto: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade e (c) detalhe do degrau de carga imposto.



(a)



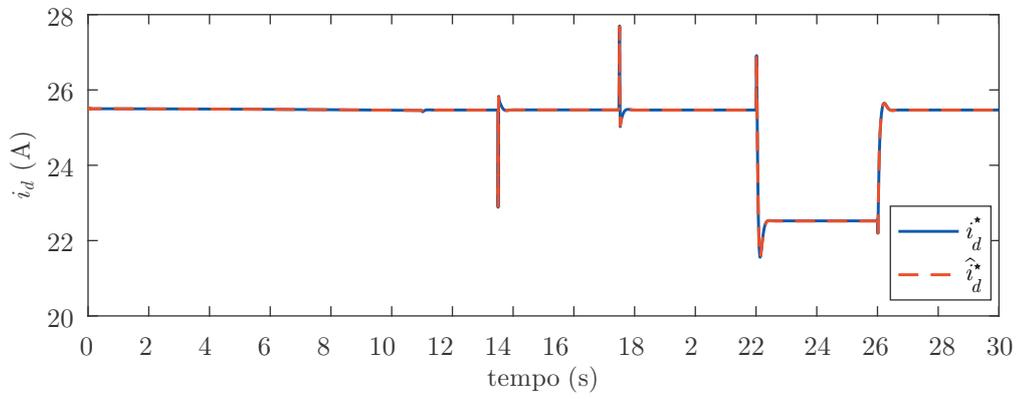
(b)



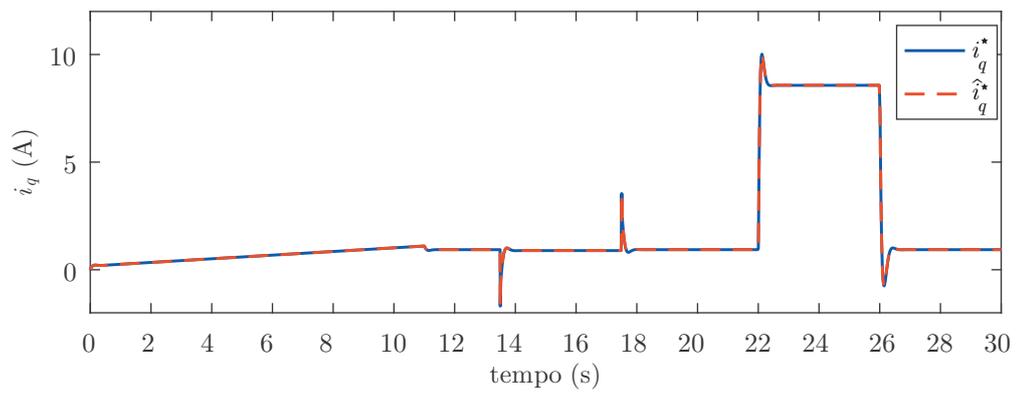
(c)

Fonte: Autor.

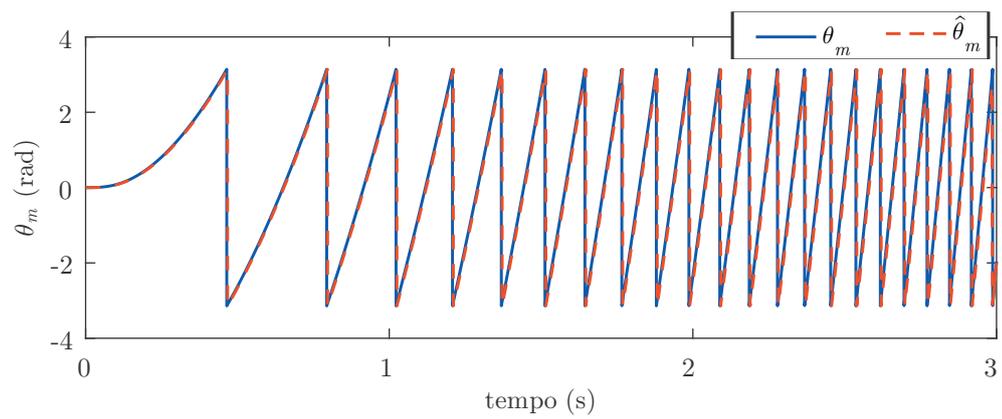
Figura 6.8 – Resultado de simulação para o sistema proposto: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica.



(a)



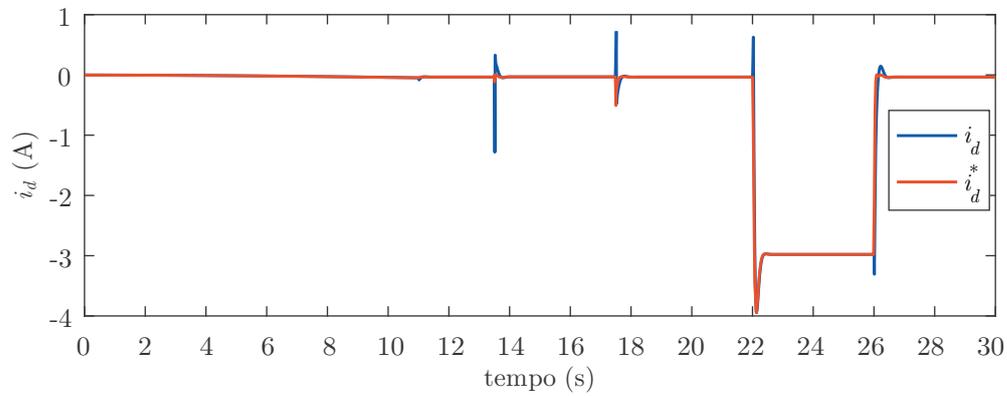
(b)



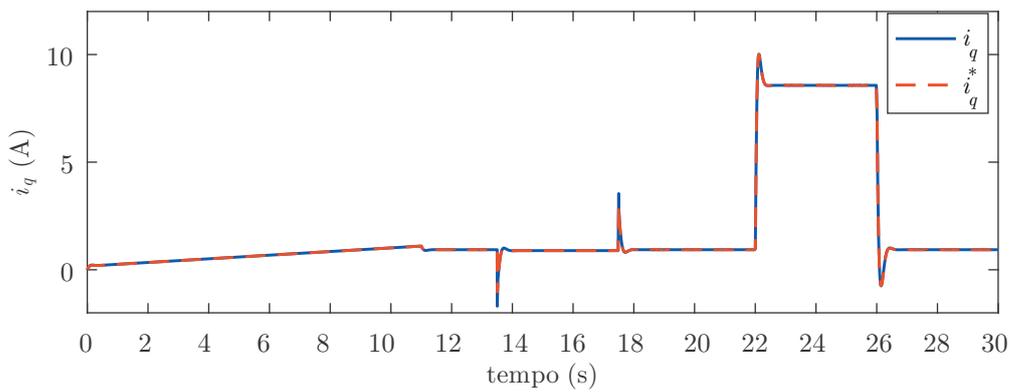
(c)

Fonte: Autor.

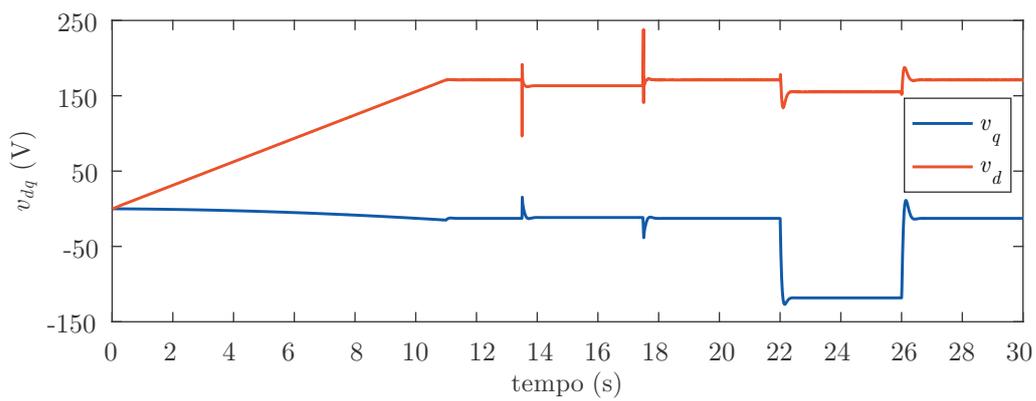
Figura 6.9 – Resultado de simulação para o sistema proposto: (a) corrente estatórica e corrente de referência do eixo direto (b) corrente estatórica e corrente de referência do eixo em quadratura e (c) tensões estatóricas dos eixos direto e em quadratura.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

### 6.3.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando uma técnica I-f na partida até velocidade de referência de 8 rad/s, identificado nas Figuras 6.10(a) e 6.13(a) através do intervalo em cinza. Esse intervalo foi escolhido através de uma análise prévia, em que foi possível averiguar que após esse valor a velocidade estimada convergia para a velocidade de referência. Após esse período, um método de controle FOC utilizando o algoritmo de estimação da velocidade rotórica proposto neste capítulo é implementado. A posição rotórica é obtida através da integral da estimação da velocidade rotórica. É possível observar nos resultados uma oscilação nos dois primeiros segundos do ensaio devido ao método de partida empregado.

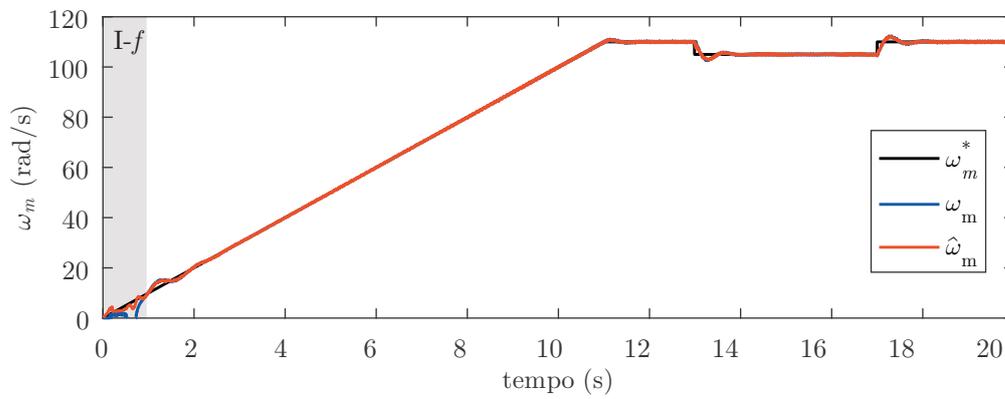
Assim como no teste desenvolvido na simulação, a referência de velocidade inicia em rampa e após estabilizar em 110 rad/s é desenvolvido um degrau de velocidade e um degrau de carga, porém aqui, dois ensaios são desenvolvidos. As figuras 6.10 a 6.12 apresentam os resultados para uma variação na velocidade de referência e as figuras 6.13 a 6.15 os resultados experimentais quando um degrau de carga é aplicado através da máquina de indução ligado a um banco capacitivo e uma carga resistiva.

O comportamento da velocidade rotórica é apresentado na Figura 6.10(a). Um degrau de velocidade de 5 rad/s é aplicado entre 13 s e 17 s, como pode ser visto na Figura 6.10(b), detalhe da velocidade rotórica. Observa-se que a velocidade estimada  $\hat{\omega}_m$  rastreia a velocidade mediada  $\omega_m$ , e ainda  $\hat{\omega}_m$  e  $\omega_m$  convergem para a velocidade de referência  $\omega_m^*$ .

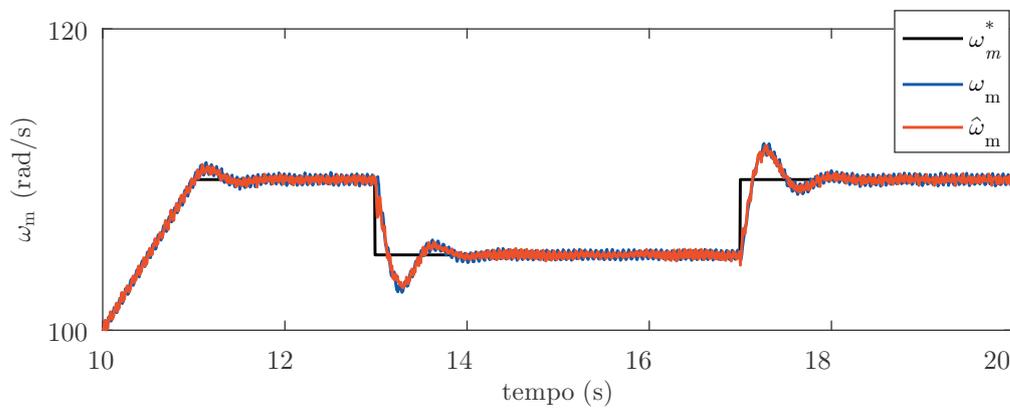
As variáveis utilizadas para implementar o algoritmo de estimação da velocidade rotórica são apresentadas na Figura 6.11(a) e 6.11(b). Na Figura 6.11(a) o comportamento da corrente estatórica do modelo estendido  $i_d^*$  e a sua observação  $\hat{i}_d^*$  são apresentadas e na Figura 6.11(b) a corrente estatórica  $i_q^*$  do modelo estendido e a corrente observada  $\hat{i}_q^*$ . Ambos os observadores de corrente rastreiam os valores reais, propiciando que o algoritmo de estimação de velocidade rotórica  $\hat{\omega}_m$  convirja para a velocidade real  $\omega_m$  em um tempo finito. A Figura 6.11(c) apresenta a posição rotórica obtida a partir do sensor mecânico, *encoder*,  $\theta_m$  e a posição rotórica calculada através da integral da estimação da velocidade rotórica  $\hat{\theta}_m$ .

A Figura 6.12 apresenta as variáveis de controle do sistema proposto. A Figura 6.12(a) o comportamento da corrente do eixo direto  $i_d$  quando aplicada uma referência MTPA  $i_d^*$  adaptada de Morimoto, Sanada e Takeda (1994) é apresentada. A corrente estatórica do eixo em quadratura  $i_q$  e a referência obtida a partir da regulação de velocidade  $i_q^*$  é apresentada na Figura 6.12(b). As tensões estatóricas  $v_d$  e  $v_q$  obtidas através da regulação das correntes estatóricas  $i_d$  e  $i_q$ , respectivamente, são apresentadas na Figura 6.12(c).

Figura 6.10 – Resultado experimental com degrau de velocidade: (a) velocidade rotórica (b) detalhe do degrau de velocidade aplicado.



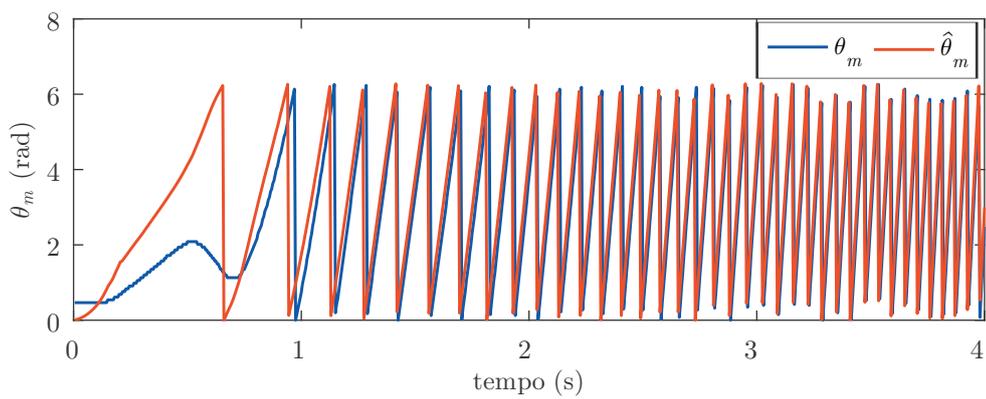
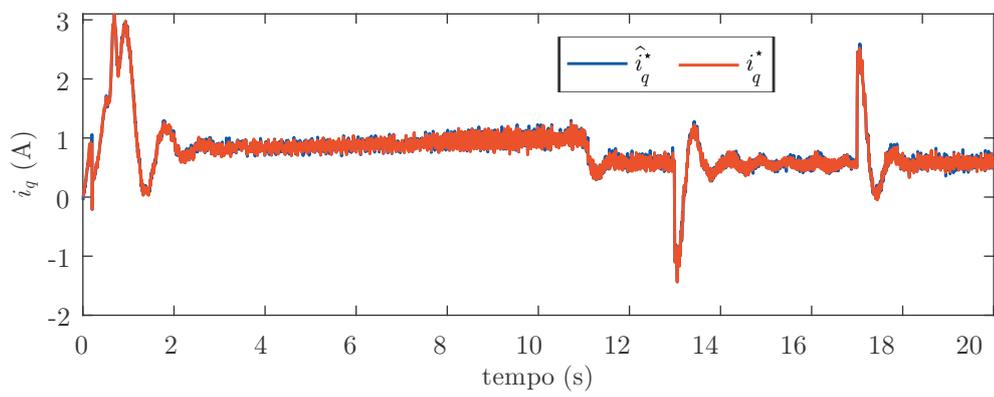
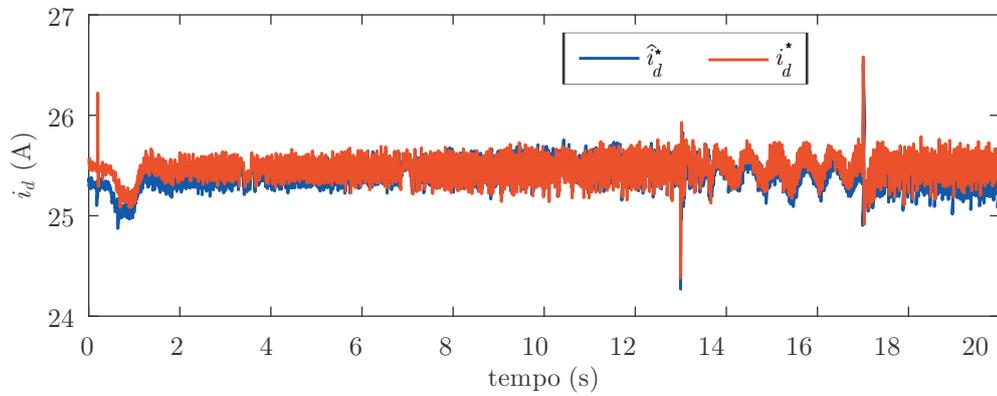
(a)



(b)

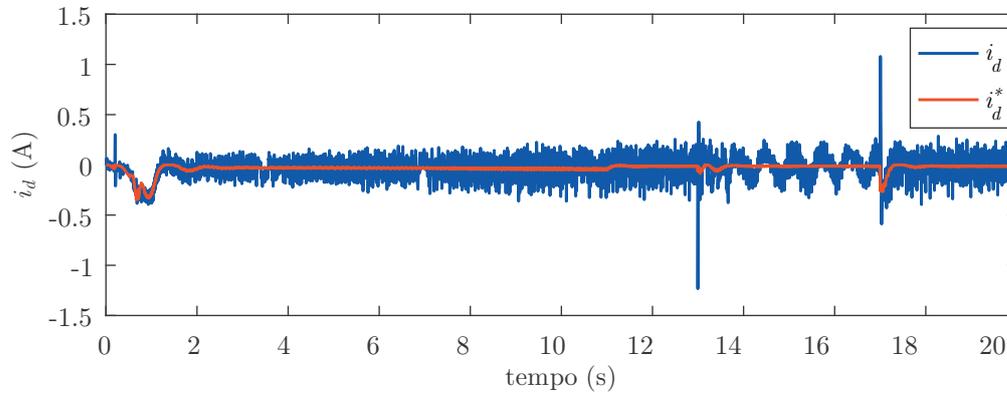
Fonte: Autor.

Figura 6.11 – Resultado experimental com degrau de velocidade: (a) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo direto (b) corrente estatórica do modelo estendido e corrente estatórica observada do eixo em quadratura e (c) posição rotórica.

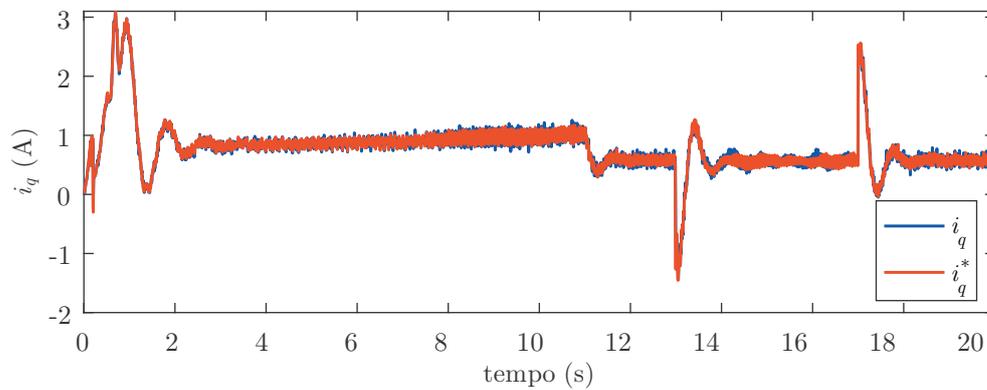


Fonte: Autor.

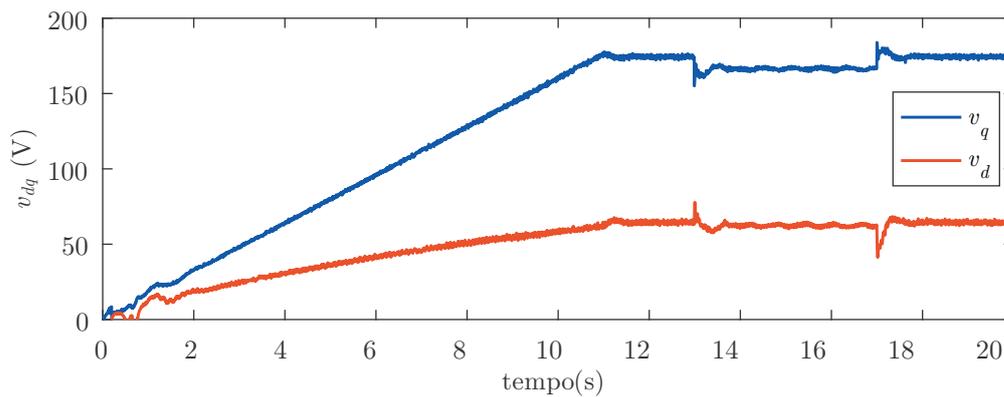
Figura 6.12 – Resultado experimental com degrau de velocidade: (a) correntes  $i_d$  e sua referência  $i_d^*$  MTPA (b) correntes  $i_q$  e sua referência  $i_q^*$  e (c) tensões estatóricas  $v_d$  e  $v_q$ .



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

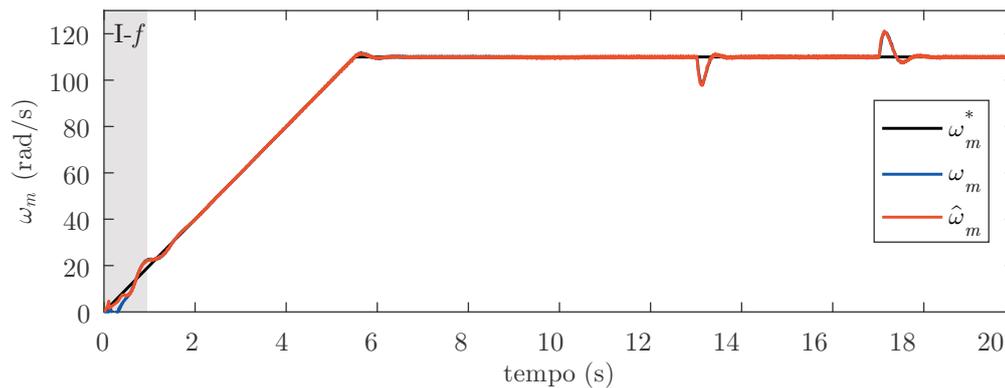
No segundo ensaio experimental, assim como no primeiro, o motor é acelerado até uma velocidade de 110 rad/s, e após entrar em regime um degrau de carga é aplicado entre 13 s e 17 s, conforme Figura 6.13(a). O degrau de carga é desenvolvido utilizando um banco capacitivo trifásico com capacitância de 230  $\mu\text{F}$  por capacitor e carga resistiva de

20  $\Omega$ . O detalhe do comportamento da estimação da velocidade rotórica  $\hat{\omega}_m$  e a velocidade medida  $\omega_m$  são apresentados na Figura 6.13(b). Observa-se que há uma boa convergência de  $\hat{\omega}_m$  para  $\omega_m$  mesmo sob uma perturbação de carga.

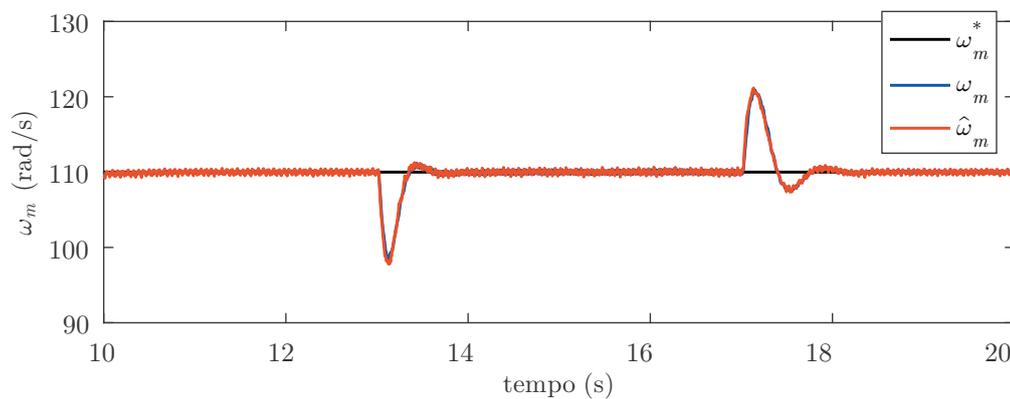
A Figura 6.14(a) e 6.14(b) apresentam o comportamento das correntes obtidas através do modelo estendido  $i_d^*$  e  $i_q^*$  e de seus valores observados  $\hat{i}_d^*$  e  $\hat{i}_q^*$ . A posição rotórica medida  $\theta_m$  e a obtida através da integração da velocidade rotórica estimada  $\hat{\theta}_m$  são apresentadas 6.14(c).

As correntes  $i_d$  e  $i_q$  medidas e suas respectivas referências,  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , são apresentadas nas figuras 6.15(a) e 6.15(b). As tensões estatóricas, obtidas a partir da regulação das correntes estatóricas,  $v_d$  e  $v_q$  são apresentadas na Figura 6.15(c). Os controladores proporcionais-integrais projetados no Apêndice B apresentam um bom comportamento mediante uma variação de carga, na forma de degrau, aplicada ao sistema.

Figura 6.13 – Resultado experimental com degrau de carga: (a) velocidade rotórica (b) detalhe da velocidade rotórica.



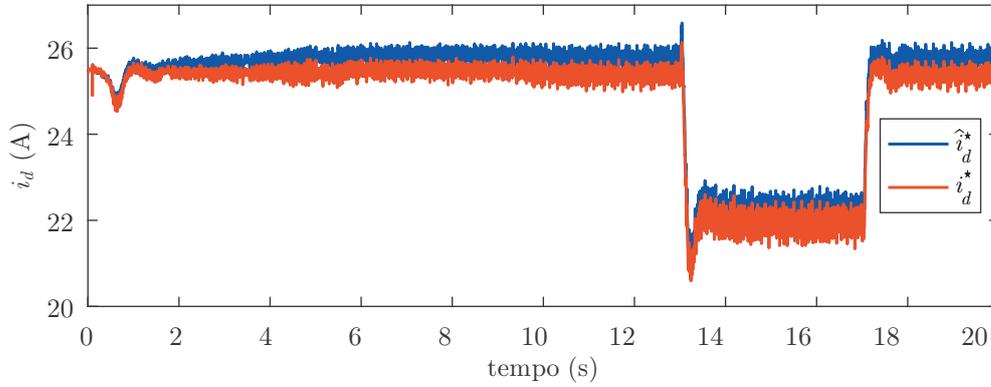
(a)



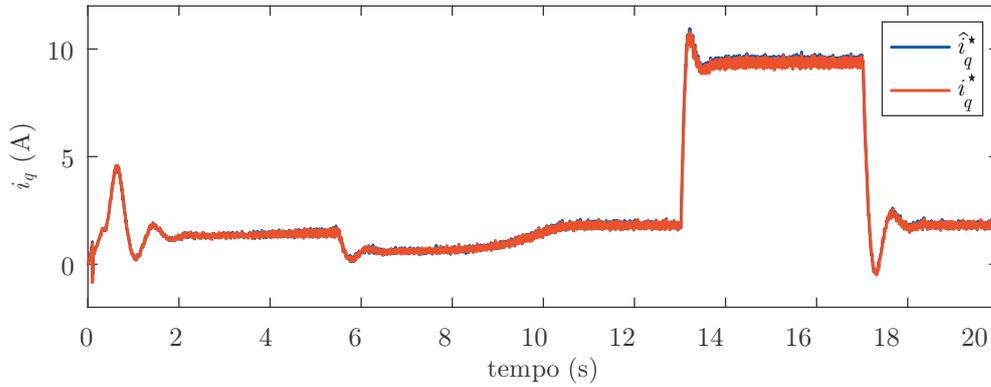
(b)

Fonte: Autor.

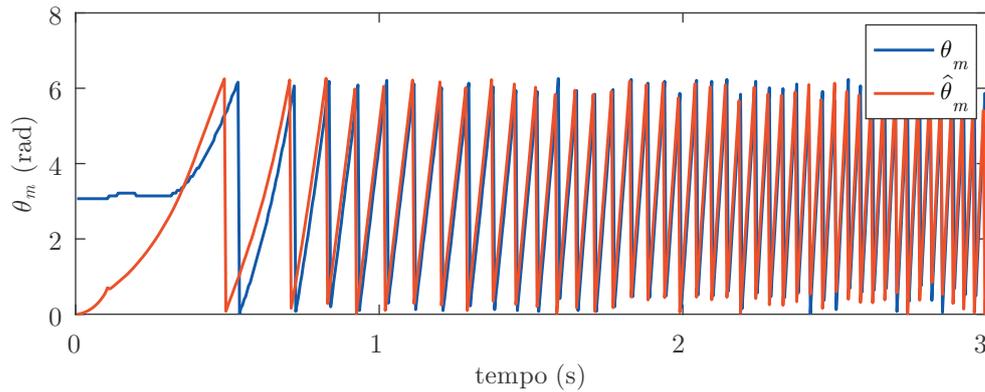
Figura 6.14 – Resultado experimental com degrau de carga: (a) corrente  $i_d^*$  do modelo estendido e seu valor observado  $\hat{i}_d^{star}$  (b) corrente  $i_q^*$  do modelo estendido e seu valor observado  $\hat{i}_q^{star}$  e (c) posição rotórica.



(a)



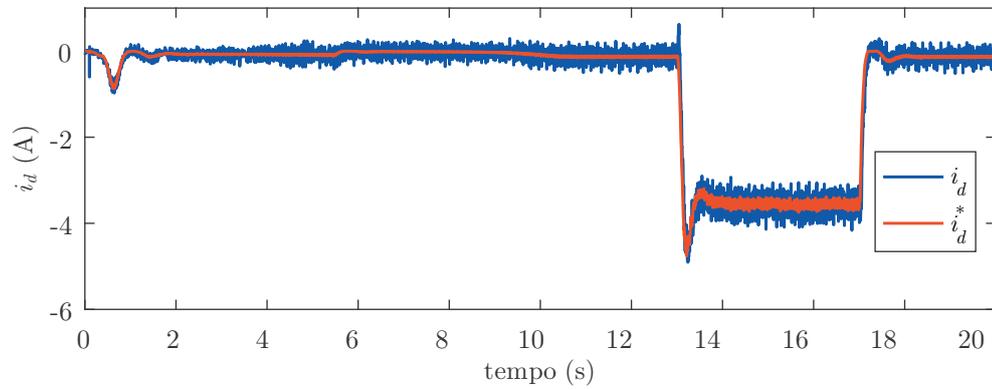
(b)



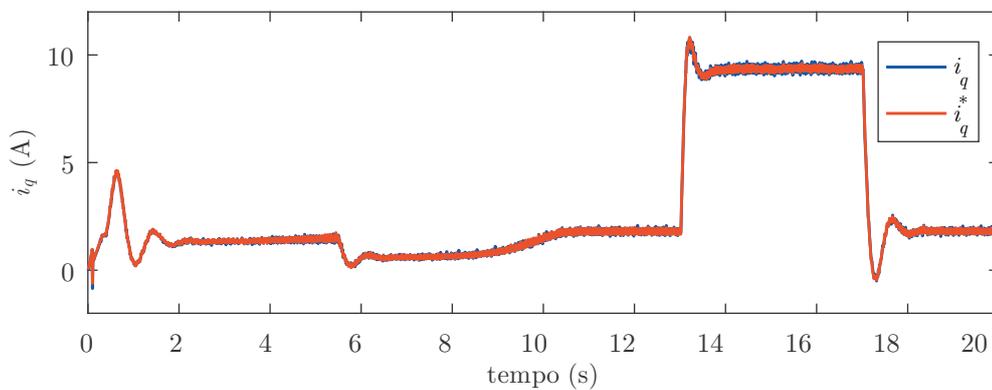
(c)

Fonte: Autor.

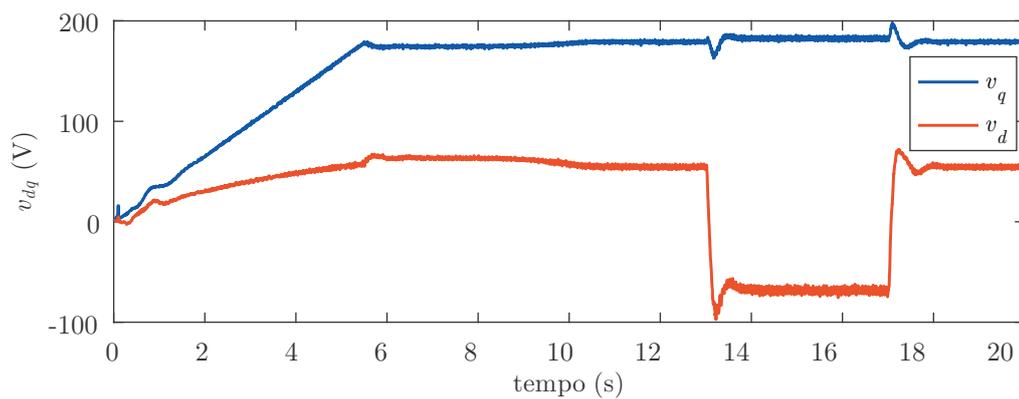
Figura 6.15 – Resultado experimental com degrau de carga: (a) corrente  $i_d$  medida e sua referência MTPA  $i_d^*$  (b) corrente  $i_q$  medida e sua referência  $i_q^*$  e (c) tensões estatóricas  $v_d$  e  $v_q$ .



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

#### 6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi desenvolvido um estimador de velocidade rotórica para o motor síncrono de ímãs permanentes projetado no referencial síncrono do rotor utilizando um modelo estendido simétrico no domínio do tempo discreto.

Uma análise baseada nos critérios de estabilidade de Lyapunov comprova a estabilidade assintótica global do estimador de velocidade rotórica proposto. Visando analisar a estabilidade do sistema através da variação dos ganhos é desenvolvida uma análise de perturbação de pequenos sinais, de forma que são definidos intervalos para os ganhos onde o sistema continua estável. Um algoritmo genético é utilizado para definição dos ganhos, de forma que o erro de estimação da velocidade rotórica seja minimizado.

O algoritmo pode ser diretamente aplicado na plataforma experimental com os ganhos obtidos em projeto. Para seu desenvolvimento é necessária a implementação de três equações no referencial síncrono  $dq$ . Através dos resultados obtidos constata-se que o algoritmo é aplicável a partir de 8 rad/s até altas velocidades, podendo o sistemas sofrer degraus de velocidade e de carga. O técnica proposto utiliza os parâmetros do IPMSM e as variáveis de controle do sistema.

## 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta tese apresentou contribuições ao desenvolvimento de técnicas de controle vetorial e de estimação da velocidade rotórica para acionamento e controle *sensorless* de motores síncronos de ímãs permanentes, com ímãs internos e de superfície, com FCEM senoidal. Essas contribuições estão direcionadas ao controle orientado de campo *sensorless*, em que o torque eletromagnético é controlado de forma independente do fluxo magnético. Objetivando obter o máximo torque disponível, uma estratégia MTPA é utilizada para geração das referências de corrente estatóricas. As estratégias de controle vetorial foram desenvolvidas no domínio do tempo discreto, visando a aplicação em DSPs. Visto que é necessário o conhecimento da posição/velocidade rotórica para o desenvolvimento do controle vetorial, contribuições referentes à estimação da velocidade rotórica foram desenvolvidas. Estas contribuições estão vinculadas a algoritmos projetados no tempo contínuo e no domínio do tempo discreto, que necessitam de poucas equações para serem implementados em plataformas experimentais. O desenvolvimento das técnicas desenvolvidas, de controle vetorial e estimação da velocidade rotórica, foram divididas em etapas que permitem a implementação das mesmas organizadas em capítulos como segue.

No primeiro capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre os itens que contribuem para o acionamento *sensorless* do PMSM. Uma classificação sobre os motores elétricos com ímãs permanentes foi desenvolvida, onde as vantagens e desvantagens na utilização de IPMSM e SPMSM são apresentadas. Os métodos básicos de controle deste motor foram revisados, dando um maior enfoque ao método de controle orientado de campo, nas regiões de máximo torque por ampere e de enfraquecimento de fluxo. Uma revisão sobre os principais métodos de estimação de velocidade e posição do rotor do PMSM foi apresentada.

No capítulo dois foram desenvolvidas as equações dinâmicas que descrevem o comportamento do PMSM. Inicialmente foi apresentado o modelo em coordenadas trifásicas, após aplicada a transformada de Clark, obtendo o modelo no referencial estacionário. Com a necessidade de um modelo para aplicação de técnicas de controle foi aplicada a transformada de Park para obtenção do modelo no referencial síncrono, que apresentam equações mais simples para o controle da planta. Foram abordados nesse capítulo também o desenvolvimento de um modelo simétrico para utilização em técnicas de estimação de velocidade, bem como a discretização do modelo dinâmico elétrico considerando o atraso de implementação característico de aplicações com microcontroladores.

Uma proposta de um controlador de correntes por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio no domínio do tempo discreto foi apresentada no capítulo três. Esse controlador tem como objetivo principal minimizar os efeitos do acoplamento entre os eixos, variações e incertezas paramétricas. Seu desenvolvimento foi no domínio do tempo discreto considerando o atraso de implementação, característico de aplicações

em DSPs. Através do desenvolvimento de uma nova função de chaveamento é possível garantir o movimento de zigue-zague, característico da técnica por modos deslizantes no domínio do tempo discreto, quando a lei de alcance proposta por (Gao; Wang; Homaifa, 1995) é implementada. As análises de estabilidade e convergência foram desenvolvidas considerando as condições de existência do controlador por modos deslizantes no domínio do tempo discreto e o critério de estabilidade de Lyapunov. Resultados de simulação e experimentais validaram o controlador proposto quando comparado a controladores clássicos empregados na literatura. Foi possível observar a redução do efeito dos distúrbios conhecidos e desconhecidos da planta, bem como de variações paramétricas. A redução do *chattering*, existente em controlador por modos deslizantes, é obtida.

No capítulo quatro uma lei de adaptação para a velocidade rotórica é desenvolvida utilizando a técnica de observadores de distúrbio para a estimação da força contra-eletromotriz. Foi considerado o modelo do SPMSM no referencial estacionário, de forma que o observador de distúrbio é utilizado para estimar as forças contra-eletromotrizes do PMSM. Com a estimação dessas FCEMs pôde-se estimar a velocidade rotórica e obter através da sua integração a posição rotórica. As análises de estabilidade do observador de distúrbio e do estimador de velocidade para o sistema em tempo contínuo foram desenvolvidas. Resultados de simulação comprovam a convergência da lei de adaptação da velocidade rotórica utilizando observadores de distúrbio para estimação da força contra-eletromotriz. Verificou-se no desenvolvimento do método que ganhos adaptativos podem ser projetados para uma melhor estimação da velocidade.

Um contribuição ao algoritmo MRAS de estimação da velocidade rotórica é desenvolvida no capítulo cinco. A substituição do regulador proporcional-integral por uma estratégia por modos deslizantes aumenta a robustez do sistema de estimação proposto. Essa estratégia é desenvolvida no domínio do tempo contínuo. A linearização do modelo do IPMSM é proposta para a criação de um modelo de referência simétrico. O modelo adaptativo é desenvolvido baseado no modelo simétrico. O erro entre os modelos é definido como sendo a função chaveada da superfície. Sua estabilidade é comprovada através do Teorema da Hiper Estabilidade de Popov e a existência da superfície de deslizamento utilizando o teorema de Lyapuno. Para validação da técnica proposta o algoritmo foi discretizado e implementado em ambiente de simulação e experimental. A estratégia é de simples implementação, composta por quatro equações no referencial síncrono. Para obtenção da velocidade rotórica estimada é necessária a utilização de um filtro. Um projeto de ganhos pode ser desenvolvido para uma convergência mais precisa sob variações de carga.

No capítulo seis um estimador de velocidade rotórica no referencial síncrono  $dq$  no domínio do tempo discreto foi proposto. A lei de adaptação da velocidade estimada foi construída através da observação das correntes estatóricas obtidas do modelo simétrico discretizado do motor síncrono de ímãs permanentes internos. A análise de estabilidade

utilizou o Teorema de Lyapunov no domínio do tempo discreto para comprovar a estabilidade assintótica global do sistema. Análise de perturbação de pequenos sinais e dos polos e zeros do sistema em malha fechada é realizada para obtenção dos intervalos dos ganhos em que o sistema de estimação é estável. Através da análise do sistema em malha fechada foram definidos os intervalos dos quatro ganhos necessários para implementação do algoritmo. Após essa definição, um algoritmo genético foi utilizado para obtenção destes ganhos objetivando minimizar o erro da estimação da velocidade rotórica. Como o algoritmo é desenvolvido no domínio do tempo discreto, as equações foram diretamente implementadas para obtenção de resultados de simulação e experimentais. Para sua implementação é necessária a utilização de três equações no referencial síncrono  $dq$ .

As principais contribuições desta tese são:

- Proposta de uma técnica no domínio do tempo discreto de controle desacoplado de corrente utilizando uma combinação das estratégias por modos deslizantes e observador de distúrbio;
- Desenvolvimento de um estimador de velocidade rotórica baseado em observador de distúrbios em tempo contínuo que considera o modelo do motor síncrono de ímãs permanentes de superfície;
- Desenvolvimento de um estimador de velocidade MRAS que utiliza como lei de adaptação uma técnica por modos deslizantes no domínio do tempo contínuo;
- Desenvolvimento de uma lei de adaptação no domínio do tempo discreto para estimação da velocidade rotórica baseado na observação das correntes estatóricas no referencial síncrono;
- Análise de estabilidade e convergência dos estimadores propostos;
- Proposta de um reprojeto digital do controlador proporcional-integral fornecendo novas condições de LMI.

## 7.1 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

Alguns tópicos que não foram abordados nesta tese e que podem ser investigados em trabalhos futuros são:

- Projeto de ganhos adaptativos para o estimador de velocidade rotórica proposto no Capítulo 4;
- Desenvolvimento do algoritmo de estimação do Capítulo 4 considerando o modelo do IPMSM no referencial estacionário  $\alpha\beta$ ;

- Validação experimental do algoritmo do Capítulo 4 considerando os ganhos adaptativos;
- Validação experimental do algoritmo do Capítulo 4 desenvolvido ao IPMSM considerando os ganhos adaptativos;
- Desenvolver um cenário para comparação dos métodos de estimação da velocidade propostos, após desenvolvimento das técnicas para o IPMSM;
- Adequação dos métodos desenvolvidos neste trabalho a outras máquinas elétricas, tal como máquinas de indução, máquinas síncronas de relutância e máquinas de relutância variável.

## 7.2 ARTIGOS PUBLICADOS DURANTE O DOUTORADO

- Publicados em periódicos científicos:
  1. **T. S. GABBI**, G. G. KOCH, R. P. VIEIRA, V. F. MONTAGNER, E. S. TOGNETTI, R. A. BORGES, L. A. MACCARI Jr., R.C.L.F. OLIVEIRA. *Linear Matrix Inequalities for Digital Redesign Under Delay Suitable for PI Controllers with Applications to PMSMs. Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2019.
  2. G. G. KOCH, **T. S. GABBI**, R. P. VIEIRA, H. PINHEIRO, T. A. BERNARDES, R. C. L. F. OLIVEIRA, V. F. MONTAGNER. *Linear Matrix Inequality Based Syn-thesis of PI Controllers for PMSM with Uncertain Parameters. Revista Eletrônica de Potência (Impresso)*, v.23, p.1 - 10, 2018.
  3. R. P. VIEIRA, **T. S. GABBI**, H. A. GRÜNDLING. *Combined Discrete-time Sliding Mode and Disturbance Observer for Current Control of Induction Motors. Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 28, p. 380-388, 2017.
- Publicados em congressos nacionais e internacionais:
  1. *Sliding Mode Current Control Based on Disturbance Observer applied to Permanent Magnet Synchronous Motor*, **13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference – COBEP/SPEC 2015**;
  2. *Sensorless Technique applied to PMSG of WECS using Sliding Mode Observer*, **13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference – COBEP/SPEC 2015**;

3. *Current Controller for Sensorless PMSM Drive using Combined Sliding Mode Strategy and Disturbance Observer*, **41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2015**;
4. Controlador de Corrente por Modos Deslizantes utilizando Observador de Distúrbio aplicado ao Motor Síncrono de Ímãs Permanentes, **Seminário de Eletrônica de Potência e Controle 2015 – SEPOC2015**;
5. Observador de velocidade MRAS-SM aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes internos com controle desacoplado de corrente, **XXI Congresso Brasileiro de Automática – CBA2016**;
6. *Sliding Mode MRAS Speed Observer applied to Permanent Magnet Synchronous Motor with Decoupled Current Control*, **42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON2016**;
7. Estimativa da velocidade rotórica de um motor de indução utilizando algoritmo *backstepping* e observador *sliding mode*, **12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications – INDUSCON 2016**;
8. *Speed Estimation Algorithm of Induction Motors based on Disturbance Observer*, **International Electric Machines and Drives Conference – IEMDC 2017**;
9. Observador de velocidade MRAS-SM para controle *sensorless* de um motor síncrono de ímãs permanentes internos, **10th Seminar on Power Electronics and Control – SEPOC2017**;
10. Observador de estados aplicado a máquinas síncronas de ímãs permanentes utilizando alocação de polos em tempo real, **10th Seminar on Power Electronics and Control – SEPOC2017**;
11. Controle de velocidade por modos deslizantes aplicado ao motor de relutância variável, **10th Seminar on Power Electronics and Control – SEPOC2017**;
12. *Adaptive observer for sensorless permanent magnet synchronous machines with online pole placement*, **Brazilian Power Electronics Conference – COBEP 2017**;
13. Controle de Velocidade do Motor de Relutância Variável via Controlador por Modos Deslizantes. **XXII Congresso Brasileiro de Automática – CBA 2018**, .
14. Controle *sensorless* baseado em observador de distúrbio aplicado ao motor síncrono com ímãs permanentes. **XXII Congresso Brasileiro de Automática – CBA 2018**;

15. Controle Vetorial Desacoplado Baseado em Observador de Distúrbio Aplicado ao Motor Síncrono de Relutância. **11th Seminar On Power Electronics And Control – SEPOC 2018**;
16. *Decoupled Vector Control Based on Disturbance Observer Applied to the Synchronous Reluctance Motor*. **EPE'19 ECCE Europe 21st European Conference on Power Electronics and Applications**;
17. *Sensorless Control of a SynRM Drive Based on a Luenberger Observer with an Extended EMF Model*. **45nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON2019**.

## REFERÊNCIAS

- Agarlita, S.-C. et al. Stable V/f control system with controlled power factor angle for permanent magnet synchronous motor drives. **IET Electric Power Applications**, v. 7, n. 4, p. 278–286, 2013. ISSN 1751-8660.
- Agulhari, C. M.; Oliveira, R. C. L. F.; Peres, P. L. D. Robust  $\mathcal{H}_\infty$  static output-feedback design for time-invariant discrete-time polytopic systems from parameter-dependent state-feedback gains. In: **Proceedings of the 2010 Amer. Control Conf.** Baltimore, MD, USA: [s.n.], 2010. p. 4677–4682.
- Aström, K.; Wittenmark, B. **Computer-controlled systems: theory and design**. [S.l.]: Prentice Hall, 1997. ISBN 9780133148992.
- Azza, H. B. et al. Development and experimental evaluation of a sensorless speed control of spim using adaptive sliding mode-mras strategy. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 2, p. 319–328, June 2014. ISSN 2168-6777.
- Babel, A. S.; Cintron-Rivera, J. G.; Strangas, E. G. A multiple look-up table torque controller for improved performance of IPM machines. In: **2013 International Electric Machines Drives Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 521–525.
- Bäck, T. **Evolutionary Algorithms in Theory and Practice: Evolution Strategies, Evolutionary Programming, Genetic Algorithms**. New York, NY, USA: Oxford University Press, Inc., 1996. ISBN 0-19-509971-0.
- Badini, S. S.; Verma, V. A novel mras based speed sensorless vector controlled pmsm drive. In: **2019 54th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- Baratieri, C.; Pinheiro, H. I-F starting method for smooth and fast transition to sensorless field oriented control of BLDC motors. **Revista de Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 3, p. 268–276, Aug 2014.
- 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. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 4, p. 633–637, Aug 1998.
- Benjak, O.; Gerling, D. Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

\_\_\_\_\_. Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

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.

\_\_\_\_\_. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 4, p. 1679–1691, April 2014. ISSN 0278-0046.

Boldea, I. **Variable Speed Generators**. [S.l.]: CRC, 2005.

Bose, B. K. A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, v. 24, p. 987–997, Sept/Oct 1991.

Boussak, M. Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1413–1422, Nov 2005. ISSN 0885-8993.

Boyd, S. et al. **Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory**. Philadelphia, PA: SIAM Studies in Applied Mathematics, 1994.

Buso, S.; Mattavelli, P. **Digital Control in Power Electronics**. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2006.

Chandana Perera, P. D. et al. A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 3, p. 783–791, 2003. ISSN 00939994.

Chang, W. et al. LMI approach to digital redesign of linear time-invariant systems. **IEE Proceedings - Control Theory and Applications**, v. 149, n. 4, p. 297–302, 2002. ISSN 1350-2379.

Chaoui, H.; Okoye, O.; Khayamy, M. Current Sensorless MTPA for IPMSM Drives. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 22, n. 4, p. 1585–1593, Aug 2017. ISSN 1083-4435.

Chen, T.; Francis, B. **Optimal sampled-data control systems**. [S.l.]: Springer, 1995. (Communications and control engineering series). ISBN 9783540199496.

Choi, Y. S.; Choi, H. H.; Jung, J. W. Feedback Linearization Direct Torque Control with Reduced Torque and Flux Ripples for IPMSM Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3728–3737, 2016. ISSN 08858993.

Choudhury, A.; Pillay, P.; Williamson, S. S. Modified DC-Bus Voltage-Balancing Algorithm Based Three-Level Neutral-Point-Clamped IPMSM Drive for Electric Vehicle Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 2, p. 761–772, Feb 2016. ISSN 0278-0046.

Comanescu, M.; Xu, L. Sliding-mode mras speed estimators for sensorless vector control of induction machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 1, p. 146–153, Feb 2005. ISSN 0278-0046.

Consoli, A. et al. Steady-state and transient operation of ipmsms under maximum-torque-per-ampere control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 1, p. 121–129, Jan 2010. ISSN 0093-9994.

\_\_\_\_\_. An effective energy-saving scalar control for industrial IPMSM drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, p. 3658–3669, 2013. ISSN 02780046.

Dianov, A. et al. Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives. In: **2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1355–1360. ISSN 1553-572X.

Do, T. D.; Choi, H. H.; Jung, J.-W. Nonlinear Optimal DTC Design and Stability Analysis for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 20, n. 6, p. 2716–2725, 2015. ISSN 1083-4435.

Do, T. D. et al. Suboptimal control scheme design for interior permanent-magnet synchronous motors: An sdre-based approach. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 3020–3031, June 2014. ISSN 0885-8993.

Dote, Y.; Hoft, R. G. Microprocessor based sliding mode controller for dc motor drives. **Ind. Applicat. Soc. Annu. Metting**, 1980.

Dugard, L.; Verriest, E. I. **Stability and Control of Time-delay Systems**. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1997.

Dupont, F. H. et al. Multiple controllers for boost converters under large load range: A ga and fuzzy logic based approach. In: **2010 IEEE International Conference on Industrial Technology**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 105–110.

Empresa de Pesquisa Energética. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2019 - Ano base 2018**. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/>>.

Fatu, M. et al. I-f starting method with smooth transition to emf based motion-sensorless vector control of pm synchronous motor/generator. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1481–1487.

Fernandes, E. de M. **Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente**. Dissertação de Mestrado — UFCG, 2006.

Figueiredo, D.; Bim, E. Controle linear de máximo torque de um motor síncrono de ímãs permanentes interiores. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica VO - 21**, v. 21, n. 3, p. 260, 2010. ISSN 0103-1759.

Foo, G.; Rahman, M. Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach. **IET Electric Power Applications**, v. 3, n. 5, p. 413, 2009. ISSN 17518660.

Foo, G.; Rahman, M. F. Sensorless Sliding-Mode MTPA Control of an IPM Synchronous Motor Drive Using a Sliding-Mode Observer and HF Signal Injection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 4, p. 1270–1278, April 2010. ISSN 0278-0046.

Foo, G. H. B.; Rahman, M. F. Direct Torque Control of an IPM -synchronous Motor Drive at Very Low Speed Using a Sliding-Mode Stator Flux Observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 4, p. 933–942, 2010. ISSN 0885-8993.

Foo, G. H. B.; Zhang, X.; Vilathgamuwa, D. M. A Sensor Fault Detection and Isolation Method in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on an Extended Kalman Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 8, p. 3485–3495, Aug 2013. ISSN 0278-0046.

Frederiksen, P. S.; Birk, J.; Blaabjerg, F. Comparison of two, energy optimizing techniques for PM-machines. In: **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1994. v. 1, p. 32–37 vol.1.

Furuta, K. Sliding mode control of a discrete system. **Systems and Control Letters**, 1990.

Gabbi, T. S.; Gründling, H. A.; Vieira, R. P. Sliding mode current control based on disturbance observer applied to permanent magnet synchronous motor. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

\_\_\_\_\_. Sliding mode MRAS speed observer applied to Permanent Magnet Synchronous Motor with decoupled current control. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 2929–2934.

Gabbi, T. S. et al. Linear matrix inequalities for digital redesign under delay suitable for PI controllers with application to PMSMs. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 30, August 2019. ISSN 2195-3899.

Gadoue, S. M.; Giaouris, D.; Finch, J. W. Mras sensorless vector control of an induction motor using new sliding-mode and fuzzy-logic adaptation mechanisms. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 2, p. 394–402, June 2010. ISSN 0885-8969.

- Gahinet, P.; Apkarian, P. A linear matrix inequality approach to  $\mathcal{H}_\infty$  control. **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, v. 4, n. 4, p. 412–448, July-August 1994.
- Gao, J.; Liu, J.; Gong, C. A high-efficiency pmsm sensorless control approach based on mpc controller. In: **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2171–2176.
- Gao, W.; Wang, Y.; Homaifa, A. Discrete-time variable structure control systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 2, p. 117–122, Apr 1995. ISSN 0278-0046.
- Gieras, J. F.; Wing, M. **Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications**. Second edition, revised and expanded. [S.l.]: Marcel. Dekker, 2002.
- Goldberg, D. E. **Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning**. 1st. ed. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989. ISBN 0201157675.
- Haichao, F.; Boyang, S.; Lizhen, G. A closed-loop i/f vector control for permanent magnet synchronous motor. In: **2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 965–969.
- Haupt, R. L.; Haupt, S. E. Practical genetic algorithms. In: . [S.l.: s.n.], 2004.
- Haupt, R. L.; Werner, D. H. **Genetic Algorithms in Electromagnetics**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN 0471488895.
- Holmes, D. G.; Lipo, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. Piscataway, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2003.
- Hoque, M. A.; Rahman, M. A. Speed and position sensorless permanent magnet synchronous motor drives. In: **1994 Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**. [S.l.: s.n.], 1994. p. 689–692 vol.2.
- Inoue, Y.; Morimoto, S.; Sanada, M. Control method suitable for direct torque control based motor drive system satisfying voltage and current limitations. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3000–3006.
- Jahns, T. M. Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-23, n. 4, p. 681–689, 1987. ISSN 19399367.
- Jahns, T. M.; Kliman, G. B.; Neumann, T. W. Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-22, n. 4, p. 738–747, July 1986. ISSN 0093-9994.

Jung, S. Y.; Hong, J.; Nam, K. Current Minimizing Torque Control of the IPMSM Using Ferrari's Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 12, p. 5603–5617, Dec 2013. ISSN 0885-8993.

Justo, J. J. et al. Fuzzy model predictive direct torque control of ipmsms for electric vehicle applications. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 22, n. 4, p. 1542–1553, Aug 2017. ISSN 1083-4435.

Kano, Y. Torque Ripple Reduction of Saliency-Based Sensorless Drive Concentrated-Winding IPMSM Using Novel Flux Barrier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 4, p. 2905–2916, July 2015. ISSN 0093-9994.

Khayamy, M.; Chaoui, H. Current sensorless mtpa operation of interior pmsm drives for vehicular applications. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 67, n. 8, p. 6872–6881, Aug 2018.

Khlaief, A.; Boussak, M.; Châari, A. A mras-based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled ipmsm drive. **Electric Power Systems Research**, v. 108, p. 1 – 15, 2014. ISSN 0378-7796.

Kim, H. et al. A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 5, p. 1369–1378, Sept 2004. ISSN 0093-9994.

Kim, S. et al. Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 488–497, Jan 2013. ISSN 0885-8993.

Kim, S. Y.; Ha, I. J. A New Observer Design Method for HF Signal Injection Sensorless Control of IPMSMs. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 6, p. 2525–2529, June 2008. ISSN 0278-0046.

Kim, W.; Kim, S. A simple mtpa operation scheme for v/f control of pmsms. In: **2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1297–1302.

Kim, Y.-H.; Kook, Y.-S. High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 4, p. 868–873, Dec 1999. ISSN 0885-8969.

Kivanc, O. C.; Ozturk, S. B. Sensorless pmsm drive based on stator feedforward voltage estimation improved with mras multiparameter estimation. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 23, n. 3, p. 1326–1337, June 2018.

Krause, P. C.; Wasynczuk, O.; Sudhoff, S. D. **Analysis of Electric Machinery**. 2. ed. [S.l.]: Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.

Krishnan, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. [S.l.]: CRC Press, 2010.

Kyslan, K. et al. Speed sensorless control of pmsm with unscented kalman filter and initial rotor alignment. In: **2019 International Conference on Electrical Drives Power Electronics (EDPE)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 373–378.

Landau, I. A hyperstability criterion for model reference adaptive control systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 14, n. 5, p. 552–555, Oct 1969. ISSN 0018-9286.

\_\_\_\_\_. Adaptive control: The model reference approach. **M Dekker Inc., New York**, 1979.

Lee, H. J. et al. A new intelligent digital redesign for T-S fuzzy systems: global approach. **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, v. 12, n. 2, p. 274–284, April 2004. ISSN 1063-6706.

Lee, H. J.; Park, J.-B.; Joo, Y.-H. Further refinement on LMI-based digital redesign: delta-operator approach. **Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 6, p. 473–477, 2006. ISSN 1549-7747.

Li, S. et al. **Disturbance Observer - Based Control**. [S.l.]: CRC Press, 2014.

Lim, M. S.; Chai, S. H.; Hong, J. P. Design of Saliency-Based Sensorless-Controlled IPMSM With Concentrated Winding for EV Traction. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 52, n. 3, p. 1–4, March 2016. ISSN 0018-9464.

Liu, G. et al. A Novel MTPA Control Strategy for IPMSM Drives by Space Vector Signal Injection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 12, p. 9243–9252, 2017. ISSN 02780046.

Liu, Q.; Hameyer, K. High-performance adaptive torque control for an ipmsm with real-time mtpa operation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 2, p. 571–581, June 2017. ISSN 0885-8969.

Liu, X. et al. A novel speed control method based on port-controlled hamiltonian and disturbance observer for pmsm drives. **IEEE Access**, v. 7, p. 111115–111123, 2019.

\_\_\_\_\_. Speed estimation with parameters identification of PMSM based on MRAS. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 27, n. 5, p. 527–534, Oct 2016. ISSN 2195-3899.

Maccari JR., L. A. et al. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, July 2014. ISSN 0885-8993.

Mei, Y.; Sun, K.; Shi, Y. A 2-D fuzzy logic based MRAS scheme for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor drives with cyclic fluctuating loads. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 1, n. 1, p. 85–91, Dec 2015. ISSN 2096-1529.

Miao, Y. et al. MTPA Fitting and Torque Estimation Technique Based on a New Flux-Linkage Model for Interior-Permanent-Magnet Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 6, p. 5451–5460, Nov 2017. ISSN 0093-9994.

Mohamed, Y. A. R. I.; Lee, T. K. Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 3, p. 636–644, 2006. ISSN 08858969.

Moldovan, A.; Blaabjerg, F.; Boldea, I. Active-flux-based, V/f-with-stabilizing-loops versus sensorless vector control of IPMSM Drives. **Proceedings - ISIE 2011: 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, p. 514–519, 2011. ISSN Pending.

Morimoto, S. et al. High performance servo drive system of salient pole permanent magnet synchronous motor. In: **Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 463–468 vol.1.

\_\_\_\_\_. Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 2, p. 338–343, Mar 1993. ISSN 0093-9994.

Morimoto, S.; Sanada, M.; Takeda, Y. Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 4, p. 920–926, 1994. ISSN 19399367.

\_\_\_\_\_. Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 42, n. 5, p. 1241–1248, Sept 2006. ISSN 0093-9994.

Nasir Uddin, M.; Radwan, T. S.; Azizur Rahman, M. Performance of interior permanent magnet motor drive over wide speed range. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 17, n. 1, p. 79–84, 2002. ISSN 08858969.

Ni, R. et al. Maximum Efficiency Per Ampere Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2135–2143, April 2015. ISSN 0278-0046.

Nicola, M.; Nicola, C.; Duta, M. Adaptive sensorless control of pmsm using back-emf sliding mode observer and fuzzy logic. In: **2019 Electric Vehicles International Conference (EV)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

- Niu, Y.; Ho, D.; Wang, Z. Improved sliding mode control for discrete-time systems via reaching law. **IET Control Theory Applications**, v. 4, n. 11, p. 2245–2251, November 2010.
- Ogata, K. **Discrete-time Control Systems**. 2nd. ed. [S.l.]: Prentice-Hall, 1995.
- Oliveira, M. C. de; Geromel, J. C.; Bernussou, J. Extended  $\mathcal{H}_2$  and  $\mathcal{H}_\infty$  characterization and controller parametrizations for discrete-time systems. **International Journal of Control**, v. 75, n. 9, p. 666–679, 2002.
- Orlowska-Kowalska, T.; Dybkowski, M. Stator-current-based mras estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 4, p. 1296–1308, 2010.
- Pairo, H.; Shoulaie, A. Operating region and maximum attainable speed of energy-efficient control methods of interior permanent-magnet synchronous motors. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 555–567, 2017. ISSN 1755-4535.
- Palhares, R. M.; Takahashi, R. H. C.; Peres, P. L. D.  $\mathcal{H}_\infty$  and  $\mathcal{H}_2$  guaranteed costs computation for uncertain linear systems. **International Journal of Systems Science**, v. 28, n. 2, p. 183–188, February 1997.
- Pan, C.-T.; Sue, S. M. A linear maximum torque per ampere control for ipmsm drives over full-speed range. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 2, p. 359–366, June 2005. ISSN 0885-8969.
- Pan, J. et al. Optimization of rotor position observer with bp neural network. In: **2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. ISSN 2640-7841.
- Pellegrino, G. et al. Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 2322–2332, Nov 2012. ISSN 0093-9994.
- Rabbath, C. A.; Hori, N.; Lechevin, N. Convergence of sampled-data models in digital redesign. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 49, n. 5, p. 850–855, May 2004.
- Reddy, P. B. et al. Comparison of Interior and Surface PM Machines Equipped With Fractional-Slot Concentrated Windings for Hybrid Traction Applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 3, p. 593–602, Sept 2012. ISSN 0885-8969.
- Rosenvasser, Y. N.; Polyakov, E. Y.; Lampe, B. P. Application of laplace transformation for digital redesign of continuous control systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 44, n. 4, p. 883–886, April 1999.
- Russell, S.; Norvig, P. **Artificial Intelligence: A Modern Approach**. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press, 2016.

- Sarpturk, S.; Istefanopulos, Y.; Kaynak, O. On the stability of discrete-time sliding mode control systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 32, n. 10, p. 930–932, Oct 1987.
- Schoonhoven, G.; Uddin, M. N. MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 5, p. 4365–4374, Sept 2016. ISSN 0093-9994.
- Shi, Y. et al. Online Identification of Permanent Magnet Flux Based on Extended Kalman Filter for IPMSM Drive With Position Sensorless Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 11, p. 4169–4178, Nov 2012. ISSN 0278-0046.
- Shieh, L. .; Zhao, X. .; Zhang, J. . Locally optimal-digital redesign of continuous-time systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 36, n. 4, p. 511–515, Nov 1989.
- Shinohara, A. et al. Direct Calculation Method of Reference Flux Linkage for Maximum Torque per Ampere Control in DTC-Based IPMSM Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 2114–2122, 2017. ISSN 08858993.
- Silva, G. S.; Vieira, R. P.; Rech, C. Discrete-time sliding-mode observer for capacitor voltage control in modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046.
- Sul, S. K.; Kwon, Y. C.; Lee, Y. Sensorless control of IPMSM for last 10 years and next 5 years. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, v. 1, n. 2, p. 91–99, 2017. ISSN 2096-3564.
- Sun, T.; Wang, J.; Chen, X. Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 9, p. 5036–5045, Sept 2015. ISSN 0885-8993.
- Tang, Z. et al. A New V/f-Based Sensorless MTPA Control for IPMSM Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4400–4415, 2016. ISSN 08858993.
- Toulabi, M. S.; Salmon, J.; Knight, A. M. Concentrated Winding IPM Synchronous Motor Design for Wide Field Weakening Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 3, p. 1892–1900, May 2017. ISSN 0093-9994.
- Uddin, M. N.; Rahman, M. A. High-speed control of IPMSM drives using improved fuzzy logic algorithms. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 190–199, 2007. ISSN 02780046.
- Underwood, S. J.; Husain, I. Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2435–2443, July 2010. ISSN 0278-0046.

- Utkin, V. I. **Sliding modes in Control and Optimization Systems**. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag, 1992.
- Vas, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. [S.l.]: Osford Science Publications, 1998.
- Vieira, R. P.; Gabbi, T. S.; Gründling, H. A. Combined discrete-time sliding mode and disturbance observer for current control of induction motors. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 28, n. 3, p. 380–388", Jun 2017.
- Vieira, R. P.; Grundling, H. A. Sensorless speed control with a mras speed estimator for single-phase induction motors drives. In: **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.
- Voratas, K. Comparison of three evolutionary algorithms: Ga, pso, and de. **Industrial Engineering and Management Systems**, Korean Institute of Industrial Engineers, v. 3, n. 3, Sep 2012. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.7232/iems.2012.11.3.215>>.
- Wang, B. et al. Permanent-magnet synchronous motor sensorless control using proportional-integral linear observer with virtual variables: A comparative study with a sliding mode observer. **Energies**, v. 12, n. 5, 2019. ISSN 1996-1073.
- Wang, G.; Yang, R.; Xu, D. DSP-Based Control of Sensorless IPMSM Drives for Wide-Speed-Range Operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 720–727, Feb 2013. ISSN 0278-0046.
- Wang, S.; Yang, K.; Chen, K. An improved position-sensorless control method at low speed for PMSM based on high-frequency signal injection into a rotating reference frame. **IEEE Access**, v. 7, p. 86510–86521, 2019.
- Wang, Y.; Hoole, Y.; Haran, K. Position estimation of outer rotor pmsm using linear hall effect sensors and neural networks. In: **2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 895–900. ISSN null.
- Wang, Z.; Lu, K.; Blaabjerg, F. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 8, p. 3817–3825, Aug 2012.
- WEG. WMagnet drive system. 2013.
- Wen-Hua Chen et al. A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 4, p. 932–938, Aug 2000.
- Wook Chang; Jin Bae Park; Young Hoon Joo. Ga-based intelligent digital redesign of fuzzy-model-based controllers. **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, v. 11, n. 1, p. 35–44, Feb 2003.
- Xia, C. et al. A non-smooth composite control approach for direct torque control of permanent magnet synchronous machines. **IEEE Access**, v. 7, p. 45313–45321, 2019.

- Xu, B. et al. Adaptive nonsingular terminal sliding model control for permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer. **IEEE Access**, v. 6, p. 48913–48920, 2018.
- Xu, W. et al. Improved rotor flux observer for sensorless control of pmsm with adaptive harmonic elimination and phase compensation. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, v. 3, n. 2, p. 151–159, June 2019.
- Xu, Y. et al. Sliding mode observer for sensorless control of surface permanent magnet synchronous motor equipped with lc filter. **IET Power Electronics**, v. 12, n. 4, p. 686–692, 2019.
- Xu, Z. et al. A nonlinear extended state observer for rotor position and speed estimation for sensorless ipmsm drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 1, p. 733–743, Jan 2020.
- Yan, J. et al. Improved sliding mode model reference adaptive system speed observer for fuzzy control of direct-drive permanent magnet synchronous generator wind power generation system. **IET Renewable Power Generation**, v. 7, n. 1, p. 28–35, February 2013. ISSN 1752-1416.
- Yan, Y. et al. Robust speed regulation for pmsm servo system with multiple sources of disturbances via an augmented disturbance observer. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 23, n. 2, p. 769–780, April 2018.
- Yang, J.; Chen, W. H.; Li, S. Non-linear disturbance observer-based robust control for systems with mismatched disturbances/uncertainties. **IET Control Theory Applications**, v. 5, n. 18, p. 2053–2062, December 2011. ISSN 1751-8644.
- Yang, N. et al. Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicle using look-up table. In: **Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2012. v. 2, p. 1015–1019.
- Yang, Z. et al. Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 1, n. 3, p. 245–254, Oct 2015.
- Yao, Y.; Huang, Y.; Peng, F. Position sensorless drive of high speed permanent magnet synchronous motor. In: **2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1733–1740.
- Yu, Y. et al. Simultaneous suppression of torque ripple and flexible load vibration for pmsm under stator current vector orientation. **IET Electric Power Applications**, v. 13, n. 3, p. 359–369, 2019.
- Zhang, G. et al. Multiple-AVF Cross-Feedback-Network-Based Position Error Harmonic Fluctuation Elimination for Sensorless IPMSM Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 2, p. 821–831, Feb 2016. ISSN 0278-0046.

\_\_\_\_\_. Active Disturbance Rejection Control Strategy for Signal Injection Based Sensorless IPMSM Drives. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017.

Zhang, X.; Hou, B.; Mei, Y. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3818–3834, May 2017.

Zhang, Z.; Liu, X. A duty ratio control strategy to reduce both torque and flux ripples of dtc for permanent magnet synchronous machines. **IEEE Access**, v. 7, p. 11820–11828, 2019.

Zhao, Y.; Qiao, W.; Wu, L. Improved Rotor Position and Speed Estimators for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 3, p. 627–639, Sept 2014. ISSN 2168-6777.

Zhao, Y. et al. An Extended Flux Model-Based Rotor Position Estimator for Sensorless Control of Salient-Pole Permanent-Magnet Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 8, p. 4412–4422, Aug 2015. ISSN 0885-8993.



## APÊNDICES

---



## Apêndice A – Técnicas de geração das referências das correntes estatóricas

### A.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A técnica de controle vetorial é uma abordagem eficaz para o controle de motores com corrente alternada. O controle do PMSM torna-se mais fácil, como em motores de corrente contínua, através da aplicação do controle orientado de campo (FOC). Este método resulta em uma estrutura de controle em cascata com duas malhas internas de controle de corrente e uma malha externa de controle de velocidade. Essa estrutura desacopla o torque e o fluxo usando o sistema de coordenadas  $dq$ . Além disso, o modelo no referencial síncrono tem uma relação direta entre o torque e a corrente do eixo em quadratura, portanto, o controle da corrente  $i_q$  é equivalente ao controle de torque. Para o acionamento com alto desempenho utilizando o método FOC é preciso projetar os controladores adequadamente, e ainda escolher uma estratégia de geração de referências.

Uma estratégia associada ao FOC aplicada ao PMSM muito vista em trabalhos da literatura é a do ângulo de torque constante. Esta estratégia visa fixar a componente de corrente  $i_d$  em zero para que somente a corrente  $i_q$  seja proporcional ao torque, sendo a maneira mais simples de implementar um controle linear de torque. Entretanto, o PMSM com ímãs internos apresenta uma parcela de torque de relutância e neste controle ela é desprezada, fazendo com que o sistema apresente uma baixa eficiência. O MTPA (torque constante) e o FW são estratégias que aumentam a eficiência do sistema, a estratégia MTPA é eficaz nas regiões de abaixo da velocidade nominal. Enquanto isso, a estratégia FW é necessário em aplicações acima da velocidade nominal. Essas opções apresentam limitações físicas do inversor e estão diretamente ligadas a velocidade do motor, quando a operação de torque constante termina e inicia do enfraquecimento de fluxo.

### A.2 TÉCNICAS PARA GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS

#### A.2.1 Limite de Tensão e Corrente

O sistema de acionamento prático é alimentado através de conversores eletrônicos de energia que impõem um limite de tensão e corrente de saída que o inversor pode produzir. Devido à limitações do inversor, assume-se que  $V_{s\max}$  é a máxima tensão permitida e  $I_{s\max}$  o valor máximo permitido da corrente de linha. Assim, tem-se que,

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq I_{s\max}^2 \quad (\text{A.1})$$

$$v_d^2 + v_q^2 = v_s^2 \leq V_{s\max}^2 \quad (\text{A.2})$$

O limite da corrente depende da construção do motor, sendo decidido por fatores como, dissipação térmica, métodos de resfriamento e a corrente de saída disponível do inversor. No plano  $i_d - i_q$  a restrição de corrente assume a forma de um círculo com o centro na origem e raio de  $I_{s \max}$ .

Desprezando a queda de tensão na resistência  $R_s$ , o limite de tensão pode ser representado pela equação,

$$\frac{\left(i_d + \frac{\phi_{srms}}{L_d}\right)^2}{L_q^2} + \frac{(i_q)^2}{L_d^2} \leq \left(\frac{V_{s \max}}{P\omega_m L_d L_q}\right)^2 \quad (\text{A.3})$$

em que,  $V_{s \max} = v_{dc}/\sqrt{3}$  é a tensão do barramento CC. No plano  $i_d - i_q$  o limite de tensão apresenta a forma de um elipse com o centro em  $(-\phi_{srms}/L_d, 0)$ . A elipse inclui todos os pontos de operação onde a tensão não ultrapassa a máxima tensão permitida. Todos os pares de corrente  $i_d - i_q$  que existem dentro ou na intersecção da elipse com o círculo de corrente são os pontos de operação permitidos para qualquer velocidade.

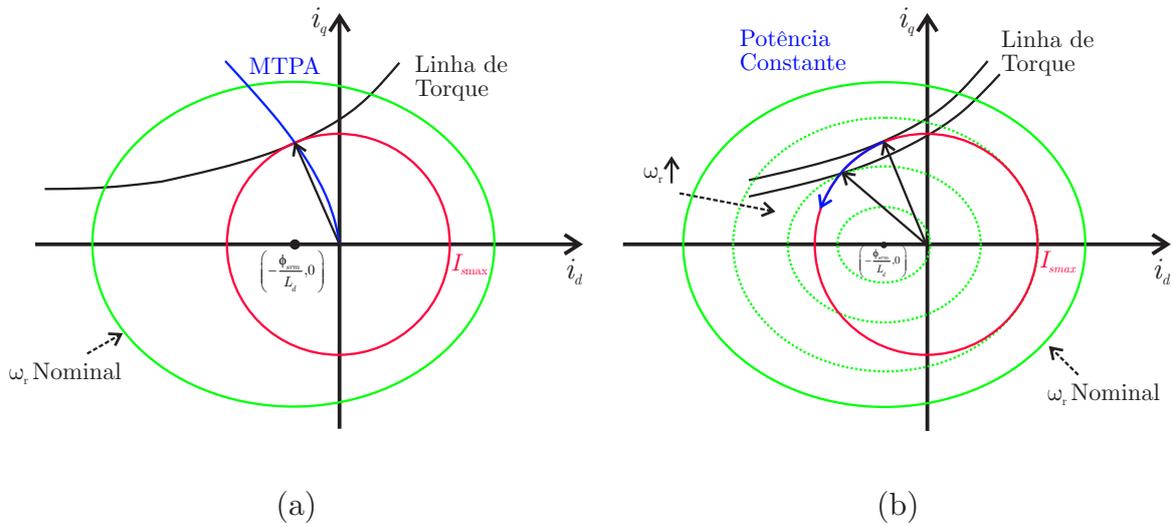
A Figura A.1(a) mostra a elipse de tensão e o círculo de corrente em termos das correntes  $i_d$  e  $i_q$  numa região de torque constante. Nesta região, o vetor de corrente de  $i_d$  e  $i_q$  gera o MTPA. A linha de corrente MTPA mostrada na Figura A.1(a) é expressa de acordo com o ângulo de fase e a magnitude da corrente em diferentes pontos de operação. Nesta região, a elipse de tensão é suficientemente grande para cobrir o círculo de corrente. O ponto de intersecção da linha de torque e da linha de corrente MTPA é o ponto de operação desta região.

A Figura A.1(b) mostra os limites de tensão e corrente na região de enfraquecimento de fluxo. Nesta região a velocidade rotórica aumenta enquanto o tamanho da elipse de tensão decresce. Para manter a máxima tensão, o ângulo de fase da corrente é aumentado. A corrente  $i_d$  é aumentada para o enfraquecimento do fluxo dos ímãs permanentes enquanto a mesma corrente de entrada é aplicada. Como resultado, uma potência constante é mantida, no entanto, o torque diminui inversamente proporcional a velocidade rotórica.

### A.2.2 Máximo torque por Ampere

O torque produzido no PMSM é em função das variáveis  $\phi_{srms}$ ,  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $L_d$  e  $L_q$  descrito conforme equação (2.42). É muito utilizado em PMSM o controle que força a corrente  $i_d$  igual a zero e faz com que o torque produzido seja dependente unicamente da corrente  $i_q$ . Porém, neste caso, o torque de relutância não é explorado e assim não é obtido o máximo torque possível. Na operação de torque constante, o torque máximo possível é desejado em todos os momentos, existem infinitas combinações de  $i_d$  e  $i_q$  que podem produzir a mesma quantidade de torque. Quando levada em consideração a variação

Figura A.1 – Curvas limites de tensão e corrente. (a) região MTPA (b) região FW.



Fonte: Autor.

de indutâncias, aumentam-se essas possibilidades. Em aplicações com EV são exigidas grande demanda de torque a baixas velocidades para aceleração e desaceleração rápidas.

O torque expresso por,

$$T_e = \frac{3P}{2} [\phi_{srms} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad (\text{A.4})$$

pode ser separado em duas componentes. A componente resultante do fluxo dos ímãs é denominada como torque de reatância ou torque magnético e é expresso por,

$$T_{mag} = \frac{3P}{2} \phi_{srms} i_q \quad (\text{A.5})$$

a outra componente, resultante das saliências do rotor, pode ser chamada de torque de relutância e é expressa por,

$$T_{rel} = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \quad (\text{A.6})$$

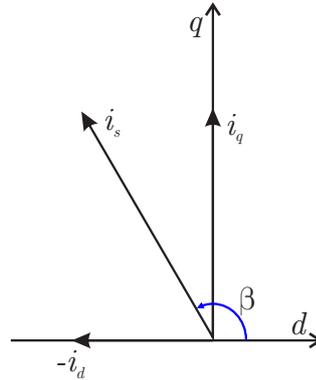
Uma vez que os ímãs permanentes apresentem uma maior relutância ou menor permeabilidade que o ferro, a indutância ao longo do eixo  $d$  é geralmente menor do que ao longo do eixo  $q$ . Assim, para IPMSM convencionais,  $L_d$  é menor que  $L_q$ .

De acordo com a equação (A.1), pode-se relacionar as correntes estáticas na forma da Figura A.2. Resolvendo o vetor de corrente para seus componentes ortogonais, tem-se,

$$i_d = i_s \cos \beta \quad (\text{A.7})$$

$$i_q = i_s \sin \beta \quad (\text{A.8})$$

Figura A.2 – Relação entre as correntes



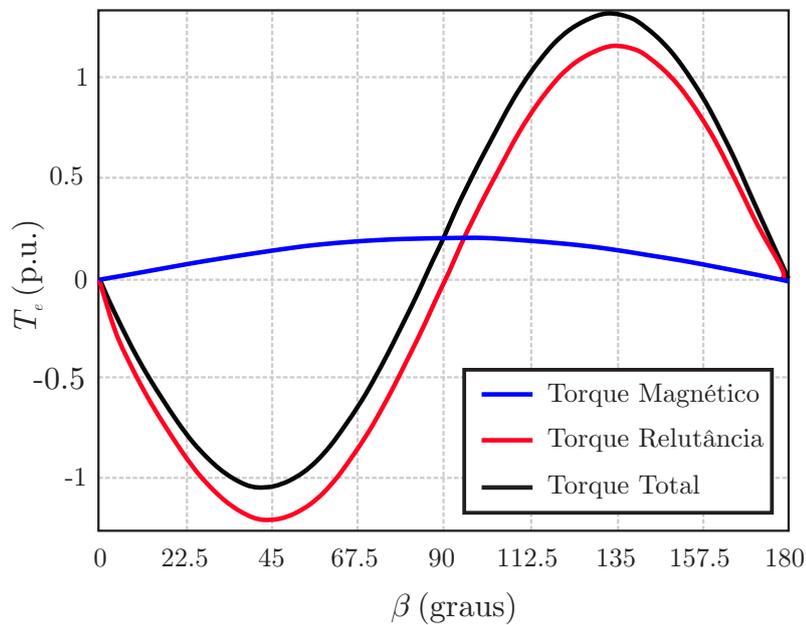
Fonte: Autor.

em que,  $\beta$  é ângulo de corrente. Substituindo (A.7) e (A.8) em (A.4),

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[ \phi_{srm} i_s \sin \beta + (L_d - L_q) i_s^2 \frac{\sin 2\beta}{2} \right] \quad (A.9)$$

A variação do ângulo de corrente  $\beta$  versus as componentes de torque produzidos é mostrado na Figura A.3.

Figura A.3 – Ângulo de corrente versus torque produzido.



Fonte: Autor.

Fazendo a derivada parcial de (A.9) em relação ao ângulo de corrente e igualando-o a zero, será fornecido o máximo torque produzido para um determinado ângulo de

corrente,

$$\frac{\partial T_e}{\partial \beta} = \frac{3P}{2} [\phi_{srm} i_s \cos \beta + (L_d - L_q) i_s^2 \cos 2\beta] = 0 \quad (\text{A.10})$$

Substituindo (A.7) e (A.8) em (A.10), tem-se,

$$(L_d - L_q) i_d^2 + \phi_{srm} i_d + (L_d - L_q) i_q^2 = 0 \quad (\text{A.11})$$

A equação (A.11) fornece as referências de corrente  $i_d$  e  $i_q$  para o controle MTPA do IPMSM. Pode-se verificar que com o alinhamento dos eixos  $dq$ , o ângulo de corrente precisa ser maior que  $90^\circ$  graus para produção de um torque positivo (Figura A.2). Isso indica o uso de uma corrente  $i_d$  negativa. A Figura A.1(a) que mostra a solução para (A.11) resultando nos pontos de corrente que compõem a trajetória MTPA (curva azul). A intersecção entre a curva de torque e a curva MTPA dentro dos limites de corrente e de tensão representa as referências de corrente ótimas para produção do torque específico. Em outras palavras, operando com essas referências de corrente será garantido o uso da menor corrente do estator para produção de um valor de torque específico. Deve-se notar que a técnica MTPA não leva em consideração os valores limites de tensão, a operação MTPA é limitada apenas pelos limites de corrente.

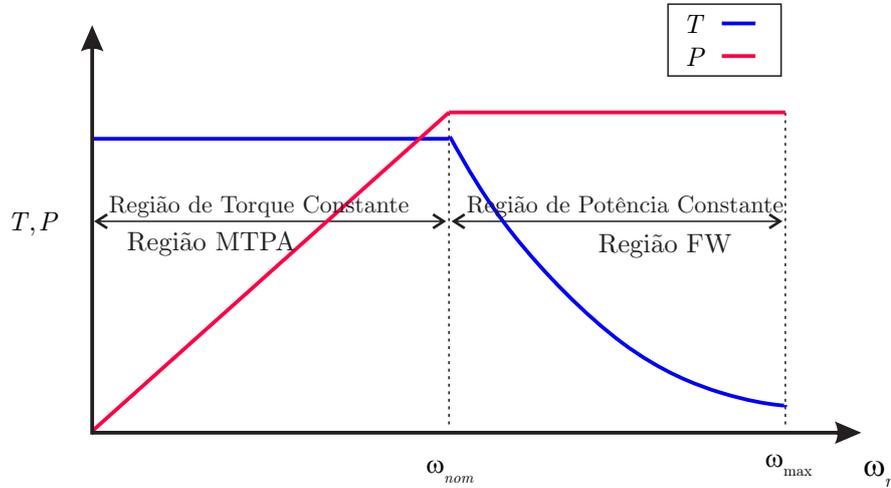
### A.2.3 Enfraquecimento de Fluxo

Além de necessitarem de torques elevados em baixas velocidades, aplicações de tração também requerem sistemas de acionamento que possam proporcionar potência constante em altas velocidades. O acionamento deve manter a potência constante em uma ampla faixa de velocidade. A velocidade do motor aumenta com a tensão do barramento até a velocidade nominal. Na velocidade nominal, a tensão do barramento satura em seu máximo valor. A velocidade do motor não pode mais ser aumentada, a menos que uma estratégia de controle que reduza o fluxo do estator seja implementada. Se for aplicada uma força magnetomotriz desmagnetizante, a força magnetomotriz gerada pelos ímãs permanentes pode ser reduzida e a velocidade do motor pode ser aumentada. Essa estratégia é conhecida como enfraquecimento de fluxo (do inglês, *Flux weakening* – FW).

A Figura A.4 mostra as características típicas de velocidade, torque e potência de um IPMSM. Na região de torque constante, o motor é acelerado pelo torque máximo utilizando o controle MTPA até a velocidade nominal ( $\omega_{nom}$ ). Como resultado da restrição de tensão,  $\omega_{nom}$  é a máxima velocidade alcançável pelo torque produzido através do controle MTPA. Além da  $\omega_{nom}$  o controle FW é utilizado, resultando numa diminuição simultânea do torque e aumento da velocidade. Deve-se notar que no controle FW, contrário ao MTPA onde somente os limites de correntes restringem sua aplicação, os limites de

corrente e tensão restringem o controle.

Figura A.4 – Curvas características de torque/potência vs. velocidade para um IPMSM.



Fonte: Autor

A partir da análise da Figura A.1(b) é evidente que a medida que a velocidade rotórica aumenta, a elipse de tensão diminui em direção do seu centro  $(-\phi_{srm}/L_d, 0)$ . As referências das correntes derivadas dos cálculos MTPA são incapazes de satisfazer as restrições de corrente e tensão acima da velocidade nominal. Portanto, novas referências de corrente são derivadas pela solução simultânea de (A.1) e (A.2). Desenvolvendo (A.3),

$$(L_d^2 - L_q^2) i_d^2 + 2L_d\phi_{srm}i_d + \phi_{srm}^2 + L_q^2 i_s^2 - \frac{V_s^2 \max}{P^2 \omega_m^2} = 0. \quad (\text{A.12})$$

A equação (A.12) fornece as referências de corrente na região FW limitadas pela tensão e corrente.

#### A.2.4 Obtenção de referências de corrente para região MTPA e FW

O primeiro trabalho que propôs a técnica de controle MTPA para alcançar a operação de alta eficiência de IPMSM foi desenvolvido por Jahns, Kliman e Neumann (1986). Nesse trabalho foi mostrado que o torque magnético é dominante se o torque for baixo. Se o torque aumentar, o torque de relutância, que é proporcional ao quadrado da corrente do estator é cada vez mais dominante. Morimoto et al. (1991), seguindo os estudos de Jahns, Kliman e Neumann (1986), revelou ainda que, com o controle MTPA, pode-se produzir um torque maior do que com o convencional controle  $i_d = 0$ , além de melhorar a eficiência e o fator de potência.

Em Jahns, Kliman e Neumann (1986) e Jahns (1987) é proposta a computação dos pontos  $i_d, i_q$  através da função do torque normalizado. Não é considerada a saturação

magnética, que em correntes elevadas pode reduzir o fluxo dos ímãs e a indutância  $L_q$ . Um estratégia de controle utilizando a derivada da equação do torque baseada nos parâmetros constantes do motor é proposta em Pan e Sue (2005). O método requer a resolução de uma equação de quarta ordem, em que foi utilizada um método *offline* da estimativa de mínimos quadrados. Os autores em Jung, Hong e Nam (2013) propuseram a implementação em tempo real do método de solução de equação biquadrática com base em um modelo de parâmetro constante com uma abordagem sistemática proposta por Lodovico Ferrari. O método fornece a solução para a referência de corrente com implementação *online*. Uma solução baseada em LUT para a obtenção da menor referência de corrente para cada ponto de torque é proposta em Babel, Cintron-Rivera e Strangas (2013). Uma varredura é realizada para determinar os fluxos do motor para qualquer corrente dada, esses valores são armazenados na LUT e utilizados para o controlador de corrente.

No lugar de polinômios ou tabelas de pesquisas, vários trabalhos propõem usar a relação  $i_d, i_q$  para encontrar a corrente  $i_d$  nas regiões MTPA e FW. Nesses métodos, apenas  $i_d$  é calculado em função de  $i_q, \omega_r$  e demais parâmetros. Para obtenção de  $i_q$  é utilizada a relação das correntes da expressão (A.1) ou algum controlador.

Em Morimoto, Sanada e Takeda (1994) é proposta a computação de  $i_d^*$  através da equação (A.11) para a região MTPA, de forma que, a referência  $i_d^*$  pode ser calculada como sendo,

$$i_d^* = \frac{\phi_{srm}}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_{srm}^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (\text{A.13})$$

a partir da relação entre as correntes expressa por (A.1), pode-se reescrever  $i_d^*$  como,

$$i_d^* = \frac{\phi_{srm}}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_{srm}^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{I_{s\max}^2}{2}} \quad (\text{A.14})$$

em que,  $i_q^*$  pode ser calculado como,

$$i_q^* = \sqrt{I_{s\max}^2 - (i_d^*)^2} \quad (\text{A.15})$$

Para a região FW é proposta a computação de  $i_d^*$  através de (A.12), de tal forma que,

$$i_d^* = -\frac{\phi_{srm}}{2L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{s\max}^2}{P^2\omega_m^2} - (L_q i_q)^2} \quad (\text{A.16})$$

em que,  $|i_q| \leq V_{s\max}/(P\omega_m L_q)$ . Quando a malha de velocidade é controlada a referência  $i_q^*$  é a saída do controlador de velocidade em ambas as regiões. Muitos artigos que propõem acionamento nas regiões MTPA e FW utilizam soluções baseadas na proposta de Morimoto, Sanada e Takeda (1994) para a obtenção das referências de corrente (Uddin; Rahman, 2007; Inoue; Morimoto; Sanada, 2010; Tang et al., 2016; Pairo; Shoulaie, 2017;

Miao et al., 2017).

Em Consoli et al. (2010) é proposto o cálculo de  $i_d^*$  para a região MTPA com base na saturação e no efeito do acoplamento usando uma abordagem baseada no multiplicador de Lagrange. A expressão de  $i_d^*$  é dada por,

$$i_d^* = -\frac{I_{do} \left[ \left( \frac{dL_d(i_q)}{di_q} \right) i_q + L_d(i_q) \right]}{2\Delta} - \sqrt{\frac{I_{do}^2 \left[ \left( \frac{dL_d(i_q)}{di_q} \right) i_q \right]^2}{4\Delta^2} + \frac{(L_d(i_q) - L_q(i_q)) i_q^2}{\Delta}} \quad (\text{A.17})$$

em que

$$\Delta = \left\{ \left[ \frac{d(L_d(i_q) - L_q(i_q))}{di_q} \right] i_q + L_d(i_q) - L_q(i_q) \right\}$$

e as indutâncias estatóricas são consideradas como funções da corrente de quadratura.

Um método baseado no ângulo de fase  $\beta$  da equação (A.14) que relaciona o par  $i_d, i_q$  é proposto em Morimoto et al. (1993). Em que o ângulo requerido para operação em MTPA é dado por,

$$\beta = \arcsin \left( \frac{-\phi_{srm} + \sqrt{\phi_{srm}^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_{s\max}^2}}{4(L_q - L_d) I_{s\max}} \right) \quad (\text{A.18})$$

e as referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$  podem ser calculadas a partir de (A.7) e (A.8). Mais trabalhos são encontrados na literatura utilizando esse mesmo método, porém são propostos estimadores para os parâmetros do IPMSM e controladores adaptativos (Underwood; Husain, 2010; Liu; Hameyer, 2017).

Em Schoonhoven e Uddin (2016) a equação (A.11) escrita em termos das correntes do eixo  $dq$  é expandida usando a série de Taylor para garantir uma simplificação. Com o resultado truncado no primeiro termo da série de Taylor, uma vez que a contribuição dos termos de ordem superior é mínima, é obtida a referência MTPA,

$$i_d^* = \frac{(L_d - L_q)}{\phi_{srm}} i_q^2 \quad (\text{A.19})$$

utilizando a equação (A.3) pode-se obter a referência para a operação FW como,

$$i_d^* = -\frac{1}{L_d} \left[ \phi_{srm} - \frac{V_{s\max}}{P\omega_m} + \frac{PL_q^2 \omega_m}{2V_{s\max}} i_q^2 \right]. \quad (\text{A.20})$$

A referência  $i_q^*$  é obtida através de uma função candidata a Lyapunov definida como,

$$V = \frac{1}{2} e_\omega^2 \quad (\text{A.21})$$

de forma que,

$$i_q^* = \frac{2J}{3P\phi_{srm}} \left[ \dot{\omega}_m + \frac{T_m}{J} + \frac{B_m}{J}\omega_m r + k_\omega e_\omega \right] \quad (\text{A.22})$$

em que  $e_\omega = \omega_m^* - \omega_m$  e  $k_\omega$  é uma constante do erro da velocidade. Nesse trabalho são desenvolvidos estimadores *backstepping* para a obtenção dos valores estimados da indutância do eixo  $d$ , do torque de carga e do coeficiente de atrito viscoso. As leis de controle estabilizadoras são obtidas a partir de uma função candidata a Lyapunov. Outros trabalhos da literatura utilizam a série de Taylor para a obtenção das referências e corrente (Foo; Rahman, 2010a; Do et al., 2014).

### A.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Um estudo sobre os métodos de geração de referências de corrente estatórica do PMSM para as regiões de máximo torque por ampere e enfraquecimento de fluxo é apresentado. Este estudo é relevante, visto que, operando nessas regiões é possível obter um maior desempenho no acionamento do PMSM e ainda operar em uma ampla faixa de velocidade. Foi considerado nesse trabalho o estudo desenvolvido inicialmente em Morimoto, Sanada e Takeda (1994) para geração das referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$ .



## Apêndice B – Reprojeto digital de controladores PI com atraso de amostragem

### B.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Atualmente a utilização dos controladores analógicos vem caindo em desuso devido aos avanços em relação aos microcontroladores e processadores digitais de sinais. Os controladores analógicos apresentavam problemas relacionados a sensibilidade ao ruído, desempenho reduzido devido a variações paramétricas e demora e preço na construção dos circuitos analógicos.

Esses problemas foram superados pelo uso de controladores digitais, que entre outras vantagens, são menos sensíveis ao ruído e flexíveis para serem programados em processadores digitais que se tornam cada vez mais baratos, rápidos e com maior capacidade de memória (Chen; Francis, 1995; Buso; Mattavelli, 2006).

Supondo que um controlador analógico tenha sido adequadamente pré-projetado para uma determinada planta, como, por exemplo, acionamento dos motores síncronos de ímãs permanentes (PMSM) (Krishnan, 2010; Liu et al., 2016), o problema de convertê-lo em um controlador digital que possa fornecer desempenho próximo, ou igual, para o sistema em malha fechada é de grande importância para aplicações práticas e foi abordado na literatura em vários trabalhos com o nome de reprojeto digital (do inglês, *digital redesign*) (Shieh; Zhao; Zhang, 1989; Rosenvasser; Polyakov; Lampe, 1999; Wook Chang; Jin Bae Park; Young Hoon Joo, 2003; Rabbath; Hori; Lechevin, 2004). Uma possibilidade de resolver problemas de reprojeto digital, de forma eficiente do ponto de vista computacional, é formulá-los em termos de otimização convexa, mais precisamente, em termos de desigualdades matriciais lineares (do inglês, *Linear Matrix Inequalities* - LMIs) (Boyd et al., 1994).

Um problema frequente na implementação prática do controle digital é que as variáveis de estado ou saída medidas no instante  $kT$ , onde  $k = 0, 1, \dots$  e  $T$  é o período de amostragem, são usadas no cálculo de sinais de controle que serão aplicados à planta apenas no instante  $(k+1)T$ . Isso leva a um atraso de um período de amostragem na ação de controle, que em alguns casos, é negligenciado no projeto do controle e pode produzir um desempenho inaceitável (Aström; Wittenmark, 1997; Dugard; Verriest, 1997). Uma estratégia de solução é a inclusão do atraso no modelo do sistema, adicionando uma nova variável de estado no sistema (Maccari JR. et al., 2014).

No caso em que esse atraso de controle é levado em consideração, as abordagens para o reprojeto digital apresentadas na literatura não podem ser diretamente aplicadas, uma vez que a ordem da matriz de estado do circuito em malha fechada discretizada e a ordem da matriz de estado do sistema com ganho de realimentação reprojeta não é a mesma. Como consequência, a correspondência da variáveis de saída se torna uma

alternativa e pode ser associada a índices de desempenho, como a norma  $\mathcal{H}_\infty$  (Boyd et al., 1994).

Neste contexto, foi desenvolvido um estudo que fornece novas condições de LMI para o reprojeto digital de controladores PI aplicados a plantas que podem ser descritas por modelos de primeira ordem afetados por um atraso de um período de amostragem na implementação do controle digital, o que exige uma estratégia de reprojeto diferente da abordagem de correspondência de estado. A solução proposta é baseada no cálculo dos ganhos do controle digital que minimizam a norma  $\mathcal{H}_\infty$  associada a um sinal de erro definido como a diferença entre a saída do sistema em malha fechada com o controlador analógico e a saída do sistema em malha fechada com o controlador reprojeto digitalmente. Dessa forma, é fornecida uma garantia teórica de estabilidade e desempenho para os controladores reprojeto digitalmente, evitando reprojeto baseados apenas em simulação.

Este trabalho foi desenvolvido e publicado na revista *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* intitulado "*Linear Matrix Inequalities for Digital Redesign Under Delay Suitable for PI Controllers with Application to PMSMs*", conforme referência (Gabbi et al., 2019).

## B.2 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES E DECLARAÇÃO DO PROBLEMA

Considere uma planta descrita pelo modelo em tempo contínuo de primeira ordem,

$$G(s) = \frac{a}{s + b} \quad (\text{B.1})$$

e um controlador PI,

$$G_c(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (\text{B.2})$$

em que,  $a$ ,  $b$ ,  $k_p$  e  $k_i$  são parâmetros reais. O sistema é conectado em malha fechada, conforme Figura B.1 (a). Muitas plantas industriais podem ser aproximadas pela dinâmica de primeira ordem e os controladores PI são importantes neste cenário.

O sistema em malha fechada é dada por,

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)G_c(s)}{1 + G(s)G_c(s)} = \frac{ak_p s + ak_i}{s^2 + s(ak_p + b) + ak_i},$$

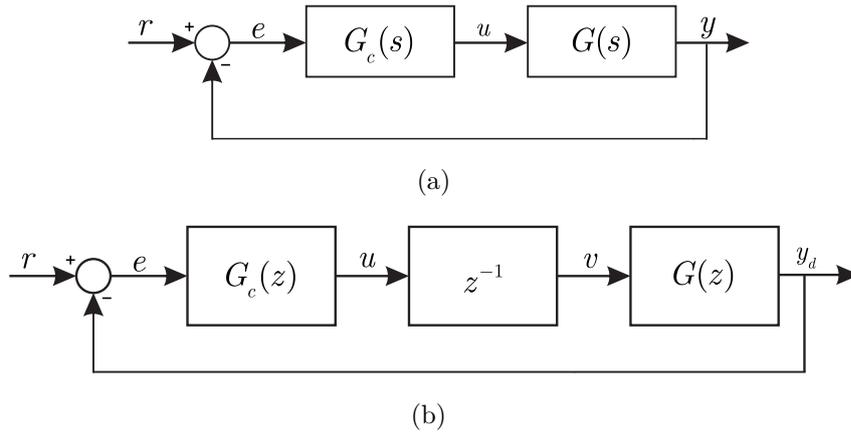
que pode ser escrito em espaço de estados como,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_{cl_c} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{cw} r(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_c \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

com

$$\mathbf{A}_{cl_c} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -ak_i & -(ak_p + b) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{c_w} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_c = [ak_i \quad ak_p].$$

Figura B.1 – (a) Sistema no tempo contínuo em malha fechada. (b) Sistema em tempo discreto em malha fechada com um período de amostragem de atraso.



Fonte: Autor. (Gabbi et al., 2019).

Observe que, representando (B.3) como

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}(t) + \mathbf{B}_{c_w} r(t) \\ y(t) &= \mathbf{D}_c \mathbf{u}(t) \end{aligned} \tag{B.4}$$

a ação do PI será realizada por uma lei de controle de realimentação de estados dada por,

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}_c \mathbf{x}(t), \quad \mathbf{K}_c = [k_i \quad k_p] \tag{B.5}$$

com  $x_1(t) = \int e(t)dt$ ,  $x_2(t) = e(t)$ , e

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -b \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ -a \end{bmatrix}, \quad D_c = a.$$

Para utilizar a técnica de reprojeto digital, pode-se amostrar o sistema de tempo contínuo em malha fechada. Considerando um detentor de ordem zero (do inglês, *Zero-Order Hold – ZOH*), com o período de amostragem  $T$  e um sinal de referência  $r(t) = r(kT)$ ,  $t \in [kT, (k+1)T]$ , o sistema em malha fechada (B.3) pode ser apresentado no domínio do tempo discreto por,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_w \mathbf{r}(k) \\ y(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \end{aligned} \tag{B.6}$$

com,

$$\mathbf{A} = \exp(\mathbf{A}_{cl_c}T), \quad \mathbf{B}_w = \int_0^T \exp(\mathbf{A}_{cl_c}\tau) d\tau \mathbf{B}_{cw}, \quad \mathbf{C} = \mathbf{C}_c. \quad (\text{B.7})$$

### B.2.1 Representação em tempo discreto incluindo atraso de controle

A planta  $G(s)$  é apresentada no domínio  $z$  por,

$$G(z) = \frac{\alpha}{z - \beta}. \quad (\text{B.8})$$

em que,  $\beta = \exp(-T b)$  e  $\alpha = \frac{a}{b}(1 - \beta)$  por convenção do modelo contínuo para o modelo discreto utilizando ZOH na entrada e um período de amostragem  $T$ . Para o projeto do controlador no domínio do tempo discreto, é considerado um PI discreto obtido pela abordagem retangular ou trapezoidal. Sua função de transferência é dada por,

$$G_c(z) = \frac{\kappa_1 z + \kappa_0}{z - 1} \quad (\text{B.9})$$

em que,  $\kappa_0$  e  $\kappa_1$  são os ganhos do controlador a serem projetados.

Em muitas implementações práticas de controle digital, o sinal de controle é calculado no instante  $kT$  e é implementado somente em  $(k + 1)T$ . Isso leva à um atraso na implementação do sinal de controle, conforme ilustrado na Figura B.1 (b). A aproximação padrão em tempo discreto do controlador  $G_{c(s)}$  pode gerar uma resposta instável ou insatisfatória devido a um atraso na amostragem na implementação do controlador discreto.

A função de transferência do sistema em malha fechada de (B.8) e (B.9) com o atraso de um período de amostragem é dada por,

$$\frac{Y_d(z)}{R(z)} = \frac{\alpha\kappa_1 z + \alpha\kappa_0}{z^3 + z^2(-\beta - 1) + z(\alpha\kappa_1 + \beta) + \alpha\kappa_0},$$

como a representação controlável em espaço de estados como,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k + 1) &= \mathbf{A}_{cl_d} \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{B}_{dw} \mathbf{r}(k) \\ y_d(k) &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}_d(k) \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

com,

$$\mathbf{A}_{cl_d} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\alpha\kappa_0 & -(\alpha\kappa_1 + \beta) & \beta + 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{dw} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = [\alpha\kappa_0 \quad \alpha\kappa_1 \quad 0].$$

O sistema (B.10) pode ser reescrito da forma,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{B}_d u_d(k) + \mathbf{B}_{dw} \mathbf{r}(k) \\ y_d(k) &= \mathbf{D}_d \mathbf{u}_d(k) \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

com a lei de controle de realimentação de estados,

$$u_d(k) = \mathbf{K} \mathbf{x}_d(k), \quad \mathbf{K} = [\kappa_0 \quad \kappa_1 \quad 0] \quad (\text{B.12})$$

em que,

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\beta & \beta + 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\alpha \end{bmatrix}, \quad D_d = \alpha.$$

Da Figura B.1 (b), segue-se que,

$$\Delta v(k) \triangleq v(k) - v(k-1) = \kappa_0 e(k-1) + \kappa_1 e(k) \quad (\text{B.13})$$

e conseqüentemente,  $u_d(k) = \Delta v(k-1)$ ,  $x_1(k) = e(k-2)$ ,  $x_2(k) = e(k-1)$  e  $x_3(k) = e(k)$ . Observe que, devido ao atraso, a lei de controle depende apenas dos instantes passados do erro,  $e(k-1)$  e  $e(k-2)$ . Agora, para o reprojeto digital, uma estratégia é encontrar um ganho  $K$  em (B.12), tal que (B.10) seja assintoticamente estável e alguma norma de  $(y(k) - y_d(k))$  seja minimizada. O problema considerado nesse trabalho pode ser afirmado da seguinte forma.

Nos procedimentos usuais de reprojeto digital (Chang et al., 2002; Lee et al., 2004; Lee; Park; Joo, 2006), a norma Euclidiana entre os estados do sistema em malha fechada no tempo discreto (B.6) e os estados do sistema discreto (B.10) são minimizados por meio de um problema de minimização das matrizes dinâmicas de malha fechada de ambos os sistemas, ou seja,

$$\min_{K, Q} \gamma$$

$$\mathbf{Q} \succ 0, \quad (\mathbf{A} - (\mathbf{A}_d + \mathbf{K} \mathbf{B}_d))' (\mathbf{A} - (\mathbf{A}_d + \mathbf{K} \mathbf{B}_d)) \preceq \gamma^2 \mathbf{Q},$$

em que,  $\gamma$  está relacionada à norma da diferença entre os estados. Entretanto esse procedimento não é diretamente aplicável aqui, pois devido ao atraso na aplicação do sinal de controle, as dimensões das matrizes dinâmicas são incompatíveis, ou seja,  $x(k) \in^2$  e  $x_d(k) \in^3$ . Como alternativa, propõe-se a minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  da função de transferência da entrada  $r(k)$  para a saída  $y_e(k) = y(k) - y_d(k)$  do sistema aumentado,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_e(k+1) &= \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{x}_e(k) + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_d(k) + \tilde{\mathbf{B}}_w r(k) \\ y_e(k) &= \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{x}_e(k) + \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{u}_d(k) \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

em que,  $\mathbf{x}_e(k) = [x(k)' \quad x_d(k)']'$ ,  $y_e(k) = y(k) - y_d(k)$ , e

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_d \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}_d \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{B}}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_w \\ \mathbf{B}_{dw} \end{bmatrix}, \\ \tilde{\mathbf{C}} &= [\mathbf{C} \quad 0], \quad \tilde{\mathbf{D}} = -\mathbf{D}_d, \end{aligned}$$

com a lei de controle  $\mathbf{u}_d(k) = \tilde{\mathbf{K}}\mathbf{x}_e(k)$ ,  $\tilde{\mathbf{K}} = [0 \quad \mathbf{K}]$  com  $\mathbf{K}$  dado em (B.12), recuperando o controlador PI.

**Problema 1.** *Dados os parâmetros da planta e do controlador em tempo contínuo, em (B.1) e (B.2), respectivamente, e o período de amostragem  $T$ , encontre os ganhos  $\kappa_0$  e  $\kappa_1$  do controlador PI (B.9) no domínio do tempo discreto utilizando a técnica de reprojeto digital com um atraso de implementação do sinal de controle, de modo que a saída do sistema em malha fechada no domínio do tempo discreto Figura B.1(b) seja o mais próximo possível da saída do sistema em malha fechada no tempo contínuo Figura B.1(a).*

A próxima seção apresenta os principais resultados deste estudo para resolver o Problema 1.

### B.3 REPROJETO DE CONTROLADORES PI BASEADO EM LMIS

Na sequência, o Teorema 4 fornece uma LMI para o reprojeto digital.

**Teorema 4.** *Se existirem matrizes  $\mathbf{Z}_1$ ,  $\mathbf{W}_1 = \mathbf{W}'_1 > 0$  e  $\mathbf{W}_2 = \mathbf{W}'_2 > 0$ , e um escalar  $\mu > 0$  de modo que a seguinte LMI seja satisfeita,*

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W} & \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{W} + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{Z} & 0 & \tilde{\mathbf{B}}_w \\ \star & \mathbf{W} & \mathbf{W}\tilde{\mathbf{C}}' + \mathbf{Z}'\tilde{\mathbf{D}} & 0 \\ \star & \star & \mathbf{I} & 0 \\ \star & \star & \star & \mu^2\mathbf{I} \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{B.15})$$

$$\mathbf{Z} = [0 \quad \mathbf{Z}_1], \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

então, o ganho de realimentação do estado  $\mathbf{K} = \mathbf{Z}_1 \mathbf{W}_2^{-1} \tilde{\mathbf{K}} = \mathbf{Z} \mathbf{W}^{-1}$  garante a estabilidade assintótica de (B.10) e  $\mu$  é o custo garantido (limite superior) para que a norma  $\mathcal{H}_\infty$  do sistema em malha fechada (B.14).

**Prova:** A prova segue a aplicação direta de uma versão discreta do Lema do Limite Real (Boyd et al., 1994; Palhares; Takahashi; Peres, 1997) com  $\mathbf{Z} = \tilde{\mathbf{K}} \mathbf{W}$ .  $\square$

**Observação 1.** Observe que o Teorema 4 fornece a expressão de um PID, uma vez que, no caso de realimentação total do estado, tem-se  $\mathbf{K} = [\kappa_0 \quad \kappa_1 \quad \kappa_2]$  e, portanto,

$$\Delta \nu(k) = \kappa_0 e(k-2) + \kappa_1 e(k-1) + \kappa_2 e(k).$$

Neste caso, a expressão de controle (B.9) torna-se,

$$\hat{G}_c(z) = \frac{\kappa_2 z^2 + \kappa_1 z + \kappa_0}{z-1} \quad (\text{B.17})$$

De fato, a função de transferência discreta do controlador com atraso de tempo,  $\hat{G}_c(z)z^{-1}$ , resulta em uma expressão de um PID em tempo discreto obtido pela abordagem retangular ou trapezoidal.

$$G_{PID}(z) = \frac{\kappa_2 z^2 + \kappa_1 z + \kappa_0}{z(z-1)}.$$

Observe que se  $\kappa_0 = 0$  a expressão do projeto do controlador  $\hat{G}_c(z)$  com atraso  $z^{-1}$  torna-se um controlador PI com a planta sem qualquer atraso.

O próximo corolário fornece uma estratégia para obter um controlador PI fornecido pela lei de controle (B.12).

**Corolário 1.** Se existem matrizes  $\mathbf{W}_1 = \mathbf{W}'_1 > 0$  e  $\mathbf{W}_{21} = \mathbf{W}'_{21} > 0$  de dimensões apropriadas, escalares  $z_{11}, z_{12}, w_{22} > 0$  e  $\mu > 0$  de modo que a LMI (B.15) seja satisfeita com  $\mathbf{Z}$  e  $\mathbf{W}$  dados por (B.16) e

$$\mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{21} & 0 \\ 0 & w_{22} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.18})$$

então, o controlador PI (B.9) com,

$$\begin{bmatrix} \kappa_0 & \kappa_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \end{bmatrix} \mathbf{W}_{21}^{-1}$$

garante a estabilidade assintótica de (B.10) e que  $\mu$  é um custo garantido para a norma  $\mathcal{H}_\infty$  do sistema em malha fechada (B.14) com  $\tilde{\mathbf{K}} = \mathbf{Z} \mathbf{W}^{-1}$ .

Para reduzir a conservatividade das condições do Teorema 4, associado ao teorema de Lyapunov, é empregada uma técnica baseada em variáveis de folga, conforme apresentado no próximo teorema.

**Teorema 5.** *Se existe uma matriz  $\mathbf{W} = \mathbf{W}' > 0$ , matrizes  $\mathbf{Z}$ ,  $\mathbf{G}$  e um escalar  $\mu > 0$ , de forma que a seguinte LMI seja satisfeita*

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W} & \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{G} + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{Z} & 0 & \tilde{\mathbf{B}}_w \\ \star & \mathbf{G} + \mathbf{G}' - \mathbf{W} & \mathbf{G}'\tilde{\mathbf{C}}' + \mathbf{Z}'\tilde{\mathbf{D}}' & 0 \\ \star & \star & \mathbf{I} & 0 \\ \star & \star & \star & \mu^2\mathbf{I} \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{B.19})$$

com

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{Z}_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 & \mathbf{G}_3 \\ 0 & \mathbf{G}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{21} & 0 \\ \mathbf{G}_{23} & g_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

então, os parâmetros do controlador PI fornecidos pelo ganho de realimentação de estado  $\mathbf{K} = \mathbf{Z}_1\mathbf{G}_2^{-1}$  garante a estabilidade assintótica de (B.10) e que  $\mu$  é um custo garantido para a norma  $\mathcal{H}_\infty$  do sistema em malha fechada (B.14).

**Prova:**

Observe que (B.15) é obtido se multiplicar à esquerda de (B.19) por  $\text{diag}(\mathbf{I}, \mathbf{W}(\mathbf{G}^{-1})', \mathbf{I})$  e à direita por sua transposta com  $\mathbf{Z} = \tilde{\mathbf{K}}\mathbf{G}$  (Oliveira; Geromel; Bernussou, 2002).  $\square$

Observe que as opções  $\mathbf{G}_1 = \mathbf{W}_1$ ,  $\mathbf{G}_3 = 0$  e  $\mathbf{G}_2 = \mathbf{W}_2$  garantem que a condição (B.19) é um condição necessária para a viabilidade de (B.15). Em outras palavras, as condições do Teorema 5 contêm as condições do Teorema 4 como um caso particular e, como consequência, sempre fornecem resultados menos conservadores.

No entanto, as restrições de estrutura nas matrizes  $\mathbf{Z}$  e  $\mathbf{G}$  ainda são grandes fontes de conservatividade. É possível reduzir a conservatividade usando uma abordagem em duas etapas (Agulhari; Oliveira; Peres, 2010). Basicamente, usando um ganho de realimentação de estado, com estrutura inadequada para o cálculo do PI ou PID, como parâmetro de entrada, é possível projetar um ganho de realimentação de estado com estrutura adequada.

Observe que as equações (B.16) e (B.20) representam a estrutura específica proposta neste documento para obter o controlador PI desejado.

O próximo teorema propõe condições de síntese usando essa estratégia.

**Teorema 6.** *Dado um ganho inicial  $\tilde{\mathbf{K}}_i$ , se existir uma matriz  $\mathbf{W} = \mathbf{W}' > 0$ , matrizes  $\mathbf{G}$ ,  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{M}$  e um escalar  $\mu > 0$  para que o seguinte LMI seja satisfeito.*

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W} & \hat{\mathbf{A}}'\mathbf{G} & 0 & \hat{\mathbf{C}}'\mathbf{H} & \mathbf{M}' - \tilde{\mathbf{K}}_i'\mathbf{R}' \\ \star & \mathbf{G} + \mathbf{G}' - \mathbf{W} & \mathbf{G}'\tilde{\mathbf{B}}_w & 0 & \mathbf{G}'\tilde{\mathbf{B}} \\ \star & \star & \mu^2\mathbf{I} & 0 & 0 \\ \star & \star & \star & \mathbf{H} + \mathbf{H}' - \mathbf{I} & \mathbf{H}'\tilde{\mathbf{D}} \\ \star & \star & \star & \star & -\mathbf{R} - \mathbf{R}' \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{B.21})$$

com

$$\hat{\mathbf{A}} = \tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{K}}_i, \quad \hat{\mathbf{C}} = \tilde{\mathbf{C}} + \tilde{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{K}}_i$$

então o ganho de realimentação do espaço  $\tilde{\mathbf{K}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{M}$  garante a estabilidade assintótica e  $\mu$  é um custo garantido para a norma  $\mathcal{H}_\infty$  do sistema em malha fechada (B.14).

**Prova:** Definindo,

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \hat{\mathbf{A}}'\mathbf{G} & 0 & \hat{\mathbf{C}}'\mathbf{H} & 0 \\ \star & \mathbf{G} + \mathbf{G}' - \mathbf{W} & \mathbf{G}'\tilde{\mathbf{B}}_w & 0 & \mathbf{G}'\tilde{\mathbf{B}} \\ \star & \star & \mu^2\mathbf{I} & 0 & 0 \\ \star & \star & \star & \mathbf{H} + \mathbf{H}' - \mathbf{I} & \mathbf{H}'\tilde{\mathbf{D}} \\ \star & \star & \star & \star & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{S} & 0 & 0 & 0 & -\mathbf{I} \end{bmatrix}$$

com  $\mathbf{S} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{M} - \tilde{\mathbf{K}}_i$  obtém-se que (B.21) é equivalente a

$$\mathbf{Q} + \mathbf{U}'\mathbf{R}\mathbf{V} + \mathbf{V}'\mathbf{R}'\mathbf{U} > 0. \quad (\text{B.22})$$

Escolhendo as seguintes bases para os espaços nulos de  $\mathbf{U}$  e  $\mathbf{V}$

$$\mathbf{N}_U = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & \mathbf{I} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N}_V = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \\ \mathbf{S} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

vê-se que (B.22) é equivalente, pelo lema da projeção (Boyd et al., 1994; Gahinet; Apkarian, 1994), para

$$\mathbf{N}'_U \mathbf{Q} \mathbf{N}_U = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \hat{\mathbf{A}}'\mathbf{G} \\ \star & \mathbf{G} + \mathbf{G}' - \mathbf{W} \end{bmatrix} > 0,$$

que é a condição de estabilidade de  $\tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{K}}_i$ , e

$$\mathbf{N}'_V \mathbf{Q} \mathbf{N}_V = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \tilde{\mathbf{A}}'_{cl}\mathbf{G} & 0 & \tilde{\mathbf{C}}'_{cl}\mathbf{H} \\ \star & \mathbf{G}'\mathbf{W}^{-1}\mathbf{G} & \mathbf{G}'\tilde{\mathbf{B}}_w & 0 \\ \star & \star & \mu^2\mathbf{I} & 0 \\ \star & \star & \star & \mathbf{H}'\mathbf{H} \end{bmatrix} > 0$$

com  $\tilde{\mathbf{A}}_{cl} = \tilde{\mathbf{A}} + \tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{K}}$  e  $\tilde{\mathbf{C}}_{cl} = \tilde{\mathbf{C}} + \tilde{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{K}}$ , desde a viabilidade de (B.21) implica  $\mathbf{G} + \mathbf{G}' > \mathbf{W} > 0$ ,  $\mathbf{H} + \mathbf{H}' > \mathbf{I} > 0$  e, conseqüentemente,  $(\mathbf{W} - \mathbf{G})'\mathbf{W}^{-1}(\mathbf{W} - \mathbf{G}) \geq 0$ ,

$(\mathbf{I} - \mathbf{H})'(\mathbf{I} - \mathbf{H}) \geq 0$ . Multiplicando à direita por

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{G}^{-1}\mathbf{W} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \\ 0 & 0 & \mathbf{H}^{-1} & 0 \end{bmatrix}$$

e à esquerda por sua transposição fica (B.15) com  $\tilde{\mathbf{K}}\mathbf{W} = \mathbf{Z}$ .  $\square$

**Observação 2.** Observe que  $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & m_1 & m_2 & 0 \end{bmatrix}$  pode ser utilizado para impor uma estrutura PI, enquanto um PID pode ser recuperado impondo  $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & m_1 & m_2 & m_3 \end{bmatrix}$ . A vantagem dessa condição é impor restrições de estrutura apenas em  $\mathbf{M}$ , enquanto outras variáveis de folga têm estrutura completa. Observe que  $R$  é uma variável escalar (nenhuma restrição é imposta) e a estrutura em  $\mathbf{M}$  não é apenas suficiente, mas também necessária para produzir o ganho projetado. Para o melhor conhecimento do autor, essa vantagem da abordagem em duas etapas está sendo explorada pela primeira vez. Mais detalhes sobre como escolher o ganho inicial  $\tilde{\mathbf{K}}_i$  são apresentados na próxima observação.

**Observação 3.** Existem muitas abordagens para escolher o ganho inicial  $\tilde{\mathbf{K}}_i$  no Teorema 6. Se o período de amostragem for pequeno, a implementação induziu atraso,  $\tilde{\mathbf{K}}_i$  pode ser composto pelos ganhos da aproximação de Tustin do controlador contínuo. Também é possível realizar uma pesquisa de bissecção nos dois parâmetros escalares  $\kappa'_0$  e  $\kappa'_1$  em  $\tilde{\mathbf{K}}_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \kappa'_0 & \kappa'_1 & 0 \end{bmatrix}$ . Finalmente, se o período de amostragem gerar um atraso significativo, um procedimento eficiente é impor  $\tilde{\mathbf{K}}_i = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{K}_i \end{bmatrix}$  de modo que  $\mathbf{K}_i$  coloque os polos de  $\mathbf{A}_d + \mathbf{B}_d\mathbf{K}_i$  como pólos da versão em tempo discreto do sistema de malha fechada no tempo contínuo, ou seja,  $\mathbf{A}$ . Como  $\mathbf{A}_d + \mathbf{B}_d\mathbf{K}_i$  possui uma dimensão maior que  $\mathbf{A}$ , devido ao atraso,  $\mathbf{K}_i$  é escolhido de modo que  $\lambda(\mathbf{A}_d + \mathbf{B}_d\tilde{\mathbf{K}}_i) = \lambda(\text{diag}(\mathbf{A}, 0))$ , em que  $\lambda(\mathbf{M})$  representa os autovalores de uma determinada matriz  $\mathbf{M}$ .

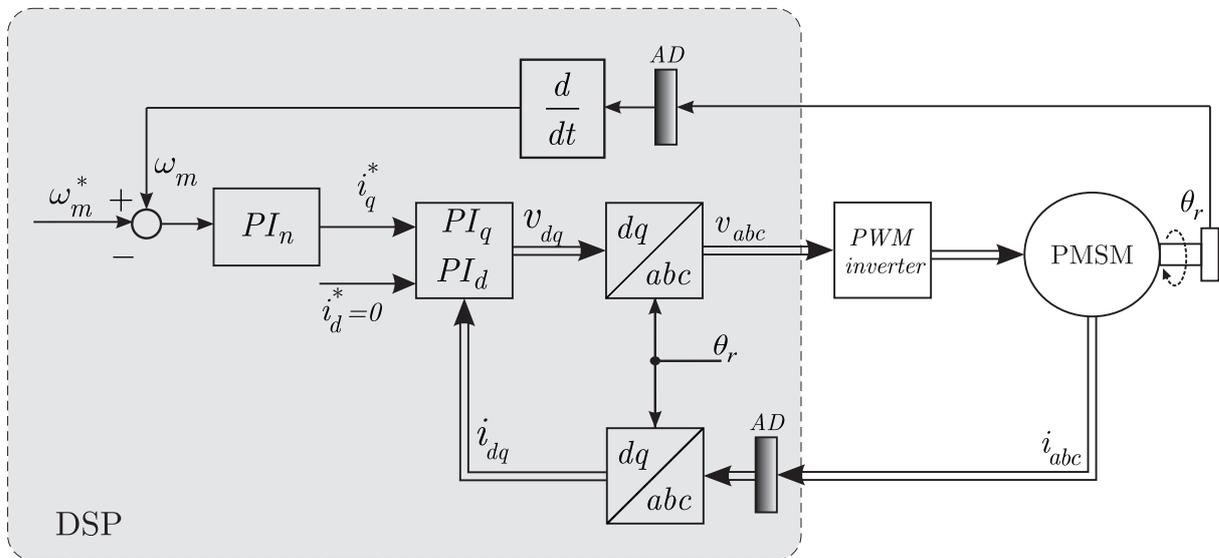
**Observação 4.** A formulação proposta para o reprojeto digital pode ser estendida para sistemas lineares da ordem  $n$ . Para isso, considere o vetor de estado  $\mathbf{x}(k)$  logo acima (B.14) com ordem  $n$  e o vetor de estado  $\mathbf{x}_d(k)$  com ordem  $n + 1$ . A alternativa para minimizar a norma  $\mathcal{H}_\infty$  da função de transferência de entrada  $r(k)$  para a saída  $y_e(k) = y(k) - y_d(k)$  do sistema aumentado poderia ser aplicado, levando a um ganho  $\tilde{\mathbf{K}}$  para uma lei de controle de realimentação de estados de dimensão  $n$ .

## B.4 REPROJETO DIGITAL APLICADO AO CONTROLE DO PMSM

Esta aplicação iniciou com o objetivo principal de ilustrar a viabilidade de um controlador reprojeto digitalmente usando as condições do Teorema 6 para uma aplicação prática. Para isso, considerou-se a malha de velocidade e as malhas de corrente para

um PMSM trifásico, conforme Figura B.2. Nesta figura,  $i_{abc}$  representam as correntes de fase,  $\theta_r$  representa a posição angular rotórica,  $\omega_m^*$ ,  $i_q^*$  e  $i_d^*$  representam, respectivamente, as referências de velocidade rotórica, corrente em quadratura e corrente direta para o esquema de controle orientado pelo campo (FOC). Os blocos  $abc/dq$  e  $dq/abc$  implementam a transformação de coordenadas de  $abc$  para  $dq$  e vice-versa. O bloco AD apresenta a conversão analógico/digital. O bloco inversor PWM converte a tensão  $v_{abc}$  pela modulação por largura de pulso para o acionamento do motor (Krishnan, 2010).

Figura B.2 – Sistema de controle experimental para um PMSM utilizando controladores PI.



Fonte: Autor (Gabbi et al., 2019).

O controlador é implementado por meio de um processador digital de sinal (DSP). O projeto de controle para esse sistema deve fornecer três controladores PI:  $PI_n$ ,  $PI_d$  e  $PI_q$ . Cada um desses controladores opera em uma malha equivalente a da Figura. B.1 (a). (Krishnan, 2010).

Após a obtenção, esses PIs devem ser reprojitados adequadamente para a implementação digital, considerando o atraso de controle, conforme descrito no Problema 1. São considerados os parâmetros nominais do PMSM apresentados no Apêndice D. A Figura D.1 mostra a bancada experimental utilizada.

Para a malha de controle de velocidade, o modelo da planta é dada por,

$$G(s) = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} = \frac{25,79}{s + 0,5004} \quad (\text{velocidade rotórica}) \quad (\text{B.23})$$

Um controlador PI no tempo contínuo que garante limites para o desempenho de 10% de *overshoot* e *undershoot*, 0,1 s de tempo de acomodação e 0,1 s de tempo de subida

para esta planta é fornecido por,

$$G_c(s) = \frac{0,3398s + 3,656}{s} \quad (\text{PI}_n) \quad (\text{B.24})$$

Para as malhas de controle de corrente, de eixo direto e de eixo em quadratura, os modelos das plantas são dados, respectivamente, por,

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_d}}{s + \frac{R_s}{L_d}} = \frac{49,75}{s + 24,88} \quad (\text{Corrente eixo direto}) \quad (\text{B.25})$$

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_q}}{s + \frac{R_s}{L_q}} = \frac{24,45}{s + 12,22} \quad (\text{Corrente eixo em quadratura}) \quad (\text{B.26})$$

Controladores PI adequados para as malhas de controle de corrente, com largura de banda pelo menos dez vezes a largura de banda da malha de controle de velocidade, são dados, respectivamente por,

$$G_c(s) = \frac{6,8s + 1128}{s} \quad (\text{PI}_d) \quad (\text{B.27})$$

$$G_c(s) = \frac{13,84s + 2220}{s} \quad (\text{PI}_q) \quad (\text{B.28})$$

Os PIs (B.24), (B.27) e (B.28) podem ser reprojeto e testados em simulação e na prática.

#### B.4.1 Reprojeto digital dos controladores PI projetados

Com o período de amostragem de  $T = 0,0001$  s e usando os parâmetros dos modelos em tempo contínuo de (B.23) e (B.24), a LMIs de reprojeto digital do Teorema 6 fornece o controlador de velocidade PI em tempo discreto da forma,

$$G_c(z) = \frac{0,3398z - 0,3395}{z - 1} \quad (\text{B.29})$$

A Figura B.3 (a) mostra uma comparação das respostas do controle de velocidade considerando como referência um degrau unitário para o controlador PI no tempo contínuo (B.24) e a planta (B.23), na malha da Figura B.1(a), e para o reprojeto digital (B.29) e a planta discretizada, considerando o atraso na malha da Figura. B.1(b). É possível observar uma correspondência muito boa entre as respostas, indicando o sucesso do reprojeto fornecido pelo Teorema 6.

Usando o mesmo período de amostragem, o Teorema 6 fornece os PIs no domínio do tempo discreto para os controladores do eixo direto e em quadratura (B.27) e (B.28),

dados, respectivamente, por

$$G_c(z) = \frac{6,79952z - 6,68673}{z - 1} \quad (\text{B.30})$$

$$G_c(z) = \frac{13,84z - 13,62}{z - 1} \quad (\text{B.31})$$

Na Figura B.3 (b), é apresentada uma comparação para o controle de corrente de eixo direto para uma referência em degrau unitário utilizando o controlador PI em tempo contínuo (B.27) e a planta (B.25), na malha da Figura B.1 (a), e com o PI reprojeto digitalmente (B.30) e a planta discretizada, na malha com atraso da Figura B.1 (b), confirmando também a boa correspondência do reprojeto digital. A resposta para o controle da corrente do eixo em quadratura é muito similar a obtida na Figura B.3 (b).

## B.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A implementação prática dos controladores PI reprojeto digitalmente (B.29), (B.30) e (B.31) é realizada usando um processador digital de sinais (DSP TI TMS320F28335), que é usado para gerar os sinais de acionamento dos interruptores do inversor fonte de tensão que alimenta o motor. Uma máquina de indução é acoplada ao eixo do PMSM para fornecer uma carga mecânica, conforme mostrado na Figura D.1. Os sensores de efeito hall são usados para medir as correntes  $i_{abc}$  e um *encoder* absoluto é empregado para medir a posição angular rotórica  $\theta_r$ . Uma modulação geométrica gera o sinal PWM com frequência de comutação de 10 kHz (Holmes; Lipo, 2003).

Os resultados do sistema em malha fechada para uma referência de velocidade que inicia em rampa, estabiliza em um valor constante e tem duas variações adicionais de velocidade são apresentados na Figura B.4. A partir desta figura, pode-se observar uma boa correspondência entre a simulação e os resultados experimentais, além de um rastreamento adequado para a referência de velocidade rotórica imposta.

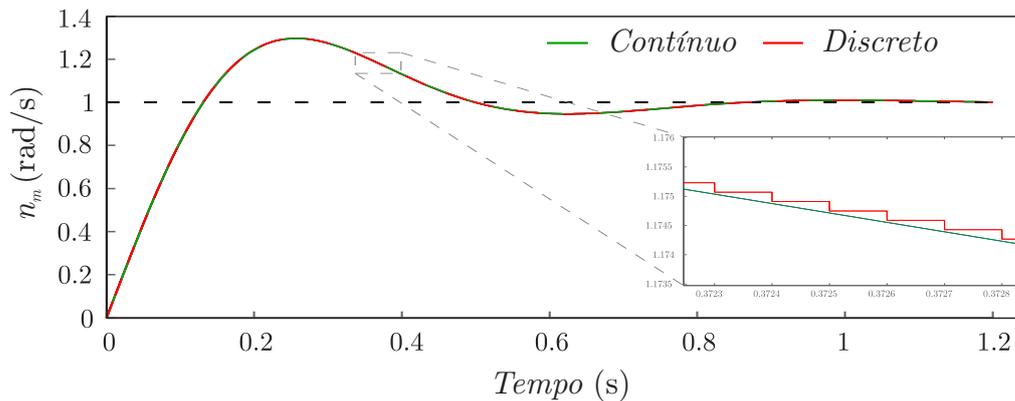
As Figuras B.5(a) e B.5(b) mostra os detalhes na inicialização e no ponto de transição entre a rampa e o valor constante da referência da Figura B.4.

Na Figura B.5(a), pode-se observar um rastreamento muito bom da rampa na inicialização. Na Figura B.5(b), pode-se observar na simulação e na prática um pequeno *overshoot* quando a referência é alterada da rampa para um valor constante e também o comportamento médio adequado da velocidade experimental.

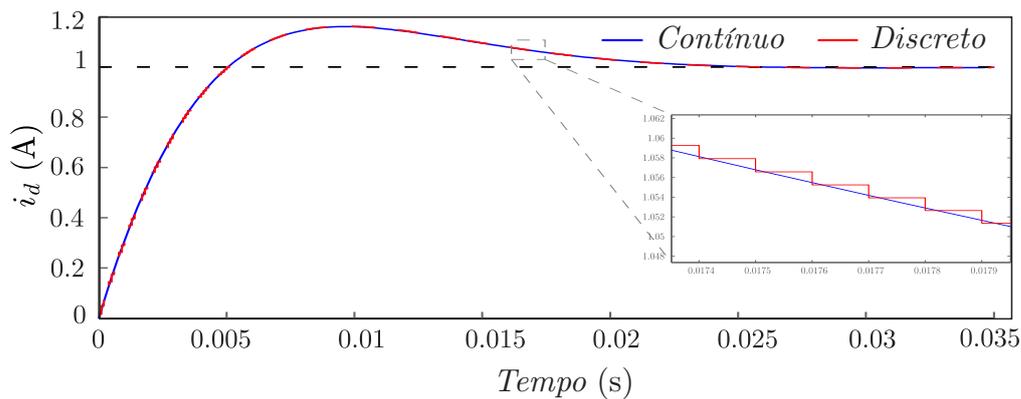
Na Figura B.6(a), observa-se que, após uma súbita redução na referência de velocidade, a velocidade real tem um *undershoot* e, em seguida, exibe um padrão de estado estacionário adequado, na simulação e na prática.

A Figura B.6(b) mostra que, após um aumento repentino na velocidade de refe-

Figura B.3 – (a) Respostas da malha de controle de velocidade para uma referência em degrau unitário para o sistema em tempo contínuo, com planta e controlador (B.23) e (B.24), e para o modelo discretizado (B.23) com PI reprojeto digitalmente (B.29). (b) Resposta da malha de corrente do eixo direto para uma referência em degrau unitário para o sistema em tempo contínuo, com planta e controlador (B.25) e (B.27), e para o modelo discretizado (B.25) com PI reprojeto digitalmente (B.30).



(a)



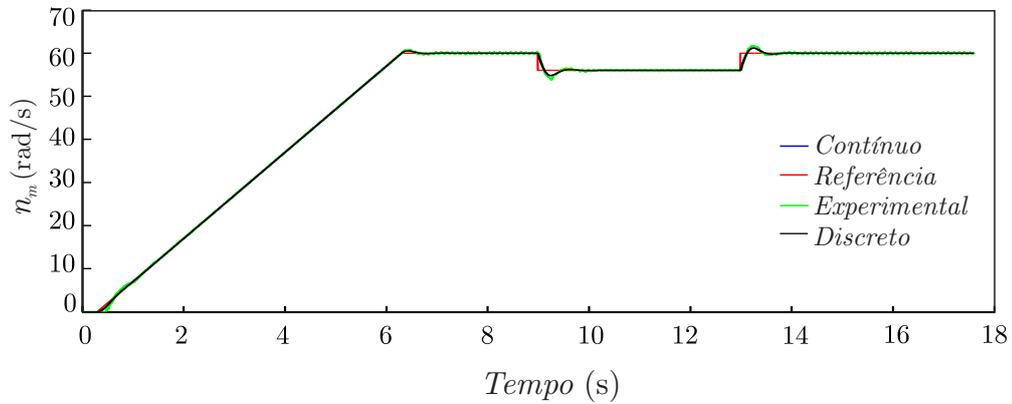
(b)

Fonte: Autor (Gabbi et al., 2019).

rência, a velocidade real tem um *overshoot* e, em seguida, se estabelece com pequenas oscilações em torno do valor do estado estacionário. As oscilações que aparecem nos resultados práticos são devido ao acoplamento mecânico entre o *encoder* e o eixo do motor, e também a construção não ideal da máquina, que produzirá oscilações de torque. No entanto, o comportamento médio da velocidade experimental é aproximado dos valores obtidos em simulação, confirmando que os modelos da planta e do controlador são adequados para fornecer resultados práticos viáveis para essa aplicação.

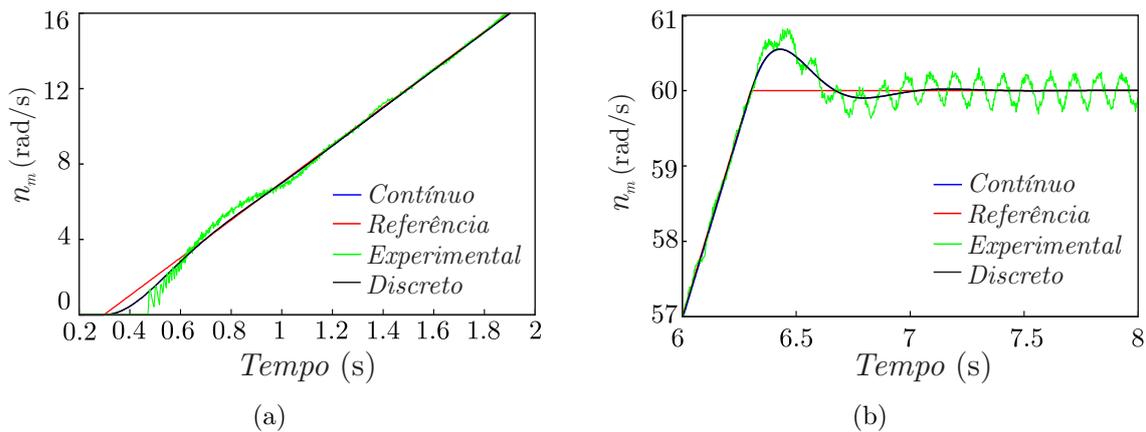
Finalmente, as correntes  $i_q$  e  $i_d$  são apresentadas na Figura B.7, sendo  $i_q$  o sinal de controle.

Figura B.4 – Resultado Experimental: Comparação das velocidade rotóricas obtidas em simulação com controladores contínuos (B.24), (B.27) e (B.28), e simulação e experimental com controladores em tempo discreto (B.29), (B.30) e (B.31).



Fonte: Autor (Gabbi et al., 2019).

Figura B.5 – Resultado Experimental: Detalhe da Figura B.4 (a) início da rampa (b) transição entre a rampa e a referência constante.



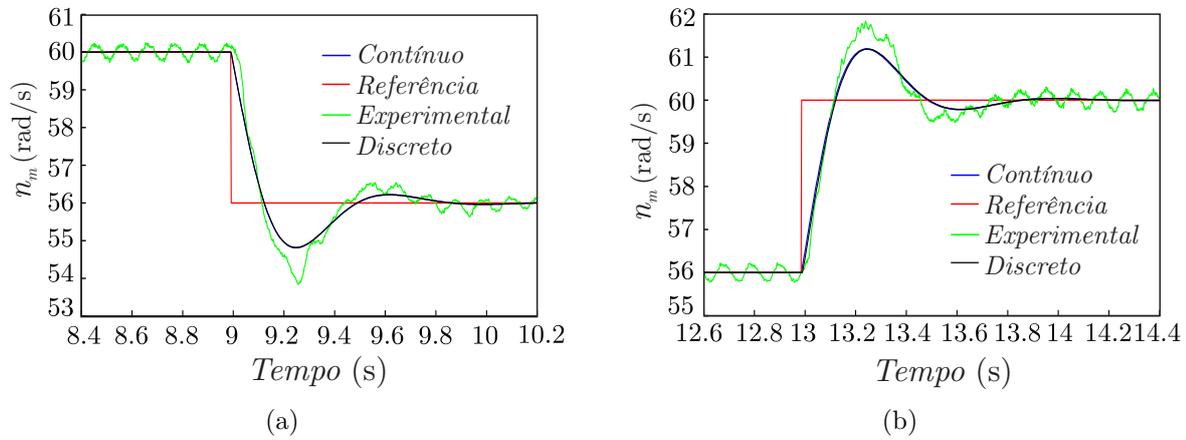
Fonte: Autor (Gabbi et al., 2019).

## B.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse estudo apresentou uma contribuição ao controle do motor síncrono de ímãs permanentes abordando o reprojeto digital de controladores PI aplicados com atraso de um período de amostragem. Vários problemas práticos representados por plantas de primeira ordem podem ser abordados usando essa estrutura.

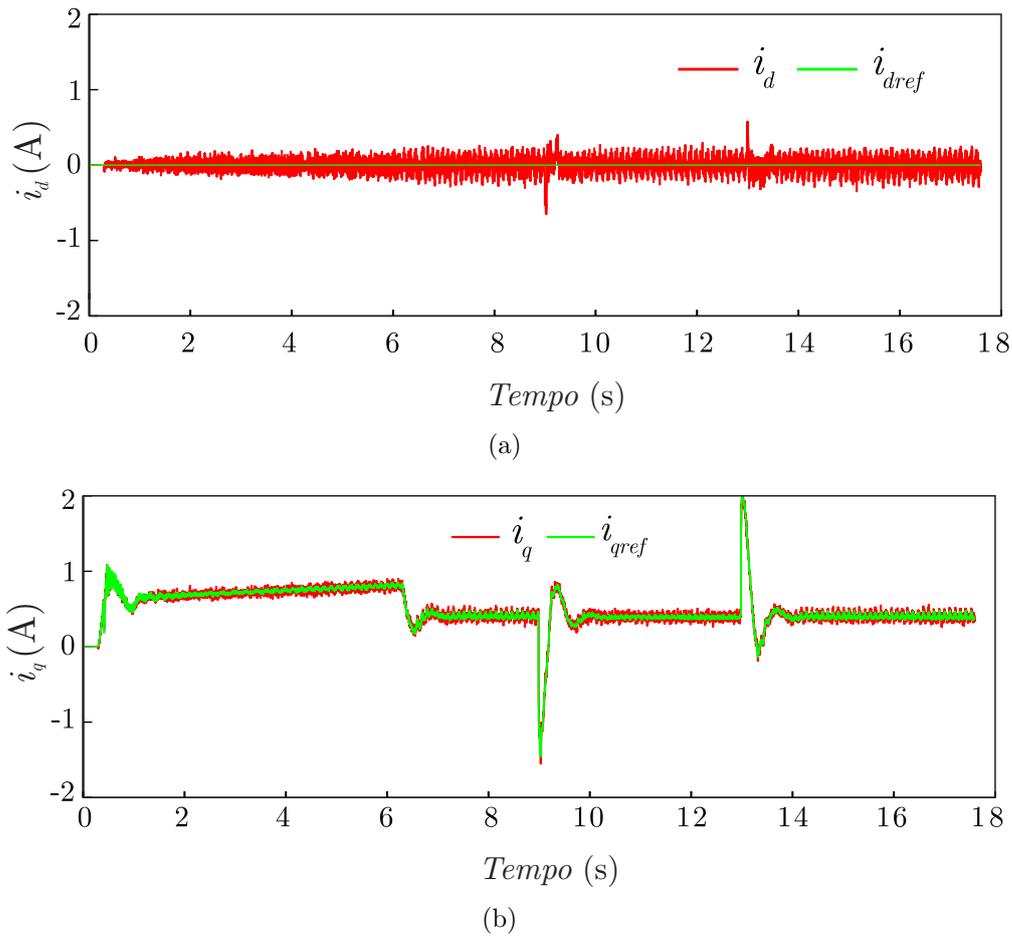
A solução para o reprojeto é dada com base em LMIs diferentes das de comparação de estados convencionais, explorando variáveis extras e estruturas especiais nas variáveis da matriz, fornecendo ao projetista de controle uma garantia teórica de estabilidade e desempenho. Os controladores reprojeto digitalmente são obtidos de maneira muito rápida e os resultados experimentais são congruentes aos obtidos em simulação.

Figura B.6 – Resultado Experimental: Detalhe da Figura B.4, (a) variação de velocidade de 60 para 56 rad/s. (b) variação de velocidade de 56 para 60 rad/s.



Fonte: Autor (Gabbi et al., 2019).

Figura B.7 – Resultado Experimental: correntes (a)  $i_d$  e (b)  $i_q$ .



Fonte: Autor (Gabbi et al., 2019).

## Apêndice C – Algoritmo Genético

### C.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Algoritmos genéticos são técnicas de busca e otimização que consistem em uma analogia a processos naturais, tendo como base a teoria da adaptação e seleção natural das espécies, desenvolvida por Charles Darwin e pelos trabalhos de Mendel sobre herança genética (Russell; Norvig, 2016; Haupt; Haupt, 2004). De modo geral, o objetivo de um algoritmo genético é minimizar ou maximizar uma função custo. Cada uma das variáveis de entrada para esta função é chamada de gene, sendo que um conjunto de genes recebe o nome de cromossomo ou indivíduo. Por fim, o conjunto de vários indivíduos é chamado de população (Dupont et al., 2010).

Figura C.1 – Estrutura básica de um algoritmo genético.

$$\text{População} = \underbrace{\begin{bmatrix} \text{cromossomo}_1 \\ \text{cromossomo}_2 \\ \vdots \\ \text{cromossomo}_n \end{bmatrix}}_{\text{Cromossomos}} = \underbrace{\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{m1} & g_{m2} & \cdots & g_{mn} \end{bmatrix}}_{\text{Genes}}$$

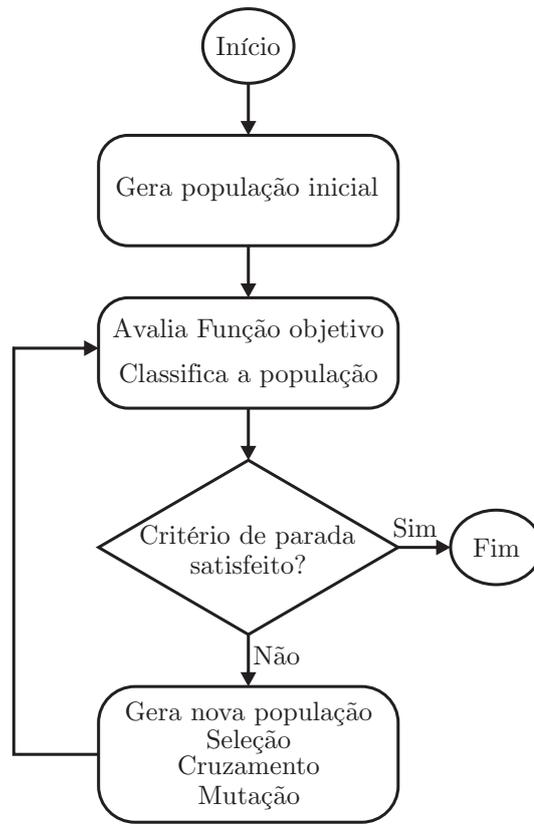
Fonte: Autor.

O funcionamento típico de um algoritmo genético segue os passos vistos no fluxograma apresentado pela Figura C.2.

No algoritmo genético a solução ótima é construída a partir de um processo evolutivo, que tem início com uma população formada por indivíduos criados aleatoriamente. Por meio de cruzamentos e mutações entre os indivíduos, os mais fortes (ou seja, as melhores soluções) possuem maior chance de sobrevivência e mantêm-se no processo evolutivo. Assim como as características de cada indivíduo dependem de seus genes, as características de uma determinada solução é função de seus parâmetros (Russell; Norvig, 2016). Sendo assim, para dar continuidade ao processo evolutivo, um novo conjunto de possíveis soluções, ou seja, uma nova geração, é obtida misturando-se características (genes) dos indivíduos selecionados. Este procedimento se repete até que a solução encontrada seja satisfatória ou até que atinja-se o máximo número de iterações. Para avaliar a qualidade de cada indivíduo, ou seja, de cada possível solução, uma função custo deve ser definida (Haupt; Haupt, 2004).

Uma vez que a população é gerada aleatoriamente, o GA é capaz de virtualmente buscar todo o espaço de soluções, provendo buscas em diferentes pontos deste espaço. Uma vez que não é necessário conhecer a derivada da função custo, como em outras

Figura C.2 – Fluxograma de funcionamento de um GA.



Fonte: Adaptado de (Voratas, 2012).

técnicas de otimização, o GA tem a capacidade de evoluir mesmo com base em dados experimentais ou de simulação (Russell; Norvig, 2016).

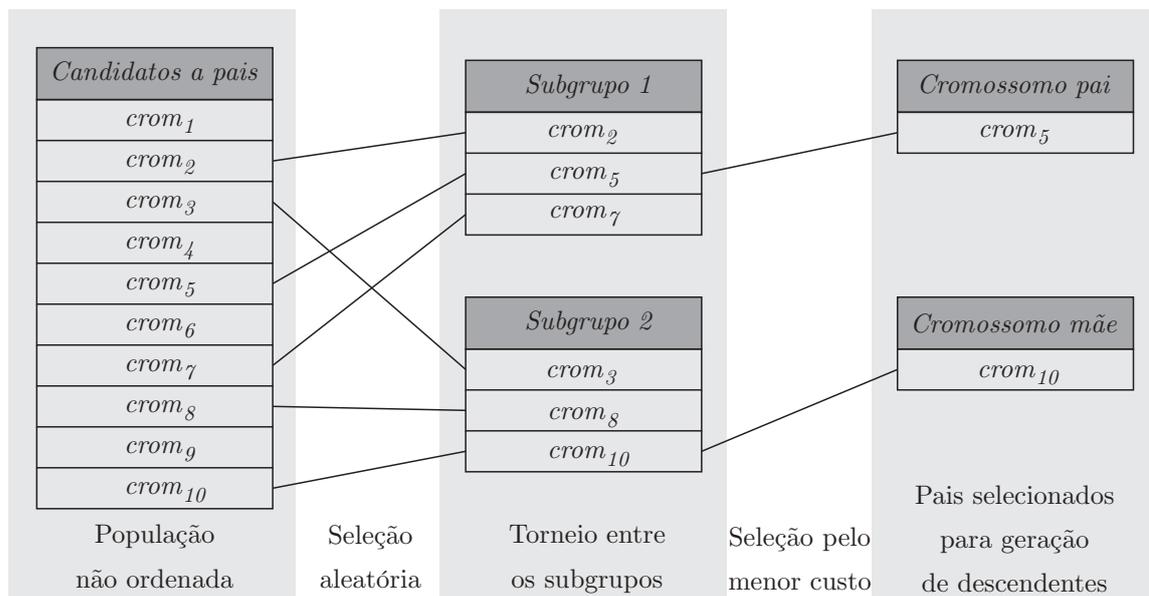
Durante a execução do algoritmo, os indivíduos que possuem o menor custo (*fitness*) geram descendentes (*offspring*) para uma próxima geração, na tentativa de melhorar a média da função custo da população como um todo à medida que esta evolui. Entretanto, devido à quantidade de parâmetros e a natureza estocástica do processo, o algoritmo pode convergir para diferentes resultados em cada execução, ou pode ser confinado em um ponto de mínimo local. Para evitar estes problemas, deve-se ajustar o tamanho da população e as taxas de mutação e cruzamento de modo a garantir uma população com diversidade adequada. Ainda, caso necessário, pode-se utilizar o elitismo para garantir a sobrevivência dos melhores indivíduos para a próxima geração (Haupt; Haupt, 2004).

As subseções a seguir apresentam as principais características dos parâmetros utilizados do algoritmo genético.

### C.2 SELEÇÃO DOS PAIS – MÉTODO DO TORNEIO

O método do torneio, ilustrado na Figura C.3, é uma opção típica utilizada na seleção de pais. Este método gera aleatoriamente dois pequenos grupos de indivíduos provenientes da seleção natural, sendo que geralmente estes subgrupos são formados por dois ou três elementos (Haupt; Werner, 2007). Os indivíduos que possuírem o menor custo de cada subgrupo serão selecionados para gerar descendentes.

Figura C.3 – Método da seleção por torneio



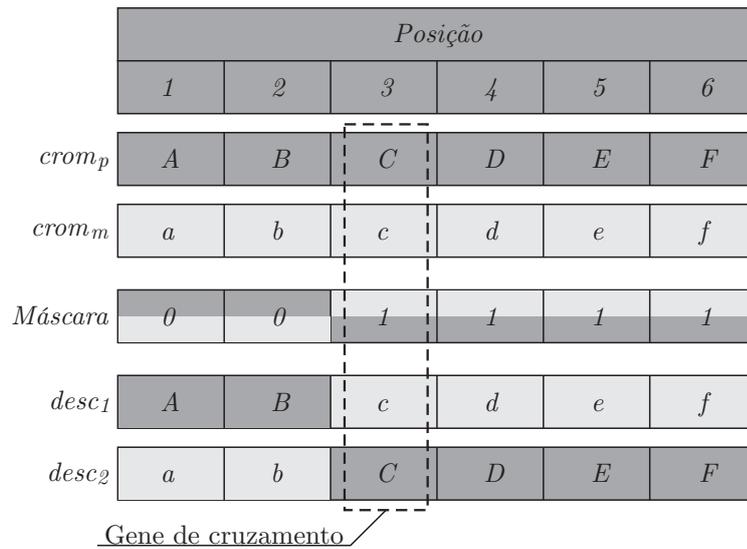
Fonte: Adaptado de (Dupont et al., 2010)

Conforme Haupt e Werner (2007), a seleção por torneio funciona bem com o uso de limiares para gerar a lista de possíveis pais, uma vez que a população nunca necessita de ordenação. Porém, o tempo necessário para que seja realizada a ordenação pode se tornar um impeditivo para populações de grandes tamanhos (Dupont et al., 2010).

### C.3 CRUZAMENTO UNIFORME DE PONTO ÚNICO

O cruzamento uniforme de ponto único é o procedimento mais utilizado para simulações discretas (Haupt; Werner, 2007). Para a realização de cruzamentos utilizando o método de ponto único é necessária a geração de um número aleatório que corresponde ao gene no qual o cruzamento será efetuado (Dupont et al., 2010), conforme ilustrado pela Figura C.4.

Figura C.4 – Operador de cruzamento.



Fonte: Adaptado de (Dupont et al., 2010)

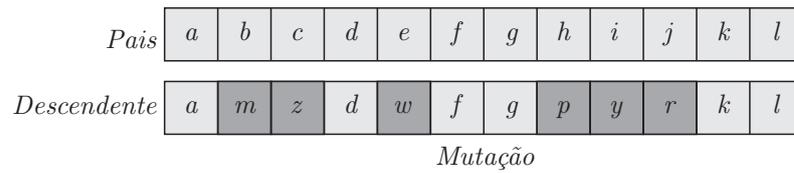
Para isto, utiliza-se uma máscara de cruzamento, que inicialmente é composta por 0s, representando os genes do pai. A partir deste ponto aleatório em diante, a máscara é preenchida por 1s, que correspondem aos genes da mãe. Desse modo, o primeiro descendente (*desc<sub>1</sub>*) segue a sequência genética estabelecida pela máscara, copiando os genes do pai quando o gene da máscara for 0 e da mãe quando na máscara houver 1, já o segundo descendente (*desc<sub>2</sub>*) é proveniente do complemento da máscara. Assim, um par de descendentes é gerado para cada par de pais (Dupont et al., 2010).

#### C.4 MUTAÇÃO UNIFORME

Mutação é o operador genético encarregado de adicionar novos genes na população. Este comportamento é obtido por meio de modificações aleatórias em determinados genes dos indivíduos. A taxa de mutação determina a fração de genes da população que sofrerá alteração, com exceção dos indivíduos preservados pelo elitismo (Dupont et al., 2010).

Para simulações com variáveis discretas, a mutação simplesmente inverte o bit selecionado, alterando de zero para um ou vice-versa. Quando a simulação ocorre em variáveis contínuas, a mutação pode ser realizada de diversas formas, sendo a troca de um gene por um valor gerado aleatoriamente a mais utilizada, um exemplo de mutação é mostrado na Figura C.5.

Figura C.5 – Operador de mutação.



Fonte: Adaptado de (Dupont et al., 2010).

## C.5 ELITISMO

Elitismo, no contexto do GA, significa manter o melhor ou melhores indivíduos intactos para a próxima geração (Haupt; Werner, 2007). No entanto, existem várias formas de conceber o elitismo, para este trabalho utilizou-se a seleção em uma população ( $\mu + \lambda$ ) na qual a seleção ocorre em indivíduos da população atual agregados aos melhores indivíduos da população anterior (Bäck, 1996).



## Apêndice D – Bancada experimental

A bancada experimental é formada por uma máquina síncrona de ímãs permanentes, uma máquina de indução, o gabinete de comando, conforme Figura D.1. O sensor de posição (*encoder*) está acoplada ao eixo da máquina de indução. A tensão no barramento CC ( $v_{cc}$ ) é disponibilizada por uma 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 D.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. Um banco capacitivo composto por uma associação de capacitores que totalizam  $230 \mu\text{F}$  ligados em delta e uma carga resistiva, composta por uma associação de resistores totalizando  $20 \Omega$  ligados em estrela, são utilizados nos ensaios de variação de carga.

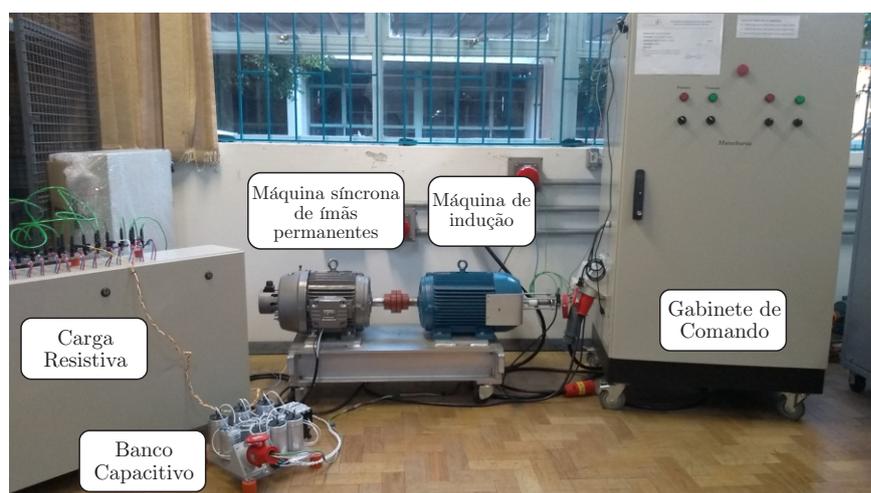


Figura D.1 – Plataforma experimental.

### D.1 MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES

A máquina síncrona de ímãs permanentes internos 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).

A Tabela D.1 apresenta os dados de placa da máquina e a Tabela D.2 os seus parâmetros. A resistência estatórica ( $R_s$ ) e o fluxo magnético dos ímãs ( $\phi_{srm}$ ) foram obtidos através de ensaios desenvolvidos no laboratório, enquanto os demais parâmetros foram informados pelo fabricante.

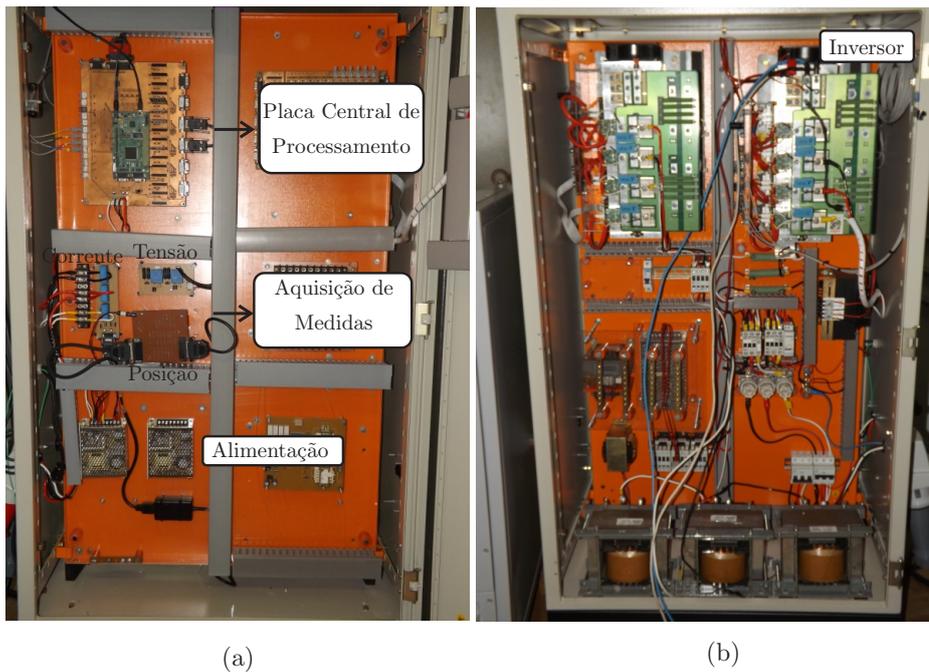


Figura D.2 – Plataforma Experimental (a) Componentes de automação (b) Componente de potência.

Tabela D.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

Fonte: Adaptado catálogo (WEG, 2013)

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

$R_s$	0,5 $\Omega$
$L_d$	20,1 mH
$L_q$	40,9 mH
$J$	0,03877 kgm <sup>2</sup>
$\phi_{srm}$	0,5126 V/rad/s

Fonte: Adaptado catálogo (WEG, 2013)

## D.2 PLACA CENTRAL DE PROCESSAMENTO

Na placa da central de processamento, Figura D.3, 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.

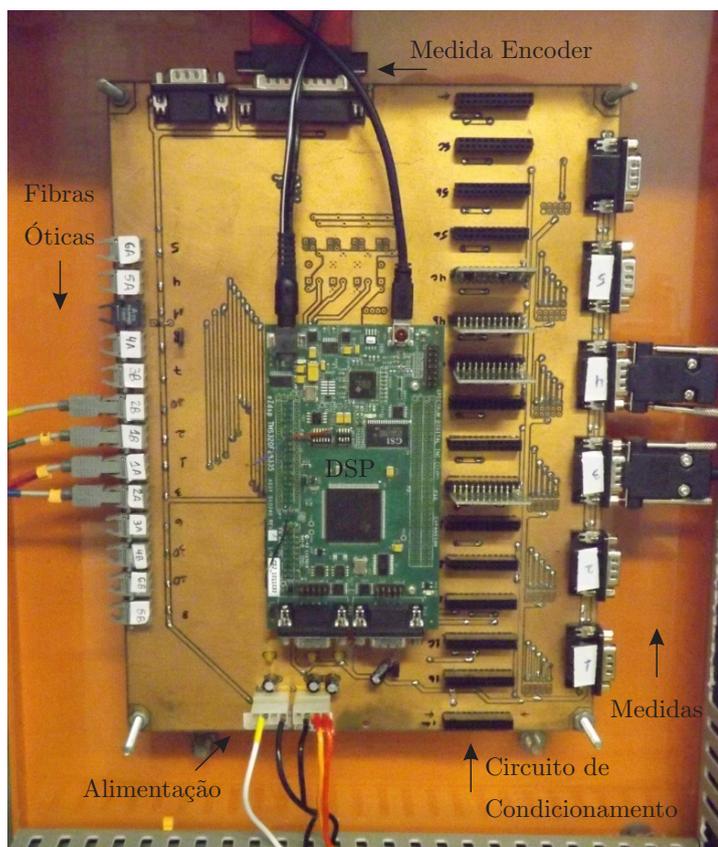


Figura D.3 – Placa central de processamento.

O kit de desenvolvimento *Spectrum Digital eZdsp<sup>TM</sup>F28335* 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 a sua capacidade de processamento em ponto flutuante. 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 são obtidas 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 condicionamento 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 isolação entre os circuitos de acionamento dos interruptores do inversor e o DSP também faz parte desta placa. O objetivo desta isolação 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.

### D.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.

### D.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.

### D.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 D.4. 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 D.4 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 D.1

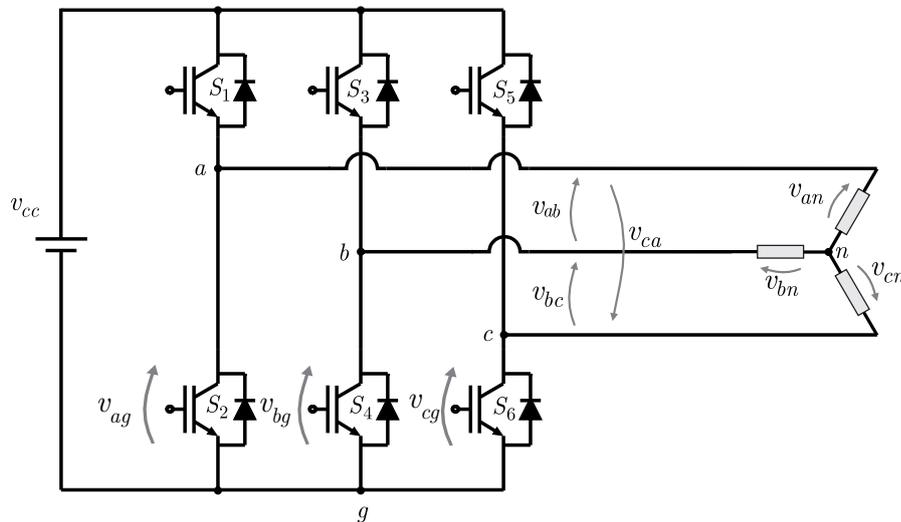


Figura D.4 – Topologia inversor trifásico.

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

A equação D.1 relaciona as tensões dos braços do conversor no espaço das tensões de saída. Para garantir que a matriz de transformação apresentada em (D.1) 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 D.1. Neste caso,  $v_0$  representa a soma das tensões nos braços do conversor, como mostrado na equação D.2,

$$v_0 = v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}. \quad (\text{D.2})$$

A partir da equação D.2, pode-se reescrever a equação D.1, como

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (\text{D.3})$$

Se a matriz de transformação da equação D.3 é não-singular, pode-se reescrever a equação D.3 da forma,

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{D.4})$$

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,

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

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,

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{bg} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{cg} \leq 1. \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

Através da substituição de D.5 em D.6, é possível definir os limites de tensão  $v_0$  em função das tensões de linha desejadas  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$ , assim,

$$\begin{aligned} 0 &\leq \frac{1}{3} (2v_{ab} + v_{bc} + v_0) \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{1}{3} (-v_{ab} + v_{bc} + v_0) \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{1}{3} (-v_{ab} - 2v_{bc} + v_0) \leq 1. \end{aligned} \quad (\text{D.7})$$

A partir de D.7 pode-se definir os limites para a tensão auxiliar  $v_0$  que assegurará

a operação na região linear, ou seja,

$$\max(c_1, c_3, c_5) < v_0 < \min(c_2, c_4, c_6) \quad (\text{D.8})$$

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

$$\begin{aligned} c_1 &= -2v_{ab} - v_{bc} \\ c_2 &= 3 + c_1 \\ c_3 &= v_{ab} - v_{bc} \\ c_4 &= 3 + c_3 \\ c_5 &= v_{ab} - 2v_{bc} \\ c_6 &= 3 + c_5. \end{aligned} \quad (\text{D.9})$$

A partir da equação D.8 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 D.10.

$$v_0 = \frac{\max(c_1, c_3, c_5) + \min(c_2, c_4, c_6)}{2}. \quad (\text{D.10})$$

## D.6 PARTIDA E OPERAÇÃO EM BAIXA VELOCIDADE

O método de partida utilizado nos ensaios com controle *sensorless* é o método I-*f*. O método I-*f* consiste em impor uma velocidade ao rotor por meio do controle vetorial das correntes estatóricas em malha fechada. As correntes são controladas no referencial síncrono arbitrário, para que o rotor possa ser sincronizado à frequência angular imposta pelo campo girante do motor, de forma que o rotor possa ser acelerado da condição estática até uma velocidade que permita a transição para o controle *sensorless*.