

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ARTHUR GARCIA BARTSCH**

**CONTROLADOR PREDITIVO NÃO-LINEAR APLICADO AO  
ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS  
PERMANENTES**

Dissertação submetida ao Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica do Centro de Ci-  
ências Tecnológicas da Universidade do Es-  
tado de Santa Catarina, para a obtenção do  
Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador:** Prof. Dr. José de Oliveira

**Coorientadora:** Profa. Dra. Mariana San-  
tos Matos Cavalca

**JOINVILLE**

**2016**

B294c

Bartsch, Arthur Garcia

Controlador preditivo não-linear aplicado ao acionamento de motor síncrono de ímãs permanentes / Arthur Garcia Bartsch. – 2016.

134 p. : il. ; 21 cm

Orientador: José de Oliveira

Coorientadora: Mariana dos Santos Matos Cavalca

Bibliografia: p. 119-124

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2016.

1. Motor síncrono. 2. Ímãs permanentes. 3. Acionamentos Elétricos. 4. Controle preditivo baseado em modelo. 5. Modulação de seis passos. I. Oliveira, José. II. Cavalca, Mariana dos Santos Matos. III. Universidade do Estado de Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

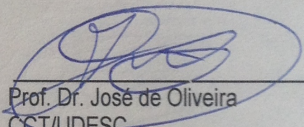
CDD 621.46 – 23.ed.

**ARTHUR GARCIA BARTSCH**  
**CONTROLADOR PREDITIVO NÃO-LINEAR APLICADO AO**  
**ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS**  
**PERMANENTES**

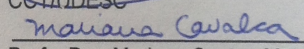
Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração "Automação de Sistemas".

**Banca Examinadora**

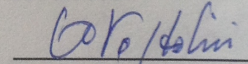
Orientador:

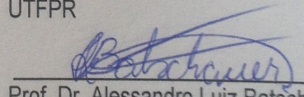
  
Prof. Dr. José de Oliveira  
CCT/UEDESC

Coorientadora:

  
Profa. Dra. Mariana Santos Matos Cavalca  
CCT/UEDESC

**Membros**

  
Prof. Dr. Helio Voltolini  
UTFPR

  
Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer  
CCT/UEDESC

Joinville, SC, 03 de março de 2016.





A todos que silenciosamente rezam por mim.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus e, também, à Santíssima Virgem, aos anjos e santos, por sua contínua intercessão, sem o qual não seria possível a realização desse trabalho.

Agradeço aos meus familiares, em especial a minha mãe Sueli, por me permitir realizar esse curso, sacrificando os possíveis rendimentos financeiros que seriam obtidos se não estivesse nele.

Agradeço a minha namorada Camila por todo apoio, ajuda, carinho e amor, concedidos ao longo da realização desse trabalho.

Agradeço aos meus orientadores, José e Mariana, que acreditaram em minha capacidade e permitiram a realização desse trabalho. Agradeço sobretudo ao professor José por tanta dedicação, mesmo com a pesada carga de trabalho. Agradeço, também, ao professor Ademir pelo estímulo à realização desse trabalho e pela confiança, nos mais diversos assuntos e momentos.

Agradeço aos membros da banca que se disponibilizaram em avaliar esse trabalho e contribuir com seu conhecimento e experiência.

Agradeço aos meus colegas de laboratório, em especial aos mestrandos Gabriel, Daniel, Lucas, Kamila e Luis, aos doutorandos Eduardo Cavalca e Paulo, e aos demais membros, sobretudo, Christian e Victor, pelo conhecimento compartilhado.

Agradeço à Universidade do Estado de Santa Catarina, que através do programa PROMOP, possibilitou minha bolsa de estudos.

Agradeço, por fim, ao trabalhador brasileiro, que de forma anônima, financiou esse trabalho.



*Ora et labora.*  
*São Bento de Núrsia*



## RESUMO

Este trabalho propõe uma técnica de controle preditivo não-linear para acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes, com validação experimental. Para isso, primeiramente, realiza-se o estudo de três técnicas de controle preditivo aplicadas em estudos de caso. Na sequência, apresenta-se a técnica proposta que utiliza um controlador em cascata, com duas malhas de controle preditivo. A malha externa controla rotação, gerando a referência de corrente para malha interna. A malha externa opera com o controle preditivo no domínio contínuo de ações de controle. Avaliou-se, também, o uso de um controlador proporcional na malha externa para comparação. A malha interna controla a corrente, utilizando um controlador preditivo no domínio finito de ações de controle. Foi também avaliado o uso do controlador por histerese na malha interna para comparação. A modulação *six-step* é empregada em conjunto com a técnica de controle proposta, que também inclui o tratamento formal de restrições na corrente.

**Palavras-chave:** Acionamentos elétricos. Controle preditivo baseado em modelo. Modulação de seis passos. Motor síncrono de ímãs permanentes.





## ABSTRACT

This work proposes a non-linear predictive control technique to drive a permanent magnet synchronous motor, with experimental validation. For this, first, three predictive control approaches are studied and applied in three case studies. In the sequence, the proposed technique is presented. It is a cascade controller that has two predictive control loops. The external loop controls speed, generating the current reference for internal loop. This external scheme operates with continuous control set predictive controller. This external scheme is also evaluated with a proportional controller for comparison. The internal loop controls current, using a finite control set predictive controller. A hysteresis controller is also evaluated in the internal loop for comparison. Six-step modulation is employed with the proposed control technique, which also includes the constraints treatment in the current.

**Keywords:** Electrical drive. Model-based predictive control. Six-step modulation. Permanent magnet synchronous motor.



## LISTA DE FIGURAS

|      |                                                                                                                     |     |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 1.1  | Organograma de máquinas elétricas . . . . .                                                                         | 30  |
| 1.2  | Regiões de Operação . . . . .                                                                                       | 32  |
| 1.3  | Circuito de acionamento de PMSMs . . . . .                                                                          | 33  |
| 1.4  | Malha genérica de controladores preditivos. . . . .                                                                 | 34  |
| 2.1  | Pulsos de comando dos interruptores eletrônicos em função da<br>posição elétrica do rotor. . . . .                  | 45  |
| 2.2  | Três primeiras etapas de operação da comutação eletrônica . . .                                                     | 46  |
| 2.3  | Malha de controle com <i>Six-step</i> e PWM . . . . .                                                               | 48  |
| 2.4  | Malha de controle com <i>Six-step</i> e Histerese . . . . .                                                         | 49  |
| 2.5  | Distribuição de vetores e Setores no plano $\alpha\beta$ . . . . .                                                  | 52  |
| 2.6  | Efeito da modulação SVM . . . . .                                                                                   | 53  |
| 2.7  | Malha de controle vetorial com SVM . . . . .                                                                        | 54  |
| 3.1  | Fluxograma aplicado à rotina de simulação do motor . . . . .                                                        | 63  |
| 3.2  | Malha de controle de SSMPC (primeiro estudo de caso) . . . . .                                                      | 63  |
| 3.3  | Fluxograma de aplicação do controlador SSMPC . . . . .                                                              | 64  |
| 3.4  | Dinâmica de rotação utilizando SSMPC . . . . .                                                                      | 69  |
| 3.5  | Tensão de linha $v_{ab}$ aplicada ao motor . . . . .                                                                | 70  |
| 3.6  | Dinâmica de corrente utilizando SSMPC . . . . .                                                                     | 70  |
| 3.7  | Malha de controle do SESSMPC (segundo estudo de caso) . . .                                                         | 72  |
| 3.8  | Lógica interna do SESSMPC . . . . .                                                                                 | 73  |
| 3.9  | Performance dinâmica usando SESSMPC . . . . .                                                                       | 77  |
| 3.10 | Malha de controle do MP-DSC (terceiro estudo de caso) . . . .                                                       | 79  |
| 3.11 | Transições de escolha de vetores utilizadas na predição em<br>estratégias do tipo MP-DTC, MP-DCC e MP-DSC . . . . . | 82  |
| 3.12 | Avaliação 1 do MP-DSC . . . . .                                                                                     | 84  |
| 3.13 | Avaliação 2 do MP-DSC . . . . .                                                                                     | 86  |
| 4.1  | Processo de obtenção do circuito equivalente . . . . .                                                              | 93  |
| 4.2  | Malha de controle proposta . . . . .                                                                                | 96  |
| 4.3  | Avaliação da restrição de corrente . . . . .                                                                        | 97  |
| 4.4  | Influência da restrição de corrente na dinâmica de rotação . . . .                                                  | 98  |
| 4.5  | Transiente da corrente de fase $c$ , com restrição de 0,04 pu . . . .                                               | 99  |
| 4.6  | Transiente da corrente de fase $c$ , com restrição de 0,1 pu . . . .                                                | 100 |
| 4.7  | Teste de rejeição à perturbação desconhecida . . . . .                                                              | 102 |
| 4.8  | Rastreamento de referência de velocidade para diferentes<br>combinações de controladores . . . . .                  | 104 |
| 4.9  | Corrente equivalente para diferentes combinações de controladores                                                   | 105 |
| 4.10 | Análise frequencial da corrente no tempo, utilizando histerese .                                                    | 108 |

|      |                                                                                  |     |
|------|----------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.11 | Análise frequencial da corrente no tempo, utilizando preditivo .                 | 109 |
| 4.12 | Análise frequencial das correntes no tempo, com a presença de<br>carga . . . . . | 110 |
| B.1  | Motor BLDC simulado no primeiro estudo de caso . . . . .                         | 131 |
| B.2  | Motor BLAC simulado nos dois últimos estudos de caso . . . .                     | 132 |
| B.3  | Motor BLDC utilizado para obtenção dos resultados experimentais                  | 133 |
| B.4  | Plataforma experimental . . . . .                                                | 134 |

## LISTA DE TABELAS

|     |                                                                                                |     |
|-----|------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.1 | Comparação de modelos . . . . .                                                                | 43  |
| 2.2 | Combinação de sensores <i>hall</i> para etapas de operação da<br>comutação eletrônica. . . . . | 47  |
| 2.3 | Relação dos vetores espaciais com o estado dos interruptores. . .                              | 52  |
| 2.4 | Sequência de comutação para modulação SVM-A. . . . .                                           | 53  |
| 2.5 | Tabela de comutação do DTC . . . . .                                                           | 55  |
| 3.1 | Parâmetros da simulação e do motor BLDC simulado . . . . .                                     | 68  |
| 3.2 | Parâmetros de sintonia do SSMPC . . . . .                                                      | 69  |
| 3.3 | Parâmetros da simulação e do motor BLAC simulado . . . . .                                     | 75  |
| 3.4 | Parâmetros de sintonia do SESSMPC . . . . .                                                    | 75  |
| 3.5 | Parâmetros de sintonia do controlador . . . . .                                                | 83  |
| 3.6 | Comparação dos controladores estudados . . . . .                                               | 88  |
| 4.1 | Parâmetros do modelo do motor por unidade e grandezas de base                                  | 96  |
| 4.2 | Tempos de transição em função da corrente máxima . . . . .                                     | 99  |
| 4.3 | Controladores avaliados para malha externa . . . . .                                           | 101 |
| 4.4 | Controladores avaliados para malha externa . . . . .                                           | 101 |
| 4.5 | Custos computacionais . . . . .                                                                | 112 |
| B.1 | Relação das principais características do MC56F84789 . . . . .                                 | 129 |
| B.2 | Parâmetros do motor utilizado experimentalmente . . . . .                                      | 132 |



## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

|      |                               |
|------|-------------------------------|
| CA   | Corrente Alternada            |
| CC   | Corrente Contínua             |
| FCEM | Força Contra-eletromotriz     |
| MTPA | Máximo Torque por Ampere      |
| PDS  | Processador Digital de Sinais |





## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS ESTRANGEIRAS

|         |                                                             |
|---------|-------------------------------------------------------------|
| BLAC    | <i>Brushless Alternating Current</i>                        |
| BLDC    | <i>Brushless Direct Current</i>                             |
| BLDCM   | <i>Brushless Direct Current Motor</i>                       |
| CSI     | <i>Current Source Inverter</i>                              |
| ED      | <i>Electrical Drive</i>                                     |
| IPMSM   | <i>Interior Permanent Magnet Synchronous Machine</i>        |
| MPC     | <i>Model-Based Predictive Control</i>                       |
| MP-DSC  | <i>Model-Based Predictive Direct Speed Control</i>          |
| MP-DCC  | <i>Model-Based Predictive Direct Current Control</i>        |
| MP-DTC  | <i>Model-Based Predictive Direct Torque Control</i>         |
| PMSM    | <i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>                 |
| PWM     | <i>Pulse-Width Modulation</i>                               |
| SESSMPC | <i>Successively Evaluated SSMPC</i>                         |
| SPMSM   | <i>Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Machine</i> |
| SSMPC   | <i>State Space Model-Based Predictive Control</i>           |
| SVM     | <i>Space Vector Modulation</i>                              |
| VSI     | <i>Voltage Source Inverter</i>                              |



## LISTA DE SÍMBOLOS

|               |                                |                   |
|---------------|--------------------------------|-------------------|
| $\theta_e$    | Posição angular elétrica       | rad               |
| $\varepsilon$ | Variável <i>dummy</i>          |                   |
| $t$           | Instante de tempo              | s                 |
| $i_{ds}$      | Corrente de eixo direto        | A                 |
| $i_{qs}$      | Corrente de eixo de quadratura | A                 |
| $v_{ds}$      | Tensão de eixo direto          | V                 |
| $v_{qs}$      | Tensão de eixo de quadratura   | V                 |
| $\omega_e$    | Rotação elétrica               | rad/s             |
| $r_s$         | Resistência de estator         | $\Omega$          |
| $l_{ds}$      | Indutância de eixo direto      | H                 |
| $l_{qs}$      | Indutância de quadratura       | H                 |
| $\lambda_f$   | Fluxo magnético dos ímãs       | Wb                |
| $n_p$         | Número de polos                |                   |
| $j_m$         | Momento de inércia             | kg m <sup>2</sup> |
| $b_m$         | Coefficiente de fricção        | Nms               |
| $\tau_m$      | Torque de carga                | Nm                |
| $i_{as}$      | Corrente da fase <i>a</i>      | A                 |
| $i_{bs}$      | Corrente da fase <i>b</i>      | A                 |
| $i_{cs}$      | Corrente da fase <i>c</i>      | A                 |
| $\omega_m$    | Rotação mecânica               | rad/s             |
| $l_{ss}$      | Indutância equivalente         | H                 |
| $l_s$         | Indutância própria             | H                 |
| $l_f$         | Indutância mútua               | H                 |
| $v_{as}$      | Tensão da fase <i>a</i>        | V                 |
| $v_{bs}$      | Tensão da fase <i>b</i>        | V                 |
| $v_{cs}$      | Tensão da fase <i>c</i>        | V                 |
| $e_{as}$      | FCEM da fase <i>a</i>          | V                 |
| $e_{bs}$      | FCEM da fase <i>b</i>          | V                 |
| $e_{cs}$      | FCEM da fase <i>c</i>          | V                 |
| $\tau_e$      | Torque eletromagnético         | Nm                |
| $\kappa_t$    | Constante de torque            | Nm/A              |
| $\kappa_e$    | Constante de FCEM              | Vs/rad            |

|                 |                                          |     |
|-----------------|------------------------------------------|-----|
| $\theta$        | Ângulo qualquer                          | rad |
| $v_s$           | Tensão de neutro                         | V   |
| $v_i$           | Tensão de barramento                     | V   |
| $\sigma_s$      | Comando da chave ativa                   |     |
| $i_s$           | Corrente da fase ativa                   | A   |
| $i^*$           | Corrente de referência                   | A   |
| $\Delta i_s(t)$ | Banda de histerese                       | A   |
| $\lambda_{ds}$  | Fluxo reativo                            | Wb  |
| $\eta_m$        | Índice de modulação                      |     |
| $v^*$           | Tensão de referência da SVM              | V   |
| $t_{\wedge}$    | Tempo de Segmento de vetor inferior      | s   |
| $\vec{v}$       | Vetor espacial                           |     |
| $\gamma$        | Interruptor de estado sólido             |     |
| $t_c$           | Período de comutação                     | s   |
| $t_s$           | Período de amostragem                    | s   |
| $\theta_{eq}^*$ | Fase equivalente da tensão da SVM        | rad |
| $\theta^*$      | Fase da tensão de referência da SVM      | rad |
| $t_{\vee}$      | Tempo de Segmento de vetor superior      | s   |
| $t_o$           | Tempo de Segmento de vetor nulo          | s   |
| $\lambda^*$     | Referência de fluxo                      | Wb  |
| $ \Lambda_s $   | Módulo do vetor fluxo                    | Wb  |
| $\tau^*$        | Referência de torque                     | Nm  |
| $\tau_e$        | Referência de torque                     | Nm  |
| $h_y$           | Horizonte de predição                    |     |
| $h_u$           | Horizonte de controle                    |     |
| $\mu$           | Fator de priorização/penalização         |     |
| $w$             | Função custo                             |     |
| $g_u$           | Contador de predição de entrada          |     |
| $g_y$           | Contador de predição da saída            |     |
| $y$             | Saída do sistema                         |     |
| $y^*$           | Referência da saída do sistema           |     |
| $u$             | Ação de controle (entrada) do sistema    |     |
| $\Delta u$      | Variação da ação de controle             |     |
| $\mu_u$         | Fator de penalização da ação de controle |     |

|                  |                                                |                                                          |
|------------------|------------------------------------------------|----------------------------------------------------------|
| $T$              | Operador de transposição matricial             |                                                          |
| $\Delta U$       | Vetor de variação de ações de controle futuras |                                                          |
| $Y$              | Vetor de saídas futuras                        |                                                          |
| $Y^*$            | Vetor de referências futuras                   |                                                          |
| $X$              | Vetor de estados                               |                                                          |
| $A$              | Matriz de dinâmica do sistema                  |                                                          |
| $B$              | Vetor de entrada do sistema                    |                                                          |
| $C$              | Matriz de saída do sistema                     |                                                          |
| $G_u$            | Matriz de predição                             |                                                          |
| $G_y$            | Matriz de resposta livre                       |                                                          |
| $G_x$            | Matriz de dinâmica resposta livre              |                                                          |
| $K_G$            | Ganho do controlador preditivo                 |                                                          |
| $I$              | Matriz identidade                              |                                                          |
| $\eta_x$         | Coefficiente do modelo identificado            | s/rad                                                    |
| $\eta_u$         | Coefficiente do modelo identificado            |                                                          |
| $\zeta(k)$       | Razão Cíclica                                  |                                                          |
| $n_d$            | Número de dados coletados                      |                                                          |
| $N_d$            | Matriz de dados de entrada e saída             |                                                          |
| $N_y$            | Vetor de dados de saída                        |                                                          |
| $M_y$            | Matriz de ponderação da saída                  |                                                          |
| $M_u$            | Matriz de ponderação da ação de controle       |                                                          |
| $n_u$            | Número de entradas                             |                                                          |
| $n_y$            | Número de saídas                               |                                                          |
| $g_x$            | Termo da matriz $G_x$                          |                                                          |
| $w_y$            | Custo de rastreamento                          | J                                                        |
| $\mu_y$          | Custo de rastreamento                          | kgm <sup>2</sup> , J/(N <sup>2</sup> m <sup>2</sup> ), H |
| $w_i$            | Custo da região de atração                     | J                                                        |
| $\mu_i$          | Fator de penalização da região de atração      | H                                                        |
| $\mu_v$          | Fator de penalização de tensão                 |                                                          |
| $w_l$            | Custo de limitação                             | J                                                        |
| $\tilde{i}$      | Corrente máxima                                | A                                                        |
| $\mu_l$          | Fator de limitação de corrente                 | A                                                        |
| $\hat{\omega}_e$ | Perturbação de rotação estimada                | rad/s                                                    |
| $\kappa_\omega$  | Ganho do estimador de perturbação              |                                                          |

|                            |                                            |   |
|----------------------------|--------------------------------------------|---|
| $v_s$                      | Tensão equivalente aplicada ao motor       | V |
| $e_s$                      | FCEM equivalente                           | V |
| $\kappa_a$                 | Coeficiente de corrente                    |   |
| $\kappa_b$                 | Coeficiente de tensão                      |   |
| $\kappa_c$                 | Coeficiente de rotação                     |   |
| $i_s^{\rightarrow 0}(k+1)$ | Corrente equivalente para entrada nula     | A |
| $i_s^{\rightarrow 1}(k+1)$ | Corrente equivalente para entrada não-nula | A |
| $\mu_p$                    | Fator de penalização                       |   |

## SUMÁRIO

|          |                                                         |           |
|----------|---------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>INTRODUÇÃO</b>                                       | <b>29</b> |
| <b>2</b> | <b>MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES</b>               | <b>35</b> |
| 2.1      | CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PMSM                          | 35        |
| 2.2      | MODELAGEM EM SISTEMA DE REFERÊNCIA                      | 37        |
| 2.3      | MODELAGEM EM VARIÁVEIS NATURAIS                         | 39        |
| 2.3.1    | <b>Modelagem em variáveis de fase</b>                   | 39        |
| 2.3.2    | <b>Modelagem em variáveis de linha</b>                  | 41        |
| 2.3.3    | <b>Modelagem do conjunto inversor-motor</b>             | 42        |
| 2.3.4    | <b>Breve comparação dos modelos apresentados</b>        | 43        |
| 2.4      | TÉCNICAS DE ACIONAMENTO                                 | 43        |
| 2.4.1    | <b>Controle escalar</b>                                 | 44        |
| 2.4.2    | <b>Comutação eletrônica</b>                             | 44        |
| 2.4.2.1  | <i>Modulação PWM</i>                                    | 47        |
| 2.4.2.2  | <i>Modulação por Histerese</i>                          | 48        |
| 2.4.3    | <b>Controle por orientação de campo e modulação SVM</b> | 49        |
| 2.4.4    | <b>Controle direto de torque</b>                        | 54        |
| 2.5      | CONCLUSÃO DO CAPÍTULO                                   | 55        |
| <b>3</b> | <b>CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO</b>             | <b>57</b> |
| 3.1      | CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MPC                           | 57        |
| 3.1.1    | <b>Características gerais da linha CCS-MPC</b>          | 60        |
| 3.1.2    | <b>Características gerais da linha FCS-MPC</b>          | 61        |
| 3.2      | ESTUDO DO SSMPC COM MODELO LINEARIZADO                  | 62        |
| 3.2.1    | <b>Formulação matemática da estrutura de controle</b>   | 64        |
| 3.2.2    | <b>Modelo de predição e modulação</b>                   | 66        |
| 3.2.3    | <b>Resultados de simulação</b>                          | 67        |
| 3.3      | ESTUDO DO SESSMPC                                       | 71        |
| 3.3.1    | <b>Formulação matemática da estrutura de controle</b>   | 72        |
| 3.3.2    | <b>Modelo de predição e modulação</b>                   | 74        |
| 3.3.3    | <b>Resultados de simulação</b>                          | 75        |
| 3.4      | ESTUDO DO MP-DSC                                        | 78        |
| 3.4.1    | <b>Formulação matemática da estrutura de controle</b>   | 79        |
| 3.4.2    | <b>Modelo de predição</b>                               | 81        |
| 3.4.3    | <b>Resultados de simulação</b>                          | 82        |
| 3.5      | SÍNTESE DOS ESTUDOS DE CASO                             | 87        |
| 3.6      | CONCLUSÃO DO CAPÍTULO                                   | 88        |

|          |                                                                |            |
|----------|----------------------------------------------------------------|------------|
| <b>4</b> | <b>ESTRATÉGIA PROPOSTA: CONTROLE DUPLO PREDITIVO . . . . .</b> | <b>91</b>  |
| 4.1      | CONTROLE PROPOSTO . . . . .                                    | 91         |
| 4.1.1    | Modelagem . . . . .                                            | 92         |
| 4.1.2    | Projeto do Controle FCS-MPC da Malha interna . . . . .         | 94         |
| 4.2      | RESULTADOS E DISCUSSÃO . . . . .                               | 95         |
| 4.2.1    | Verificação da restrição de corrente . . . . .                 | 95         |
| 4.2.2    | Testes comparativos para malha de rotação . . . . .            | 100        |
| 4.2.3    | Comparação com controlador por histerese . . . . .             | 103        |
| 4.2.4    | Análise espectral . . . . .                                    | 107        |
| 4.2.5    | Avaliação do custo computacional . . . . .                     | 111        |
| 4.3      | CONCLUSÃO DO CAPÍTULO . . . . .                                | 113        |
| <b>5</b> | <b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>                          | <b>115</b> |
|          | <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .</b>                    | <b>119</b> |
|          | <b>APÊNDICE A – ALGORITMOS PARA IMPLEMENTAÇÃO . . . . .</b>    | <b>125</b> |
|          | <b>APÊNDICE B – DADOS DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL . . . . .</b> | <b>129</b> |



## 1 INTRODUÇÃO

A área de máquinas elétricas rotativas<sup>1</sup> e acionamentos elétricos é considerada a mais complexa dentro da eletrônica de potência, pois possui um caráter multidisciplinar e explora dinâmicas não-lineares não usuais na teoria de controle (BOSE, 2015). Essa área se divide em três ramos principais: projeto e análise de máquinas, controle de máquinas e estimação e identificação de parâmetros (BOSE, 2015).

A divisão relativa a projeto e análise de máquinas aborda tópicos relacionados a aspectos construtivos das máquinas, seus aspectos mecânicos, a distribuição interna e externa de campos magnéticos, formato de entreferro, métodos de bobinagem, tratamento de harmônicas espaciais e temporais da máquina, projeto térmico entre outros. O foco principal é o planejamento e o desenvolvimento da máquina, seja na atuação como gerador seja na atuação como motor.

Os tópicos relacionados à controle de máquinas elétricas voltam-se para o acionamento dessas e preocupam-se, sobretudo, com aspectos transitórios. Dessa maneira, estudam-se métodos de partida, métodos de controle de fluxo, torque ou rotação, melhoria de eficiência em transitório e regime, rejeição à perturbação de carga e outros elementos relacionados ao comportamento da máquina em operação. Essa área cresceu significativamente no final do século XX com a "popularização" do uso de dispositivos de estado sólido para acionamento de máquinas.

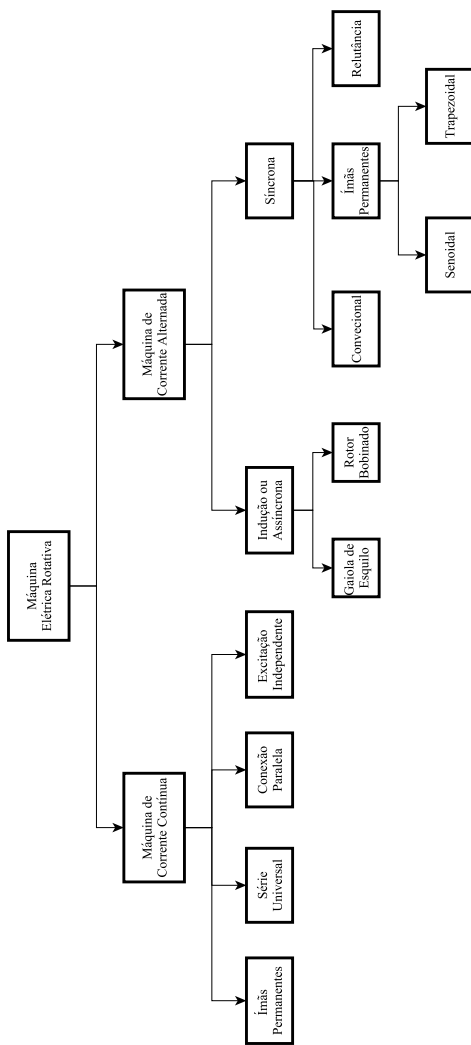
Por fim, a área de estimação e identificação de parâmetros está relacionada à modelagem paramétrica da máquina para uma dada finalidade. Esses modelos podem se basear em parâmetros equivalentes de um circuito elétrico, em parâmetros mecânicos, em variáveis temporais estimadas e outros. Se associada à área anterior, essa área visa, por exemplo, a redução do uso de sensores e, conseqüentemente, o aumento da confiabilidade de sistemas de acionamento.

A literatura apresenta diversas classificações para máquinas elétricas em geral, sem distinção do tipo de operação da mesma (gerador ou motor). A Figura 1.1 apresenta um organograma geral das principais categorias de máquinas elétricas.

---

<sup>1</sup> Nesse trabalho, a partir desse ponto, todas as referências às máquinas elétricas referem-se exclusivamente às máquinas rotativas. Não são feitas quaisquer considerações às máquinas elétricas translacionais ou outros tipos de máquinas.

Figura 1.1 – Organograma de máquinas elétricas



Fonte: Produção do autor. Em relação às máquinas de corrente alternada, existem equivalente monofásicos, trifásicos e multifásicos para cada uma das categorias apresentadas.

Observando a Figura 1.1, nota-se a separação das máquinas em duas categorias principais: máquinas de corrente contínua e máquinas de corrente

alternada. Entre as décadas de 70 e 80 do século XX, as máquinas de corrente contínua dominaram o mercado e as pesquisas na área de controle de máquinas elétricas. Isso porque apresentam modelos dinâmicos mais simples que os observados nas máquinas de corrente alternada. Em alguns casos, esse comportamento torna-se até linear. Contudo, esse tipo de máquina, em decorrência da presença de escovas de carbono para alimentação elétrica do rotor, possui elevado custo de manutenção.

Assim, estudos na área de controle de máquinas elétricas se ocuparam do desenvolvimento de técnicas de acionamento para máquinas de corrente alternada. Em meados da década de 80, com o avanço da tecnologia de interruptores eletrônicos, foi possível desenvolver a técnica de controle por orientação de campo e, posteriormente, a técnica de controle direto de torque. Essas técnicas de acionamento tornaram viável a aplicação de máquinas de corrente alternada em sistemas de velocidade variável, sobretudo a máquina de indução.

A máquina de indução é atualmente a mais empregada em acionamentos industriais. Há a preferência por esse tipo de máquina em função de seu baixo custo, se comparada às máquinas síncronas, e por sua robustez.

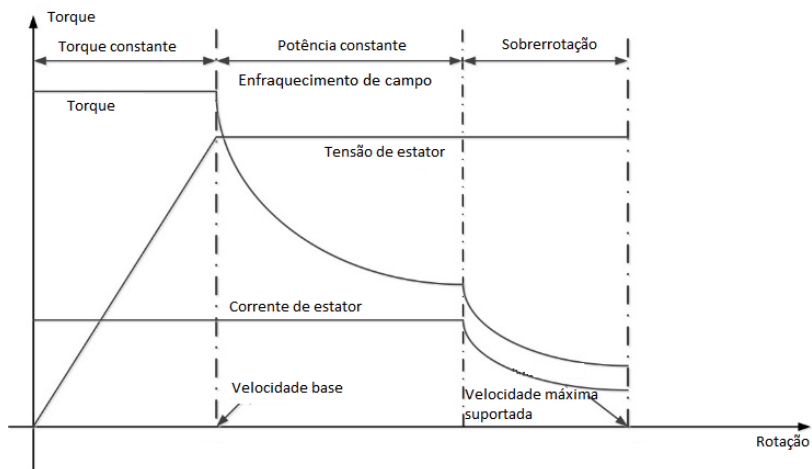
Entretanto, em aplicações especiais, como equipamentos hospitalares, robótica, equipamentos militares, veículos elétricos e eletrodomésticos de alta eficiência, na linha branca, a máquina, ou melhor, o motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM – *permanent magnet synchronous motor*) tem se mostrado relevante. Mesmo em acionamentos industriais, esse tipo de máquina tem se apresentado como alternativa viável à máquina de indução, operando como motor.

Se comparado ao motor de indução de gaiola de esquilo, o motor síncrono de ímãs permanentes é mais eficiente, por possuir maior densidade de potência. Além disso, para mesmo torque, esse motor possui carcaça menor. Em relação ao motor de indução de rotor bobinado, o motor síncrono de ímãs permanentes apresenta maior vida útil, por não possuir escovas.

Além dessas vantagens, o PMSM pode operar com torque nominal em qualquer velocidade de operação (excetuando-se logicamente regiões posteriores ao enfraquecimento de campo), o que permite melhores condições de controle da máquina. A Figura 1.2 apresenta a curva de regiões de operação de PMSMs.

A estrutura tradicionalmente aplicada ao acionamento de PMSMs é apresentada na Figura 1.3 (PILLAY; KRINSHNAN, 1988). Essa estrutura de acionamento utiliza um inversor trifásico de dois níveis. A título de modelagem, supõe-se que os interruptores eletrônicos sejam bidirecionais e sem

Figura 1.2 – Regiões de Operação



Fonte: Adaptado de Zhang (2015).

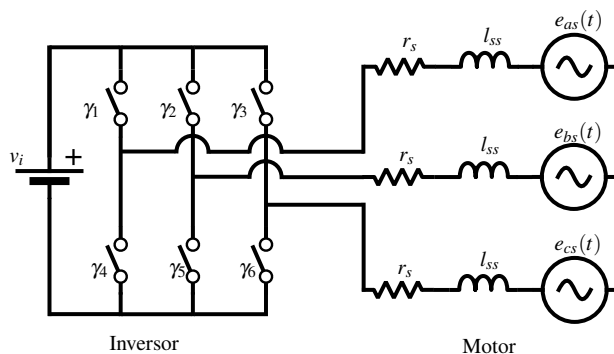
perdas. O motor é apresentado através de um modelo de circuito equivalente, com parâmetros concentrados<sup>2</sup>.

A estrutura de acionamento apresentada na Figura 1.3 serve de base para as técnicas de acionamento que viabilizaram os motores de corrente alternada em aplicações de rotação variável, no início da década de 90, do século passado. Nos últimos anos, as pesquisas têm investigado a aplicação de técnicas da teoria de controle ótimo no acionamento de motores, utilizando a mesma estrutura de acionamento. Essas técnicas de controle foram consideradas, durante muito tempo, impraticáveis em acionamentos elétricos devido à rápida dinâmica desses sistemas. A presente evolução tecnológica dos dispositivos embarcados permitiu o avanço de pesquisas buscando a viabilidade dessas técnicas de controle.

Entre as técnicas avaliadas, destacam-se uma classe de técnicas conhecidas como controle preditivo baseado em modelo (MPC – *model-based predictive control*). As estratégias de controle MPC surgiram na década de 1970, na indústria petroquímica (QIN; BADGWELL, 2003). Posteriormente, essas técnicas iniciais de MPC foram fundamentadas e melhor desenvolvidas no ambiente acadêmico. Esses estudos geraram conceitos gerais para projeto

<sup>2</sup> Ao longo desse trabalho, admite-se que essa estrutura de acionamento está sendo utilizada, tanto para simulação quando para interpretação de resultados experimentais, salvo quando mencionado o contrário.

Figura 1.3 – Circuito de acionamento de PMSMs



Fonte: Produção do autor. Nessa estrutura, os interruptores eletrônicos são bidirecionais e sem perdas, o barramento de corrente contínua é considerado ideal (fonte de tensão) e o motor é modelado como uma carga do tipo resistência, indutância e força contra-eletromotriz.

daqueles controladores (MAYNE, 2014). Esses conceitos se expandiram, de modo que tornaram-se uma filosofia que impulsionou uma numerosa criação de novos algoritmos baseados nos mesmos princípios dos controladores originais. De fato, a classe de controladores MPC permaneceu restrita a aplicação em plantas com dinâmicas lentas, com base de tempo na ordem de horas ou até dias, devido ao elevado número de cálculos necessários para a predição do comportamento do processo antes aplicar a ação de controle.

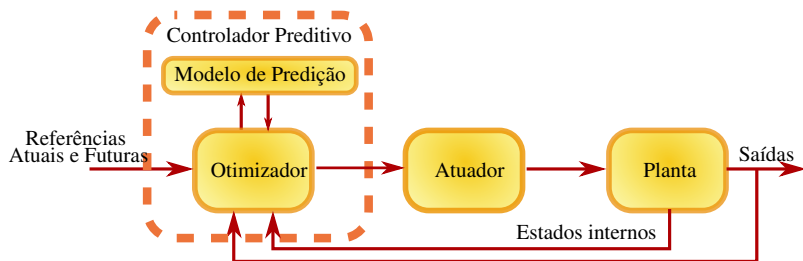
No entanto, o advento de tecnologias capazes de realizar maior processamento computacional e a um custo reduzido, permitiu empregar técnicas MPC em plantas de dinâmica na ordem de frações de segundo.

Assim, controladores MPC têm gerado um alto interesse na área de eletrônica de potência nos últimos anos, em decorrência de uma série de benefícios proporcionados por esses, tais como a minimização de uma dada função custo e o tratamento de restrições (VAZQUEZ et al., 2014). A malha básica de controle preditivo é apresentada na Figura 1.4. Verifica-se que o controlador preditivo possui um modelo interno de predição. Esse modelo é utilizado para, por exemplo, minimizar uma função custo que considera, usualmente, entre outros parâmetros, erros de rastreamento futuros. Isso possibilita otimizar as ações de controle futuras escolhidas.

Diante dessas condições atuais na área de controle de máquinas elétricas, o objetivo geral desse trabalho é propor e validar experimentalmente uma estratégia de controle preditivo não-linear para o acionamento de PMSMs.

Como objetivos específicos, destacam-se:

Figura 1.4 – Malha genérica de controladores preditivos.



Fonte: Produção do autor. A estrutura interna do controle preditivo possui um modelo de predição, que permite prever o comportamento futuro da planta, e um otimizador, que para um dado índice de desempenho otimiza as ações de controle futuras.

- realizar a modelagem do PMSM;
- estudar as principais estratégias de controle e acionamento de PMSMs;
- realizar estudo de casos a respeito da aplicação do controle preditivo em PMSMs;
- desenvolver uma estratégia de controle que possa ser implementada em um *hardware* comercial;
- utilizar apenas *softwares* do tipo *freewares* ou com licença livre no desenvolvimento do trabalho;
- validar requisitos de segurança e eficiência da estratégia proposta, em relação à técnicas tradicionais de acionamento de PMSMs.

Considerando os objetivos elencados, esse trabalho está disposto em cinco capítulos, sendo o primeiro este capítulo introdutório. No Capítulo 2, apresentam-se possíveis modelos aplicáveis a PMSMs e as principais técnicas de acionamento para o mesmo. No Capítulo 3, são apresentados os conceitos fundamentais de estratégias de controle preditivo. Estudos de caso também são realizados, exibindo meios de aplicação do MPC em PMSMs. A estratégia de controle proposta e os detalhes de sua implementação prática são tratados no Capítulo 4. As considerações finais e sugestões de trabalhos futuros são feitas no Capítulo 5.

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

Neste capítulo, apresentam-se características gerais do PMSM. Além disso, diferentes modelagens de PMSM são exploradas. Finalmente, são estudadas as técnicas convencionalmente empregadas no acionamento de PMSMs.

### 2.1 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PMSM

Motores síncronos de ímãs permanentes apresentam ímãs permanentes no rotor. Esses ímãs conferem a esse motor as seguintes características (SINGH; SINGH, 2009; KRISHNAN; LEE, 1997; VALLE et al., 2015):

- alta densidade de torque e, conseqüentemente, de potência;
- alta eficiência;
- longa vida útil;
- baixo custo de manutenção;
- excelente capacidade dinâmica;
- baixa emissão de ruído;
- temperatura de operação reduzida;
- ausência de faiscamento;
- operação em velocidade variável.

PMSMs existem desde o século 19. Naquela época, porém, além do custo, a qualidade dos ímãs era um fator limitador, além do próprio custo de fabricação dos ímãs (SINGH; SINGH, 2009). Com o surgimento de ímãs de terras-raras, o nicho de aplicações de altíssimo desempenho e eficiência, como atuadores de sistemas aeroespaciais (DEMERDASH; NEHL, 1980; SUDHOFF; KRAUSE, 1990) e robôs industriais (SINGH; SINGH, 2009; BETIN et al., 2014), serviu para pesquisas e mercado de PMSMs. No início da década de 1990, o motor de ímãs apresentava-se como um concorrente forte do motor de indução e do motor de corrente contínua (KRISHNAN; RIM, 1990; KRAUSE et al., 1987), sobretudo, em servo-acionamentos. Nas últimas décadas, com o barateamento dos ímãs permanentes, os PMSMs

tornaram-se mais acessíveis. Tais motores são empregados em uma variedade de equipamentos elétricos e áreas da engenharia, como máquinas industriais, ventoinhas e exaustores para equipamentos eletrônicos, equipamentos médicos, eletrodomésticos da linha branca e veículos elétricos (SINGH; SINGH, 2009; KRISHNAN; LEE, 1997).

Existem dois tipos principais de PMSMs, definidos pelo tipo de força contra-eletromotriz do motor (FCEM) (MIYAMASU; AKATSU, 2011). Caso a FCEM seja senoidal, o motor é conhecido como *Brushless Alternating Current* (BLAC). Quando a FCEM do motor é trapezoidal, o mesmo pode ser denominado *Brushless Direct Current* (BLDC ou BLDCM, caso a palavra *motor* seja incluída ao final da sigla, ou ainda PMBLDC, ressaltando a presença dos ímãs) BLAC<sup>1</sup> (SINGH; SINGH, 2009).

A disposição dos ímãs também é utilizada para classificar PMSMs. Caso os ímãs estejam dispostos na superfície do rotor, os motores são conhecidos como motores síncronos de ímãs permanentes superficiais (SPMSM – *surface mounted permanent magnet synchronous motor*). Tais motores possuem polos lisos. Se os ímãs estiverem no interior do rotor, os motores são conhecidos como motores síncronos de ímãs permanentes interiores (IPMSM – *internal permanent magnet synchronous motor*), sendo esses motores de polos salientes.

Nas próximas seções, serão apresentados modelos dinâmicos representativos de PMSMs. Finalmente, a título de definição de escopo para tais modelos, ressaltam-se as seguintes considerações:

- as bobinas do motor são idênticas, concentradas, igual e simetricamente distribuídas (defasadas 120° entre si);
- as bobinas estão conectadas em estrela;
- efeitos de saturação, histerese e correntes de Foucault são desprezíveis ou inexistentes;
- o eixo do motor encontra-se perfeitamente alinhado;
- os ímãs do rotor estão distribuídos de forma simétrica;
- o rotor pode ser interno ou externo;

---

<sup>1</sup> A literatura entretanto utiliza pouco a sigla. Normalmente, a sigla PMSM já indica que o motor possui FCEM senoidal. Ainda em nota de esclarecimento, o termo BLDC é utilizado em alguns casos referindo-se a motores cuja FCEM seja senoidal, o que ocasiona certa confusão na análise de determinados artigos (KRAUSE et al., 1987; KRISHNAN; RIM, 1990). Outro esclarecimento deve-se à nomenclatura: apesar de a sigla BLDC apresentar o termo "DC", esse motor é alimentado com corrente alternada. Ainda assim, algumas características do BLDCM são similares ou análogas às observadas em motores de corrente contínua. Desse modo, esse motor é entendido como sendo um motor CC sem escovas.



- os parâmetros do motor não variam no tempo, assim, efeitos de envelhecimento são desprezados;
- a temperatura do motor é mantida suficientemente baixa e constante, a ponto de não produzir variações significativas nos parâmetros do modelo;
- cargas inseridas alteram o sistema mecânico unicamente em relação ao balanceamento de torques, sem modificar a inércia e o atrito viscoso do eixo;
- o motor não apresenta vibrações;
- o motor não é submetido a condições de falha ou de falta.

Os modelos, dentro desse escopo, refletem as principais características dos PMSMs, através de circuitos elétricos equivalentes, englobando regime transitório e regime permanente. Esses modelos são matematicamente equivalentes, produzindo resultados bastante próximos para simulações realizadas nas mesmas condições. Logicamente, essas condições devem ser passíveis de reprodução pelo modelo estudado. Alguns modelos são capazes de reproduzir mais características dinâmicas do motor do que outros. Entretanto, geralmente, possuem maior complexidade computacional. Após a apresentação dos modelos, é realizada uma breve discussão a respeito do uso dos modelos.

## 2.2 MODELAGEM EM SISTEMA DE REFERÊNCIA

A principal técnica de modelagem para PMSMs apresentada na literatura recorre ao conceito de sistema de referência. Assim, matrizes de rotação são utilizadas para tornar a indutância e outras grandezas independentes da posição elétrica do rotor. Estas matrizes rotacionam em função de um ângulo conhecido por sistema de referência ou *frame*. No caso do PMSM, o *frame* utilizado é a posição angular elétrica rotórica  $\theta_e$ .

A matriz de rotação direta, que transforma as variáveis trifásicas em variáveis do sistema de referência  $dq$ , é denominada de transformada de Park (PILLAY; KRINSHNAN, 1988). Esta transformação é descrita com

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \\ \varepsilon_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_e & \sin \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta_e & \cos \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

em que  $\varepsilon$  é uma variável genérica que pode representar tensão, corrente ou fluxo.

A sua inversa, que, consequentemente realiza o processo inverso (PILLAY; KRINSHNAN, 1988), é dada com

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_e & \cos \theta_e & \frac{1}{2} \\ \sin \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{2} \\ \sin \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \\ \varepsilon_0 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Com o uso dessas transformações, obtém-se o modelo eletromecânico do motor, dado em coordenadas ortogonais  $dq$ , em variáveis de estado de tempo contínuo (PILLAY; KRINSHNAN, 1988),

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}(t) \\ i_{qs}(t) \\ \omega_e(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{l_{ds}} & \omega_e(t) \frac{l_{qs}}{l_{ds}} & 0 \\ -\omega_e(t) \frac{l_{ds}}{l_{qs}} & -\frac{r_s}{l_{qs}} & -\frac{\lambda_f}{l_{qs}} \\ \frac{3n_p}{4j_m} (l_{ds} - l_{qs}) i_{qs} & \frac{3n_p}{4j_m} \lambda_f & -\frac{2b_m}{n_p j_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(t) \\ i_{qs}(t) \\ \omega_e(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{l_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_{qs}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}(t) \\ v_{qs}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\tau_m(t)}{j_m} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

em que  $t$  é o instante de tempo avaliado,  $i_{ds}$  é a corrente de eixo direto,  $i_{qs}$  é a corrente de eixo de quadratura,  $v_{ds}$  é a tensão de eixo direto,  $v_{qs}$  é a tensão de eixo de quadratura,  $\omega_e$  é a rotação elétrica,  $r_s$  é a resistência de estator,

$l_{ds}$  é a indutância de eixo direto,  $l_{qs}$  é a indutância de eixo de quadratura,  $\lambda_f$  é o fluxo magnético dos ímãs,  $n_p$  é o número de polos do motor,  $j_m$  é o momento de inércia do motor,  $b_m$  é o coeficiente de fricção do sistema,  $\tau_m$  é o torque de carga, no eixo do motor. O modelo (2.3) pode ser utilizado tanto para motores de polos lisos (com ímãs superficiais) quanto para motores de polos salientes (com ímãs internos). No primeiro caso, é possível simplificar o modelo considerando-se que  $l_{ds} = l_{qs}$ .

## 2.3 MODELAGEM EM VARIÁVEIS NATURAIS

Uma forma alternativa de modelagem de PMSMs é feita através de variáveis naturais, com a base trifásica *abc*. Há duas formas de representação nesse caso, cuja distinção se faz pelo tipo de tensão de alimentação (linha ou fase). Os modelos apresentados nessa seção são válidos apenas para motores de polos lisos ou motores com  $l_{ds}$  e  $l_{qs}$  suficientemente próximos.

### 2.3.1 Modelagem em variáveis de fase

O PMSM pode ser descrito em variáveis de fase por

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{l_{ss}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{l_{ss}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{l_{ss}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{b_m}{j_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{l_{ss}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_{ss}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{l_{ss}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{j_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as}(t) - e_{as}(t) \\ v_{bs}(t) - e_{bs}(t) \\ v_{cs}(t) - e_{cs}(t) \\ \tau_e(t) - \tau_m(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.4)$$

em que  $i_{as}$  é a corrente da fase *a*,  $i_{bs}$  é a corrente da fase *b*,  $i_{cs}$  é a corrente da fase *c*,  $\omega_m$  é a rotação mecânica do motor,  $l_{ss}$  é a indutância equivalente de fase do motor (observar que  $l_{ss} = l_s - l_f$ ), em que  $l_s$  é a indutância própria e

$l_f$  é a indutância mútua<sup>2</sup>,  $v_{as}$  é a tensão da fase  $a$ ,  $v_{bs}$  é a tensão da fase  $b$ ,  $v_{cs}$  é a tensão da fase  $c$ ,  $e_{as}$  é a FCEM da fase  $a$ ,  $e_{bs}$  é a FCEM da fase  $b$ ,  $e_{cs}$  é a FCEM da fase  $c$  e  $\tau_e$  é o torque eletromagnético (KRISHNAN; RIM, 1990; SUDHOFF; KRAUSE, 1990).

O torque eletromagnético é dado por:

$$\tau_e(t) = \kappa_t [i_{as}(t)e_{as}(t) + i_{bs}(t)e_{bs}(t) + i_{cs}(t)e_{cs}(t)] \quad (2.5)$$

em que  $\kappa_t$  é a constante de torque do motor.

Como dito anteriormente, os PMSMs possuem dois tipos de FCEM. Para o caso senoidal, as FCEMs são dadas por:

$$e_{as}(t) = \kappa_e \omega_m(t) \sin \theta_e(t) \quad (2.6)$$

$$e_{bs}(t) = \kappa_e \omega_m(t) \sin \left( \theta_e(t) - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.7)$$

$$e_{cs}(t) = \kappa_e \omega_m(t) \sin \left( \theta_e(t) + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (2.8)$$

Para o motor de FCEM trapezoidal, tem-se que

$$e_{as}(t) = \kappa_e \omega_m(t) \text{tra} \theta_e(t) \quad (2.9)$$

$$e_{bs}(t) = \kappa_e \omega_m(t) \text{tra} \left( \theta_e(t) - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.10)$$

$$e_{cs}(t) = \kappa_e \omega_m(t) \text{tra} \left( \theta_e(t) + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (2.11)$$

A função matemática  $\text{tra}(\theta)$  representa a característica trapezoidal da FCEM, sendo  $\theta$  um ângulo qualquer expresso em radianos. Desse modo, idealmente,

$$\text{tra}(\theta) = \begin{cases} \frac{6}{\pi} \theta & \text{se } 0 < \theta \leq \frac{\pi}{6} \\ 1 & \text{se } \frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{5\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi} \left( \theta - \frac{5\pi}{6} \right) + 1 & \text{se } \frac{5\pi}{6} < \theta \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \text{se } \frac{7\pi}{6} < \theta \leq \frac{11\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi} \left( \theta - \frac{11\pi}{6} \right) - 1 & \text{se } \frac{11\pi}{6} < \theta \leq 2\pi. \end{cases} \quad (2.12)$$

<sup>2</sup>Como o motor é simétrico, a indutância mútua entre as fases é igual. Por isso, é possível afirmar que a indutância equivalente  $l_{ss} = l_s - l_f$  (PILLAY; KRISHNAN, 1989b).

A constante de FCEM  $\kappa_e$  relaciona-se com o fluxo dos ímãs. Assim:

$$\kappa_e = \frac{2\lambda_f}{n_p}. \quad (2.13)$$

Essa relação é decorrente da relação entre  $\omega_e$  e  $\omega_m$ , dada por:

$$\omega_e(t) = \frac{n_p}{2} \omega_m(t). \quad (2.14)$$

Nota-se que:

$$\theta_e(t) = \int_0^t \omega_m(\varepsilon) d\varepsilon. \quad (2.15)$$

Ressalta-se que para o caso do motor trapezoidal, a tensão de neutro  $v_s$  não é nula. Dessa forma, ao aplicar-se a tensão de entrada, é necessário descontar seu valor, durante o uso do modelo (KRISHNAN; RIM, 1990; SUDHOFF; KRAUSE, 1990).

### 2.3.2 Modelagem em variáveis de linha

O modelo (2.4) pode ser reescrito utilizando apenas duas coordenadas da base  $abc$ , por exemplo, apenas  $ab$ . Isso elimina redundâncias do modelo anterior. Ao alterar-se a base do modelo, trabalha-se com duas tensões de linha. Por isso, há ainda a vantagem de se suprimir o cálculo da tensão de neutro. Um possível modelo de linha é dado por (NEGRI et al., 2014):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{l_{ss}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{l_{ss}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{b_m}{j_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{2}{3l_{ss}} & \frac{1}{3l_{ss}} & 0 \\ -\frac{1}{3l_{ss}} & \frac{2}{3l_{ss}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{j_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab}(t) - e_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) - e_{bc}(t) \\ \tau_e(t) - \tau_m(t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

O modelo de linha pode ser utilizado tanto para motores BLAC quanto para BLDC, uma vez que não há necessidade de se calcular a tensão de neutro. Observar que:

$$v_{ab}(t) = v_{as}(t) - v_{bs}(t) \quad (2.17)$$

$$v_{bc}(t) = v_{bs}(t) - v_{cs}(t) \quad (2.18)$$

$$e_{ab}(t) = e_{as}(t) - e_{bs}(t) \quad (2.19)$$

$$e_{bc}(t) = e_{bs}(t) - e_{cs}(t). \quad (2.20)$$

### 2.3.3 Modelagem do conjunto inversor-motor

Por fim, é possível incluir o inversor diretamente no modelo de fase do motor (ANDRICH, 2013). Isso permite descrever adequadamente algumas técnicas de acionamentos que serão apresentadas na Seção 2.4. Tais acionamentos não são complementares, o que garante a validade do modelo abaixo apresentado.

Nesse tipo de modelagem, considera-se que os interruptores eletrônicos do inversor são resistências variáveis. Assim, um dado interruptor  $\gamma$ , pertencente a um inversor de três braços, com dois interruptores eletrônicos por braço (assim,  $\gamma \in [1, 6]$ ), é modelado como:

$$r_\gamma = \begin{cases} 0 & \text{se } \gamma \text{ está ativo} \\ \infty & \text{se } \gamma \text{ está inativo.} \end{cases} \quad (2.21)$$

Assim,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix} &= \frac{-2}{l_{ss}} \begin{bmatrix} r_x + r_s & -\frac{r_y + r_s}{2} & -\frac{r_z + r_s}{2} \\ -\frac{r_x + r_s}{2} & r_y + r_s & -\frac{r_z + r_s}{2} \\ -\frac{r_x + r_s}{2} & -\frac{r_y + r_s}{2} & r_z + r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{l_{ss}} \begin{bmatrix} \frac{2r_x}{r_1} - \frac{r_y}{r_2} - \frac{r_z}{r_3} & -2 & 1 & 1 \\ -\frac{r_x}{r_1} + \frac{2r_y}{r_2} - \frac{r_z}{r_3} & 1 & -2 & 1 \\ -\frac{r_x}{r_1} - \frac{r_y}{r_2} + \frac{2r_z}{r_3} & 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ e_{as}(t) \\ e_{bs}(t) \\ e_{cs}(t) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

com  $v_i$  sendo a tensão do barramento CC,  $r_x = r_1/r_4$ ,  $r_y = r_2/r_5$  e  $r_z = r_3/r_6$ . As resistências  $r_1$ ,  $r_2$  e  $r_3$  representam os interruptores superiores do

inversor, nas fases *a*, *b* e *c* respectivamente. As resistências  $r_4$ ,  $r_5$  e  $r_6$  simbolizam os interruptores inferiores do inversor, nas fases *a*, *b* e *c* respectivamente.

### 2.3.4 Breve comparação dos modelos apresentados

O modelo *dq* é capaz de simular PMSMs tanto de polos lisos quanto salientes. Entretanto, tal modelo reproduz com fidelidade apenas motores BLAC. Não recomenda-se o uso desse modelo para simulação de motores do tipo BLDC (PILLAY; KRISHNAN, 1989b; KRISHNAN; RIM, 1990).

Os modelos em variáveis naturais são capazes de simular tanto motores com FCEM senoidal quanto trapezoidal. Contudo, os modelos aqui apresentados não emulam adequadamente motores de polos salientes. O modelo de linha é mais simples de ser utilizado no caso de motores BLDC, pois o cálculo da tensão de neutro não é necessário nesse caso. Além disso, esse modelo possui um custo computacional menor em relação ao modelo de fase, pois há uma equação diferencial a menos para ser resolvida numericamente.

O modelo conjunto de motor e inversor é mais complexo, possuindo alto custo computacional em relação aos demais. Além disso, incorpora dificuldades adicionais de simular o efeito dos diodos e de calcular a tensão de neutro. Entretanto, esse modelo permite simular adequadamente a técnica de acionamento do tipo *six-step* de 120°, que será apresentada posteriormente. A Tabela 2.1 sintetiza a comparação dos modelos.

Tabela 2.1 – Comparação de modelos

| Modelo                                    | <i>dq</i> | Fase | Linha | Com Inversor |
|-------------------------------------------|-----------|------|-------|--------------|
| Trata polos salientes                     | X         |      |       |              |
| Trata FCEM trapezoidal                    |           | X    | X     | X            |
| Trata diretamente acionamento descontínuo |           |      |       | X            |
| Custo computacional reduzido              | 3         | 2    | 1     | 4            |

Fonte: Produção do autor. Legenda: X – Atende o critério; 1 – Melhor colocado; 2 – Segundo melhor colocado; 3 – Terceiro melhor colocado; 4 – Quarto melhor colocado.

## 2.4 TÉCNICAS DE ACIONAMENTO

PMSMs raramente são acionados por partida direta. Em praticamente todas as suas aplicações, algum tipo de técnica de acionamento é empregada,

em conjunto com um inversor trifásico. As técnicas mais comuns são apresentadas nessa seção.

### 2.4.1 Controle escalar

Uma vez que PMSMs são síncronos, sua rotação depende exclusivamente da frequência fundamental do sinal de alimentação. Dessa forma, é possível empregar técnicas de controle escalar, que não possuem realimentação de velocidade em sua malha de controle.

Esse tipo de técnica de acionamento tem custo total de implementação bastante reduzido em relação às demais, que serão apresentadas posteriormente. Contudo, acionamentos deste tipo normalmente possuem baixo rendimento, uma vez que apenas um nível elevado, e, muitas vezes, desnecessário, de tensão no motor garante operação estável na presença de carga (BOLDEA et al., 2010).

Em decorrência disso, existem estudos recentes que procuram utilizar malhas de corrente para estabilização. Dessa forma, há uma melhoria na eficiência desse tipo de acionamento, com garantia de estabilidade (BOLDEA et al., 2010; MOLDOVAN; BLAABJERG; BOLDEA, 2011).

Essa técnica de acionamento não será tratada nesse trabalho.

### 2.4.2 Comutação eletrônica

Adota-se a técnica de comutação eletrônica, ou *six-step*, sobretudo, em *drives* de motores BLDC (embora possa ser empregada no acionamento de motores BLAC) (MIYAMASU; AKATSU, 2011).

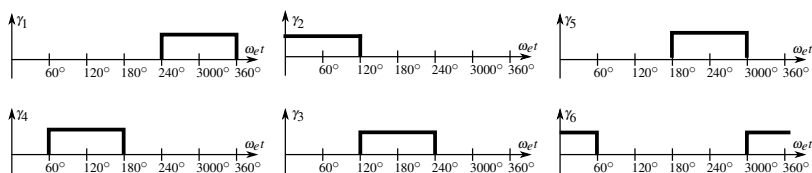
Esse tipo de modulação pode acarretar em condução contínua (com o uso de todos os braços do inversor) ou em condução descontínua (com o uso de dois braços do inversor por etapa de operação). No entanto, a maioria das aplicações aplica o segundo modo de condução, por ser mais eficiente e mais simples de ser implementado. Dessa maneira, a operação em condução descontínua será explorada nessa seção<sup>3</sup>.

Como o acionamento por comutação eletrônica é o mais usual para motores BLDC, muitos motores dessa categoria são fabricado com três sensores de efeito *hall* em seu interior. Cada sensor de efeito *hall* está posicio-

<sup>3</sup>A título de esclarecimento destaca-se que a operação em condução contínua é conhecida como *six-step* de 180° (KRAUSE et al., 1987). Analogamente, a operação em condução descontínua é conhecida como *six-step* de 120° (SUDHOFF; KRAUSE, 1990). Muitas vezes, técnicas de modulação operando em sobre-modulação podem atingir a região de *six-step*, ou, "onda quadrada". Entretanto, normalmente, trata-se de *six-step* de 180°.



Figura 2.1 – Pulsos de comando dos interruptores eletrônicos em função da posição elétrica do rotor.



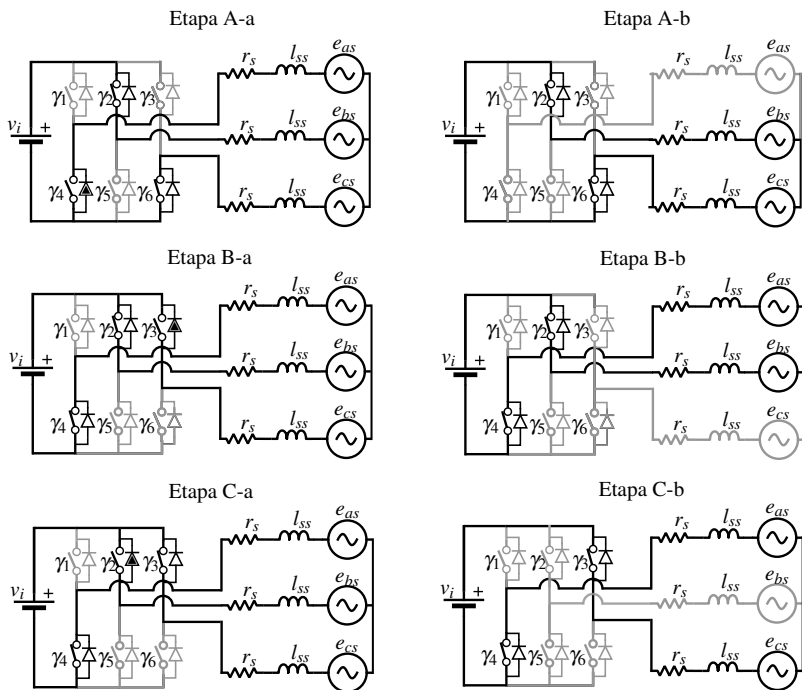
Fonte: Produção do autor.

nado, exatamente, à 0, 120 e 240 graus elétricos, em relação à fase  $a$ . Estes sensores servem unicamente para informar que um dado campo magnético está os perpassando. Assim, esses medidores operam apenas em corte e saturação, apresentando baixo custo e sendo úteis para informar o instante correto de comutação.

Cada vez que um campo do tipo norte passa pelo sensor de efeito *hall*, esse dispositivo de medição emite um sinal lógico alto. Caso contrário, o sensor informa um valor lógico baixo. Em um motor BLDC, com sensores *hall* distribuídos conforme informado anteriormente, existem seis possíveis combinações de nível lógico informadas pelos sensores. Dessa forma, é possível estabelecer uma tabela de comutação, que pode ser utilizada para ativar os interruptores do inversor. A Tabela 2.2 apresenta as combinações de sensores *hall*, bem como as fases que devem ser conectadas para cada combinação. Da conexão das fases, é fácil obter os interruptores que devem ser ativados (PILLAY; KRISHNAN, 1989b). A Figura 2.1 apresenta os pulsos de comando de cada chave, em função da posição elétrica do rotor. A Figura 2.2 apresenta as três primeiras etapas de operação da comutação eletrônica. Cada etapa se divide em duas partes: inicia-se com a condução forçada do diodo e segue com a fase aberta após a extinção da corrente. A análise detalhada das etapas apresentadas encontra-se na legenda da Figura 2.2.

Os ângulos em que os sensores de efeito *hall* são dispostos no motor são propositalmente defasados em 30 graus elétricos da força contraeletromotriz. Estudos indicam que, para maior parte das possíveis regiões de operação, tal defasagem garante o maior rendimento do motor (maior produção de torque para uma dada velocidade) (SUDHOFF; KRAUSE, 1990). Isso também implica que o acionamento *six-step* de 120° garante maior torque ao motor que o acionamento *six-step* de 180° (SUDHOFF; KRAUSE, 1990). Isso é outra razão para a preferência geral pela operação com *six-step* descontínua.

Figura 2.2 – Três primeiras etapas de operação da comutação eletrônica



Fonte: Produção do autor. Considerando operação em regime permanente, no instante inicial da etapa A-a, o interruptor  $\gamma_2$  entra em condução e o interruptor  $\gamma_1$  é bloqueado. Isso faz o diodo antiparalelo ao interruptor  $\gamma_4$  entrar em condução. Esse diodo permanece em condução até a extinção da corrente da fase  $a$ . Com a corrente extinta, inicia-se a etapa A-b. Nessa etapa, a fase  $a$  está desconectada do inversor. A corrente alimenta o motor pela fase  $b$  e retorna pela fase  $c$ . Essa etapa se encerra quando o sensor  $hall\ z_{240}$  indica nível lógico 0, em função da rotação do motor. Com isso, inicia-se a etapa B-a. Nessa etapa, o interruptor  $\gamma_4$  entra em condução e o interruptor  $\gamma_6$  é bloqueado. Isso força a entrada em condução do diodo antiparalelo ao interruptor  $\gamma_3$ , enquanto houver corrente na fase  $c$ . Quando a corrente da fase  $c$  estiver extinta, inicia-se a etapa B-b. Nessa etapa, apenas as fases  $a$  e  $b$  do motor estão conectadas ao inversor. A fase  $c$  se mantém desconectada. Essa etapa se encerra quando o sensor de efeito  $hall\ z_{120}$  indica nível lógico 1. Nesse momento, inicia-se a Etapa C-a, em que o interruptor  $\gamma_3$  entra em condução e o interruptor  $\gamma_2$  é bloqueado. Isso força a entrada em condução do diodo antiparalelo ao interruptor  $\gamma_5$ , até a extinção da corrente da fase  $b$ . Após a extinção da corrente na fase  $b$ , inicia-se a Etapa C-b. Nessa etapa, a corrente alimenta o motor pela fase  $c$  e retorna pela fase  $a$ . Essa etapa encerra-se quando o sensor de efeito  $hall\ z_0$  indica nível lógico 0. A próximas etapas seguem lógica similar às anteriores. Ao final de um ciclo elétrico de rotação do motor, cada fase alimentou o motor por 120 graus elétricos, foi caminho de retorno de corrente por 120 graus elétricos e esteve desconectada por 120 graus elétricos. Isso caracteriza técnica de comutação eletrônica em  $120^\circ$  como descontínua.

Tabela 2.2 – Combinação de sensores *hall* para etapas de operação da comutação eletrônica.

| Etapa | $z_0$ | $z_{120}$ | $z_{240}$ | Fase <i>a</i> | Fase <i>b</i> | Fase <i>c</i> |
|-------|-------|-----------|-----------|---------------|---------------|---------------|
| A     | 1     | 0         | 1         | NC            | $v_i$         | 0             |
| B     | 1     | 0         | 0         | 0             | $v_i$         | NC            |
| C     | 1     | 1         | 0         | 0             | NC            | $v_i$         |
| D     | 0     | 1         | 0         | NC            | 0             | $v_i$         |
| E     | 0     | 1         | 1         | $v_i$         | 0             | NC            |
| F     | 0     | 0         | 1         | $v_i$         | NC            | 0             |

Fonte: Produção do autor. Legenda: NC – não-conectado,  $z_0$  – sensor *hall* colocado em  $0^\circ$ ,  $z_{120}$  – sensor *hall* colocado em  $120^\circ$ ,  $z_{240}$  – sensor *hall* colocado em  $240^\circ$ .

Alternativamente aos sensores *hall*, é possível utilizar o cruzamento por zero da força contra-eletromotriz para realizar o acionamento, caso os sensores não estejam disponíveis. Nesse caso, também há a defasagem de 30 graus elétricos (SUDHOFF; KRAUSE, 1990).

#### 2.4.2.1 Modulação PWM

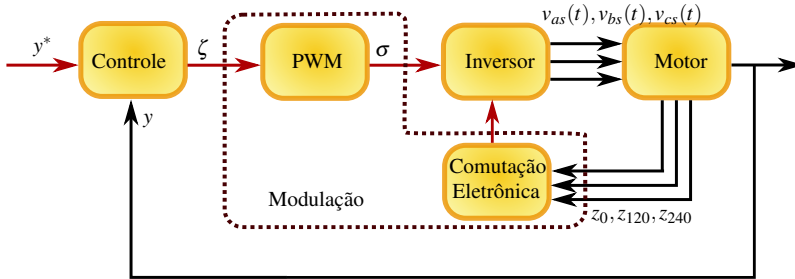
A comutação eletrônica pode ser empregada em conjunto com a modulação por largura de pulso (PWM – *pulse-width modulation*). Essa última permite o controle de velocidade do motor, uma vez que possibilita a variação da tensão média aplicada às fases. Desse modo, o inversor atua como fonte de tensão (VSI – *voltage source inverter*) (PILLAY; KRISHNAN, 1989b), operando sobre dupla modulação: uma de baixa frequência, operando de acordo com a posição elétrica do rotor e outra de alta frequência, operando com frequência de comutação fixa elevada, dada por escolha do projetista do acionamento.

A Figura 2.3 apresenta uma possível malha de controle utilizando a comutação eletrônica em conjunto com a PWM.

A relação de tensão por velocidade do motor BLDC é similar à observada no motor CC de ímãs permanentes, que utiliza um comutador mecânico. Entretanto, essa estratégia ocasiona um elevado nível de oscilação, ou *ripple*, de torque em regime permanente, em decorrência do uso de duas modulações. Consequentemente, essas oscilações de torque são moduladas. Há um sinal de baixa frequência sendo modulado por outro de alta frequência.

A PWM é aplicada em apenas um braço, no decorrer de 120 graus elétricos. Normalmente, este braço é o que realiza a conexão da fase do motor

Figura 2.3 – Malha de controle com *Six-step* e PWM



Fonte: Produção do autor.

com o terminal positivo do barramento, na modulação *six-step*. Assim, usualmente, a operação da PWM é complementar, ou seja, durante o ciclo ativo, a fase está conectada em  $v_i$ . A fase permanece assim ao longo do tempo determinado pela razão cíclica. Após esse tempo, a fase é conectada em 0.

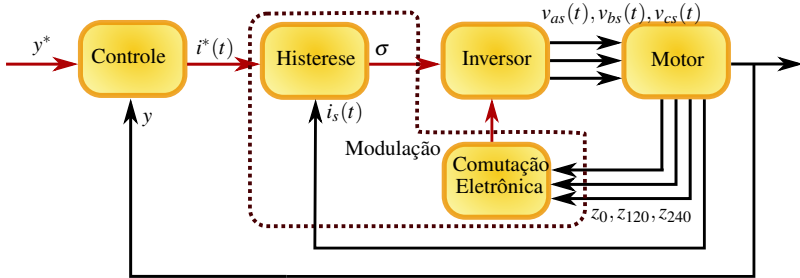
A determinação da razão cíclica, para uma dada velocidade, é feita por um controlador digital. Usualmente, o controlador proporcional-integral (PI) é escolhido, pois é capaz de eliminar erro de rastreamento em regime permanente, para referência do tipo degrau. Além disso, esse controlador é menos suscetível ao efeito de ruídos, pois comporta-se de forma análoga a um filtro passa baixas. O projeto desse controlador é feito, normalmente, com o uso da técnica de resposta em frequência.

A operação com o uso da PWM normalmente dispensa o uso de malha de corrente. Dessa forma, o controlador opera em malha única de rotação. Normalmente, a frequência de operação da PWM é de 8 a 16 vezes maior que a frequência de amostragem. Isso permite o efeito de média dessa modulação. Essa condição, aparentemente, torna o controle lento, considerando condições usuais em eletrônica de potência. Entretanto, uma vez que normalmente, não há controle de corrente, o controlador ocupa-se unicamente com a rotação. Como a dinâmica de rotação é muito mais lenta que a elétrica, mesmo que a atuação do controle seja muito mais lenta que a da PWM, a mesma garantirá rápida dinâmica em relação à rotação.

#### 2.4.2.2 Modulação por Histerese

A modulação por histerese é outra possibilidade de malha de controle para a comutação eletrônica. Nesse caso, o inversor atua como fonte de cor-

Figura 2.4 – Malha de controle com *Six-step* e Histerese



Fonte: Produção do autor.

rente (CSI – *current source inverter*). No emprego desse modulação, o controle é feito em duas malhas (interna e externa). A malha externa de rotação utiliza, normalmente, um controlador PI. Esse controle gera uma referência para a malha interna de corrente (PILLAY; KRISHNAN, 1989b).

Na malha de corrente, a modulação por histerese é aplicada. Essa modulação funciona através da seguinte condição, para o comando da chave ativa  $\sigma_s$ :

$$\sigma_s(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } i_s(t) > i^*(t) + \Delta i_s(t) \\ 1 & \text{se } i_s(t) < i^*(t) - \Delta i_s(t) \end{cases}, \quad (2.23)$$

em que  $i_s$  é a corrente da fase ativa,  $i^*$  é a corrente de referência e  $\Delta i_s(t)$  é a banda de histerese.

A Figura 2.4 apresenta uma possível malha de controle utilizando a comutação eletrônica em conjunto com a Histerese.

A histerese é um método de controle não-linear, conhecido também como controle *on-off*, que realiza, além do controle, a modulação. Essa técnica possui como vantagens a simplicidade de implementação e a garantia de erro CC nulo em regime permanente. É possível, inclusive, manter a amplitude de oscilação de regime em um valor pré-determinado. Entretanto, essa modulação acarreta frequência de comutação variável (limitada à metade da frequência de amostragem). Por fim, a mesma possui alta suscetibilidade a ruídos de medição.

### 2.4.3 Controle por orientação de campo e modulação SVM

O controle por orientação de campo (também conhecido como controle vetorial) é largamente utilizado no acionamento de PMSMs, sobretudo,

do tipo BLAC (PILLAY; KRISHNAN, 1989a; MIYAMASU; AKATSU, 2011; RUDNICKI; CZERWINSKI; FRECHOWICZ, 2011; BERTOLUZZO et al., 2015; NIU et al., 2016).

Há trabalhos comparativos cuja conclusão indica que, na maior parte das regiões de operação, essa técnica é mais interessante para motores BLAC. Em contrapartida, a modulação *six-step* é mais adequada para motores BLDC (MIYAMASU; AKATSU, 2011; NIU et al., 2016; ANDRICH, 2013).

O controle vetorial aplica o conceito de transformação  $dq$  para o projeto de controladores de torque e de fluxo para o PMSM. Utilizando (2.1) e empregando-se o modelo (2.3), percebe-se que o torque eletromecânico é dado por

$$\tau_e(t) = \frac{3}{2} \frac{n_p}{2} [\lambda_f i_{qs}(t) + (l_{ds} - l_{qs}) i_{qs}(t) i_{ds}(t)]. \quad (2.24)$$

Nota-se que, caso a corrente  $i_{ds}(t)$  seja nula, o torque torna-se unicamente função de  $i_{qs}(t)$ , uma vez que o fluxo dos ímãs  $\lambda_f$  é constante. Além disso, o fluxo reativo (no eixo  $d$ ) é dado por (PILLAY; KRISHNAN, 1989a)

$$\lambda_{ds}(t) = l_{ds} i_{ds}(t) + \lambda_f. \quad (2.25)$$

Com  $i_{ds}(t)$  nula, o fluxo circulante no motor torna-se apenas o fluxo dos ímãs<sup>4</sup>. Dessa maneira, o motor opera com fluxo mínimo e na máxima condição de torque por ampere, em regime permanente. Assim, criam-se duas malhas de controle de corrente. A primeira malha refere-se a  $i_{ds}(t)$ . O objetivo de controle dessa malha é manter a corrente  $i_{ds}(t)$  em zero. A segunda é projetada para atender as demandas de torque do motor, atuando sobre  $i_{qs}(t)$ . É possível, nesse último caso, utilizar uma malha de rotação externa, que determina a referência de  $i_{qs}(t)$  (NIU et al., 2016).

Pode-se ainda adicionar um termo de desacoplamento para eliminar o acoplamento entre  $i_{qs}(t)$  e  $i_{ds}(t)$ . Nesse caso, os termos não-lineares dependentes de  $\omega_e(t)$ , presentes em (2.3) são subtraídos da ação de controle.

Normalmente, emprega-se a modulação por vetores espaciais (SVM – *space-vector modulation*) em conjunto com o controle por orientação de campo. Considerando um inversor trifásico para o acionamento, operando de forma complementar e em condução contínua, nota-se que existem oito possíveis combinações de interruptores ativos. Essas oito combinações são denominadas vetores espaciais. É possível gerar sete diferentes níveis de tensão com esses vetores (dois desses vetores aplicam tensão nula na carga).

<sup>4</sup>Em muitas aplicações, não deseja-se  $i_{ds}(t)$  nula, mas negativa. Nesse caso, o fluxo gerado pelas correntes serve para reduzir o fluxo dos ímãs. Essa condição é conhecida como enfraquecimento de campo. Sua utilidade é permitir que o motor atinja maiores rotações, ao custo da redução de na produção de torque, mantendo potência mecânica constante (PREINDL; BOLOGNANI, 2013d; ZHANG, 2015).

Dessa forma, os vetores são aplicados em conjunto, por diferentes períodos de tempo, a fim de criar-se um efeito de tensão equivalente à referência na alimentação do motor. A Tabela 2.3 apresenta os vetores, a combinação de interruptores que os gera e os níveis de tensão gerados.

Uma vez que existam seis vetores ativos (dois dos oito vetores são nulos), definem-se seis regiões (I, II, III, IV, V e VI), no plano  $\alpha\beta^5$ , conhecidas como Setores. Dentro de cada Setor, é possível aplicar nos terminais no inversor os vetores das extremidades e os dois vetores nulos. O tempo de duração do uso de cada vetor é conhecido como Segmento. Na modulação SVM utilizada nesse trabalho, considera-se a divisão do período de comutação em sete Segmentos. A estratégia SVM apresentada nesse trabalho é conhecida como SVM-A (WU, 2006). Nessa modulação SVM-A, o  $\vec{u}_0$  é aplicado no primeiro e no último Segmento, em todos os Setores. Wu (2006) apresenta, também, a modulação SVM-B em que o  $\vec{u}_7$  é aplicado no primeiro e no último Segmento, em todos os setores, e a modulação SVM-AB, que aplica uma composição das duas. As modulações SVM-B e SVM-AB não serão utilizadas nesse trabalho. Tanto a SVM-A quando a SVM-B produzem harmônicos pares de tensão na forma de onda da tensão de fase. Entretanto, tais harmônicos não são críticos, na amplitude em que se encontram, para motores PMSMs, sobretudo do tipo BLDC, que já contam com harmônicos desse tipo no acionamento por comutação eletrônica descontínuo, nas fases, quando aplicada a modulação por histerese. A Tabela 2.4 apresenta qual vetor é aplicado em cada Segmento de cada setor. A Figura 2.5 apresenta a distribuição dos Setores e dos vetores no plano  $\alpha\beta$ .

A Figura 2.6 ilustra o efeito da modulação SVM.

Definindo-se o índice de modulação  $\eta_m$  como

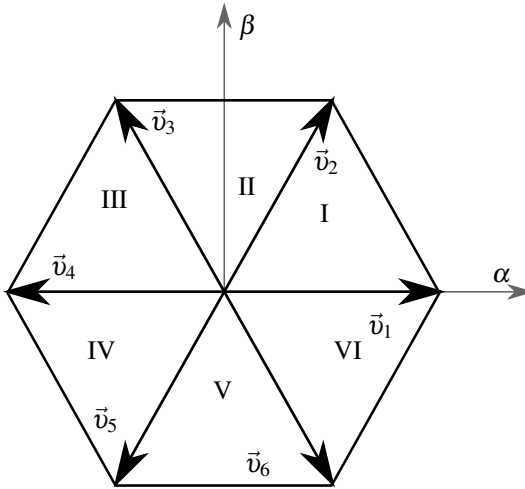
$$\eta_m = \frac{|v^*|}{v_i}, \quad (2.26)$$

em que  $v^*$  é a tensão complexa de referência, tem-se que o tempo  $t_\wedge$  em que é aplicado um Segmento que contém o vetor ativo da extremidade inferior do Setor é dado por:

$$t_\wedge = \eta_m \frac{t_c}{2} \left( \cos \theta_{eq}^* - \frac{\sin \theta_{eq}^*}{\sqrt{3}} \right) \quad (2.27)$$

---

<sup>5</sup>O plano  $\alpha\beta$  é obtido utilizando  $\theta_e = 0$ , na Equação (2.1). A coordenada  $d$  é chamada de  $\alpha$  e a coordenada  $q$  é denominada  $\beta$  nessa condição particular. Existem referências que trocam essa associação.

Figura 2.5 – Distribuição de vetores e Setores no plano  $\alpha\beta$ 

Fonte: Produção do autor.

Tabela 2.3 – Relação dos vetores espaciais com o estado dos interruptores.

| Vetor       | Interruptores ativos           | Estados Lógicos | $v_{ab}$ | $v_{bc}$ |
|-------------|--------------------------------|-----------------|----------|----------|
| $\vec{v}_0$ | $\gamma_4, \gamma_5, \gamma_6$ | [000]           | 0        | 0        |
| $\vec{v}_1$ | $\gamma_1, \gamma_5, \gamma_6$ | [100]           | $+v_i$   | 0        |
| $\vec{v}_2$ | $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_6$ | [110]           | 0        | $+v_i$   |
| $\vec{v}_3$ | $\gamma_4, \gamma_2, \gamma_6$ | [010]           | $-v_i$   | $v_i$    |
| $\vec{v}_4$ | $\gamma_4, \gamma_2, \gamma_3$ | [011]           | $-v_i$   | 0        |
| $\vec{v}_5$ | $\gamma_4, \gamma_5, \gamma_3$ | [001]           | 0        | $-v_i$   |
| $\vec{v}_6$ | $\gamma_1, \gamma_5, \gamma_3$ | [101]           | $+v_i$   | $-v_i$   |
| $\vec{v}_7$ | $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ | [111]           | 0        | 0        |

Fonte: adaptado de Wu (2006).

em que  $t_c$  é o período de comutação (que para essa modulação é igual ao período de amostragem  $t_s$ ) e  $\theta_{eq}^*$  é o ângulo da tensão de referência equivalente de um dado Setor  $\varepsilon$  refletida no primeiro Setor, dada por

$$\theta_{eq}^* = \theta^* - (\varepsilon - 1) \frac{\pi}{3}. \quad (2.28)$$

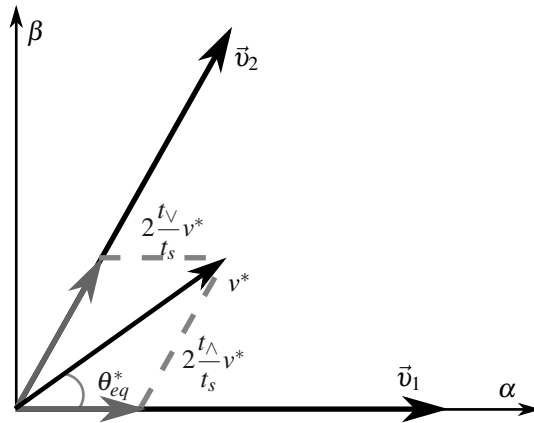


Tabela 2.4 – Sequência de comutação para modulação SVM-A.

| Setor/Segmento | 1           | 2           | 3           | 4           | 5           | 6           | 7           |
|----------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| I              | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_0$ |
| II             | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_0$ |
| III            | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_0$ |
| IV             | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_0$ |
| V              | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_0$ |
| VI             | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_0$ |

Fonte: adaptado de Wu (2006).

Figura 2.6 – Efeito da modulação SVM



Fonte: Produção do autor (adaptado de (WU, 2006)).

Tem-se, também, que o tempo de aplicação de um Segmento com o vetor ativo da extremidade superior  $t_v$  é descrito por

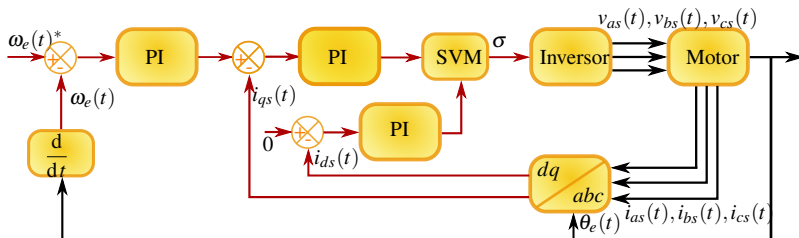
$$t_v = \eta_m \frac{t_c}{\sqrt{3}} \sin \theta_{eq}^*. \quad (2.29)$$

Por fim, o tempo em que é aplicado um Segmento contendo um vetor nulo  $t_o$  é

$$t_o = \frac{1}{2} \left( \frac{t_c}{2} - t_{\wedge} - t_v \right). \quad (2.30)$$

A Figura 2.7 apresenta a malha de controle vetorial com a modulação SVM.

Figura 2.7 – Malha de controle vetorial com SVM



Fonte: Produção do autor.

## 2.4.4 Controle direto de torque

A última técnica convencional de acionamento de PMSMs é o controle direto de torque (DTC – *direct torque control*). Essa técnica de controle, assim como a técnica de histerese, permite atuação direta no interruptor. Dessa maneira, essa é uma técnica de acionamento não-linear.

Nessa estratégia de controle, existe apenas uma malha de controle, que determina sua ação com base em dados relativos ao torque e ao fluxo do motor, normalmente estimados.

Em relação ao torque, compara-se o torque medido ou estimado com um valor de referência, dado possivelmente por um controlador de rotação, proveniente de uma malha externa. Nesse caso, utiliza-se um comparador de três níveis, ou seja, verifica-se se o torque é inferior, igual (dentro de uma banda estreita) ou superior ao torque de referência.

Em relação ao fluxo, aplica-se um comparador de dois níveis, ou seja, verifica-se se o fluxo é inferior ou superior ao valor de referência.

Com base nas informações dos comparadores, uma tabela de comutação (verificar Tabela 2.5) é consultada. Com essa consulta, determina-se diretamente qual interruptor deve ser acionado, em cada Setor, para cada condição de comparação.

Conforme observado, essa é uma técnica bastante simples. As maiores dificuldades na aplicação dessa estratégia são:

- necessidade de estimadores de torque e fluxo confiáveis, normalmente baseados em leituras de corrente e na posterior transformação para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ ;
- dificuldade de sintonia de malha externa, quando essa é utilizada;

Tabela 2.5 – Tabela de comutação do DTC

| Saída da comparação                   |                               | Setores     |             |             |             |             |             |
|---------------------------------------|-------------------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $\text{comp}(\lambda^*,  \Lambda_s )$ | $\text{comp}(\tau^*, \tau_e)$ | I           | II          | III         | IV          | V           | VI          |
| 1                                     | 1                             | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_1$ |
| 1                                     | 0                             | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_7$ |
| 1                                     | -1                            | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_5$ |
| -1                                    | 1                             | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_4$ | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_2$ |
| -1                                    | 0                             | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_0$ | $\vec{v}_7$ | $\vec{v}_0$ |
| -1                                    | -1                            | $\vec{v}_5$ | $\vec{v}_6$ | $\vec{v}_1$ | $\vec{v}_2$ | $\vec{v}_3$ | $\vec{v}_4$ |

Fonte: adaptado de Niu et al. (2016). Legenda:  $\lambda^*$  – referência de fluxo,  $|\Lambda_s|$  – módulo do vetor fluxo,  $\tau^*$  – referência de torque,  $\tau_e$  – torque elétrico, 1 – valor superior à referência, 0 – valor igual à referência dentro de uma pequena banda, -1 – valor inferior à referência.

- a atuação direta nos interruptores eletrônicos provoca a necessidade de um período de atuação ínfimo, normalmente da ordem de dezenas de microssegundos;
- a atuação direta nos interruptores eletrônicos ocasiona frequência de comutação variável.

Se tais dificuldades forem superadas, o DTC conta com algumas vantagens em relação ao controle vetorial:

- maior simplicidade na estrutura de controle, o que reduz o custo do controlador empregado, especialmente, por não necessitar da transformação de Park;
- melhor dinâmica de torque e fluxo, pois trata o problema de rastreamento de modo não linear.

Para melhor entendimento da técnica, consultar os trabalhos de Buja e Kazmierkowski (2004) e Niu et al. (2016), que fazem um estudo exaustivo do DTC e de suas possíveis variações.

## 2.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, um estudo sobre características gerais de PMSMs foi realizado. Tal estudo contemplou brevemente aspectos construtivos, aplicações e vantagens e desvantagens do uso desse motor, em relação a motores de indução ou motores de corrente contínua. O estudo também apresentou

classificações de PMSMs quanto ao formato da FCEM e ao posicionamento dos ímãs no rotor.

Na sequência, diferentes técnicas de modelagem foram apresentadas. Técnicas em variáveis nos eixos  $dq$  e em variáveis naturais, tanto de fase quanto de linha, foram tratadas.

Esses modelos foram comparados sob diferentes aspectos. Para as necessidades gerais desse trabalho, o modelo em variáveis de linha mostra-se mais adequado, por ser capaz de facilmente simular tanto motores BLAC quando motores BLDC. Além disso, o mesmo possui custo computacional reduzido, o que reduz os tempos totais aplicados em simulação. A título de permitir ao leitor um dimensionamento das grandezas, considerando uso da linguagem C, em um processador i7 com 8 GBytes de RAM, para simulações com passo de  $10^{-7}$  s e com aplicação de estratégia de controle/acionamento com período de amostragem de  $10^{-4}$  s, o tempo total de simulação com o uso desse modelo dura, em média, 5,5 s. Nas mesmas condições de simulação, com o uso do modelo  $dq$ , o tempo total de simulação dura cerca de 14 s. Por fim, o modelo com inversor embutido, nas mesmas condições, leva cerca de 17 s para ser simulado.

Além disso, quatro diferentes técnicas de acionamento para PMSMs foram sintetizadas. Em três dessas técnicas, discutiu-se questões relativas a controladores e possíveis modulações empregadas. Além disso, prós e contras de cada uma das quatro foram explorados.

Dessas técnicas, nota-se que a aplicação e o tipo de motor tendem a determinar a técnica a ser utilizada. A comutação eletrônica é uma técnica simples e eficiente, que pode ser utilizada em acionamentos de baixo custo, especialmente para motores BLDC (MIYAMASU; AKATSU, 2011). O controle vetorial é adequado para acionamentos de alto desempenho e indicado para motores BLAC. O controle direto de torque, apesar de ser uma técnica simples e fácil de ser processado, é pouco utilizado por ser mais recente (MIYAMASU; AKATSU, 2011). Contudo, aplicações industriais de alto desempenho tem migrado para essa estratégia nos últimos anos, em decorrência da melhora nas técnicas de estimação (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004). Essa técnica serve para ambos os tipos de motores, tanto BLDC quando BLAC. Pode-se arguir que essa técnica possua um melhor custo benefício em relação ao controle vetorial.

A visão geral obtida com o estudo das diferentes técnicas de acionamento, realizado nesse capítulo, sugere que cada uma das técnicas pode servir de base para uma estrutura de acionamento que utilize controladores preditivos. Essa visão geral serve de motivação para os estudos do próximo capítulo, em que serão vislumbradas possibilidades de aplicação de técnicas de controle preditivo no acionamento de PMSMs.

### 3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO: ESTUDO DE CASOS

Neste capítulo, são apresentadas as características gerais de algoritmos MPC. Na sequência, são desenvolvidos estudos de caso para o acionamento do PMSM, utilizando controladores preditivos. Esses estudos apresentam a teoria envolvida na formulação de cada controlador bem como resultados de simulação do acionamento com a técnica avaliada.

#### 3.1 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MPC

Controle preditivo baseado em modelo é uma nomenclatura utilizada para classificar um conjunto variado de controladores, cuja filosofia de projeto é similar (GARCÍA; PRETT; MORARI, 1989; GRIMBLE; ORDYS, 2001; QIN; BADGWELL, 2003; KOURO et al., 2009; MAYNE, 2014; VAZQUEZ et al., 2014; YOUNG et al., 2014; BORDONS; MONTERO, 2015). Tal filosofia baseia-se nos seguintes princípios:

- **Modelo de predição:** Todo controlador preditivo utiliza um modelo matemático discreto explícito para prever o comportamento futuro da planta (QIN; BADGWELL, 2003; BORDONS; MONTERO, 2015). Modelos descritos por função de transferência, equação a diferenças, espaço de estados, redes neurais e, até mesmo, pelos pontos da resposta ao degrau ou ao impulso do sistema podem ser empregados como modelo de predição.
- **Índice de desempenho:** A ação de controle dos controladores preditivos é determinada pela otimização de um índice de desempenho (também chamado de função objetivo ou função custo). Esse índice indica as prioridades de otimização do sistema de controle implementado. Naturalmente, por se tratarem de controladores preditivos, o índice de desempenho não se baseia em condições passadas da planta (como o erro atual, o erro acumulado e a variação do erro, como no caso de controladores projetados no domínio da frequência), mas, avalia o desempenho futuro do sistema. Normalmente, os índices de desempenho empregados ponderam erros de rastreamento e gasto energético. Contudo, pode-se incluir uma série de parâmetros nesse índice, tornando o problema de otimização multi-objetivo (VAZQUEZ et al., 2014; BORDONS; MONTERO, 2015).

- **Método de otimização:** Por haver diversos tipos de índices de desempenho a serem otimizados, existem também vários métodos de otimização empregados em controladores preditivos. Tais métodos dependem justamente do problema de otimização desenvolvido na estratégia de controle. Além disso, considera-se se há ou não tratamento de restrições nesse problema de otimização. Assim, em função do grau de não-linearidade do índice de desempenho, ou seja, o número de mínimos e máximos locais do mesmo, é possível que a ação de controle seja sub-ótima, pois o algoritmo de otimização nem sempre é capaz de determinar o máximo ou o mínimo global desejado.
- **Tratamento de restrições:** É possível tratar restrições no projeto de controladores preditivos (MACIEJOWSKI, 1999). Essas restrições podem ser definidas como limites máximos ou mínimos, previamente estabelecidos, para determinadas variáveis do sistema de controle ou da planta. A restrição se distingue da saturação, em vista de que essa última não participa do processo de otimização e não é determinada pelo controle, mas por um agente externo ao mesmo. As restrições são comumente empregadas em variáveis como o valor absoluto da ação de controle e da saída do processo em questão. Entretanto, essas restrições podem ser aplicadas em outras variáveis do sistema, desde que previamente modeladas em termos das variáveis de atuação disponíveis. Praticamente todas as técnicas de controle preditivo permitem o tratamento de restrições. Contudo, é possível utilizar as mesmas técnicas sem incluir esse recurso, uma vez que tal propriedade provoca um aumento considerável no custo computacional do controlador (BORDONS; MONTERO, 2015).

Essa filosofia de projeto de controladores preditivos acarreta algumas características próprias desses controladores (BORDONS; MONTERO, 2015), como:

- sintonia de projeto intuitiva;
- ação *feedforward* natural<sup>1</sup>;
- fácil implementação da lei de controle;
- fácil aplicação em sistemas multi-variáveis;

---

<sup>1</sup>Considerando que o sistema possua um modelo de predição suficientemente representativo, controladores preditivos são capazes de antecipar possíveis oscilações internas do sistema, atuando de maneira *feedforward*. Além disso, é possível antecipar a referência em controladores preditivos. Isso faz com que esse controle atue antes, procurando atender a referência futura.

- capacidade de antecipação de referência;
- aplicação em uma grande variedade de processos.

Entretanto, controladores preditivos possuem algumas desvantagens em relação à técnicas de controle tradicionais (BORDONS; MONTERO, 2015), tais como:

- alta complexidade de projeto, se comparado a controladores projetados na frequência;
- alto custo computacional, especialmente, no caso de tratamento de restrições, ou mesmo, com otimização *on-line*;
- alta dependência do modelo de predição, de modo que, caso o modelo tenha pouca representatividade, o desempenho dinâmico do sistema pode sofrer degradação.

Existem alguns elementos comuns aos diversos controladores preditivos, que são definidos a seguir (QIN; BADGWELL, 2003):

- ▷ Horizonte de predição  $h_y$ : indica a quantidade de passos futuros em que será predito o comportamento da planta.
- ▷ Horizonte de controle  $h_u$ : indica a quantidade de ações de controle futuras que serão calculadas, ou seja, o trata-se, numericamente, do tamanho da sequência de ações de controle futuras calculadas. Caso  $h_u$  seja inferior a  $h_y$ , a última ação de controle calculada é considerada constante nos demais passos preditos.
- ▷ Horizonte retrocedente: não é propriamente um número de passos, mas uma estratégia que permite ampliar a robustez do controle. Esse horizonte indica que a, cada período de amostragem, uma nova sequência de ações de controle futuras é calculada. Apenas a primeira ação de controle, de cada sequência calculada, é aplicada a planta. As demais não são aplicadas. No próximo período, toda a sequência ótima é recalculada. Isso é feito para permitir que novas informações da planta sejam incluídas no processo de predição. Nem todas as técnicas de controle preditivo aplicam essa estratégia (o que é conhecido por *blocking* (SHEKHAR; MANZIE, 2015)).
- ▷ Fatores de penalização/priorização  $\mu$ : indicam o grau de prioridade (ou penalização) que é dado a cada elemento na função objetivo (ou função custo). Esses fatores podem ser aplicados a estados, a ações de controle, a saídas ou a outros elementos presentes no índice de desempenho avaliado.

Especificamente, na área de eletrônica de potência e acionamentos elétricos, duas linhas de controladores preditivos se destacam (MAYNE, 2014; YOUNG et al., 2014; BORDONS; MONTERO, 2015). A primeira linha é chamada controle preditivo baseado em modelo com conjunto de ações contínuas (CCS-MPC – *continuous control set - model-based predictive control*). Essa linha caracteriza-se por considerar a ação de controle como um valor pertencente a todo o domínio real. Com isso, ao aplicar-se técnicas desse tipo, o conversor estático é modelado como um ganho. O segundo ramo de pesquisa é conhecido por controle preditivo baseado em modelo com conjunto de ações finitas (FCS-MPC – *finite control set - model-based predictive control*). Esse ramo se distingue do anterior por admitir que a ação de controle, disponível em um conversor, é limitada a um conjunto finito de possibilidades, determinado pela combinação de seus interruptores.

### 3.1.1 Características gerais da linha CCS-MPC

O ramo CCS-MPC pode ser entendido como o conjunto de controladores preditivos tradicionais, que nasceu dentro na indústria petroquímica e que, posteriormente, foi teorizado academicamente. De fato, existem inúmeras estratégias de controle nessa linha, como o controle pela matriz de dinâmica (DMC - *dynamic matrix control*), que utiliza um modelo de resposta ao degrau, o controle preditivo generalizado (GPC - *generalized predictive control*), que utiliza um modelo autorregressivo controlado de média móvel (CARIMA - *controlled auto-regressive integrating moving-average*), o controlador linear quadrático gaussiano preditivo (PLQG - *predictive linear quadratic gaussian controller*), baseado em um modelo no espaço de estados e relacionado ao controle ótimo, controlador preditivo robusto (RMPC - *robust model-based predictive control*) e o controle preditivo no espaço de estados (SSMPC - *state-space model-based predictive control*, que também é chamado simplesmente MPC ou MBPC) (GARCÍA; PRETT; MORARI, 1989; MACIEJOWSKI, 1999; GRIMBLE; ORDYS, 2001; QIN; BADGWELL, 2003; MAYNE, 2014).

Existe uma série de trabalhos envolvendo essa linha aplicados à área de eletrônica de potência e acionamentos elétricos como (SANTANA; BIM; AMARAL, 2008; PREINDL; BOLOGNANI, 2013a; MA; KENNEL, 2013; NEGRI et al., 2014; BARTSCH et al., 2015a; BORDONS; MONTERO, 2015). De fato, inicialmente, essa linha de controle tornou-se interessante para eletrônica de potência, especialmente em conversores com modulação complexa, por conta dos benefícios do processo otimização. Contudo, há uma dificuldade clara de projetar controladores CCS-MPC com tratamento



de restrições nessa área de pesquisa. Isso ocorre devido à maneira como os problemas sujeitos restrição são modelados no domínio contínuo. Normalmente, tais problemas são manipulados de modo a satisfazer estruturas solucionáveis por algoritmos bastante conhecidos na literatura, como algoritmos de programação quadráticas (QP - *quadratic programming*) ou de desigualdades matriciais lineares (LMI - *linear matricial inequalities*). Entretanto, tais algoritmos possuem alto custo computacional em relação aos reduzidos períodos de amostragem exigidos por aplicações ligadas à eletrônica de potência (AMEEN et al., 2011). Apesar disso, existem trabalhos que procuram encontrar uma alternativa a esses algoritmos, modelando alternativamente o problema de otimização, como por exemplo o realizado por Ameen et al. (2011) e por Linder e Kennel (2005).

Ainda assim, trabalhos recentes têm surgido nessa linha e possuem caráter promissor, como concluem Lim et al. (2014a) e Bordons e Montero (2015). Os principais atrativos dessa linha são a operação em frequência fixa e a atuação com elevados horizontes de predição.

Kennel e Linder (2000), Kennel e Linder (2001) e Linder e Kennel (2005) fazem um estudo sobre as linhas de controle preditivo, aplicadas sobretudo a acionamentos elétricos. Tais trabalhos englobaram uma gama significativa de técnicas existentes naquele período. Dessa forma, ali apresentam-se, além das linhas de controle preditivo baseado em modelo (comentadas anteriormente), linhas de preditivo não-linear baseadas em histerese, em controladores *deadbeat* e em controladores baseados em trajetórias. Todavia, algoritmos de controle da linha FCS-MPC não são apresentados nesses estudos. De fato, nos principais bancos de dados ligados à área, artigos mencionando termos como "FCS-MPC" aparecem apenas em 2009 (KOURO et al., 2009). Essas linhas de controle preditivo paralelas, para aplicação em *drives* elétricos, praticamente desapareceram na área ou foram incorporadas por alguns tipos de estratégias do tipo FCS-MPC. Entretanto, existem alguns trabalhos recentes relacionados às mesmas (VALLE et al., 2015; XIE et al., 2015).

### 3.1.2 Características gerais da linha FCS-MPC

A FCS-MPC surgiu dentro da eletrônica de potência, como uma alternativa a controladores projetados na frequência, tradicionalmente aplicados nessa área (VAZQUEZ et al., 2014; YOUNG et al., 2014). O trabalho apresentado por Rodriguez et al. (2007) e, posteriormente, complementado por Cortes et al. (2008) e Kouro et al. (2009) (que definiu uma nomenclatura padrão) podem ser considerados o início dessa linha de controle. Uma quantidade significativa de trabalhos surgiu em decorrência desses três, tanto na

área de acionamentos elétricos, como na área de controle de conversores em geral, sobretudo, conversores multiníveis e condicionadores de energia (RODRÍGUEZ et al., 2013; VAZQUEZ et al., 2014; YOUNG et al., 2014). Entre estes trabalhos, na área de acionamentos elétricos, se destacam (BOLOGNANI et al., 2009; KOURO et al., 2009; GEYER; PAPAFOTIOU; MORARI, 2009; PREINDL; BOLOGNANI, 2013b; LIM et al., 2014b; FUENTES et al., 2014).

Basicamente, algoritmos FCS-MPC modelam o problema de controle de conversores considerando um número finito de ações de controle disponíveis. Por exemplo, no caso de um inversor trifásico de dois níveis, sob operação complementar, existem apenas oito possibilidades diferentes de alimentar o motor. Essas possibilidades são justamente os oito vetores espaciais, mencionados anteriormente. Dessa forma, para baixíssimos horizontes de predição, testam-se todas as possíveis combinações de ação de controle. Nesse processo, verifica-se, por exemplo, qual delas fornece o menor custo, para uma dada função custo a ser minimizada. Dessa forma, é possível trabalhar com funções custo não-lineares variadas e tratar restrições facilmente.

Obviamente, dentro de todo o espectro da aplicação da teoria de controle, a linha FCS-MPC é restrita ao nicho da eletrônica de potência e, também, ao de processamento de sinais, dada a característica de quantização natural dessas áreas (MAYNE, 2014).

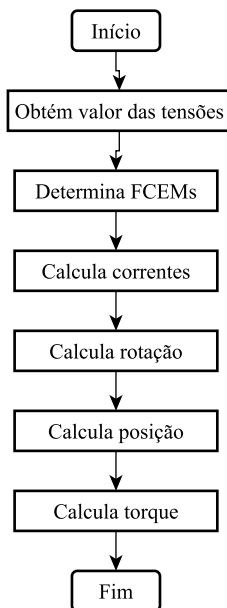
Dessa forma, as próximas seções apresentam estudos de caso, envolvendo as duas linhas de controle preditivo aplicado à eletrônica de potência. Cada estudo apresenta a fundamentação matemática das técnicas de controle, resultados de simulação e uma breve discussão sobre os resultados obtidos. Um fluxograma explicando os procedimentos gerais utilizados na simulação do motor é apresentado na Figura 3.1

Esses estudos objetivam explorar exemplos de aplicação do controle preditivo no acionamento de PMSMs. A partir desses estudos, o trabalho principal foi desenvolvido. Este trabalho correlaciona ambas as linhas CCS e FCS. Entretanto, as bases teóricas e a implementação do trabalho principal, em plataforma experimental, são apresentadas no Capítulo 4.

### 3.2 ESTUDO DO SSMPC COM MODELO LINEARIZADO

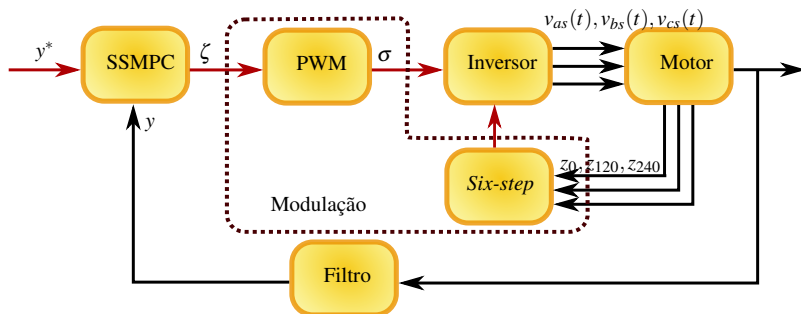
O primeiro estudo de caso está relacionado ao trabalho desenvolvido por Negri et al. (2014). Nesse trabalho, foi empregado um controlador da linha CCS-MPC, do tipo SSMPC. A Figura 3.2 apresenta a estrutura de controle avaliada nesse estudo de caso. A Figura 3.3 apresenta a rotina de aplicação do controle, na simulação.

Figura 3.1 – Fluxograma aplicado à rotina de simulação do motor



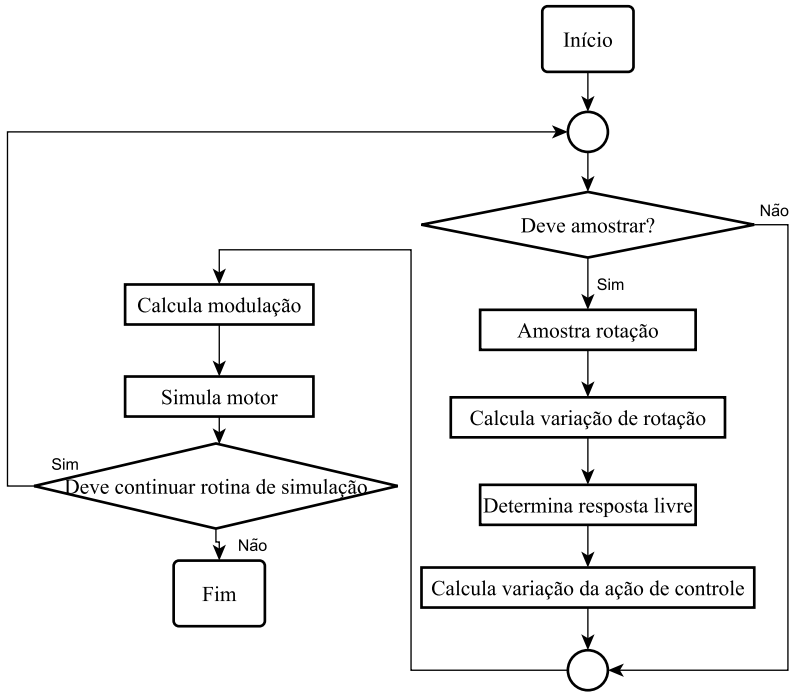
Fonte: produção do autor.

Figura 3.2 – Malha de controle de SSMPC (primeiro estudo de caso)



Fonte: Produção do autor. As setas em preto indicam sinais analógicos. As demais indicam sinais digitais.

Figura 3.3 – Fluxograma de aplicação do controlador SSMPC



Fonte: produção do autor.

### 3.2.1 Formulação matemática da estrutura de controle

A função custo  $w$  utilizada, típica de trabalhos na linha CCS-MPC (BORDONS; MONTERO, 2015; NIU et al., 2016), é quadrática e pondera o erro quadrático futuro de rastreamento e a variação quadrática da ação de controle presente e futura. Dessa maneira, para o caso de sistemas do tipo uma entrada e uma saída (SISO – *single input single output*),

$$w(k) = \sum_{g_y=1}^{h_y} [y^*(k + g_y|k) - y(k + g_y|k)]^2 + \mu_u \sum_{g_u=1}^{h_u} \Delta u(k + g_u - 1|k)^2 \quad (3.1)$$

em que  $g_u \in [0, h_u - 1]$  e  $g_y \in [1, h_y]$  são contadores,  $y$  é a saída do sistema,  $y^*$  é a referência para a saída do sistema,  $\Delta u$  é a variação da ação de controle e  $\mu_u$  é o fator de penalização da ação de controle. A notação  $|k$  indica que a predição é feita considerando as informações provenientes do instante de tempo atual  $k$ .

É possível reescrever (3.1) utilizando a notação matricial, para simplificar a notação adotada. Assim,

$$w(k) = (Y^* - Y)^T(Y^* - Y) + \mu_u \Delta U^T \Delta U \quad (3.2)$$

em que

$$Y^* = \begin{bmatrix} y^*(k+1) \\ y^*(k+2) \\ \vdots \\ y^*(k+h_y) \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+h_y) \end{bmatrix} \quad \Delta U = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+h_u-1) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

e  $(\cdot)^T$  indica a transposição matricial.

Dessa forma, dado um sistema linear, invariante no tempo, com uma entrada e uma saída (SISO – *single input single output*) no espaço de estados discreto, da forma:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= \mathbf{A}X(k) + \mathbf{B}\Delta u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}X(k) \end{aligned}, \quad (3.4)$$

é possível encontrar analiticamente uma solução para o problema otimização de (3.2), a fim de obter a sequência de ações de controle ótima  $\Delta U^*$ .

Assumindo que

$$Y = \mathbf{G}_u \Delta U + \mathbf{G}_y, \quad (3.5)$$

é possível reescrever (3.2), unicamente em termos de  $\Delta U$ , de modo que, considerando  $\mu_u > 0$  para satisfazer a condição de otimalidade, com a segunda derivada positiva, o zero da derivada de  $w(k)$  resulta em

$$\Delta U^* = \mathbf{K}_G(Y^* - \mathbf{G}_y) \quad (3.6)$$

com

$$\mathbf{K}_G = \text{inv}(\mathbf{G}_u^T \mathbf{G}_u + \mu_u \mathbf{I}) \mathbf{G}_u^T \quad (3.7)$$

em que  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade de ordem correspondente,

$$\mathbf{G}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{CB} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{CAB} & \mathbf{CB} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{CA}^{h_y} \mathbf{B} & \mathbf{CA}^{h_y-1} \mathbf{B} & \dots & \mathbf{CA}^{h_y-h_u} \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

e

$$\mathbf{G}_y = \mathbf{G}_x \mathbf{X} \quad (3.9)$$

com

$$\mathbf{G}_x = \begin{bmatrix} \mathbf{CA} \\ \mathbf{CA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{h_y} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

No entanto, apenas a primeiro termo  $\Delta u^*(k)$  do vetor  $\Delta U^*$  é aplicado na planta, o que caracteriza uma estratégia de horizonte retrocedente. A ação de controle aplicada a planta é

$$u(k) = \Delta u^*(k) + u(k-1). \quad (3.11)$$

### 3.2.2 Modelo de predição e modulação

O modelo de predição utilizado por Negri et al. (2014) é obtido com base em um procedimento apresentado por Qin e Badgwell (2003). Através de uma regressão múltipla linear, são obtidos os coeficientes de um modelo linear equivalente do motor.

A regressão linear é feita através de um conjunto de pontos obtidos a partir de um ensaio da planta. Os pontos contém a informação de entrada e saída da planta, em um mesmo instante de tempo. Além disso, esses pontos são amostrados com  $t_s$ .

A partir de um modelo em equação a diferenças de primeira ordem<sup>2</sup>, com coeficientes  $\eta_x$  e  $\eta_u$ , é possível obter um modelo que descreve a saída futura, em função da saída atual e da entrada atual. Considerou-se como

---

<sup>2</sup>O trabalho original de Negri et al. (2014) utiliza um modelo de segunda ordem sobrearmortecido. Contudo, no estudo proposto, optou-se por um modelo de primeira ordem para simplificação da estrutura de controle.

entrada a razão cíclica  $\zeta(k)$  e como saída a rotação mecânica do motor  $\omega_m(k)$ . Assim,

$$\begin{bmatrix} \eta_x \\ \eta_u \end{bmatrix} = \text{inv}(\mathbf{N}_d^T \mathbf{N}_d) \mathbf{N}_d^T \mathbf{N}_y \quad (3.12)$$

com

$$\mathbf{N}_d = \begin{bmatrix} y(0) & u(0) \\ y(2) & u(2) \\ \vdots & \vdots \\ y(n_d - 1) & u(n_d - 1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N}_y = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(n_d) \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

sendo  $n_d$  o número total de dados coletados, de cada tipo de dado.

Após a identificação do modelo, é necessário aumentá-lo, para incluir ação integral ao controlador preditivo. Dessa maneira, considerando que o sistema em espaço de estados identificado é dado por:

$$\begin{aligned} \omega_m(k+1) &= \eta_x \omega_m(k) + \eta_u u(k) \\ y(k) &= \omega_m(k), \end{aligned} \quad (3.14)$$

tem-se que  $\mathbf{A}_0 = \eta_x$ ,  $\mathbf{B}_0 = \eta_u$ ,  $\mathbf{C}_0 = 1$  e  $X_0 = \omega_m(k)$ . Negri et al. (2014) propôs o aumento do modelo a partir de variáveis variacionais, de modo que:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_0 & \mathbf{O} \\ \mathbf{C}_0 \mathbf{A}_0 & \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_0 \\ \mathbf{C}_0 \mathbf{B}_0 \end{bmatrix} \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}^T X = \begin{bmatrix} \Delta X_0 \\ y \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

em que  $\mathbf{O}$  representa uma matriz de zeros de ordem conveniente.

No acionamento proposto por Negri et al. (2014), foram utilizadas as modulações *six-step* e PWM, em conjunto. Dessa forma, o controle apenas informa a razão cíclica para a PWM.

O algoritmo que descreve o funcionamento dessa técnica encontra-se no Apêndice A.

### 3.2.3 Resultados de simulação

Para este estudo de caso, uma simulação envolvendo parâmetros de um motor do tipo BLDC foi realizada. Tais parâmetros (de simulação e do motor) se encontram na Tabela 3.1 e diferem dos apresentados na referência original desse estudo (NEGRI et al., 2014). Trata-se, assim, de outro motor.

Os parâmetros do controlador preditivo bem como os parâmetros do modelo identificado estão apresentados na Tabela 3.2. Para a modelagem dos

Tabela 3.1 – Parâmetros da simulação e do motor BLDC simulado

| Parâmetro   | Valor                    | Parâmetro      | Valor               |
|-------------|--------------------------|----------------|---------------------|
| Passo       | $10^{-5}$ s              | Comutação      | Inversor idealizado |
| Tempo total | 0,5 s                    | Amostragem     | $10^3$ Hz           |
| Barramento  | 200 V                    | Torque nominal | 0,8 Nm              |
| Tipo        | BLDC                     | $n_p$          | 4                   |
| $r_s$       | 4,7 $\Omega$             | $l_{ss}$       | 0,02 H              |
| $j_m$       | 0,00087 kgm <sup>2</sup> | $b_m$          | 0,00032 Nms         |
| $\lambda_f$ | 0,1885 Wb                | $\kappa_e$     | 0,377 Vs/rad        |

Fonte: produção do autor. Para mais informações sobre o motor, conferir Negri et al. (2014) e o Apêndice B dessa dissertação.

efeitos do inversor, foi utilizada a modulação do tipo *six-step* de  $180^\circ$ , para redução da complexidade computacional. Além disso, a modulação PWM foi idealizada, exclusivamente nesse estudo de caso. Dessa maneira, aplica-se a tensão média calculada pelo controle como sinal modulado pela *six-step*. Tais suposições foram também realizadas por Negri et al. (2014). O mesmo artigo comprova a validade dessas suposições na simulação com resultados experimentais.

À diferença do que foi apresentado por Negri et al. (2014), nesse trabalho, escolheu-se como ponto de operação a partida do motor. Isso implica em um modelo não tão válido para operações em alta velocidade. Ainda assim, os resultados obtidos podem ser considerados satisfatórios. Outra discrepância em relação ao trabalho original foi a ordem escolhida para o modelo: no presente trabalho, o modelo identificado para a predição é de primeira ordem, no artigo, é de segunda. Nota-se, ainda, outros detalhes, como a mudança no período de amostragem e a realização da simulação considerando a presença de carga nominal em todo o ensaio.

O *software* SciLab efetuou as simulações desse estudo, em sua linguagem nativa. Utilizou-se a ferramenta SciNotes, própria para programação em código de linha. Esse foi o único estudo de caso não realizado em linguagem C. O modelo descrito por (2.16), que utiliza variáveis de linha, foi empregado na simulação do motor.

A Figura 3.4 apresenta a dinâmica de rotação mecânica do motor, com o uso da técnica de controle estudada.

A Figura 3.5 apresenta a tensão de linha, entre as fases *a* e *b*, aplicada ao motor, com o uso da técnica de controle estudada. Destaca-se que o sinal de controle é modulado em amplitude pela *six-step* de  $180^\circ$  na simulação realizada.

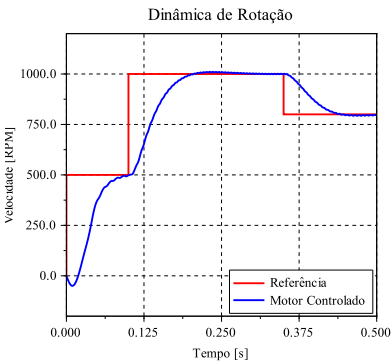


Tabela 3.2 – Parâmetros de sintonia do SSMPC

| Parâmetro | Valor     |
|-----------|-----------|
| $h_y$     | 2         |
| $h_u$     | 2         |
| $\mu_u$   | 10        |
| $\eta_x$  | 0,9948083 |
| $\eta_u$  | 0,0071118 |

Produção do autor. Os três primeiros parâmetros são de escolha do projetista. Os dois últimos são resultados da identificação do modelo. A sintonia foi feita, principalmente, para permitir que o sistema permanecesse estável. Elevando os valores de  $h_y$  e  $h_u$  ou reduzindo  $\mu_u$ , a dinâmica do sistema tende a acelerar. Contudo, o sistema também se tornará mais oscilatório.

Figura 3.4 – Dinâmica de rotação utilizando SSMPC

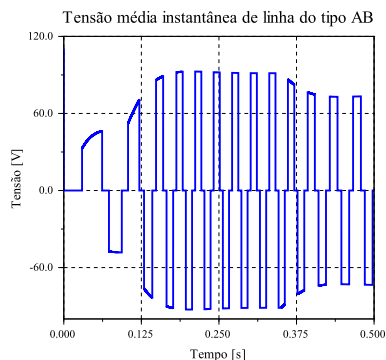


Fonte: produção do autor.

A Figura 3.6 apresenta a dinâmica de corrente do motor, com o uso da técnica de controle estudada. Destaca-se que a corrente não é tratada pelo controlador.

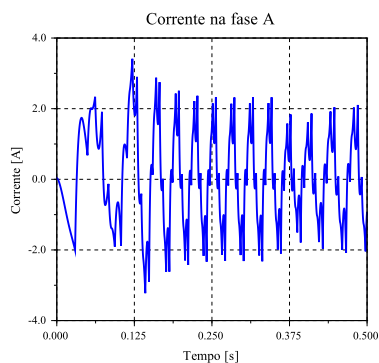
Ao analisar a Figura 3.4, nota-se a dinâmica aparentemente lenta e um pequeno *undershoot* na partida, devido a presença de carga do tipo motriz. Pode-se argumentar que o baixo desempenho dinâmico deve-se simplesmente a uma sintonia conservadora dos parâmetros do controlador preditivo. Contudo, a redução do fator de penalização da ação de controle, que pode ser considerado baixo já na sintonia utilizada, ou o aumento dos horizontes podem levar a rotação à instabilidade. Essa instabilidade ocorre, principalmente, como consequência de uma saturação física de tensão, que é limitada

Figura 3.5 – Tensão de linha  $v_{ab}$  aplicada ao motor



Fonte: produção do autor. A tensão é média instantânea por representar a tensão equivalente idealizada por período de comutação.

Figura 3.6 – Dinâmica de corrente utilizando SSMPC



Fonte: produção do autor.

pelo barramento CC do inversor. A dinâmica lenta é também explicada por dois motivos físicos: o momento de inércia, relativamente elevado, e o torque nominal de carga, aplicado ao motor em todo o ensaio. Como o controlador não pode, nesse caso, agir de maneira agressiva, opta-se por uma sintonia mais conservadora (especialmente, ao comparar-se com a sintonia apresentada nos próximos estudos de caso).

Caso o controlador estudado possuísse tratamento de restrições formais, seria possível elevar a resposta dinâmica, uma vez que problemas de instabilidade decorrentes da saturação não seriam observados.

O desconhecimento das referências futuras por parte do controlador implica outra limitação do mesmo na presente simulação. Isso impede sua ação antecipativa, que, naturalmente, melhora a resposta dinâmica do sistema. A opção por referências do tipo degrau, ao invés de rampas de transição, também reduz a capacidade dinâmica do controlador. Isso porque, na condição alternativa, há menor risco de ocorrência de picos e, consequentemente, saturações e instabilidade na transição de referência.

O *undershoot* é explicado pela partida com carga nominal. Como o controlador não é agressivo, a carga atua sobre o motor. Entretanto, o controlador consegue rejeitar adequadamente a perturbação, sem erro de regime em relação às referências estabelecidas.

Dessa maneira, apesar das limitações observadas, o controlador fornece uma resposta dinâmica aceitável para o motor.

Observando-se as Figuras 3.5 e 3.6, percebe-se que o controlador não utilizou-se de picos de tensão para transições dinâmicas. Isso se refletiu na corrente: as correntes de transição são bastante próximas à corrente de operação em regime.

De fato, como vantagens desse controlador, destacam-se a facilidade de implementação, possibilidade de embarcá-lo em dispositivo de baixo custo, projeto rápido, com influência dos parâmetros de sintonia intuitiva em relação ao desempenho dinâmico. Como desvantagens, percebem-se a alta dependência do modelo identificado e a necessidade de dados de resposta do motor, para realizar a identificação, antes do projeto do controlador.

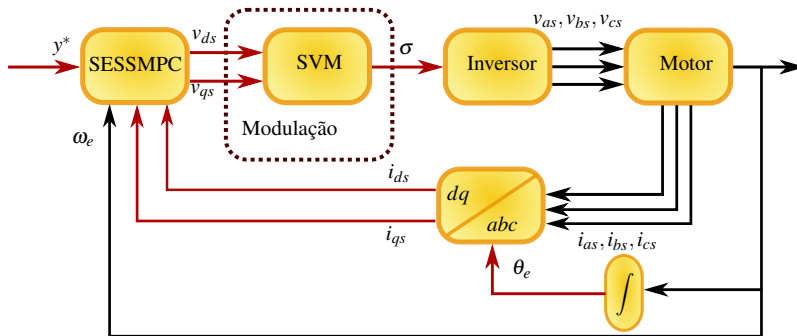
### 3.3 ESTUDO DO SESSMPC

O segundo estudo de caso, também da linha CCS-MPC, é baseado nos trabalhos de Santana, Bim e Amaral (2008), Bartsch et al. (2015a) e (2015b). Utiliza-se a técnica de controle preditivo no espaço de estados com avaliação sucessiva (SESSMPC – *successive evaluation state space model-based predictive control*). No primeiro desses trabalhos, apresenta-se o uso do SSMPC em conjunto com um processo de linearização dinâmica do modelo do motor. Assim, a cada período de amostragem o modelo é linearizado no ponto de operação atual. Dessa maneira, o controle é recalculado de forma *on-line*, diferentemente da técnica anterior. Observar que este trabalho foi feito para o acionamento do motor de indução trifásico.

A proposta de Santana, Bim e Amaral (2008) foi adaptada por Bartsch et al. (2015a) e (2015b). BARTSCH et al. propôs o uso de uma avaliação (ou linearização de ordem zero) feita de maneira dinâmica. Nesse caso, a técnica foi aplicada no acionamento do motor BLAC. Contudo, a técnica proposta por Bartsch et al. (2015a) considerou o tratamento de restrições, no projeto do controle, que não será considerado no presente estudo.

A Figura 3.7 apresenta a malha de controle para este estudo de caso. Nesta figura, observa-se uma estrutura de controle similar à observada no estudo do controle vetorial. Contudo, há apenas uma malha, uma vez que o controle SESSMPC trata diretamente o caso MIMO. Nota-se a necessidade do uso da transformação  $dq$  e do uso da modulação SVM para permitir o acionamento do inversor. É possível substituir essa modulação pela PMW trifásica convencional.

Figura 3.7 – Malha de controle do SESSMPC (segundo estudo de caso)



Fonte: Produção do autor. As setas em preto indicam sinais analógicos. As demais indicam sinais digitais.

### 3.3.1 Formulação matemática da estrutura de controle

Apesar de possuir uma alta similaridade com a estratégia vista no estudo de caso anterior, essa técnica é aplicada a um sistema modelado com múltiplas entradas e saídas (MIMO – *multiple input multiple output*). Dessa forma, a função custo é redefinida para satisfazer essa condição, de modo que:

$$w(k) = (Y^* - Y)^T \mathbf{M}_y (Y^* - Y) + \Delta U^T \mathbf{M}_u \Delta U \quad (3.16)$$

em que  $\mathbf{M}_y$  é a matriz de ponderação da saída e  $\mathbf{M}_u$  é a matriz de ponderação da ação de controle, dados por:

$$\mathbf{M}_y = \text{diag}\{\mathbf{m}_{y1} \mathbf{m}_{y2} \dots \mathbf{m}_{y h_y n_y}\}, \quad \mathbf{M}_u = \text{diag}\{\mathbf{m}_{u1} \mathbf{m}_{u2} \dots \mathbf{m}_{u h_u n_u}\}. \quad (3.17)$$

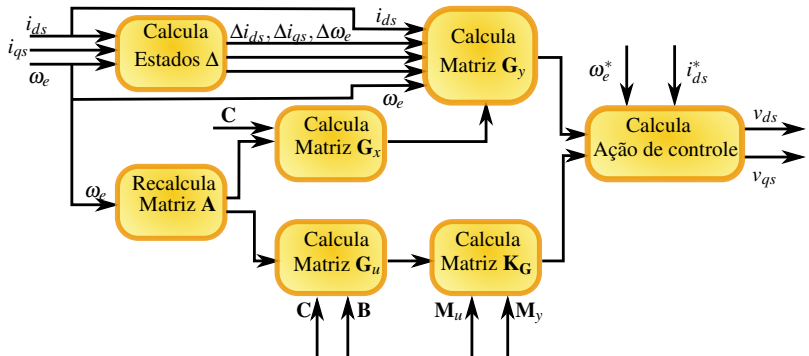
São também redefinidos:

$$Y^* = \begin{bmatrix} y_1^*(k+1) \\ y_2^*(k+1) \\ \vdots \\ y_{n_y}^*(k+1) \\ y_1^*(k+2) \\ \vdots \\ y_1^*(k+h_y) \\ y_2^*(k+h_y) \\ \vdots \\ y_{n_y}^*(k+h_y) \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} y_1(k+1) \\ y_2(k+1) \\ \vdots \\ y_{n_y}(k+1) \\ y_1(k+2) \\ \vdots \\ y_1(k+h_y) \\ y_2(k+h_y) \\ \vdots \\ y_{n_y}(k+h_y) \end{bmatrix} \quad \Delta U = \begin{bmatrix} \Delta u_1(k) \\ \Delta u_2(k) \\ \vdots \\ \Delta u_{n_u}(k) \\ \Delta u_1(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u_1(k+h_u-1) \\ \Delta u_2(k+h_u-1) \\ \vdots \\ \Delta u_{n_u}(k+h_u-1) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

em que  $n_u$  representa o número de entradas e  $n_y$  é o número de saídas. A ação de controle ótima, por consequência, é dada por:

$$\Delta U^* = \text{inv}(\mathbf{G}_u^T \mathbf{M}_y \mathbf{G}_u + \mathbf{M}_u) \mathbf{G}_u^T \mathbf{M}_y (Y^* - \mathbf{G}_y) = \mathbf{K}_G (Y^* - \mathbf{G}_y). \quad (3.19)$$

Figura 3.8 – Lógica interna do SESSMPC



A Figura 3.8 apresenta a lógica interna do controlador MIMO SES-SMPC. Observa-se que inicialmente calcula-se a variação dos estados, completando o vetor de estados aumentado. Além disso, utiliza-se a informação de rotação para atualizar a matriz  $\mathbf{A}$ , avaliando o modelo a cada período de amostragem. O modelo atualizado é utilizado para recalcular as matrizes  $\mathbf{G}_u$  e  $\mathbf{G}_x$ . Com a matriz  $\mathbf{G}_u$  e parâmetros de sintonia, realiza-se a otimização da função custo, com o ganho  $\mathbf{K}_G$ . Além disso, calcula-se a resposta livre  $\mathbf{G}_y$ , pelo produto dos estados e da matriz  $\mathbf{G}_u$ . A diferença entre o vetor de referências futuras e a resposta livre é multiplicada pelo ganho  $\mathbf{K}_G$ . Esse produto fornece as tensões de referência para a modulação.

### 3.3.2 Modelo de predição e modulação

O modelo de predição, baseado em (2.3), com  $l_{qs} = l_{ds}$ , é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(k+1) \\ i_{qs}(k+1) \\ \omega_e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{l_{ss} - r_s t_s}{l_{ss}} & \omega_e(k) t_s & 0 \\ -\omega_e(k) t_s & \frac{l_{ss} - r_s t_s}{l_{ss}} & -\frac{\lambda_f}{l_{ss}} t_s \\ 0 & \frac{3n_p}{4j_m} \lambda_f t_s & 1 - \frac{2b_m}{n_p j_m} t_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \\ \omega_e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{t_s}{l_{ss}} & 0 \\ 0 & \frac{t_s}{l_{ss}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}(k) \\ v_{qs}(k) \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

São consideradas saídas do sistema  $\omega_e(k)$  e  $i_{ds}(k)$ . Dessa forma, esse controlador opera em malha única de corrente e rotação. O modelo também é aumentado utilizando (3.15). As demais definições permanecem inalteradas.

Essa estrutura, por ser similar à utilizada no controle vetorial, utiliza também a modulação SVM. Dessa forma, a tensão de referência é dada por:

$$\begin{aligned} |v^*| &= \sqrt{v_{\alpha s}(k)^2 + v_{\beta s}(k)^2} \\ \theta^* &= \arctan \left( \frac{v_{\beta s}(k)}{v_{\alpha s}(k)} \right). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Tabela 3.3 – Parâmetros da simulação e do motor BLAC simulado

| Parâmetro   | Valor                  | Parâmetro                | Valor       |
|-------------|------------------------|--------------------------|-------------|
| Passo       | $10^{-7}$ s            | Frequência de comutação  | $10^4$ Hz   |
| Tempo total | 0,5 s                  | Frequência de amostragem | $10^4$ Hz   |
| Barramento  | 180 V                  | Torque nominal           | 10 Nm       |
| Tipo        | BLAC                   | $n_p$                    | 48          |
| $r_s$       | $15,5 \Omega$          | $l_{ss}$                 | 0,038 H     |
| $j_m$       | $0,0522 \text{ kgm}^2$ | $b_m$                    | 0,00098 Nms |
| $\lambda_f$ | 0,233 Wb               | $\kappa_e$               | 5,6 Vs/rad  |

Fonte: produção do autor. Para maiores detalhes sobre o motor conferir Bartsch et al. (2015a) e o Apêndice B.

Tabela 3.4 – Parâmetros de sintonia do SESSMPC

| Parâmetro | Valor | Parâmetro         | Valor | Parâmetro         | Valor   |
|-----------|-------|-------------------|-------|-------------------|---------|
| $h_y$     | 2     | $\mathbf{m}_{y1}$ | 5000  | $\mathbf{m}_{u1}$ | 0,01    |
| $h_u$     | 1     | $\mathbf{m}_{y2}$ | 1     | $\mathbf{m}_{u2}$ | 0,00001 |

Fonte: Produção do autor. Os parâmetros de sintonia nesse caso, em decorrência dos baixos horizontes e da diferença de escala entre as variáveis, são ajustados de forma a tornar a sintonia mais agressiva; O primeiro objetivo de controle é manter  $i_{ds}(t)$  em 0. Assim, a prioridade de minimização dos erros futuros dessa saída foi mais elevada que a prioridade de minimização dos erros futuros de rotação. A penalização das ações de controle foram ajustadas de forma a permitir rápido fornecimento de energia para ambas as saídas.

As tensões no plano  $\alpha\beta$  são calculadas por

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

O algoritmo para aplicação dessa técnica de controle encontra-se no Apêndice A.

### 3.3.3 Resultados de simulação

A Tabela 3.3 apresenta os termos temporais da simulação realizada. A mesma tabela também informa os parâmetros do motor simulado. A Tabela 3.4 exibe os parâmetros de sintonia do controlador SESSMPC estudado.

Para o caso particular do motor e da sintonia de controle aplicados, buscou-se a expressão analítica das matrizes  $\mathbf{G}_x$  e  $\mathbf{K}_G$ . Dessa maneira, é pos-

sível identificar se há real necessidade de, em uma possível implementação prática, recalcular todos os termos do controle, com a inversão de matriz *on-line*, em função de  $\omega_e(k)$ . Entretanto, a matriz  $\mathbf{K}_G$  tem todos os seus termos dependentes de  $\omega_e(k)$ , além de possuir alto grau de complexidade. Assim, apenas o cálculo *off-line* dos termos não variantes no tempo de  $\mathbf{G}_x$  torna-se possível, de modo que

$$\mathbf{G}_x = \begin{bmatrix} 1 - \frac{r_s}{l_{ss}} t_s & \omega_e(k) t_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{3n_p \lambda_f t_s}{4j_m} & 1 - \frac{b_m}{j_m} t_s & 0 & 1 \\ g_{x31} + \omega_e(k)^2 t_s^2 & \omega_e(k) g_{x32} & \omega_e(k) g_{x33} & 1 & 0 \\ \omega_e(k) g_{x41} & g_{x42} & g_{x43} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

com

$$g_{x31} = 2 - 3t_s \frac{r_s}{l_{ss}} + \frac{r_s^2}{l_{ss}^2} t_s^2, \quad (3.24)$$

$$g_{x32} = \left( 3 - 2t_s \frac{r_s}{l_{ss}} \right), \quad (3.25)$$

$$g_{x33} = \left( 1 - t_s \frac{b_m}{j_m} \right), \quad (3.26)$$

$$g_{x41} = -t_s^2 \frac{3n_p \lambda_f}{4j_m}, \quad (3.27)$$

$$g_{x42} = \left( \frac{3n_p \lambda_f t_s}{4j_m} \right) \left( 3 - t_s \frac{r_s}{l_{ss}} - t_s \frac{b_m}{j_m} \right), \quad (3.28)$$

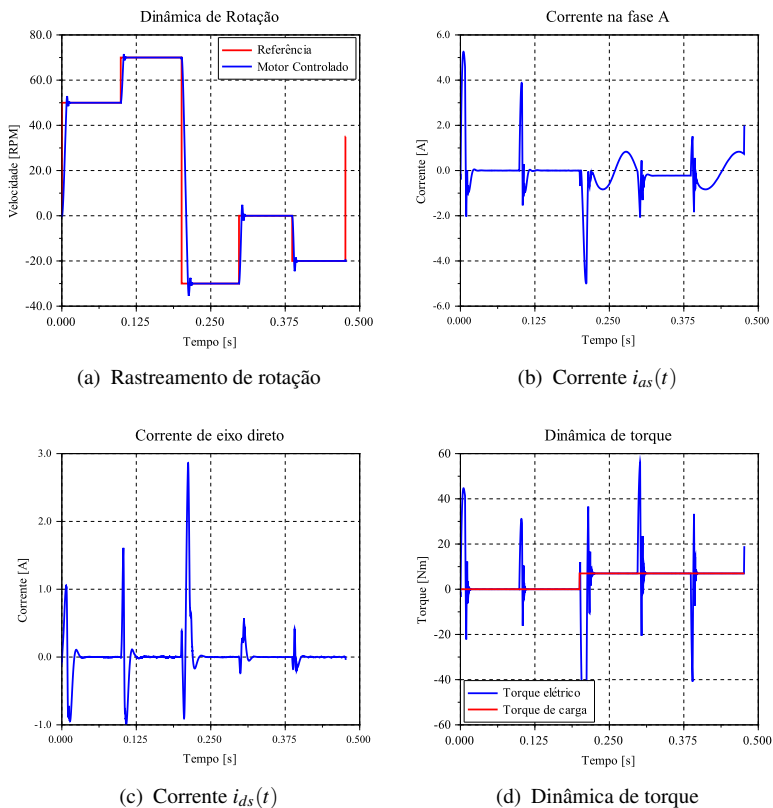
$$g_{x43} = \frac{3n_p^2 \lambda_f^2 t_s^2}{8l_{ss} j_m} + \left( 1 - t_s \frac{b_m}{j_m} \right)^2 + \left( 1 - t_s \frac{b_m}{j_m} \right). \quad (3.29)$$

A Figura 3.9 apresenta os resultados de simulação, utilizando o SES-SMPC no acionamento do motor BLAC, em conjunto com a modulação SVM. A Figura 3.9(a) exibe a dinâmica de rastreamento de rotação mecânica. A Figura 3.9(b) mostra a dinâmica de corrente de fase. A dinâmica da corrente de eixo direto é apresentada na Figura 3.9(c). Por fim, o comportamento do torque é exibido na Figura 3.9(d).

O rastreamento de rotação, objetivo principal dessa estratégia de controle, é realizado de maneira adequada. O acionamento, com essa estratégia de controle, é capaz de rejeitar perturbação, realizar a inversão no sentido de rotação, operar como freio e seguir a referência, sem erro em regime permanente.



Figura 3.9 – Performance dinâmica usando SESSMPC



Fonte: produção do autor.

Foi considerado que, em cada predição, as referências futuras são mantidas constantes e iguais a referência atual. Dessa maneira, observam-se elevados picos de corrente nas transições de rotação. Esses picos também podem ser reduzidos utilizando referência do tipo rampa nas transições. Nos pequenos períodos de regime, nota-se que a corrente de eixo direto permaneceu em zero, mantendo a condição de máximo torque por ampere em regime permanente. Dessa forma, a alta prioridade de minimização de erro de corrente mostrou-se válida. A corrente de fase, na pequena região de regime com carga, apresenta baixo conteúdo harmônico, em decorrência do uso da modulação SVM em conjunto com o controlador. Dessa maneira, a frequên-

cia de chaveamento, nesse caso, é igual a frequência de amostragem. Nessa frequência, o motor atua como filtro, reduzindo o conteúdo harmônico de ordem superior.

O ponto crítico dessa estratégia de controle é o custo computacional. Mesmo para horizontes pequenos, o cálculo *on-line* da matriz  $\mathbf{K}_G$  demanda um alto esforço de processamento<sup>3</sup>. Além disso, é necessário um dispositivo com alta precisão numérica, uma vez que tal matriz pode ser considerada esparsa<sup>4</sup>. Além disso, outra dificuldade prática dessa estratégia, para acionamento de motores, é o tratamento de restrições. Isso porque o algoritmo para solução de problemas quadráticos com restrição demanda um esforço computacional ainda maior. De fato, ao utilizar-se esse algoritmo, não é necessário calcular a matriz  $\mathbf{K}_G$ , que necessita da inversão, mas é preciso realizar o cálculo de muitas outras matrizes, além da solução do próprio algoritmo.

### 3.4 ESTUDO DO MP-DSC

O terceiro estudo de caso refere-se a um algoritmo da linha FCS-MPC. Este estudo está relacionado com os trabalhos de Preindl e Bolognani (2013b), (2013c), (2013d) e (2013a). Esses trabalhos implementaram controladores preditivos para controlar velocidade, torque e corrente do PMSM. Nesses trabalhos, introduz-se o conceito de controladores preditivos para controle direto de rotação, torque ou corrente (MP-DSC – *model-based predictive direct speed control*, MP-DTC – *model-based predictive direct torque control* e MP-DCC – *model-based predictive direct current control*).

De fato, diferentemente de Preindl e Bolognani (2013c), o trabalho de Geyer, Papafotiou e Morari (2009) havia introduzido uma modalidade de MP-DTC, baseada em um controlador preditivo baseado em histerese, com o objetivo principal de minimizar a frequência de comutação. A estratégia de Geyer, Papafotiou e Morari (2009) foi aplicada a um motor de indução, de média tensão, alimentado por conversor multinível.

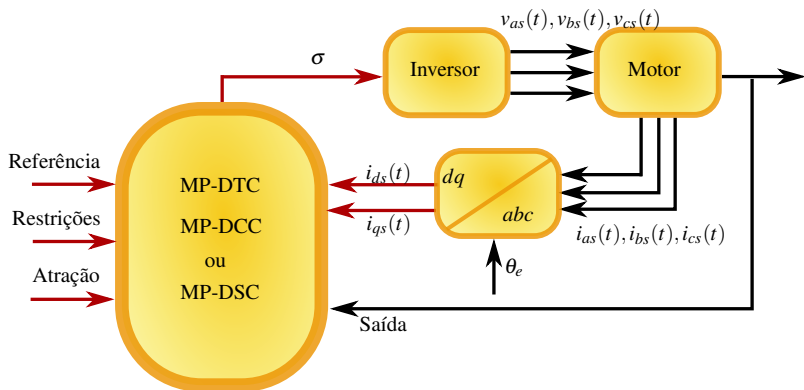
O objetivo da estratégia apresentada por Preindl e Bolognani (2013b), e estudada nessa seção, é fazer o motor de ímãs operar na região de máximo

---

<sup>3</sup>A título de quantificação, o processamento dessa estratégia no microcontrolador que será apresentado no próximo capítulo, considerando emulação de ponto flutuante, demora aproximadamente, em média, 4 ms para ser processada, a cada período de amostragem. Isso significa que o seu processamento consome cerca de 40 vezes o período de amostragem. A estratégia anterior consome cerca de 0,25 ms, ou 25% de seu período de amostragem. Notar que os períodos de amostragem são diferentes para cada estratégia.

<sup>4</sup>Matrizes esparsas são matrizes com alguns termos internos com valores numéricos de grau de grandeza elevados e, ao mesmo tempo, valores numéricos com módulo muito reduzido (muito menores que a unidade).

Figura 3.10 – Malha de controle do MP-DSC (terceiro estudo de caso)



Fonte: Produção do autor. As setas em preto indicam sinais analógicos. As demais indicam sinais digitais.

torque por ampere (MTPA), garantindo alta eficiência no período transitório e no regime permanente. Como benefícios extras, essa estratégia permite tratar restrições de corrente e de tensão de barramento. Desses benefícios, apenas o primeiro será explorado nesse estudo.

A Figura 3.10 apresenta a malha de controle típica das estratégias idealizadas por Preindl e Bolognani (2013c). Nessas malhas, não há modulação, de modo que o controle indica diretamente o comando das chaves. Existem três tipos de custos, que são informados ao controlador: custo de rastreamento (ligado à referência), que atua sobre aspectos dinâmicos, custo de atração, que atua sobre aspectos de regime permanente e o custo de limitação, relacionado às restrições do sistema e engloba tanto transiente quanto regime permanente. Nas estratégias de Preindl e Bolognani (2013c), o modelo utilizado está em  $dq$ , o que obriga o uso da transformação de Park.

### 3.4.1 Formulação matemática da estrutura de controle

A função custo proposta por Preindl e Bolognani (2013b) possui três objetivos. O objetivo principal é o rastreamento de referência, por parte da variável controlada. Assim, o custo de rastreamento  $w_y$  é dado por

$$w_y(k) = \mu_y \sum_{g_y=1}^{h_y} [y^*(k + g_y) - y(k + g_y|k)]^2 \quad (3.30)$$

em que  $\mu_y$  é um fator de ponderação.

O segundo custo avaliado é o custo da região de atração. Esse custo é utilizado para condições de regime permanente. O mesmo permite que o motor se mantenha na região de MTPA. Dessa maneira, o custo de atração é  $w_i$  é descrito por<sup>5</sup>

$$w_i(k) = \mu_i \sum_{g_y=1}^{h_y} \left[ i_{ds}(k) + \frac{l_{ds} - l_{qs}}{\lambda_f} (i_{ds}(k)^2 - i_{qs}(k)^2) \right]^2 \quad (3.31)$$

em que  $\mu_i$  é um fator de ponderação da região de atração. A condição  $\mu_i < \mu_y$  deve ser satisfeita<sup>6</sup>, considerando que a prioridade da otimização é minimizar o custo de rastreamento.

Nota-se que, no caso do PMSM de polos lisos, o custo (3.31) torna-se minimizar a corrente  $i_{ds}(t)$ . Essa condição é natural do controle por orientação de campo, configurado para máximo torque por ampere.

Para operação sob enfraquecimento de campo, é proposto um custo alternativo para região de atração, dado por:

$$w_{i,f}(k) = \mu_{i,f} \sum_{g_y=1}^{h_y} \left[ \sqrt{\left( \frac{l_{qs}}{l_{ds}} i_{qs}(k) \right)^2 + \left( i_{ds} + \frac{\lambda_f}{l_{ds}} \right)^2} - \frac{\mu_v v_i}{\sqrt{3} \omega_e l_{ds}} \right]^2 \quad (3.32)$$

em que  $\mu_v$  é um fator de penalização da tensão ( $\mu_v \in ]0, 1[$ ), aplicado para segurança do conversor ao evitar problemas de sobretensão no barramento, uma vez que esse tipo de custo é aplicado em enfraquecimento de campo. Nessa região de operação do motor, eleva-se a tensão média instantânea aplicada ao motor, de modo a permitir corrente  $i_{ds}(t)$  negativa. É necessário, porém, estabelecer um limite para o enfraquecimento de campo a fim de evitar que todo o barramento seja aplicado de uma vez ou que, em um processo de frenagem, a corrente de retorno do motor eleve a tensão de barramento demasiadamente. Esse limite é estabelecido por  $\mu_v$ , sobretudo quando o barramento não está modelado e não é aplicado um fator de limitação relacionado ao mesmo.

Por fim, o fator de limitação, ou restrição, é incluído na função custo. Esse fator, de máxima prioridade, é utilizado para evitar que o sistema ultrapasse limites de segurança. O fator de limitação estudado é aplicado ao sinal de corrente. O objetivo é evitar que a corrente não atinja um valor suficiente-

<sup>5</sup> Observar que na estratégia proposta não há diferenciação entre horizonte de controle e horizonte de predição, uma vez que ambos são baixos. Desse modo,  $h_y = h_u$ .

<sup>6</sup> O trabalho de Preindl e Bolognani (2013c) indicou uma relação de 1000 vezes, porém, em testes de simulação, constatou-se que uma relação de 10 vezes é suficiente para evitar degradação de desempenho dinâmico.

mente alto para desmagnetizar os ímãs do rotor. Assim, o custo de limitação  $w_l$  é dado por:

$$w_l(k) = \begin{cases} \mu_l \sum_{g_y=1}^{h_y} \left[ \tilde{i} - \sqrt{i_{ds}(k)^2 + i_{qs}(k)^2} \right]^2 & \text{se } \sqrt{i_{ds}(k)^2 + i_{qs}(k)^2} > \tilde{i} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.33)$$

em que  $\tilde{i}$  é a corrente máxima permitida e  $\mu_l$  é o fator de penalização da restrição.

Dessa maneira, a função custo é dada por:

$$w(k) = w_y(k) + w_i(k) + w_l(k). \quad (3.34)$$

O processo de minimização, como destacado anteriormente, é feito avaliando o custo de cada ação de controle possível. A ação de controle que resultar no menor custo, dentro do horizonte escolhido, é aplicada a planta.

Para reduzir a frequência de comutação, é possível limitar o número de entradas possíveis (PREINDL; BOLOGNANI, 2013b). Para isso, considera-se que dois interruptores superiores não podem ter seu estado (de condução ou bloqueio) alterados ao mesmo tempo<sup>7</sup>. Dessa forma, dado um vetor espacial de operação, existem quatro possibilidades de ação de controle futura. Pode-se manter o vetor atual ou mudar o estado lógico de um dos interruptores superiores. Por exemplo, considerando que o vetor atual seja  $\vec{v}_2$ , cuja representação lógica é  $[011]$ <sup>8</sup>, pode-se aplicar novamente  $\vec{v}_2$ , como próxima ação de controle. Além disso, podem ser aplicados os vetores  $\vec{v}_1$   $[001]$ ,  $\vec{v}_7$   $[111]$  e o  $\vec{v}_3$   $[010]$ . A Figura 3.11 apresenta todas as possíveis transições para essa estratégia de controle.

Ressalta-se que, com essa técnica de limitação de escolhas, a frequência de comutação máxima é reduzida a um sexto da frequência de amostragem (PREINDL; BOLOGNANI, 2013d).

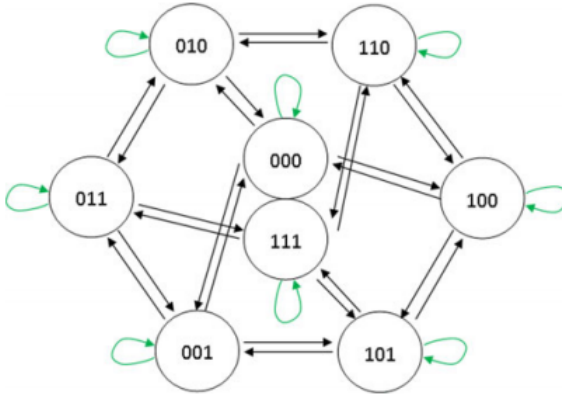
### 3.4.2 Modelo de predição

Para essa abordagem, o modelo dado por (3.20) pode ser utilizado para predição. Entretanto, nesse caso, para controle de velocidade, é interessante

<sup>7</sup>Memora-se que esse tipo de acionamento, de forma similar ao DTC, ocorre apenas com os braços do inversor operando de maneira complementar, diferentemente de estratégias baseadas em comutação eletrônica.

<sup>8</sup>Observa-se que a numeração decimal do vetor não corresponde à representação base binária do mesmo, uma vez que o vetor indica quais braços conectam as fases do motor ao potencial positivo do barramento e quais as conectam a zero, na ordem  $[cba]$ .

Figura 3.11 – Transições de escolha de vetores utilizadas na predição em estratégias do tipo MP-DTC, MP-DCC e MP-DSC



Fonte: retirado de Preindl e Bolognani (2013b).

separar a dinâmica mecânica da dinâmica elétrica. Isso é feito em decorrência de um atraso intrínseco, de um período de amostragem, na dinâmica de rotação em relação à dinâmica elétrica, no processo de geração de torque (PREINDL; BOLOGNANI, 2013b).

Contudo, não é possível aumentar o modelo, utilizando variáveis incrementais nesse caso. Dessa forma, especialmente para o controle de velocidade, utiliza-se um estimador de perturbações, para que o acionamento não reduza a rotação de regime com a entrada de carga. A perturbação de rotação estimada  $\hat{\omega}_e$  pode ser calculada com

$$\hat{\omega}_e(k) = \hat{\omega}_e(k-1) + \kappa_{\omega} t_s (\omega_e^*(k) - \omega_e(k)), \quad (3.35)$$

em  $\kappa_{\omega}$  é um ganho de convergência do estimador.

O algoritmo para implementação dessa técnica encontra-se no Apêndice A.

### 3.4.3 Resultados de simulação

Este estudo foi aplicado, em simulação, no mesmo motor do caso anterior. Dessa maneira, utilizaram-se as mesmas condições de alimentação do motor e, também, de simulação. Na Tabela 3.3, na Página 75, encontram-se

os parâmetros do motor e da simulação. Os parâmetros de sintonia do controle estão apresentados na Tabela 3.5. Esses parâmetros foram feitos conforme indicado por Preindl e Bolognani (2013b). Foram apenas alterados os valores de limitação de corrente para os valores limítrofes do motor avaliado e o valor do ganho do estimador de perturbações. Confira o Apêndice B para maiores informações.

No presente estudo, analisou-se a influência da restrição de corrente na aplicação do MP-DSC. Este controle realiza o rastreamento de rotação e o controle de corrente em malha única, da mesma forma que o SESSMPC, do caso anterior. Com isso, a função custo empregada foi similar a anterior. O custo principal é o erro rastreamento de velocidade. Observando a Equação (3.31), nota-se que, para o caso do motor de polos lisos ( $l_{ds} = l_{qs}$ ) e horizonte unitários, o custo de atração é  $w_i \hat{i}_{ds}^2(k+1)$ . Esse custo serve para melhorar aspectos de regime permanente, de modo a reduzir harmônicos de corrente à medida que é elevado, por exemplo. Por fim, o custo de limitação (que não existe no caso anterior) é a penalização da passagem da corrente por seu valor máximo. A função custo analisada aqui não se preocupa em reduzir os esforços de controle, uma vez que considera-se o conjunto finito de ações possíveis.

Foram realizadas duas avaliações da influência da restrição de corrente na trajetória de rastreamento. A primeira avaliação restringiu a corrente valores próximos a 3,5 A. Esse valor é próximo do limite de segurança para evitar a desmagnetização dos ímãs permanentes. A Figura 3.12 apresenta as dinâmicas de rotação (3.12(a)), corrente de fase  $a$  (3.12(b)), corrente de eixo direto (3.12(c)) e torque (3.12(d)).

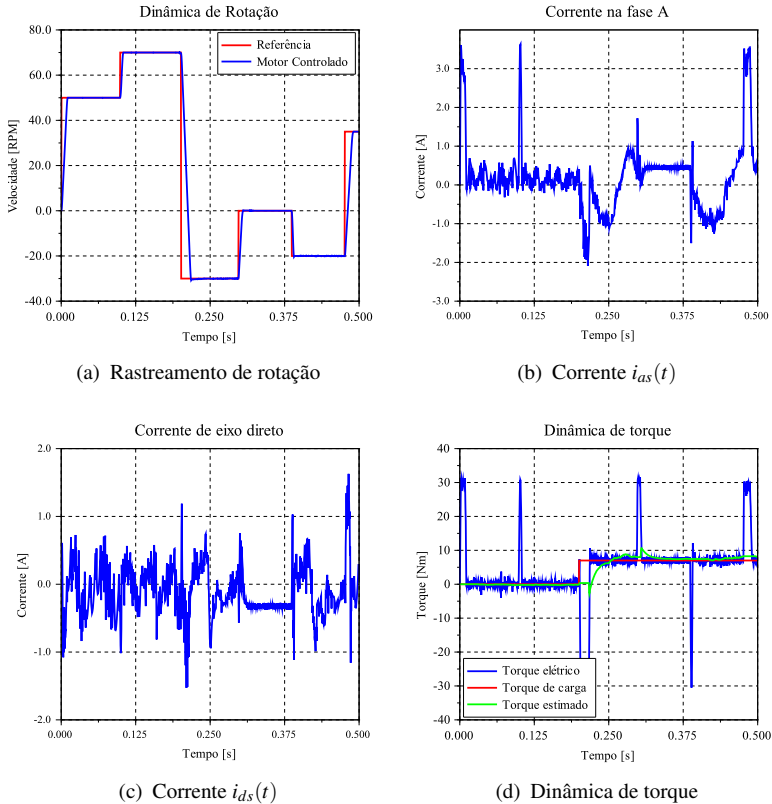
A sintonia do MP-DSC observada na Figura 3.12 permitiu transições de rotação rápidas, incomuns em sistemas cascata (PREINDL; BOLOGNANI,

Tabela 3.5 – Parâmetros de sintonia do controlador

| Parâmetro       | Avaliação 1 | Avaliação 2 |
|-----------------|-------------|-------------|
| $h_y$           | 3           | 3           |
| $\mu_y$         | 1 Js/rad    | 1 Js/rad    |
| $\mu_l$         | 10000 H     | 10000 H     |
| $\mu_i$         | 0,001 H     | 0,001 H     |
| $\kappa_\omega$ | 30          | 5           |
| $\hat{i}$       | 3,5 A       | 1,8 A       |

Fonte: produção do autor. Nesse estudo, avaliou-se a influência da restrição de corrente, no rastreamento de trajetória de velocidade. Foram, assim, avaliadas duas condições de sintonia. Entretanto, manteve-se a maior parte dos parâmetros constantes ao longo dos testes.

Figura 3.12 – Avaliação 1 do MP-DSC



Fonte: produção do autor.

2013b). De fato, o rastreamento com esse controle permitiu erro nulo em regime, rejeição à perturbação de carga (foi colocado 70% de carga nominal, em 0,21 s), reversão e operação como freio. Observa-se que, para aplicações práticas, é necessário que seja possível a medição de valores negativos de rotação. Além disso, os rolamentos devem suportar as transições de velocidade observadas.

Além das características de rastreamento, o objetivo de limitação foi respeitado. Observa-se que, mesmo com o degrau de 50% de rotação nominal na partida, sem rampa, a corrente se operou dentro da restrição imposta. Em todas as transições, a corrente de fase respeitou a restrição proposta. Dessa



forma, as transições de torque são rápidas. Isso permite as rápidas transições de rotação. O estimador de carga foi capaz de identificar adequadamente a carga imposta na saída. Nota-se que, como descrito em (3.35), o estimador opera em velocidade, não torque. Na Figura 3.12(d), a perturbação de rotação estimada é convertida para torque.

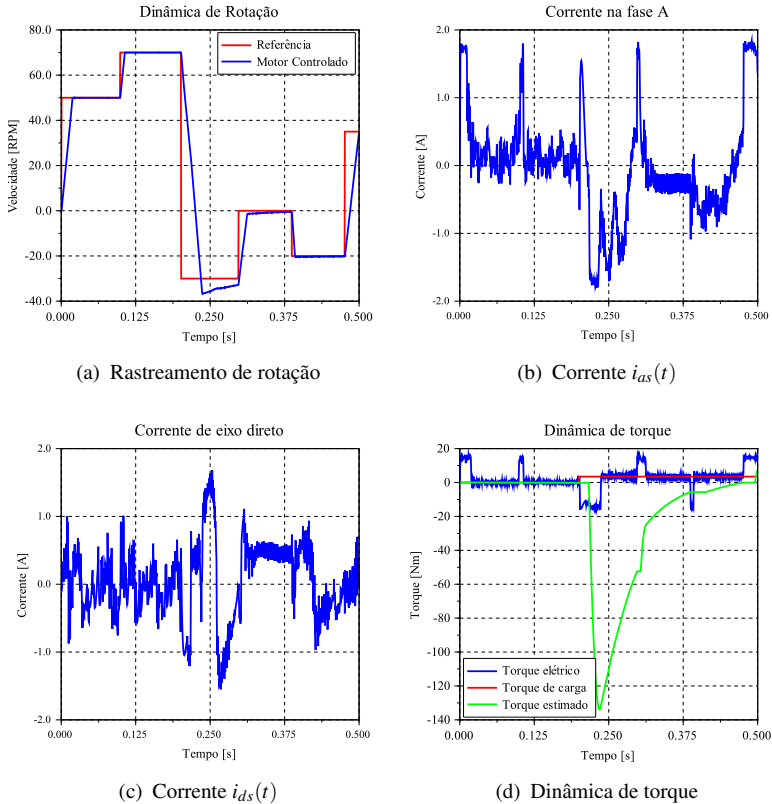
A operação na região de atração praticamente não é observada na sintonia analisada. Primeiramente, a operação fora da região de atração é pouco penalizada, devido a baixo valor de  $\mu_i$  em relação à  $\mu_y$ . Dessa forma, conforme esperado, a região de atração só ocorre em regime permanente (PREINDL; BOLOGNANI, 2013b). Contudo, um segundo fator observado é a ausência da lógica de desacoplamento, típica de malhas de controle vetorial. Tais malhas deixam o controle de torque e fluxo independentes um do outro. Na operação em malha única, realizada dessa forma, isso não ocorre. Assim, as transições de rotação influenciam em  $i_{ds}(t)$ . Dessa forma, essa corrente sofre transições de rotação antes de estabilizar, uma vez que, em decorrência da pequena penalização,  $i_{ds}(t)$  possui uma dinâmica mais lenta. Por isso, ao observar-se a Figura 3.12(c), chega-se ao erro de que a mesma não se estabiliza em zero, como esperado para operação em MTPA, para motores de polos lisos (abaixo de 0,25 s). Nota-se, por fim, um período (entre 0,3 e 0,4 s) em que essa corrente estabiliza-se em um valor CC. Isso ocorre porque o motor está operando como freio.

A segunda avaliação do MP-DSC foi feita restringido-se a corrente em 1,8 A. Foi também necessário reduzir o valor do ganho do estimador, pois o rastreamento de rotação, nessas novas condições é mais lento. O estimador de carga opera em todo o tempo, inclusive nas transições de rotação. Como a rotação, ao que será observado a seguir, possui um tempo de acomodação maior, foi necessário reduzir o ganho do estimador. A Figura 3.13 exhibe as dinâmicas das variáveis internas do motor, ao utilizar-se o controle com a sintonia da segunda avaliação.

Nesse segundo teste, verifica-se que a dinâmica de rotação torna-se mais lenta, pois a corrente é restringida. Durante todo o ensaio, a corrente respeita a restrição imposta. Dessa maneira, mesmo com o ganho reduzido, o estimador se perde na reversão. Desse modo, a rotação não se estabiliza na referência de -30 rpm. Além disso, há um pequeno erro de regime na operação como freio, pois o estimador ainda não estabilizou. De forma similar ao caso anterior, devido ao baixo custo de atração, a corrente  $i_{ds}(t)$  não estabiliza em nenhum momento.

Um ponto notável desse controlador é a frequência de comutação imposta aos interruptores eletrônicos. Constata-se que a mesma é variável e atinge, no máximo, um sexto da frequência de amostragem, do controlador, nas operações com carga nominal. Com isso, existe um aumento do conteúdo

Figura 3.13 – Avaliação 2 do MP-DSC



Fonte: produção do autor. As transições de rotação tornam-se mais lentas que as observadas na Figura 3.12. Isso ocorre em função da restrição de corrente em um valor muito baixo, o que diminui a dinâmica de torque. Além disso, por conta do alto ganho de estimação, o estimador de rotação se perde durante a reversão e causa um pequeno erro de regime na operação como freio.

harmônico de corrente. Isso também implica a dificuldade de manter  $i_{ds}(t)$  no valor nulo, mesmo na operação em regime, uma vez que a mesma apresenta muitas oscilações. A operação em frequência variável permite redução das perdas de comutação nos interruptores de estado sólido do inversor, especialmente, na operação sem carga. Entretanto, as perdas no núcleo do motor são amplificadas, devido ao alto conteúdo harmônico dessa condição.

Além disso, nesse estudo, o barramento CC não foi adequadamente modelado, pois o mesmo foi considerado uma fonte de tensão ideal. Entre-

tanto, assim como foram tratadas as restrições de corrente (relativas à desmagnetização dos ímãs), é possível tratar as restrições de tensão máxima e mínima do barramento (PREINDL; BOLOGNANI, 2013c).

Nota-se que, apesar da sintonia desse controlador ser intuitiva, é necessário pautar adequadamente os fatores de penalização. Com a ponderação adequada, o controlador mantém a operação estável (PREINDL; BOLOGNANI, 2013b).

### 3.5 SÍNTESE DOS ESTUDOS DE CASO

Após avaliar todos os três estudos de caso, cabe uma comparação entre as técnicas de controle preditivo abordadas.

Considerando, por exemplo, o custo computacional, é fácil notar que a primeira estratégia possui menor custo, por possuir um processo de otimização *off-line*. Contudo, o MP-DSC também apresenta custo computacional razoavelmente baixo, pois o processo de otimização é bastante simples e a possibilidade de escolhas é reduzida. O SESSMPC apresenta custo computacional maior, pois necessita realizar a inversão matricial a cada período de amostragem. Logicamente, para horizontes pequenos, com  $h_u = 1$ , por exemplo, a inversão matricial reduz-se ao caso  $2 \times 2$ , com solução analítica. Ainda assim, o processo para efetuar uma série de cálculos indica que esse é o controlador com maior custo computacional entre os avaliados.

Em relação ao desempenho dinâmico da rotação, nota-se que o MP-DSC teve o melhor desempenho dinâmico. Isso se justifica pela possibilidade de utilizar-se a sintonia mais agressiva o possível, sem a preocupação de evitar picos de correntes capazes de desmagnetizar os ímãs permanentes, pois há o tratamento de restrições de corrente. O SESSMPC também apresentou excelente dinâmica de rotação. Entretanto, a presença de pequenos sobresinais de rotação e os picos de corrente, o colocam abaixo do MP-DSC. O SSMPC não apresentou resultados dinâmicos ruins. Contudo, o fato de utilizar um modelo fixo e linear reduz a confiabilidade desse modelo. Isso obriga o uso de uma sintonia mais conservadora em relação às demais. Uma estratégia multimodelos poderia solucionar esse problema. Vale notar que o motor utilizado no primeiro estudo de caso foi diferente dos demais. Além disso, o valor absoluto das transições de rotação para os dois últimos estudos de caso foram bastante inferiores aos utilizados no primeiro estudo de caso. Isso, logicamente, também influencia na menor resposta dinâmica do controlador SSMPC.

O SSMPC seguramente é o mais fácil e o que exige menor complexidade de *hardware*, entre os três, para ser implementado, por se constituir

unicamente de ganhos, na rotina infinita do programa. O MP-DSC pode ser implementado em *hardware* de menor complexidade do que o SESSMPC, por possuir uma formulação mais simples.

O MP-DSC foi capaz de tratar adequadamente restrições de corrente. Seria possível também aplicar tais restrições utilizando o SESSMPC, visto que este inclui a corrente na sua formulação (BARTSCH et al., 2015a). Entretanto, tal condição não se faz possível no caso do SSMPC, na forma como foi implementado, pois o mesmo não inclui a corrente no modelo.

A Tabela 3.6 sintetiza os tópicos de comparação aos controladores. Cada controlador recebe uma índice de desempenho para cada ponto comparado. Há três índices: "melhor", "médio" e "pior". Tais índices refletem o caráter relativo de cada controlador, em relação ao outro, no tópico avaliado.

Tabela 3.6 – Comparação dos controladores estudados

| Índice                                 | SSMPC  | SESSMPC | MP-DSC |
|----------------------------------------|--------|---------|--------|
| Custo computacional                    | melhor | pior    | médio  |
| Desempenho dinâmico de rotação         | pior   | médio   | melhor |
| Fácil implementação em <i>software</i> | melhor | pior    | médio  |
| Complexidade de <i>hardware</i>        | melhor | pior    | médio  |
| Tratamento de restrições na corrente   | pior   | médio   | melhor |

Fonte: produção do autor.

### 3.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo, foram apresentadas as características gerais do controle preditivo, com conceitos como horizonte de controle e horizonte de predição, função custo, modelo de predição e tratamento de restrição.

Foram também apresentadas as duas principais linhas de controle preditivo aplicadas atualmente a *drives* elétricos: CCS-MPC e FCS-MPC. As semelhanças e diferenças de ambas foram discutidas. A principal diferença é que a primeira considera que a ação de controle pertence a todo o domínio real enquanto a segunda limita as possibilidades de escolha da ação de controle às combinações possíveis de interruptores do inversor.

Após as considerações teóricas, foram realizados três estudos de caso, explorando a aplicação de algumas técnicas de controle preditivo para acionamento de PMSMs.

Por último, foi feita uma síntese dos estudos de casos, cuja análise comparativa considerou índices como o custo computacional, a qualidade de energia e o desempenho dinâmico.

Avaliando os estudos realizados, percebe-se que as estratégias apresentaram pontos positivos e negativos, capazes de se complementar. Por exemplo, o MP-DSC tem a capacidade de tratar restrições e pode trabalhar com rotação, torque e corrente. O SSMPC permite o uso de um modelo linear de predição, o que facilita o aumento dos horizontes. Dessa maneira, no próximo capítulo, uma nova estratégia de controle é proposta. Tal estratégia, diferente das apresentadas nesse capítulo, opera em duas malhas. Ambas as malhas utilizam controladores preditivos. A malha externa apresenta um controlador SSMPC de rotação, que gera referência para o controlador MP-DCC da malha interna. Esse, por sua vez, controla corrente e atua diretamente nos interruptores eletrônicos.

Além da estratégia de controle, no próximo capítulo são apresentados resultados experimentais e discussões a respeito da aplicação do controle preditivo no motor BLDC.



## 4 ESTRATÉGIA PROPOSTA: CONTROLE DUPLO PREDITIVO

Neste capítulo, apresenta-se a estratégia de controle proposta para o acionamento de um motor BLDC, o controle duplo preditivo combinado com *six-step* (2MPC+6S– *dual model-based predictive control with six-step*). São apresentados os aspectos teóricos dessa técnica de controle e os dados relativos à implementação prática da técnica desenvolvida. Além disso, resultados experimentais envolvendo a validação do tratamento de restrições, comparação com controladores tradicionais, análise espectral e outros são apresentados ao longo desse capítulo.

### 4.1 CONTROLE PROPOSTO

O 2MPC+6S prevê o uso de duas malhas de controladores preditivos<sup>1</sup>: uma malha externa de velocidade e uma malha interna de corrente. Na primeira, utiliza-se um controle do tipo CCS-MPC, desenvolvido de forma similar ao observado no primeiro estudo de caso. Na outra malha, um controlador FCS-MPC é implementado.

A modulação *six-step* continua a ser aplicada com o 2MPC+6S, de forma que, tanto o controle quanto a modulação atuam sobre os interruptores de estado sólido. Essa combinação, permite desenvolver um modelo simplificado do motor. O uso desse modelo auxilia na redução do custo computacional, que é o fator limitador dessa estratégia de controle.

O 2MPC+6S foi embarcado no MC56F84789, um controlador digital de sinais da empresa Freescale Semiconductor, cuja capacidade de processamento é 100 MHz. Foi escolhido um controle em duas malhas, com malha interna de corrente, para redução do custo computacional da estratégia<sup>2</sup>.

---

<sup>1</sup>Existem diversas técnicas na literatura que utilizam duas malhas de controladores, contudo, normalmente empregam-se PIs na malha externa. A inovação encontra-se no uso de uma malha externa com controlador CCS-MPC.

<sup>2</sup>O controle em malha única de rotação implicaria uma série de cálculos adicionais, como o de três correntes trifásicas, três forças contra-eletromotrizas e torque eletromagnético. Além disso, há um atraso intrínseco no processo de geração de rotação, que acarreta a necessidade de um horizonte de predição mínimo igual a dois. Assim, seria necessário realizar, pelo menos, duas vezes cada cálculo. Essa quantidade de cálculos impossibilitou o uso de controle de velocidade em malha única. No caso do controle de torque na malha interna, ainda havia a necessidade do cálculo de três correntes e de três FCEMs. Essas últimas utilizavam um vetor com pontos do trapézio tabelados, que apesar de mais eficiente computacionalmente que uma função, elevava consideravelmente o custo computacional.

Ainda com esse intuito, os controladores desenvolvidos foram programados em Assembly<sup>3</sup>. Além disso, os modelos empregados foram descritos na representação por unidade (p.u.) e implementados em ponto fixo. O ponto fixo utilizado baseou-se em um tipo de dado especial do dispositivo embarcado, chamado de Frac16. Esse tipo de dado, de 16 *bits*, representa números no intervalo [-1;0.9999]. Variáveis de acúmulo, porém, utilizaram o tipo de dado Frac32, de 32 *bits*, em decorrência de problemas com erros numéricos associados a variáveis de 16 *bits* para esse caso específico. Assim, para evitar o estouro de variáveis, sobretudo em transientes, foram utilizadas bases numéricas bem superiores às nominais do motor, na representação por unidade.

As técnicas de controle estudadas nesse capítulo foram aplicadas ao motor BLDC da empresa LINUX de código 45ZWN-40. Os parâmetros nominais do mesmo são 40 W, 4000 rpm e 24 V. Para maiores detalhes, conferir o Apêndice B.

### 4.1.1 Modelagem

O uso da modulação *six-step* 120° permite modelar o motor BLDC de forma similar a um motor CC convencional<sup>4</sup>. A Figura 4.1 ilustra o processo de obtenção do modelo equivalente. Dessa maneira,

$$v_s(t) = 2r_s i_s(t) + 2L_{ss} \frac{di_s(t)}{dt} + 2e_s(t) \quad (4.1)$$

sendo  $v_s$  a tensão de linha aplicada ao motor nas fases conectadas ao inversor,  $i_s$  a corrente de linha das fases conectadas e  $e_s$  a FCEM de linha aplicada observada nas fases conectadas ao inversor. Idealmente,  $e_s$  é diretamente proporcional à  $\omega_m$ . A tensão aplicada às fases é dada por:

$$v_s(t) = \begin{cases} v_i & \text{se } \sigma_s = 1 \\ 0 & \text{se } \sigma_s = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

sendo  $\sigma_s$  o comando do interruptor controlado pela malha interna. Observar que essa tensão é imposta utilizando um braço do inversor, que opera de

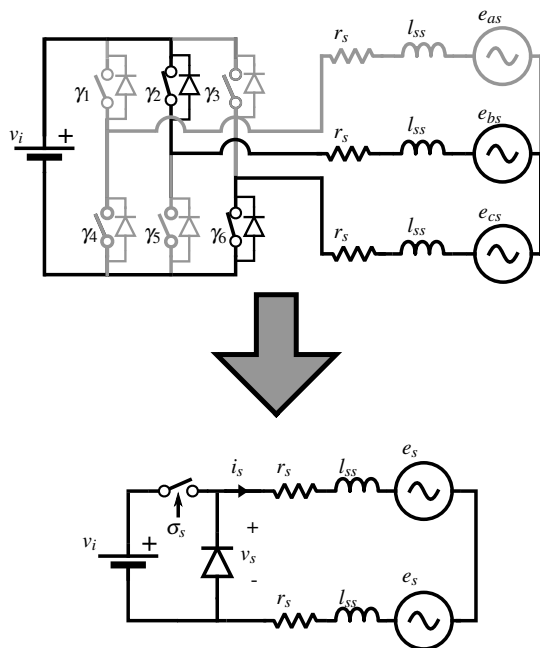
---

<sup>3</sup>Observar que, apesar dos controladores estarem programados em instruções Assembly, as declarações de variável, a inicialização das mesmas e dos registradores e as funções de proteção foram implementadas na linguagem C. Para mais informações sobre a plataforma experimental, consultar Apêndice B.

<sup>4</sup>Observar que seria possível utilizar também um modelo equivalente relacionado a um motor bifásico assimétrico. Contudo, tal modelo exigiria maior tempo de processamento, por ser mais complexo. Desse modo, optou-se pelo modelo de motor CC, mais simples e suficientemente representativo.



Figura 4.1 – Processo de obtenção do circuito equivalente



Fonte: Produção do autor.

forma complementar. Assim, se o interruptor superior não estiver bloqueado, o interruptor inferior entra em condução.

Dessa forma, utilizando a representação discreta, tem-se que:

$$i_s(k+1) = \kappa_a i_s(k) + \kappa_b v_s(k) + \kappa_c \omega_m(k) \quad (4.3)$$

em que os coeficientes  $\kappa_a$ ,  $\kappa_b$  e  $\kappa_c$  são dados por<sup>5</sup>:

$$\kappa_a = 1 - \frac{r_s}{l_{ss}} t_s, \quad \kappa_b = \frac{t_s}{2l_{ss}}, \quad \kappa_c = -\frac{\kappa_e}{l_{ss}} t_s. \quad (4.4)$$

A estrutura apresentada em (4.3) é própria para ser utilizada em conjunto com instruções do tipo MAC. Tais instruções realizam a multiplicação e a acumulação em um mesmo ciclo de *clock* e, ainda, são capazes de realizar um acesso ou duas leituras paralelas.

<sup>5</sup>Essas expressões são válidas considerando que o valor da indutância mútua entre as fases é baixo, de forma que  $l_{ss} \rightarrow l_s$ .

Observar que  $i_s(k+1)$ , para entrada de tensão nula, é dado por:

$$\vec{i}_s^{\rightarrow 0}(k+1) = \kappa_a i_s(k) + \kappa_c \omega_m(k) \quad (4.5)$$

e para entrada unitária  $i_s(k+1)$  é dado por:

$$\vec{i}_s^{\rightarrow 1}(k+1) = \kappa_b v_s(k) + \vec{i}_s^{\rightarrow 0}(k+1). \quad (4.6)$$

Tais considerações são úteis para a redução do custo computacional da predição.

A corrente  $i_s$  pode ser descrita em termos das correntes de fase, da seguinte forma:

$$i_s = \begin{cases} i_{cs} & \text{se } 0^\circ \leq \theta_e < 120^\circ \\ i_{bs} & \text{se } 120^\circ \leq \theta_e < 240^\circ \\ i_{as} & \text{se } 240^\circ \leq \theta_e < 360^\circ \end{cases}. \quad (4.7)$$

#### 4.1.2 Projeto do Controle FCS-MPC da Malha interna

O controlador da malha interna define se o interruptor do braço ativo entrará em condução. Define-se como braço ativo o braço responsável por realizar a transferência de energia do barramento para o motor. Na modulação *six-step*, cada braço é ativo durante dois dos seis ciclos.

A função custo empregada avalia dois custos. O primeiro custo refere-se ao rastreamento e é dado por<sup>6</sup>:

$$w_y(k) = |i^*(h_y) - i_s(h_y|k)|. \quad (4.8)$$

O segundo custo é o custo de limitação. O mesmo atua executando a restrição de corrente. Dessa maneira, tal custo é descrito por<sup>7</sup>:

$$w_l(k) = \sum_{g_y=1}^{h_y} \begin{cases} \mu_p, & \text{se } |i_s(k+g_y|k)| \geq |\tilde{i}| \\ 0 & \text{se } |i_s(k+g_y|k)| < |\tilde{i}| \end{cases} \quad (4.9)$$

sendo  $\mu_p$  um fator de penalização da corrente. Com isso, a função custo é dada por:

$$w(k) = w_y(k) + w_l(k). \quad (4.10)$$

<sup>6</sup>Notar que considera-se apenas o valor futuro da corrente.

<sup>7</sup>Notar que consideram-se todos os valores preditos, dentro do horizonte de predição.

Os termos da função custo foram descritos em módulo e não através de funções quadráticas (como nos controladores apresentados nos estudos de caso). Isso foi feito devido à baixa resolução das variáveis de 16 *bits* utilizadas, uma vez que o quadrado de um valor menor que a unidade resulta em um valor ainda menor. Assim, para valores de erros de rastreamento baixos, utilizando-se funções quadráticas, não havia distinção entre os custos. Isso levava o controle à instabilidade.

Foram testados controladores com  $h_y = 1$  e  $h_y = 2$ . Os resultados aqui apresentados referem-se exclusivamente ao segundo caso, visto que foram superiores. Durante o processo de elaboração dessa estratégia, foi averiguado se o uso do horizonte retrocedente é válido ou não. Nesse caso, optou-se, após essa verificação, pelo não uso do horizonte retrocedente. Dessa maneira, a sequência de ações de controle calculada é aplicada completamente antes de uma nova sequência ser calculada. Foram também avaliados os valores das ponderações adotadas. Alguns desses parâmetros são analisados posteriormente. Contudo, o fator de limitação foi mantido fixo em todos os testes apresentados aqui ( $\mu_p = 0,5$ ). Esse valor foi escolhido após uma série exaustiva de testes<sup>8</sup>.

## 4.2 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais obtidos na bancada de acionamento. O Apêndice B apresenta detalhes dessa plataforma. A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros do motor testado em pu. Além disso, a Tabela 4.1 informa as principais grandezas de base utilizadas.

A Figura 4.2 apresenta a malha de controle proposta.

### 4.2.1 Verificação da restrição de corrente

Foi realizado um teste para validação do tratamento de restrição de corrente. Utilizou-se um controlador proporcional, de ganho 0,4, na malha

---

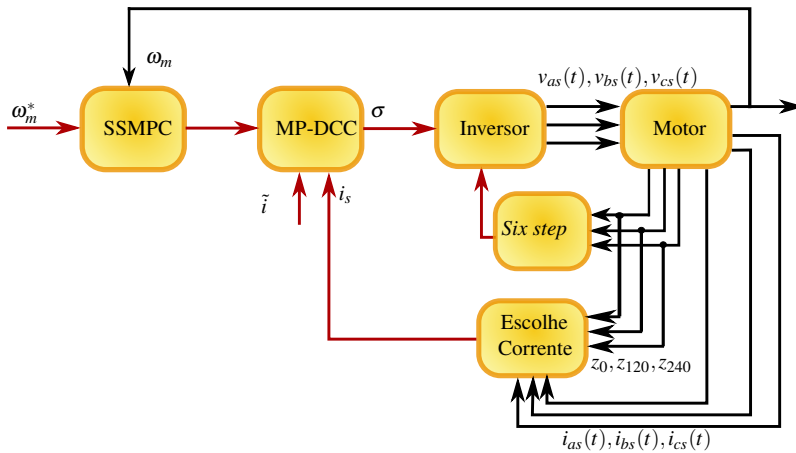
<sup>8</sup>O processo de obtenção dessas definições não é apresentado nessa seção por conta de limitação do tamanho do texto: perder-se-ia muito espaço em análises para simples definição de parâmetros de sintonia, como horizontes e fatores de penalização. O autor acredita que as análises relativas à aplicação e validação da técnica de controle proposta são mais apropriadas do que as de projeto dessa mesma técnica. Alguns trabalhos se propõem a discutir métodos de sintonia de funções custo. O método mais conhecido é a Regra de Bryson. Entretanto, é possível inclusive utilizar técnicas de otimização para escolha dos parâmetros de sintonia. Os seguintes trabalhos oferecem discussões mais aprofundadas sobre este tópico: Thielemans, Vyncke e Melkebeek (2012), Vyncke, Thielemans e Melkebeek (2013), Tsoeu e Esmail (2011), Shah e Engell (2011), Qin e Badgwell (2003), Bordons e Montero (2015), Lim et al. (2014b), Lim et al. (2014a).

Tabela 4.1 – Parâmetros do modelo do motor por unidade e grandezas de base

| Base     | Valor     | Coefficiente | Valor     |
|----------|-----------|--------------|-----------|
| Tensão   | 36 V      | $\kappa_a$   | 0.981330  |
| Rotação  | 590 rad/s | $\kappa_b$   | 0.038335  |
| Potência | 400 VA    | $\kappa_c$   | -0.022433 |

Fonte: produção do autor.

Figura 4.2 – Malha de controle proposta

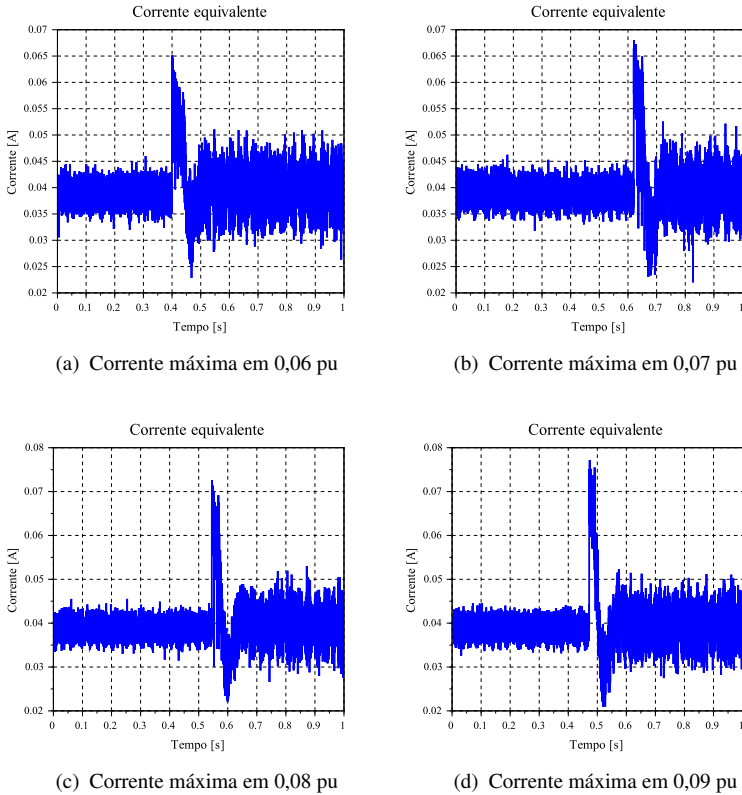


Fonte: Produção do autor. As setas em preto indicam sinais analógicos. As demais indicam sinais digitais.

de rotação. Esse controlador é responsável por gerar a referência instantânea de corrente. A referência de velocidade variou de 0,1 pu para 0,35 pu no instante avaliado nesse teste. Dessa maneira, em algum instante a referência de corrente atingiu 0,1 pu, maior que todos os valores de restrição testados. A partir disso, variou-se o valor de  $\tilde{i}$  de 0,06 pu a 0,09 pu, com passo de 0,01 pu. Utilizou-se  $\mu_p = 0,5$  pu. A Figura 4.3 apresenta a dinâmica da corrente equivalente obtida na transição de rotação, para  $\tilde{i} = 0,06$  pu (Fig. 4.3(a)),  $\tilde{i} = 0,07$  pu (Fig. 4.3(b)),  $\tilde{i} = 0,08$  pu (Fig. 4.3(c)) e  $\tilde{i} = 0,09$  pu (Fig. 4.3(d)).

Observa-se na Figura 4.3 que a restrição é respeitada adequadamente quando  $\tilde{i} > 0,06$  pu. Para  $\tilde{i} = 0,06$  pu, a restrição é violada por um período próximo a 20,0 ms. Essa violação ocorre porque, nesse transiente, o custo de rastreamento é mais crítico no processo de minimização. De fato, com menor

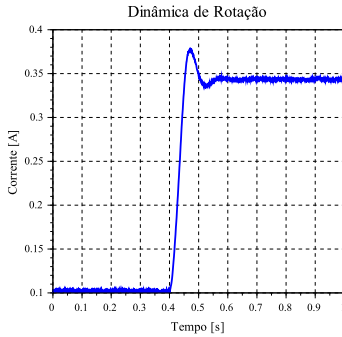
Figura 4.3 – Avaliação da restrição de corrente



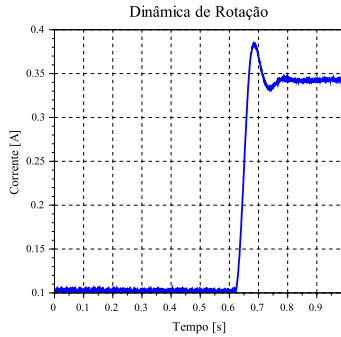
Fonte: produção do autor. Nota-se que para  $\tilde{i} = 0,06$  pu a corrente, em um intervalo de tempo inferior a 20,0 ms, ultrapassa o limite imposto. Em todos os demais casos, a corrente permanece abaixo de  $\tilde{i}$ . Isso ocorre em decorrência da ponderação de pesos existente na função custo. Com maiores correntes, o custo de rastreamento torna-se menor. Dessa forma, o custo de limitação torna-se mais crítico e é respeitado.

corrente disponível, o torque de aceleração é menor, tornando a transição de rotação mais lenta. Isso implica a violação da restrição. Nos demais valores de  $\tilde{i}$ , a restrição é respeitada, sendo que, nos últimos dois casos, ela pouco ultrapassa 0,07 pu. Isso ocorre em função da natural redução da referência de corrente, a medida que o erro de rastreamento é reduzido, uma vez que o controle de rotação é puramente proporcional.

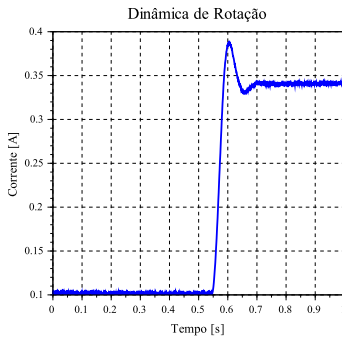
Figura 4.4 – Influência da restrição de corrente na dinâmica de rotação



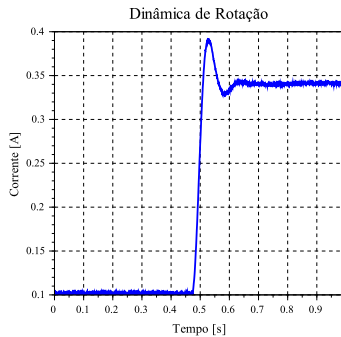
(a) Corrente máxima em 0,06 pu



(b) Corrente máxima em 0,07 pu



(c) Corrente máxima em 0,08 pu



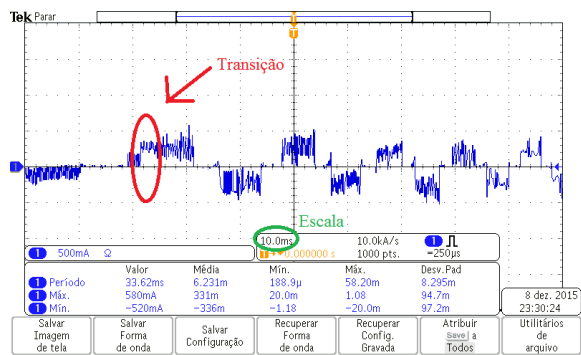
(d) Corrente máxima em 0,09 pu

Fonte: produção do autor. Observa-se que a medida que o valor de  $\tilde{i}$  aumenta, o tempo da primeira transição de 0,1 pu para 0,35 pu torna-se menor. Dessa maneira, para  $\tilde{i} = 0,06$  pu tem-se 53,0 ms, para  $\tilde{i} = 0,07$  pu tem-se 45,7 ms, para  $\tilde{i} = 0,08$  pu tem-se 40,4 ms e para  $\tilde{i} = 0,09$  pu tem-se 37,5 ms. O erro em regime observado após a transição existe em função do uso de um controlador puramente proporcional na malha de rotação.

A Figura 4.4 apresenta a transição da rotação, para  $\tilde{i} = 0,06$  pu (Fig. 4.4(a)),  $\tilde{i} = 0,07$  pu (Fig. 4.4(b)),  $\tilde{i} = 0,08$  pu (Fig. 4.4(c)) e  $\tilde{i} = 0,09$  pu (Fig. 4.4(d)).

Nota-se na Figura 4.4 a redução do tempo da primeira transição de 0,1 pu para 0,35 pu de rotação em função do aumento de  $\tilde{i}$ , conforme esperado. Esse fenômeno, similar ao observado no terceiro estudo de caso, do Capítulo 3, se deve ao aumento do torque eletromagnético de aceleração ge-

Figura 4.5 – Transiente da corrente de fase *c*, com restrição de 0,04 pu



Fonte: produção do autor. Observa-se que o máximo pico, na transição (em aproximadamente 22 ms) é inferior a 500 mA.

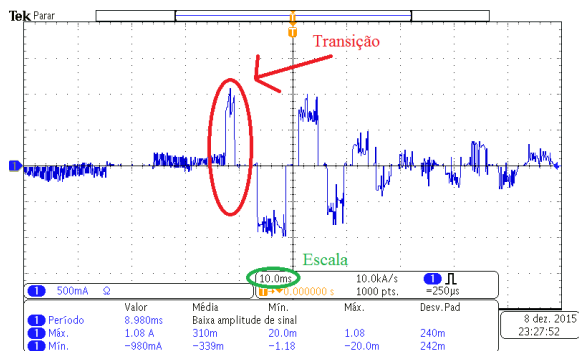
rado pelo motor com o aumento da corrente disponível. Assim, a estratégia de controle avaliada é capaz de elevar a dinâmica de rotação, com a segurança da restrição de corrente, que evita picos de corrente suficientes para desmagnetizar os ímãs do rotor. A Tabela 4.2 apresenta os tempos de transição em função da corrente máxima. As Figura 4.5 e 4.6 apresentam, respectivamente, o transitório de corrente da fase *c*, com a restrição de corrente em 0,04 pu e em 0,10 pu, comprovando a restrição em uma corrente de fase.

Tabela 4.2 – Tempos de transição em função da corrente máxima

| Corrente máxima [pu] | Tempo de transição [ms] | Sobressinal [%] |
|----------------------|-------------------------|-----------------|
| 0,06                 | 53,0                    | 11,7            |
| 0,07                 | 45,7                    | 13,2            |
| 0,08                 | 40,4                    | 14,7            |
| 0,09                 | 37,5                    | 15,3            |

Fonte: produção do autor.

Figura 4.6 – Transiente da corrente de fase c, com restrição de 0,1 pu



Fonte: produção do autor. Observa-se que o máximo pico, na transição (em aproximadamente 38 ms) é superior a 1,0 A.

#### 4.2.2 Testes comparativos para malha de rotação

Foram avaliados dois controladores para uso na malha externa. A malha externa é responsável por gerar a referência de corrente da malha interna.

O principal objetivo de controle escolhido para essa malha é a capacidade de rápida transição dinâmica. Dessa maneira, comparou-se um controlador do tipo proporcional e um controlador do tipo SSMPC contínuo. Ambos os controladores possuem ação quase que unicamente proporcional, entretanto o controlador proporcional tradicional atua sobre o erro de rastreamento atual enquanto o controlador preditivo atua sobre erros de rastreamento futuros. Esse tipo de ação é conhecido por, justamente, garantir rápida capacidade de transição dinâmica. Com isso, espera-se que os controladores tenham tempos de subida baixos, mesmo que apresentem sobressinais de rotação.

A malha de corrente utilizou o controlador preditivo não-linear proposto, com restrição de corrente em 0,08 pu. Nenhum controlador, em nenhum teste desenvolvido atingiu esse valor na corrente de referência gerada. Os dados dos controladores utilizados são apresentados na Tabela 4.3.

Para eliminar erro estático em regime permanente, para referências do tipo degrau, e rejeitar perturbações, foi utilizado um estimador de perturbações. Este estimador foi desenvolvido conforme apresentado na Subseção 3.4.2. O ganho do estimador foi  $\kappa_{\omega} = 0,03$  e o período de amostragem do estimador foi de 10 ms (conforme observado na Tabela 4.3).

Dessa maneira, a estratégia proposta foi do tipo *multisample*, ou seja, empregou diferentes períodos de amostragem para os controladores e estima-



dores utilizados. O controlador de corrente operou em 40 kHz, o controlador de rotação operou em 2 kHz e o estimador de perturbação operou em 100 Hz. Essa diferença é útil para reduzir o custo de processamento e para evitar que um controlador/estimador interfira na atuação de outro. Normalmente, a malha interna opera 10 vezes mais veloz que a externa. Por questões de convergência, para a técnica utilizada, considerou-se mais adequado a operação 20 vezes mais lenta da malha externa.

Tabela 4.3 – Controladores avaliados para malha externa

|                                          |             |
|------------------------------------------|-------------|
| Período de amostragem dos controladores  | 500 $\mu s$ |
| Ganho do controlador proporcional        | 0,4         |
| Penalização da ação de controle do SSMPC | 0,5         |
| Horizonte de predição do SSMPC           | 5           |
| Período de amostragem do estimador       | 10 ms       |
| Ganho do estimador de perturbação        | 0,03        |

Fonte: produção do autor.

Para projetar o controlador preditivo, considerou-se que:

$$\omega_m(k+1) = \left(1 - \frac{b_m}{j_m} t_s\right) \omega_m(k) + \frac{2\kappa_t}{j_m} t_s i_s(k). \quad (4.11)$$

Assumiu-se que a corrente assume o valor imposto pela ação de controle instantaneamente. Sabe-se que essa condição não é verdadeira, mas trata-se de uma aproximação aceitável.

A Tabela 4.4 apresenta uma comparação entre os tempos de subida médios e os sobressinais médios obtidos pelos controladores avaliados, obtidos na transição de 0,2 para 0,3 pu de rotação.

Tabela 4.4 – Controladores avaliados para malha externa

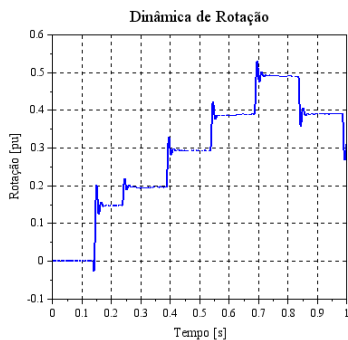
| Parâmetro                       | Máximo pico | Tempo de subida |
|---------------------------------|-------------|-----------------|
| <b>Controlador Proporcional</b> | 8,75%       | 34,3 ms         |
| <b>Controlador SSMPC</b>        | 10,71%      | 24,6 ms         |
| <b>Avaliação percentual*</b>    | +23,5%      | -28,4%          |

Fonte: produção do autor.

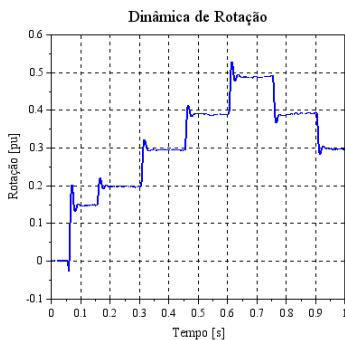
\*Variação percentual do controlador preditivo tomando por referência o valor obtido com o controlador proporcional.

A partir dos resultados observados na Tabela 4.4, nota-se que o controlador SSMPC teve tempo de subida menores que o controlador proporcional.

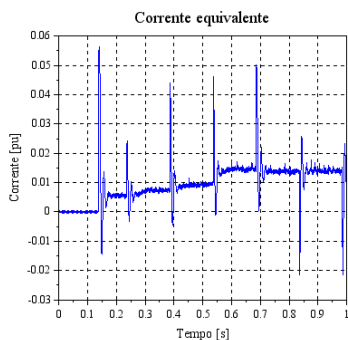
Figura 4.7 – Teste de rejeição à perturbação desconhecida



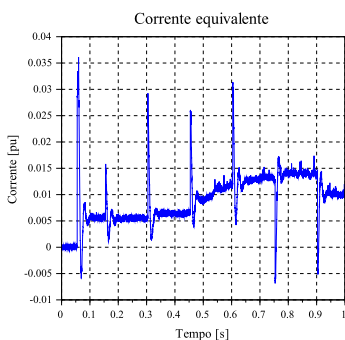
(a) Dinâmica de rotação com SSMPC



(b) Dinâmica de rotação com proporcional



(c) Corrente equivalente com SSMPC



(d) Corrente equivalente com proporcional

Fonte: produção do autor. Observar que o nível médio de corrente começa a subir significativamente após a inserção da perturbação de torque.

Entretanto, o mesmo obteve sobressinais de rotação mais elevados. Nota-se que o ganho percentual de transição foi maior que a perda obtida com o aumento do sobre-sinal. Assim, percebe-se que o controlador SSMPC atingiu uma capacidade de transição dinâmica maior que o controlador proporcional, nos testes realizados. Não foi possível elevar o valor do ganho proporcional significativamente, pois o sistema tornava-se oscilatório, tendendo à instabilidade em algumas regiões de operação.

Destaca-se que, para essa estratégia, é mais interessante o uso do estimador de perturbação, sendo atualizado a uma frequência razoavelmente menor que a empregada na malha externa, do que a inclusão direta da ação

integral. Testes realizados com a ação integral aplicada aos controladores resultaram em um aumento considerável de oscilações, em decorrência da alta velocidade desejada para as transições de rotação. Observa-se ainda que as transições de referência são do tipo degrau e que o controlador preditivo não aplicou a antecipação de referência.

A rejeição à perturbação de carga foi avaliada para ambos os controladores. Dessa maneira, foi inserida uma carga desconhecida durante o ensaio de transição dinâmica. A Figura 4.7 apresenta esse ensaios, sendo que a Figura 4.7(a) apresenta a dinâmica de rotação com o uso do controlador SSMPC, a Figura 4.7(b) apresenta a dinâmica de rotação com o uso do controlador proporcional, a Figura 4.7(c) apresenta a ação de controle do controlador SSMPC e a Figura 4.7(d) apresenta a ação de controle do controlador proporcional.

Observa-se na Figura 4.7 que ambos os controladores foram capazes de rejeitar adequadamente a perturbação de torque desconhecida aplicada ao eixo do motor, utilizando o estimador de perturbação. Nota-se o aumento da referência de corrente para exigir maior produção de torque do motor. Nota-se também os picos de corrente de referência, responsáveis por garantir as respostas rápidas de transiente de torque. Tais respostas são o objetivo principal desse controlador que, na malha interna, é capaz de restringir a corrente.

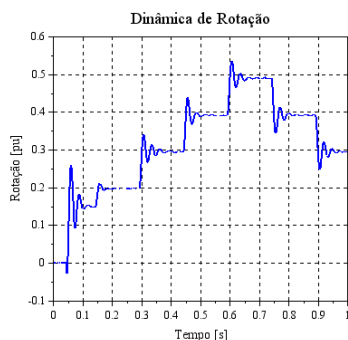
### 4.2.3 Comparação com controlador por histerese

Nessa subseção, é realizada uma comparação entre dois tipos de controladores de corrente para a malha interna: o controle preditivo não-linear proposto e o controlador por histerese. Assim, ambos os controladores foram testados utilizando os controladores de malha externa explorados na Subseção 4.2.2. Ressalta-se que para utilizar o controlador por histerese, foi necessário reduzir pela metade o valor do ganho, no caso do controlador proporcional, ou utilizar  $\mu_u = 6,5$  no projeto do SSMPC. Reduziu-se o valor do controlador proporcional também para os testes com o controlador preditivo na malha interna.

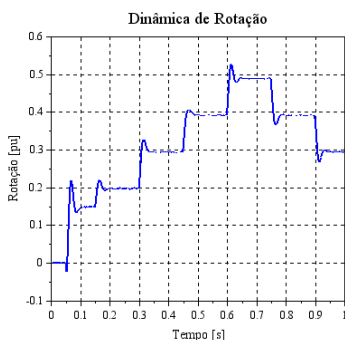
A Figura 4.8 apresenta o rastreamento de trajetória de rotação utilizando controlador proporcional associado ao controlador por histerese (Figura 4.8(a)), controlador proporcional associado ao controlador preditivo na malha interna (Figura 4.8(b)), controlador preditivo associado ao controlador por histerese (Figura 4.8(c)) e controlador preditivo associado ao controlador preditivo na malha interna (Figura 4.8(d)).

A Figura 4.9 apresenta a dinâmica da corrente equivalente utilizando controlador proporcional associado ao controlador por histerese na malha in-

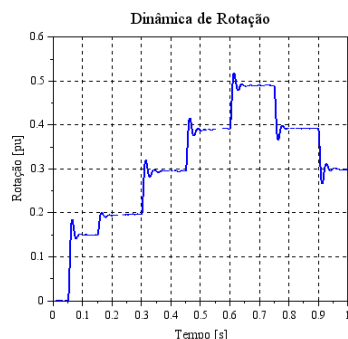
Figura 4.8 – Rastreamento de referência de velocidade para diferentes combinações de controladores



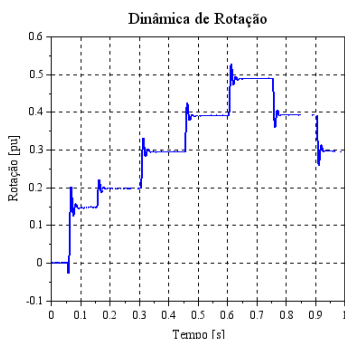
(a) Proporcional+Histerese



(b) Proporcional+Preditivo



(c) Preditivo+Histerese



(d) Preditivo+Preditivo

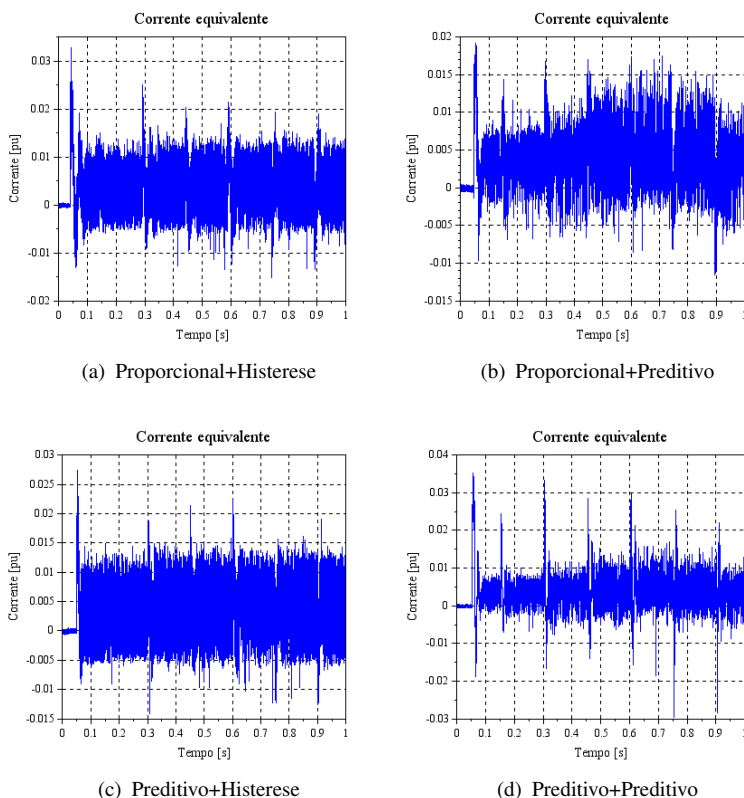
Fonte: produção do autor.

terna (Figura 4.9(a)), controlador proporcional associado ao controlador preditivo na malha interna (Figura 4.9(b)), controlador preditivo associado ao controlador por histerese na malha interna (Figura 4.9(c)) e controlador preditivo associado ao controlador preditivo na malha interna (Figura 4.9(d)).

Todos os controladores avaliados foram capazes de seguir adequadamente a trajetória de rotação, sem erro em regime permanente<sup>9</sup>. A dinâmica

<sup>9</sup>O pequeno *off-set* observado, em relação aos valores exatos em pu, que seriam esperados como referência, ocorrem em função da não-linearidade do tacogerador, utilizado na medição de rotação. Para valores baixos, percebe-se o seguimento adequado da referência. De qualquer

Figura 4.9 – Corrente equivalente para diferentes combinações de controladores



Fonte: produção do autor.

da combinação de preditivos mostrou-se mais agressiva que as demais, justamente por possuir o controle mais veloz, na malha externa.

O controlador por histerese contribuiu para aumentar os tempos de subida e de acomodação da trajetória, tornando-a mais oscilatória, quando comparado ao controlador preditivo não linear de corrente<sup>10</sup>. Logicamente, seria possível contestar essa conclusão, alegando-se que o controlador por

maneira, os valores medidos, no interior do microcontrolador, estão de acordo com a referência preestabelecida.

<sup>10</sup>Essa comparação refere-se ao uso do controlador proporcional na malha externa. Observar Figuras 4.8(a) e 4.8(b).

histerese foi projetado para atuar de maneira lenta, com uma banda de histerese muito larga. No entanto, o controlador preditivo na malha interna não possui um fator como a banda de histerese para ser ajustado. O único fator, de fato, é a penalização relacionada à restrição. Outro ponto de destaque está relacionado com a diferença de velocidade das duas malhas. A malha de corrente atua vinte vezes mais rápido que a malha de rotação. Isso permite que ambos os controladores de corrente entrem em regime antes de surgir uma nova referência de rotação. Assim, ambos os controladores teriam condições de atuar de forma similar.

A dinâmica com o controlador preditivo aplicado apenas à malha interna (Figura 4.8(b)), por ser menos oscilatória e apresentar menor tempo de subida na maior parte das transições, foi superior à dinâmica do controlador preditivo aplicado apenas à malha externa (Figura 4.8(c)). Isso pode estar relacionado às limitações impostas pelo controlador por histerese, que obrigou uma redução drástica dos ganhos do controlador preditivo.

Nota-se ainda que a dinâmica de rotação, em alguns casos, apresentou um *undershoot* no início da trajetória. Isso ocorreu em função de uma não idealidade não linear dos motores de ímãs, conhecida como *cogging torque*. Esse fenômeno é o torque transversal ocasionado pela tentativa de alinhamento dos ímãs do rotor com o estator. Antes do controle ser ativado, o vetor  $\vec{u}_0$  era imposto na saída do inversor, evitando o alinhamento. Quando o controle é ativado, dependendo da posição inicial do rotor, esse torque é maior que o ocasionado pela ação de controle, levando o motor à posição de alinhamento. À medida de que a malha de rotação atua e a FCEM aumenta, esse torque deixa de ser significativo e atua apenas para aumentar as oscilações de torque do motor, em regime.

Analisando-se o desempenho em termos de corrente, nota-se que o controlador preditivo na malha interna atuou com uma corrente de regime de menor amplitude, mas com frequência mais elevada. Seria possível ajustar o controlador por histerese para atuar nessas condições, após um árduo trabalho de sintonia. Destaca-se aqui a vantagem do controlador preditivo, por ser um controlador ótimo, em atingir um valor equilibrado de amplitude por frequência de forma automática, sem a necessidade de muitos ajustes. Observa-se que, gradativamente, o controlador preditivo vai aumentando a amplitude da corrente, de acordo com a necessidade de torque do sistema. Dessa forma, evita-se o desperdício de energia, provocado pelo controlador por histerese<sup>11</sup>. Uma possível melhoria para o controlador seria incluir na função custo um termo relacionado às perdas de condução e comutação dos interruptores, ocasionando maior eficiência no inversor. De fato, da maneira

---

<sup>11</sup>Consultar o trabalho de (BOLDEA et al., 2010) para mais informações de como corrente extra em motores PMSM podem ser consideradas desperdício de energia.

como foi implementado, o controlador reduz as perdas unicamente no motor. Entretanto, como a modulação *six-step* provoca uma drástica redução das perdas de comutação no inversor em relação à modulação SVM, por exemplo, conforme detalha Andrich (2013). Essa redução se deve ao fato de apenas dois interruptores estarem comutando por etapa de operação e uma fase permanecer aberta. Dessa maneira, pode-se inferir que a redução das perdas no motor colabora para a redução das perdas globais nesse caso, pois são reduzidas também as perdas de condução.

Quando ambos os controladores preditivos estão atuando em conjunto, há a presença de picos elevados de corrente. Contudo, uma vez que existe o tratamento de restrições no controlador, tais picos não são prejudiciais ao motor e colaboram para rápidos transientes de torque.

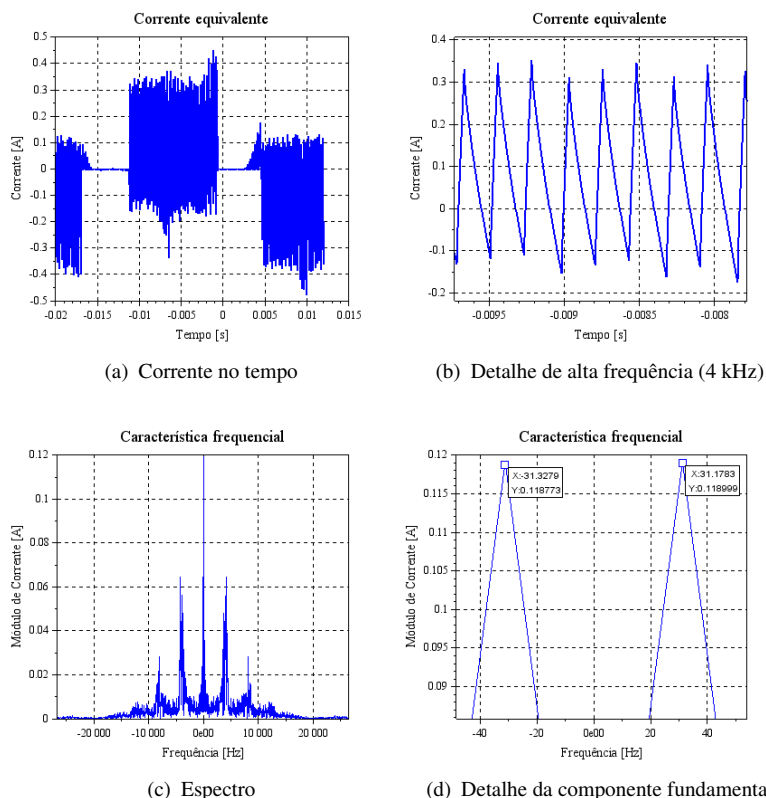
#### 4.2.4 Análise espectral

Fez-se também uma avaliação do espectro frequencial da corrente da fase *c*, no tempo. Os dados foram obtidos utilizando o osciloscópio de domínio híbrido Tektroniks MDO3054 (*Mixed Domain Oscilloscope*), com o auxílio do amplificador Tektroniks TCPA300 para ponteiros de corrente. Não foi utilizado o oscilógrafo Yokogawa DL850E, utilizado para a coleta dos transitórios nas subseções anteriores, devido à baixa capacidade máxima de amostragem do oscilógrafo (um milhão de amostras por segundo) e ao fato de o laboratório não dispor de um módulo de corrente para o mesmo. Os dados apresentados na presente subseção foram coletados à amostragem de 2,5 milhões de amostras por segundo. Foram utilizados 80 mil pontos em cada análise, em função de limitações do *software* livre Scilab no tratamento de dados com mais de 100 mil pontos. Esse *software* foi responsável por gerar as figuras e realizar o cálculo da transformada rápida de Fourier. As imagens foram geradas no formato *portable network graphics* devido à distorções geradas nos formato *portable document format*. O alto número de pontos foi responsável por provocar essas distorções. Dessa maneira, a qualidade das imagens nessa subseção é um pouco inferior à observada nas subseções anteriores.

A Figura 4.10 apresenta a corrente no tempo utilizando o controle por histerese (Figura 4.10(a)), o detalhe de alta frequência dessa mesma corrente (Figura 4.10(b)), o espectro frequencial dessa corrente (Figura 4.10(c)) e o detalhe da componente fundamental desse espectro (Figura 4.10(d)). Todas essas formas de onda referem-se à situação sem carga.

A Figura 4.11 apresenta a corrente no tempo utilizando o controle preditivo proposto na malha interna (Figura 4.11(a)), o detalhe de alta frequência

Figura 4.10 – Análise frequencial da corrente no tempo, utilizando histerese



Fonte: produção do autor.

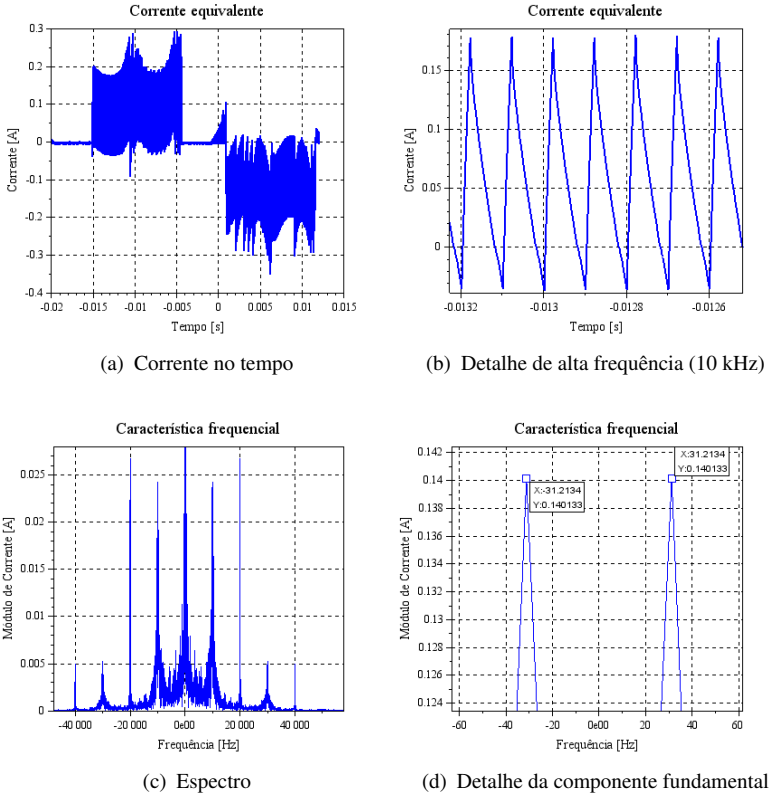
dessa mesma corrente (Figura 4.11(b)), o espectro frequencial dessa corrente (Figura 4.11(c)) e o detalhe da componente fundamental desse espectro (Figura 4.11(d)). Todas essas formas de onda referem-se à situação sem carga.

A Figura 4.12 apresenta a corrente no tempo, com a presença de carga. Dessa maneira, a Figura 4.12(a) apresenta a corrente no tempo com o controlador por histerese, a Figura 4.12(b) apresenta o espectro dessa corrente, a Figura 4.12(c) apresenta a corrente no tempo utilizando o controlador preditivo e a Figura 4.12(d) apresenta o espectro dessa mesma corrente.

Com base na Figura 4.10 verifica-se adequadamente que a frequência fundamental está próxima de 31,25 Hz e que a principal frequência do espec-



Figura 4.11 – Análise frequencial da corrente no tempo, utilizando preditivo

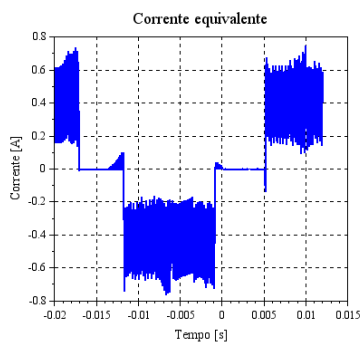


Fonte: produção do autor.

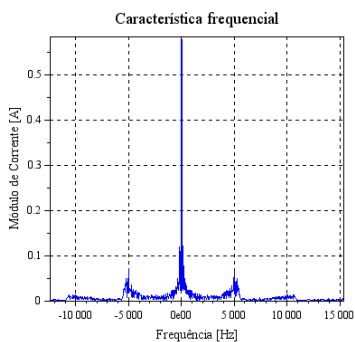
tro, após a fundamental, está em 4,8 kHz. É fácil obter esses valores a partir das curvas no tempo apresentadas. A frequência fundamental também é coerente com a rotação mecânica próxima de 98 rad/s ou 0,16 pu utilizada de referência (a base utilizada é de 590 rad/s). Obviamente, a forma de onda de corrente está longe da forma senoidal por ser aplicada a modulação *six-step*. Assim, em decorrência da descontinuidade na corrente, há um espalhamento no espectro.

Observando a Figura 4.11 nota-se que a fundamental encontra-se na mesma posição a 31,25 Hz. Entretanto, como é nítido no detalhe corrente no tempo, uma das principais frequências do espectro encontra-se a 10 kHz.

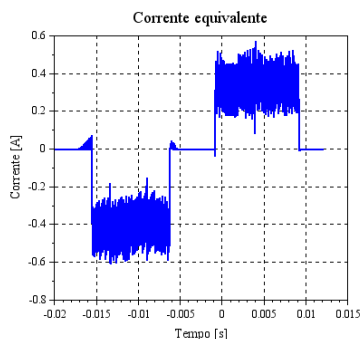
Figura 4.12 – Análise frequencial das correntes no tempo, com a presença de carga



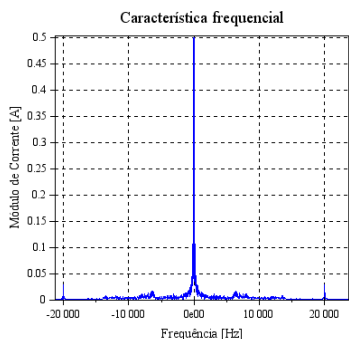
(a) Corrente no tempo com histerese



(b) Espectro da corrente com histerese



(c) Corrente no tempo com preditivo



(d) Espectro da corrente com preditivo

Fonte: produção do autor.

Entretanto, frequências próximas a, principalmente, 20 kHz, mas também a 30 kHz e 40 kHz são significativas. Ressalta-se que a frequência de amostragem do controlador nesse caso, encontra-se a 40 kHz. Dessa forma, como a velocidade de operação do motor é baixa, há pouca força contra-eletromotriz para reduzir a corrente. Assim, o controlador praticamente ativa e desativa o interruptor a cada período de amostragem, nessa condição à vazio, para tentar manter-se próximo da corrente.

Nota-se, porém, que, para esse controlador, as amplitudes das frequências espectrais são bastante inferiores às observadas com o uso do controlador

por histerese. Em contrapartida, o valor da componente fundamental é ligeiramente superior.

Analisando-se a Figura 4.12 que apresenta as características da operação com carga, nota-se que a frequência de chaveamento no controlador por histerese aumenta. Além disso, as componentes espectrais de ambos os controladores tornam-se bastante inferiores se comparadas à fundamental (que permanece no mesmo valor).

#### 4.2.5 Avaliação do custo computacional

Uma última avaliação feita para os controladores testados refere-se ao custo computacional de cada um deles. Define-se aqui que o custo computacional é o tempo necessário para executar uma dada função no interior de um sistema embarcado. Desse modo, foi avaliado o custo computacional de cada etapa de processamento e o custo total de quatro possíveis combinações de controle (todas com a inclusão do estimador de perturbação), sendo elas:

- Malha interna: Histerese, Malha externa: Proporcional;
- Malha interna: Preditivo, Malha externa: Proporcional;
- Malha interna: Histerese, Malha externa: Preditivo;
- Malha interna: Preditivo, Malha externa: Preditivo.

Foi também avaliada a influência de alterações na referência no custo computacional.

A Tabela 4.5 resume o custo computacional médio de cada etapa avaliada.

Ao analisar a Tabela 4.5, verifica-se que a variação de referência é um parâmetro bastante significativo no custo computacional. De fato, uma vez que são utilizadas muitas estruturas de lógica condicional (como "if") para a variação da referência, essa etapa de controle consome um alto custo computacional. As estruturas baseadas apenas em cálculo e chamada de uma função, como os controladores de rotação e o estimador de perturbação, são processadas rapidamente, pois utilizam apenas poucas instruções aritméticas. O microcontrolador utilizado possui uma unidade lógica aritmética capaz de processar muitas de suas instruções em apenas um ciclo. Entretanto, as estruturas condicionais empregam cerca de seis instruções que, normalmente, consomem mais do que um ciclo de relógio. Isso também explica o porquê de os controladores de corrente serem mais pesados computacionalmente, especialmente o controlador por histerese, em relação aos de rotação. De fato, o

Tabela 4.5 – Custos computacionais

| Elemento                          | Min.         | Méd.        | Máx.         |
|-----------------------------------|--------------|-------------|--------------|
| Malha externa com Preditivo       | –            | 1,6 $\mu s$ | –            |
| Malha externa com Proporcional    | –            | 0,7 $\mu s$ | –            |
| Estimador de perturbações         | –            | 0,4 $\mu s$ | –            |
| Malha interna com Preditivo       | 2,0 $\mu s$  | –           | 6,0 $\mu s$  |
| Malha interna com Histerese       | 1,8 $\mu s$  | –           | 2,2 $\mu s$  |
| Proporcional+Histerese+Referencia | 12,5 $\mu s$ | –           | 14,0 $\mu s$ |
| Preditivo+Histerese+Referencia    | 12,5 $\mu s$ | –           | 15,0 $\mu s$ |
| Proporcional+Preditivo+Referencia | 12,5 $\mu s$ | –           | 17,0 $\mu s$ |
| Preditivo+Preditivo+Referencia    | 12,5 $\mu s$ | –           | 18,0 $\mu s$ |
| Preditivo+Preditivo               | 3,8 $\mu s$  | 7,5 $\mu s$ | 8,3 $\mu s$  |

Fonte: produção do autor. Os valores de custo máximo e mínimo normalmente referem-se à média dos valores obtidos para os dois estados possíveis da função avaliada. Quando é utilizado apenas o custo médio, a função possui apenas um estado. Quando os três custos são avaliados, a função apresenta três estados significativos.

controlador preditivo de corrente possui dois estados bastante significativos, uma vez que não é empregado o horizonte retrocedente. Dessa forma, em um período de amostragem, são calculadas duas ações de controle: a atual e a do próximo período, pois  $h_y = 2$ . No período seguinte, apenas aplica-se a ação de controle calculada no período anterior. Entretanto, a função que contempla os controladores de corrente sempre faz a seleção de qual corrente será utilizada como  $i_s$ . Além disso, no caso do controlador preditivo, é utilizado uma variável do tipo sinalizador, ou *flag*, para indicar se é necessário ou não calcular a ação de controle. O fato de não se utilizar o horizonte retrocedente auxilia a reduzir problemas de estabilidade do controle devidos a erros de predição pelo aqui definido "ruído de cálculo". Esse ruído de cálculo é o tempo, inferior a um período de amostragem, necessário para calcular a ação de controle e que é desconsiderado na predição. Dessa forma, em se tratando de intervalos de tempo muito pequenos, o erro de predição se torna considerável. Com isso, ao evitar-se o cálculo de ações de controle consecutivas, reduz-se o efeito desse ruído. Caso ações de controle consecutivas sejam calculadas, o erro de predição leva o controlador a tomar uma decisão possivelmente errada no período de amostragem seguinte, em relação à prevista no período anterior. E, essas novas escolhas, em verificações experimentais, mostraram-se inadequadas, levando o sistema a instabilidade ou a uma alta degradação dinâmica.

### 4.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentada uma análise aprofundada a respeito da estratégia de controle proposta, o 2MPC+6S. Tal estratégia constitui-se do uso de um controlador cascada com um controlador MPC em cada malha. Na malha interna, de controle de corrente, propôs-se o uso de um controlador preditivo não-linear, baseado em controladores FCS-MPC, combinado com uma modulação *six-step* de  $120^\circ$ . Esse controlador permite o tratamento de restrições de corrente. Na malha externa, aplicou-se um controlador preditivo linear do tipo SSMPC para controle de rotação, que fornece a referência para a malha interna.

Entre os resultados experimentais averiguados se encontram:

- ▷ validação da restrição de corrente;
- ▷ comparação com controlador proporcional na malha externa;
- ▷ comparação com controlador por histerese na malha interna;
- ▷ análise espectral em condições a vazio e com carga;
- ▷ análise do custo computacional de cada elemento do controlador digital desenvolvido.

Os resultados obtidos mostraram se satisfatórios. O 2MPC+6S respeitou a restrição de corrente. O controlador duplo preditivo apresentou dinâmica superior a combinações de controladores preditivos com os controladores alternativos. A análise espectral possibilitou distinguir o efeito dos agentes dentro das estratégias de controle de corrente analisadas. Por fim, a análise de custo computacional permitiu verificar que o dispositivo embarcado foi capaz de processar adequadamente as estratégias de controle. Ironicamente, a lógica de transição de referências foi mais crítica para o custo computacional do que as estratégias de controle, uma vez que a mudança de referência necessita de muitos acessos à memória e estruturas de lógica condicional.

No próximo capítulo, serão feitas as considerações finais do trabalho e as sugestões de trabalhos futuros.



## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, um estudo sobre a utilização de controladores preditivos baseados em modelo no acionamento de PMSMs foi realizado. Foram desenvolvidos três estudos de caso com o intuito de ilustrar o uso dessa filosofia de controladores nessa aplicação. Os controladores estudados possuem relação com as técnicas tradicionais de acionamento de PMSMs.

Com base nesses estudos, uma estratégia alternativa de controlador preditivo, o 2MPC+6S, capaz de tratar restrições, foi implementada em uma plataforma experimental de acionamento de um motor BLDC.

Os resultados observados mostraram-se promissores, sobretudo se comparados aos acionamentos tradicionais do tipo *six-step*, que usam controladores proporcionais-integrais ou por histerese.

Como principais dificuldades observadas na implementação do controlador destacam-se:

- grande esforço para implementação do controlador em um *hardware* com limitações de resolução de variáveis (utilizou-se variáveis em 16 *bits*), em ponto fixo, por unidade;
- necessidade de uso da linguagem *Assembly* para redução do custo computacional;
- dificuldade de medição de corrente na plataforma, o que levou ao desenvolvimento de um modelo alternativo para o motor, com o uso de uma corrente equivalente;
- baixa indutância do motor, que obriga frequências de comutação muito elevadas para redução de oscilações de torque, o que é bastante crítico para aplicação de um controlador com alto custo computacional e que impõe que a frequência de comutação seja, no máximo, um sexto da frequência de amostragem;
- alta suscetibilidade a ruídos com o uso da expansão em variáveis incrementais, para inclusão de ação integral na malha externa, de modo a ser necessário acrescentar o estimador de perturbações.

As vantagens observadas com o uso do 2MPC+6S:

- capacidade de tratamento de restrições, no projeto do acionamento;

- baixa frequência de operação, reduzindo perdas de comutação no inversor;
- minimização da corrente em comparação com controladores por histerese ou PWM, reduzindo as perdas de condução do inversor;
- sintonia de poucos parâmetros, especialmente com o uso de controladores proporcionais na malha externa, o que torna o controle intuitivo e de fácil entendimento;
- facilidade de expansão para tratamento de outras variáveis presentes no acionamento;
- possibilidade de implementação em *hardwares* comerciais atuais, visto que o controlador foi desenvolvido em ponto fixo, com quase todas as variáveis em 16 *bits*.

Para trabalhos futuros, sugere-se:

- ▷ implementação experimental dos controladores avaliados no segundo e no terceiro estudos de caso;
- ▷ desenvolvimento de custo de atração para permitir, ao controlador desenvolvido, operação em MTPA ou em enfraquecimento de campo;
- ▷ melhorias na medição de corrente da plataforma experimental;
- ▷ implementação do controlador desenvolvido para controle direto de torque ou rotação.

Os artigos abaixo foram publicados (ou estão nos tramites de publicação) ao longo desse trabalho de mestrado:

- BARTSCH, A. G.; NEGRI, G. H.; SCALABRIN, C. R.; CAVALCA, M. S. M.; NIED, A.; DE OLIVEIRA, J.; *Predictive Control Approach for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. **Revista Eletrônica de Potência**, 2016.
- BARTSCH, A. G.; DO NASCIMENTO, G.; SACURAE, F. S.; NIED, A.; DE OLIVEIRA, J.; *Computational Cost Evaluation Method to Embedded Digital Control Systems*. **Revista IEEE Latin America**, 2016.
- LICARIAO NOGUEIRA, A. F.; MALDONADO, L. J. A. S. ; MELO, D. M. ; DEVEGILI, K. M. ; BARTSCH, A. G. . *Determination Of Equivalent Electric Circuit Parameters of Single-Phase Power Transformers with Different Number of Winding Turns*. **International Journal of Research and Reviews in Applied Sciences**, vol. 22, no. 3, Março, 2015.



- BARTSCH, A. G.; NIED, A.; de OLIVEIRA, J.; CAVALCA, M. S. M.; *Evaluation of constrained and unconstrained SESSMPC applied in FivePhase PMSM*. In: **24th International Symposium in Industrial Electronics (ISIE)**, Junho, 2015, p. 494 – 499.
- BARTSCH, A. G.; NIED, A.; de OLIVEIRA, J.; CAVALCA, M. S. M.; *Evaluation of constrained SESSMPC to drive a Three-Phase PMSM applied in washing machines*. In: **24th International Symposium in Industrial Electronics (ISIE)**, Junho, 2015, p. 500 – 505.

Espera-se, contudo, a publicação em periódicos científicos de outros resultados contidos no presente trabalho.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AMEEN, N.; GALAL, B.; KENNEL, R.; KANCHAN, R. The polynomial approximation of the explicit solution of model-based predictive controller for drive applications. In: **2011 Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 76–81.

ANDRICH, R. **Desenvolvimento de uma plataforma para avaliação de desempenho de estratégias de acionamento de motores usados em produtos da linha branca**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2013.

BARTSCH, A. G.; CAVALCA, M. S. M.; NIED, A.; OLIVEIRA, J. de. Evaluation of constrained sessmpc to drive a three-phase pmsm applied in washing machines. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 500 – 505.

BARTSCH, A. G.; NIED, A.; CAVALCA, M. S. M.; OLIVEIRA, J. de. Evaluation of constrained and unconstrained sessmpc applied in five-phase pmsm. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 494 – 499.

BERTOLUZZO, M.; BUJA, G.; KESHRI, R.; MENIS, R. Sinusoidal versus square-wave current supply of pm brushless dc drives: A convenience analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 12, p. 7339 – 7349, Dezembro 2015.

BETIN, F.; CAPOLINO, G.-A.; CASADEI, D.; KAWKABANI, B.; BOJOI, R.; HARNEFORS, L.; LEVI, E.; PARSA, L.; FAHIMI, B. Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2014. v. 8, n. 2, p. 43–55, Junho 2014.

BOLDEA, I.; MOLDOVAN, A.; SCHRAMMEL, V.; ANDREESCU, G.; TUTTELEA, L. A class of fast dynamics v/f sensorless ac general drives with pm-rsm as a case study. In: **2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)**. [S.l.: s.n.], 2010.

BOLOGNANI, S.; BOLOGNANI, S.; PERETTI, L.; ZIGLIOTTO, M. Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 6, p. 1925–1936, Junho 2009.

BORDONS, C.; MONTERO, C. Basic principles of mpc for power converters: Bridging the gap between theory and practice. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2015. v. 9, n. 3, p. 31–43, Setembro 2015.

BOSE, B. Doing research in power electronics [my view]. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2015. v. 9, n. 1, p. 6–17, Março 2015.

BUJA, G.; KAZMIERKOWSKI, M. Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors – a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2004. v. 51, n. 4, p. 744–757, Abril 2004.

CORTES, P.; KAZMIERKOWSKI, M.; KENNEL, R.; QUEVEDO, D.; RODRIGUEZ, J. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 12, p. 4312–4324, Dezembro 2008.

DEMERDASH, N.; NEHL, T. Dynamic modeling of brushless dc motors for aerospace actuation. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, 1980. AES-16, n. 6, p. 811–821, Novembro 1980.

FUENTES, E.; KALISE, D.; RODRÍGUEZ, J.; KENNEL, R. M. Cascade-free predictive speed control for electrical drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 5, p. 2176–2184, Maio 2014.

GARCÍA, C. E.; PRETT, D. M.; MORARI, M. Model predictive control: Theory and practice — a survey. **Automatica**, 1989. v. 25, n. 3, p. 335–348, 1989.

GEYER, T.; PAPAFOOTI, G.; MORARI, M. Model predictive direct torque control – part i: Concept, algorithm, and analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 6, p. 1894–2005, Junho 2009.

GRIMBLE, M. J.; ORDYS, A. W. Predictive control for industrial applications. **Annual Reviews in Control**, 2001. v. 25, p. 13–24, 2001.

KENNEL, R.; LINDER, A. Predictive control of inverter supplied electrical drives. In: **2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00**. Galway: [s.n.], 2000. v. 2, p. 761–766.

KENNEL, R.; LINDER, A. Generalized predictive control (gpc) – ready for use in drive applications? In: **2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC.** [S.l.: s.n.], 2001.

KOURO, S.; CORTÉS, P.; VARGAS, R.; AMMANN, U.; ; RODRÍGUEZ, J. Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 6, p. 1826–1838, Junho 2009.

KRAUSE, P.; NUCERA, R.; KREFTA, R.; WASYNEZUK, O. Analysis of a permanent magnet synchronous machine supplied from a 180° inverter with phase control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 1987. EC-2, n. 3, p. 423–431, Setembro 1987.

KRISHNAN, R.; LEE, S. Pm brushless dc motor drive with a new power-converter topology. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1997. v. 33, n. 4, p. 973–982, Julho 1997.

KRISHNAN, R.; RIM, G.-H. Modeling, simulation, and analysis of variable-speed constant frequency power conversion scheme with a permanent magnet brushless dc generator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1990. v. 37, n. 4, p. 291–296, Agosto 1990.

LIM, C. S.; LEVI, E.; JONES, M.; RAHIM, N. A.; HEW, W. P. A comparative study of synchronous current control schemes based on fcs-mpc and pi-pwm for a two-motor three-phase drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 8, p. 3867–3878, Agosto 2014.

LIM, C. S.; LEVI, E.; JONES, M.; RAHIM, N. A.; HEW, W. P. Fcs-mpc-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with pi-pwm control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 1, p. 149–163, Janeiro 2014.

LINDER, A.; KENNEL, R. Model predictive control for electrical drives. In: **IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05.** [S.l.: s.n.], 2005.

MA, Z.; KENNEL, S. Continuous set nonlinear model predictive control for pmsm drives. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE).** [S.l.: s.n.], 2013.

MACIEJOWSKI, J. M. Modelling and predictive control: Enabling technologies for reconfiguration. **Annual Reviews in Control**, 1999. v. 23, p. 13–23, 1999.

MAYNE, D. Q. Model predictive control: Recent developments and future promise. **Automatica**, 2014. v. 50, p. 2967–2986, November 2014.

MIYAMASU, M.; AKATSU, K. Efficiency comparison between brushless dc motor and brushless ac motor considering driving method and machine design. In: **IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2011.

MOLDOVAN, A.; BLAABJERG, F.; BOLDEA, I. Active-flux-based, v/f-with-stabilizing-loops versus sensorless vector control of ipmsm drives. In: **2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2011.

NEGRI, G.; BARTSCH .A.G.AND CAVALCA, M.; OLIVEIRA, J. de; NIED, A.; SILVEIRA, A. Model-based predictive direct speed control applied to a permanent magnet synchronous motor with trapezoidal back-emf. In: **2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2014.

NIU, F.; WANG, B.; BABEL, A.; LI, K.; STRANGAS, E. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 2, p. 1408–1424, Fevereiro 2016.

PILLAY, P.; KRINSHNAN, R. Modeling of permanent magnet motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1988. v. 35, n. 4, p. 537–541, Novembro 1988.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. i. the permanent-magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1989. v. 25, n. 2, p. 265 – 273, Março 1989.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, part ii: The brushless dc motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1989. v. 25, n. 2, p. 274–279, Março 1989.

PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Comparison of direct and pwm model predictive control for power electronic and drive systems. In: **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Long Beach, CA, USA: [s.n.], 2013. p. 2526 – 2533.

PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Model predictive direct speed control with finite control set of pmsm drive systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 2, p. 1007–1015, Fevereiro 2013.

PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 1: Maximum torque per ampere operation. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2013. v. 9, n. 2, p. 1912–1921, Novembro 2013.

PREINDL, M.; BOLOGNANI, S. Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 2: Field weakening operation. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2013. v. 9, n. 2, p. 648–657, Maio 2013.

QIN, S. J.; BADGWELL, T. A. A survey of industrial model predictive control technology. **Control Engineering Practice**, 2003. v. 11, p. 733–764, 2003.

RODRÍGUEZ, J.; KAZMIERKOWSKI, M. P.; ESPINOZA, J. R.; ZANCHETTA, P.; ABU-RUB, H.; YOUNG, H. A.; ROJAS, C. A. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2013. v. 9, n. 2, p. 1003–1016, Maio 2013.

RODRIGUEZ, J.; PONTT, J.; SILVA, C.; CORREA, P.; LEZANA, P.; CORTES, P.; AMMANN, U. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. v. 54, n. 1, p. 495–503, Fevereiro 2007.

RUDNICKI, T.; CZERWINSKI, R.; FRECHOWICZ, A. Permanent magnet synchronous motor control driver. In: **2011 Proceedings of the 18th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES)**. [S.l.: s.n.], 2011.

SANTANA, E. de; BIM, E.; AMARAL, W. do. A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 12, p. 4398 – 4407, Dezembro 2008.

SHAH, G.; ENGELL, S. Tuning mpc for desired closed-loop performance for mimo systems. In: **2011 American Control Conference (ACC)**. San Francisco: [s.n.], 2011. p. 4404 – 4409.

SHEKHAR, R. C.; MANZIE, C. Optimal move blocking strategies for model predictive control. **Automatica**, 2015. v. 61, n. 11, p. 27–34, Nov 2015.

SINGH, B.; SINGH, S. State of the art on permanent magnet brushless dc motor drives. **Journal of Power Electronics**, 2009. v. 9, n. 1, p. 1–17, Janeiro 2009.

SUDHOFF, S. D.; KRAUSE, P. C. Operating modes of the brushless dc motor with a  $120^\circ$  inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 1990. v. 5, n. 3, p. 558–564, 1990.

THIELEMANS, S.; VYNCKE, T.; MELKEBEEK, J. Weight factor selection for model-based predictive control of a four-level flying-capacitor inverter. **IET Power Electronics**, 2012. v. 5, n. 3, p. 323 – 333, 2012.

TSOEU, M.; ESMAIL, M. Unconstrained mpc and pid evaluation for motion profile tracking applications. In: **IEEE Africon 2011**. Livingstone: [s.n.], 2011. p. 1–6.

VALLE, R. L.; FERREIRA, A. A.; OLIVEIRA, J. G. de; MONTAGNER, V. F.; BARBOSA, P. G. Projeto e implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor bldc. **Revista Eletrônica de Potência**, 2015. v. 20, n. 2, p. 215–224, Março 2015.

VAZQUEZ, S.; LEON, J.; FRANQUELO, L.; RODRIGUEZ, J.; YOUNG, H.; MARQUEZ, A.; ZANCHETTA, P. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2014. v. 8, n. 1, p. 16–31, Março 2014.

VYNCKE, T.; THIELEMANS, S.; MELKEBEEK, J. Finite-set model-based predictive control for flying-capacitor converters: Cost function design and efficient fpga implementation. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2013. v. 9, n. 2, p. 1113 – 1121, 2013.

WU, B. **High Power Converters and AC Drives**. [S.l.]: IEEE Press, 2006.

XIE, W.; WANG, X.; WANG, F.; XU, W.; KENNEL, R. M.; GERLING, D.; LORENZ, R. D. Finite-control-set model predictive torque control with a deadbeat solution for pmsm drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 9, p. 5402–5410, Setembro 2015.

YOUNG, H.; PEREZ, M.; RODRIGUEZ, J.; ABU-RUB, H. Assessing finite-control-set model predictive control. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2014. v. 8, n. 1, p. 44–52, Março 2014.

ZHANG, X. **Electric Drives in Alternative Fuel Vehicles – Some New Definitions and Methodologies, New Applications of Electric Drives**. [S.l.]: InTech, 2015.



## APÊNDICE A – ALGORITMOS PARA IMPLEMENTAÇÃO

Nesse apêndice, encontram-se algoritmos para implementação das estratégias de controle estudadas nesse trabalho.

### A.1 ALGORITMO DE IMPLEMENTAÇÃO DO ESTUDO DE CASO 1

Para implementação algorítmica da estratégia apresentada no primeiro estudo de caso, existem passos feitos de forma *off-line* e passos realizados de modo *on-line*. Os passos *off-line* são:

1. Identificar e aumentar do modelo do motor.
2. Calcular das matrizes  $\mathbf{K}_G$  e  $\mathbf{G}_x$ .
3. Definir a função de referência, se conhecida.

Os passos feitos *on-line* são:

1. Realizar a amostragem do sinal de saída. Calcular a variação de rotação  $\Delta\omega_m$ .
2. Gerar o vetor de referências futuras  $Y^*$ . Caso as referências sejam desconhecidas, deve-se manter a referência atual constante.
3. Calcular  $\mathbf{G}_y = \mathbf{G}_x X$ .
4. Subtrair  $Y^* - G_y$ .
5. Calcular  $\Delta u^*(k)$  usando (3.19).
6. Fazer (3.11).
7. Saturar  $u(k)$  se necessário.
8. Enviar a razão cíclica para o módulo de PWM do dispositivo embarcado.
9. Esperar o próximo período de amostragem e retornar ao passo 1.

### A.2 ALGORITMO PARA TÉCNICA DO ESTUDO DE CASO 2

O algoritmo de aplicação do controlador do segundo estudo de caso é similar ao observado no primeiro. Entretanto, é necessário amostrar um maior número de estados e realizar o cálculo *on-line* de  $\mathbf{G}_u$  e  $\mathbf{G}_x$ . Dessa forma, praticamente, todo o algoritmo é feito em cada período de amostragem, inclusive, com a inversão matricial.

Os passos *off-line* são:

1. Inicializar o modelo do motor.
2. Calcular parâmetros invariantes de  $\mathbf{G}_u$  e  $\mathbf{G}_x$ .
3. Definir a função de referência, se conhecida.

Os passos feitos *on-line* são:

1. Realizar a amostragem do sinal dos estados e da saída.
2. Calcular a variação dos estados.
3. Gerar o vetor de referências futuras  $Y^*$ . Caso as referências sejam desconhecidas, deve-se manter a referência atual constante.
4. Calcular  $\mathbf{G}_x$ ,  $\mathbf{G}_y$  e  $\mathbf{K}_G$ .
5. Subtrair  $Y^* - \hat{G}y$ .
6. Calcular  $\Delta u^*(k)$  usando (3.19).
7. Fazer (3.11).
8. Saturar  $u(k)$  se necessário.
9. Gerar tensão de referência e aplicar SVM.
10. Esperar o próximo período de amostragem e retornar ao passo 1.

### A.3 ALGORITMO DE IMPLEMENTAÇÃO

Os passos que devem ser repetidos a cada ciclo, utilizando esse algoritmo para controle de velocidade, para horizonte de predição unitário, são:

1. Amostrar sinais de corrente e rotação
2. Calcular estimador de rotação
3. Enquanto houver entradas a serem testadas:
  - Escolher entrada
  - Predizer comportamento da planta
  - Calcular função custo
  - Se custo atual < custo mínimo
    - custo mínimo  $\leftarrow$  custo atual
    - entrada escolhida  $\leftarrow$  entrada atual
4. Esperar novo período de amostragem e retornar ao passo 1

## A.4 ALGORITMO DE IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA PROPOSTA

O seguinte algoritmo descreve a técnica de controle proposta considerando, na malha interna,  $h_y = 2$ :

1. função interrupção\_de\_tempo()
  - Amostrar e corrigir correntes
  - Amostrar e corrigir rotação
  - Caso seja necessário, execute
    - Executar controle\_velocidade()
    - satura\_velocidade()
  - controle\_corrente()
  - Aguardar próxima interrupção e retornar a 1
2. fim função
3. função controle\_corrente()
  - Escolher a corrente  $i_s$
  - Calcular corrente predita 0 e salvar
  - Calcular corrente predita 00 e salvar
  - Carregar corrente predita 0
  - Calcular corrente predita 01 e salvar
  - Carregar corrente predita 0
  - Calcular corrente predita 1 e salvar
  - Calcular corrente predita 10 e salvar
  - Calcular corrente predita 11 e salvar
  - Calcular custo de rastreamento das correntes
  - Verificar se alguma corrente passou do limite
  - Adicionar custo de limitação, caso passe
  - Verificar custo mínimo e escolher ação de controle
4. fim função
5. função controle\_velocidade()
  - Carregar  $\chi(k)$ , velocidade lida e referência
  - Calcular  $\chi(k+1)$
  - Gerar vetor de referências futuras  $Y^*$
  - Carregar velocidade anterior
  - Fazer  $\mathbf{G}_y = \mathbf{G}_x X$
  - Calcular  $u = \mathbf{K}_G(Y^* - \mathbf{G}_y)$
  - Fazer  $\omega_m(k-1) = \omega_m(k)$
6. fim função



## APÊNDICE B – DADOS DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Neste apêndice, apresentam-se informações gerais sobre a plataforma experimental.

Para os resultados experimentais, utilizou-se o *kit* TWR-56F8400 da Freescale Semiconductor. Tal *kit* contém uma placa de controle e uma placa de potência, além de um motor BLDC. As placas se comunicam através de dois barramentos conhecidos como *elevators*. Assim, o controlador digital de sinais utilizado se localiza na placa de controle e o inversor trifásico encontra-se na placa de potência.

### B.1 CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS MC56F84789

Para programação da estratégia de controle proposta, foi utilizado o controlador digital de sinais MC56F84789<sup>1</sup>, produzido pela empresa Freescale Semiconductor. A Tabela B.1 apresenta uma relação com as principais características desse dispositivo embarcado.

Tabela B.1 – Relação das principais características do MC56F84789

|                                                             |                                                |
|-------------------------------------------------------------|------------------------------------------------|
| Frequência de barramento principal                          | 100 MHz                                        |
| Máxima capacidade de instruções por segundo                 | 100 MIPS                                       |
| Número de <i>bits</i> do barramento principal de instruções | 32 <i>bits</i>                                 |
| Memória de programa do tipo <i>flash</i>                    | 256 kByt                                       |
| Canais de PWM                                               | até 24 canais                                  |
| Módulos conversores analógico/digital 12 <i>bits</i>        | 2 com 8 canais cada                            |
| Módulos conversores analógico/digital 16 <i>bits</i>        | 1 com 8 canais                                 |
| Conversor digital analógico                                 | 1 de 12 <i>bits</i>                            |
| Periféricos de comunicação                                  | 3 QSCIs<br>3 QSPIs<br>2 IIC/SMBus<br>1 FlexCAN |

Fonte: produção do autor.

Esse dispositivo embarcado é de ponto fixo, sendo que o compilador é capaz de emular a lógica de ponto flutuante, quando a programação é realizada na linguagem C. Entretanto, o uso do ponto flutuante consome muita

<sup>1</sup>Um controlador digital de sinais, segundo a definição da fabricante, é um dispositivo embarcado híbrido entre microcontroladores e processadores digitais de sinais (PDS). Assim, esse dispositivo apresenta periféricos de microcontroladores e núcleo de PDSs.

capacidade de processamento, demandando uma quantidade muito elevada de instruções para operações simples.

Em virtude dessa dificuldade, a fabricante disponibiliza um tipo de dado nativo para esse controlador, conhecido como fracionário. Esse tipo possui variáveis de 16 e 32 *bits*. O tipo fracionário representa dados numéricos com valor entre  $[-1;0,9999]$  para variáveis de 16 *bits*. Assim, a resolução mínima de um dado representado com esse tipo é o valor de 0,0003 que equivale a representação decimal 1. Essa dificuldade de resolução obrigou o uso de variáveis de 32 *bits* para funções de acumulação.

As instruções ligadas ao tipo de dado fracionário, na unidade lógica aritmética, são executadas em um ciclo de barramento e, normalmente, são capazes de realizar um acesso<sup>2</sup> paralelo ou duas leituras de memória RAM. Esse paralelismo só é realizado quando utiliza-se programação em linguagem Assembly.

As instruções que atuam sobre *bits* ou sobre o ciclo de programa consomem mais do que um ciclo de barramento. Isso explica porque a simples lógica de mudança de referência consome mais tempo de processamento do que o controlador preditivo não-linear em seu pior caso.

## B.2 PLACA DE POTÊNCIA

A placa de potência chama-se TWR-MC-LV3PH. A mesma contém um inversor trifásico de 40 W, limitado em potência pela proteção de corrente e pela capacidade de dissipação de calor (feita pela própria placa).

O interruptor de estado sólido utilizado pela placa, do tipo MOSFET, é o IRF540z, da International Rectifier. O mesmo possui capacidade de corrente máxima de 35 A e suporta máxima tensão entre dreno e fonte de 100 V. A resistência de condução desse interruptor é tipicamente 28,5 m $\Omega$ .

A dificuldade maior relacionada ao uso dessa placa refere-se à medição de corrente. No circuito utilizado, o resistor *shunt* utilizado localiza-se após o interruptor inferior do braço. Dessa maneira, caso o interruptor superior (que transfere energia do barramento para a carga) esteja ativado, a medição de corrente torna-se nula. Isso pode acarretar a instabilidade do controlador. A fabricante recomenda realizar a medição quando o vetor  $\vec{v}_0$  é aplicado à carga. Isso é facilmente realizável no caso de um sistema de controle vetorial com modulação SVM-A. Contudo, para estratégias de controles do tipo DTC, esse tipo de sensoriamento não é adequado, uma vez que o próprio controlador escolhe qual vetor espacial é aplicado ao motor.

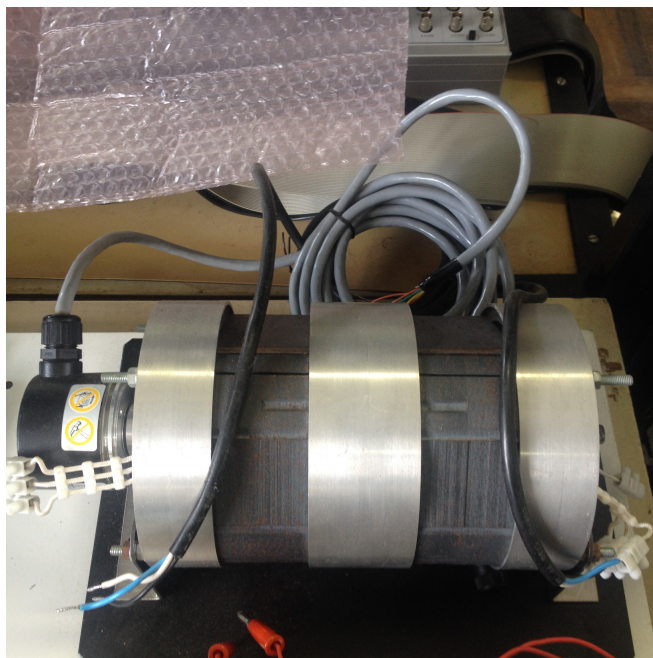
---

<sup>2</sup>Compreende-se "acesso" como escrita ou leitura de uma variável na memória RAM.

### B.3 MOTORES

Neste trabalho, foram simulados dois motores diferentes para os estudos de caso. Ambos os motores estão localizados no Laboratório de Pesquisa em Acionamentos Elétricos (LAPAE), utilizado como ambiente de pesquisa no desenvolvimento desse trabalho. A Figura B.1 apresenta o motor simulado no primeiro estudo de caso. A Figura B.2 apresenta o motor simulado nos demais estudos de caso. Ambos os motores foram utilizados em um trabalho de mestrado anterior, desenvolvido por Andrich (2013).

Figura B.1 – Motor BLDC simulado no primeiro estudo de caso

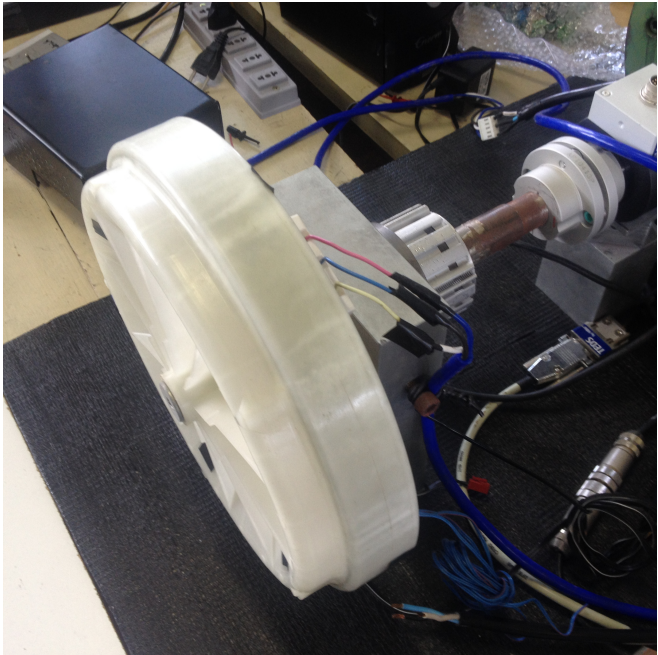


Fonte: produção do autor.

Para a aplicação experimental, foi utilizado um motor BLDC integrante do *kit*. O motor é da fabricante chinesa LINIX, possui 40 W, com tensão nominal de 24 V, torque de 0,09 Nm e rotação de 4000 rpm. A Figura B.3 apresenta esse motor.

Os parâmetros desse motor são apresentados na Tabela B.2.

Figura B.2 – Motor BLAC simulado nos dois últimos estudos de caso



Fonte: produção do autor.

Tabela B.2 – Parâmetros do motor utilizado experimentalmente

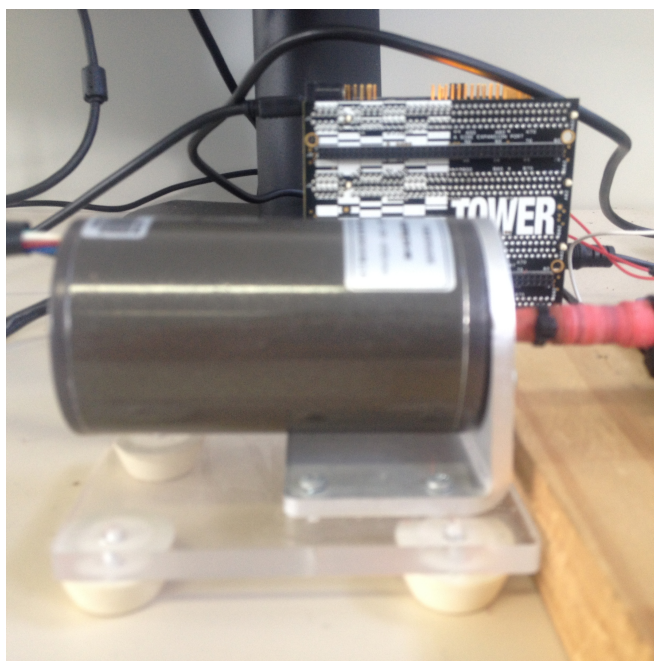
|            |                          |
|------------|--------------------------|
| $r_s$      | $0,5 \, \Omega$          |
| $l_{ss}$   | $0,436 \, \text{mH}$     |
| $b_m$      | $26 \, \mu\text{Nms}$    |
| $j_m$      | $16 \, \mu\text{Nms}^2$  |
| $\kappa_e$ | $0,014 \, \text{Vs/rad}$ |
| $n_p$      | $4$                      |

Fonte: produção do autor.

A Figura B.4 apresenta a plataforma experimental utilizada. Foi utilizado um motor CC de 3,3 V como taco-gerador. Como o mesmo não foi desenvolvido para essa função, utilizou-se um filtro analógico, passa-baixas, de primeira ordem, com frequência de corte de 24 Hz para redução do ruído gerado pelo motor.

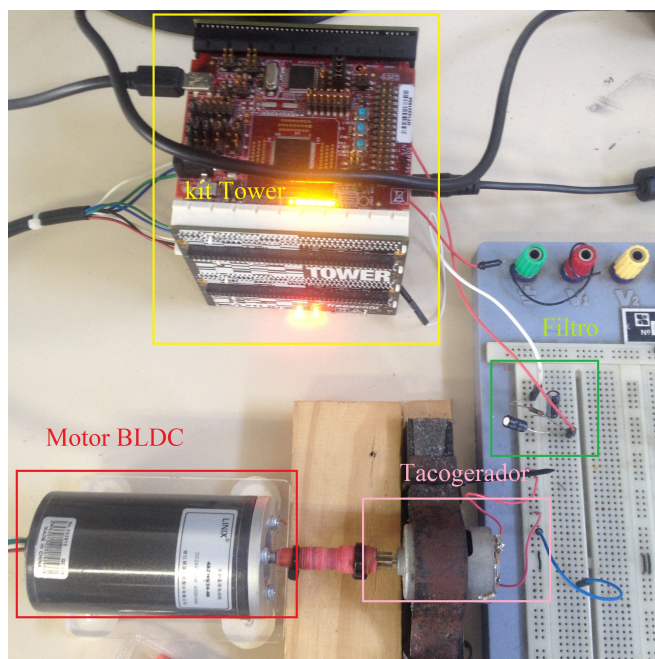


Figura B.3 – Motor BLDC utilizado para obtenção dos resultados experimentais



Fonte: produção do autor.

Figura B.4 – Plataforma experimental



Fonte: produção do autor.