

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS  
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA,  
MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA  
E DE COMPUTAÇÃO

**ESTUDO, IMPLEMENTAÇÃO E OTIMIZAÇÃO  
DE TÉCNICAS DE CONTROLE AVANÇADO**

Cleber Asmar Ganzaroli

[UFG] & [EMC]  
[Goiânia - Goiás - Brasil]  
11 de fevereiro de 2023





UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS  
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

## **TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO (TECA) PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES**

### **E DISSERTAÇÕES NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG**

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a [Lei 9.610/98](#), o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo das Teses e Dissertações disponibilizado na BDTD/UFG é de responsabilidade exclusiva do autor. Ao encaminhar o produto final, o autor(a) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

#### **1. Identificação do material bibliográfico**

Dissertação       Tese       Outro\*: \_\_\_\_\_

\*No caso de mestrado/doutorado profissional, indique o formato do Trabalho de Conclusão de Curso, permitido no documento de área, correspondente ao programa de pós-graduação, orientado pela legislação vigente da CAPES.

**Exemplos:** Estudo de caso ou Revisão sistemática ou outros formatos.

#### **2. Nome completo do autor**

Cleber Asmar Ganzaroli

#### **3. Título do trabalho**

“Estudo, implementação e otimização de técnicas de controle avançado”

#### **4. Informações de acesso ao documento (este campo deve ser preenchido pelo orientador)**

Concorda com a liberação total do documento  SIM       NÃO<sup>1</sup>

**[1]** Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante:

- a)** consulta ao(à) autor(a) e ao(à) orientador(a);
- b)** novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo da tese ou dissertação.

O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

**Obs. Este termo deverá ser assinado no SEI pelo orientador e pelo autor.**



Documento assinado eletronicamente por **Wesley Pacheco Calixto, Usuário Externo**, em 20/01/2023, às 17:08, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Cleber Asmar Ganzaroli, Discente**, em 01/02/2023, às 15:42, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://sei.ufg.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **3463318** e o código CRC **ED28EF81**.

**Referência:** Processo nº 23070.052943/2022-11

SEI nº 3463318

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS  
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA,  
MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA  
E DE COMPUTAÇÃO

**ESTUDO, IMPLEMENTAÇÃO E OTIMIZAÇÃO  
DE TÉCNICAS DE CONTROLE AVANÇADO**

Cleber Asmar Ganzaroli

Tese apresentada à Banca Examinadora como exigência parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal de Goiás (UFG), Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), na área de concentração em Engenharia Elétrica sob a orientação do Prof. Dr. Wesley Pacheco Calixto

[UFG] & [EMC]  
[Goiânia - Goiás - Brasil]  
11 de fevereiro de 2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do  
Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Ganzaroli, Cleber Asmar

Estudo, implementação e otimização de técnicas de controle  
avançado [manuscrito] / Cleber Asmar Ganzaroli. - 2023.

125 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Wesley Pacheco Calixto.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Goiás, Escola de  
Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Goiânia, 2023.

Bibliografia. Apêndice.

Inclui siglas, fotografias, abreviaturas, símbolos, gráfico, tabelas,  
lista de figuras, lista de tabelas.

1. Sistemas de controle. 2. Controle avançado. 3. Otimização. 4.  
Algoritmos genéticos. 5. Motor CC. I. Calixto, Wesley Pacheco, orient.  
II. Título.

CDU 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS

ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

### ATA DE DEFESA DE TESE

Ata Nº **09** da sessão de Defesa de Tese de **Cleber Asmar Ganzaroli** que confere o título de Doutor em **Engenharia Elétrica e de Computação**, na área de concentração em **Engenharia Elétrica**.

Aos seis dias do mês de outubro de dois mil e vinte e dois, a partir das **14h00min.**, realizou-se a sessão pública de Defesa de Tese intitulada “**Estudo, implementação e otimização de técnicas de controle avançado**”. Os trabalhos foram instalados pelo Orientador, Professor Doutor **Wesley Pacheco Calixto - (EMC/UFG)** com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Professor Doutor **Márcio Rodrigues da Cunha Reis - (ENGPROD/IFG)**, membro titular externo, Professora Doutora **Alana da Silva Magalhães - (ELE/IFG)**, membro titular externo, Professor Doutor **Renato de Sousa Gomide - (COMP/IFGoiano)**, membro titular externo, Professor Doutor **Wanderson Rainer Hilário de Araújo - (ENG/PUCGoiás)** membro titular externo e Professor Doutor **Rodrigo Pinto Lemos - (EMC/UFG)** membro titular interno, **cuja participação ocorreu através de videoconferência: meet.google.com/xbj-deuv-ehi**. Durante a arguição os membros da banca **não fizeram** sugestão de alteração do título do **trabalho**. A Banca Examinadora reuniu-se em sessão secreta a fim de concluir o julgamento da Tese tendo sido o candidato **aprovado** pelos seus membros. Proclamados os resultados pelo Professor Doutor **Wesley Pacheco Calixto**, Presidente da Banca Examinadora, foram encerrados os trabalhos e, para constar, lavrou-se a presente ata que é assinada pelos Membros da Banca Examinadora, aos seis dias do mês de outubro de dois mil e vinte e dois.

TÍTULO SUGERIDO PELA BANCA



Documento assinado eletronicamente por **WANDERSON RAINER HILÁRIO DE ARAÚJO, Usuário Externo**, em 06/10/2022, às 15:48, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **ALANA DA SILVA MAGALHAES, Usuário Externo**, em 06/10/2022, às 17:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Rodrigo Pinto Lemos, Professor do Magistério Superior**, em 06/10/2022, às 17:30, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Wesley Pacheco Calixto, Usuário Externo**, em 06/10/2022, às 17:36, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Renato de Sousa Gomide, Usuário Externo**, em 06/10/2022, às 17:40, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **MÁRCIO RODRIGUES DA CUNHA REIS, Usuário Externo**, em 06/10/2022, às 18:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **CLEBER ASMAR GANZAROLI, Discente**, em 07/10/2022, às 16:09, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://sei.ufg.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **3235005** e o código CRC **E9233E90**.

*“Se algum de vocês tem falta de sabedoria, peça-a a Deus, que a todos dá livremente, de boa vontade; e lhe será concedida.”*

TIAGO 1:5



*A Deus, minha família e amigos que acompanharam o esforço  
e dificuldades ultrapassadas. A eles dedico este trabalho.*



## AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente a Deus, por Ele e para Ele são todas as coisas.

Agradeço minha esposa Paula Ferreira Brandão Ganzaroli e meus familiares pela compreensão em minhas ausências e pelo apoio incondicional.

Agradeço imensamente o amigo e orientador professor Wesley Pacheco Calixto, pela dedicação, paciência e principalmente por compartilhar direta e indiretamente conhecimentos que ultrapassaram as fronteiras acadêmicas e que permitiram o meu crescimento científico e pessoal.

Agradeço os perseverantes amigos integrantes do grupo de pesquisa em sistemas de controle do NExT, Mestre Douglas Freire de Carvalho e Mestre Rafael Hidalgo Nunes, pelos esforços, pelos trabalhos e por grandes momentos e conquistas que compartilhamos durante todos esses anos de trabalho. Em especial ao amigo Mestre Luiz Alberto do Couto que além de fazer parte de toda a rotina de pesquisa esteve presente com suas significativas e diversificadas contribuições até a finalização deste trabalho.

Agradeço ao amigo Márcio Rodrigues da Cunha Reis com o qual compartilhei esforços nas etapas iniciais do trabalho.



## RESUMO

Este trabalho propõe a sintonia, implementação, análise e comparação de diferentes estratégias de controle aplicadas ao mesmo sistema. Os controladores estudados são: Proporcional, Integral e Derivativo, Preditivo Não Linear, Controle *Fuzzy* e Controle por Modos Deslizantes. Essas técnicas são aplicadas ao controle de velocidade de um motor CC com excitação independente acionado por um retificador trifásico totalmente controlado. A metodologia propõe o projeto da bancada, a modelagem do sistema real pelo método de identificação do sistema, a análise de sensibilidade e os ajustes dos parâmetros dos controladores utilizando processo de otimização. São realizadas comparações entre as técnicas, destacando suas características e desempenho, considerando condições semelhantes de execução. A robustez de cada controle ao atuar em um sistema não linear é investigada. Todas as técnicas de controle são aplicadas em três diferentes testes: i) sinal de referência do tipo degrau, sem aplicação de carga, ii) sinal de referência com variação de amplitude, sem aplicação de carga e iii) sinal de referência do tipo degrau, com aplicação de carga. As técnicas apresentam desempenho satisfatório na execução do controle proposto, dependendo, portanto, da análise do sistema a ser implementado para determinar o método adequado.

**Palavras-Chave:** Sistemas de controle; Controle avançado; Otimização; Algoritmos genéticos; Motor CC.



# STUDY, IMPLEMENTATION AND OPTIMIZATION OF ADVANCED CONTROL TECHNIQUES

## ABSTRACT

This work proposes the tuning, implementation, analysis and comparison of different control strategies applied to the same system. The controllers studied are: Proportional, Integral and Derivative, Nonlinear Predictive, *Fuzzy* Control and Sliding Mode Control. These techniques are applied to the speed control of an independently excited DC motor driven by a fully controlled three-phase rectifier. The methodology proposes the bench design, the modeling of the real system by the system identification method, the sensitivity analysis and the adjustments of the controllers parameters using an optimization process. Comparisons are made between the techniques, highlighting their characteristics and performance considering similar conditions of execution. The robustness of each control when acting on a non-linear system is investigated. All control techniques are applied in three different tests: i) step-type reference signal, without load application, ii) reference signal with amplitude variation, without load application and iii) step-type reference signal, with load application. The techniques present satisfactory performance in the execution of the proposed control, depending, therefore, on the analysis of the system to be implemented to determine the appropriate method.

**Keywords:** Control systems; Advanced control; Optimization; Genetic algorithms; DC motor.



## SUMÁRIO

Pág.

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SÍMBOLOS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>29</b>
<b>CAPÍTULO 2 SISTEMA, MODELO E SINTONIA DE CONTROLADORES</b> . . . . .	<b>37</b>
2.1 Sistemas . . . . .	37
2.2 Modelos de sistemas . . . . .	37
2.2.1 Modelo de identificação de sistemas . . . . .	39
2.3 Modelo do motor de corrente contínua . . . . .	41
2.3.1 Aspectos construtivos do motor de corrente contínua . . . . .	42
2.3.2 Classificação do motor de corrente contínua . . . . .	43
2.3.3 Acionamento do motor de corrente contínua . . . . .	43
2.4 Sistemas de controle . . . . .	45
2.4.1 Controle proporcional, integral e derivativo . . . . .	46
2.5 Índices de desempenho de controladores . . . . .	48
2.6 Considerações finais . . . . .	49
<b>CAPÍTULO 3 TÉCNICAS DE CONTROLE AVANÇADO</b> . . . . .	<b>51</b>
3.1 Controle preditivo com base em modelo . . . . .	51
3.1.1 Controle preditivo prático não linear . . . . .	52
3.2 Controle <i>Fuzzy</i> . . . . .	54
3.2.1 Operação do controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	56
3.3 Controle por modos deslizantes . . . . .	58
3.3.1 Controle por modos deslizantes discreto utilizando o modelo entrada/saída . . . . .	58
3.4 Considerações finais . . . . .	61

<b>CAPÍTULO 4 OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DE SENSIBILIDADE</b>	<b>63</b>
4.1 Processo de otimização . . . . .	63
4.1.1 Métodos de otimização . . . . .	64
4.1.2 Algoritmo genético . . . . .	65
4.2 Análise de sensibilidade . . . . .	67
4.3 Considerações finais . . . . .	68
<b>CAPÍTULO 5 METODOLOGIA</b> . . . . .	<b>71</b>
5.1 Sistema a ser controlado . . . . .	71
5.1.1 Sistema de controle auxiliar . . . . .	72
5.1.2 Sistema de controle principal . . . . .	74
5.2 Modelagem do sistema a ser controlado . . . . .	75
5.3 Otimização aplicada a sintonia de parâmetros dos controladores . . . . .	77
5.4 Estudo comparativo entre as técnicas de controle . . . . .	79
5.5 Análise de sensibilidade para os parâmetros do sistema . . . . .	79
5.6 Considerações Finais . . . . .	80
<b>CAPÍTULO 6 RESULTADOS</b> . . . . .	<b>81</b>
6.1 Descrição do sistema proposto . . . . .	81
6.2 Identificação e validação do modelo . . . . .	83
6.3 Processo de otimização aplicado à sintonia dos controladores . . . . .	88
6.3.1 Controlador proporcional, integral e derivativo . . . . .	88
6.3.2 Controlador preditivo prático não linear . . . . .	89
6.3.3 Controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	90
6.3.4 Controlador por modos deslizantes . . . . .	92
6.4 Análise comparativa da atuação dos controladores . . . . .	93
6.4.1 Primeiro ensaio: aplicação de sinal degrau . . . . .	93
6.4.2 Segundo ensaio: variação de amplitude do sinal de referência . . . . .	95
6.4.3 Terceiro ensaio: aplicação de carga . . . . .	96
6.5 Análise de sensibilidade para os parâmetros do sistema . . . . .	98
6.5.1 Controlador proporcional, integral e derivativo . . . . .	99
6.5.2 Controlador preditivo prático não linear . . . . .	101
6.5.3 Controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	102
6.5.4 Controlador por modos deslizantes . . . . .	103
6.6 Discussão . . . . .	104
<b>CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>107</b>
7.1 Contribuições do trabalho . . . . .	107

7.2	Trabalhos Futuros . . . . .	109
<b>APÊNDICE A</b>	<b>Análise de sensibilidade para os parâmetros do sistema de controle <i>fuzzy</i> . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>. . . . .</b>	<b>115</b>



## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 Diagrama em blocos de sistema genérico. . . . .	38
2.2 Componentes do motor de corrente contínua. . . . .	42
2.3 Associação dos enrolamento na máquinas de corrente contínua: (a) excitação independente, (b) em derivação, (c) em série e (d) composta. . . .	44
2.4 Diagrama do retificador trifásico controlado de seis pulsos. . . . .	45
2.5 Diagrama de blocos do sistema em malha aberta. . . . .	45
2.6 Diagrama de blocos do sistema em malha fechada. . . . .	46
3.1 Diagrama de blocos do controle preditivo com base em modelo. . . . .	51
3.2 Diagrama de blocos do controle <i>fuzzy</i> . . . . .	55
4.1 Fluxograma do processo de otimização. . . . .	64
4.2 Fluxograma do algoritmo genético clássico. . . . .	66
5.1 Diagrama de blocos do sistema implementado. . . . .	72
5.2 Fluxograma da metodologia de execução do trabalho. . . . .	73
5.3 Composição da integral do erro absoluto. . . . .	76
5.4 Forma trapezoidal da função de pertinência do controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	78
6.1 Bancada com o sistema a ser controlado. . . . .	82
6.2 Comparativo entre a resposta gerada pelo modelo e o sinal medido na planta: (a) velocidade do motor CC, (b) tensão da armadura do motor CC e (c) corrente da armadura do motor CC. . . . .	87
6.3 Evolução da função de avaliação na otimização do controlador PID. . . . .	89
6.4 Evolução da função de avaliação na otimização do CPPNL. . . . .	90
6.5 Formas das funções de pertinência resultantes da otimização de seus limites. . . . .	91
6.6 Evolução da função de avaliação na otimização do controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	92
6.7 Superfície de resposta <i>fuzzy</i> . . . . .	92
6.8 Evolução da função de avaliação na otimização do CPMD. . . . .	93
6.9 Técnicas de controle analisadas para o primeiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura. . . . .	94
6.10 Transitórios analisados para o primeiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura. . . . .	95
6.11 Técnicas de controle analisadas para o segundo ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura. . . . .	97

6.12	Transitório analisados para o segundo ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura. . . . .	98
6.13	Técnicas de controle analisadas para o terceiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura. . . . .	99
6.14	Transitório analisados para o terceiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura. . . . .	100
6.15	Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros do controlador PID. . .	101
6.16	Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros do CPPNL. . . . .	102
6.17	Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros do controle por modos deslizantes. . . . .	104
A.1	Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros da variável linguística erro do controle <i>fuzzy</i> . . . . .	112
A.2	Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros da variável linguística variação do erro do controle <i>fuzzy</i> . . . . .	113
A.3	Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros da variável linguística ação de controle do controle <i>fuzzy</i> . . . . .	114

## LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
6.1 Tempo gasto na otimização dos parâmetros de sintonia dos controladores. . . . .	89
6.2 Parâmetros otimizados do controlador PID. . . . .	89
6.3 Parâmetros otimizados do CPPNL. . . . .	90
6.4 Limites das funções de pertinência para as variáveis de entrada e saída do controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	91
6.5 Parâmetros otimizados para a sintonia do controle por modos deslizantes. . . . .	93
6.6 Sinal de velocidade dos controladores analisados considerando a aplicação de sinal degrau. . . . .	94
6.7 Resposta do sistema para os controladores com aplicação do sinal de referência com variação de amplitude. . . . .	96
6.8 Resposta do sistema com aplicação de carga. . . . .	97
6.9 Valor-base e faixa de variação para o controlador PID. . . . .	100
6.10 Índice de sensibilidade para o controlador PID. . . . .	101
6.11 Valor-base e faixa de operação para o controlador CPPNL. . . . .	102
6.12 Índice de sensibilidade para o controlador CPPNL. . . . .	102
6.13 Índice de sensibilidade para o controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	103
6.14 Valor-base e faixa de operação para o controlador por modos deslizantes. . . . .	104
6.15 Índice de sensibilidade para o controlador por modos deslizantes. . . . .	104
A.1 Valor-base e faixa de operação da variável linguística erro para o controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	111
A.2 Valor-base e faixa de operação da variável linguística variação do erro para o controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	111
A.3 Valor-base e faixa de operação da variável linguística ação de controle para o controlador <i>fuzzy</i> . . . . .	112



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha$	–	Ângulo de disparo
$\alpha_r$	–	Taxa de amortecimento da referência
$\beta$	–	Ângulo de extinção da corrente
$\beta_c$	–	Ângulo crítico de extinção da corrente
$\epsilon$	–	Delta para linearização à cada instante de amostragem
$\eta$	–	Fator de correção do erro de predição
$\ell$	–	Ordem da função
$\gamma_G$	–	Taxa de amortecimento de não linearidade da matriz
$\lambda$	–	Taxa de amortecimento da ação de controle
$\omega$	–	Velocidade angular
$\tilde{u}$	–	Entrada predita do sistema
$\tilde{y}$	–	Saída predita do sistema
$\tilde{y}_{SC}$	–	Saída predita sem correção
$a_f$	–	Fator de ajuste do filtro
$A_P$	–	Área para penalização
$B$	–	Constante de atrito viscoso
$C_P$	–	Constante de penalização
$d$	–	Atraso de resposta
$D$	–	Derivativo
$D_F$	–	Constante do filtro passa-baixas
$e$	–	Erro
$E$	–	Força contra-eletromotriz
$f$	–	Resposta livre do sistema
$F$	–	Vetor de resposta livre do sistema
$f_d$	–	Constante para filtro de primeira ordem
$f(x)$	–	Função de avaliação
$f(x^*)$	–	Função de avaliação otimizada
$g$	–	Amostras periódicas da saída do sistema em resposta a degrau
$G$	–	Matriz dinâmica
$G_{CPPNL}$	–	Matriz dinâmica generalizada
$h$	–	Amostras periódicas da saída do sistema
$I$	–	Integral
$I_a$	–	Corrente da armadura
$I_f$	–	Corrente do campo
$I_N$	–	Corrente nominal
$I_O$	–	Corrente de saída
$I_P$	–	Corrente de pico
$J$	–	Momento de inércia
$K_{if}$	–	Constante integral do filtro
$K_D$	–	Constante derivativa
$K_F$	–	Constante do filtro

$K_I$	–	Constante integral
$K_P$	–	Constante proporcional
$K_t$	–	Constante de torque
$K_v$	–	Constante de força contra-eletromotriz
$L$	–	Carga indutiva
$L_a$	–	Indutância da armadura
$n_a$	–	Número de regressores de saída do modelo
$n_b$	–	Número de regressores de entrada do modelo
$N_d$	–	Horizonte de atraso
$n_k$	–	Atraso dos regressores do modelo
$N_m$	–	Horizonte do modelo
$N_u$	–	Horizonte de controle
$N_y$	–	Horizonte de predição
$P$	–	Proporcional
$R$	–	Carga resistiva
$r$	–	Referência
$R_a$	–	Resistência da armadura
$R_f$	–	Resistência de campo
$r_m$	–	Vetor de média dos regressores do modelo
$T_D$	–	Constante de tempo derivativo
$T_d$	–	Torque desenvolvido
$T_F$	–	Constante de tempo do filtro
$T_I$	–	Constante de tempo integral
$T_l$	–	Torque de carga
$T_s$	–	Período de amostragem
$T1$	–	Tiristor 1
$T2$	–	Tiristor 2
$T3$	–	Tiristor 3
$T4$	–	Tiristor 4
$T5$	–	Tiristor 5
$T6$	–	Tiristor 6
$u$	–	Entrada do sistema
$u_p$	–	Entradas passadas do sistema
$V_{ab}$	–	Tensão entre fases A e B
$V_{ac}$	–	Tensão entre fases A e C
$V_{ba}$	–	Tensão entre fases B e A
$V_{bc}$	–	Tensão entre fases B e C
$V_{ca}$	–	Tensão entre fases C e A
$V_{cb}$	–	Tensão entre fases C e B
$V_a$	–	Tensão da armadura
$V_f$	–	Tensão do campo
$V_N$	–	Tensão nominal

- $V_O$  – Tensão de saída
- $w_r$  – Trajetória de referência
- $x_r$  – Vetor de regressores do modelo
- $y$  – Saída do sistema
- $y_p$  – Saídas passadas do sistema
- $z$  – Operador de atraso



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AG</i>	–	Algoritmo genético
<i>ARX</i>	–	Modelo auto regressivo com entradas exógenas
<i>CA</i>	–	Corrente alternada
<i>CC</i>	–	Corrente contínua
<i>CI</i>	–	Circuito integrado
<i>CMD</i>	–	Controle por matriz dinâmica
<i>CPBM</i>	–	Controle preditivo baseado em modelos
<i>CPBML</i>	–	Controle preditivo baseado em modelo linear
<i>CPBMNL</i>	–	Controle preditivo baseado em modelo não linear
<i>CPMD</i>	–	Controle por modos deslizantes
<i>CPPNL</i>	–	Controle preditivo prático não linear
<i>CPG</i>	–	Controle preditivo generalizado
<i>IAE</i>	–	Integral do valor absoluto do erro
<i>MCC</i>	–	Motor de corrente contínua
<i>MIMO</i>	–	Sistemas multivariáveis
<i>NARMAX</i>	–	Modelo não linear auto regressivo de média móvel com entradas exógenas
<i>PID</i>	–	Proporcional, integral e derivativo
<i>PWM</i>	–	<i>Pulse width modulation</i>
<i>RLE</i>	–	Carga formada por resistor, indutor e força contra-eletromotriz
<i>rpm</i>	–	Rotações por minuto
<i>SISO</i>	–	Sistemas com única entrada e única saída



## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

O rápido desenvolvimento tecnológico associado a elevados índices de produtividade, limitada oferta de insumos e intervalos de produção gradativamente menores exigem a busca por soluções industriais eficientes. Os sistemas de controle são fundamentais no cumprimento desta tarefa. Eles atuam garantindo que as respostas dos sistemas controlados estejam dentro de limites estabelecidos em projeto (FRANKLIN, 2013).

O histórico evolutivo do controle automático está estreitamente relacionado com a realimentação da variável de saída do processo a ser controlado. As primeiras implementações do controle automático realimentado mencionadas na literatura ocorreram na Grécia por volta do século III a.C. Desenvolvidas por Ktesibios e Phílon, são destinadas a regulação do nível de líquidos (HILL, 2012). Na sequência, destacam-se a criação da válvula para o controle de pressão projetada por Denis Papin e o controle de temperatura realizado por Cornelis Drebbel, ambos no século XVII. No século XVIII, James Watt constrói o controle de velocidade de máquinas a vapor através do regulador de esferas flutuantes. Estas e outras aplicações executadas até então são embasadas no processo empírico, somente a partir do século XIX inicia-se a elaboração de formulações teóricas e matemáticas referentes ao controle automático (MAYR, 1970).

A fundamentação da teoria de controle é estabelecida principalmente em duas vertentes principais que utilizam equações diferenciais: i) no domínio do tempo e ii) no domínio da frequência. Entre os estudiosos estão Maxwell (1859), Routh e Fuller (1975) e Lyapunov (1892) cujos trabalhos são relacionados com a estabilidade de sistemas. Bode (1945) e MacFarlane e Nyquist (1979) utilizam o domínio da frequência para a análise de amplificadores com realimentação. No histórico de sistemas de controle destaca-se a técnica de controle Proporcional, Integral e Derivativo (PID), originada a partir das observações de Minorsky (1922) sobre a pilotagem automática de navios. Desde então o controle PID torna-se objeto de estudos, publicações e implementações ocupando mais de 90% do cenário mundial do controle de processos (UNAR, 1995; DESBOROUGH; MILLER, 2002; KNOSPE, 2006).

Homberg e Weiss (2006) aplicam o controle PID na temperatura do processo de endurecimento do aço a laser buscando a profundidade de endurecimento prescrita, evitando a fusão da superfície. O controle é aplicado ao modelo matemático formado pelo sistema de equações diferenciais ordinárias para as frações de volume de fase

acopladas à equação de calor. Os resultados apontam que a melhor estratégia é controlar a temperatura próxima ao limite inferior da zona de endurecimento.

Marchetti et al. (2008) avalia a técnica PID no controle da glicemia em pacientes com diabetes tipo um. Com base no modelo fisiológico conhecido na literatura específica da área, os autores combinam a técnica PID com a ministração de insulina. Os resultados da simulação demonstram que a estratégia de controle proposta se compara com outras alternativas utilizadas em condições reais. A estratégia proposta no trabalho demonstra ser superior tanto para alterações de sensibilidade à insulina como para desafios de refeições com estimativas de baixo teor de carboidratos.

Li e Li (2011) empregam a estratégia PID no controle de posição e orientação do quadrotor com seis graus de liberdade. O modelo é inicialmente desenvolvido com base na arquitetura da aeronave. Na sequência é realizado o projeto do controlador, com base nas simulações do sistema, posteriormente validado com a implementação no quadrotor. Os resultados da simulação indicam pequeno sobressinal, erro de estado estacionário aproximadamente nulo e rápida resposta do sistema condizentes com os resultados experimentais.

A necessidade em controlar sistemas não lineares com dinâmicas de comportamentos complexas vinculadas ao requisito de aumento na eficiência destes sistemas, são fatores limitantes para a utilização do controle PID. Neste sentido, há crescente motivação da demanda por estratégias de controle avançado que fundamentadas no desenvolvimento tecnológico, permitam atender estas demandas. Entre as técnicas de controle avançado destaca-se: i) controle preditivo com base em modelo (CPBM), ii) controle *fuzzy*, iii) controle por modos deslizantes (*sliding modes*), iv) controle adaptativo com utilização de redes neurais e v) vários outros (CAMPOS; SAITO, 2004).

Rodríguez et al. (2004) ressaltam a eficiência do controle preditivo com base em modelo (CPBM) no controle de corrente do inversor de tensão. O método recorre ao modelo de tempo discreto do sistema para prever o valor futuro da corrente de carga considerando todos os possíveis vetores de tensão gerados pelo inversor. Entretanto, só é implementado o vetor de tensão que minimiza o erro entre a corrente de referência e a carga. Os resultados obtidos apresentam maior eficiência quando comparado com técnicas como histerese e modulação por largura de pulso. Com base na melhoria da dinâmica do sistema utilizando este controlador em relação às soluções clássicas, os autores o apontam como alternativa para aplicações em sistemas de resposta rápida.

Ma et al. (2011) utilizam modelo composto pelos sistemas de aquecimento e resfriamento no projeto do CPBM para otimizar o agendamento e a operação da planta central de sistemas de refrigeração com armazenamento de energia térmica. O controlador baseia-se em modelos simplificados de resfriadores, torres de resfriamento, tanques de armazenamento térmico e edifícios para determinar a energia térmica ideal para armazenagem, considerando a predição das cargas de construção e condições climáticas. Os experimentos apresentam redução no custo de eletricidade e a melhoria de 19,1% na eficiência. A otimização fundamentada nos modelos, característica da ação de controle preditivo, é determinante no ganho de eficiência da gestão energética do sistema.

Ribeiro et al. (2016) aplicam a técnica CPBM na produção *offshore* de petróleo, considerando desde poço até a planta de processamento. As análises da estratégia de controle são realizadas utilizando modelos matemáticos de poços, de linhas de fluxo e de plantas de separação através de simulação computacional. Os resultados verificados para a estratégia de controle proposta são satisfatórios em cenários confiáveis de comportamento do sistema. Os autores destacam a capacidade do CPBM em manter a qualidade durante as perturbações, no uso inteligente dos valores de referência (*setpoints*), na harmonia com as considerações econômicas e perturbações, além da operação segura sem violação das restrições mesmo na presença de perturbações.

Khatun et al. (2003) utilizam o controle *fuzzy* no sistema de frenagem à prova de travamento (*Anti-lock Braking System - ABS*). A base de regra inicial é estabelecida a partir de estudos de simulação, a seguir esta base é testada experimentalmente de forma a reproduzir a dinâmica do sistema de frenagem. Os resultados sugerem que o controle é capaz de compensar o complexo comportamento não-linear, particularmente em condições de estradas congeladas. A estratégia proposta se apresenta como solução deste sistema de elevada dinâmica. Desta forma, permite melhorar o desempenho longitudinal além de oferecer potencial significativo para o controle ideal de rodas acionadas, inclusive em condições adversas.

Cupertino et al. (2006) apresentam novo algoritmo de navegação para robôs autônomos com base em lógica *fuzzy*. O método é implementado através da estratégia de controle hierárquico na qual três diferentes comportamentos reativos são fundidos em única lei de controle por meio de supervisor *fuzzy*. Este supervisor atua garantindo não só realização da tarefa mas também a segurança do robô. A estratégia se apresenta com baixo custo computacional, reconfigurável e com desempenho em

ampla gama de condições operacionais e ambientes. A lógica *fuzzy* apresenta significativo potencial para a obtenção de decisões eficientes, capazes de transpor as deficiências dos sensores e atuadores utilizados.

Algazar et al. (2012) propõem método de controle inteligente para o monitoramento do ponto de máxima potência (MPPT) de sistema fotovoltaico sob condições variáveis de temperatura e insolação. O controlador *fuzzy* é aplicado ao dispositivo conversor CC-CC do sistema de bombeamento de água fotovoltaico autônomo. O sistema é inicialmente modelado, simulado e os resultados desta simulação são comparados com os obtidos pelo sistema sem MPPT. Os resultados da simulação apresentam o aumento da eficiência na produção de energia. Os autores informam da necessidade de se ter o controle eficiente, uma vez que o aumento da energia gerada representa elevados ganhos, principalmente em sistemas de maior porte.

Na antiga União das Repúblicas Socialistas Soviéticas, atualmente Rússia, através das pesquisas realizadas por Emel'yanov, Taran, Utkin e Itkin, origina-se a técnica de controle por modos deslizantes (CPMD) ou *sliding modes*. Esta teoria permanece restrita aos soviéticos até a década de 1970 quando é mundialmente divulgada através das obras de Itkis (1976) e Utkin (1977). A técnica consiste em garantir que os estados do sistema sejam direcionados, alcancem e permaneçam sobre a superfície preestabelecida que atenda as especificações de projeto, denominada deslizante ou de chaveamento (SLOTINE; LI, 1991).

Wai e Shih (2010) empregam o CPMD para controlar a tensão do conversor CC-CC elevador convencional. O controle é fundamentado na descrição da estrutura do circuito e modelagem do sistema. A proposta desconsidera a região de alcance da superfície deslizante e obtém como resultado melhoria da resposta transitória e da robustez quando comparada ao controle PID.

Xia et al. (2011) controlam a atitude do modelo de míssil com aerodinâmica não linear. Neste trabalho o controlador de modo deslizante é combinado com a técnica *backstepping*<sup>1</sup> para garantir que as variáveis de estado do sistema de malha fechada converjam para o estado de referência através da estimativa da variável desconhecida pelo observador de estado estendido. Os resultados apresentam o alcance dos ângulos de atitude comandados. Os autores destacam a importância da sintonia adequada de parâmetros do controlador independente da presença do observador de estados.

---

<sup>1</sup>O algoritmo *backstepping* consiste na técnica recursiva utilizada para construção de leis de controle de realimentação a partir das funções de Lyapunov.

Corradini et al. (2012) controlam o desempenho de rastreamento do manipulador robótico planar através do CPMD. Este é implementado através do algoritmo de tempo discreto robusto acoplado ao estimador de incerteza com base em modos de deslizamento. Os resultados experimentais apresentam melhoria no desempenho do rastreamento da trajetória, robustez na presença de imprecisões do modelo e das perturbações, inclusive no acréscimo da carga. A utilização do modelo com reduzida sensibilidade à variação paramétrica, apresenta melhoria no desempenho tanto em relação ao CPMD de tempo discreto padrão, quanto ao controle PID.

A teoria de controle apresenta diversas técnicas capazes de atender os mais variados tipos de sistemas, porém deve-se atentar para o processo de sintonia destes controladores. O processo de sintonia é comum a todas as técnicas de controle e é essencial para a melhoria do desempenho do controlador (OGATA, 2011). A sintonia consiste no ajuste dos parâmetros do controlador com o intuito de atender aos requisitos desejados para a resposta do sistema (FRANKLIN, 2013). Atualmente, preocupa-se não somente com o cumprimento destes requisitos mas também com a eficiência envolvida nesta tarefa. Além dos métodos empíricos, o processo de otimização é ferramenta utilizada na sintonia eficiente dos controladores (GODOY, 2012).

Yongqiang et al. (2008) utilizam a otimização para sintonia dos parâmetros do controle CPMD no problema de rastreamento de atitude de espaçonave rígida com trajetória desejada. Os parâmetros do controlador são otimizados por meio de algoritmo genético, minimizando o índice ponderado de erro quadrático (IEQ) do sistema e o termo relacionado com a restrição de entrada de controle. Os resultados da simulação apresentam que o algoritmo proposto possui melhor robustez contra a incerteza da matriz de inércia e torques de perturbação externos. O CPMD variante no tempo pode garantir melhor robustez após a inicialização do sistema e desta forma reduzir o tempo de ajuste.

Solihin et al. (2011) projetam o controlador PID aplicado ao modelo de motor de corrente contínua usando a otimização através do algoritmo de enxame de partículas (*Particle Swarm Optimization* - PSO). Os resultados indicam que os controladores PID cujos parâmetros são obtidos através da otimização baseada em PSO têm menos sobressinal em comparação com o método clássico de Ziegler-Nichols. Os autores destacam o benefício de usar abordagem de otimização moderna como solução complementar na melhoria de desempenho do controlador PID projetado pelo método convencional.

Suzuki et al. (2012) formulam o problema de ajuste otimizado dos parâmetros do

CPBM para diferentes tipos de plantas. A solução é obtida através do PSO. A escolha é justificada pela função de avaliação ser não analítica e não convexa, desta forma a aplicação do método de gradiente ou outros métodos determinísticos se tornaria laborioso. Os resultados numéricos para exemplos simples apresentam a eficiência do método de ajuste otimizados por PSO. Os autores verificam que quando restrições são impostas é possível aplicar algoritmo de otimização restrito para resolver o problema de controle ótimo. Além disto, para a aplicação do método proposto verifica-se a necessidade da escolha do modelo adequado quando as equações de saída são levadas em consideração.

Khooban et al. (2013) otimizam os parâmetros do controlador *fuzzy* aplicado ao modelo completo do sistema de regulação da glicose-insulina. A otimização é realizada por meio do PSO ponderado. Os resultados da simulação indicam que o controle proposto pode tolerar com sucesso a incerteza na dinâmica do modelo do paciente. Além disto, é capaz de rejeitar rapidamente as perturbações da refeição e rastrear a referência de glicose. A robustez do controlador proposto em garantir a eficiência do sistema o tornam altamente apropriado em aplicações viáveis, como o microbombas de infusão de insulina.

A resposta do sistema controlado está diretamente relacionado aos parâmetros de ajuste do controlador. Deste modo, mensurar a influência individual destes parâmetros sobre tal resposta caracteriza a análise de sensibilidade (HAMBY, 1994). Precup e Preitl (2006) propõem método de análise de estabilidade além de realizar a análise de sensibilidade de sistemas de controle *fuzzy* dedicados ao controle de servo-sistemas em aplicações mecatrônicas. O método apresentado é satisfatoriamente validado através de estudos de caso, resultados de simulação e resultados experimentais em tempo real. O trabalho é focado em controladores PI-*fuzzy*, mas também pode ser aplicado em controladores PD-*fuzzy* ou PID-*fuzzy*.

David et al. (2011) utilizam a análise de sensibilidade aplicada ao ajuste ideal de controladores PI dedicados a classe de processos de segunda ordem com componentes integrais e parâmetros variáveis. Para isto são definidas funções de avaliação formadas por funções de sensibilidade de saída e pelo critério da integral de erro absoluto (IEA). A solução destas funções de avaliação é realizada por meio dos algoritmos de otimização PSO e pelo algoritmo de busca gravitacional (*Gravitational Search Algorithms* - GSA). Os resultados apontam a vantagem dos algoritmos evolutivos empregados em problemas de otimização relacionados ao ajuste ótimo de controladores. A metodologia proposta tem custo de implementação computacional,

eficiência e convergência desejada.

Babel et al. (2012) analisam o efeito que erros paramétricos têm sobre o desempenho e a sensibilidade em máquinas síncronas de ímãs permanentes. Inicialmente os parâmetros reais são encontrados, em seguida determina-se o efeito da variação de cada parâmetro no desempenho da saída. A simulação é realizada em sistema formado por controlador PI associado ao modelo da máquina. Os resultados indicam que as características operacionais são menos sensíveis à resistência e mais sensível à indutância e à ligação de fluxo devido aos ímãs.

A literatura apresenta vários trabalhos referentes ao emprego e otimização de diferentes técnicas de controle nos mais variados contextos. No entanto, tem-se a lacuna para trabalhos que implementem várias técnicas de controle na mesma planta e que utilize a análise de sensibilidade de parâmetros no modelo otimizado de forma a indicar o desempenho de cada controlador. O desenvolvimento dos modelos e a implementação de várias técnicas de controle otimizadas, a informação dos gargalos de cada técnica de controle com a análise dos parâmetros de ajuste para cada técnica, justifica este trabalho.

Desta forma, é possível construir a hipótese primária deste trabalho: **se** é possível a implementação das técnicas de controle: i) proporcional, integral e derivativa, ii) preditivo prático não linear, iii) *fuzzy* e iv) por modos deslizantes no sistema formado por motor de corrente contínua acionado por retificador trifásico totalmente controlado, **então** pode-se realizar a análise de sensibilidade para os parâmetros dos referidos controladores, obtê-los através do processo de otimização, assim como implementá-los no sistema e comparar seus resultados práticos.

O objetivo geral deste trabalho consiste em comparar diferentes técnicas de controle, destacar suas especificidades, apresentar seus parâmetros de ajustes bem como realizar a análise de sensibilidade para cada parâmetro de ajuste de cada controlador. Os objetivos específicos são: i) modelar, simular e implementar o sistema formado por motor de corrente contínua acionado por retificador trifásico totalmente controlado, ii) projetar, simular e implementar o algoritmo de controle proporcional, integral e derivativo, controle preditivo com base em modelo, controle *fuzzy* e controle por modos deslizantes ao sistema proposto, iii) calcular e analisar a sensibilidade dos parâmetros de ajuste dos controladores estudados e iv) comparar os resultados obtidos em simulação com os resultados obtidos em bancada, analisando o desempenho dos controladores.

Este trabalho tem em vista fechar as lacunas deixadas pelos trabalhos: i) mestrado de Márcio Rodrigues da Cunha Reis em 2014 (UFG), que estabelece análise comparativa de métodos de otimização aplicados a sintonia do controlador PI, ii) mestrado de Douglas Freire de Carvalho em 2017 (UFG), com foco na sintonia de controlador preditivo não linear, iii) mestrado de Rafael Nunes Hidalgo Monteiro Dias em 2017 (UFG), que realiza a análise comparativa de técnicas de controle *fuzzy* e matriz dinâmica e iv) mestrado de Luiz Alberto do Couto em 2018 (UFG), o qual aborda a análise comparativa do controle por modos deslizantes (CPMD) com o controle preditivo não linear (CPPNL). Desta forma, este trabalho tem foco na otimização dos parâmetros de ajuste e comparação dos resultados da aplicação das diferentes técnicas de controle aplicadas no sistema a ser controlado.

Este trabalho está dividido em sete capítulos. O Capítulo 2 descreve as principais características do sistema a ser controlado e sua modelagem bem como a teoria básica dos sistemas de controle e do clássico controle Proporcional, Integral e Derivativo. O Capítulo 3 apresenta as técnicas de controle avançado analisadas: i) controle preditivo com base em modelo, ii) controle *fuzzy* e iii) controle por modos deslizantes. O Capítulo 4 aborda o processo de otimização em conjunto com a análise de sensibilidade. No Capítulo 5 apresenta-se a metodologia utilizada e o Capítulo 6 descreve os resultados obtidos. O Capítulo 7 finaliza com as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 2

### SISTEMA, MODELO E SINTONIA DE CONTROLADORES

Este capítulo define sistema, modelo e descreve o motor de corrente contínua. Apresenta os aspectos construtivos, a classificação e a forma de acionamento destes motores. Apresenta ainda a identificação de sistemas através do método não linear autorregressivo de média móvel com entradas exógenas e ao final, tem-se breve descrição dos sistemas de controle, seus conceitos básicos e a apresentação do controlador proporcional, integral e derivativo com os principais índices de desempenho utilizados para análise dos controladores.

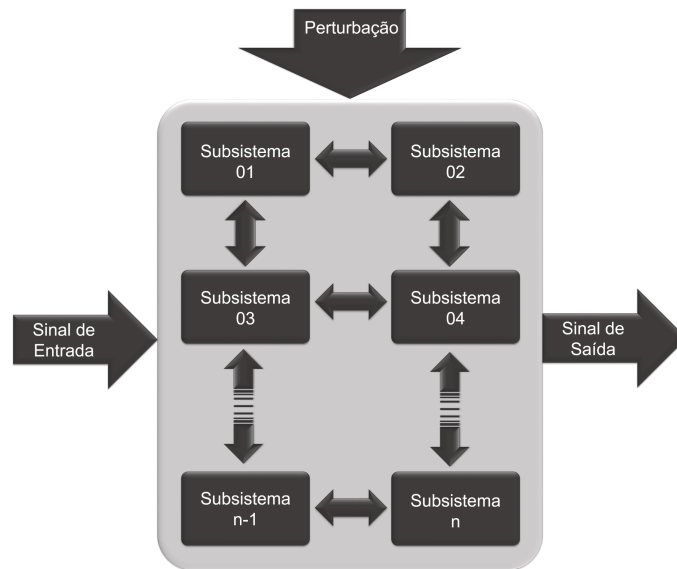
#### 2.1 Sistemas

Sadiku e Ali (2015) definem sistema como a coleção de dispositivos que operam sobre o sinal de entrada ou excitação, para produzir o sinal de saída ou resposta. Haykin e Veen (2001) entendem sistema como elemento que manipula um ou mais sinais para realizar alguma função, produzindo assim, novos sinais. De acordo com Dorf e Bishop (2013), sistema consiste na interconexão de elementos e dispositivos para determinada finalidade. OGATA (2011) descreve que a dimensão do conceito de sistema não faz referência somente a itens físicos, mas também a fenômenos abstratos dinâmicos.

A determinação dos sinais de entrada e saída está diretamente relacionada com a finalidade do sistema. Girod et al. (2001) caracteriza os sinais de entrada como aqueles que são independentes do sistema e os sinais de saída contém informações geradas pelo sistema como resposta aos sinais de entrada. A Figura 2.1 ilustra o diagrama geral da representação em bloco de sistema juntamente com os sinais de entrada e saída. O sistema pode ser subdividido em partes menores denominadas subsistemas. Existem ainda sinais denominados perturbações ou distúrbios, que podem influenciar os sinais de entrada e/ou saída ocasionando funcionamento indesejado dos sistemas.

#### 2.2 Modelos de sistemas

Pieter (1974) conceitua modelo como a representação dos aspectos essenciais do sistema, a qual apresenta conhecimento deste em forma utilizável. De acordo com Aström e Murray (2010) modelo é a representação de sistema físico, biológico ou de informação. Para Seborg et al. (2016) trata-se da abstração matemática do processo real. Para que seja possível analisar, controlar e até mesmo projetar sistemas é



**Figura 2.1** - Diagrama em blocos de sistema genérico.

fundamental a representação dos mesmos através do modelo. Esta representação matemática deve ser aproximação capaz de estabelecer graus de precisão, exatidão e complexidade coerentes com sua finalidade. Entre as aplicações do modelo que mais se destacam estão a predição, simulação, otimização e o projeto de sistemas de controle.

Garcia (2005) classifica modelo sob aspecto geral, em dois grupos: i) físicos e ii) matemáticos. O primeiro referem-se aos protótipos e plantas piloto construídos normalmente em escala e capazes de reproduzir características desejadas de comportamento do sistema original, como os túneis de vento. O segundo grupo é formado por expressões matemáticas responsáveis por descrever o comportamento numérico de grandezas relacionadas ao sistema.

Aguirre (2007) associa três principais formas de obtenção dos modelos matemáticos com a quantidade de conhecimento referente ao sistema: i) modelo **caixa-branca**, ii) modelo **caixa-cinza** e iii) modelo **caixa-preta**. O modelo **caixa-branca** é resultante da aplicação de leis físicas, químicas e relações matemáticas que pressupõem significativo conhecimento prévio sobre o sistema. No modelo **caixa-cinza** existe algum conhecimento que auxilie na busca das relações entre os dados experimentais e no modelo **caixa-preta** tem-se a ausência total de qualquer tipo de conhecimento

prévio do sistema na busca pela relação matemática para os dados de entrada e saída, que são obtidos experimentalmente.

A complexidade das situações práticas e a não linearidade na dinâmica dos sistemas, na maioria das vezes inviabilizam a obtenção de conhecimento prévio, dificultando a aplicação das relações entre as diversas variáveis e as grandezas relacionadas. Nestes casos, torna-se recomendável a utilização dos dados experimentais de **entrada** e **saída** do sistema na busca de relações matemáticas que os descrevam, caracterizando a identificação de sistemas (ÅSTRÖM; EYKHOFF, 1971).

Ljung e Glad (1994) definem identificação de sistemas como a técnica para construir e complementar modelos a partir de dados medidos experimentalmente. O histórico de aplicação da identificação de sistemas apresenta inicialmente a utilização de modelos matemáticos lineares para os sistemas analisados. No entanto, em sistemas reais a representação linear exige limitações a regiões específicas de operação, além de não reproduzir dinâmicas complexas das características dos sistemas (RODRIGUES, 1996).

Aguirre (2007) destaca as principais etapas aplicadas na identificação de sistemas: i) testes dinâmicos e coleta de dados, ii) escolha da representação matemática, iii) seleção da estrutura do modelo, iv) estimativa dos parâmetros do modelo e v) validação do modelo com o sistema real. Os testes dinâmicos e as coletas de dados consistem na obtenção das informações fundamentais provenientes do sistema. A escolha do tipo de representação matemática influencia diretamente na seleção da estrutura, fase na qual os parâmetros que compõem o modelo são selecionados. A validação verifica se o modelo identificado possui as características dinâmicas e estáticas do sistema real.

### 2.2.1 Modelo de identificação de sistemas

Um dos métodos de identificação de sistema não linear utilizado na literatura é o modelo não linear autorregressivo de média móvel com entradas exógenas (*nonlinear autoregressive moving average model with exogenous inputs* – NARMAX). Este modelo faz referência à estruturas paramétricas de **entrada/saída** aptas a representar classe de sistemas reais, dinâmicos e não lineares (JACOME, 1996). A estrutura do NARMAX é composta por termos contendo informações passadas das entrada  $u(k)$ , da saída  $y(k)$  e do ruído  $e(k)$  do processo, representado por (AGUIRRE, 2007):

$$y(k) = F^\ell[y(k-1), \dots, y(k-n_a), u(k-\tau_d), \dots, u(k-n_b), e(k-1), \dots, e(k-n_e)] + e(k) \quad (2.1)$$

na qual  $F^\ell(y, u, e)$  é a função polinomial de grau  $\ell \in \mathbb{N}$ ,  $\tau_d$  é o tempo morto,  $n_a$ ,  $n_b$  e  $n_e$  são, respectivamente, os máximos atrasos em  $y$ ,  $u$  e  $e$ , e  $e(k)$  representa os efeitos que não são capturados por  $F$ .

A expansão da parcela determinística da expressão (2.1) através do somatório de termos com graus de não linearidade variando na faixa  $[1 \leq m \leq \ell]$  é dado por:

$$y(k) = \sum_{g=0}^{\ell} \sum_{h=0}^g \sum_{n_1, n_g}^{n_a, n_b} c_{h, g-h}(n_1, \dots, n_g) \prod_{i=1}^h y(k-n_i) \prod_{i=h+1}^g u(k-n_i) \quad (2.2)$$

com

$$\sum_{n_1, n_g}^{n_a, n_b} \equiv \sum_{n_1=1}^{n_a} \dots \sum_{n_g=1}^{n_b} \quad (2.3)$$

sendo  $n_a$  e  $n_b$  os limites superiores para os termos do tipo  $y(k-n_i)$  e do tipo  $u(k-n_i)$ , respectivamente. Portanto, cada termo de grau  $g$  pode conter fator de grau  $h$  do tipo  $y(k-i)$  e fator de grau  $(g-h)$  do tipo  $u(k-i)$  sendo multiplicado por parâmetro representado como:  $c_{h, g-h}(n_1, \dots, n_m)$ . O modelo NARMAX polinomial formado por termos linear e não linear, é dado por (AGUIRRE, 2007):

$$F(x_r) = (x_r - r_m) \cdot C_L + C_{NL} \cdot f^\ell [(x_r - r_m) \cdot C_f] + d \quad (2.4)$$

na qual  $x_r$  é o vetor de valores dos regressores,  $r_m$  é o vetor de média dos regressores,  $C_L$  é o coeficiente linear,  $C_{NL}$  é o coeficiente não linear,  $d$  é a compensação do sinal e  $C_f$  é o coeficientes da função  $f$  de ordem  $\ell$ . Nesta abordagem é possível absorver particularidades não contempladas em modelos não lineares de estruturas rígidas. Para descrição da função não linear  $f$  em modelos NARMAX, utiliza-se a função sigmoide, dada por (GARCÉS et al., 2016):

$$f(z) = \frac{1}{e^{-z} + 1} \quad (2.5)$$

Deste modo, substituindo (2.5) em (2.4) tem-se o modelo com estrutura NARMAX, dado por:

$$F(x_r) = (x_r - r_m) \cdot P \cdot L + \sum_{i=1}^{\ell} a_i f [(x_r - r_m) Q b_i + c_i] + d \quad (2.6)$$

na qual  $P$  é a constante determinante do subespaço linear,  $L$  é o coeficiente linear,  $A = \{a_1, a_2, \dots, a_\ell\}$  é o coeficiente não linear e  $d$  é a compensação,  $B = \{b_1, b_2, \dots, b_\ell\}$  e  $C = \{c_1, c_2, \dots, c_\ell\}$  são coeficientes da função sigmoide  $f$  de ordem  $\ell$ , na qual  $Q$  é a constante determinante do subespaço não linear,  $B$  é a matriz de dilatação e  $C$  é o vetor de translação.

Em situações com múltiplas entradas e saídas o modelo (2.1) pode ser expandido, sendo expresso por:

$$\mathbf{y}(k) = F^\ell[\mathbf{y}(k-1), \dots, \mathbf{y}(k-n_a), \mathbf{u}(k-\tau_d), \dots, \mathbf{u}(k-n_b), \mathbf{e}(k-1), \dots, \mathbf{e}(k-n_e)] + \mathbf{e}(k) \quad (2.7)$$

na qual  $F[\cdot]$  é função vetorial e

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ \vdots \\ y_{n_o}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ \vdots \\ u_{n_i}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}(k) = \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_2(k) \\ \vdots \\ e_{n_o}(k) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

são vetores de **saída**, **entrada** e **ruído**, respectivamente,  $n_o$  é o número de saídas e  $n_i$  é o número de entradas. O caso multivariável (2.7) com  $n_o$  saídas pode ser composto com  $n_o$  expressões, sendo uma para cada saída, dado por:

$$y_i(k) = F_i[y_1(k-1), \dots, y_1(k-n_{a1}^i), \dots, y_{n_o}(k-1), \dots, y_{n_o}(k-n_{an_o}^i), u_1(k-1), \dots, u_1(k-n_{a1}^i), \dots, u_{n_i}(k-1), \dots, u_{n_i}(k-n_{an_i}^i), e_1(k-1), \dots, e_1(k-n_{a1}^i), \dots, e_{n_o}(k-1), \dots, e_{n_o}(k-n_{an_o}^i)] + e_i(k) \quad (2.9)$$

com  $i = 1, \dots, n_o$ .

### 2.3 Modelo do motor de corrente contínua

O motor de corrente contínua (CC) pode apresentar diferentes escalas de potência e desta forma, possibilita diferentes aplicações atendendo desde ambientes domésticos até indústrias de grande porte. Entre as principais razões que justificam esta diversificada utilização, está a relação entre torque e velocidade, fornecendo elevado torque tanto na partida quanto em baixas rotações. O motor CC se destaca por permitir diferentes formas de conexão de seus enrolamentos, possibilitando variação de velocidade e inversões rápidas (FITZGERALD, 2008).

### 2.3.1 Aspectos construtivos do motor de corrente contínua

O motor CC é constituído por dois principais conjuntos de estruturas denominados rotor e estator. O rotor ou armadura, trata-se da parte móvel rotativa cujo movimento ocorre sob a influência de campo magnético e o estator é a parte estacionária. A Figura 2.2, retirada de WEG - Brasil (2008), ilustra no rotor: i) eixo, ii) núcleo da armadura, iii) enrolamentos da armadura e iv) comutador. O eixo é o componente responsável por transmitir potência mecânica para a carga. Associado ao eixo está o núcleo da armadura, composto por pacote de lâminas de aço circulares com ranhuras em suas extremidades externas.

As ranhuras são destinadas a alocação dos enrolamentos da armadura, os quais são constituídos por material condutor de seção transversal circular ou retangular, isolados por verniz ou outro material isolante. O número de espiras e a geometria destes enrolamentos estão diretamente relacionada com a potência do motor CC. As extremidades destes enrolamentos são eletricamente conectadas ao comutador formado por elementos de cobre isolados entre si e do eixo no qual está concentricamente fixado (FITZGERALD, 2008).

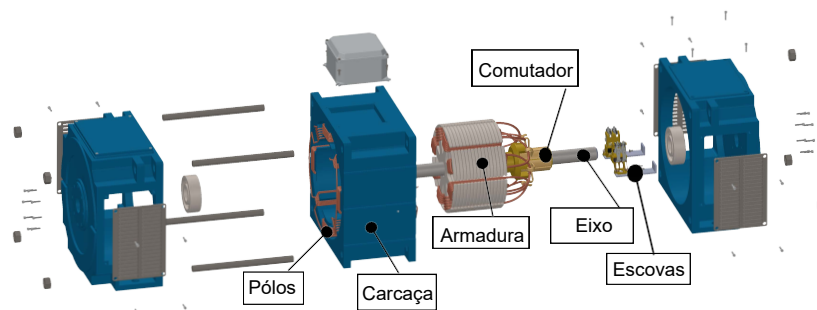


Figura 2.2 - Componentes do motor de corrente contínua.

Ainda na Figura 2.2, ilustra-se parte do estator constituído por: i) carcaça, ii) pólos, iii) enrolamentos de campo, iv) interpolos, v) enrolamentos de compensação e vi) escovas e suportes de escovas. A carcaça é a estrutura que envolve e sustenta os demais componentes do motor, além de permitir o melhor caminho de condução do fluxo magnético gerado em seu interior. Os pólos são elementos fixados à carcaça, fabricados com chapas laminadas de aço ou ferro. A geometria de suas extremidades se adequa à armadura através das sapatas polares, para melhor concentração do fluxo magnético. O principal fluxo de campo magnético do estator, quando pro-

duzido por eletroímãs, é gerado pelos enrolamentos de campo. Estes enrolamentos possuem como núcleo o conjunto de chapas dos polos e são formados por dois grupos, **paralelo** e **série** (CHAPMAN, 2013).

O restante dos elementos apesar de estarem alocados no estator integram o circuito da armadura. Os interpolos ou polos de comutação, são enrolamentos formados por condutores espessos e com poucas espiras cujo núcleo laminado e estreito é fixado à carcaça nas regiões intermediárias aos polos. Os enrolamentos de compensação, quando presentes, são constituídos por poucas espiras de condutores espessos e são alojados em ranhuras embutidas na superfície da sapata dos polos principais. Tanto os interpolos quanto os enrolamentos de compensação são eletricamente conectados em série com a armadura e sua função é minimizar a reação da armadura. As escovas são fixadas em seus suportes, fabricadas de material condutor para permitir o contato elétrico com o comutador (CHAPMAN, 2013).

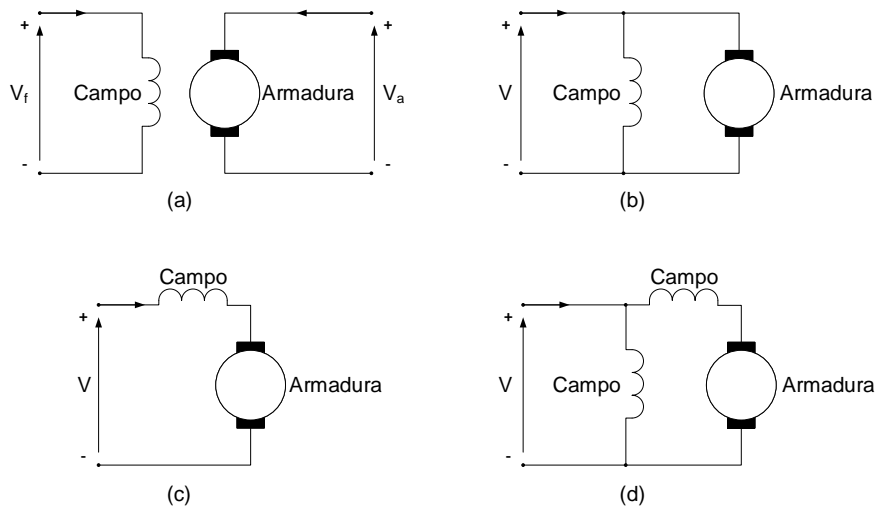
### 2.3.2 Classificação do motor de corrente contínua

Os motores CC com base na excitação de seus enrolamentos, podem ser classificados: i) autoexcitados e ii) excitação independente. Os motores CC autoexcitados utiliza a mesma fonte de tensão de corrente contínua (tensão CC) para a excitação dos enrolamentos da armadura e do campo. Embora utilize fonte única, existem diferentes formas para conexão dos dois enrolamentos, como ilustrado na Figura 2.3, adaptada de Kosow (1985). Estes enrolamentos podem ser associados em **série**, em **paralelo** e utilizando a combinação destas duas formas, denominada **composta**.

Os motores CC com excitação **independente** utilizam de duas fontes de tensão distintas na alimentação de seus enrolamentos. Além destes, também pertencem a este grupo os motores que utilizam ímãs permanentes para a formação do campo magnético principal, em substituição aos enrolamentos do estator (KOSOW, 1985).

### 2.3.3 Acionamento do motor de corrente contínua

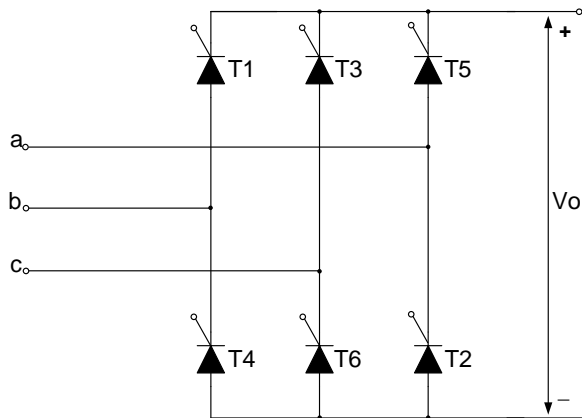
Os motores CC necessitam de fontes capazes de fornecer corrente contínua a partir da corrente alternada, como os conversores estáticos de potência (retificadores). Estes retificadores utilizam dispositivos semicondutores capazes de alterar as diferentes formas de fornecimento da potência elétrica e apresentam diferentes características como quantidade de fases da tensão de entrada, possibilidade de ajuste da tensão de saída, configuração da conexão dos dispositivos semicondutores, entre outras. Estas características possibilitam organizá-los em grupos (BARBI, 2012).



**Figura 2.3** - Associação dos enrolamento na máquinas de corrente contínua: (a) excitação independente, (b) em derivação, (c) em série e (d) composta.

Os dispositivos semicondutores nos retificadores atuam como chaves estáticas, que podem ou não possuírem terminais específicos para controle dos seus intervalos de condução e conseqüentemente, do valor da tensão de saída. A quantidade de fase e a configuração da conexão dos dispositivos semicondutores referentes a cada fase determinam se o retificador é de meia-onda ou de onda completa. As especificações do retificador a ser utilizado no acionamento de motores CC está diretamente relacionada com a potência exigida pelo motor, fator de potência, nível de ondulação e valor médio da tensão de saída (RASHID, 2015).

Dadas as características, o retificador trifásico controlado de seis pulsos destaca-se no acionamento de motores CC por fornecer altos níveis de potência e eficiência com reduzidos níveis de ondulação da tensão de saída. Este retificador, ilustrado na Figura 2.4, adaptada de Rashid (2015), é formado por seis tiristores dispostos em três ramos conectados em paralelo, cada ramo é composto pela associação em série de dois tiristores. As tensões  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  representam cada fase da fonte de tensão trifásica conectadas entre os dois tiristores de cada ramo. Os polos da carga são conectados às extremidades de cada ramo. O retificador trifásico controlado de seis pulsos permite a operação em dois quadrantes, na qual a corrente no ramo da carga possui valor positivo, a tensão porém pode sofrer inversão de polaridade. Esta inversão implica na mudança de sentido da rotação do motor (FITZGERALD, 2008).

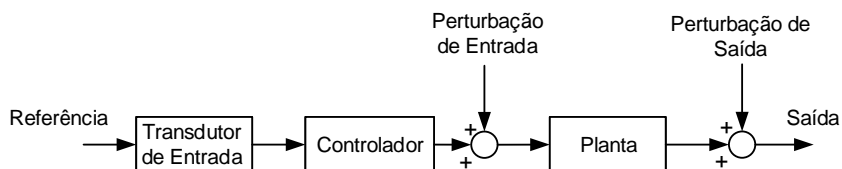


**Figura 2.4** - Diagrama do retificador trifásico controlado de seis pulsos.

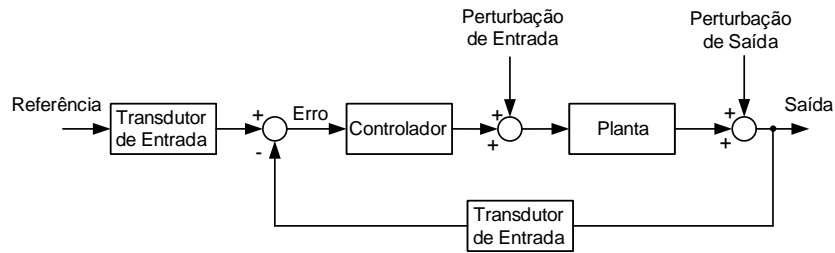
## 2.4 Sistemas de controle

O sistema de controle é um subsistema do processo cujo intuito é produzir resposta esperada para entrada predeterminada conforme desempenho estabelecido, tratando-se da interconexão de componentes (NISE, 2012) e (DORF; BISHOP, 2013). Os sistemas de controle podem ser classificados segundo sua configuração: i) malha aberta e ii) malha fechada. A Figura 2.5 e Figura 2.6, adaptadas de Nise e Ribeiro (2009), ilustram o diagrama de blocos genérico do sistema de controle em malha aberta e malha fechada, respectivamente.

Nas Figura 2.5 e Figura 2.6, os subsistemas são representados por blocos e os sinais por linhas. O controlador e o sistema real (planta) são os elementos fundamentais em ambas as configurações. Os transdutores são responsáveis pela modificação da natureza dos sinais e seu emprego depende da aplicação. Em alguns sistemas pode-se destacar a presença do atuador cuja função é adequar o sinal de saída do controlador à entrada da planta. Existe ainda a possibilidade de ocorrência dos sinais de perturbação na entrada e saída da planta.



**Figura 2.5** - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.



**Figura 2.6** - Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

Na configuração em malha aberta o sinal de referência é enviado ao controlador, que por sua vez gera o sinal de controle e o aplica na planta. Neste arranjo não há garantia da equivalência entre o sinal de saída e o sinal de referência. Isto porque podem haver variações nos parâmetros da planta ou o surgimento de perturbações tanto na entrada quanto na saída da mesma. Na configuração em malha fechada a saída do processo é medida e comparada ao sinal de referência originando o sinal de erro. Este é utilizado pelo controlador na obtenção do sinal de controle aplicado a planta, cuja saída é medida fechando o ciclo. Os sistemas em malha fechada, ao contrário do sistema em malha aberta, são geralmente mais complexos e possuem maior custo financeiro, porém são capazes de corrigir perturbações internas e externas à planta (NISE, 2012).

O universo de técnicas de controle é amplamente diversificado, contemplando desde métodos simples como controle liga-desliga, passando pelo clássico controle proporcional, integral e derivativo (PID) e alcançando as estratégias modernas como controle preditivo, controle *fuzzy*, controle por modos deslizantes (*sliding modes*) dentre outras (CAMPOS; SAITO, 2004).

#### 2.4.1 Controle proporcional, integral e derivativo

A técnica de controle proporcional, integral e derivativo (PID) tem sua origem no final do século XVIII, associada à condução automática de navios e referida ao russo Nicholas Minorsky (NISE, 2012). Atualmente é implementada em mais de 90% de diversificados setores abrangendo desde aplicações domésticas, passando por processos industriais e atingindo os setores aeroespacial e militar (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2001). A elevada utilização da técnica de controle PID ocorre por sua simplicidade estrutural e significativa eficiência, tendo em vista a predominância de sistemas com dinâmicas relativamente simples (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

A lógica do controle PID consiste na soma de três termos: i) sinal de erro, ii) integral do sinal de erro e iii) derivada do sinal de erro, na qual o sinal de erro é obtido a partir da diferença entre o valor desejado e o valor medido na saída do sistema. Estas três parcelas são individualmente multiplicadas por constantes, que definem seus ganhos denominados proporcional, integral e derivativo (WESCOTT, 2000).

A lei de controle formada pelas parcelas proporcional, integral e derivativa com seus respectivos ganhos é dada por:

$$u(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (2.10)$$

na qual o sinal de erro  $e(t)$  é descrito em função da referência  $r(t)$  e da saída do sistema  $y(t)$  como:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.11)$$

Os ganhos das ações integral  $K_I$  e derivativa  $K_D$  podem ser representados através de suas constantes de tempo e do ganho proporcional por  $K_I = \frac{K_P}{T_I}$  e  $K_D = K_P \cdot T_D$ . A lei de controle redefinida por estes ganhos é:

$$u(t) = K_P \left[ e(t) + \frac{1}{T_I} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \cdot \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.12)$$

na qual  $T_I$  é a constante de tempo integral, e  $T_D$  é a constante de tempo derivativo e  $K_P$  é o ganho proporcional.

O sinal de saída do sistema a ser controlado pode ser dividido em duas componentes denominadas resposta transitória e de regime permanente. A resposta transitória é determinada pelo intervalo compreendido entre os estados inicial e final. A resposta em regime permanente corresponde ao valor da saída cujo tempo tende a infinito. As ações do controle PID exercem influência direta na correção destas parcelas integrantes do sinal de saída. A ação de controle proporcional atua tanto na resposta transitória quanto de regime permanente, porém não permite a correção de perturbações externas ao sistema. A ação de controle integral está principalmente relacionada com a correção do erro de regime estacionário enquanto que a parcela derivativa impacta basicamente na resposta transitória e conseqüentemente na estabilidade do sistema.

A lei de controle PID pode ser escrita no domínio da frequência através de sua

função de transferência dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.13)$$

O controlador PID pode ser adaptado para aplicação em sistemas discretos através de técnicas de discretização. Considerando a metodologia proposta por Tustin para a discretização de (2.13), com  $s = (2/T_s) \cdot (z - 1/z + 1)$ , o resultado é:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\left(K_P + \frac{K_I T_s}{2} + \frac{2K_D}{T_s}\right) z^2 + \left(K_I T_s - \frac{4K_D}{T_s}\right) z + \left(-K_P + \frac{K_I T_s}{2} + \frac{2K_D}{T_s}\right)}{z^2 - 1} \quad (2.14)$$

na qual  $z$  é a frequência complexa e  $T_s$  é o período de amostragem.

## 2.5 Índices de desempenho de controladores

O desempenho de controladores, bem como de seus parâmetros, podem ser analisados através de sinais das variáveis controladas do sistema. Nestes sinais são observados elementos como a resposta transiente, o erro em regime permanente entre outros, com o objetivo de confirmar se as especificações desejadas são atingidas pelo controlador proposto (SEBORG et al., 2016). Alguns dos parâmetros individuais considerados para análise de desempenho de controladores são: sobressinal ou *overshoot*, razão de declínio, tempo de subida, tempo de assentamento, amplitude de sinais de controle, entre outros. No entanto, o uso de índices de desempenho de sinais dos controladores, conduzem a qualificações mais abrangentes pois avaliam erros entre sinais de variáveis controladas e sinais de referência dentro de janelas de avaliação. Campos e Teixeira (2006) descrevem os principais índices de desempenho: i) integral do módulo do erro *IAE*, ii) integral do erro ao quadrado *ISE*, iii) integral do módulo do erro vezes o tempo *ITAE*, entre outros.

O *IAE* é o resultado da integração do sinal de erro absoluto ao longo da janela de avaliação. Neste critério, a ausência de ponderações conduz a seletividade intermediária em relação ao erro, dado por:

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| \cdot dt \quad (2.15)$$

na qual  $e(t)$  é o erro entre o sinal da variável controlada e o sinal da referência em cada instante  $t$ , ao longo da janela de avaliação. O *ISE* é o resultado da integração do quadrado do sinal de erro ao longo da janela de avaliação. Neste critério, os erros

maiores são mais penalizados que os menores, apresentando baixa seletividade para erros de baixa amplitude, dado por:

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) \cdot dt \quad (2.16)$$

O *ITAE* é o resultado da integração do erro absoluto ponderado pelo tempo ao longo da janela de avaliação. Este critério estabelece maiores penalidades a erros persistentes e é dado por:

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| \cdot dt \quad (2.17)$$

A escolha do critério de desempenho adequado deve atender as necessidades do sistema proposto (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006). Em análises abrangentes a ausência de ponderações ressalta a aplicação do critério *IAE*.

## 2.6 Considerações finais

O estudo e a compreensão das características, dos aspectos construtivos e acionamento dos motores de corrente contínua são fundamentais para construir, desenvolver e aprimorar o modelo matemático. Este modelo consiste no elemento base dos sistemas de controle, pois permite diversas aplicações como o estudo, o projeto e a implementação de diferentes técnicas que serão apresentadas nos capítulos seguintes.



## CAPÍTULO 3

### TÉCNICAS DE CONTROLE AVANÇADO

Este capítulo descreve os principais conceitos referentes às técnicas de controle avançado: i) controle preditivo com base em modelo, ii) controle *fuzzy* e controle por modos deslizantes. Para cada controlador são apresentadas as principais características, suas aplicações e os princípios de funcionamento com as metodologias utilizadas para o cálculo da ação de controle.

#### 3.1 Controle preditivo com base em modelo

O controle preditivo com base em modelo (CPM), ilustrado no diagrama de blocos da Figura 4.1, é a denominação para o conjunto de algoritmos nos quais a resposta fornecida pelo modelo do sistema é utilizada no cálculo da ação de controle resultante do processo de otimização. O conjunto de estratégias do CPM permite sua aplicação em diferentes sistemas com diversas características dinâmicas simples ou complexas com fase não mínima e até mesmo instáveis, com atraso de transporte ou tempo morto, não-linearidades e restrições de operação (FERNANDEZ-CAMACHO; BORDONS-ALBA, 1995).

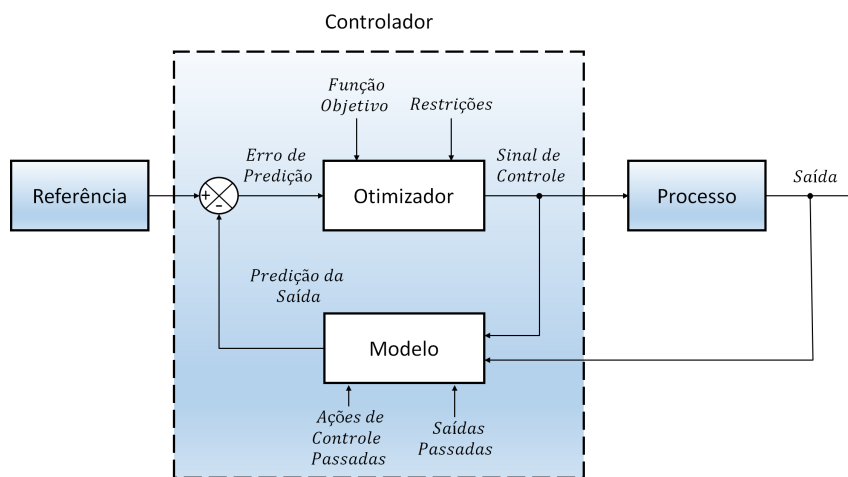


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controle preditivo com base em modelo.

As múltiplas técnicas do CPM são resultado dos diferentes tipos de modelos de sistema, de ruído e das possíveis formulações da função objetivo (CAMACHO; BORDONS, 1995). Entretanto, o conjunto destas técnicas apresentam três elementos fundamentais: i) modelo do processo, ii) função objetivo e iii) lei de controle. O CPM pode

ser aplicado a modelos não lineares, dado que o modelo é o elemento fundamental do CPM, pois o cálculo da ação de controle é diretamente dependente dele. Esta dependência se torna crítica ao considerar o comportamento não linear desempenhado pela maior parte das aplicações práticas.

O procedimento geral empregue para superar a dificuldade da não linearidade consiste em aproximar a resposta do sistema por modelo linear. Esta alternativa esta associada a sistemas com reduzido grau de não linearidade ou cujo ponto de operação é próximo àquele utilizado na linearização (CAMACHO; BORDONS, 2013). As principais técnicas do CPM destinadas a sistemas não lineares podem ser organizadas em três grupos distintos: i) o que utiliza tanto o modelo quanto ao algoritmo de otimização não linear de abrangência geral, ii) o que emprega modelos não lineares específicos com algoritmos de otimização correspondentes e iii) o que aplica abordagem linear tanto para modelo quanto para o algoritmo de otimização (FINDEISEN; ALLGÖWER, 2002).

A estratégia do CPM pode ser aplicada a sistemas não lineares utilizando múltiplos modelos lineares. A linearização em pontos de equilíbrio pode ser aplicada basicamente de duas formas, na qual a forma convencional determina o modelo linearizado e o admite invariante para o cálculo das previsões. A forma mais refinada atualiza o modelo a cada instante de amostragem e o considera invariante somente ao longo do horizonte de previsão. A estratégia de linearização, independente da forma de aplicação, está fundamentada na busca por procedimentos alternativos à solução do problema de otimização não linear (PLUCENIO, 2010).

### 3.1.1 Controle preditivo prático não linear

O controle preditivo prático não linear (CPPNL) é caracterizado principalmente pelo método de linearização independente dos pontos de equilíbrio do sistema. A estratégia proposta por Plucenio (2010) parte do problema de obter o modelo de previsão para as saídas futuras  $\tilde{\mathbf{Y}}$ , através da aplicação dos incrementos de controle futuros  $\Delta \mathbf{u}$ , considerando disponíveis os valores de saída atual, passados  $\mathbf{y}_p$  e os sinais de controle passados  $\mathbf{u}_p$ . A análise destes sinais apresenta que somente os incrementos de controle podem ser alterados, pois os demais sinais são constantes.

$$\tilde{\mathbf{Y}} = f\{\mathbf{y}_p, \mathbf{u}_p, \Delta \mathbf{u}\} \quad (3.1)$$

A exemplo das técnicas de controle lineares, têm-se o controle preditivo generalizado

(CPG) e o controle preditivo por matriz dinâmica (CMD), na qual podem-se calcular as previsões em função dos elementos de (3.1) através da expressão matricial linear em (3.2). Com esta estrutura as saídas futuras  $\tilde{\mathbf{Y}}$ , são calculadas ao longo do horizonte de predição  $p$ , considerando  $m$  possibilidades de alteração do vetor de incrementos de controle,  $\Delta \mathbf{u}$ . As parcelas  $\mathbf{G} \cdot \Delta \mathbf{u}$  e  $\mathbf{f}$ , ambas com dimensão  $p \times 1$ , correspondem às respostas forçada e livre, respectivamente. O vetor da resposta forçada é diretamente dependente dos incrementos futuros de controle, enquanto que a resposta livre resulta do comportamento do sistema considerando  $\Delta \mathbf{u} = \mathbf{0}$ .

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{G} \cdot \Delta \mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (3.2)$$

A matriz  $\mathbf{G}$  representa o comportamento dinâmico do sistema. Nos casos lineares ela pode ser constituída de modelos não-paramétricos, por exemplo, resposta ao sinal degrau, ou modelos paramétricos, por exemplo, função de transferência, existindo porém a validade do princípio da superposição em ambas possibilidades. Nos casos não lineares, a não observância deste princípio, exige a aplicação de outras abordagens (CAMACHO; BORDONS, 2013). O CPPNL utiliza como modelo de previsões para resposta do sistema a aproximação por Série de Taylor, desconsiderando os termos superiores aos de primeira ordem. Esta aproximação em torno do ponto  $x_0$ , escrita para a função genérica  $h(x)$ , a qual deve ser contínua e diferenciável em relação a  $x$ , é dada por:

$$h(x_0 + \Delta x) \cong h(x_0) + \frac{\partial h(x_0)}{\partial x} \Delta x \quad (3.3)$$

A expressão (3.3) estendida para o caso matricial e utilizada pelo CPPNL para o cálculo do vetor  $\tilde{\mathbf{Y}}$  é dada por:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = f \{ \mathbf{y}_p, \mathbf{u}_p, \mathbf{u}_0 \} + \left. \frac{\partial \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{u}=\mathbf{u}_0} \cdot \Delta \mathbf{u} \quad (3.4)$$

na qual  $\mathbf{u}_0 = [u(k-1)]_{m \times 1}$ , considerando  $k$  como instante atual. Os valores  $\mathbf{y}_p$ ,  $\mathbf{u}_p$  e  $\mathbf{u}_0$  por serem constantes, compõem a resposta livre do modelo,  $\mathbf{F} = f \{ \mathbf{y}_p, \mathbf{u}_p, \mathbf{u}_0 \}$ , obtida com  $\Delta \mathbf{u} = 0$ . A dinâmica do sistema é capturada através da matriz  $\mathbf{G}_{CPPNL} = \left. \frac{\partial \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial \Delta \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{u}=\mathbf{u}_0}$ , correspondente à Jacobiana de  $\tilde{\mathbf{Y}}$ , cujos estados devem ser contínuos e diferenciáveis em relação às entradas. Esta estratégia aplicada no cálculo da matriz  $\mathbf{G}_{CPPNL}$  permite que a técnica possa ser aplicada tanto a sistemas

lineares quanto a sistemas não lineares, desde que atendam as condições necessárias ao cálculo da Jacobiana das saídas previstas (PLUCENIO, 2010). Outra característica inerente a esta abordagem consiste na independência da linearização em relação aos pontos de equilíbrio do sistema. A representação matricial geral do modelo utilizado no CPPNL é dada por:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{F} + \mathbf{G}_{\text{CPPNL}}\Delta\mathbf{u} \quad (3.5)$$

A expressão (3.5) pode ser reescrita para o sistema de entrada e saída única como:

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}(k+1) \\ \tilde{y}(k+2) \\ \vdots \\ \tilde{y}(k+p) \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} f_1(y_p, u_p) \\ f_2(y_p, u_p) \\ \vdots \\ f_p(y_p, u_p) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial \tilde{y}_{k+1}}{\partial \Delta u_k} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{\partial \tilde{y}_{k+2}}{\partial \Delta u_k} & \frac{\partial \tilde{y}_{k+2}}{\partial \Delta u_{k+1}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \tilde{y}_{k+p}}{\partial \Delta u_k} & \frac{\partial \tilde{y}_{k+p}}{\partial \Delta u_{k+1}} & \dots & \frac{\partial \tilde{y}_{k+p}}{\partial \Delta u_{k+m-1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+m-1) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

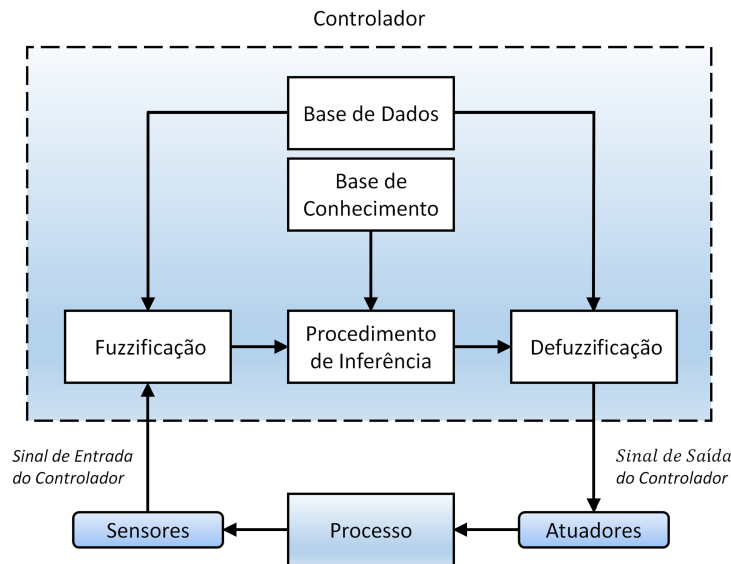
Para encontrar o vetor de predições  $\tilde{\mathbf{Y}}$  em (3.5), Plucenio (2010) define método numérico de obtenção dos valores de  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{G}_{\text{CPPNL}}$ .  $\mathbf{F}$  e  $\mathbf{G}_{\text{CPPNL}}$  que dependem dos valores de entradas e saídas passadas e de valores de incrementos futuros  $\Delta\mathbf{u}$ .

### 3.2 Controle *Fuzzy*

O controlador *fuzzy* determina o valor da sua ação de controle a partir da aplicação de lógica *fuzzy*. Esta lógica denominada difusa ou nebulosa, tem base na teoria dos conjuntos *fuzzy* publicada por Zadeh (1965) na qual se propõe a existência do valor denominado grau de pertinência, pertencente ao intervalo contínuo  $[0, 1]$ , que associa cada elemento ao conjunto do tipo *fuzzy*.

A estratégia de controle *fuzzy* está fundamentada no conhecimento do especialista referente ao processo a ser controlado e não sobre o seu modelo, como na maioria das técnicas de controle disponíveis. Este conhecimento é essencialmente subjetivo e específico, garantindo sua importância no funcionamento eficaz do sistema de controle. O conhecimento é obtido por indivíduos envolvidos na operação e/ou projeto da planta e desconsidera, em parte, os modelos convencionais devido a sua subjetividade, imprecisão e incerteza. Neste sentido, a lógica *fuzzy* atua realizando o tratamento das implicações lógicas seguindo regras de raciocínio humano, analisando condições e estipulando consequências para criar a relação entre as variáveis de entrada e saída da planta (ANDERSON et al., 2001).

O controle *fuzzy* é robusto, customizável e sua implementação é relativamente fácil quando comparada a controladores com base em modelos. Isto porque suas regras de implementação são fáceis de serem compreendidas e modificadas, garantindo facilidade na compreensão e manutenção por parte dos operadores. O controle *fuzzy* pode ser aplicado a plantas com diferentes características, podendo ser lineares, não lineares, com elevado atraso de transporte, instáveis, multivariáveis, com restrições, com acoplamento entre variáveis e em situações nas quais estejam presentes, incertezas no modelo da planta, além de perturbações e/ou ruídos de diferentes naturezas (REZNIK, 1997). A Figura 3.2, adaptada de Lee (1990), ilustra o diagrama de blocos do controlador *fuzzy* aplicado ao sistema de malha fechada. Os principais elementos do controlador *fuzzy* são: i) interface de fuzzificação, ii) base de conhecimento, iii) base de dados, iv) procedimento de inferência e v) interface de defuzzificação.



**Figura 3.2** - Diagrama de blocos do controle *fuzzy*.

A interface de fuzzificação recebe dos sensores os valores escalares relacionados à planta, se necessário realiza operações e os condiciona, através da aplicação de fatores de escala, convertendo estes números em conjuntos *fuzzy* na forma de variáveis linguísticas. As informações referentes as normalizações e discretizações dos conjuntos *fuzzy*, suas partições e as definições das funções de pertinência estão presentes na base de dados. A base de conhecimento é formada por regras, que representam os objetivos e a estratégia de controle. O procedimento de inferência aplica as regras de inferência sobre os dados resultantes da interface de fuzzificação, verificando seus graus de ativação e combinando suas consequências de modo a inferir as ações de

controle *fuzzy*. A interface de defuzzificação transforma as ações de controle *fuzzy* inferidas em ações de controle escalares, aplicando-as a planta (LEE, 1990).

### 3.2.1 Operação do controlador *fuzzy*

O controlador *fuzzy* calcula a sua ação de controle executando basicamente as seguintes etapas: i) fuzzificação, ii) processamento *fuzzy* e iii) defuzzificação. Na fuzzificação as entradas escalares são convertidas em valores *fuzzy*. Em seguida, estes valores *fuzzy* são processados de acordo com conjunto de regras produzindo saídas do tipo *fuzzy*, na etapa de processamento *fuzzy*. Por fim, na defuzzificação estas saídas são convertidas novamente em valores escalares que são enviados para a planta (REZNIK, 1997). Tanscheit (2004) descreve o processo de fuzzificação como a etapa na qual faz-se o mapeamento de dados precisos para os conjuntos *fuzzy*, da entrada. Estes dados são obtidos através dos sinais provenientes dos sensores ou de outros elementos relacionados ao sistema de controle. Desta forma, a fuzzificação consiste na conversão do valor numérico da entrada nos valores linguísticos correspondentes de acordo com o grau de pertinência (KOVACIC; BOGDAN, 2018).

O processamento *fuzzy* consiste na etapa central do cálculo da ação de controle. É realizado de forma semelhante à tomada de decisão humana partindo de informações incertas e abstratas são inferidas as ações de controle *fuzzy*, utilizando o operador implicação e as regras de inferência. A dinâmica de atuação do controlador necessária para atender as especificações de saída da planta, são codificadas na forma de regras de descrição linguística, diretamente compreensíveis por seres humanos e obtidas através do conhecimento especializado (LEE, 1990). Este procedimento está diretamente associado a base de conhecimento composta por regras, denominadas de proposições, que representam os objetivos do controle e as estratégias utilizadas para alcança-los. As regras geralmente possuem a forma linguística dada por:

SE (premissa) - ENTÃO (consequência)

na qual, o operador *SE...ENTÃO...* é denominado declaração condicional *fuzzy* e descreve a relação de dependência entre as premissas, conhecidas como antecedentes, e as consequências, ambas representadas por variáveis linguísticas expressas por conjuntos *fuzzy* (TANSCHUIT, 2004). As premissas fazem referência às entradas do controlador *fuzzy* e as consequências à ação do controlador correspondente à situação em que as premissa são atendidas (MARUO, 2006). Para regras que possuem múltiplos antecedentes e/ou consequentes são utilizados os conectores lógicos *E* ou *OU* de modo a combinar os resultados conforme as necessidades.

A etapa de inferência, como descrito por Rabêlo et al. (2011), corresponde à lógica de tomada de decisão, sendo responsável por avaliar as variáveis linguísticas de entrada aplicando sobre elas as regras e obtendo a resposta do processamento, neste caso a ação de controle, ainda na forma de conjunto *fuzzy*. O mecanismo de inferência consiste na forma como as ações de controle serão obtidas com base no conjunto de regras estabelecido. Os dois métodos de inferência normalmente descritos na literatura são: i) Mamdani e ii) Takagi-Sugeno (SIMÕES; SHAW, 2007). As diferenças básicas entre os dois métodos estão na forma de representação das premissas: i) quanto à representação das ações de controle e quanto aos operadores utilizados para implementar o controlador formado por conjuntos *fuzzy* para o método de Mamdani e ii) por função linear das variáveis de entrada para o método de Takagi-Sugeno (ANDRADE; JAQUES, 2008).

O processo de defuzzificação é etapa final do controlador *fuzzy*, nela os conjuntos *fuzzy* são convertidos em valores pertencentes ao conjunto dos números reais (GOMIDE; GUDWIN, 1994). Como resultado do processamento *fuzzy* é gerado o conjunto *fuzzy* correspondente à ação de controle. Para que esta ação possa ser implementada na planta é necessário mapeamento deste conjunto difuso da saída no valor correlato pertencente ao universo de discurso. A literatura apresenta diversos métodos de defuzzificação, dentre os mais conhecidos estão os métodos centro dos máximos, média dos máximos, centro de área (DRIANKOV et al., 2013).

O projeto de controladores *fuzzy*, conforme Tomsovic (1999), segue basicamente as seguintes etapas: i) identificação das variáveis de entrada e saída, ii) definição das regras de controle, iii) estabelecimento da descrição dos estados do sistema na forma de conjuntos *fuzzy*, iv) seleção dos métodos de inferência, v) seleção do método de defuzzificação. No desenvolvimento do projeto existem diversos parâmetros envolvidos, os quais são divididos em dois grupos descritos por Sandri e Correa (1999): i) os que são essencialmente fixos, denominados estruturais e ii) os que permitem ajustes, denominados parâmetros de sintonia. Dentre os parâmetros estruturais tem-se o número de variáveis de entrada e saída, as variáveis linguísticas, a forma das funções de pertinência, os intervalos de discretização e normalização, a estrutura da base de regras e o conjunto básico de regras. Como exemplo dos parâmetros de sintonia estão o universo de discurso das variáveis, os parâmetros das funções de pertinência e os ganhos/*offset* das entradas e saídas.

### 3.3 Controle por modos deslizantes

O controle por modos deslizantes (CPMD) consiste no caso particular de controle por estruturas variáveis. Estes controladores são caracterizados por variações descontínuas na sua estrutura e/ou nos seus parâmetros em função do estado e/ou das perturbações do sistema controlado (SOUZA, 1973). A ação de controle, essencialmente não linear, é obtida a partir do arranjo de subsistemas com estrutura definida, destinados a atuar em regiões particulares do espaço de estados, resultando no sistema com estrutura variável (UTKIN, 1978). As mudanças na estrutura de controle são expressas matematicamente através de equações diferenciais com lado direito descontínuo, assim como componentes da lei de controle com elevada frequência de chaveamento (UTKIN et al., 2009).

A estratégia do CPMD parte da determinação da hipersuperfície correspondente ao comportamento dinâmico desejado para a planta. Esta superfície do espaço de estados é denominada superfície deslizante, de escorregamento ou de chaveamento e representa os objetivos planejados no projeto do controlador. Na sequência define-se a lei de controle descontínua responsável por garantir que dada a condição inicial do sistema seus estados sejam direcionados para tal superfície com intervalo de tempo finito e nela se mantenham após alcança-la (UTKIN, 2013). A expressão **modos deslizantes** faz referência à limitação de deslocamento dos estados sobre a superfície de deslizamento quando esta é alcançada, resultado do chaveamento em altas frequências da lei de controle (UTKIN, 1978).

O comportamento do sistema ao entrar no regime de modos deslizantes é determinado pela dinâmica predefinida da superfície de deslizamento. Neste regime, o sistema tem sua ordem reduzida com relação ao sistema original e sua dinâmica corresponde à estabelecida em projeto. Assim, é possível reduzir ou até eliminar, a sensibilidade do sistema à variações paramétricas da planta e alguns tipos de perturbações externas, propriedade conhecida por **invariância** (UTKIN et al., 2009). Esta propriedade está diretamente relacionada com a robustez do sistema, característica fundamental no controle dos sistemas não lineares, seja pelas incertezas do modelo ou por simplificações de suas dinâmicas (SLOTINE; LI, 1991).

#### 3.3.1 Controle por modos deslizantes discreto utilizando o modelo entrada/saída

O CPMD destaca-se, entre outros fatores, pela robustez podendo atuar com diferentes objetivos como regulação, rastreamento de trajetórias e observação de esta-

dos (DECARLO et al., 1988). Utkin (1977) divide o projeto do CPMD em duas etapas: i) a definição da superfície de deslizamento referente a dinâmica desejada para o sistema e ii) a proposição da lei de controle responsável por garantir que o regime de deslizamento exista, seja alcançado e mantido.

A origem da teoria do CPMD está diretamente relacionada com a representação dos sistemas no espaço de estados (UTKIN, 1978). Entretanto existem sistemas nos quais os estados não são totalmente conhecidos e/ou sua relação com as variáveis analisadas não é direta (NISE, 2012). Além disto, parte das aplicações práticas a representação disponível consiste em modelos que descrevem a relação entre a entrada e a saída dos sistemas. Desta forma, para que seja possível a aplicação do CPMD é necessária a adequação da técnica de representação que relacione os sinais de entrada e saída da planta (FURUTA, 1993). Considerando o modelo de entrada e saída do sistema descrito por:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-1}B(q^{-1})u(k) + d(k) \quad (3.7)$$

no qual  $y(k)$  é o sinal de saída,  $u(k)$  é o sinal de entrada,  $d(k)$  é o sinal de perturbação,  $q^l$  com  $l \in \mathbb{Z}$  é o operador deslocamento no domínio do tempo, podendo representar o avanço do sinal para  $l > 0$  ou o atraso do sinal para  $l < 0$ , na qual a dinâmica do modelo é representada pelos polinômios  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$ . Considerando  $r(k)$  como a referência para o sinal de controle, pode-se calcular o erro do sistema como:

$$e(k) = y(k) - r(k) \quad (3.8)$$

A primeira etapa para o projeto do CPMD é a determinação da superfície de deslizamento, definida por Furuta (1993):

$$S(k) = C(q^{-1})e(k) \quad (3.9)$$

na qual o polinômio estável  $C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nC}q^{-nC}$  está associado a dinâmica de convergência do erro. Considerando os polinômios  $F(q^{-1})$  e  $G(q^{-1})$  como soluções, pode-se escrever a equação polinomial diofantina dada por:

$$C(q^{-1}) = A(q^{-1})E(q^{-1})F(q^{-1}) + q^{-1}G(q^{-1}) \quad (3.10)$$

Em aplicações práticas do CPMD, o termo descontínuo pode ocasionar a ocorrência de oscilações indesejadas em alta frequência, denominado *chattering*. Com o objetivo de reduzir a influência deste fenômeno, Houda et al. (2013) propõem o CPMD de segunda ordem discreto, no qual estabelece que para a ocorrência do modo deslizante deve-se garantir duas condições, dadas por:

$$S = \begin{cases} S(k+1) = 0 \\ S(k) = 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Houda et al. (2013) define a nova função deslizante, agora de segunda ordem, com base em (3.9), utilizando como variáveis  $S(k+1)$  e  $S(k)$ , dada por:

$$\sigma(k) = S(k) + \beta S(k-1) \quad (3.12)$$

na qual  $\beta$  é a constante contida no intervalo  $]0, 1[$ . O modo deslizante deve ser garantido para a nova superfície de deslizamento, dada por:

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) = 0 \quad (3.13)$$

Resolvendo (3.7) para  $y(k)$  e substituindo em (3.9), tem-se:

$$S(k+1) = C(q^{-1})[A(q^{-1})]^{-1}[q^{-1}B(q^{-1})u(k+1) + d(k+1)] - C(q^{-1})r(k+1) \quad (3.14)$$

Considerando o polinômio  $C(q^{-1})$  obtido em (3.10), pode-se reescrever (3.14) como:

$$S(k+1) = E(q^{-1})B(q^{-1})u(k) + [A(q^{-1})]^{-1}G(q^{-1})B(q^{-1})u(k+1) - C(q^{-1})r(k+1) \quad (3.15)$$

A lei de controle equivalente resultante da aplicação de (3.13) em (3.15) é dada por:

$$u_{eq}(k) = [B(q^{-1})E(q^{-1})][\beta S(k) - G(q^{-1})y(k) + C(q^{-1})r(k+1)] \quad (3.16)$$

Para a garantia da robustez do controlador é necessária a adição da ação de controle descontínua  $u_{dis}$ , que para o modo discreto de segunda ordem é dada por:

$$u_{dis}(k) = u_{dis}(k-1) - T_e M \operatorname{sgn}(\sigma(k)) \quad (3.17)$$

na qual  $T_e$  é a taxa de amostragem e  $M$  é o ganho da função sinal  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  descrita por:

$$\operatorname{sgn}(\sigma(k)) = \begin{cases} +1 & \text{se } \sigma(k) > 0 \\ -1 & \text{se } \sigma(k) < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

A lei de controle geral composta das parcelas equivalente e descontínua é dada por:

$$u(k) = u_{eq}(k) + u_{dis}(k) \quad (3.19)$$

### 3.4 Considerações finais

O conjunto de técnicas de CPM destaca-se por possibilitar o controle de sistemas com amplo espectro de respostas dinâmicas, tais como atraso de transporte, fase não mínima, não lineares e até instáveis cujos controladores tradicionais, como o PID, por exemplo, se apresentam ineficientes. O controle *fuzzy*, por sua vez, destaca-se por permitir que a base para o desenvolvimento do controlador seja o conhecimento do especialista associado à planta e não ela propriamente dita. O controle por modos deslizantes se destaca no universo das técnicas de controle avançado devido a sua capacidade de atuar com incertezas do modelo. O desempenho destas diversas técnicas de controle estão diretamente associadas ao processo de sintonia de seus parâmetros. Os métodos de otimização, assunto abordado no próximo capítulo, atuam como alternativa importante neste processo de sintonia.



## CAPÍTULO 4

### OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DE SENSIBILIDADE

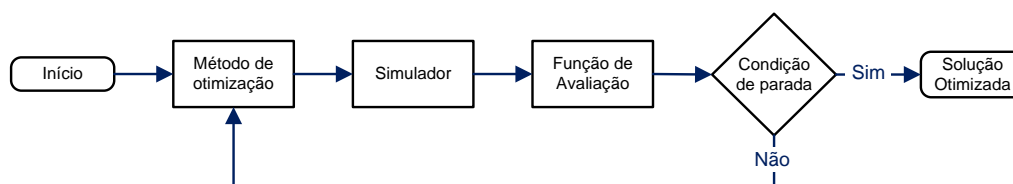
Este capítulo apresenta conceitos básicos de otimização e sua classificação em métodos determinísticos e heurísticos, destacando as principais características de cada método. Em seguida analisa-se mais detalhadamente a técnica de algoritmos genéticos. Por fim, são discutidos o conceito e a execução da análise de sensibilidade associada a parâmetros de sistemas.

#### 4.1 Processo de otimização

Otimização é definida por Vanderplaats (1984) como a busca da melhor solução para determinada operação, enquanto certas restrições são atendidas. Para Haupt e Haupt (2004) é a tentativa de alterar considerações iniciais de determinado problema, aplicando as informações obtidas no processo para alcançar resultados melhores. Rao (2019) considera otimização como o ato de obter o melhor resultado sob determinadas circunstâncias. No contexto matemático, Carbono (2005) caracteriza otimização como o conjunto de ações destinadas a minimizar ou maximizar determinada função, denominada função objetivo, que pode ou não estar sujeita à restrições de igualdade e/ou desigualdade, buscando o melhor aproveitamento dos recursos disponíveis. A representação usual do problema de minimização é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{min} \quad & f_{obj}(x) \\ \mathbf{sujeito \ a :} \quad & g_i(x) \leq 0, i = 1, \dots, n_g \\ & h_j(x) = 0, j = 1, \dots, n_h \\ & \mathit{linf}_w \leq x_w \leq \mathit{lsup}_w, w = 1, \dots, n_x \end{aligned} \tag{4.1}$$

na qual  $x \in \mathbb{R}^w \subset \Omega$  é o vetor das variáveis no espaço de busca definido por  $\Omega$ ,  $f_{obj}$  é a função objetivo,  $g_i$  é a  $i$ -ésima restrição de desigualdade do total de  $n_g$  restrições,  $h_j$  é a  $j$ -ésima restrição de igualdade do total de  $n_h$  restrições,  $x_w$  é a  $w$ -ésima variável do vetor  $x$ ,  $\mathit{linf}_w$  e  $\mathit{lsup}_w$  são, respectivamente, os limites inferior e superior da  $w$ -ésima variável. No processo de otimização, após a escolha do método a ser utilizado é realizada a simulação utilizando o modelo do sistema. Os resultados desta simulação são ordenados através da função de avaliação até que o critério de parada seja atendido, como ilustrado na Figura 4.1.



**Figura 4.1** - Fluxograma do processo de otimização.

#### 4.1.1 Métodos de otimização

Os diversos métodos de otimização poder ser organizados em quatro grupos, i) inferenciais, ii) estocásticos, iii) determinísticos e iv) heurísticos, destacando-se os dois últimos (OLIVEIRA et al., 2020). Os métodos determinísticos, quando iniciados no mesmo ponto, sempre apresentam a mesma resposta, em virtude da sequência de ações executadas para solução do problema ser predefinida. Os métodos heurísticos atuam com valores aleatórios tanto nas variáveis quanto na sequência de operações, podendo fornecer resultados diferentes para cada execução (CARDOSO, 2019).

Os métodos determinísticos ou métodos clássicos, executam a busca do ponto ótimo por meio da minimização da função objetivo para direções sucessivas. Na maior parte dos casos a obtenção das direções de busca está relacionada com o cálculo de derivadas, expressas por vetores gradientes e matrizes Hessianas e Jacobianas, ou suas respectivas aproximações numéricas (NARIÑO; MARTHA, 2014). Com isto, é importante destacar a necessidade da função objetivo ser contínua e diferenciável dentro do espaço de busca. Calixto (2010) descreve que estes métodos garantem a convergência para solução otimizada, a qual pode não ser a solução ótima global.

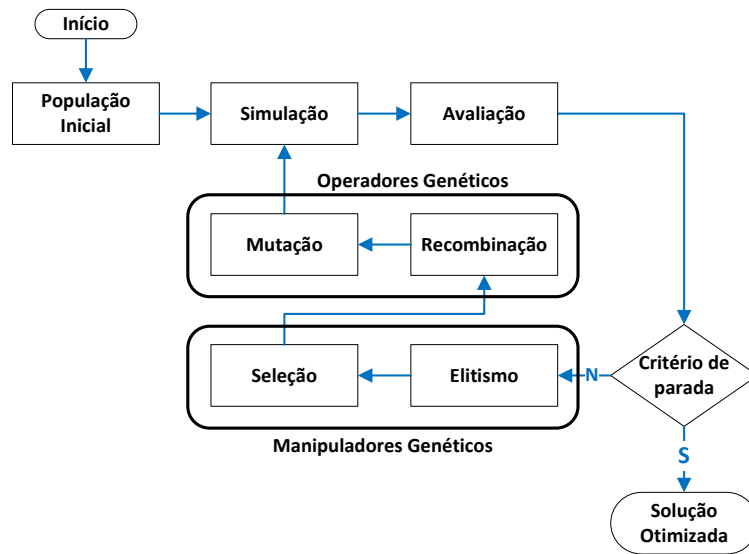
Os métodos heurísticos avaliam a função objetivo, consideradas as restrições, buscando soluções viáveis a partir dos valores resultantes. A aleatoriedade contida na sua formulação é responsável por gerar possíveis variações a cada execução. Com isto, é possível explorar o espaço de busca, se desprendendo dos mínimos locais em direção ao valor ótimo global ou a aproximação consistente dele (valor otimizado) (TORMEN, 2019). Nestes métodos as avaliações são realizadas iterativamente e em volume, o que implica na necessidade de maior demanda computacional (COUTINHO, 2013).

### 4.1.2 Algoritmo genético

Os algoritmos genéticos (AG) são metodologias heurísticas de busca aleatória fundamentadas na teoria da evolução natural, de Charles Darwin, associada a princípios da genética. Nestes algoritmos a resposta para o problema é tratada como indivíduo, denominado cromossomo, que por sua vez são compostos de genes. O conjunto de indivíduos constituem a população de possíveis soluções para o problema estudado (SIVANANDAM; DEEPA, 2008). Cada indivíduo é analisado com base na função de avaliação, recebendo como resultado o valor correspondente a sua aptidão em resolver o problema (POPA, 2012). Os indivíduos com melhor aptidão tem seus genes combinados produzindo nova geração de indivíduos que serão novamente avaliados. Este processo se repete selecionando gradativamente melhores indivíduos responsáveis por produzir melhores repostas, até que pelo menos um dos critérios de parada, preestabelecidos, seja atingido (GOLDBERG; HOLLAND, 1988).

A estrutura básica do AG clássico é ilustrada na Figura 4.2, adaptada de Calixto et al. (2014). No AG os  $n$  parâmetros a serem otimizados, denominados genes, são agrupados dando origem ao cromossomo. O conjunto de  $m$  indivíduos formam a população que deve permitir que haja diversidade de soluções dentro do espaço de busca sem comprometer a velocidade de desempenho do AG (LINDEN, 1992). A composição da população inicial é usualmente realizada a partir de indivíduos aleatórios, porém Pacheco et al. (1999) afirmam que o conhecimento do problema ou a utilização de soluções anteriormente obtidas colaboram no aumento da velocidade de evolução do AG.

Os cromossomos da população inicial devem ser individualmente avaliados afim de estabelecer o seu potencial de solução do problema. Esta verificação é realizada com base no valor obtido pela função de avaliação. Segundo Nariño e Martha (2014) a função de avaliação é a medida da capacidade de sobrevivência do cromossomo no processo de evolução e representa a conexão entre o AG e o problema estudado. Na função de avaliação deve-se caracterizar todo o conhecimento que se possui sobre o problema a ser resolvido (GOLDBERG; HOLLAND, 1988). Diferentes critérios de parada podem ser utilizados. Por exemplo, dado número de gerações ou quando o valor da função de avaliação for valor otimizado. Outros critérios de parada para o AG utilizados na literatura são: i) quando a aptidão do melhor indivíduo não melhorar após número de gerações (estagnação), ii) quando as aptidões dos indivíduos de dada população tornar-se próxima (perda da diversidade) e iii) outros (LINDEN, 1992).



**Figura 4.2** - Fluxograma do algoritmo genético clássico.

No AG clássico ocorrem dois manipuladores genéticos: i) o método de elitismo e ii) método de seleção. O método de elitismo previne que o melhor indivíduo se perca, não existindo o risco de desaparecer pela manipulação dos operadores genéticos (GOLDBERG; HOLLAND, 1988). O melhor indivíduo de cada geração não deve ser substituído junto à sua geração, mas sim passar para a próxima geração, visando garantir que seus genes sejam preservados. A manutenção do melhor indivíduo da geração  $g$ , na população da nova geração  $g + 1$ , garante pelo menos a avaliação  $f(x)$  igual ao da geração  $g$  anterior, no pior caso em que nenhum indivíduo melhor na geração  $g + 1$  seja gerado (CALIXTO, 2010). O método de seleção é o processo de escolha dos progenitores. A seleção por torneio é um dos mais refinados processos de seleção, por permitir ajustar a pressão seletiva. A seleção é realizada em função do número de vitórias de cada indivíduo em competições contra oponentes aleatórios da população, sendo que vence a competição aquele que apresentar a melhor função de avaliação (comparado ao de seus oponentes) (GOLDBERG; HOLLAND, 1988).

No AG clássico ocorrem dois operadores genéticos: i) operador de cruzamento e ii) operador de mutação. O operador de cruzamento é a combinação dos genes de dois ou mais indivíduos (*crossover*), permitindo que os indivíduos das gerações  $g + 1$  herdem as características dos indivíduos das gerações anteriores. O conceito intuitivo deste operador é a troca de informação genética entre diferentes soluções candidatas (cromossomo). O operador de cruzamento tem papel importante, podendo destacá-lo como uma das estruturas responsáveis por definir a eficiência do AG (CALIXTO, 2010).

O operador de mutação nos AG, frequentemente encontra três argumentos. O primeiro atribui ao operador o papel meramente secundário, servindo apenas como paliativo para evitar a perda permanente de cromossomos. Outro afirma que o operador deve manter a taxa constante e baixa, ao longo da execução do AG e, finalmente, que o operador mutação deve empregar taxa única, para todos genes de todos indivíduos, em determinada população. Enquanto o operador de cruzamento tem o papel de busca global (*exploration*), o operador de mutação tem o papel de busca local (*exploitation*) (CALIXTO, 2010).

## 4.2 Análise de sensibilidade

Análise de sensibilidade é definida por Frank (1978) como o processo para estabelecer os fatores de maior influência de determinado sistema. McElwee e Yukler (1978) considera a análise de sensibilidade como o estudo das respostas do sistema a diversas perturbações, no qual destaca-se o coeficiente de sensibilidade. Para Saltelli (2002), é o estudo de como a incerteza na saída do modelo, seja ela de natureza numérica ou outra, distribui-se com relação às diferentes fontes de incerteza na entrada do modelo. Petropoulos et al. (2015) divide o métodos de análise de sensibilidade em dois grupos: i) local e ii) global. O primeiro grupo analisa a média da resposta do sistema com base em todos os possíveis valores para as entradas. No segundo grupo são avaliadas as taxas de variação da respostas em relação a cada variável de entrada, observando as derivadas parciais.

Frey e Patil (2002) classificam os métodos de análise de sensibilidade em categorias como: i) gráficos, ii) matemáticos e iii) estatísticos. Os métodos gráficos fornecem a indicação visual da influência que a variação das entradas ocasiona na saída, eles podem ser representados na forma de gráficos, mapas ou superfícies. Os métodos matemáticos realizam o cálculo da saída para a faixa de valores possíveis para a entrada. Os métodos estatísticos avaliam a o efeito na variação da saída com base no uso de distribuições de probabilidade para as entradas.

O trabalho de Gomes (2018) propõe a análise de sensibilidade através do método da área, no qual é utilizado o diagrama-aranha como ponto de partida para o cálculo da área formada entre as curvas dos parâmetros de entrada  $x_j$  e a reta definida pela saída  $\beta$ , chamada eixo base. O eixo-base possui valor constante,  $\beta$ , para o eixo das ordenadas quando  $y = f(\alpha)$  na qual  $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]$ . O conjunto  $\alpha$  de valores dos parâmetros de entrada é tomado como referência durante análise local de sensibilidade, enquanto um parâmetro varia, os outros são mantidos fixos no seu valor-base  $\alpha_j$ .

A execução do método da área baseia-se nas etapas: i) definição do conjunto  $\alpha$ , ii) execução da simulação ou experimentação considerando a variação de cada parâmetro  $x_j$  por vez, iii) construção do diagrama-aranha, iv) definição do intervalo de análise dos parâmetros, v) cálculo da área dos polígonos formados pela curva de cada parâmetro e o eixo-base no intervalo definido e vi) cálculo dos índices de sensibilidade, dado por:

$$S_{x_j}^a = \frac{A_{x_j}}{\sum_{j=1}^v A_{x_j}} \quad (4.2)$$

na qual  $A_{x_j}$  é a área formada pela curva do parâmetro  $x_j$  e o eixo-base em  $\beta$  e  $v$  é o número de parâmetros de entrada. Gomes (2018) propôs outra forma de implementação da análise de sensibilidade utilizando o método analítico. A principal característica deste método é a independência da faixa de variação dos parâmetros de entrada. O cálculo é realizado a partir do caso-base, definindo-se os intervalos de variação de cada parâmetro e simulando o sistema com a variação de apenas um parâmetro de cada vez. A diferença entre o resultado de cada simulação e o caso-base possibilita definir a influência de cada parâmetro no sistema. Assim, o cálculo do índice de sensibilidade utilizando o método analítico é dado por:

$$S(x_i) = \frac{\frac{1}{n} \cdot \sum_{j=1}^n |y_{ij} - \beta|}{\sum_{i=1}^k \left( \frac{1}{n} \cdot \sum_{j=1}^n |y_{ij} - \beta| \right)} \quad (4.3)$$

na qual  $i$  é o índice do parâmetro,  $n$  é o número de medidas variando apenas um parâmetro por vez,  $x_i$ ,  $y_{ij}$  é a saída do sistema para  $j$ -ésima medida de  $x_i$ ,  $k$  corresponde ao número de parâmetros e  $\beta$  é a solução do caso-base.

### 4.3 Considerações finais

A aplicação dos métodos otimização na solução de problemas se torna cada vez mais recorrente dada a demanda crescente de eficiência na execução de processos. Desta forma, aplicar as técnicas de otimização para sintonia de controladores possibilita que melhores resultados sejam obtidos pelos sistemas. No processo de execução das técnicas de otimização o conhecimento relacionado à influência de cada parâmetro na saída do sistema possibilita a melhor definição não só dos métodos mas também dos

ajustes necessários para a obtenção da solução ótima. A metodologia de aplicação destes elementos para análise dos controladores é apresentada no próximo capítulo.



## CAPÍTULO 5

### METODOLOGIA

Este capítulo descreve a metodologia proposta na implementação e comparação de quatro técnicas de controle: i) controle proporcional, integral e derivativo, ii) controle preditivo prático não linear, iii) controle *fuzzy* e iv) controle por modos deslizantes. Elas são aplicadas no sistema composto pelo motor de corrente contínua de excitação independente, para o qual são descritos os procedimentos de construção, configuração e modelagem. Apresenta-se o processo de sintonia destes controladores e comparam-se os resultados com base na avaliação dos indicadores de desempenho disponíveis na literatura.

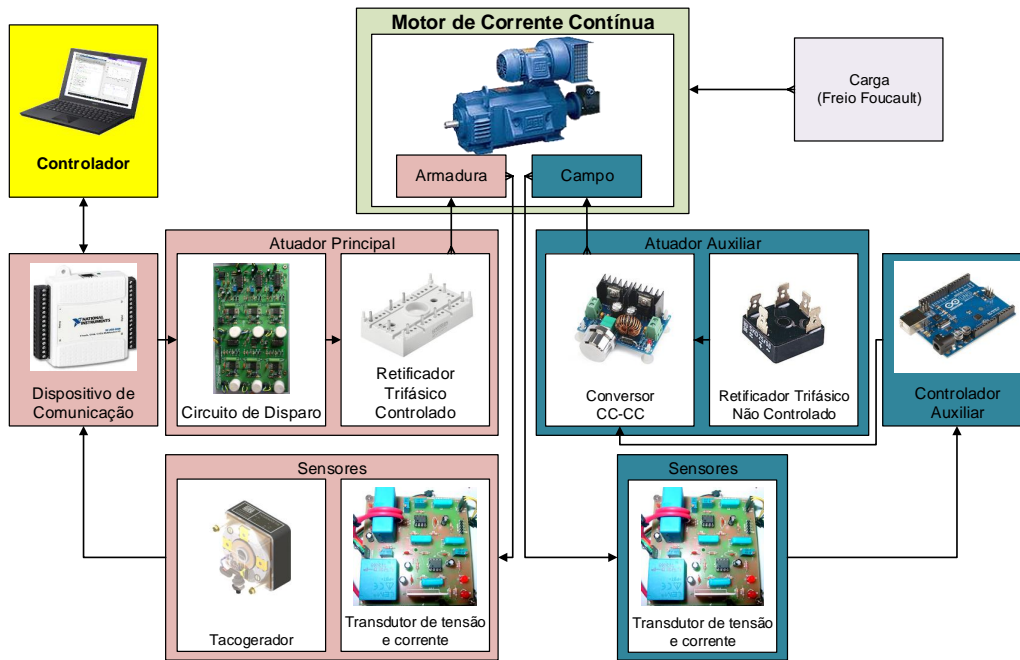
#### 5.1 Sistema a ser controlado

O sistema a ser controlado é formado pelo motor de corrente contínua de excitação independente. Esta configuração permite que a velocidade de rotação do eixo seja modificada através da alteração: i) na tensão de armadura, mantido o fluxo magnético constante, ii) no fluxo magnético produzido pelo circuito de campo, mantida a tensão de armadura constante ou iii) na tensão de armadura e no fluxo magnético simultaneamente. Com o objetivo de definir o sistema com relação a entrada/saída, nas quais estes sinais possam ser medidos diretamente, adota-se o controle da velocidade do motor CC através da tensão de armadura mantendo o fluxo magnético constante.

A estrutura física básica do motor CC possui, além do motor, alguns componentes agregados diretamente relacionados com seu funcionamento pré-instalados pelo fabricante, como: i) sistema não controlado de ventilação forçada, ii) freio eletromagnético e iii) tacogerador. A ventilação é responsável por impedir que haja a elevação da temperatura e conseqüentemente da resistência nos enrolamentos da armadura e do campo. O freio eletromagnético permite que através das correntes induzidas por bobinas no disco metálico acoplado ao eixo do motor sejam aplicados torques de carga. O tacogerador acoplado diretamente ao eixo do motor, fornece o sinal de tensão contínuo proporcional a velocidade.

O comportamento do motor CC durante a implementação das técnicas de controle é avaliado através dos sinais de tensão e corrente referentes aos circuitos de armadura, campo e freio eletromagnético. A obtenção destes sinais é executada por sensores de efeito *Hall* associados ao filtro *Butterworth* de segunda ordem e ao amplifica-

dor ativo, com a finalidade de extração do valor médio e adequação da amplitude, respectivamente. O diagrama que representa a associação entre os componentes do sistema é ilustrado na Figura 5.1, adaptada de Couto (2018).

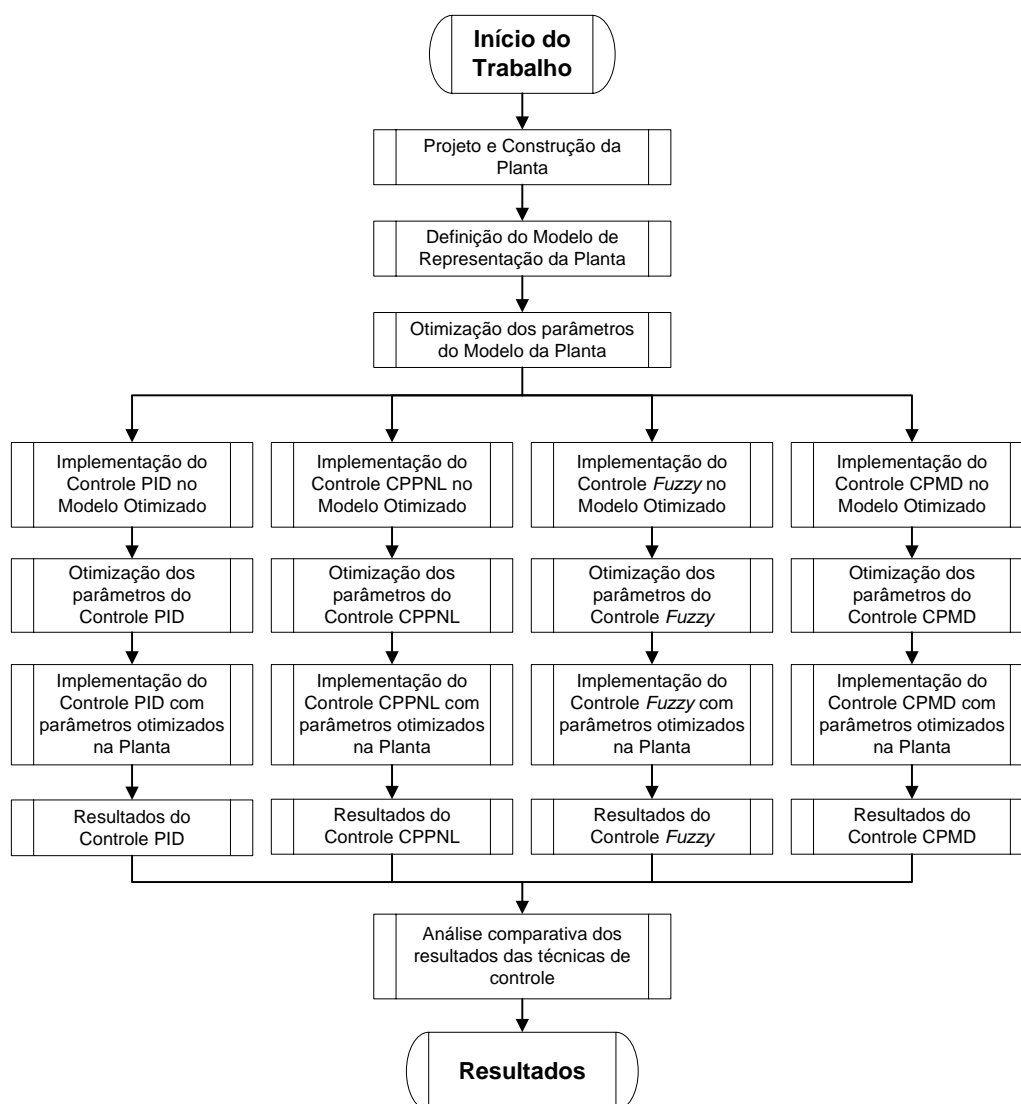


**Figura 5.1** - Diagrama de blocos do sistema implementado.

A metodologia utilizada no trabalho é ilustrada no fluxograma da Figura 5.2, na qual inicia com o projeto e construção da bancada do sistema a ser utilizada na implementação das técnicas de controle estudadas. Com a bancada em funcionamento desenvolve-se o modelo do sistema para que cada técnica de controle possa ser sintonizada a partir do método de otimização para então ser aplicada ao sistema. Na sequência os resultados da implementação dos parâmetros otimizados são coletados e comparados.

### 5.1.1 Sistema de controle auxiliar

O funcionamento do motor CC tem base nas interações existentes entre a corrente do circuito de armadura e o campo magnético produzido pelo enrolamento de campo. Para que o fluxo magnético produzido por este enrolamento seja mantido constante e portanto preserve as condições do sistema no estudo das técnicas de controle avaliadas, implementa-se o controlador auxiliar no circuito de campo. Este controlador



**Figura 5.2** - Fluxograma da metodologia de execução do trabalho.

atua na tensão de alimentação do circuito de campo mantendo a corrente constante no valor estabelecido como referência.

A técnica de controle utilizada para controlar o circuito de campo é o PID com ganhos projetados pelo método do lugar das raízes. Como a finalidade deste controlador é exclusivamente de garantir a invariabilidade do campo magnético para a análise do controlador principal, seu projeto não é detalhado. O cálculo da ação de controle é realizado na plataforma de prototipagem eletrônica a partir da aquisição do sinal de corrente de campo. Esta ação é fornecida pela plataforma como sinal de

tensão modulado por largura de pulso (PWM) e aplicado ao conversor CC-CC do tipo abaixador (*Buck*). O conversor abaixador oferece em sua saída o valor de tensão média igual ou inferior a tensão de entrada, conforme sinal de controle aplicado a sua chave estática. Para esta aplicação a tensão de entrada é gerada pelo retificador trifásico não controlado (RTNC).

### 5.1.2 Sistema de controle principal

As técnicas: i) controle proporcional, integral e derivativo (PID), ii) controle preditivo prático não linear (CPPNL), iii) controle *fuzzy* e iv) controle por modos deslizantes (CPMD), são aplicadas no sistema de controle do motor de corrente contínua de excitação independente. Neste sistema, o cálculo da ação de controle é realizado através do computador, a escolha desta opção está fundamentada em características como poder de processamento dos sinais de entrada/saída, cômputo da ação de controle, disponibilidade, acessibilidade e custo financeiro e tempo. A interação entre o computador e o sistema ocorre por meio do dispositivo multifuncional de entrada/saída. Ele atua convertendo os sinais analógicos medidos no sistema em dados passíveis de processamento pelo computador, assim como converte os valores da ação de controle calculados pelo computador em sinais analógicos destinados aos atuadores do sistema.

A velocidade do motor CC é medida através do tacogerador originalmente dimensionado e instalado em sua estrutura. O sinal de tensão CC fornecido por ele é diretamente proporcional a velocidade de rotação do motor e sua faixa de valores é condicionada à entrada do dispositivo multifuncional de entrada/saída através do divisor resistivo de tensão, seguido do filtro passa baixa para atenuação de ruídos de alta frequência característicos do princípio de funcionamento do tacogerador.

A aplicação da ação de controle na planta é realizada pelo atuador, neste sistema corresponde à aplicação do valor de tensão CC no circuito de armadura do motor. Esta tensão é gerada por meio do retificador trifásico totalmente controlado (RTTC), no qual a tensão de entrada trifásica em corrente alternada simétrica e com amplitude constante é retificada dando origem à tensão de saída em corrente contínua controlada pelo intervalo de condução de cada um dos seis tiristores que compõem o retificador. A condução é definida, em cada semiciclo da tensão de entrada, pelo intervalo entre a aplicação do pulso no terminal *gate* do tiristor e a nulidade da diferença de potencial entre os seus terminais ânodo e cátodo.

Os pulsos são produzidos pelo circuito eletrônico de disparo, formado diversos ele-

mentos dentre eles o circuito integrado comercial destinado a esta finalidade, os transformadores de pulso, para isolamento entre os sinais de controle e de potência, o filtro *Butterworth* de segunda ordem, para atenuação de ruídos e o amplificador ativo para atribuição de ganho ao sinal. De forma sintética, o funcionamento do circuito integrado se baseia na aplicação de sinal de tensão contínuo de baixa magnitude que promove proporcionalmente o deslocamento da posição de geração do pulso dentro do intervalo em que o tiristor está apto a conduzir.

## 5.2 Modelagem do sistema a ser controlado

O modelo representa o comportamento do sistema, fundamental para diversas aplicações, das quais destacam-se a previsão do sinal de saída frente a aplicação do sinal de entrada e a sintonia dos parâmetros do controlador. Para determinação do modelo do sistema, é considerado bloco único com entrada representada pela tensão de controle aplicada ao circuito de disparo do RTTC e saída designada pela velocidade de rotação do eixo. A relação entre estas duas variáveis ocorre por meio de diversos elementos, como: i) retificador trifásico totalmente controlado, ii) circuito de armadura do motor, iii) relações eletromecânicas do motor CC, iv) sensores e v) outros elementos que possuem seus comportamentos implícitos por esta relação não linear.

A estratégia de modelagem utilizada consiste na identificação de sistemas, pois permite representar através do modelo geral com entrada e saída a inter-relação existente nos seus diversos subsistemas constituintes. O processo de obtenção do modelo segue as principais etapas propostas por [Aguirre \(2007\)](#): i) testes dinâmicos e coleta de dados, ii) escolha da representação matemática, iii) seleção da estrutura, iv) estimativa dos parâmetros e v) validação com o sistema.

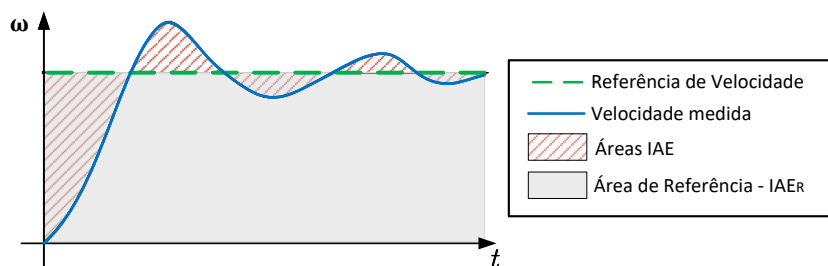
Os teste dinâmicos são realizados com o sistema operando em malha aberta no qual é aplicado o sinal de tensão na armadura. O sinal de teste é caracterizado basicamente pela variação gradual, crescente e decrescente considerando diferentes níveis dentro do intervalo de tensão suportado pelo motor. A coleta de dados é realizada com frequência de amostragem constante e considera os sinais de velocidade do motor, além da tensão, corrente na armadura e no campo, com e sem a presença de carga.

A escolha da representação matemática considera as características do sistema como não linear, paramétrico com parâmetros invariantes no tempo, dinâmico, contínuo e determinístico. Desta forma, a representação que melhor se adequa é o modelo não linear auto regressivo de média móvel com entradas exógenas, referido na literatura por NARMAX. No motor CC a velocidade está diretamente relacionada com os

valores da tensão e corrente na armadura, assim com o objetivo de modelar o comportamento dinâmico do sistema utiliza-se o modelo NARMAX multivariável. Nele são consideradas variáveis de entrada: i) tensão de controle do circuito de disparo  $u$  e ii) torque de carga  $T_l$ . Para as variáveis de saída são utilizadas: i) velocidade do eixo  $\omega$ , ii) tensão de armadura  $V_a$  e iii) corrente de armadura  $i_a$ .

A etapa de seleção da estrutura e estimativa dos parâmetros do modelo é executada por meio de método de otimização heurístico. Os parâmetros do modelo otimizados no processo são: i) regressores de entrada  $n_a$ , ii) regressores de saída  $n_b$ , iii) instantes de atraso  $n_k$ , iv) ordem da função  $l$  e v) valores dos coeficientes da função.

Para a elaboração do termo principal da função de avaliação para os controladores PID, CPPNL, *Fuzzy* e CPMD é utilizado o *IAE* para a resposta ao degrau. As áreas utilizadas para o cálculo do *IAE* são ilustradas na Figura 5.3, adaptada de Carvalho (2017) e dada por (5.1). Devido às limitações físicas do motor, algumas penalidades devem ser inseridas na função de avaliação, como limites máximos de corrente e tensão de alimentação da armadura. Estas restrições evitam que o motor funcione fora da região de operação, ocasionando danos permanentes ao sistema. A validação com o sistema real consiste na comparação dos sinais de saída resultantes do modelo com os medidos na planta, quando aplicado o mesmo sinal de entrada em ambos.



**Figura 5.3** - Composição da integral do erro absoluto.

$$IAE = \sum_{i=1}^n A_i \quad (5.1)$$

A Figura 5.3 é a representação hipotética das áreas que compõem o *IAE* em (5.1), na

qual  $n$  é o número de áreas  $A$  que aparecem acima e abaixo do valor de referência com  $i = 1, 2, \dots, n$ . A expressão (5.1) é a exemplificação de (2.15) para a representação do  $IAE$ , que é o desvio percentual do desempenho de determinado controlador calculado para a resposta ideal,  $IAE = 0$ . Neste caso, a referência  $IAE$  é a área calculada para o sinal de referência, em que a representação percentual do  $IAE$  é dada por:

$$IAE_{\%} = \frac{\|IAE_R - IAE\|}{IAE_R} \quad (5.2)$$

no qual  $IAE_R$  é a referência  $IAE_{\%}$ . O cálculo de  $IAE_{\%}$  produz resultado independente do tempo de teste. Desta forma, é possível comparar o desempenho dos controladores independente do teste realizado.

### 5.3 Otimização aplicada a sintonia de parâmetros dos controladores

O desempenho na atuação dos controladores está diretamente relacionado com a sintonia do seus parâmetros. Esta sintonia é determinada considerando as especificações desejadas para a resposta do sistema. O método de otimização por algoritmo genético (AG) é utilizado para sintonia das quatro técnicas de controle utilizadas. Os parâmetros otimizados são específicos de cada técnica.

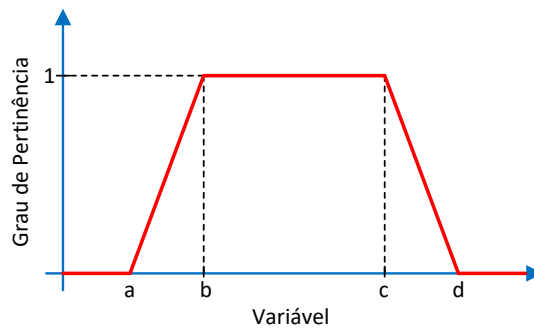
O controlador PID é caracterizado como técnica de controle clássica porém a sua extensa aplicação em diversos tipos de sistemas permite que seu desempenho possa ser tomado como parâmetro de comparação para as técnicas analisadas. As variáveis otimizáveis são: i) constante proporcional  $K_P$ , ii) constante integral  $K_I$  e iii) constante derivativa  $K_D$ . O indivíduo que representa possível solução para a sintonia do controlador PID é dado por:

$$I_{PID} = [K_P, K_I, K_D] \quad (5.3)$$

O controlador CPPNL possui como variáveis otimizáveis: i) horizonte de predição  $N_y$ , ii) horizonte de controle  $N_u$ , iii) taxa de amortecimento do sinal de referência  $\alpha_r$ , iv) taxa de amortecimento da ação de controle  $\lambda$ , v) taxa de amortecimento de não linearidade da matriz  $G_{CPPNL}$   $\gamma_G$  e vi) delta para linearização a cada instante de amostragem  $\epsilon$ . O indivíduo que representa possível solução para a sintonia do controlador CPPNL é dado por:

$$I_{CPPNL} = [N_y, N_u, \alpha_r, \lambda, \gamma_G, \epsilon] \quad (5.4)$$

O controlador *Fuzzy* utilizado possui como variáveis de entrada o erro e a variação do erro, de modo que cada variável é definida por cinco funções de pertinência, todas na forma trapezoidal, como ilustrado na Figura 5.4. A saída do controlador fornece a ação de controle e é representado por cinco funções de pertinência trapezoidais. Os parâmetros a serem otimizados correspondem aos limites das funções de pertinência das variáveis de entrada e da variável de saída. O indivíduo que representa possível solução para a sintonia do controlador *fuzzy* é dado por sessenta valores que definem as funções de pertinência com as variáveis linguísticas do erro, variação do erro e ação de controle.



**Figura 5.4** - Forma trapezoidal da função de pertinência do controlador *fuzzy*.

O controlador CPMD implementado possui três parâmetros para serem sintonizados: i)  $B$  relacionado com função de deslizamento de segunda ordem, ii)  $M$  que é a amplitude da função sinal e iii)  $C$  que determina o comportamento dinâmico da variável de saída. O indivíduo que representa possível solução para a sintonia do controlador CPMD é dado por:

$$I_{CPMD} = [B, M, C] \quad (5.5)$$

## 5.4 Estudo comparativo entre as técnicas de controle

As técnicas de controle analisadas são aplicadas individualmente ao sistema de controle principal considerando para isto a utilização de três tipos de sinais com diferentes características. Os sinais representam três ensaios distintos definidos em função do sinal de referência de velocidade, da aplicação de carga no motor CC e dos intervalos de tempo referentes a aplicação destes sinais. Os três ensaios são resumidamente descritos por: i) sinal de referência do tipo degrau, sem aplicação de carga, com duração total de 30 segundos, ii) sinal de referência com variação de amplitude, sem aplicação de carga, com duração total de 150 segundos e iii) sinal de referência do tipo degrau, com aplicação de carga, com duração total de 90 segundos, ocorrendo a inserção de carga após 30 segundos e remoção após 60 segundos do instante inicial.

O primeiro ensaio tem a função de analisar a resposta transitória através do tempo de estabilização e da possível ocorrência do sobressinal. No segundo ensaio pretende-se analisar principalmente a resposta de regime permanente do sistema a diferentes níveis do sinal de referência. A sequência de variações crescente e decrescente busca a identificação de comportamentos anômalos associados à dinâmica do controlador e da planta, como histerese por exemplo. O terceiro ensaio mantém a referência do sinal de velocidade constante e avalia a resposta do sistema de controle frente a perturbação na variável de saída através da inserção e retirada de carga. A inicialização do sinal de referência é definida em *zero* para todos os ensaios, pois verificando o instante em que o sistema é submetido a variação do sinal de referência comparado ao instante de alteração no sinal de saída é possível identificar dinâmicas de atraso.

Os parâmetros avaliados nas respostas dos três ensaios são: i) integral do erro absoluto de velocidade  $IAE_{\omega}$ , ii) tempo de subida  $T_r$ , iii) tempo de assentamento  $T_s$ , iv) tempo de descida  $T_d$ , v) tempo de estabilização de inserção de carga  $T_{eic}$  e vi) tempo de estabilização de retirada de carga  $T_{erc}$ .

## 5.5 Análise de sensibilidade para os parâmetros do sistema

Na sintonia dos controladores, o conjunto de parâmetros de cada técnica possui quantidades e níveis de influência distintos. Deste modo, conhecer o grau de influência de cada parâmetro na resposta do controlador é fundamental para aumentar a eficiência na configuração do processo e conseqüentemente na obtenção de resultados. A realização da análise de sensibilidade permite a determinação deste nível de influência para cada parâmetro em relação ao controle e em relação ao sistema

controlado.

Esta análise é implementada através do método analítico descrito por Gomes (2018), que garante a independência da faixa de variação dos parâmetros de entrada analisados. Esta característica é essencial pois os parâmetros de cada controlador apresentam faixas de variação distintas. O método de cálculo utiliza como caso-base os valores dos indivíduos obtidos no processo de otimização de cada técnica de controle. Em seguida, são definidos os intervalos de interesse de cada parâmetro para simulação do modelo do sistema variando apenas um parâmetro por vez. Com o resultado do *IAE* de cada simulação é possível definir a diferença entre os valores e o caso-base, calcular o valor resultante da influência de cada parâmetro no sistema, normalizá-los e calcular o índice de sensibilidade, dado por (4.3)

## 5.6 Considerações Finais

A descrição do sistema apresentou a interconexão de duas malhas de controle sendo a malha de controle secundária destinada à garantia do valor constante para o campo magnético e a malha de controle principal no qual são implementados quatro diferentes tipos de controladores. O comportamento destes diferentes sistemas foi modelado em estrutura NARMAX multivariável considerando duas entradas e três saídas. Este modelo foi então utilizado no processo de otimização para obtenção dos parâmetros otimizados de cada técnica de controle analisada. O próximo capítulo apresentará os resultados obtidos considerando a metodologia proposta.

## CAPÍTULO 6

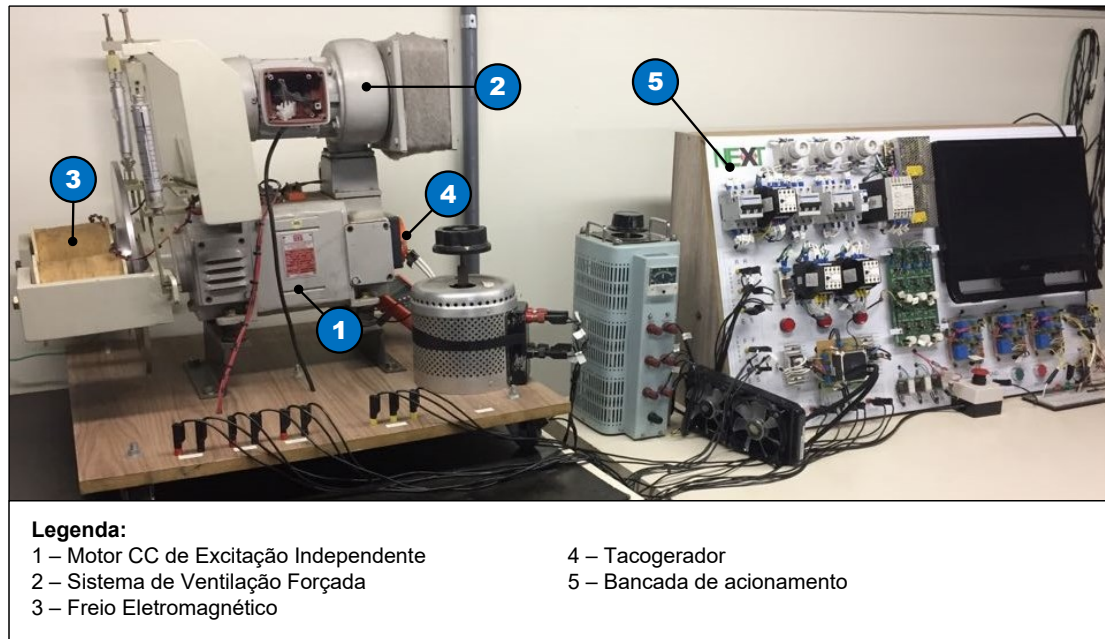
### RESULTADOS

Este capítulo descreve inicialmente o sistema composto pelo motor CC alimentado por retificador trifásico totalmente controlado. Na sequência expõe os parâmetros identificados para o modelo NARMAX e a validação do modelo utilizando os dados medidos a partir do sistema real. Em seguida aborda a sintonia dos controladores: i) proporcional, integral e derivativo, ii) preditivo prático não linear, iii) fuzzy e iv) por modos deslizantes utilizando o processo de otimização. De posse dos resultados obtidos na implementação computacional, insere-se os parâmetros otimizados na planta proposta e compara os resultados práticos com os simulados computacionalmente. Ao final apresenta-se o resultado da análise de sensibilidade dos parâmetros de cada controlador na planta.

#### 6.1 Descrição do sistema proposto

O sistema proposto a ser controlado, apresentado na Figura 6.1, é composto do motor de corrente contínua alimentado por retificador trifásico totalmente controlado (RTTC), circuito de disparo, dispositivos destinados a comunicação, medição e condicionamento de sinais. O estado e configuração atual é o resultado da evolução promovida devido as melhorias, substituições e ajustes realizados no conjunto inicial, utilizado nos trabalhos de Reis (2014), Carvalho (2017), Dias (2017) e Couto (2018). O elemento principal do sistema é o motor de corrente contínua de excitação independente. As principais características elétricas descritas nos dados de placa são: i) potência de  $1kW$ , ii) tensão de armadura nominal de  $220V$ , iii) corrente nominal na armadura de  $5,5A$ , iv) tensão nominal de campo de  $190V$  e v) corrente nominal de campo de  $1,15A$ .

A tensão do campo é fornecida pelo sistema de controle auxiliar. Neste sistema a ação de controle PID é calculada pela rotina implementada na plataforma de prototipagem **Arduino Uno** com base no microcontrolador **ATmega328P**. Esta plataforma recebe o sinal da corrente de campo oriundo dos sensores de corrente, calcula a ação de controle e fornece como resultado o sinal de tensão modulado por largura de pulso (PWM) e aplicado ao conversor CC-CC do tipo abaixador (*Buck*). O conversor abaixador possui em sua saída o valor de tensão média igual ou inferior a tensão de entrada, conforme sinal de controle aplicado a chave estática. Para esta aplicação a tensão de entrada é gerada pelo retificador trifásico não controlado **SKD25/08** da fabricante Semikron<sup>®</sup>.



**Figura 6.1** - Bancada com o sistema a ser controlado.

A implementação da ação de controle principal é realizada utilizando a tensão de armadura do motor CC, sendo fornecida pelo RTTC. Para este elemento foi utilizado a ponte **SK70DT16** do fabricante Semikron®. Esta ponte atua com tensões de até 1600V e corrente de 70A (SEMIKRON, 2017). A geração dos pulsos e o controle do período de condução dos tiristores são realizados pelo circuito eletrônico de disparo. Este circuito tem base na utilização de três circuitos integrados comerciais **TCA785**, sendo um CI para cada par de tiristores. O funcionamento do circuito integrado se baseia na aplicação de sinal de tensão contínuo de baixa magnitude que promove proporcionalmente o deslocamento da posição de geração do pulso dentro do intervalo em que o tiristor está apto a conduzir.

O uso do CI **TCA785** faz com que a lógica que relaciona o sinal da tensão de controle do circuito de disparo  $V_c$  e a tensão da armadura do motor CC  $V_a$  seja inversa. Desta forma, estabeleceu-se a relação entre a ação de controle percentual, o sinal da tensão de controle do circuito de disparo  $V_c$  e a tensão da armadura do motor CC  $V_a$ : para 0,00% de ação de controle, tem-se  $V_c = 4,10V$  o que representa  $V_a \approx 0,00V$ , para 100,00% de ação de controle, tem-se  $V_c = 2,70V$  o que representa  $V_a \approx 230,00V$ .

A obtenção do sinal de velocidade é realizada por meio do tacogerador acoplado ao eixo do motor. A sua relação tensão velocidade é de  $20mV/rpm$ . Considerando

a possibilidade de velocidades de até  $2000rpm$  e as especificações do dispositivo multifuncional de entrada/saída, utilizou-se o divisor de tensão resistivo convertendo o valor desta relação para  $5mV/rpm$ . Além disto, o sinal de saída possui ruídos de alta frequência característicos do tacogerador, exigindo a presença do filtro passa baixa com o objetivo de condicionar o sinal de velocidade e reduzir os ruídos de alta frequência.

Os sinais de tensão e corrente do circuito de armadura, do circuito de campo e do sistema de freio eletromagnético são provenientes de sensores de efeito *Hall*. O sensor utilizado para tensão é o  $LV - 25P$ , com tensão máxima de  $500V$ , para a corrente utilizou-se o  $LA - 55P$ , que opera com correntes de até  $55A$ . Estes elementos são associados aos condicionadores de sinal representados pelo filtro *Butterworth* de segunda ordem com amplificador ativo. A alimentação dos circuitos eletrônicos é fornecida por fontes de tensão CC de  $5V$  e  $12V$  reguladas.

A interface entre o computador e o sistema é desempenhada por meio do dispositivo multifuncional de entrada/saída. Utilizou-se o **USB-6008**, da National Instruments®. Dentre suas principais características estão: i) alimentação por barramento, ii) oito entradas analógicas com taxa de aquisição de até  $10000amostras/s$ , resolução de até  $12bits$ , faixa de  $-10V$  a  $10V$  com precisão de  $37,5mV$ , iii) duas saídas analógicas com taxa de aquisição de até  $150amostras/s$ , resolução de até  $12bits$ , faixa de  $0V$  a  $5V$  com precisão de  $7mV$  e corrente de até  $10mA$ , iv) doze canais digitais configuráveis como entrada ou saída, todos com faixa de  $0V$  a  $5V$ , precisão de  $37,5mV$  e corrente de saída de até  $102mA$  e v) canal contador de  $32bits$  (NATIONAL INSTRUMENTS, 2017).

## 6.2 Identificação e validação do modelo

O modelo é o resultado do processo de identificação realizado pelo método NARMAX multivariáveis, considerando duas entradas e três saídas. O processo de obtenção do modelo seguiu as principais etapas propostas por Aguirre (2007): i) testes dinâmicos e coleta de dados, ii) escolha da representação matemática, iii) seleção da estrutura, iv) estimativa dos parâmetros e v) validação do modelo com o sistema real.

Os testes dinâmicos foram realizados utilizando a aplicação do sinal caracterizado pela variação gradual, crescente e decrescente em diferentes níveis dentro do intervalo de tensão suportado pelo motor. A configuração deste sinal foi estabelecida com o objetivo de capturar o comportamento transitório a partir das variações em diferentes níveis e o comportamento em regime permanente, permitindo que o sinal

se mantivesse por tempo suficiente para estabilização da resposta do sistema. Desta forma, é possível avaliar dinâmicas diversas como histerese considerando os mesmos níveis de tensão e tempo morto comparando o instante das transições do sinal de entrada e do sinal de saída. O período de amostragem foi definido em  $T_s = 100ms$ , respeitando o teorema de Nyquist e o tempo de processamento exigido para o cálculo e execução da ação de controle.

As características da representação matemática utilizando o modelo NARMAX são expressas por: i) regressores sigmoidais, ii) duas entradas, tensão de controle e carga no eixo e iii) três saídas, velocidade, tensão de armadura e corrente de armadura. De (6.3) a (6.24) são apresentados os valores para determinação da estrutura de seleção e dos parâmetros do modelo NARMAX, resultantes do processo de otimização utilizando algoritmo genético (AG).

$$n_a = \begin{bmatrix} 0 & 3 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$n_b = \begin{bmatrix} 3 & 2 \\ 4 & 7 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$n_k = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1,29 \times 10^{-3} & 2,27 \times 10^{-3} & -1,66 \times 10^3 & -1,25 \times 10^{-1} & -3,86 \times 10^{-1} \\ 1,43 \times 10^{-4} & -6,97 \times 10^{-4} & 1,31 \times 10^{-2} & 1,14 & 3,50 \\ 2,56 \times 10^{-7} & -3,16 \times 10^{-4} & 3,98 \times 10^{-3} & 3,23 \times 10^{-1} & -1,25 \times 10^1 \\ 5,05 \times 10^{-5} & -2,82 \times 10^{-2} & -3,32 \times 10^{-1} & 3,46 \times 10^{-3} & 6,76 \times 10^{-3} \\ 5,07 \times 10^{-5} & -2,79 \times 10^{-2} & 3,36 \times 10^{-1} & -4,59 \times 10^{-2} & 1,64 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$L'_1 = [7,65 \times 10^2 \quad -5,75 \quad 1,19 \times 10^{-1} \quad 5,95 \quad -3,35] \quad (6.5)$$

$$d_1 = [1,19 \times 10^3] \quad (6.6)$$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} 1,29 \times 10^{-3} & 2,27 \times 10^{-3} & -1,66 \times 10^3 & -1,25 \times 10^{-1} & -3,86 \times 10^{-1} \\ 1,43 \times 10^{-4} & -6,97 \times 10^{-4} & 1,31 \times 10^{-2} & 1,14 & 3,50 \\ 2,56 \times 10^{-7} & -3,16 \times 10^{-4} & 3,98 \times 10^{-3} & 3,23 \times 10^{-1} & -1,25 \times 10^1 \\ 5,05 \times 10^{-5} & -2,82 \times 10^{-2} & -3,32 \times 10^{-1} & 3,46 \times 10^{-3} & 6,76 \times 10^{-3} \\ 5,07 \times 10^{-5} & -2,79 \times 10^{-2} & 3,36 \times 10^{-1} & -4,59 \times 10^{-2} & 1,64 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$A_1 = [-2,65 \times 10^2 \quad 3,78 \times 10^1 \quad -2,53 \times 10^2 \quad 5,83 \quad -6,45] \quad (6.8)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -1,42 & 1,02 & 1,12 & 1,61 & 1,98 \\ 4,78 \times 10^{-1} & 1,96 \times 10^{-1} & -3,42 \times 10^{-1} & -7,71 \times 10^{-1} & 2,96 \times 10^{-1} \\ -3,94 \times 10^{-3} & -2,80 \times 10^{-2} & 5,16 \times 10^{-3} & -2,09 \times 10^{-2} & 6,47 \times 10^{-2} \\ -9,91 \times 10^{-2} & -9,59 \times 10^{-2} & 8,76 \times 10^{-2} & 9,59 \times 10^{-3} & 4,15 \times 10^{-2} \\ 2,14 \times 10^{-1} & -3,09 \times 10^{-1} & -2,04 \times 10^{-1} & -1,67 \times 10^{-1} & -1,22 \times 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$$C_1 = [6,43 \quad -5,12 \quad -5,59 \quad -2,85 \quad -2,75] \quad (6.10)$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 1,29 \times 10^{-3} & 2,27 \times 10^{-3} & -1,66 \times 10^3 & -1,25 \times 10^{-1} & -3,86 \times 10^{-1} \\ 1,43 \times 10^{-4} & -6,97 \times 10^{-4} & 1,31 \times 10^{-2} & 1,14 & 3,50 \\ 2,56 \times 10^{-7} & -3,16 \times 10^{-4} & 3,98 \times 10^{-3} & 3,23 \times 10^{-1} & -1,25 \times 10^1 \\ 5,05 \times 10^{-5} & -2,82 \times 10^{-2} & -3,32 \times 10^{-1} & 3,46 \times 10^{-3} & 6,76 \times 10^{-3} \\ 5,07 \times 10^{-5} & -2,79 \times 10^{-2} & 3,36 \times 10^{-1} & -4,59 \times 10^{-2} & 1,64 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$L'_2 = [8,56 \times 10^1 \quad -9,85 \times 10^{-1} \quad -5,09 \times 10^{-2} \quad 1,37 \quad -6,58 \times 10^{-1}] \quad (6.12)$$

$$d_2 = [1,32 \times 10^2] \quad (6.13)$$

$$Q_2 = \begin{bmatrix} 1,29 \times 10^{-3} & 2,27 \times 10^{-3} & -1,66 \times 10^3 & -1,25 \times 10^{-1} & -3,86 \times 10^{-1} \\ 1,43 \times 10^{-4} & -6,97 \times 10^{-4} & 1,31 \times 10^{-2} & 1,14 & 3,50 \\ 2,56 \times 10^{-7} & -3,16 \times 10^{-4} & 3,98 \times 10^{-3} & 3,23 \times 10^{-1} & -1,25 \times 10^1 \\ 5,05 \times 10^{-5} & -2,82 \times 10^{-2} & -3,32 \times 10^{-1} & 3,46 \times 10^{-3} & 6,76 \times 10^{-3} \\ 5,07 \times 10^{-5} & -2,79 \times 10^{-2} & 3,36 \times 10^{-1} & -4,59 \times 10^{-2} & 1,64 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$$A_2 = [-5,20 \quad 2,86 \quad -2,39 \quad -3,90 \quad -5,78] \quad (6.15)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1,08 & -1,25 & -1,83 \times 10^{-1} & 3,60 \times 10^{-2} & -8,95 \times 10^{-1} \\ 1,79 \times 10^{-1} & 1,02 \times 10^{-1} & 6,18 \times 10^{-1} & 5,70 \times 10^{-2} & 5,35 \times 10^{-1} \\ 7,80 \times 10^{-2} & -3,83 \times 10^{-2} & -1,11 \times 10^{-1} & -1,00 \times 10^{-1} & -7,32 \times 10^{-2} \\ 4,17 \times 10^{-2} & 1,50 \times 10^{-1} & -4,63 \times 10^{-2} & 1,41 \times 10^{-1} & 1,46 \times 10^{-1} \\ -2,76 \times 10^{-1} & 7,17 \times 10^{-2} & -2,87 \times 10^{-1} & -1,58 \times 10^{-1} & -1,07 \times 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

$$C_2 = [-6,25 \quad 1,77 \quad 1,46 \quad -1,24 \quad -1,93] \quad (6.17)$$

$$P_3 = \begin{bmatrix} 1,29 \times 10^{-3} & 2,27 \times 10^{-3} & -1,66 \times 10^3 & -1,25 \times 10^{-1} & -3,86 \times 10^{-1} \\ 1,43 \times 10^{-4} & -6,97 \times 10^{-4} & 1,31 \times 10^{-2} & 1,14 & 3,50 \\ 2,56 \times 10^{-7} & -3,16 \times 10^{-4} & 3,98 \times 10^{-3} & 3,23 \times 10^{-1} & -1,25 \times 10^1 \\ 5,05 \times 10^{-5} & -2,82 \times 10^{-2} & -3,32 \times 10^{-1} & 3,46 \times 10^{-3} & 6,76 \times 10^{-3} \\ 5,07 \times 10^{-5} & -2,79 \times 10^{-2} & 3,36 \times 10^{-1} & -4,59 \times 10^{-2} & 1,64 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

$$L'_3 = [2,73 \times 10^{-1} \quad -5,22 \times 10^{-1} \quad 3,32 \times 10^{-2} \quad 1,51 \times 10^{-1} \quad -1,38 \times 10^{-1}] \quad (6.19)$$

$$d_3 = [3,03] \quad (6.20)$$

$$Q_3 = \begin{bmatrix} 1,29 \times 10^{-3} & 2,27 \times 10^{-3} & -1,66 \times 10^3 & -1,25 \times 10^{-1} & -3,86 \times 10^{-1} \\ 1,43 \times 10^{-4} & -6,97 \times 10^{-4} & 1,31 \times 10^{-2} & 1,14 & 3,50 \\ 2,56 \times 10^{-7} & -3,16 \times 10^{-4} & 3,98 \times 10^{-3} & 3,23 \times 10^{-1} & -1,25 \times 10^1 \\ 5,05 \times 10^{-5} & -2,82 \times 10^{-2} & -3,32 \times 10^{-1} & 3,46 \times 10^{-3} & 6,76 \times 10^{-3} \\ 5,07 \times 10^{-5} & -2,79 \times 10^{-2} & 3,36 \times 10^{-1} & -4,59 \times 10^{-2} & 1,64 \times 10^{-2} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$A_3 = [1,12 \quad -1,52 \times 10^{-1} \quad 3,47 \quad -9,41 \quad 3,72] \quad (6.22)$$

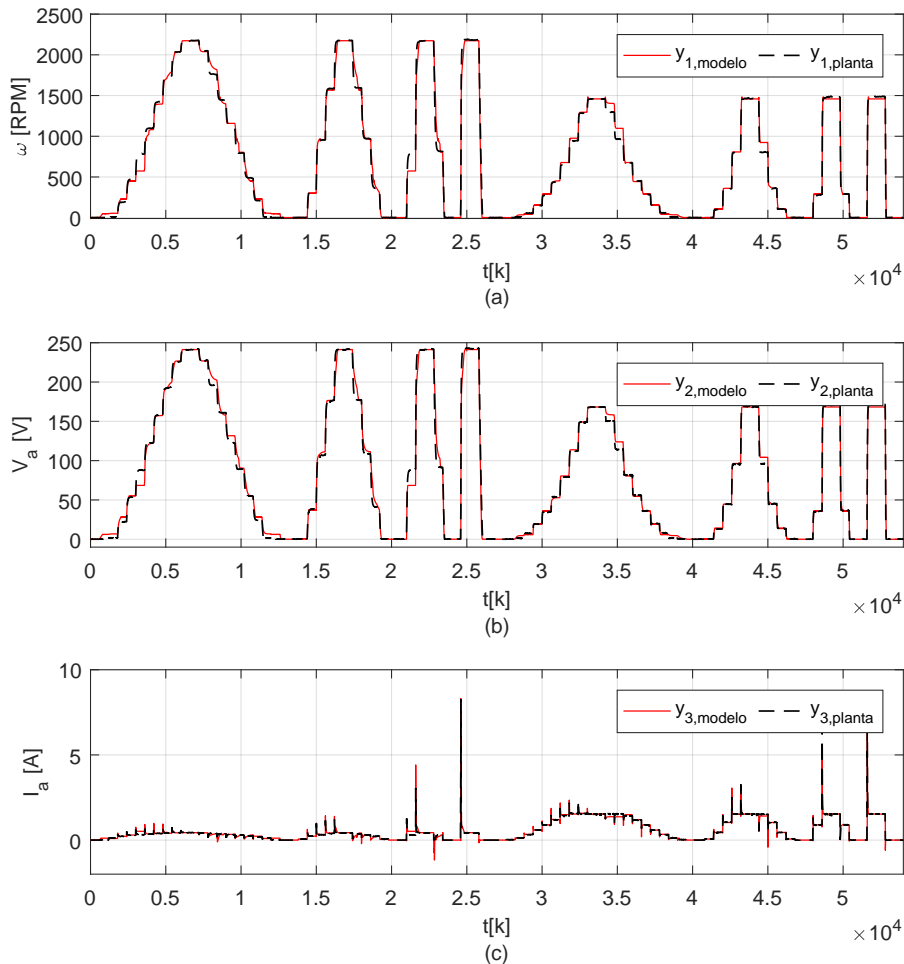
$$B_3 = \begin{bmatrix} -1,72 & 1,68 & -1,80 & -1,03 & 4,55 \times 10^{-1} \\ 5,24 \times 10^{-1} & -5,60 \times 10^{-1} & -1,80 \times 10^{-1} & -8,91 \times 10^{-3} & -5,67 \times 10^{-2} \\ -6,81 \times 10^{-2} & -9,69 \times 10^{-2} & 1,02 \times 10^{-1} & 6,90 \times 10^{-2} & -1,06 \times 10^{-1} \\ 7,22 \times 10^{-2} & -7,88 \times 10^{-2} & -1,74 \times 10^{-1} & -1,06 \times 10^{-1} & -1,63 \times 10^{-1} \\ 1,85 \times 10^{-1} & 4,36 \times 10^{-1} & 8,87 \times 10^{-2} & -3,01 \times 10^{-1} & -2,29 \times 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$C_3 = [5,06 \quad -2,61 \quad 4,48 \quad 7,06 \times 10^{-1} \quad -3,70 \times 10^{-1}] \quad (6.24)$$

Na etapa de validação do modelo NARMAX comparou-se o resultado gerado pelo modelo com os sinais obtidos do sistema real, considerando a aplicação do mesmo sinal de entrada para o modelo e para a planta com e sem a presença de carga. Para avaliação da qualidade do modelo, considerando a existência de três saídas, foram estabelecidos pesos distintos conforme a relevância de cada sinal. Os pesos adotados são: i) 0,70 para aproximação do sinal de velocidade do motor  $\omega$ , ii) 0,20 para aproximação do sinal de tensão de armadura  $V_a$  e iii) 0,10 para aproximação do sinal de corrente de armadura  $I_a$  (CARVALHO, 2017).

Os sinais de saída referentes ao sistema real e ao modelo são apresentados na Figura 6.2. A taxa de aproximação individual para cada saída é de 91,12% para o

sinal da velocidade, 91,69% para o sinal da tensão da armadura e 86,04% para o sinal da corrente de armadura. Com a atribuição dos pesos tem-se a taxa de 90,16% para o critério de avaliação global do modelo.



**Figura 6.2** - Comparativo entre a resposta gerada pelo modelo e o sinal medido na planta: (a) velocidade do motor CC, (b) tensão da armadura do motor CC e (c) corrente da armadura do motor CC.

A Figura 6.2 pode ser dividida em duas partes: i) o ensaio sem carga no intervalo compreendido entre a primeira amostra e a  $2,6 \cdot 10^4$ , e ii) ensaio com carga para o intervalo da amostra  $2,6 \cdot 10^4$  até a amostra  $5,5 \cdot 10^4$ . Os sinais apresentados são referentes à velocidade, tensão de armadura e corrente de armadura. A implementação da carga é identificada na resposta do sistema através da redução dos níveis de velocidade e aumento dos níveis de corrente de armadura, quando comparados ao

ensaio sem a presença da carga, apesar do sinal de referência ser o mesmo para os dois ensaios. Este comportamento é característico do motor CC operando em malha aberta, ou seja, na ausência do sistema de controle.

### 6.3 Processo de otimização aplicado à sintonia dos controladores

A sintonia dos controladores é realizada por meio do processo de otimização utilizando AG. A justificativa da escolha é embasada nos resultados obtidos nos trabalhos desenvolvidos por Reis (2014) e Carvalho (2017), que destacam a predominância dos AG quando comparadas as estratégias de otimização determinísticas, heurísticas e híbridas.

A implementação do AG para a sintonia dos parâmetros de todos os controladores estudados foi estabelecida com base nas seguintes considerações: i) população inicial aleatória de 50 indivíduos, ii) taxa de cruzamento linear decrescente iniciando em 90% para a primeira geração e encerrando com 30% para a geração final, iii) taxa de mutação crescente linear iniciando em 30% e encerrando em 90%. O método de seleção adotado foi o torneio envolvendo cinco indivíduos e o critério de parada foi estabelecido em 250 gerações. A função de avaliação utilizada é dada por (6.25), a qual é formada pelo  $IAE_w$  de velocidade do motor acrescido das penalizações relativa à tensão de armadura nominal  $V_n = 230V$  e à corrente de pico  $I_n = 38A$ .

$$f(x) = IAE_w + P_V + P_I \quad (6.25)$$

A otimização procura a solução do problema dentro do espaço de busca. A definição deste espaço está diretamente relacionada com a velocidade de convergência do AG. Desta forma, estabelece limites específicos para os parâmetros de cada controlador com base no conhecimento do sistema. A Tabela 6.1 dispõe os valores de esforços computacionais associados ao processo de otimização de cada técnica de controle. O esforço computacional foi influenciado não somente pelo volume de parâmetros de cada controlador, mas também pelo tempo referente à chamada de funções para simulação do sistema.

#### 6.3.1 Controlador proporcional, integral e derivativo

A sintonia do controlador PID buscou otimizar os parâmetros nos conjuntos referentes ao espaço de busca  $\Omega$  de cada constante: i) constante proporcional  $\{K_p \in \mathbb{R} \mid 1 \cdot 10^{-6} \leq K_p \leq 100\}$ , ii) constante integral  $\{K_i \in \mathbb{R} \mid 0 \leq K_i \leq 100\}$  and

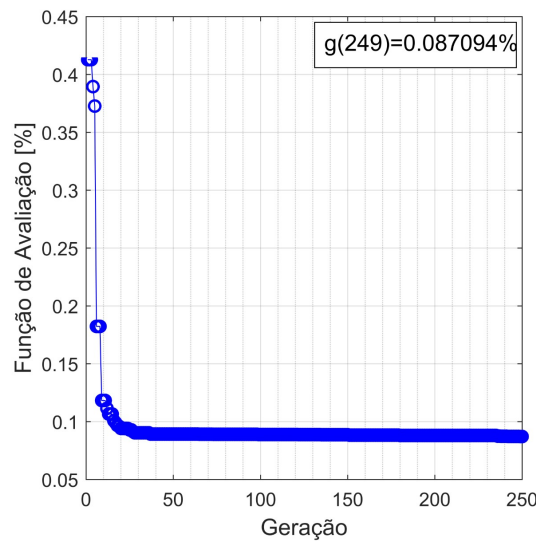
**Tabela 6.1** - Tempo gasto na otimização dos parâmetros de sintonia dos controladores.

Controlador	Tempo
PID	2,8horas
CPPNL	38,5horas
Fuzzy	67,2horas
CPMD	5,3horas

iii) constante derivativa  $\{K_d \in \mathbb{R} \mid 0 \leq K_d \leq 100\}$ . Tabela 6.2 dispõe os valores otimizados para os parâmetros de ajuste do controlador PID e a Figura 6.3 apresenta o desempenho do AG ao longo das gerações. Observa-se que o melhor indivíduo foi obtido na geração 249 com o valor de  $f(x^*) = 0,087094\%$ .

**Tabela 6.2** - Parâmetros otimizados do controlador PID.

Parâmetros	$K_p$	$K_i$	$K_d$
Valores	$3,11 \cdot 10^{-2}$	$1,37 \cdot 10^{-7}$	$1,12 \cdot 10^{-2}$

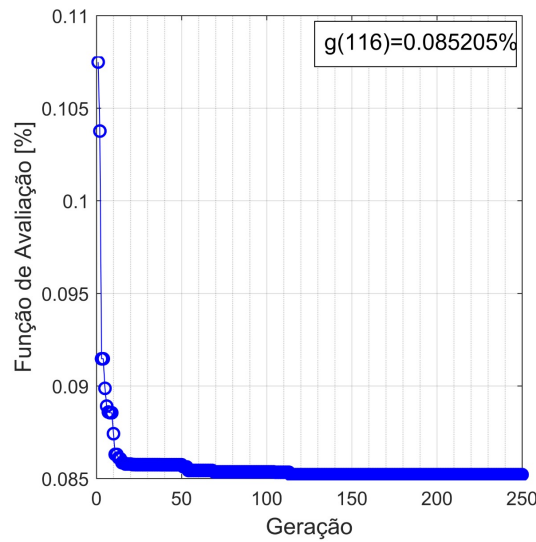


**Figura 6.3** - Evolução da função de avaliação na otimização do controlador PID.

### 6.3.2 Controlador preditivo prático não linear

O controlador CPPNL foi otimizado considerando os parâmetros delimitados por seus respectivos espaços de busca: i) horizonte de predição:  $\{N_y \in \mathbb{N} \mid 1 \leq N_y \leq 50\}$ , ii) horizonte de controle:  $\{N_u \in \mathbb{N} \mid 1 \leq N_u \leq N_y\}$ , iii) taxa de amortecimento do sinal

de referência:  $\{\alpha_r \in \mathbb{R} | 0,00 \leq \alpha_r \leq 1,00\}$ , iv) taxa de amortecimento da ação de controle:  $\{\lambda \in \mathbb{R} | 0,00 \leq \lambda \leq 1,00 \cdot 10^4\}$ , v) taxa de amortecimento de não linearidade da matriz  $G_{CCPNL}$ :  $\{\gamma_G \in \mathbb{R} | 0,00 \leq \gamma_G \leq 1,00\}$ , e vi) variação para linearização a cada instante de amostragem:  $\{\epsilon \in \mathbb{R} | -1,00 \cdot 10^6 \leq \epsilon < -1,00 ; 1,00 < \epsilon \leq 1,00 \cdot 10^6\}$ . A Figura 6.4 apresenta a evolução da função de avaliação no processo de otimização do controlador CPPNL e a Tabela 6.3 dispõe os valores dos parâmetros otimizados.



**Figura 6.4** - Evolução da função de avaliação na otimização do CPPNL.

**Tabela 6.3** - Parâmetros otimizados do CPPNL.

Parâmetros	$N_y$	$N_u$	$\alpha_r$	$\lambda$	$\gamma_G$	$\epsilon$
Valores	$1,00 \cdot 10^1$	1,00	$1,61 \cdot 10^{-4}$	$3,28 \cdot 10^{-4}$	$3,00 \cdot 10^{-4}$	$5,02 \cdot 10^2$

### 6.3.3 Controlador *fuzzy*

A otimização das funções de pertinência do controlador *fuzzy* resultou nas formas apresentadas na Figura 6.5 e nos valores de limites dispostos na Tabela 6.4. A escolha da forma trapezoidal é consequência da incapacidade do controlador *fuzzy* atender os requisitos de especificação do sinal de saída com funções triangulares. A evolução da função de avaliação no processo de otimização do controlador *fuzzy* é apresentada na Figura 6.6 e a superfície de resposta *fuzzy* é apresentada na Figura 6.7, na qual observa-se transições bruscas, resultantes das formas irregulares obtidas para as

funções de pertinência. Na Tabela 6.4 as variáveis linguísticas do erro, variação do erro e ação de controle são compostas de funções de pertinência trapezoidais nomeadas de  $MF1$  a  $MF5$ , sendo os valores:  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$  os vértices dos respectivos trapézios.

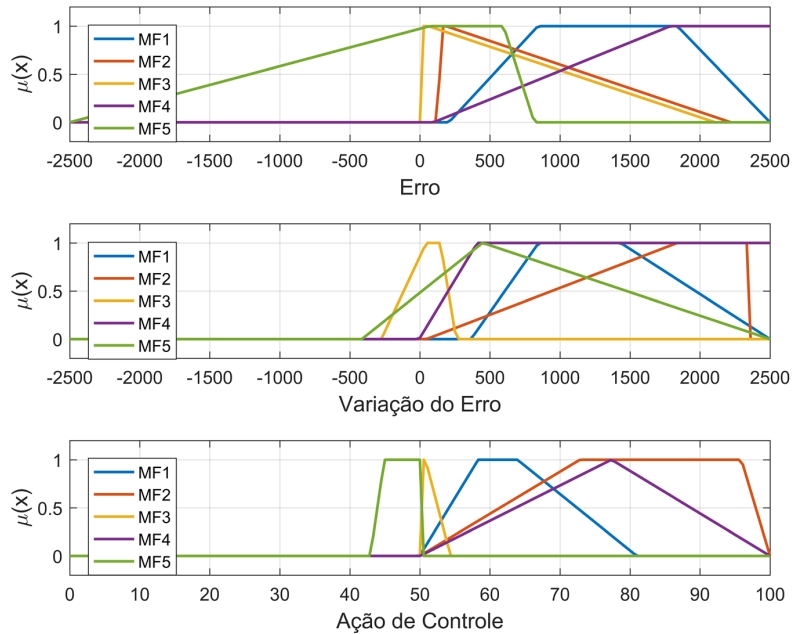
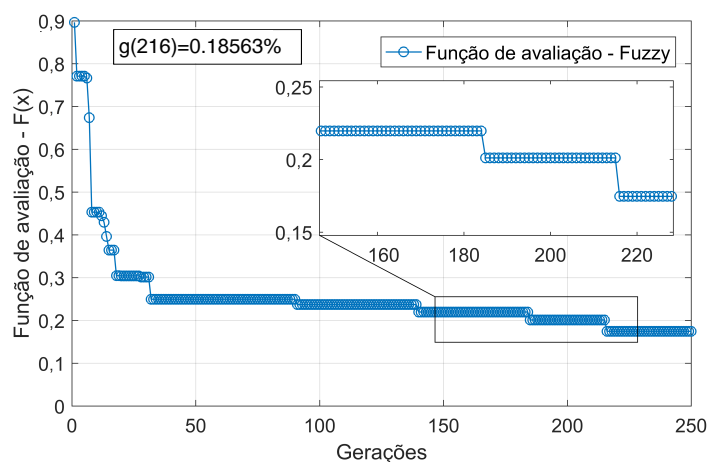


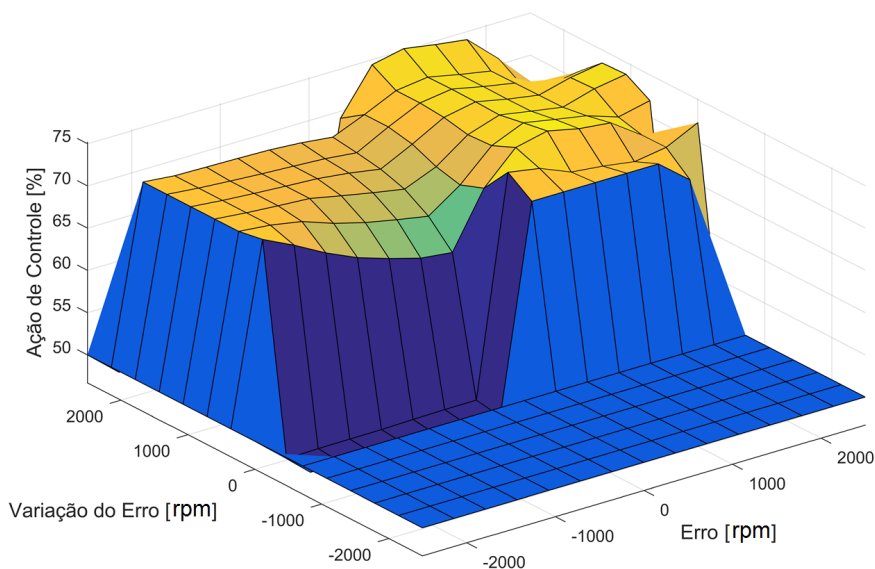
Figura 6.5 - Formas das funções de pertinência resultantes da otimização de seus limites.

Tabela 6.4 - Limites das funções de pertinência para as variáveis de entrada e saída do controlador fuzzy.

Variável Linguística - Erro				
	$a$	$b$	$c$	$d$
$MF1$	$2,06 \cdot 10^2$	$8,42 \cdot 10^2$	$1,84 \cdot 10^3$	$2,50 \cdot 10^3$
$MF2$	$1,23 \cdot 10^2$	$1,59 \cdot 10^2$	$1,86 \cdot 10^2$	$2,22 \cdot 10^3$
$MF3$	$4,00 \cdot 10^{-1}$	$2,32 \cdot 10^1$	$6,03 \cdot 10^1$	$2,11 \cdot 10^3$
$MF4$	$9,74 \cdot 10^1$	$1,79 \cdot 10^3$	$2,50 \cdot 10^3$	$2,50 \cdot 10^3$
$MF5$	$-2,50 \cdot 10^3$	$7,04 \cdot 10^1$	$5,97 \cdot 10^2$	$8,16 \cdot 10^2$
Variável Linguística - Variação do Erro				
	$a$	$b$	$c$	$d$
$MF1$	$3,65 \cdot 10^2$	$8,48 \cdot 10^2$	$1,43 \cdot 10^3$	$2,50 \cdot 10^3$
$MF2$	$4,69 \cdot 10^1$	$1,84 \cdot 10^3$	$2,35 \cdot 10^3$	$2,35 \cdot 10^3$
$MF3$	$-2,76 \cdot 10^2$	$4,55 \cdot 10^1$	$1,47 \cdot 10^2$	$2,59 \cdot 10^2$
$MF4$	$-5,13$	$4,09 \cdot 10^2$	$2,50 \cdot 10^3$	$2,50 \cdot 10^3$
$MF5$	$-4,16 \cdot 10^2$	$4,47 \cdot 10^2$	$4,49 \cdot 10^2$	$2,50 \cdot 10^3$
Variável Linguística - Ação de Controle				
	$a$	$b$	$c$	$d$
$MF1$	$4,99 \cdot 10^1$	$5,83 \cdot 10^1$	$6,39 \cdot 10^1$	$8,10 \cdot 10^1$
$MF2$	$5,00 \cdot 10^1$	$7,28 \cdot 10^1$	$9,59 \cdot 10^1$	$1,00 \cdot 10^2$
$MF3$	$5,00 \cdot 10^1$	$5,01 \cdot 10^1$	$5,08 \cdot 10^1$	$5,44 \cdot 10^1$
$MF4$	$5,01 \cdot 10^1$	$7,73 \cdot 10^1$	$7,74 \cdot 10^1$	$1,00 \cdot 10^2$
$MF5$	$4,29 \cdot 10^1$	$4,49 \cdot 10^1$	$5,00 \cdot 10^1$	$5,00 \cdot 10^1$



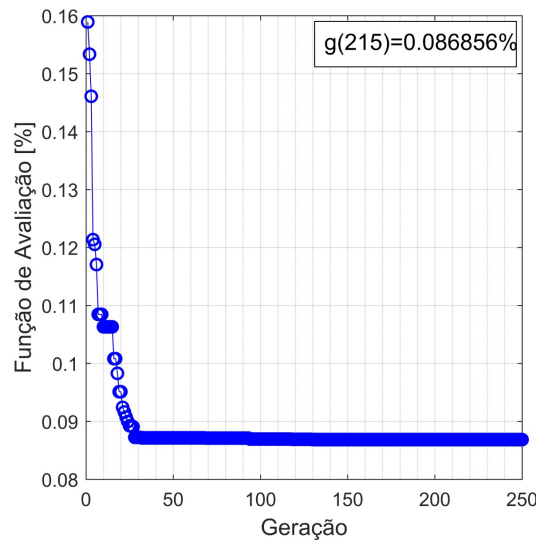
**Figura 6.6** - Evolução da função de avaliação na otimização do controlador *fuzzy*.



**Figura 6.7** - Superfície de resposta *fuzzy*.

### 6.3.4 Controlador por modos deslizantes

A otimização do CPMD considera os parâmetros delimitados por seus respectivos espaços de busca: i)  $B$  associado a função de deslizamento de segunda ordem, definida como:  $\{B \in \mathbb{R} | 0 \leq B \leq 1\}$ , ii)  $M$  determina a amplitude da função sinal:  $\{M \in \mathbb{R} | 0 \leq M \leq 1\}$ , iii)  $C$  impõe o comportamento dinâmico da variável de saída:  $\{C \in \mathbb{R} | 0 \leq C \leq 1\}$ . A Figura 6.8 apresenta a evolução da função de avaliação do CPMD e a Tabela 6.5 dispõe os valores dos parâmetros otimizados.



**Figura 6.8** - Evolução da função de avaliação na otimização do CPMD.

**Tabela 6.5** - Parâmetros otimizados para a sintonia do controle por modos deslizantes.

Parâmetros	$B$	$M$	$C$
Valores	$1,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-1}$	$7,9 \cdot 10^{-1}$

## 6.4 Análise comparativa da atuação dos controladores

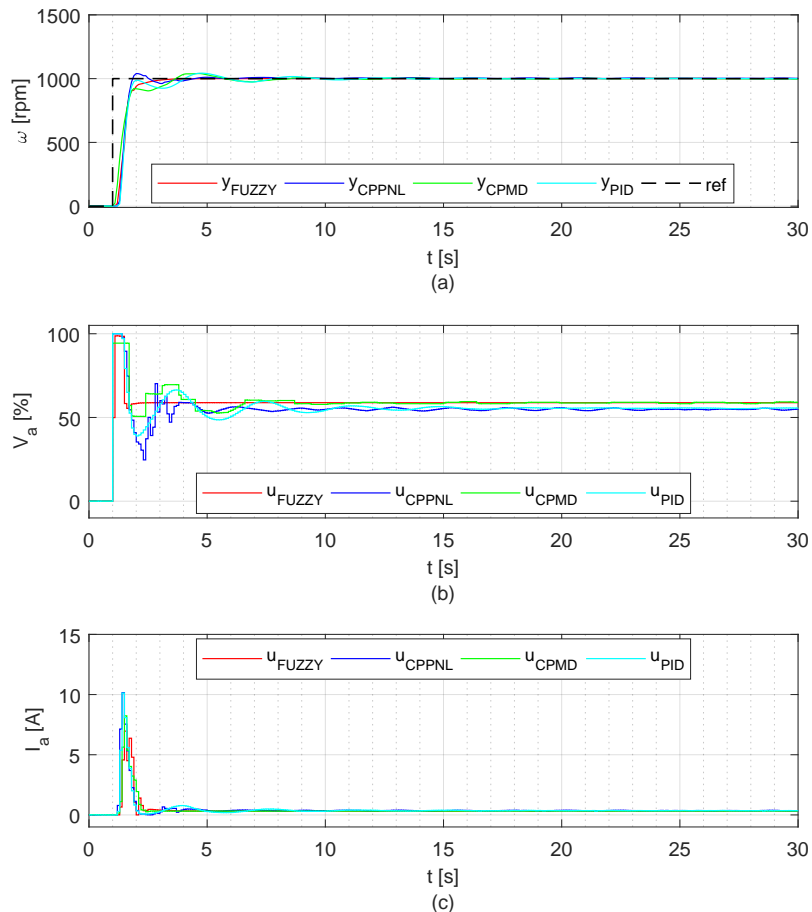
De posse dos valores otimizados dos parâmetros de sintonia de cada técnica de controle, executam-se três ensaios, tendo o primeiro a função de analisar a resposta transitória através do tempo de estabilização e da possível ocorrência do sobressinal. O segundo ensaio analisa principalmente a resposta em regime permanente do sistema a diferentes níveis do sinal de referência. O terceiro ensaio manteve a referência do sinal de velocidade constante e avaliou a resposta do sistema de controle frente a perturbação na variável de saída utilizando a inserção e retirada de carga.

### 6.4.1 Primeiro ensaio: aplicação de sinal degrau

No primeiro ensaio utilizou-se o sinal degrau com amplitude de  $1000rpm$  para a velocidade de referência e tempo de duração total de  $30s$ . Neste ensaio não é aplicada nenhum tipo de carga ao motor CC. A Tabela 6.6 dispõe os valores de  $IAE_{\omega}$ , tempo de subida  $T_r$  e tempo de assentamento  $T_s$  para cada técnica de controle. Os valores destacados na Tabela 6.6 referem-se aos menores resultados para o respectivo parâmetro indicado. Os sinais de velocidade e tensão da armadura referentes a aplicação de cada controlador são apresentados na Figura 6.9.

**Tabela 6.6** - Sinal de velocidade dos controladores analisados considerando a aplicação de sinal degrau.

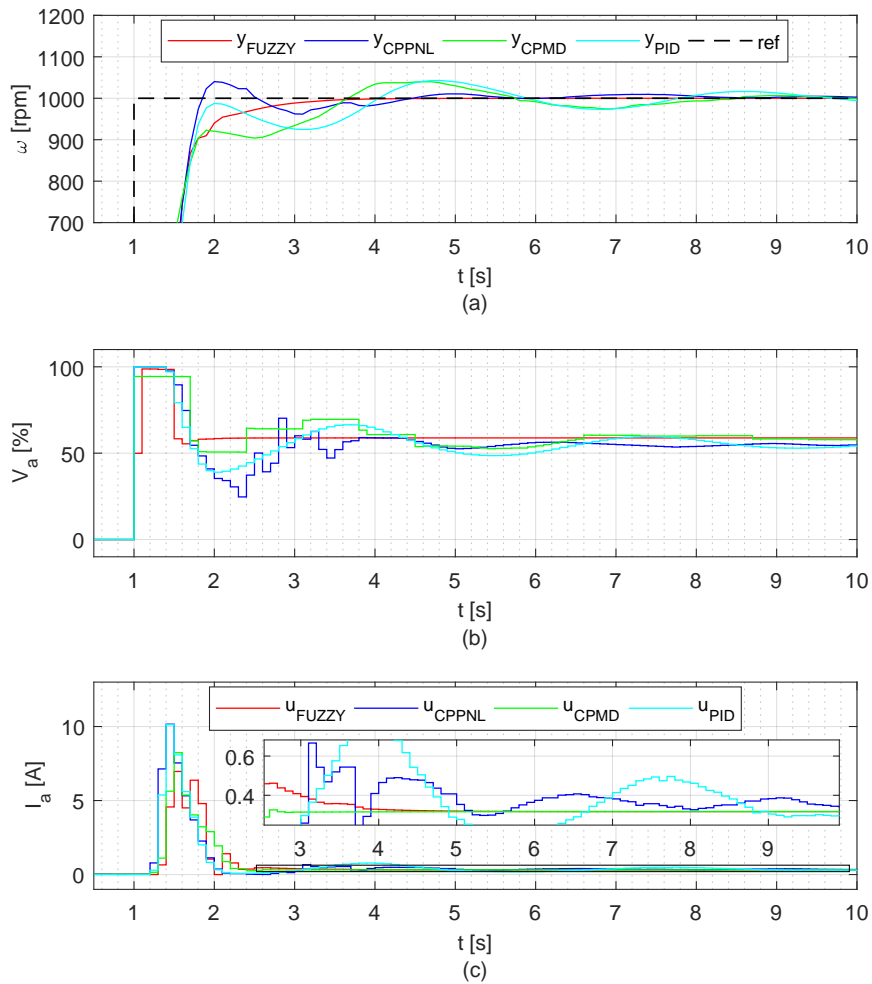
Controlador	$IAE_{\omega}$	$T_r$ [s]	$T_s$ [s]
PID	2,81%	3,1	5,50
CPPNL	2,31%	0,3	1,5
<i>Fuzzy</i>	2,01%	0,5	1,10
CPMD	3,43%	0,5	2,5



**Figura 6.9** - Técnicas de controle analisadas para o primeiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura.

A Figura 6.10 apresenta a dinâmica de transição do sinal de referência de  $0rpm$  para  $1000rpm$  no instante  $t = 1s$  referente aos sinais de velocidade, ação de controle e corrente de armadura. Neste primeiro ensaio dois dos controladores apresentam resultados satisfatórios em relação à diferentes parâmetros. Como observado na Tabela 6.6, o controle *fuzzy* apresentou menor valor de  $IAE_{\omega}$  enquanto o controle CPPNL apresentou os menores valores de tempo de assentamento  $T_s$  e de tempo de subida  $T_r$ . Considerando que no MCC o torque é diretamente proporcional a corrente de armadura, é possível concluir que o *ripple* de torque do controle *fuzzy*

apresentou menor valor, como observado na comparação das formas de onda das correntes de armadura da Figura 6.10 (c), característica associada a menor vibração do motor.



**Figura 6.10** - Transitórios analisados para o primeiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura.

#### 6.4.2 Segundo ensaio: variação de amplitude do sinal de referência

No segundo ensaio aplica-se o sinal de referência com diferentes valores de amplitude: de  $0 \leq t < 30s$  a referência de velocidade é  $500rpm$ , de  $30s \leq t < 60s$  a referência de velocidade é elevada para  $1800rpm$ , de  $60s \leq t < 120s$  a referência de velocidade reduz para  $1000rpm$  e de  $120s \leq t \leq 150s$  a referência de velocidade vai para  $1500rpm$ . Neste ensaio não é aplicado nenhum tipo de carga ao motor CC. A Tabela 6.7 dispõe os valores de  $IAE_{\omega}$ , tempo de subida  $T_r$  e tempo de assentamento

$T_s$  para cada técnica de controle. Os valores destacados na Tabela 6.7 referem-se aos menores resultados para o respectivo parâmetro indicado. Os sinais de velocidade e tensão de armadura referentes a aplicação de cada controlador são apresentados na Figura 6.11.

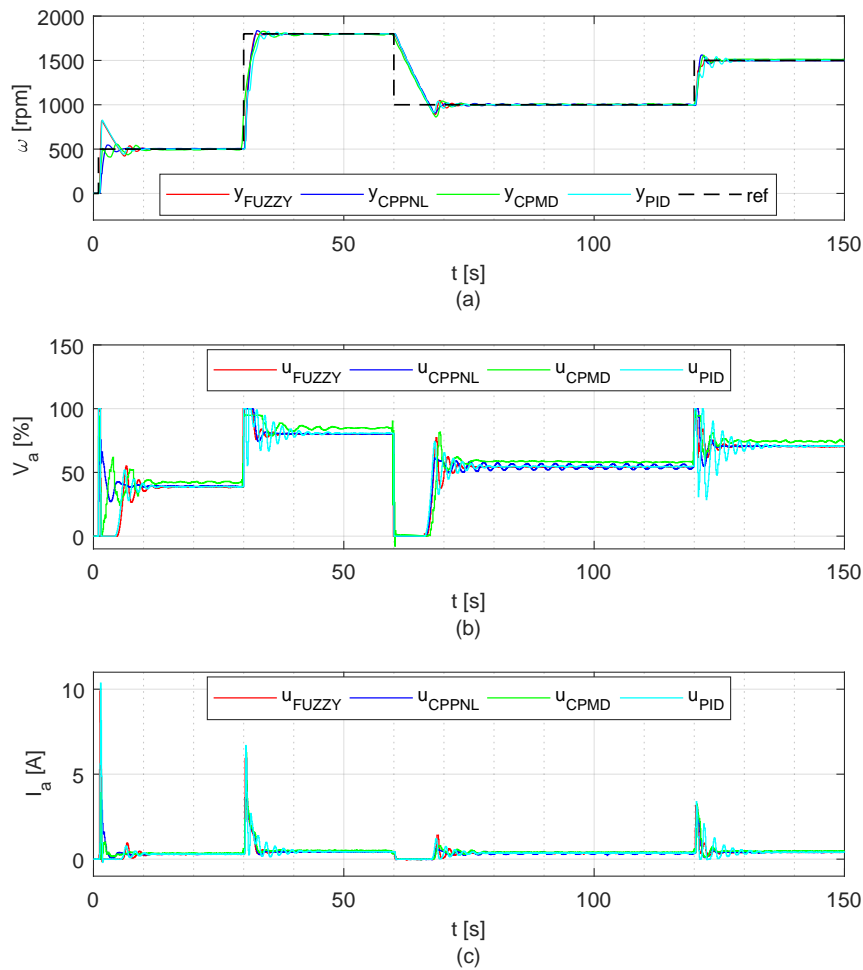
**Tabela 6.7** - Resposta do sistema para os controladores com aplicação do sinal de referência com variação de amplitude.

Controlador	$IAE_\omega$	Intervalo de tempo[s]	$T_r$ [s]	$T_d$ [s]	$T_s$ [s]
PID	3,78%	0 – 30	0,18	-	6,4
		30 – 60	3,2	-	4,1
		60 – 120	-	5	9
		120 – 150	2	-	5
CPPNL	3,34%	0 – 30	0,3	-	5
		30 – 60	2,5	-	2,5
		60 – 120	-	5	9
		120 – 150	1	-	4
Fuzzy	3,51%	0 – 30	0,17	-	5,58
		30 – 60	1,24	-	2,56
		60 – 120	-	5	9
		120 – 150	1,32	-	1,75
CPMD	3,89%	0 – 30	0,1	-	7
		30 – 60	0,4	-	4
		60 – 120	-	5	9
		120 – 150	1,5	-	4

A Figura 6.12 apresenta as dinâmicas transitórias dos sinais de velocidade, ação de controle e corrente de armadura, associadas aos diferentes valores do sinal de referência: i)  $500rpm$  no instante  $t = 1s$ , ii)  $1800rpm$  no instante  $t = 30s$ , iii)  $1000rpm$  no instante  $t = 60s$  e iv)  $1500rpm$  no instante  $t = 120s$ . No segundo ensaio, o CPPNL se destacou por apresentar menor  $IAE_\omega$ , menor tempo de subida  $T_r$  para a velocidade de referência de  $1500rpm$  e menor tempo de assentamento  $T_s$  para as velocidades de referência de  $500rpm$  e  $1800rpm$ . Para o tempo de subida  $T_r$ , o CPMD obteve melhor desempenho para as velocidades de referência de  $500rpm$  e de  $1800rpm$ . Observa-se que o tempo de descida  $T_d$  encontra-se com valor igual e elevado para todas as técnicas. Neste parâmetro não existe a influência do controlador, pois o conversor utilizado não permite atuação de frenagem no motor sendo o valor obtido resultante apenas da inércia do motor. Os menores valores de *ripple* de torque para todas as transições do sinal de referência foram obtidas pelo CPMD.

### 6.4.3 Terceiro ensaio: aplicação de carga

No terceiro ensaio a velocidade de referência é definida em  $1000rpm$  e a inserção da carga ocorre entre os instantes  $t = 30s$  e  $t = 60s$ . A Tabela 6.8 dispõe os valores de  $IAE_\omega$ , tempo de subida  $T_r$  e tempo de assentamento  $T_s$  para cada técnica de controle. Os valores destacados na Tabela 6.8 referem-se aos menores resultados



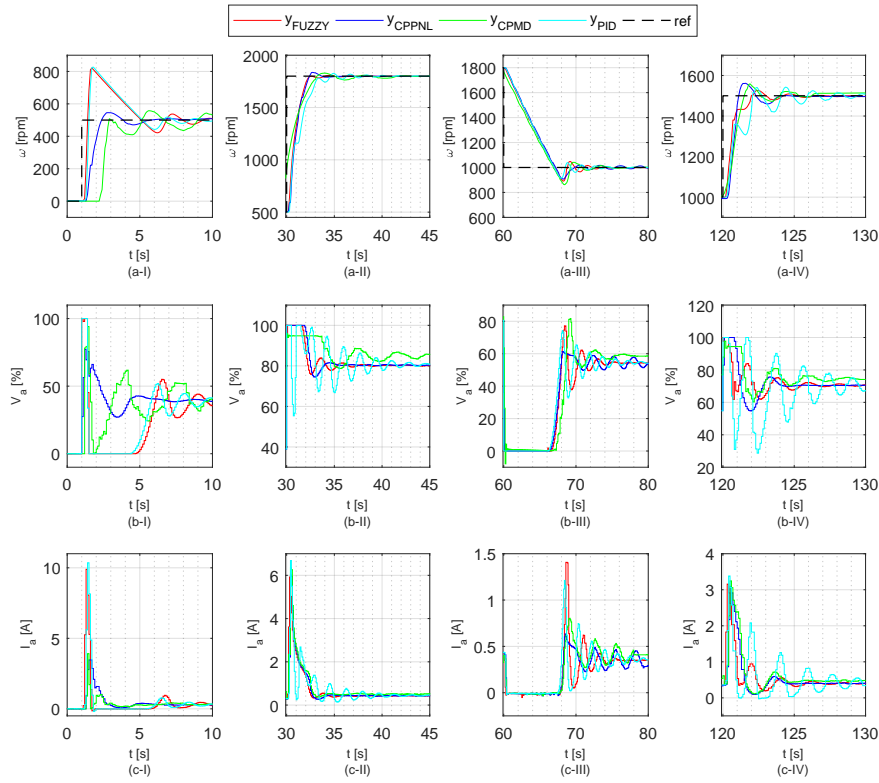
**Figura 6.11** - Técnicas de controle analisadas para o segundo ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura.

para o respectivo parâmetro. Os sinais de velocidade e tensão de armadura referentes a aplicação de cada controlador são apresentados na Figura 6.13.

**Tabela 6.8** - Resposta do sistema com aplicação de carga.

Controlador	$IAE_{\omega}$	$T_r$ [s]	$T_s$ [s]	$T_{eic}$ [s]	$T_{erc}$ [s]
PID	1.76%	0.56	5.5	3.2	4
CPPNL	1.41%	0.4	5	2	4
Fuzzy	1.55%	0.55	5	3	4
CPMD	2.25%	0.2	6	3	4

Os detalhes das dinâmicas de transição dos sinais de velocidade, ação de controle e corrente de armadura considerando os três eventos: i) a transição do sinal de referência de  $0rpm$  para  $1000rpm$ , ii) a inserção da carga no instante  $t = 30s$  e iii) a retirada da carga no instante  $t = 60s$ , são apresentadas na Figura 6.14. No

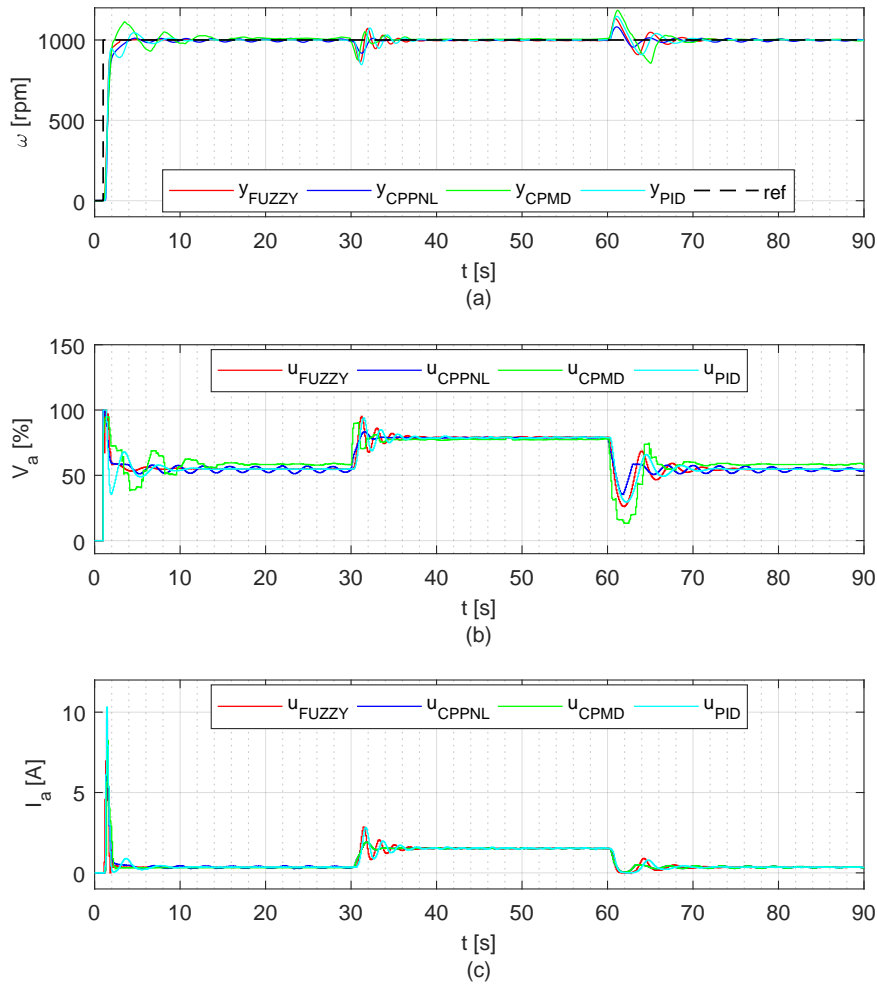


**Figura 6.12** - Transitórios analisados para o segundo ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura.

terceiro ensaio, o CPPNL se destacou por apresentar menor  $IAE_{\omega}$ , menor tempo de assentamento  $T_s$  e menor tempo de estabilização de inserção de carga  $T_{eic}$ . O CPPNL obteve melhor valor para o tempo de subida  $T_r$ . Observa-se que o controle *fuzzy* apresentou valor de  $IAE_{\omega}$  próximo ao CPPNL com igual valor de  $T_s$ . Os menores valores de *ripple* de torque foram obtidos pelo CPMD.

## 6.5 Análise de sensibilidade para os parâmetros do sistema

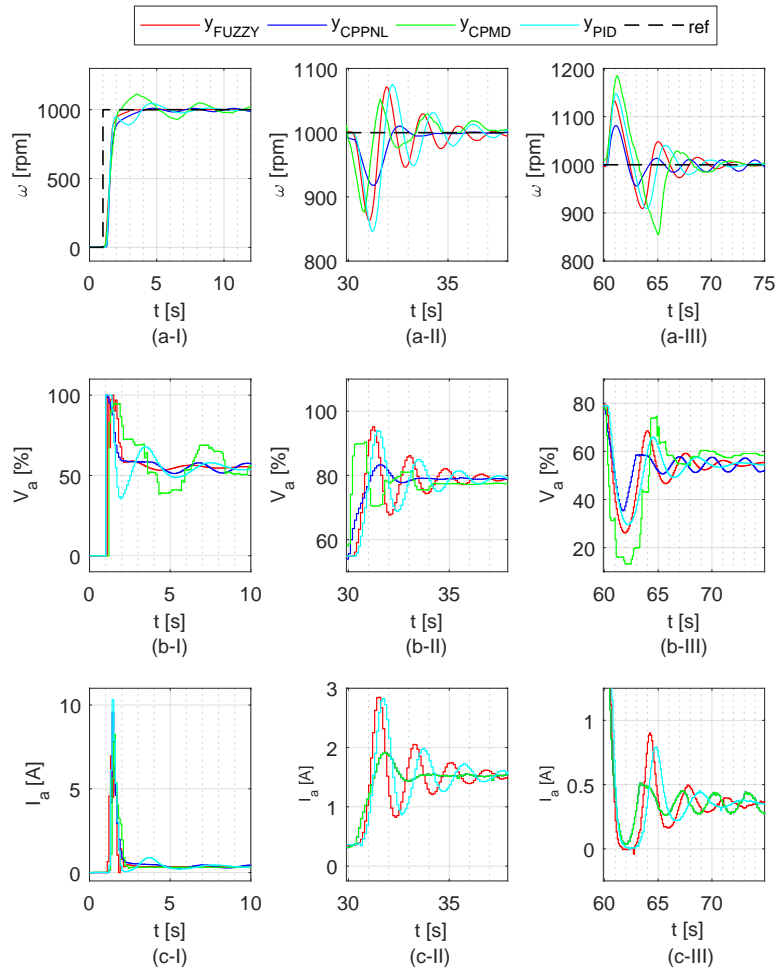
O cálculo do índice de sensibilidade  $S(x_i)$  através do método analítico utilizou como caso-base os parâmetros otimizados de cada controlador. Foram definidos os intervalos de interesse de cada parâmetro para simulação do modelo do sistema variando apenas um parâmetro por vez. A partir dos valores de  $IAE$  resultantes das simulações, foram calculadas as diferenças destes valores em relação ao valor do  $IAE$  para o caso-base.



**Figura 6.13** - Técnicas de controle analisadas para o terceiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura.

### 6.5.1 Controlador proporcional, integral e derivativo

Para realizar a análise de sensibilidade do controlador PID, definiu-se o valor-base a partir dos resultados otimizados dos ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  e suas respectivas faixas de variação dentro do espaço viável de operação. Estes valores são dispostos na Tabela 6.9, na qual observa-se que a faixa de variação dos parâmetros de entrada para a simulação abrange a faixa de -99% a 100% para todos os ganhos do controlador PID. A partir do valor-base e da faixa de operação, os parâmetros são variados ao longo de onze valores linearmente espaçados. A saída analisada foi o  $IAE$  a fim de quantificar a sensibilidade de cada parâmetro e a Tabela 6.10 dispõem os índices de sensibilidades encontrados, na qual  $S_{K_p}$  é o índice de sensibilidade do  $K_p$ ,  $S_{K_i}$  é o índice de sensibilidade do  $K_i$ , e  $S_{K_d}$  é o índice de sensibilidade do  $K_d$ .



**Figura 6.14** - Transitórios analisados para o terceiro ensaio: (a) velocidade do motor CC, (b) ação de controle e (c) corrente de armadura.

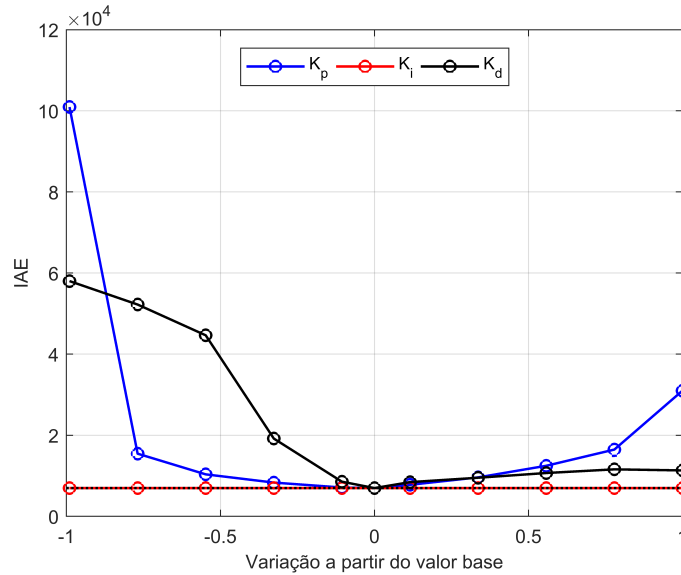
**Tabela 6.9** - Valor-base e faixa de variação para o controlador PID.

Parâmetros	Valor-base	Faixa de valores	Varição [%]
$K_p$	$3,11 \cdot 10^{-2}$	$[3,11 \cdot 10^{-4} \ 6,22 \cdot 10^{-2}]$	$[-99 \ 100]$
$K_i$	$1,37 \cdot 10^{-7}$	$[1,37 \cdot 10^{-9} \ 2,74 \cdot 10^{-7}]$	$[-99 \ 100]$
$K_d$	$1,12 \cdot 10^{-2}$	$[1,12 \cdot 10^{-4} \ 2,24 \cdot 10^{-2}]$	$[-99 \ 100]$

Os resultados da simulação são apresentados na Figura 6.15, na qual o eixo das abcissas representa as variações realizadas nos parâmetros a partir do valor-base (ponto de cruzamento de todas as curvas) e o eixo das ordenadas representa o valor da  $IAE$ . Observa-se na Tabela 6.10 a sensibilidade de  $\approx 52\%$  para o ganho  $K_d$ ,  $\approx 48\%$  para o ganho  $K_p$  e  $\approx 0\%$  para o ganho  $K_i$ . Este resultado apresenta que neste sistema os ganhos associados aos termos derivativo e proporcional têm nível de influência no  $IAE$  com valores aproximados e o ganho associado ao termo integral pode ser desprezado no processo de otimização, considerando-o constante.

**Tabela 6.10** - Índice de sensibilidade para o controlador PID.

$S(x_i)$	$S_{K_p}$	$S_{K_i}$	$S_{K_d}$
[%]	$4,77 \cdot 10^1$	$5,88 \cdot 10^{-10}$	$5,23 \cdot 10^1$



**Figura 6.15** - Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros do controlador PID.

### 6.5.2 Controlador preditivo prático não linear

A análise de sensibilidade do CPPNL utilizou como valor-base os valores otimizados dos ganhos  $N_y$ ,  $N_u$ ,  $\alpha_r$ ,  $\lambda$ ,  $\gamma_G$  e  $\epsilon$  e suas respectivas faixas de variação dentro do espaço viável de operação, que estão dispostos na Tabela 6.11, na qual observa-se que a faixa de variação dos parâmetros de entrada  $\alpha_r$ ,  $\lambda$ ,  $\gamma_G$  e  $\epsilon$  abrangem a faixa de  $-99\%$  a  $100\%$ . Os parâmetros  $N_y$  e  $N_u$  apresentam particularidades, pois ambos só podem assumir valores inteiros e por isto mais especificadamente no caso do  $N_u$  como o valor-base é 1 não é possível simular valores que sejam inferiores ao valor-base. Os parâmetros são variados ao longo de onze valores linearmente espaçados. O índice de sensibilidade  $S(x_i)$  dos parâmetros do controlador CPPNL estão dispostos na Tabela 6.12.

Os resultados são apresentados na Figura 6.16, na qual o eixo das abcissas representa as variações realizadas nos parâmetros a partir do valor-base e o eixo das ordenadas representa o valor da  $IAE$ . A Tabela 6.12 dispõe o índice de sensibilidade de  $\approx 56\%$  para  $N_y$  e  $\approx 43\%$  para  $\epsilon$  sendo os parâmetros com a maior influência no  $IAE$ , seguidos de  $N_u$ . Os parâmetros  $\alpha_r$ ,  $\lambda$  e  $\gamma_G$  não apresentaram influência significativa

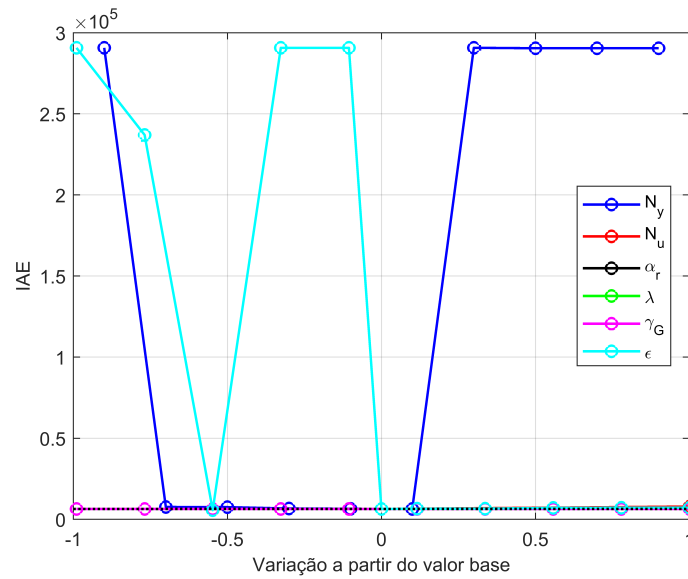
**Tabela 6.11** - Valor-base e faixa de operação para o controlador CPPNL.

Parâmetros	Valor-base	Faixa de valores	Variação [%]
$N_y$	$1,00 \cdot 10^1$	$[1 \ 2,00 \cdot 10^1]$	$[-90 \ 100]$
$N_u$	1,00	$[1 \ 2]$	$[0 \ 100]$
$\alpha_r$	$1,61 \cdot 10^{-4}$	$[1,61 \cdot 10^{-6} \ 3,22 \cdot 10^{-4}]$	$[-99 \ 100]$
$\lambda$	$3,28 \cdot 10^{-4}$	$[3,28 \cdot 10^{-6} \ 6,56 \cdot 10^{-4}]$	$[-99 \ 100]$
$\gamma_G$	$3,00 \cdot 10^{-4}$	$[3,00 \cdot 10^{-6} \ 6,00 \cdot 10^{-4}]$	$[-99 \ 100]$
$\epsilon$	$5,02 \cdot 10^2$	$[5,02 \ 1,004 \cdot 10^3]$	$[-99 \ 100]$

**Tabela 6.12** - Índice de sensibilidade para o controlador CPPNL.

$S(x_i)$	$S_{N_y}$	$S_{N_u}$	$S_{\alpha_r}$	$S_{\lambda}$	$S_{\gamma_G}$	$S_{\epsilon}$
[%]	$5,64 \cdot 10^1$	$5,91 \cdot 10^{-1}$	0,00	$6,13 \cdot 10^{-8}$	0,00	$4,30 \cdot 10^1$

no valor de  $IAE$ , podendo ser desprezados no processo de otimização e considerados constantes.



**Figura 6.16** - Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros do CPPNL.

### 6.5.3 Controlador *fuzzy*

A análise de sensibilidade do controle *fuzzy* se destaca pela quantidade de parâmetros utilizados, pois são verificadas três variáveis linguísticas com cinco funções de pertinência havendo quatro vértices que definem o trapézio para cada função. Estes parâmetros e suas respectivas faixas de variação dentro do espaço viável de operação, são dispostos na Tabela A.1, Tabela A.2 e Tabela A.3. Os parâmetros são variados ao longo de seis valores linearmente espaçados. Os índices de sensibilidade de cada

parâmetro estão dispostos na Tabela 6.13. Os resultados são apresentados nas Figura A.1, Figura A.2 e Figura A.3, na qual o eixo das abcissas representa as variações realizadas nos parâmetros a partir do valor-base e o eixo das ordenadas representa o valor da  $IAE$ . Entre os diversos valores dispostos na Tabela 6.13, destaca-se o vértice  $a$  de MF5 da variável erro com índice de sensibilidade  $S(a_{MF5}) \approx 37\%$ , seguido pelo vértice  $a$  de MF2 da variável erro com sensibilidade de  $S(a_{MF2}) \approx 13\%$ . O percentual restante está distribuído entre os demais parâmetros com valores que não ultrapassam 8%.

**Tabela 6.13** - Índice de sensibilidade para o controlador *fuzzy*.

Variável Liguística - Erro					
	$S(x_i)$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$
MF1	[%]	$7,10 \cdot 10^{-2}$	$1,06 \cdot 10^{-3}$	$1,51 \cdot 10^{-3}$	0,00
MF2	[%]	$1,27 \cdot 10^{-1}$	0,00	$2,51 \cdot 10^{-3}$	$6,41 \cdot 10^{-4}$
MF3	[%]	$9,08 \cdot 10^{-4}$	$5,02 \cdot 10^{-3}$	$1,02 \cdot 10^{-5}$	$1,78 \cdot 10^{-2}$
MF4	[%]	$5,04 \cdot 10^{-2}$	$3,27 \cdot 10^{-2}$	0,00	0,00
MF5	[%]	$3,64 \cdot 10^{-1}$	$3,07 \cdot 10^{-6}$	0,00	$1,50 \cdot 10^{-3}$
Variável Liguística - Variação do Erro					
	$S(x_i)$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$
MF1	[%]	$6,99 \cdot 10^{-6}$	$8,27 \cdot 10^{-4}$	$4,13 \cdot 10^{-5}$	0,00
MF2	[%]	$1,79 \cdot 10^{-3}$	0,00	0,00	0,00
MF3	[%]	$2,53 \cdot 10^{-3}$	$1,08 \cdot 10^{-2}$	0,00	0,00
MF4	[%]	$4,90 \cdot 10^{-2}$	$7,94 \cdot 10^{-2}$	$1,84 \cdot 10^{-3}$	0,00
MF5	[%]	$9,74 \cdot 10^{-4}$	$8,12 \cdot 10^{-3}$	$7,34 \cdot 10^{-6}$	$3,85 \cdot 10^{-5}$
Variável Liguística - Ação de Controle					
	$S(x_i)$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$S_d$
MF1	[%]	$5,22 \cdot 10^{-7}$	$1,28 \cdot 10^{-3}$	$1,02 \cdot 10^{-4}$	$1,22 \cdot 10^{-4}$
MF2	[%]	$1,59 \cdot 10^{-9}$	$5,43 \cdot 10^{-4}$	$3,09 \cdot 10^{-3}$	$7,25 \cdot 10^{-4}$
MF3	[%]	0,00	0,00	$1,46 \cdot 10^{-3}$	$2,90 \cdot 10^{-2}$
MF4	[%]	0,00	$1,58 \cdot 10^{-3}$	$5,63 \cdot 10^{-3}$	$5,53 \cdot 10^{-2}$
MF5	[%]	$3,64 \cdot 10^{-2}$	$3,84 \cdot 10^{-2}$	0,00	0,00

#### 6.5.4 Controlador por modos deslizantes

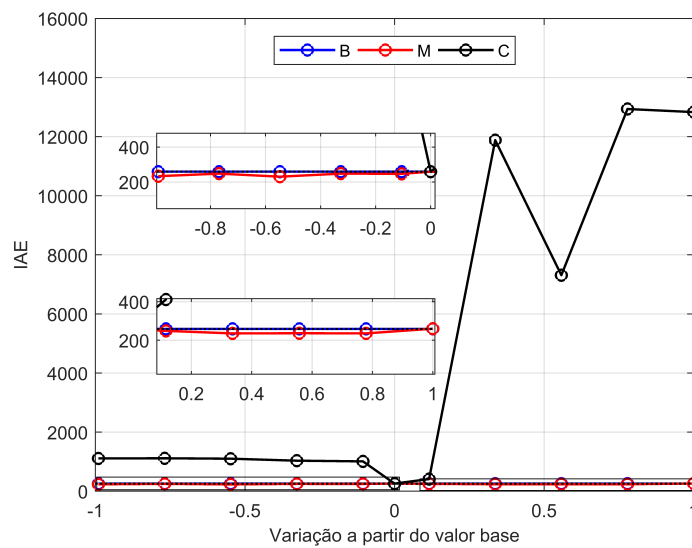
A análise de sensibilidade dos parâmetros do CPMD, teve o seu valor-base definido nos ganhos otimizados  $B$ ,  $M$  e  $C$  e suas respectivas faixas de variação dentro do espaço viável de operação, que estão dispostos na Tabela 6.14, na qual observa-se que a faixa de variação de todos os parâmetros de entrada abrangem a faixa de  $-99\%$  a  $100\%$ . Os parâmetros são variados ao longo de onze valores linearmente espaçados. Os índices de sensibilidade de cada parâmetro estão dispostos na Tabela 6.15. Os resultados são apresentados na Figura 6.17, no qual o eixo das abcissas representa as variações realizadas nos parâmetros a partir do valor-base e o eixo das ordenadas representa o valor da  $IAE$ . A Tabela 6.15 dispõe o parâmetro  $C$  com o índice de sensibilidade  $S(C) \approx 99\%$  seguido de  $S(M) \approx 1\%$  e  $S(B) \approx 0\%$ . O parâmetro  $B$  pode ser desprezado e assumir valor constante no processo de otimização.

**Tabela 6.14** - Valor-base e faixa de operação para o controlador por modos deslizantes.

Parâmetros	Valor-base	Faixa de valores	Variação [%]
$B$	$1,0 \cdot 10^{-5}$	$[1,0 \cdot 10^{-7} \ 2,0 \cdot 10^{-5}]$	[-99 100]
$M$	$1,0 \cdot 10^{-1}$	$[1,0 \cdot 10^{-3} \ 2,0 \cdot 10^{-1}]$	[-99 100]
$C$	$7,9 \cdot 10^{-1}$	$[7,9 \cdot 10^{-3} \ 1,58]$	[-99 100]

**Tabela 6.15** - Índice de sensibilidade para o controlador por modos deslizantes.

$S(x_i)$	$S_B$	$S_M$	$S_C$
[%]	$7,66 \cdot 10^{-5}$	$3,53 \cdot 10^{-1}$	$9,96 \cdot 10^1$



**Figura 6.17** - Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros do controle por modos deslizantes.

## 6.6 Discussão

A comparação realizada entre as quatro técnicas de controle: i) PID, ii) CPPNL, iii) *Fuzzy* e iv) CPMD apresentou as características no desempenho de cada um dos controladores. Os resultados indicam o desempenho esperado para os controladores, valores baixos de  $IAE$ , tempo de subida  $T_r$ , tempo de estabilização  $T_s$ , tempo de estabilização de inserção de carga  $T_{eic}$  e tempo de estabilização de remoção de carga  $T_{erc}$ .

Em geral, os controladores apresentaram respostas com dinâmicas semelhantes, mas do ponto de vista de implementação, cada técnica possui suas particularidades: o controle PID destacou-se pela simplicidade de implementação, no entanto, apesar de ter ampla aplicação, apresenta dificuldades em situações de não linearidades e ruídos. O CPPNL apesar de ser extremamente eficiente em plantas não lineares

é extremamente dependente do modelo e requer alto esforço computacional, pois necessita rodar o modelo em paralelo com o controle. O controlador *Fuzzy* apresentou baixa dependência matemática, exigindo apenas o conhecimento do sistema. O CPMD, apesar de utilizar análise matemática, seu projeto destaca-se pela robustez, apresentando-se insensível às incertezas paramétricas da planta.

O controle PID apresentou relação de *trade-off*<sup>1</sup> significativa entre o valor do sinal de reserva e o tempo de subida  $T_r$ , como observado por Dubey e Srivastava (2013). Esta relação apresenta que valores de subida mais baixos estão relacionados ao aumento no *overshoot*. As respostas dos controladores *Fuzzy* e CPPNL confirmaram a independência direta do modelo mencionada nos trabalhos de Kovacic e Bogdan (2018) e Yang et al. (2016). As complexidades dinâmicas associadas ao controle de sistemas não lineares geralmente são fatores que dificultam o ajuste dos parâmetros de controle PID.

Assim, diferentemente da metodologia de linearização da planta para ajuste destes parâmetros, proposta por Wang (2020), Lan e Woo (1992) e Iplikci (2010) o uso de algoritmos permitiram que os resultados do controle PID se aproximassem das demais técnicas estudadas. O controlador PID tem base em técnica de controle linear. Para ajustar os parâmetros deste controlador em sistema não linear é necessário considerar vários pontos de operação. No entanto, os valores otimizados obtidos para estes parâmetros utilizam o simulador proposto que considera vários cenários com dinâmicas diferentes. Assim, espera-se que este controlador possa apresentar desempenho satisfatório mesmo com a planta contendo não linearidade.

Para a implementação do controle PID, foi utilizado mecanismo *anti-wind-up*<sup>2</sup>. Isso foi necessário porque a ação de controle atingiu seu limite máximo, permanecendo neste valor independente da variável de saída do processo. Assim, se este mecanismo não fosse implementado, o erro continuaria sendo integrado e o termo integral se tornaria elevado, o que promoveria correção lenta da variável de saída.

Desta forma, este trabalho contribui com o levantamento e comparação de diferentes técnicas de controle aplicadas a mesma planta com características não lineares. Estas técnicas têm seus parâmetros de sintonia obtidos a partir da otimização por AG. Por se tratar de implementação prática, durante a execução da obra, foram necessárias

---

<sup>1</sup>Decisão que consiste na escolha de uma opção em detrimento de outra, escolhendo a mais simples.

<sup>2</sup>Consiste em desligar a ação integral quando o controle está longe do regime permanente e assim ativada apenas quando certas condições pré-estabelecidas são satisfeitas.

alterações na planta, como a implementação do controle de corrente de campo, a fim de evitar variações na tensão de armadura devido a interações eletromagnéticas. A comutação dos conversores inseriu ruídos elétricos e eletromagnéticos no sistema, dificultando a leitura das variáveis. Para solucionar o problema, foram instalados filtros e cabos blindados para condicionamento da medição de tensão, corrente e velocidade do motor.

Observou-se que a temperatura do motor tem influência direta no seu desempenho, interferindo na velocidade de saída. Mesmo com ventilação forçada, períodos de operação com tempo de funcionamento prolongado da máquina podem ocasionar distúrbios no sistema. O conversor trifásico recebeu ventilação, a fim de proporcionar mais estabilidade na alimentação da armadura. O circuito de disparo do retificador trifásico teve capacitores cerâmicos substituídos por capacitores de poliéster, por serem mais resistentes a alterações térmicas.

Na proposta deste trabalho, como o sistema é composto por motor, conversor, circuito de disparo, placa de aquisição, entre outros, é necessário representar todos estes elementos na modelagem. Como o CPPNL utiliza o modelo para calcular a ação de controle, quanto mais próximo o modelo estiver do sistema real, melhores resultados serão extraídos deste controlador. A aproximação do modelo tem efeito direto na sintonia do controlador, permitindo que o AG encontre valores para os parâmetros do controlador que tenham *IAE* e comportamento dinâmico aceitável.

Observou-se que operando em condições diferentes, os quatro controladores apresentam comportamento semelhante, em que ambos alcançam resultados satisfatórios. Apesar dos resultados terem atendido as expectativas, ainda há a explorar como: i) incorporar os controladores na bancada, dispensando o uso de computador, ii) realizar a modelagem do sistema utilizando outros métodos como redes neurais, iii) substituir o retificador trifásico totalmente controlado por conversor dual, permitindo a inversão no sentido de rotação do motor e iv) substituir o conversor CA-CC por conversor CC-CC.

Para a metodologia de controle de velocidade adotada, alterando a tensão de armadura e mantendo o campo constante, é essencial que o campo exista antes da aplicação da tensão de armadura. Assim, é necessário que a lógica de controle elétrico não permita a existência de tensão de armadura sem a presença de campo magnético, pois se esta condição não for atendida, haverá aceleração crescente do rotor até que o enrolamento da armadura se rompa e os componentes do motor podem ser comprometidos.

## CAPÍTULO 7

### CONCLUSÃO

Este trabalho realizou a implementação, análise e comparação das técnicas de controle: i) PID, ii) CPPNL, iii) *Fuzzy* e iv) CPMD aplicadas ao controle de velocidade do motor CC com excitação independente e acionado por motor trifásico e retificador totalmente controlado de fase de seis pulsos. Para comparar os quatro controladores, buscam-se condições de trabalho semelhantes, tais como: mesmo sistema, mesmo modelo, mesmo ajuste do controlador e mesmo método de análise de desempenho.

A metodologia apresentou o projeto da bancada, o modelo do sistema real utilizando o método de identificação do sistema e os ajustes dos parâmetros dos controladores utilizando processo de otimização. Para o ajuste dos controladores foi utilizado o AG. Foi realizada análise detalhada dos controladores PID, CPPNL, *Fuzzy* e CPMD, na qual foram apresentados três testes: i) teste com referência de velocidade fixa e sem inserção de carga no motor, ii) teste com referência de velocidade de amplitude variável e sem inserção de carga no motor e iii) teste com referência de velocidade fixa e com inserção e remoção de carga no motor. A verificação da eficiência dos controladores utilizou os valores  $IAE$ , tempo de estabilização  $T_s$ , tempo de subida  $T_r$ , tempo de queda  $T_d$ , tempo de estabilização de inserção  $T_{eic}$  e tempo de estabilização de remoção de carga  $T_{erc}$ .

Nas comparações entre as técnicas, destacaram-se as características e desempenho quando executadas em condições semelhantes, apresentando a robustez de cada técnica de controle ao atuar no sistema não linear proposto. Assim, conclui-se que os controladores sintonizados por AG, aplicados ao controle de velocidade de motor CC acionado por retificador trifásico totalmente controlado, apresentam resultados satisfatórios. No entanto, o controlador CPPNL, quando comparado a outras técnicas de controle, apresenta melhor desempenho. Quanto à robustez e precisão das técnicas, mesmo operando com sistema não linear, obteve resultados desejados quando: i) no tempo de regime transitório, ii) na sobrevelocidade e iii) na integral do erro absoluto entre os referência solicitada e a velocidade desenvolvida pelo motor.

#### 7.1 Contribuições do trabalho

Livro

GANZAROLI, C. A.; CALIXTO, W. P. **Técnicas de controle avançado estudo e implementação com aplicação prática**. Goiânia: Editora Científica Digital,

2023.

Capítulo de livro publicado

GANZAROLI, C. A.; CARVALHO, D. F.; DO COUTO, L. A.; DIAS, R. N. H. M.; CALIXTO, W. P. Implementação de uma técnica de controle preditivo não linear prática no acionamento de um motor CC. **Impactos das Tecnologias nas Engenharias** 4. 1ed.: Antonella Carvalho de Oliveira, 2019, v. , p. 42-54.

Artigos completos publicados em periódicos

GANZAROLI, C. A.; DE CARVALHO, D. F.; COIMBRA, A. P. ; DO COUTO, L. A.; CALIXTO, W. P. **Comparative Analysis of the Optimization and Implementation of Adjustment Parameters for Advanced Control Techniques.** *Energies* , v. 15, p. 4139, 2022.

DE CARVALHO, D. F.; GANZAROLI, C. A.; DO COUTO, L. A. ; DIAS, R. N. H. M.; CALIXTO, W. P. **Hybrid Optimization Process Applied to Tuning of Dynamic Matrix Control: Study Case with DC Motor.** *Transactions on Environment and Electrical Engineering*, v. 2, p. 23-29, 2017

Trabalhos completos publicados em anais de congressos:

1. GANZAROLI, C. A.; COUTO, L. A. DO; NETO, D. P.; DE CARVALHO, D. F.; DIAS, R. N. H. M. ; CALIXTO, W. P. Nonlinear practical model based predictive control: Study case with DC motor. In: **2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)**. Pucon, 2017. p. 1.

2. DIAS, R. N. H. M.; GANZAROLI, C. A.; DE CARVALHO, D. F.; FURRIEL, G. P.; COUTO, L. A.; CALIXTO, W. P. Comparative study between optimized controllers fuzzy X MPC. In: **2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)**. Kouty nad Desnou, 2017. p. 1.

3. CARVALHO, D. F.; GANZAROLI, C. A.; DIAS, RAFAEL N. H. M.; COUTO, L. A.; DOMINGOS, J. L.; CALIXTO, W. P. Heuristic Optimization applied on DMC and Cascade PI Controllers Tuning for Speed Control of DC Motor. In: **International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ16)**. Madrid, 2016. v. 14.

4. DE CARVALHO, D. F.; GANZAROLI, C. A.; DIAS, R. N. H. M.; COUTO, L. A.;

CALIXTO, W. P. Optimization process applied to tuning of dynamic matrix control: Study case with DC motor. In: **2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)**, Florence, 2016. p. 1.

5. GANZAROLI, C. A.; DE CARVALHO, D. F.; DIAS, R. N. H. M. ; REIS, M. R. C. ; ALVES, A. J. ; DOMINGOS, J. L. ; CALIXTO, W. P. Heuristic and deterministic strategies applied on cascade PI controller tuning for speed control of a DC motor. In: **2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)**. Santiago, 2015. p. 101.

## 7.2 Trabalhos Futuros

- Utilização de outras técnicas de modelagem para representar o sistema, como por exemplo redes neurais.
- Desenvolvimento do sistema para o disparo dos tiristores do retificador trifásico controlado embarcado. O objetivo é embarcar a lógica de disparo dos tiristores para reduzir a taxa de erro do sistema analógico implementado;
- Integração do controle de campo do motor CC através da corrente de campo ao controlador de velocidade, de modo que se torne controlador único com múltiplas entradas e saídas;
- Implementação de técnica de modelagem e otimização em tempo real com o sistema, possibilitando melhorar a dinâmica de atualização dos parâmetros do controlador;
- Ampliação da capacidade de atuação do controle permitindo a reversão do sentido de rotação do motor. Esta ação pode ser implementada através da utilização do conversor dual;
- Utilização de outras combinações para as funções de pertinência do controle *fuzzy*.
- Associar ao CPMD a ação integrativa com o objetivo de reduzir o erro de regime permanente.



## APÊNDICE A

### Análise de sensibilidade para os parâmetros do sistema de controle *fuzzy*

**Tabela A.1** - Valor-base e faixa de operação da variável linguística erro para o controlador *fuzzy*.

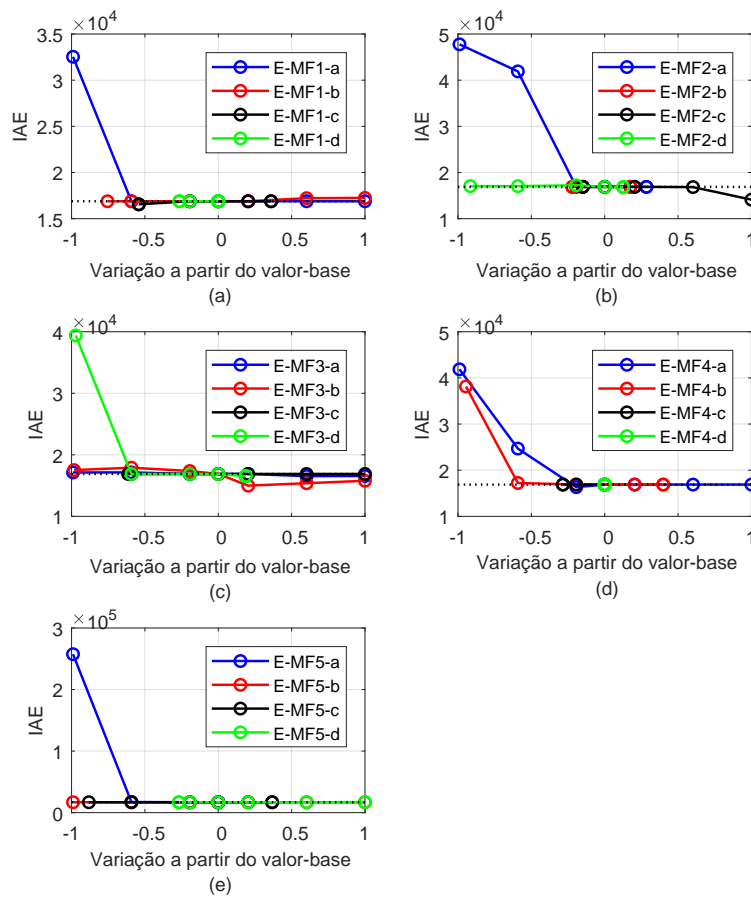
Variável Linguística - Erro				
F. pertinência	Trapézio	Valor-base	Faixa de valores	Variação [%]
MF1	<i>a</i>	206	$[2,06 \cdot 10^2 \ 4,13 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>b</i>	842	$[2,06 \cdot 10^2 \ 1,68 \cdot 10^3]$	[-75,5 100]
	<i>c</i>	1840	$[8,43 \cdot 10^1 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-54,2 36]
	<i>d</i>	2500	$[1,84 \cdot 10^3 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-26,5 0,0]
MF2	<i>a</i>	123	$[1,23 \ 1,59 \cdot 10^2]$	[-99 28]
	<i>b</i>	159	$[1,23 \cdot 10^2 \ 1,86 \cdot 10^2]$	[-22,1 18]
	<i>c</i>	186	$[1,59 \cdot 10^2 \ 3,73 \cdot 10^2]$	[-14,9 100]
	<i>d</i>	2220	$[1,86 \cdot 10^2 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-91,6 13]
MF3	<i>a</i>	0,4	$[4,00 \cdot 10^{-3} \ 8,00 \cdot 10^{-1}]$	[-99 100]
	<i>b</i>	23,2	$[3,97 \cdot 10^{-1} \ 4,65 \cdot 10^1]$	[-98,3 100]
	<i>c</i>	60,3	$[2,32 \cdot 10^1 \ 1,21 \cdot 10^2]$	[-61,4 100]
	<i>d</i>	2110	$[6,03 \cdot 10^1 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-97,1 19]
MF4	<i>a</i>	97,4	$[9,74 \cdot 10^{-1} \ 1,95 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>b</i>	1790	$[9,75 \cdot 10^1 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-94,6 40]
	<i>c</i>	2500	$[1,79 \cdot 10^3 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-28,5 0,0]
	<i>d</i>	2500	$[2,50 \cdot 10^3 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-0,0 0,0]
MF5	<i>a</i>	-2500	$[-2,50 \cdot 10^4 \ -2,50 \cdot 10^3]$	[-99 0,0]
	<i>b</i>	70,5	$[7,04 \cdot 10^{-1} \ 1,41 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>c</i>	597	$[7,04 \cdot 10^1 \ 8,16 \cdot 10^2]$	[-88,2 37]
	<i>d</i>	816	$[5,97 \cdot 10^2 \ 1,63 \cdot 10^3]$	[-26,9 100]

**Tabela A.2** - Valor-base e faixa de operação da variável linguística variação do erro para o controlador *fuzzy*.

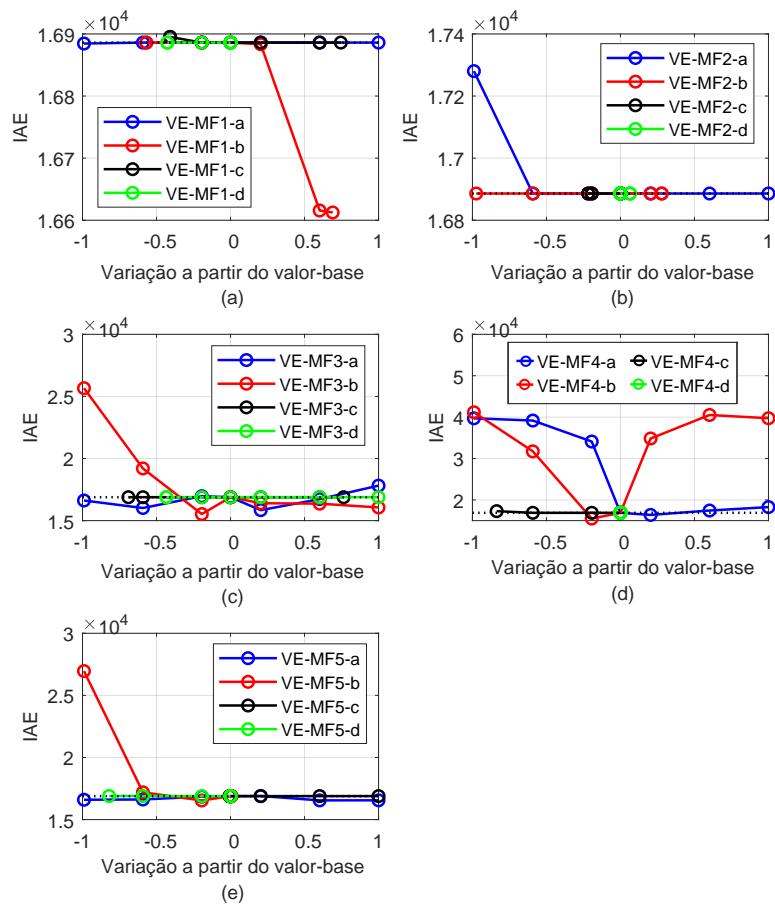
Variável Linguística - Variação do Erro				
F. pertinência	Trapézio	Valor-base	Faixa de valores	Variação [%]
MF1	<i>a</i>	365	$[3,65 \ 7,30 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>b</i>	848	$[3,65 \cdot 10^2 \ 1,43 \cdot 10^3]$	[-56,9 69]
	<i>c</i>	1430	$[8,46 \cdot 10^2 \ 2,5 \cdot 10^3]$	[-40,8 75]
	<i>d</i>	2500	$[1,43 \cdot 10^3 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-42,7 0,0]
MF2	<i>a</i>	46,9	$[4,68 \cdot 10^{-1} \ 9,37 \cdot 10^1]$	[-99 100]
	<i>b</i>	1840	$[4,69 \cdot 10^1 \ 2,35 \cdot 10^3]$	[-97,4 28]
	<i>c</i>	2350	$[1,84 \cdot 10^3 \ 2,35 \cdot 10^3]$	[-21,8 0,0]
	<i>d</i>	2350	$[2,35 \cdot 10^3 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-0,1 6]
MF3	<i>a</i>	-276	$[-2,76 \ -5,51 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>b</i>	45,5	$[4,55 \cdot 10^{-1} \ 9,10 \cdot 10^1]$	[-99 100]
	<i>c</i>	147	$[4,55 \cdot 10^1 \ 2,59 \cdot 10^2]$	[-69 76]
	<i>d</i>	259	$[1,47 \cdot 10^1 \ 5,18 \cdot 10^2]$	[-43,3 100]
MF4	<i>a</i>	-5,13	$[-5,13 \cdot 10^{-2} \ -1,03 \cdot 10^1]$	[-99 100]
	<i>b</i>	409	$[4,09 \ 8,19 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>c</i>	2500	$[4,09 \cdot 10^2 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-83,6 0,0]
	<i>d</i>	2500	$[2,50 \cdot 10^3 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-0,0 0,0]
MF5	<i>a</i>	-416	$[-4,16 \ -8,31 \cdot 10^2]$	[-99 100]
	<i>b</i>	447	$[4,47 \ 4,49 \cdot 10^2]$	[-99 1]
	<i>c</i>	449	$[4,47 \cdot 10^2 \ 8,98 \cdot 10^2]$	[-0,6 100]
	<i>d</i>	2500	$[4,49 \cdot 10^2 \ 2,50 \cdot 10^3]$	[-82 100]

**Tabela A.3** - Valor-base e faixa de operação da variável linguística ação de controle para o controlador fuzzy.

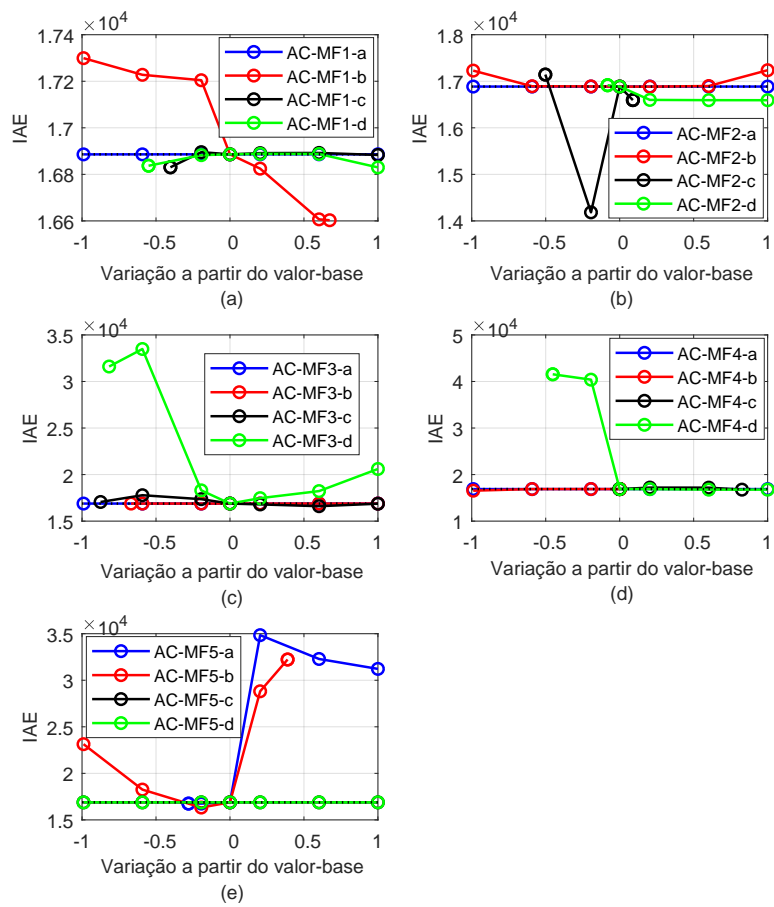
Variável Linguística - Ação de Controle				
F. pertinência	Trapézio	Valor-base	Faixa de valores	Variação [%]
MF1	a	49,9	$[-4,99 \cdot 10^{-1} \quad 9,98 \cdot 10^1]$	$[-99 \quad 100]$
	b	58,3	$[5,83 \cdot 10^{-1} \quad 9,76 \cdot 10^1]$	$[-99 \quad 67]$
	c	63,9	$[3,82 \cdot 10^1 \quad 1,28 \cdot 10^2]$	$[-40,3 \quad 100]$
	d	81	$[3,64 \cdot 10^1 \quad 1,62 \cdot 10^2]$	$[-55 \quad 100]$
MF2	a	50	$[5,00 \cdot 10^{-1} \quad 1,00 \cdot 10^2]$	$[-99 \quad 100]$
	b	72,8	$[7,28 \cdot 10^{-1} \quad 1,46 \cdot 10^2]$	$[-99 \quad 100]$
	c	95,9	$[4,77 \cdot 10^1 \quad 1,04 \cdot 10^2]$	$[-50,3 \quad 9]$
	d	100	$[9,18 \cdot 10^1 \quad 2,00 \cdot 10^2]$	$[-8,2 \quad 100]$
MF3	a	50	$[5,00 \cdot 10^{-1} \quad 1,00 \cdot 10^2]$	$[-99 \quad 100]$
	b	50,1	$[1,66 \cdot 10^1 \quad 1,00 \cdot 10^2]$	$[-66,8 \quad 100]$
	c	50,8	$[6,37 \quad 1,02 \cdot 10^2]$	$[-87,5 \quad 100]$
	d	54,4	$[9,97 \quad 1,09 \cdot 10^2]$	$[-81,7 \quad 100]$
MF4	a	50,1	$[5,01 \cdot 10^{-1} \quad 1,00 \cdot 10^2]$	$[-99 \quad 100]$
	b	77,3	$[7,73 \cdot 10^{-1} \quad 7,74 \cdot 10^1]$	$[-99 \quad 0,0]$
	c	77,4	$[7,73 \cdot 10^1 \quad 1,41 \cdot 10^2]$	$[-0,2 \quad 83]$
	d	100	$[5,47 \cdot 10^1 \quad 2,00 \cdot 10^2]$	$[-45,3 \quad 100]$
MF5	a	42,9	$[3,09 \cdot 10^1 \quad 8,58 \cdot 10^1]$	$[-28 \quad 100]$
	b	44,9	$[4,49 \cdot 10^{-1} \quad 6,24 \cdot 10^1]$	$[-99 \quad 39]$
	c	50	$[5,00 \cdot 10^{-1} \quad 1,00 \cdot 10^2]$	$[-99 \quad 100]$
	d	50	$[5,00 \cdot 10^{-1} \quad 1,00 \cdot 10^2]$	$[-99 \quad 100]$



**Figura A.1** - Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros da variável linguística erro do controle fuzzy.



**Figura A.2** - Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros da variável linguística variação do erro do controle *fuzzy*.



**Figura A.3** - Curva da análise de sensibilidade dos parâmetros da variável linguística ação de controle do controle *fuzzy*.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 3ª edição. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007. 38, 39, 40, 75, 83

ALGAZAR, M. M.; AL-MONIER, H.; EL-HALIM, H. A.; SALEM, M. E. E. K. Maximum power point tracking using fuzzy logic control. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 39, n. 1, p. 21–28, 2012. 32

ANDERSON, V.; MEDEIROS, A. L.; OSCAR, G. F. Otimização das funções de pertinência de um controlador nebuloso utilizando algoritmos genéticos. 2001. 54

ANDRADE, M.; JAQUES, M. A. P. Estudo comparativo de controladores de mamdani e sugeno para controle de tráfego em interseções isoladas. **TRANSPORTES**, v. 16, n. 2, 2008. 57

ÅSTRÖM, K. J.; EYKHOFF, P. System identification – a survey. **Automatica**, Elsevier, v. 7, n. 2, p. 123–162, 1971. 39

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers: theory, design, and tuning**. Research Triangle Park, NC: International Society for Measurement and Control, 1995. 46

\_\_\_\_\_. The future of pid control. **Control engineering practice**, Elsevier, v. 9, n. 11, p. 1163–1175, 2001. 46

ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback systems: an introduction for scientists and engineers**. Princeton: Princeton University Press, 2010. 37

BABEL, A. S.; FOSTER, S. N.; CINTRON-RIVERA, J. G.; STRANGAS, E. G. Parametric sensitivity in the analysis and control of permanent magnet synchronous machines. In: IEEE. **2012 XXth International Conference on Electrical Machines**. "France", 2012. p. 1034–1040. ISBN 9781467301435. 35

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 7. ed. Florianópolis, SC, BRA: Edição do Autor, 2012. 43

BODE, H. W. Network analysis and feedback amplifier design. D. van Nostrand New York, 1945. 29

CALIXTO, W. P. Nota de aula - algoritmo genético para iniciantes. Universidade de Coimbra, Portugal, 2010. 64, 66, 67

CALIXTO, W. P.; PEREIRA, T. M.; MOTA, J. C. d.; ALVES, A. J.; DOMINGUES, E. G.; DOMINGOS, J. L.; COIMBRA, A.; ALVARENGA, B. Desenvolvimento de operador matemático para algoritmos de otimização heurísticos aplicado a problema de geoprospecção. **TEMA (São Carlos)**, SciELO Brasil, v. 15, n. 2, p. 177–194, 2014. 65

CAMACHO, E.; BORDONS, C. **Model Predictive Control**. London: Springer, 2013. 52, 53

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model predictive control in the process industry**. London: Springer, 1995. 51

CAMPOS, M. de; TEIXEIRA, H. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. São Paulo: Edgard Blücher, 2006. 48, 49

CAMPOS, M. M. de; SAITO, K. **Sistemas inteligentes em controle e automação de processos**. Rio de Janeiro: Ciência Moderna, 2004. 30, 46

CARBONO, A. J. J. Otimização da disposição de linhas de ancoragem utilizando algoritmos genéticos. **Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro**, 2005. 63

CARDOSO, P. H. da S. **Otimização da configuração geométrica de risers rígidos**. Tese (Doutorado) — PUC-Rio, 2019. 64

CARVALHO, D. F. d. Sintonia de controlador preditivo não linear: análise comparativa com técnicas tradicionais. Dissertação, Universidade Federal de Goiás, 2017. 76, 81, 86, 88

CHAPMAN, S. J. C. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5ª edição. 1: Bookman, 2013. 43

CORRADINI, M. L.; FOSSI, V.; GIANTOMASSI, A.; IPPOLITI, G.; LONGHI, S.; ORLANDO, G. Discrete time sliding mode control of robotic manipulators: Development and experimental validation. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 20, n. 8, p. 816–822, 2012. 33

COUTINHO, D. da Costa e S. **Tratamento do problema de otimização com restrições usando evolução diferencial**. Tese (Doutorado) — COPPE-RJ, 2013. 64

COUTO, L. A. d. Implementação e análise das técnicas de controle por modos deslizantes e preditivo não linear. Dissertação, Universidade Federal de Goiás, 2018. 72, 81

CUPERTINO, F.; GIORDANO, V.; NASO, D.; DELFINE, L. Fuzzy control of a mobile robot. **IEEE robotics & automation magazine**, IEEE, v. 13, n. 4, p. 74–81, 2006. 31

DAVID, R.-C.; PRECUP, R.-E.; PREITL, S.; TAR, J. K.; FODOR, J. Parametric sensitivity reduction of pi-based control systems by means of evolutionary optimization algorithms. In: IEEE. **2011 6th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI)**. "Timisoara, Romania", 2011. p. 241–246. 34

DECARLO, R. A.; ZAK, S. H.; MATTHEWS, G. P. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 76, n. 3, p. 212–232, 1988. 59

DESBOROUGH, L.; MILLER, R. Increasing customer value of industrial control performance monitoring-honeywell's experience. In: NEW YORK; AMERICAN INSTITUTE OF CHEMICAL ENGINEERS; 1998. **AIChE symposium series**. [S.l.], 2002. p. 169–189. 29

DIAS, R. N. H. M. Análise comparativa de técnicas de controle fuzzy e matriz dinâmica aplicadas à máquina de corrente contínua. Dissertação, Universidade Federal de Goiás, 2017. 81

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos**. Rio de Janeiro: LTC, 2013. 37, 45

DRIANKOV, D.; HELLENDORRN, H.; REINFRANK, M. **An Introduction to Fuzzy Control**. New York: Springer Science & Business Media, 2013. 57

DUBEY, S.; SRIVASTAVA, S. A pid controlled real time analysis of dc motor. **International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering**, v. 1, n. 8, p. 1965–1973, 2013. 105

FERNANDEZ-CAMACHO, E.; BORDONS-ALBA, C. **Model predictive control in the process industry**. London: Springer, 1995. 51

FINDEISEN, R.; ALLGÖWER, F. An introduction to nonlinear model predictive control. In: TECHNISCHE UNIVERSITEIT EINDHOVEN VELDHOVEN

EINDHOVEN, THE NETHERLANDS. **21st Benelux meeting on systems and control.** , 2002. v. 11, p. 119–141. 52

FITZGERALD, A. E. **Máquinas Elétricas.** 6. ed. 1: Bookman, 2008. 41, 42, 44

FRANK, P. **Introduction to sensitivity analysis.** London: Academic Press, 1978. 67

FRANKLIN, G. F. **Sistemas de Controle para Engenharia.** 6ª edição. 1: bookman, 2013. 29, 33

FREY, H. C.; PATIL, S. R. Identification and review of sensitivity analysis methods. **Risk analysis**, Wiley Online Library, v. 22, n. 3, p. 553–578, 2002. 67

FURUTA, K. Vss type self-tuning control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Ieee, v. 40, n. 1, p. 37–44, 1993. 59

GARCÉS, H. O.; ROJAS, A. J.; ARIAS, L. E. Selection of nonlinear structures for total radiation modeling. In: IEEE. **Automatica (ICA-ACCA), IEEE International Conference on.** "Curico, Chile", 2016. p. 1–5. 40

GARCIA, C. **Modelagem e Simulação de Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos Vol. 1.** São Paulo: Edusp, 2005. 38

GIROD, B.; RABENSTEIN, R.; STENGER, A. **Signals and systems.** New York: Wiley New York, 2001. 37

GODOY, R. J. C. d. **Sintonia ótima de controladores.** Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2012. 33

GOLDBERG, D. E.; HOLLAND, J. H. Genetic algorithms and machine learning. Kluwer Academic Publishers-Plenum Publishers, 1988. 65, 66

GOMES, V. M. Complexidade natural de sistemas com base em análise de sensibilidade. Tese, Universidade Federal de Goiás, 2018. 67, 68, 80

GOMIDE, F. A. C.; GUDWIN, R. R. Modelagem, controle, sistemas e lógica fuzzy. **SBA controle & Automação**, v. 4, n. 3, p. 97–115, 1994. 57

HAMBY, D. A review of techniques for parameter sensitivity analysis of environmental models. **Environmental monitoring and assessment**, Springer, v. 32, n. 2, p. 135–154, 1994. 34

HAUPT, R. L.; HAUPT, S. E. Practical genetic algorithms. Wiley Online Library, 2004. 63

HAYKIN, S. S.; VEEN, B. V. **Sinais e sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 2001. 37

HILL, P. **The Book of Knowledge of Ingenious Mechanical Devices:(Kitāb fī ma'rifat al-hiyal al-handasiyya)**. Netherlands: Springer Science & Business Media, 2012. 29

HOMBERG, D.; WEISS, W. Pid control of laser surface hardening of steel. **IEEE Transactions on control systems technology**, IEEE, v. 14, n. 5, p. 896–904, 2006. 29

HOUDA, R.; KHADIJA, D.; SAID, N. A. Discrete second order sliding mode control for input-output model. In: **Proceedings of International Conference on Control, Engineering and Information Technology**. "Sousse, Tunisia": [s.n.], 2013. v. 4, p. 73–77. 60

IPLIKCI, S. A comparative study on a novel model-based pid tuning and control mechanism for nonlinear systems. **International Journal of Robust and Non-linear Control**, Wiley Online Library, v. 20, n. 13, p. 1483–1501, 2010. 105

ITKIS, U. **Control systems of variable structure**. New York: Wiley New York, 1976. 32

JACOME, C. R. F. Uso de conhecimento prévio na identificação de modelos polinomiais narmax. UFMG, 1996. 39

KHATUN, P.; BINGHAM, C. M.; SCHOFIELD, N.; MELLOR, P. Application of fuzzy control algorithms for electric vehicle antilock braking/traction control systems. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 52, n. 5, p. 1356–1364, 2003. 31

KHOOBAN, M. H.; ABADI, D. N. M.; ALFI, A.; SIAHI, M. Swarm optimization tuned mamdani fuzzy controller for diabetes delayed model. **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, The Scientific and Technological Research Council of Turkey, v. 21, n. Sup. 1, p. 2110–2126, 2013. 34

KNOSPE, C. Pid control. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 26, n. 1, p. 30–31, 2006. 29

KOSOW, I. L. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. Rio de Janeiro: Editora Globo, 1985. 43

KOVACIC, Z.; BOGDAN, S. **Fuzzy controller design: theory and applications**. [S.l.]: CRC press, 2018. 56, 105

LAN, S.; WOO, P. Linearization and pid parameters design for nonlinear systems. In: IEEE. [Proceedings 1992] **IEEE International Conference on Systems Engineering**. "Kobe, Japan", 1992. p. 444–447. 105

LEE, C. C. Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller, part i and ii. **Systems, Man and Cybernetics**, IEEE Trans, v. 20, p. 404–435, 1990. 55, 56

LI, J.; LI, Y. Dynamic analysis and pid control for a quadrotor. In: IEEE. **2011 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation**. [S.l.], 2011. p. 573–578. 30

LINDEN, R. **Algoritmos Genéticos**. 2ª edição. 1: Brasport, 1992. 65

LJUNG, L.; GLAD, T. Modeling of dynamic systems. PTR Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1994. 39

LYAPUNOV, A. M. The general problem of motion stability. **Annals of Mathematics Studies**, v. 17, 1892. 29

MA, Y.; BORRELLI, F.; HENCEY, B.; COFFEY, B.; BENGEEA, S.; HAVES, P. Model predictive control for the operation of building cooling systems. **IEEE Transactions on control systems technology**, IEEE, v. 20, n. 3, p. 796–803, 2011. 31

MACFARLANE, A. G. J.; NYQUIST, H. **Frequency-response methods in control systems**. [S.l.]: IEEE Computer Society Press, 1979. 29

MARCHETTI, G.; BAROLO, M.; JOVANOVIC, L.; ZISSER, H.; SEBORG, D. E. An improved pid switching control strategy for type 1 diabetes. **iee transactions on biomedical engineering**, IEEE, v. 55, n. 3, p. 857–865, 2008. 30

MARUO, M. H. **Projeto Automático de Sistemas Nebulosos utilizando Algoritmos Genéticos Auto-Adaptativos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de São Carlos, 2006. 56

MAXWELL, J. C. **On the Stability of the Motion of Saturn's Rings: An Essay, which Obtained the Adams Prize for the Year 1856, in the University of Cambridge**. London: Macmillan & Company, 1859. 29

MAYR, O. The origins of feedback control. **Scientific American**, v. 223, n. 4, p. 110–118, 1970. 29

MCELWEE, C. D.; YUKLER, M. A. Sensitivity of groundwater models with respect to variations in transmissivity and storage. **Water Resources Research**, Wiley Online Library, v. 14, n. 3, p. 451–459, 1978. 67

MINORSKY, N. Directional stability of automatically steered bodies. **Journal of the American Society for Naval Engineers**, Wiley Online Library, v. 34, n. 2, p. 280–309, 1922. 29

NARIÑO, G. A. R.; MARTHA, L. F. Otimização de risers em catenária com amortecedores hidrodinâmicos. **PUC Rio de Janeiro**, 2014. 64, 65

NATIONAL INSTRUMENTS. **NI USB-6008: Datasheet**. 2017. 83

NISE, N. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. 45, 46, 59

NISE, N. d. S.; RIBEIRO, F. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 1<sup>a</sup> edição. 1: LTC, 2009. 45

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2011. 33, 37

OLIVEIRA, M. D. M.; SILVA, R. C. M.; SOUZA, D. L. de. Otimização multiobjetivo no projeto de controlador de nível em planta piloto. **Research, Society and Development**, v. 9, n. 7, 2020. 64

PACHECO, M. A. C. et al. Algoritmos genéticos: princípios e aplicações. **ICA: Laboratório de Inteligência Computacional Aplicada**, Departamento de Engenharia Elétrica. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, p. 28, 1999. 65

PETROPOULOS, G. P.; IRELAND, G.; GRIFFITHS, H. M.; KENNEDY, M. C.; IOANNOU-KATIDIS, P.; KALIVAS, D. P. Extending the global sensitivity analysis of the simsphere model in the context of its future exploitation by the scientific community. **Water**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 7, n. 5, p. 2101–2141, 2015. 67

PIETER, E. **System identification: parameter and state estimation**. New York: Wiley-Interscience, 1974. 37

PLUCENIO, A. **Desenvolvimento de técnicas de controle não linear para elevação de fluidos multifásicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina Centro Tecnológico Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2010. 52, 54

POPA, R. **Genetic algorithms in applications**. Croácia: IntechOpen, 2012. 65

PRECUP, R.-E.; PREITL, S. Stability and sensitivity analysis of fuzzy control systems. mechatronics applications. **Acta Polytechnica Hungarica**, v. 3, n. 1, p. 61–76, 2006. 34

RABÊLO, R. d. A. L.; CARNEIRO, A. A. d. F. M.; FERNANDES, R. A. S.; BRAGA, R. T. V. Uma abordagem baseada em sistemas de inferência fuzzy takagi-sugeno aplicada ao planejamento da operação de sistemas hidrotérmicos de geração. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 22, n. 1, p. 49–64, 2011. 57

RAO, S. S. **Engineering optimization: theory and practice**. New York: John Wiley & Sons, 2019. 63

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. 4. ed. São Paulo: Pearson Brasil, 2015. 44

REIS, M. R. da C. Análise comparativa de métodos de otimização aplicados à sintonia do controlador PI. Dissertação, Universidade Federal de Goiás, 2014. 81, 88

REZNIK, L. **Fuzzy controllers handbook: how to design them, how they work**. United Kingdom: Oxford: Elsevier Science and Technology, 1997. 55, 56

RIBEIRO, C.; MIYOSHI, S.; SECCHI, A.; BHAYA, A. Model predictive control with quality requirements on petroleum production platforms. **Journal of Petroleum Science and Engineering**, Elsevier, v. 137, p. 10–21, 2016. 31

RODRIGUES, G. G. Identificação de sistemas dinâmicos não-lineares utilizando modelosnarmax polinomiais: aplicação a sistemas reais. UFMG, 1996. 39

RODRÍGUEZ, J.; PONTT, J.; SILVA, C.; CORTES, P.; AMMAN, U.; REES, S. Predictive current control of a voltage source inverter. In: IEEE. **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference**. Aachen, Germany, 2004. v. 3, p. 2192–2196. 30

ROUTH, E. J.; FULLER, A. T. **Stability of motion**. [S.l.]: Halsted Press, 1975. 29

SADIKU, M. N.; ALI, W. H. **Signals and Systems: A Primer with MATLAB®**. New York: CRC Press, 2015. 37

SALTELLI, A. Sensitivity analysis for importance assessment. **Risk analysis**, Wiley Online Library, v. 22, n. 3, p. 579–590, 2002. 67

SANDRI, S.; CORREA, C. Lógica nebulosa. **V escola de Redes Neurais**, v. 1, n. 1, p. 73–90, 1999. 57

SEBORG, D. E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D. A.; III, F. J. D. **Process dynamics and control**. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2016. 37, 48

SEMIKRON. **SK70DT: Datasheet**. 2017. 82

SIMÕES, M. G.; SHAW, I. S. **Controle e modelagem fuzzy**. São Paulo: Editora Blucher, 2007. 57

SIVANANDAM, S.; DEEPA, S. Genetic algorithms. In: **Introduction to genetic algorithms**. New York: Springer, 2008. p. 15–37. 65

SLOTINE, J.-J. E.; LI, W. **Applied nonlinear control**. Englewood Cliffs, N.J: Prentice hall, 1991. 32, 58

SOLIHIN, M. I.; TACK, L. F.; KEAN, M. L. Tuning of pid controller using particle swarm optimization. **International Journal on Advanced Science, Engineering and Information Technology**, v. 1, n. 4, p. 458–461, 2011. 33

SOUZA, F. M. C. d. Estudo de sistemas de controle a estrutura variável. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 1973. 58

SUZUKI, R.; KAWAI, F.; NAKAZAWA, C.; MATSUI, T.; AIYOSHI, E. Parameter optimization of model predictive control by pso. **Electrical Engineering in Japan**, Wiley Online Library, v. 178, n. 1, p. 40–49, 2012. 33

TANSCHHEIT, R. Sistemas fuzzy. **Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro**, p. 338–353, 2004. 56

TOMSOVIC, K. Fuzzy systems applications to power systems. **Chapter**, v. 4, p. 04–08, 1999. 57

TORMEN, A. F. Otimização de vigas mistas aço-concreto com perfis "i" soldados. Universidade de Passo Fundo, 2019. 64

UNAR, M. A. Multi-loop pid control design. Master's thesis, University of Glasgow, 1995. 29

UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. **IEEE Transactions on Automatic control**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 212–222, 1977. 32, 59

UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. **Sliding mode control in electro-mechanical systems**. Boca Raton, FL: CRC press, 2009. 58

UTKIN, V. I. Sliding modes and their applications in variable structure systems. **Mir, Moscow**, 1978. 58, 59

\_\_\_\_\_. **Sliding modes in control and optimization**. Berlin: Springer Science & Business Media, 2013. 58

VANDERPLAATS, G. N. **Numerical optimization techniques for engineering design: with applications**. New York: McGraw-Hill New York, 1984. 63

WAI, R.-J.; SHIH, L.-C. Design of voltage tracking control for dc–dc boost converter via total sliding-mode technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 6, p. 2502–2511, 2010. 32

WANG, L. **PID control system design and automatic tuning using MATLAB/Simulink**. Hoboken,NJ: John Wiley & Sons, 2020. 105

WEG - Brasil. **DT-3: Características e Especificações de Motores de Corrente Contínua e Conversores CA/CC**. 2008. 42

WESCOTT, T. Pid without a phd. **Embedded Systems Programming**, v. 13, n. 11, p. 1–7, 2000. 47

XIA, Y.; ZHU, Z.; FU, M. Back-stepping sliding mode control for missile systems based on an extended state observer. **IET control theory & applications**, IET, v. 5, n. 1, p. 93–102, 2011. 32

YANG, B. P.; PLUCENIO, A.; SISTEMAS, D. d. A. e. Practical non-linear model predictive control pnmcp: Algorithm implementations. In: **XXI Congresso Brasileiro de Automática**. Vitória, ES: CBA, 2016. 105

YONGQIANG, J.; XIANGDONG, L.; WEI, Q.; CHAOZHEN, H. Time-varying sliding mode controls in rigid spacecraft attitude tracking. **Chinese Journal of Aeronautics**, Elsevier, v. 21, n. 4, p. 352–360, 2008. 33

ZADEH, L. A. Fuzzy sets. **Information and control**, Elsevier, v. 8, n. 3, p. 338–353, 1965. 54