

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

**PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE CONTROLADORES PARA ROTORES  
COM MANCAIS MAGNÉTICOS – PROJETO ROBUSTO**

**Felipe Carmo Carvalho**

**Uberlândia**

**2020**



**Felipe Carmo Carvalho**

**PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE CONTROLADORES PARA ROTORES  
COM MANCAIS MAGNÉTICOS – PROJETO ROBUSTO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Mecânica.

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações  
Linha de pesquisa: Dinâmica de Máquinas Rotativas

---

Prof. Dr. Valder Steffen Jr.,  
Orientador

---

Prof. Dr. Washington Martins da Silva Junior  
Coordenador do PPG em Engenharia Mecânica

Uberlândia  
2020

**Felipe Carmo Carvalho**

**PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE CONTROLADORES PARA ROTORES  
COM MANCAIS MAGNÉTICOS – PROJETO ROBUSTO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Mecânica.

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações  
Linha de pesquisa: Dinâmica de Máquinas Rotativas

Uberlândia, 27 de julho de 2020.

Banca examinadora:

- Prof. Dr. Valder Steffen Jr., Orientador (UFU)
- Prof. Dr. Aldemir Aparecido Cavalini Jr. (UFU)
- Prof. Dr. Fabian Andres Lara Molina (UTFPR)
- Prof. Dr. Vicente Lopes Jr. (UNESP)
- Prof. Dr. Fran Sérgio Lobato (UFU)

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU  
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

C331 Carvalho, Felipe Carmo, 1986-  
2020 Projeto e Otimização de Controladores para Rotores com  
Mancais Magnéticos - Projeto Robusto [recurso eletrônico] /  
Felipe Carmo Carvalho. - 2020.

Orientador: Valder Steffen Júnior.  
Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-  
graduação em Engenharia Mecânica.  
Modo de acesso: Internet.  
Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.te.2020.494>  
Inclui bibliografia.

1. Engenharia mecânica. I. Steffen Júnior, Valder ,1952-,  
(Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação  
em Engenharia Mecânica. III. Título.

CDU: 621

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:  
Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091  
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



## UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica  
Av. João Naves de Ávila, nº 2121, Bloco 1M, Sala 212 - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902  
Telefone: (34) 3239-4282 - [www.posgrad.mecanica.ufu.br](http://www.posgrad.mecanica.ufu.br) - [secposmec@mecanica.ufu.br](mailto:secposmec@mecanica.ufu.br)



### ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Mecânica				
Defesa de:	Tese de Doutorado, nº 302, COPEM				
Data:	27/07/2020	Hora de início:	08:00h	Hora de encerramento:	11:15h
Matrícula do Discente:	11523EMC004				
Nome do Discente:	Felipe Carmo Carvalho				
Título do Trabalho:	Projeto e Otimização de Controladores para Rotores com Mancais Magnéticos – Projeto Robusto				
Área de concentração:	Mecânica dos Sólidos e Vibrações				
Linha de pesquisa:	Dinâmica de Sistemas Mecânicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:					

Reuniu-se no MFlab - Bloco 5P, Campus Santa Mônica, da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, assim composta: Professores Doutores: Aldemir Aparecido Cavalini Júnior - FEMEC/UFU; Fran Sérgio Lobato - FEQUI/UFU; Fabian Andres Lara Molina - UTFPR; Vicente Lopes Júnior - UNESP e Valder Steffen Júnior - FEMEC/UFU, orientador do candidato. Ressalta-se que o Prof. Fabian Andres Lara Molina participou da defesa por meio de videoconferência desde a cidade de Cornélio Procópio/PR, em atendimento a Portaria nº 36, de 19 de março de 2020, e os demais professores, o orientador e o aluno participaram *in loco*.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Dr. Valder Steffen Júnior, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(as) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Valder Steffen Junior, Professor(a) do Magistério Superior**, em 27/07/2020, às 11:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fabian Andres Lara Molina, Usuário Externo**, em 27/07/2020, às 15:14, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **VICENTE LOPES JUNIOR, Usuário Externo**, em 27/07/2020, às 22:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fran Sergio Lobato, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/07/2020, às 12:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Aldemir Aparecido Cavalini Junior, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/07/2020, às 13:17, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://www.sei.ufu.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **2159220** e o código CRC **164346FF**.

# Agradecimentos

Primeiramente e indiscutivelmente, agradeço a Deus por suas bençãos durante todo o meu trabalho de pesquisa para concluir a tese com sucesso.

Gostaria de expressar minha profunda e sincera gratidão ao meu orientador, Prof. Dr. Valder Steffen Jr, por me dar a oportunidade de trabalhar como pesquisador e fornecer orientação inestimável ao longo desta pesquisa. Seu dinamismo, visão, sinceridade e motivação me inspiraram profundamente. Foi um grande privilégio e honra trabalhar e estudar sob sua orientação. Sou extremamente grato pelo crescimento intelectual, profissional e pessoal que me proporciona a cada dia.

Ao Prof. Dr. Aldemir Cavalini, agradeço pela confiança e paciência diária em me ensinar e possibilitar o meu crescimento profissional. Tenho grande admiração pelo seu trabalho e por sua constante busca pelo bem estar dos alunos.

Ao Prof. Fabian Molina, agradeço pelas ideias e disposição. Pelas longas conversas e ajuda fundamental para a finalização dessa tese. Obrigado por acreditar no meu trabalho.

Sou extremamente grato aos meus pais Daltro e Geise por seu amor, orações, carinho e sacrifícios por educar e me preparar para o futuro. Também expresso meu agradecimento a minha irmã Thalita, pelo apoio, preciosas orações e risadas curadoras. A Luisa pelos dias leves e incentivo constante.

Gostaria de agradecer aos meus amigos, colegas de pesquisa e funcionários por todo apoio genuíno ao longo deste trabalho de pesquisa, pelo carinho e risadas que diariamente nos trazem energia e paz que tornam os dias mais leves. Todos vocês, sem exceção, tiveram um papel fundamental nessa conquista.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela bolsa de estudos concedida, às agências de fomentos CAPES e FAPEMIG e ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uber-

lândia, por viabilizar a realização deste trabalho.

Finalmente, meus agradecimentos a todas as pessoas que me apoiaram para concluir o trabalho de pesquisa, direta ou indiretamente.

*“Be the reason someone smiles today.”*  
*(Anonymous)*

# Resumo

Carvalho, F. C. *PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE CONTROLADORES PARA ROTORES COM MANCAIS MAGNÉTICOS – PROJETO ROBUSTO*. Tese de Doutorado - Universidade Federal de Uberlândia, Julho 2020.

O presente trabalho é dedicado à síntese de controladores utilizados em rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos. Em primeiro lugar, construiu-se um modelo numérico/computacional em ambiente MATLAB®/Simulink com base nas especificações fornecidas pelo fabricante da bancada. Dai, em conjunto com o processo de validação experimental correspondente, resultou um modelo representativo do comportamento dinâmico do sistema físico real. O passo seguinte foi o projeto de 3 controladores para o sistema, a saber, o PID baseado nas características fornecidas pelo fabricante, o PID adaptativo que tem por premissa a atualização da sua referência e o PID *Fuzzy*, que proporciona o ajuste dos ganhos do controlador. Todos foram avaliados a partir de suas funções de transferência em malha fechada e sob o ponto de vista da sua resposta ao desbalanceamento, sendo esta conduzida de acordo com as diretrizes da norma API 684 e classificada com base nos critérios definidos na norma ISO 14839-2. Com base nestes resultados, foi possível analisar as dificuldades de projeto dos controladores e criar, então, o controlador *Neuro Fuzzy Robusto*, que teve por objetivo considerar as incertezas presentes no sistema e que não foram consideradas nos controladores anteriores. O novo controlador proposto foi avaliado utilizando os mesmos critérios aplicados aos três primeiros controladores. Com base nos resultados obtidos, é possível afirmar que a principal contribuição deste trabalho é caracterizada pela sistematização da utilização de um controlador *Neuro Fuzzy* ótimo-robusto para o estudo e projeto de rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos.

**Palavras-chave:** Controle Robusto. AMB. Vibrações. PID. *Neuro Fuzzy*.

# Abstract

Carvalho, F. C. *DESIGN AND OPTIMIZATION OF CONTROLLERS FOR ROTORS WITH MAGNETIC BEARINGS - ROBUST DESIGN*. PhD Dissertation - Federal University of Uberlândia, July 2020.

The present work is dedicated to synthesis of controllers used in supercritical rotors supported by magnetic bearings. First, a numerical/computational model was built in a MATLAB®/Simulink environment as based on the specifications provided by the bench manufacturer. Then in conjunction with the experimental validation process, a representative model of dynamic behavior of the real physical system resulted. Next step was the design of three controllers for the system, namely, the PID controller based on the characteristics provided by the manufacturer, the adaptive PID which is based on the update of its reference, and the PID Fuzzy, which permits the adjustment of the controller's gains. The three controllers were evaluated based on their transfer functions in closed loop and from the point of view of their unbalance response, which was conducted according to the guidelines of the API 684 standard and classified according to the criteria defined in the ISO 14839-2 standard. Considering the obtained results from the three previous controllers, it was possible to analyze the design difficulties and create the so-called Neuro Fuzzy Robust controller, which is designed so that the uncertainties found in the system are taken into account. It is worth mentioning that these uncertainties were not considered in the previous controllers. The proposed new controller was evaluated by using the same criteria applied to the previous controllers. Based on the obtained results, it was possible to point out that the main contribution of this research work is the systematization of the use of an optimal-robust Neuro Fuzzy controller for the study and design of supercritical rotors supported by magnetic bearings.

**Keywords:** Robust Control. AMB. Vibration. PID. Neuro-Fuzzy.

## Publicações

- OLIVEIRA, M. V. F.; CARVALHO, F. C.; BORGES, A. S. ; CAVALINI JR, A. A.; STEFFEN JR, V. . Modeling and Characterization of a Flexible Rotor Supported by Active Magnetic Bearings. In: International Conference on Structural Engineering Dynamics - ICEDyn 2017, Ericeria. **Proceedings of the International Conference on Structural Engineering Dynamics - ICEDyn 2017.**
- OLIVEIRA, M. V.F; CARVALHO, F. C.; BORGES, A. S.; CAVALINI, A. A.; STEFFEN JR., V. Modal Control of Magnetic Suspended Rotors. In: IMAC-XXXVI A Conference and Exposition on Structural Dynamics, 2018. Bethel: Society for Experimental Mechanics. **Proceedings of IMAC-XXXVI.**
- PEREIRA, I. A.; LEÃO, L. S.; CARVALHO, F. C.; CAVALINI JR, A. A.; STEFFEN JR, V. Vibration Supression on a Rotating Machine By The Use Of Electromagnetic Actuators And A PID Controller. In: CREEM-XXVI Congresso Nacional de Estudantes de Engenharia Mecânica - 2019, Ilhéus/Itabuna, Bahia. **Proceedings of CREEM-XXVI Congresso Nacional de Estudantes de Engenharia Mecânica, 2019.**
- CARVALHO, F. C.; OLIVEIRA, M. V. F.; PEREIRA, B. L.; CAVALINI JR, A. A.; STEFFEN JR, V. Modeling and Characterization of a Flexible Rotor Supported by Active Magnetic Bearings Using Model Reduction Techniques. In: DINAME 2019 – XVIII International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics, 2019, Búzios, Rio de Janeiro. **Proceedings of the DINAME 2019 – XVIII International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics.**
- CARVALHO, F. C.; OLIVEIRA, M. V. F.; PEREIRA, B. L.; CAVALINI JR, A. A.; STEFFEN JR, V. Systematic Approach to the Design of Robust Controllers Applied to Supercritical Rotors Supported by Magnetic Bearings. In: International Conference on Structural Engineering Dynamics - ICEDyn 2019, 2019, Viana do Castelo. **Proceedings of the International Conference on Structural Engineering Dynamics - ICEDyn 2019.**
- CARVALHO, F. C.; OLIVEIRA, M. V. F.; LARA MOLINA, F.; CAVALINI JR, A. A.; STEFFEN JR, V. Fuzzy Robust Control Applied to Rotor Supported by Active

Magnetic Bearing. Journal of Vibration and Control. <<https://doi.org/10.1177/1077546320933734>>.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xx</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xxi</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Controle de Vibrações . . . . .	1
1.2 Contribuições Anteriores no Contexto Institucional . . . . .	4
1.3 Mancais Magnéticos Ativos . . . . .	9
1.4 Tecnologia dos Controladores Aplicados ao AMB . . . . .	13
1.4.1 Controle Tradicional . . . . .	16
1.4.2 Controle de Modelos Complexos . . . . .	17
1.4.3 Controle de Ordem Fracionária . . . . .	19
1.4.4 Métodos de Regulagem dos Controladores . . . . .	20
1.4.4.1 O Método Baseado na Regra de Ziegler-Nichols . . . . .	20
1.4.4.2 O Método de Otimização Inteligente . . . . .	21
1.5 Metodologia . . . . .	21
1.6 Organização da Tese . . . . .	23
<b>2 Fundamentação Teórica</b>	<b>25</b>
2.1 Modelagem de Rotores Flexíveis . . . . .	25
2.2 Forças em Mancais Magnéticos Ativos . . . . .	31
2.3 Representação de Rotores Flexíveis com AMB em Espaço de Estados	35
2.4 Técnica de Redução de Modelo . . . . .	38
2.4.1 Modelo de Redução . . . . .	39

2.5	Controle PID Aplicado a Mancais Magnéticos Ativos . . . . .	42
2.6	Controlador PID Adaptativo . . . . .	46
2.6.1	Introdução . . . . .	46
2.6.2	Avaliação do Ponto de Ajuste do Controlador PID Adaptativo . . . . .	48
2.6.3	A Metodologia de Otimização dos Parâmetros . . . . .	51
2.7	Controlador PID <i>Fuzzy</i> . . . . .	54
2.7.1	Introdução . . . . .	54
2.7.2	Projeto do Controlador <i>PID Fuzzy</i> . . . . .	56
2.7.3	Sintonização dos Fatores Escalares . . . . .	58
2.8	Controlador <i>Neuro Fuzzy</i> . . . . .	60
2.8.1	Introdução . . . . .	61
2.8.2	Modelo do AMB com Incertezas . . . . .	63
2.8.3	Estrutura do Controlador <i>Neuro Fuzzy</i> . . . . .	65
2.8.4	Projeto do Controlador <i>Neuro Fuzzy</i> Ótimo Robusto . . . . .	67
2.9	Otimização Robusta . . . . .	70
2.9.1	Otimização Multiobjetivo . . . . .	71
2.9.1.1	Algoritmos Genéticos . . . . .	74
2.9.1.2	Evolução Diferencial . . . . .	76
<b>3</b>	<b>Modelagem e Caracterização da Bancada Experimental</b>	<b>78</b>
3.1	Bancada Experimental . . . . .	78
3.2	Modelo do Rotor . . . . .	82
3.3	Caracterização dos Componentes Eletrônicos do Sistema . . . . .	88
3.3.1	Sensores de Posição e Filtros Anti-Aliasing . . . . .	90
3.3.2	Amplificadores de Potência . . . . .	92
3.3.3	O Atraso do Sistema . . . . .	94
3.4	Controlador PID e Filtros . . . . .	95
3.4.1	O Controle PID . . . . .	96
3.4.2	Filtros . . . . .	97
3.4.2.1	Filtros <i>Lead/Lag</i> e Genéricos . . . . .	97
<b>4</b>	<b>Análise dos Resultados</b>	<b>100</b>
4.1	Avaliação da Margem de Estabilidade . . . . .	100

4.1.1	Funções de Transferência em Malha Fechada	108
4.1.2	Resposta ao Desbalanceamento	117
4.1.3	Análise em Regime Transiente	121
4.1.4	Corrente de Controle em <i>RunUp</i>	123
4.2	Projeto Robusto <i>Neuro Fuzzy</i>	125
4.2.1	Controlador <i>Neuro Fuzzy</i>	125
4.2.2	Controlador <i>Neuro Fuzzy</i> Robusto	129
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	<b>133</b>
<b>Referências</b>		<b>137</b>

# Lista de Figuras

1.1	Bancada experimental utilizada por Wróblewski (2008) . . . . .	11
1.2	Bancada experimental suportada por dois tipos de mancais (LI, 2011). . . . .	12
1.3	Áreas críticas de densidade de fluxo e minimização das concentrações de fluxo com a atualização da geometria (PIŁAT, 2004). . . . .	13
1.4	Metodologia de desenvolvimento do trabalho . . . . .	22
2.1	Modelo Físico de um elemento de eixo flexível (SIMÕES, 2006) . . . . .	26
2.2	Rotor flexível com mancais magnéticos . . . . .	28
2.3	Forças e deslocamentos nos dois mancais magnéticos, MMA A e MMA B	29
2.4	Representação simplificada de um atuador magnético (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	32
2.5	Linearização no ponto de operação (a) relação força/deslocamento, (b) relação força/corrente (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	33
2.6	Representação das forças em um rotor sob a ação de atuadores radiais	34
2.7	Rotor flexível com mancais magnéticos . . . . .	35
2.8	Rotor Flexível no espaço de estados – Mancais Magnéticos Ativos (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	37
2.9	Controle em malha fechada: sistema Rotor Flexível/AMB's (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	37
2.10	Principais componentes de um sistema AMB. . . . .	39
2.11	Mapa de Polo e Zero comparando os modelos para o atuador $V_{13}$ em malha aberta. . . . .	41
2.12	Comparação da técnica de redução de modelo com a ferramenta <i>reduce</i> do Matlab® em relação ao modelo completo desenvolvido. . . . .	43

2.13 Estrutura de Controle PID descentralizado (controle PID local) (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	44
2.14 Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	44
2.15 Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	45
2.16 Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo - (a) Estrutura do controlador PID adaptativo; (b) Diagrama de blocos para setagem dos ganhos $b$ e $c$ . . . . .	49
2.17 Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo desenvolvido via MATLAB®/Simulink . . . . .	49
2.18 Resposta ao degrau do mancal do lado acoplado baseado na variação dos parâmetros $b$ e $c$ e tempo de resposta de 0,05 [s]. . . . .	53
2.19 Resposta ao degrau do mancal do lado livre baseado na variação dos parâmetros $b$ e $c$ e tempo de resposta de 0,05 [s] . . . . .	53
2.20 Estrutura do controlador PID <i>Fuzzy</i> . . . . .	56
2.21 Funções de associação do erro de entrada $\bar{e}(t)$ no PI-FLC e PD-FLC . . . . .	57
2.22 Funções de associação da taxa de variação do erro de entrada $\bar{e}(t)$ no PI-FLC e PD-FLC . . . . .	57
2.23 Superfície de controle do PD-FLC . . . . .	58
2.24 Superfície de controle do PI-FLC . . . . .	58
2.25 Modelo Simulink/MATLAB® . . . . .	64
2.26 Diagrama dos filtros e do controlador aplicado ao AMB. . . . .	64
2.27 Representação do sistema <i>Neuro Fuzzy</i> . . . . .	65
2.28 Representação das funções de associação de entrada para o erro de posição ( $P_e$ ). . . . .	67
2.29 Representação gráfica da Otimização Robusta, Adaptado de Zang, Friswell e Mottershead (2005) . . . . .	71
2.30 Fluxograma da Otimização Robusta . . . . .	73
2.31 Fluxograma GA, adaptado de Rao (2019) . . . . .	75
2.32 Representação gráfica do DE, Adaptado de Storn e Price (1997) . . . . .	76
2.33 Fluxograma DE, Adaptado de Rao (2019) . . . . .	77

3.1	Controlador, Placa de Aquisição/Injeção de sinais e a Bancada de Mancais Magnéticos (vistos da esquerda para a direita) . . . . .	79
3.2	Placa de Aquisição/Injeção de sinais dSPACE 1202 MicroLabBox . . . . .	79
3.3	Componentes da bancada experimental (Traduzido de SKF User Manual (SKF, 2009)) . . . . .	80
3.4	Dimensões do rotor. . . . .	80
3.5	Painel de configurações do controlador . . . . .	81
3.6	Modelo de Elementos Finitos do rotor . . . . .	83
3.7	Modos Próprios do rotor na condição – 0 rpm . . . . .	85
3.8	Diagrama de Campbell . . . . .	86
3.9	Diagrama de Campbell experimental . . . . .	86
3.10	Valores Singulares de Hankel do modelo modal do rotor . . . . .	87
3.11	Modos Próprios do rotor na condição livre-livre – 0 rpm . . . . .	88
3.12	Diagrama do sistema de controle por eixo (Adaptado de <i>SKF Hardware Manual (2009)</i> ) . . . . .	89
3.13	Função de Transferência dos Sensores/Filtro <i>Anti-Aliasing</i> . . . . .	92
3.14	<i>Set up</i> experimental usado no levantamento das Funções de Transferência dos Amplificadores . . . . .	94
3.15	Funções de Transferência dos Amplificadores . . . . .	94
3.16	Atraso do controlador . . . . .	95
3.17	Diagrama de blocos do controlador PI no Simulink. . . . .	97
3.18	Resposta da associação dos filtros em série. . . . .	99
4.1	Medição das Funções de Transferência em Malha Fechada (Norma ISO 14839-3) . . . . .	102
4.2	Função de sensibilidade com o controlador PID para o eixo acoplado (DE)103	103
4.3	Função de sensibilidade com o controlador PID para o eixo livre (NDE) . . . . .	103
4.4	Função de sensibilidade com o controlador PID Adaptativo para o eixo acoplado (DE) . . . . .	104
4.5	Função de sensibilidade com o controlador PID Adaptativo para o eixo livre (NDE) . . . . .	104
4.6	Função de sensibilidade com o controlador PID <i>Fuzzy</i> para o eixo acoplado (DE) . . . . .	105

4.7 Função de sensibilidade com o controlador PID <i>Fuzzy</i> para o eixo livre (NDE) . . . . .	105
4.8 Função de sensibilidade com o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> para o eixo acoplado (DE) . . . . .	106
4.9 Função de sensibilidade com o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> para o eixo livre (NDE) . . . . .	106
4.10 Função de ramo direto com o controlador PID para o eixo acoplado (DE) . . . . .	108
4.11 Função de ramo direto com o controlador PID para o eixo livre (NDE) . . . . .	109
4.12 Função de ramo direto com o controlador PID Adaptativo para o eixo acoplado (DE) . . . . .	110
4.13 Função de ramo direto com o controlador PID Adaptativo para o eixo livre (NDE) . . . . .	110
4.14 Função de ramo direto com o controlador PID <i>Fuzzy</i> para o eixo acoplado (DE) . . . . .	111
4.15 Função de ramo direto com o controlador PID <i>Fuzzy</i> para o eixo livre (NDE) . . . . .	111
4.16 Função de ramo direto com o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> para o eixo acoplado (DE) . . . . .	112
4.17 Função de ramo direto com o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> para o eixo livre (NDE) . . . . .	112
4.18 Função de malha fechada com o controlador PID para o eixo acoplado (DE) . . . . .	113
4.19 Função de malha fechada com o controlador PID para o eixo livre (NDE) . . . . .	114
4.20 Função de malha fechada com o controlador PID Adaptativo para o eixo acoplado (DE) . . . . .	114
4.21 Função de malha fechada com o controlador PID Adaptativo para o eixo livre (NDE) . . . . .	115
4.22 Função de malha fechada com o controlador PID <i>Fuzzy</i> para o eixo acoplado (DE) . . . . .	115
4.23 Função de malha fechada com o controlador PID <i>Fuzzy</i> para o eixo livre (NDE) . . . . .	116

4.24 Função de malha fechada com o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> para o eixo acoplado (DE) . . . . .	116
4.25 Função de malha fechada com o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> para o eixo livre (NDE) . . . . .	117
4.26 Cálculos dos desbalanceamentos e sua localização axial (Norma API 684) . . . . .	118
4.27 Localização dos Planos de Desbalanceamento/Correção . . . . .	119
4.28 Runup experimental com desbalanceamento para o controlador PID da SKF . . . . .	119
4.29 Runup experimental com desbalanceamento para o controlador PID Adaptativo. . . . .	120
4.30 Runup experimental com desbalanceamento para o controlador PID <i>Fuzzy</i> . . . . .	120
4.31 Runup experimental com desbalanceamento para o controlador <i>Neuro Fuzzy</i> . . . . .	121
4.32 Comparação do regime transiente para os diferentes controladores no mancal acoplado (DE). . . . .	121
4.33 Comparação do regime transiente para os diferentes controladores no mancal livre (NDE). . . . .	122
4.34 Envelope da ação de controle do PID SKF em <i>runup</i> . . . . .	123
4.35 Envelope da ação de controle do PID Adaptativo em <i>runup</i> . . . . .	124
4.36 Envelope da ação de controle do PID <i>Fuzzy</i> em <i>runup</i> . . . . .	124
4.37 Envelope da ação de controle do <i>Neuro Fuzzy</i> em <i>runup</i> . . . . .	125
4.38 Controle <i>Neuro Fuzzy</i> e controle PID dos mancais DE e NDE após o procedimento de treinamento. . . . .	126
4.39 Iterações do processo de otimização. . . . .	127
4.40 Resposta do controlador para o lado acoplado e livre do mancal. . . . .	127
4.41 Resposta transiente para a levitação. . . . .	128
4.42 Orbitas experimentais para o mancal acoplado e livre a 5500 RPM. . . . .	128
4.43 Análise experimental da corrente elétrica dos atuadores no mancal acoplado e livre a 5500 RPM. . . . .	129

4.44 Geração das amostras aleatórias baseada na técnica de Monte Carlo para os mancais . . . . .	129
4.45 Análise de convergência para o mancal acoplado - DE. . . . .	130
4.46 Solução robusta de otimização: curva de Pareto. . . . .	131
4.47 Comparação experimental dos controladores dados pela curva de Pareto e o PID da SKF para 5500 RPM no mancal acoplado - DE: (a) $S_1$ - Ótimo, (b) $S_2$ - Robusto, (c) $S_3$ - Ótimo-Robusto e (d) $S_d$ - PID SKF. . . . .	132

# **Lista de Tabelas**

1.1	Contribuições e descrições das aplicações de controle nos AMBs. . . . .	15
2.1	Parâmetros do controlador adaptativo via otimização. . . . .	52
2.2	Base de Regras para o <i>PI – FLC</i> . . . . .	59
2.3	Base de Regras para o <i>PD – FLC</i> . . . . .	59
3.1	Especificações dos AMBs . . . . .	81
3.2	Descrição das funções do software MBScope . . . . .	82
3.3	Frequências naturais não amortecidas para o rotor na condição livre-livre	84
3.4	Dados para o cálculo da rigidez efetiva dos mancais . . . . .	85
3.5	Sensibilidade Estática para o sistema de medição de posição . . . . .	91
3.6	Ganhos do controle PID . . . . .	97
3.7	Parâmetros dos filtros de avanço/atraso de fase . . . . .	99
3.8	Parâmetros dos filtros genéricos . . . . .	99
4.1	Limites para o pico da Função Sensibilidade – ISO 14839-3 . . . . .	101
4.2	Descrição das zonas de sensibilidade conforme ISO 14839-3 . . . . .	101
4.3	Valores dos picos das funções de transferência de sensibilidade. . . . .	107
4.4	Parâmetros ideais obtidos a partir da otimização robusta. . . . .	131

# **Lista de Símbolos**

## **ACRÔNIMOS**

AGA	Algoritmo Genético Adaptativo
AMB	<i>Active Magnetic Bearing</i>
ANFIS	Sistema de Inferência <i>Neuro Fuzzy</i> Adaptável
ANN	Rede Neural Artificial
AOLC	Controle Adaptativo de Malha Aberta
API	<i>Application Programming Interface</i>
CSMC	<i>Complementar Slide Mode Control</i>
DE	<i>Drive End</i>
ED	Evolução Diferencial
FC	Controle por Realimentação
FIS	Sistema de Inferência <i>Fuzzy</i>
FLC	Controlador Lógico <i>Fuzzy</i>
FO	Ordem Fracionária
FOPID	PID de Ordem Fracionária
FPD	<i>Fuzzy Proporcional Derivativo</i>
GA	Algoritmo Genético
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LMEst	Laboratório de Mecânica de estruturas
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MIMO	<i>Multi Input Multi Output</i>
MMA	Mancal Magnético ativo
NDE	<i>Non Drive End</i>
NG	Negativo Grande
NM	Negativo Médio
NP	Negativo Pequeno
PD	Proporcional Derivativo
PG	Positivo Grande

PI	Proporcional Integrador
PID	Proporcional Integrador Derivativo
PM	Positivo Médio
PP	Positivo Grande
PSNF	Filtro <i>Notch</i> de Mudança de Fase
RMSE	Raiz do erro médio quadrático
RO	<i>Robust Optimization</i>
SHM	<i>Structure Health Monitoring</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SKF	<i>Svenska Kullager Fabriken</i>
SMC	<i>Slide Mode Control</i>
Z	Zero

## SÍMBOLOS GREGOS

$\delta_{k_0}$	Nível de dispersão
$\theta$	Processo aleatório
$\xi(\theta)$	Variável aleatória unificada gaussiana
$\alpha$	Ângulo de decomposição das forças magnéticas
$\beta_{in}$	Limite inferior da entrada
$\beta_{out}$	Limite inferior da saída
$\psi_i$	Rotação no eixo z
$\rho$	Volumetric density
$\sigma_{ij}^2(k)$	Variação da função de pertinência gaussiana
$\sum_1$	Matrizes diagonais definidas positivas
$\sum_2$	Matrizes diagonais definidas positivas
$\sum_3$	Matrizes diagonais definidas positivas
$\theta_i$	Rotação no eixo x
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar
$\omega_{amp}$	Largura de banda do amplificador
$\rho$	Densidade do material

## SÍMBOLOS LATINOS

$\dot{x}(t)$	Vetor da derivada das variáveis de estado de tamanho $n$
$\bar{e}(t)$	Taxa de mudança do erro de escala
$\bar{e}(t)$	Erro de escala
$\mathbf{D}$	Matriz de amortecimento

<b>K</b>	Matriz de rigidez
<b>M</b>	Matriz de massa clássica
<b>M<sub>S</sub></b>	Matriz de massa secundária
<b>q</b>	variaveis de projeto que definem a função de associação
<b>S</b>	Conjunto de dados de entrada da amostra
<b>u</b>	Tanslação no eixo x
<b>w</b>	Tanslação no eixo z
<b>Y</b>	Dados de saída da amostra
<i>A</i>	Matriz de estado de tamanho $n \times n$
<i>a</i>	Fator de escala do erro de entrada
<i>B</i>	Matriz de estado de tamanho $n \times p$
<i>b</i>	Taxa de mudança de fator do erro de escala
<i>C</i>	Matriz de estado de tamanho $q \times n$
<i>c</i>	Fator de escala de saída do PI-FLC
<i>c<sub>f1</sub></i>	Função objetivo para o desempenho ideal
<i>c<sub>f2</sub></i>	Função objetivo para o robustez do controlador
<i>D</i>	Matriz de estado de tamanho $q \times p$
<i>d</i>	Fator de escala de saída do PD-FLC
<i>E</i>	<i>Young modulus</i>
<i>H<sub>∞</sub></i>	Norma h-infinito
<i>I<sub>i</sub>(k)</i>	Variáveis de entrada do sistema <i>neuro fuzzy</i>
<i>k<sup>th</sup></i>	Ordem do modelo
<i>K<sub>fil</sub></i>	Ganho referente as incertezas do filtro em série
<i>LP<sub>i</sub></i>	Funções de transferência dos filtros em cascata
<i>m<sup>th</sup></i>	Ordem do modelo reduzido
<i>m<sub>ij</sub>(k)</i>	Média da função de pertinência gaussiana
<i>O<sub>k</sub></i>	Determinação da saída do sistema <i>neuro fuzzy</i>
<i>P</i>	Gramático de controlabilidade
<i>P<sub>e</sub></i>	Erro de posição do eixo
<i>p<sub>i</sub></i>	Polos da função de transferência
<i>Q</i>	Gramático de observabilidade
<i>r(s)</i>	Referência da entrada no controlador
<i>s<sub>1</sub></i>	Solução robusta
<i>s<sub>2</sub></i>	Solução ótima
<i>s<sub>3</sub></i>	Solução ótimo-robusta
<i>s<sub>d</sub></i>	Resposta do controlador PID no espaço de decisão
<i>s<sub>in</sub></i>	Desvio padrão da entrada

$T_{BAL}$	Transformação inversa no espaço de estados
$u(t)$	Fontes do sistema de tamanho $p$
$u_{ij}^{(2)}(k)$	Funções de associação para cada entrada
$u_i^{(1)}(k)$	Saída de cada nó da primeira camada
$u_L^{(3)}(k)$	Saída do nó da terceira camada
$u_L^{(4)}(k)$	Saída do nó da quarta camada
$x(t)$	Vetor das variáveis de estado de tamanho $n$
$y(s)$	Erro de posição no controlador
$y(t)$	saídas desejadas de tamanho $q$
$y_{PD-FLC}$	Saída do controlador PD-FLC
$y_{PI-FLC}$	Saída do controlador PI-FLC
$y_{PID-FLC}$	Saída geral do controlador PID Fuzzy
$z_i$	Zeros da função de transferência
$\mathbf{A}_S$	Matriz dinâmica do sistema
$\mathbf{B}_{SA}$	Matriz de entrada para a corrente nos mancais
$\mathbf{B}_{SU}$	Matriz de entrada para a força de desbalanceamento
$\mathbf{G}_S$	Matriz de ganho
$\mathbf{i}$	Corrente nos mancais
$\mathbf{K}_a$	Matriz de rigidez adicional devido aos mancais magnéticos
$\mathbf{k}_i$	Rigidez de corrente
$\mathbf{k}_s$	Rigidez de posição
$\mathbf{x}_S$	Vetor de espaço de estados
$\mathbf{y}_S$	Deslocamentos medidos nas posições dos sensores
$\mathbf{z}$	Vetor de deslocamento global
$A_S$	Área da seção
$F_{qi}$	Forças generalizadas
$G_{amp}$	Função de transferência do amplificador
$G$	Matriz giroscópica
$i_0$	Corrente injetada no atuador eletromagnético
$I$	Momento de inércia de área da seção transversal
$K_{amp}$	Ganho do amplificador
$L$	Comprimento do elemento
$n$	Número de espiras
$q_i$	Coordenadas generalizadas
$S$	Área da seção transversal do eixo
$s$	Entreferro ( <i>air gap</i> )
$T$	Forças generalizadas

$U$	Energia de deformação do sistema
$y_i$	Saída do modelo original
$\mathbf{f}_a$	Forças nos mancais magnéticos ativos
$\mathbf{f}_u$	Forças de desbalanceamento
$B_a$	Densidade de fluxo
$f_x$	Força produzida pelo atuador eletromagnético
$i_x$	Corrente injetada no atuador eletromagnético
$K_p$	Ganho proporcional
$k$	Número de variáveis de entrada
$N_s$	Número total de amostras
$s_0$	Posição de equilíbrio
$T_d$	Constante de tempo derivativa do controlador
$V_a$	Volume do entreferro
$W_a$	Energia armazenada no volume do entreferro

# Capítulo 1

## Introdução

Este trabalho tem como principal objetivo desenvolver um novo procedimento de projeto para robustez de um controlador *neuro fuzzy* aplicado em um rotor suportado por mancais magnéticos ativos, baseado no design robusto ideal. Esse procedimento ideal de design ajusta o controlador *neuro fuzzy* robusto, levando em consideração o ótimo desempenho e robustez da atenuação da vibração, ou seja, o aumento da atenuação da vibração que implica na redução da robustez.

### 1.1 Controle de Vibrações

Nestes últimos anos, tem crescido a necessidade de utilizar técnicas de otimização dos recursos disponíveis, para garantir a competitividade nas mais diversas áreas e linhas de produção da indústria, como, por exemplo, nos setores automotivo, aeroespacial, geração de energia e exploração de petróleo. Com o crescimento da demanda juntamente com uma maior exigência do mercado, os equipamentos e máquinas são submetidos a condições de operação frequentemente severas, fazendo com que a confiabilidade se torne um grande desafio nas fases de projeto e também de operação. Desta forma, surge a necessidade do controle e monitoramento dos níveis de vibração, buscando mantê-los dentro de limites pré-determinados (geralmente definidos por normas técnicas), confirmando a qualidade dos produtos e evitando falhas que possam comprometer a confiabilidade e a segurança de pessoas e instalações.

Com o objetivo final de manter a vibração das máquinas rotativas sob controle, ao longo dos anos foram desenvolvidos diferentes métodos de atenuação. Dentre

estes, encontra-se métodos desde os mais sofisticados, como o Controle Ativo em malha fechada, utilizando atuadores com controle digital, até os mais simples, como o Controle Passivo de Vibrações.

Neste sentido, o método mais tradicional para atenuar os níveis de vibração de sistemas mecânicos, é o chamado Controle Passivo de Vibrações. Este consiste na modificação das propriedades do sistema, tais como rigidez, amortecimento e massa, buscando minimizar a vibração e/ou o ruído, e também do aumento da estabilidade do sistema. Para sistemas rotativos, alguns procedimentos simples podem contribuir para a redução dos níveis de vibração significativamente, por exemplo, o alinhamento do conjunto rotor-mancais-acoplamento, o refinamento do balanceamento e a redução de folgas de mancais ou até mesmo a troca destes últimos. Quando estes procedimentos não são suficientes para efetuar o controle dos níveis de vibração, o uso do controle passivo com o aumento do amortecimento do sistema rotativo é uma alternativa viável e bastante comum. Isso pode ser realizado, por exemplo, através do emprego de amortecedores de filme fluido e da utilização de materiais viscoelásticos nos mancais (SALDARRIAGA, 2007). Dentre as vantagens oferecidas pelas técnicas de Controle Passivo de Vibração, pode-se mencionar seu baixo custo e simplicidade de aplicação, e por dispensar o uso de fontes externas de energia durante a operação (SALDARRIAGA, 2007). Em contrapartida, como principais limitações, pode ser citada a sua falta de versatilidade, uma vez que estes não se adaptam a diferentes comportamentos dinâmicos do sistema em relação ao contexto para o qual foram inicialmente projetados, caracterizando baixa robustez (SIMÕES, 2006). Além disso, para garantir sucesso na implementação deste método, é necessário o conhecimento das propriedades físicas do sistema e também do tipo de problema de vibração a ser resolvido (SIMÕES, 2006).

O Controle Semi-Ativo é o próximo passo na evolução dos métodos de atenuação de vibração. Estas técnicas baseiam-se no projeto de mecanismos utilizando sistemas de controle para modificar indiretamente parâmetros como amortecimento e rigidez do sistema. Como exemplo, pode-se mencionar o uso de amortecedores eletroreológicos e magneto-reológicos, como também dispositivos denominados como molas inteligentes ou *Smart Spring Mechanism – SSM* (CAVALINI et al., 2011).

O método mais sofisticado é o Controle Ativo de Vibrações. Estes últimos se ba-

seiam na aplicação de forças dinâmicas no sistema de maneira a impedir a vibração indesejada (TAMMI, 2007). Simplificadamente, um sistema de controle ativo de vibrações é constituído por sensores, uma unidade de controle e atuadores. Os sensores são os responsáveis por fornecer as informações sobre as variáveis a serem controladas. A unidade de controle possui a função de processar as informações advindas dos sensores de maneira a aplicar os algoritmos de controle, gerando os sinais de comando. Por último, aparecem os atuadores que convertem estes sinais de comando, fornecidos pela unidade de controle, em ações efetivas sobre o sistema. Pode-se mencionar, por exemplo, a utilização de mancais híbridos, aqueles que contém atuadores eletromagnéticos, que operam a partir de diferentes estratégias de controle (KOROISHI et al., 2014).

Conforme Saldarriaga (2007), as técnicas de Controle Ativo de Vibrações em máquinas rotativas podem ser divididas em duas categorias. A primeira é o controle ativo em si, o que consiste na aplicação de forças laterais com a finalidade de contrapor as forças causadas pela vibração. Já a segunda, tem a ver com o balanceamento ativo, que realiza a redistribuição de massa ao longo do rotor, de forma a balancear este último, automaticamente. Como exemplo bem sucedido para o primeiro caso, pode-se destacar o trabalho realizado por Simões (2006), que desenvolveu uma metodologia de controle ativo de rotores flexíveis por meio de atuadores piezoelétricos do tipo pilha (*piezoelectric stack actuator*). Para isto, foi utilizado um controlador ótimo do tipo Regulador Quadrático Linear, buscando atenuar os quatro primeiros modos de flexão do rotor. Para a aplicação desta técnica, o uso do método modal para redução do tamanho do modelo afim de torná-lo controlável foi necessário, assim como também o emprego de observadores de estado para estimar os estados não medidos.

Em AMB's (Mancais Magnéticos Ativos), a aplicação de técnicas para identificar e corrigir o desbalanceamento tem sido uma linha de pesquisa bastante intensa. Noshadi e Zolfagharian (2019) utilizam um controlador MIMO (Multiplas entradas e Multiplas saídas) baseado na norma  $H_{\infty}$ , e um sistema híbrido utilizando também  $H_{\infty}$  aliado a um controlador com base em um observador de perturbação repetitiva para controlar os efeitos do desbalanceamento e das excitações harmônicas de uma bancada experimental contendo mancais magnéticos ativos. O controlador híbrido apresentou um desempenho melhor, tanto em regime permanente quanto no transiente,

quando comparado ao controlador  $H_\infty$ .

Yao et al. (2018) propõem o uso de duas técnicas para modificar as características de desbalanceamento de sistemas rotativos. A primeira opera no domínio modal, sendo capaz de estimar as forças de desbalanceamento através da expansão de dos deslocamentos modais em termos das coordenadas generalizadas da equação do movimento do sistema. A segunda metodologia utiliza da expansão modal juntamente com um problema inverso, permitindo identificar a posição axial, fase e magnitude do desbalanceamento.

O uso de controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) é algo bastante comum em mancais magnéticos, segundo Schweitzer, Maslen et al. (2009). Com a proposta de utilizar um controlador PD viscoelástico, o que consiste em um controlador PD onde a ação derivativa tem a banda limitada em altas frequências, o que é similar à geração de um elemento viscoelástico semi-sólido com as características de levitação dos AMB's. Com isso, Roy, Das e Dutt (2016) analisaram o comportamento de um sistema composto por um eixo rígido suportado por mancais magnéticos ativos a partir de um modelo não linear. Os resultados, demonstraram que o PD viscoelástico foi consideravelmente mais eficiente que o PID convencional no processo de atuação da vibração do sistema ao longo de toda a faixa de operação.

## 1.2 Contribuições Anteriores no Contexto Institucional

O Laboratório de Mecânica e Estruturas Prof. José Eduardo Tannús Reis - LMEst, criado em 1995, tem por objetivo o desenvolvimento do ensino e pesquisa aplicada relacionada ao comportamento estático e dinâmico de sistemas mecânicos. Dentre os domínios de pesquisa, tem-se o controle passivo, híbrido e ativo de vibrações, utilizando diferentes tipos de estratégias. Esse ambiente possibilitou o desenvolvimento de diversos trabalhos de pesquisa na área de dinâmica de rotação e controle ativo de vibração na Faculdade de Engenharia Mecânica (FEMEC) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Diante disso, apresenta-se os trabalhos mais relevantes para essa pesquisa, no contexto da presente tese de doutorado.

No universo de controle ativo de rotores flexíveis, Simões (2006) propôs atenuar

as vibrações dos quatro primeiros modos de flexão de um rotor horizontal com dois discos, apoiados em dois mancais que estão localizado nas extremidades do rotor. A investigação adotou duas abordagens diferentes, sendo uma numérica e outra experimental. As simulações numéricas utilizaram o método dos elementos finitos. Aliado a essa técnica foi escolhido um controlador ótimo do tipo Regulador Quadrático Linear (LQR) para atenuar as vibrações. Os atuadores selecionados para aplicar as forças de controle no aparato experimental foram os piezelétricos do tipo pilha (*piezoelectric stack actuators*), que foram dispostos ortogonalmente num plano de controle, este localizado num dos mancais do rotor. A determinação da rigidez experimental do mancal ativo foi realizada com o cuidado necessário, uma vez que os resultados obtidos foram usados para alimentar o modelo numérico. O desempenho do controlador modal ótimo foi testado para as condições de rotor em repouso, em regime de rotação permanente e no regime transitório. Os resultados obtidos, numéricos e experimentais, mostram o sucesso da técnica empregada, assim como as potencialidades de utilização do tipo de atuador empregado para realizar o controle ativo de vibrações de rotores.

No ano de 2007, (SALDARRIAGA, 2007) defendeu sua tese propondo uma metodologia para o controle passivo de vibração de sistemas com rotores flexíveis, baseada na utilização de um conjunto de absorvedores viscoelásticos localizados nos apoios dos mancais. Para avaliar o desempenho do controle foi projetada uma suspensão composta por um conjunto desses absorvedores, colocados em cada um dos apoios do rotor, permitindo uma abordagem experimental do problema. Além disso, foi desenvolvida uma metodologia para a identificação e ajuste dos modelos do rotor flexível, dos amortecedores viscoelásticos e do sistema rotor-mancais-apoios viscoelásticos. Foram considerados dois modelos de viscoelasticidade, sendo o primeiro relacionado ao campo de deslocamentos anelásticos e, também, o modelo caracterizado pelo módulo de rigidez complexo, visando uma abordagem numérica do problema. Confrontados os resultados experimental e numérico observou-se que a modelagem permitiu identificar satisfatoriamente as velocidades críticas; além disso, a aplicação dos absorvedores também reduziu consideravelmente o nível de vibração do sistema, apesar da constatação de não-linearidades associadas ao sistema de acionamento dos absorvedores.

Nesse contexto de não-linearidades, Morais (2010) as estudou em rotores flexíveis

inteligentes, com uma atenção especial às não linearidades localizadas, causadas por parâmetros variantes no tempo, como é o caso de eixos trincados e ou com atuadores eletromagnéticos, que introduzem forças que são funções inversas do quadrado do deslocamento. Como principais destaques deste trabalho pode-se citar, em primeiro lugar, a identificação dos parâmetros variantes no tempo, através da expansão dos sinalis de entrada e saída do sistema por meio de séries de funções ortogonais. Assim, um eixo contendo uma trinca foi considerado como sistema de parâmetros que variam com o tempo, tendo então sido aplicada a metodologia proposta. A trinca foi modelada através do método dos elementos finitos. Em segundo lugar foi proposta a aplicação de atuadores eletromagnéticos com a finalidade de manter a trinca fechada, controlando assim o processo de fadiga do eixo rotativo. Com a aplicação dos atuadores, resultou uma metodologia de auto-correção da trinca (*self-healing*). Por fim, fêz-se a identificação do desbalanceamento considerando a participação do atuador eletromagnético, lembrando que este introduz não linearidades ao sistema. O sucesso da metodologia foi comprovado, pois técnicas convencionais não puderam ser aplicadas, uma vez que estas técnicas clássicas de desbalanceamento partem do princípio de que o sistema se comporta de forma linear.

Ainda no domínio de defeitos em eixos rotativos, Cavalini Jr (2013) investigou algumas técnicas de Monitoramento da Integridade Estrutural (*Structural Health Monitoring* - SHM) com foco na detecção e identificação de trincas transversais incipientes em eixos de máquinas rotativas. Para isso, o autor propôs uma nova técnica de SHM sustentada na impedância eletromecânica do sistema, o que acrescentou um passo significativo no estado da arte. No mesmo ano, Koroishi (2013) defendeu seu estudo sobre o controle ativo de vibrações em máquinas rotativas utilizando um mancal híbrido. Esse mancal é composto por uma carcaça de alumínio com quatro atuadores eletromagnéticos conectados a um rolamento de esferas, que por sua vez se conecta ao eixo, de forma que é possível aplicar forças de controle ao sistema através das forças magnéticas fornecidas pelos atuadores. Duas abordagens para projeto dos controladores foram utilizadas, a primeira usando a norma de  $H_\infty$  e controle ótimo e, a segunda, usando a lógica nebulosa (*Fuzzy*); ambos os controladores foram projetados no domínio modal. Os resultados obtidos evidenciaram o sucesso da metodologia aplicada, assim como as potencialidades do uso de atuadores eletromagnéticos no

controle de vibrações de rotores inteligentes.

Dada a importância que os materiais inteligentes ganharam ao longo dos anos, Alves (2015) projetou, construiu e testou uma bancada com um rotor flexível, em que um dos mancais é suspenso por fios de ligas com memória de forma. O trabalho teve por objetivo atenuar as vibrações mecânicas através do aquecimento, aproveitando-se da histerese apresentada por este material. Os resultados obtidos revelam as potencialidades de emprego das ligas de memória de forma como alternativa viável para o controle passivo e semiativo de rotores.

Para representar o comportamento dinâmico de um conjunto acadêmico, fornecido pela SKF, Oliveira (2015) desenvolveu um modelo numérico/computacional para estudo deste sistema. Esse conjunto é composto por um rotor flexível suportado por dois mancais magnéticos ativos. Para validação do modelo desenvolvido realizou-se o confronto entre as funções de transferência numéricas e experimentais, que após um processo de correlação e ajuste, resultou um modelo representativo ao sistema real, que foi utilizado para permitir a análise e a síntese dos controladores desenvolvidos nesta tese de doutoramento. O autor concluiu que o modelo numérico representa adequadamente o sistema real. Considerando o modelo apresentado por Oliveira (2015), Borges et al. (2016) projetou e avaliou um controlador modal robusto para a bancada de rotores fornecida pela SKF.

Um problema comum em máquinas rotativas é o desbalanceamento. Visto isso, Carvalho (2017) propôs uma nova abordagem para a técnica de balanceamento baseada no modelo matemático. A metodologia proposta trata das incertezas que afetam o balanceamento, sendo estas avaliadas através do método de Monte Carlo e do hipercubo latino, as quais, foram combinadas para o balanceamento robusto. Os resultados mostraram redução das amplitudes de vibração maiores em comparação com aquelas obtidas com a técnica convencional.

Para investigar o comportamento dinâmico de um rotor submetido a excitações pela base, Samora et al. (2017) utilizaram as equações de Lagrange e o método de elementos finitos, para formular um modelo representativo. Os testes experimentais mostraram que o modelo representou adequadamente o comportamento do sistema real.

Os mancais hidrodinâmicos representam outro assunto de amplo interesse tanto no

meio industrial como no meio científico. Por isso Barbosa (2018) apresentou o desenvolvimento de modelos para um mancal hidrodinâmico cilíndrico radial, segmentados radiais (*tilting-pad*) e segmentados axiais (*thrust*) de uma unidade geradora do tipo Francis, onde uma abordagem termo hidrodinâmica foi implementada. Os resultados apresentaram boa correlação com as informações extraídas dos memoriais de cálculo do fabricante da turbina, mostrando-se promissores.

Ainda sobre as turbinas do tipo Francis, mais especificamente uma unidade composta por quatro mancais hidrodinâmicos, sendo um segmentado axial, dois segmentados radiais e um cilíndrico radial, Sicchieri (2019) aplicou técnica de metamodelagem *Kriging* a esses mancais, com o objetivo de diminuir o custo computacional dos modelos convencionais. Os resultados mostraram que a metamodelagem *Kriging* apresentou resultados satisfatórios, configurando-se uma ferramenta poderosa para substituir os modelos termo hidrodinâmicos para os mancais e reduzindo significativamente o tempo de processamento.

A metamodelagem *Kriging* também foi aplicada por Oliveira (2019), que utilizou essa técnica para o estudo e projeto de rotores supercríticos suportado por mancais magnéticos ativos, usando como referência o conjunto acadêmico da SKF utilizado por Oliveira (2015) e Borges (2016) . Em sua tese, (Oliveira, 2019) também se dedicou à síntese de controladores utilizados em rotores supercríticos, onde dois controladores foram desenvolvidos: o primeiro, um controlador PI baseado naquele fornecido pela SKF e, o segundo, um PID adaptativo. Esses controladores foram aplicados no modelo numérico computacional que foi construído a partir das especificações fornecidas pela SKF, e em conjunto com o processo de validação experimental. Aplicados os controladores, analisou-se a resposta ao desbalanceamento conforme a norma API 684 e feita a classificação usando critérios da norma ISO 14839-2, que possibilitou selecionar o melhor controlador através do metamodelo *Kriging*.

Leão (2019) estudou técnicas de detecção de trincas transversais em máquinas rotativas e técnicas de controle ativo, que visam a diminuir o efeito dinâmico destas trincas pela diminuição dos super-harmônicos 2x e 3x do seu espectro de frequência. Todos os resultados encontrados neste esforço de pesquisa foram obtidos numericamente e validados experimentalmente. Estes resultados evidenciam a possibilidade de se diagnosticar uma trinca e diminuir seus efeitos (através do controle ativo) sobre

uma máquina rotativa em operação. Desta forma, os trabalhos de manutenção que exigem a parada da máquina podem ser realizado com menor frequência e, mesmo assim, a segurança da máquina rotativa é garantida.

## 1.3 Mancais Magnéticos Ativos

Conforme Schweitzer, Maslen et al. (2009) os primeiros estudos envolvendo levitação utilizando campos magnéticos surgiram com Earnshaw (1842) e Braunbek (1939). A primeira aplicação industrial de Mancais Magnéticos Ativos (*Active Magnetic Bearings – AMB*) foi apresentada por Habermann e Liard (1977) buscando aplicações em rodas de reação de satélites terrestres. Apesar de não ser muito recente, o desenvolvimento das áreas de eletrônica e informática nos últimos anos, tem possibilitado o uso de mancais magnéticos ativos em um número cada vez maior de aplicações na indústria. O início da pesquisa envolvendo mancais magnéticos ativos na Universidade Federal de Uberlândia, pode ser relatado através do trabalho de Steffen Jr e Lepore Neto (1984).

O Controle Ativo de Vibrações utilizando AMB's é uma das soluções mais promissoras para aplicação em sistemas rotativos. Nestes dispositivos o rotor levita sustentado pelas forças geradas pelo campo magnético. Assim não existe nenhuma forma de contato entre o rotor e o mancal, permitindo que a máquina opere normalmente desgaste mecânico, dispensando a necessidade de qualquer tipo de lubrificante (Jayanth; Heejoo Choi; Buckner, 2002).

Os AMB's são considerados como um sistema mecatrônico, uma vez que combinam componentes mecânicos com elementos eletrônicos, e também códigos computacionais dedicados, sendo que estes últimos vêm ocupando a posição de destaque na evolução dos AMB's. De acordo com Schweitzer, Maslen et al. (2009), a capacidade de processamento de dados, sensoriamento e atuação dos mancais magnéticos ativos lhes conferem um grande potencial para se tornarem elementos primordiais no desenvolvimento de máquinas inteligentes, pois além de efetuarem o controle ativo do comportamento dinâmico dos sistemas, ainda possibilitam o monitoramento online do estado de conservação (SHM – “*Structure Health Monitoring*”) do sistema rotativo. Com isto, espaço para o desenvolvimento de projetos totalmente inovadores de máqui-

nas, são abertos, sendo estas capazes de operar em velocidade elevadas, sem desgaste mecânico e com baixos níveis de vibração. Todos estes aspectos corroboram para a redução dos custos de operação e, também, para o aumento da confiabilidade e segurança das plantas industriais.

Como exemplo de áreas de aplicação dos AMB's, pode-se citar o controle e isolamento de vibrações que podem ser encontrados em máquinas ferramenta, ultra centrífugas, turbo compressores e aplicações aeroespaciais. Os trabalhos escritos por Yoon, Lin e Allaire (2012) e Sanadgol (2006), apresentam a utilização desta tecnologia de AMB's em turbo compressores.

Os AMB's necessitam de um sistema de controle para que a levitação ocorra usando, por exemplo, um controle PID, impondo a necessidade de conhecer as principais características do sistema para que a levitação se torne estável (SRINIVASAN; CHO, 1995), (ŠTIMAC et al., 2013).

Para que seja possível utilizar as técnicas avançadas de controle, faz-se necessário o uso de um modelo representativo do sistema a ser controlado. No caso dos controladores robustos, os mesmos partem de um modelo impreciso e com ruído no sistema. Vários trabalhos estudam técnicas numéricas e experimentais de identificação dos parâmetros dos AMB's, com a finalidade de desenvolver um modelo confiável do sistema dinâmico em tela.

No trabalho de Srinivasan e Cho (1995), a modelagem é feita sobre um sistema de mancais magnéticos ativos utilizando métodos numéricos, e também experimentais, para identificar os parâmetros do rotor, amplificadores de potência, sensores e atuadores.

Gähler (1998) faz uso dos AMB's com sensores Hall para mensurar o fluxo magnético dos atuadores e busca relacionar este fluxo com a força gerada durante a operação do mancal. Para este fim, foi projetado um controlador que engloba as melhores características das principais técnicas de controle que estão disponíveis na literatura.

Swanson et al. (2008) apresentam concisamente a maneira de proceder no projeto e identificação de mancais magnéticos, onde os autores fazem uma revisão dos conceitos básicos dos principais componentes dos AMB's. O trabalho de Lösch (2002), também importante, realizou a identificação de um sistema de AMB's para implementar um controlador automatizado com o controle do tipo  $\mu$ -síntese. De forma seme-

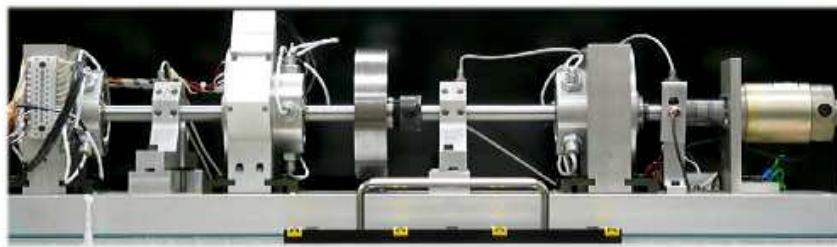


Figura 1.1: Bancada experimental utilizada por Wróblewski (2008).

Ihante, Bean, Schoor e Rand (2016) realizaram um estudo de caso em um circulador de um reator nuclear para aplicar técnicas de caracterização e modelagem de mancais magnéticos.

Neste contexto, o trabalho de Mushi, Lin e Allaire (2012) ganha destaque. Eles analisam a instabilidade em máquinas rotativas suportadas por mancais magnéticos ativos. Estes autores fazem uma análise completa das características do AMB, numérica e experimentalmente, sendo esta utilizada como base para o desenvolvimento deste trabalho de doutoramento.

Pesch (2008) e Wróblewski (2008) realizaram estudos implementando técnicas de SHM aplicadas a uma bancada experimental, apresentada na Fig. 1.1, buscando detectar trincas em rotores. A bancada estudada opera com o eixo suportado por dois mancais magnéticos ativos e utiliza um terceiro AMB como atuador para inserir uma força externa que excita o sistema rotativo, permitindo a detecção de trincas no mesmo.

Uma bancada experimental contendo dois tipos de mancais, apresentada na Fig. 1.2, consiste de um mancal utilizando uma bucha de bronze e um mancal magnético ativo, Li (2011). O autor trabalhou com um modelo capaz de representar a bancada operando com os dois mancais. O trabalho estuda a performance e os benefícios oferecidos por cada um dos mancais no sistema.

Um recurso bastante explorado na identificação de mancais magnéticos é a utilização de programas comerciais de elementos finitos. Programas como o ANSYS™ e o COMSOL™ são muito úteis, principalmente para detectar características de projeto dos mancais que podem ser otimizadas. O trabalho de Piłat (2004) utiliza o software FEMLab para visualizar e otimizar a geometria do estator nas áreas críticas, eliminando a saturação magnética causada pela presença de cantos vivos, conforme apresentado na Fig.1.3.

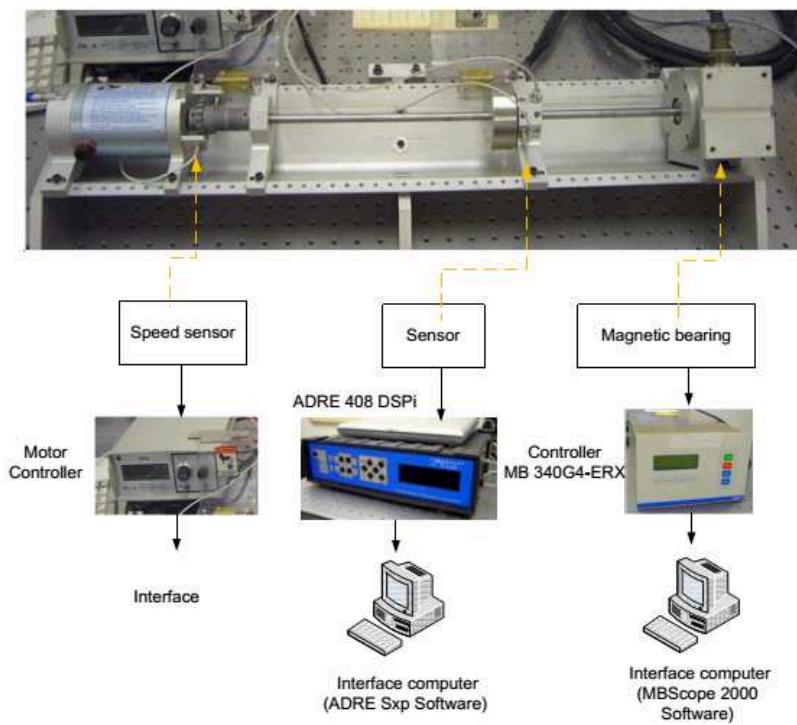


Figura 1.2: Bancada experimental suportada por dois tipos de mancais (LI, 2011).

No trabalho de Ahmed e Wahab (2010) realizou-se a modelagem e a análise em duas etapas, utilizando o software de elementos finitos ANSYST<sup>TM</sup> para projetar e otimizar um AMB. Foi realizada uma análise transiente do modelo de elementos finitos para investigar os efeitos da fuga de corrente (*Eddy Current*) no AMB estudado. Mushi, Lin e Allaire (2012) utilizaram o programa FEMM para obter a capacidade de carga do AMB investigado, sendo construído um modelo em duas dimensões contendo as características físicas do AMB para determinar a força estática produzida e o comportamento do fluxo magnético no mancal magnético.

Bouaziz et al. (2013) analisaram o comportamento de mancais magnéticos ativos quando submetidos a desalinhamento no acoplamento utilizado para transmitir rotação e torque do motor para o rotor. O trabalho foi realizado em um modelo numérico-computacional com dez graus de liberdade, onde foram testados AMB's com quatro, seis e oito polos. As análises em regime transiente mostram como os modos torcionais e laterais foram excitados devido ao desalinhamento.

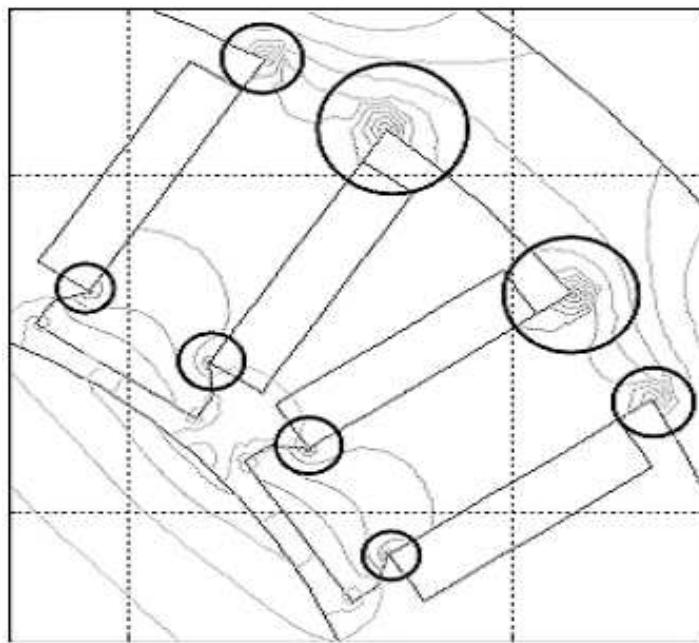


Figura 1.3: Áreas críticas de densidade de fluxo e minimização das concentrações de fluxo com a atualização da geometria (PIŁAT, 2004).

## 1.4 Tecnologia dos Controladores Aplicados ao AMB

A não linearidade e a instabilidade de do sistema AMBS impedem sua ampla aplicação no meio industrial. Para melhorar a eficiência e o desempenho, o sistema AMBs deve ser projetado para operar em alta velocidade, curto tempo de resposta e ainda garantir a estabilidade do sistema rotativo. Embora os AMBs existam há muito tempo, ainda há muitos problemas a serem discutidos. Entre eles, rigidez limitada do rolamento, desequilíbrio do rotor e oscilação de alta frequência são alguns dentre os principais problemas. Portanto, para melhorar o desempenho do sistema de controle de AMBs, a estabilidade e a robustez devem ser melhoradas. O principal problema que deve ser superado no sistema é o risco do sistema tornar-se instável, levando a grandes amplitudes, tornando o sistema crítico e próximo da região de instabilidade. O desvio entre o centro de massa do rotor e o eixo de inércia é o desequilíbrio estático da massa. O ângulo de inclinação do eixo de inércia rotacional é o desequilíbrio dinâmico de massa. Outras perturbações que atuam no sistema são o acoplamento magnético e as não linearidades (MATSUMURA et al., 1996). No sistema AMBs, a não linearidade é compensada pela corrente contínua pré-magnetizada da bobina eletromagnética e, em seguida, o controlador é projetado para o ponto de operação dessas

correntes usando o modelo que corresponde ao sistema linearizado (HARTAVI et al., 2001).

A tabela 1.1 apresenta uma cronologia de contribuições consideradas relevantes na área de controle aplicada aos AMB's, bem como suas principais características.

Autores (ano)	RPM	Controlador	Objetivo	Natureza do trabalho
Allaire, Lewis e Knight (1983)	-	PD	Supressão de vibração síncrona	Num.
Knospe e Humphris (1992)	42300	FC, AOLC	supressão de vibração	Exp.
Dhar e Barrett (1993)	12000	-	Parâmetros de mancal	Num.
Keogh, Mu e Burrows (1995)	3340	$H_\infty$	Supressão a disturbios	Num. e Exp.
Nonami e Ito (1996)	35000	$H_\infty$ , $\mu$ -síntese, PID	Estabilidade e Performance	Num. e Exp.
Knospe e Tamer (1997)	4750	PID	Supressão de vibração síncrona	Exp.
Shiau, Sheu e Yang (1997)	1000	$H_\infty$ , $H_2$	Supressão de vibração	Num.
Cole, Keogh e Burrows (1998)	6000	PID	Supressão de vibração na base	Num. e Exp.
Mykhaylyshyn (2001)	2400	PID	Supressão de vibração síncrona	Num. e Exp.
Jeon, Ahn e Han (2002)	10000	PID, LQG	Supressão de vibração ao degrau	Num. e Exp.
Habib e Inayat-Hussain (2004)	-	PD, FLC	Supressão de vibração assíncrona	Num.
Keogh e Cole (2006)	1800	PID	Induzir características não-lineares	Exp.
Arredondo, Jugo e Etxebarria (2008)	22000	2 SISO	Controle e levitação estável	Num. e Exp.
Ding et al. (2010)	3000	PD, FLC, FPD e $H_\infty$	Desempenho dos controladores	Exp
Yang (2010)	1800	PID	Supressão de vibração	-
Mushi et al. ()	2100	PID, $H_\infty$ , 2-DOF	Supressão de vibração do eixo	Num. e Exp.
Defoy, Alban e Mahfoud (2014)	10000	PID, SISO	Desempenho dos controladores	Exp.
Zhao et al. (2015)	14200	PID	Estabilidade de um rotor flexível	Num.
Zheng, Chen e Ren (2016)	10000	PD + PSNF	Balanceamento ativo	Exp.
Dimitri, Mahfoud e El-Shafei (2014)	6000	FLC	Eliminação do efeito chicote no óleo	Num. e Exp.

Tabela 1.1: Contribuições e descrições das aplicações de controle nos AMBs.

Significados das siglas apresentadas: Proporcional-Derivativo (PD), Controle Adaptativo de Malha Aberta (AOLC), Controle por Realimentação (FC), Regulador Linear Quadrático (LQR), Controlador Lógico Fuzzy (FLC), Entrada e Saída Única (SISO), Fuzzy Proporcional-Derivativo (FPD), Filtro *notch* de mudança de fase (PSNF).

### 1.4.1 Controle Tradicional

Os controladores PD e PID foram projetados para dispositivos de levitação magnética e comparados por Rojas-Moreno e Cuevas-Condor (2017). Os resultados da simulação mostraram que o sistema de controle PID melhorou a especificação do projeto em relação ao controle PD, reduzindo o erro em estado estacionário e o tempo de estabilização. Devido ao desenvolvimento da tecnologia industrial, é necessário que o mancal magnético seja capaz de operar em alta velocidade de rotação. A rigidez atual e a rigidez de posição do rolamento magnético serão significativamente reduzidas devido ao efeito da corrente de Foucault, tornando o sistema instável e provocando o contato rotor-estator. Portanto, o método PID tradicional que considera rigidez constante, não é adequado para condições de alta velocidade.

É muito difícil estabelecer um modelo matemático preciso para o sistema rotativo de alta velocidade com suspensão magnética, dado a complexidade dos efeitos não lineares e incertezas presentes no sistema. Além disso, o entreferro entre o AMB e o rotor é geralmente muito pequeno (CHEN; LIN, 2010). Portanto o controlador do sistema com AMB deve ser capaz de suportar vibrações e manter a operação estável. O PID tradicional pode estabilizar o rotor a uma determinada velocidade. Com o aumento da velocidade, o controle PID tradicional não consegue fornecer o desempenho e a robustez desejados. Quando os parâmetros do modelo controlador são alterados ou os fatores de perturbação são incertos, como quando a velocidade de operação excede a velocidade crítica do sistema e se considera a influência da corrente de Foucault, é difícil para o sistema obter um bom desempenho, podendo o sistema ser levado a instabilidade. Assim, as pesquisas atuais dentro deste contexto se concentram na busca de controladores com bom desempenho.

O controle do modo deslizante (*Slide Mode Control - SMC*) atraiu atenção nos últimos anos devido a suas vantagens, como sua insensibilidade a alterações nos parâmetros do sistema e distúrbios externos, com resposta rápida e implementação física simples (GARCIA-GABIN; ZAMBRANO; CAMACHO, 2009). O método SMC foi aplicado ao sistema de armazenamento de energia de um volante para estudar o problema robusto de estabilização de uma classe de sistemas não lineares e melhorar a robustez do sistema (TSAI; DUONG et al., 2016). Afim de resolver esse problema, Su e Wang (2002) propuseram a adição da transformação de erro generalizado comple-

mentar do CSMC (*Complementar Slide Mode Control* - CSMC). Com essa técnica, o erro de rastreamento e da fase da resposta transitória melhorou bastante.

Um sistema de controle de modo deslizante complementar adaptativo usando o estimador circular de rede neural Hermite (RHNN) do MIMO foi proposto para rastrear várias trilhas de referência (LIN; CHEN; HUANG, 2011). O controle do PID e do modo deslizante são combinados para melhorar a robustez da incerteza do modelo e da perturbação da carga, e a superfície deslizante garante a estabilidade do sistema (SU et al., 2016). Ao reduzir a carga de trabalho de controle, a superfície deslizante é otimizada para obter um melhor desempenho.

Comparado com o método tradicional de controle linear baseado em sensor, Liu, Liu e Fang (2016) introduziram a tecnologia de linearização de *feedback* no AMB com detecção automática. A linearização de *feedback* requer um modelo de sistema preciso, mas pode ser difícil obter modelos dinâmicos precisos e as características do sistema geralmente não são lineares, incluindo as variações de ganho do sistema.

Em relação à compensação desbalanceada do AMB para atraso de entrada, é proposto por Yoon, Di e Lin (2016) um método de compensação desbalanceada, baseado em um problema de ajuste de saída equivalente. É difícil medir a posição exata e a excentricidade do rotor desbalanceado no sistema. De forma contrária, a posição de uma força de desbalanceamento pode ser efetivamente selecionada para reproduzir o modo de vibração de interesse do rotor a partir do seu modelo matemático.

#### 1.4.2 Controle de Modelos Complexos

É difícil obter um modelo de sistema preciso quando o mesmo tem que incluir incerteza e não linearidade em várias situações. Portanto, um controlador sem modelo previamente definido (caixa preta) é aplicado ao sistema AMB, seja o controlador fuzzy do tipo PD-FLC (*PD Fuzzy Logic Control*) e o controlador fuzzy do tipo PI-FLC, que são dois controladores comumente mencionados na literatura (HUNG, 1995). O PI-FLC tem o menor nível de erro estacionário que o PD-FLC. No entanto, um atraso de fase é introduzido no integrador, o que leva a um desempenho transitório ruim. Embora o controle PID-FLC possa melhorar o desempenho do sistema, o projeto deste controlador é muito complicado e implica em alto custo computacional. Para resolver esse problema, um integrador é acrescentado à saída do PD-FLC, que é somada à

parte PD, e sendo então um controlador PD-FLC + I (MANN; HU; GOSINE, 1999).

Sinais de vibração harmônica sincronizados por frequência e velocidade podem afetar significativamente o desempenho de mancais magnéticos ativos em alta velocidade, o que pode levar à instabilidade do sistema. Um esquema de controle híbrido que consiste em um controlador  $H_\infty$  e um controlador observador de perturbações repetitivas na malha interna é proposto para obter uma estabilização robusta do sistema AMB e reduzir a vibração causada pelo desequilíbrio de massa do rotor (NOSHADI et al., 2015).

O controle repetitivo pode remover distúrbios periódicos, mas suas desvantagens são óbvias. A perturbação não repetida é amplificada, no entanto, o controlador baseado no observador de perturbações pode reduzir significativamente a perturbação não repetida. Dois métodos de controle de feedback adaptativo são apresentados no sistema AMB por Dong e You (2014). Uma é baseada na realimentação completa do estado, onde se considera o deslocamento, a velocidade e o estado. O outro é um controlador de realimentação baseado no observador adaptativo, que pode estimar a velocidade e o estado atual do AMB.

Cui et al. (2017) estudaram a razão entre a taxa de amostragem e a frequência fundamental da corrente harmônica. O controle repetitivo existente para suprimir a corrente harmônica de mancais magnéticos é aplicável a casos inteiros. Se a razão for uma fração, o desempenho da supressão de corrente harmônica diminui acentuadamente. Neste artigo, o filtro FIR (Resposta de Impulso Finito) e o controle de repetição fracionada são combinados para realizar a supressão de corrente harmônica em qualquer frequência.

Tang, Wang e Xiang (2016) separaram o modo de translação radial e o modo de inclinação do rotor, e usaram a realimentação cruzada de deslocamento para suprimir a vibração. Quando a velocidade atingiu 50000 RPM, os resultados mostraram que a faixa de vibração é dada por um círculo com um raio de 0,005 [mm], muito menor que seu entreferro.

Peng, Fang e Xu (2014) propuseram um método de controle híbrido para maior precisão do controle de tensão com base na observação das perturbações. Os sistemas AMB controlados por tensão geralmente estão sujeitos a distúrbios incompatíveis que afetam o sistema através de diferentes entradas de controle. Para essa finalidade,

o objetivo do sistema é dividir a perturbação não correspondida no componente correspondente e no componente incompatível e atenuar o componente correspondente através do controlador robusto de realimentação. De acordo com o observador de perturbações, os componentes incompatíveis são excluídos. Esse método lida com a interferência incompatível das variáveis de estado e mantém o desempenho do controlador robusto no estado ideal.

Noshadi et al. (2017) propuseram um método combinando filtro harmônico variável, controlador de programação de ganho e controlador modificado por parâmetros lineares para resolver o problema de perturbação do sistema em alta velocidade. Mas o método exige que a frequência da perturbação sinusoidal possa ser diretamente medida ou previamente conhecida com precisão. Mao e Zhu (2016) projetaram um filtro adaptativo baseado no algoritmo LMS para reduzir a vibração síncrona do rotor dentro da faixa de velocidade no processo de aceleração (*runup*) e desaceleração (*rundown*) do rotor.

### 1.4.3 Controle de Ordem Fracionária

É necessário sintonizar os parâmetros do controlador com o desempenho do sistema de malha fechada na implementação dos controladores para os AMBs. Os controladores avançados de ordem inteira têm melhor estabilidade e robustez para o sistema em estudo, mas ainda são raramente usados em aplicações industriais, uma vez que seu projeto é muito complexo e geralmente exigir mais cálculos.

Nos últimos anos, a teoria do cálculo fracionário, como uma versão mais generalizada do cálculo integral, atraiu muita atenção devido à sua modelagem precisa do sistema dinâmico. A pesquisa baseada na análise de correntes parasitas mostra que a equação diferencial de ordem fracionária (FO) é mais precisa do que a ordem inteira (IO) na simulação do sistema dinâmico de mancais magnéticos ativos. Considerando a influência da corrente de Foucault, o modelo de sistema de ordem 2,5 com base na entrada de corrente estabelecida na literatura por Sun et al. (2018), é mais consistente com o desempenho real do sistema que o modelo do sistema de ordem inteira.

O controlador PID fracionário projetado por Anantachaisilp e Lin (2017), contém dois parâmetros adicionais para melhorar o desempenho de malha fechada sem adicionar graus adicionais de liberdade. O ganho proporcional  $K_p$  é semelhante ao au-

mento da rigidez e o ganho derivativo  $K_d$  atua como amortecimento adicional do sistema. Além disso, o ganho integral  $K_i$  ajuda a reduzir o deslocamento da posição do rotor devido à interferência eletrostática.

Um controlador robusto de convergência rápida no modo deslizante de ordem fracionária é proposto por Alias, Priya e Beena (2017), o que garante a estabilidade dos sistemas de malha fechada pelo teorema da estabilidade de ordem fracionária. Sob a condição de estabilidade do sistema, os parâmetros da superfície do modo deslizante podem ser ajustados, dada a frequência de cruzamento e a margem da fase. Roy et al. (2017) provam que o controlador de modo deslizante fracionário é superior ao controlador de modo deslizante inteiro.

Um esquema sobre o controle de supressão de interferência ativa fracionária é proposto por Li et al. (2013), que estenderam o observador de estado tradicional à ordem fracionária para melhorar o desempenho do sistema de ordem fracionária linear correspondente. A análise robusta mostra que o controlador também é adequado para o controle FOS não linear.

## 1.4.4 Métodos de Regulagem dos Controladores

### 1.4.4.1 O Método Baseado na Regra de Ziegler-Nichols

Para o ajuste inteiro dos parâmetros do controlador PID, a tecnologia de ajuste de loop proposta por Ranganayakulu e Babu (2016) estabeleceu a posição de destaque do algoritmo PID no campo do controle industrial. O método de Ziegler-Nichols determina os parâmetros do controlador PID de acordo com a resposta transitória do sistema. Todo o procedimento utiliza informações obtidas através de processos experimentais.

Em 2006, um método de ajuste do controlador FOPIID baseado na regra de Ziegler-Nichols é proposto por Valério e Costa (2006). O objeto controlado é considerado um sistema com atraso de primeira ordem. Para a entrada da unidade, a saída é uma curva em forma de s (onde a resposta do sistema se ajusta a uma curva de referência nesse formato). Esta regra pode ser usada para ajustar ou selecionar um ponto inicial para ajustar ainda mais o controlador.

#### 1.4.4.2 O Método de Otimização Inteligente

Para ajustar os parâmetros do controlador com rapidez e precisão, o algoritmo de otimização inteligente foi amplamente estudado. Os códigos de otimização inteligente são algoritmos de busca aleatória baseados em inteligência biológica ou fenômenos físicos, e as teorias não são perfeitas o suficiente para garantir a otimização global. No entanto, na perspectiva de uma aplicação prática, esse algoritmo não requer a continuidade e a convexidade da função objetivo e de suas restrições. Às vezes, nem exige nem mesmo a expressão analítica, que representa a função objetivo, e possui uma forte adaptabilidade aos dados de incerteza no cálculo.

Chang e Chen (2009) propuseram um novo algoritmo genético adaptativo (AGA) para o projeto de otimização multiobjetivo de um controlador PID fracionário para atender o projeto de mancais magnéticos ativos. O algoritmo adaptativo usa um operador de crossover adaptável junto com o operador de mutação resultando melhora na capacidade de busca global e na velocidade de convergência. O índice de desempenho transitório da resposta dinâmica é combinado com a entrada de controle na função de adequação, sendo estes itens ponderados adequadamente para otimizar o desempenho do controlador.

Rao, Savsani e Vakharia (2012) propuseram um método de otimização de ensino e aprendizagem. Imita o processo de ensino de uma turma, dividida em duas etapas: ensino e aprendizagem. O primeiro estágio dedica-se a aprender (com os professores) e o segundo estágio dedica-se a aprender um com o outro. Este método é facilmente estendido à otimização de sistemas dinâmicos com o controlador AMB's.

## 1.5 Metodologia

O interesse central do trabalho é a implementação de 4 controladores para a banca de mancais magnéticos utilizando uma abordagem que engloba métodos disponíveis na bibliografia, além de novas técnicas. Assim, a metodologia desenvolvida nesta tese consiste de cinco etapas, como mostra a Fig. 1.4:

- **Etapa 1:** Ajuste de um modelo numérico do sistema, com base na teoria de mancais magnéticos e de parâmetros experimentais. O modelo deve operar de

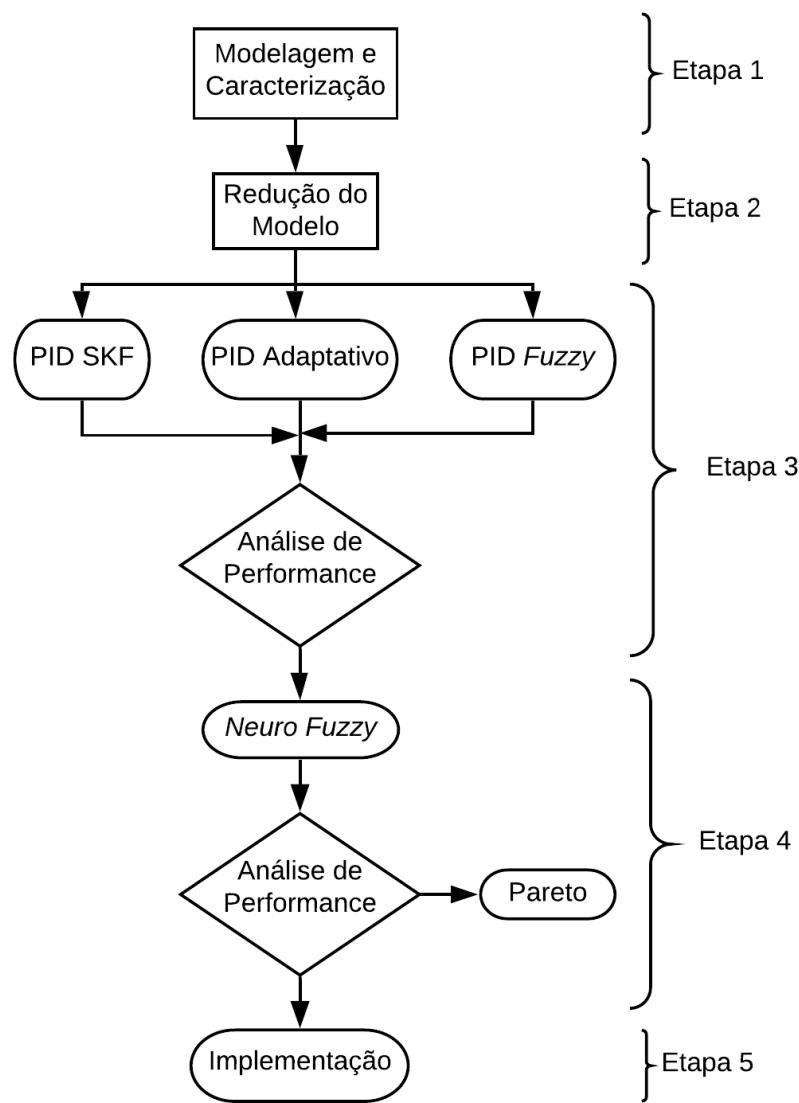


Figura 1.4: Metodologia de desenvolvimento do trabalho

forma que seja capaz de comunicar-se com a bancada experimental.

- **Etapa 2:** Desenvolvimento e aplicação de um modelo reduzido, baseado no modelo global, que seja representativo.
- **Etapa 3:** Desenvolvimento de um controlador equivalente ao utilizado na bancada experimental para utilizar como referência. Projetar um controlador PID adaptativo e PID Fuzzy com melhor desempenho que aquele do controlador fornecido pelo fabricante. Nesta etapa obtém-se as funções de transferência do sistema, bem como as respostas temporais dos controladores para que sejam avaliados segundo a norma ISO e API quanto à sua performance.

- **Etapa 4:** Nesta etapa, é desenvolvido um controlador *Neuro Fuzzy* a partir do controlador PID proposto pelo fabricante. O *Neuro Fuzzy* é avaliado numericamente e experimentalmente sob as mesmas condições que o controlador original, para validar sua representabilidade, eficiência e robustez.
- **Etapa 5:** Por fim, é feita a implementação do controlador de interesse.

## 1.6 Organização da Tese

O presente trabalho foi dividido em cinco capítulos. Dessa forma, além deste capítulo introdutório, que apresenta uma revisão bibliográfica sobre o assunto abordado e apresenta a organização desta tese, tem-se mais quatro capítulos, brevemente descritos a seguir:

- No Capítulo II são abordados de forma concisa os principais fundamentos teóricos que regem o funcionamento dos mancais magnéticos ativos. Primeiramente, será apresentada uma breve introdução a respeito da modelagem de rotores flexíveis a partir do método dos elementos finitos. Em seguida, apresenta-se a formulação dos rotores flexíveis suportados por mancais magnéticos, incluindo a representação destes sistemas sob a forma de equações de estado. São abordados os principais fundamentos relacionados ao funcionamento dos Mancais Magnéticos Ativos, bem como é feita uma discussão a respeito da aplicação de um controlador PID descentralizado em rotores suportados por AMB's. Por fim, são apresentadas as formulações necessárias para o desenvolvimento dos controladores propostos no trabalho, sendo estas avaliadas e discutidas no Capítulo IV.
- No Capítulo III é apresentada a bancada experimental estudada e descritas suas principais características, além do desenvolvimento do modelo numérico/computacional do sistema rotativo em análise. Com base nas especificações de projeto, foram desenvolvidos modelos matemáticos para cada um dos principais componentes (classificados como submodelos) que constituem a bancada experimental, tais como, o rotor, os amplificadores e os mancais magnéticos, permitindo assim constituir o modelo global.

- No Capítulo IV são descritos os controladores propostos para este trabalho e analisada sua performance em relação ao controlador fornecido pela SKF. No decorrer do texto os dados obtidos através de simulações numérico-computacionais são comparados com os resultados experimentais para verificação e validação do modelo e dos controladores.
- No Capítulo V são apresentadas as conclusões gerais e as perspectivas futuras.

# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

Neste capítulo serão abordados de forma concisa os principais fundamentos teóricos que regem o funcionamento dos mancais magnéticos ativos. Primeiramente, será apresentada uma pequena introdução a respeito da modelagem de rotores flexíveis com base no método dos elementos finitos. Em seguida, serão apresentadas as equações de espaço de estado para os mancais magnéticos ativos visando aplicação envolvendo rotores flexíveis. Por fim, são abordados os principais fundamentos relacionados ao funcionamento dos AMBs, bem como as técnicas de controle propostas no trabalho.

### 2.1 Modelagem de Rotores Flexíveis

Os rotores flexíveis possuem uma distribuição contínua de massa e rigidez ao longo da direção axial, compostos por elementos tais como eixos flexíveis, discos, mancais, selos mecânicos e acoplamentos. As equações do movimento destes sistemas podem ser obtidas a partir da aplicação da formulação de Lagrange, apresentada na Eq.(2.1):

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial T}{\partial q_i} + \frac{\partial U}{\partial q_i} = F_{q_i} \quad i = 1, 2, 3 \dots, n \quad (2.1)$$

onde:  $q_i$  são as coordenadas generalizadas;  $F_{q_i}$  são as forças generalizadas;  $U$  é a energia de deformação do sistema;  $T$  é a energia cinética do sistema e  $n$  é o número de graus de liberdade.

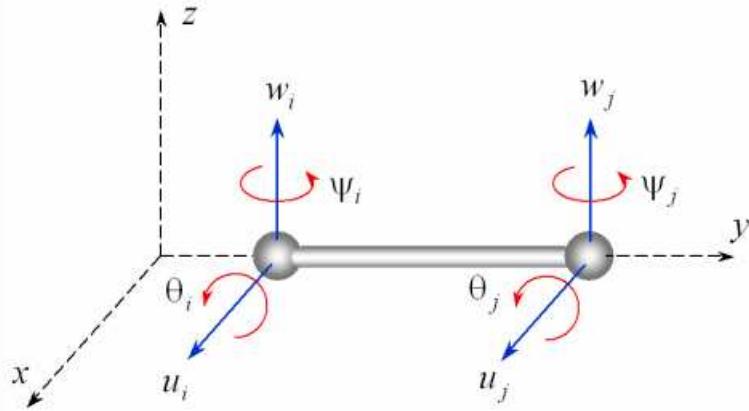


Figura 2.1: Modelo Físico de um elemento de eixo flexível (SIMÕES, 2006)

De acordo com esta abordagem, o eixo possui tanto energia cinética quanto energia de deformação. Já os discos são normalmente assumidos como corpos rígidos e, portanto, possuem apenas energia cinética. Na Fig. 2.1 apresenta-se um elemento finito de eixo que possui dois nós, com quatro graus de liberdade cada um. Desta forma, tem-se duas translações, representadas por  $\mathbf{u}_i$  e  $\mathbf{w}$ , e duas rotações,  $\theta_i$  e  $\psi_i$ .

Com base nos graus de liberdade do elemento, pode-se criar dois vetores,  $\delta\mathbf{u}_i$  e  $\delta\mathbf{w}_i$ , representando os deslocamentos ao longo das direções  $x$  e  $z$ , respectivamente:

$$\delta\mathbf{u} = [u_i, \psi_i, u_j, \psi_j]^T \quad (2.2)$$

$$\delta\mathbf{w} = [w_i, \theta_i, w_j, \theta_j]^T \quad (2.3)$$

Para aplicação do método dos elementos finitos, os deslocamentos  $\mathbf{u}$  e  $\mathbf{w}$  podem ser aproximados por:

$$\mathbf{u} = N_i(y) \delta\mathbf{u} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{w} = N_j(y) \delta\mathbf{w} \quad (2.5)$$

onde  $N_i(y)$  e  $N_j(y)$  são funções de forma cúbicas para uma viga em flexão. As relações entre deslocamentos e rotações são dadas pelas equações (2.6) e (2.7), respectivamente:

$$\theta = \frac{\partial w}{\partial y} \quad (2.6)$$

$$\psi = \frac{\partial u}{\partial y} \quad (2.7)$$

As expressões para a energia cinética  $T_S$  e para a energia de deformação  $U_S$  do eixo podem ser obtidas pelas equações (2.8) e (2.9):

$$T_S = \frac{\rho I}{2} \int_0^L \left\{ (\dot{\theta})^2 + (\dot{\psi})^2 \right\} dy + \dots$$

$$\dots + \frac{\rho S}{2} \int_0^L \left\{ (\dot{u})^2 + (\dot{w})^2 \right\} dy + \dots$$

$$\dots - 2I\rho\Omega \int_0^L \dot{\psi}\theta dy + \rho IL\Omega^2$$
(2.8)

$$U_S = \frac{E \cdot I}{2} \int_0^L \left[ \left( \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right)^2 + \left( \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right)^2 \right] dy$$
(2.9)

onde  $I$  é o momento de inércia de área da seção transversal do eixo,  $S$  é a área da seção transversal do eixo,  $\rho$  é a densidade do material e  $L$  representa o comprimento do elemento.

Substituindo-se as aproximações para o deslocamento, equações (2.4) e (2.5), nas equações (2.8) e (2.9) e aplicando a equação de Lagrange na expressão resultante, obtém-se a matriz de massa clássica ( $\mathbf{M}$ ), a matriz de massa secundária ( $\mathbf{M}_S$ ), a matriz giroscópica ( $G$ ) e a matriz de rigidez ( $\mathbf{K}$ ) para todos os elementos do eixo. Para se obter a matriz de massa do rotor, deve-se somar as matrizes de massa clássica e de massa secundária provenientes dos elementos do eixo, ( $\mathbf{M}$ ) e ( $\mathbf{M}_S$ ), às matrizes de massa dos elementos dos discos. Além disso, também deve-se somar as matrizes giroscópicas dos elementos do eixo e dos discos. Já para se obter a matriz de rigidez global, deve-se somar as matrizes de rigidez dos elementos de eixo às matrizes de rigidez dos mancais. Uma descrição mais detalhada a respeito da modelagem de rotores por elementos finitos pode ser encontrada em Lalanne e Ferraris (1998), Vance, Zeidan e Murphy (2010) e Friswell et al. (2010).

Na Fig. 2.2 apresenta-se um rotor flexível operando com um mancal magnético em cada uma de suas extremidades, MMA A e MMA B.

Para se obter as equações de movimento do sistema rotor-mancais, deve-se considerar tanto as forças geradas pelos dois atuadores magnéticos, quanto os seus respectivos deslocamentos, conforme apresentado nas equações (2.10) e (2.16), respec-

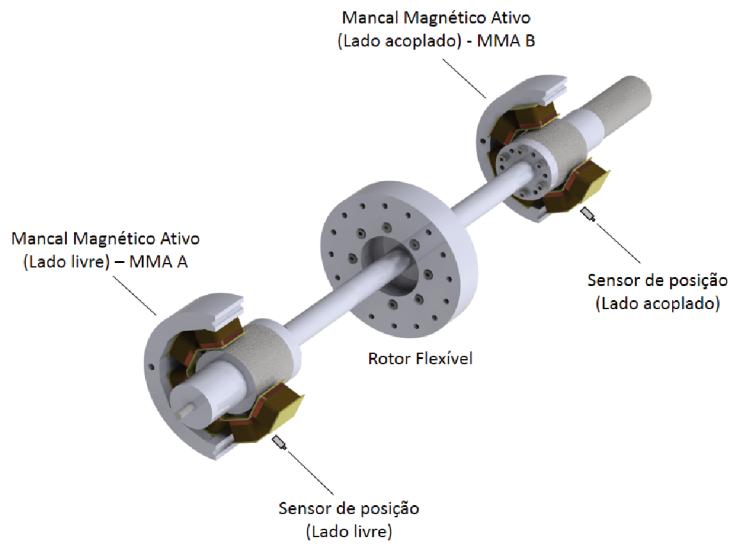


Figura 2.2: Rotor flexível com mancais magnéticos

tivamente:

$$\mathbf{f}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_A \\ \mathbf{f}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{Ax} \\ \mathbf{f}_{Ay} \\ \mathbf{f}_{Bx} \\ \mathbf{f}_{By} \end{bmatrix}_a \quad (2.10)$$

$$\mathbf{z}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_A \\ \mathbf{z}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{Ax} \\ \mathbf{z}_{Ay} \\ \mathbf{z}_{Bx} \\ \mathbf{z}_{By} \end{bmatrix}_a \quad (2.11)$$

A medição dos deslocamentos nos mancais é fundamental para a realimentação do sistema de controle ativo em malha fechada. Devido ao fato de que o deslocamento no centro dos mancais geralmente não pode ser medido, deve-se introduzir os deslocamentos nas posições dos sensores, conforme ilustrado na Fig. 2.3 e mostrados na Eq.(2.12):

$$\mathbf{z}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{SA} \\ \mathbf{z}_{SB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{SAx} \\ \mathbf{z}_{SAy} \\ \mathbf{z}_{SBx} \\ \mathbf{z}_{SBy} \end{bmatrix}_a \quad (2.12)$$

De acordo com Schweitzer, Maslen et al. (2009), o comportamento dinâmico do

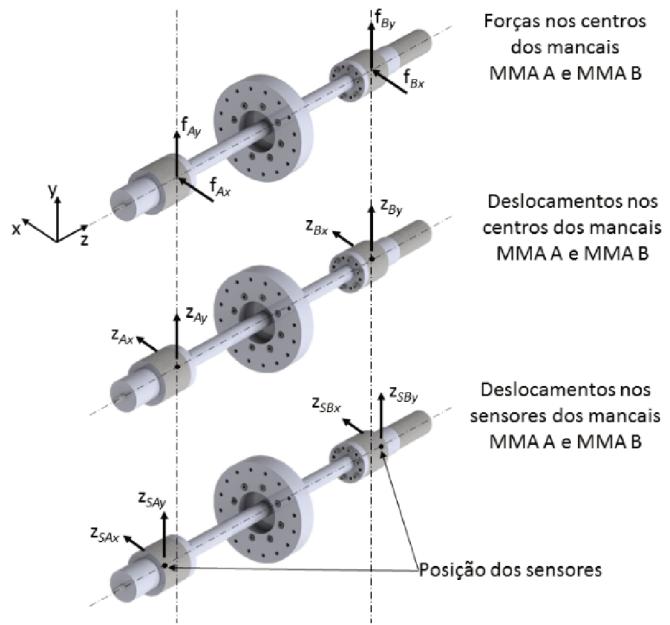


Figura 2.3: Forças e deslocamentos nos dois mancais magnéticos, MMA A e MMA B

sistema sujeito a duas forças de excitação externa pode ser representado pelas equações de movimento, derivadas a partir do método dos Elementos Finitos:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{z}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{z}} + \mathbf{K}\mathbf{z} = \mathbf{f}_u + \mathbf{f}_{MMA} \quad (2.13)$$

onde:

- M:** matriz de massa do sistema, que contempla a inércia de translação e de rotação;
- D:** matriz de amortecimento, que leva em consideração o amortecimento interno e externo, podendo acomodar também o efeito giroscópico e o amortecimento dos mancais;
- K:** matriz de rigidez, englobando a rigidez do eixo e dos mancais, também pode conter efeitos de amortecimento interno, e da excitação devido a escoamento de fluido (ou vapor);
- $\mathbf{f}_u$ : vetor que representa as forças de desbalanceamento ao longo do rotor flexível.

O vetor  $\mathbf{f}_{MMA}$  contém as forças nos mancais  $\mathbf{f}_a$ , Eq.(2.10), aplicadas nos graus de liberdade correspondentes. A relação entre o vetor  $\mathbf{f}_{MMA}$  e o vetor  $\mathbf{f}_a$  pode ser descrita por uma matriz de transformação:

$$\mathbf{f}_{MMA} = T_A^T \mathbf{f}_a \quad (2.14)$$

Utilizando-se esta mesma matriz de transformação, é possível descrever o vetor de deslocamentos,  $\mathbf{z}_a$ , Eq.(2.16), em termos do vetor de deslocamento global  $\mathbf{z}$ :

$$\mathbf{z}_a = T_A \mathbf{z} \quad (2.15)$$

De forma análoga, pode-se obter a relação entre o deslocamento nas posições dos sensores e o deslocamento global:

$$\mathbf{z}_S = T_S \mathbf{z} \quad (2.16)$$

Deve-se destacar que o vetor de forças nos mancais,  $\mathbf{f}_a$ , é uma função não linear das correntes de controle nos mancais e da distância entre os mancais e o eixo (*air gap*). Assumindo pequenas variações em torno da posição de equilíbrio estático é possível escrever uma relação linearizada (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009):

$$\mathbf{f}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_A \\ \mathbf{f}_B \end{bmatrix}_a = k_s \begin{bmatrix} \mathbf{z}_A \\ \mathbf{z}_B \end{bmatrix} + k_i \begin{bmatrix} \mathbf{i}_A \\ \mathbf{i}_B \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{f}_a = k_s \mathbf{z}_a + k_i \mathbf{i}_a \quad (2.18)$$

onde:

$k_s$  : fator força/deslocamento, também chamado de rigidez negativa do mancal [N/m]

$k_i$  : fator força/corrente [N/A]

O vetor de corrente nas espiras pode ser relacionado às coordenadas  $\mathbf{z}_a$ :

$$\mathbf{i}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_A \\ \mathbf{i}_B \end{bmatrix}_a = \begin{bmatrix} i_{Ax} \\ i_{Ay} \\ i_{Bx} \\ i_{By} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Combinando a Eq.(2.14) com a Eq.(2.18), obtém-se:

$$\mathbf{f}_{MMA} = T_A^T \mathbf{f}_a = T_A^T \cdot [k_s \mathbf{z}_a + k_i \mathbf{i}_a] \quad (2.20)$$

Deve-se mencionar que, na Eq.(2.20),  $k_s$  e  $k_i$  são considerados como os mesmos para as quatro forças nos mancais. Caso sejam diferentes, duas matrizes adicionais

devem ser introduzidas para acomodar estes parâmetros.

Introduzindo a Eq.(2.14) na Eq.(2.20) e o vetor de força nos mancais  $\mathbf{f}_{MMA}$  na Eq.(2.13) tem-se:

$$M\ddot{\mathbf{z}} + D\dot{\mathbf{z}} + [K - k_s T_A^T T_A] \mathbf{z} = \mathbf{f}_u + k_i T_A^T \mathbf{i}_a \quad (2.21)$$

Analizando a Eq.(2.21), pode-se identificar uma matriz de rigidez adicional,  $\mathbf{K}_a$ , devido aos mancais magnéticos:

$$K_a = -k_s T_A^T T_A \quad (2.22)$$

O sinal negativo indica o efeito desestabilizador produzido pelas forças magnéticas que, contrariamente às forças restauradoras exercidas por molas, somente são capazes de exercer força de atração.

Observando o lado direito da Eq.(2.21), pode-se notar a segunda parte da força eletrodinâmica, que é dependente da corrente nas espiras dos mancais magnéticos ativos. Esta corrente pode ser usada com a finalidade de controlar as forças nos mancais e estabilizar o sistema mancais-rotor.

## 2.2 Forças em Mancais Magnéticos Ativos

Os princípios que regem o funcionamento dos Mancais Magnéticos Ativos estão fundamentados nos conceitos básicos do eletromagnetismo. Desta forma, o seu estudo é essencial no desenvolvimento de máquinas rotativas suportadas por este tipo de mancal. O principal objetivo ao se analisar o comportamento dinâmico de um atuador magnético é relacionar as forças geradas por estes dispositivos, devido à aplicação de uma tensão elétrica nas suas bobinas, ao movimento do sistema em estudo. Como esta metodologia de análise está bem consolidada na literatura, pode ser empregada sistematicamente no dimensionamento do sistema como um todo (VÁZQUEZ et al., 2001), pois permite investigar a influência de diversos parâmetros de projeto sobre o conjunto.

Uma análise simplificada da bobina/geometria (forças relacionadas e propriedades elétricas) pode ser realizada através de uma representação unidimensional da estru-

tura magnética do atuador. Sabe-se que o fluxo magnético é gerado em cada pólo do atuador pelas bobinas, com  $n$  espiras, área da seção  $A_a$ , entreferro (air gap)  $s$  e uma dada corrente elétrica  $i$  passando por elas, como pode ser observado na Fig. 2.4.

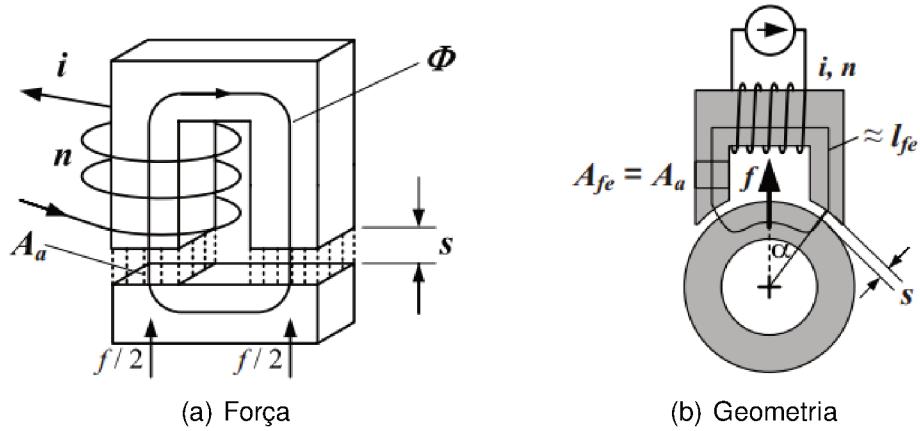


Figura 2.4: Representação simplificada de um atuador magnético (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

Deve-se mencionar que alguns efeitos que surgem no mancal magnético, tais como a corrente de flutuação, não são levados em consideração na equação da força eletromagnética. Desta forma, a partir dos princípios físicos do magnetismo e do princípio do deslocamento virtual, pode-se obter a equação da força gerada pelo atuador eletromagnético, apresentada pela Eq.(2.23), (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009).

$$f = -\frac{\partial W_a}{\partial s} = B_a H_a A_a = \frac{B_a^2 A_a}{\mu_0} \quad (2.23)$$

$$B_a = \mu_0 \frac{ni}{2s} \quad (2.24)$$

onde  $W_a$  representa a energia armazenada no volume do entreferro ( $V_a = 2sA_a$ );  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do ar ( $4\pi 10^{-7}$  [N/A<sup>2</sup>]) e  $B_a$  é a densidade de fluxo.

Substituindo a Eq.(2.24) na Eq.(2.23), obtém-se:

$$f = \mu_0 A_a \left( \frac{ni}{2s} \right)^2 = \frac{1}{4} \mu_0 n^2 A_a \frac{i^2}{s^2} \quad (2.25)$$

$$k = \frac{1}{4} \mu_0 n^2 A_a \quad (2.26)$$

$$f = k \frac{i^2}{s^2} \quad (2.27)$$

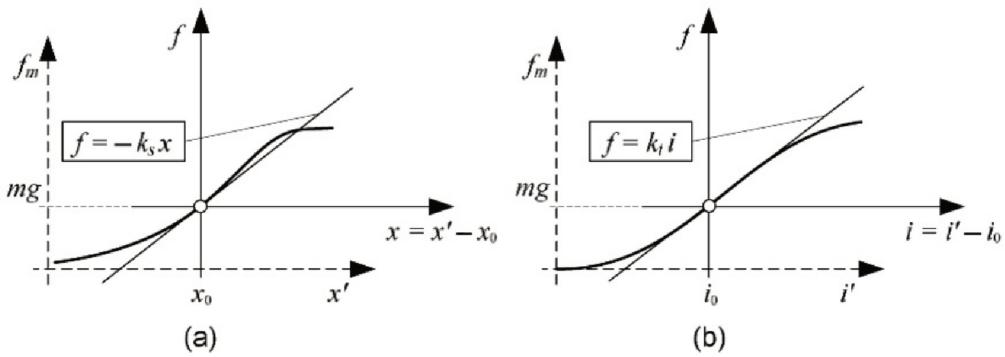


Figura 2.5: Linearização no ponto de operação (a) relação força/deslocamento, (b) relação força/corrente (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

Conforme apresentado na Fig. 2.4 (b), a força é aplicada ao rotor segundo um ângulo  $\alpha$  em relação a área dos pólos do atuador; para mancais magnéticos com 4 pares de pólos,  $\alpha = 22,5^\circ$  (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009). Desta forma é preciso inserir o termo  $\cos \alpha$  na Eq.(2.27), resultando em:

$$f = k \frac{i^2}{s^2} \cos \alpha \quad (2.28)$$

Na Equação(2.27) observa-se que a força magnética é diretamente proporcional ao quadrado da corrente  $i$  na bobina e inversamente proporcional ao quadrado do entreferro  $s$ . Para baixos valores de entreferro ou altos valores de corrente ocorre a saturação do fluxo magnético do núcleo, aumentando consideravelmente o caráter não linear do sistema para estas condições. Entretanto, é possível obter-se resultados bastante satisfatórios ao se aplicar controladores lineares em máquinas rotativas suportadas por AMB's. Para tanto, as relações força/deslocamento e força/corrente devem ser linearizadas em torno do ponto de operação,  $(x_0, i_0, mg)$ , conforme apresentado na Fig. 2.5. Ao se linearizar a força em torno do ponto de operação, obtém-se a relação força/deslocamento e força/corrente:

$$f(x, i) = -k_s x + k_i i \quad (2.29)$$

Uma configuração que possibilita a geração de forças positivas e negativas consiste em posicionar dois atuadores diametralmente opostos no mesmo plano, conforme apresentado na Fig. 2.6.

A força  $f_x$  na Fig. 2.6 é dada pela diferença entre as forças produzidas no atuador

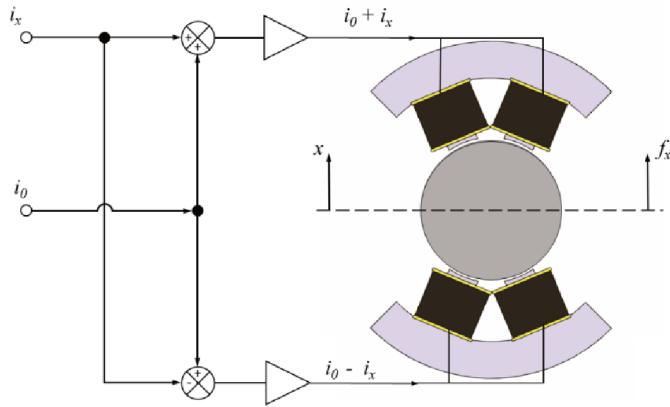


Figura 2.6: Representação das forças em um rotor sob a ação de atuadores radiais superior e inferior, respectivamente.

$$f_x = f_+ - f_- \quad (2.30)$$

A corrente aplicada em cada par de atuadores é dada pela corrente de bias  $i_0$  somada ( $i_0 + i_x$ ) ou subtraída ( $i_0 - i_x$ ) de uma corrente de controle  $i_x$ . De forma análoga, a posição de equilíbrio  $s_0$  recebe um acréscimo ( $s_0 + x$ ) ou decréscimo ( $s_0 - x$ ) de um deslocamento  $x$ . Substituindo-se os valores de corrente e deslocamento na Eq.(2.28), chega-se a Eq.(2.31):

$$f_x = k \left( \frac{(i_0 + i_x)^2}{(s_0 - x)^2} - \frac{(i_0 - i_x)^2}{(s_0 + x)^2} \right) \cos \alpha \quad (2.31)$$

Como  $x \ll s_0$ ,

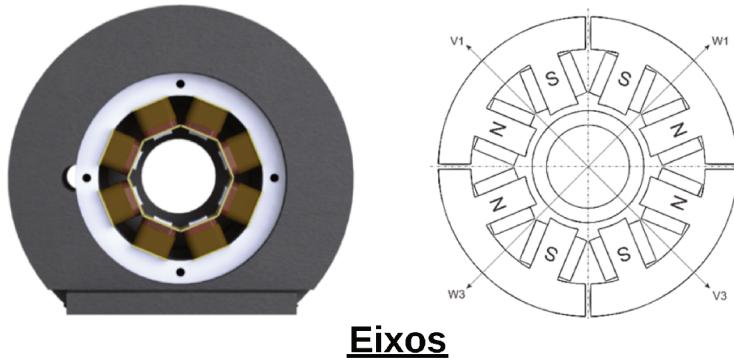
$$f_x = \frac{4ki_0}{s_0^2} (\cos \alpha) i_x + \frac{4ki_0^2}{s_0^3} (\cos \alpha) = k_i - k_s x \quad (2.32)$$

$$k_i = \frac{4ki_0}{s_0^2} (\cos \alpha) = \frac{\mu_0 n^2 A_a i_0}{s_0^2} \cos \alpha \quad (2.33)$$

$$k_s = \frac{4ki_0^2}{s_0^3} (\cos \alpha) = -\frac{\mu_0 n^2 A_a i_0^2}{s_0^3} \cos \alpha \quad (2.34)$$

Durante o desenvolvimento do trabalho optou-se por utilizar a nomenclatura adotada pelo fabricante da bancada experimental (SKF) para referenciar os mancais, o mancal do lado acoplado que foi apresentado como MMA B na Fig. 2.2 será referenciado ao longo do trabalho como eixo VW24, e o eixo livre será tratado como eixo VW13

equivalente ao MMA A. Na Fig. 2.7 apresenta-se a configuração dos polos dos AMB's utilizados na bancada de testes.



Eixos

**Lado Acoplado:** V13/W13 (DE)

**Lado Livre:** V24/W24 (NDE)

Figura 2.7: Rotor flexível com mancais magnéticos

Conforme pode ser observado na Fig. 2.7, os AMB's utilizados são do tipo heteropolar, com 8 polos distribuídos em 4 quadrantes, obedecendo um esquema de polarização N-S-S-N, que reduz significativamente as perdas devido a corrente de Foucault (*Eddy current*). Cada um destes quadrantes possui um par de polos, formando um atuador magnético que opera de forma independente.

## 2.3 Representação de Rotores Flexíveis com AMB em Espaço de Estados

As equações de movimento de rotores flexíveis com mancais magnéticos ativos podem ser usadas para obter uma representação do seu comportamento na forma de espaço de estados. O emprego deste procedimento é fundamental para a análise do problema de controle, pois as técnicas mais avançadas de projeto de controladores baseiam-se na representação do comportamento dinâmico do sistema através da formulação no espaço de estados (OGATA; SEVERO, 1998).

Com base na Eq.(2.13), pode-se definir o vetor de espaço de estados  $\mathbf{x}_s$ :

$$\mathbf{x}_s = \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (2.35a)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_S = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}} \\ \ddot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} \quad (2.35b)$$

O próximo passo é isolar  $\ddot{\mathbf{z}}$  na Eq.(2.21):

$$\ddot{\mathbf{z}} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{f}_u + \mathbf{M}^{-1}\mathbf{f}_{AMB} - \mathbf{M}^{-1}\mathbf{D}\dot{\mathbf{z}} - \mathbf{M}^{-1}\mathbf{K}\mathbf{z} \quad (2.36)$$

Substituindo-se a Eq.(2.20) na Eq. (2.36), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}} \\ \ddot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{K} - \mathbf{K}_a) & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} + \dots \\ \dots + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M}^{-1} \end{bmatrix} k_i \mathbf{T}_A^T \mathbf{i}_a + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{f}_u \quad (2.37)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_S = \mathbf{A}_S \mathbf{x}_S + \mathbf{B}_{SA} \mathbf{i}_a + \mathbf{B}_{SU} \mathbf{f}_u \quad (2.38)$$

onde:

$\mathbf{A}_S$  : matriz dinâmica sistema, englobando as matrizes  $\mathbf{M}$  e  $\mathbf{D}$  e a matriz de rigidez dos mancais magnéticos ativos  $\mathbf{K}$  ;  $\mathbf{B}_{SA}$  : matriz de entrada para a corrente nos mancais  $\mathbf{i}_a$ ;  $\mathbf{B}_{SU}$  : matriz de entrada para a força de desbalanceamento  $\mathbf{f}_u$ .

A segunda equação do espaço de estados define as relações de saída,  $\mathbf{y}_S$  , que correspondem aos deslocamentos medidos nas posições dos sensores,  $\mathbf{z}_S$  :

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{z}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_S & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{z}_S = \mathbf{C}_S \mathbf{x}_S \quad (2.40)$$

Os vetores  $\mathbf{z}_S$  e  $\mathbf{y}_S$  representam os sinais que conectam o sistema ao controlador, onde o primeiro corresponde à entrada e o segundo à saída deste elemento do sistema. A Fig. 2.8 mostra uma representação do espaço de estados do sistema rotor flexível – mancais magnéticos ativos utilizando diagrama de blocos.

Após a obtenção da equação do sistema em malha aberta em espaço de estados, é necessário fechar a malha através da conexão do controlador  $\mathbf{G}_S$ , o que é realizado

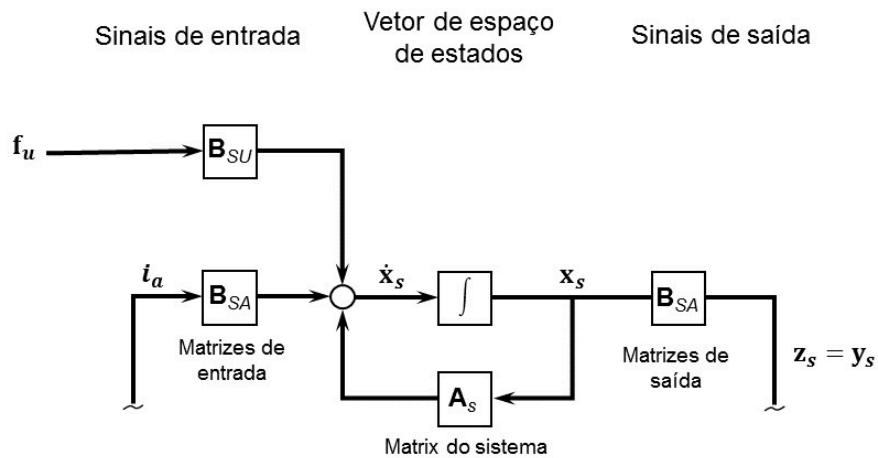


Figura 2.8: Rotor Flexível no espaço de estados – Mancais Magnéticos Ativos (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

pela inclusão da Eq. (2.41).

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{i}_a = \mathbf{G}_s \mathbf{y}_s \quad (2.41)$$

A Fig. 2.9 apresenta o sistema resultante usando diagrama de blocos.

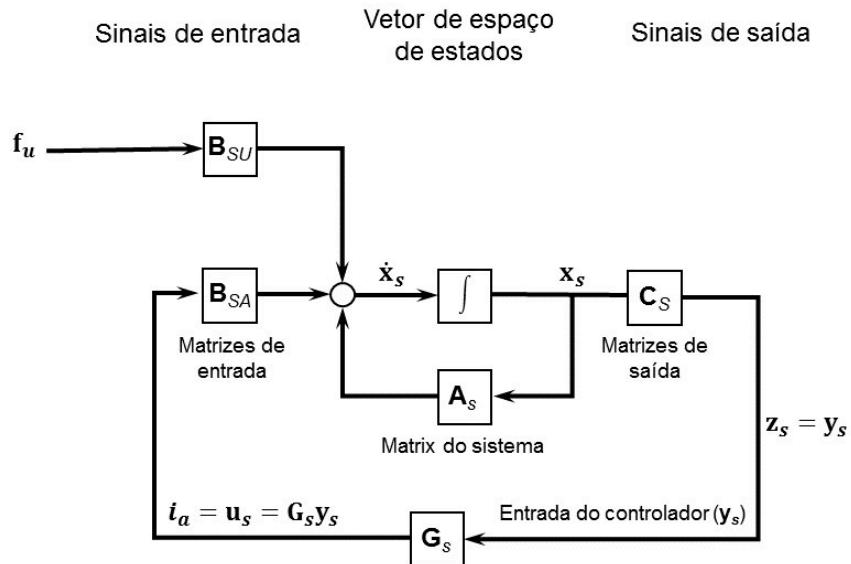


Figura 2.9: Controle em malha fechada: sistema Rotor Flexível/AMB's (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

Para se obter a matriz de ganho  $\mathbf{G}_s$ , diversas técnicas de controle podem ser usadas de forma a satisfazer as condições de desempenho e de estabilidade do problema (INMAN, 2001).

## 2.4 Técnica de Redução de Modelo

As simulações numéricas são amplamente usadas para simular o comportamento dinâmico de fenômenos físicos complexos, levando muitas vezes a um esforço computacional pesado, o que, em muitos casos, justifica a formulação de modelos reduzidos, ou seja, modelos de ordem inferior, que são eficientes e precisos o suficiente, enquanto exigindo tempo de computação acessível para integrar as equações que representam o comportamento dinâmico do sistema (BENNER; GUGERCIN; WILLCOX, 2015). Além disso, os modelos de ordem inferior são preferidos no presente contexto, pois permitem um projeto simples e eficiente do controlador.

No entanto, existem condições numéricas que limitam a utilidade das técnicas de redução de modelo. Isso geralmente ocorre quando alguns modos de vibração são quase incontroláveis ou não observáveis (SAFONOV; CHIANG, 1989) ou estão próximos ao meio plano direito do plano  $s$ , onde  $s$  é a variável de Laplace. Nesses casos, técnicas de redução associadas à simplificação de polos e zeros, podem ser utilizadas como uma alternativa para minimizar problemas numéricos.

Neste contexto, essa seção descreve a investigação de um modelo reduzido aplicado a uma máquina rotativa suportada por AMBs. O primeiro problema a ser abordado é o desenvolvimento de um modelo computacional representativo, com base nas especificações do fabricante. Assim, várias estratégias de controle podem ser aplicadas ao sistema.

Portanto, o processo de modelagem dos componentes do sistema é brevemente apresentado bem como a montagem do modelo. Em seguida, é realizada a atualização das funções de transferência numérica e dos parâmetros de rigidez, com base nos resultados experimentais. Por fim, as técnicas de redução de modelo são aplicadas ao sistema completo.

A primeira etapa é dedicada ao desenvolvimento de modelos computacionais individuais para cada componente principal do sistema mostrado na Fig. 2.10, que foi realizado com base nas especificações de projeto fornecidas pelo fabricante. A etapa seguinte está associada à montagem desses sub modelos de componentes, como mostra a Fig. 2.25, em um modelo global.

Para a Fig. 2.10 tem-se  $r$  como a referência,  $e$  sendo o erro de posição entre a referência e a leitura do sensor,  $u$  e  $i$ .

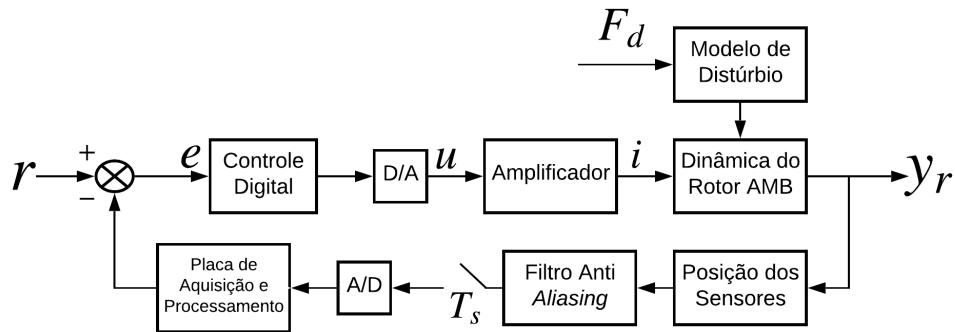


Figura 2.10: Principais componentes de um sistema AMB.

### 2.4.1 Modelo de Redução

Técnicas de modelo de redução são importantes em várias aplicações envolvendo sistemas de dimensões finitas cujos modelos são obtidos por meio de procedimentos experimentais ou usando métodos numéricos (OHTA; KOJIMA, 1999). Um modelo de ordem reduzida é preferido, pois a análise e o controle do sistema podem ser implementados com mais facilidade. Além disso, controladores de menor grau são geralmente preferidos devido a limitações de hardware (ANDERSON; LIU, 1989).

Técnicas de redução de modelo de truncamento balanceado foram desenvolvidas e provaram ser úteis em muitos casos. Eles são baseados no cálculo dos valores singulares de Hankel de um sistema linear (GLOVER, 2007). Tendo em conta o sistema dinâmico linear invariante no tempo padrão:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.42)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (2.43)$$

a função de transferência do sistema é:

$$G(s) = D + C(sI - A)^{-1}B \quad (2.44)$$

Dado que os valores próprios de  $A$ ,  $\lambda_i(A) \forall i$  são assumidos como estritamente localizados no semiplano esquerdo do plano imaginário, o gramianiano de controlabilidade e o gramianiano de observabilidade podem ser definidos, respectivamente, como:

$$P = \int_0^{\infty} e^{At} BB^* e^{A^*t} dt \quad (2.45)$$

$$Q = \int_0^\infty e^{A^*t} C^* C e^{At} dt \quad (2.46)$$

sendo  $[*]$  a representação do transposto conjugado complexo de uma matriz. Considerando que  $\Re(\lambda_i(A)) < 0 \forall i$ , os valores singulares de Hankel são definidos pela Eq. (2.47)

$$\sigma_i(G(s))[\lambda_i(PQ)]^{\frac{1}{2}}, \sigma_i(G(s)) \geq \sigma_{i+1}(G(s)) \quad \forall i \quad (2.47)$$

A redução do modelo de truncamento balanceado proposta por Pernebo e Silverman (1982), considerada a técnica de redução de modelo mais utilizada, baseia-se no fato de existir uma transformação inversa no espaço de estados  $T_{BAL} \in \mathbb{R}^{m \times m}$  tais que o sistema transformado e reduzido dado por Safonov e Chiang (1989):

$$\begin{pmatrix} [c|c]A_{BAL} & B_{BAL} \\ C_{BAL} & D_{BAL} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [c|c]T_{BAL}^{-1}AT_{BAL} & T_{BAL}^{-1}B \\ CT_{BAL} & D \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

possui controlabilidade e observabilidade, respectivamente, na forma:

$$P_{BAL} = T_{BAL}^{-1}P(T_{BAL}^{-1}) = \text{diag}(\Sigma_1, \Sigma_2, 0, 0) \in \mathbb{R}^{m \times m} \quad (2.49)$$

$$Q_{BAL} = T_{BAL}^T Q(T_{BAL}) = \text{diag}(\Sigma_1, 0, \Sigma_3, 0) \in \mathbb{R}^{m \times m} \quad (2.50)$$

onde  $\Sigma_1$ ,  $\Sigma_2$  e  $\Sigma_3$  são matrizes diagonais definidas positivas e  $\Sigma_1 = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_m)$ .

No processo de redução usado para obter a  $k^{th}$  ordem do modelo  $\hat{G}(s)$  para a  $m^{th}$  ordem  $G(s)$ ,  $k \leq m$ , Glover (2007) provou que o modelo reduzido garante um erro vinculado de acordo com a Eq. (2.51):

$$\bar{\sigma}(G(jw) - \hat{G}(jw)) \leq 2 \sum_{i=k+1}^m \sigma_i, \quad \forall w \quad (2.51)$$

onde  $\bar{\sigma}$  indica o maior valor singular de  $A$ .

Dificuldades numéricas, no entanto, limitam a utilidade das técnicas de redução de modelos. Isso ocorre porque os cálculos são complicados e sensíveis a erros numéricos. A solução pode estar muito condicionada quando a matriz  $PQ$  tem um número de condição alto, ou seja, quando alguns modos do sistema são quase incontroláveis ou inobserváveis (SAFONOV; CHIANG, 1989) ou estão localizados próximo ao semiplano direito do plano s.

Com o objetivo de reduzir o mal condicionamento numérico do processo, é proposto o uso do procedimento de simplificação de polos e zero antes ou depois do uso de um método de redução de modelo. Em sistemas de alta ordem com a presença de polos e zeros próximos ou localizados no semiplano direito, essa metodologia garante a eficiência das técnicas baseadas no cálculo dos valores singulares de Hankel. É gerado um modelo de ordem inferior, matematicamente compatível com o original.

A simplificação de polos e zeros é baseada no cancelamento de pares dos mesmos que estão localizados no plano  $s$  dentro de uma região de tolerância pré determinada  $tol$ . Assim, dada a função de transferência, a Eq. (2.52):

$$G(s) = \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_j) \dots (s - z_{nz})}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_j) \dots (s - p_{nz})} \quad (2.52)$$

onde, cada pólo  $p_i$  é comparado com todos os zeros e se a condição abaixo for atendida:

$$|p_i - z_j| \leq tol \quad (2.53)$$

então, os polos e o zeros sendo analisados são excluídos da função de transferência. A Fig. 2.11 mostra os polos e zeros dos subsistemas em um modelo de malha aberta composto pelo rotor, referência do eixo, distúrbios, ruído do sensor e um comando de controle.

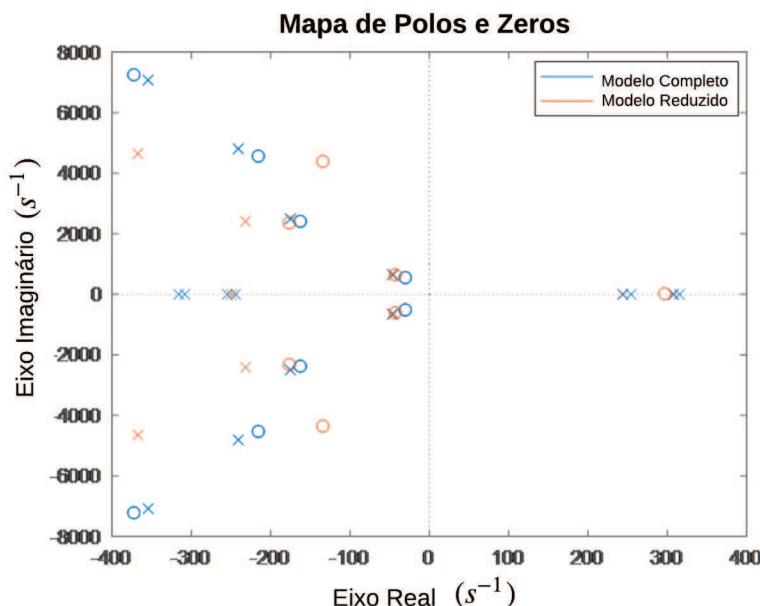


Figura 2.11: Mapa de Polo e Zero comparando os modelos para o atuador  $V_{13}$  em malha aberta.

Nesse caso, a planta do rotor foi modelada como um sistema *SISO* (entrada única, saída única) 58º ordem, no qual os modos de corpo rígido são responsáveis pela instabilidade da função de transferência.

Uma associação entre a redução do modelo de truncamento balanceado proposto por Moore e o esquema de simplificação do polo zero, foi realizada. O foco foi dedicado à sequência de aplicação das técnicas em função da complexidade e estabilidade da função de transferência original.

A Fig. 2.12 mostra a comparação entre os modelos completo e reduzido (modelo proposto e Matlab® *Reduce toolbox*) para a configuração de malha aberta. No critério de redução, foi usada uma tolerância de  $10^{-5}$  e uma banda de frequência entre 0 e 1200 [Hz]. Com a redução, os atuadores  $V_{13}$  e  $W_{13}$ , do rolamento acoplado, apresentaram funções de transferência de 6º ordem. Os rolamentos livres, dados por  $V_{24}$  e  $W_{24}$ , também obtiveram funções de transferência de 6º ordem. Nota-se que a ferramenta disponível no Matlab®, para a mesma ordem de redução da técnica desenvolvida, não consegue representar os picos e o comportamento do sistema em alta frequência. Contudo, o modelo reduzido proposto é representativo, de baixa ordem, e pode ser utilizado para representar a complexidade do modelo e para os projetos dos controladores.

## 2.5 Controle PID Aplicado a Mancais Magnéticos Ativos

De acordo com Schweitzer, Maslen et al. (2009), a abordagem mais simples e intuitiva para se controlar um rotor suportado por mancais magnéticos ativos se dá através do emprego de um controle PID (Proporcional, Integral e Derivativo) descentralizado, também denominado controle local. Neste método, cada mancal possui dois controladores independentes entre si, um em cada eixo, conforme apresentado na Fig 2.13.

Apesar da simplicidade que o controle descentralizado proporciona, deve-se mencionar que podem ocorrer problemas de estabilidade devido ao fato de que os sensores e os atuadores, em geral, não compartilham o mesmo plano axial. Desta forma, há uma distância entre o local da atuação da força magnética e o local onde o des-

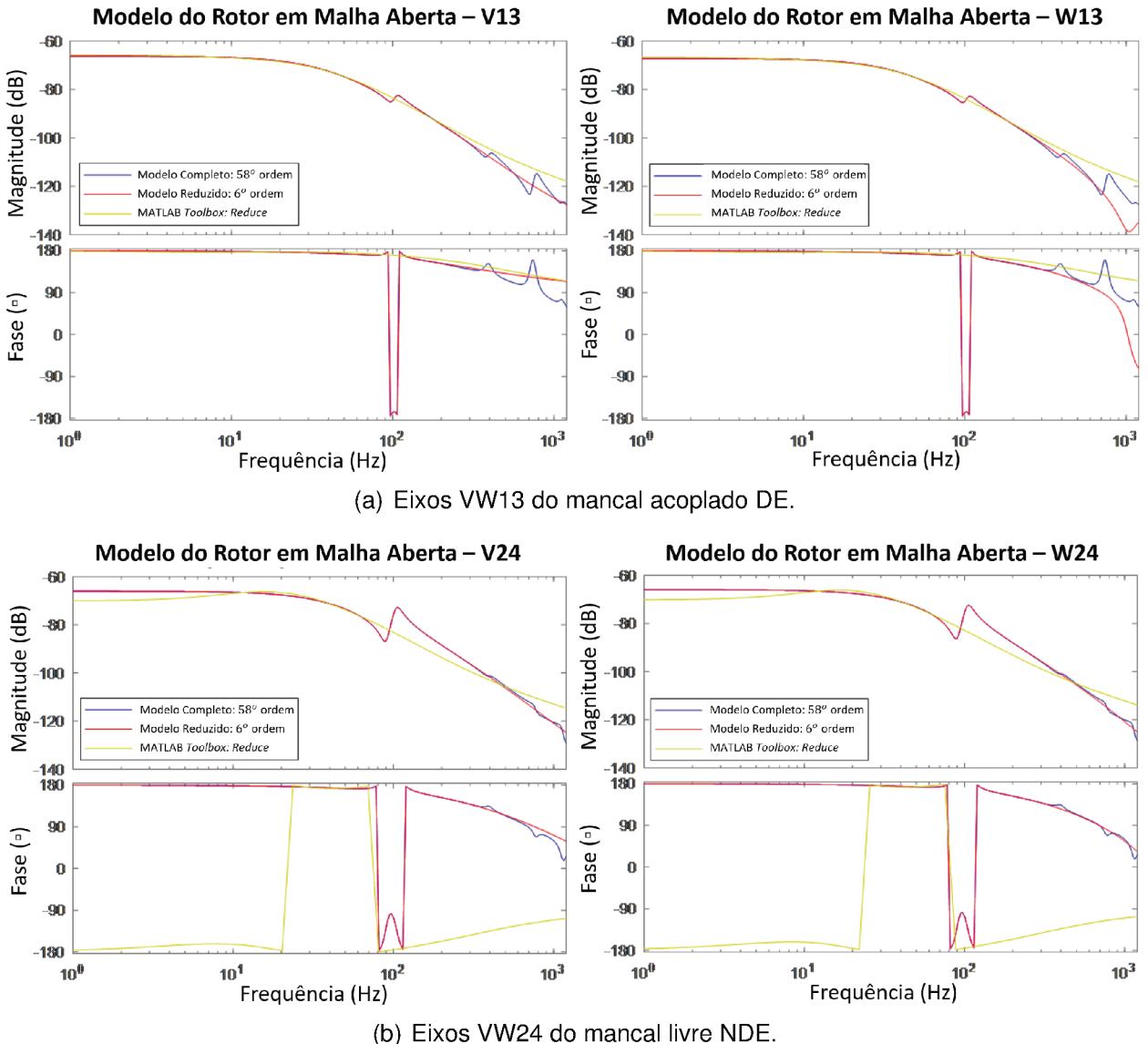


Figura 2.12: Comparação da técnica de redução de modelo com a ferramenta *reduce* do Matlab® em relação ao modelo completo desenvolvido.

locamento é medido (não se configura, portanto, exatamente o chamado *collocated control*). Além disso, não se considera no modelo efeitos de acoplamento entre os planos, o que pode ocorrer devido ao efeito giroscópico e a problemas de simetria do sistema. Portanto, o uso desta abordagem se restringe a aplicações nas quais as condições acima podem ser satisfatoriamente aceitas.

De acordo com a Fig 2.13, o controle é realizado por quatro controladores PID similares e independentes, conforme apresentado na Fig 2.14.

Na Fig 2.15 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema linearizado de suspensão magnética, juntamente com um controlador PD (proporcional e derivativo), sendo que o ganho integral será incluído mais adiante.

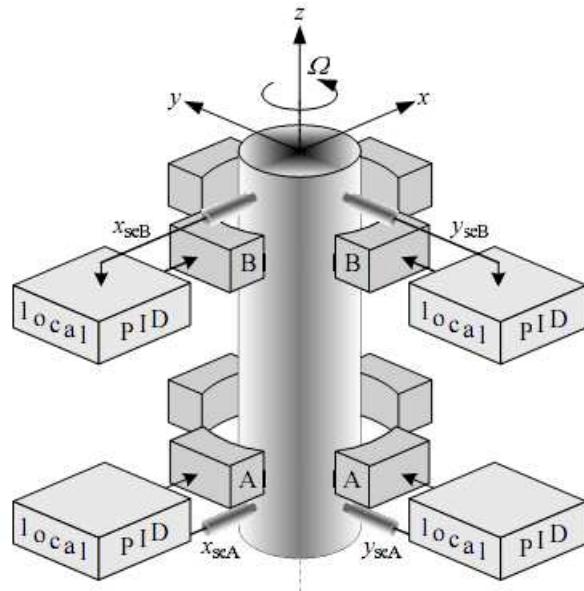


Figura 2.13: Estrutura de Controle PID descentralizado (controle PID local) (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

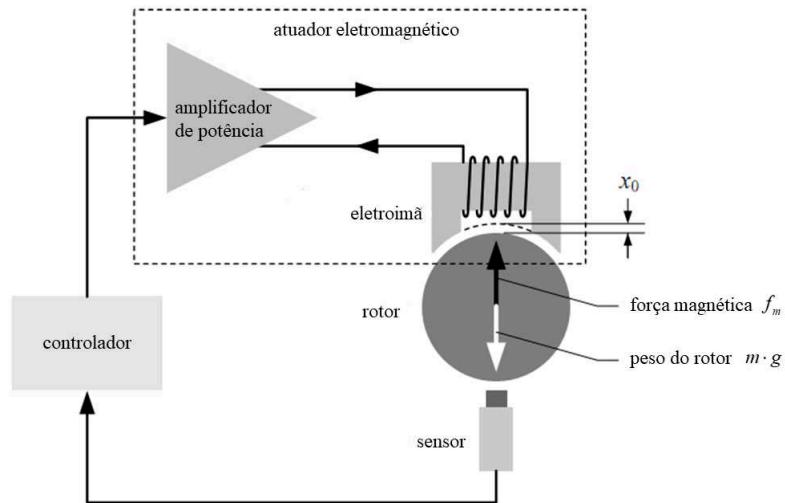


Figura 2.14: Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

Conforme pode ser observado, o deslocamento  $y_r$  é medido e amplificado usando um sensor de posição com ganho  $k_{sn}$  e então comparado com uma posição de referência  $r$ . Em seguida, o erro passa pelo controlador  $G_c$ , produzindo uma corrente de alimentação  $i_b$  para o mancal magnético. Este subsistema possui uma rigidez de corrente  $k_i$  e uma rigidez de posição  $k_s$ . A força  $f_d$  representa um distúrbio sobre o sistema.

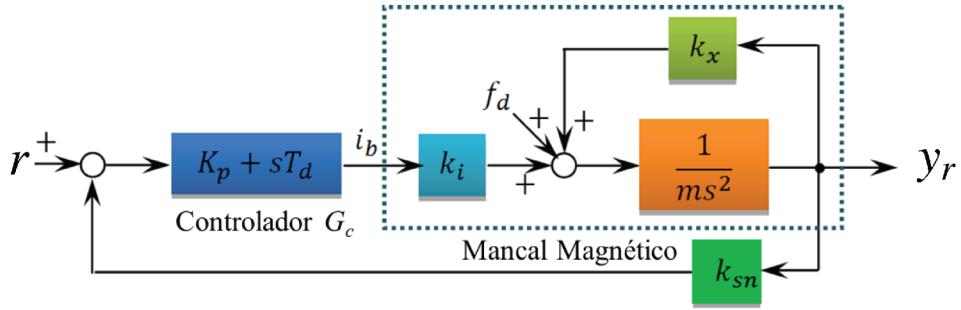


Figura 2.15: Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

Os sistemas com mancais magnéticos possuem funções de transferência instáveis; portanto é necessário empregar um controlador para estabilizá-los em malha fechada. Neste sentido, um dos controladores mais simples para mancais magnéticos é o PD, cuja função de transferência é dada pela equação:

$$G_c = K_p + T_d s \quad (2.54)$$

onde  $K_p$  é o ganho proporcional e  $T_d$  é a constante de tempo derivativa do controlador.

Desta forma, a função de transferência entre o sinal de saída  $x$  e o sinal de referência  $x^*$ , assumindo que o distúrbio seja nulo, pode ser calculada por:

$$\frac{x}{x^*} = \frac{(K_p + T_d s) k_i}{ms^2 + T_d k_i k_{sn} s + (K_p k_i k_{sn} - k_x)} \quad (2.55)$$

Como o primeiro passo é garantir a estabilidade do sistema, então é necessário que a Eq.(2.55) possua polos localizados do lado esquerdo do plano complexo, ou seja, com parte real negativa. Portanto, é necessário que duas condições sejam satisfeitas:

$$T_d > 0 \quad (2.56)$$

$$K_p k_i k_{sn} - k_x > 0 \quad (2.57)$$

Portanto, verifica-se que para garantir a estabilidade do sistema, é necessário que o controlador possua um ganho proporcional mínimo, associado a uma constante de tempo de ganho derivativo maior que zero.

De maneira análoga à função de transferência entre o sinal de saída e o sinal de referência, é também interessante determinar a função de transferência entre a

aplicação de uma força de perturbação (distúrbio) e o sinal de saída. De acordo com Chiba et al. (2005), esta pode ser denominada rigidez dinâmica:

$$\frac{x}{f_d} = \frac{1}{ms^2 + T_d k_i k_{sn} s + (K_p k_i k_{sn} - k_x)} \quad (2.58)$$

## 2.6 Controlador PID Adaptativo

Nos dias atuais, vários sistemas de controle necessitam de um controlador com comportamento flexível, buscando atingir precisamente e com rapidez o requisito mínimo de operação, e assim superar aspectos como incerteza, desafios de implementação digital, não-linearidade, e, ao mesmo tempo, alcançar ambos os objetivos do sistema, ou seja, o controle de perturbações e o acompanhamento dos pontos de ajuste. Esta seção tem como objetivo o projeto e análise de um PID adaptativo com a finalidade de atingir e melhorar o comportamento apresentado pelo PID convencional fornecido pela bancada da SKF.

### 2.6.1 Introdução

No campo da automação, um primeiro objetivo da teoria de controle é ajustar a saída de um processo dinâmico que apresente um comportamento característico (ALFARO; VILANOVA, 2016). Desta forma, várias estratégias de controle são implementadas, planejadas e aplicadas no controle de processos dinâmicos. No entanto, estes sistemas estão se tornando mais complexos e apresentam incertezas que precisam ser consideradas e quantificadas. Além disso, resolver e gerenciar a incerteza, comunicação e complexidade através do projeto de um sistema de controle é uma questão muito crítica, em especial quanto às não linearidades do sistema, a fim de se obter níveis ótimos de tempo de resposta e precisão, incluindo, ainda, a capacidade de executar movimentos complexos e precisos com alta qualidade (ANG; CHONG; LI, 2005), (MARTELLI, 2005). Assim, cada controlador apresenta suas vantagens e desvantagens.

Portanto, cabe ao projetista selecionar o controlador certo para atender a todas as especificações do projeto, incluindo custo, simplicidade de estrutura, técnicas de

desenvolvimento, confiabilidade e implementação de hardware digital (ARAKI; TAGUCHI, 2003). Além disso, existem diversos fatores que podem influenciar o processo de seleção, como espaço, integração, robustez, potência do processador, além dos critérios de segurança da aplicação. Portanto, a escolha de um controlador específico tem como base a precisão do modelo matemático, as limitações da técnica de projeto utilizadas e a experiência do projetista.

Para variados controles de realimentação unitária, a rejeição de perturbações é mais eficaz quando comparado com o rastreamento do ponto de ajuste. Desta forma, os métodos de ajuste têm um papel muito importante para atingir esse objetivo. Infelizmente, um controlador PID simples pode organizar apenas critério, não sendo possível ajustar, ao mesmo tempo, o ponto em torno da referência e, também, a rejeição de distúrbios. Se os parâmetros fornecerem uma resposta com qualidade suficiente para o rastreamento do ponto de ajuste, chega-se a uma resposta lenta para a rejeição de perturbações e vice-versa. Isso acarreta em uma dificuldade de estabilização da resposta de controle (SEBORG et al., 2010).

Além disso, do ponto de vista da implementação digital e de sua utilidade para o desenvolvimento do desempenho do algoritmo de controle, existe uma maior tendência em usar a arquitetura Proporcional, Integral e Derivativa em paralelo ou em série. Várias razões para preferir controladores PID clássicos podem ser enumeradas, incluindo seu desempenho satisfatório (na maioria dos casos), simplicidade de estrutura e técnica de ajuste bastante direta (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2001), (BINGI et al., 2017).

Para superar as desvantagens, uma estratégia de controle simples foi desenvolvida para organizar, independentemente, ou seja, sem que um afete o outro, o controle de ponto de ajuste e o controlador de rejeição de perturbações. Esse método é conhecido como controlador PID adaptativo ou PID de dois graus de liberdade. A pesquisa desse controlador se estende desde os meados de 1984. Nesta estrutura, os controladores utilizados para o rastreamento do ponto de ajuste e rejeição de distúrbios são os mesmos encontrados na literatura convencional, podendo ser PD, PI ou PID.

## 2.6.2 Avaliação do Ponto de Ajuste do Controlador PID Adaptativo

O controlador adaptativo pode ser explicado como a independência das funções de transferência em malha fechada para cada parte do controlador.

Geralmente, a estrutura desse controle apresenta duas entradas, a saber, a referência  $r(s)$  e a resposta do sistema  $y(s)$  com uma única saída, e o erro  $u(s)$  podendo possuir diferentes formas, todas com o igual desempenho, incluindo o tipo *feedforward*, *feedback*, dentre outros.

Esses controladores se baseiam na ponderação do ponto de ajuste nos termos proporcional e derivativo. O erro na parte integral deve ser de controle real para evitar erros de controle em estado estacionário; portanto, não existe peso de ponto de ajuste nos termos integrais.

O uso do filtro diferenciador como ponto de ajuste é uma das formas mais comuns desse controlador, sendo utilizadas para lidar com as desvantagens oferecidas pelo PID clássico devido à sua metodologia de ajuste e simplicidade (SALEM, 2013), (ESCH et al., 2013), (SALEM; RASHED, 2013). Na configuração do tipo de filtro, o PID adaptativo é decomposto em um controlador PID SISO convencional (controlador do tipo *feedback*), representado por  $C(s)$ , e um filtro *feedforward*, no sinal de referência  $F(s)$ . A Fig. 2.16 mostra esta configuração.

Um problema comum advindo das implementações ideais do PID é o integrador *windup*. Depois de uma grande mudança no ponto de ajuste, o termo integral pode acumular um erro com valor superior ao máximo para a variável de regulação. Assim, o sistema ultrapassa e continua a aumentar gerando a perda de estabilidade no sistema. Esse problema pode ser resolvido desabilitando a integração até que o sistema esteja na região controlável, adicionando uma chave com um termo de saturação com valores limites superiores e inferiores pré-determinados. Caso o limite da saturação seja ultrapassado o integrador deve ser desativado e reativado, de forma que o sistema se mantenha na região de estabilidade.

O diagrama de blocos do controlador PID adaptativo desenvolvido no software MATLAB®/Simulink está representado na Fig. 2.17.

A relação entre as duas entradas  $r(s)$  e  $y(s)$  do controlador e sua saída pode ser

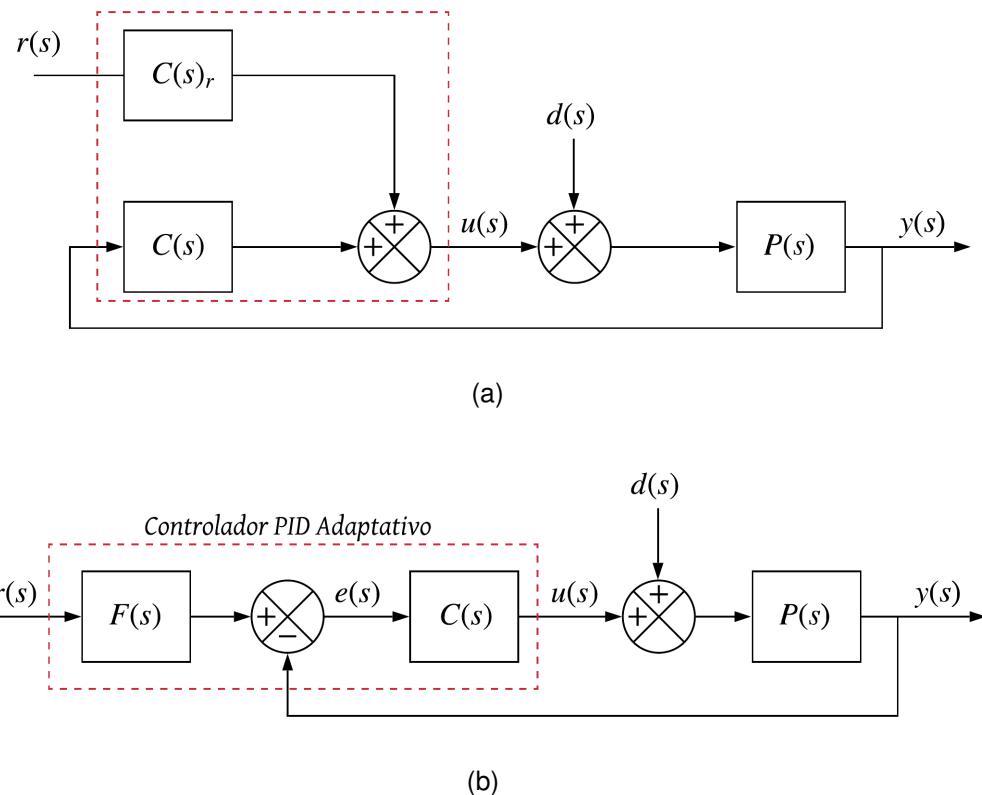


Figura 2.16: Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo - (a) Estrutura do controlador PID adaptativo; (b) Diagrama de blocos para setagem dos ganhos  $b$  e  $c$

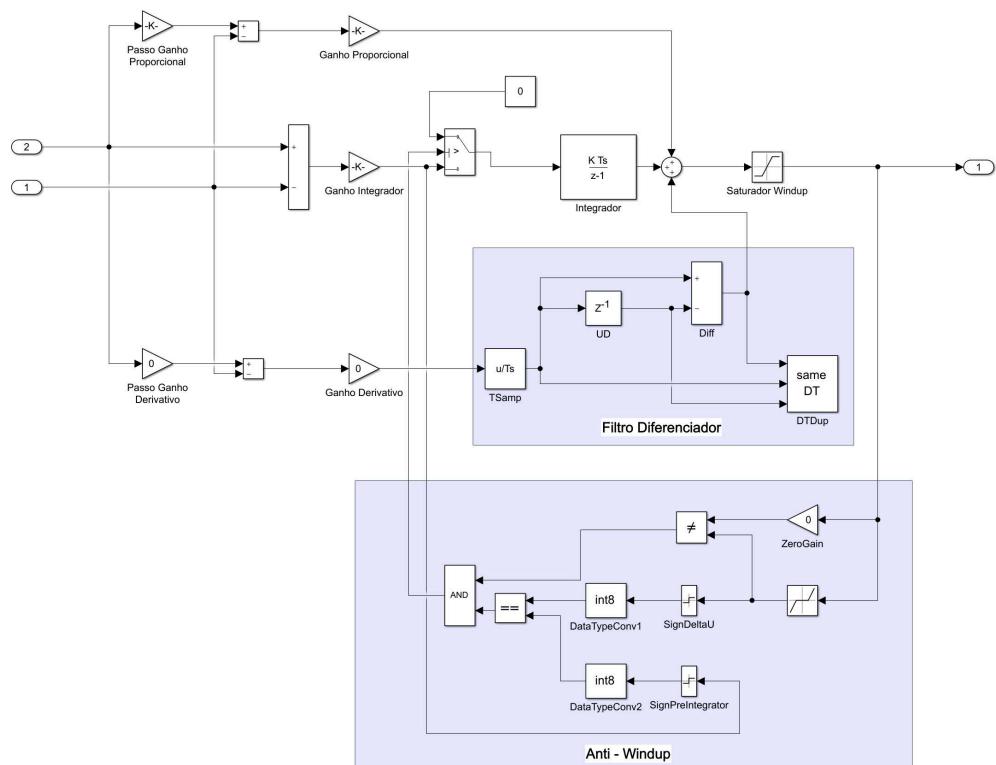


Figura 2.17: Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo desenvolvido via MATLAB®/Simulink

representada nas seguintes equações:

$$u(s) = K_p \left[ br(s) - y(s) + \frac{K_i}{s} (r(s) - y(s)) + \frac{K_d s}{T_f s + 1} (cr(s) - y(s)) \right] \quad (2.59)$$

$$C(s)_r = bK_p + \frac{K_i}{s} + \frac{cK_d s}{T_f s + 1} \quad (2.60)$$

$$C(s) = - \left[ K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{T_f s + 1} \right] \quad (2.61)$$

$$F(s) = - \left[ \frac{C(s)_r}{C(s)} \right] = \frac{K_i + (bK_p + T_f K_i)s + (bK_p T_f + cK_d)s^2}{K_i + (K_p + T_f K_i)s + (K_p T_f + K_d)s^2} \quad (2.62)$$

onde  $T_f$  é o coeficiente do filtro derivativo,  $b$  é o peso do ponto de ajuste no termo proporcional,  $c$  é o peso de ajuste no termo derivativo, e  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  compõem o controle clássico do PID. Observe que ambas as funções de transferência nas Eq.(2.61) da entrada para a saída representam um controlador PID com pesos diferentes. Desta forma, há um desacoplamento entre a rejeição da perturbação da carga e o ponto de ajuste que não depende dos pesos em questão (PRASHANTI; CHIDAMBARAM, 2000).

O parâmetro de ponderação do ponto de ajuste não interfere na resposta ao desempenho da rejeição de perturbação. Isso é aplicado buscando reduzir o *overshoot*, erro de estado estacionário na saída, após as mudanças no ponto de referência (VILANOVA; ARRIETA, 2007). Assim, os parâmetros do PID podem ser selecionados para se atingir uma alta rejeição à perturbação de carga e, em seguida, o ponto de ajuste pode ser otimizado, se selecionados adequadamente os valores dos parâmetros  $b$  e  $c$  (VILANOVA; ARRIETA, 2007).

Como dito anteriormente, uma das alternativas para mitigar o problema de ajuste do controlador PID clássico é o uso do desempenho ideal de rejeição de distúrbios e a limitação da taxa de alteração no sinal de referência. Nos sistemas de controle reais, a mudança no sinal do ponto de ajuste acontece quando uma mudança de etapa na variável controlada é necessária. O efeito do controlador de ponderação do ponto de ajuste acarreta em uma mudança mais lenta na taxa da variável do ponto de ajuste.

A técnica proposta para evitar o *overshoot* é a mesma em ambos os controladores, tanto o PID clássico quanto o adaptativo. No entanto, elas se diferenciam quando aplicadas para condições de operação não lineares (GAMAL et al., 2015). O PID clás-

sico apresenta desempenho aceito somente dentro da estrutura linear, já o controle adaptativo oferece um desempenho aceito em sistemas lineares e não lineares.

O controlador PID adaptativo apresenta a capacidade de rejeitar os distúrbios com rapidez sem aumentar significativamente o *overshoot* no rastreamento do ponto de ajuste, além de ser apropriado para suavizar a influência de modificações do sinal de referência no sinal de controle. Isso é possibilitado pela realocação dos zeros da função de transferência do ponto de ajuste para a variável controlada. A eficácia desse controlador é baseada na otimização do compensador de avanço, onde a função de sensibilidade é minimizada.

O efeito da diminuição do valor do peso do ponto de ajuste é fazer com que a resposta se torne menos oscilatória. Isso implica, assim, na redução da ação controle. Além disso, o aumento do tempo de subida por conta de um baixo valor de  $b$  é considerado um efeito adverso para a sua redução. No entanto, existe uma solução para superar esse problema, que é aplicar uma ponderação de ponto de ajuste variável durante o processo de controle, usando qualquer técnica moderna de controle, como por exemplo a lógica Fuzzy (SEN et al., 2018).

### 2.6.3 A Metodologia de Otimização dos Parâmetros

Os parâmetros de ajuste do controlador proposto são escolhidos de acordo com as seguintes etapas (ESCH et al., 2013):

- Os parâmetros clássicos do controlador ( $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ ) são ajustados para o desempenho de rejeição de perturbação de carga aceito (de acordo com os objetivos do sistema de controle);
- Os pesos ( $b$ ,  $c$ ) são ajustados para definir os zeros da função de transferência de malha fechada e, assim, melhorar o comportamento em relação à referência do sistema de controle;
- Geralmente, o valor dos pesos é compreendido entre 0 e 1;
- Afim de se evitar experimentos demorados, foram elaboradas regras de ajuste para determinar os valores adequados de  $b$  e  $c$ , utilizando um modelo numérico que será apresentado no capítulo seguinte.

- Em algumas implementações do controlador PID, a fim de evitar tentativas derivativas e proporcionais, os pesos das partes derivativas e proporcionais são igualados a 0.

Os parâmetros do controlador  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  são calculados usando o método do ganho ótimo que é uma técnica bem difundida e simples. Na literatura, é possível verificar que  $r(s)$  e  $y(s)$  são escritos para pesos de ponderação de referência  $b$  e  $c$ , compreendidos entre 0 e 1, para evitar uma ação de controle proporcional quando o ponto de ajuste mudar. A Eq.(2.63) é usada para determinar o valor de  $c$ .

$$c = \min \left[ \frac{K_i}{K_d K_p}, 1 \right] \quad (2.63)$$

Na otimização dos parâmetros se faz uso do algoritmo de evolução diferencial e do método de Monte Carlo para a geração dos indivíduos. O algoritmo de evolução diferencial foi escolhido por ser uma técnica sólida e de considerável rapidez. Foram selecionadas 400 amostras, criadas com base em um critério de convergência de minimização da resposta em frequência da função sensibilidade.

Tabela 2.1: Parâmetros do controlador adaptativo via otimização.

Parâmetros	Descrição	VW13	VW24
$K_i$	Ganho integral	0,226	0,471
$K_p$	Ganho proporcional	0,0034	0,0105
$K_d$	Ganho Derivativo	1,77	0,805
$T_f$	Coeficiente do filtro	10	10
$b$	Peso proporcional	0,438	0,511
$c$	Peso derivativo	0,042	0,038

A otimização busca encontrar os melhores parâmetros baseados na menor oscilação de *overshoot* e com tempo de resposta em perto de 0,05 [s] para a resposta ao degrau. Além disso, o sistema deve atender aos critérios de sensibilidade de acordo com a norma ISO (ISO14839-4:2012, 2012). As Fig. 2.18 e 2.19 mostram a curva de resposta ao degrau do sistema para valores distintos de  $b$  e  $c$  dos mancais VW13 e VW24.

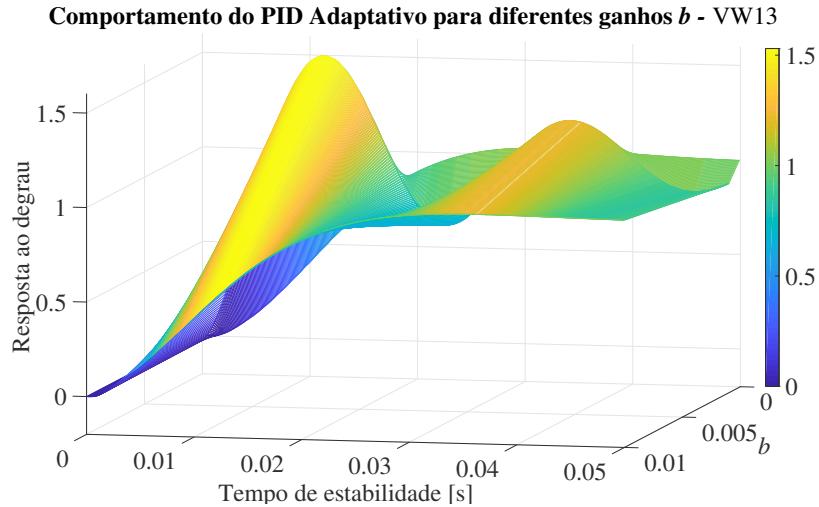


Figura 2.18: Resposta ao degrau do mancal do lado acoplado baseado na variação dos parâmetros  $b$  e  $c$  e tempo de resposta de 0,05 [s].

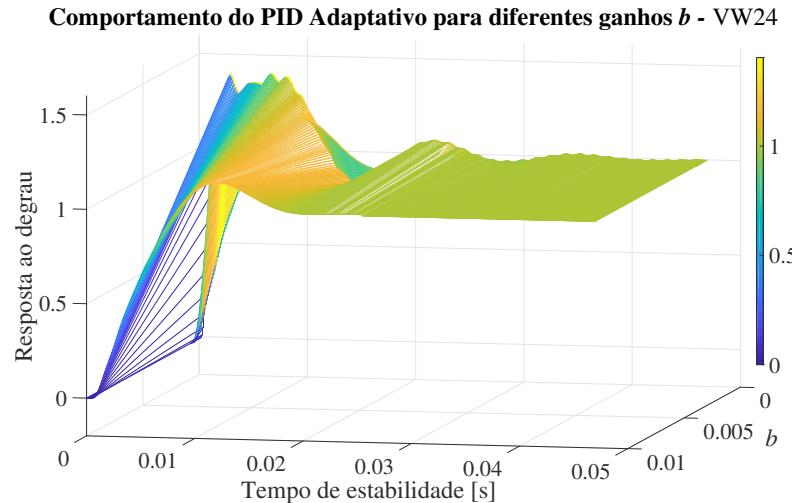


Figura 2.19: Resposta ao degrau do mancal do lado livre baseado na variação dos parâmetros  $b$  e  $c$  e tempo de resposta de 0,05 [s]

A técnica de otimização para minimizar a função  $c$  e o *overshoot*, possibilitou encontrar os valores propostos pela Tab. 2.1. Estes últimos foram utilizados como os ganhos iniciais do controlador PID adaptativo durante as análises numéricas e experimentais.

Com os parâmetros selecionados, uma análise de sensibilidade do sistema será apresentada no capítulo que se refere à análise dos controladores propostos, com a finalidade de validar o controlador desenvolvido conforme a norma ISO14839-4:2012 (2012).

## 2.7 Controlador PID *Fuzzy*

O PID-*Fuzzy* proposto é obtido pela combinação de um controlador lógico *Fuzzy* do tipo Proporcional-Derivativo (PD) e um controlador lógico *Fuzzy* do tipo Proporcional-Integrador (PI). A técnica de otimização por Evolução Diferencial (DE) é usada para determinar os fatores de escala das entradas e saídas do PID-*Fuzzy*. O controlador projetado é então desenvolvido em MATLAB®/Simulink e implementado em tempo real na placa de aquisição Dspace e pelo sistema de supervisão Control Desk. Os resultados do PID-*Fuzzy* serão comparados com os de um controlador do tipo PID convencional projetado e implementado na bancada experimental da SKF e, posteriormente, com os controladores desenvolvidos.

Projetar controladores com base em métodos clássicos pode se tornar complexo, especialmente para sistemas com um modelo de alta ordem. Por outro lado, o projeto do controlador PID-*Fuzzy* requer apenas o ajuste de alguns fatores de escala na malha de controle e, portanto, é muito mais simples que os métodos clássicos. Os resultados experimentais, que serão mostrados adiante, também verificaram o desempenho aprimorado e a robustez no sistema do controlador PID-*Fuzzy* proposto na presença de distúrbios.

### 2.7.1 Introdução

Geralmente, um modelo preciso do sistema é crucial para a obtenção de um bom controlador para estabilização do sistema. No entanto, para sistemas sujeitos a distúrbios externos, não linearidades, incertezas e limites de sinal, é muito difícil obter um modelo preciso do sistema que seja válido para várias condições operacionais. Assim, controladores sem modelo surgiram recentemente na literatura (HUNG, 1995). Um modelo exato do sistema, não é necessário para a síntese do controlador; no entanto, um conhecimento da atuação do sistema é um requisito importante. Controlador *Fuzzy* do tipo PD-FLC (PD- *Fuzzy Logic Control*) e controlador *Fuzzy* do tipo PI (PI-FLC) são os métodos mais comumente relatados na literatura. Em Shi e Lee (2009) e Shi e Lee (2010), um controlador lógico *Fuzzy* do tipo PD foi projetado para a estabilização de AMBs de malha aberta. Os resultados obtidos foram comparados com a técnica de compensador convencional.

A vantagem de usar o PD-FLC é que, diferentemente dos métodos convencionais de design do controlador, o modelo exato do sistema não é necessário no estágio de projeto do controlador. O PD-FLC melhora a resposta transitória do sistema. No entanto, o erro de estado estacionário do sistema permanece grande quando o PD-FLC é empregado. Embora o controle PI-FLC seja conhecido por ser mais prático do que o PD-FLC, por resultar em erro zero no estado estacionário (LI; GATLAND, 1996), seu desempenho transitório é ruim devido ao atraso de fase introduzido no sistema. Enquanto o controle PID-FLC comum de três entradas é capaz de melhorar o desempenho do sistema, sua base de regras excessivamente grande torna o design de tais controladores mais complicado (CHEN, 2008). Uma abordagem alternativa para aliviar esse problema é adicionar um integrador à saída do PD-FLC e somar a parte correspondente do PD. No entanto, ele produz um PD-FLC + I em vez de um PID-FLC, como é apresentado por Mann, Hu e Gosine (1999).

Para projetar um controlador lógico *Fuzzy* do tipo PID, combinou-se um PI-FLC e um PD-FLC. Essa estrutura simplifica a configuração e facilita a implementação do controlador, porque as duas bases de regras são bidimensionais. O problema passa a ser o de projetar uma base de regras PI e PD, o que reduz a complexidade do design (ESCAMILLA-AMBROSIO; MORT, 2002). Após projetar o controlador *Fuzzy*, é possível fazer o ajuste fino para melhorar o desempenho do controlador. O ajuste pode ser feito nas funções de associação ou nos fatores de escala. Como a base de regras é projetada de forma generalizada, preferiu-se manter a base de regras inalterada e o ajuste é focado nos fatores de escala. A técnica de otimização usando evolução diferencial (DE) foi utilizada para otimizar os fatores de escala do PID-FLC, a fim de alcançar o melhor equilíbrio entre as funções objetivo propostas.

O controlador foi implementado nos AMBs para análise de estabilização do sistema. Os resultados do PID-FLC mostraram um aprimoramento considerável de desempenho em comparação com o PID convencional. Deve-se notar que, embora o controlador cuidadosamente projetado, baseado em um método convencional, leve a um bom desempenho, é necessário amplo conhecimento sobre o comportamento do sistema para garantir o sucesso da implementação deste procedimento.

## 2.7.2 Projeto do Controlador *PID Fuzzy*

Para reduzir o número de regras usadas em um controlador *Fuzzy* do tipo PID de três entradas, duas estruturas do tipo Sugeno FLC mostradas na Fig. 2.20 são usadas. De fato, a ação PID é separada em uma parte PI-FLC e uma parte PD-FLC. As saídas desses dois controladores *Fuzzy* são adicionadas para produzir um PID-FLC. Como pode ser visto na Fig. 2.20, quatro parâmetros precisam ser ajustados usando métodos de otimização. Nomeadamente, "a" é o fator de escala de erro de entrada, "b" é a taxa de mudança de fator de escala de erro, "c" é o fator de escala de saída PI-FLC e "d" é o fator de escala de saída PD-FLC, respectivamente.

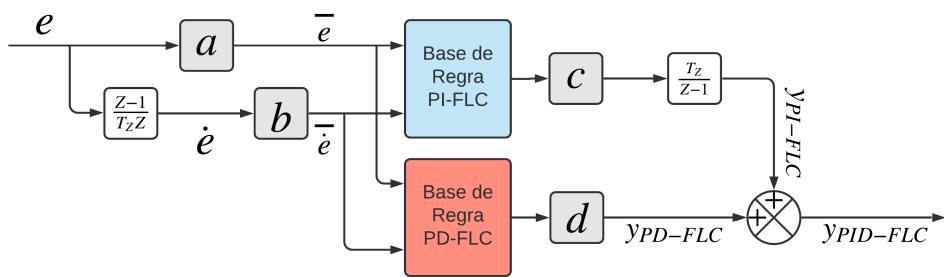


Figura 2.20: Estrutura do controlador *PID Fuzzy*.

As entradas para as partes PI-FLC e PD-FLC são o erro de escala ( $\bar{e}(t)$ ) e a taxa de mudança do erro de escala ( $\dot{\bar{e}}(t)$ ). As variáveis “erro”, “taxa de mudança de erro” e “saída de controle” assumem os seguintes valores linguísticos:

- 'NG' = Negativo Grande;
- 'NM' = Negativo Médio;
- 'NP' = Negativo Pequeno;
- 'Z' = Zero;
- 'PG' = Positivo Grande;
- 'PM' = Positivo Médio;
- 'PP' = Positivo Pequeno.

O tamanho das funções de associação de entrada e saída é escolhido como sendo igual a sete. As funções de associação das variáveis de entrada para o PI-FLC e o

PD-FLC a serem empregadas são do tipo triangular e são definidas como mostrado nas Fig. 2.21 e 2.22. A função de associação da variável de saída para o PI-FLC e o PD-FLC é um conjunto unitário.

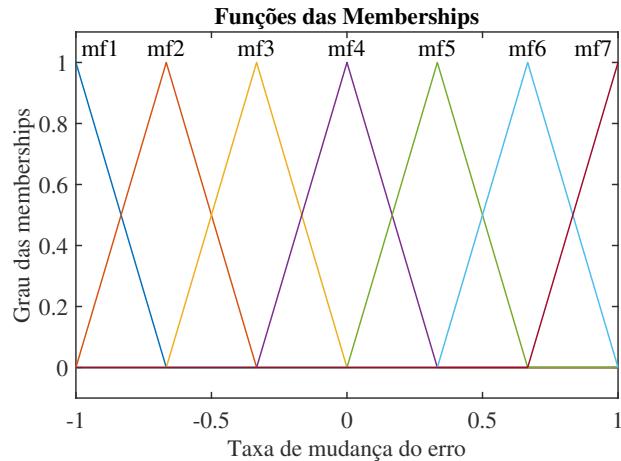


Figura 2.21: Funções de associação do erro de entrada  $\bar{e}(t)$  no PI-FLC e PD-FLC

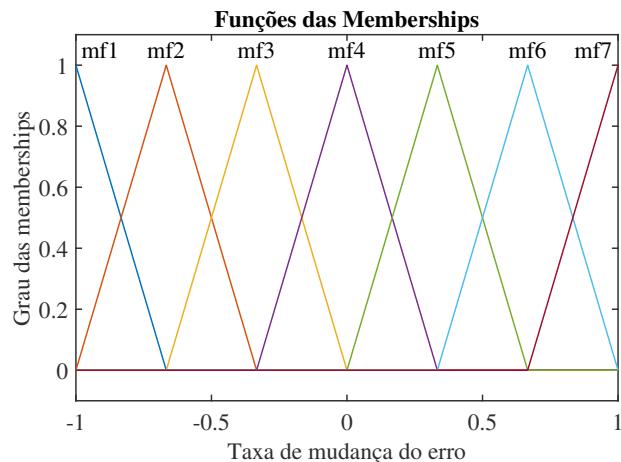


Figura 2.22: Funções de associação da taxa de variação do erro de entrada  $\bar{\dot{e}}(t)$  no PI-FLC e PD-FLC

A superfície do controlador para o PI-FLC e o PD-FLC estão representados nas Fig. 2.23 e 2.24

Para as duas configurações (PD-FLC e PI-FLC) usadas na Fig. 2.20, duas matrizes completas com 49 regras são definidas separadamente nas Tab. 2.3 e 2.2. Como as partes PD-FLC e PI-FLC compartilham as mesmas entradas, o número de regras foi reduzido para 98, ao invés do controlador PID-FLC de três entradas comum com 343 regras. Observe que o PI-FLC e o PD-FLC é normalizado entre [-1, 1]. Assim, quatro fatores de escala, como "a", "b", "c", "d", precisam ser projetados e ajustados usando

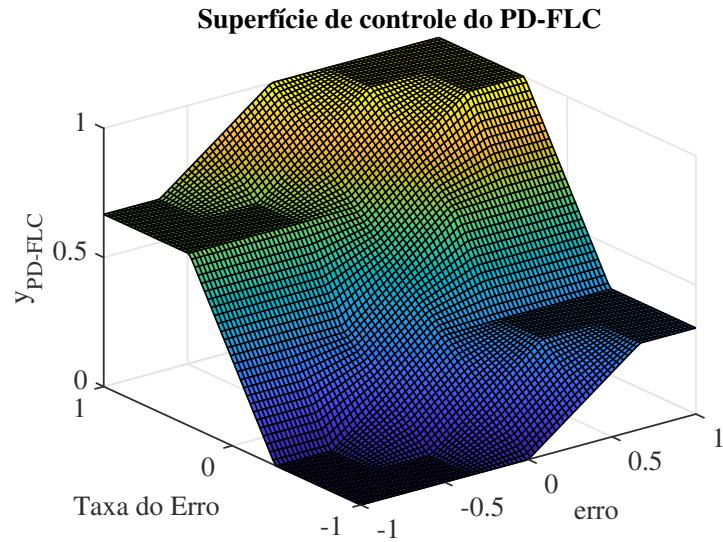


Figura 2.23: Superfície de controle do PD-FLC

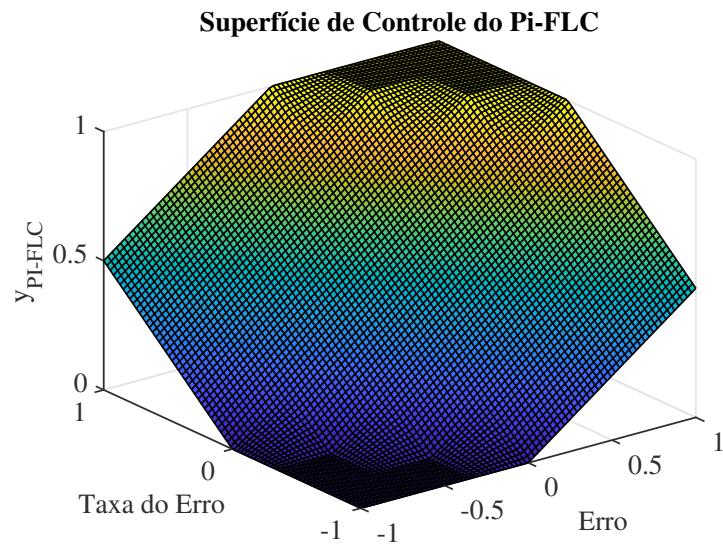


Figura 2.24: Superfície de controle do PI-FLC

a otimização por evolução diferencial (DE).

### 2.7.3 Sintonização dos Fatores Escalares

A saída geral do controlador dado por  $y_{PID-FLC}$  pode ser obtida como a soma da saída PI-FLC e da saída PD-FLC, como mostra a Fig. 2.20.

$$y_{PID-FLC} = y_{PI-FLC} + y_{PD-FLC} \quad (2.64)$$

Tabela 2.2: Base de Regras para o  $PI - FLC$ 

$y_{PI-FLC}$		erro ( $e$ )						
		<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>Z</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
$\Delta erro (\dot{e})$	<b>PG</b>	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG
	<b>PM</b>	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
	<b>PP</b>	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
	<b>Z</b>	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	<b>NP</b>	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
	<b>NM</b>	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
	<b>NG</b>	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z

Tabela 2.3: Base de Regras para o  $PD - FLC$ 

$y_{PD-FLC}$		erro ( $e$ )						
		<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>Z</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
$\Delta erro (\dot{e})$	<b>PG</b>	NP	NP	NP	PP	PG	PG	PG
	<b>PM</b>	NP	NP	NP	PP	PG	PG	PG
	<b>PP</b>	NM	NP	NP	PP	PM	PG	PG
	<b>Z</b>	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	<b>NP</b>	NG	NG	NM	NP	PP	PP	PM
	<b>NM</b>	NG	NG	NG	NP	PP	PP	PP
	<b>NG</b>	NG	NG	NG	NP	PP	PP	PP

A saída do controlador PI-FLC pode ser escrita como:

$$y_{PI-FLC} = d \cdot \int [a \cdot \bar{e}(t) + b \cdot \dot{e}(t)] dt \quad (2.65)$$

$$y_{PD-FLC} = c \cdot (a \cdot e(t) + b \cdot \dot{e}(t)) \quad (2.66)$$

Substituindo as equações 2.65 e 2.66 em 2.64, tem-se:

$$y_{PID-FLC} = (d \cdot b + a \cdot c) \cdot e(t) + (a \cdot d) \int e(t) dt + (b \cdot c) \cdot \dot{e}(t) \quad (2.67)$$

De tal forma que é possível associar a Eq. (2.67) com os ganhos do PID tradicional da seguinte forma:

$$k_p = b \cdot d + a \cdot c \quad (2.68)$$

$$k_i = a \cdot d \quad (2.69)$$

$$k_d = b \cdot c \quad (2.70)$$

Assim, o valor inicial dos fatores de escala nas equações de 2.68 a 2.70 pode ser obtido usando os métodos de ajuste de PID disponíveis, como o método de Ziegler-

Nichols ou as técnicas de *tunning* do MATLAB®.

Além disso, o ajuste fino pode ser feito empregando métodos de otimização. A evolução diferencial foi escolhida como uma abordagem de otimização devido a sua facilidade de utilização e incorporação via código. A idéia principal do uso do DE é obter a solução ideal quando houver vários objetivos que precisam ser otimizados ao mesmo tempo.

Dado o sistema com realimentação unitária composto pela planta, controlador FLC, perturbação, e entrada de referência  $r$ , o modelo de circuito fechado do sistema pode ser simulado.

A amplitude de deslocamento da órbita bem como a variabilidade do mesmo, foram escolhidos como índice de desempenho para avaliação dos fatores a serem definidos.

Valores ótimos de " $a$ ", " $b$ ", " $c$ ", " $d$ " foram encontrados como sendo iguais a 0,12; 0,0031; 12,8; e 89,75; respectivamente.

## 2.8 Controlador *Neuro Fuzzy*

Essa seção é dedicada ao projeto de controladores robustos aplicados a rotores supercríticos suportados por AMBs. Para esse fim, foram realizados testes numéricos e experimentais. Diferentemente dos estudos anteriores relatados na literatura, a presente contribuição propõe um novo procedimento de projeto para a robustez do controlador *Neuro-Fuzzy* de um rotor suportado por mancais magnéticos ativos com base no projeto ótimo-robusto.

Este procedimento de projeto ideal ajusta o controlador *Neuro-Fuzzy* robusto, levando em consideração o equilíbrio ideal entre o desempenho da atenuação da vibração e a robustez, isto é, o aumento da atenuação da vibração implica a redução da robustez. O primeiro estágio da síntese do controlador é dedicado à especificação de todos os requisitos de projeto. Em seguida, o controlador neuro-fuzzy adaptativo foi obtido, começando pela determinação dos pólos dominantes da planta e, finalmente, realizando a análise baseada em modelo da estabilidade e desempenho do sistema. Finalmente, o desempenho e a robustez do controle de vibração são idealmente equilibrados usando um procedimento de otimização robusto. O comportamento do controlador foi avaliado através da investigação da resposta de desequilíbrio do sistema

rotativo. Os resultados obtidos serão discutidos adiante e demonstraram a eficácia da abordagem adotada.

### 2.8.1 Introdução

Técnicas inteligentes de controle são baseadas na observação de como os seres vivos, particularmente os humanos, se comportam ao lidar e resolver problemas diferentes (SILVA, 2018). Essas técnicas são geralmente versáteis e ajustadas para controlar diferentes sistemas dinâmicos, mesmo sob a variação de suas propriedades. Essas variações podem ocorrer, por exemplo, devido ao envelhecimento ou falha de componentes mecânicos. Nesse sentido, os parâmetros de controle precisam ser acessados e adaptados em tempo real ou em operação *offline*.

O aumento da capacidade de processamento de microcontroladores e plataformas de prototipagem permite o uso de técnicas inteligentes de controle e otimização aplicadas a sistemas dinâmicos com múltiplas variáveis. Essas variáveis podem ser acopladas e apresentar não linearidades. Além disso, os valores dos parâmetros podem variar com o tempo, circunstância em que os controladores clássicos apresentam baixa eficiência.

Entre as técnicas de controle inteligente, o sistema *Neuro-Fuzzy* proposto por Güller e Übeyli (2005) é frequentemente usado devido à característica adaptativa das redes neurais (HAYKIN et al., 2009) combinada com a robustez e a intuitividade da teoria dos conjuntos *Fuzzy* (ZADEH; KLIR; YUAN, 1996). O método *Neuro-Fuzzy* é usado para modelar e controlar sistemas dinâmicos. Além disso, para a otimização dos parâmetros do controlador *Neuro-Fuzzy*, o algoritmo de evolução diferencial (STORN; PRICE, 1996) é usado devido à sua implementação relativamente simples e à rápida convergência ao ideal em comparação com os métodos clássicos e outras técnicas evolutivas.

Vários trabalhos de pesquisa foram dedicados ao desenvolvimento dos controladores para mancais magnéticos ativos. O principal objetivo desses controladores é o de melhorar a dinâmica do sistema de rotores para garantir um bom desempenho do mesmo. Os problemas de projeto do controlador são examinados em detalhes para permitir rigidez e estabilidade dinâmicas no trabalho de Knospe (2007). Além disso, o projeto do controlador de AMBs usado para fornecer estabilidade a um sistema de

rotor suportado por mancais é realizado em El-Shafei e Dimitri (2010).

O controle de aprendizado iterativo e o controle programado de ganho de AMBs foram usados para atenuar os efeitos de desequilíbrio em uma ampla gama de velocidades de operação (BI et al., 2005).

O controle descentralizado de circuito fechado para AMBs garante alto amortecimento e rigidez satisfatórios do sistema como um todo (POLAJŽER et al., 2006). Controladores robustos também foram aplicados para garantir bom desempenho e estabilidade contra incertezas e dinâmicas não modeladas (GOSIEWSKI; MYSTKOWSKI, 2008). A aplicação de controladores avançados em AMBs demonstrou ser capaz de aumentar a estabilidade, a compensação de desbalanceamento, a robustez e o amortecimento das máquinas rotativas.

Técnicas de controle inteligentes baseadas em lógica nebulosa e redes neurais artificiais (RNAs) foram usadas no projeto de AMBs. Um esquema robusto de controle difuso foi proposto para o sistema AMB baseado no modelo *Fuzzy Takagi-Sugeno-Kang*. Este controlador demonstrou robustez contra distúrbios e incertezas nos parâmetros (HONG; LANGARI, 2000).

Um método de projeto de controlador *Neuro-Fuzzy* dedicado a máquinas rotativas em repouso e em operação foi anteriormente realizado para controlar a posição de operação de um rotor flexível suspenso por AMB (COUZON; HAGOPIAN, 2007).

Redes neurais artificiais (RNAs) foram usadas para projetar controladores robustos de AMBs (CHOI; BUCKNER; GIBSON, 2006). As técnicas de controle inteligente acima mencionadas, aplicadas às AMBs, demonstraram benefícios como melhoria significativa do desempenho e comportamento dinâmico, além de implementação simples de projeto.

Um controle robusto que trata do projeto de um controlador fixo que preserva o desempenho de uma planta controlada sujeita a mudanças em seu comportamento dinâmico foi desenvolvido por Boyd et al. (1994).

Várias abordagens de projeto robusto de controle para sistemas dinâmicos tem sido relatadas na literatura. Os métodos de controle adaptativo visam adaptar o controlador à variação incerta do sistema controlado. Esses métodos podem ser afetados pela falta de convergência para estimar as alterações no sistema (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013).

Os métodos  $\mathcal{H}_\infty$  podem ser aplicados diretamente a sistemas multivariáveis, no entanto, esses métodos exigem um modelo preciso do sistema controlado, exigindo conhecimento adequado de ferramentas matemáticas para garantir uma aplicação bem-sucedida (DULLERUD; PAGANINI, 2013; COSTA et al., 2018).

O controle lógico nebuloso é capaz de modelar incertezas como conjuntos nebulosos incluídos na ação de controle. Essa abordagem é adequada para controlar sistemas complexos sem exigir modelagem matemática complexa. Apesar de sua simplicidade matemática, a definição das associações de conjuntos nebulosos nem sempre é evidente e depende de um conhecimento especializado (DRIANKOV; HELLEDOORN; REINFRANK, 2013; KOROISHI et al., 2015).

No entanto, a literatura não traz procedimentos de projeto ideais para serem introduzidos no projeto de controladores *Neuro-Fuzzy* robustos aplicados a rotores suportados por mancais magnéticos ativos.

A robustez e o desempenho do controle são objetivos simultâneos em um sistema controlado, ou seja, o aumento da atenuação da vibração implica a redução da robustez. Diferentemente dos estudos relatados anteriormente, a presente contribuição propõe um novo procedimento de projeto para robustecer o controlador *Neuro-Fuzzy* aplicado a um rotor suportado por mancais magnéticos ativos sujeito a incertezas, tomando como referência o projeto robusto ideal. Esse procedimento de projeto ideal ajusta o controlador robusto *Neuro Fuzzy*, levando em consideração o equilíbrio ideal entre o desempenho da atenuação da vibração e a robustez.

Considerando a vantagem do controlador *Neuro-Fuzzy* robusto proposto sobre as principais técnicas disponíveis na literatura, a abordagem proposta permite encontrar um conjunto ideal de controladores que ponderem adequadamente o desempenho e a robustez, ou seja, é possível selecionar o controlador ideal que satisfaz esses dois objetivos concorrentes, de acordo com os requisitos de projeto. No entanto, essa abordagem requer um modelo preciso do sistema e da incerteza dos parâmetros.

## 2.8.2 Modelo do AMB com Incertezas

Depois que todos os modelos individuais relacionados aos principais componentes do sistema foram modelados, a próxima etapa é montá-los para obter a planta de malha aberta global. Todas as operações necessárias para o projeto e análise do

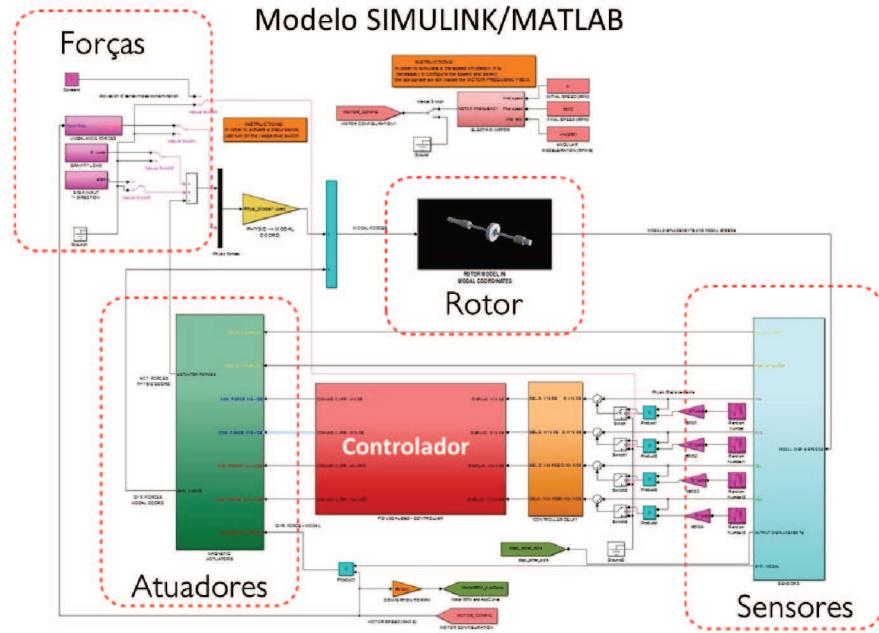


Figura 2.25: Modelo Simulink/MATLAB®.

modalo completo foram realizadas na plataforma MATLAB®, conforme apresentado na Fig. 2.25.

O diagrama dos filtros e o controlador do AMB são mostrados na Fig. 2.26. Os modelos dos filtros foram obtidos com base na técnica de redução de modelos apresentada por (CARVALHO et al., 2019b), onde o ganho  $K_{fil}$  leva em consideração as incertezas que afetam o sistema de controle. Essas incertezas são produzidas por vários fatores, como as não linearidades introduzidas pelo atraso do sistema, o envelhecimento dos componentes do amplificador, bobinas e sensores, além do amortecimento do sinal na faixa de frequência de ajuste de cada filtro, além de outros distúrbios e ruído.

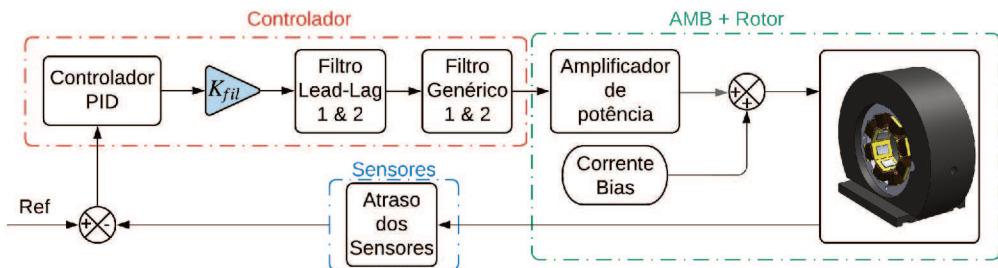


Figura 2.26: Diagrama dos filtros e do controlador aplicado ao AMB.

### 2.8.3 Estrutura do Controlador *Neuro Fuzzy*

O sistema *Neuro-Fuzzy* adaptativo, mostrado na Fig. 2.27, também conhecido como ANFIS (Sistema de Inferência *Neuro-Fuzzy* Adaptável), decorre da fusão da ANN (Rede Neural Artificial) com o FIS (Sistemas de Inferência *Fuzzy*). Dessa maneira, o ANFIS herda da estrutura do FIS, que contém o processo de fuzzificação, uma base de regras do tipo *Se...Então*, a máquina de inferência *Fuzzy* e o processo de defuzzificação. No entanto, além dessas características, possui a mesma representação de estrutura, capacidade de aprendizado e adaptabilidade que a ANN, através do ajuste dos parâmetros relacionados aos sistemas nebulosos.

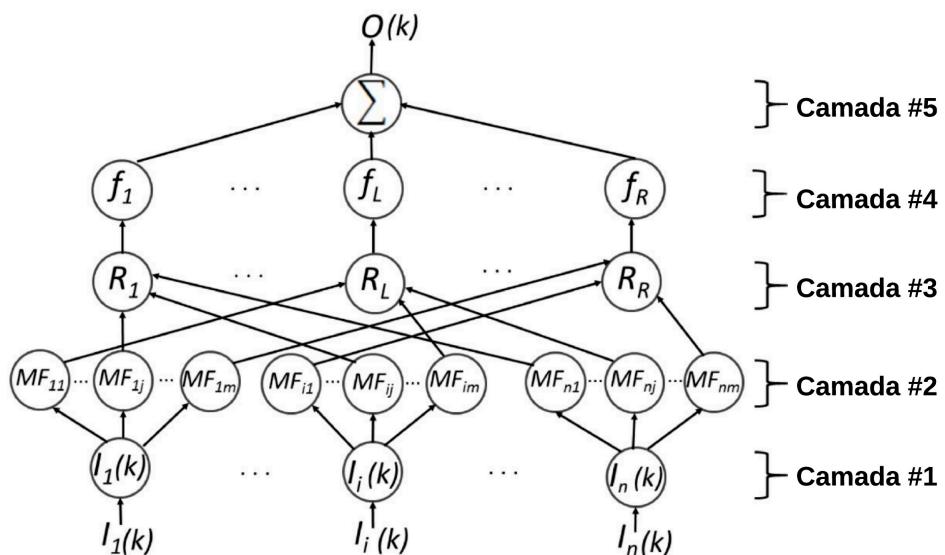


Figura 2.27: Representação do sistema *Neuro Fuzzy*.

A composição e a função de cada uma das camadas da ANFIS, considerando o uso do método de inferência *Fuzzy* de Mamdani e Assilian (1975), Takagi e Sugeno (1993), são discutidas a seguir:

- Camada #1: Cada nó da primeira camada recebe uma das variáveis de entrada  $I_i(k)$  do sistema *Neuro-Fuzzy*. A saída de cada nó  $i$  na Camada 1 no momento  $k$ ,  $u_i^{(1)}(k)$ , é:

$$u_i^{(1)}(k) = I_i(k) \quad (2.71)$$

- Camada #2: A fuzzificação dos dados de entrada é realizada, convertendo-os em conjuntos nebulosos em seus respectivos domínios. Esta operação gera

funções de associação (MF) para cada entrada. Adotando as funções de associação como sendo gaussianas, a saída do nó  $ij$  na Camada #2 no momento  $k$ ,  $u_{ij}^{(2)}(k)$  é obtida como:

$$u_{ij}^{(2)}(k) = \frac{e^{(u_i^{(1)}(k) - m_{ij}(k))^2}}{\sigma_{ij}^2(k)} \quad (2.72)$$

em que  $m_{ij}(k)$  e  $\sigma_{ij}^2(k)$  são, respectivamente, a média e a variação da função de pertinência gaussiana  $MF_{ij}$ .

- Camada #3: conjunto de *if ... e* proposições que formam a base de regras da ANFIS. Para cada regra  $R_L$ , os operadores lógicos *E* e *OU* são modelados, respectivamente, por meio dos operadores matemáticos do produto e do máximo. Portanto, a saída do nó  $L(u_L^{(3)}(k))$  na camada # 3 é uma função das saídas  $u_{ij}^{(2)}(k)$  selecionado de uma regra  $R_L$ .
- Camada #4: cada nó nesta camada, nó consequente denominado, é definido por uma função  $f_L : R^n \rightarrow R$  como  $f_L = f(I_1, \dots, I_i, \dots, I_n, w_{iL}, \dots, w_{jL}, \dots, w_{OL}, k)$ , onde  $w_{1L}, \dots, w_{jL}, \dots, w_{OL}$  são os pesos a serem determinados na fase de treinamento da ANFIS. Portanto, a saída do nó da camada #4,  $u_L^{(4)}(k)$ , é obtida através da Eq. (2.73).

$$u_L^{(4)}(k) = u_L^{(3)}(k) \cdot f(I_1, \dots, I_i, \dots, I_n, \dots, w_{iL}, \dots, w_{jL}, \dots, w_{OL}, k) \quad (2.73)$$

- Camada #5: A determinação da saída do sistema *Neuro Fuzzy*, é dada pela Eq. (2.74):

$$O(k) = \frac{\sum_{L=1}^R u_L^{(4)}}{\sum_{L=1}^R u_L^{(3)}} \quad (2.74)$$

Considerando o ANFIS como um sistema invariante no tempo e o Takagi-Sugeno de primeira ordem como o método de inferência, os consequentes se tornam polinômios de primeira ordem e, assim:

$$O(k) = \left[ \sum_{L=1}^R u_L^{(3)} (w_{OL} + w_{1L}I_1 + \dots + w_{iL}I_i + \dots + w_{nL}I_n) \right] \Bigg/ \sum_{L=1}^R u_L^{(3)} \quad (2.75)$$

Os pesos do sistema *Neuro Fuzzy*  $w_{iL}$ , em que  $0 \leq i \leq n$ , são obtidos no processo

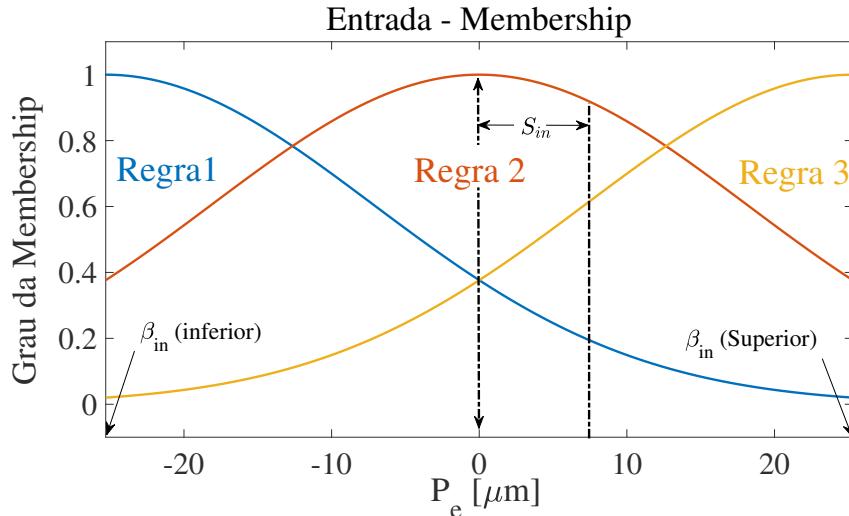


Figura 2.28: Representação das funções de associação de entrada para o erro de posição ( $P_e$ ).

de treinamento usando o algoritmo de evolução diferencial (um método de otimização) que minimiza a função de custo relacionada ao processo. A atuação do controlador é diretamente proporcional ao erro de posição do eixo definido como  $P_e$ . Portanto, as regras do controle são definidas como:

*Regra 1 : Se  $P_e$  é algo **Pequeno** Então o controle é **Pequeno**.*

*Regra 2 : Se  $P_e$  é algo **Médio** Então o controle é **Médio**.*

*Regra 3 : Se  $P_e$  é algo **Grande** Então o controle é **Grande**.*

Uma função de associação gaussiana foi usada para modelar o erro de posição fuzzy do eixo  $P_e$ , como mostrado na Fig. 2.28; essas funções de associação foram definidas como uma função de três parâmetros, a saber,  $\beta_{in}$ ,  $s_{in}$  e  $\beta_{out}$ . Assim, é possível projetar o limite inferior da entrada ( $\beta_{in}$ ), o limite inferior da saída ( $\beta_{out}$ ) e o desvio padrão da entrada ( $s_{in}$ ) para o processo de otimização, considerando que as funções de associação são simétricas. A próxima seção discute o processo de otimização dos pesos aplicados ao ANFIS.

#### 2.8.4 Projeto do Controlador Neuro Fuzzy Ótimo Robusto

A variação dos parâmetros do modelo pode degradar a resposta controlada de rotores supercríticos suportados por AMBs. Técnicas robustas de controle neuro-fuzzy têm sido amplamente utilizadas para lidar com a variação de parâmetros e incertezas (LIN; TSAI; LIU, 2001; FANAEI; FARROKHI, 2006). A otimização robusta é uma abor-

dagem eficiente para garantir a robustez de controladores *neuro fuzzy*, determinando as configurações do controlador *fuzzy*, que atendem a um dado critério robusto.

A otimização robusta é uma metodologia de projeto de engenharia que otimiza os critérios de projeto sujeitos a incertezas. Os sistemas de engenharia são inevitavelmente afetados por incertezas que produzem variação nos parâmetros, entradas incertas e dinâmica não modelada. Portanto, a otimização robusta maximiza um critério de desempenho determinado e minimiza, simultaneamente, os efeitos indesejados das incertezas na resposta do sistema (MOREIRA et al., 2016; MARTINS et al., 2019). Este procedimento exige resolver um problema de otimização multiobjetivo que maximize simultaneamente os critérios de desempenho e a robustez, ou seja, o desempenho ideal robusto é obtido pela seleção das variáveis ideais (ótimas) do projeto.

O procedimento de projeto do controlador *fuzzy* robusto é descrito a seguir. O problema de otimização robusta associada à robustez do controlador *neuro fuzzy* é descrito na Eq. (2.76).

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\mathbf{q}} [C_{f1}(k, \mathbf{q}), C_{f2}(k, \mathbf{q}, \mathbf{z})] \\ \text{sujeito a :} \\ \mathbf{q}_L \leq \mathbf{q} \leq \mathbf{q}_U \end{array} \right. \quad (2.76)$$

As fontes incertas,  $\mathbf{z}$ , são definidas da seguinte forma:  $\mathbf{z} = [k_{fil_{DE}}(\theta) \ k_{fil_{NDE}}(\theta)]^T$ , onde  $k_{fil_{DE}}(\theta)$  e  $k_{fil_{NDE}}(\theta)$  são os ganhos incertos do mancal acoplado e do mancal livre, respectivamente.

Os ganhos dos filtros para os AMBs,  $k_{fil_{DE}}(\theta)$  e  $k_{fil_{NDE}}(\theta)$  apresentados no diagrama mostrado na Fig. 2.26 estão sujeitos a um comportamento incerto. A variação que afeta esses ganhos é modelada como variáveis aleatórias de acordo com a seguinte expressão:

$$k_{fil}(\theta) = k_0 + K_0 \delta_{k_0} \xi(\theta) \quad (2.77)$$

onde  $k_0$  é o valor médio do ganho,  $\delta_{k_0}$  é o nível de dispersão,  $\xi(\theta)$  representa uma variável aleatória unificada gaussiana e  $\theta$  é um processo aleatório.

A definição dos ganhos incertos dos filtros foi obtida com base no procedimento apresentado em (CARVALHO et al., 2019a). Portanto, os ganhos incertos foram definidos de acordo com a Eq. (2.77) para o lado acoplado e para o lado livre da AMB, portanto:  $k_{0_{DE}} = 0,275$ ,  $\delta_{k_0 DE} = 0,45$ ,  $k_{0_{NDE}} = 1,45$  e  $\delta_{k_0 NDE} = 0,38$ . As caracte-

rísticas dinâmicas do filtro de avanço e do compensador e o filtro de segunda ordem do mancal acoplado (DE) e do mancal livre (NDE) são diferentes, de acordo com as equações dos filtros apresentadas no capítulo 3. A definição desses parâmetros depende da posição dos AMBs. Evidentemente, uma quantidade maior de energia deve ser aplicada pelo mancal NDE, portanto,  $k_{0_{NDE}}$  deve ser maior que  $k_{0_{DE}}$ . Os níveis de dispersão perceptiva são semelhantes; no entanto, a variação do ganho do mancal livre é maior.

As variáveis de projeto que definem a função de associação do controlador *fuzzy* podem ser definidas por  $\mathbf{q} = [\beta_{in} \ s_{in} \ \beta_{out}]^T$ . Essas variáveis de projeto devem ser selecionadas de maneira ideal para minimizar os efeitos das incertezas e maximizar o desempenho ideal da resposta do sistema controlado.

As funções objetivo associadas ao desempenho ideal do controlador *neuro fuzzy* e os critérios robustos são definidos a seguir. A operação da máquina rotativa requer que os AMBs façam levitar o eixo. O sistema de controle por realimentação estabiliza os AMBs mantendo a levitação do eixo. Consequentemente, a resposta controlada pelo PID é usada como referência para ajustar o controlador *neuro fuzzy*.

Primeiro, a função objetivo correspondente ao desempenho ideal do controlador *neuro fuzzy*,  $c_{f1}$ , é definida como a diferença do valor eficaz (RMS) entre o controle *PID*,  $u_{PID}$  e o controlador *neuro fuzzy*,  $u_{nf}$ .

$$C_{f1} = \sum_{k=1}^{n_d} \sqrt{\frac{1}{n_d} (u_{PID}(k, \mathbf{q}) - u_{nf}(k, \mathbf{q}))^2} \quad (2.78)$$

onde  $n_d$  define o tempo em que o controle está sendo analisado.

A função objetivo,  $c_{f2}$ , quantifica a robustez do controlador. Este critério é definido como a diferença entre os valores máximo e mínimo de *RMS* do controle *neuro fuzzy* sujeito a incertezas, como mostra a Eq. (2.79).

$$C_{f2} = RMS [max(u_{nf}(k, \mathbf{q}, \mathbf{z}))] - RMS [min(u_{nf}(k, \mathbf{q}, \mathbf{z}))] \quad (2.79)$$

As funções objetivo  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$  são avaliadas numericamente usando a simulação de Monte Carlo. Além disso, o espaço de projeto é definido pelos limites superior e inferior das variáveis de projeto,  $\mathbf{q}$ . Consequentemente,  $C_{f1}$  visa minimizar o erro e  $C_{f2}$  pretende reduzir a variação da incerteza na resposta controlada. O espaço de

design associado às variáveis de design é definido pelos limites superior e inferior  $\mathbf{q}_L = \begin{bmatrix} -40 & 0,01 & -0,3 \end{bmatrix}^T$  e  $\mathbf{q}_U = \begin{bmatrix} 40 & 20 & 0,3 \end{bmatrix}^T$ , respectivamente. Os valores dos limites do espaço de projeto,  $\mathbf{q}_L$  e  $\mathbf{q}_U$  foram definidos de acordo com a parametrização das funções de associação apresentadas na Fig. 2.28. Os valores dos limites respeitam a definição da função de associação Gaussiana e os limites máximos para o erro de posição do eixo  $P_E$ .

## 2.9 Otimização Robusta

Nos dias atuais, a maioria dos processos ligados a engenharia com aplicações industriais são otimizados em relação a um objetivo, como por exemplo, a minimização do tempo gasto na produção, a redução da emissão de poluentes ou, o que é mais comum, a redução nos custos associados à fabricação de um produto. Em muitos desses casos, uma aplicação “cega” de ferramentas de otimização é empregada para produzirem soluções extremas, que muitas vezes conduzem o processo a uma configuração extrema sem levar em consideração imperfeições, erros de modelo ou perturbações. Como consequência, a segurança do processo é ameaçada e restrições importantes podem ser violadas, comprometendo o processo como um todo. (GORISSEN; YANIKOĞLU; HERTOG, 2015)

Como discutido, incertezas de uma forma geral podem afetar negativamente a confiabilidade e rendimento de sistemas mecânicos, portanto, faz-se necessário que seus efeitos também sejam levados em consideração durante o processo de otimização, buscando assim, o equilíbrio entre desempenho e segurança na busca dos parâmetros ótimos. Contudo, como discutido por Zang, Friswell e Mottershead (2005) em seu trabalho, os processos clássicos de otimização são desenvolvidos como puramente determinísticos, não sendo capazes de incorporar incertezas de forma eficiente e, diante disso, apresentam a Otimização Robusta (*Robust Optimization*, ou RO) como uma alternativa viável e necessária nos casos em que as incertezas podem influir de maneira significativa no desempenho do processo.

Como apresentado por eles, a otimização robusta é baseada no conceito de robustez de um produto ou processo; deste modo, estes são denominados robustos quando são insensíveis aos efeitos da variação, mesmo que a fonte causadora destas

variações não seja eliminada. Assim, a ideia da otimização robusta pode ser resumida claramente com o auxílio da Fig. 2.29.

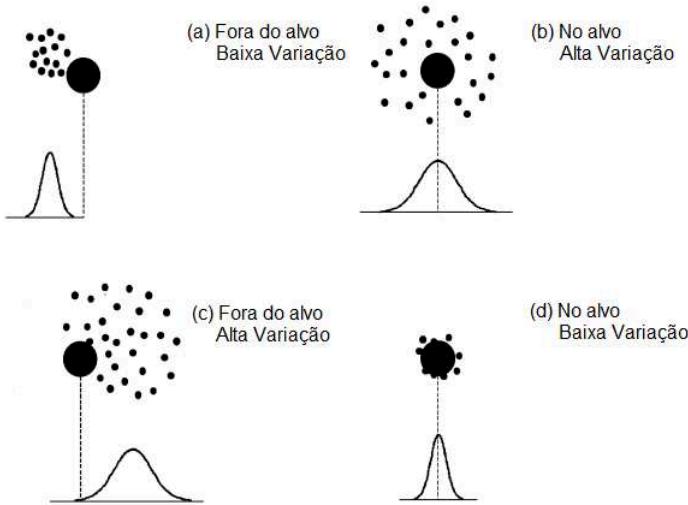


Figura 2.29: Representação gráfica da Otimização Robusta, Adaptado de Zang, Friswell e Mottershead (2005)

Na Figura 2.29, quatro possíveis cenários para o desempenho de um sistema com incertezas é apresentado, representados pelas letras (a), (b), (c) e (d). O círculo preto representa o objetivo almejado para a otimização, os pontos caracterizam os possíveis resultados alcançados, sendo que para estes a distribuição da resposta também é apresentada. Na otimização robusta, dois grandes objetivos são desejados: melhorar o desempenho do sistema, caracterizado pelos pontos que atingem o círculo preto, e minimizar a dispersão destes pontos, representado por uma distribuição de probabilidade esbelta.

Logo, a otimização robusta está interessada em fazer com que o sistema se comporte como no descrito pelo cenário (d), fazendo com que o mesmo possua um ótimo desempenho e, ao mesmo tempo, apresente baixa variação, ou como é mais comum, seja robusto. Portanto, um projeto robusto para o sistema é aquele que é capaz de otimizar a média e a variância simultaneamente, caracterizado assim como um problema de otimização multiobjetivo não determinístico.

### 2.9.1 Otimização Multiobjetivo

Comumente um processo de otimização está associado com o aprimoramento do rendimento de uma determinada atividade, buscando assim a melhoria de um aspecto

de interesse; logo, este cenário caracteriza uma otimização com um único objetivo. Entretanto, na prática, quando o aperfeiçoamento de um sistema mais complexo é almejado, geralmente busca-se fazer com que diferentes critérios sejam melhorados (ou otimizados) simultaneamente, caracterizando assim, um problema de otimização multiobjetivo (COLLETTE; SIARRY, 2002).

Análogo a um processo de otimização convencional, na otimização multiobjetivo, os diferentes critérios devem ser representados mediante modelos matemáticos, denominados funções objetivo, os quais são correlacionadas a parâmetros de projeto e restrições. Portanto, é possível estender um problema de otimização multiobjetivo, de forma a contemplar, também, o problema de otimização robusta.

Dado um sistema na forma  $Y = f(q, z)$ , onde  $Y$  caracteriza sua resposta escalar,  $\{q\}$  denota os parâmetros de controle ou variáveis de projeto, os quais permitem ajustes e modificações em busca das soluções ótimas. Adicionalmente,  $\{z\}$  denota os parâmetros ruidosos, isto é, aqueles que não podem ser controlados ou que possuem incertezas. A otimização multiobjetivo associada à RO consiste em minimizar simultaneamente o critério de desempenho do sistema, dado por  $c_{f_1}(q, z)$  e as variações produzidas pelas incertezas caracterizadas pelo objetivo  $c_{f_2}(q, z)$ . Geralmente estes dois objetivos são conflitantes. Dessa forma, o problema de otimização multiobjetivo pode ser descrito através da Eq. (2.80).

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \{c_f(q, z)\} = [c_{f_1}(q, z), c_{f_2}(q, z)] \\ \text{sujeito a:} \\ r_j(q, z) \leq 0 \quad j = 1, \dots, m \quad e \quad q_L \leq q \leq q_U \end{array} \right. \quad (2.80)$$

Nesta descrição,  $\{q\} = [q_1, q_2, \dots, q_n]^T$  caracteriza o vetor formado pelos  $n$  parâmetros a serem controlados,  $\{z\} = [z_1, z_2, \dots, z_k]^T$  representa os  $k$  parâmetros ruidosos,  $\{c_f(q, z)\}$  denota as funções objetivo associadas ao problema de otimização multiobjetivo. Além disso,  $r_j(q, z)$  é o conjunto de  $m$  restrições estabelecidas para o sistema, as quais podem ser modeladas como igualdades ou desigualdades lineares, finalmente  $q_L$  e  $q_U$  denotam os limites inferiores e superiores do espaço de projeto utilizado na busca dos parâmetros de controle capazes de gerar as soluções ótimas do problema (BORGES; LIMA; STEFFEN, 2010; ZANG; FRISWELL; MOTTERSHEAD, 2005).

De uma forma geral, as otimizações multiobjetivo são solucionadas utilizando al-

goritmos evolutivos. Assim, quando empregados, diferentemente do que ocorre em problemas de um único objetivo, nos problemas multiobjetivo estes algoritmos geram um conjunto de soluções ótimas como resultado. Dessa forma, uma maneira rápida e eficiente de avaliar e comparar essa família de soluções obtidas é mediante análise da Frente (Curva ou ainda Fronteira) de Pareto (LOTOV; MIETTINEN, 2008).

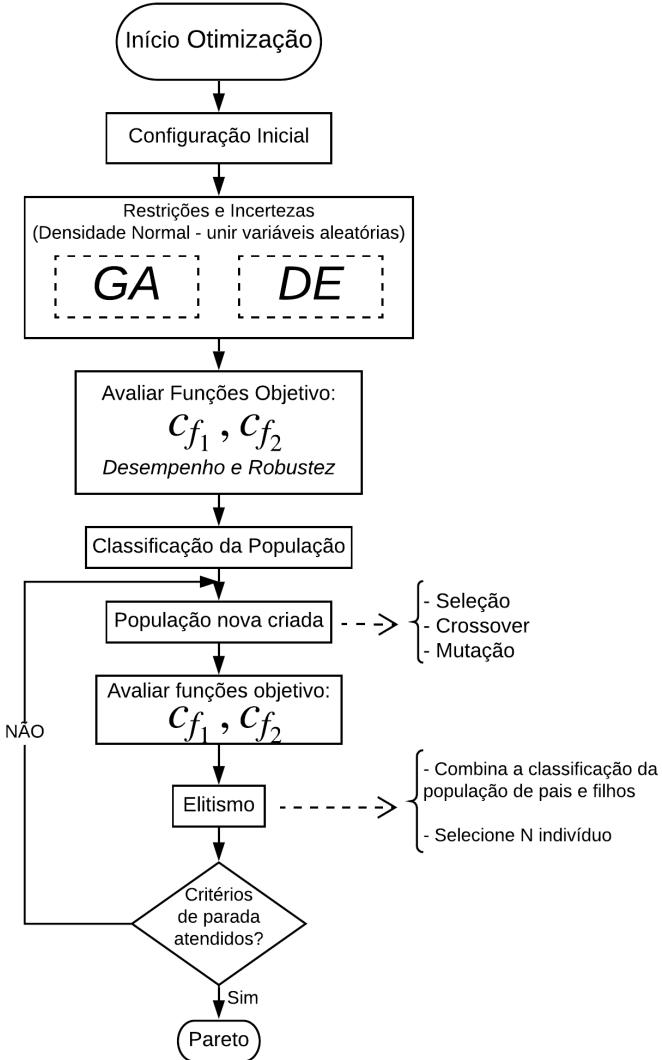


Figura 2.30: Fluxograma da Otimização Robusta

Assim, o processo de Otimização Robusta pode ser facilmente descrito mediante o fluxograma apresentado na Fig. 2.30. No fluxograma, a Otimização é iniciada levando em consideração o algoritmo heurístico selecionado (no presente trabalho, o Algoritmo Genético (GA) e a Evolução Diferencial (DE) foram utilizados), e os parâmetros configurados, como população, espaço de projeto (*Design Space*) e restrições

declaradas. Desta maneira, os parâmetros de controle  $\{q\}$  preliminares selecionados pelo algoritmo são introduzidos no cenário onde os parâmetros ruidosos já existem  $\{z\}$ .

A partir deste ponto, as funções objetivos  $\{c_f(q, z)\}$  são avaliadas, lembrando que estas representam o desempenho e a robustez do problema. O próximo passo cabe ao algoritmo heurístico empregado utilizar suas ferramentas e estratégias de modo a maximizar a aptidão da população geração após geração, buscando assim a minimização das funções objetivos declaradas. Como resultado, a Otimização Robusta fornece a Frente de Pareto com as diversas soluções ótimas e seus respectivos parâmetros de projeto selecionados.

Contudo, para empregar a estratégia descrita, em cada geração do algoritmo heurístico utilizado, o cenário de incertezas deve ser recriado, tornando o processo caro computacionalmente, uma vez que o método de Monte Carlo é empregado nesta tarefa. Uma estratégia atrativa para contornar esse problema é realizar previamente uma análise de convergência do sistema, de modo a escolher o número mínimo necessário de amostras relevantes, capazes de impactar na variação da resposta referente à incerteza, reduzindo substancialmente o custo computacional associado a técnica.

### 2.9.1.1 Algoritmos Genéticos

Os algoritmos genéticos (GAs), inicialmente propostos por Holland (1992), são algoritmos de busca baseados em mecanismos de seleção e genética natural. Conforme descritos por problemas de otimização práticos, são caracterizados por variáveis discretas e contínuas e espaços de projetos descontínuos e não convexos. Assim, se técnicas tradicionais fossem empregadas, estas seriam ineficientes, computacionalmente caras e na maioria dos casos ineficientes. Dessa forma, os GAs se apresentam como uma ferramenta mais adequada nesse tipo de situação (GOLDBERG, 1989).

Como apresentado por Rao (2019), os GAs diferem das técnicas tradicionais de otimização nos seguintes aspectos:

- Uma população de pontos é utilizada para iniciar o algoritmo, técnicas tradicionais utilizam um único ponto. Uma vez que diversos pontos são utilizados como candidatos, o GA é menos propenso a encontrar um ótimo local e, assim, interromper prematuramente o processo iterativo;

- GAs utilizam apenas valores da função objetivo. Logo, derivadas e/ou informações auxiliares não são utilizadas;
- Em cada nova geração, um novo conjunto de vetores é produzido selecionando os pais aleatoriamente e cruzando-os com o antigo conjunto de vetores. Embora randomizado, os GAs não são simplesmente técnicas de buscas aleatórias, os mesmos são capazes de explorar, de forma eficiente, novas combinações com o conhecimento disponível visando encontrar uma nova geração com melhor aptidão para o objetivo requerido (princípio da genética natural, sobrevivência dos mais aptos).

Como apresentado, os GAs foram inspirados nos princípios da genética e seleção natural, portanto, "imitam" alguns elementos básicos da genética natural: reprodução, cruzamento (*crossover*) e mutação. O uso destes operadores produz sucessivamente gerações com valores de aptidão melhores para a média da população. Embora essa melhoria não possa ser provada matematicamente, este procedimento foi desenvolvido de modo a convergir para o melhor valor de aptidão da função objetivo. Portanto, a metodologia empregada nos GAs pode ser resumida através do fluxograma apresentado na Fig. 2.31

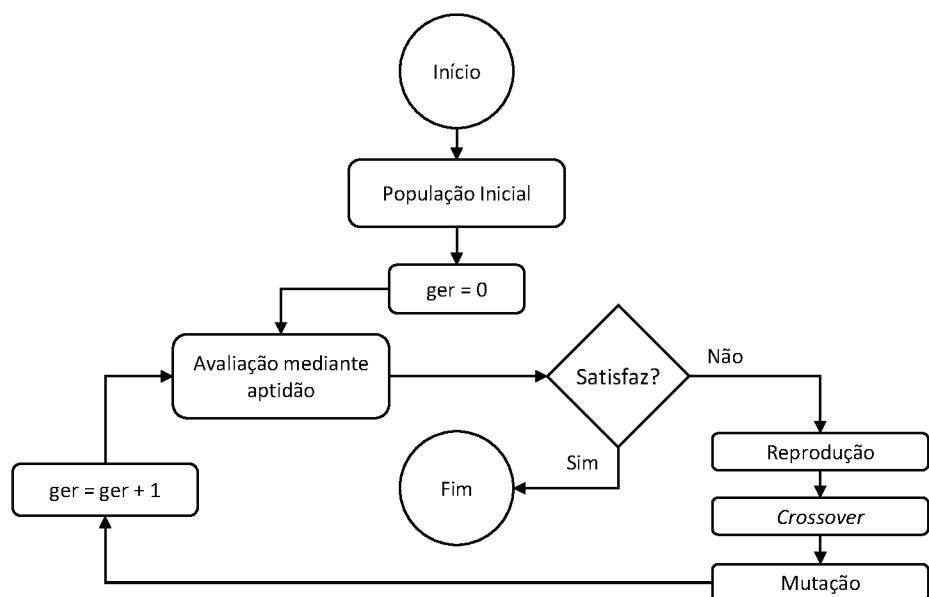


Figura 2.31: Fluxograma GA, adaptado de Rao (2019)

### 2.9.1.2 Evolução Diferencial

A evolução diferencial (DE) é um método de otimização proposto por Storn e Price (1997) quando buscavam melhores resultados adotando uma abordagem um pouco distinta dos algoritmos genéticos e estratégias de evolução com notoriedade na época. A ideia dos autores foi introduzir diferenças vetoriais como uma perturbação na população de vetores (ou indivíduos), resultando em uma metodologia com poucas variáveis de controle, robusta, de rápida convergência e de fácil utilização. O algoritmo DE pode ser descrito pelas etapas: Mutação, Crossover e Seleção, análogos a outros algoritmos heurísticos.

Contudo, a principal ideia do DE é a geração de novos indivíduos pela adição da diferença vetorial ponderada entre dois indivíduos escolhidos aleatoriamente na população a um terceiro indivíduo. Considere três vetores distintos escolhidos aleatoriamente na população na geração  $q$ , denominados  $X_{\alpha}^{(q)}$ ,  $X_{\beta}^{(q)}$  e  $X_{\gamma}^{(q)}$ . O processo pode ser descrito pela Eq. (2.81).

$$V^{(q+1)} = X_{\alpha}^{(q)} + F_p(X_{\beta}^{(q)} - X_{\gamma}^{(q)}) \quad (2.81)$$

onde  $F_p$  representa o fator de perturbação, o qual se trata de um número real positivo, pertencente ao intervalo  $[0,2]$ . A Fig. 2.32 apresenta graficamente este processo. Vale ressaltar que esta operação denota a mutação do algoritmo.

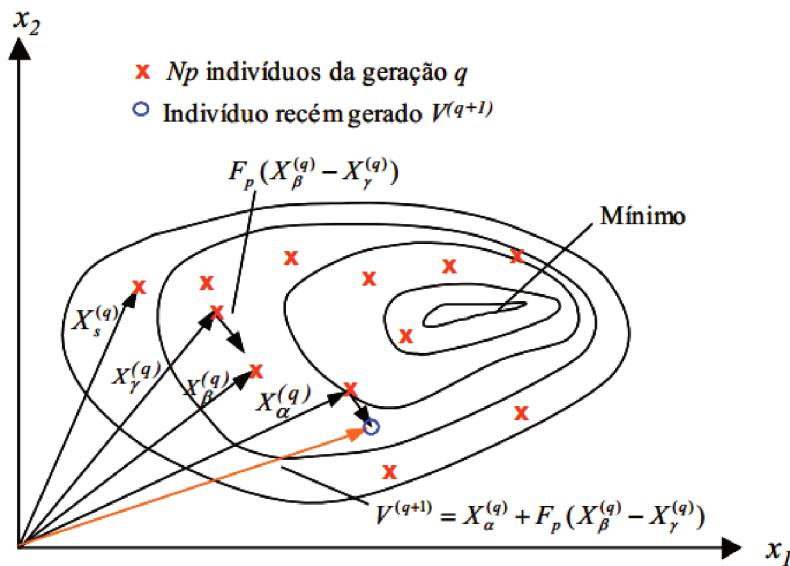


Figura 2.32: Representação gráfica do DE, Adaptado de Storn e Price (1997)

Além disso, os autores se preocuparam em elaborar variantes da ferramente, acrescentando robustez à técnica, chamando-as de estratégias. Para classificar essas variações, Storn e Price (1997) introduziram a notação:  $DE/x/y/z$ , onde:

- $x$  denota o vetor a ser mutado, podendo ser "rand" para randômico ou "best", onde o vetor de menor custo na população atual é selecionado;
- $y$  representa o número de vetores diferença utilizados;
- $z$  denota qual estratégia de *crossover* é utilizada.

Portanto, a Fig. 2.33 apresenta, de forma resumida, um fluxograma capaz de representar o funcionamento do DE:

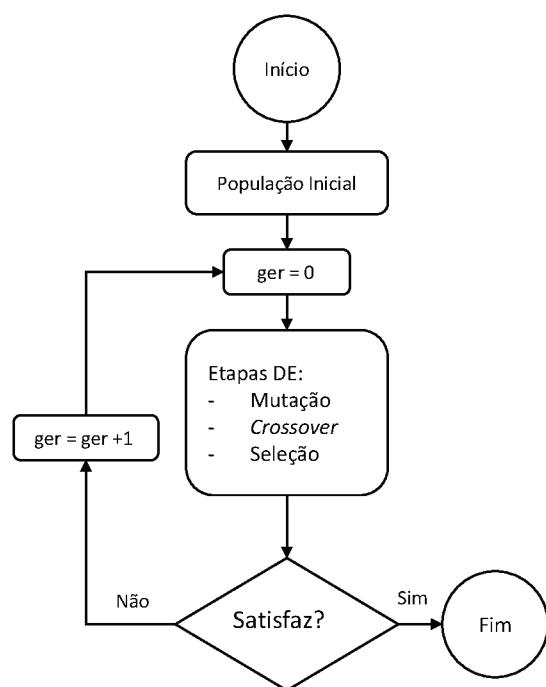


Figura 2.33: Fluxograma DE, Adaptado de Rao (2019)

# **Capítulo 3**

## **Modelagem e Caracterização da Bancada Experimental**

Neste capítulo, apresenta-se a concepção de um modelo numérico/computacional representativo da bancada experimental de AMB's utilizada neste trabalho, que terá como finalidade suportar as análises e o projeto das estratégias de controle propostas. Portanto, serão discutidos nas próximas seções tanto o processo de modelagem dos diversos subsistemas que compõem a bancada quanto a validação destes modelos com base em ensaios de laboratório. Neste ponto, deve-se mencionar que este trabalho foi desenvolvido como uma sequência do trabalho de Oliveira (2015). Portanto, para maiores detalhes a respeito da identificação e da modelagem, sugere-se a leitura desta referência.

### **3.1 Bancada Experimental**

A bancada experimental utilizada neste trabalho consiste em três módulos principais, sendo eles a bancada suportada por AMB's, o controlador, o módulo de aquisição/injeção de sinais MBResearch™. Os módulos são apresentados da esquerda para direita na Fig. 3.1.

O módulo de aquisição/injeção de sinais MBResearch™ é conectado à placa dSPACE 1202 MicroLabBox que por sua vez é conectada ao computador utilizando a interface do software ControlDesk 5.8 disponibilizada pela dSPACE. Mais detalhes sobre a interface utilizada no ControlDesk e as informações de comunicação com o

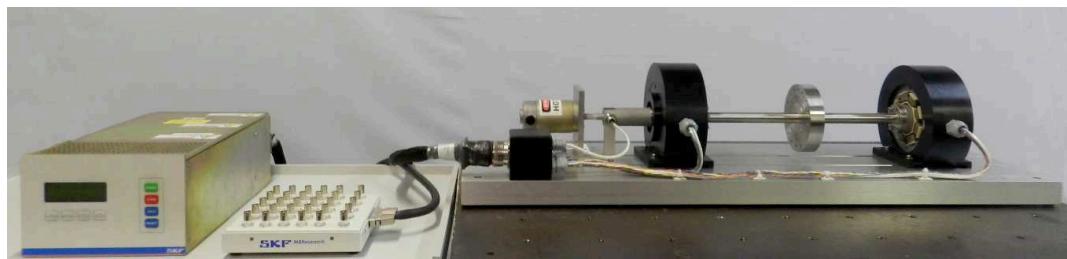


Figura 3.1: Controlador, Placa de Aquisição/Injeção de sinais e a Bancada de Mancais Magnéticos (vistos da esquerda para a direita)

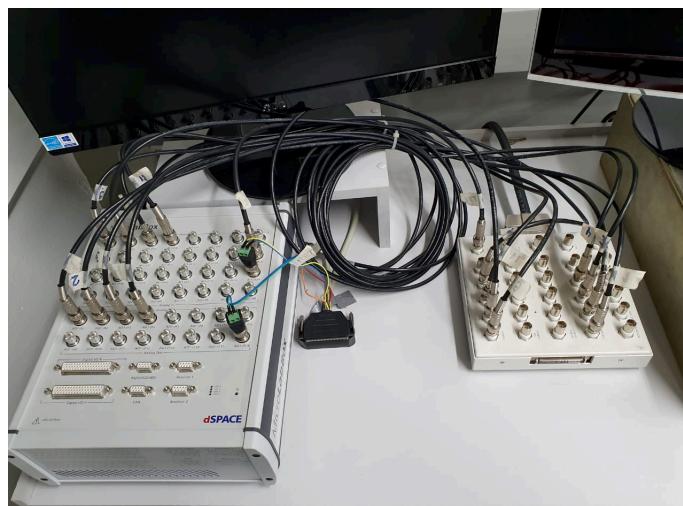


Figura 3.2: Placa de Aquisição/Injeção de sinais dSPACE 1202 MicroLabBox

MATLAB® serão apresentados na sequência.

O manual de operação da bancada experimental fornece as informações da Fig. 3.3 onde é possível identificar a localização dos principais componentes da bancada. O eixo é construído em aço 1020. Já a região compreendida entre os planos do sensor e do atuador é equipada com discos finos de aço laminado M-19 com a finalidade de reduzir as perdas por fuga de corrente. A massa total do conjunto rotativo é de 5,89 kg, sendo que 1,5 kg correspondem à massa do disco central. Na Fig. 3.4 apresenta-se as dimensões do conjunto. A Tab. 3.1 apresenta alguns dos parâmetros de projeto utilizados na modelagem dos AMB's.

A comunicação entre o computador e o controlador MBG4 é realizada por meio do software MBScope.NET disponibilizado pelo fabricante da bancada, a SKF. O software comunica-se com a bancada através de um conversor USB/RS-485. A Tab. 3.2 mostra um resumo das funções do software utilizado. Uma das propostas deste trabalho é operar a bancada experimental sem depender do software do fabricante.

Algumas das principais funções do software serão apresentadas nas próximas ses-

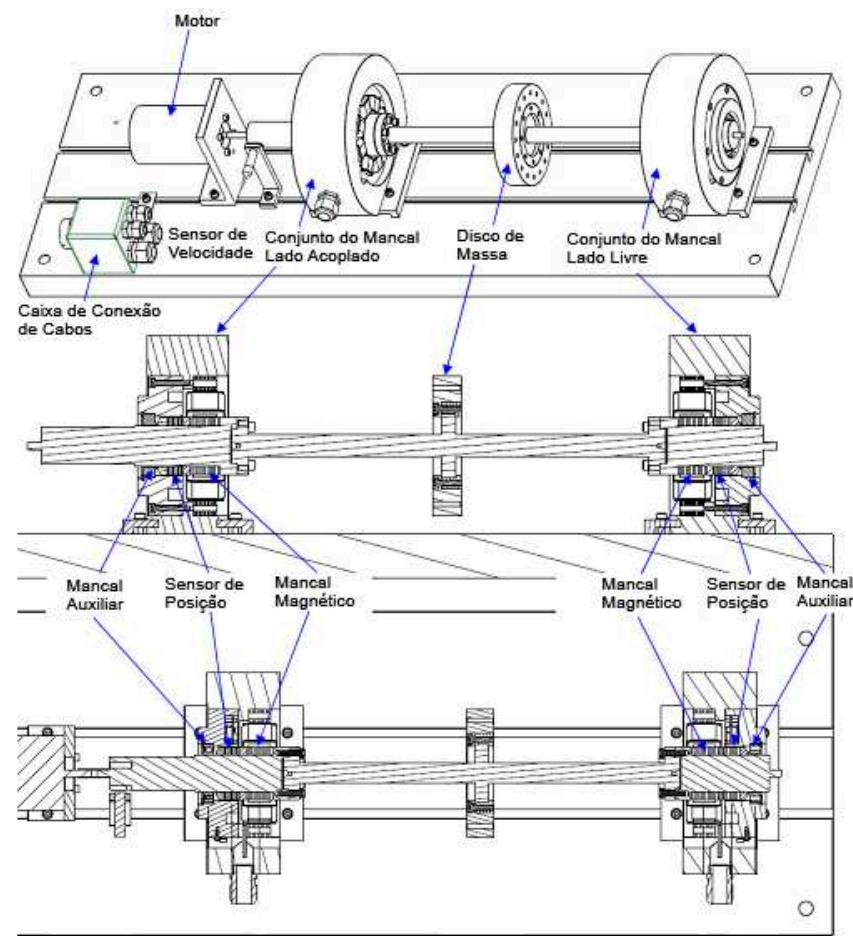


Figura 3.3: Componentes da bancada experimental (Traduzido de SKF User Manual (SKF, 2009))

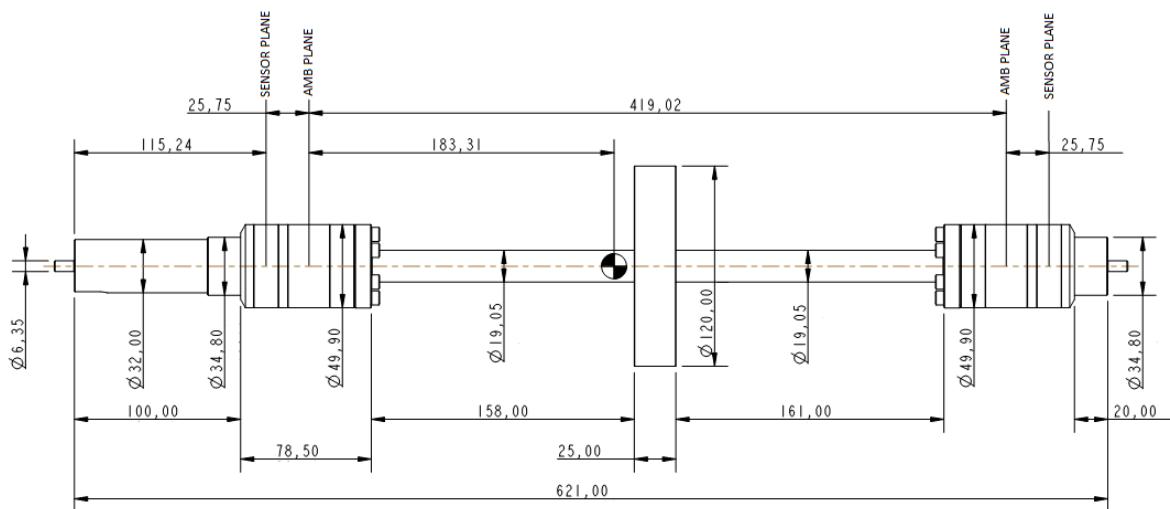


Figura 3.4: Dimensões do rotor.

Tabela 3.1: Especificações dos AMBs

Parâmetro	Unidade	
Número de espiras, $N$	276	
Entreferro, $g_0$	0,364	mm
Área projetada do pólo, $Ag$	430,74	mm <sup>2</sup>
Tensão de operação	10	V
Corrente de bias, $i_b$	1	A
Rigidez de corrente, $K_i$	99,15	N/A
Rigidez de posição, $K_x$	214,2	N/m
Capacidade de carga estática	283	N
Comprimento do eixo	645	mm
Massa do rotor com o Disco	5,89	kg
Potência do motor	500	W
Faixa de operação	0-12000	rpm

sões. Na Fig. 3.5 é possível observar a interface principal do *Configuration Panel*, onde são inseridos os dados do controle PID, corrente de bias e filtros. O software permite também controlar os dados para cada eixo dos mancais, individualmente ou por mancal.

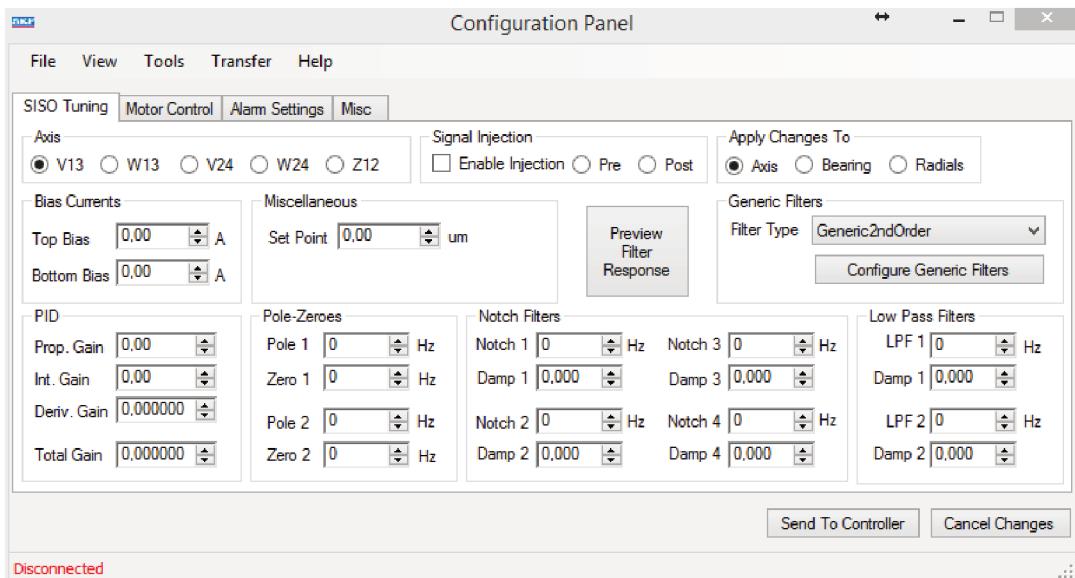


Figura 3.5: Painel de configurações do controlador

A partir das especificações de projeto fornecidas pelo fabricante e por dados ob-

Tabela 3.2: Descrição das funções do software MBScope

Função	Descrição
<i>Analyzer</i>	Utilizado para obter as funções de transferência dos mancais magnéticos
<i>Calibration</i>	Permite calibrar os sensores de posição e checar o funcionamento dos alarmes.
<i>Configuration Panel</i>	Utilizado para configurar o controlador.
<i>Event Viewer</i>	Armazena e apresenta os dados dos desligamentos devido a alguma anormalidade.
<i>Firmware Loader</i>	Utilizado para atualização do firmware do controlador.
<i>Orbits</i>	Exibe as órbitas ou correntes do sistema em tempo real para cada plano dos mancais magnéticos.
<i>Snapshots</i>	Apresenta em tempo real dados dos mancais magnéticos no domínio do tempo, domínio da frequência e dados estatísticos.
<i>Trending</i>	Ferramenta utilizada para aquisição e armazenamento de diversos sinais em tempo real ou em um intervalo pré-determinado.

tidos experimentalmente, desenvolveu-se modelos para cada um dos principais componentes que constituem a bancada experimental, tais como: rotor, amplificadores de potência, AMB's e sistema de controle. Com base nestes modelos individuais, elaborou-se um modelo do sistema completo, cuja concepção é apresentada na Fig. 2.26 por meio de um diagrama de blocos que contempla todos os componentes citados anteriormente e os subsistemas. A Fig. 2.25 mostra de maneira simplificada os componentes que constituem o modelo.

## 3.2 Modelo do Rotor

O modelo de Elementos Finitos do rotor foi elaborado utilizando software próprio a partir da formulação apresentada na Seção 2.1 e as dimensões do eixo apresentadas na Fig. 3.4, dedicado à análise dinâmica de sistemas rotativos, desenvolvido em ambiente MATLAB®. O eixo foi discretizado mantendo-se a razão comprimento/diâmetro abaixo de 1 em todas as seções, com a finalidade de garantir a acurácia do modelo

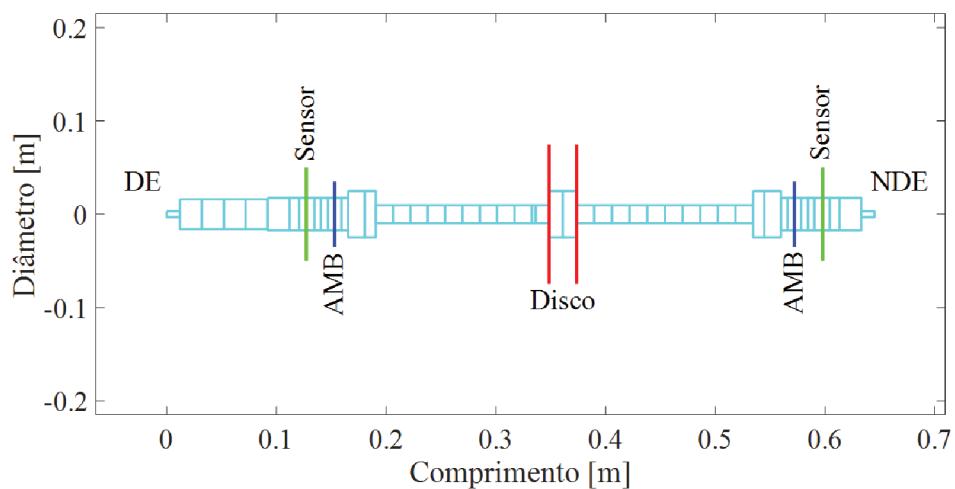


Figura 3.6: Modelo de Elementos Finitos do rotor

(VANCE; ZEIDAN; MURPHY, 2010). Desta forma, o modelo do rotor é composto por 51 elementos de viga de Timoshenko, com 4 gdl por nó, sendo dois deslocamentos e duas rotações ao longo das direções x e z, respectivamente. Portanto, o modelo possui 52 nós e 208 gdl. Tanto o disco central quanto os discos laminados foram considerados como corpos rígidos, agregando apenas propriedades de inércia ao sistema. Na Fig. 3.6 pode-se observar uma representação esquemática do modelo do rotor.

Logo após os estágios iniciais do desenvolvimento de máquinas rotativas suportadas por AMB's foram realizadas análises dos modos e das frequências naturais do rotor na condição livre-livre. Esta análise é essencial para o projeto bem sucedido de um controlador (Schmied e Kosenkov (2013); Schweitzer, Maslen et al. (2009)). A partir deste estudo, é possível avaliar quais modos estão localizados tanto dentro da faixa de velocidades de operação da máquina quanto na banda de frequência do controlador, pois os valores típicos de rigidez fornecido pelos mancais magnéticos são baixos. Além disso, também é possível determinar a influência da rigidez dos mancais sobre as frequências naturais através de uma análise paramétrica, além do impacto do efeito giroscópico através da análise do diagrama de Campbell, tanto numérica como experimentalmente, nas Fig. 3.8 e 3.9, respectivamente. Na Tab. 3.3 apresenta-se os valores das seis primeiras frequências naturais não amortecidas para o rotor na condição livre-livre (rigidez nula nos mancais) considerando o rotor em repouso (rotação nula).

Conforme pode ser observado na Tab. 3.3, apenas os cinco primeiros modos se localizam dentro da banda do controlador, estimada em 1000 Hz. Destes, somente os três primeiros modos (2 modos de corpo rígido e o primeiro modo de flexão) estão dentro da faixa de operação da máquina, que é de 0 a 12000 rpm. Portanto, para o projeto do controlador, em princípio, apenas os cinco primeiros modos devem ser efetivamente levados em consideração, sendo que os modos superiores devem ser atenuados por um filtro passa-baixa para evitar *spillover*. Na Fig. 3.7 apresenta-se

Tabela 3.3: Frequências naturais não amortecidas para o rotor na condição livre-livre

Modo	Descrição	Valor [Hz]
Nc1	Modo Cônico de corpo rígido	0,0
Nc2	Translação de corpo rígido	0,0
Nc3	1º modo de flexão	109,5
Nc4	2º modo de flexão	412,8
Nc5	3º modo de flexão	808,5
Nc6	4º modo de flexão	1179,3

um gráfico da variação das frequências naturais em função da rigidez nos mancais, juntamente com a máxima velocidade de operação contínua da máquina (*Maximum Continuous Operation Speed* - MCOS). Pode-se observar que, para baixos valores de rigidez, o rotor apresenta um comportamento análogo ao da condição livre-livre, que predomina até aproximadamente  $1.10^5$  N/m, quando as frequências naturais dos modos Nc1 e Nc2 (corpo rígido) começam a aumentar. Em contrapartida, para valores altos de rigidez, a partir de  $3.10^6$  N/m, as frequências naturais já não aumentam com o crescimento da rigidez nos mancais, conferindo ao sistema um comportamento análogo à condição de suporte engastado.

De acordo com Swanson et al. (2008) e Schweitzer, Maslen et al. (2009), deve-se almejar uma rigidez alvo para o sistema localizada em uma região do gráfico Rigidez dos Mancais x Frequências naturais, onde as curvas dos modos mais importantes apresentem uma inclinação significativa, pois tais valores de rigidez levam a um balanço razoável entre a energia de deformação dos mancais e do rotor, permitindo introduzir valores de amortecimento significativos através do sistema de controle. Con-

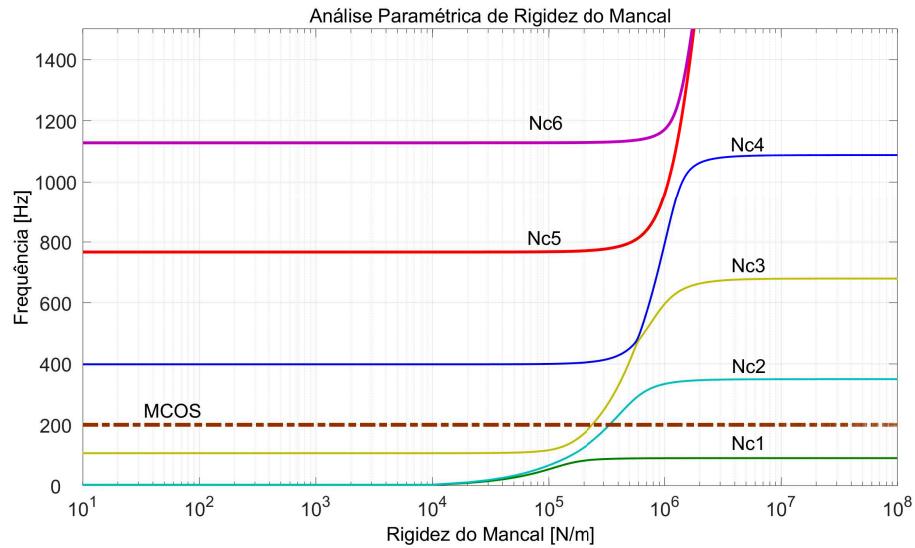


Figura 3.7: Modos Próprios do rotor na condição – 0 rpm

Tabela 3.4: Dados para o cálculo da rígidez efetiva dos mancais

Parâmetro	Valor	Unidade
$K_i$	102,06	N/m
$K_{amp}$	1,0	V/A
$K_p$	0,043	-
$K_s$	2,36e+05	N/m
$K_{sen}$	160	$\mu m/V$

siderando as curvas dos 3 primeiros modos (Nc1, Nc2 e Nc3), os valores de rígidez recomendados estariam em uma faixa entre  $1.10^5$  N/m e  $3,5.10^5$  N/m.

A rígidez efetiva para o sistema, operando com um controlador PID a baixas velocidades, pode ser estimado de acordo com a Eq.(3.1):

$$k_{ef} = K_i K_{amp} \left( K_p + \frac{K_s}{K_i K_{amp} K_{sen}} \right) K_{sen} \quad (3.1)$$

onde  $k_{ef}$  é a rígidez efetiva dos mancais,  $K_i$  é a rígidez de corrente,  $K_{amp}$  é o ganho do amplificador,  $K_p$  é o ganho proporcional do controlador,  $K_s$  é a rígidez de posição e  $K_{sen}$  é a sensibilidade do sensor de posição. Na Tab. 3.4 apresentam-se os dados necessários, fornecidos pelo fabricante.

Com base na Tab. 3.4, o valor estimado para a rígidez eficaz do sistema é  $k_{ef} = 2,37.10^5$  N/m, valor este que se encontra dentro da região alvo.

Na Fig. 3.8 apresenta-se o diagrama de Campbell para o sistema, considerando que a rigidez dos mancais é igual a rigidez equivalente estimada.

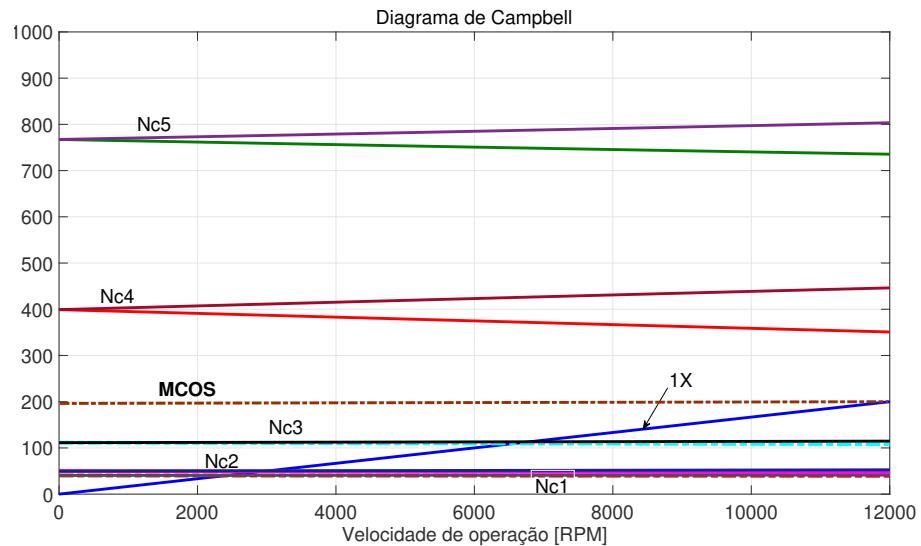


Figura 3.8: Diagrama de Campbell

Observando-se a Fig. 3.8, verifica-se que apenas os três primeiros modos estão localizados abaixo da máxima velocidade de operação; apesar disso, os modos Nc4 e Nc5 também devem ser considerados no projeto de controladores, pois estão dentro da banda de frequência do controlador que, de acordo com o fabricante, é de aproximadamente 1000 Hz.

Os modos Nc1, Nc2 e Nc3 são muito pouco sensíveis à variação da velocidade de operação, pois os modos de precessão direta e reversa se separam muito pouco conforme a velocidade aumenta. Já os modos Nc4 e Nc5 são bastante influenciados pelo efeito giroscópico. Assim sendo, esta variação também consiste em um problema

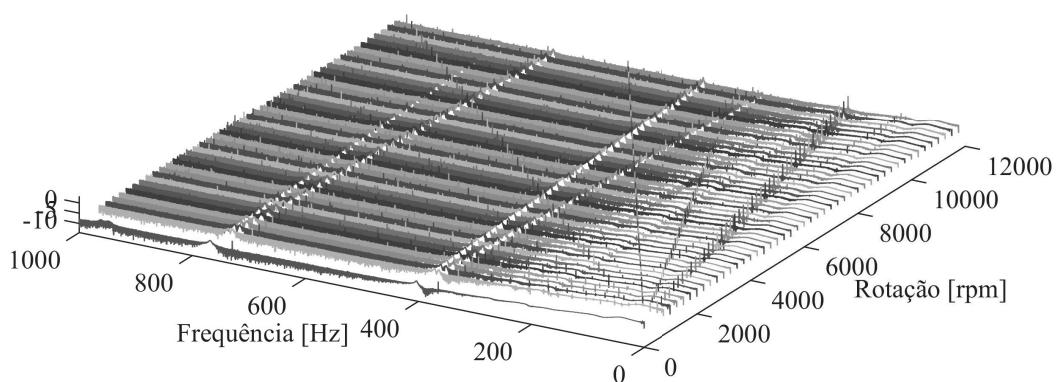


Figura 3.9: Diagrama de Campbell experimental

interessante a ser considerado na concepção do controle.

De acordo com Skogestad e Postlethwaite (2007), uma ferramenta muito importante para se determinar os modos predominantes do sistema é a distribuição da magnitude relativa dos valores singulares de Hankel. Analisando-se os valores singulares de Hankel para o sistema em estudo, apresentados na Fig. 3.10, pode-se concluir que os modos dominantes são apenas os dois primeiros de corpo rígido (Nc1 e Nc2) e os dois primeiros de flexão (Nc3 e Nc4). Com isto, seria possível representar adequadamente o comportamento dinâmico do rotor empregando um modelo modal de ordem 8; porém, preferiu-se uma abordagem um pouco mais segura, incluindo também os modos Nc5 e Nc6.

Na Fig. 3.11 apresenta-se os primeiros 4 modos de flexão do rotor, juntamente com as posições dos sensores e dos AMB's, sendo possível verificar que o controle é não colocado. Com base nestas informações é possível avaliar a controlabilidade e a observabilidade do sistema do rotor (Schmied e Kosenkov (2013); Schweitzer, Maslen et al. (2009)). Caso um modo possua um nó coincidente com um sensor, ele não é observável; analogamente, se um modo possui um nó coincidente com o plano de um atuador ele não é controlável. Caso haja um nó localizado entre o plano do sensor e do atuador correspondente deve-se atentar para este aspecto, pois há uma defasagem de 180º entre o sinal medido e a força aplicada, comprometendo a estabilidade do sistema.

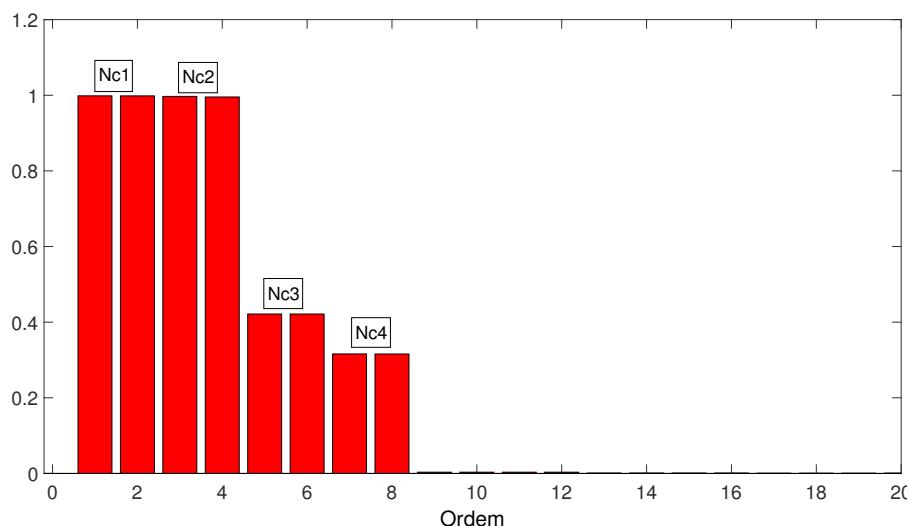


Figura 3.10: Valores Singulares de Hankel do modelo modal do rotor

Na Fig. 3.11 pode-se verificar que o modo Nc3 possui boa observabilidade e boa

controlabilidade em ambos os mancais. Já o modo Nc4 possui boa observabilidade em ambos os mancais, mas possui um nó muito próximo do atuador do lado livre, comprometendo a sua controlabilidade. Os modos Nc5 e Nc6 possuem boa observabilidade e controlabilidade nos dois mancais, mas ambos apresentam um nó entre o atuador e o sensor do lado livre, inspirando cuidados durante a fase de projeto do controlador.

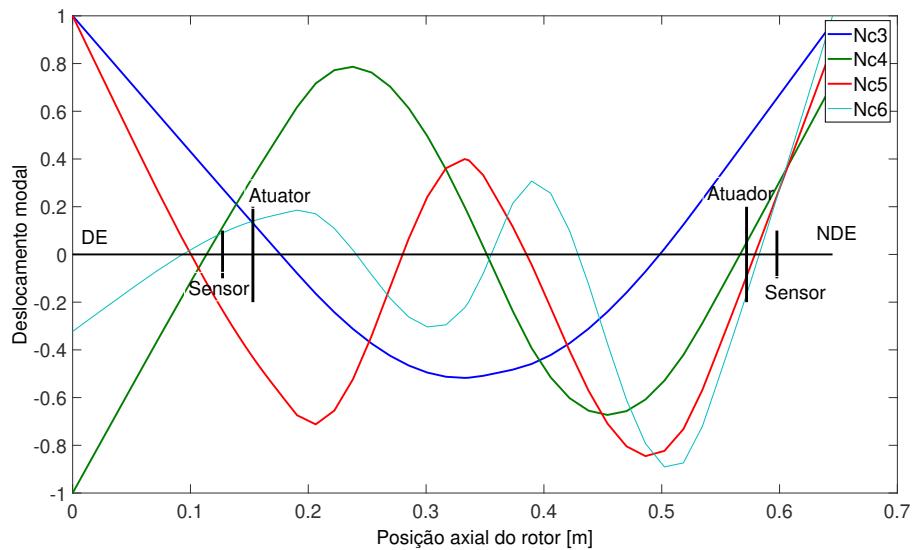


Figura 3.11: Modos Próprios do rotor na condição livre-livre – 0 rpm

### 3.3 Caracterização dos Componentes Eletrônicos do Sistema

Os principais componentes eletrônicos, como atuadores, amplificadores, sensores e controladores serão apresentados nessa seção. Como discutido nos capítulos anteriores, a modelagem matemática das funções de transferência foram implementadas em ambiente MATLAB®/SIMULINK.

Em um mancal magnético, é necessário um sistema de controle ativo para manter a estabilidade do sistema rotor-mancal. O sistema de controle utiliza sinais emitidos por sensores, localizados adjacentes aos atuadores, para determinar a corrente de estabilização necessária. Amplificadores, então, proporcionarão a corrente necessária para os atuadores, os quais criam as forças de estabilização na forma de fluxo eletromagnético (forças eletromagnéticas). Esse circuito de malha fechada é retroalimentado

milhares de vezes por segundo. A Fig. 3.12 mostra o diagrama de controle de um mancal radial, em um único plano de controle, de um sistema controlador. Além da malha retroalimentada de estabilização do mancal, um controlador de malha aberta também pode ser simultaneamente usado para minimizar as vibrações transmitidas para os suportes dos mancais.

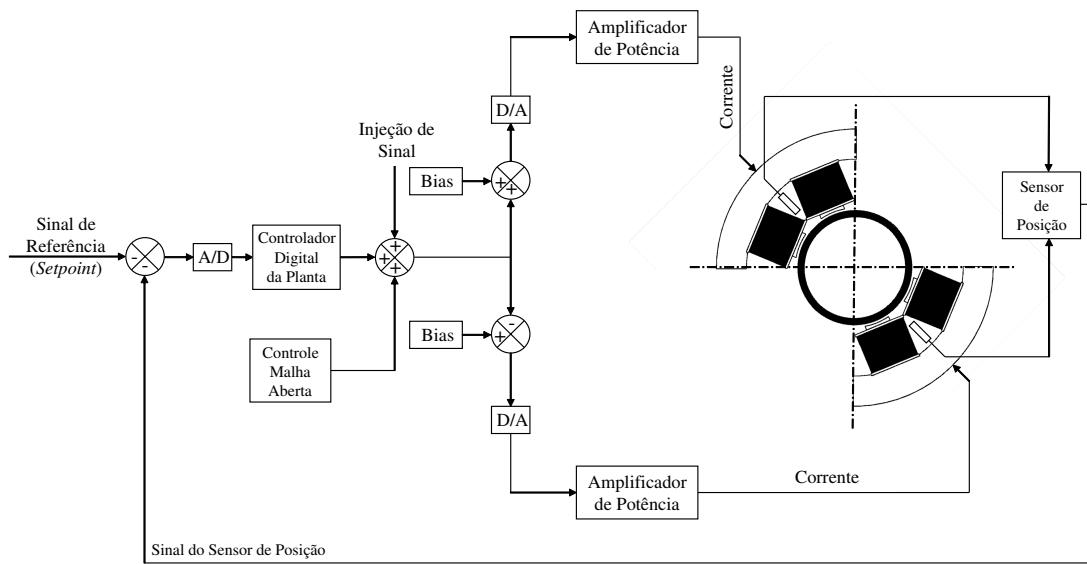


Figura 3.12: Diagrama do sistema de controle por eixo (Adaptado de *SKF Hardware Manual (2009)*)

De acordo com o diagrama, para eliminar componentes de alta frequência, o sinal de posição passa por um filtro *anti-aliasing* antes de ser comparado ao sinal de referência para determinar o erro de posição em relação ao centro geométrico do mancal, sendo adotado como posição zero. Em seguida, o sinal passa por um conversor Analógico-Digital, afim de discretizar o sinal e otimizar o processamento antes de alimentar o controlador. Quando esse sinal chega ao controlador, a corrente necessária para estabilizar o sistema é calculada e somada a uma corrente de bias definida de acordo com o projeto, antes de ser enviada para o amplificador. A força requerida pelo sistema é amplificada e passa por um conversor Digital-Analógico alimentando o atuador inferior. Já a corrente que alimenta o atuador superior é obtida subtraindo-se a corrente de controle da corrente de *bias*, que então passa por um conversor Digital-Analógico antes de chegar ao atuador.

### 3.3.1 Sensores de Posição e Filtros Anti-Aliasing

Uma parte importante do desempenho de um mancal magnético depende das características dos sensores de deslocamento utilizados. Para medir a posição de um rotor em movimento, devem ser utilizados sensores sem contato que, além disso, devem poder medir em uma superfície rotativa. Uma superfície irregular produzirá distúrbios de ruído e erros de geometria podem causar interferência com a frequência de rotação ou com seus múltiplos.

Além disso, dependendo da aplicação, as velocidades, correntes, densidades de fluxo e temperaturas devem ser medidas em sistemas com mancais magnéticos. Ao selecionar os sensores de deslocamento, dependendo da aplicação, a faixa de medição, a linearidade, a sensibilidade, a resolução e a faixa de frequência devem ser levadas em consideração, bem como:

- Faixa de temperatura, desvio de temperatura do ponto zero e sensibilidade;
- Imunidade a ruídos contra outros sensores, campos magnéticos alternados dos eletroímãs, distúrbios eletromagnéticos dos amplificadores comutados;
- Fatores ambientais, como poeira, mídia agressiva, vácuo ou radiação;
- Fatores mecânicos como choque e vibração;
- Fatores elétricos, como problemas de aterramento associados a sensores capacitivos.

As tecnologias mais importantes de sensores de deslocamento são as que se encontram nos seguintes tipos de sensores:

- sensores indutivos;
- sensores de corrente de Foucault;
- sensores capacitivos;
- sensores magnéticos.

Para medir a posição do eixo são utilizados dois sensores de relutância variável por eixo, que é determinada pela diferença entre os sinais provenientes de ambos os

sensores. Este sinal resultante é então subtraído do valor de referência (*set point*) para fornecer o sinal de erro, este usado para alimentar o controlador.

De acordo com o fabricante, são instalados filtros *anti-aliasing* em cascata com os sensores de posição com a finalidade de suprimir componentes de alta frequência.

A função de transferência completa do sistema de medição, englobando os sensores de posição e os filtros *anti-aliasing*, é obtida a partir de uma sequência em cascata de quatro filtros passa baixa de segunda ordem e um de primeira ordem, sendo as funções de transferência descritas pelas equações 3.2 e 3.3, respectivamente.

$$LP_i = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + 1}, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.2)$$

$$LP_5 = \frac{\omega_5}{s + \omega_5} \quad (3.3)$$

onde:

$$\omega_1 = \omega_2 = 1,289 \times 10^5 \text{ rad/s}; \omega_3 = 6,28 \times 10^4 \text{ rad/s}; \omega_4 = 1,256 \times 10^5 \text{ rad/s}; \\ \omega_5 = 1,24 \times 10^5 \text{ rad/s}; \xi_1 = \xi_2 = 0,29; \xi_3 = \xi_4 = 1,00$$

Verifica-se na Fig. 3.13 que a função de transferência do sistema de medição de posição possui uma faixa de resposta plana bastante ampla, que chega até aproximadamente 1000 Hz para a fase e vai até aproximadamente 3000 Hz em magnitude. Desta forma, a sua banda de frequência é muito superior à do controlador, o que limita muito a sua influência sobre o comportamento dinâmico da planta. Portanto, não foi necessário realizar o levantamento experimental das funções de transferência para este modelo. Em contrapartida, empregou-se a ferramenta *Calibration*, que faz parte do software MBScope.NET, para obter a sensibilidade estática para cada um dos eixos, conforme se observa na Tab. 3.5.

Tabela 3.5: Sensibilidade Estática para o sistema de medição de posição

Eixo	Valor	Unidade
V13	159,0	$\mu\text{m}/\text{V}$
W13	142,0	$\mu\text{m}/\text{V}$
V24	171,3	$\mu\text{m}/\text{V}$
W24	170,1	$\mu\text{m}/\text{V}$

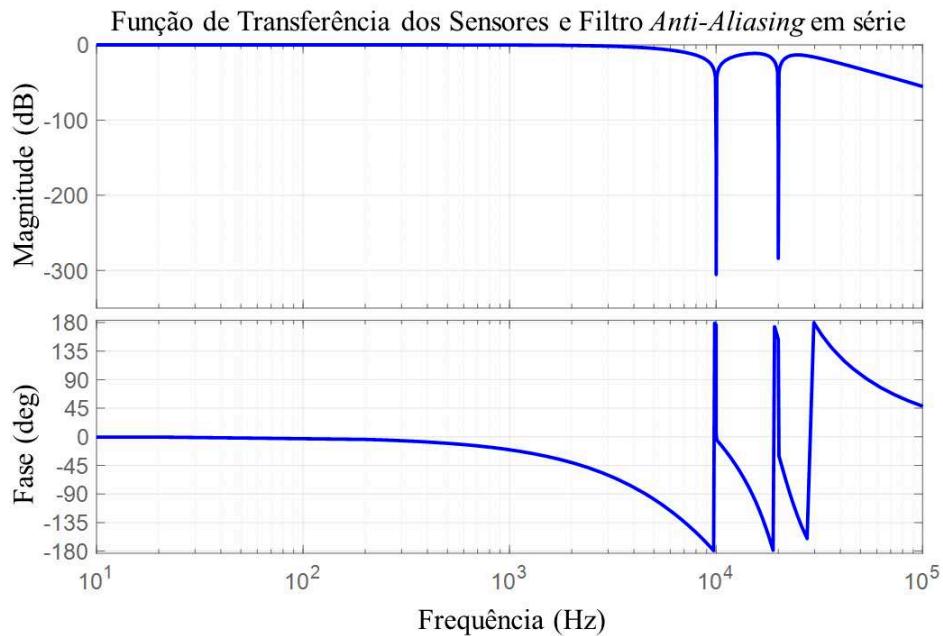


Figura 3.13: Função de Transferência dos Sensores/Filtro *Anti-Aliasing*

### 3.3.2 Amplificadores de Potência

Os amplificadores são empregados para fornecer às bobinas dos atuadores as correntes necessárias para a geração das forças magnéticas requeridas para manter a posição desejada do rotor. De acordo com o fabricante, os amplificadores empregados são simplesmente comutadores de tensão que são ligados em alta frequência por um sinal PWM (*pulse-width modulation*, modulação por largura de pulso) provido pelo controlador.

O sinal de saída vindo do circuito de controle é tipicamente uma pequena voltagem proporcional à corrente a ser enviada para os enrolamentos do mancal. Entretanto, a corrente requerida é normalmente muito maior, da ordem de amperes, tal que um amplificador de potência é necessário para cada enrolamento do mancal. A função de transferência de um amplificador pode ser expressa conforme Sanadgol (2006). O comportamento de um amplificador pode ser representado por uma função de transferência de primeira ordem:

$$G_{amp} = K_{amp} \frac{1}{\frac{1}{\omega_{camp}}s + 1} \quad (3.4)$$

onde:

$G_{amp}$  é a função de transferência do amplificador;  $K_{amp}$  é o ganho do amplificador;

$\omega_{amp}$  é a largura de banda do amplificador.

Devido a sua alta eficiência e grande capacidade, os amplificadores de comutação são mais amplamente usado do que amplificadores lineares. O amplificador de comutação alterna a tensão fixa mais rapidamente, de modo que a saída de corrente média seja aproximadamente proporcional à tensão de entrada. Quando uma técnica de desmodulação é usada para estimar o deslocamento, o ruído de comutação se torna um sinal e não um ruído.

A modulação por largura de pulso (PWM) é amplamente usada como algoritmo de comutação. Existem vários outros algoritmos de comutação que não tratam o componente de comutação como um amplificador linear. Alguns exemplos desses algoritmos são: amostra e espera, histerese e atraso de tempo (ou largura mínima de pulso) (KEITH, 1990). Os objetivos desses algoritmos são os de limitar a taxa de comutação para que a eficiência da comutação seja preservada e combinar a corrente de saída média com a corrente de entrada média. Algoritmos assíncronos, como o PWM, histerese e atraso de tempo, têm distorção significativamente menor do que os algoritmos síncronos representados por amostra e espera.

Para obter o modelo para os amplificadores foram utilizados os valores fornecidos pelo fabricante para a solução da Eq.(3.4). De acordo com o fabricante,  $K_{amp}$  é próximo de 1 [A/V] e a banda do controlador,  $\omega_{camp}$ , está em torno de 1000 Hz. A banda de frequência dos amplificadores é definida a partir da frequência de cruzamento, ou seja, a frequência na qual amplitude é reduzida em 3 dB.

As função de transferência do amplificador foi levantada, afim de validar a informação do fabricante e conhecer suas limitações. Para o procedimento, utilizou-se um osciloscópio Tektronix modelo TPS 2014 e uma fonte de alimentação MINIPA modelo MFG-4220. O procedimento consiste em inserir um sinal senoidal com amplitude e frequência conhecidas na entrada dos amplificadores com o auxílio da fonte de alimentação. Em seguida, o sinal de entrada, o de saída e a defasagem relativa entre ambos é gravada pelo osciloscópio. Este procedimento experimental foi repetido para 63 valores de frequência localizados em uma faixa entre 10 e 1000 Hz, como mostra a Fig. 3.14.

Com base no gráfico da magnitude, apresentado na Fig. 3.15, nota-se que o modelo ajustado representa adequadamente o sistema real para uma faixa de frequê-

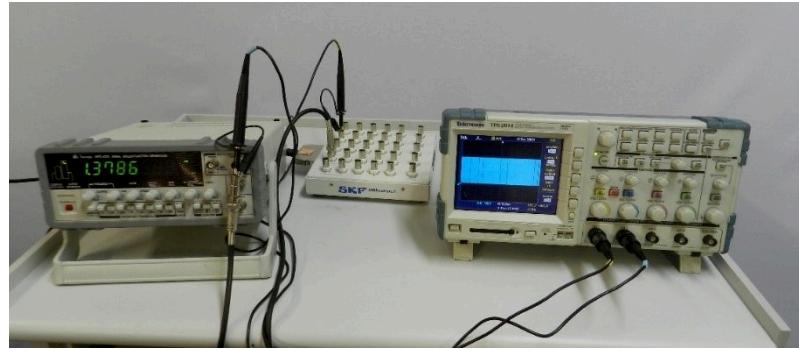


Figura 3.14: *Set up* experimental usado no levantamento das Funções de Transferência dos Amplificadores

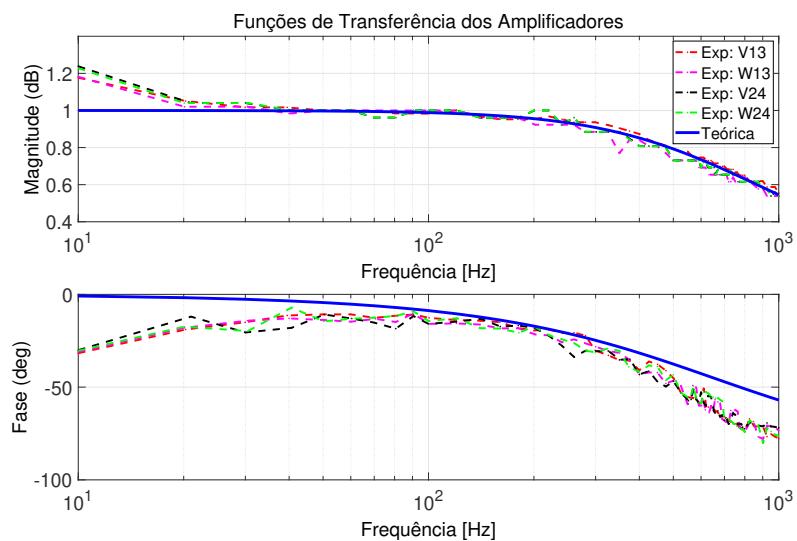


Figura 3.15: Funções de Transferência dos Amplificadores

cias compreendidas entre 20 e 1000 Hz. Entretanto, para frequências abaixo do limite inferior, há um distanciamento entre a resposta do modelo e a do sistema real. Um comportamento similar pode ser visualizado nas curvas de fase em uma faixa entre 20 Hz e aproximadamente 800 Hz. Esta discrepância, principalmente nas frequências abaixo de 20 Hz, pode ser atribuída à saturação dos amplificadores e a outras dificuldades relacionadas aos circuitos eletrônicos empregados, tais como os filtros.

### 3.3.3 O Atraso do Sistema

Uma aproximação de Padé de 2<sup>a</sup> ordem foi utilizada para representar o atraso relacionado aos conversores A/D e D/A devido ao processamento do controlador, com uma frequência de amostragem que segundo o fabricante é de 10kHz.

Schweitzer, Maslen et al. (2009) e Yoon, Lin e Allaire (2012) consideram que o

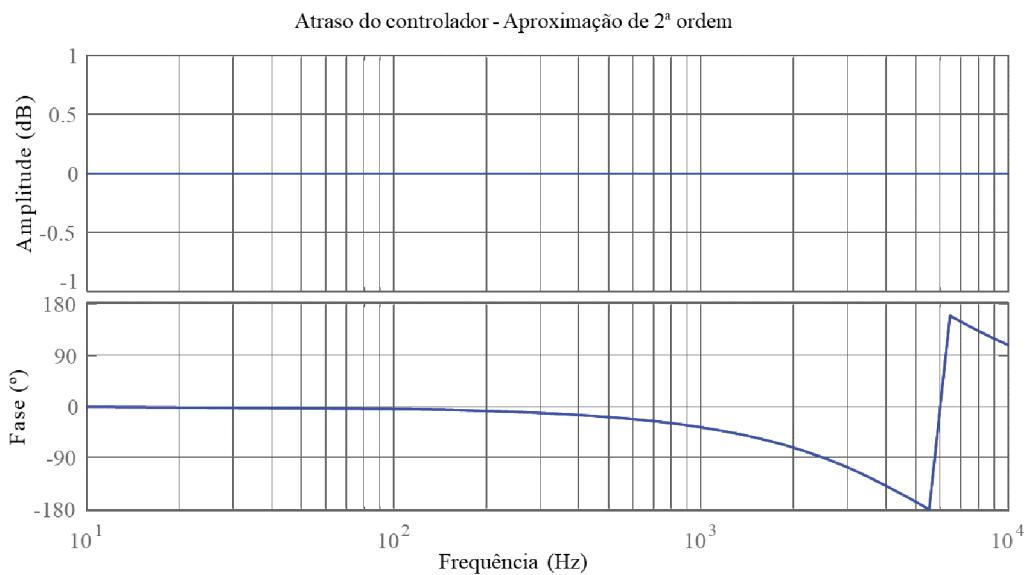


Figura 3.16: Atraso do controlador

tempo de atraso total é dado por  $1,5T_s$  com a finalidade de considerar também o atraso decorrente das conversões A/D (Analógico-Digital) e D/A (Digital-Analógico).

Para o sistema proposto, foi utilizada a aproximação de Padé para representar o atraso. A função de transferência que descreve a aproximação de Padé é baseada na frequência de amostragem do controlador é apresentada na Eq. (3.5), onde  $T_s = 100\mu s$  corresponde ao tempo de atraso (tempo morto), que é dado pelo inverso da frequência de amostragem do controlador, sendo obtida a partir da inversão da frequência de amostragem do controlador.

Verifica-se na Fig. 3.16 que a função de transferência não altera a amplitude do sinal, mas provoca uma defasagem de aproximadamente  $-20^\circ$  na região próxima a 650 Hz, que é a frequência de cruzamento do amplificador. Portanto, a consideração do atraso de tempo é imprescindível para que se obtenha um modelo representativo.

$$e^{-T_s s} \approx \frac{\left(1 - \frac{T_s s}{2n}\right)^n}{\left(1 + \frac{T_s s}{2n}\right)^n} \quad (3.5)$$

### 3.4 Controlador PID e Filtros

Para realizar os ensaios de validação do modelo, optou-se pela utilização do controlador PID desenvolvido pela SKF, devido a sua praticidade e necessidade de um

controlador para estabilizar a planta.

O software do controlador dispõe de vários recursos, como a setagem dos parâmetros de ganho do PID, além das características dos que estão em série com a planta. Para esse fim, filtros do de avanço de fase, genéricos de segunda ordem são utilizados e adequados suas frequências e amortecimento de acordo com a função de resposta em frequência (FRF) do sistema. A Eq. (3.6) compõe o sistema em série,

$$G_{ctrl} = (PID) (Lead/lag)_i (Gen)_i \quad i = 1, 2; \quad (3.6)$$

onde  $G_{ctrl}$  é a função de transferência do controlador, sendo que os elementos do lado direito da equação representam as três funções de transferência.

### 3.4.1 O Controle PID

O controlador PID possui uma estrutura descentralizada entre os quatro eixos. O controlador foi escolhido devido a sua simplicidade e eficiência. Deve-se levar em consideração, que apenas o filtro PID não é suficiente para garantir a estabilidade do sistema, uma vez que o projeto dos filtros é voltado para fazer diminuir fenômenos como: defasamento, instabilidade pela excitação do eixo, ruídos e distúrbios, dentre outros.

Na Equação (3.7) apresenta-se a função de transferência para um controle PID contínuo.

$$PID = \frac{K_T (K_D s^2 + K_P s + K_I)}{s} \quad (3.7)$$

Onde  $K_T$  é o ganho total, que multiplica todos os outros ganhos simultaneamente;  $K_P$ ,  $K_D$  e  $K_I$  são os ganhos proporcional, derivativo e integral, respectivamente. Em geral, o ganho proporcional afeta principalmente a rigidez do sistema, pois multiplica diretamente o deslocamento. Já o ganho derivativo afeta o amortecimento, pois multiplica a velocidade e, por fim, o ganho integral possui a finalidade de eliminar o erro em regime estacionário (*offset*).

A Tabela 3.6 apresenta os valores dos ganhos para o controlador proposto pelo fabricante. Dado que o ganho derivativo é nulo para o sistema considerado, o controlador é caracterizado como um PI.

O diagrama de blocos utilizado para controlar cada um dos eixos dos mancais mag-

Tabela 3.6: Ganhos do controle PID

Parâmetro	Eixo			
	V13	W13	V24	W24
$K_T$	0,0062	0,00620	0,0046	0,0046
$K_P$	1,05	1,05	1,07	1,07
$K_D$	0,0	0,0	0,0	0,0
$K_I$	60,0	60,0	35,0	35,0

néticos pode ser visto na Fig. 3.17, representados pelo sistema em série do controlador PI, ganho e funções dos filtros. O controlador é alimentado com as leituras/dados de posição do sistema gerados pelo modelo e a saída é o sinal de corrente que será inserido no atuador para estabilização do rotor.

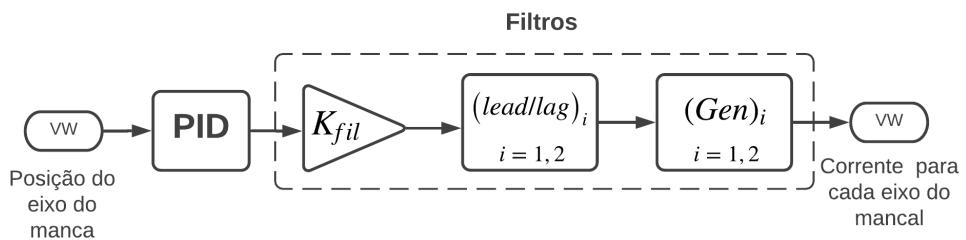


Figura 3.17: Diagrama de blocos do controlador PI no Simulink.

### 3.4.2 Filtros

#### 3.4.2.1 Filtros Lead/Lag e Genéricos

O filtro *Lead-lag* é um componente de um sistema de controle que melhora uma resposta em frequência indesejável de um sistema de realimentação de controle, sendo esse fundamental na teoria clássica de controle.

Dada a planta de controle, as especificações desejadas podem ser alcançadas usando compensadores. Esse tipo de compensador é usado para melhorar os parâmetros do sistema, como reduzir o erro em estado estacionário, reduzir o pico de ressonância, melhorar a resposta do sistema, reduzindo o tempo de subida. Todas essas operações também podem ser realizadas por compensadores, usadas na técnica de compensação em cascata.

Um filtro de avanço de fase é caracterizado pela adição de um polo e um zero ao sistema, onde a frequência do polo é maior do que a frequência do zero (OGATA; SEVERO, 1998). Aplicando-se essa técnica, um ganho na magnitude do sinal e na fase é notada na região compreendida entre estas duas frequências. Ele é indicado para lidar com frequências naturais localizadas dentro da faixa de operação da máquina. Ao se posicionar um zero antes de um polo depois de uma frequência natural, produz-se um incremento de fase que pode amortecer consideravelmente este modo problemático. Esta técnica é conhecida como estabilização de fase. Entretanto, como o ganho também é aumentado nesta região, deve-se cuidar para que a margem de estabilidade não seja comprometida.

De maneira análoga, o filtro de atraso de fase é constituído por um polo e um zero. Para esse caso, o zero está localizado em uma frequência acima da frequência do polo. Desta forma, obtém-se uma atenuação na amplitude, mas uma redução de fase na região entre o polo e o zero.

Deve-se mencionar que, tanto para o filtro de avanço quanto para o filtro de atraso de fase, o seu efeito máximo ocorre na média geométrica entre a frequência do polo e do zero. Na Eq. (3.8) apresenta-se a expressão que representa os filtros de avanço e de atraso de fase. Em sequência, na Tab. 3.7 são apresentados os valores correspondentes a esses parâmetros.

$$Lead/lag_i = K_c \alpha_i \frac{T_i s + 1}{\alpha_i T_i s + 1}, ; i = 1, 2 \quad (3.8)$$

onde:  $K_c$  é o ganho;  $\alpha_i$  é o fator de atenuação.

Para  $0 < \alpha_i < 1$  tem-se um filtro de avanço de fase, já para  $1 < \alpha_i$  tem-se um filtro de atraso de fase;  $-1/\alpha_i T_i$  é a localização do polo e  $-1/T_i$  é a localização do zero;

Os filtros genéricos de segunda ordem também representam uma opção para auxiliar no controle do sistema. Com eles é possível alterar tanto o ganho quanto a fase do sistema em pontos estratégicos do sistema baseado na FRF. A Eq. (3.9) e a Tab. (3.8) apresentam a função de transferência e os valores adotados, respectivamente.

$$Gen_i = \frac{s^2 + 2\xi_{Ni}\omega_{Ni}s + \omega_{Ni}^2}{s^2 + 2\xi_{Di}\omega_{Di}s + \omega_{Di}^2}, ; i = 1, 2 \quad (3.9)$$

Os ganhos do filtro  $k_{fil}$  são 0.45 para o lado acoplado e 2.0 para o lado livre. A

Tabela 3.7: Parâmetros dos filtros de avanço/atraso de fase

Filtro	Parâmetro	Valor [rad/s]	
		V13 e W13	V24 e W24
<i>Lead/lag</i> <sub>1</sub>	$-1/T_1$ (Zero)	483	157
	$-1/\alpha_1 T_1$ (Polo)	2513	471
<i>Lead/lag</i> <sub>2</sub>	$-1/T_2$ (Zero)	779	1634
	$-1/\alpha_2 T_2$ (Polo)	2569	10619

Tabela 3.8: Parâmetros dos filtros genéricos

Filtro	Parâmetro	Eixo	
		V13 e W13	V24 e W24
<i>Gen</i> <sub>1</sub>	$\omega_{N1}, \xi_{N1}$	2350 rad/s; 0,08	1791 rad/s; 0,41
	$\omega_{D1}, \xi_{D1}$	1759 rad/s; 0,37	1791 rad/s; 0,26
<i>Gen</i> <sub>2</sub>	$\omega_{N2}, \xi_{N2}$	4712 rad/s; 0,03	2513 rad/s; 0,27
	$\omega_{D2}, \xi_{D2}$	4178 rad/s; 0,16	2953 rad/s; 0,21

resposta do filtro para o eixo acoplado (VW13) e para o lado livre (VW24) no sistema é mostrada na Fig. 3.18.

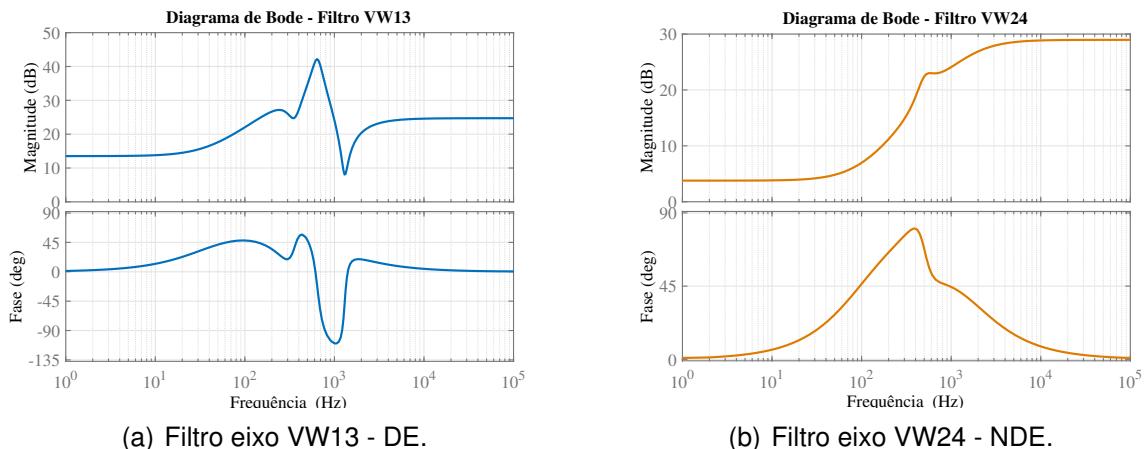


Figura 3.18: Resposta da associação dos filtros em série.

# Capítulo 4

## Análise dos Resultados

Neste capítulo os resultados dos controladores projetados são apresentados, bem como os critérios de análise dos mesmos utilizados. Serão discutidas as métricas de avaliação dos controladores que serão empregadas para comparar o desempenho e a estabilidade de cada um dos controladores. A apresentação dos dados será baseada em comparações numérico-experimental levando-se em consideração a ISO 14839 voltada a mancais magnéticos.

### 4.1 Avaliação da Margem de Estabilidade

Para a análise dos resultados obtidos foram utilizadas a análise de sensibilidade e de malha fechada, a avaliação em regime transiente, o consumo de energia dos controladores e níveis de vibração do eixo. As análises são baseadas nas normas ISO14839-4:2012 (2012) e API:684 (2005), que abordam as principais funções de transferência para sistemas rotativos suportados por AMB's definidas como: função de transferência do ramo direto,  $G_o$ , a função de transferência em malha fechada,  $G_c$ , e a função de sensibilidade,  $G_s$ .

A Função de Sensibilidade deve ser analisada sempre abaixo da metade da frequência de amostragem do controlador digital, em uma faixa de frequência de até três vezes o valor da máxima velocidade de operação, limitando-se a uma frequência de 2 kHz. Dessa forma, a margem de estabilidade é determinada com base no máximo valor assumido pela Função de Sensibilidade,  $S_{max}$ , encontrada dentre todos os canais do sistema (ou eixos), para a faixa de frequência analisada. A Tab. 4.1 define a zona de

Tabela 4.1: Limites para o pico da Função Sensibilidade – ISO 14839-3

Zona	Limites
A/B	$S_{\max} < 9,5 \text{ dB}$
B/C	$9,5 \text{ dB} \leq S_{\max} < 12 \text{ dB}$
C/D	$12 \text{ dB} \leq S_{\max} < 14 \text{ dB}$

classificação e seus limites de acordo com a função sensibilidade.

As zonas de estabilidade apresentadas na Tab. 4.1 são classificadas e definidas de acordo com a Tab. 4.2:

Tabela 4.2: Descrição das zonas de sensibilidade conforme ISO 14839-3

Zona	Descrição
A	Funções de sensibilidade de máquinas novas que, em geral, localizam-se nesta zona;
B	Máquinas com funções de sensibilidade localizadas nesta zona são aceitáveis, sem restrição de operação quanto à sua operação contínua;
C	Funções de sensibilidade localizadas nesta zona que usam máquinas insatisfatórias para operações contínuas, mas podem operar por um tempo limitado, até aparecer uma oportunidade adequada para a execução de reparos;
D	Funções de sensibilidade nesta zona são grandes ou suficientes para causar danos severos à máquina.

Os sinais coletados referentes às funções de transferência no ramo direto e de sensibilidade são apresentadas na Fig. 4.1(a), onde  $G_r$  representa a função de transferência do controlador, e  $G_p$  é a função de transferência da planta em malha aberta.

Observa-se na Fig. 4.1(a) que o processo de medição da função de transferência no ramo direto baseia-se na inserção de um sinal de excitação,  $E(s)$  (que pode ser tanto um sinal harmônico quanto um sinal aleatório) e na medição dos sinais  $V_1$  e  $V_2$ . Desta forma, estima-se  $G_o$  de acordo com a Eq.(4.1).

$$G_o(s) = -\frac{V_2(s)}{V_1(s)} \quad (4.1)$$

Um ponto importante que deve ser esclarecido é que a função de transferência  $G_o(s)$  também é denominada como função de transferência em malha aberta. Entretanto,

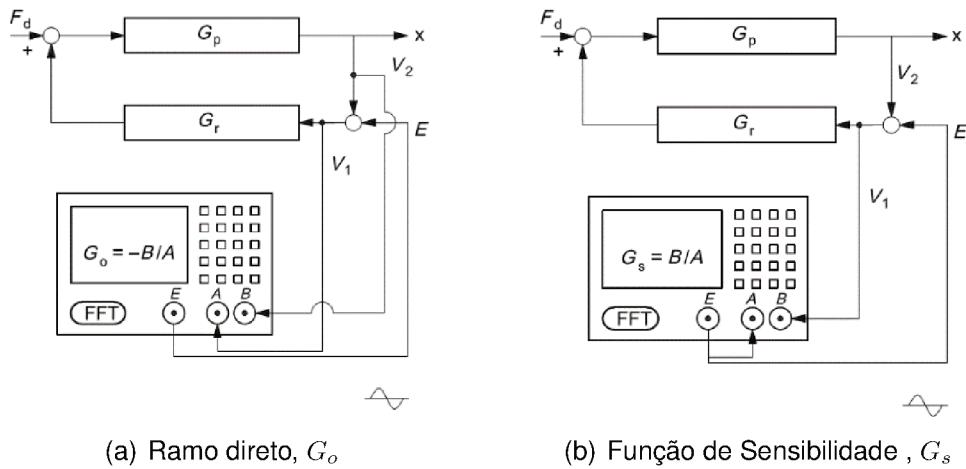


Figura 4.1: Medição das Funções de Transferência em Malha Fechada (Norma ISO 14839-3)

a sua definição é bastante específica, pois a sua medição é realizada com todas as malhas de controle fechadas por se tratar de um sistema instável em malha aberta.

Na Equação(4.2) apresenta-se a expressão para o cálculo da função de transferência em malha fechada, que também pode ser obtida a partir da relação apresentada na Eq.(4.3).

$$G_c(s) = -\frac{V_2(s)}{E(s)} \quad (4.2)$$

$$G_c(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (4.3)$$

A bancada experimental opera em uma frequência de trabalho entre 0 à 200 Hz. Pela análise modal do sistema e levando-se em consideração a faixa de trabalho do amplificador, as funções de sensibilidade experimentais foram levantadas empregando-se uma varredura senoidal em uma faixa de frequência entre 1 Hz até 1000 Hz, com um passo de 1Hz.

A Figura 4.1 mostra a representação utilizada para a montagem experimental entre as Funções de Sensibilidade ( $G_s$ ) provenientes dos controladores utilizados, operando na condição de repouso (rotor levitado a 0 rpm). As Figs. de 4.2 a 4.9 apresentam as funções de transferencia numérico/experimental da sensibilidade. Foi considerada a analise em apenas um eixo por mancal, visto que as respostas em frequência são muito próximas. Para tanto, considera-se os eixos do lado acoplado como sendo "DE" e do lado livre como "NDE", representado na Fig. 2.7.

De acordo com a Tab. 4.1 observar-se que, experimentalmente, apenas o controla-

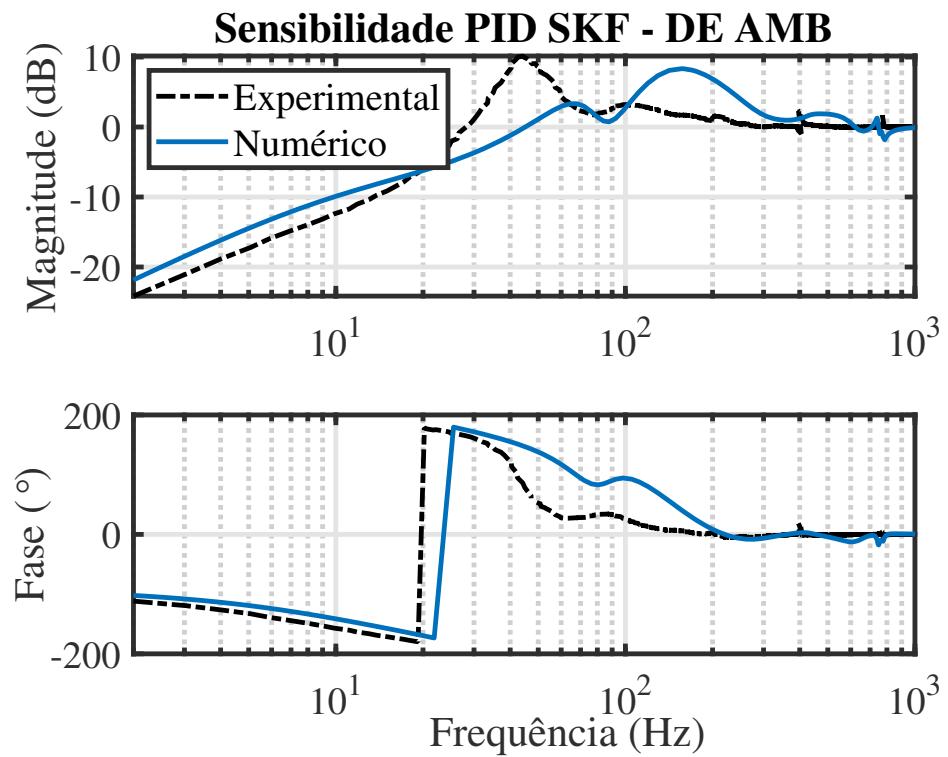


Figura 4.2: Função de sensibilidade com o controlador PID para o eixo acoplado (DE)

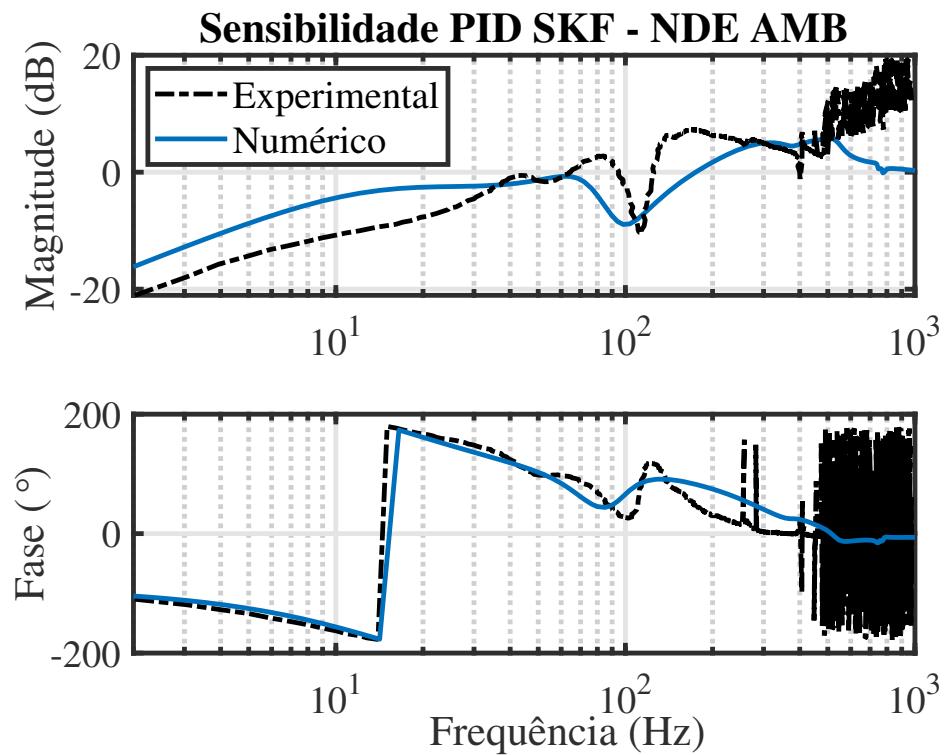


Figura 4.3: Função de sensibilidade com o controlador PID para o eixo livre (NDE)

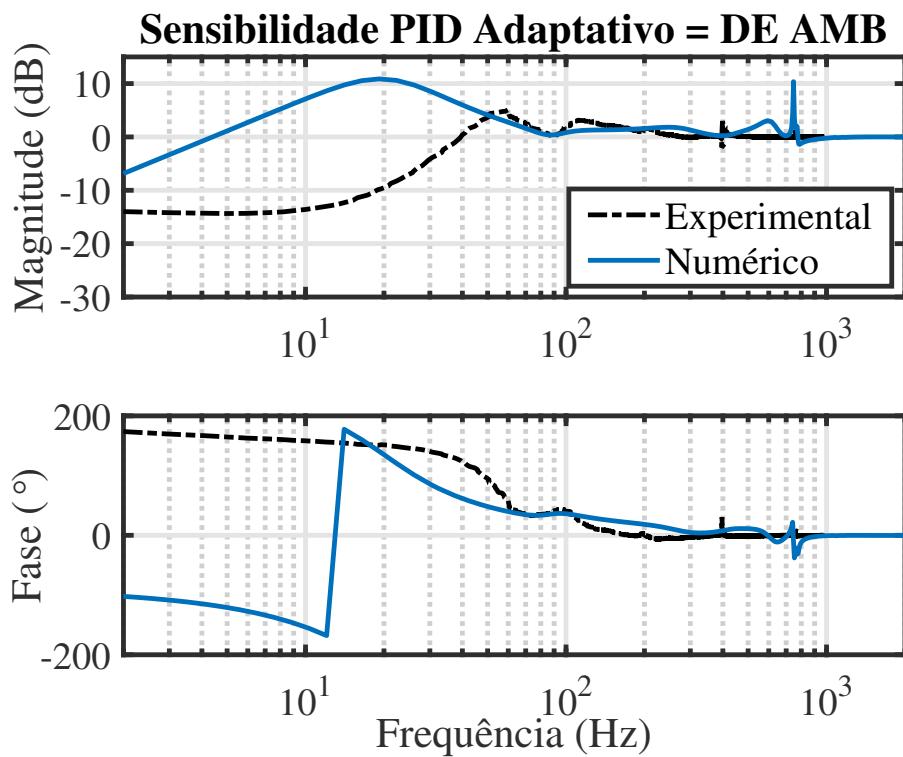


Figura 4.4: Função de sensibilidade com o controlador PID Adaptativo para o eixo acoplado (DE)

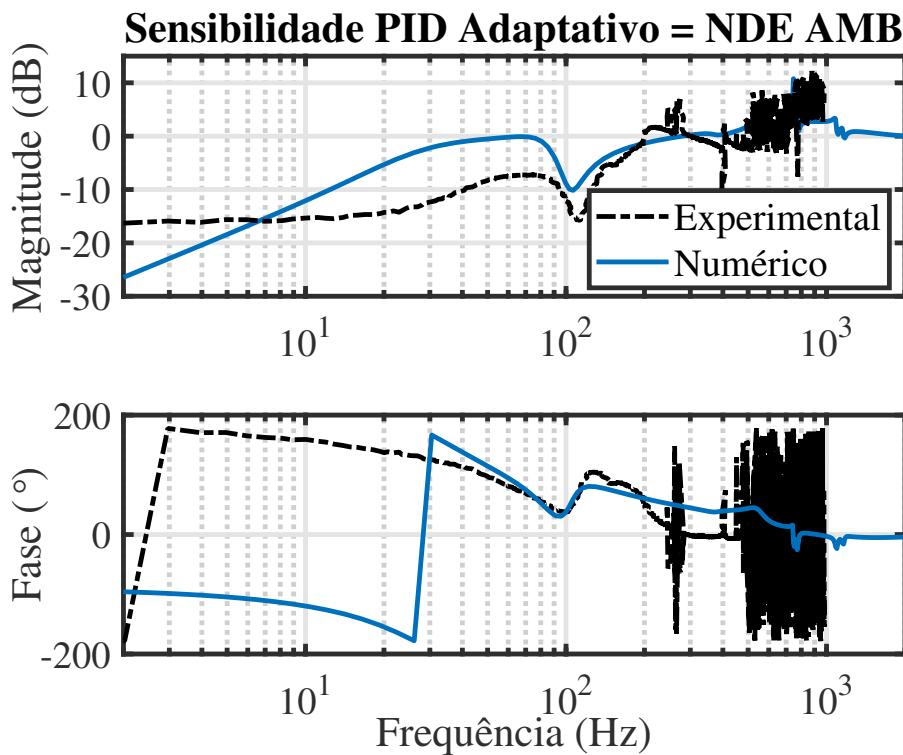


Figura 4.5: Função de sensibilidade com o controlador PID Adaptativo para o eixo livre (NDE)

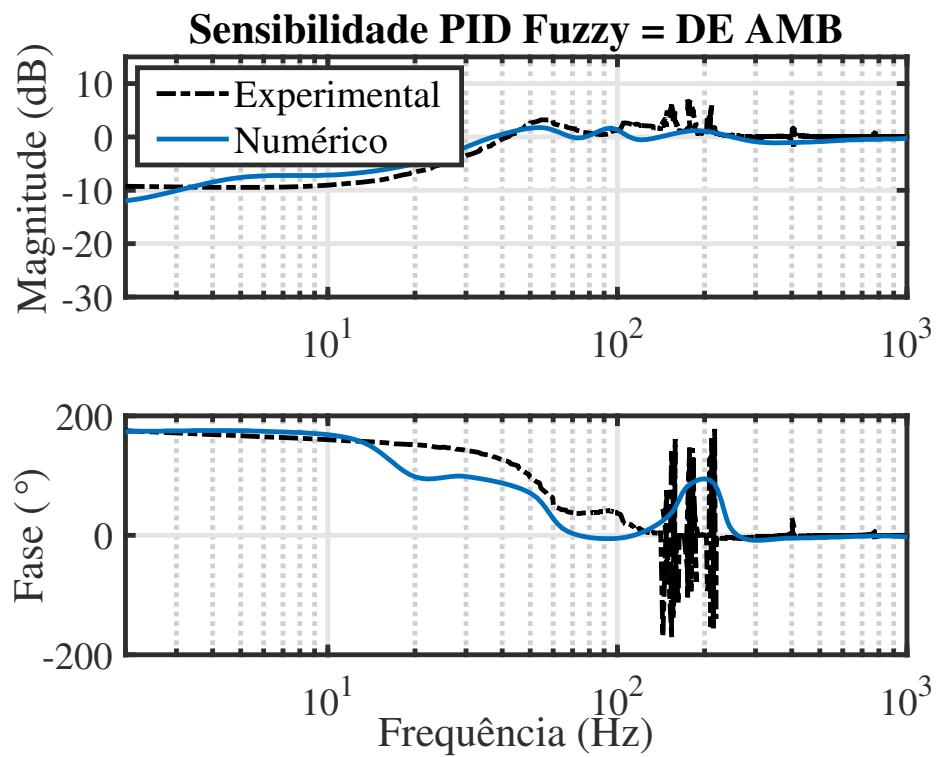


Figura 4.6: Função de sensibilidade com o controlador PID *Fuzzy* para o eixo acoplado (DE)

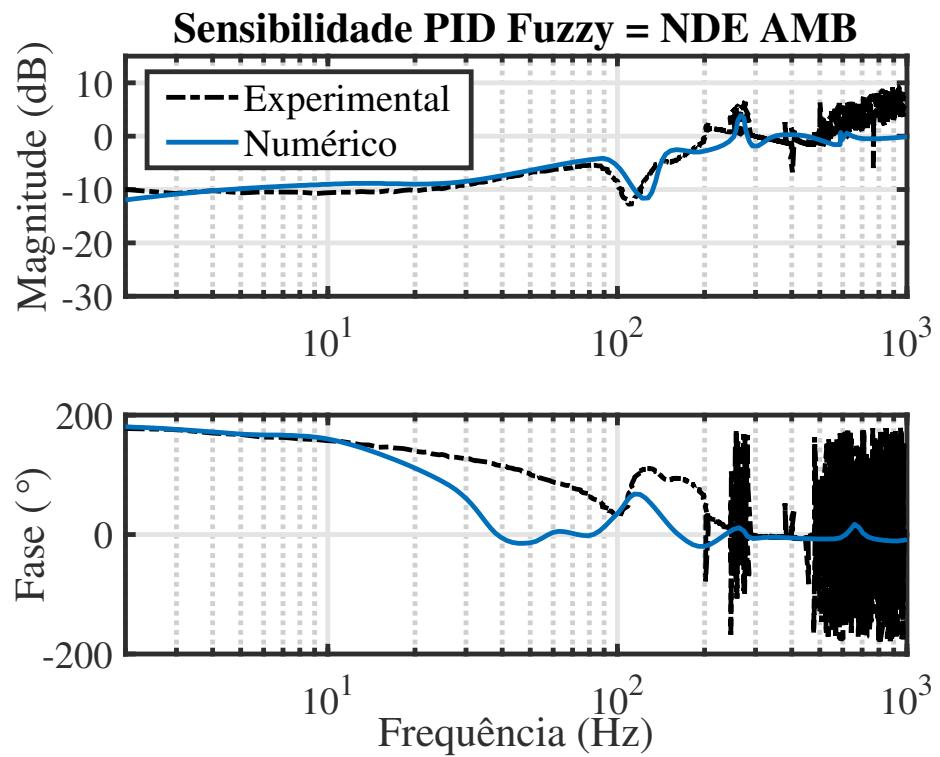


Figura 4.7: Função de sensibilidade com o controlador PID *Fuzzy* para o eixo livre (NDE)

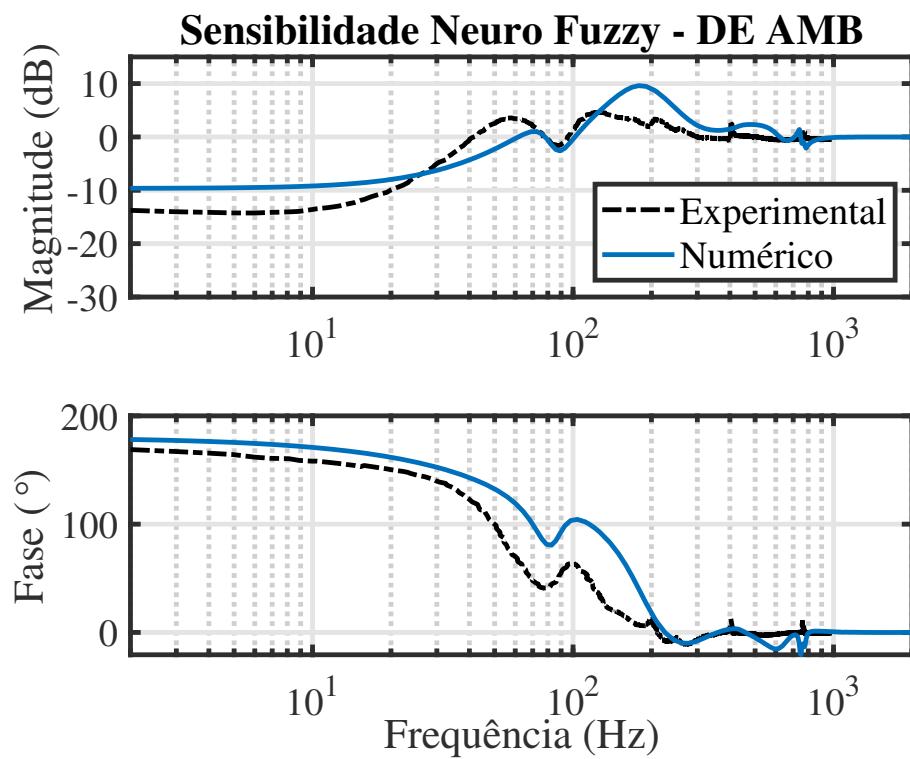


Figura 4.8: Função de sensibilidade com o controlador *Neuro Fuzzy* para o eixo acooplado (DE)

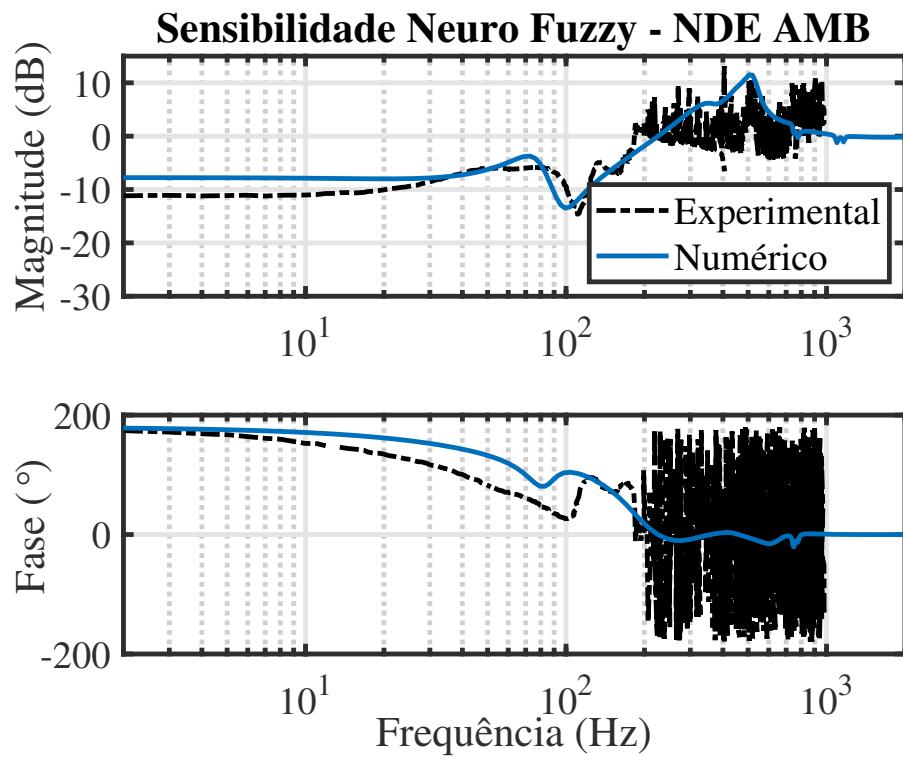


Figura 4.9: Função de sensibilidade com o controlador *Neuro Fuzzy* para o eixo livre (NDE)

dor proposto pela SKF mantém-se fora da ZONA A/B dentro da faixa de operação. Os melhores valores concentraram-se nos controladores PID *Fuzzy* e Neuro *Fuzzy*, cuja característica era esperada em função da sua adaptação a incertezas e não linearidades existentes na bancada. As análises numéricas mostram divergências nos picos em relação ao experimental. Isso decorre da modelagem não considerar todas as não linearidades presentes no sistema. Pode-se afirmar que, possivelmente, o bom resultado numérico apresentado pelo controlador PID *Fuzzy* tenha sido favorecido pela robustez do controle PID e dos ajustes dos ganhos proporcionados pelas bases de regras *fuzzy*.

Tabela 4.3: Valores dos picos das funções de transferência de sensibilidade.

Controlador	Numérico		Experimental	
	DE [dB]	NDE [dB]	DE [dB]	NDE [dB]
PID SKF	8,32	5,82	10,15	7,24
PID Adapt.	10,88	3,82	5,08	7,2
PID <i>Fuzzy</i>	3,05	3,49	3,62	2,41
Neuro <i>Fuzzy</i>	9,6	10,5	3,56	2,56

Os ruídos presentes em alta frequência são resultados do desgaste do sensor e capacidade limitada do mesmo quanto ao seu fundo de escala de medição. O desgaste dos atuadores, em função do envelhecimento dos enrolamentos, diminui a capacidade de geração da forma eletromagnética, bem como sua resposta de atuação. Isso contribui para o mal funcionamento em altas frequências, além de injetar ruídos no sistema.

Além disso, a redução na amplitude da Função de Sensibilidade,  $|G_s| < 1$ , em uma determinada faixa de frequência de interesse resulta do aumento da capacidade de rejeição de distúrbios pelo sistema nesta região. Entretanto, esta vantagem possui um custo, representado pelo aumento da Função de Sensibilidade,  $|G_s| > 1$ , fora da faixa beneficiada. Este fenômeno é conhecido como efeito de cama d'água (*water-bed*). Logo, é impossível atingir uma boa capacidade de rejeição de distúrbios em toda a faixa de operação do sistema, sendo necessário priorizar uma banda estreita de frequência prioritária, para que a operação do sistema atenda aos requisitos de projeto.

### 4.1.1 Funções de Transferência em Malha Fechada

A avaliação da performance de sistemas dinâmicos pode ser realizada com base em análises da resposta no domínio da frequência ou no domínio do tempo (Swanson et al. (2008), Li (2006), Yoon, Lin e Allaire (2012).).

A função de Transferência no Ramo Direto pode ser analisada através de um sistema estável de fase mínima. A margem de fase é dada pela diferença entre a curva de fase do sistema para o ponto de frequência onde a amplitude é 0 [dB] e 180°, ou seja, o ponto onde a frequência de corte cruza em zero. O atraso de fase pode ser interpretado como o atraso que o sistema suporta quando cruza 0 [dB], antes que o sistema se torne instável em malha fechada, indicando a robustez e incertezas no atraso de tempo. Como regra geral, utiliza-se um atraso de fase maior que 30°.

Um ponto importante que deve ser esclarecido é que a função de transferência  $G_s(s)$  também é denominada como função de transferência em malha aberta. Sua medição é realizada com todas as malhas de controle fechadas por se tratar de um sistema instável em malha aberta, dado a necessidade de levitação do eixo para a análise.

Deve-se lembrar que  $G_o(s) = G_p(s) G_r(s)$ .

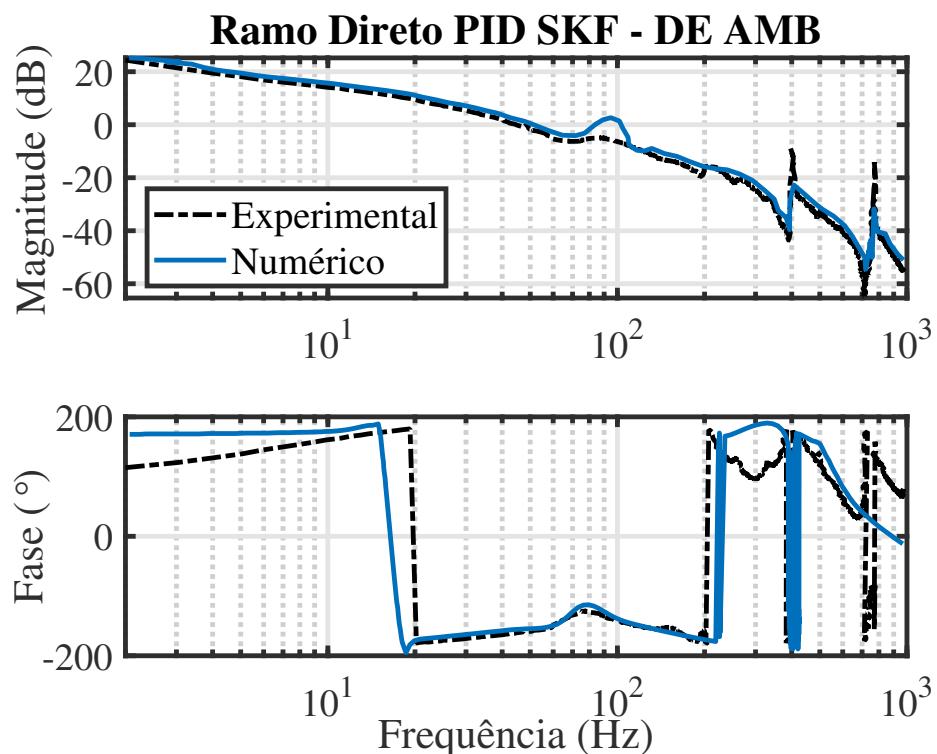


Figura 4.10: Função de ramo direto com o controlador PID para o eixo acoplado (DE)

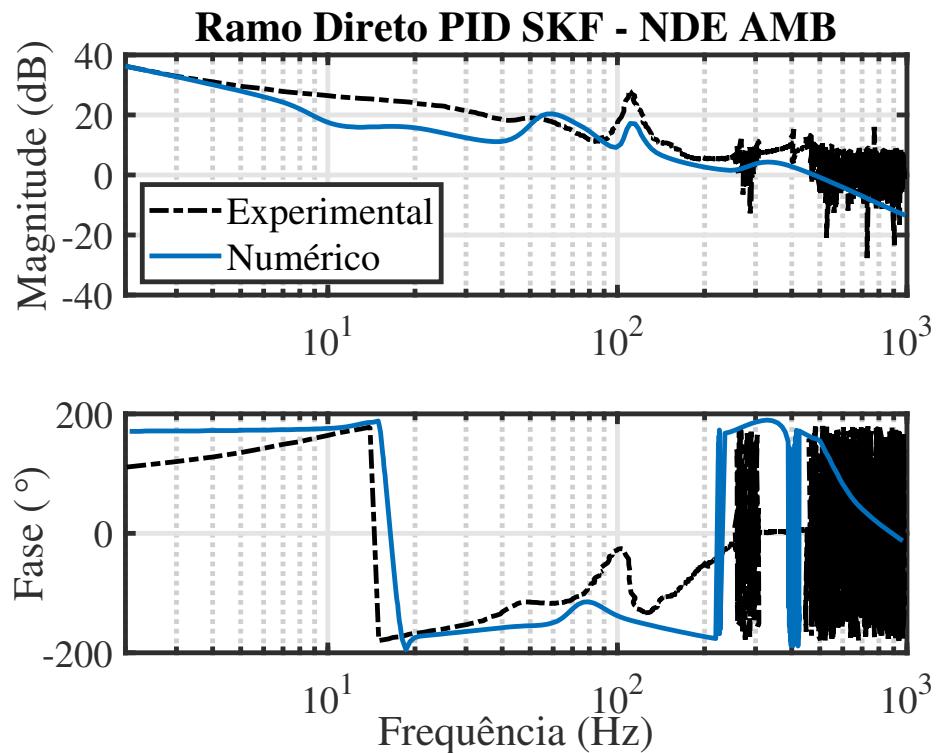


Figura 4.11: Função de ramo direto com o controlador PID para o eixo livre (NDE)

Observa-se nas Fig. 4.10 a 4.17 que os resultados numéricos e experimentais foram similares. No entanto, nota-se algumas diferenças, em intervalos de baixa e alta frequência, na resposta do sistema para os diferentes controladores. Dentre os principais fatores responsáveis por tais diferenças pode-se citar: imperfeições devido aos processos de fabricação empregados e a influência dos modos da base do conjunto rotor-mancais, que faz com que o controlador responda de maneiras distintas. Apesar destas divergências, verifica-se que há uma boa correlação entre as funções de transferência numérico/computacionais e as obtidas experimentalmente. Portanto, pode-se considerar que o modelo é representativo ao sistema real.

No que diz respeito à margem de fase dos controladores, é possível analisar que todos respeitam o critério estipulado. O controlador PID da SKF apresenta a maior magnitude de resposta, o que faz com que as correntes injetadas no atuador sejam mais altas. Os controladores PID *Fuzzy* e Neuro *Fuzzy* foram os que apresentaram menores magnitudes, e por consequência, espera-se que tenham as menores correntes de trabalho. O controlador Robusto Neuro *Fuzzy*, por se adaptar às incertezas associadas ao sistema, apresenta um ganho de fase “duvidoso”, mas que pode ser interpretado e compensado com a baixa corrente utilizada em alta frequência, permi-

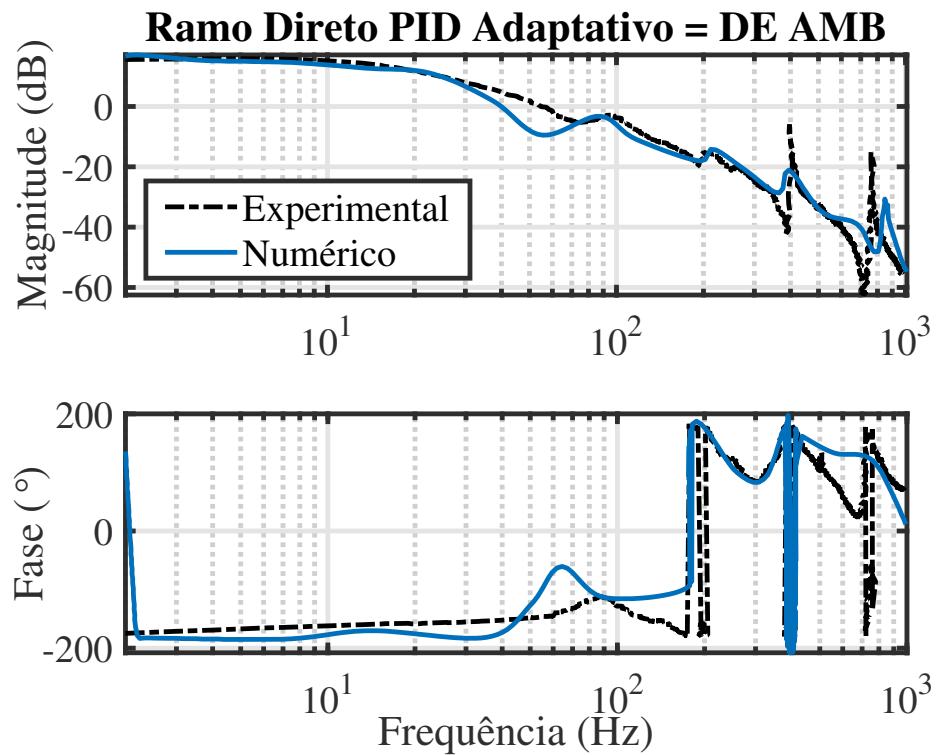


Figura 4.12: Função de ramo direto com o controlador PID Adaptativo para o eixo acoplado (DE)

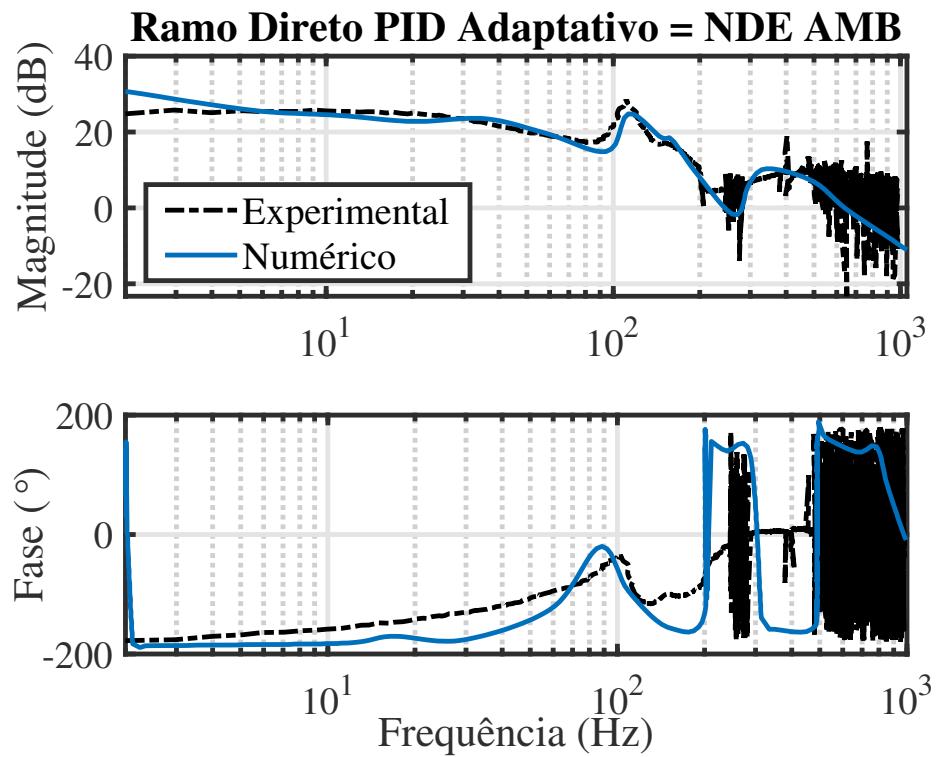


Figura 4.13: Função de ramo direto com o controlador PID Adaptativo para o eixo livre (NDE)

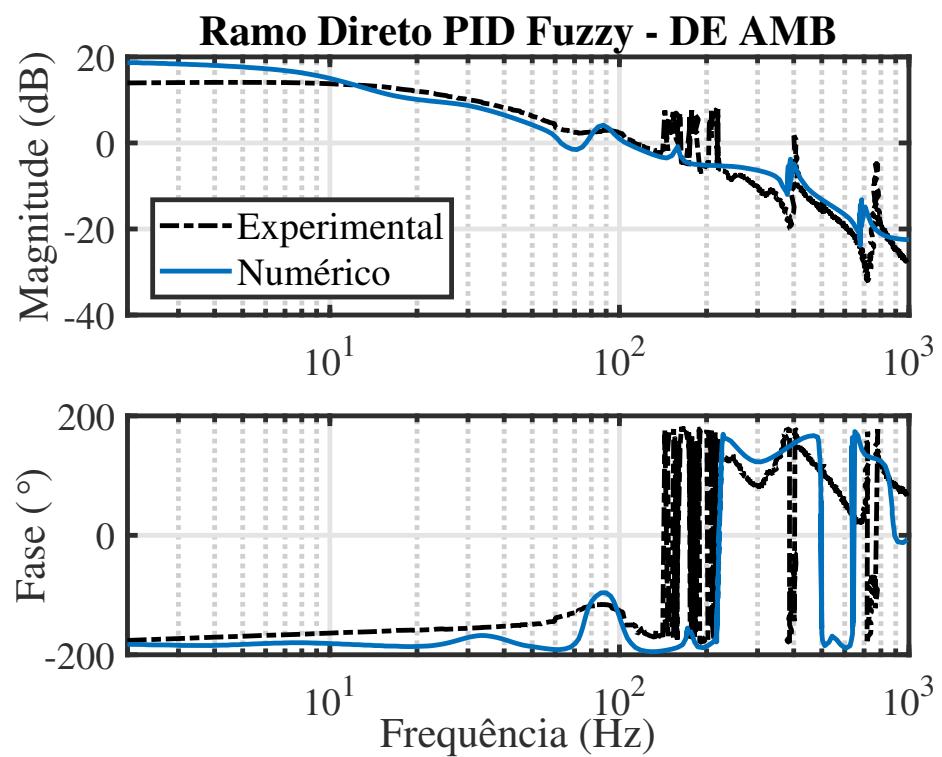


Figura 4.14: Função de ramo direto com o controlador PID *Fuzzy* para o eixo acoplado (DE)

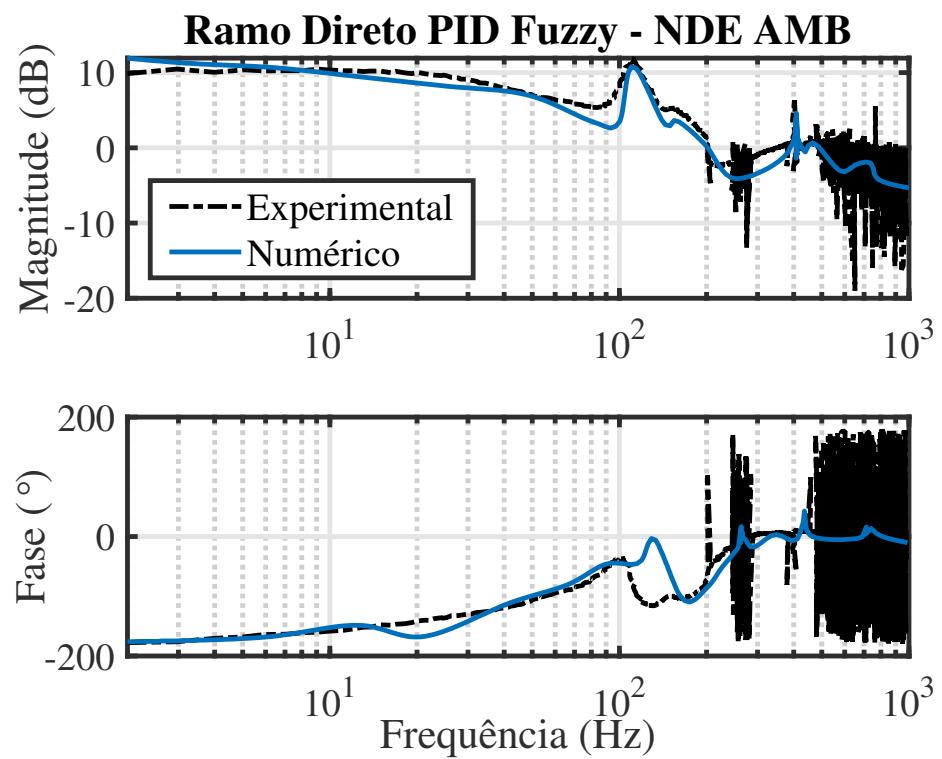


Figura 4.15: Função de ramo direto com o controlador PID *Fuzzy* para o eixo livre (NDE)

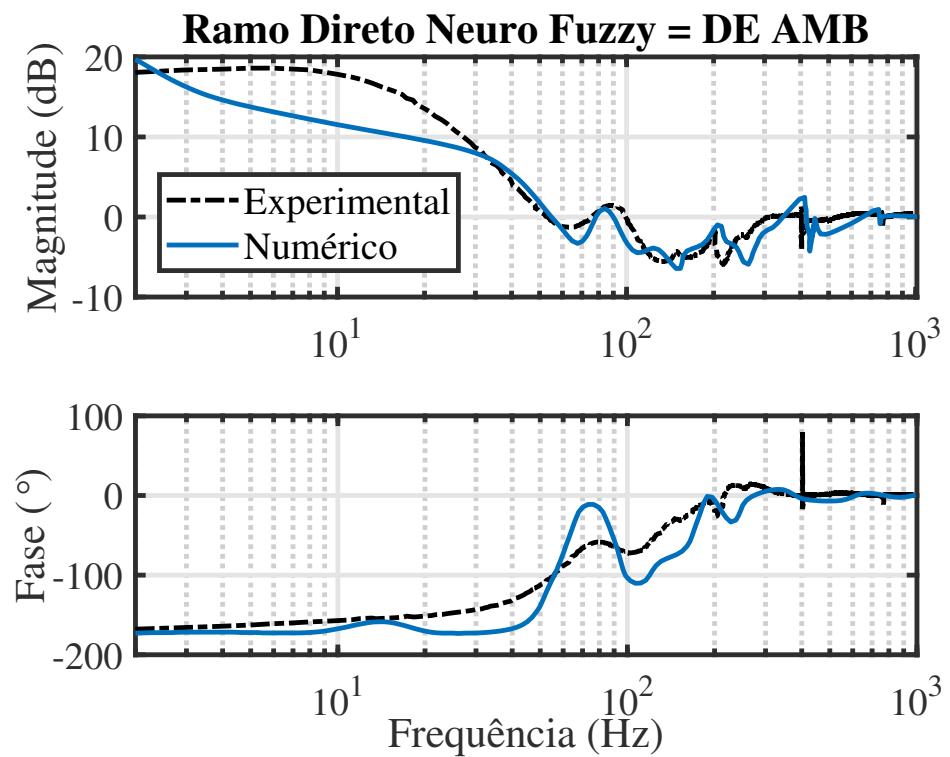


Figura 4.16: Função de ramo direto com o controlador *Neuro Fuzzy* para o eixo acooplado (DE)

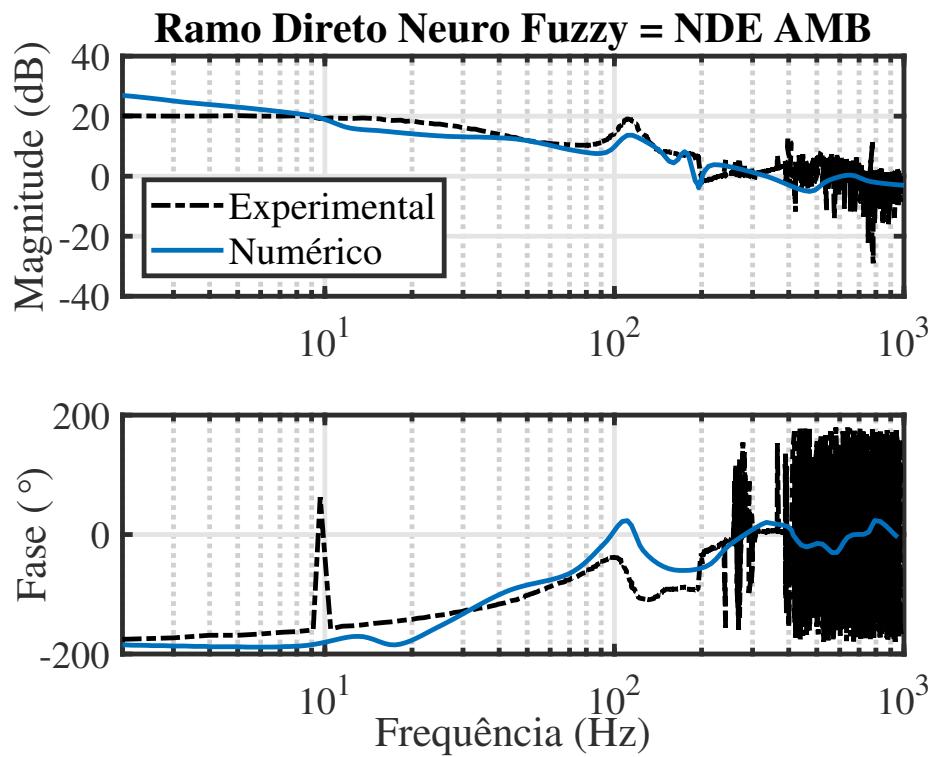


Figura 4.17: Função de ramo direto com o controlador *Neuro Fuzzy* para o eixo livre (NDE)

tindo uma resposta rápida do atuador. O pico que aparece entre 100 [Hz] e 110 [Hz] em todos os gráficos, é um reflexo do controlador ao modo presente no sistema.

A análise em malha fechada será avaliada pela margem de Ganho, que é o inverso da diferença entre a curva de amplitude e o eixo 0 [dB] para o ponto em frequência onde a curva da fase passa por  $180^\circ$ . A margem de ganho é o fator pelo qual o ramo direto pode ser multiplicado antes que o sistema em malha fechada se desestabilize. Logo, pode ser considerado como um meio preventivo contra a presença de incertezas que afetam o ganho do sistema. As Funções de Transferência em Malha Fechada utilizando os controladores propostos são apresentadas nas Fig. 4.18 a 4.25.

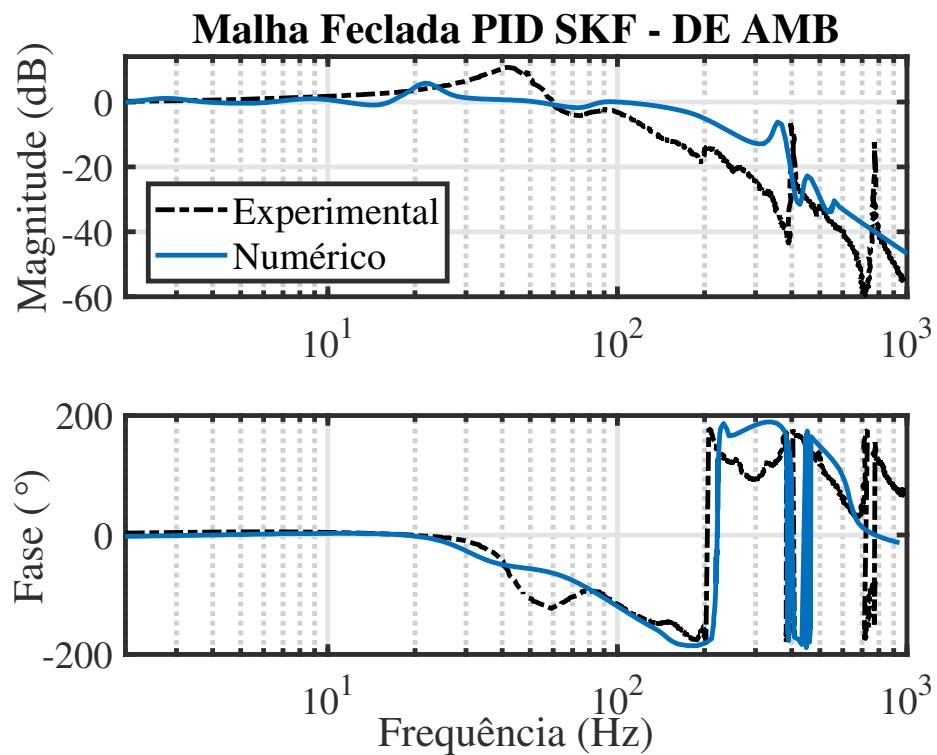


Figura 4.18: Função de malha fechada com o controlador PID para o eixo acoplado (DE)

Ao se analisar as Fig. 4.18 a 4.25, nota-se que não há nenhum fator de amplificação elevado para os casos avaliados, o que indica que os controladores foram capazes de lidar adequadamente com os modos próprios do sistema. O controlador PID da SKF apresentou a maior amplificação em malha fechada e os controladores PID *Fuzzy* e *Neuro Fuzzy*, apresentaram os melhores resultados. Cabe comentar, que os resultados numéricos foram próximos aos experimentais, tendo maior divergência em altas frequências, cujo fato pode decorrer em função da simplificação do modelo

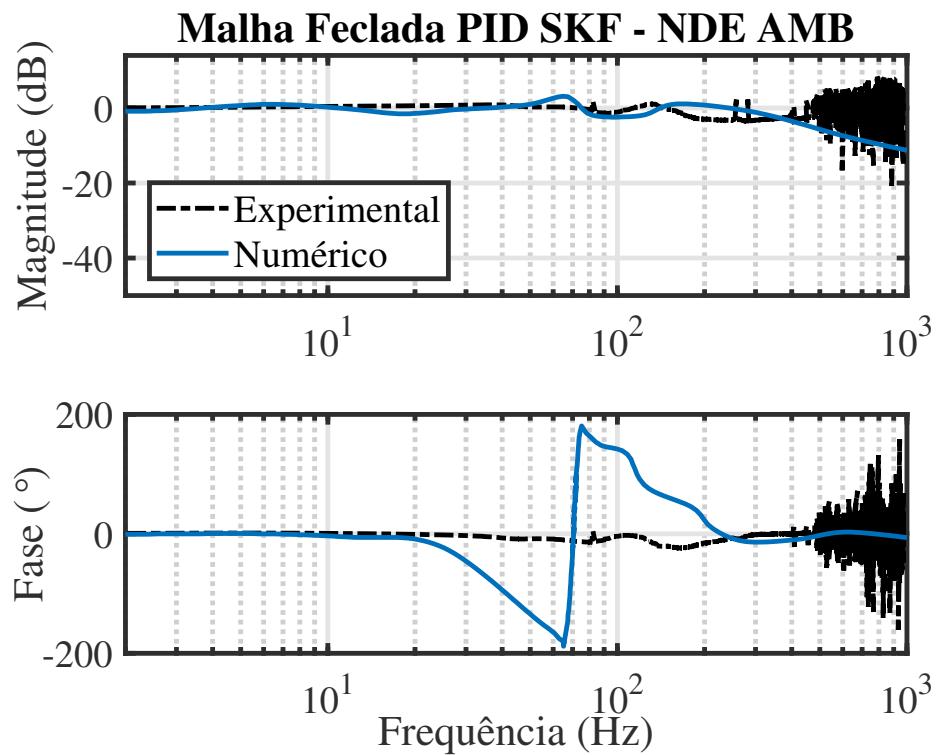


Figura 4.19: Função de malha fechada com o controlador PID para o eixo livre (NDE)

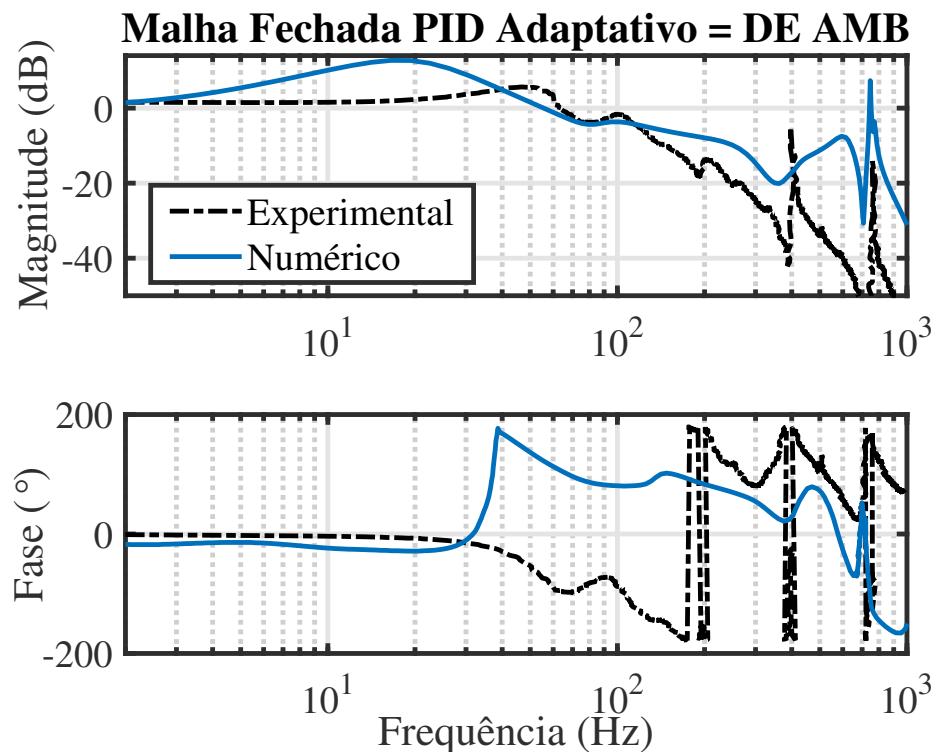


Figura 4.20: Função de malha fechada com o controlador PID Adaptativo para o eixo acoplado (DE)

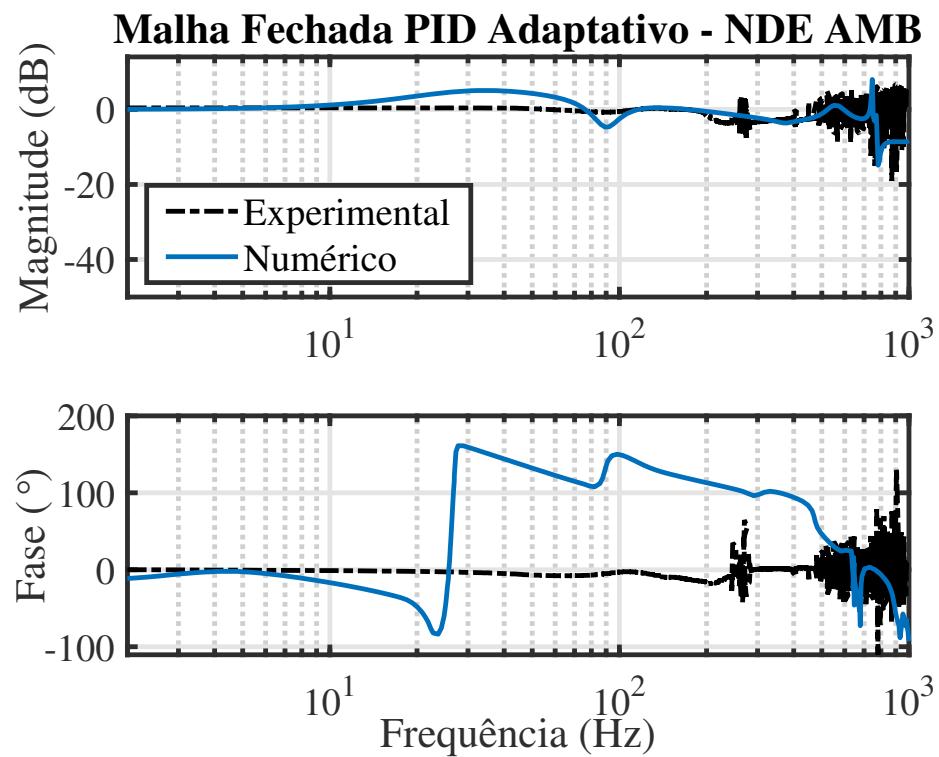


Figura 4.21: Função de malha fechada com o controlador PID Adaptativo para o eixo livre (NDE)

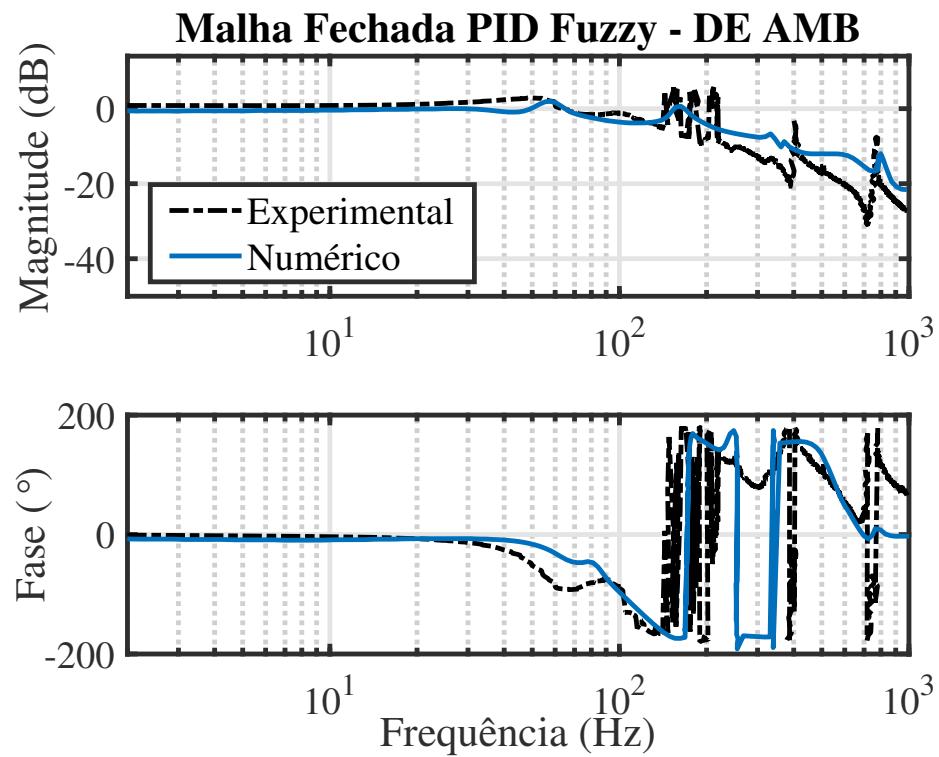


Figura 4.22: Função de malha fechada com o controlador PID Fuzzy para o eixo acoplado (DE)

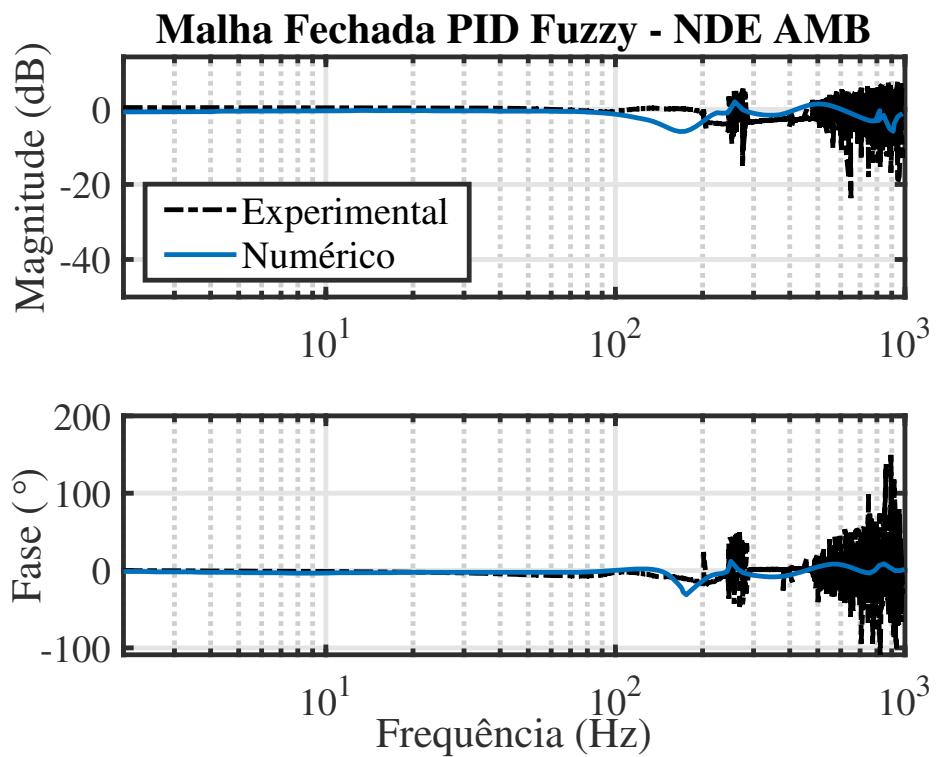


Figura 4.23: Função de malha fechada com o controlador PID *Fuzzy* para o eixo livre (NDE)

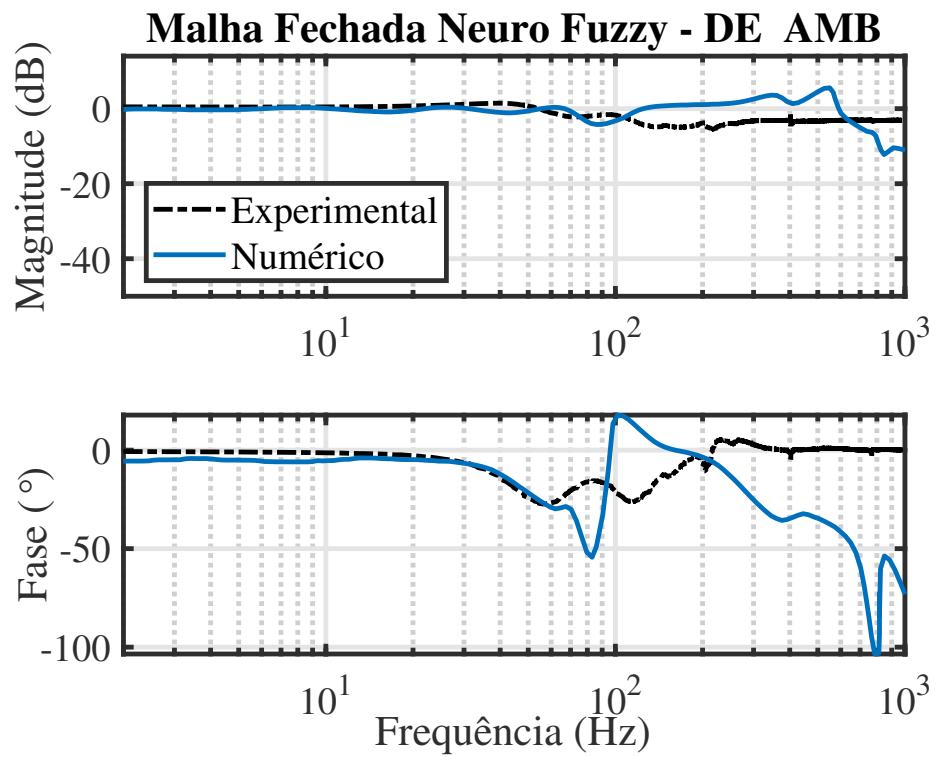


Figura 4.24: Função de malha fechada com o controlador *Neuro Fuzzy* para o eixo acoplado (DE)

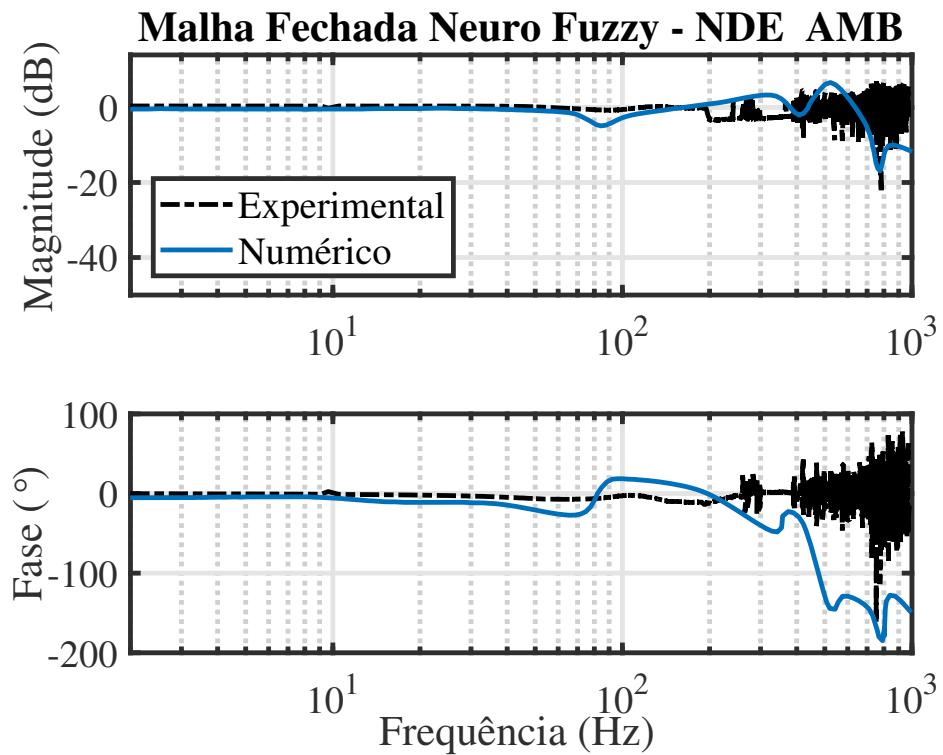


Figura 4.25: Função de malha fechada com o controlador *Neuro Fuzzy* para o eixo livre (NDE)

para simulação. Nestas figuras, verifica-se também que os controladores conferem à planta um comportamento dinâmico parecido para frequências abaixo de 10 Hz. Os controladores foram capazes de estabilizar os modos próprios do sistema conforme esperado, inclusive o Nc5 e o Nc6.

#### 4.1.2 Resposta ao Desbalanceamento

A combinação das normas API:684 (2005) e API:617 (2016), como proposto por Swanson et al. (2008), será utilizada para a análise da resposta do sistema ao desbalanceamento. Os critérios de classificação da severidade de vibração empregados para máquinas rotativas com mancais convencionais, baseados na velocidade de rotação, tais como os definidos pelas normas ISO14839-4:2012 (2012), API:684 (2005) e API:617 (2016), não se aplicam diretamente a sistemas rotativos suportados por AMBs.

Logo as normas API 684 e API 617 não serão utilizadas, visto que fornecem diretrizes bastante claras a respeito da condução das análises necessárias para prever as amplitudes a serem desenvolvidas pelo sistema, principalmente durante a passagem

pelas velocidades críticas, assumindo que o rotor está sujeito a condições desfavoráveis de desbalanceamento. Logo, emprega-se a norma ISO 14839-2 para avaliar a severidade da vibração e determinar a condição da máquina.

O primeiro passo consiste na avaliação da forma dos modos localizados na banda de frequência de interesse, com a finalidade de definir tanto os planos axiais, quanto os ângulos de fase dos desbalanceamentos a serem considerados (API:684, 2005). Assim, é garantido que os modos selecionados serão excitados de forma correta durante o processo de aceleração do rotor (*runup*). Por fim, define-se a massa de desbalanceamento a ser adicionada com base na Eq.(4.4). É oportuno mencionar que o rotor da bancada de teste permite a instalação de massas de desbalanceamento/correção em três planos axiais distintos ao longo do seu comprimento, conforme ilustrado na Fig. 4.27.

$$U_B = \frac{6350 W}{N} \quad (4.4)$$

onde  $U_B$  é a quantidade de desbalanceamento em  $g \cdot mm$ ,  $W$  é a massa do rotor em  $kg$  e  $N$  é a máxima rotação em rpm.

Na Fig. 4.26 apresenta-se as recomendações da norma API 684 para o cálculo dos desbalanceamentos a serem inseridos, bem como a sua localização sugerida para excitar os quatros primeiros modos do rotor.

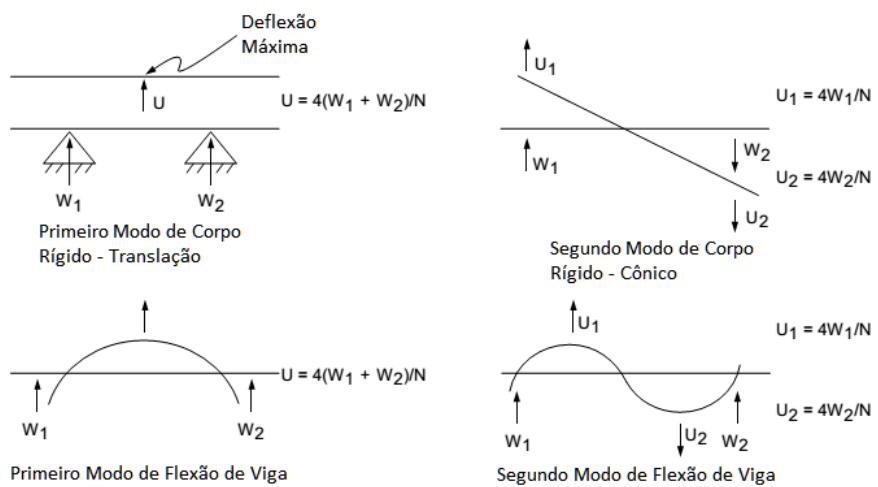


Figura 4.26: Cálculos dos desbalanceamentos e sua localização axial (Norma API 684)

Conforme pode ser observado na Fig. 4.26, a norma API 684 recomenda que os modos simétricos Nc1 e Nc3 sejam excitados utilizando um desbalanceamento

equivalente a  $8 U_B$ , que deve ser posicionado próximo ao centro do eixo. Da mesma maneira, os modos antissimétricos Nc2 e Nc4 devem ser excitados pelo mesmo desbalanceamento empregado no caso anterior. Entretanto, o desbalanceamento deve ser dividido igualmente entre dois planos axiais localizados próximos aos mancais. Além disso, como os modos são antissimétricos, é necessário que o ângulo de fase entre eles seja de  $180^\circ$ .

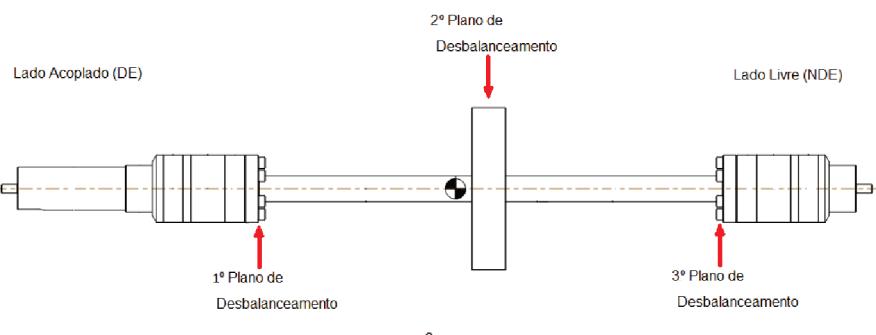


Figura 4.27: Localização dos Planos de Desbalanceamento/Correção

Em conformidade com as recomendações da Norma API 684, a seguinte condição de desbalanceamento foi analisada: rotor com um desbalanceamento de  $8 U_B = 8 \frac{6350(4,52)}{12000} = 19,13 g \cdot mm$ , posicionado no disco central, ou seja, no 2º plano da Fig. 4.27.

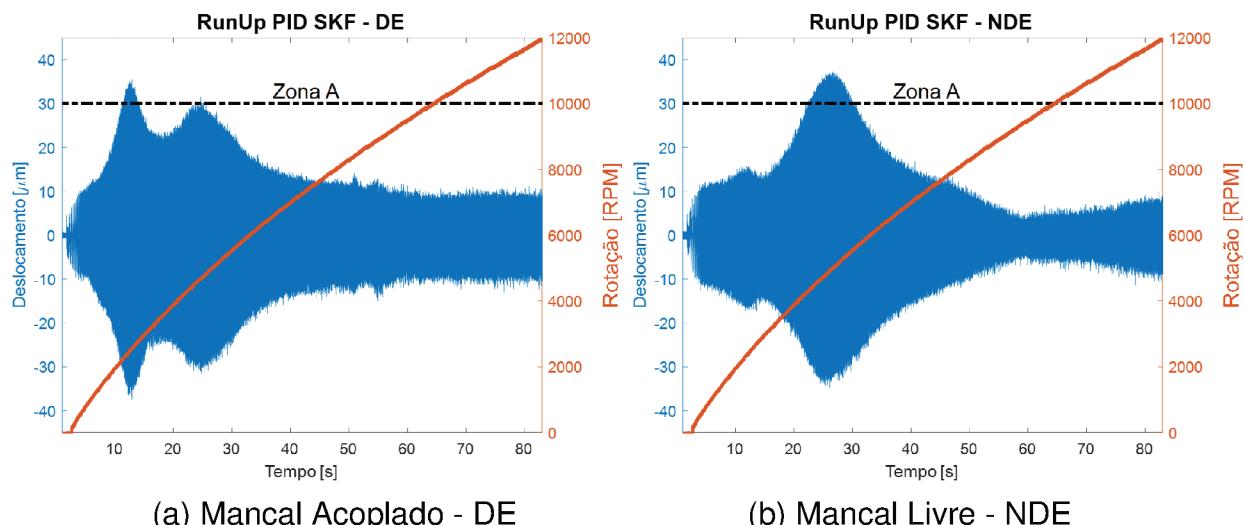


Figura 4.28: Runup experimental com desbalanceamento para o controlador PID da SKF.

Através da análise das Fig. 4.28 a 4.31 é possível observar que todos os controladores alcançam a velocidade de 12000 rpm, sem desestabilizar o rotor. No entanto,

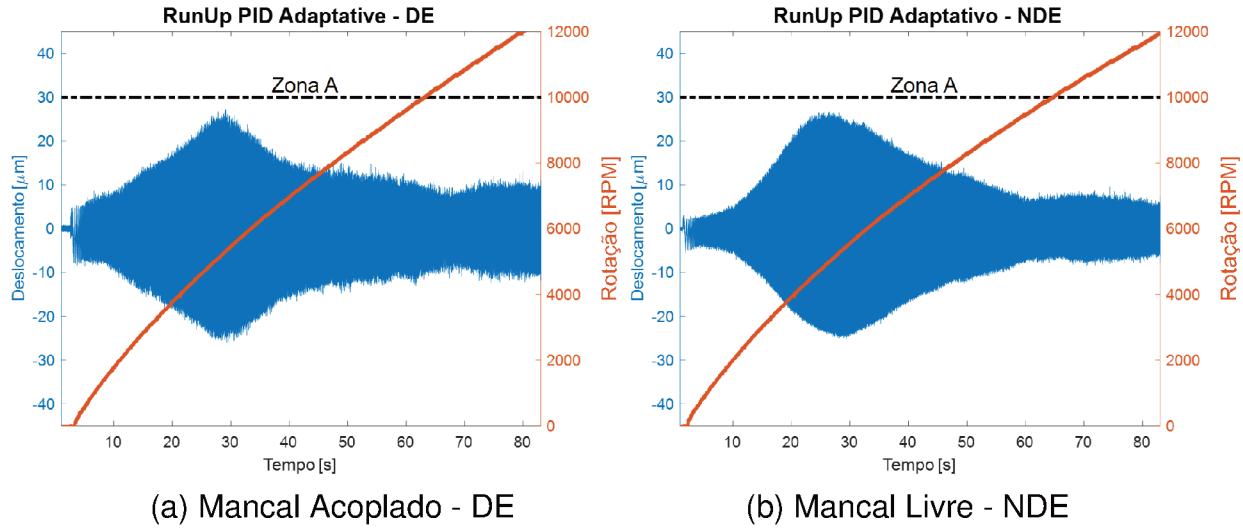


Figura 4.29: Runup experimental com desbalanceamento para o controlador PID Adaptativo.

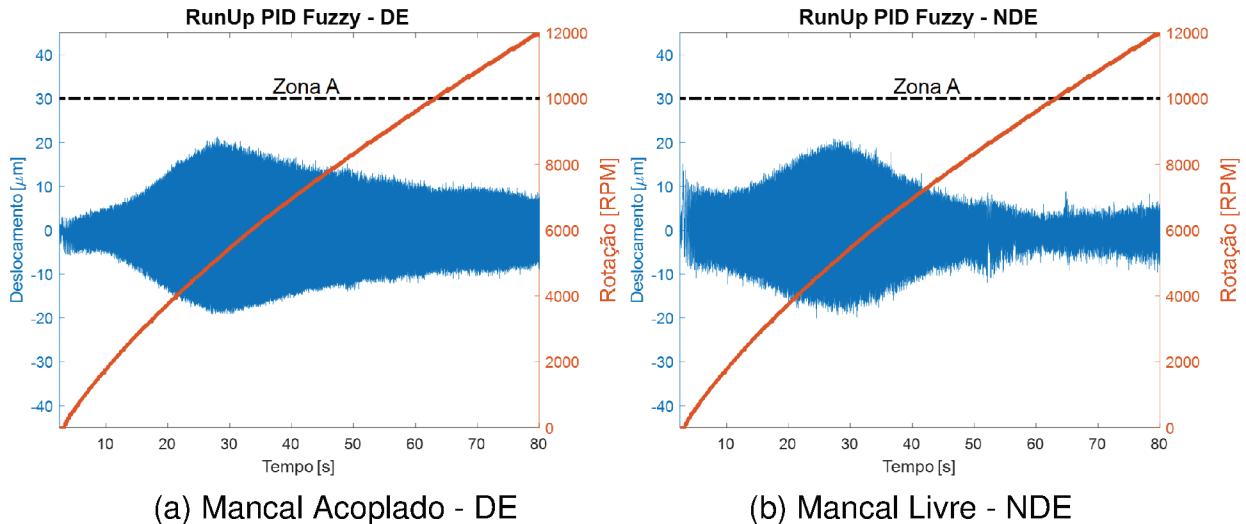


Figura 4.30: Runup experimental com desbalanceamento para o controlador PID Fuzzy.

o controlador PID da SKF, apresenta as maiores amplitudes, criando picos, em baixa rotação e na primeira velocidade crítica, que ultrapassam a zona A de classificação. O PID adaptativo, apesar de ter uma resposta dentro da classificação A, tem uma banda de amortecimento de vibração lenta no entorno da critica. O PID Fuzzy e o *Neuro Fuzzy* apresentaram as melhores respostas, com destaque para o controlador *Neuro Fuzzy* que obteve os melhores amortecimentos durante todo o *runup*, além do estreitamento da banda próximo aos modos.

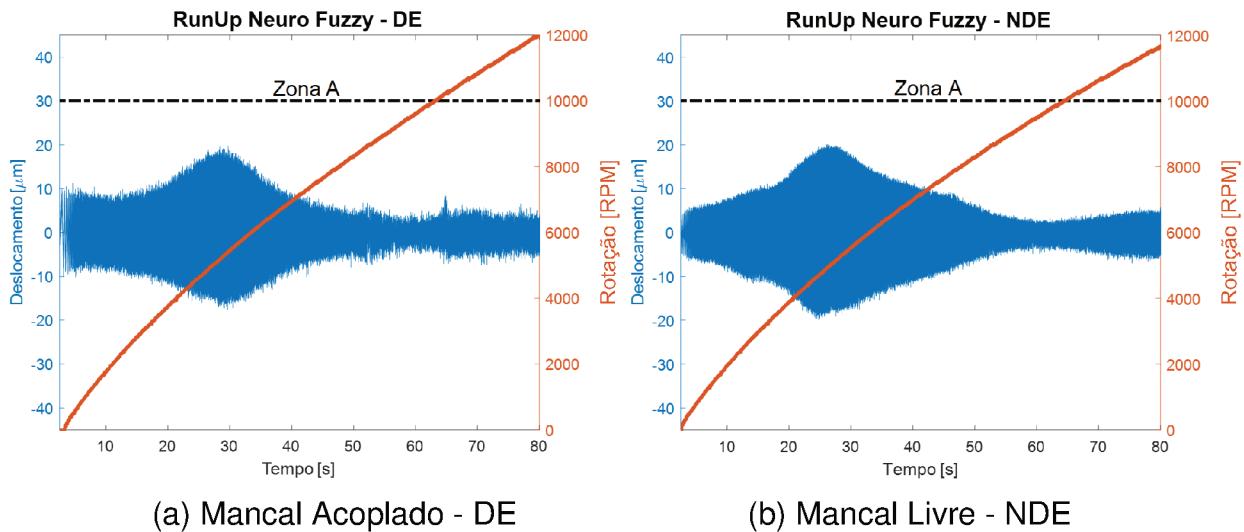


Figura 4.31: Runup experimental com desbalanceamento para o controlador *Neuro Fuzzy*.

#### 4.1.3 Análise em Regime Transiente

Uma análise para avaliar o tempo de estabilização do sistema foi realizada, partindo-se do repouso até o *setpoint* dos AMBs que foi configurado para o centro dos mancais.

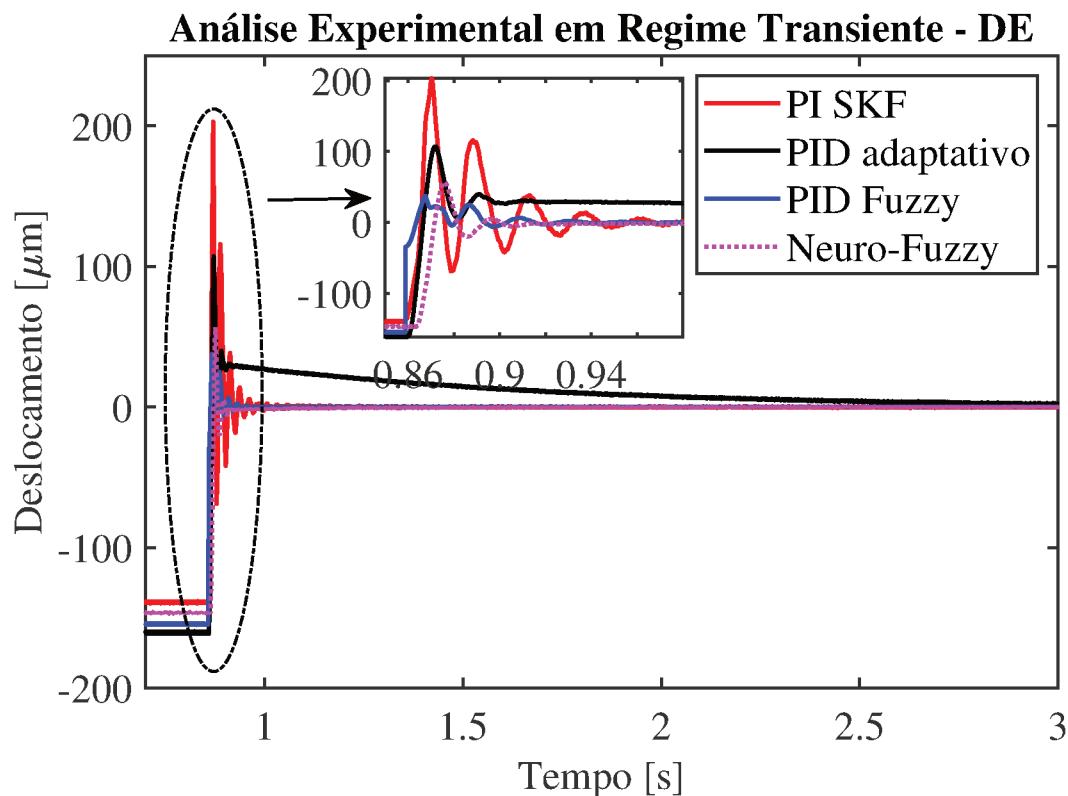


Figura 4.32: Comparação do regime transitório para os diferentes controladores no mancal acoplado (DE).

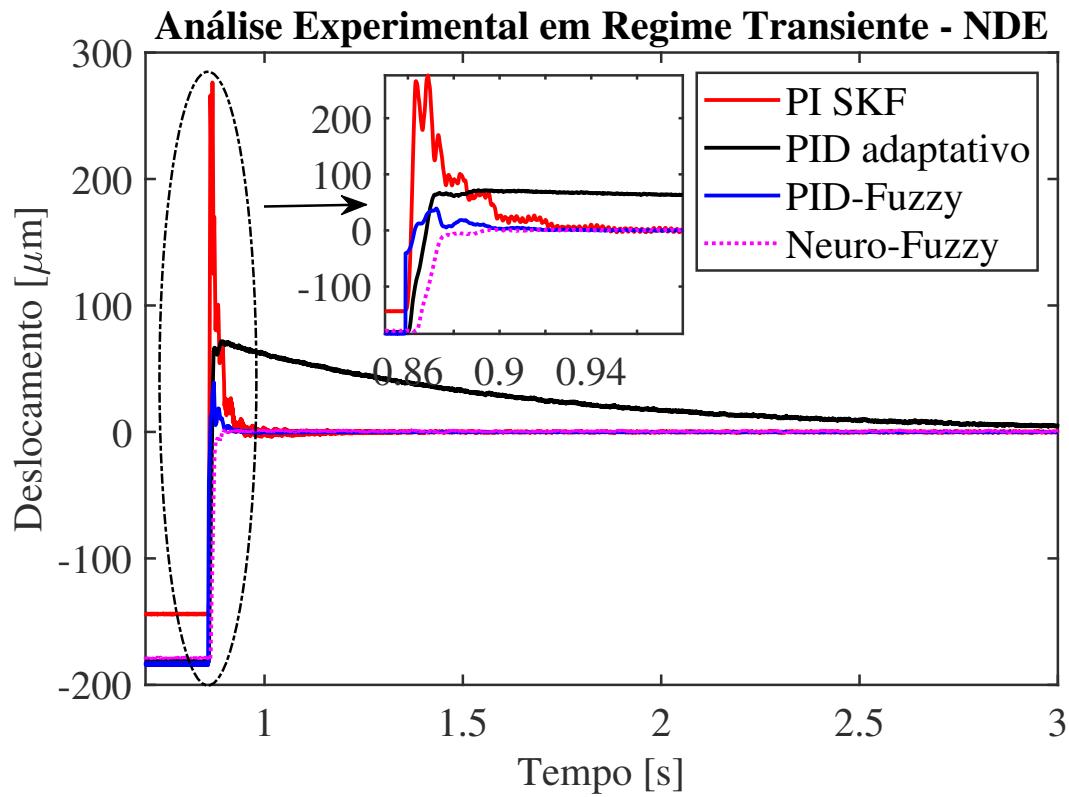


Figura 4.33: Comparação do regime transiente para os diferentes controladores no mancal livre (NDE).

Essa análise é muito importante para o projetista, uma vez que é necessário levar em consideração o tempo de resposta para estabilização do eixo, *overshoot*, corrente injetada nos atuadores, dentre outros. Um alto nível de *overshoot*, mesmo que em curto espaço de tempo, pode danificar o eixo criando imperfeições ou até mesmo trincas. Um elevado tempo de estabilização pode ser considerado, desde que a amplitude do transitório seja baixa. No entanto, o controlador com essa configuração, tem como característica um nível RMS alto da corrente injetada no atuador durante esse intervalo de tempo. O ideal é obter um controlador que responda rápido ao transitório, e que apresente baixa amplitude de deslocamento. Para os controladores clássicos, esse objetivo se torna complexo, uma vez que existe uma curva de compromisso entre tempo de estabilização e *overshoot*.

As Figs. 4.32 e 4.33 mostram as respostas do sistema no regime transiente, para o mancal acoplado e livre, respectivamente. Nota-se que para ambos mancais, o PID da SKF obteve um alto nível de *overshoot*, apesar de apresentar um bom tempo de estabilização, ou seja, 0.95 [s]. É evidente o impacto do mesmo no limite crítico do mancal, o que, como comentado anteriormente, pode causar danos ao sistema. O

PID adaptativo consegue evitar o impacto com o rolamento de *backup*, mas possui um tempo de estabilização em torno de 26 vezes maior que o PID. Os controladores PID *Fuzzy* e *Neuro Fuzzy* apresentaram os melhores resultados, com destaque para o último, que teve overshoot quase nulo e um tempo de estabilização extremamente baixo.

#### 4.1.4 Corrente de Controle em *RunUp*

A rigidez corrente e a rigidez de posição são dois parâmetros importantes do mânecal magnético ativo radial que geralmente são considerados constantes em um sistema de controle. No entanto, essa presunção pode levar à provável degradação do desempenho do controle do sistema quanto a perspectiva de que a rigidez de corrente e de posição devem ser variáveis devido a variações na velocidade. Nesse caso, após a validação das correntes descritas anteriormente, espera-se que a ação de controle para diferentes velocidades tenha a menor variação possível, evitando assim mudanças dos parâmetros do sistema. Uma análise do envelope da ação de controle da corrente dos controladores para o sistema trabalhando em *runup*, pode ser vista nas Fig. de 4.34 a 4.37.

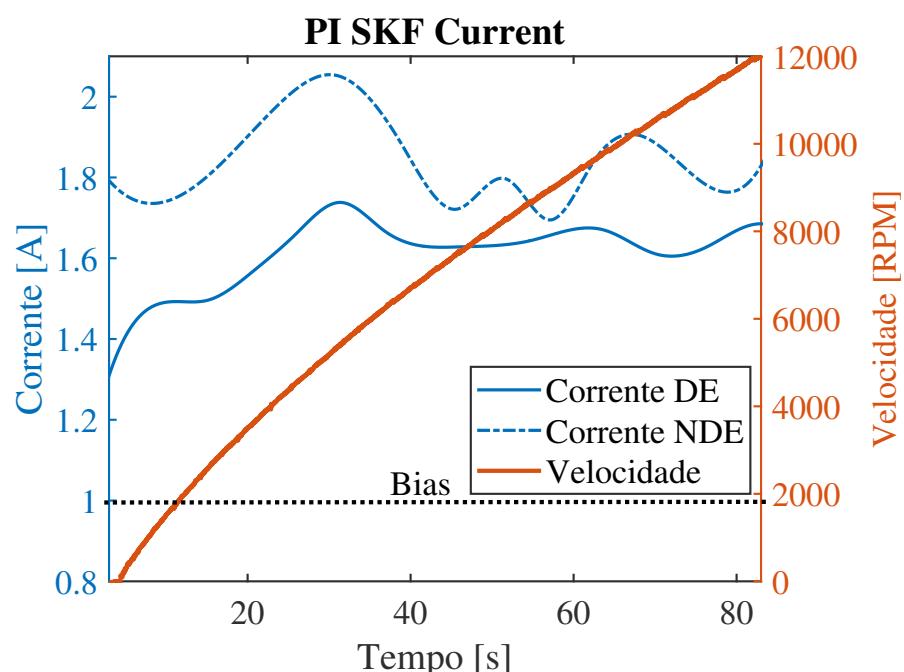


Figura 4.34: Envelope da ação de controle do PID SKF em *runup*.

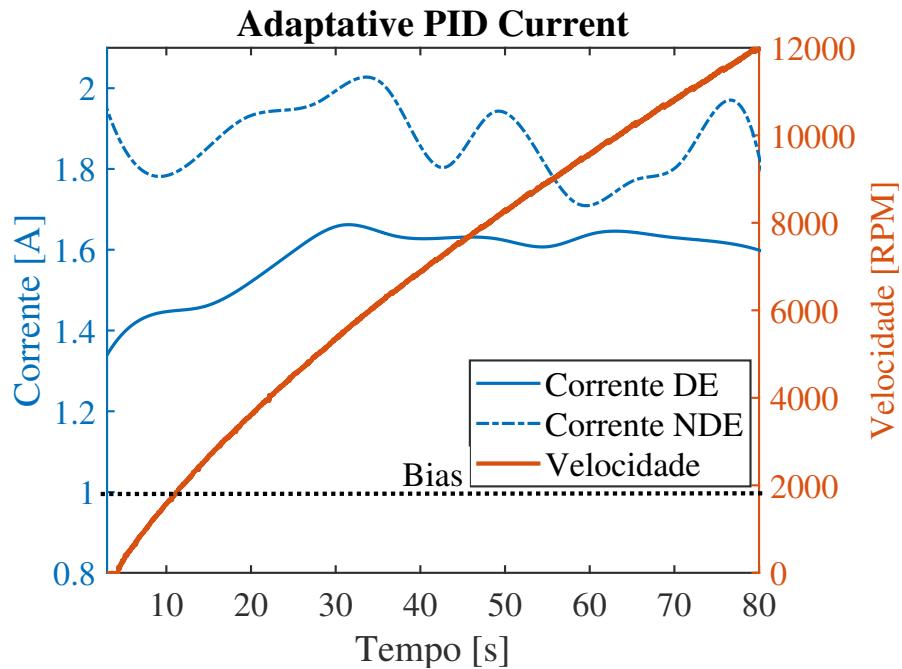


Figura 4.35: Envelope da ação de controle do PID Adaptativo em *runup*.

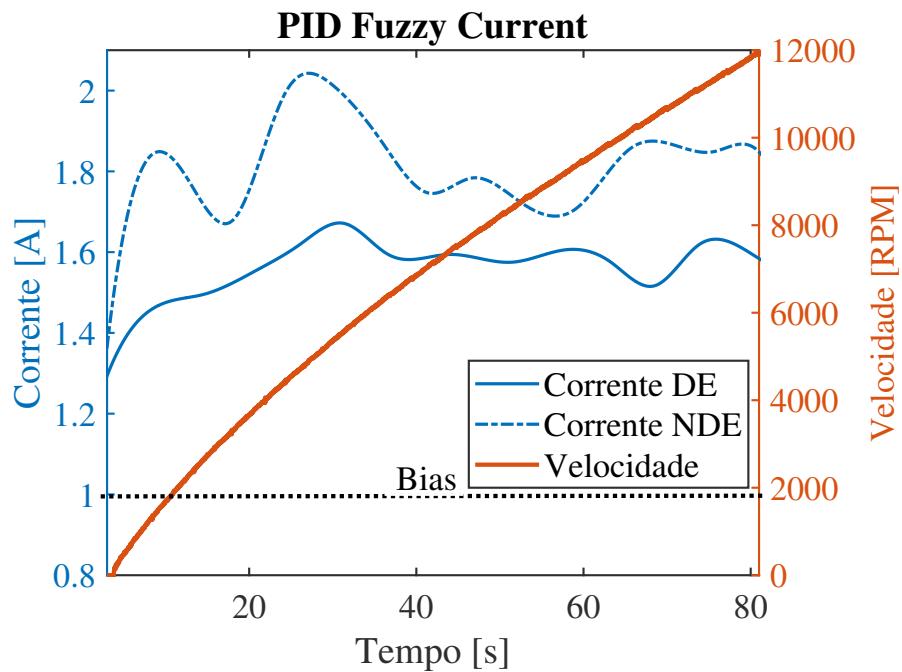


Figura 4.36: Envelope da ação de controle do PID Fuzzy em *runup*.

Observa-se que todos os controladores apresentam picos durante a passagem pelos modos do rotor. O PID da SKF possui os ganhos de corrente mais elevados durante o *runup*, seguido do controlador PID Adaptativo. O PID Fuzzy apresentou boa faixa de operação, com baixa variação em torno do valor RMS de operação. O controlador *Neuro Fuzzy* deve ser destacado, pela baixa corrente de trabalho durante

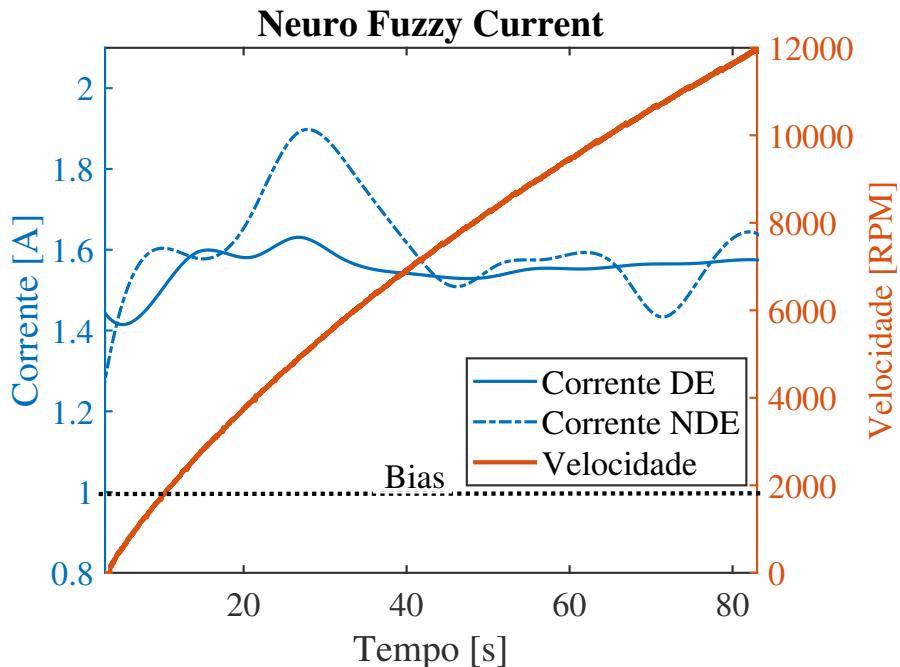


Figura 4.37: Envelope da ação de controle do *Neuro Fuzzy* em *runup*.

toda a faixa de operação, e por sua capacidade de passar pelos modos próprios do sistema sem necessitar de grandes ganhos de corrente.

## 4.2 Projeto Robusto *Neuro Fuzzy*

Esta seção ilustra os resultados obtidos com o controlador *neuro fuzzy*, o controle *neuro fuzzy* robusto e os resultados experimentais. O desempenho dos resultados será comparado com o do controlador PID instalado na bancada de teste da SKF.

### 4.2.1 Controlador *Neuro Fuzzy*

A combinação da intuitividade de um sistema de inferência *fuzzy* com a adaptabilidade da rede neural artificial (características desejáveis para o sistema de controle de um rotor magneticamente suspenso), permite a utilização de controladores inteligentes baseados no sistema de inferência *neuro fuzzy* adaptável.

Para o aprendizado do ANFIS, as entradas (erro de posição e frequência de rotação do rotor) e a saída (corrente elétrica) dos controladores do sistema dinâmico usados anteriormente são usadas como dados de treinamento. O erro quadrático médio  $E_{RMS}$  referente aos dados de treinamento é usado como uma métrica de otimização.

mização para os controladores inteligentes. Como mencionado acima, o método de otimização adotado é a evolução diferencial (D.E.), com fator de perturbação  $F = 0.4$ , taxa de cruzamento  $CR = 0.95$ , número de elementos  $n = 50$  e 100 iterações.

A Fig. 4.38 mostra a resposta dos AMBs com o controlador *neuro fuzzy* após o procedimento de treinamento. O controle de entrada do controlador PID,  $u_{PID}$ , e o controle de entrada do controlador *neuro fuzzy*,  $u_{nf}$ , são equivalentes para o mancal acoplado (DE) e mancal livre (NDE), como mostra as Fig. 4.38(a) e 4.38(b)). Portanto, a função objetivo  $C_{f1}$  que representa o desempenho, Eq. (2.78), é minimizada. Vale ressaltar que o procedimento de treinamento leva em consideração a resposta controlada em estado estacionário para três velocidades de rotação diferentes do rotor para garantir a eficiência do controlador neuro-fuzzy em torno da velocidade crítica.

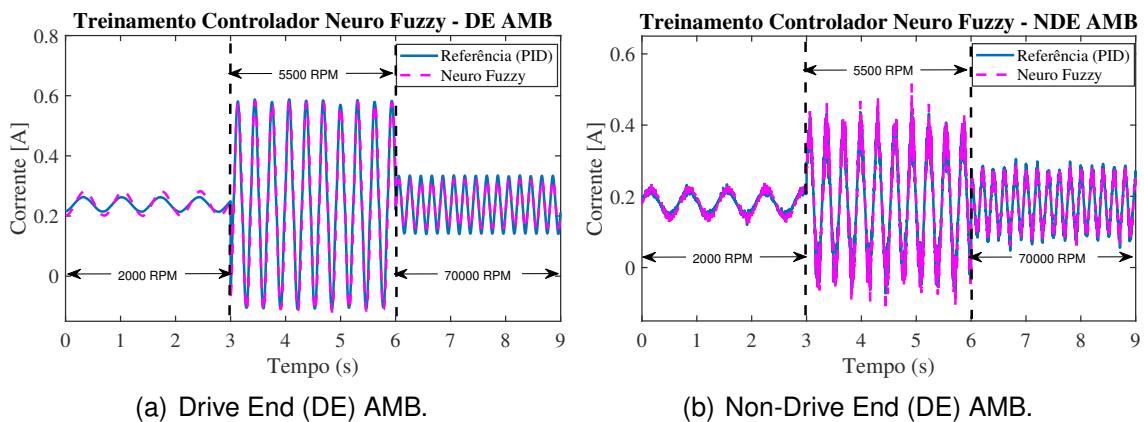


Figura 4.38: Controle *Neuro Fuzzy* e controle PID dos mancais DE e NDE após o procedimento de treinamento.

A evolução de  $E_{RMS}$  como uma função do número da iteração é apresentada na Fig. 4.39.

A Figura 4.40 mostra a resposta do controlador  $u$  em função do erro de posição  $e_{pos}$  e a frequência de rotação do rotor ( $freq$ ) para os mancais acoplados e livres, respectivamente. Pode-se observar que ambos os controladores possuem características de atuação semelhantes: o aumento da corrente é proporcional à amplitude do desbalanceamento e à velocidade crítica do rotor. O AMB da extremidade livre demanda mais energia para executar o controle de vibração, pois esse mancal está localizado em uma posição em que as amplitudes das vibrações são naturalmente maiores.

Para fins de comparação, os controladores são testados para regimes transitórios e de estado estacionário. A classificação do AMB segue os parâmetros especificados

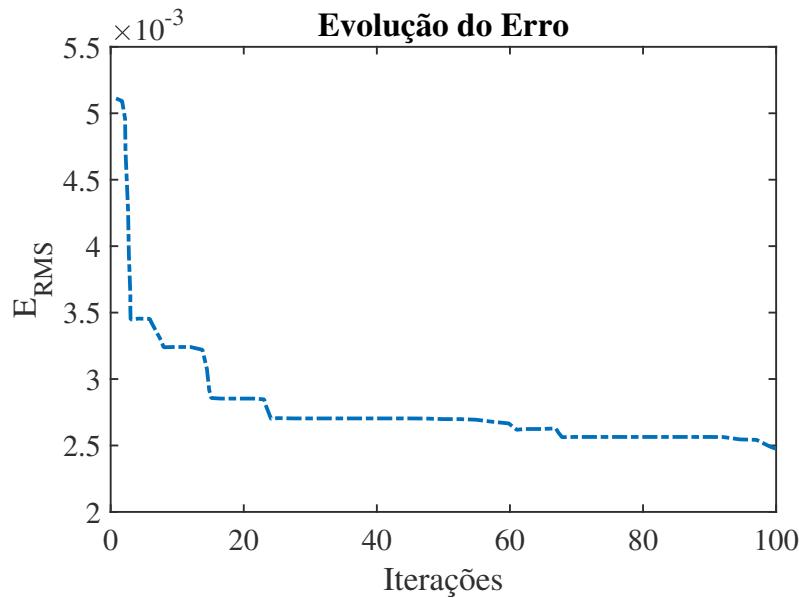


Figura 4.39: Iterações do processo de otimização.

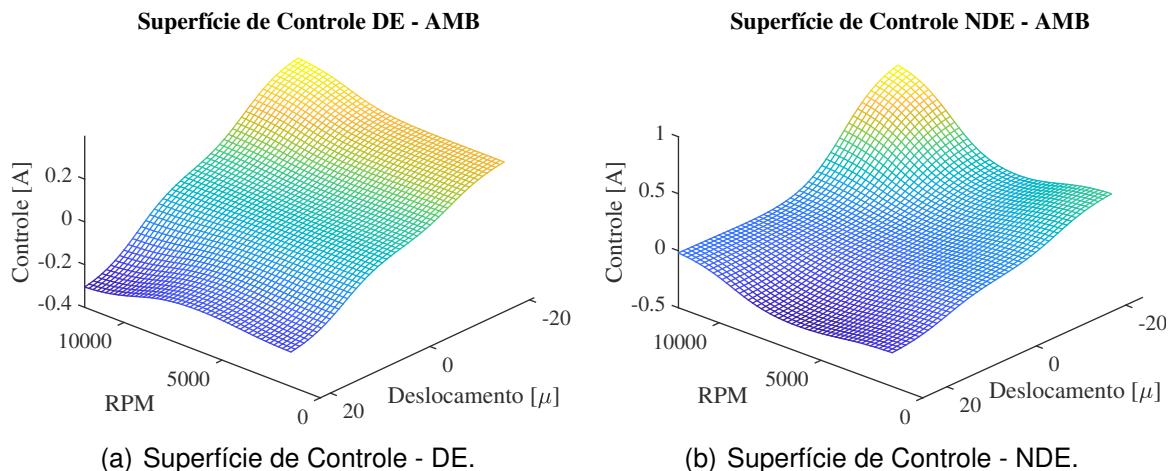


Figura 4.40: Resposta do controlador para o lado acoplado e livre do mancal.

na ISO 14839-2. Na Fig. 4.41, observa-se que o controlador *Neuro Fuzzy* tem um tempo de resposta duas vezes mais rápido que o controlador PID, com um *overshoot* menor e uma estabilização mais uniforme.

A Fig. 4.42 mostra a resposta experimental em estado estacionário dos AMBs. Os controladores *neuro fuzzy* obtiveram resultados mais eficientes que o controlador PID, pois foram capazes de reduzir a amplitude de deslocamento em 22% no lado DE e 35% no lado NDE, como mostrado na Fig. 4.42. Diferentemente dos resultados mostrados na Fig. 4.38, o resultado experimental do controlador *neuro fuzzy* é melhor do que o do PID. Vários efeitos dinâmicos, como forças de desbalanceamento e incertezas, não foram considerados no modelo numérico usado no treinamento do controlador *neuro*

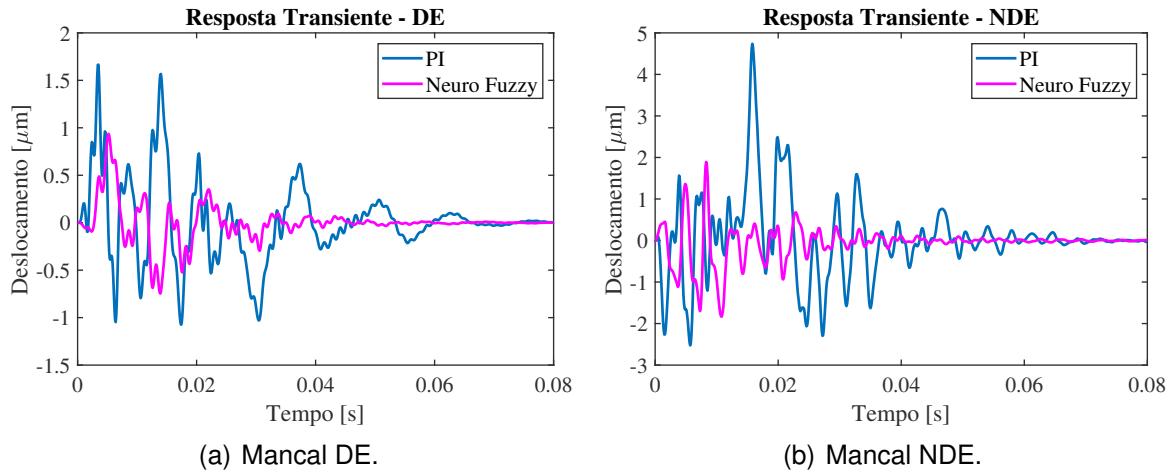


Figura 4.41: Resposta transiente para a levitação.

fuzzy. Os resultados experimentais da Fig. 4.42 mostram um melhor desempenho do controlador *neuro fuzzy* devido a seu comportamento não linear, que lida melhor com dinâmicas não-modeladas e incertezas do que o controlador PID.

Através da ISO 14839-2, pode-se classificar os dois controladores na classe A/B, pois ambos têm uma órbita menor que 30% da folga radial no rolamento, que é de 100  $\mu\text{m}$  no presente caso.

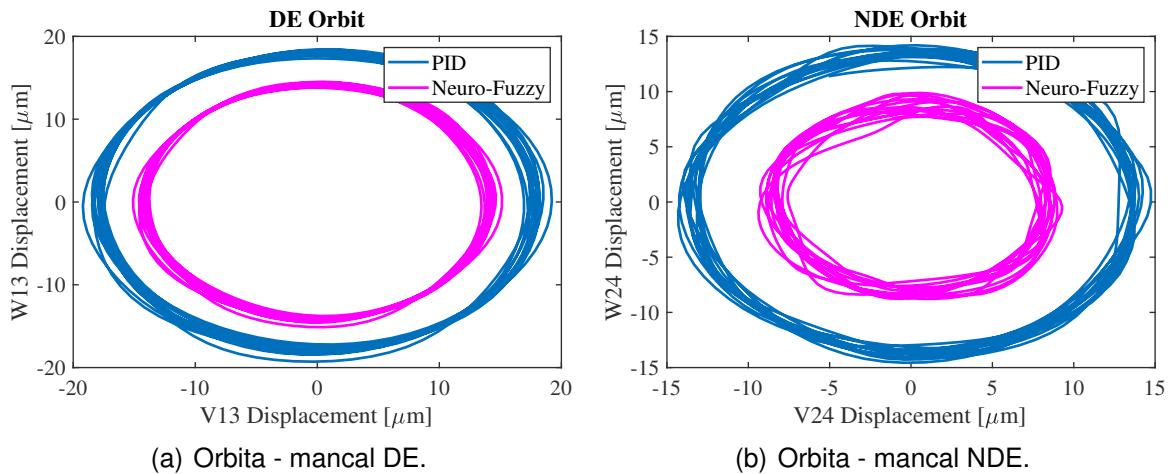


Figura 4.42: Orbitas experimentais para o mancal acoplado e livre a 5500 RPM.

A Figura 4.43 mostra a corrente aplicada aos AMBs em relação às órbitas mostradas anteriormente na Fig. 4.42. Pode-se ver que a energia de controle aplicada pelo controlador *neuro fuzzy* pode atenuar a vibração com menos energia do que o controlador PID para os mancais NDE e DE, conforme mostrado nas Fig. 4.43(a) e 4.43(b). Esse desempenho mostra que é possível diminuir a amplitude do desbalanceamento

com menor consumo de energia usando o controlador *neuro fuzzy*.

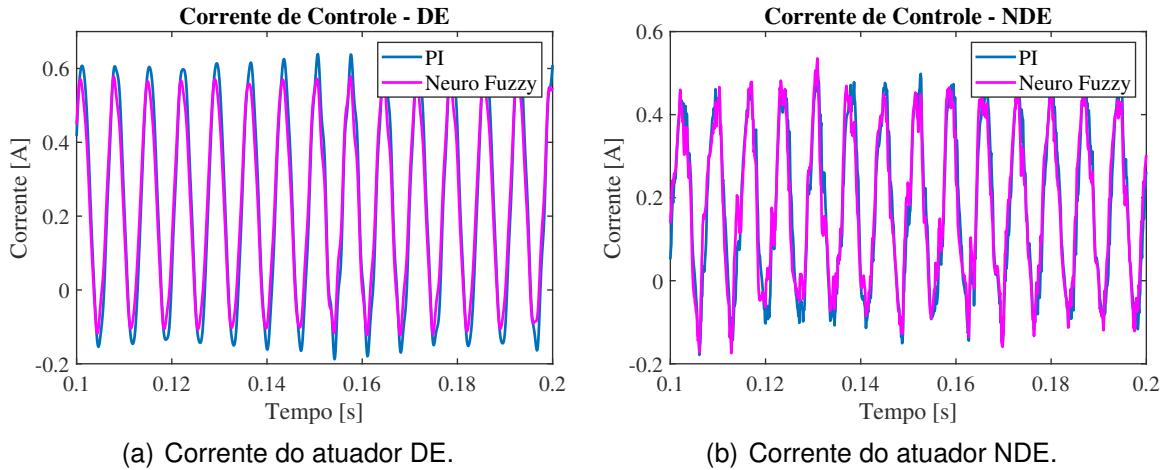


Figura 4.43: Análise experimental da corrente elétrica dos atuadores no mancal acoplado e livre a 5500 RPM.

#### 4.2.2 Controlador *Neuro Fuzzy Robusto*

Inicialmente, o número de amostras necessárias para realizar a simulação de Monte Carlo é avaliado numericamente usando uma análise de convergência. Portanto, o critério de convergência,  $RMS(u_{nf}(k, \mathbf{q}, \mathbf{z}))$ , visa determinar o número mínimo de amostras para garantir precisão numérica para calcular os critérios de robustez a partir de uma simulação de Monte Carlo, como mostra a Fig. 4.44.

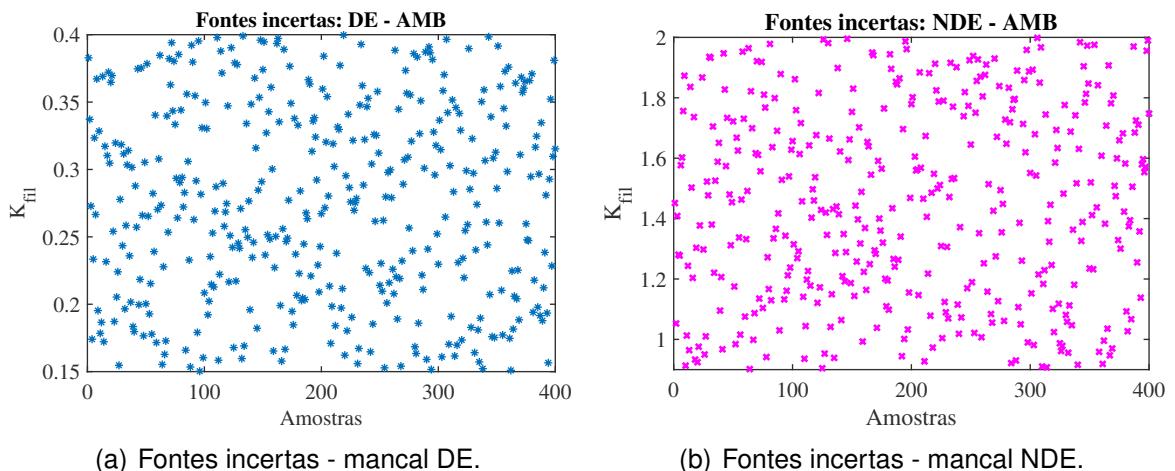


Figura 4.44: Geração das amostras aleatórias baseada na técnica de Monte Carlo para os mancais

$$RMS(u_{nf}(k, \mathbf{q}, \mathbf{z})) = \sum_{k=1}^{n_d} \sqrt{\frac{1}{n_d} (u_{nf}(k, \mathbf{q}, \mathbf{z}))^2} \quad (4.5)$$

A figura 4.45 mostra o comportamento dos critérios de convergência em função do número de amostras. A amplitude dos critérios de convergência aumenta com o aumento do número de amostras. No entanto,  $\max(RMS(u))$  e  $\min(RMS(u))$  não sofrem alterações significativas após 50 amostras.

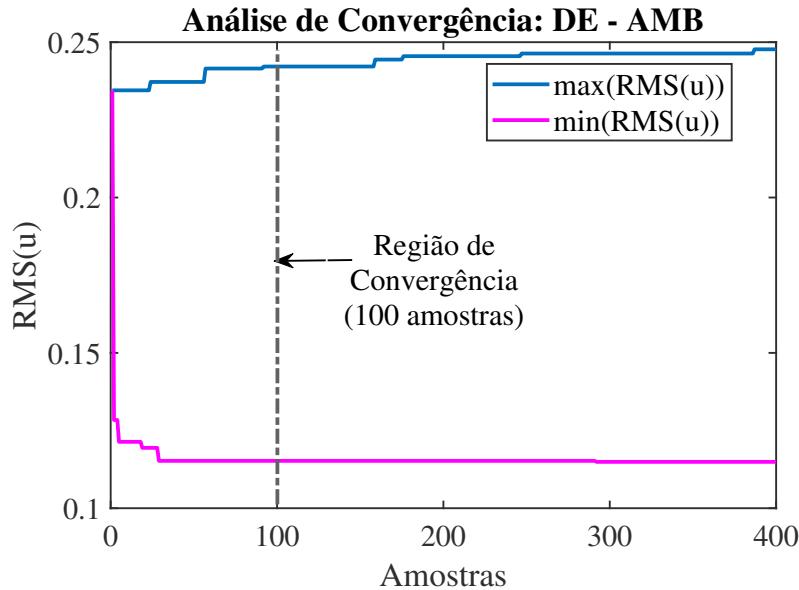


Figura 4.45: Análise de convergência para o mancal acoplado - DE.

O problema de otimização robusta multiobjetivo representado pela Eq. (2.76) foi resolvido usando uma abordagem de evolução diferencial, como proposto por Lobato (2008). Os parâmetros utilizados no algoritmo de evolução diferencial são descritos a seguir: população de 100 indivíduos, 70 gerações, fator de perturbação e probabilidade de cruzamento 0,9, e a estratégia para o mecanismo de mutação é *DE/rand/1/bin* de acordo com Lobato (2008) e Storn e Price (1996).

A Figura 4.46 apresenta a curva de Pareto obtida no espaço de decisão. As soluções ideais da curva de Pareto mostram a solução não dominada, ou seja, o desempenho ótimo do controle e a robustez são objetivos conflitantes.

Três diferentes soluções ótimas foram selecionadas na curva de Pareto, de acordo com a Fig. 4.46. Essas soluções ideais são  $s_1$ ,  $s_2$  e  $s_3$ . A Tab. 4.4 apresenta os parâmetros correspondentes do controlador *neuro fuzzy* para as soluções ótimas selecionadas.  $s_d$  corresponde à resposta do controlador PID no espaço de decisão. Observa-se que  $s_d$  é uma solução dominante, ou seja, as soluções ideais da frente de Pareto têm melhor desempenho do que a resposta do controlador PID.

A Figura 4.47 apresenta as órbitas que foram obtidas experimentalmente para um

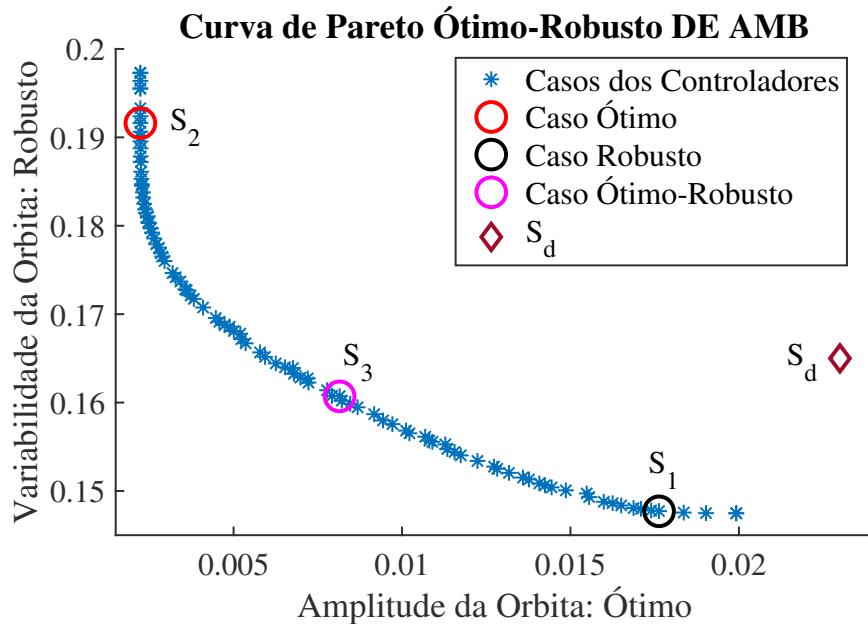


Figura 4.46: Solução robusta de otimização: curva de Pareto.

Tabela 4.4: Parâmetros ideais obtidos a partir da otimização robusta.

Solução	$\beta_{in}$	$S_{in}$	$\beta_{out}$
$s_1$	-10,25	16,12	-0,2556
$s_2$	-11,02	15,65	-0,1907
$s_3$	-25,30	18,10	-0,2265

rotor flexível suportado por AMBs, considerando a definição do controlador *neuro fuzzy* referente a  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$  e  $s_d$ . Vale ressaltar que esses resultados foram obtidos aplicando os parâmetros ótimos ao controlador *neuro fuzzy*.

Pode-se ver que a solução  $s_1$  está associada ao melhor desempenho do controlador, pois fornece a menor órbita.  $s_2$  apresenta o pior desempenho entre as soluções ótimas consideradas, pois sua órbita é maior que as obtidas para as outras soluções ótimas.

No entanto,  $s_1$  demonstrou ter a menor robustez, ou seja, a solução ideal  $s_1$  tem grande sensibilidade a incertezas. Além disso,  $s_2$  apresentou a maior robustez demonstrada pela pequena dispersão da resposta incerta. Esse comportamento garante que a amplitude da vibração seja reduzida com pequenos efeitos de incertezas, ou seja, tem-se uma resposta robusta. Finalmente, a solução  $s_3$  é uma solução intermediária ideal que demonstra o equilíbrio adequado entre robustez e desempenho. Portanto, para uma aplicação que exige desempenho e robustez ideais,  $s_3$  apresenta o ajuste mais adequado para o controlador *neuro fuzzy*.

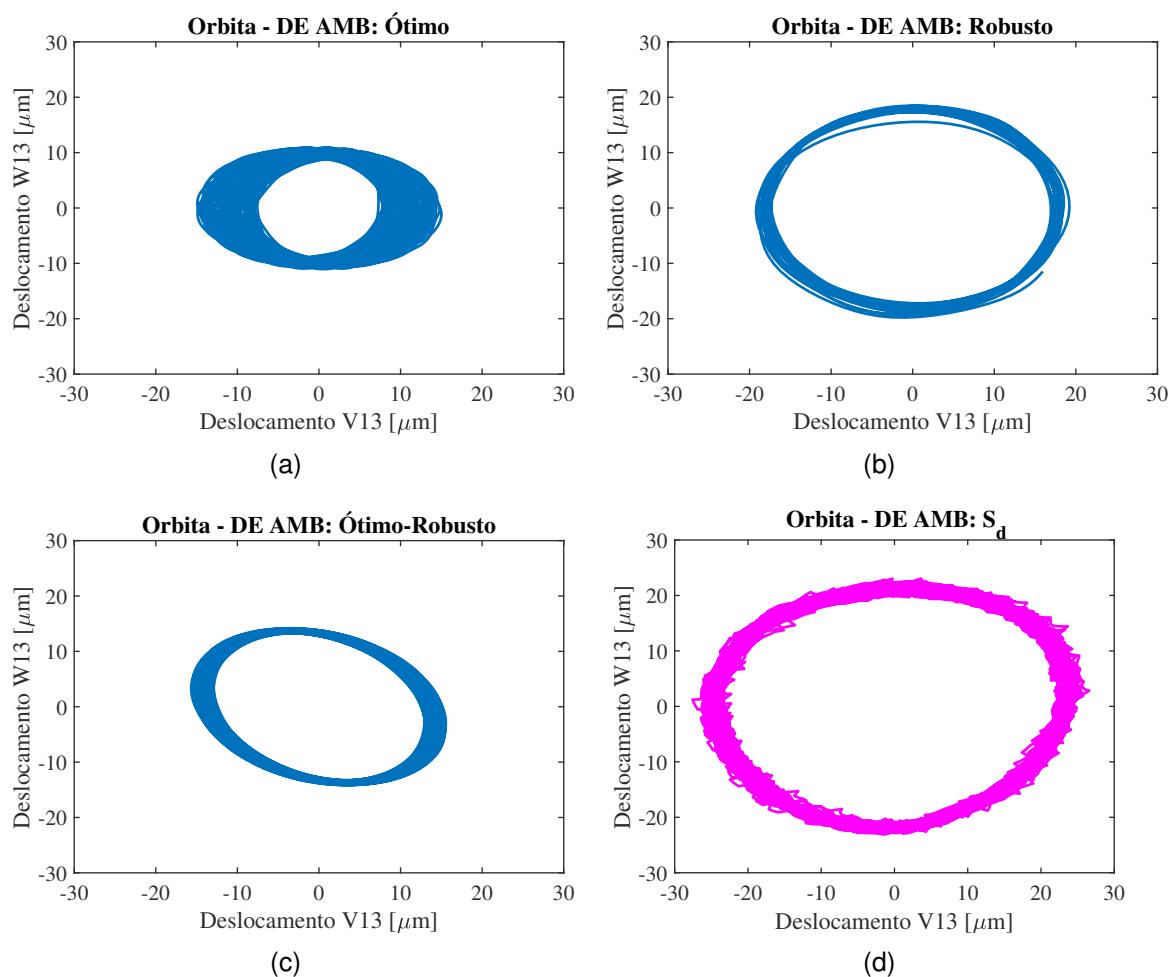


Figura 4.47: Comparação experimental dos controladores dados pela curva de Pareto e o PID da SKF para 5500 RPM no mancal acoplado - DE: (a)  $S_1$  - Ótimo, (b)  $S_2$  - Robusto, (c)  $S_3$  - Ótimo-Robusto e (d)  $S_d$  - PID SKF.

# Capítulo 5

## Conclusão

Na tese proposta os resultados obtidos foram derivados de uma metodologia própria com o objetivo de apresentar o projeto de sistemas de controle ativo aplicados a rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos. Dessa forma, são detalhadas todas as etapas envolvidas no projeto, desde a modelagem da planta, passando pelo processo de identificação experimental dos seus parâmetros, correlação e ajuste do modelo, síntese dos controladores e, por fim, a avaliação da sua estabilidade e desempenho, baseado nas normas ISO e API. Um controlador *Neuro Fuzzy* foi projetado a partir dos dados do controlador PID da SKF e seu desempenho foi avaliado sob as mesmas condições estabelecidas para os dois outros controladores. Em sequência, um controlador *Neuro Fuzzy* robusto foi desenvolvido visando incorporar incertezas e não linearidades associadas à bancada avaliada, e que não foram incorporadas no modelo. Deve-se mencionar que a motivação deste trabalho é voltada para o desenvolvimento de controladores fisicamente possíveis de serem implementados em diferentes tipos de sistemas de engenharia, de fácil manuseio à vista de sua complexidade e capazes de conferir estabilidade e desempenho robusto plenamente satisfatórios para o sistema estudado.

Primeiramente foi desenvolvido um modelo numérico capaz de representar a bancada experimental com base nos parâmetros fornecidos pelo fabricante. Após tal feito, uma técnica de redução de modelo foi imposta, para melhorar a performance da simulação numérica e permitir a criação de controladores através de um modelo fiel às características experimentais da planta.

Para a análise dos resultados dos controladores obtidos na tese, foi utilizado como

referência um controlador PID que foi implementado seguindo as características do controlador fornecido juntamente com a bancada experimental. É importante mencionar que, para garantir que os controladores pudessem ser testados nas mesmas condições, todos os controladores foram modelados em ambiente Matlab®/Simulink e embarcados em uma placa de aquisição e processamento (dSPACE - DS1202), lembrando que o controlador PID fornecido pelo fabricante que opera *onboard* na unidade controladora da bancada, possui algumas vantagens por comunicar-se diretamente com o *hardware*.

A síntese dos controladores bem como toda a fundamentação teórica necessária para a construção do controlador *Neuro Fuzzy* robusto são apresentadas no Capítulo II. Quanto ao PID Adaptativo, um integrador *windup* foi inserido para evitar que o erro acumulado do integrador, responsável pela perda de estabilidade do sistema, compromettesse o seu funcionamento. Assim, após observar os bons resultados com a utilização deste recurso, este foi inserido também no controlador PI para evitar a saturação do integrador. Fez-se uso do algoritmo de evolução diferencial (ED) para determinar os ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  do controlador, definindo como critérios multiobjetivos o *overshoot* e o tempo de resposta para uma entrada degrau.

Um controlador PID *Fuzzy* foi projetado combinando um PI-FLC e um PD-FLC. A evolução diferencial (ED) foi usada para garantir uma troca ideal entre várias medidas de desempenho conflitantes, como estado estacionário, tempo de acomodação e tempo de subida. O controlador PID *Fuzzy* ideal foi então implementado no sistema em tempo real. Os resultados foram comparados com aqueles obtidos a partir de outros controladores também desenvolvidos no trabalho. Os resultados mostraram que o desempenho do sistema foi aprimorado em relação ao controlador de referência, o PID.

Os Controladores *Neuro Fuzzy* e *Neuro Fuzzy* robusto foram desenvolvidos buscando suprir a necessidade de conhecer as incertezas e não-linearidades presentes no sistema. Os controladores garantiram boas respostas nas análises em frequência e no desempenho, conforme caracterizado pelo tempo de acomodação, *overshoot* e rejeição de ruídos. Através da otimização multiobjetivo, foi possível encontrar uma curva de Pareto capaz de apresentar o ótimo e a robustez do sistema, dadas respectivamente pela diminuição da amplitude de vibração e pela variação do tamanho da

amplitude da órbita.

No Capítulo III é apresentado um modelo numérico/computacional representativo da planta experimental, com a finalidade de permitir a síntese e as análises de desempenho e de estabilidade das estratégias de controle propostas. Para tanto, a abordagem utilizada consistiu na criação de sub sistemas a partir dos principais componentes que definem a máquina, os quais foram então modelados em ambiente MATLAB®/Simulink, levando-se em consideração as especificações fornecidas pelo fabricante. Em seguida, cada modelo individual passou por um processo de ajuste experimental.

O Capítulo IV foi destinado para as avaliações de desempenho do sistema, onde foram medidas as Funções de Sensibilidade, Funções de Transferência em Malha Fechada e a Reposta ao Desbalanceamento. Com base nos padrões definidos pela norma ISO 14839-3, o controlador PID adaptativo foi capaz de assegurar uma margem de estabilidade equivalente à de uma máquina nova, pois o pico máximo da sua função de sensibilidade está localizado dentro da Zona A. Já o controlador PI conferiu à planta uma margem de estabilidade inferior, ainda considerada aceitável, pois o máximo pico registrado para a função de sensibilidade localiza-se no interior da Zona B.

Os controladores *PID Fuzzy* e PID adaptativo foram capazes de manter os níveis de vibração dentro da ZONA A para toda a faixa de operação, apresentando valores de vibração inferiores aos do controlador PID da SKF. Em contrapartida, o PID adaptativo teve um tempo de acomodação muito superior aos demais controladores. Este fato que não deve ser julgado como algo prejudicial, visto que o *overshoot* observado teve valores aceitáveis, e que diferentemente do PID proposto pela SKF, não toca no limite crítico do mancal de *backup*. Como discutido anteriormente, impactos abruptos decorrentes do transitório podem causar danos ao eixo, como desalinhamento e até mesmo trincas.

Com relação à resposta do sistema quanto a ação de controle e *runup*, nota-se que a melhor performance foi a proporcionada pelo controlador *Neuro Fuzzy* que, além de possuir baixa amplitude em toda a faixa de operação, conseguiu apresentar as menores médias RMS de controle. Os controladores *PID Fuzzy* e PID adaptativo apresentaram bons resultados dentro da norma usada como referência. Por outro lado, o PID da SKF apresentou altos níveis de corrente elétrica, além de não amortecer

de forma efetiva os modos críticos do sistema. À vista dos resultados obtidos, pode-se afirmar que o projeto dos controladores usando a metodologia proposta nesta tese foi bem sucedido, pois foi possível cumprir satisfatoriamente todos os requisitos de projeto que foram estabelecidos.

Uma vez que os resultados dos controladores foram avaliados, observou-se a necessidade de considerar parâmetros incertos do sistema. Neste sentido, se apresentou um procedimento de projeto de um controlador *neuro fuzzy* robusto para rotores suportados por AMB, com base no esquema de controle *neuro fuzzy* e otimização robusta. Este procedimento permitiu obter um compromisso ideal entre controle de vibração e robustez da solução.

Os resultados experimentais obtidos com o controlador *neuro fuzzy* demonstraram um melhor desempenho em termos de eficiência energética e atenuação da vibração em comparação com o controlador PID. É sabido que o controlador PID é o controlador mais amplamente aplicado em plantas que envolvem AMB. Além disso, a otimização robusta fornece controladores ideais que levam em consideração a robustez e o desempenho, simultaneamente, levando em conta os requisitos operacionais.

Portanto, pode-se afirmar que a principal contribuição deste trabalho foi o de desenvolver um novo procedimento de projeto para conferir robustez a um controlador *neuro fuzzy* aplicado em um rotor suportado por mancais magnéticos ativos, baseado em técnicas de projeto robusto ideal. Esse procedimento ideal de projeto ajusta o controlador *neuro fuzzy* robusto, levando em consideração tanto o desempenho como a atenuação de vibração, garantindo uma solução de compromisso envolvendo estes dois critérios.

Adicionalmente, deve-se mencionar outras contribuições relevantes, a saber: desenvolvimento de modelos representativos de sistemas rotativos para aplicação em plantas com controle ativo; projeto e implementação de arquiteturas de controle ativo com real possibilidade de utilização na indústria; projeto e caracterização de controladores para mancais magnéticos com foco na relação custo computacional versus eficiência no controle de vibração.

## Perspectivas de Trabalhos Futuros

Como sugestão para a continuidade do trabalho apresentado nesta tese de doutorado, pode-se elencar:

- Incluir na modelagem os efeitos dinâmicos da base/suporte, que foram negligenciados nesta tese;
- Aplicação da metodologia proposta em sistemas de rotores embarcados considerando veículos terrestres, marítimos e aeroespaciais;
- Inclusão de esquemas de controle adaptativos nos controladores *neuro fuzzy* em mancais magnéticos ativos aplicados às máquinas rotativas;
- Desenvolver um controlador que se adapte ao desbalanceamento do rotor baseado na técnica de balanceamento por sete rodadas;
- Avaliar falhas e defeitos que surgem em rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos ativos.
- Criar um controle baseado em *machine learning* que englobe os melhores desempenhos de cada controlador para situações específicas de trabalho e de distúrbios da máquina considerada.

# Referências

- AHMED, A. H.; WAHAB, T. M. A. Active magnetic bearing design optimization and transient-state analysis using ansys. **Engineering and Technology Journal**, University of Technology, v. 28, n. 16, p. 5171–5187, 2010.
- ALFARO, V. M.; VILANOVA, R. **Model-reference robust tuning of PID controllers**. Springer, 2016. Disponível em: <[doi:10.1007/978-3-319-28213-8](https://doi.org/10.1007/978-3-319-28213-8)>.
- ALIAS, J.; PRIYA, P. L.; BEENA, N. Fractional order sliding mode controller for a solid-core magnetic bearing system. In: IEEE. **2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. Toronto, ON, 2017. p. 809–814. Disponível em: <[DOI:10.1109/ICIT.2017.7915463](https://doi.org/10.1109/ICIT.2017.7915463)>.
- ALLAIRE, P.; LEWIS, D.; KNIGHT, J. Active vibration control of a single mass rotor on flexible supports. **Journal of the Franklin Institute**, Elsevier, v. 315, n. 3, p. 211–222, 1983. Disponível em: <[https://doi.org/10.1016/0016-0032\(83\)90025-X](https://doi.org/10.1016/0016-0032(83)90025-X)>.
- ALVES, M. T. S. Controle de vibrações em máquinas rotativas usando ligas com memória de forma. Universidade Federal de Uberlândia, 2015.
- ANANTACHAISILP, P.; LIN, Z. Fractional order pid control of rotor suspension by active magnetic bearings. In: MULTIDISCIPLINARY DIGITAL PUBLISHING INSTITUTE. **Actuators**. 2017. v. 6, n. 1, p. 4. Disponível em: <[DOI:10.3390/act6010004](https://doi.org/10.3390/act6010004)>.
- ANDERSON, B. D.; LIU, Y. Controller reduction: concepts and approaches. In: IEEE. **1987 American Control Conference**. 1989. p. 802–812. Disponível em: <[DOI:10.1109/9.29422](https://doi.org/10.1109/9.29422)>.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. Pid control system analysis, design, and technology. **IEEE transactions on control systems technology**, IEEE, v. 13, n. 4, p. 559–576, 2005. Disponível em: <[doi:10.1109/TCST.2005.847331](https://doi.org/10.1109/TCST.2005.847331)>.
- API:617. Axial and centrifugal compressors and turboexpanders for petroleum, chemical and gas industry services. **American Petroleum Institute (API)**, v. 8th Edition, p. 386, 2016. Disponível em: <[DOI:10.1115/GTINDIA2015-1215](https://doi.org/10.1115/GTINDIA2015-1215)>.
- API:684. Api standard paragraphs rotordynamic tutorial: Lateral critical speeds, unbalance response, stability, train torsionals, and rotor balancing. **American Petroleum Institute (API)**, p. 320, 2005.
- ARAKI, M.; TAGUCHI, H. Two-degree-of-freedom pid controllers. **International Journal of Control, Automation, and Systems**, v. 1, n. 4, p. 401–411, 2003. Disponível em: <[DOI:10.11509/isciesci.42.1\\_18](https://doi.org/10.11509/isciesci.42.1_18)>.

- ARREDONDO, I.; JUGO, J.; ETXEBARRIA, V. Modeling and control of a flexible rotor system with amb-based sustentation. **ISA transactions**, Elsevier, v. 47, n. 1, p. 101–112, 2008. Disponível em: <DOI:10.1016/j.isatra.2007.04.004>.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. The future of pid control. **Control engineering practice**, Elsevier, v. 9, n. 11, p. 1163–1175, 2001. Disponível em: <doi:10.1016/S0967-0661(01)00062-4>.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive control**. Courier Corporation, 2013. Disponível em: <ISBN:0201558661>.
- BARBOSA, J. S. Análise de modelos termohidrodinâmicos para mancais de unidades geradoras francis. Universidade Federal de Uberlândia, 2018. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2018.1146>>.
- BEAN, J.; SCHOOR, G. V.; RAND, C. D. Integrated procedure for vibration characterization of a magnetic bearing supported rotor delevitation system. **Measurement**, Elsevier, v. 85, p. 255–268, 2016. Disponível em: <doi:10.1016/j.measurement.2016.02.022>.
- BENNER, P.; GUGERCIN, S.; WILLCOX, K. A survey of projection-based model reduction methods for parametric dynamical systems. **SIAM review**, SIAM, v. 57, n. 4, p. 483–531, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1137/130932715>>.
- BI, C.; WU, D.; JIANG, Q.; LIU, Z. Automatic learning control for unbalance compensation in active magnetic bearings. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 41, n. 7, p. 2270–2280, 2005. Disponível em: <DOI:10.1109/TMAG.2005.851866>.
- BINGI, K.; IBRAHIM, R.; KARSITI, M. N.; HASSAN, S. M. Fuzzy gain scheduled set-point weighted pid controller for unstable cstr systems. In: IEEE. **2017 IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications (ICSIPA)**. 2017. p. 289–293. Disponível em: <doi:10.1109/ICSIPA.2017.8120623>.
- BORGES, A. S. et al. Controle modal de rotores com mancais magnéticos-projeto robusto. Universidade Federal de Uberlândia, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.14393/ufu.te.2016.5>>.
- BORGES, R.; LIMA, A. de; STEFFEN, V. Robust optimal design of a nonlinear dynamic vibration absorber combining sensitivity analysis. **Shock and Vibration**, Hindawi, v. 17, n. 4-5, p. 507–520, 2010. Disponível em: <DOI:10.1155/2010/587502>.
- BOUAZIZ, S.; MESSAOUD, N. B.; CHOLEY, J.-Y.; MAATAR, M.; HADDAR, M. Transient response of a rotor-ambs system connected by a flexible mechanical coupling. **Mechatronics**, Elsevier, v. 23, n. 6, p. 573–580, 2013. Disponível em: <doi:10.1016/j.mechatronics.2013.05.002>.
- BOYD, S.; GHAOUI, L. E.; FERON, E.; BALAKRISHNAN, V. **Linear matrix inequalities in system and control theory**. Siam, 1994. v. 15. Disponível em: <ISBN: 0-89871-334-X>.
- BRAUNBEK, W. Freischwebende Körper im elektrischen und magnetischen feld. **Zeitschrift für Physik**, Springer, v. 112, n. 11-12, p. 753–763, 1939. Disponível em: <DOI:10.1007/BF01339979>.

- CARVALHO, F. C.; OLIVEIRA, M. V.; PEREIRA, B.; JR, A. A. C.; JR., V. S. Modeling and characterization of a flexible rotor supported by active magnetic bearings using model reduction techniques. In: ABCM. **Proceedings of the XVIII International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics**. Buzios, 2019.
- CARVALHO, F. C.; OLIVEIRA, M. V. F. de; PEREIRA, B. L.; JR, A. A. C.; JR, V. S. Modeling and characterization of a flexible rotor supported by active magnetic bearings using model reduction techniques. **XVIII International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics**, 2019.
- CARVALHO, V. N. Balanceamento robusto de máquinas rotativas com eixos flexíveis. Universidade Federal de Uberlândia, 2017. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2017.41>>.
- CAVALINI, A. A.; GALAVOTTI, T. V.; MORAIS, T. S.; KOROISHI, E. H.; STEFFEN, V. Vibration attenuation in rotating machines using smart spring mechanism. **Mathematical Problems in Engineering**, Hindawi, v. 2011, 2011. Disponível em: <DOI:10.1155/2011/340235>.
- Cavalini Jr, A. A. **Detecção e Identificação de Trincas Transversais Incipientes em Eixos Horizontais Flexíveis de Máquinas Rotativas**. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2013.
- CHANG, L.-Y.; CHEN, H.-C. Tuning of fractional pid controllers using adaptive genetic algorithm for active magnetic bearing system. **WSEAS Transactions on systems**, v. 8, n. 1, p. 158–167, 2009.
- CHEN, H.-C. Optimal fuzzy pid controller design of an active magnetic bearing system based on adaptive genetic algorithms. In: IEEE. **2008 International Conference on Machine Learning and Cybernetics**. 2008. v. 4, p. 2054–2060. Disponível em: <DOI:10.1109/ICMLC.2008.4620744>.
- CHEN, S.-Y.; LIN, F.-J. Robust nonsingular terminal sliding-mode control for nonlinear magnetic bearing system. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, IEEE, v. 19, n. 3, p. 636–643, 2010. Disponível em: <DOI:10.1109/TCST.2010.2050484>.
- CHIBA, A.; FUKAO, T.; ICHIKAWA, O.; OSHIMA, M.; TAKEMOTO, M.; DORRELL, D. G. **Magnetic bearings and bearingless drives**. Elsevier, 2005. Disponível em: <doi:10.1016/B978-075065727-3/50006-7>.
- CHOI, H.; BUCKNER, G.; GIBSON, N. Neural robust control of a high-speed flexible rotor supported on active magnetic bearings. In: IEEE. **2006 American Control Conference**. 2006. p. 6–pp. Disponível em: <DOI:10.1109/ACC.2006.1657290>.
- COLE, M.; KEOGH, P.; BURROWS, C. Vibration control of a flexible rotor/magnetic bearing system subject to direct forcing and base motion disturbances. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science**, Sage Publications Sage UK: London, England, v. 212, n. 7, p. 535–546, 1998. Disponível em: <DOI:10.1243/0954406981521501>.

- COLLETTE, Y.; SIARRY, P. **Multiobjective optimization: principles and case studies**. Springer Science & Business Media, 2002. Disponível em: <DOI:10.1007/978-3-662-08883-8>.
- COSTA, T. L.; LARA-MOLINA, F. A.; JUNIOR, A. A. C.; TAKETA, E. Robust  $H_\infty$  computed torque control for manipulators. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 16, n. 2, p. 398–407, 2018. Disponível em: <DOI:10.26678/ABCM.COSEM2019.COB2019-0050>.
- COUZON, P.-Y.; HAGOPIAN, J. D. Neuro-fuzzy active control of rotor suspended on active magnetic bearing. **Journal of Vibration and Control**, Sage Publications Sage UK: London, England, v. 13, n. 4, p. 365–384, 2007. Disponível em: <<https://doi.org/10.1177/1077546307074578>>.
- CUI, P.; WANG, Q.; LI, S.; GAO, Q. Combined fir and fractional-order repetitive control for harmonic current suppression of magnetically suspended rotor system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 6, p. 4828–4835, 2017. Disponível em: <DOI:10.1109/TIE.2017.2668985>.
- DEFOY, B.; ALBAN, T.; MAHFOUD, J. Experimental assessment of a new fuzzy controller applied to a flexible rotor supported by active magnetic bearings. **Journal of Vibration and Acoustics**, American Society of Mechanical Engineers Digital Collection, v. 136, n. 5, 2014. Disponível em: <DOI:10.1115/1.4027959>.
- DHAR, D.; BARRETT, L. Design of magnetic bearings for rotor systems with harmonic excitations. 1993. Disponível em: <DOI:10.1115/1.2930357>.
- DIMITRI, A.; MAHFOUD, J.; EL-SHAFEI, A. Oil whip elimination using fuzzy logic controller. **Journal of Engineering for Gas Turbines and Power**, American Society of Mechanical Engineers Digital Collection, v. 138, n. 6, 2014. Disponível em: <DOI:10.1115/GT2014-26619>.
- DING, W.; CHANGSHENG, Z.; MING, T.; BIN, Z. The effect of controllers on the dynamic behaviour of a rotor supported on active magnetic bearings. In: IEEE. **2010 International Conference on Electrical and Control Engineering**. 2010. p. 2336–2339. Disponível em: <DOI:10.1109/ICECE.2010.576>.
- DONG, L.; YOU, S. Adaptive control of an active magnetic bearing with external disturbance. **ISA transactions**, Elsevier, v. 53, n. 5, p. 1410–1419, 2014. Disponível em: <DOI:10.1016/j.isatra.2013.12.028>.
- DRIANKOV, D.; HELLEDOORN, H.; REINFRANK, M. **An introduction to fuzzy control**. Springer Science & Business Media, 2013. Disponível em: <DOI:10.1007/978-3-662-11131-4>.
- DULLERUD, G. E.; PAGANINI, F. **A course in robust control theory: a convex approach**. Springer Science & Business Media, 2013. v. 36. Disponível em: <DOI:10.1007/978-1-4757-3290-0>.
- EARNSHAW, S. On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether. **Trans. Camb. Phil. Soc.**, v. 7, p. 97–112, 1842. Disponível em: <<https://ci.nii.ac.jp/naid/10026980166/en/>>.

- EL-SHAFEI, A.; DIMITRI, A. Controlling journal bearing instability using active magnetic bearings. **Journal of Engineering for Gas Turbines and Power**, American Society of Mechanical Engineers, v. 132, n. 1, p. 012502, 2010. Disponível em: <<https://doi.org/10.1115/1.3078785>>.
- ESCAMILLA-AMBROSIO, P.; MORT, N. A novel design and tuning procedure for pid type fuzzy logic controllers. In: IEEE. **Proceedings First International IEEE Symposium Intelligent Systems**. 2002. v. 1, p. 36–41. Disponível em: <DOI:10.1109/IS.2002.1044225>.
- ESCH, J.; DING, S. X.; WEINHOLD, N.; SCHULTALBERS, M. Control performance index minimal tuning of set-point weighted pid-controllers for lti plants based on convex optimisation. In: IEEE. **21st Mediterranean Conference on Control and Automation**. 2013. p. 1439–1444. Disponível em: <[doi:10.1109/MED.2013.6608910](https://doi.org/10.1109/MED.2013.6608910)>.
- FANAEI, A.; FARROKHI, M. Robust adaptive neuro-fuzzy controller for hybrid position/force control of robot manipulators in contact with unknown environment. **Journal of Intelligent & Fuzzy Systems**, IOS Press, v. 17, n. 2, p. 125–144, 2006.
- FRISWELL, M. I.; PENNY, J. E.; LEES, A. W.; GARVEY, S. D. **Dynamics of rotating machines**. Cambridge University Press, 2010. Disponível em: <[doi:10.1017/CBO9780511780509](https://doi.org/10.1017/CBO9780511780509)>.
- GÄHLER, C. **Rotor dynamic testing and control with active magnetic bearings**. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, 1998.
- GAMAL, B. E. den; OUDA, A. N.; ELHALWAGY, Y. Z.; ELNASHAR, G. A. Advanced fast disturbance rejection pi controller for dc motor position control. In: . [s.n.], 2015. Disponível em: <[DOI:10.21608/asat.2015.22942](https://doi.org/10.21608/asat.2015.22942)>.
- GARCIA-GABIN, W.; ZAMBRANO, D.; CAMACHO, E. F. Sliding mode predictive control of a solar air conditioning plant. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 17, n. 6, p. 652–663, 2009. Disponível em: <[DOI:10.1016/j.conengprac.2008.10.015](https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2008.10.015)>.
- GLOVER, K. All optimal hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their  $l_1$ -error bounds. **International journal of control**, Taylor & Francis, v. 39, n. 6, p. 1115–1193, 2007. Disponível em: <[DOI:10.1080/00207178408933239](https://doi.org/10.1080/00207178408933239)>.
- GOLDBERG, D. E. Genetic algorithms in search, optimisation and machine learning. **Reading, Addison, Wesley**, 1989. Disponível em: <<https://doi.org/10.1023/A:1022602019183>>.
- GORISSEN, B. L.; YANIKOĞLU, İ.; HERTOG, D. den. A practical guide to robust optimization. **Omega**, Elsevier, v. 53, p. 124–137, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.omega.2014.12.006>>.
- GOSIEWSKI, Z.; MYSTKOWSKI, A. Robust control of active magnetic suspension: analytical and experimental results. **Mechanical Systems and Signal Processing**, Elsevier, v. 22, n. 6, p. 1297–1303, 2008. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2007.08.005>>.

- GÜLER, I.; ÜBEYLI, E. D. Adaptive neuro-fuzzy inference system for classification of eeg signals using wavelet coefficients. **Journal of neuroscience methods**, Elsevier, v. 148, n. 2, p. 113–121, 2005. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.jneumeth.2005.04.013>>.
- HABERMANN, H.; LIARD, G. Le palier magnétique actif: un principe révolutionnaire. **SKF Rev. Roulements**, n. 192, 1977.
- HABIB, M. K.; INAYAT-HUSSAIN, J. I. Fuzzy logic based control of rotor motion in active magnetic bearings. In: **IEEE. IEEE Conference on Cybernetics and Intelligent Systems, 2004**. Singapore, 2004. v. 2, p. 1219–1225.
- HARTAVI, A.; USTUN, O.; TUNCAY, R.; GURLEYEN, F. The design, simulation and experimental study of active magnetic bearing. In: **IEEE. IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No. 01EX485)**. 2001. p. 492–495. Disponível em: <[DOI:10.1109/IEMDC.2001.939351](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2001.939351)>.
- HAYKIN, S. S. et al. **Neural networks and learning machines/Simon Haykin**. New York: Prentice Hall, 2009. Disponível em: <[ISBN:9780133002553](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2001.939351)>.
- HOLLAND, J. H. **Adaptation in natural and artificial systems: an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence**. MIT press, 1992. Disponível em: <[ISBN:9780585038445](https://doi.org/10.1109/IEMDC.2001.939351)>.
- HONG, S.-K.; LANGARI, R. Robust fuzzy control of a magnetic bearing system subject to harmonic disturbances. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, IEEE, v. 8, n. 2, p. 366–371, 2000. Disponível em: <[DOI:10.1109/87.826808](https://doi.org/10.1109/87.826808)>.
- HUNG, J. Y. Magnetic bearing control using fuzzy logic. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 31, n. 6, p. 1492–1497, 1995. Disponível em: <[DOI:10.1109/28.475746](https://doi.org/10.1109/28.475746)>.
- INMAN, D. J. Active modal control for smart structures. **Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, The Royal Society, v. 359, n. 1778, p. 205–219, 2001. Disponível em: <[doi:10.1098/rsta.2000.0721](https://doi.org/10.1098/rsta.2000.0721)>.
- ISO14839-4:2012. Mechanical vibration — vibration of rotating machinery equipped with active magnetic bearings. **International Organization for Standardization**, p. 1246–1266, 2012.
- Jayanth, V.; Heejoo Choi; Buckner, G. Identification and control of a flexible rotor supported on active magnetic bearings. In: **Proceedings IEEE SoutheastCon 2002 (Cat. No.02CH37283)**. Columbia, SC, USA: IEEE, 2002. p. 273–278.
- JEON, S.; AHN, H.-J.; HAN, D.-C. Model validation and controller design for vibration suppression of flexible rotor using amb. **KSME international journal**, Springer, v. 16, n. 12, p. 1583–1593, 2002. Disponível em: <[DOI:10.1007/BF03021660](https://doi.org/10.1007/BF03021660)>.
- KEITH, F. Switching amplifier design for magnetic bearings. In: **Proc. 2nd Int. Symp. on Magnetic Bearings, Univ. of Tokyo**. Tokyo, JP: Institute of Industrial Science, 1990. p. 211–218.

- KEOGH, P.; MU, C.; BURROWS, C. Optimized design of vibration controllers for steady and transient excitation of flexible rotors. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 209, n. 3, p. 155–168, 1995. Disponível em: <DOI:10.1243/PIME\_PROC\_1995\_209\_139\_02>.
- KEOGH, P. S.; COLE, M. O. Contact dynamic response with misalignment in a flexible rotor/magnetic bearing system. 2006. Disponível em: <DOI:10.1115/1.2056530>.
- KNOSPE, C.; HUMPHRIS, R. Control of unbalance response with magnetic bearings. In: IEEE. **1992 American Control Conference**. 1992. p. 211–218. Disponível em: <DOI:10.23919/ACC.1992.4792057>.
- KNOSPE, C. R. Active magnetic bearings for machining applications. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 15, n. 3, p. 307–313, 2007. Disponível em: <[https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)31072-8](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)31072-8)>.
- KNOSPE, C. R.; TAMER, S. M. Experiments in robust control of rotor unbalance response using magnetic bearings. **Mechatronics**, Elsevier, v. 7, n. 3, p. 217–229, 1997. Disponível em: <DOI:10.1016/S0957-4158(96)00047-5>.
- KOROISHI, E.; FARIA, A.; LARA-MOLINA, F.; JR, V. S. Fuzzy modal control applied to smart composite structure. In: IOP PUBLISHING. **Journal of Physics: Conference Series**. 2015. v. 628, n. 1, p. 012090. Disponível em: <DOI:10.1088/1742-6596/628/1/012090>.
- KOROISHI, E. H. **Controle de vibrações em máquinas rotativas utilizando atuadores eletromagnéticos**. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2013.
- KOROISHI, E. H.; BORGES, A. S.; CAVALINI, A. A.; STEFFEN, V. Numerical and experimental modal control of flexible rotor using electromagnetic actuator. **Mathematical Problems in Engineering**, Hindawi, v. 2014, 2014. Disponível em: <[doi:10.1155/2014/361418](https://doi.org/10.1155/2014/361418)>.
- LALANNE, M.; FERRARIS, G. **Rotordynamics prediction in engineering**. Wiley, 1998. v. 2. Disponível em: <ISBN:978-0-471-97288-4>.
- LEÃO, L. d. S. **Detection and control of transverse cracks on rotating machines**. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2019. Disponível em: <<http://doi.org/10.14393/ufu.te.2019.2515>>.
- LI, G. **Robust stabilization of rotor-active magnetic bearing systems**. Tese (Doutorado) — University of Virginia, 2006.
- LI, H.-X.; GATLAND, H. Conventional fuzzy control and its enhancement. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)**, IEEE, v. 26, n. 5, p. 791–797, 1996. Disponível em: <DOI:10.1109/3477.537321>.
- LI, M.; LI, D.; WANG, J.; ZHAO, C. Active disturbance rejection control for fractional-order system. **ISA transactions**, Elsevier, v. 52, n. 3, p. 365–374, 2013. Disponível em: <DOI:10.1016/j.isatra.2013.01.001>.

- LI, Y. **Modeling and Performance Investigation of a Rotor with Dissimilar Bearing Support System**. Dissertação (Mestrado) — Cleveland State University, 2011.
- LIN, F.-J.; CHEN, S.-Y.; HUANG, M.-S. Adaptive complementary sliding-mode control for thrust active magnetic bearing system. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 19, n. 7, p. 711–722, 2011. Disponível em: <DOI:10.1016/j.conengprac.2011.03.006>.
- LIN, W.-S.; TSAI, C.-H.; LIU, J.-S. Robust neuro-fuzzy control of multivariable systems by tuning consequent membership functions. **Fuzzy sets and systems**, Elsevier, v. 124, n. 2, p. 181–195, 2001. Disponível em: <DOI:10.1016/S0165-0114(00)00119-6>.
- LIU, C.; LIU, G.; FANG, J. Feedback linearization and extended state observer-based control for rotor-amb system with mismatched uncertainties. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 2, p. 1313–1322, 2016. Disponível em: <DOI:10.1109/TIE.2016.2612622>.
- LOBATO, F. S. **Otimização Multi-objetivo para o Projeto de Sistemas de Engenharia**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2008.
- LÖSCH, F. **Identification and automated controller design for active magnetic bearing systems**. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, 2002.
- LOTOV, A. V.; MIETTINEN, K. Visualizing the pareto frontier. In: **Multiobjective optimization**. Springer, 2008. p. 213–243. Disponível em: <[https://doi.org/10.1007/978-3-540-88908-3\\_9](https://doi.org/10.1007/978-3-540-88908-3_9)>.
- MAMDANI, E. H.; ASSILIAN, S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. **International journal of man-machine studies**, Elsevier, v. 7, n. 1, p. 1–13, 1975. Disponível em: <<https://doi.org/10.1006/ijhc.1973.0303>>.
- MANN, G. K.; HU, B.-G.; GOSINE, R. G. Analysis of direct action fuzzy pid controller structures. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)**, IEEE, v. 29, n. 3, p. 371–388, 1999. Disponível em: <DOI:10.1109/3477.764871>.
- MAO, C.; ZHU, C. Vibration control for active magnetic bearing rotor system of high-speed flywheel energy storage system in a wide range of speed. In: **IEEE. 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**. 2016. p. 1–6. Disponível em: <DOI:10.1109/VPPC.2016.7791811>.
- MARTELLI, G. Comments on "new results on the synthesis of pid controllers". **IEEE Transactions on Automatic Control**, IEEE, v. 50, n. 9, p. 1468–1469, 2005. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TAC.2005.854644>>.
- MARTINS, L. A.; LARA-MOLINA, F. A.; KOROISHI, E. H.; JR, A. A. C. Optimal design of a dynamic vibration absorber with uncertainties. **Journal of Vibration Engineering & Technologies**, Springer, p. 1–8, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s42417-019-00084-6>>.

- MATSUMURA, F.; NAMERIKAWA, T.; HAGIWARA, K.; FUJITA, M. Application of gain scheduled h/sub/spl infin//robust controllers to a magnetic bearing. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, IEEE, v. 4, n. 5, p. 484–493, 1996. Disponível em: <DOI:10.1109/87.531915>.
- MORAIS, T. S. **Contribuição ao estudo de máquinas rotativas contendo não linearidades**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2010.
- MOREIRA, F. R.; LOBATO, F. S.; JR, A. A. C.; JR, V. S. Robust multi-objective optimization applied to engineering systems design. **Latin American Journal of Solids and Structures**, SciELO Brasil, v. 13, n. 9, p. 1802–1822, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1590/1679-78252801>>.
- MUSHI, S. E.; LIN, Z.; ALLAIRE, P. E. Design, construction, and modeling of a flexible rotor active magnetic bearing test rig. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 17, n. 6, p. 1170–1182, dez. 2012. ISSN 1083-4435. Disponível em: <doi:10.1109/TMECH.2011.2160456>.
- MUSHI, S. E.; LIN, Z.; ALLAIRE, P. E.; EVANS, S. Aerodynamic cross-coupling in a flexible rotor: Control design and implementation. In: **International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB-11)**. Nara, JP: Proc. of ISMB. p. 26–29.
- MYKHAYLYSHYN, V. **Application of Active Magnetic Force Actuator for Control of Flexible Rotor System Vibrations**. Tese (Doutorado) — Cleveland State University, 2001.
- NONAMI, K.; ITO, T. /spl mu/synthesis of flexible rotor-magnetic bearing systems. **IEEE Transactions on control systems technology**, IEEE, v. 4, n. 5, p. 503–512, 1996. Disponível em: <DOI:10.1109/87.531917>.
- NOSHADI, A.; SHI, J.; LEE, W. S.; SHI, P.; KALAM, A. Repetitive disturbance observer-based control for an active magnetic bearing system. In: **IEEE. 2015 5th Australian Control Conference (AUCC)**. Gold Coast, Australia, 2015. p. 55–60.
- NOSHADI, A.; SHI, J.; LEE, W. S.; SHI, P.; KALAM, A. Robust control of an active magnetic bearing system using h and disturbance observer-based control. **Journal of Vibration and Control**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 23, n. 11, p. 1857–1870, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1177/1077546315602421>>.
- NOSHADI, A.; ZOLFAGHARIAN, A. Unbalance and harmonic disturbance attenuation of a flexible shaft with active magnetic bearings. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 129, p. 614 – 628, 2019. Disponível em: <doi:10.1016/j.ymssp.2019.04.055>.
- OGATA, K.; SEVERO, B. **Engenharia de controle moderno**. Prentice Hall do Brasil, 1998. v. 1. Disponível em: <ISBN:8587918230>.
- OHTA, Y.; KOJIMA, A. Formulas for hankel singular values and vectors for a class of input delay systems. **Automatica**, Elsevier, v. 35, n. 2, p. 201–215, 1999. Disponível em: <[https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(98\)00158-7](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(98)00158-7)>.

- OLIVEIRA, M. V. F. Caracterização numérica e experimental de uma bancada de rotor flexível suportada por mancais magnéticos ativos. Universidade Federal de Uberlândia, 2015.
- PENG, C.; FANG, J.; XU, X. Mismatched disturbance rejection control for voltage-controlled active magnetic bearing via state-space disturbance observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 5, p. 2753–2762, 2014. Disponível em: <DOI:10.1109/TPEL.2014.2352366>.
- PERNEBO, L.; SILVERMAN, L. Model reduction via balanced state space representations. **IEEE Transactions on Automatic Control**, IEEE, v. 27, n. 2, p. 382–387, 1982. Disponível em: <DOI:10.1109/TAC.1982.1102945>.
- PESCH, A. H. **Damage detection of rotors using magnetic force actuator: analysis and experimental verification**. Tese (Doutorado) — Cleveland State University, 2008.
- PIŁAT, A. Femlab software applied to active magnetic bearing analysis. **International Journal of Applied Mathematics and Computer Science**, v. 14, p. 497–501, 2004.
- POLAJŽER, B.; RITONJA, J.; ŠTUMBERGER, G.; DOLINAR, D.; LECOINTE, J.-P. Decentralized pi/pd position control for active magnetic bearings. **Electrical Engineering**, Springer, v. 89, n. 1, p. 53–59, 2006. Disponível em: <DOI:10.1007/s00202-005-0315-1>.
- PRASHANTI, G.; CHIDAMBARAM, M. Set-point weighted pid controllers for unstable systems. **Journal of the Franklin Institute**, Elsevier, v. 337, n. 2-3, p. 201–215, 2000. Disponível em: <doi:10.1016/S0016-0032(00)00017-X>.
- RANGANAYAKULU, R.; BABU, G. U. B. Control performance enhancement using fractional pi  $\lambda$  d  $\mu$  controller for first order time delay systems. In: IEEE. **2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)**. 2016. p. 1–6. Disponível em: <DOI:10.1109/ICPEICES.2016.7853386>.
- RAO, R. V.; SAVSANI, V. J.; VAKHARIA, D. Teaching–learning-based optimization: an optimization method for continuous non-linear large scale problems. **Information sciences**, Elsevier, v. 183, n. 1, p. 1–15, 2012. Disponível em: <DOI:10.1016/j.ins.2011.08.006>.
- RAO, S. S. **Engineering optimization: theory and practice**. John Wiley & Sons, 2019. Disponível em: <ISBN:978-1-119-45479-3>.
- ROJAS-MORENO, A.; CUEVAS-CONDOR, C. Pd and pid control of a maglev system an experimental comparative study. In: IEEE. **2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)**. 2017. p. 1–4. Disponível em: <DOI:10.1109/INTERCON.2017.8079678>.
- ROY, H.; DAS, A.; DUTT, J. An efficient rotor suspension with active magnetic bearings having viscoelastic control law. **Mechanism and Machine Theory**, v. 98, p. 48 – 63, 2016. Disponível em: <doi:10.1016/j.mechmachtheory.2015.11.012>.

- ROY, P.; SARKAR, S.; ROY, B. K.; SINGH, N. A comparative study between fractional order smc and smc applied to magnetic levitation system. In: **IEEE. 2017 Indian control conference (ICC)**. 2017. p. 473–478. Disponível em: <DOI:10.1109/INDIANCC.2017.7846520>.
- SAFONOV, M. G.; CHIANG, R. A schur method for balanced-truncation model reduction. **IEEE Transactions on Automatic Control**, IEEE, v. 34, n. 7, p. 729–733, 1989. Disponível em: <DOI:10.1109/9.29399>.
- SALDARRIAGA, M. R. V. **Atenuação de vibrações em máquinas rotativas flexíveis usando materiais viscoelásticos nos suportes**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2007.
- SALEM, F. A. Controllers and control algorithms: Selection and time domain design techniques applied in mechatronics systems design (review and research) part i. **International Journal of Engineering Sciences**, Citeseer, v. 2, n. 5, p. 160–190, 2013.
- SALEM, F. A.; RASHED, A. A. Pid controllers and algorithms: Selection and design techniques applied in mechatronics systems design-part ii. **International Journal of Engineering Sciences**, Citeseer, v. 2, n. 5, p. 191–203, 2013.
- SAMORA, M. S. J. et al. Análise do comportamento dinâmico de rotores embarcados. Universidade Federal de Uberlândia, 2017. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2017.42>>.
- SANADGOL, D. **Active control of surge in centrifugal compressors using magnetic thrust bearing actuation**. University of Virginia, 2006. Disponível em: <ISBN: 9780542770531>.
- SCHMIED, J.; KOSENKOVA, A. Practical controller design for rotors on magnetic bearings by means of an efficient simulation tool. In: AMERICAN SOCIETY OF MECHANICAL ENGINEERS. **ASME Turbo Expo 2013: Turbine Technical Conference and Exposition**. 2013. p. V07BT30A021–V07BT30A021. Disponível em: <DOI:10.1115/GT2013-95075>.
- SCHWEITZER, G.; MASLEN, E. H. et al. **Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery**. Springer Berlin, 2009. v. 2009. Disponível em: <DOI:10.1007/978-3-642-00497-1>.
- SEBORG, D. E.; MELLICHAMP, D. A.; EDGAR, T. F.; III, F. J. D. **Process dynamics and control**. John Wiley & Sons, 2010. Disponível em: <ISBN:0470128674>.
- SEN, K.; CHAKRABORTY, B.; GAYEN, A.; DEY, C. Fuzzy rule-based set point weighting for pid controller. In: **Advances in Communication, Devices and Networking**. Springer, 2018. p. 797–806. Disponível em: <doi:10.1007/978-981-10-7901-6\_86>.
- SHI, J.; LEE, W. S. An experimental comparison of a model based controller and a fuzzy logic controller for magnetic bearing system stabilization. In: **IEEE. 2009 IEEE International Conference on Control and Automation**. 2009. p. 379–384. Disponível em: <DOI:10.1109/ICCA.2009.5410539>.

- SHI, J.; LEE, W. S. Design and implementation of conventional and advanced controllers for magnetic bearing system stabilization. **Magnetic Bearings, Theory and Applications**, edited by Bostjan Polajzer, Sciendo, p. 1–26, 2010.
- SHIAU, T.; SHEU, G.; YANG, C. Vibration and control of a flexible rotor in magnetic bearings using hybrid method and h control theory. 1997. Disponível em: <DOI:10.1115/1.2815545>.
- SICCHIERI, L. C. Metamodelagem kriging aplicada em modelos de mancais hidrodinâmicos. Universidade Federal de Uberlândia, 2019. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.2209>>.
- SILVA, C. W. D. **Intelligent control: fuzzy logic applications**. CRC press, 2018. Disponível em: <ISBN9780849379826>.
- SIMÕES, R. C. **Controle modal ótimo de um rotor flexível utilizando atuadores piezelétricos do tipo pilha**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2006.
- SKF. **Hardware Manual, 892-0103. Rev. A**. Canada, 2009.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: analysis and design**. Wiley New York, 2007. v. 2. Disponível em: <ISBN:978-0-470-01167-6>.
- SRINIVASAN, S.; CHO, Y. M. Modeling and system identification of active magnetic bearing systems. In: IEEE. **Proceedings of International Conference on Control Applications**. 1995. p. 252–260. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/13873950600605250>>.
- ŠTIMAC, G.; BRAUT, S.; BULIĆ, N.; ŽIGULIĆ, R. Modeling and experimental verification of a flexible rotor/amb system. **COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Emerald Group Publishing Limited, v. 32, n. 4, p. 1244–1254, 2013. Disponível em: <[doi:10.1108/03321641311317068](https://doi:10.1108/03321641311317068)>.
- STORN, R.; PRICE, K. Minimizing the real functions of the icec'96 contest by differential evolution. In: IEEE. **Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation**. 1996. p. 842–844. Disponível em: <DOI:10.1109/ICEC.1996.542711>.
- STORN, R.; PRICE, K. Differential evolution—a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. **Journal of global optimization**, Springer, v. 11, n. 4, p. 341–359, 1997. Disponível em: <<https://doi.org/10.1023/A:1008202821328>>.
- SU, J.-P.; WANG, C.-C. Complementary sliding control of non-linear systems. **International Journal of Control**, Taylor & Francis, v. 75, n. 5, p. 360–368, 2002. Disponível em: <DOI:10.1080/00207170110112250>.
- SU, T.-J.; KUO, W.-P.; GIAP, V.-N.; VU, H. Q.; NGUYEN, Q.-D. Active magnetic bearing system using pid-surface sliding mode control. In: IEEE. **2016 Third International Conference on Computing Measurement Control and Sensor Network (CMCSN)**. 2016. p. 5–8. Disponível em: <DOI:10.1109/CMCSN.2016.31>.

- SUN, J.; ZHOU, H.; MA, X.; JU, Z. Study on pid tuning strategy based on dynamic stiffness for radial active magnetic bearing. **ISA transactions**, Elsevier, v. 80, p. 458–474, 2018. Disponível em: <DOI:10.1016/j.isatra.2018.07.036>.
- SWANSON, E. E.; MASLEN, E. H.; LI, G.; CLOUD, C. H. et al. Rotordynamic design audits of amb supported machinery. In: TEXAS A&M UNIVERSITY. TURBOMACHINERY LABORATORIES. **Proceedings of the 37th Turbomachinery Symposium**. 2008. Disponível em: <<https://doi.org/10.21423/R19S7N>>.
- TAKAGI, T.; SUGENO, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. In: **Readings in fuzzy sets for intelligent systems**. Elsevier, 1993. p. 387–403. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/B978-1-4832-1450-4.50045-6>>.
- TAMMI, K. **Active control of radial rotor vibrations: Identification, feedback, feed-forward, and repetitive control methods**. Tese (Doutorado) — Helsinki University of Technology, 2007.
- TANG, J.; WANG, K.; XIANG, B. Stable control of high-speed rotor suspended by superconducting magnetic bearings and active magnetic bearings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 4, p. 3319–3328, 2016. Disponível em: <DOI:10.1109/TIE.2016.2542786>.
- TSAI, Y.-W.; DUONG, V. A. et al. Sliding mode control for active magnetic bearings of a flywheel energy storage system. In: IEEE. **2016 IEEE International Conference on Control and Robotics Engineering (ICCRE)**. 2016. p. 1–5. Disponível em: <DOI:10.1109/ICCRE.2016.7476050>.
- VALÉRIO, D.; COSTA, J. S. D. Tuning of fractional pid controllers with ziegler–nichols-type rules. **Signal processing**, Elsevier, v. 86, n. 10, p. 2771–2784, 2006. Disponível em: <DOI:10.1115/DETC2005-84344>.
- VANCE, J. M.; ZEIDAN, F. Y.; MURPHY, B. G. **Machinery vibration and rotordynamics**. John Wiley & Sons, 2010. Disponível em: <ISBN:978-0-471-46213-2>.
- VÁZQUEZ, J. A.; MASLEN, E. H.; AHN, H.-J.; HAN, D.-C. Model identification of a rotor with magnetic bearings. In: AMERICAN SOCIETY OF MECHANICAL ENGINEERS. **ASME Turbo Expo 2001: Power for Land, Sea, and Air**. 2001. p. V004T03A059–V004T03A059. Disponível em: <DOI:10.1115/1.1499730>.
- VILANOVA, R.; ARRIETA, O. Pid design for improved disturbance attenuation: min max sensitivity matching approach. **IAENG International Journal of Applied Mathematics**, v. 37, n. 1, 2007.
- WRÓBLEWSKI, A. C. **Health Monitoring of Cracked Rotor Systems using External Excitation Techniques**. Dissertação (Mestrado) — Cleveland State University, 2008.
- YANG, S.-M. Electromagnetic actuator implementation and control for resonance vibration reduction in miniature magnetically levitated rotating machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 2, p. 611–617, 2010. Disponível em: <DOI:10.1109/TIE.2010.2046000>.

- YAO, J.; LIU, L.; YANG, F.; SCARPA, F.; GAO, J. Identification and optimization of unbalance parameters in rotor-bearing systems. **Journal of Sound and Vibration**, v. 431, p. 54 – 69, 2018. Disponível em: <[doi:10.1016/j.jsv.2018.05.050](https://doi.org/10.1016/j.jsv.2018.05.050)>.
- YOON, S. Y.; DI, L.; LIN, Z. An output regulation approach to rotor autobalancing in active magnetic bearing systems with input delay. In: IEEE. **2016 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)**. 2016. p. 1028–1033. Disponível em: <[DOI:10.1109/aim.2016.7576905](https://doi.org/10.1109/aim.2016.7576905)>.
- YOON, S. Y.; LIN, Z.; ALLAIRE, P. E. **Control of surge in centrifugal compressors by active magnetic bearings: Theory and implementation**. Springer Science & Business Media, 2012. Disponível em: <[DOI:10.1007/978-1-4471-4240-9](https://doi.org/10.1007/978-1-4471-4240-9)>.
- ZADEH, L. A.; KLIR, G. J.; YUAN, B. **Fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy systems: selected papers**. World Scientific, 1996. v. 6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1142/2895>>.
- ZANG, C.; FRISWELL, M.; MOTTERSHEAD, J. A review of robust optimal design and its application in dynamics. **Computers & structures**, Elsevier, v. 83, n. 4-5, p. 315–326, 2005. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.compstruc.2004.10.007>>.
- ZHAO, J.; ZHANG, H.-T.; FAN, M.-C.; WU, Y.; ZHAO, H. Control of a constrained flexible rotor on active magnetic bearings. **IFAC-PapersOnLine**, Elsevier, v. 48, n. 28, p. 156–161, 2015. Disponível em: <[DOI:10.1016/j.ifacol.2015.12.117](https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2015.12.117)>.
- ZHENG, S.; CHEN, Q.; REN, H. Active balancing control of amb-rotor systems using a phase-shift notch filter connected in parallel mode. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 63, n. 6, p. 3777–3785, 2016. Disponível em: <[DOI:10.1109/TIE.2016.2522948](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2522948)>.