

**MARCUS VINICIUS FERNANDES DE OLIVEIRA**

**CONTROLE DE ROTORES FLEXÍVEIS  
SUPPORTADOS POR MANCAIS MAGNÉTICOS**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

**2019**

**MARCUS VINICIUS FERNANDES  
DE OLIVEIRA**

**CONTROLE DE ROTORES FLEXÍVEIS  
SUPPORTADOS POR MANCAIS  
MAGNÉTICOS**

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

Área de concentração: Vibrações Mecânicas

Orientador: Valder Steffen Jr.

**UBERLÂNDIA - MG  
2019**

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

O48 2019	<p>Oliveira, Marcus Vinicius Fernandes de, 1989- Controle de rotores flexíveis suportados por mancais magnéticos [recurso eletrônico] / Marcus Vinicius Fernandes de Oliveira. - 2019.</p> <p>Orientador: Valder Steffen Júnior. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Mecânica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: <a href="http://doi.org/10.14393/ufu.te.2019.2463">http://doi.org/10.14393/ufu.te.2019.2463</a> Inclui bibliografia. Inclui ilustrações.</p> <p>1. Engenharia mecânica. I. Steffen Júnior, Valder, 1952-, (Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621</p>
-------------	---

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



em 25/11/2019, às 10:39, 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 25/11/2019, às 10:39, 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 **Rogério Sales Gonçalves, Professor(a) do Magistério Superior**, em 25/11/2019, às 10:39, 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 **Edson Hideki Koroishi, Usuário Externo**, em 25/11/2019, às 10:42, 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 **Rodrigo Nicoletti, Usuário Externo**, em 25/11/2019, às 10:50, 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 **1706528** e o código CRC **906C42E4**.

---

*Aos meus pais com todo o meu amor...*

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por iluminar meu caminho nesta jornada.

Aos meus pais, Fabio Fernandes e Eliana Moretão pelo suporte, exemplo e pelo apoio em todas as minhas escolhas.

À minha irmã Amanda Fernandes pelo constante apoio, incentivo e cumplicidade em todos os momentos.

À minha namorada Lígia Golfette, pelo incentivo, companheirismo e apoio incondicional.

À minha sogra Bel (*in memoriam*), pelos momentos de alegria e pelo carinho em suas palavras.

Ao meu orientador Prof. Dr. Valder Steffen Jr pelo sério e dedicado trabalho de orientação na realização da pesquisa, pela amizade e confiança concedidas, e preocupação com a minha formação profissional.

Ao doutorando Felipe Carmo Carvalho pela amizade e apoio durante todo o trabalho.

Aos amigos Leonardo Sicchieri, Aldemir Cavalini, Karina Mayumi, Leandro Martins, Geisa Zuffi e demais amigos do Laboratório de Mecânicas de Estruturas que de alguma forma tornaram possível a realização deste trabalho.

Ao Laboratório de Mecânicas de Estruturas Prof. José Eduardo Tannús Reis – LMEst e ao Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia de Estruturas Inteligentes em Engenharia – INCT-EIE, coordenado pelo Prof. Dr. Valder Steffen Jr, por todo o suporte físico e operacional.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela bolsa

de estudos concedida e aos órgãos de fomentos CAPES e FAPEMIG.

Ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, por viabilizar a realização deste trabalho.

*“Parte da jornada é o fim.”*  
*(Tony Stark)*

OLIVEIRA, M. V. F., **Controle de rotores flexíveis suportados por mancais magnéticos**, 2019, 136 f., Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, Brasil.

## RESUMO

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 de e em conjunto com o processo de validação experimental, que resultou em um modelo representativo do comportamento dinâmico do sistema físico real. O passo seguinte foi a síntese de dois controladores PID; o primeiro trata-se de um controlador PI baseado no controlador fornecido pelo fabricante e, o segundo, é um controlador PID adaptativo. Ambos foram avaliados a partir de suas funções de transferência em malha fechada e sob o ponto de vista da sua reposta 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 selecionar o controlador com melhor desempenho para a criação de um metamodelo Kriging, que foi avaliado utilizando os mesmos critérios aplicados aos controladores PI e PID adaptativo. Com base nestes resultados, foi possível afirmar que a principal contribuição deste trabalho foi a sistematização da utilização de metamodelos Kriging para o estudo e projeto de rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos.

**Palavras-chave:** Mancais magnéticos, rotores flexíveis, PID, metamodelagem

OLIVEIRA, M. V. F., **Control of a Flexible Rotor Supported by Magnetic Bearings**, 2019, 136 f., PhD Thesis, Federal University of Uberlândia, Uberlândia-MG, Brazil

## ABSTRACT

The present work is devoted to the development of controllers utilized in supercritical rotors supported by magnetic bearings. The first step was the conception of a numerical/computational model in the MATLAB/SIMULINK environment, as based on the specifications provided by the test rig manufacturer. Following, this model was tested through an experimental validation process, resulting a mathematical model that represents closely the dynamic behavior of the actual physical system. Next step was the synthesis of two PID controllers, the first being a manufacturer-supplied PI controller and the second is an adaptive PID controller. Both the controllers were evaluated from their closed-loop transfer functions in the perspective of their corresponding imbalance responses, which was conducted according to API 684 guidelines and classified as based on the criteria defined in the standard ISO 14839-2. Then, it was possible to select the best performing controller for the creation of a Kriging surrogate model, which was evaluated by using the same criteria applied to the PID and adaptive PID controllers. The results obtained permit to state that the main contribution of the present research work was the systematization of the application of Kriging surrogate model on the study and design of supercritical rotors supported by magnetic bearings.

**Keywords:** Magnetic bearings, flexible rotors, PID, surrogate model

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Bancada experimental utilizada por Wróblewski (2008) . . . . .	8
Figura 1.2: Bancada experimental suportada por dois tipos de mancais (LI, 2011) .	8
Figura 1.3: (a) Áreas críticas de densidade de fluxo, (b) minimização das concentrações de fluxo com a atualização da geometria (PIŁAT, 2004) . . . . .	9
Figura 1.4: Metodologia de desenvolvimento do trabalho . . . . .	13
Figura 2.1: Modelo Físico de um elemento de eixo flexível (SIMÕES, 2006) . . . . .	16
Figura 2.2: Rotor flexível com mancais magnéticos . . . . .	18
Figura 2.3: Forças e deslocamentos nos dois mancais magnéticos, MMA A e MMA B	19
Figura 2.4: Representação simplificada de um atuador magnético (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	21
Figura 2.5: Linearização no ponto de operação (a) relação força/deslocamento, (b) relação força/corrente (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	22
Figura 2.6: Representação das forças em um rotor sob a ação de atuadores radiais .	23
Figura 2.7: Rotor flexível com mancais magnéticos . . . . .	24
Figura 2.8: Rotor Flexível no espaço de estados – Mancais Magnéticos Ativos (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	26
Figura 2.9: Controle em malha fechada: sistema Rotor Flexível/MMA's (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	26
Figura 2.10: Estrutura de Controle PID descentralizado (controle PID local) (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	27
Figura 2.11: Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	28
Figura 2.12: Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) . . . . .	28
Figura 2.13: Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo - (a) Estrutura do controlador PID adaptativo; (b) Diagrama de blocos para setagem dos ganhos $b$ e $c$ . . . . .	32
Figura 2.14: Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo desenvolvido via Matlab/Simulink . . . . .	33

Figura 2.15: Resposta ao degrau do mancal do lado acoplado baseado na variação dos parâmetros $b$ e $c$ e tempo de resposta de 0,05 [s]. . . . .	36
Figura 2.16: Resposta ao degrau do mancal do lado livre baseado na variação dos parâmetros $b$ e $c$ e tempo de resposta de 0,05 [s] . . . . .	36
Figura 2.17: Técnicas planejamento experimental: a) Clássica, b) Preenchimento de espaço (adaptado de Simpson et al. (2001a)). . . . .	39
Figura 2.18: Planejamento amostral considerando duas variáveis de projeto: a) <i>grid</i> regular, b) Hipercubo latino. . . . .	39
Figura 2.19: Representação típica: a) Neurônio, b) Arquitetura (adaptada de Simpson et al. (2001a)) . . . . .	42
Figura 2.20: Árvore de decisão (adaptada de Simpson et al. (2001a)) . . . . .	43
Figura 2.21: Funções de correlação para $-2 \leq d_j \leq 2$ e $\theta_j = 0, 5$ ; $\theta_j = 1, 0$ e $\theta_j = 5, 0$ : a) Linear, b) Exponencial e c) Gaussiana . . . . .	48
Figura 2.22: Comparação das resposta entre: a) Função original, b) Superfície de resposta e c) Metamodelo Kriging . . . . .	49
Figura 3.1: Controlador, Placa de Aquisição/Injeção de sinais e a Bancada de Mancas Magnéticos (vistas da esquerda para a direita) . . . . .	51
Figura 3.2: Placa de Aquisição/Injeção de sinais dSPACE 1202 MicroLabBox . . . . .	52
Figura 3.3: Componentes da bancada experimental (Traduzido de SKF User Manual (SKF, 2009)) . . . . .	53
Figura 3.4: Painel de configurações do controlador . . . . .	54
Figura 3.5: Painel de configurações do controlador . . . . .	55
Figura 3.6: Principais componentes do sistema rotativo suportado por MMA's . . . . .	56
Figura 3.7: Principais componentes do sistema rotativo suportado por MMA's . . . . .	56
Figura 3.8: Modos Próprios do rotor na condição $- 0$ rpm . . . . .	58
Figura 3.9: Diagrama de Campbell . . . . .	59
Figura 3.10: Diagrama de Campbell experimental . . . . .	59
Figura 3.11: Valores Singulares de Hankel do modelo modal do rotor . . . . .	60
Figura 3.12: Modos Próprios do rotor na condição livre-livre $- 0$ rpm . . . . .	60
Figura 3.13: Diagrama do sistema de controle por eixo (Adaptado de <i>SKF Hardware Manual (2009)</i> ) . . . . .	61
Figura 3.14: <i>Set up</i> experimental usado no levantamento das Funções de Transferência dos Amplificadores . . . . .	63
Figura 3.15: Funções de Transferência dos Amplificadores . . . . .	63
Figura 3.16: Função de Transferência dos Sensores/Filtro <i>Anti-Aliasing</i> . . . . .	65
Figura 3.17: Atraso do controlador . . . . .	65
Figura 4.1: Diagrama de blocos do controlador PI no Simulink. . . . .	69

Figura 4.2: Medição das Funções de Transferência em Malha Fechada (Norma ISO 14839-3) . . . . .	72
Figura 4.3: Funções de Sensibilidade para o eixo V13 - Lado acoplado . . . . .	73
Figura 4.4: Funções de Sensibilidade para o eixo W13 - Lado acoplado . . . . .	73
Figura 4.5: Funções de Sensibilidade para o eixo V24 - Lado livre . . . . .	74
Figura 4.6: Funções de Sensibilidade para o eixo W24 - Lado livre . . . . .	74
Figura 4.7: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo V13 - Lado acoplado	76
Figura 4.8: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo W13 - Lado acoplado	77
Figura 4.9: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo V24 - Lado livre . .	77
Figura 4.10: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo W24 - Lado livre .	78
Figura 4.11: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V13 - Lado acoplado . . . . .	78
Figura 4.12: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W13 - Lado acoplado . . . . .	79
Figura 4.13: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V24 - Lado livre . . . . .	79
Figura 4.14: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W24 - Lado livre . . . . .	80
Figura 4.15: Medição do deslocamento máximo . . . . .	81
Figura 4.16: Órbitas em 5500 rpm . . . . .	82
Figura 4.17: Órbitas em 8500 rpm . . . . .	82
Figura 4.18: Órbitas em 12000 rpm . . . . .	83
Figura 4.19: Resposta no tempo a 5500 rpm . . . . .	83
Figura 4.20: Resposta no tempo a 8500 rpm . . . . .	84
Figura 4.21: Resposta no tempo a 12000 rpm . . . . .	84
Figura 4.22: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	85
Figura 4.23: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	85
Figura 4.24: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	86
Figura 4.25: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	86
Figura 4.26: Cálculos dos desbalanceamentos e sua Localização axial (Norma API 684) . . . . .	87
Figura 4.27: Localização dos Planos de Desbalanceamento/Correção . . . . .	88
Figura 4.28: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo V13) . . . . .	88
Figura 4.29: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo W13) . . . . .	89
Figura 4.30: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado livre (eixo V24) . . . . .	89
Figura 4.31: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado livre (eixo W24) . . . . .	90
Figura 4.32: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo V13) . . . . .	90
Figura 4.33: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo W13) . . . . .	91

Figura 4.34: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo V24) . . . . .	91
Figura 4.35: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo W24) . . . . .	92
Figura 4.36: Órbitas em 5500 rpm . . . . .	97
Figura 4.37: Órbitas em 8500 rpm . . . . .	97
Figura 4.38: Órbitas em 12000 rpm . . . . .	98
Figura 4.39: Resposta no tempo a 5500 rpm . . . . .	98
Figura 4.40: Resposta no tempo a 8500 rpm . . . . .	99
Figura 4.41: Resposta no tempo a 12000 rpm . . . . .	99
Figura 4.42: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	100
Figura 4.43: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	100
Figura 4.44: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	101
Figura 4.45: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm . . . . .	101
Figura 4.46: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo V13) . . . . .	102
Figura 4.47: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo W13) . . . . .	102
Figura 4.48: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado livre (eixo V24) . . . . .	102
Figura 4.49: <i>Run-up</i> com desbalanceamento – Lado livre (eixo W24) . . . . .	103
Figura 4.50: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo V13) . . . . .	103
Figura 4.51: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo W13) . . . . .	104
Figura 4.52: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo V24) . . . . .	104
Figura 4.53: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo W24) . . . . .	105

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Parâmetros do controlador adaptativo via otimização. . . . .	35
Tabela 2.2: Características e recomendações das técnicas de metamodelagem (SIMP-SON et al., 2001a) . . . . .	40
Tabela 2.3: Funções de correlação . . . . .	45
Tabela 3.1: Especificações dos MMA's . . . . .	52
Tabela 3.2: Descrição das funções do software MBScope . . . . .	54
Tabela 3.3: Frequências naturais não amortecidas para o rotor na condição livre-livre	57
Tabela 3.4: Dados para o cálculo da rigidez efetiva dos mancais . . . . .	58
Tabela 3.5: Sensibilidade Estática para o sistema de medição de posição . . . . .	64
Tabela 4.1: Ganhos do controle PID . . . . .	68
Tabela 4.2: Parâmetros dos filtros de avanço/atraso de fase . . . . .	70
Tabela 4.3: Parâmetros dos filtros genéricos . . . . .	70
Tabela 4.4: Limites para o pico da Função Sensibilidade – ISO 14839-3 . . . . .	75
Tabela 4.5: Limites recomendados para os limites das Zonas – ISO 14839-2 . . . . .	80
Tabela 4.6: Funções de correlação – Eixo V13 . . . . .	93
Tabela 4.7: Funções de correlação – Eixo W13 . . . . .	94
Tabela 4.8: Funções de correlação – Eixo V24 . . . . .	95
Tabela 4.9: Funções de correlação – Eixo W24 . . . . .	96

## LISTA DE SÍMBOLOS

### SÍMBOLOS LATINOS

$f_u$	Forças de desbalanceamento
$f_a$	Forças nos mancais magnéticos ativos
$f_x$	Força produzida pelo atuador eletromagnético
$i_0$	Força produzida pelo atuador eletromagnético
$i_x$	Força produzida pelo atuador eletromagnético
$i$	Corrente nos mancais
$k$	Número de variáveis de entrada
$k_i$	Rigidez de corrente
$k_s$	Rigidez de posição
$n$	Número de espiras
$q_i$	Coordenadas generalizadas
$s$	Entreferro ( <i>air gap</i> )
$s_0$	Posição de equilíbrio
$\mathbf{u}$	Tanslação no eixo x
$\mathbf{w}$	Tanslação no eixo z
$\mathbf{x}_S$	Vetor de espaço de estados
$\hat{y}_i$	Saída do metamodelo
$y_i$	Saída do modelo original
$y_S$	Deslocamentos medidos nas posições dos sensores
$\mathbf{z}$	Vetor de deslocamento global
$A_S$	Matriz dinâmica do sistema
$A_S$	Área da seção
$B_a$	Densidade de fluxo
$B_{SA}$	Matriz de entrada para a corrente nos mancais
$B_{SU}$	Matriz de entrada para a força de desbalanceamento
$\mathbf{D}$	Matriz de amortecimento
$Fq_i$	Forças generalizadas
$G_{amp}$	Função de transferência do amplificador

$G$	Matriz giroscópica
$G_S$	Matriz de ganho
$I$	Momento de inércia de área da seção transversal
$K_a$	Matriz de rigidez adicional devido aos mancais magnéticos
$K_{amp}$	Ganho do amplificador
$K_p$	Ganho proporcional
$\mathbf{K}$	Matriz de rigidez
$L$	Comprimento do elemento
$\mathbf{M}$	Matriz de massa clássica
$\mathbf{M}_S$	Matriz de massa secundária
$N_s$	Número total de amostras
$S$	Área da seção transversal do eixo
$\mathbf{S}$	Conjunto de dados de entrada da amostra
$T_d$	Constante de tempo derivativa do controlador
$T$	Forças generalizadas
$U$	Energia de deformação do sistema
$V$	Variância
$V_a$	Volume do entreferro
$W_a$	Energia armazenada no volume do entreferro
$\mathbf{Y}$	Dados de saída da amostra

## SÍMBOLOS GREGOS

$\alpha$	Ângulo de decomposição das forças magnéticas
$\omega_{amp}$	Largura de banda do amplificador
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar
$\psi_i$	Rotação no eixo z
$\rho$	Densidade do material
$\theta_i$	Rotação no eixo x

## ABREVIATURAS

<b>MMA</b>	Mancais Magnéticos Ativos
<b>RMSE</b>	Raiz do erro médio quadrático
<b>RMSE<sub>rel</sub></b>	Raiz relativa do erro médio quadrático

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Controle de Vibrações . . . . .	1
1.2	Contribuições Anteriores no contexto institucional . . . . .	4
1.3	Mancais Magnéticos Ativos . . . . .	6
1.4	Metamodelagem Kriging . . . . .	10
1.5	Metodologia . . . . .	13
1.6	Organização da Tese . . . . .	14
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>15</b>
2.1	Modelagem de Rotores Flexíveis . . . . .	15
2.2	Mancais Magnéticos Ativos . . . . .	21
2.3	Representação de Rotores Flexíveis com Mancais Magnéticos ativos utilizando a formulação de Espaço de Estados . . . . .	24
2.4	Controle PID Aplicado a Mancais Magnéticos Ativos . . . . .	26
2.5	PID adaptativo . . . . .	29
2.5.1	Introdução . . . . .	30
2.5.2	Avaliação do ponto de ajuste do controlador PID adaptativo . . . . .	31
2.5.3	A Metodologia de Ajuste de Parâmetros . . . . .	33
2.5.4	Avaliação do Controlador . . . . .	34
2.5.5	Otimização dos parâmetros do controlador adaptativo . . . . .	35
2.6	Metamodelagem . . . . .	37
2.6.1	Amostragem . . . . .	38
2.6.2	Superfície de resposta - Ajuste polinomial . . . . .	40
2.6.3	Redes neurais artificiais . . . . .	41
2.6.4	Aprendizado indutivo . . . . .	43
2.6.5	Kriging . . . . .	44
2.6.6	Validação . . . . .	47

<b>3</b>	<b>MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL</b>	<b>51</b>
3.1	Bancada experimental . . . . .	51
3.2	Modelo do rotor . . . . .	55
3.3	Modelagem dos Componentes Eletrônicos do Sistema . . . . .	61
3.3.1	Amplificadores de Potência . . . . .	62
3.3.2	Sensores de Posição e Filtros Anti-Aliasing . . . . .	63
3.3.3	O atraso do sistema . . . . .	66
<b>4</b>	<b>ANÁLISE DE RESULTADOS</b>	<b>67</b>
4.1	Controlador PID e filtros . . . . .	67
4.2	O controle PID . . . . .	68
4.3	Filtros . . . . .	69
4.3.1	Filtros de avanço e de atraso de fase . . . . .	69
4.3.2	Filtros genéricos de segunda ordem . . . . .	70
4.4	Métricas de avaliação de desempenho dos controladores . . . . .	71
4.4.1	Avaliação da Margem de Estabilidade . . . . .	71
4.4.2	Funções de Transferência em Malha Fechada . . . . .	75
4.4.3	Análise em regime permanente . . . . .	80
4.4.4	Resposta ao desbalanceamento . . . . .	83
4.4.5	Análise em regime transiente . . . . .	90
4.5	Metamodelagem Kriging . . . . .	92
4.5.1	Análise em regime permanente . . . . .	94
4.5.2	Resposta ao desbalanceamento . . . . .	95
4.5.3	Análise em regime transiente . . . . .	96
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>106</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>111</b>

# CAPÍTULO I

## Introdução

Este trabalho tem como principal objetivo desenvolver um metamodelo que seja capaz de representar um controlador PID adaptativo para que possa ser implementado em uma bancada experimental e utilizado como controlador substituto dos controladores convencionais utilizados.

### 1.1 Controle de Vibrações

Nas últimas décadas tem sido observada a necessidade de utilização de técnicas capazes de otimizar a utilização dos recursos disponíveis para que seja possível manter a competitividade nas mais diversas áreas e linhas produtivas da indústria, como, por exemplo, na exploração de petróleo, setor automotivo, geração de energia e aeroespacial. Com o aumento da demanda aliado à maior exigência do mercado, as máquinas e equipamentos são colocados em condições de operação cada vez mais severas, sujeitos a altas velocidades, carregamento excessivo e ambiente agressivo, tornando a garantia de sua confiabilidade um grande desafio tanto na fase de projeto, como na fase operacional. Neste contexto, surge a necessidade de monitoramento e controle dos níveis de vibração e ruído com o objetivo de mantê-los dentro de determinados limites (geralmente previstos em normas técnicas), assegurando a qualidade dos bens produzidos e evitando falhas que comprometam a confiabilidade e a segurança das instalações industriais.

Com a finalidade de manter a vibração em equipamentos rotativos sob controle, foram desenvolvidos ao longo dos anos diversos métodos de atenuação. Dentre estes, pode-se encontrar desde métodos mais simples e de baixo custo, como o Controle Passivo de Vibrações, até métodos mais sofisticados, tais como o Controle Ativo em malha fechada, que utilizam atuadores controlados digitalmente.

O Controle Passivo de Vibrações é o método mais tradicional de se atenuar os níveis de vibrações em sistemas mecânicos. Consiste na alteração das propriedades do sistema, tais como massa, rigidez e amortecimento, com a finalidade de minimizar a vibração e/ou o ruído, além de aumentar a estabilidade do sistema. No caso de sistemas rotativos, alguns procedimentos básicos podem contribuir significativamente para a redução dos níveis de vibração, tais como o refinamento do balanceamento do rotor, o alinhamento do conjunto, a redução das folgas nos mancais ou até mesmo a sua substituição. Quando estes procedimentos não são suficientes para controlar os níveis de vibração, o uso do controle passivo visando o aumento do amortecimento do sistema rotativo é uma alternativa bastante comum. Isso pode ser feito, por exemplo, através do emprego de amortecedores de filme fluido e da utilização de materiais viscoelásticos nos mancais (SALDARRIAGA, 2007). Como principais vantagens do emprego das técnicas de Controle Passivo de Vibração, se pode mencionar seu baixo custo e simplicidade de implementação. Além disso, não necessitam de fontes externas de energia para operarem (SALDARRIAGA, 2007). Em contrapartida, possuem como principais limitações a falta de versatilidade, pois não se adaptam a alterações no comportamento dinâmico do sistema para o qual foram inicialmente projetados, e a sua pouca robustez (SIMÕES, 2006). Além disso, para que a implementação do Controle Passivo seja bem sucedida, é necessário conhecer bem tanto as propriedades físicas do sistema quanto o tipo de problema de vibração a ser solucionado (SIMÕES, 2006).

O Controle Semi-Ativo é o passo seguinte na evolução dos métodos de atenuação de vibração. Estas técnicas se baseiam no projeto de mecanismos que utilizam sistemas de controle para modificar indiretamente alguns parâmetros físicos do sistema, tais como rigidez e amortecimento. Como exemplo de aplicação destas técnicas na área de máquinas rotativas, pode-se citar o uso de amortecedores magneto-reológicos e eletro-reológicos, além de dispositivos como os sendo denominados *Smart Spring Mechanism* – SSM (CAVALINI et al., 2011).

O método de atenuação de vibrações com maior sofisticação é o Controle Ativo de Vibrações. Estas técnicas baseiam-se na aplicação de forças dinâmicas no sistema de forma a combater a vibração indesejada (TAMMI, 2007). De maneira simplificada, um sistema de controle ativo de vibrações geralmente é constituído por sensores, atuadores e por uma unidade de controle. Os sensores possuem a função de fornecerem informações a respeito das variáveis a serem controladas. A unidade de controle é responsável pelo processamento das informações provenientes dos sensores de forma a aplicar os algoritmos de controle correspondentes, produzindo os sinais de comando. Por fim, aparecem os atuadores que convertem os sinais de comando fornecidos pela unidade de controle em ações efetivas sobre o sistema. Como exemplo, pode-se mencionar a utilização de mancais híbridos contendo atuadores eletromagnéticos que operam a partir de diferentes estratégias

de controle (KOROISHI et al., 2014).

De acordo com Saldarriaga (2007), as técnicas de controle ativo de vibrações em sistemas rotativos podem ser divididas em duas categorias. A primeira é o controle ativo propriamente dito, que consiste na aplicação de forças laterais com a finalidade de contrapor as forças causadas pelas vibrações. A segunda categoria é o balanceamento ativo, que realiza a redistribuição de massa ao longo do eixo de forma a balanceá-lo automaticamente. Como exemplo de uma aplicação bem sucedida do primeiro caso, pode-se citar o trabalho realizado por Simões (2006), que desenvolveu uma metodologia de controle ativo de rotores flexíveis utilizando atuadores piezelétricos do tipo pilha (*piezoelectric stack actuator*). Para tanto, foi empregado um controlador ótimo do tipo Regulador Quadrático Linear, com a finalidade de atenuar os quatro primeiros modos de flexão do rotor. Para a aplicação desta técnica de controle, foi necessário empregar o método modal para reduzir o tamanho do modelo e torná-lo controlável, sendo necessário o emprego de observadores de estado para estimar os estados modais.

A aplicação de técnicas de identificação e correção de desbalanceamento tem sido uma linha de pesquisa bastante explorada em MMA's. Noshadi e Zolfagharian (2019) utiliza um controlador MIMO baseado na norma  $H_\infty$  e um sistema híbrido utilizando  $H_\infty$  aliado a um controlador baseado 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 performance melhor tanto em regime permanente quanto em regime transiente, quando comparado ao controlador  $H_\infty$ .

(YAO et al., 2018) propõe a utilização de duas técnicas para modificar as características de desbalanceamento de máquinas rotativas. A primeira opera no domínio modal e é capaz de estimar as forças de desbalanceamento pela expansão dos deslocamentos modais para as coordenadas generalizadas da equação do movimento do sistema. A segunda metodologia faz uso de uma expansão modal aliada a um problema inverso que permite identificar a posição axial, a magnitude e a fase do desbalanceamento.

A utilização de controladores PID (proporcional-integral-derivativo) é algo comum em mancais magnéticos, segundo Schweitzer, Maslen et al. (2009). Com a proposta de utilizar um controlador PD viscoelástico, que consiste em um controlador PD onde a ação derivativa tem a banda limitada em altas frequências e que é equivalente à geração de um elemento viscoelástico semi-sólido com as características de levitação dos MMA's. Com isso, Roy, Das e Dutt (2016) analisou o comportamento de um sistema composto por um rotor rígido suportado por mancais magnéticos ativos a partir de um modelo não linear. Os resultados obtidos mostraram que o controlador PD viscoelástico foi muito mais eficiente que o PID convencional ao atenuar a vibração do sistema ao longo de toda a banda de operação.

## 1.2 Contribuições Anteriores no contexto institucional

Diversos trabalhos de pesquisa na área de dinâmica de rotação e controle ativo de vibração vêm sendo desenvolvidos na Faculdade de Engenharia Mecânica (FEMEC) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU).

No ano de 2006, Simões propôs o controle ativo de vibração em rotores flexíveis utilizando atuadores piezelétricos tipo pilha (*piezoelectric stack actuator*), dispostos ortogonalmente em um plano de controle localizado em um dos mancais do rotor. As simulações foram realizadas empregando-se o método dos Elementos Finitos. Para a aplicação do controle, foi utilizado um controlador ótimo do tipo Regulador Quadrático Linear, com a finalidade de atenuar os quatro primeiros modos de flexão do rotor. Para implementar esta técnica, foi necessário utilizar o método modal para reduzir o tamanho do modelo e torná-lo controlável, sendo necessário o emprego de observadores de estado para estimar os estados modais não medidos diretamente.

Em 2007, (SALDARRIAGA, 2007) propôs uma metodologia para o controle passivo de vibração de sistemas com rotores flexíveis utilizando conjuntos de absorvedores viscoelásticos nos apoios dos mancais do sistema. Para reduzir a vibração a níveis aceitáveis, foram elaborados modelos matemáticos para determinar as características mais adequadas a serem usadas nos suportes, levando em consideração o efeito viscoelástico sobre o comportamento dinâmico do sistema rotor-mancais. Durante a fase de validação da metodologia, foi possível comprovar que as velocidades críticas previstas pelo modelo estavam em concordância satisfatória com as identificadas experimentalmente. Além disso, os níveis de vibração do sistema físico foram sensivelmente reduzidos, apesar do aparecimento de não linearidades devido às rótulas usadas para o acionamento dos absorvedores.

Um trabalho muito interessante a respeito de não-linearidades em rotores flexíveis inteligentes foi apresentado por Morais (2010). Enfoque especial foi dado a não-linearidades localizadas, conforme encontradas em rotores com parâmetros variantes no tempo, tais como eixos trincados com atuadores eletromagnéticos (AEM), que introduzem forças que são funções inversas do quadrado do deslocamento. Como principais destaques deste trabalho podem-se citar, em primeiro lugar, a investigação de uma metodologia para a identificação de parâmetros variantes no tempo para caracterizar trincas em eixos de máquinas rotativas, através de sinais temporais expandidos por meio de séries de funções ortogonais. Em segundo lugar, foi proposta a utilização de atuadores eletromagnéticos para manter a trinca fechada ao longo da rotação do eixo, abrindo espaço para a aplicação de conceitos de auto-correção da trinca (*self-healing*). Por último, foi feita a identificação do desbalanceamento em rotores não-lineares devido à presença de AEM, demonstrando o sucesso da metodologia de balanceamento proposta para casos onde as técnicas convencionais de balanceamento não podem ser aplicadas.

Dois trabalhos de doutoramento que se enquadram no contexto desta dissertação foram concluídos na FEMEC no ano de 2013. O primeiro foi apresentado por CAVALINI Jr (2013), onde são investigadas algumas técnicas de Monitoramento da Integridade Estrutural (*Structural Health Monitoring* - SHM) voltadas para a detecção e identificação de trincas transversais ainda incipientes em eixos de máquinas rotativas. Neste trabalho, destaca-se a proposição de uma nova técnica de SHM baseada na Impedância Eletromecânica do sistema. O outro trabalho foi apresentado por Koroishi (2013), onde foi realizado um estudo sobre o controle ativo de vibrações em máquinas rotativas utilizando um mancal híbrido. Neste caso, o eixo é suportado por um rolamento convencional de esferas, que é fixado no interior de uma base de alumínio, nas laterais desta base estão fixados os atuadores eletromagnéticos com quatro bobinas. Desta forma, é possível implementar as ações de controle através da manipulação das forças magnéticas provenientes do atuador. Para calcular as ações de controle, são empregadas diversas técnicas formuladas com base em desigualdades matriciais lineares (*Linear Matrix Inequalities* – LMI's e Lógica Fuzzy).

Alves (2015) apresentou um trabalho que consistiu no projeto e na construção de uma bancada com um rotor flexível, cujo controle de vibrações é realizado mediante o aquecimento de fios confeccionados com ligas com memória de forma conectados aos mancais, de forma a aproveitar o amortecimento por histerese decorrente do uso dos referidos materiais inteligentes.

Oliveira (2015) desenvolveu um modelo numérico/computacional para representar o comportamento dinâmico de um kit acadêmico, fornecido pela SKF, composto por um rotor flexível suportado por dois Mancais Magnéticos Ativos (MMA's) radiais. Em seguida realizou a validação experimental deste modelo através da comparação entre as Funções de Transferência numéricas e experimentais. Após um processo de correlação e ajuste, foi obtido um modelo representativo do sistema físico real, que foi utilizado para permitir a análise e a síntese dos controladores desenvolvidos nesta tese de doutoramento. Este processo de modelagem é revisitado no Capítulo III. O modelo construído foi ajustado com dados experimentais. Borges (2016) projetou um controlador modal para a bancada experimental usada por Oliveira (2015). Neste caso, um controlador modal robusto foi avaliado.

Carvalho (2017) propôs uma técnica de balanceamento robusto baseado em modelos matemáticos considerando as incertezas que atuam no balanceamento. Os resultados obtidos demonstraram que a técnica proposta é mais eficiente que as técnicas convencionais de balanceamento de máquinas rotativas.

Júnior e Samora (2017) investigou o comportamento dinâmico de um rotor submetido a excitações pela base. Um modelo teórico foi determinado a partir das equações de Lagrange e do método dos elementos finitos. Os resultados experimentais obtidos demonstraram a representatividade do modelo formulado.

Barbosa (2018) apresentou o desenvolvimento de modelos para mancais hidrodinâmicos cilíndricos radiais, segmentados radiais (tilting-pad) e segmentados axiais (thrust) no contexto de uma abordagem termohidrodinâmica. Os efeitos térmicos devido ao atrito viscoso encontrados no filme de óleo foram determinados por meio da solução simultânea das equações de Reynolds e da energia.

Sicchieri (2019) aplicou técnica de metamodelagem Kriging aos mancais de uma unidade geradora do tipo Francis, composta por quatro mancais, a saber, um mancal hidrodinâmico segmentado axial, dois mancais hidrodinâmicos segmentados radiais e um mancal hidrodinâmico cilíndrico radial. Os resultados obtidos neste trabalho mostram que a metamodelagem Kriging apresenta bons resultados, configurando-se, portanto, como uma ferramenta poderosa para viabilizar a substituição dos modelos termohidrodinâmicos para mancais hidrodinâmicos de máquinas rotativas, reduzindo significativamente o tempo de cálculo, sem perda da qualidade do trabalho.

### 1.3 Mancais Magnéticos Ativos

De acordo com Schweitzer, Maslen et al. (2009) os primeiros estudos envolvendo levitação utilizando campo 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) visando aplicações em rodas de reação de satélites terrestres. Apesar desta tecnologia não ser tão recente, o desenvolvimento da área de eletrônica e informática nos últimos 20 anos tem viabilizado a utilização dos mancais magnéticos ativos em um número cada vez maior de aplicações industriais. O trabalho de Steffen Jr e Lepore Neto (1984) relata o início da pesquisa envolvendo mancais magnéticos ativos na Universidade Federal de Uberlândia.

O Controle Ativo de Vibrações usando MMA's é uma das soluções mais promissoras para aplicação em máquinas rotativas. Nestes tipos de dispositivos, o rotor literalmente levita sustentado por forças geradas por campos magnéticos. Desta forma, não há nenhuma espécie de contato entre os mancais e o rotor, permitindo que a máquina opere sem desgaste mecânico, dispensando o emprego de qualquer tipo de lubrificante (JAYANTH; BUCKNER, 2002).

Os AMB's são considerados como sendo um sistema mecatrônico, pois combinam componentes mecânicos com dispositivos eletrônicos, além de códigos computacionais dedicados. Estes últimos vêm ocupando posição de destaque na evolução dos AMB's. De acordo com Schweitzer, Maslen et al. (2009), a capacidade de sensoriamento, processamento de dados e atuação dos mancais magnéticos ativos lhes conferem grande potencial para se tornarem elementos-chave no projeto de máquinas inteligentes, pois além de permitirem o controle ativo do comportamento dinâmico destes sistemas, possibilitam o monitoramento

online do seu estado de conservação (SHM – “*Structural Health Monitoring*”). Com isto, abre-se espaço para a concepção de projetos totalmente inovadores de máquinas capazes de operar a velocidades muito elevadas, sem desgaste mecânico e com níveis reduzidos de vibração. Todos estes aspectos contribuem para a redução de custos de operação e aumento da segurança e da confiabilidade das plantas industriais.

Como exemplos de áreas de aplicação dos MMA’s, pode-se citar o isolamento e controle de vibrações conforme encontrado em ultra centrífugas, máquinas ferramentas, acionamentos elétricos, aplicações aeroespaciais e turbo compressores. Os trabalhos realizados por Yoon, Lin e Allaire (2012) e Sanadgol (2006) apresentam a incorporação da tecnologia de AMB’s em turbo compressores centrífugos. Além disso, propõem um método de supressão do fenômeno de “surge” baseado no controle adequado da folga axial do rotor através dos AMB’s para compensar as flutuações do fluxo, estabilizando a operação do sistema.

Mancais magnéticos ativos necessitam de um sistema de controle para que o rotor seja levitado como, por exemplo, um controle PID, impondo a necessidade de conhecer as principais características do sistema para que a levitação do rotor seja estável (SRINIVASAN; CHO, 1995), (ŠTIMAC et al., 2013).

Para utilizar técnicas mais avançadas de controle é necessário obter um modelo representativo do sistema. Diversos trabalhos estudam técnicas numéricas e experimentais de identificação de parâmetros dos MMA’s para o desenvolvimento de um modelo confiável do sistema dinâmico em tela.

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

Gähler (1998) utiliza MMA’s com sensores Hall para mensurar o fluxo magnético dos atuadores e relacioná-lo com a força gerada durante a operação do mancal. Para que isso seja possível foi projetado um controlador que engloba as melhores características das principais técnicas de controle disponíveis na literatura.

Swanson et al. (2008) apresenta de forma concisa como proceder no projeto e na identificação de mancais magnéticos, onde o autor faz uma revisão dos conceitos básicos dos principais componentes dos MMA’s. Vale a pena mencionar o trabalho realizado por Lösch (2002), que realizou a identificação de um sistema de MMA’s para implementar um controlador automatizado com o controle do tipo  $\mu$ -síntese. Semelhantemente, Bean, Schoor e Rand (2016) realizou um estudo de caso em um circulador de um reator nuclear para aplicar técnicas de caracterização e modelagem de mancais magnéticos.

Neste contexto, destaca-se o trabalho de Mushi, Lin e Allaire (2012) que analisa a instabilidade em máquinas rotativas suportadas por mancais magnéticos ativos. O autor faz uma análise completa das características do MMA estudado, análise esta que foi

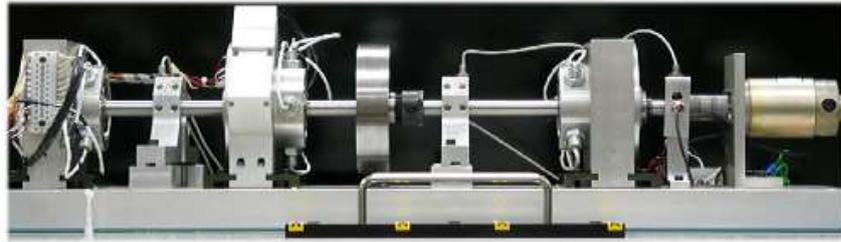


Figura 1.1: Bancada experimental utilizada por Wróblewski (2008)

realizada numérica e experimentalmente, servindo como base para o desenvolvimento deste trabalho.

Pesch (2008) e Wróblewski (2008) realizaram estudos utilizando técnicas de SHM aplicadas a uma bancada experimental, apresentada na Fig. 1.1, com o objetivo de detectar trincas em rotores. A bancada estudada opera com o rotor suportado por dois MMA's e utiliza um terceiro MMA como atuador para inserir uma força externa que auxilia na detecção de trincas no rotor.

Uma bancada experimental contendo dois tipos de mancais, apresentada na Fig. 1.2, consiste em um mancal utilizando uma bucha de bronze e um mancal magnético ativo, Li (2011), 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.

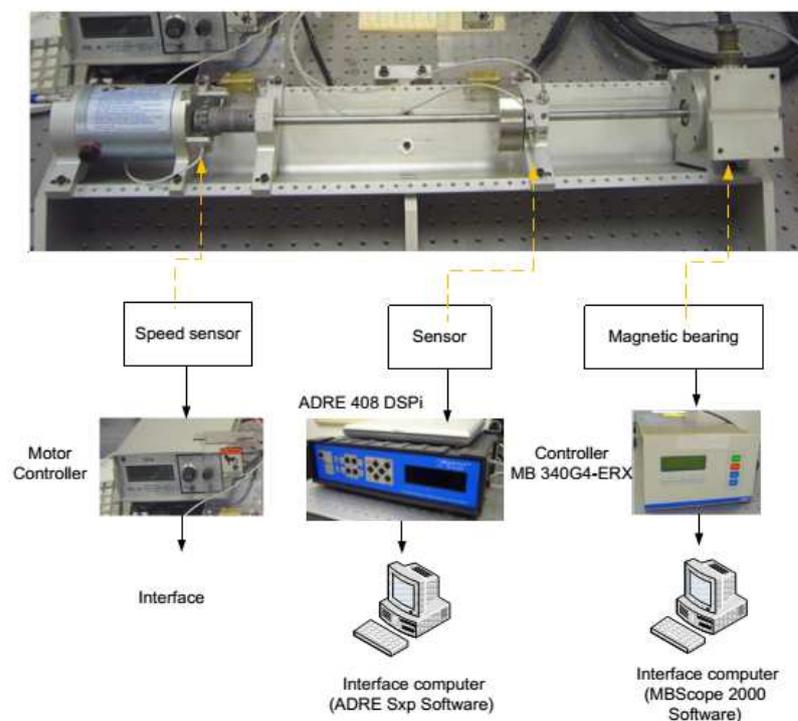


Figura 1.2: Bancada experimental suportada por dois tipos de mancais (LI, 2011)

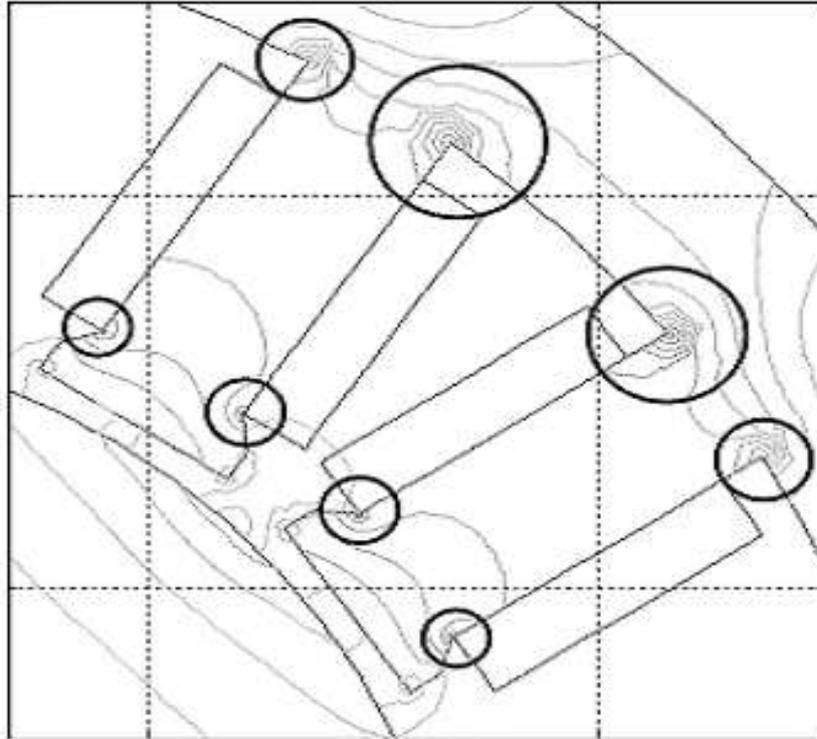


Figura 1.3: (a) Áreas críticas de densidade de fluxo, (b) minimização das concentrações de fluxo com a atualização da geometria (PIŁAT, 2004)

Um recurso bastante explorado na identificação de mancais magnéticos é a utilização de programas comerciais de elementos finitos. Programas como o ANSYS<sup>TM</sup> e o COMSOL<sup>TM</sup> 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; a Fig. 1.3 apresenta os resultados obtidos por Piłat (2004).

No trabalho de Ahmed e Wahab (2010) realizou-se a modelagem e a análise em duas etapas separadamente utilizando o software de elementos finitos ANSYS<sup>TM</sup> para projetar e otimizar um MMA. Foi realizada uma análise transiente do modelo de elementos finitos para investigar os efeitos da fuga de corrente (*Eddy Current*) no MMA estudado. Mushi, Lin e Allaire (2012) utilizou o programa FEMM para obter a capacidade de carga do MMA investigado, sendo construído um modelo em duas dimensões contendo as características físicas do MMA 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 MMA's com quatro, seis e oito polos. As análises em regime transiente mostram como os modos torcionais e laterais foram excitados devido ao desalinhamento.

#### 1.4 Metamodelagem Kriging

Na atualidade, os modelos computacionais estão ficando cada vez mais complexos, incorporando diversos fenômenos físicos que ocorrem na realidade. No entanto, normalmente, essa alta complexibilidade acaba ocasionando um custo computacional elevado, o que inviabiliza a sua utilização em diversas aplicações. Neste contexto, os processos de metamodelagem vêm ganhando cada vez mais força no cenário científico.

A metamodelagem tem como objetivo ajustar um modelo substituto a partir de um conjunto de amostras do modelo original. O metamodelo (ou, o modelo do modelo) deve ser o mais representativo possível e possuir um baixo custo computacional, viabilizando a sua utilização em processos pesados numericamente, como a otimização e a análise de sensibilidade, dentre outros. Neste cenário, o metamodelo Kriging vem se destacando como uma ferramenta flexível, com alto potencial de aplicações (ERICKSON; ANKENMAN; SANCHEZ, 2018).

O nome Kriging tem sua origem numa homenagem ao geostatístico sul africano Daniel G. Krige (1919 - 2013), que desenvolveu trabalhos com processos de interpolação aplicados na mineração de ouro (KRIGE, 1951). A metodologia utilizada por Daniel G. Krige foi formalizada pelo matemático francês George Matheron (1930 - 2000) (MATHERON, 1963).

A metodologia Kriging foi inicialmente utilizada pela geoestatística para realizar inferências, estimar parâmetros e efetuar previsões espaciais. Sacks et al. (1989) apresentaram a aplicação do Kriging para substituir modelos computacionais determinísticos. Neste trabalho, destaca-se que, em geral, modelos computacionais não apresentam erros aleatórios. Desta forma, as amostras utilizadas na construção do metamodelo Kriging determinístico devem preencher todo o espaço de projeto sem a necessidade de réplicas em determinados pontos amostrais. Sacks et al. (1989) também demonstraram a utilização da metamodelagem Kriging para substituir um código computacional utilizado na simulação de circuitos eletrônicos.

O trabalho desenvolvido por Simpson et al. (2001a) fez uma revisão de diversas técnicas de metamodelagem aplicadas a modelos computacionais determinísticos, destacando a superfície de resposta, as redes neurais artificiais, o aprendizado indutivo e o Kriging. Foi apresentada uma comparação entre os métodos, discutindo as vantagens e desvantagens na escolha de cada um, apresentando inclusive os cenários mais indicados para suas aplicações. Foram apresentadas algumas vantagens na utilização de modelos substi-

tutos, quais as principais dificuldades que podem surgir na metamodelagem de modelos determinísticos, além de algumas recomendações para evitá-las.

Wang et al. (2008) apresentaram as vantagens que a utilização de metamodelos podem promover nos projetos de engenharia, dando enfoque na otimização de projeto baseado em metamodelo, de forma que os metamodelos substituem os códigos computacionais caros, viabilizando a aplicação de métodos de otimização para a obtenção dos melhores parâmetros de projeto. Kleijnen (2015) apresenta vários métodos estatísticos para o projeto e análise de eventos discretos e simulações determinísticas. O autor mostra a metamodelagem Kriging, que combina uma resposta global do espaço de projeto juntamente com desvios localizados obtidos a partir da interpolação dos pontos amostrais e algumas das suas aplicações. São discutidos diferentes modelos, como o Kriging comum para simulações determinísticas, o qual utiliza como resposta global uma constante.

Também é abordado o Kriging universal para simulações determinísticas, o qual utiliza uma função polinomial de baixa ordem, normalmente de primeira ou segunda ordem, para representar a resposta global do espaço de projeto. Além disso, o Kriging estocástico também é apresentado, sendo esta uma variação amplamente empregada em simulações aleatórias. Este método vem ganhando abrangência no cenário científico. Adicionalmente, a análise de sensibilidade é discutida por meio dos modelos Kriging, destacando também a análise de incertezas e a sua aplicação em processos de otimização.

Uma boa referência sobre Kriging estocásticos pode ser encontrada em Ankenman, Nelson e Staum (2010). Neste trabalho, é contabilizada a variabilidade de amostragem inerente a uma simulação estocástica. Mostra-se, assim, que a contabilização correta da amostragem e da incerteza da superfície de resposta tem um impacto no projeto de experimentos, na estimativa da superfície de resposta e na inferência.

Erickson, Ankenman e Sanchez (2018) constataram que diferentes pacotes de softwares empregados na metamodelagem Kriging podem apresentar resultados distintos, visto que há diferenças nas formas como os parâmetros dos metamodelos são determinados. Nesse trabalho, foram comparados oito pacotes de ajustes diferentes destacando as individualidades existentes em cada um. Também foram discutidos novos avanços que estão ocorrendo no Kriging.

Como pode ser observado, os metamodelos Kriging são flexíveis e possuem um vasto campo de aplicação a ser explorado. Yang et al. (2005) propuseram a utilização de cinco técnicas distintas de metamodelagem, entre elas a Kriging, para substituir um modelo de impacto frontal formulado em elementos finitos de alta deformação, com comportamento altamente não linear e complexo. Neste trabalho, não foi possível obter grandes conclusões sobre qual metamodelo é o mais adequado para esta aplicação.

Ciuffo, Punzo e Quaglietta (2011) aplicaram metamodelos Kriging para verificar a eficiência dos processos de calibração de modelos de micro simulação de tráfego. No mesmo

contexto, Ciuffo et al. (2013) utilizaram metamodelo Kriging para realizar a análise de sensibilidade em um modelo de simulação de tráfego.

Christen et al. (2014) destacou como a redução de ruído é uma questão importante na indústria aeroespacial, visto que altos níveis de ruído podem danificar a carga útil transportada. Com o intuito de investigar o ruído dentro da cavidade de carga de um lançador, foi utilizado um metamodelo Kriging para substituir um modelo de transmissão acústica complexo, objetivando realizar uma análise de sensibilidade global para determinar quais são os parâmetros mais influentes na acústica.

Yin et al. (2014) destacaram a capacidade de absorção de impacto que estruturas de paredes finas preenchidas por espuma possuem. Neste contexto, a metamodelagem Kriging foi utilizada como ferramenta para modelar tubos cônicos preenchidos com espumas de densidade variável ao longo das suas direções. O objetivo foi aplicar processos de otimização para maximizar a resistência ao impacto dessa estrutura.

Du et al. (2014) utilizaram a metamodelagem Kriging para construir um modelo multi-escalas para baterias de íons de lítio. A partir deste modelo, foi realizada uma análise de sensibilidade global para quantificar o impacto relativo da concentração de íons e da distribuição do potencial elétrico no perfil da cinética eletroquímica. A partir dos resultados obtidos, foi destacado o potencial da utilização deste modelo multi-escala em processos de otimização para a obtenção de projetos de baterias mais eficientes.

Gidaris e Taflanidis (2015) aplicaram a metamodelagem Kriging em projetos de amortecedores viscosos de tremores sísmicos. Esta técnica foi aplicada para descrever como as diferentes configurações de amortecedores afetam o seu custo. Na sequência, a modelagem permitiu a otimização em diferentes cenários de projeto objetivando minimizar o custo do ciclo de vida do amortecedor.

O estudo desenvolvido por Sinou, Nechak e Besset (2018) descreve o uso da metamodelagem Kriging na previsão das velocidades críticas e das amplitudes máximas de vibração de um rotor flexível com múltiplas incertezas. Os resultados obtidos mostram que a metodologia empregada retorna resultados precisos tanto para as velocidades críticas quanto para as amplitudes vibracionais máximas, mesmo no caso de evoluções complexas do comportamento dinâmico do sistema.

Diante do que foi apresentado, o objetivo deste trabalho é apresentar uma nova aplicação para metamodelagem Kriging, empregando esta técnica na construção de controladores substitutos para os controladores utilizados nos mancais magnéticos de uma bancada experimental.

## 1.5 Metodologia

A implementação de 2 controladores para a bancada de mancais magnéticos utilizando uma abordagem que engloba métodos disponíveis na bibliografia, além de novas técnicas configura-se como o interesse central do trabalho. Assim, a metodologia desenvolvida nesta tese consiste em quatro etapas (Fig. 1.4):

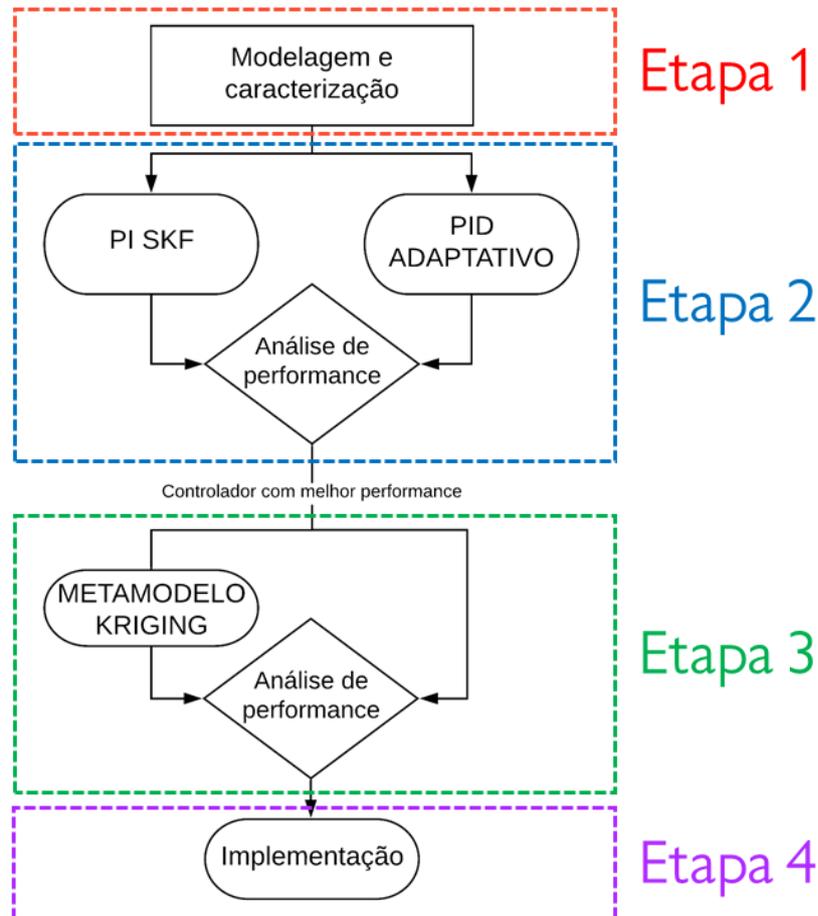


Figura 1.4: Metodologia de desenvolvimento do trabalho

- **Etapa 1:** Ajuste de um modelo numérico do sistema, com base na teoria de mancais magnéticos. O modelo deve operar de forma que seja capaz de comunicar-se com a bancada experimental.
- **Etapa 2:** Desenvolvimento de um controlador equivalente ao utilizado na bancada experimental para utilizar como referência. Projetar um controlador PID adaptativo com melhor desempenho que o do controlador fornecido pelo fabricante. Nesta etapa obtêm-se as funções de transferência do sistema, bem como as respostas temporais dos controladores para que sejam avaliados segundo a norma ISO e API para avaliação de performance.

- **Etapa 3:** Nesta etapa, é desenvolvido controlador utilizando um metamodelo Kriging é criado a partir do controlador selecionado na etapa anterior. O metamodelo é avaliado numericamente e experimentalmente sob as mesmas condições que o controlador original, para validar sua representabilidade.
- **Etapa 4:** Por fim, é feita a implementação do controlador de interesse.

## 1.6 Organização da Tese

O trabalho foi dividido em cinco capítulos. Assim sendo, além deste capítulo introdutório, são apresentados mais quatro capítulos, conforme 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 pequena introdução a respeito da modelagem de rotores flexíveis com base no método dos elementos finitos. Em seguida, trata-se 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 e um controlador PID adaptativo em rotores suportados por MMA's. Por fim são apresentadas as formulações utilizadas na memodelagem Kriging que serão aplicadas nos controladores avaliados no Capítulo IV.
- No Capítulo III são descritas as principais características da bancada experimental estudada, e apresenta-se o 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 que constituem a bancada experimental, tais como, o rotor, os amplificadores e os mancais magnéticos.
- No Capítulo IV são descritos os controladores propostos para este trabalho e comparados com o controlador fornecido pelo fabricante. 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 de trabalhos futuros.

# CAPÍTULO II

## 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, será abordado rotores flexíveis suportados por mancais magnéticos, incluindo a representação destes sistemas sob a forma de equações de estado. Por fim, são abordados os principais fundamentos relacionados ao funcionamento dos Mancais Magnéticos Ativos, bem como uma discussão a respeito da aplicação de um controle PID descentralizado em rotores suportados por MMA.

### 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):

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

onde:

$q_i$ : são as coordenadas generalizadas

$Fq_i$ : são as forças generalizadas

$U$ : é a energia de deformação do sistema

$T$ : é a energia cinética do sistema

$n$ : número de graus de liberdade.

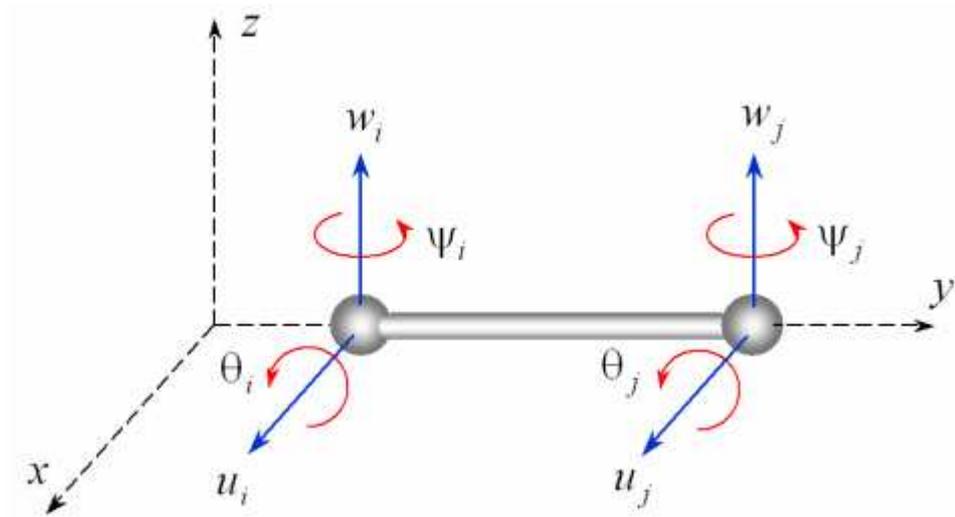


Figura 2.1: Modelo Físico de um elemento de eixo flexível (SIMÕES, 2006)

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:

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

$$\theta = \frac{\partial w}{\partial y} \quad (2.7)$$

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):

$$\begin{aligned} T_S = & \frac{\rho I}{2} \int_0^L \left\{ (\dot{\theta})^2 + (\dot{\psi})^2 \right\} dy + \\ & \frac{\rho S}{2} \int_0^L \left\{ (\dot{u})^2 + (\dot{w})^2 \right\} dy \\ & - 2I\rho\Omega \int_0^L \psi\theta dy + \rho I L \Omega^2 \end{aligned} \quad (2.8)$$

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

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 do 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), respectivamente:

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

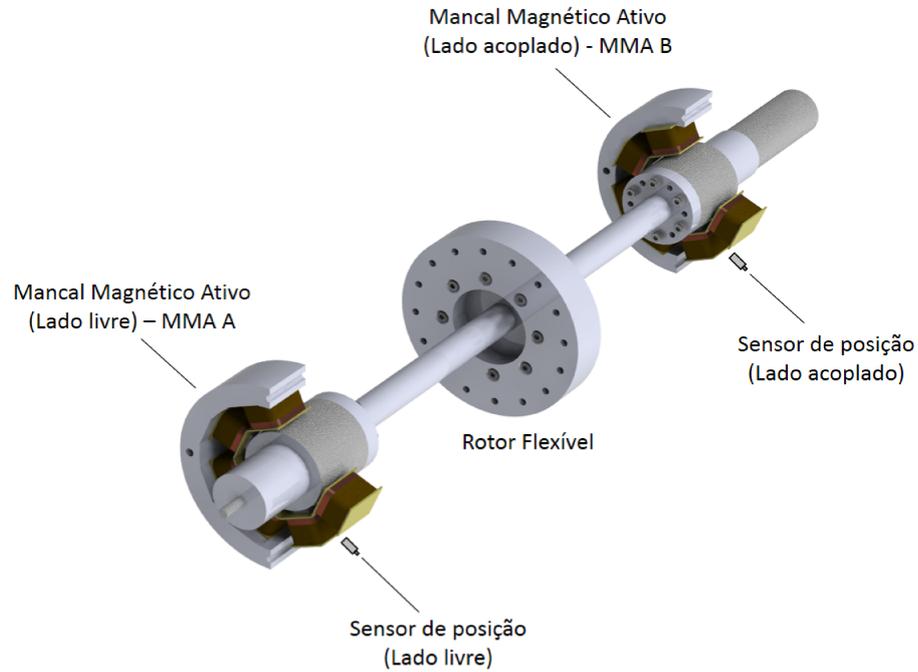


Figura 2.2: Rotor flexível com mancais magnéticos

$$z_a = \begin{bmatrix} z_A \\ z_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{Ax} \\ z_{Ay} \\ z_{Bx} \\ z_{By} \end{bmatrix}_a \quad (2.11)$$

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 descritos na Eq.(2.12):

$$z_S = \begin{bmatrix} z_{SA} \\ z_{SB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{SAx} \\ z_{SAy} \\ z_{SBx} \\ z_{SB y} \end{bmatrix}_a \quad (2.12)$$

De acordo com Schweitzer, Maslen et al. (2009), o comportamento dinâmico do sistema sujeito a duas forças de excitação externa pode ser representado pelas equações de

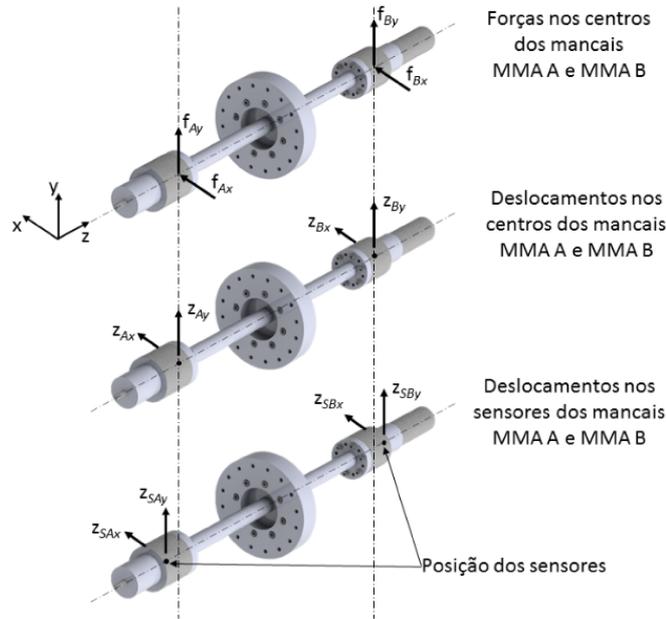


Figura 2.3: Forças e deslocamentos nos dois mancais magnéticos, MMA A e MMA B

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, e contempla a inércia de translação e de rotação;

**D**: matriz de amortecimento, e 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, 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:

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

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  $\mathbf{z}$ :

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

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

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

Deve-se destacar que o vetor de forças nos mancais,  $f_a$ , 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):

$$f_a = \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \end{bmatrix}_a = k_s \begin{bmatrix} z_A \\ z_B \end{bmatrix} + k_i \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$f_a = k_s z_a + k_i i_a \quad (2.18)$$

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  $z_a$ ;

$$i_a = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix}_a = \begin{bmatrix} i_{Ax} \\ i_{Ay} \\ i_{Bx} \\ i_{By} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

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

$$f_{MMA} = T_A^T f_a = T_A^T \cdot [k_s z_a + k_i i_a] \quad (2.20)$$

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  $f_{MMA}$  na Eq.(2.13) tem-se:

$$M\ddot{z} + D\dot{z} + [K - k_s T_A^T T_A] z = f_u + k_i T_A^T i_a \quad (2.21)$$

Analisando a Eq.(2.21), pode-se identificar uma matriz de rigidez adicional,  $K_a$ , 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 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 estrutura magnética do atuador. Sabe-se que o fluxo magnético é gerado em cada pólo do atuador pelas bobinas, com  $n$  espiras, área da seção  $A_s$ , entreferro (air gap)  $s$  e uma dada corrente elétrica  $i$  passando por elas, como pode ser observado na Fig. 2.4.

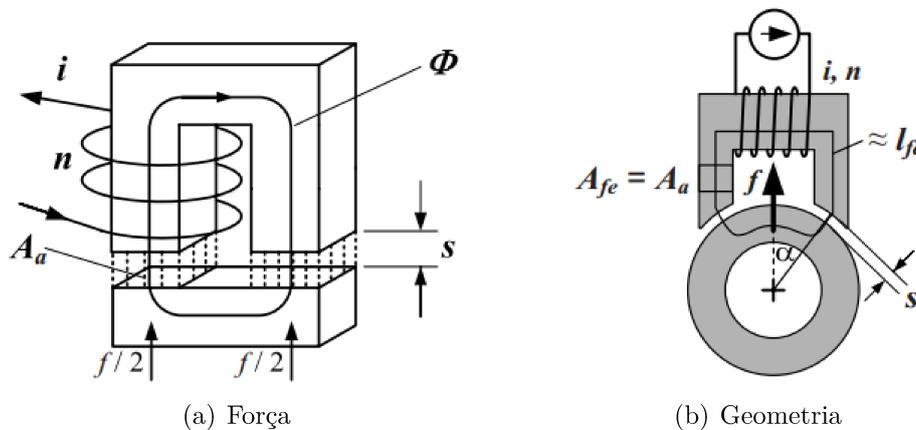


Figura 2.4: Representação simplificada de um atuador magnético (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

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).

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

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

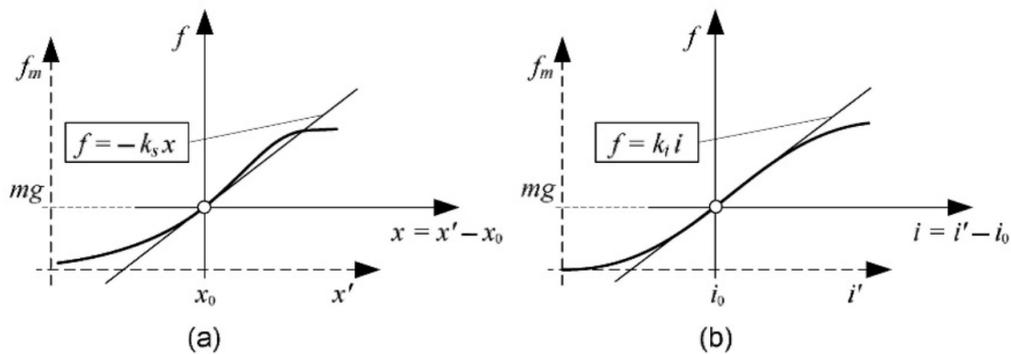


Figura 2.5: Linearização no ponto de operação (a) relação força/deslocamento, (b) relação força/corrente (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

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), obtêm-se:

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

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

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

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 Eq.(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 MMA'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.

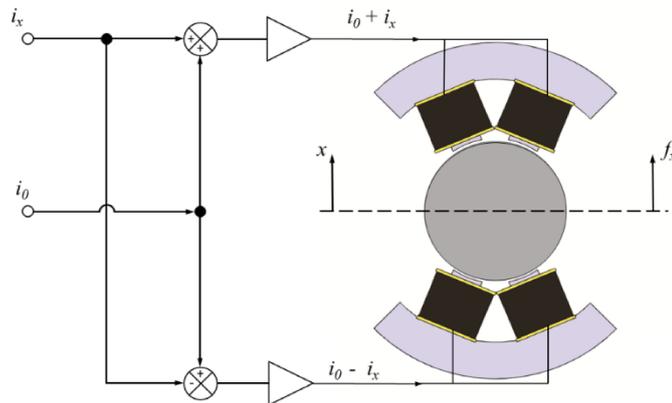


Figura 2.6: Representação das forças em um rotor sob a ação de atuadores radiais

Ao se linearizar a força em torno do ponto de operação, obtêm-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 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. ?? apresenta-se a configuração dos polos dos MMA's utilizados na bancada de testes.



Figura 2.7: Rotor flexível com mancais magnéticos

Conforme pode ser observado na Fig. ??, os MMA'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 Mancais Magnéticos ativos utilizando a formulação de 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  $x_S$ :

$$x_S = \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (2.35a)$$

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

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

$$\ddot{z} = M^{-1}f_u + M^{-1}f_{AMB} - M^{-1}D\dot{z} - M^{-1}Kz \quad (2.36)$$

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

$$\begin{bmatrix} \dot{z} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}(K - K_a) & -M^{-1}D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix} k_i T_A^T i_a + \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix} f_u \quad (2.37)$$

$$\dot{x}_S = A_S x_S + B_{SA} i_a + B_{SU} f_u \quad (2.38)$$

onde:

$A_S$  : matriz dinâmica sistema, englobando as matrizes  $M$  e  $D$  e a matriz de rigidez dos mancais magnéticos ativos  $K$  .

$B_{SA}$  : matriz de entrada para a corrente nos mancais  $i_a$

$B_{SU}$  : matriz de entrada para a força de desbalanceamento  $f_u$

A segunda equação do espaço de estados define as relações de saída,  $y_S$  , que correspondem aos deslocamentos medidos nas posições dos sensores,  $z_S$  :

$$y_S = z_S = \begin{bmatrix} T_S & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$y_S = z_S = C_S x_S \quad (2.40)$$

Os vetores  $z_S$  e  $y_S$  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  $G_S$ , o que é realizado pela inclusão da Eq. (2.41).

$$u_S = i_a = G_S y_S \quad (2.41)$$

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

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

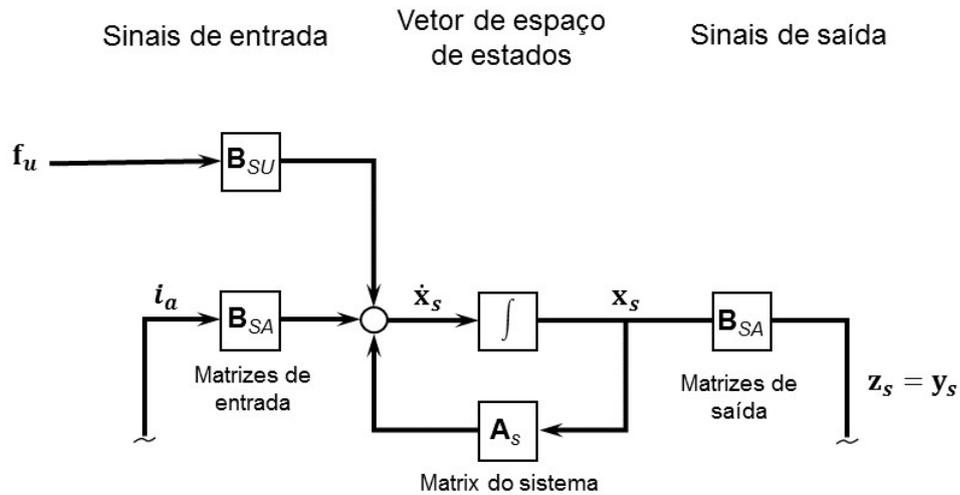


Figura 2.8: Rotor Flexível no espaço de estados – Mancais Magnéticos Ativos (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

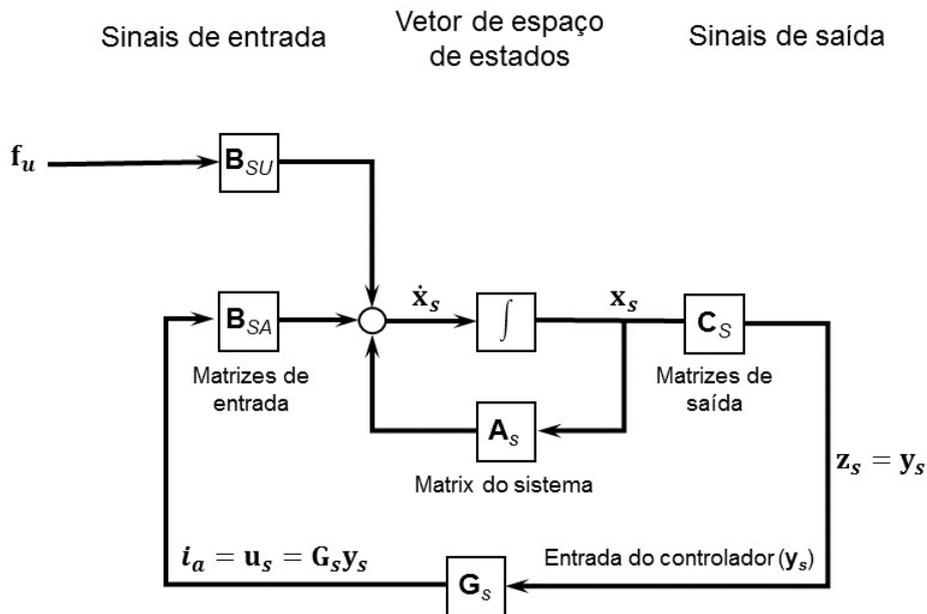


Figura 2.9: Controle em malha fechada: sistema Rotor Flexível/MMA's (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

## 2.4 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

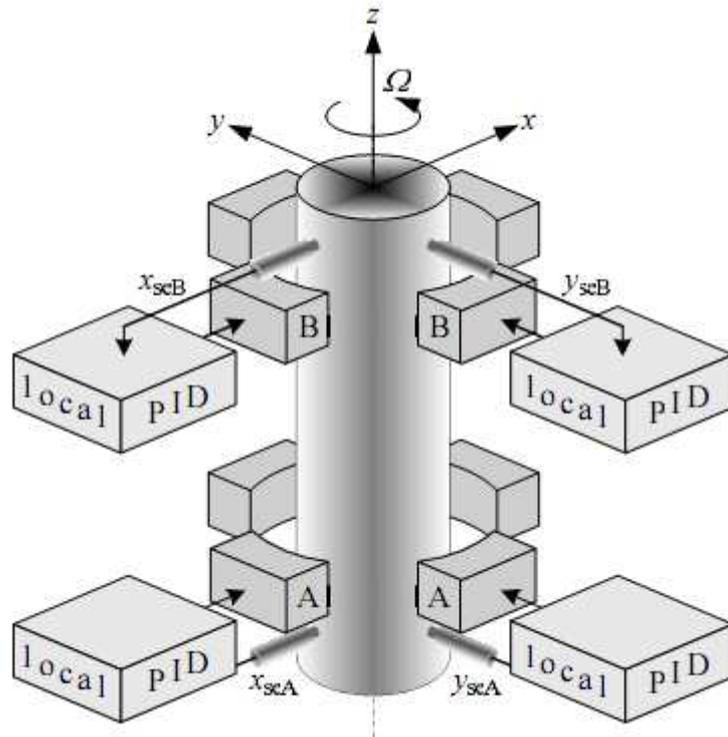


Figura 2.10: Estrutura de Controle PID descentralizado (controle PID local) (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

independentes entre si, um em cada eixo, conforme apresentado na Fig 2.10.

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 deslocamento 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 2.10, o controle é realizado por quatro controladores PID similares e independentes, conforme apresentado na Fig 2.11.

Na Fig 2.12 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.

Conforme pode ser observado, o deslocamento  $x$  é medido e amplificado usando um sensor de posição com ganho  $k_{sn}$  e então comparado com uma posição de referência  $x^*$ . 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

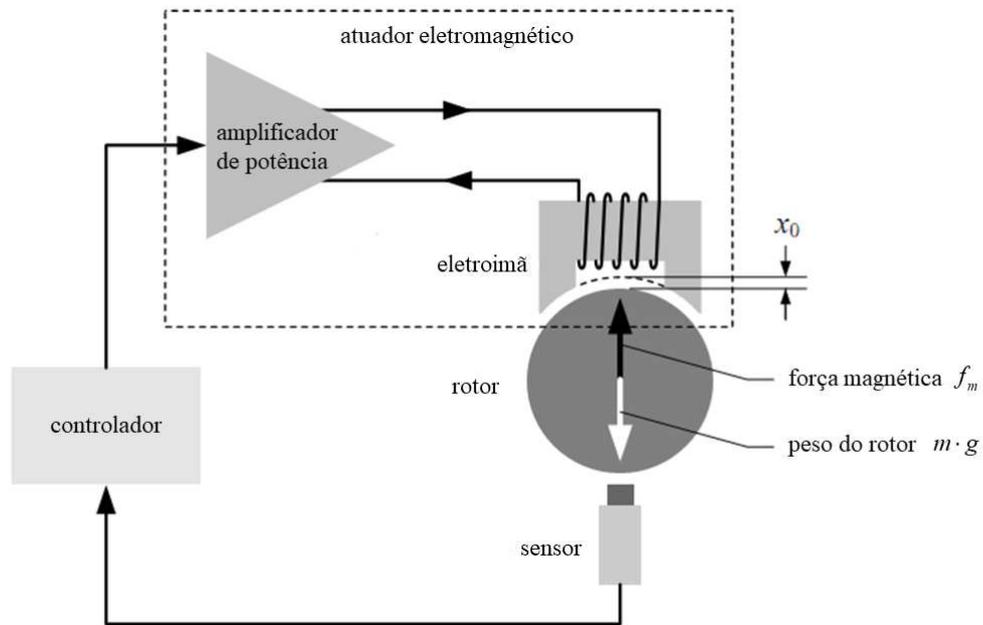


Figura 2.11: Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

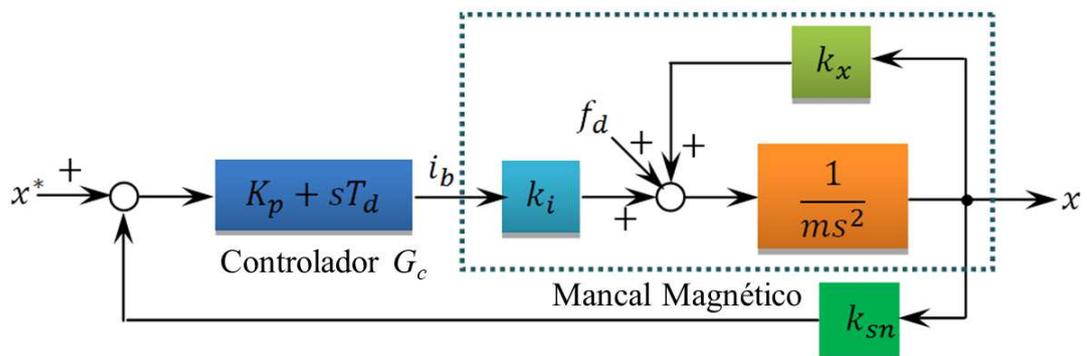


Figura 2.12: Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009)

rigidez de posição  $k_s$ . A força  $f_d$  representa um distúrbio sobre o sistema.

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:

$$G_c = K_p + T_d s \quad (2.42)$$

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:

$$\frac{x}{x^*} = \frac{(K_p + T_d s) k_i}{m s^2 + T_d k_i k_{sn} s + (K_p k_i k_{sn} - k_x)} \quad (2.43)$$

Como o primeiro passo é garantir a estabilidade do sistema, então é necessário que a Eq.(2.43) possua polos localizados do lado esquerdo do plano complexo, ou seja, com parte real negativa. Portanto, é necessário que duas condições sejam satisfeitas:

$$T_d > 0 \quad (2.44)$$

$$K_p k_i k_{sn} - k_x > 0 \quad (2.45)$$

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:

$$\frac{x}{f_d} = \frac{1}{m s^2 + T_d k_i k_{sn} s + (K_p k_i k_{sn} - k_x)} \quad (2.46)$$

## 2.5 PID adaptativo

Atualmente, muitos dos sistemas de controle precisam de um controlador flexível para atingir o requisito de operação com precisão e rapidez para superar aspectos como não-linearidade, incerteza, desafios de implementação digital e alcançar ao mesmo tempo ambos os objetivos do sistema, ou seja, o controle de perturbações o acompanhamento dos pontos de ajuste. Este capítulo tem como objetivo projetar e analisar um PID adaptativo

para atingir e melhorar o comportamento apresentado pelo PID convencional fornecido na bancada desenvolvida pela SKF.

### **2.5.1 Introdução**

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

Portanto, o projetista deve selecionar o controlador apropriado para atender a todas as especificações do projeto, incluindo a simplicidade de estrutura, custo, confiabilidade, técnicas de desenvolvimento e implementação de hardware digital (ARAKI; TAGUCHI, 2003). Além disso, existem muitos fatores que podem influenciar o processo de seleção, incluindo integração, espaço, potência do processador, robustez, além dos critérios de segurança da aplicação. Portanto, a escolha de um controlador específico se baseia na experiência do projetista, na precisão do modelo matemático, e nas limitações da técnica de projeto aplicada.

Para muitos controles de realimentação única, a rejeição de perturbações é mais precedente do que o rastreamento do ponto de ajuste. Com isso, os métodos de ajuste têm um papel dominante para atingir esse objetivo. Infelizmente, um simples controlador PID pode organizar apenas um parâmetro, de modo que não seja possível ajustar o ponto em torno da referência e a rejeição de distúrbios. Se os parâmetros fornecerem uma resposta boa o suficiente para o rastreamento do ponto de ajuste, resultará uma resposta lenta para a rejeição de perturbações e vice-versa. Isso leva à dificuldade de estabilizar a resposta de controle (SEBORG et al., 2010).

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

Para melhorar essas desvantagens, uma estratégia de controle simples foi desenvolvida para organizar o controle de ponto de ajuste e o controlador de rejeição de perturbações independentemente, sem afetar um ao outro. 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. Na estrutura do controlador PID adaptativo, os controladores utilizados para o rastreamento do ponto de ajuste e as rejeições de distúrbios são os mesmos presentes na literatura convencional, podendo ser PI, PD ou PID.

### 2.5.2 Avaliação do ponto de ajuste do controlador PID adaptativo

O controlador adaptativo pode ser entendido como a independência das funções de transferência em malha fechada para cada parte do controlador, criando uma independência entre os termos.

Geralmente, a estrutura desse controle possui duas entradas representada pela referência  $r(s)$ , e pela resposta do sistema  $y(s)$  para uma única saída, e o erro  $u(s)$  que pode possuir formas diferentes, todas com o mesmo desempenho, incluindo o tipo *feedforward*, *feedback*, dentre outros.

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

O filtro diferenciador utilizado como ponto de ajuste é uma das formas mais comuns desse controlador, sendo usadas para lidar com as desvantagens apresentadas pelo PID clássico devido à sua simplicidade e metodologia de ajuste (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  $F(s)$ , como mostra a Fig. 2.13.

Um problema comum resultante das implementações ideais do PID é o integrador *windup*. Após uma grande mudança no ponto de ajuste, o termo integral pode acumular um erro maior que o valor máximo para a variável de regulação. Assim o sistema ultrapassa e continua a aumentar fazendo com que o sistema perca a estabilidade. Esse problema pode ser resolvido desativando a integração até que o sistema entre na região controlável, adicionando uma chave com um termo de saturação pré-determinados com valores limites superiores e inferiores. Caso o limite da saturação seja ultrapassado o integrador deve ser resetado para que o sistema se mantenha na região de estabilidade.

O diagrama de blocos do controlador PID adaptativo desenvolvido no software Matlab/Simulink é apresentado na Fig. 2.14.

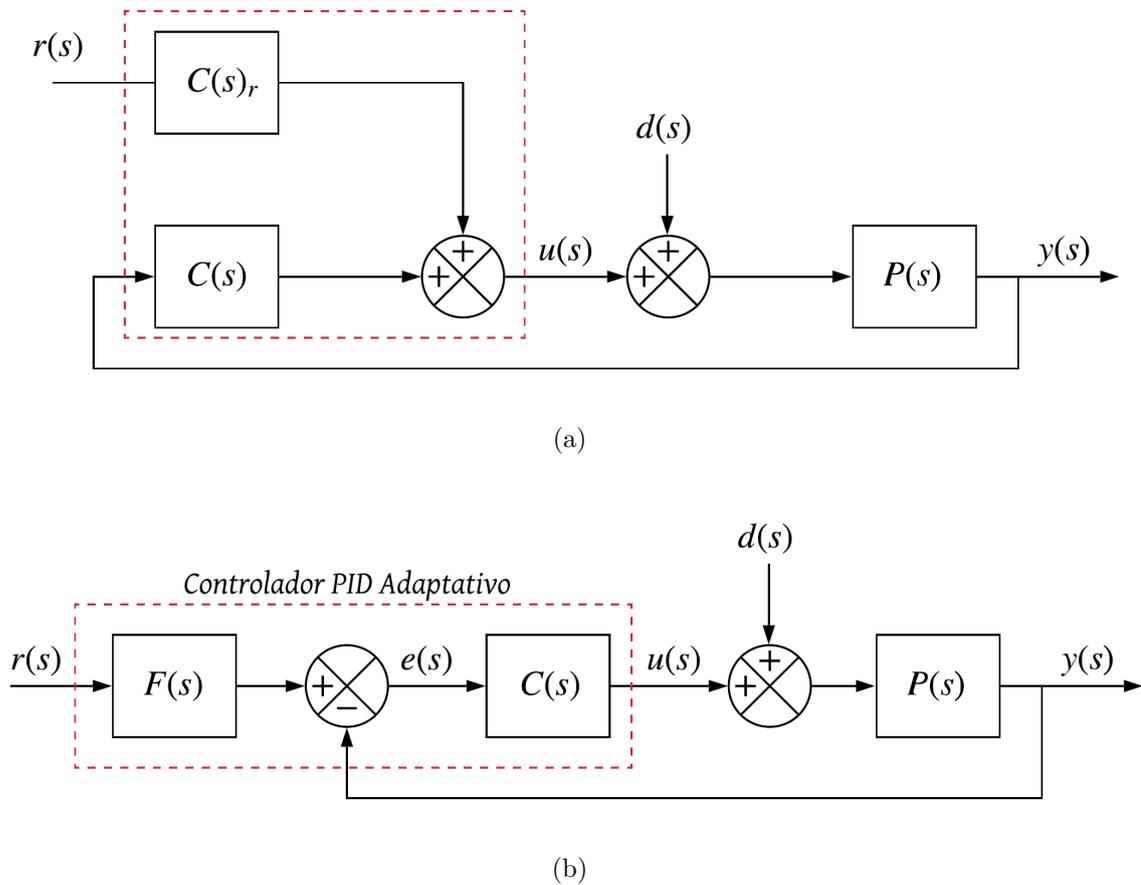


Figura 2.13: Diagrama de blocos do controlador PID adaptativo - (a) Estrutura do controlador PID adaptativo; (b) Diagrama de blocos para setagem dos ganhos  $b$  e  $c$

A relação entre a saída do controlador e suas duas entradas  $r(s)$  e  $y(s)$  pode ser representada nas seguintes equações:

$$u(s) = K_p \left[ br(s) - y(s) + \frac{K_i}{s}(r(s) - y(s)) + \frac{K_d s}{T_f s + 1}(cr(s) - y(s)) \right] \quad (2.47)$$

$$C(s)_r = bK_p + \frac{K_i}{s} + \frac{cK_d s}{T_f s + 1} \quad (2.48)$$

$$C(s) = - \left[ K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{T_f s + 1} \right] \quad (2.49)$$

$$F(s) = - \left[ \frac{C(s)_r}{C(s)} \right] = \frac{K_i + (bK_p + T_f K_i)s + (bK_p T_f + cK_d)s^2}{K_i + (K_p + T_f K_i)s + (K_p T_f + K_d)s^2} \quad (2.50)$$

onde  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  compõem o controle clássico do PID,  $T_f$  é o coeficiente do filtro derivativo,  $b$  é o peso do ponto de ajuste no termo proporcional e  $c$  é o peso de ajuste no termo derivativo. Observe que ambas as funções de transferência nas Eq.(2.49) da entrada para a saída representam um controlador PID com pesos diferentes. Conseqüentemente, há



- 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 iguados a 0.

#### 2.5.4 Avaliação do Controlador

Como citado anteriormente, uma das alternativas para resolver o problema de ajuste do controlador PID clássico é o de usar o desempenho ideal de rejeição de distúrbios e limitar a taxa de alteração no sinal de referência. Nos sistemas de controle reais, a mudança no sinal do ponto de ajuste ocorre quando é necessária uma mudança de etapa na variável controlada. O efeito do controlador de ponderação do ponto de ajuste faz com que uma mudança na taxa da variável do ponto de ajuste seja mais lenta.

A técnica proposta usada para evitar o *overshoot* é a mesma no controlador PID clássico e no PID adaptativo. No entanto, elas se diferem quando aplicadas para condições de operação não lineares (GAMAL et al., 2015). O controle clássico oferece um desempenho aceito somente dentro da estrutura linear, já o PID adaptativo fornece um desempenho aceito em sistemas lineares e não lineares.

O controlador PID adaptativo é capaz de rejeitar rapidamente os distúrbios sem aumentar significativamente o *overshoot* no rastreamento do ponto de ajuste, além de serem úteis para suavizar a influência de alterações do sinal de referência no sinal de controle. Isso é possível 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 de diminuir o valor do peso do ponto de ajuste é tornar a resposta menos oscilatória. Implicando na redução da ação controle. Além disso, o aumento do tempo de subida devido a um baixo valor de  $b$  é considerado um efeito colateral a sua redução. No entanto, existe uma solução para superar esse problema, aplicando 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).

### 2.5.5 Otimização dos parâmetros do controlador adaptativo

Os parâmetros do controlador  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  são calculados usando o método do ganho ótimo que é uma técnica simples e bem difundida. Na literatura, verifica-se que  $r(s)$  e  $y(s)$  são escritos para pesos de ponderação de referência  $b$  e  $c$  que são compreendidos entre 0 e 1, para evitar uma ação de controle proporcional quando o ponto de ajuste mudar. A Eq.(2.51) é usada para determinar o valor de  $c$ .

$$c = \min \left[ \frac{K_i}{K_d K_p}, 1 \right] \quad (2.51)$$

Na otimização dos parâmetros é utilizado o algoritmo de evolução diferencial e o método de Monte Carlo para a geração dos indivíduos. O algoritmo de evolução diferencial foi escolhido por ser uma técnica rápida e bastante conhecida. Foram selecionadas 400 amostras que foram 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
$T_f$	Coefficiente do filtro	10	10
$b$	Peso proporcional	0.438	0.511
$c$	Peso derivativo	0.042	0.038

A otimização visa encontrar os melhores parâmetros baseados na menor oscilação de *overshoot* e com tempo de resposta em torno 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 Figuras 2.15 e 2.16 apresentam a curva de resposta ao degrau do sistema para diferentes valores de  $b$  e  $c$  dos mancais VW13 e VW24.

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

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

### Comportamento do PID Adaptativo para diferentes ganhos $b$ - VW13

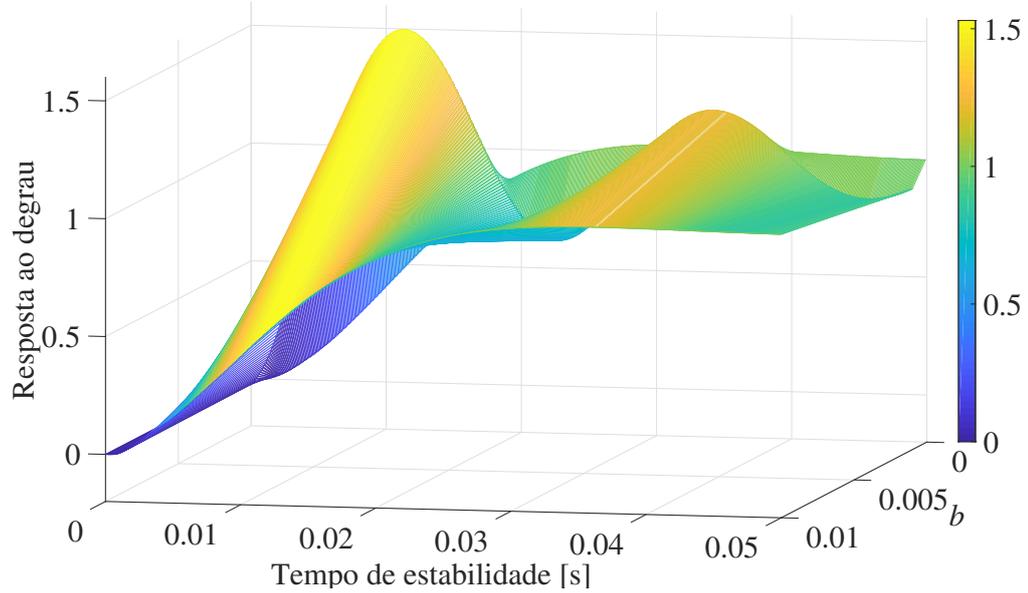


Figura 2.15: Resposta ao degrau do mancal do lado acoplado baseado na variação dos parâmetros  $b$  e  $c$  e tempo de resposta de 0,05 [s].

### Comportamento do PID Adaptativo para diferentes ganhos $b$ - VW24

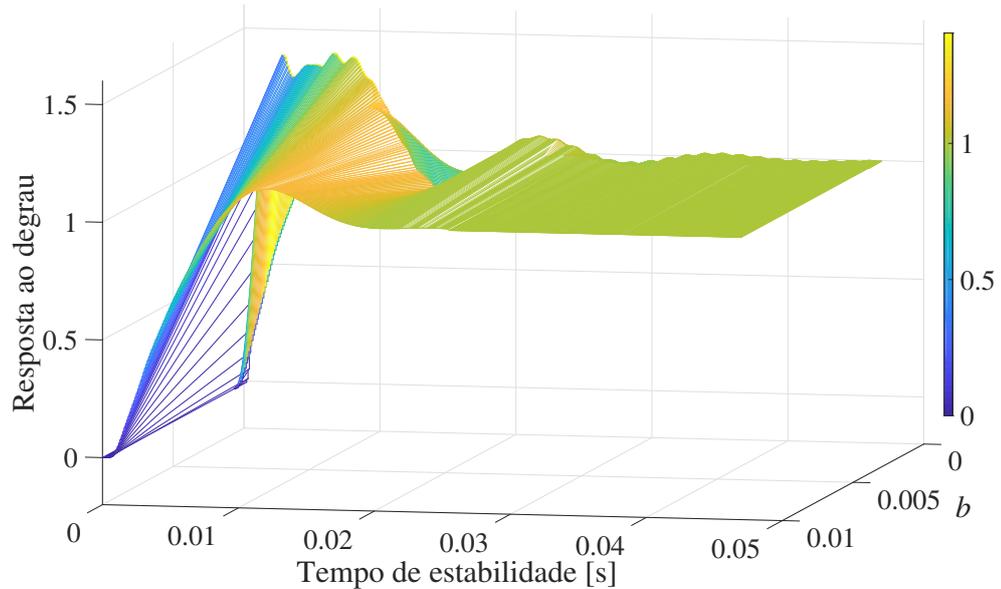


Figura 2.16: Resposta ao degrau do mancal do lado livre baseado na variação dos parâmetros  $b$  e  $c$  e tempo de resposta de 0,05 [s]

## 2.6 Metamodelagem

Análises baseadas em simulações são amplamente utilizadas em todas as etapas do desenvolvimento de um projeto de engenharia. Por exemplo, utilizam-se modelos de elementos finitos para prever o comportamento estático e/ou dinâmico de uma estrutura. Igualmente, os modelos de fluidodinâmica computacional são utilizados para estimar o comportamento de um fluido em movimento e suas iterações (NETO et al., 2017).

Os exemplos apresentados são algumas das simulações computacionais realizadas na atualidade. Esses modelos possuem um grande custo computacional e, dependendo da sua aplicação, podem demorar horas, dias ou até mesmo meses para obter um resultado, inviabilizando sua utilização. Neste sentido, modelos substitutos ou metamodelos vêm sendo utilizados.

Metamodelos são modelos substitutos de códigos de simulação de elevado custo computacional. Esses metamodelos são formados por um conjunto de equações simplificadas capazes de representar o código original de forma precisa e eficiente. A aplicação de metamodelos permite, por exemplo, a exploração do espaço de projeto, a otimização e a análise de confiabilidade.

Os trabalhos de Simpson et al. (2001a), Wang e Shan (2005) e Simpson, Lin e Chen (2001b) apresentam uma boa revisão sobre as técnicas de metamodelagem. Conforme descrito por Simpson et al. (2001a), o processo de metamodelagem possui três etapas principais: amostragem, formulação e ajuste.

- **Amostragem:** esta etapa consiste em selecionar um conjunto de dados associados ao modelo original (entradas e saídas) que será utilizado para a construção do metamodelo;
- **Formulação:** seleciona a função ou o conjunto de funções que serão utilizados na representação do modelo original;
- **Ajuste:** nesta etapa é realizado o ajuste das funções escolhidas ao conjunto dos dados amostrados.

Além das etapas descritas, pode-se incluir uma quarta etapa: a validação. Na maioria dos casos, a validação em metamodelagem é feita através da definição de amostras não consideradas na etapa de amostragem. Neste caso, os resultados obtidos a partir do modelo original e do metamodelo são comparados utilizando métricas de precisão (Wang et al. (2008)).

### 2.6.1 Amostragem

A técnica de planejamento experimental utilizada para determinar as amostras é de grande importância para o processo de metamodelagem. As técnicas de planejamento experimental podem ser divididas em dois grupos: os métodos clássicos e os métodos de preenchimento de espaço.

Os métodos clássicos foram as primeiras técnicas de amostragem desenvolvidas. Eles têm origem no planejamento experimental dedicado aos experimentos físicos. Esses métodos objetivam planejar experimentos para que os erros aleatórios associados aos experimentos físicos tenham influência mínima na aprovação ou desaprovação de uma hipótese.

As técnicas clássicas tendem a espalhar os pontos amostrais em torno das fronteiras do espaço de projeto e obter alguns pontos em torno da sua região central. Além disso, elas costumam gerar réplicas de um mesmo ponto, como mostra a Fig 2.17(a). As técnicas clássicas mais utilizadas são: planejamento fatorial, composto central, ótimo alfabético e o planejamento de Plackett-Burman (MYERS; MONTGOMERY, 1995), (MITCHELL, 1997), (GIUNTA et al., 1997).

Simulações computacionais possuem, na grande maioria dos casos, erros sistemáticos e não erros aleatórios, ou seja, repetidas simulações computacionais considerando os mesmos parâmetros de entrada resultam na mesma resposta. Assim, uma boa técnica de amostragem deve tentar preencher todo o espaço amostral Sacks et al. (1989). Na prática, a maioria das técnicas clássicas são ineficientes e, em alguns casos, até mesmo inapropriadas para a geração de modelos computacionais determinísticos. Existem diversas técnicas que tentam preencher todo o espaço amostral, conforme sugerido por Lophaven, Nielsen e Søndergaard (2002b). A técnica de *grid* simples (*grid* regular ou ainda *grid* retangular) e o Hipercubo Latino são algumas das mais utilizadas. A Fig 2.17(b) representa de forma esquemática o resultado obtido por uma técnica de preenchimento do espaço amostral para um caso onde há duas variáveis de projeto  $x_1$  e  $x_2$ .

O método do *grid* regular garante que alguns valores igualmente espaçados são selecionados para cada variável de projeto Urban e Fricker (2010). Esses valores são combinados de forma que cada valor de uma variável de projeto se associe com todos os valores selecionados das demais variáveis de projeto. Esse método é bastante utilizado por possuir uma concepção simples, auxiliar na análise de sensibilidade dos parâmetros e preencher todo o espaço de projeto de forma uniforme.

De acordo Minasny e McBratney (2006), o método do Hipercubo Latino é um procedimento de amostragem aleatória estratificada que fornece uma eficiente forma de amostragem de variáveis a partir de suas distribuições multivariadas. Considerando um problema com  $k$  variáveis de entrada, o espaço amostral de cada uma das  $k$  variáveis é dividido em  $n$  intervalos equiprováveis, e um ponto é escolhido em cada um destes intervalos; isto gera uma matriz de  $k$  colunas, formadas pelas amostras de cada variável, que são permutadas

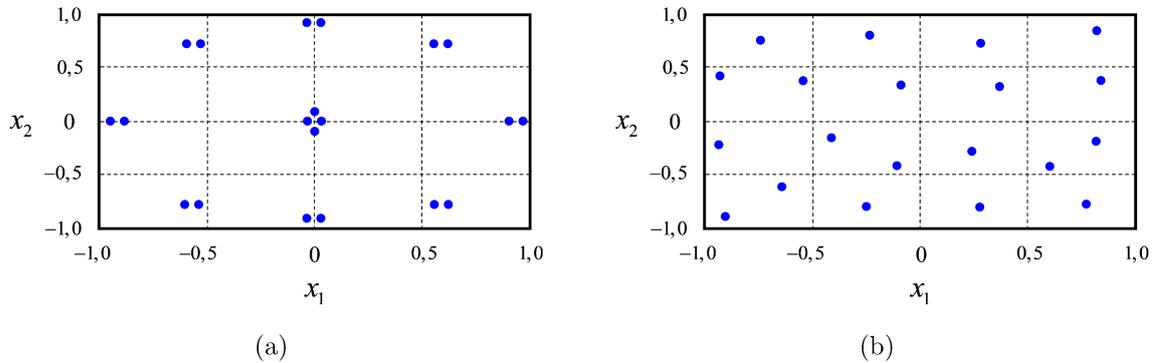


Figura 2.17: Técnicas planejamento experimental: a) Clássica, b) Preenchimento de espaço (adaptado de Simpson et al. (2001a)).

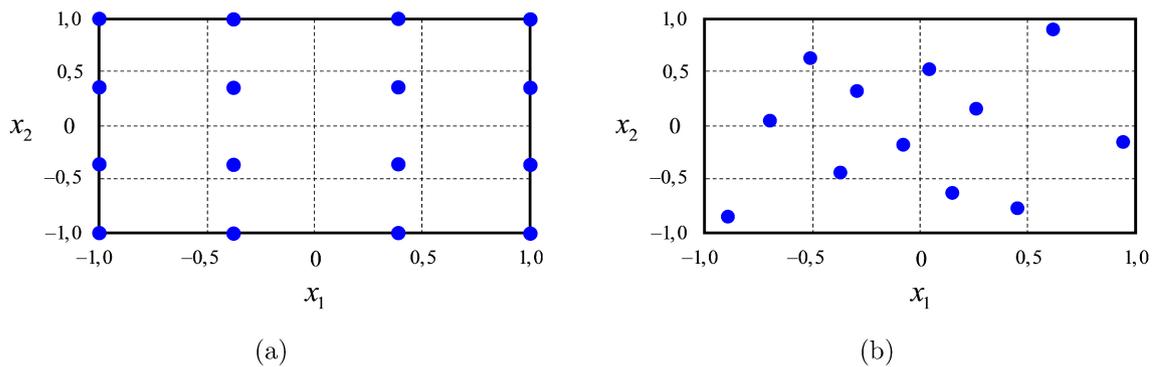


Figura 2.18: Planejamento amostral considerando duas variáveis de projeto: a) *grid* regular, b) Hipercubo latino.

aleatoriamente, gerando a amostra final de  $n$  vetores de dimensão  $k$ . A Fig 2.18 apresenta uma comparação esquemática de uma amostragem produzida pelo *grid* regular e pelo Hipercubo Latino, ambas para duas variáveis de projeto.

Após realizar a amostragem, o próximo passo é determinar o metamodelo que será utilizado para substituir o modelo original. Existem diversos modelos substitutos, onde os quatro mais presentes na literatura são: superfície de resposta, redes neurais, aprendizagem indutiva, e o Kriging (SIMPSON et al., 2001a). A escolha de uma das quatro técnicas depende do modelo que precisa ser substituído. Para auxiliar na escolha da técnica mais adequada, Simpson et al. (2001a) compararam as características e recomendações de aplicações de cada uma delas, como mostra a Tab 2.2.

Tabela 2.2: Características e recomendações das técnicas de metamodelagem (SIMPSON et al., 2001a)

Modelo	Característica e indicações de uso
Superfície de Resposta	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fácil de usar e bem estabelecida teoricamente;</li> <li>• Mais adequada para aplicações com erro aleatório;</li> <li>• Não é indicada para modelos não lineares ou irregulares;</li> <li>• Adequada para número de variáveis de entrada inferior a 10.</li> </ul>
Rede Neural	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Indicadas para problemas não lineares;</li> <li>• Adequada para problemas com alto número de variáveis de entrada;</li> <li>• Mais adequada para aplicações determinísticas;</li> <li>• Alto custo computacional (geralmente se utiliza mais de 10000 pontos de treinamento).</li> </ul>
Aprendizado Indutivo	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mais adequado quando as variáveis de entrada e as respostas são avaliados discretamente;</li> <li>• Formas de modelos são regras ou árvores de decisão;</li> <li>• Mais indicados para diagnósticos do que para projetos de engenharia.</li> </ul>
Kriging	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Extremamente flexível, mas possui uma complexidade superior à da superfície de resposta;</li> <li>• Adequado para aplicações determinísticas;</li> <li>• Pode lidar com aplicações com até 50 variáveis de entrada.</li> </ul>

### 2.6.2 Superfície de resposta - Ajuste polinomial

A superfície de resposta é um dos métodos mais utilizados e simples para a obtenção de metamodelos. Ela consiste em ajustar uma função polinomial, normalmente de baixa

ordem (até segunda ordem), aos pontos experimentados na etapa de amostragem e, dessa forma, representar o modelo original por uma superfície. As superfícies de resposta são de fácil concepção e em geral possuem custo computacional baixo. No entanto, não são indicadas para modelar comportamentos não lineares ou irregulares (SIMPSON; LIN; CHEN, 2001b).

### 2.6.3 Redes neurais artificiais

Redes Neurais são modelos computacionais inspirados pelo sistema nervoso central de seres humanos e são capazes de adquirir conhecimento através da experiência. Elas são normalmente apresentadas como sistemas de neurônios interconectados capazes de receber informações, computá-las e enviá-las para outros neurônios, simulando assim o comportamento das redes neurais biológicas (MCCULLOCH; PITTS, 1943).

Os neurônios são modelados por regressão linear múltipla com uma transformação não-linear em  $y$ . Se as entradas para cada neurônio são denotadas como  $\{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \dots, \mathbf{x}_n\}$  e os coeficientes de regressão são indicados pelos pesos  $w_i$ , então a saída  $y$  pode ser dada pela Eq.(2.52).

$$y = \frac{1}{1 + e^{-\eta/T}} \quad (2.52)$$

onde  $\eta = \sum w_i x_i + \beta$  sendo  $\beta$  o valor de polarização de um neurônio e  $T$  o parâmetro de inclinação do sigmoide definido pelo usuário.

Uma rede neural é então criada pela montagem dos neurônios em uma arquitetura. A mais comum é a arquitetura *feedforward* (redes sem realimentação) que possuem neurônios agrupados em camadas. O sinal percorre a rede em uma única direção, da entrada para a saída. Os neurônios da mesma camada não são conectados. A Fig 2.19 apresenta um exemplo com três camadas: a camada de entrada, em que as unidades recebem os padrões, a camada intermediária (ou oculta), onde é feito o processamento e a extração de características, e a camada de saída que conclui e apresenta o resultado.

Existem duas questões principais na construção de uma rede neural, a saber, especificar a arquitetura e treinar a rede neural para um bom desempenho com referência a um conjunto de treinamento. Isso equivale a especificar um modelo de regressão e estimar os parâmetros do modelo dado um conjunto de dados (CHENG; TITTERINGTON, 1994). Treinar uma rede neural significa determinar valores apropriados para todos os pesos na arquitetura (RUMELHART; WIDROW; LEHR, 1994). Isso requer um conjunto amplo de dados de treinamento, para que a rede neural possa responder de maneira satisfatória para as mais diversas situações. As redes neurais são mais indicadas para aproximação de funções determinísticas.

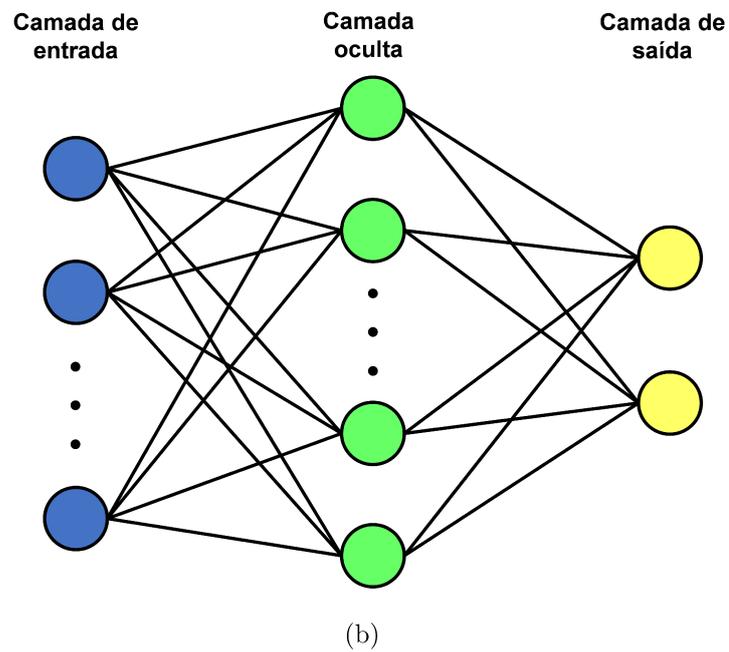
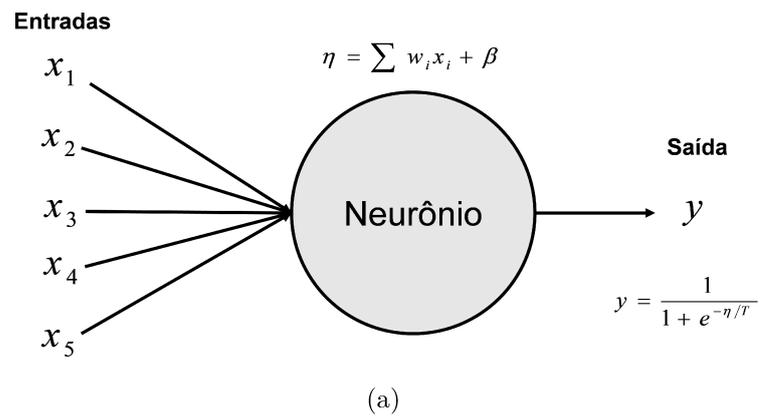


Figura 2.19: Representação típica: a) Neurônio, b) Arquitetura (adaptada de Simpson et al. (2001a))

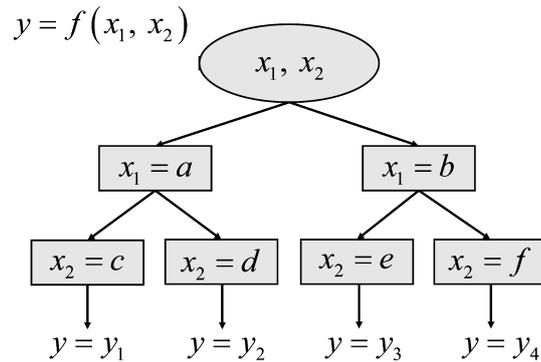


Figura 2.20: Árvore de decisão (adaptada de Simpson et al. (2001a))

#### 2.6.4 Aprendizagem indutivo

De forma geral, a capacidade das pessoas de fazer generalizações a partir de alguns fatos dispersos ou de descobrir padrões em coleções de observações aparentemente caóticas é denominado indução (MICHALSKI, 1983). Desta forma, o aprendizado indutivo é um processo de aquisição de conhecimento por meio de inferências indutivas a partir de um conjunto de exemplos. Os primeiros estudos sobre este assunto remontam aos anos cinquenta, com Hovland (1952), Bruner, Goodnow e Austin (1956) e Mitchell (1997).

O objetivo da inferência é formular afirmações gerais plausíveis que expliquem os fatos dados e sejam capazes de prever novos fatos. Em outras palavras, a inferência indutiva tenta derivar uma descrição completa e correta de um determinado fenômeno a partir de observações específicas desse fenômeno ou de partes dele.

Como mencionado, um sistema de aprendizado indutivo induz regras a partir de exemplos. As estruturas de modelagem fundamentais são regras de ação e condição que particionam os dados em categorias discretas e normalmente são combinadas em árvores de decisão, que a partir desse conjunto de regras são capazes de inferir para outras regiões. A Fig 2.20 apresenta uma representação esquemática de uma árvore de decisão.

De forma geral existem diversas técnicas de aprendizado indutivo e o que normalmente as diferenciam são como os fundamentos lógicos da aprendizagem indutiva são definidos e como as regras de inferência para generalizar os conceitos são estabelecidas. Michalski (1983) apresenta algumas dessas técnicas.

Conforme descrito por Evans e Fisher (1994), o aprendizado indutivo é mais adequado para dados discretos. Algumas das suas aplicações são encontradas em sistemas de controle e diagnóstico de processos (SIMPSON et al., 2001a). Em alguns casos, aprendizado indutivo também está sendo empregado para variáveis contínuas com bons resultados.

### 2.6.5 Kriging

A metamodelagem Kriging é uma técnica que vem sendo muito utilizada na engenharia devido à sua grande versatilidade. Essa técnica combina uma função polinomial  $f(\mathbf{x})$  que fornece uma aproximação global do espaço de projeto com uma função de correlação espacial  $Z(x)$ . Desvios localizados são obtidos de forma que o metamodelo Kriging interpole os pontos amostrais.

De acordo com os quatro modelos de aproximação apresentados, para o desenvolvimento do presente trabalho optou-se pela utilização do Kriging. Este método é adequado para aplicações determinísticas e, de forma geral, necessita de menos amostras para sua construção quando comparado com a Rede Neural, por exemplo.

O metamodelo Kriging consiste em representar a resposta de um sistema como a combinação de um modelo polinomial e perturbações localizadas. A principal diferença entre o formalismo Kriging e outras abordagens se baseia na exploração de correlações espaciais entre os valores de função para ajustar o comportamento médio do modelo de regressão. As principais características e equacionamentos do Kriging são descritas a seguir, conforme apresentados por Xiaobo (2017), Simpson et al. (2001a), Wang et al. (2008) e Sinou, Nechak e Besset (2018).

Normalmente, na construção de metamodelos costuma-se normalizar o conjunto de amostras de entrada e saída para evitar o mal condicionamento de matrizes no seu desenvolvimento. A representação matricial do conjunto amostral pode ser visualizada na Eq.(2.53).

$$\begin{aligned}\mathbf{S} &= [\mathbf{s}^1, \dots, \mathbf{s}^{N_s}]^T \\ \mathbf{s}^i &= [s_1^i, \dots, s_k^i] \\ \mathbf{Y} &= [y^1, \dots, y^{N_s}]^T\end{aligned}\tag{2.53}$$

onde  $\mathbf{S}$  é o conjunto de dados de entrada da amostra,  $\mathbf{Y}$  são os dados de saída da amostra,  $N_s$  o número total de amostras e  $k$  é o número de variáveis de entrada. O procedimento de normalização conforme descrito por Lophaven, Nielsen e Søndergaard (2002a) é dado pela Eq.(2.54).

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{S}}_j &= \frac{\mathbf{S}_j - \mu(\mathbf{S}_j)}{\sqrt{V(\mathbf{S}_j)}}, \quad j = 1, \dots, k \\ \hat{\mathbf{Y}} &= \frac{\mathbf{Y} - \mu(\mathbf{Y})}{\sqrt{V(\mathbf{Y})}}\end{aligned}\tag{2.54}$$

onde  $\mu[ ]$  simboliza o operador media e  $V[ ]$  é a variância. O símbolo  $\hat{}$  indica que se trata de uma amostra normalizada. Como consequência da normalização, o conjunto

amostral normalizado estará contido entre -1 e 1 com média zero e variância igual a um. A expressão geral para o modelo Kriging é apresentada na Eq.(2.55).

$$\hat{y}(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x}) + Z(\mathbf{x}) \quad (2.55)$$

onde  $\hat{y}(\mathbf{x})$  representa a função de interesse, para um vetor  $\mathbf{x}$  contendo as variáveis de entrada,  $f(\mathbf{x})$  é uma função polinomial de  $\mathbf{x}$  e  $Z(\mathbf{x})$  representa a realização de um processo Gaussiano de distribuição normal, com média zero, variância  $\sigma^2$  e covariância não-nula.

O termo  $f(\mathbf{x})$  é semelhante ao modelo polinomial de uma superfície de resposta, produzindo um modelo global para o espaço de projeto. Já  $Z(\mathbf{x})$  gera desvios localizados na resposta através de interpolações realizadas nos pontos amostrados. A matriz de covariância de  $Z(\mathbf{x})$  é apresentada na Eq.(2.56).

$$\text{Cov}[Z(\mathbf{x}), Z(\mathbf{w})] = \sigma^2 R(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{x}, \mathbf{w}) \quad (2.56)$$

onde  $\sigma^2$  representa a variância do processo e  $R(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{x}, \mathbf{w})$  é a função de correlação espacial definida na Eq.(2.57).

$$R(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{x}, \mathbf{w}) = \prod_{j=1}^k R_j(\theta_j, x_j, w_j) \quad (2.57)$$

onde  $\boldsymbol{\theta}$  é o conjunto dos parâmetros de correlação desconhecidos usados para ajustar o modelo,  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{w}$  são dois vetores quaisquer pertencentes ao espaço de projeto amostral utilizado, que possuem comprimento  $k$ , onde  $k$  representa a quantidade de variáveis de entrada do modelo. A função de correlação é especificada pelo usuário. As principais funções de correlação são mostradas na Tab. 2.3, onde o parâmetro  $\theta_j$  mais adequado é obtido por um processo de minimização conforme descrito na Eq.(2.67).

Tabela 2.3: Funções de correlação

<i>Modelos de Correlação</i>	$R_j(\theta_j, x_j, w_j)$
<i>Linear</i>	$\max\{0, 1 - \theta_j  x_j - w_j \}$
<i>Gaussiano</i>	$\exp(-\theta_j  x_j - w_j ^2)$
<i>Exponencial</i>	$\exp(-\theta_j  x_j - w_j )$

A estimativa  $\hat{y}(\mathbf{x})$  do metamodelo para valores não amostrados e  $\mathbf{x}$  pode ser calculada conforme a Eq.(2.58). Para isso, é necessário um conjunto pré-determinado de amostras do modelo original.

$$\hat{y}(\mathbf{x}) = g^T(\mathbf{x}) \hat{\boldsymbol{\beta}} + \mathbf{r}^T(\mathbf{x}) \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{Y} - \mathbf{G} \hat{\boldsymbol{\beta}}) \quad (2.58)$$

onde  $g(\mathbf{x})$  representa a função polinomial escolhida, podendo ser constante, linear ou quadrática (Eq.(2.59), Eq.(2.60) e Eq.(2.61), respectivamente).  $\mathbf{G}$  é uma matriz ( $N_s \times p$ ),

com  $p$  sendo o número de fatores do polinômio, contendo a função  $g$  aplicada nos dados de entrada amostrados (Eq.(2.63)).  $\mathbf{R}$  é a matriz de correlação ( $N_s \times N_s$ ) com entradas definidas por  $R_{ij} = R(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{s}^i, \mathbf{s}^j)$ ,  $\mathbf{r}(\mathbf{x})$  é o vetor de correlação de dimensão  $N_s$  entre um valor não experimentado  $\mathbf{x}$  e os pontos amostrados (Eq.(2.64)) e  $\hat{\boldsymbol{\beta}}$  são os coeficientes de regressão estimados utilizando a Eq.(2.65).

**Constante**,  $p = 1$

$$g_1(\mathbf{x}) = 1 \quad (2.59)$$

**Linear**,  $p = k + 1$

$$g_1(\mathbf{x}) = 1, g_2(\mathbf{x}) = x_1, \dots, g_p(\mathbf{x}) = x_k \quad (2.60)$$

**Quadrática**,  $p = 1$

$$\begin{aligned} g_1(\mathbf{x}) &= 1 \\ g_2(\mathbf{x}) &= x_1, \dots, g_{k+1}(\mathbf{x}) = x_k \\ g_{k+2}(\mathbf{x}) &= x_1^2, \dots, g_{2k+1}(\mathbf{x}) = x_1 x_k \\ g_{2k+2}(\mathbf{x}) &= x_2^2, \dots, g_{3k}(\mathbf{x}) = x_2 x_k \\ g_p(\mathbf{x}) &= x_k^2 \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$g(\mathbf{x}) = [g_1(\mathbf{x}), \dots, g_p(\mathbf{x})]^T \quad (2.62)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g^T(\mathbf{s}^1) \\ \vdots \\ g^T(\mathbf{s}^{N_s}) \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$\mathbf{r}(\mathbf{x}) = [R(\mathbf{x}, \mathbf{s}^1), R(\mathbf{x}, \mathbf{s}^2), \dots, R(\mathbf{x}, \mathbf{s}^{N_s})]^T \quad (2.64)$$

$$\hat{\boldsymbol{\beta}} = (\mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} \quad (2.65)$$

A variância é estimada pela Eq.(2.66).

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{(\mathbf{Y} - \mathbf{G}\hat{\boldsymbol{\beta}})^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{G}\hat{\boldsymbol{\beta}})}{N_s} \quad (2.66)$$

O melhor modelo Kriging é encontrado resolvendo um problema de otimização não linear irrestrito  $k$ -dimensional dado pela minimização da Eq.(2.67). O procedimento de otimização utilizado é o método de Hooke & Jeeves modificado, este é um método de busca direta, ele é conhecido por ser um método de busca de padrões. Mais informações

sobre esse procedimento podem ser obtidas em Lophaven, Nielsen e Søndergaard (2002a).

$$\min_{\theta} \{\psi(\theta)\} \equiv |\mathbf{R}|^{1/N_s} \hat{\sigma}^2 \quad (2.67)$$

onde  $|\mathbf{R}|$  é o determinante de  $\mathbf{R}$ .

Como mencionado, o modelo Kriging é dependente da função de correlação estabelecida para representar o conjunto de amostras. Assim, torna-se interessante realizar análises para melhor compreender o comportamento das funções de correlação.

Conforme discutido anteriormente, partindo de um conjunto de amostras normalizados,  $-1 \leq s_j^i \leq 1$ , considerando  $\mathbf{x}$  um vetor qualquer dentro do espaço de projeto e sendo  $d_j = s_j - x_j$  (consequentemente  $-2 \leq d_j \leq 2$ ), pode-se apresentar de forma esquemática como as funções de correlação linear, gaussiana e exponencial se alteram com o valor de  $d_j$  para diferentes valores de  $\theta_j$  na Fig. 2.21.

É possível observar que em todos os casos a correlação é igual a 1 na origem e diminui com o aumento de  $|d_j|$ . Além disso, valores maiores de  $\theta_j$  implicam em diminuições mais rápidas da correlação. Como esperado, o tipo de função de correlação altera o comportamento das curvas mostradas na Fig. 2.21.

Para ilustrar a ação da função de correlação no processo de metamodelagem, dois modelos substitutos para a função não linear da Eq.(2.68) foram determinados. O primeiro deles foi obtido através da metodologia da superfície de resposta e o outro utilizando o método Kriging. Este exemplo foi retirado de Xiaobo (2017).

Neste caso, considerou-se um total de 121 amostras divididas uniformemente no espaço de projeto através do planejamento retangular. A construção da superfície de resposta foi realizada através de um polinômio de segunda ordem. Para o modelo Kriging, utilizou-se uma função de correlação gaussiana com um polinômio de segunda ordem.

$$f(x) = (30 + x_1 \cdot \text{sen}(x_1)) \left(4 + e^{-(0,5 \cdot x_2 - 1)^2}\right), \quad x_1 \text{ e } x_2 \in [-5, 5] \quad (2.68)$$

A Fig. 2.22 apresenta os resultados encontrados, juntamente com os pontos amostrais utilizados. A Fig. 2.22(a) apresenta o modelo original, a Fig. 2.22(b) mostra os resultados obtidos pela superfície de resposta e a Fig. 2.22(c) apresenta o modelo Kriging. Por esse exemplo fica claro como o metamodelo Kriging é capaz de representar com eficiência o modelo original.

### 2.6.6 Validação

A validação do metamodelo construído é uma etapa bastante importante e possui desafios similares à verificação e à validação de outros modelos computacionais. É através da validação que se pode verificar se o metamodelo construído foi capaz de substituir o modelo original de forma precisa.

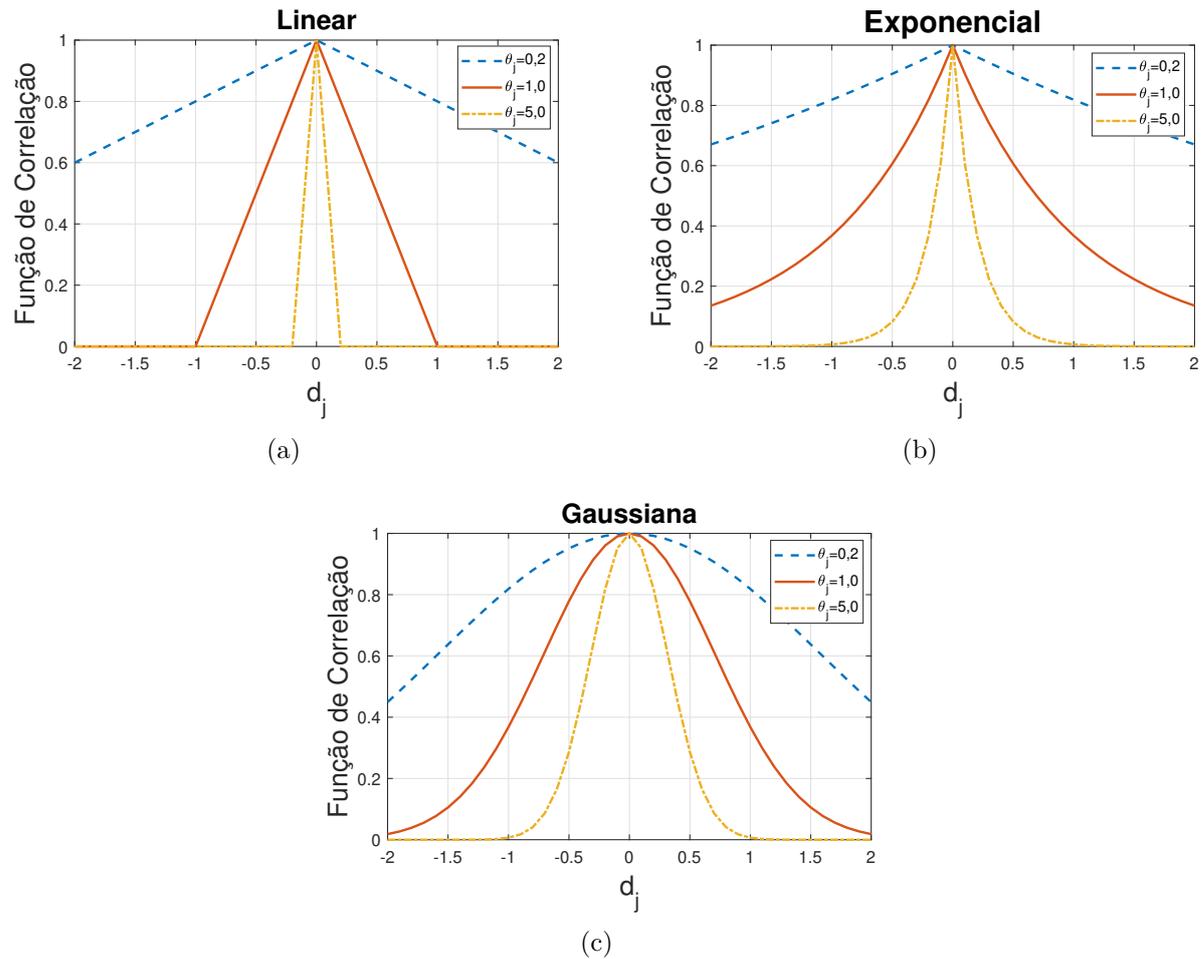


Figura 2.21: Funções de correlação para  $-2 \leq d_j \leq 2$  e  $\theta_j = 0,5$ ;  $\theta_j = 1,0$  e  $\theta_j = 5,0$  : a) Linear, b) Exponencial e c) Gaussiana

A forma mais utilizada para se validar modelos substitutos é através de pontos adicionais (amostras não utilizadas na construção do metamodelo), de modo a utilizar métricas de precisão para comparar os resultados obtidos mediante o modelo original e metamodelo para esses pontos (WANG et al., 2008).

Existem diversas métricas de precisão, sendo que neste trabalho serão utilizadas: a raiz do erro médio quadrático (*Root Mean Square Error - RMSE*), a raiz relativa do erro médio quadrático (*Relative Root Mean Square Error - RMSE<sub>rel</sub>*), o erro máximo absoluto (*ERRO<sub>mx</sub>*) e o coeficiente de determinação ( $R^2$ ).

A *RMSE* é uma métrica de precisão geral que mostra a ordem de grandeza do erro médio. Quanto mais próximo do zero for o valor da *RMSE*, mais próximas são as respostas do metamodelo em relação ao modelo original. A *RMSE* pode ser calculada através da

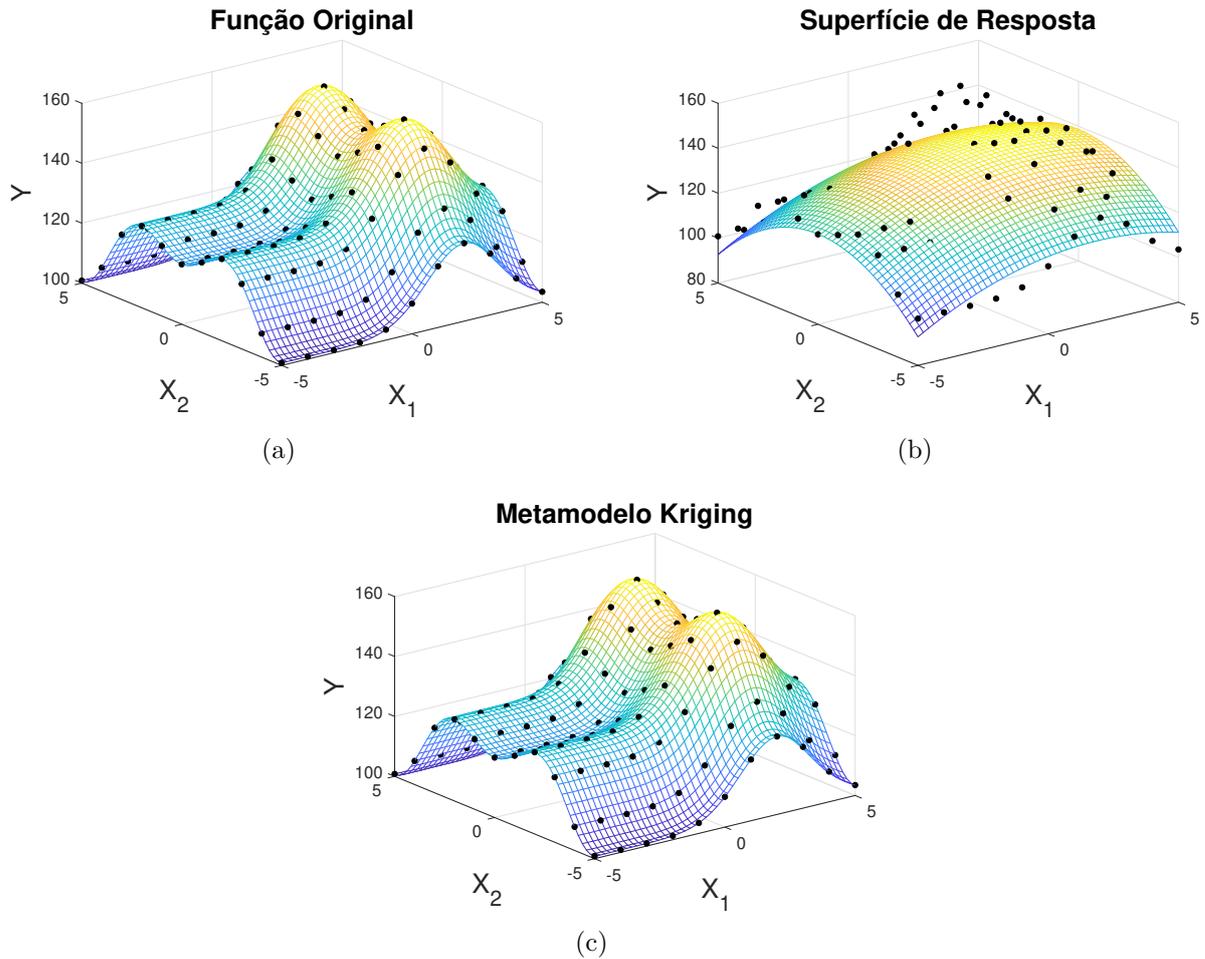


Figura 2.22: Comparação das resposta entre: a) Função original, b) Superfície de resposta e c) Metamodelo Kriging

Eq.(2.69).

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_a} (y_i - \hat{y}_i)^2}{N_a}} \quad (2.69)$$

onde  $y_i$  é a saída do modelo original,  $\hat{y}_i$  é a saída prevista pelo metamodelo e  $N_a$  é o número de amostras adicionais.

A  $RMSE_{rel}$  mostra a diferença global relativa entre a saída obtida pelo modelo original e pelo metamodelo. A Eq.(2.70) define a  $RMSE_{rel}$ .

$$RMSE_{rel} = \frac{1}{N_a \bar{y}} \sqrt{\sum_{i=1}^{N_a} (y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (2.70)$$

sendo  $\bar{y}$  o valor médio das saídas do modelo original.

O  $ERRO_{mx}$  é uma métrica para avaliar a precisão local do metamodelo. Este valor informa qual a máxima diferença entre o metamodelo e o modelo original. O  $ERRO_{mx}$  é

obtido através da Eq.(2.71).

$$ERRO_{mx} = \max |y_i - \hat{y}_i|, i = 1, \dots, N_a \quad (2.71)$$

O Coeficiente de determinação  $R^2$  avalia a representatividade do metamodelo, sendo seu valor dado entre 0 e 1. Quanto mais próximo de 1, mais fidedigno é o metamodelo. A Eq.(2.72) apresenta o cálculo de  $R^2$ .

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{N_a} (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^{N_a} (y_i - \bar{y})^2} \quad (2.72)$$

# CAPÍTULO III

## Modelagem e Caracterização da Bancada Experimental

Neste capítulo, apresenta-se a concepção de um modelo numérico/computacional representativo da bancada experimental de MMA'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

Neste trabalho utilizou-se uma bancada experimental que consiste em três módulos principais, sendo eles a bancada suportada por MMA's, o controlador, o módulo de aquisição/injeção de sinais MBResearch<sup>TM</sup>. O conjunto contendo os três módulos é apresentado na Fig. 3.1.

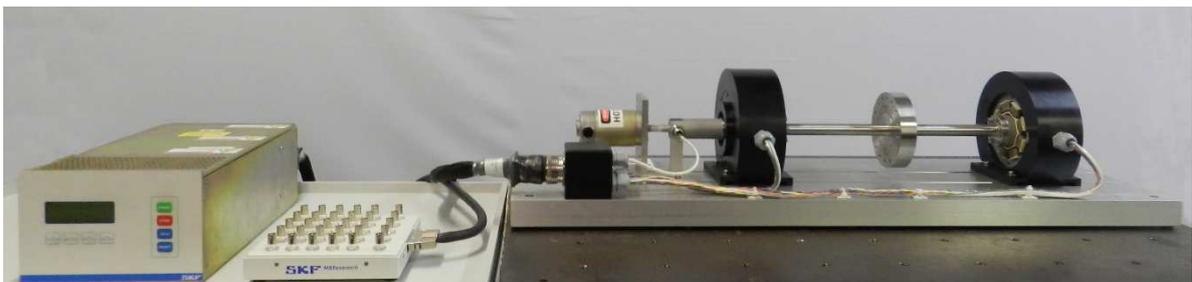


Figura 3.1: Controlador, Placa de Aquisição/Injeção de sinais e a Bancada de Mancais Magnéticos (vistos da esquerda para a direita)

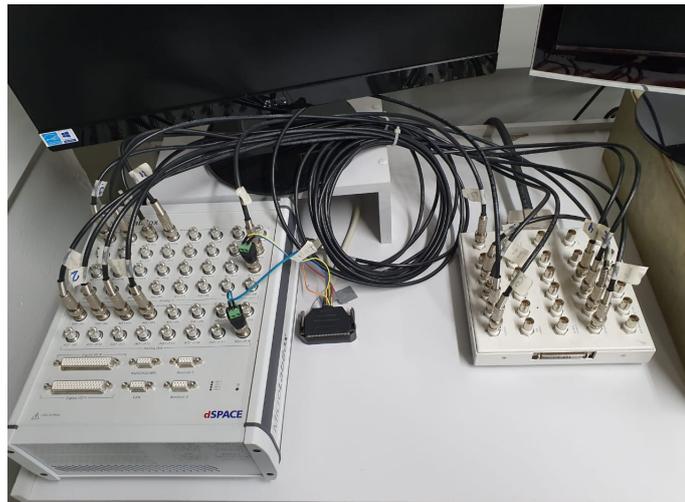


Figura 3.2: Placa de Aquisição/Injeção de sinais dSPACE 1202 MicroLabBox

O módulo de aquisição/injeção de sinais MBResearch<sup>TM</sup> é conectado à placa dSPACE 1202 MicroLabBox que por sua vez é conectado 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 MATLAB serão apresentados na sequência.

Tabela 3.1: Especificações dos MMA's

Parâmetro		Unidade
Número de voltas de corrente elétrica, N	276	–
Entreferro, $g_0$	0.364	mm
Área projetada do pólo, $A_g$	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

Na Fig. 3.3 é possível identificar a localização dos principais componentes da bancada.

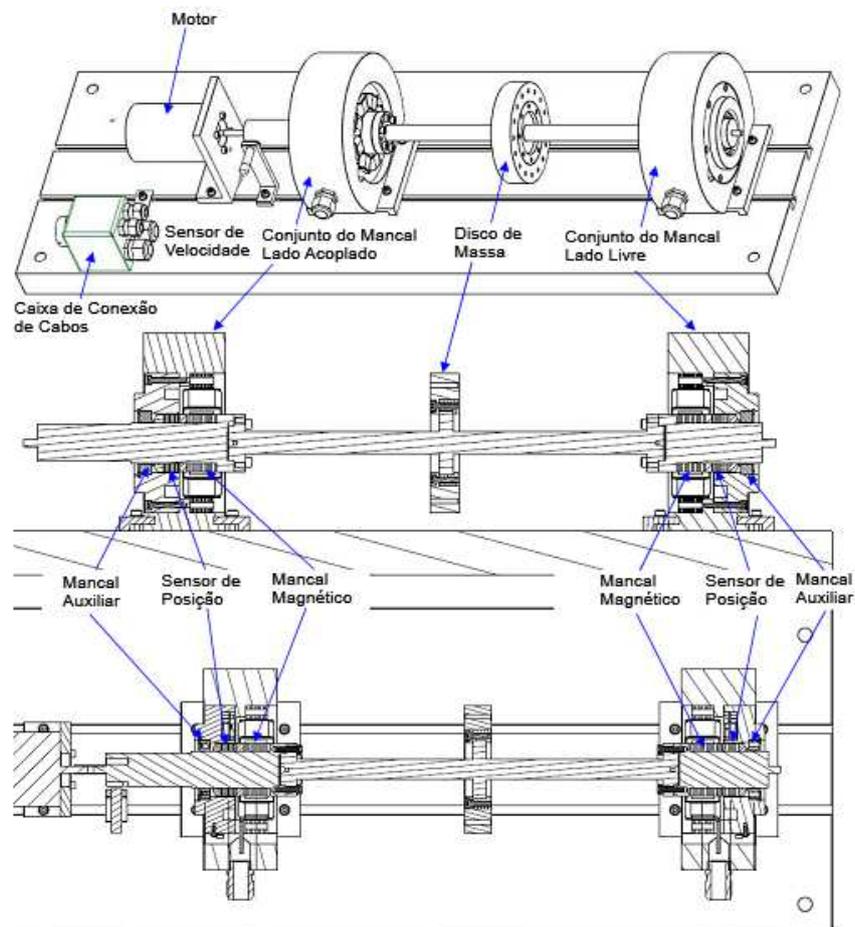


Figura 3.3: Componentes da bancada experimental (Traduzido de SKF User Manual (SKF, 2009))

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 MMA's.

Para operar a bancada utiliza-se o software MBScope.NET disponibilizado pelo fabricante da bancada, SKF. O software comunica-se com a bancada através de um conversor USB/RS-485 que conecta o computador ao controlador MBG4. 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 sessões. 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

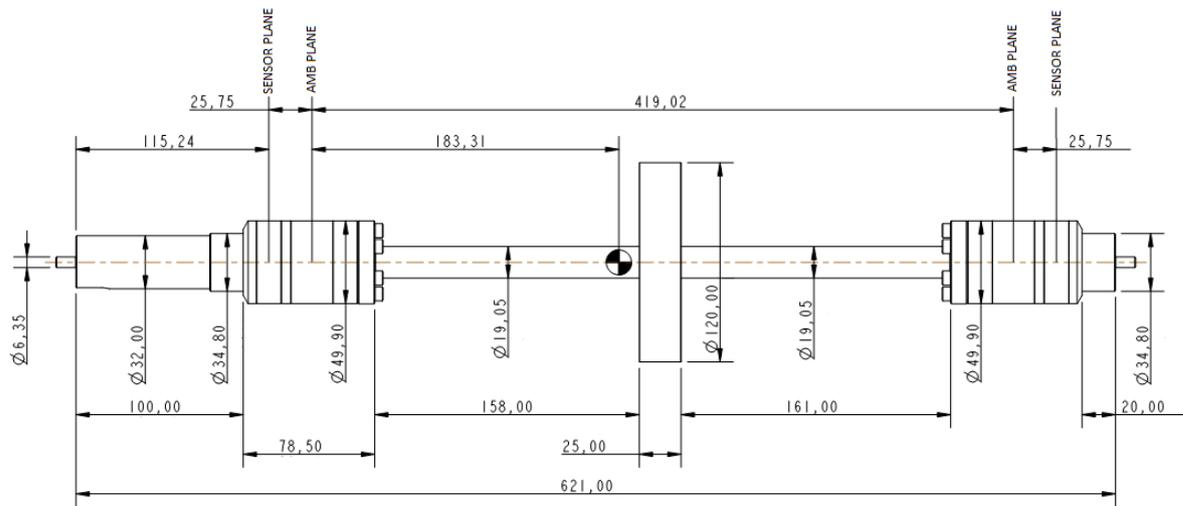


Figura 3.4: Painel de configurações do controlador

eixo dos mancais individualmente ou por mancal.

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.

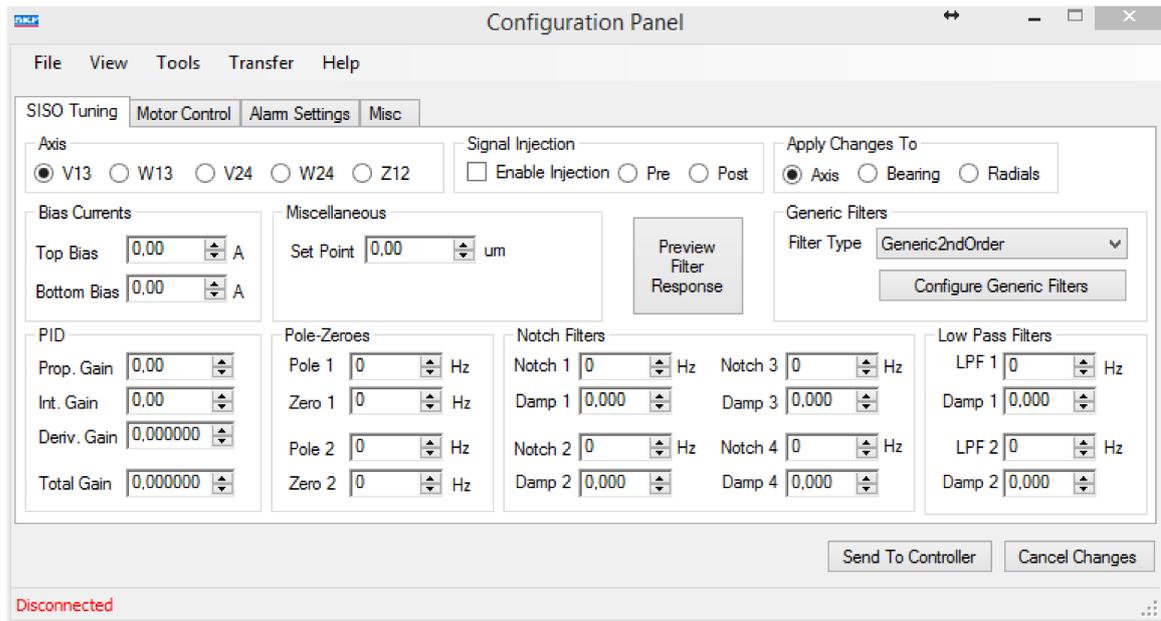


Figura 3.5: Painel de configurações do controlador

### 3.2 Modelo do rotor

A partir das especificações de projeto, desenvolveu-se modelos para cada um dos principais componentes que constituem a bancada experimental, tais como: rotor, amplificadores de potência, MMA's e sistema de controle. Com base nestes modelos individuais, elaborou-se um modelo do sistema completo, cuja concepção é apresentada na Fig. 3.6.

As dimensões do eixo, apresentadas na Fig. 3.4, foram utilizadas para elaborar o seu modelo de Elementos Finitos empregando um software próprio, 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 (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. 3.7 pode-se observar uma representação esquemática do modelo do rotor.

A análise dos modos e das frequências naturais do rotor na condição livre-livre, feita logo nos estágios iniciais do desenvolvimento de máquinas rotativas suportadas por MMA's, 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 forne-

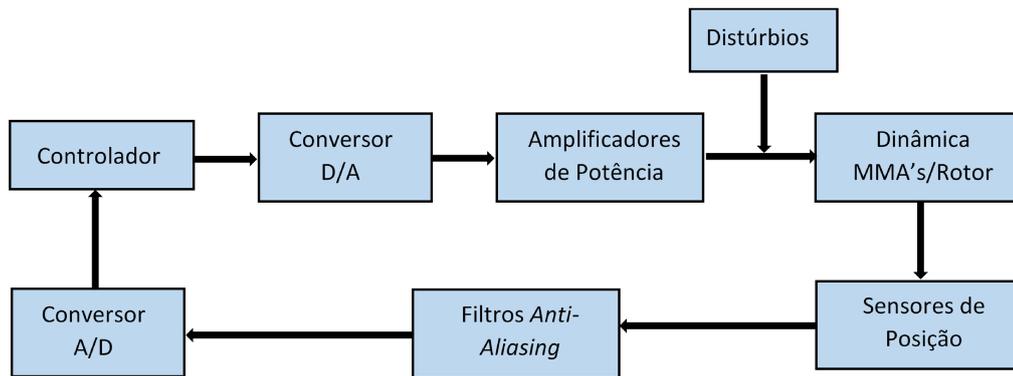


Figura 3.6: Principais componentes do sistema rotativo suportado por MMA's

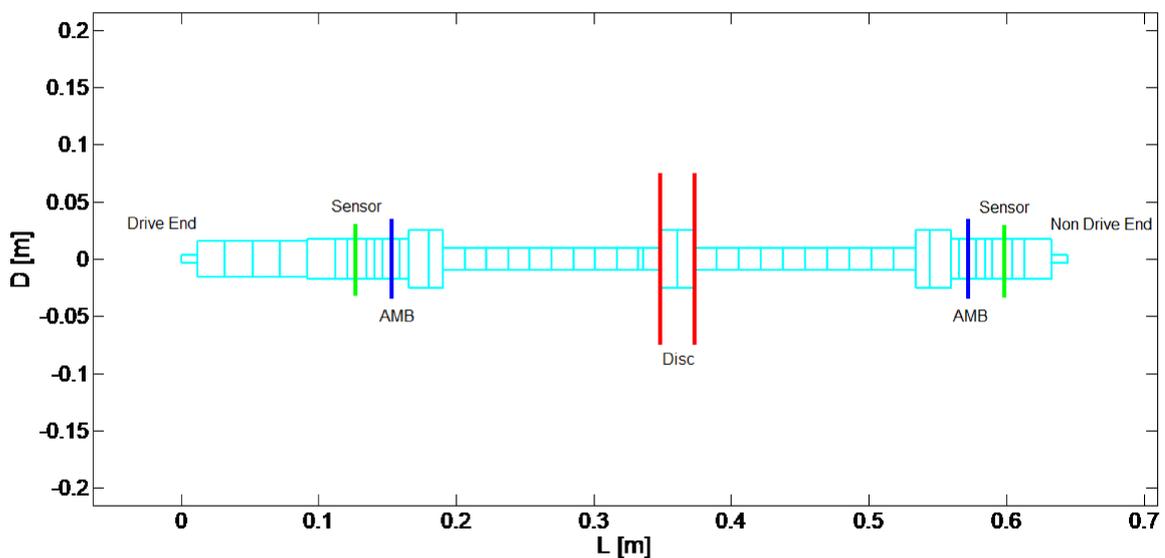


Figura 3.7: Principais componentes do sistema rotativo suportado por MMA's

cidas 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. 3.9 e 3.10, 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.

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

Na Fig. 3.8 apresenta-se 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. Considerando as curvas dos 3 primeiros modos (Nc1, Nc2 e Nc3), os valores de rigidez recomendados estariam em uma faixa entre  $1.10^5$  N/m e  $3,5.10^5$  N/m.

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

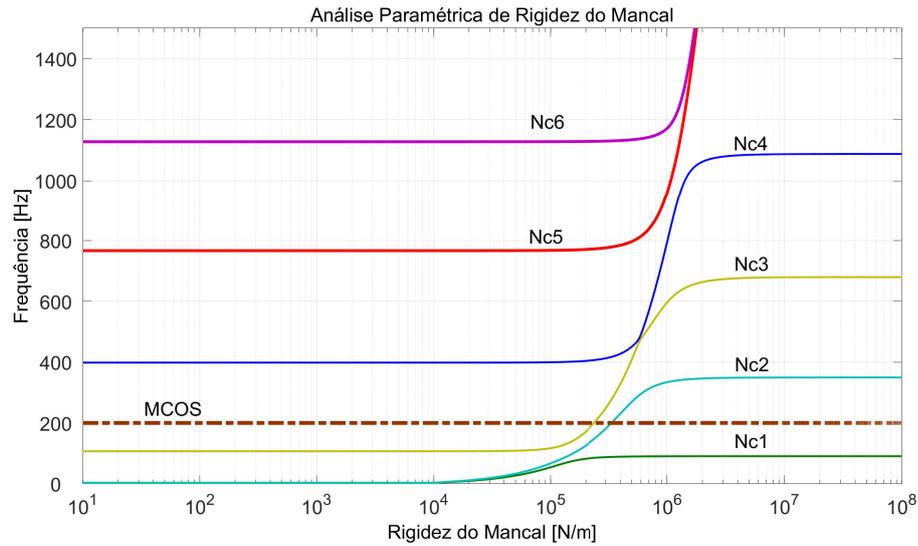


Figura 3.8: Modos Próprios do rotor na condição – 0 rpm

Tabela 3.4: Dados para o cálculo da rigidez 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	$\mu m/V$

Com base na Tab. 3.4, o valor estimado para a rigidez eficaz do sistema é  $k_{ef} = 2,37 \cdot 10^5 N/m$ , valor este que se encontra dentro da região alvo.

Na Fig. 3.9 apresenta-se o diagrama de Campbell para o sistema, considerando que a rigidez dos mancais é igual a rigidez equivalente estimada.

Observando-se a Fig. 3.9, 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 interessante a ser considerado na concepção do controle.

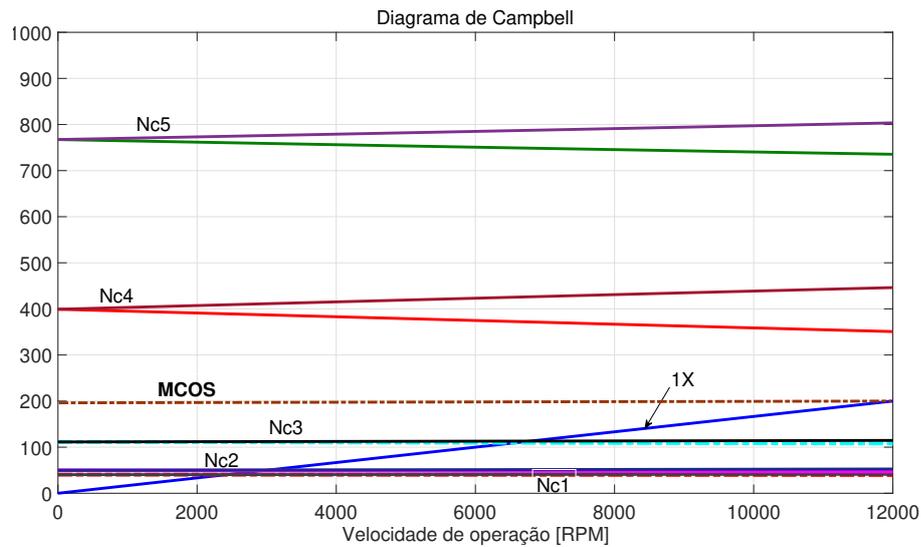


Figura 3.9: Diagrama de Campbell

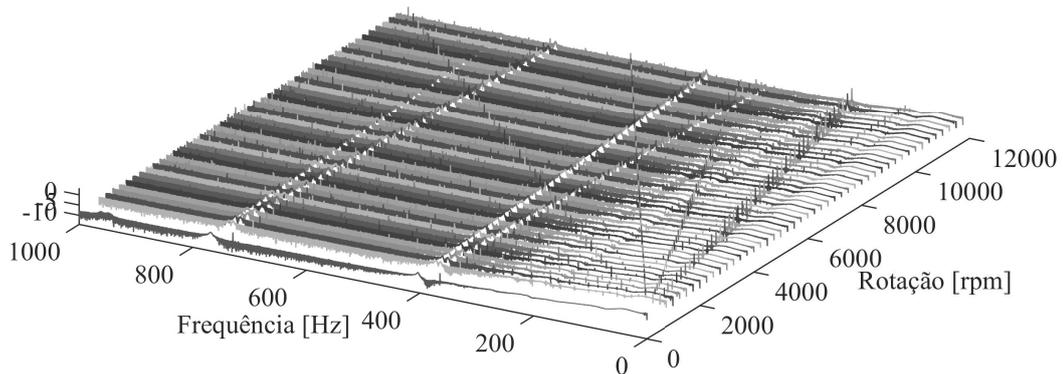


Figura 3.10: Diagrama de Campbell experimental

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. 3.11, 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. 3.12 apresenta-se os primeiros 4 modos de flexão do rotor, juntamente com as posições dos sensores e dos MMA'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  $180^\circ$  entre o sinal medido e a força aplicada, comprometendo a estabilidade do sistema.

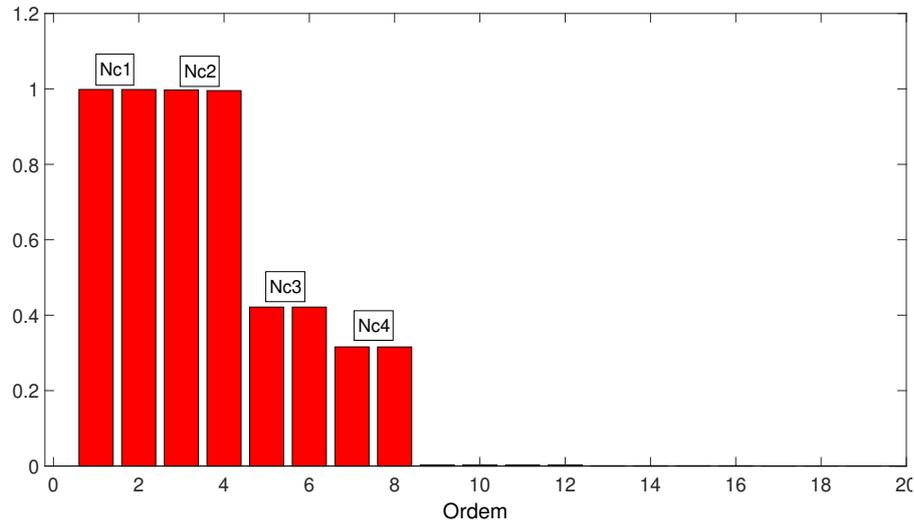


Figura 3.11: Valores Singulares de Hankel do modelo modal do rotor

Na Fig. 3.12 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.

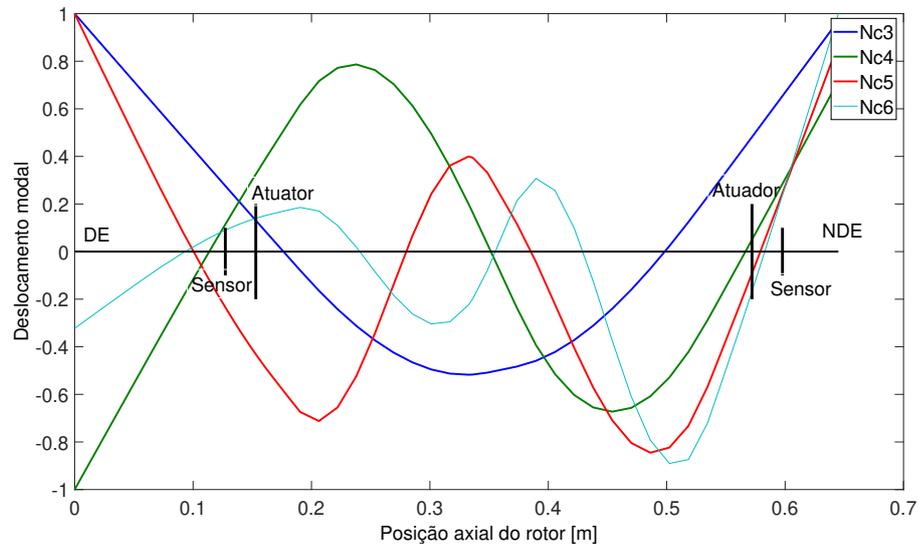


Figura 3.12: Modos Próprios do rotor na condição livre-livre – 0 rpm

### 3.3 Modelagem dos Componentes Eletrônicos do Sistema

Nesta seção será abordada a modelagem dos principais componentes eletrônicos do sistema, tais como atuadores, amplificadores de potência, sensores, além do próprio controlador. Conforme mencionado anteriormente, toda a modelagem matemática das funções de transferência foram implementadas em ambiente MATLAB/SIMULINK.

Uma representação esquemática da malha de controle com uma entrada e uma saída pode ser observada na Fig. 3.13.

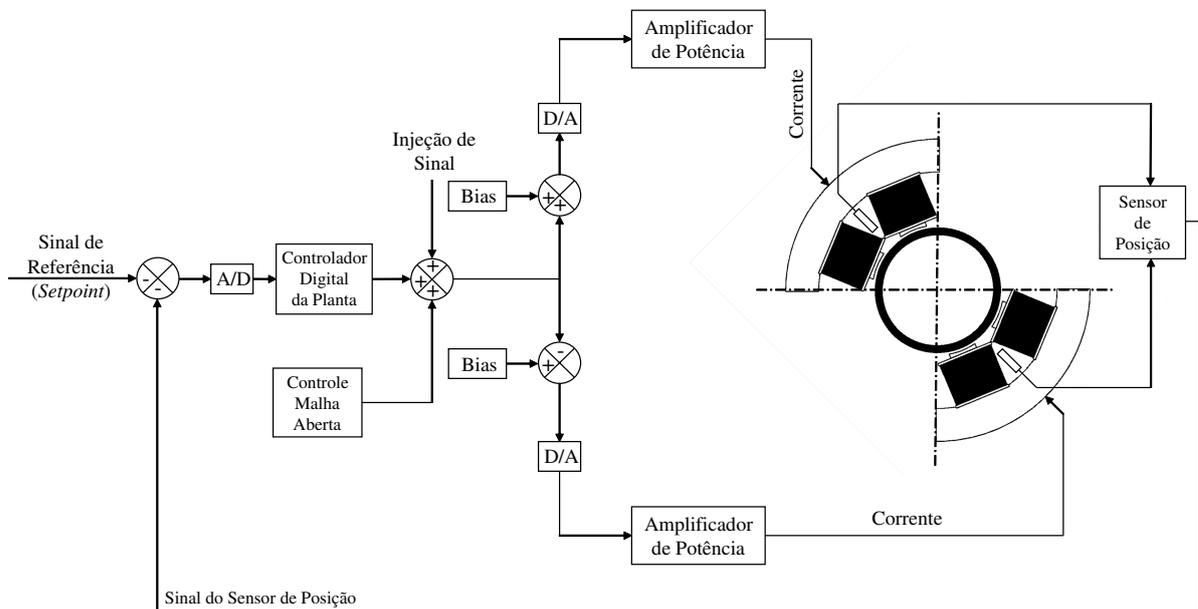


Figura 3.13: Diagrama do sistema de controle por eixo (Adaptado de *SKF Hardware Manual (2009)*)

O sinal de posição passa por um filtro anti-aliasing para eliminar componentes de alta frequência antes de ser comparado ao sinal de referência para determinar o erro de posição em relação ao centro geométrico do mancal (posição zero). Em seguida, o sinal passa por um conversor Analógico-Digital e alimenta o controlador. Por sua vez, o controlador calcula a corrente necessária para estabilizar o sistema e envia um sinal de comando aos amplificadores para que a força requerida seja gerada pelos atuadores. Entretanto, antes de chegar aos amplificadores, a corrente requerida (ou de controle) é somada a uma corrente de bias e este sinal resultante 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 a este atuador.

### 3.3.1 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. De acordo com Sanadgol (2006), o comportamento de um amplificador pode ser representado por uma função de transferência de primeira ordem:

$$G_{amp} = K_{amp} \frac{1}{\frac{1}{\omega_{camp}}s + 1} \quad (3.2)$$

onde:

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

$K_{amp}$  é o ganho do amplificador;

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

Para obter o modelo para os amplificadores foram utilizados os valores fornecidos pelo fabricante para a solução da Eq.(3.2). 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.

Com a finalidade de validar este modelo, foi necessário levantar as funções de transferência dos amplificadores. Para tanto, empregou-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, empregando o osciloscópio, registra-se o sinal de entrada, o de saída e a defasagem relativa entre ambos. Este procedimento foi repetido para 63 valores de frequência localizados em uma faixa entre 10 e 1000 Hz. Na Fig. 3.14 apresenta-se a montagem experimental.

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 frequências 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 relacionados aos circuitos eletrônicos empregados, tais como os filtros.

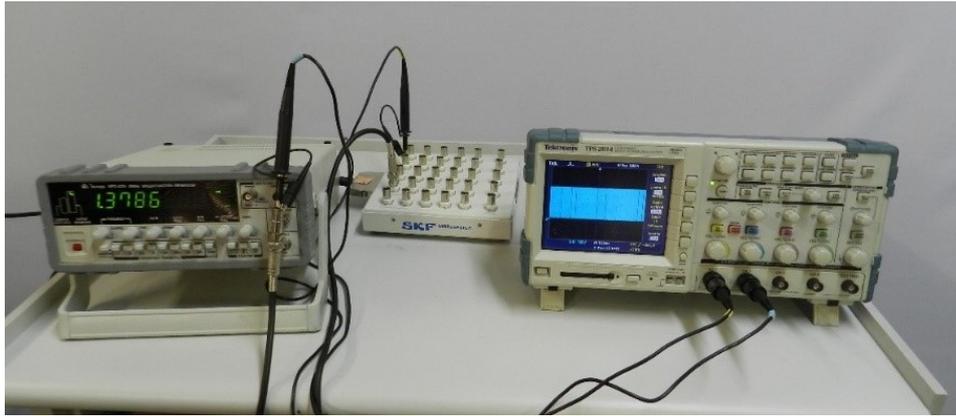


Figura 3.14: *Set up* experimental usado no levantamento das Funções de Transferência dos Amplificadores

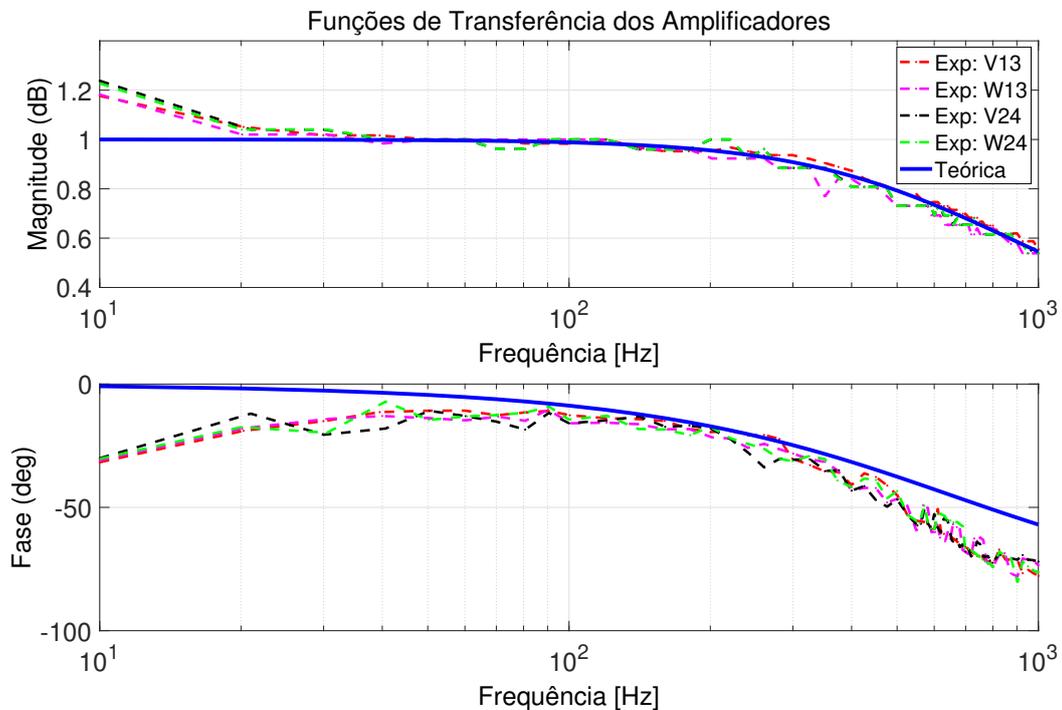


Figura 3.15: Funções de Transferência dos Amplificadores

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

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 Eq.3.3 e pela Eq.3.4, respectivamente.

$$LP_i = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + 1}, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.3)$$

$$LP_5 = \frac{\omega_5}{s + \omega_5} \quad (3.4)$$

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. 3.16 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	$\mu\text{m}/V$
W13	142,0	$\mu\text{m}/V$
V24	171,3	$\mu\text{m}/V$
W24	170,1	$\mu\text{m}/V$

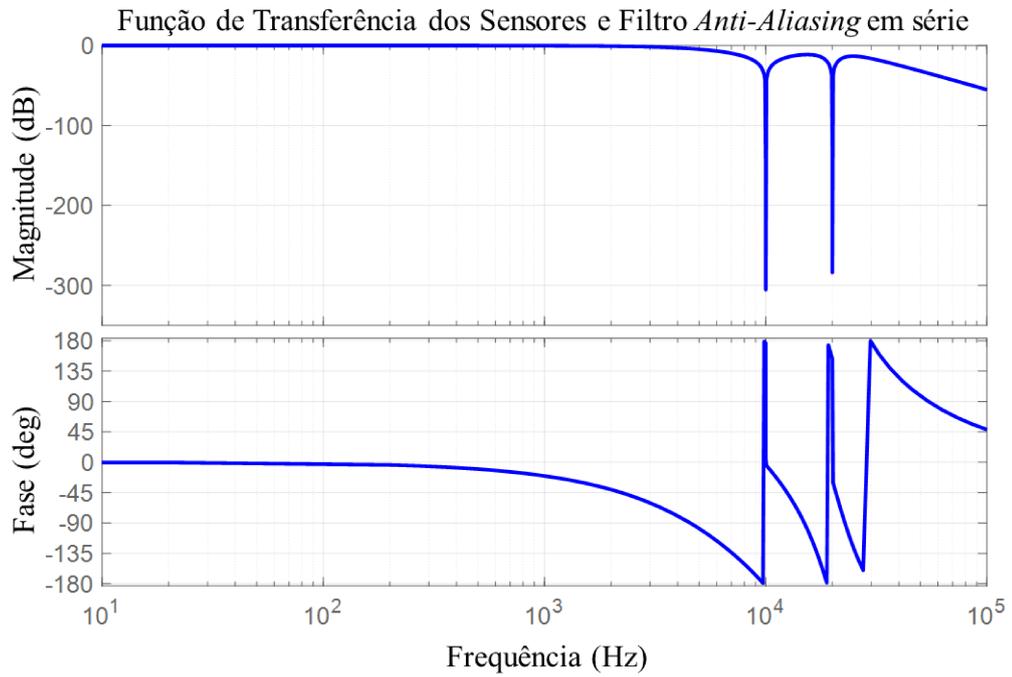


Figura 3.16: Função de Transferência dos Sensores/Filtro *Anti-Aliasing*

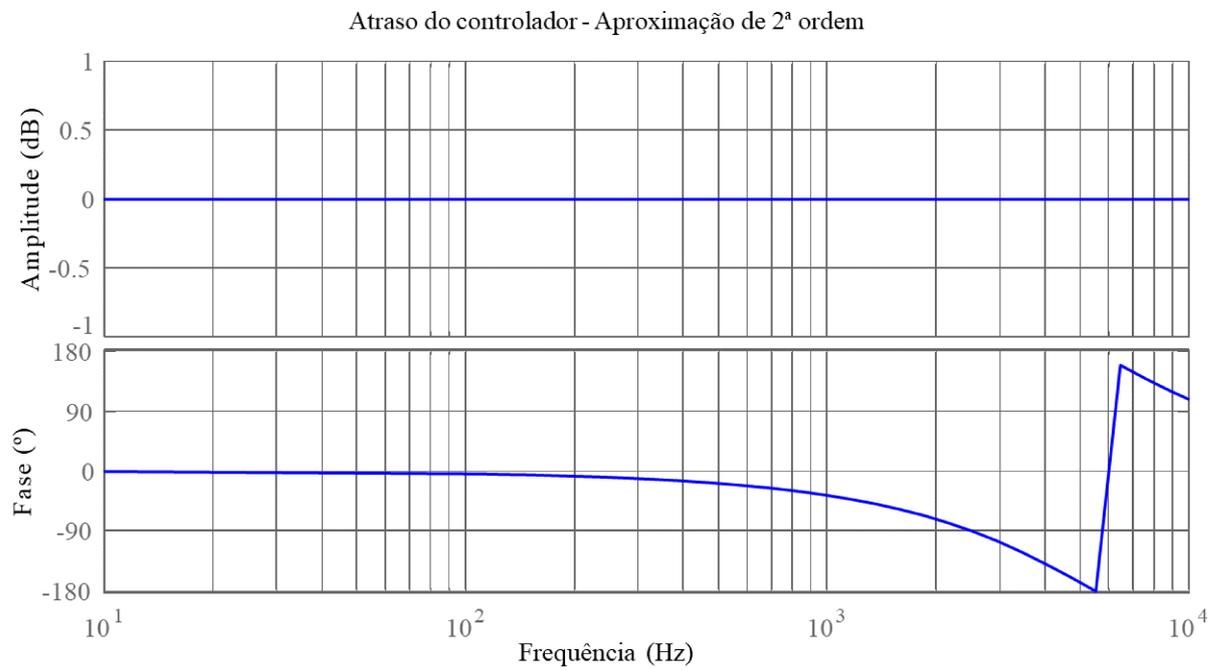


Figura 3.17: Atraso do controlador

### 3.3.3 O atraso do sistema

Para representar o atraso devido ao processamento do controlador relacionado aos conversores A/D e D/A, empregou-se uma aproximação de Padé de 2ª ordem, com uma frequência de amostragem que segundo o fabricante é de 10kHz.

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 que, de acordo com o fabricante, é de 10 kHz. Entretanto, é comum na literatura (SCHWEITZER; MASLEN et al., 2009) e (YOON; LIN; ALLAIRE, 2012) considerar que o tempo de atraso total é dado por  $1,5T_s$  com a finalidade de considerar também o atraso decorrente das conversões A/D (Analogico-Digital) e D/A (Digital- Analógico).

Verifica-se na Fig. 3.17 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.

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

# CAPÍTULO IV

## Análise de Resultados

Neste capítulo são apresentados os controladores propostos neste trabalho, a saber, um controlador PI, um controlador PID adaptativo e um controlador utilizando metamodelagem Kriging. Para tanto, a primeira atividade foi a definição dos requisitos de projeto a serem cumpridos, tais como os filtros e o tempo de amostragem. A seguir são apresentadas as métricas de avaliação dos controladores que serão utilizadas para comparar o desempenho e a estabilidade de cada um dos controladores. Inicialmente serão avaliados os controladores através de uma análise numérica utilizando o modelo apresentado no capítulo anterior. Posteriormente as métricas de análise de desempenho e estabilidade dos controladores são aplicadas aos resultados experimentais obtidos.

### 4.1 Controlador PID e filtros

Como é necessário um controlador para estabilizar a planta para a realização dos ensaios de validação dos modelos, optou-se por empregar o controlador original que foi entregue pelo fabricante, principalmente devido a sua praticidade.

O controlador possui uma estrutura descentralizada entre os quatro eixos e emprega uma série de recursos para permitir a levitação do rotor, tais como o filtro PID, filtros de avanço de fase e filtros genéricos de segunda ordem. Estes elementos são conectados em cascata, de acordo com a Eq.(4.1).

$$G_{ctrl} = (PID) (Lead/lag) (Gen) \quad (4.1)$$

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: do controlador PID ( $PID$ ), dos filtros de avanço de fase ( $Lead/lag$ ), e dos filtros genéricos ( $Gen$ ). É importante res-

saltar que os controladores apresentados nas próximas seções seguem a mesma estrutura da Eq.(4.1).

## 4.2 O controle PID

O controlador PID é um dos mais empregados na indústria, inclusive em aplicações com MMA's, principalmente devido a sua simplicidade e eficiência. Em contrapartida, apenas o filtro PID não é suficiente para garantir a estabilidade do sistema, conforme mencionado anteriormente.

Na Eq.(4.2) apresenta-se a função de transferência para um controle PID contínuo.

$$PID = \frac{K_T (K_D s^2 + K_P s + K_I)}{s} \quad (4.2)$$

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*).

Na Tab. 4.1 são apresentados os valores dos ganhos usados em cada um dos eixos para o controlador fornecido pelo fabricante. Nota-se que os ganhos derivativos são nulos, caracterizando um controlador PI.

Tabela 4.1: 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

O controlador PI foi implementado numericamente utilizando o software MATLAB/Simulink. A Fig. 4.1 mostra o diagrama de blocos utilizado para controlar cada um dos eixos dos mancais magnéticos, onde o controlador é alimentado com os dados de posição do sistema gerados pelo modelo e a saída é o sinal de corrente que será inserido novamente no modelo.

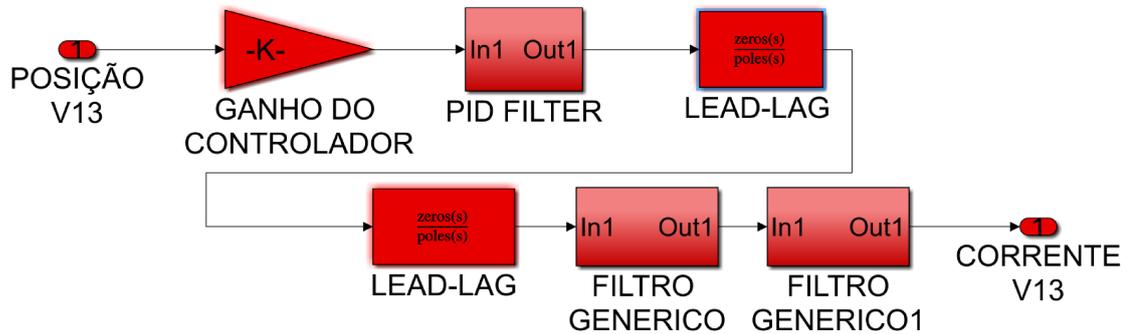


Figura 4.1: Diagrama de blocos do controlador PI no Simulink.

### 4.3 Filtros

#### 4.3.1 Filtros de avanço e de atraso de fase

De acordo com Ogata e Severo (1998), 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. Ao se inserir este elemento, registra-se um aumento tanto no ganho quanto na fase na região localizada entre estas duas frequências. Em sistemas que utilizam MMA's, este tipo de filtro 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 tomar cuidado para que a margem de estabilidade não seja comprometida.

Da mesma maneira, o filtro de atraso de fase é formado por um polo e um zero. Entretanto, há uma inversão em relação ao caso anterior, ou seja, agora 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. Esta técnica pode ser empregada para tratar modos problemáticos localizados dentro da faixa de operação da máquina, mas deve-se atentar para o efeito colateral de redução de fase.

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.(4.3) apresenta-se a expressão para filtros de avanço e de atraso de fase e na Tab. 4.2 são apresentados os valores dos parâmetros utilizados.

$$Lead/lag_i = K_c \alpha_i \frac{T_i s + 1}{\alpha_i T_i s + 1}, ; i = 1, 2 \quad (4.3)$$

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 por atraso de fase;

$-1/\alpha_i T_i$  é a localização do polo;

$-1/T_i$  é a localização do zero; define se é o primeiro ou o segundo filtro de avanço (ou atraso) de fase.

Tabela 4.2: Parâmetros dos filtros de avanço/atraso de fase

Filtro	Parâmetro	Valor [rad/s]	
		V13 e W13	V24 e W24
$Lead/lag_1$	$-1/T_1$ (Zero)	483	157
	$-1/\alpha_1 T_1$ (Polo)	2513	471
$Lead/lag_2$	$-1/T_2$ (Zero)	779	1634
	$-1/\alpha_2 T_2$ (Polo)	2569	10619

#### 4.3.2 Filtros genéricos de segunda ordem

Além dos filtros de avanço/atraso de fase, é possível empregar filtros genéricos de segunda ordem para auxiliar no controle do sistema. Com isto, é possível alterar tanto o ganho quando a fase do sistema. Na Eq.(4.4) apresenta-se a função de transferência dos filtros genéricos de segunda ordem utilizados.

$$Gen_i = \frac{s^2 + 2\xi_{Ni}\omega_{Ni}s + \omega_{Ni}^2}{s^2 + 2\xi_{Di}\omega_{Di}s + \omega_{Di}^2}, \quad i = 1, 2 \quad (4.4)$$

Os valores empregados na Eq.(4.4) estão agrupados na Tab. 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros dos filtros genéricos

Filtro	Parâmetro	Eixo	
		V13 e W13	V24 e W24
$Gen_1$	$\omega_{N1}, \xi_{N1}$	2350 rad/s, 0,08	1791 rad/s, 0,41
	$\omega_{D1}, \xi_{D1}$	1759 rad/s, 0,37	1791 rad/s, 0,26
$Gen_1$	$\omega_{N2}, \xi_{N2}$	4712 rad/s, 0,03	2513 rad/s, 0,27
	$\omega_{D2}, \xi_{D2}$	4178 rad/s, 0,16	2953 rad/s, 0,21

#### 4.4 Métricas de avaliação de desempenho dos controladores

A análises apresentadas nesta seção seguem as diretrizes das normas ISO14839-4:2012 (2012) e API:684 (2005). Os controladores propostos serão analisados nas seguintes condições:

- Análise de sensibilidade e de malha fechada;
- Regime transiente;
- Nas rotações próximas à primeira velocidade crítica do rotor (aproximadamente 6480 rpm) e no intervalo de 8500 e 12000 rpm, pois pretende-se lidar com rotores supercríticos;
- Consumo de energia em toda a faixa de operação;
- O controlador deve operar com valores máximos de corrente abaixo de 2 A para garantir margem de segurança para as bobinas eletromagnéticas;
- Resposta ao desbalanceamento;
- Manter níveis de vibração abaixo de 30% do valor de folga mínima do sistema.

##### 4.4.1 Avaliação da Margem de Estabilidade

Segundo a norma ISO 14839, as principais funções de transferência para sistemas rotativos suportados por MMA's são a 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 medição das funções de transferência no ramo direto e de sensibilidade são apresentadas na Fig. 3.42, onde  $G_r$  representa a função de transferência do controlador,  $G_p$  é a função de transferência da planta em malha aberta e  $F_d$  é a força de distúrbio.

Observa-se na Fig. 2(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.(4.5).

$$G_o(s) = -\frac{V_2(s)}{V_1(s)} \quad (4.5)$$

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, 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 Eq.(4.6)

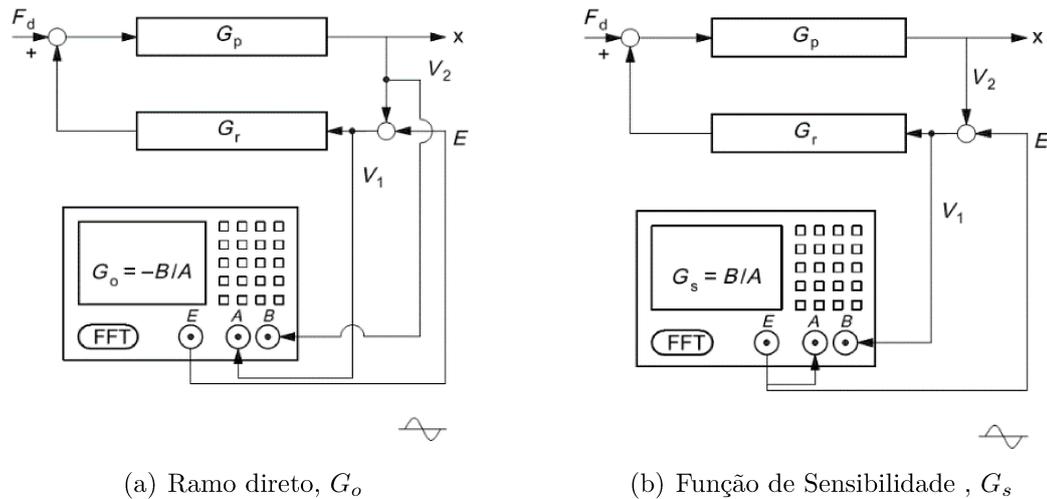


Figura 4.2: Medição das Funções de Transferência em Malha Fechada (Norma ISO 14839-3)

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.(4.7).

$$G_c(s) = -\frac{V_2(s)}{E(s)} \quad (4.6)$$

$$G_c(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (4.7)$$

Com base nas recomendações da norma ISO 14839, as funções de sensibilidade experimentais foram levantadas empregando uma varredura senoidal em uma faixa de frequência entre 1 Hz e 1000 Hz.

Nas Fig. 4.3 a Fig. 4.6 apresenta-se uma comparação entre as Funções de Sensibilidade ( $G_s$ ) provenientes do controlador PI com as funções de transferências experimentais do controlador PID adaptativo, na condição que corresponde ao rotor levitado em repouso (operando a uma rotação de 0 rpm).

As diretrizes mais empregadas, tanto na indústria quanto na academia, para avaliar a estabilidade de máquinas rotativas suportadas por MMA's são as associadas à norma ISO 14839-3. De acordo com as recomendações deste documento, a margem de estabilidade pode ser classificada com base na Função de Sensibilidade. Esta deve ser observada em uma faixa de frequência de até três vezes o valor da máxima velocidade de operação, ou até o limite de 2 kHz, mas nunca acima da metade da frequência de amostragem do controlador digital. A partir daí, a margem de estabilidade é determinada com base no máximo valor assumido pela Função de Sensibilidade,  $S_{\max}$ , encontrada dentre todos os

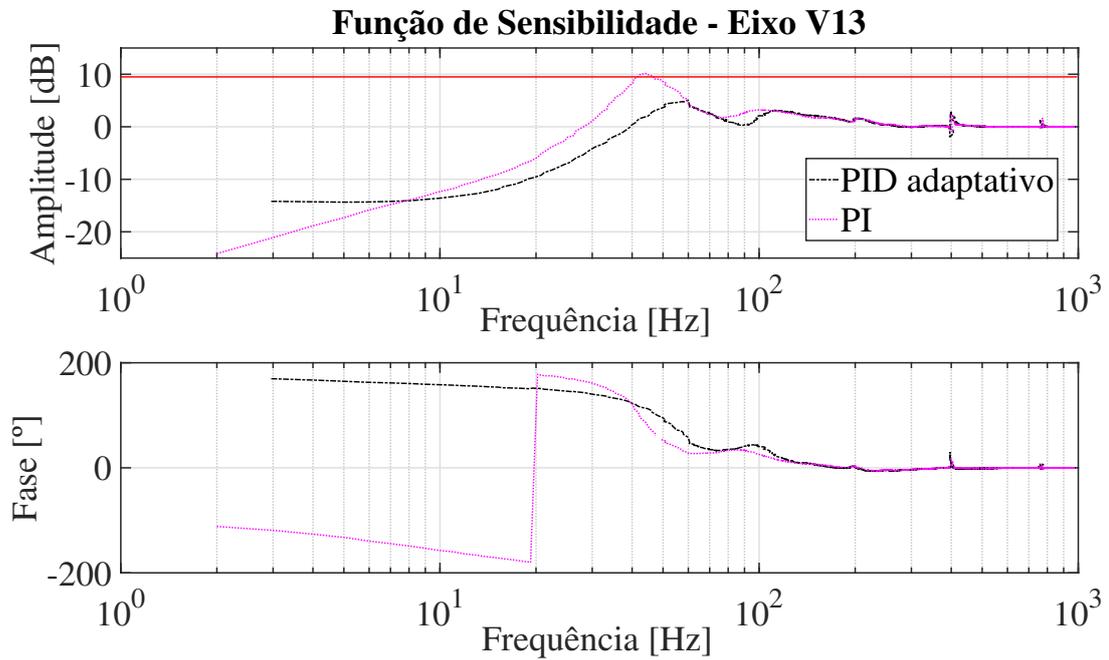


Figura 4.3: Funções de Sensibilidade para o eixo V13 - Lado acoplado

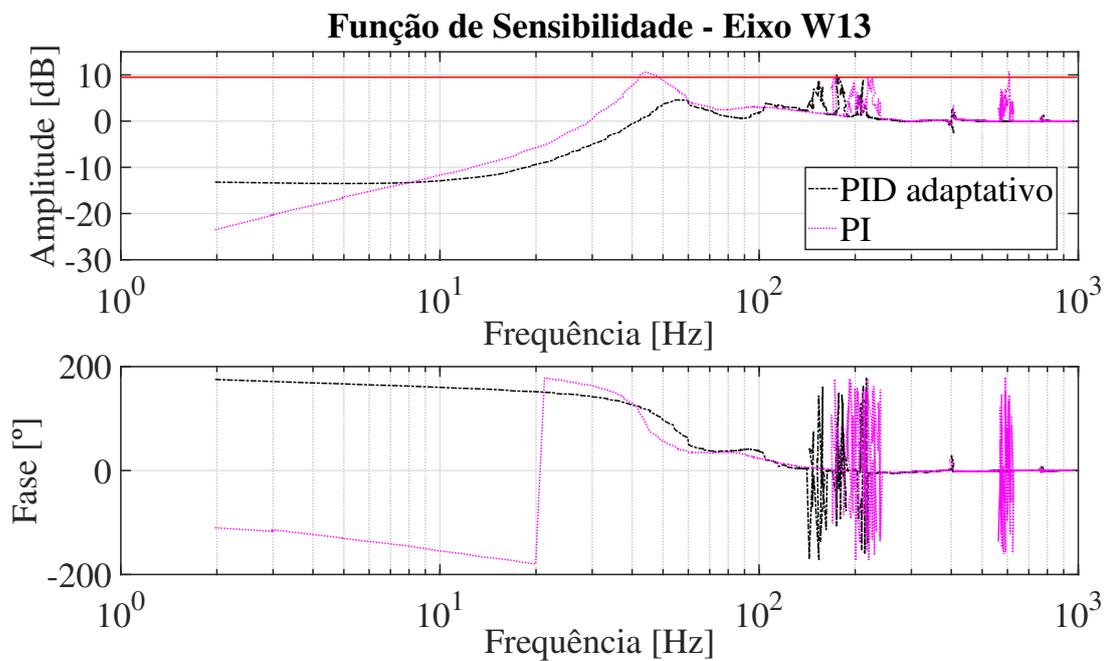


Figura 4.4: Funções de Sensibilidade para o eixo W13 - Lado acoplado

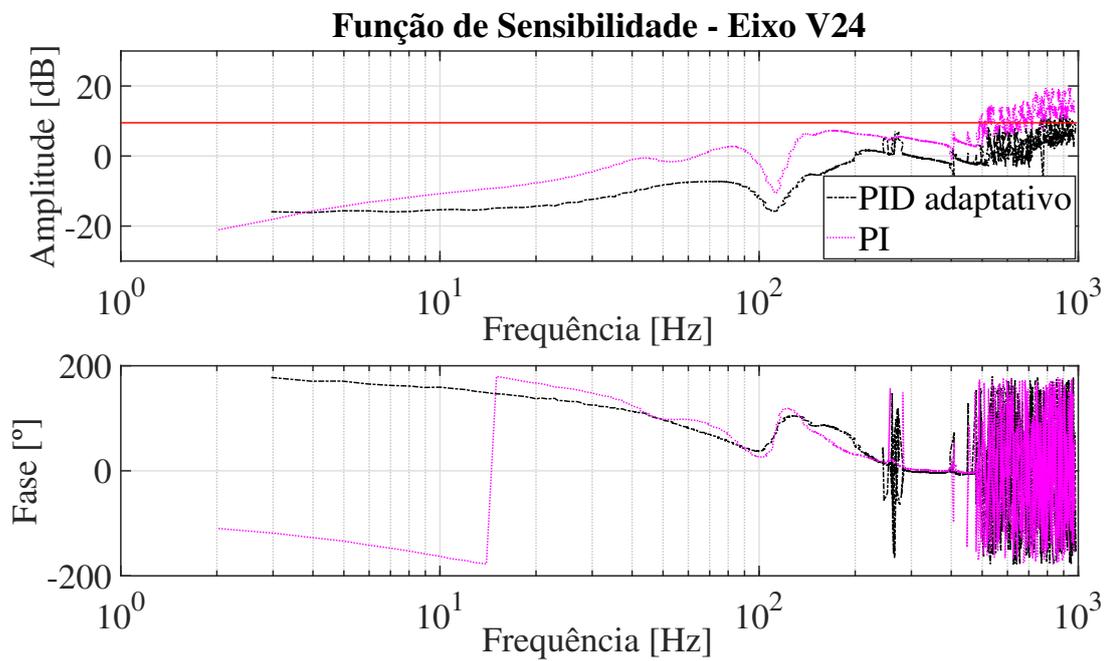


Figura 4.5: Funções de Sensibilidade para o eixo V24 - Lado livre

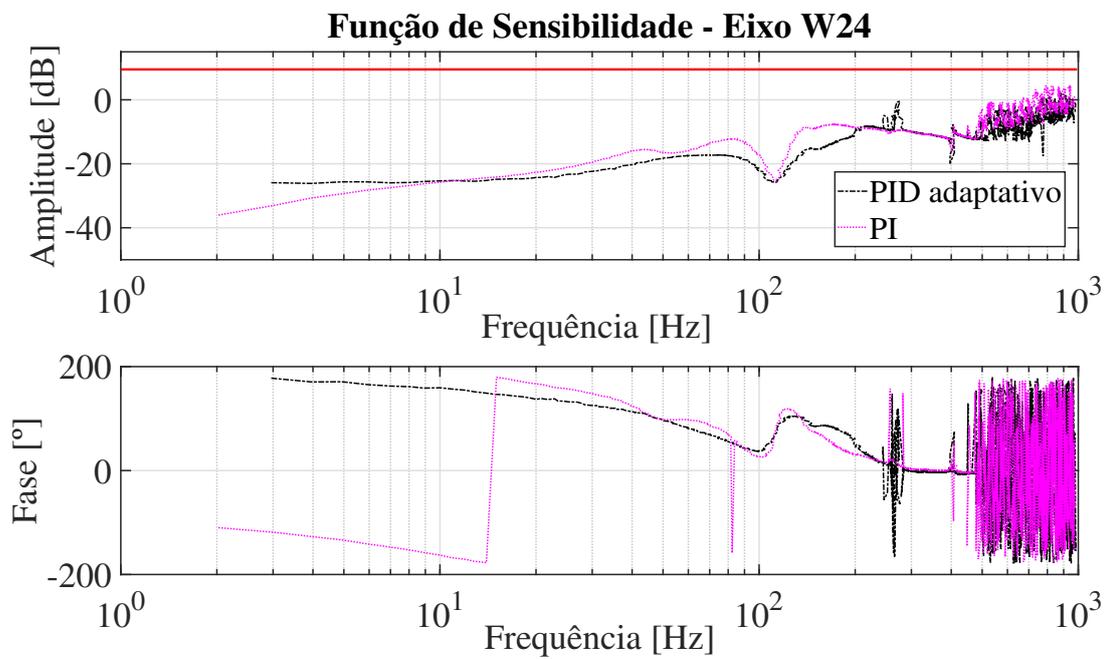


Figura 4.6: Funções de Sensibilidade para o eixo W24 - Lado livre

Tabela 4.4: 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	$12 \text{ dB} \leq S_{\max} < 14 \text{ dB}$

canais do sistema (ou eixos), para a faixa de frequência analisada. Desta forma, é possível classificar a margem de estabilidade de acordo com os limites apresentados na Tab. 4.4.

Na Tab. 4.4 pode-se observar que a norma ISO 14839-3 estabelece quatro zonas de estabilidade:

- **Zona A** - Funções de Sensibilidade de máquinas novas que, em geral, localizam-se nesta zona;
- **Zona B** - Máquinas com as funções de sensibilidade localizadas nesta zona são consideradas aceitáveis, sem restrição de operação quanto à sua operação contínua;
- **Zona c** - Funções de sensibilidade localizadas nesta zona indicam máquinas insatisfatórias para a operação contínua, mas podem operar por um tempo limitado, até o aparecimento de uma oportunidade adequada para realização de reparos;
- **Zona D** - Funções de sensibilidade nesta zona são consideradas grandes o suficiente para causar danos severos à máquina.

Nas Fig. 4.3 a Fig. 4.6 são apresentadas as comparações entre as Funções de Sensibilidade elaboradas a partir da planta utilizando o controlador PID adaptativo e as obtidas para o controlador PI. A linha em vermelho representa o limite superior da ZONA A. Pode-se observar que o controlador PID adaptativo mantém-se na ZONA A/B em toda a faixa de operação; já o controlador PI apresenta picos maiores que 9,5 dB, o que classifica a máquina na ZONA B/C, sendo esta uma classificação que não é satisfatória segundo a norma ISO.

#### 4.4.2 Funções de Transferência em Malha Fechada

A maior parte dos trabalhos encontrados na literatura utilizam a avaliação da performance de sistemas dinâmicos com base em análises da resposta no domínio da frequência (Swanson et al. (2008), Li (2006), Yoon, Lin e Allaire (2012)). Porém, também é possível realizar esta análise no domínio do tempo. Neste trabalho, preferiu-se a primeira opção devido a sua praticidade, pois observando-se as funções de transferência de um sistema

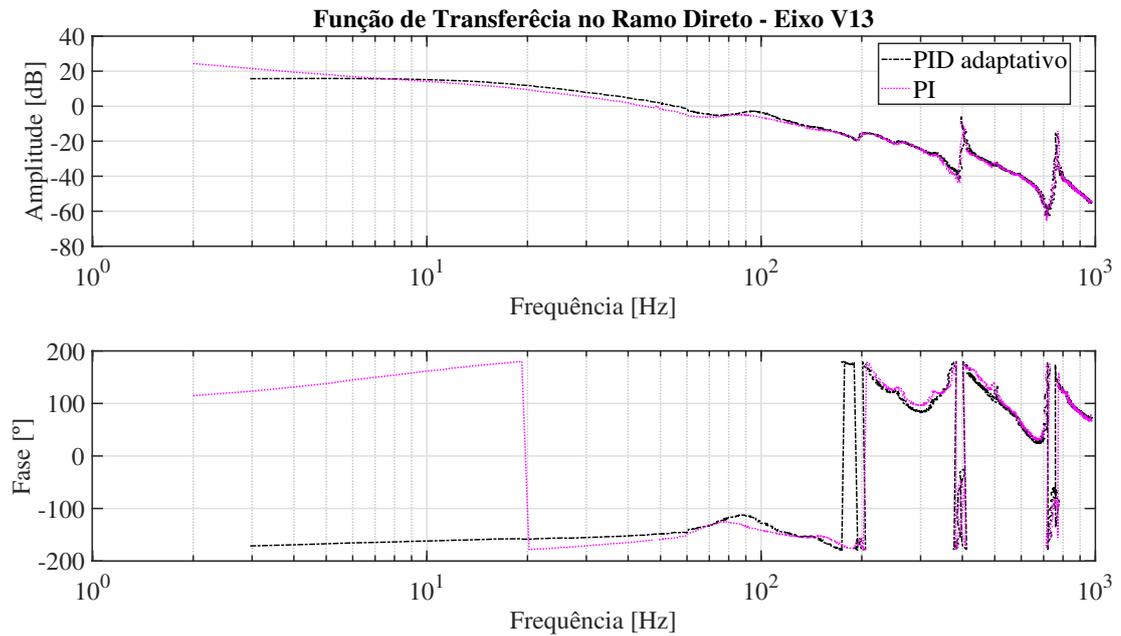


Figura 4.7: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo V13 - Lado acoplado

é possível ter uma visão ampla a respeito do seu comportamento para toda a banda de frequência de interesse. Sendo assim, apresenta-se nas Fig. 4.7 a Fig. 4.10 a comparação entre as Funções de Transferência do ramo direto, obtidas experimentalmente.

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

Nas Fig. 4.7 a Fig. 4.10 observa-se que as Funções de Transferência no Ramo Direto obtidas com ambos os controladores possuem um ganho mais elevado para baixas frequências, com a finalidade rejeitar distúrbios externos nesta região, além de estabilizar o sistema. Observa-se que o controlador PID adaptativo não apresenta grandes variações de ganho no intervalo de 0 a 100 Hz. Também é possível observar que não há nenhum pico adicional devido ao sistema de controle ou a componentes eletrônicos, tais como amplificadores e sensores. As Funções de Transferência em Malha Fechada utilizando o controlador PI original são comparadas às suas contrapartidas obtidas com o controlador PID adaptativo nas Fig. 4.11 a Fig. 4.14.

Ao se analisar a Fig. 4.11 a Fig. 4.14, nota-se que não há nenhum fator de amplificação elevado para os casos avaliados, o que indica que ambos os controladores foram capazes de lidar adequadamente com os modos próprios do sistema. Nestas figuras, verifica-se também que ambos os controladores conferem à planta um comportamento dinâmico parecido para frequências em todo o intervalo analisado. Já para a faixa de frequência localizada entre 20 Hz e 50 Hz, o controlador PID adaptativo proporciona um fator de amplificação inferior ao obtido com controlador PI. Entretanto, para a toda a faixa de operação definida como prioritária, ou seja, entre 6000 rpm (100 Hz) a 12000rpm (200

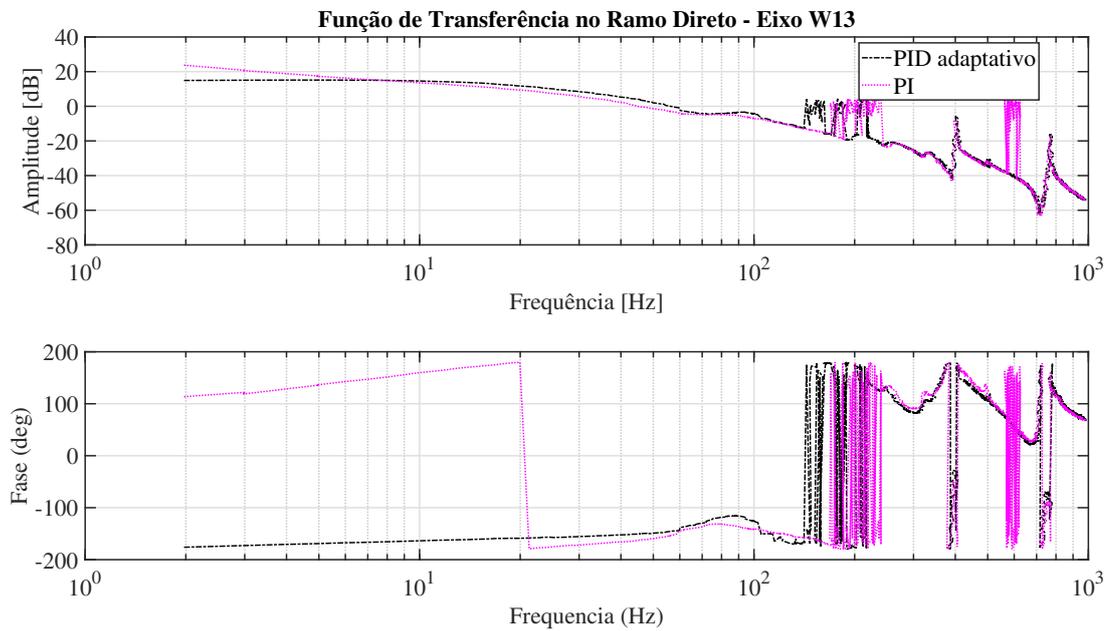


Figura 4.8: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo W13 - Lado acoplado

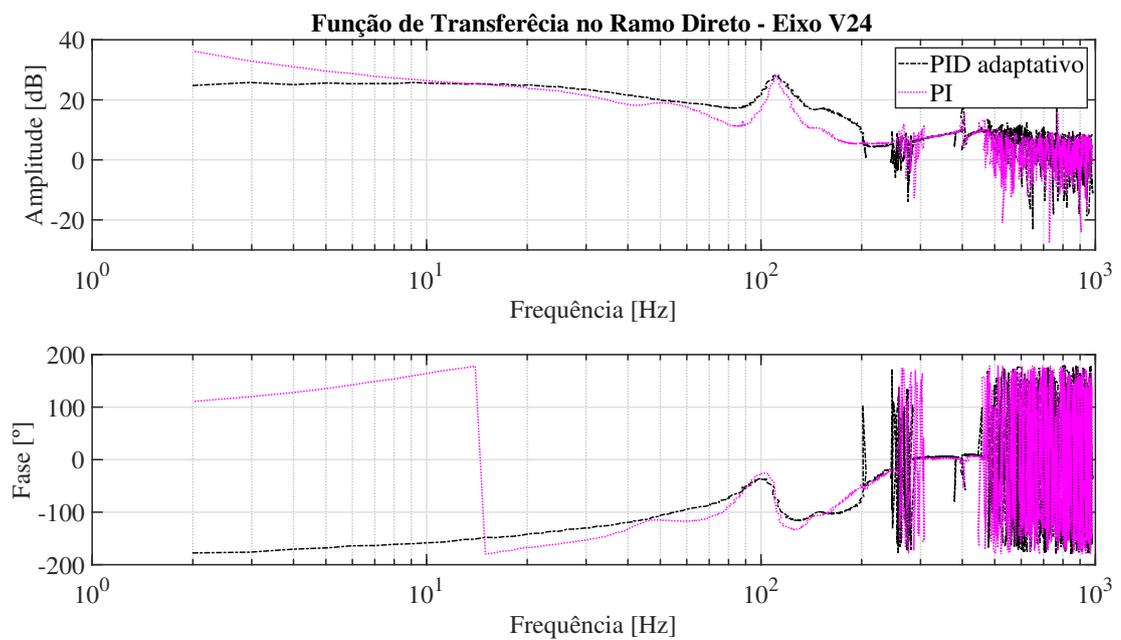


Figura 4.9: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo V24 - Lado livre

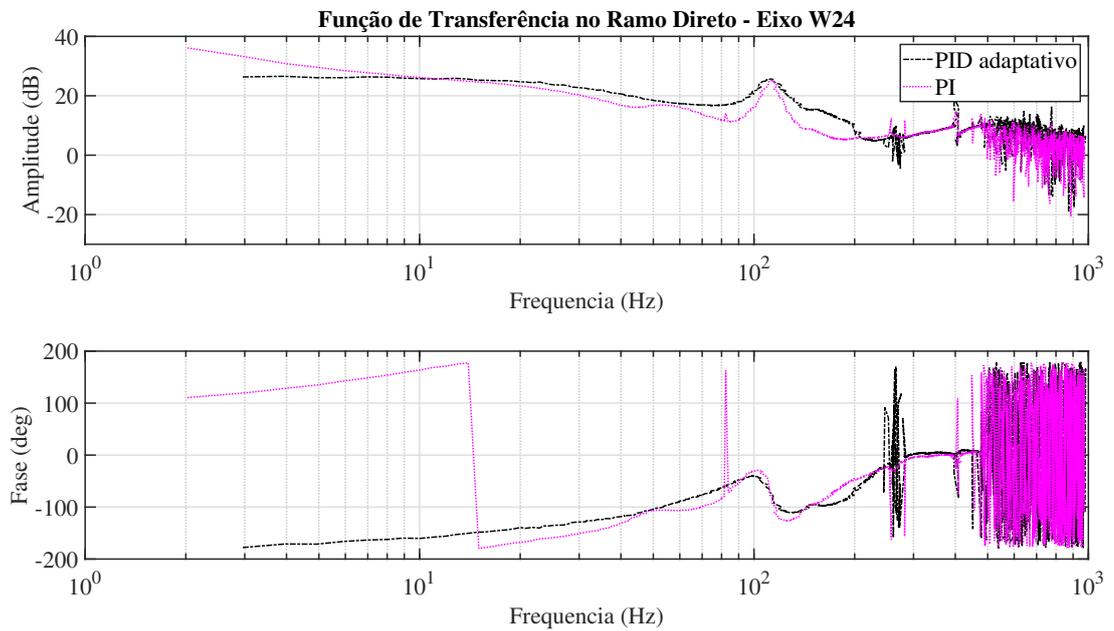


Figura 4.10: Funções Transferência do Ramo Direto para o eixo W24 - Lado livre

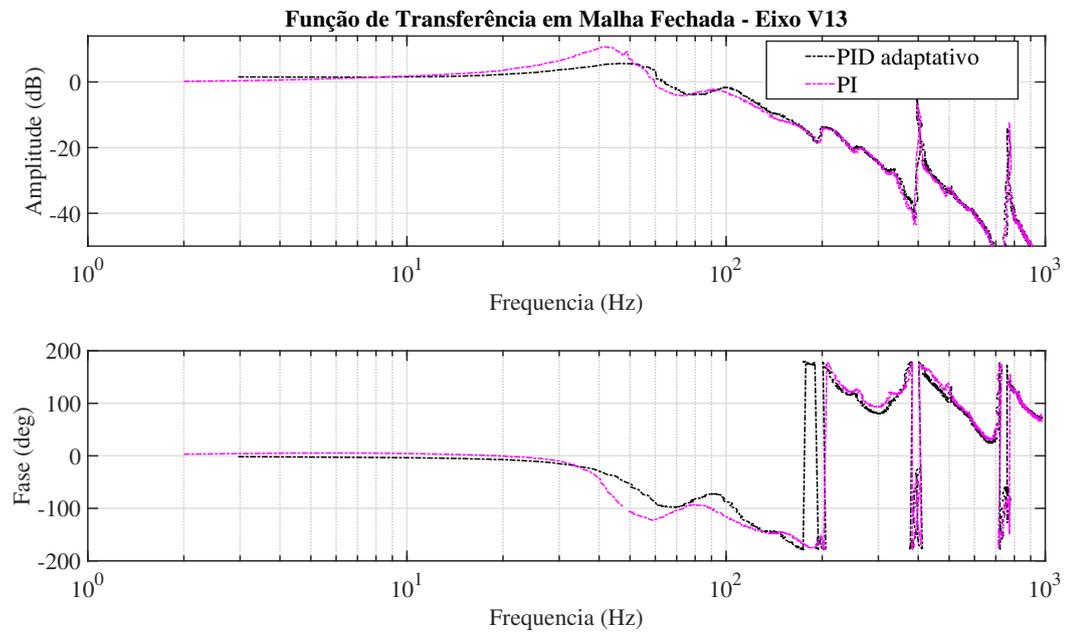


Figura 4.11: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V13 - Lado acoplado

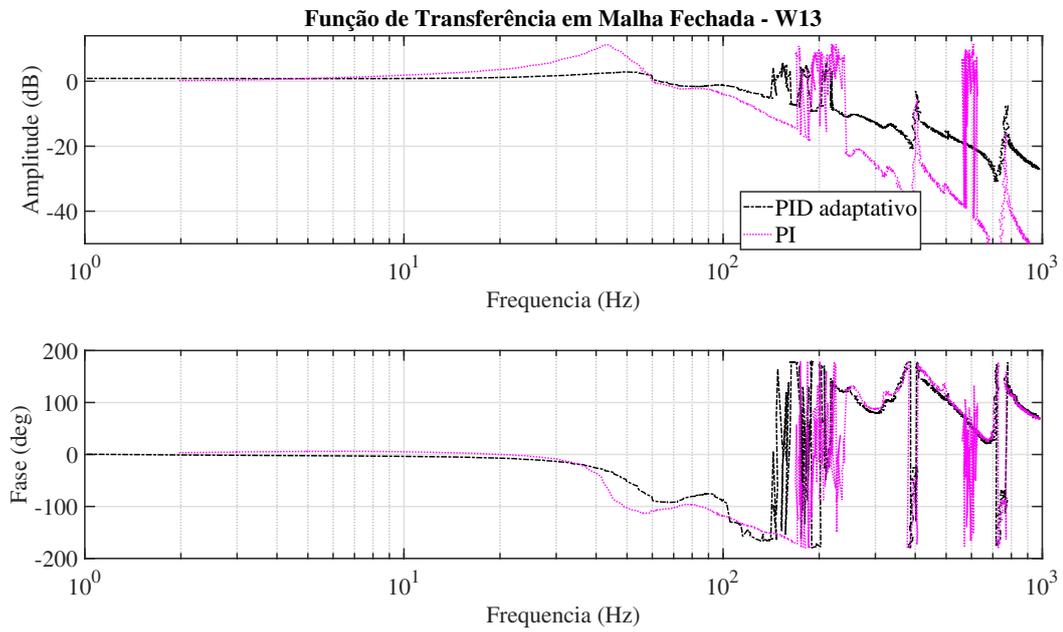


Figura 4.12: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W13 - Lado acoplado

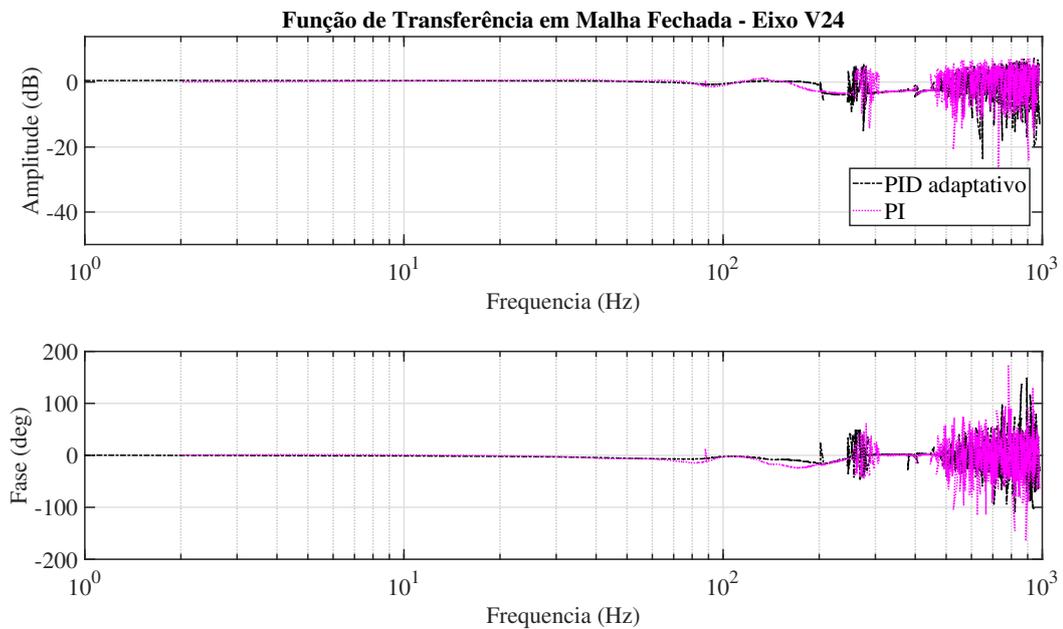


Figura 4.13: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V24 - Lado livre

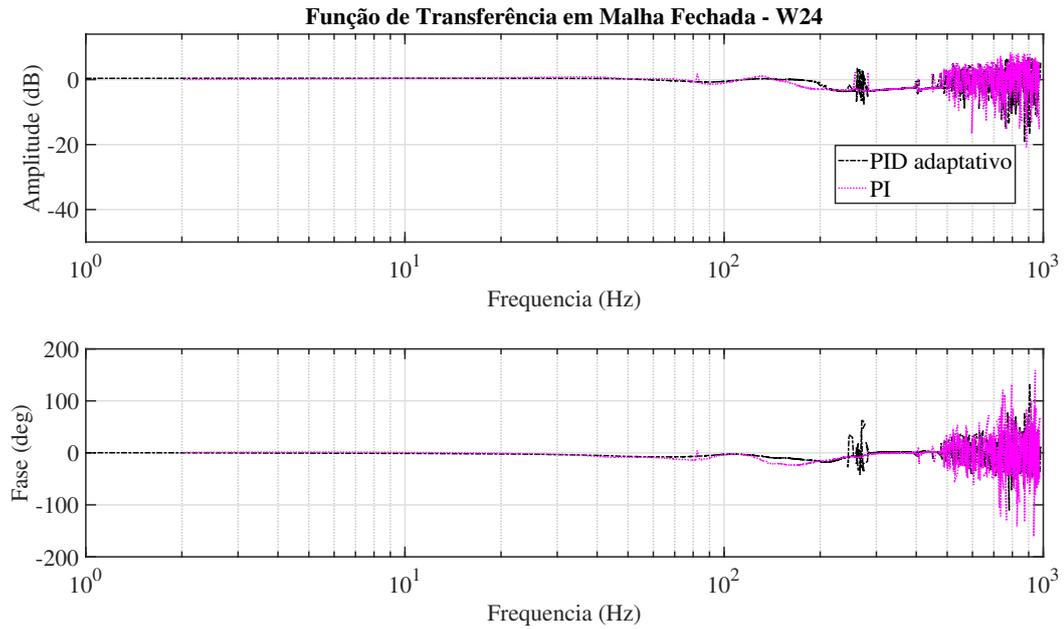


Figura 4.14: Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W24 - Lado livre

Hz), o controlador PID é capaz de fornecer uma atenuação levemente maior do que a obtida para o controlador PI do sistema em malha fechada.

#### 4.4.3 *Análise em regime permanente*

Para avaliar a condição da bancada experimental em regime permanente com os controladores propostos foram utilizadas as métricas propostas pela norma 14839-2, que trata especificamente de sistemas com MMA's, define os critérios para a avaliação de vibração com base no deslocamento total em relação à linha de centro nominal, medido no plano dos sensores, conforme apresentado na Fig. 4.15

Tabela 4.5: Limites recomendados para os limites das Zonas – ISO 14839-2

Zona	Limites
A/B	$D_{total} < 0,3C_{min}$
B/C	$D_{total} < 0,4C_{min}$
C/D	$D_{total} < 0,5C_{min}$

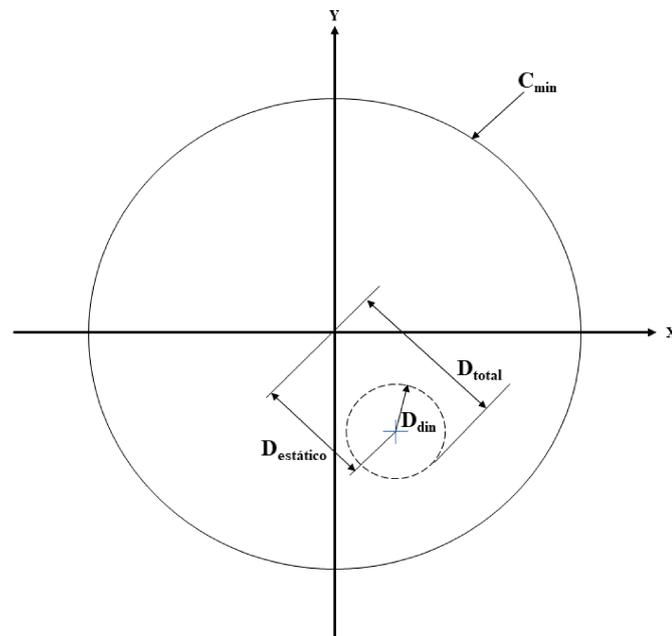


Figura 4.15: Medição do deslocamento máximo

onde  $D_{estático}$  é a excentricidade estática,  $D_{din}$  é o deslocamento devido a resposta dinâmica do sistema (amplitudes das órbitas),  $D_{total}$  é o deslocamento total e  $C_{min}$  é a mínima folga radial do sistema que ocorre, em geral, entre o eixo e os mancais auxiliares.

A severidade da vibração é obtida em função da relação entre a amplitude máxima do deslocamento,  $D_{total}$ , e a folga mínima do sistema,  $C_{min}$ , o que permite classificar as máquinas conforme a Tab. 4.5.

As quatro classes de vibração são definidas da seguinte forma:

- **Zona A** - Máquinas novas;
- **Zona B** - Máquinas consideradas aceitáveis, sem restrição de operação contínua;
- **Zona C** - Máquinas com vibração excessivamente alta;
- **Zona D** - Máquinas com vibração suficiente para causar danos ao sistema.

A partir das Fig. 4.16, Fig. 4.17 e Fig. 4.18 pode-se classificar a bancada experimental na Zona A segundo a norma ISO 14839-2, pois os níveis de amplitude de deslocamento atendem o critério apresentado na Tab. 4.5, ou seja, as respostas do deslocamento foram menores que  $D_{total} < 0,3 \cdot 100 [\mu m]$ , como mostram as órbitas apresentadas a seguir.

Os sinais ruidosos em baixos níveis de deslocamento surgem devido aos ruídos inseridos pelos sensores em amplitudes menores que  $10 \mu m$ .

Nas Fig. 4.19, Fig. 4.20 e Fig. 4.21 são apresentados os deslocamentos para os casos mais críticos da bancada, a saber: pouco abaixo do primeiro modo flexível do rotor (a

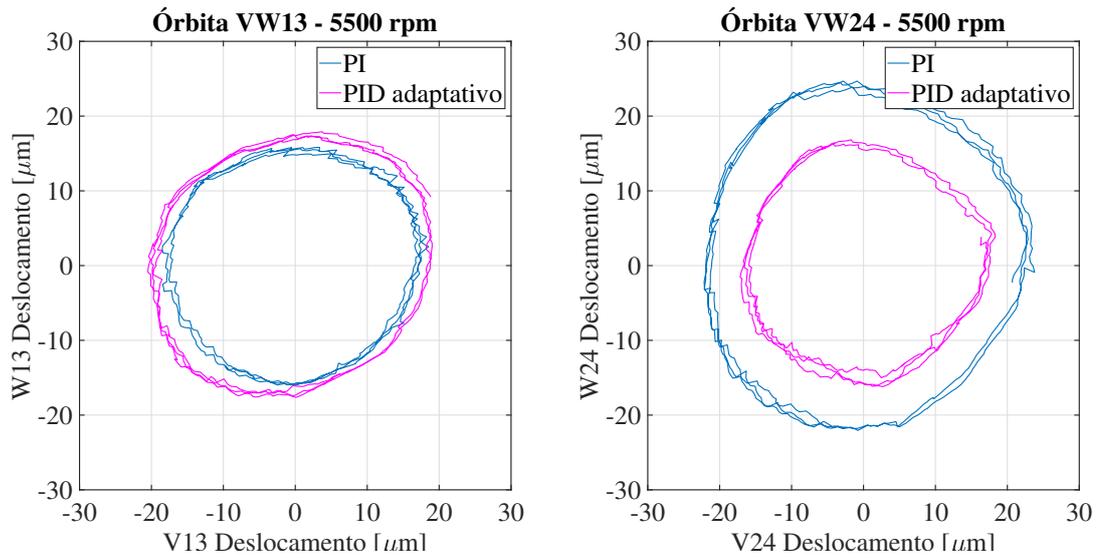


Figura 4.16: Órbitas em 5500 rpm

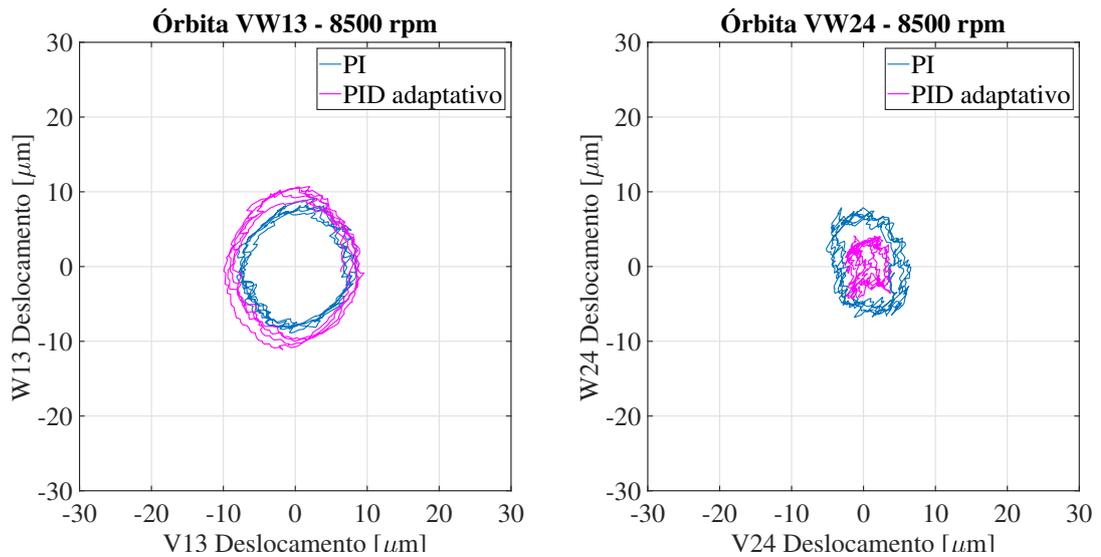


Figura 4.17: Órbitas em 8500 rpm

5500 rpm), pouco acima (a 8500 rpm) e na velocidade máxima de operação (a 12000 rpm). Observa-se que em todas as velocidades analisadas o controlador PID adaptativo obteve amplitudes de deslocamento próximas às que foram obtidas com o PI para os mancais do lado acoplado (eixos V13 e W13) e uma atenuação de vibração de cerca de 40% nos mancais do lado livre (eixos V24 e W24).

Através das Fig. 4.22 a Fig. 4.25 é possível observar o comportamento de vibração do sistema na faixa de operação de 0 a 12000 rpm. Esta análise gráfica evidencia que o controlador PID adaptativo consegue manter a máquina operando na zona A em toda a

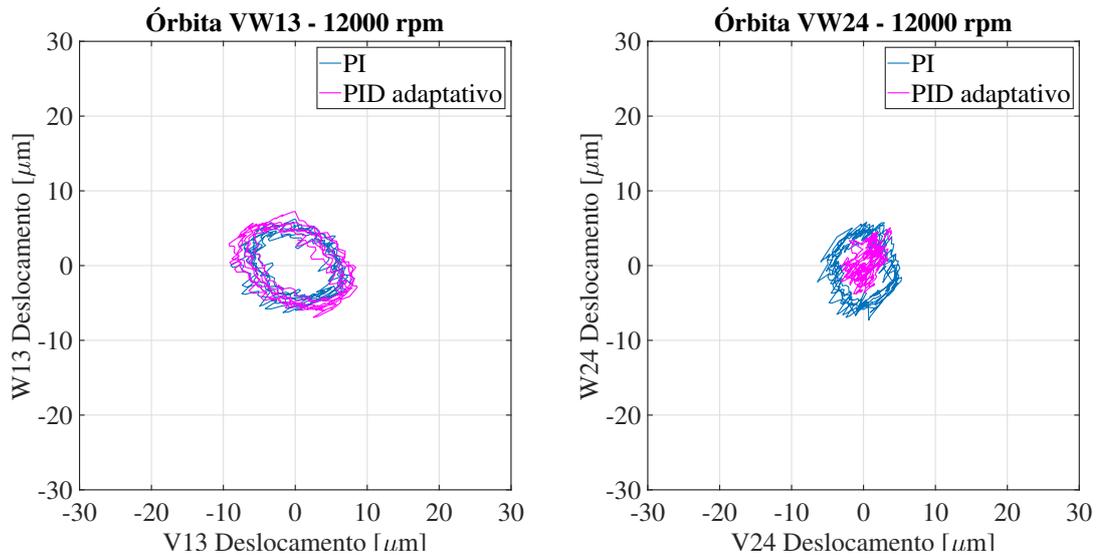


Figura 4.18: Órbitas em 12000 rpm

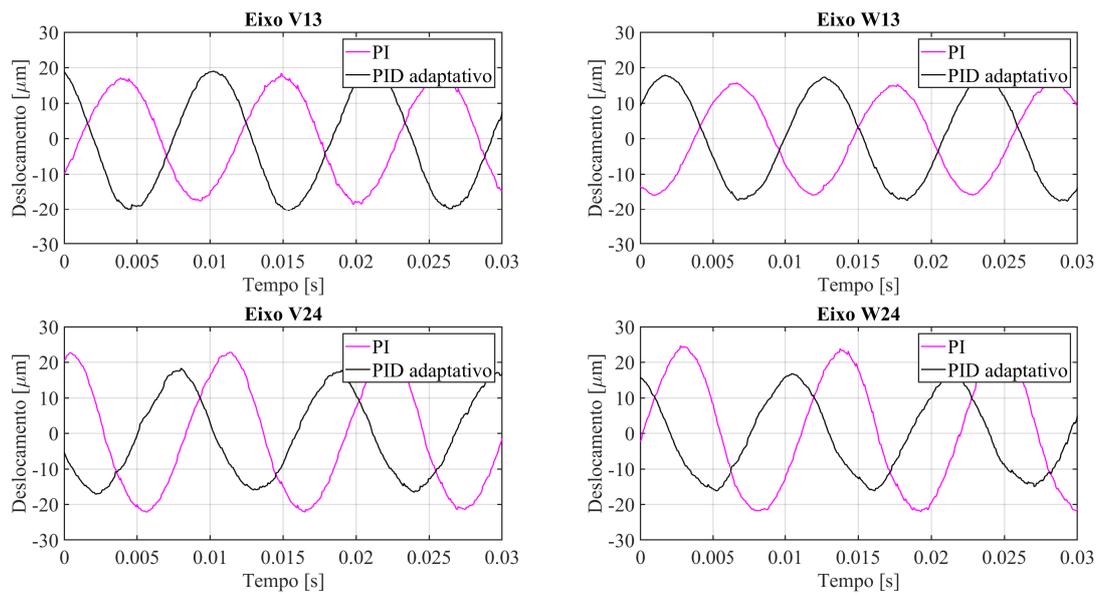


Figura 4.19: Resposta no tempo a 5500 rpm

faixa de operação e com níveis de amplitude inferiores aos apresentados pelo controlador PI.

#### 4.4.4 Resposta ao desbalanceamento

Para avaliar a resposta dinâmica ao desbalanceamento é utilizada uma combinação das normas API:617 (2016) e API:617 (2016), como proposto por Swanson et al. (2008), pois os critérios de classificação da severidade de vibração empregados para máquinas

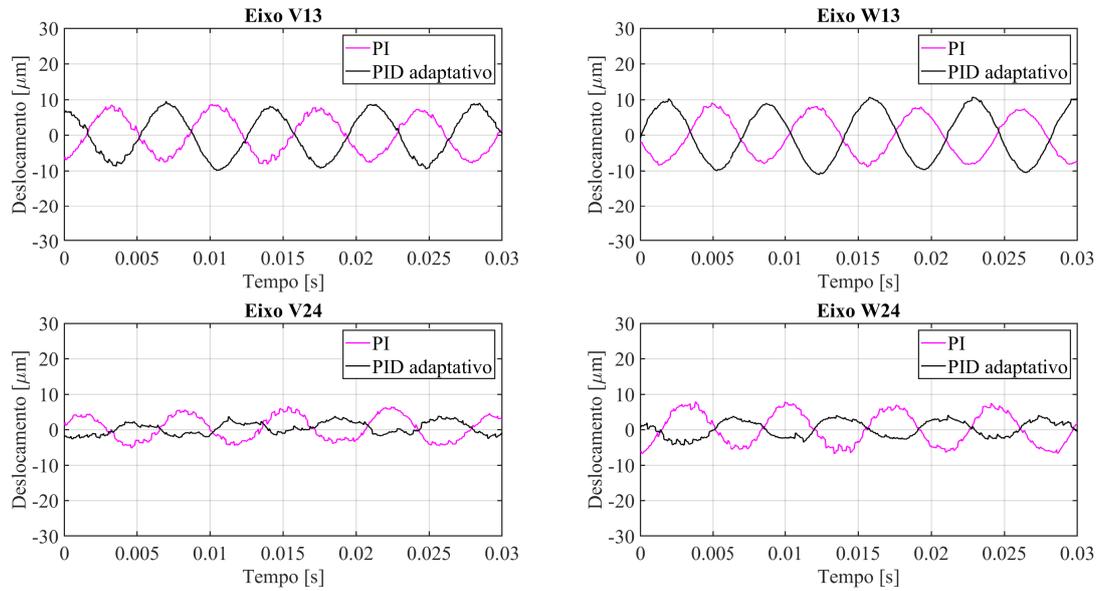


Figura 4.20: Resposta no tempo a 8500 rpm

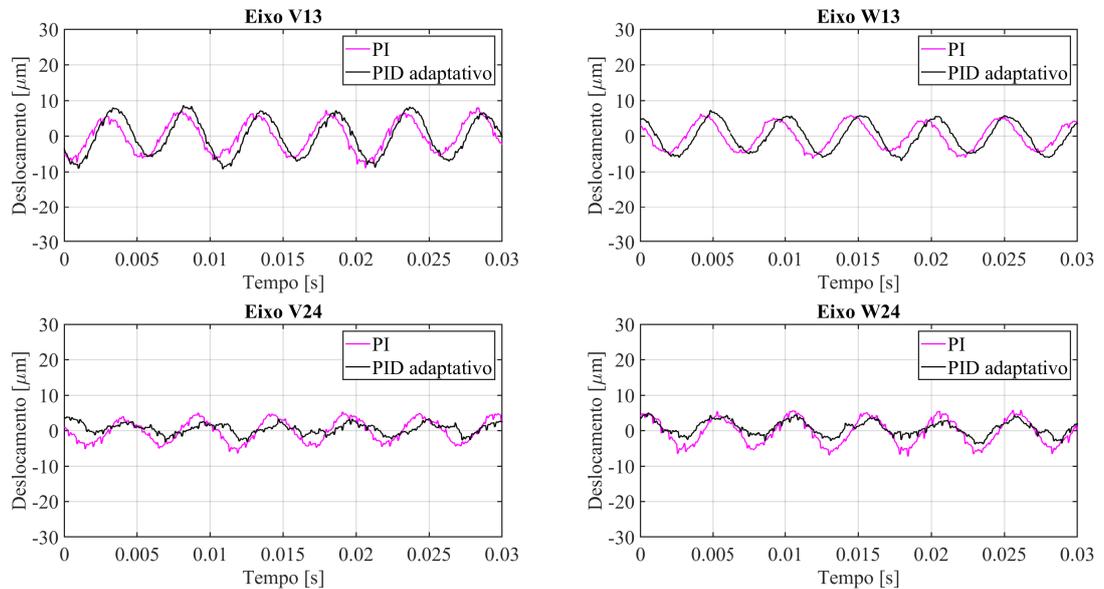


Figura 4.21: Resposta no tempo a 12000 rpm

rotativas com mancais convencionais, baseados na velocidade de rotação, tais como os definidos pelas normas ISO14839-4:2012 (2012), API:617 (2016) e API:617 (2016), não se aplicam diretamente a sistemas rotativos suportados por MMA's.

Desta forma, lança-se mão das normas API 684 e API 617, pois fornecem diretrizes bastante claras a respeito da condução das análises necessárias para prever as amplitudes

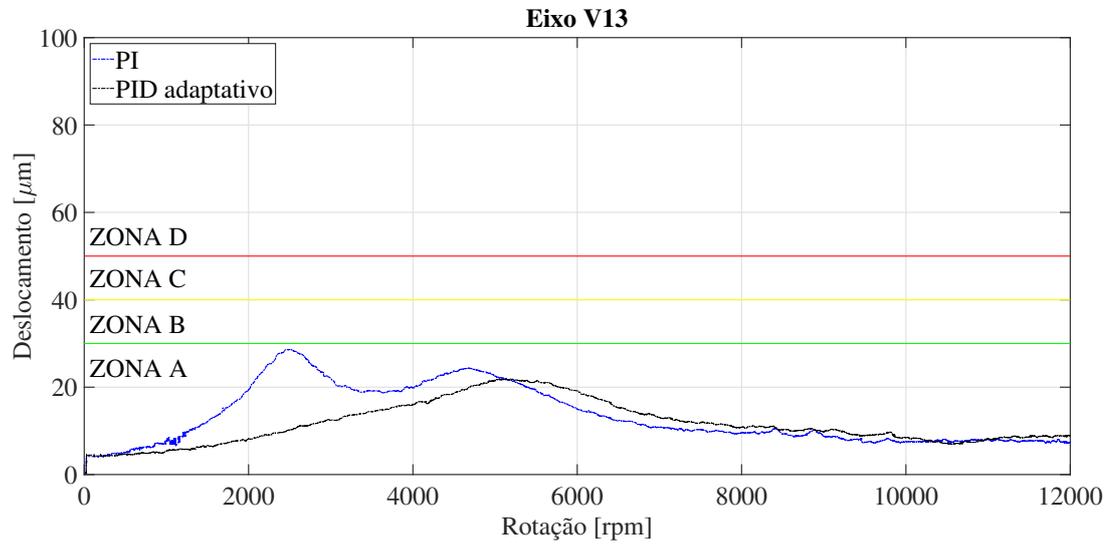


Figura 4.22: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm

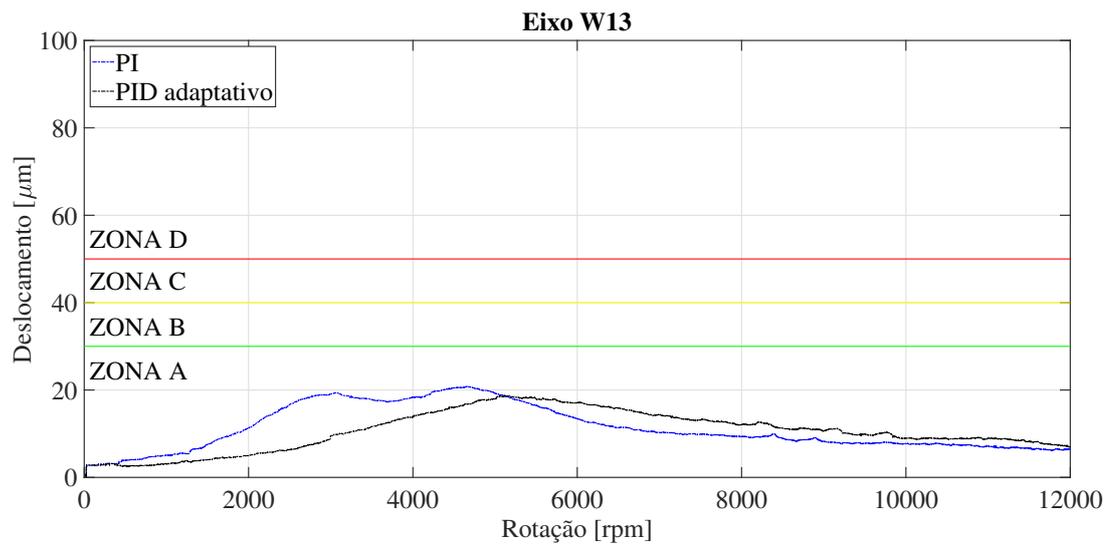


Figura 4.23: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm

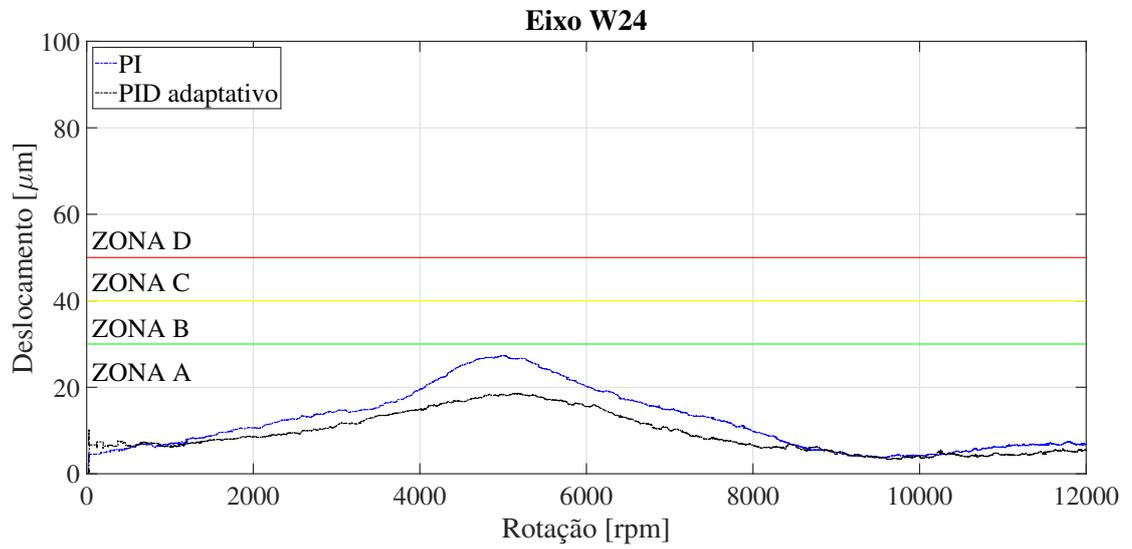


Figura 4.24: Amplitude de vibrao do sistema de 0 a 12000 rpm

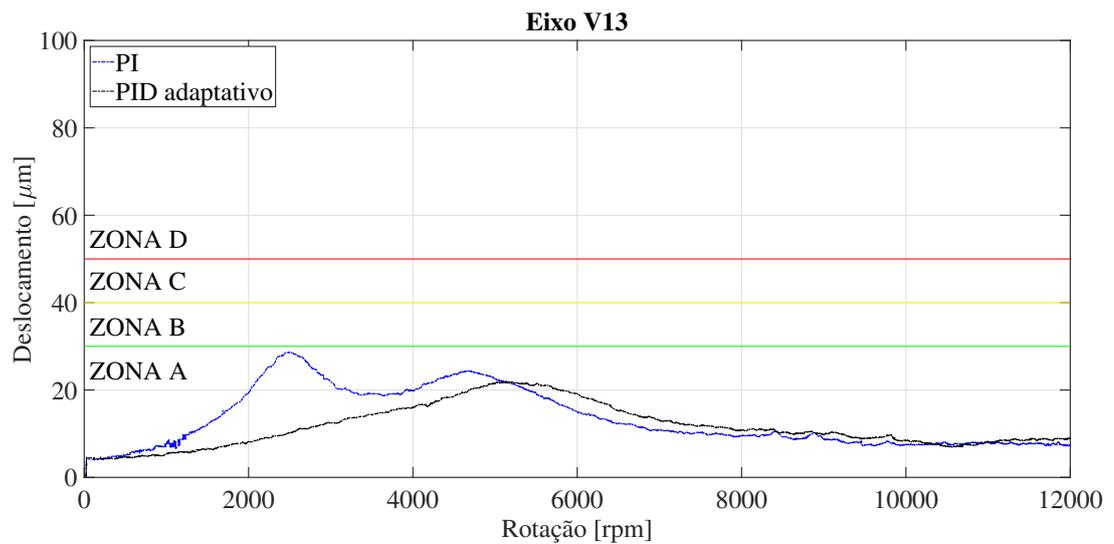


Figura 4.25: Amplitude de vibrao do sistema de 0 a 12000 rpm

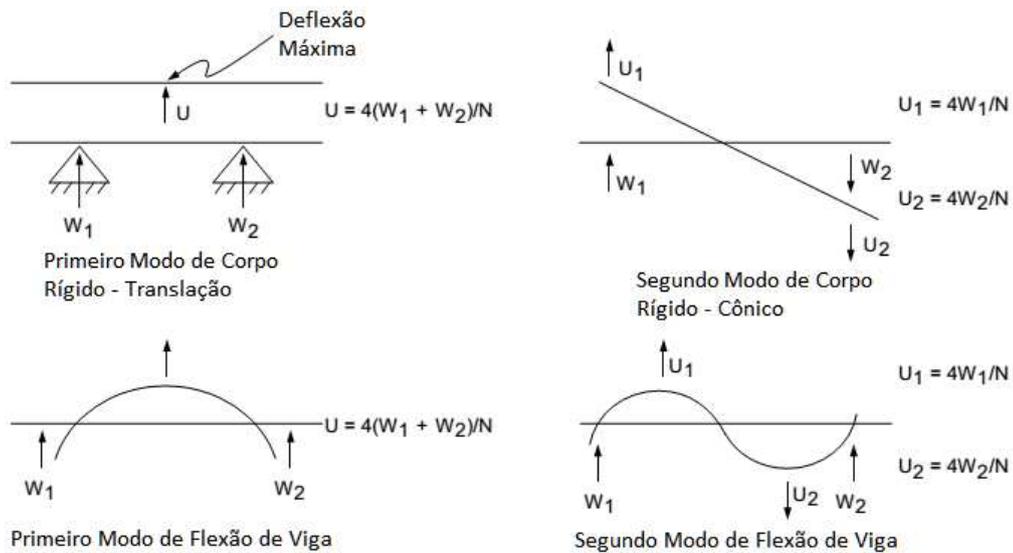


Figura 4.26: Cálculos dos desbalanceamentos e sua Localização axial (Norma API 684)

a serem desenvolvidas pelo sistema, principalmente durante a passagem pelas velocidades críticas, assumindo que o rotor está sujeito a condições desfavoráveis de desbalanceamento. A partir daí, emprega-se os critérios definidos pela norma ISO 14839-2 para avaliar a severidade da vibração e determinar a condição da máquina.

De acordo com a Norma API 684, 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. Desta maneira, garante-se que os modos selecionados serão excitados de forma satisfatória durante o processo de aceleração do rotor (*runup*). Por fim, define-se a quantidade de desbalanceamento a ser adicionado com base na Eq.(4.8):

$$U_B = \frac{6350 W}{N} \quad (4.8)$$

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.

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  $8U_B$ , que deve ser posicionado próximo ao centro do eixo. De maneira análoga, 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

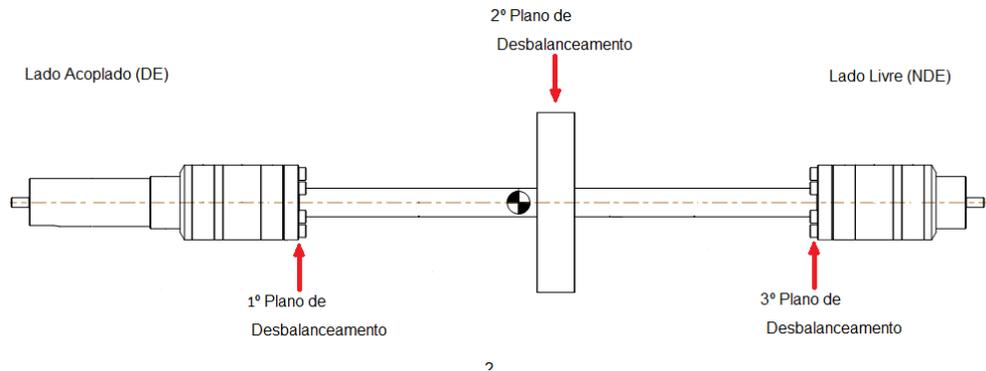


Figura 4.27: Localização dos Planos de Desbalanceamento/Correção

antissimétricos, é necessário que o ângulo de fase entre eles seja de 180.

Neste momento 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.

Em conformidade com as recomendações da Norma API 684, a seguinte condição de desbalanceamento foi analisada: rotor com um desbalanceamento de  $8U_B = 8 \frac{6350(4,52)}{12000} = 19,13 g \cdot mm$ , posicionado no disco central, ou seja, no 2 plano da Fig. 4.26.

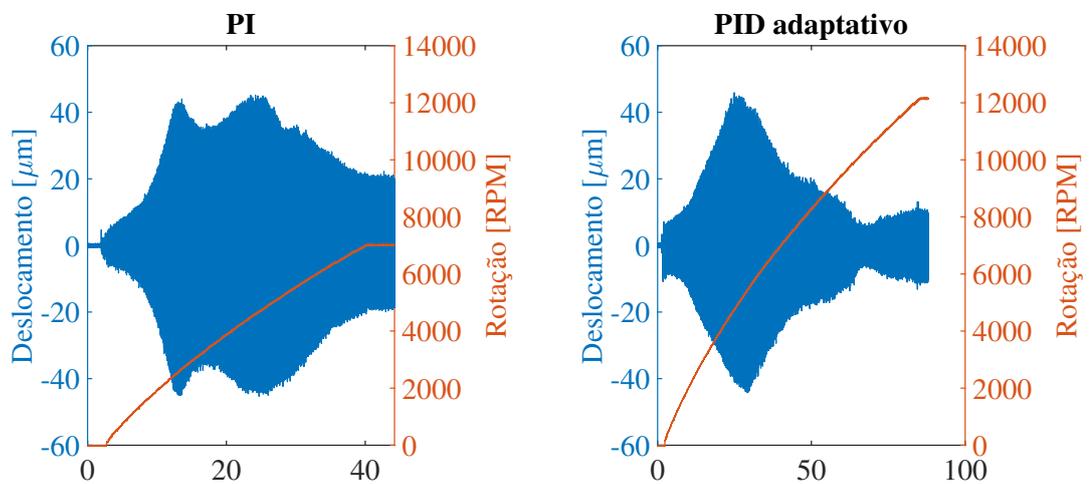


Figura 4.28: *Run-up* com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo V13)

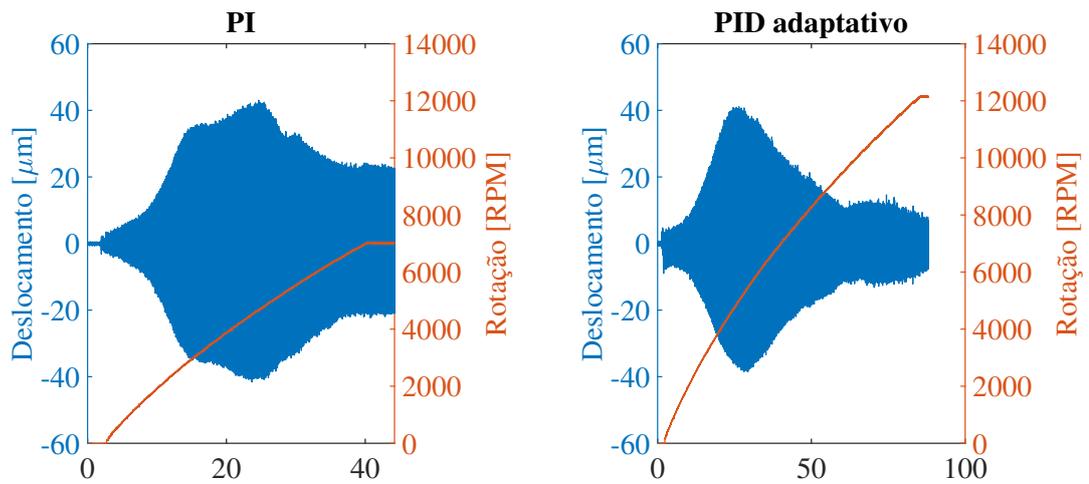


Figura 4.29: *Run-up* com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo W13)

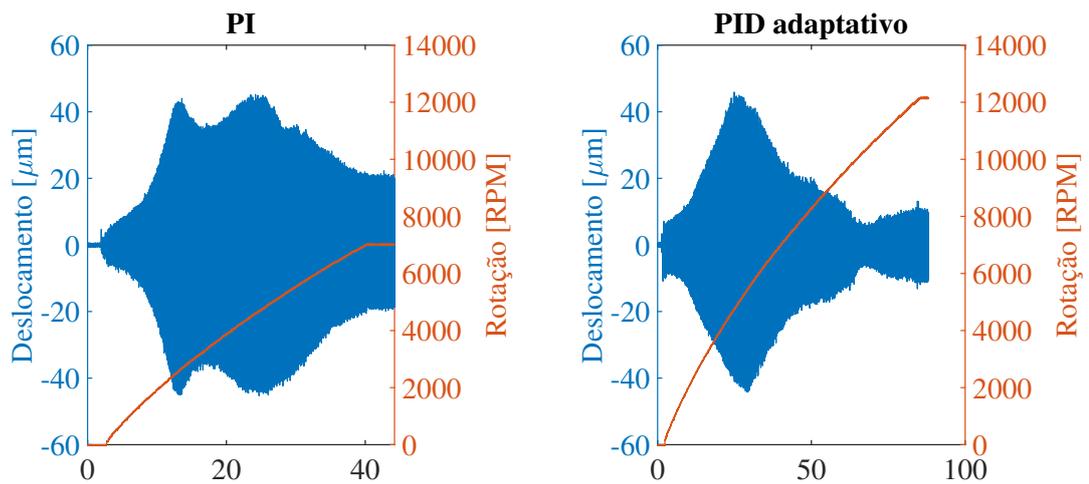


Figura 4.30: *Run-up* com desbalanceamento – Lado livre (eixo V24)

Ao realizar a análise utilizando o desbalanceamento apresentado anteriormente, notou-se que o controlador PI não foi capaz de ultrapassar o primeiro modo flexível do rotor e, para garantir segurança, optou-se por limitar a faixa de análise entre 0 e 7000 rpm para este controlador. Já o controlador PID adaptativo conseguiu manter o sistema operando em segurança entre 0 e 12000 rpm. Com relação ao *run-up* realizado com desbalanceamento, o controlador PID adaptativo manteve a tendência observada na seção anterior, tendo apresentado resultados superiores aos obtidos com o controlador PI.

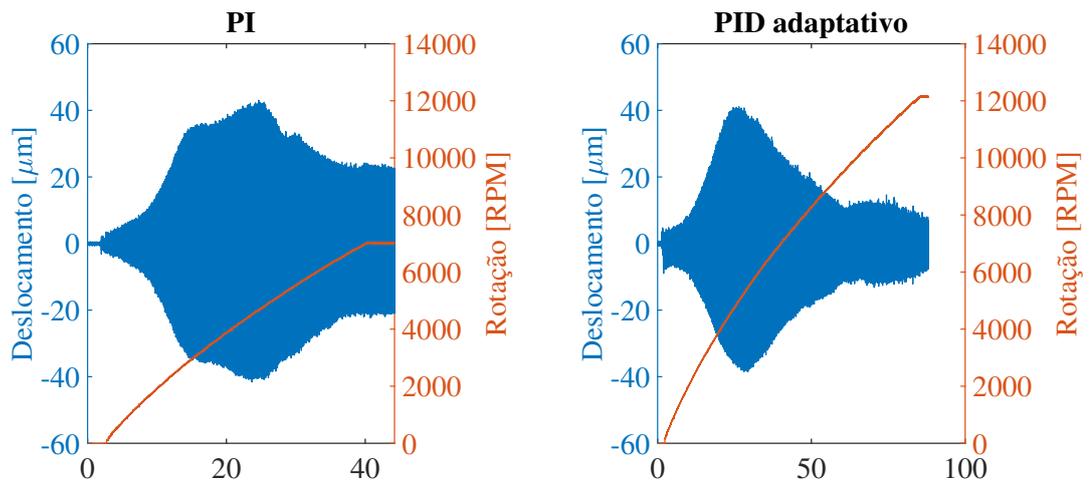


Figura 4.31: *Run-up* com desbalanceamento – Lado livre (eixo W24)

#### 4.4.5 Análise em regime transiente

Por fim, foi realizada uma análise para avaliar o tempo de estabilização do sistema partindo do repouso até a o *setpoint* dos MMA's que foi configurado para o centro dos mancais.

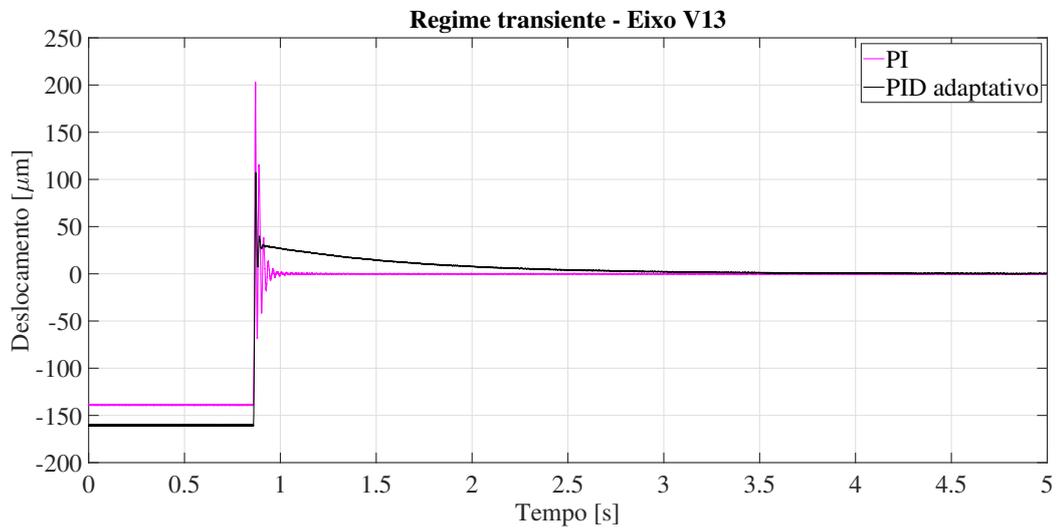


Figura 4.32: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo V13)

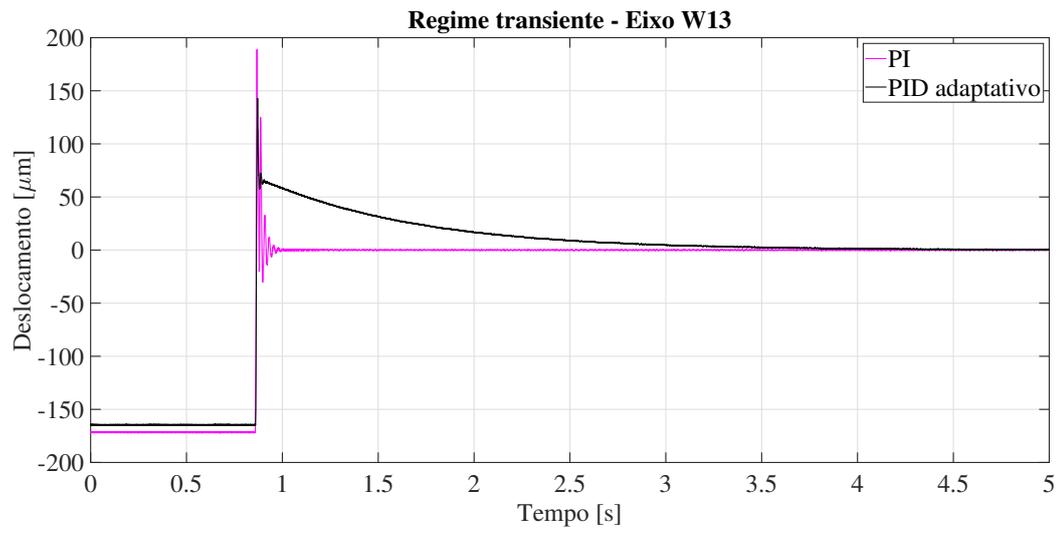


Figura 4.33: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo W13)

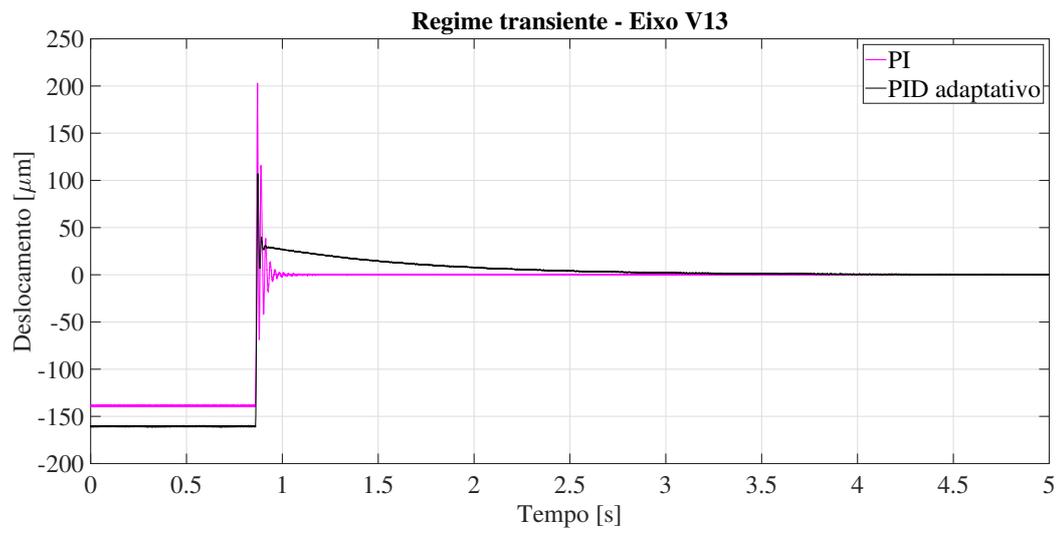


Figura 4.34: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo V24)

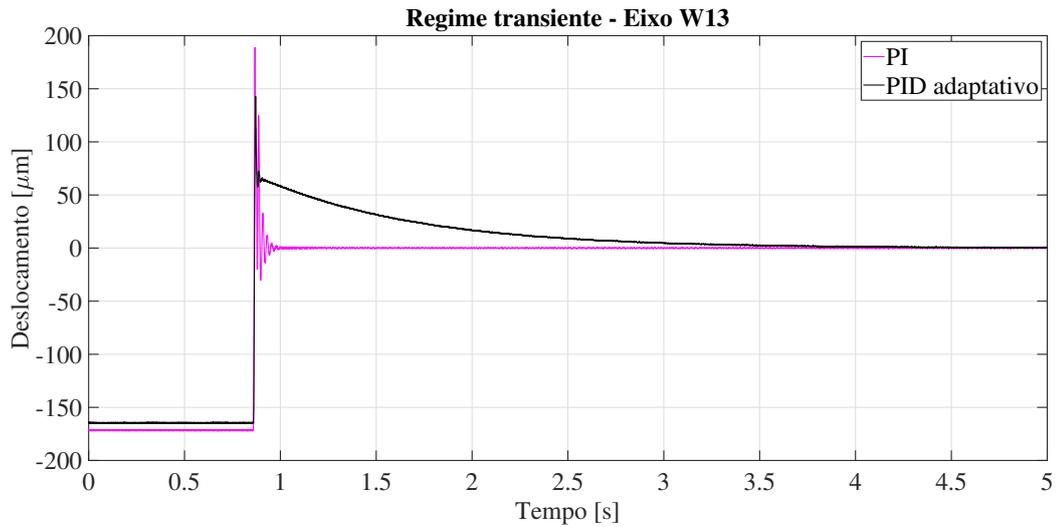


Figura 4.35: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo W24)

Novamente, o controlador PID adaptativo apresentou resultados melhores comparados com os do controlador PI, apesar do tempo de estabilização do PI ser aproximadamente 26 vezes menor que o do PID adaptativo, sendo que este não é o fator mais importante a ser analisado. Em todos os eixos o controlador PI leva a um *overshoot* muito elevado se comparado ao PID adaptativo. Observe que na Fig. 4.34 o *overshoot* chega a  $275 \mu m$ , ou seja, chega a tocar o interior do mancal de rolamentos auxiliar que possui uma folga de  $100 \mu m$ . Ao se transferir esta situação para equipamentos industriais, lembra-se que partidas com elevados picos de vibração podem danificar alguns dos selos da máquina.

#### 4.5 Metamodelagem Kriging

Uma vez que o controlador PID adaptativo apresentou bons resultados nas análises apresentadas na seção 4.4, optou-se pela criação de um metamodelo Kriging a partir deste controlador. Em seguida, os resultados experimentais da utilização deste metamodelo são analisados utilizando as mesmas métricas aplicadas na comparação entre o controlador PI e o controlador PID adaptativo.

Os dados utilizados para criar o metamodelo Kriging foram obtidos na velocidade com maior amplitude de deslocamento, através da Fig. 4.23 e Fig. 4.25, observando que na faixa entre 5000 e 6000 rpm o sistema possui as maiores amplitudes de deslocamento. Com isso foi feita a aquisição de dados de entrada (Deslocamento [ $\mu m$ ]) e saída dos controladores PID adaptativo (Corrente [ $A$ ]) para cada um dos eixos. A amostragem foi feita com uma taxa de aquisição de  $19,639 kHz$ . A velocidade de rotação escolhida para gerar o metamodelo foi de 5500 rpm. Com base na taxa de aquisição utilizada sabemos que, para cada volta do rotor, são necessários pelo menos 215 pontos.

Tabela 4.6: Funções de correlação – Eixo V13

SAÍDA V13				
Número de pontos	Métricas	CORRELAÇÃO		
		LINEAR	GAUSSIANA	EXPONENCIAL
231	$\Sigma$ ERRO	41.569877	44.493747	41.757081
	$\Sigma$ ERRO REL	193.21	200.10	192.63
	ERRO MÉDIO	0.075444	0.080751	0.075784
	ERRO MÉDIO REL	0.350657	0.363136	0.349615
77	$\Sigma$ ERRO	42.569983	35.352803	41.428166
	$\Sigma$ ERRO REL	196.03	158.11	189.82
	ERRO MÉDIO	0.077259	0.064161	0.075187
	ERRO MÉDIO REL	0.355772	0.286954	0.344497
33	$\Sigma$ ERRO	41.833515	35.242721	41.417204
	$\Sigma$ ERRO REL	186.78	159.03	186.83
	ERRO MÉDIO	0.075923	0.063961	0.075167
	ERRO MÉDIO REL	0.338988	0.288619	0.339080
8	$\Sigma$ ERRO	38.345978	42.383865	37.429749
	$\Sigma$ ERRO REL	167.70	177.66	165.40
	ERRO MÉDIO	0.069593	0.076922	0.067931
	ERRO MÉDIO REL	0.304357	0.322431	0.300176

Para selecionar um metamodelo que seja capaz de representar de maneira fidedigna o sistema original foram analisadas quatro amostras com diferentes números de pontos em cada, com 231 pontos, 77 pontos, 33 pontos e com 8 pontos. A partir destas amostras, foram gerados os metamodelos.

As funções de correlação que foram utilizadas em cada um dos metamodelos foram selecionadas a partir das métricas de erro apresentadas nas Tab. 4.6 a 4.9, comparando o sinal de saída do metamodelo com o sinal de saída do controlador PID adaptativo utilizado como referência, quando ambos são alimentados com os mesmos dados de entrada.

Um metamodelo foi escolhido para comparação com o PID adaptativo nas análises de performance. Neste sentido, foi selecionado o metamodelo com 8 pontos. Após comparação envolvendo as respostas dos quatro metamodelos nota-se que todos são capazes de representar o controlador de maneira satisfatória; sendo assim, o critério de escolha

Tabela 4.7: Funções de correlação – Eixo W13

SAÍDA W13				
Número de pontos	Métricas	CORRELAÇÃO		
		LINEAR	GAUSSIANA	EXPONENCIAL
231	$\Sigma$ ERRO	40.080063	37.616644	39.614475
	$\Sigma$ ERRO REL	83.39	78.44	82.01
	ERRO MÉDIO	0.072741	0.068270	0.071896
	ERRO MÉDIO REL	0.151336	0.142361	0.148830
77	$\Sigma$ ERRO	43.764881	32.307556	40.040724
	$\Sigma$ ERRO REL	88.80	66.55	82.30
	ERRO MÉDIO	0.079428	0.058634	0.072669
	ERRO MÉDIO REL	0.161163	0.120772	0.149363
33	$\Sigma$ ERRO	40.500957	34.399813	39.994871
	$\Sigma$ ERRO REL	83.99	70.25	82.82
	ERRO MÉDIO	0.073504	0.062432	0.072586
	ERRO MÉDIO REL	0.152433	0.127490	0.150302
8	$\Sigma$ ERRO	37.226664	54.052423	36.561070
	$\Sigma$ ERRO REL	77.00	110.33	75.87
	ERRO MÉDIO	0.067562	0.098099	0.066354
	ERRO MÉDIO REL	0.139747	0.200247	0.137708

foi o custo computacional para o processamento que, conforme esperado, diminui com a redução do tamanho do metamodelo.

#### 4.5.1 *Análise em regime permanente*

Seguindo os mesmos critérios apresentados na seção 4.4.3, o metamodelo foi analisado conforme as órbitas e as respostas temporais. Neste ponto é desejável que o metamodelo seja capaz de controlar os MMA's mantendo níveis de deslocamento próximos aos do PID adaptativo que foi utilizado para gerar o metamodelo em questão.

Nas Fig. 4.39 a Fig. 4.41 observa-se que o metamodelo apresentou uma representatividade satisfatória comparado ao controlador PID adaptativo, sendo que na Fig. 4.36 verifica-se que este metamodelo possui níveis de deslocamento inferiores aos apresentados

Tabela 4.8: Funções de correlação – Eixo V24

SAÍDA V24				
Número de pontos	Métricas	CORRELAÇÃO		
		LINEAR	GAUSSIANA	EXPONENCIAL
231	$\Sigma$ ERRO	35.614898	29.414624	33.117244
	$\Sigma$ ERRO REL	1877.00	1004.99	1916.06
	ERRO MÉDIO	0.064637	0.053384	0.060104
	ERRO MÉDIO REL	3.406534	1.823950	3.477425
77	$\Sigma$ ERRO	32.457694	29.804388	32.084405
	$\Sigma$ ERRO REL	1087.20	1615.78	1225.31
	ERRO MÉDIO	0.058907	0.054091	0.058229
	ERRO MÉDIO REL	1.973146	2.932453	2.223798
33	$\Sigma$ ERRO	32.724964	28.972694	32.290607
	$\Sigma$ ERRO REL	1342.69	1310.62	1341.57
	ERRO MÉDIO	0.059392	0.052582	0.058604
	ERRO MÉDIO REL	2.436837	2.378631	2.434793
8	$\Sigma$ ERRO	31.897554	40.971507	31.192984
	$\Sigma$ ERRO REL	20366.68	1974.49	2016.97
	ERRO MÉDIO	0.057890	0.074358	0.056612
	ERRO MÉDIO REL	3.696312	3.583484	3.660580

pelo PID adaptativo no lado acoplado (eixo VW24).

Os níveis de amplitude de vibração do metamodelo permitem sua classificação na zona A em toda a faixa de operação, segundo a norma ISO 14839-2.

#### 4.5.2 Resposta ao desbalanceamento

Ao realizar a análise de resposta ao desbalanceamento observa-se uma das deficiências do metamodelo que foi projetado no intervalo de amplitude de vibração de  $30 \mu m$ . Assim, ao ser submetido às forças de desbalanceamento, este não conseguiu manter a estabilidade do sistema como mostram as Fig. 4.48 e 4.49.

Tabela 4.9: Funções de correlação – Eixo W24

SAÍDA W24				
Número de pontos	Métricas	CORRELAÇÃO		
		LINEAR	GAUSSIANA	EXPONENCIAL
231	$\Sigma$ ERRO	44.390591	32.159858	44.480188
	$\Sigma$ ERRO REL	144.41	108.71	144.56
	ERRO MÈDIO	0.080564	0.058366	0.080726
	ERRO MEDIO REL	0.262103	0.197306	0.262367
77	$\Sigma$ ERRO	43.029178	30.234351	43.174841
	$\Sigma$ ERRO REL	140.97	102.02	140.07
	ERRO MÈDIO	0.078093	0.054872	0.078357
	ERRO MEDIO REL	0.255848	0.185150	0.254215
33	$\Sigma$ ERRO	42.897612	30.196660	40.890892
	$\Sigma$ ERRO REL	143.08	101.19	137.55
	ERRO MÈDIO	0.077854	0.054803	0.074212
	ERRO MEDIO REL	0.260269	0.183661	0.249635
8	$\Sigma$ ERRO	34.803559	534.151580	33.163343
	$\Sigma$ ERRO REL	119.73	1962.90	114.62
	ERRO MÈDIO	0.063164	0.969422	0.060188
	ERRO MEDIO REL	0.217296	3.562431	0.208032

#### 4.5.3 Análise em regime transiente

Por fim foi realizada uma análise para avaliar o tempo de estabilização do sistema partindo do repouso até o *setpoint* dos MMA's, sendo este configurado para o centro dos mancais.

Neste aspecto o metamodelo proposto apresentou resultados significativamente melhores que aqueles obtidos a partir do controlador PID adaptativo. O metamodelo foi capaz de estabilizar o sistema após aproximadamente 80 ms, ou seja, num tempo cerca de 40 vezes menor que o do PID adaptativo, embora não seja este o fator mais importante a ser analisado. Observa-se na Fig. 4.51 que o metamodelo possui o maior nível de *overshoot* no eixo W13. Mesmo assim, o valor de *overshoot* é de 30% do *overshoot* verificado para o controle PID adaptativo; na Fig. 4.52 nota-se a ausência de *overshoot* na partida do sistema,

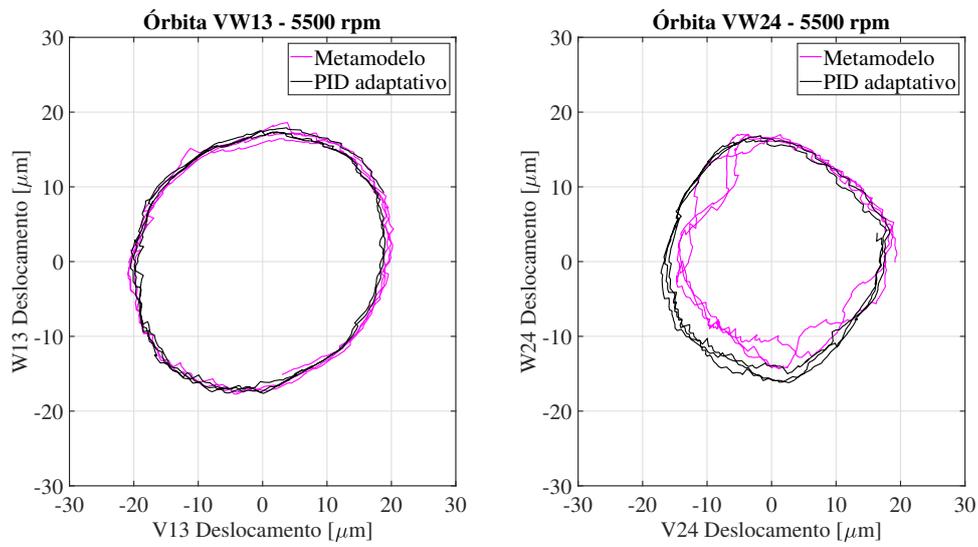


Figura 4.36: Órbitas em 5500 rpm

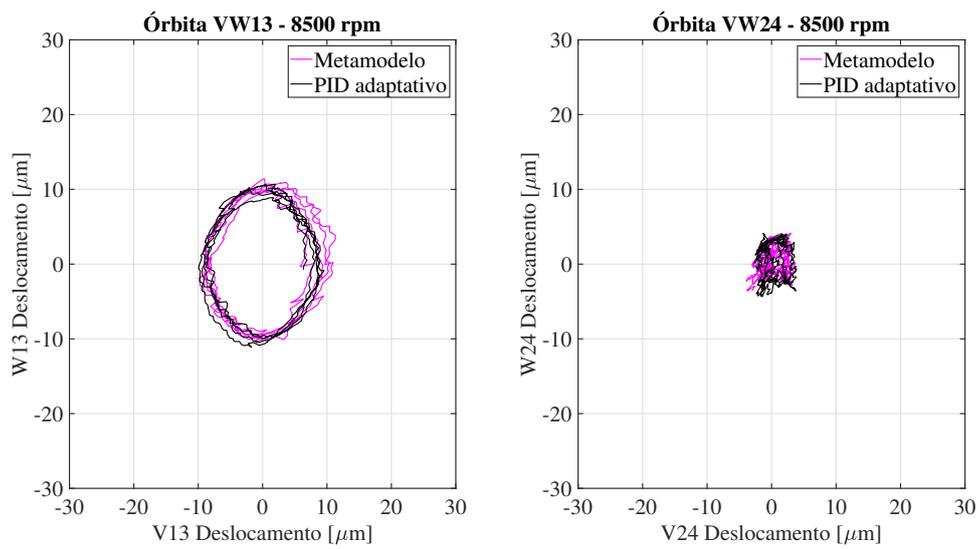


Figura 4.37: Órbitas em 8500 rpm

o que é satisfatório quando aliado à alta velocidade de estabilização do metamodelo.

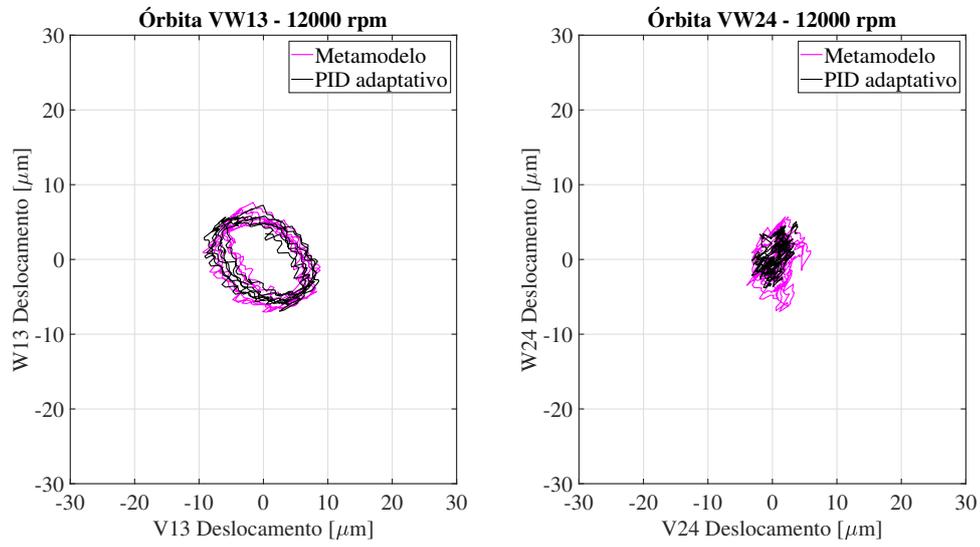


Figura 4.38: Órbitas em 12000 rpm

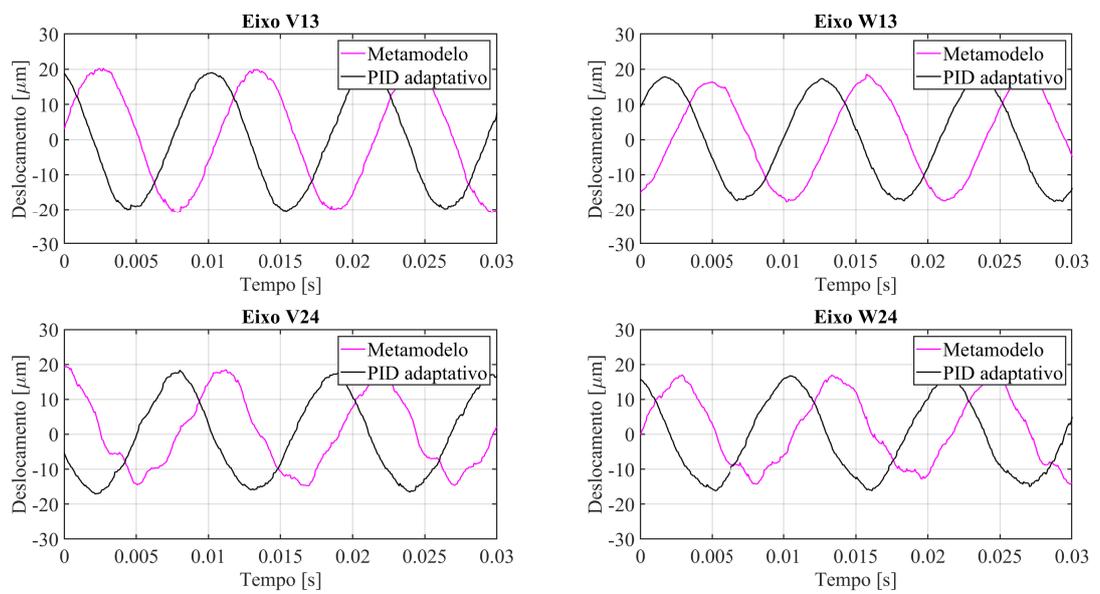


Figura 4.39: Resposta no tempo a 5500 rpm

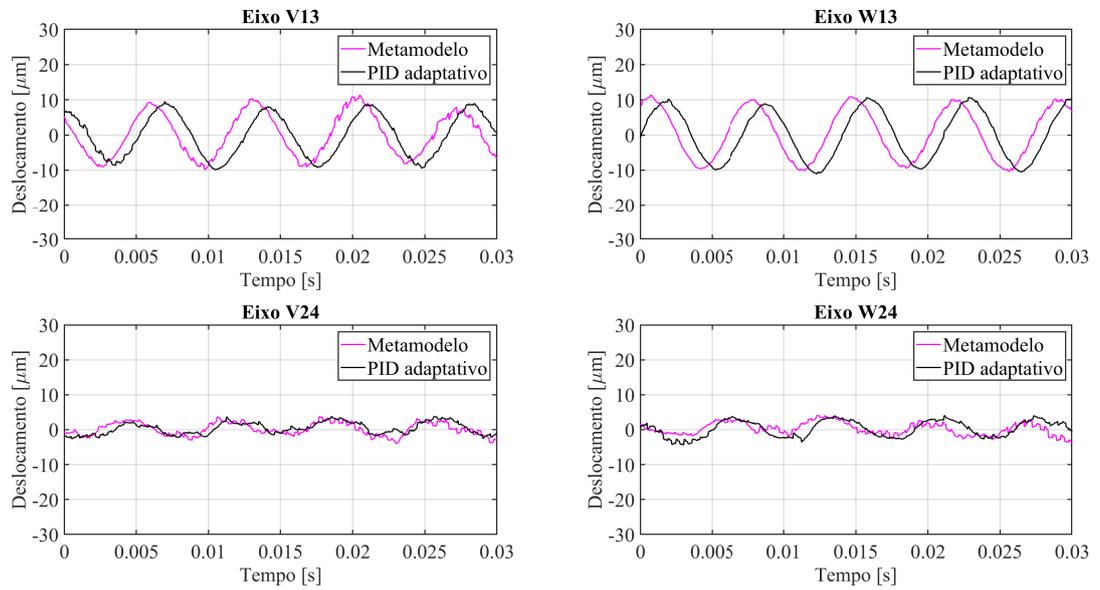


Figura 4.40: Resposta no tempo a 8500 rpm

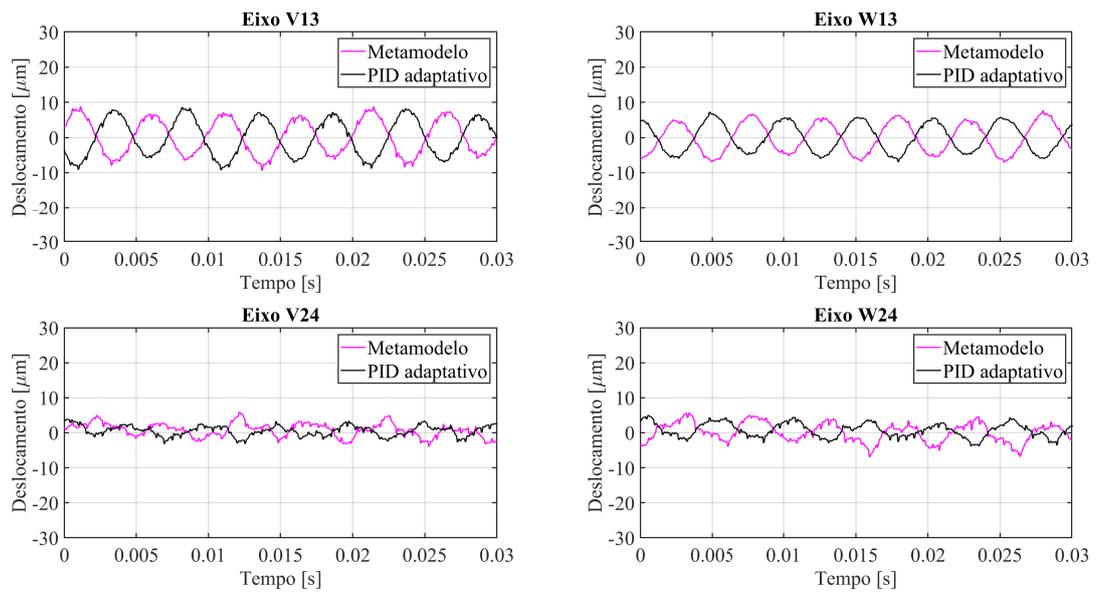


Figura 4.41: Resposta no tempo a 12000 rpm

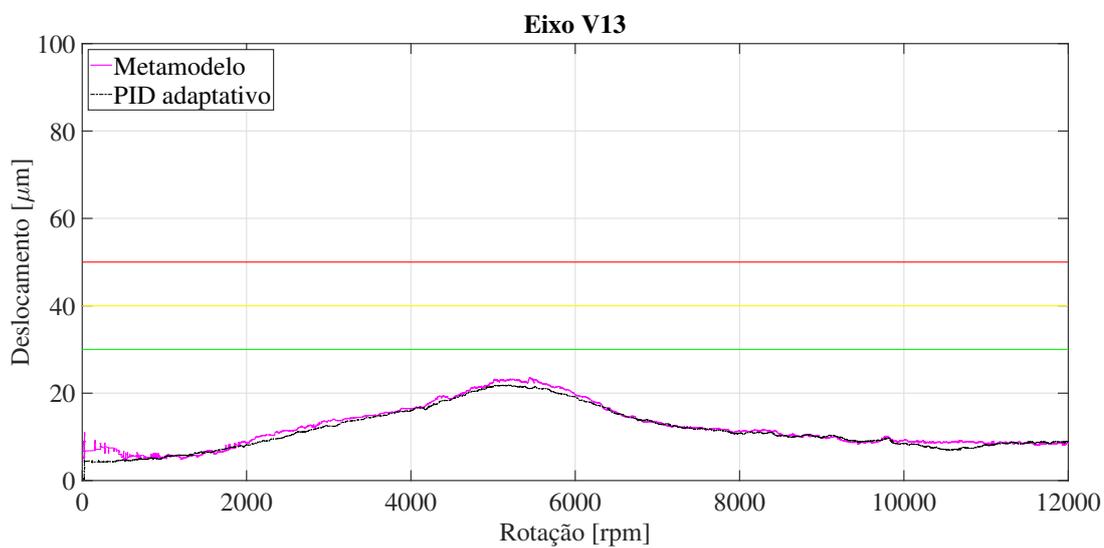


Figura 4.42: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm

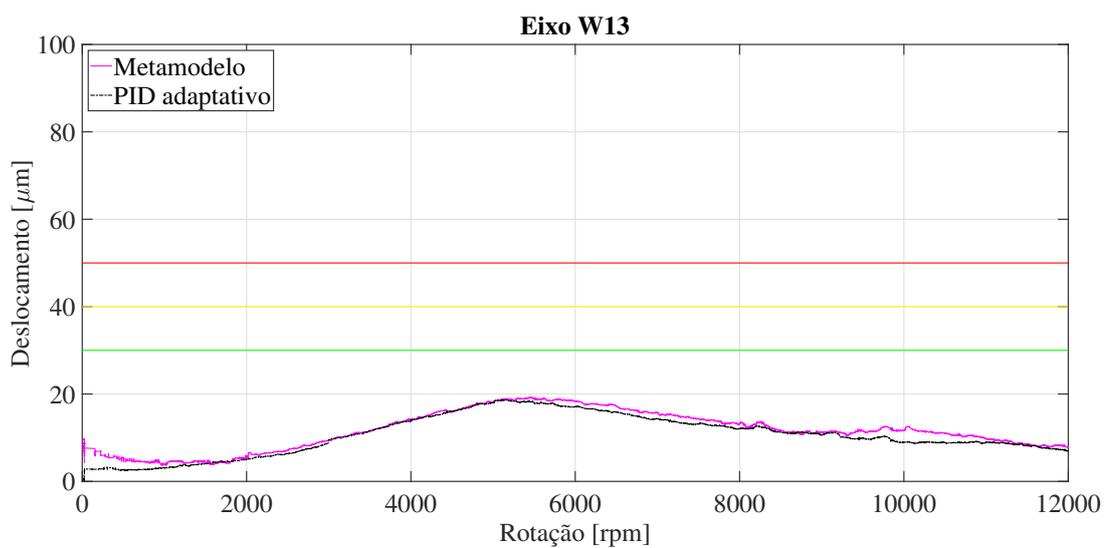


Figura 4.43: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm

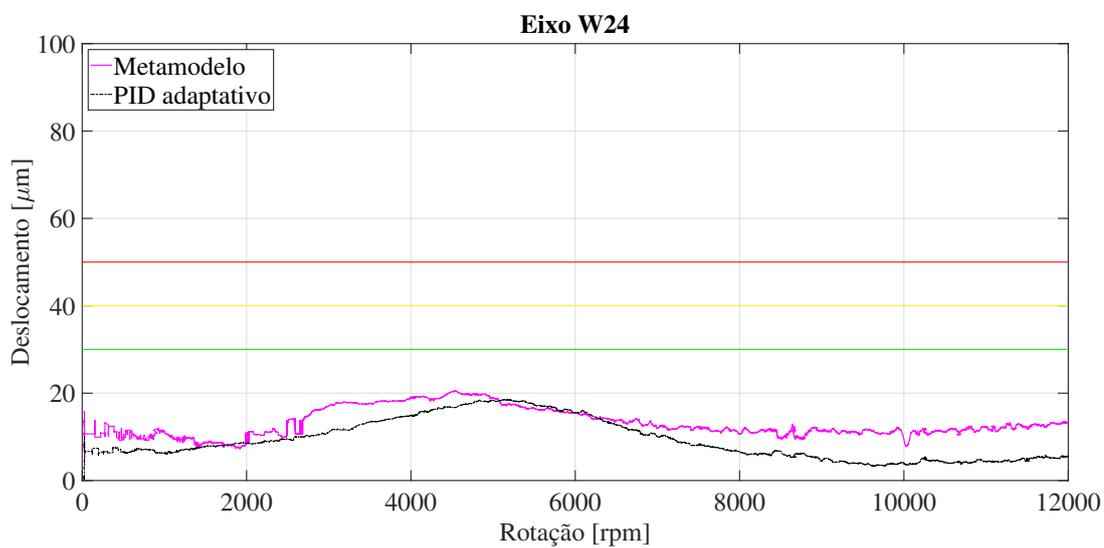


Figura 4.44: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm

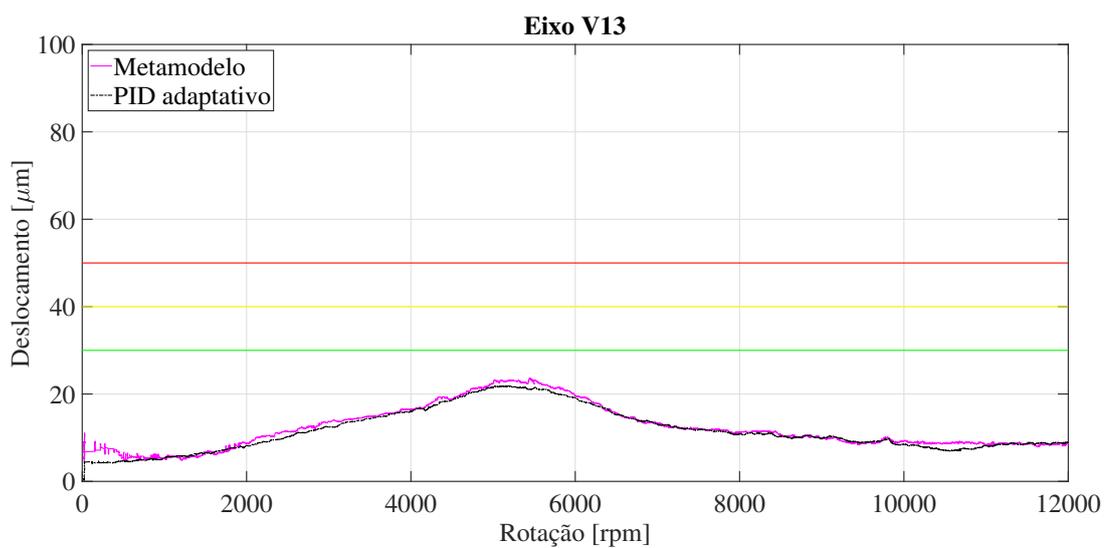


Figura 4.45: Amplitude de vibração do sistema de 0 a 12000 rpm

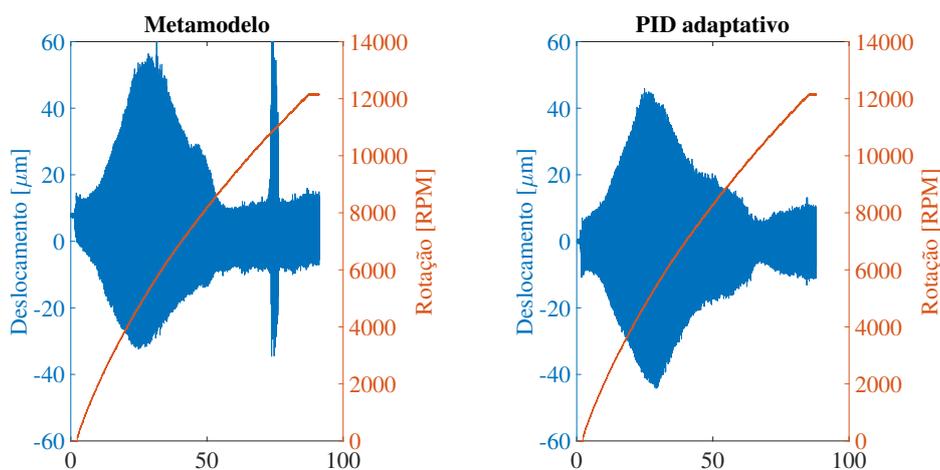


Figura 4.46: *Run-up* com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo V13)

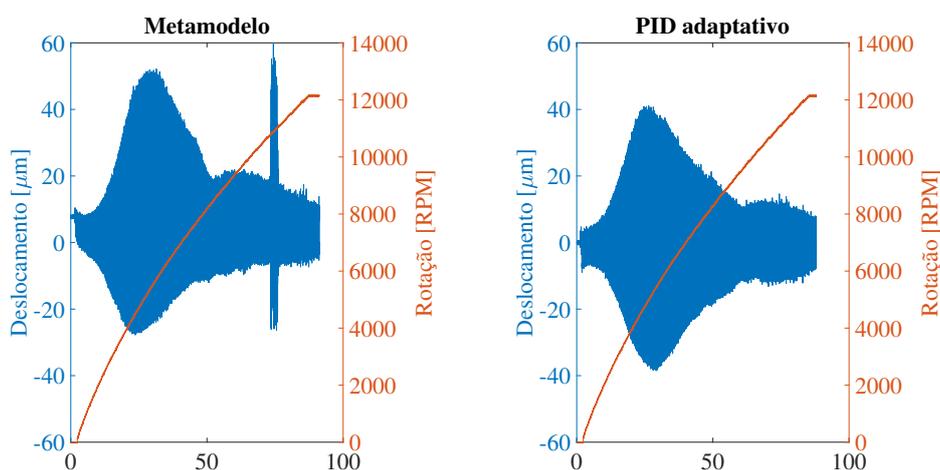


Figura 4.47: *Run-up* com desbalanceamento – Lado acoplado (eixo W13)

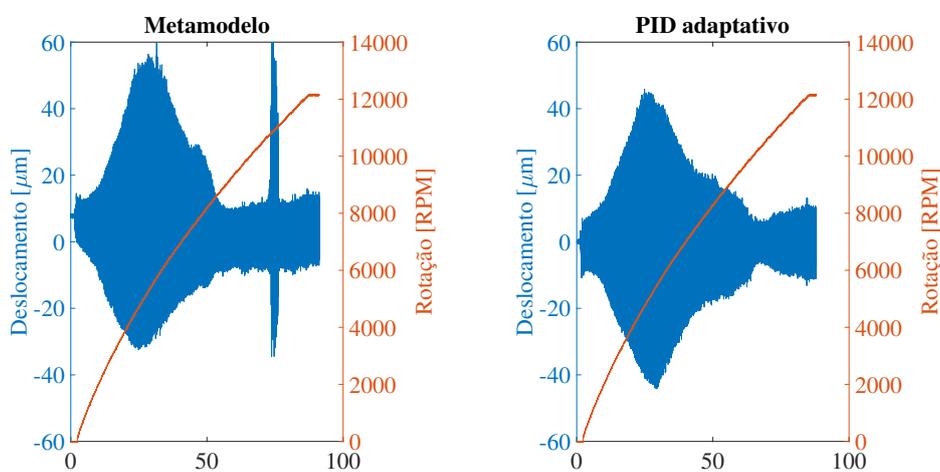


Figura 4.48: *Run-up* com desbalanceamento – Lado livre (eixo V24)

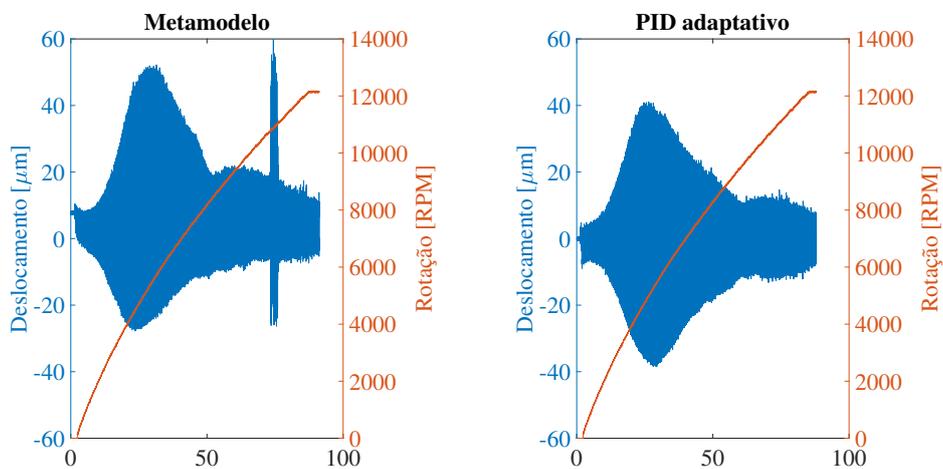


Figura 4.49: *Run-up* com desbalanceamento – Lado livre (eixo W24)

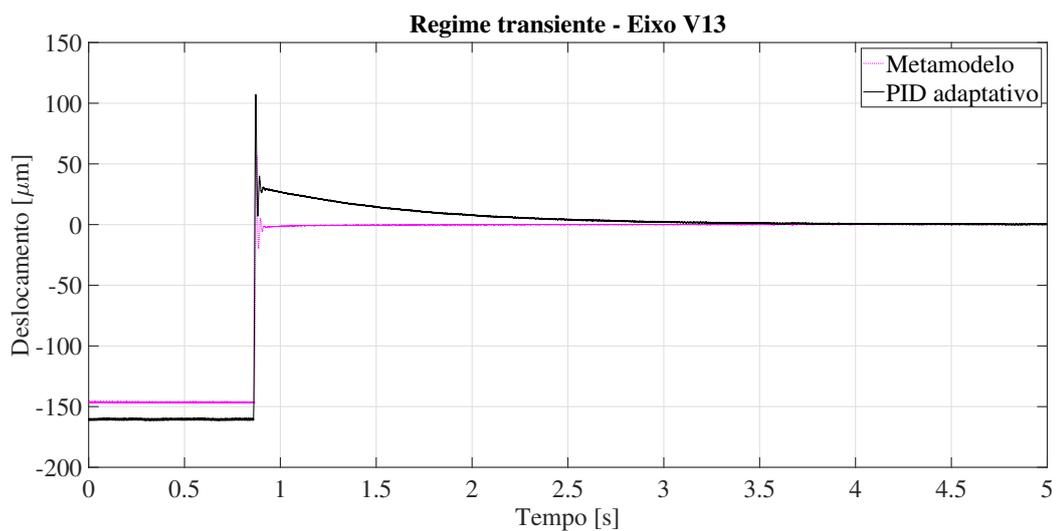


Figura 4.50: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo V13)

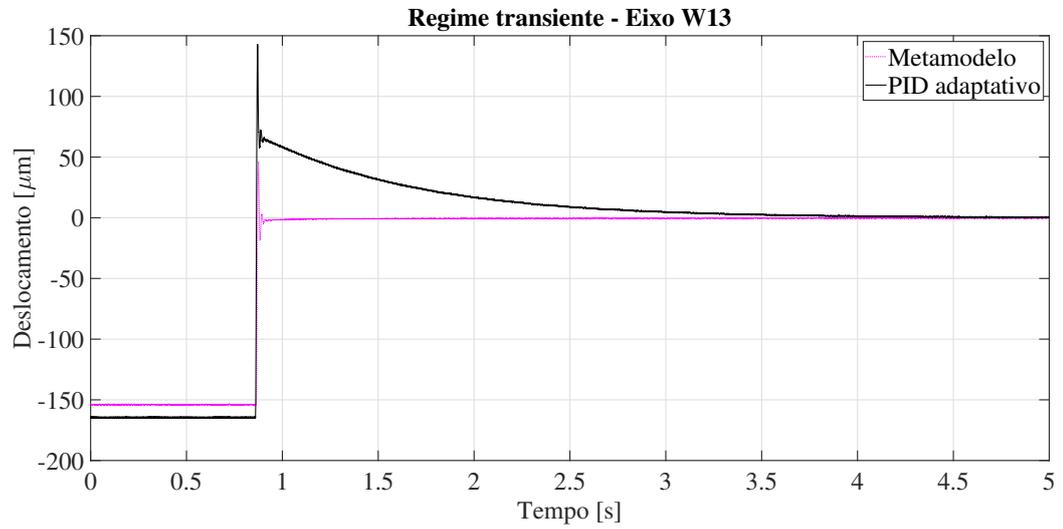


Figura 4.51: Análise em regime transiente – Lado acoplado (eixo W13)

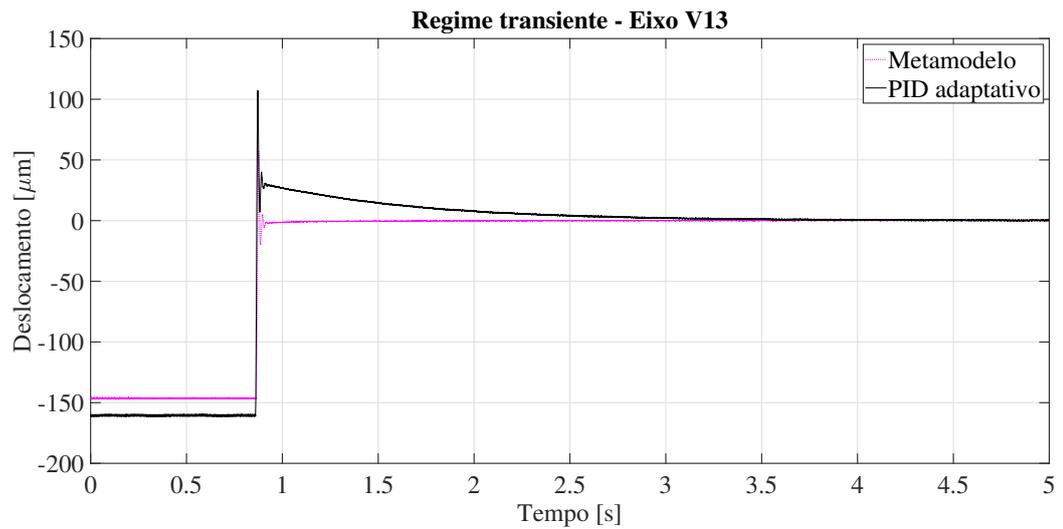


Figura 4.52: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo V24)

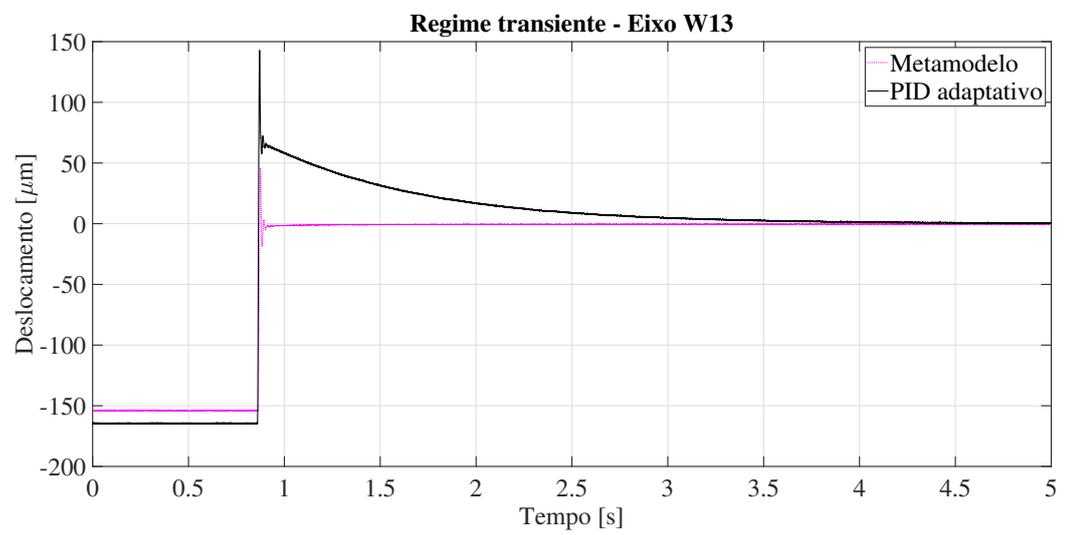


Figura 4.53: Análise em regime transiente – Lado livre (eixo W24)

# CAPÍTULO V

## Conclusão

Neste trabalho de doutoramento foram apresentados os resultados obtidos através da aplicação de uma metodologia própria com o objetivo de sistematizar o projeto de sistemas de controle ativo aplicados a rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos. Para tanto, são discutidas com detalhes 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 PI e PID adaptativo e, por fim, a avaliação da sua estabilidade e desempenho, sob o ponto de vista das normas técnicas vigentes. Um metamodelo Kriging foi gerado a partir dos dados do controlador PID adaptativo e seu desempenho foi avaliado sob as mesmas condições estabelecidas para os dois outros controladores. Deve-se mencionar que um dos principais fatores que motivaram o empreendimento deste trabalho foi o desenvolvimento de controladores fisicamente possíveis de serem incorporados a diferentes tipos de sistemas de engenharia, de fácil implementação devido a sua baixa ordem e capazes de conferir estabilidade e desempenho robusto plenamente satisfatórios para o sistema estudado.

O primeiro passo foi a concepção de um controlador PI que foi implementado seguindo as características do controlador fornecido juntamente com a bancada experimental para ser utilizado como referência nas comparações com os resultados obtidos pelos controladores propostos na tese. É importante mencionar que, para garantir que todos os controladores fossem testados nas mesmas condições, todos os controladores foram modelados em ambiente MATLAB/Simulink e embarcados em uma unidade de prototipagem compacta, a dSpace DS1202, pois o controlador PI fornecida pelo fabricante que opera *onboard* na unidade controladora da bancada, possui algumas vantagens por comunicar-se diretamente com o *hardware*.

A síntese do controlador PID adaptativo e toda fundamentação teórica para a cons-

trução do metamodelo Kriging é apresentada no Capítulo II. Durante a concepção do controlador PID adaptativo foi necessário inserir o integrador *windup* para evitar que o erro acumulado pelo integrador, responsável pela perda de estabilidade do sistema, comprometa 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 (técnica de otimização evolutiva) para determinar os ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  do controlador, utilizando como critérios multi-objetivos o *overshoot* e o tempo de resposta para uma entrada degrau.

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 no desmembramento do sistema em seus principais componentes, 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.

No Capítulo IV foram feitas as medições experimentais das Funções de Sensibilidade, das Funções de Transferência em Malha Fechada e da resposta 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, mas considerada aceitável, pois o máximo pico registrado para a Função de Sensibilidade localiza-se no interior da Zona B.

O controlador PID adaptativo foi capaz de manter os níveis de vibração dentro da ZONA A para toda a faixa de operação, apresentando valores de vibração inferiores aos do controlador PI. Em contrapartida, ambos os controladores apresentaram níveis de vibração muito próximos, principalmente para velocidades acima de 7000 rpm.

Com relação à resposta ao desbalanceamento, procedeu-se a análise conforme as diretrizes da norma API 684; entretanto, os critérios empregados para a avaliação de severidade dos níveis de vibração foram definidos de acordo com a norma ISO 14839-2. Este estudo permitiu observar que o controlador PID adaptativo foi capaz de proporcionar um desempenho superior ao do controlador PI, principalmente pelo fato do controlador PI não conseguir manter a estabilidade do sistema acima de 7000 rpm. Adicionalmente, na análise em regime transiente na condição de levitação do rotor, o controlador PI apresentou um tempo de resposta 26 vezes mais rápido que o controlador PID adaptativo; contudo, os níveis de *overshoot* apresentados pelo controlador PID foram 25% menores que os do controlador PI, chegando a 80% de redução na melhor condição.

Em vista dos resultados obtidos, pode-se afirmar que o projeto do controlador PID

adaptativo foi muito bem-sucedido, pois foi possível cumprir satisfatoriamente todos os requisitos de projeto que foram estabelecidos.

Uma vez que o controlador PID adaptativo mostrou-se eficaz, foi gerado um meta-modelo Kriging a partir dos dados de entrada e saída do controlador PID adaptativo. A proposta de gerar um metamodelo para controlar a bancada experimental surgiu em função do interesse de reduzir o tamanho dos sistemas de controle que devem ser compilados e embarcados na dSpace. Para gerar o metamodelo foi escolhida a rotação de 5500 rpm, que é a velocidade de rotação onde o PID adaptativo possui maior amplitude de vibração.

Por fim, o metamodelo foi submetido a todas as análises para as quais o controlador PID adaptativo foi avaliado. Os resultados mostraram que o metamodelo foi capaz de substituir o controlador com um comportamento semelhante ao do controlador para o qual foi concebido, com apenas uma ressalva em duas avaliações, a saber: primeiramente, durante a análise de resposta ao desbalanceamento o metamodelo não foi capaz de garantir a estabilidade do sistema ao longo de toda a faixa de operação, mostrando que não é possível utilizá-lo em condições que extrapolam muito aquelas que dizem respeito ao intervalo em que o metamodelo foi gerado; a segunda análise em que o metamodelo apresentou comportamento diferente do controlador PID adaptativo foi no estudo do regime transiente, onde o metamodelo apresentou um tempo de resposta de 80 *ms* que é 40 vezes mais rápido que o controlador PID adaptativo. Além disso, os níveis de *overshoot* apresentados pelo metamodelo são de no máximo 30% do valor de *overshoot* do controlador PID adaptativo. As comparações dos resultados não foram apresentadas entre o metamodelo e o controlador PI, pois o controlador PID adaptativo tornou-se uma referência para o metamodelo por apresentar resultados melhores que o do PI. O funcionamento não satisfatório do metamodelo para condições que se distanciam daquelas para as quais este foi gerado, é realmente esperado, ou seja, o metamodelo representa o sistema apenas dentro de um pequeno intervalo.

Portanto, pode-se afirmar que a principal contribuição deste trabalho foi a utilização da técnica de metamodelagem Kriging voltada para controle algo até então não explorado. Através das análises realizadas neste trabalho foi possível conhecer as vantagens da utilização de metamodelos no controle de mancais magnéticos e também suas limitações.

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.

Esta tese de doutoramento permitiu a realização das seguintes publicações:

### **Artigos completos apresentados em congressos científicos**

OLIVEIRA, M. V.F; BORGES, A. S.; BORGES, A. S.; KOROISHI, E. H.; STEFFEN JR., V. Modeling and Characterization of a Flexible Rotor supported by AMB. In: IMAC-XXXIV A Conference and Exposition on Structural Dynamics, 2016. Bethel: Society for Experimental Mechanics. **Proceedings of IMAC-XXXIV.**

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, 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.**

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.**

Obs: Dois artigos para periódicos encontram-se em fase de preparação.

### **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 em veículos terrestres, marítimos e aeroespaciais;
- Utilização de metamodelos Kriging aliados a controladores voltados para a compensação dos esforços causados pelo desbalanceamento;
- Testar outros tipos de controladores, inclusive quanto a sua simplicidade e consumo de energia;
- Avaliar falhas e defeitos que surgem em rotores supercríticos suportados por mancais magnéticos ativos.

## 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>.
- ALVES, M. T. S. Controle de vibrações em máquinas rotativas usando ligas com memória de forma. Universidade Federal de Uberlândia, 2015.
- 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.
- ANKENMAN, B.; NELSON, B. L.; STAUM, J. Stochastic kriging for simulation metamodeling. **Operations research, INFORMS**, v. 58, n. 2, p. 371–382, 2010. Disponível em: <doi:10.1287/opre.1090.0754>.
- 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.
- 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.
- 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>.
- BARBOSA, J. S. Análise de modelos termohidrodinâmicos para mancais de unidades geradoras francis. Universidade Federal de Uberlândia, 2018.
- 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>.

- 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>.
- BOUAZIZ, S.; MESSAOUD, N. B.; CHOLEY, J.-Y.; MAATAR, M.; HADDAR, M. Transient response of a rotor-arms 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>.
- BRAUNBEK, W. Freischwebende Körper im elektrischen und magnetischen Feld. **Zeitschrift für Physik**, Springer, v. 112, n. 11-12, p. 753–763, 1939.
- BRUNER, J. S.; GOODNOW, J. J.; AUSTIN, G. A. **A study of thinking**. [S.l.]: New York: Wiley, 1956.
- CARVALHO, V. N. Balanceamento robusto de máquinas rotativas com eixos flexíveis. Universidade Federal de Uberlândia, 2017.
- CAVALINI, A. A.; GALAVOTTI, T. V.; MORAIS, T. S.; KOROISHI, E. H.; STEFFEN, V. V. Vibration attenuation in rotating machines using smart spring mechanism. **Mathematical Problems in Engineering**, Hindawi, v. 2011, 2011.
- CAVALINI Jr, A. A. **Deteção e Identificação de Trincas Transversais Incipientes em Eixos Horizontais Flexíveis de Máquinas Rotativas**. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2013.
- CHENG, B.; TITTERINGTON, D. M. Neural networks: A review from a statistical perspective. **Statistical science**, JSTOR, p. 2–30, 1994. Disponível em: <doi:10.1214/ss/1177010638>.
- 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>.
- CHRISTEN, J.; ICHCHOU, M.; TROCLET, B.; OUISSE, M. Global sensitivity analysis of acoustic transmission models through infinite plates. In: **Proceedings of ISMA**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 4177–4188.
- CIUFFO, B.; CASAS, J.; MONTANINO, M.; PERARNAU, J.; PUNZO, V. Gaussian process metamodels for sensitivity analysis of traffic simulation models: Case study of aimsun mesoscopic model. **Transportation Research Record**, SAGE Publications Sage CA: Los Angeles, CA, v. 2390, n. 1, p. 87–98, 2013. Disponível em: <doi:10.3141/2390-10>.
- CIUFFO, B. F.; PUNZO, V.; QUAGLIETTA, E. **Kriging meta-modelling to verify traffic micro-simulation calibration methods**. [S.l.], 2011.
- DU, W.; XUE, N.; SHYY, W.; MARTINS, J. R. A surrogate-based multi-scale model for mass transport and electrochemical kinetics in lithium-ion battery electrodes. **Journal of the Electrochemical Society**, The Electrochemical Society, v. 161, n. 8, p. E3086–E3096, 2014. Disponível em: <doi:10.1149/2.013408jes>.

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/>>.

ERICKSON, C. B.; ANKENMAN, B. E.; SANCHEZ, S. M. Comparison of gaussian process modeling software. **European Journal of Operational Research**, Elsevier, v. 266, n. 1, p. 179–192, 2018. Disponível em: <[doi:10.1016/j.ejor.2017.10.002](https://doi.org/10.1016/j.ejor.2017.10.002)>.

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)>.

EVANS, B.; FISHER, D. Overcoming process delays with decision tree induction. **IEEE expert**, IEEE, v. 9, n. 1, p. 60–66, 1994. Disponível em: <[doi:10.1109/64.295130](https://doi.org/10.1109/64.295130)>.

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.l.: s.n.], 2015.

GIDARIS, I.; TAFLANIDIS, A. A. Performance assessment and optimization of fluid viscous dampers through life-cycle cost criteria and comparison to alternative design approaches. **Bulletin of Earthquake Engineering**, Springer, v. 13, n. 4, p. 1003–1028, 2015. Disponível em: <[doi:10.1007/s10518-014-9646-5](https://doi.org/10.1007/s10518-014-9646-5)>.

GIUNTA, A. A.; BALABANOV, V.; HAIM, D.; GROSSMAN, B.; MASON, W. H.; WATSON, L. T.; HAFTKA, R. T. Multidisciplinary optimisation of a supersonic transport using design of experiments theory and response surface modelling. **The Aeronautical Journal**, Cambridge University Press, v. 101, n. 1008, p. 347–356, 1997.

HABERMANN, H.; LIARD, G. Le palier magnétique active: un principe révolutionnaire. **SKF Rev. Roulements**, n. 192, 1977.

HOVLAND, C. I. A "communication analysis" of concept learning. **Psychological Review**, American Psychological Association, v. 59, n. 6, p. 461, 1952. Disponível em: <[doi:10.1037/h0058490](https://doi.org/10.1037/h0058490)>.

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.; BUCKNER, G. Identification and control of a flexible rotor supported on active magnetic bearings. In: **Proc. IEEE SoutheastCon 2002 (Cat. No.02CH37283)**. [S.l.: s.n.], 2002. p. 273–278.
- JÚNIOR, S.; SAMORA, M. Análise do comportamento dinâmico de rotores embarcados. Universidade Federal de Uberlândia, 2017.
- KLEIJNEN, J. P. Design and analysis of simulation experiments. In: SPRINGER. **International Workshop on Simulation**. 2015. p. 3–22. Disponível em: <doi:10.1007/978-3-319-76035-3\_1>.
- 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>.
- KRIGE, D. G. A statistical approach to some basic mine valuation problems on the witwatersrand. **Journal of the Southern African Institute of Mining and Metallurgy**, Southern African Institute of Mining and Metallurgy, v. 52, n. 6, p. 119–139, 1951.
- LALANNE, M.; FERRARIS, G. **Rotordynamics prediction in engineering**. [S.l.]: Wiley, 1998. v. 2.
- LI, G. **Robust stabilization of rotor-active magnetic bearing systems**. Tese (Doutorado) — University of Virginia, 2006.
- LI, Y. **Modeling and Performance Investigation of a Rotor with Dissimilar Bearing Support System**. Dissertação (Mestrado) — Cleveland State University, 2011.
- LOPHAVEN, S. N.; NIELSEN, H. B.; SØNDERGAARD, J. **Aspects of the matlab toolbox DACE**. [S.l.]: Citeseer, 2002.
- LOPHAVEN, S. N.; NIELSEN, H. B.; SØNDERGAARD, J. Dace—a matlab kriging toolbox, informatics and mathematical modelling. **Technical University of Denmark, Lyngby, Denmark**, 2002.
- LÖSCH, F. **Identification and automated controller design for active magnetic bearing systems**. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, 2002.
- 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: <doi:10.1109/TAC.2005.854644>.
- MATHERON, G. Principles of geostatistics. **Economic geology**, Society of Economic Geologists, v. 58, n. 8, p. 1246–1266, 1963. Disponível em: <doi:10.2113/gsecongeo.58.8.1246>.

MCCULLOCH, W. S.; PITTS, W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. **The bulletin of mathematical biophysics**, v. 5, n. 4, p. 115–133, Dec 1943. ISSN 1522-9602. Disponível em: <doi:10.1007/BF02478259>.

MICHALSKI, R. S. A theory and methodology of inductive learning. In: **Machine learning**. Springer, 1983. p. 83–134. Disponível em: <doi:10.1016/B978-0-08-051054-5.50008-X>.

MINASNY, B.; MCBRATNEY, A. B. A conditioned latin hypercube method for sampling in the presence of ancillary information. **Computers & geosciences**, Elsevier, v. 32, n. 9, p. 1378–1388, 2006. Disponível em: <doi:10.1016/j.cageo.2005.12.009>.

MITCHELL, T. M. **Machine learning**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1997.

MORAIS, T. S. **Contribuição ao estudo de máquinas rotativas contendo não linearidades**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2010.

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>.

MYERS, R. H.; MONTGOMERY. **Response surface methodology: process and product optimization using designed experiments**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1995.

NETO, H. R.; CAVALINI, A.; NETO, S.; RADE, A.; VEDOVOTO, J. Influence of seabed on the vibration responses of a pipeline considering incompressible turbulent flow and timoshenko beams theory. In: . [S.l.: s.n.], 2017.

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**. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1998.

OLIVEIRA, M. V. F. Caracterização numérica e experimental de uma bancada de rotor flexível suportada por mancais magnéticos ativos. Universidade Federal de Uberlândia, 2015.

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.

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>.

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>.

RUMELHART, D. E.; WIDROW, B.; LEHR, M. A. The basic ideas in neural networks. **Communications of the ACM**, Association for Computing Machinery, Inc., v. 37, n. 3, p. 87–93, 1994. Disponível em: <doi:10.1145/175247.175256>.

SACKS, J.; WELCH, W. J.; MITCHELL, T. J.; WYNN, H. P. Design and analysis of computer experiments. **Statistical science**, JSTOR, p. 409–423, 1989. Disponível em: <doi:10.1214/ss/1177012413>.

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.

SANADGOL, D. **Active control of surge in centrifugal compressors using magnetic thrust bearing actuation**. Tese (Doutorado) — University of Virginia, 2006. Disponível em: <doi:10.1115/GT2005-68988>.

SCHMIED, J.; KOSENKOV, 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**. [S.l.], 2013. p. V07BT30A021–V07BT30A021.

SCHWEITZER, G.; MASLEN, E. H. et al. **Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery**. [S.l.]: Springer Berlin, 2009. v. 9.

SEBORG, D. E.; MELLICHAMP, D. A.; EDGAR, T. F.; III, F. J. D. **Process dynamics and control**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

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>.

SICCHIERI, L. C. **Metamodelagem kriging aplicada em modelos de mancais hidrodinâmicos**. Universidade Federal de Uberlândia, 2019.

SIMÕES, R. C. **Controle modal ótimo de um rotor flexível utilizando atuadores piezelétricos do tipo pilha**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2006.

SIMPSON, T. W.; LIN, D. K.; CHEN, W. Sampling strategies for computer experiments: design and analysis. **International Journal of Reliability and Applications**, The Korean Reliability Society, v. 2, n. 3, p. 209–240, 2001b.

SIMPSON, T. W.; POPLINSKI, J.; KOCH, P. N.; ALLEN, J. K. Metamodels for computer-based engineering design: survey and recommendations. **Engineering with computers**, Springer, v. 17, n. 2, p. 129–150, 2001a. Disponível em: <doi:10.1007/PL00007198>.

SINOUE, J.-J.; NECHAK, L.; BESSET, S. Kriging metamodeling in rotordynamics: Application for predicting critical speeds and vibrations of a flexible rotor. **Complexity**, Hindawi, v. 2018, 2018.

SKF. **Hardware Manual, 892-0103. Rev. A.** Canada, 2009.

SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: analysis and design**. [S.l.]: Wiley New York, 2007. v. 2.

SRINIVASAN, S.; CHO, Y. M. Modeling and system identification of active magnetic bearing systems. In: IEEE. **Proceedings of International Conference on Control Applications**. [S.l.], 1995. p. 252–260.

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>.

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**. [S.l.], 2008.

TAMMI, K. **Active control of radial rotor vibrations: Identification, feedback, feedforward, and repetitive control methods**. Tese (Doutorado) — Helsinki University of Technology, 2007.

URBAN, N. M.; FRICKER, T. E. A comparison of latin hypercube and grid ensemble designs for the multivariate emulation of an earth system model. **Computers & Geosciences**, Elsevier, v. 36, n. 6, p. 746–755, 2010. Disponível em: <doi:10.1016/j.cageo.2009.11.004>.

VANCE, J. M.; ZEIDAN, F. Y.; MURPHY, B. G. **Machinery vibration and rotordynamics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

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**. [S.l.], 2001. p. V004T03A059–V004T03A059.

- 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.
- WANG, G. G.; SHAN, S. Review of metamodeling techniques for product design with computation-intensive processes. **Proceedings of the Canadian Engineering Education Association (CEEA)**, 2005.
- WANG, H.; LI, E.; LI, G.; ZHONG, Z. Development of metamodeling based optimization system for high nonlinear engineering problems. **Advances in Engineering Software**, Elsevier, v. 39, n. 8, p. 629–645, 2008.
- WRÓBLEWSKI, A. C. **Health Monitoring of Cracked Rotor Systems using External Excitation Techniques**. Dissertação (Mestrado) — Cleveland State University, 2008.
- XIAOBO, Z. Comparison of response surface method and kriging method for approximation modeling. In: IEEE. **2017 2nd International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)**. 2017. p. 66–70. Disponível em: <doi:10.1109/ICPRE.2017.8390502>.
- YANG, R.; WANG, N.; THO, C.; BOBINEAU, J.; WANG, B. Metamodeling development for vehicle frontal impact simulation. **Journal of Mechanical Design**, American Society of Mechanical Engineers, v. 127, n. 5, p. 1014–1020, 2005. Disponível em: <doi:10.1115/1.1906264>.
- 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>.
- YIN, H.; WEN, G.; FANG, H.; QING, Q.; KONG, X.; XIAO, J.; LIU, Z. Multiobjective crashworthiness optimization design of functionally graded foam-filled tapered tube based on dynamic ensemble metamodel. **Materials & Design**, Elsevier, v. 55, p. 747–757, 2014. Disponível em: <doi:10.1016/j.matdes.2013.10.054>.
- YOON, S. Y.; LIN, Z.; ALLAIRE, P. E. **Control of surge in centrifugal compressors by active magnetic bearings: Theory and implementation**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.