

MARCUS VINICIUS FERNANDES DE OLIVEIRA

**CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA E
EXPERIMENTAL DE UMA BANCADA DE ROTOR
FLEXÍVEL SUPORTADA POR MANCAIS
MAGNÉTICOS ATIVOS**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA

2015

Página intencionalmente deixada em branco.

MARCUS VINICIUS FERNANDES DE OLIVEIRA

**CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA E EXPERIMENTAL DE UMA
BANCADA DE ROTOR FLEXÍVEL SUPORTADA POR MANCAIS
MAGNÉTICOS ATIVOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de **MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA**.

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações.

Orientador: Prof. Dr. Valder Steffen Jr

UBERLÂNDIA – MG

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

- O48c Oliveira, Marcus Vinicius Fernandes de, 1989-
 Caracterização numérica e experimental de uma bancada de rotor flexível suportada por mancais magnéticos ativos / Marcus Vinicius Fernandes de Oliveira. -
 115 f. : il.
- Orientador: Valder Steffen Junior.
 Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
 Inclui bibliografia.
1. Engenharia mecânica - Teses. 2. Mancais - Teses. 3. Rotores - Teses. 4. Método dos elementos finitos - Teses. I. Steffen Junior, Valder. II. Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.

...aos meus pais com todo meu amor.

Página intencionalmente deixada em branco.

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 meu sogro Juquita e ao amigo Marco Aurélio pela companhia nas longas e divertidas viagens para Ourinhos.

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 Adriano Silva Borges por ter compartilhado suas experiências orientando e apoiando durante todo o trabalho.

Aos amigos Edson Koroishi, Aldemir Cavalini, Karina Mayumi, Luiz Fernando 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.

OLIVEIRA, M. V. F. **Caracterização Numérica e Experimental de uma Bancada de Rotor Flexível Suportada por Mancais Magnéticos Ativos**. 2015. 115 f. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

Resumo

Este trabalho é dedicado ao estudo do comportamento operacional e desenvolvimento do modelo de uma bancada experimental que opera com mancais magnéticos ativos. O modelo desenvolvido deve ser robusto para que futuramente seja possível a implementação de técnicas de controle. Para tanto, realiza-se a identificação dos parâmetros do sistema utilizando uma metodologia que consiste em obter as rigidezes de corrente e posição dos mancais magnéticos utilizando simulação numérica por elementos finitos e validando os dados obtidos através de uma análise experimental. O ajuste do modelo é feita realizando o levantamento das funções de transferência e funções de sensibilidade dos mancais magnéticos e de seus componentes. Com base nestes dados é feita uma análise da estabilidade do sistema seguindo as normas existentes para mancais magnéticos. É realizada uma redução do modelo a fim de otimizar seu custo computacional. Por fim, é avaliada a capacidade representativa do modelo desenvolvido confrontando os dados gerados tanto no âmbito numérico como no experimental. Os resultados mostram que o modelo numérico representa satisfatoriamente o sistema real.

Página intencionalmente deixada em branco.

OLIVEIRA, M. V. F. **Numerical and Experimental Characterization of a Test Rig Containing a Flexible Rotor Supported by Active Magnetic Bearings**. 2015. 115 f. Master's dissertation, Federal University of Uberlandia, Uberlandia.

Abstract

The present work is dedicated to the study of the operational behavior and model development of a test rig containing a flexible rotor supported by active magnetic bearings. The developed model should be robust enough regarding further implementation of control techniques. For this aim, the identification of the parameters of the system is performed through a methodology that consists in obtaining the stiffness of current and the stiffness of position of the magnetic bearings from finite element simulation and experimental validation. The model updating procedures considers both the transfer functions and the sensitivity functions of the magnetic bearings and their components. Based on the obtained data the stability analysis of the system is performed by considering existing standards for magnetic bearings. The reduction of the model is necessary for reducing computational costs. Finally, the performance of the developed model of the system is evaluated by comparing theoretical and experimental data related to the dynamic behavior of the machine. The results demonstrate that the numerical model represents the real system satisfactorily.

Página intencionalmente deixada em branco.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Turbina de um gerador a gás com 4 MMA's radiais e um axial (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).....	6
Figura 1.2 – Bancada experimental utilizada por Wróblewski (2008).....	8
Figura 1.3 – Bancada experimental suportada por dois tipos de mancais (Li, 2011).....	8
Figura 1.4 – (a) Áreas críticas de densidade de fluxo, (b) minimização das concentrações de fluxo com a atualização da geometria (PILAT, 2004).....	9
Figura. 2.1 – Modelo Físico de um elemento de eixo flexível (SIMÕES, 2006).....	14
Figura - 2.2 – Rotor flexível com mancais magnéticos	16
Figura 2.3 – Forças e deslocamentos nos dois mancais magnéticos, AMB A e AMB B.....	17
Figura 2.4 – Rotor Flexível no espaço de estados – Mancais Magnéticos Ativos.....	21
Figura 2.5 – Controle em malha fechada: sistema Rotor Flexível – Mancais Magnéticos Ativos.....	22
Figura 2.6 – Representação simplificada de um atuador magnético (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).....	23
Figura 2.7 – Linearização no ponto de operação (a) relação força/deslocamento, (b) relação força/corrente (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).....	24
Figura 2.8 – Representação das forças em um rotor sob a ação de atuadores radiais (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).....	25
Figura 2.9 - Estrutura de Controle PID descentralizado (controle PID local) (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).....	26
Figura 2.10 - Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).....	27
Figura 2.11 - Diagrama de blocos de um sistema linearizado de suspensão magnética com controle PD.....	27
Figura 3.1 - Principais componentes de um sistema rotativo suportado por MMA.....	31
Figura 3.2 - Dimensões do eixo.....	32

Figura 3.3 - Modelo do Rotor suportado por MMA's.....	33
Figura 3.4 - Valores Singulares de Hankel do modelo modal do rotor.....	36
Figura 3.5 - Modos Próprios do rotor na condição livre-livre – 0 rpm.....	37
Figura 3.6 - Frequências naturais em função da rigidez nos mancais – 0 rpm.....	38
Figura 3.7 - Diagrama de Campbell.....	39
Figura 3.8 – Configuração do MMA analisado.....	40
Figura 3.9 – Comparação de núcleos de atuadores magnéticos (a) sólido e (b) laminado (SCHWEITZER., 2002).....	40
Figura 3.10 – Geometria do MMA: (a) vista isométrica, (b) vista de seção com malha....	41
Figura 3.11 – Densidade de fluxo para três correntes (a) somente corrente de bias de 1A (b) 2A, (c) 3A.....	42
Figura 3.12 – Gráfico Força x Corrente utilizado para determinar a rigidez de corrente K_i	43
Figura 3.13 – Gráfico Força x Corrente utilizado para determinar a rigidez de posição K_s	43
Figura 3.14 - Diagrama do sistema de controle por eixo (Fonte: SKF <i>Hardware Manual</i>).....	44
Figura 3.15 - Função de Transferência dos Amplificadores.....	45
Figura 3.16 - Função de Transferência dos Sensores/Filtro <i>Anti-Aliasing</i>	46
Figura 3.17 - Função de Transferência tempo de atraso do controlador, aproximação de Padé de 2ª ordem.....	47
Figura 3.18 - Representação da Planta em Malha Aberta.....	48
Figura 3.19 - Funções de Transferência da Planta em Malha Aberta: (a) Lado acoplado (DE), (b) Lado livre (NDE).....	49
Figura 3.20 - Mapa de Polos e Zeros da Função de Transferência da Planta em Malha Aberta.....	50
Figura 3.21 - Funções de Transferência do Controlador.....	54
Figura 3.22 - Medição das Funções de Transferência em Malha Fechada (Norma ISO 14839-3).....	56
Figura 3.24 - Funções de Transferência da Planta em Malha Fechada - 0 rpm, (a) Lado acoplado, (b) Lado livre.....	57
Figura 3.25 - Funções de Sensibilidade – 0 rpm, (a) Lado acoplado, (b) Lado livre.....	58
Figura 4.1 – Bancada experimental contendo o rotor flexível com mancais magnéticos.....	61

Figura 4.2 – Controlador, Placa de Aquisição/Injeção de sinais e a Bancada de Mancais Magnéticos (vistos da esquerda para a direita).....	62
Figura 4.3 – Componentes da bancada experimental (Traduzido de SKF User Manual).....	62
Figura 4.4 – Painel de configurações do controlador.....	63
Figura 4.5 – Equipamentos utilizados para análise modal do rotor.....	64
Figura 4.6 – Pontos escolhidos para análise modal.....	65
Figura 4.7 – Visualização dos modos de flexão obtidos utilizando o ANSYS®.....	66
Figura 4.8 – Funções de resposta em frequência - análise modal.....	67
Figura 4.9 – Funções de resposta em frequência - análise modal.....	67
Figura 4.10 – Funções de resposta em frequência - análise modal.....	68
Figura 4.11 – Sistema basculante utilizado aplicar uma força de perturbação conhecida.....	69
Figura 4.12 – Força f_d aplicada no eixo V e eixo W , respectivamente.....	70
Figura 4.13 – Força f_d aplicada no lado livre no eixo V	70
Figura 4.14 – Força f_d aplicada no lado acoplado no eixo W	70
Figura 4.15 – Programa utilizado para obter os valores de corrente e calcular as forças.....	71
Figura 4.16 – Localização dos eixos V e W nos mancais (SKF <i>Hardware Manual</i>).....	71
Figura 4.17 – Rigidez de corrente no eixo $V13$	72
Figura 4.18 – Rigidez de corrente no eixo $W13$	73
Figura 4.19 – Rigidez de corrente no eixo $V24$	73
Figura 4.20 – Rigidez de corrente no eixo $W24$	74
Figura 4.21 – Comportamento da rigidez de corrente com a variação da corrente de bias.....	74
Figura 4.22 – Ferramenta <i>Calibration</i> utilizada para calibrar os sensores no eixo $V13$	75
Figura 4.23 – Rigidez de posição no eixo $V13$	76
Figura 4.24 – Rigidez de posição no eixo $W13$	77
Figura 4.25 – Rigidez de posição no eixo $V24$	77
Figura 4.26 – Rigidez de posição no eixo $W24$	78
Figura 4.27 – Comportamento da rigidez de posição com a variação da corrente de bias.....	78
Figura 4.28 – Funções de Transferência dos Amplificadores.....	79
Figura 4.29 – Funções de Transferência dos Amplificadores.....	79

Figura 4.30 – Função de Sensibilidade para o eixo V13 na ferramenta <i>Analyser</i>	81
Figura 4.31 – Funções de Sensibilidade para o eixo V13.....	81
Figura 4.32 – Funções de Sensibilidade para o eixo W13.....	82
Figura 4.33 – Funções de Sensibilidade para o eixo V24.....	82
Figura 4.34 – Funções de Sensibilidade para o eixo W24.....	83
Figura 4.35 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo V13.....	83
Figura 4.36 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo W13.....	84
Figura 4.37 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo V24.....	84
Figura 4.38 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo W24.....	84
Figura 4.39 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V13....	85
Figura 4.40 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W13....	85
Figura 4.41 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V24....	86
Figura 4.42 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W24....	86
Figura 4.43 – Localização dos Planos de Desbalanceamento/Correção.....	87
Figura 4.44 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo V13.....	88
Figura 4.45 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo W13.....	88
Figura 4.46 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo V24.....	89
Figura 4.47 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo W24.....	89
Figura 4.48 – Órbitas na posição dos mancais.....	90
Figura 4.49 – Medição do deslocamento máximo (SWANSON et al. 2008).....	91
Figura 4.50 – Medição do deslocamento máximo (SWANSON et al. 2008)	92

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Frequências naturais não amortecidas para o rotor na condição livre-livre.....	33
Tabela 3.2 – Dados para o cálculo da rigidez efetiva dos mancais.....	38
Tabela 3.3 – Especificações dos MMA's.....	41
Tabela 3.4 – Ganhos do controle PID.....	51
Tabela 3.5 – Parâmetros dos Filtros de avanço/atraso de fase.....	52
Tabela 3.6 – Parâmetros dos Filtros Genéricos.....	53
Tabela 3.7 – Parâmetros dos Filtros Rejeita Banda.....	54
Tabela 3.8 – Limites para o pico da Função Sensibilidade – ISO 14839-3.....	59
Tabela 4.1 – Descrição das funções do software MBScope.....	63
Tabela 4.2 – Dados dos equipamentos.....	64
Tabela 4.3 – Frequências obtidas na análise modal.....	65
Tabela 4.4 – Comparativo dos valores experimentais para a rigidez de corrente.....	72
Tabela 4.5 – Comparativo dos valores experimentais para a rigidez de posição.....	76
Tabela 4.6 – Limites recomendados para os limites das Zonas– ISO 14839-2.....	91

Página intencionalmente deixada em branco.

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLOS LATINOS

A_a	Área da seção do polo
A_g	Área projetada do polo
B_a	Densidade de fluxo
\mathbf{G}	Matriz giroscópica
G_{amp}	Função de transferência do amplificador
G_{ctrl}	Função de transferência do controlador
G_s	Função de sensibilidade
H_a	Intensidade de campo magnético
I	Momento de inércia de área da seção transversal do eixo
\mathbf{K}	Matriz de rigidez
\mathbf{K}^*	Matriz de rigidez sem os termos de rigidez cruzada dos mancais
K_{amp}	Ganho do amplificador
K_i	Rigidez de corrente
K_p	Ganho proporcional do controlador
K_s	Rigidez de posição
K_{sen}	Sensibilidade do sensor de posição
L	Comprimento do elemento
\mathbf{M}	Matriz de massa
\mathbf{M}_s	Matriz de massa secundária

N_i	Função de forma cúbica para uma viga em flexão
S	Área da seção transversal do eixo
T	Energia cinética do sistema
T_d	Constante de tempo derivativa do controlador
T_s	Energia cinética do eixo
U	Energia de deformação do sistema
V	Eixo de referência no mancal magnético
W	Eixo de referência no mancal magnético
W_a	Energia armazenada no entreferro
\mathbf{f}_a	Vetor de força dos atuadores magnéticos
\mathbf{f}_{AMB}	Vetor de força nos mancais
f_d	Força de perturbação inserida no sistema
i	Corrente elétrica
i_0	Corrente de <i>bias</i>
\mathbf{i}_a	Vetor de corrente nas espiras
i_x	Corrente elétrica de controle
k_i	Rigidez de corrente
k_{ef}	Rigidez efetiva dos mancais
k_s	Rigidez de posição
k_{sn}	Ganho do sensor de posição
n	Número de espiras
q_i	Coordenadas generalizadas
s	Entreferro
s_0	Posição de equilíbrio do entreferro
u	Deslocamento na direção X
v	Deslocamento na direção Z
x	Deslocamento (sinal de saída)
x^*	Posição de referência

\mathbf{y}_{sm}	Vetor contendo os deslocamentos e as velocidades modais
\mathbf{z}_a	Vetor de deslocamento nos atuadores magnéticos
\mathbf{z}_s	Vetor de deslocamento nos sensores

SÍMBOLOS GREGOS

α_i	Fator de atenuação para filtros de avanço/atraso de fase
ξ_n	Vetor dos amortecimentos modais
ψ_i	Rotação do eixo Z
θ_i	Rotação do eixo X
ε	Erro relativo
ρ	Densidade do material
ω_{camp}	Banda do controlador
μ_0	Permeabilidade do ar
Ω	Velocidade de rotação do rotor
Φ_n	Matriz dos modos
Λ_n	Matriz diagonal contendo as frequências naturais do sistema

LISTA DE ABREVIATÖES

AD	Conversão Analógico-Digital
AEM	Atuadores Eletromagnéticos
AMB	Mancais Magnéticos Ativos (do inglês <i>Active Manetic Bearings</i>)
DA	Conversão Digital-Analógico
DE	Lado acoplado (do inglês <i>drive end</i>)
FEMEC	Faculdade de Engenharia Mecânica

ISO	Organização Internacional para Padronização (do inglês <i>International Organization for Standardization</i>)
LMI	Desigualdades Matriciais Lineares (do inglês <i>Linear Matrix Inequalities</i>)
MCOS	Máxima velocidade de operação contínua (do inglês <i>Maximum continuous Operation Speed</i>)
MMA	Mancal Magnético Ativo
NDE	Lado livre (do inglês <i>non drive end</i>)
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
SHM	Monitoramento da Integridade Estrutural (do inglês <i>Structural Health Monitoring</i>)
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
gdl	Graus de liberdade

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
1.1. Controle de Vibrações.....	1
1.2. Contribuições Anteriores no Contexto Institucional.....	3
1.3. Mancais Magnéticos Ativos.....	5
1.4. Justificativa.....	9
1.5. Objetivos.....	10
1.6. Organização da Dissertação.....	10
CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	13
2.1. Modelagem de Rotores Flexíveis.....	13
2.2. Representação de Rotores Flexíveis com Mancais Magnéticos Ativos Utilizando a Formulação de Espaço de Estados.....	20
2.3. Mancais Magnéticos Ativos.....	22
2.4. Controle PID aplicado a Mancais Magnéticos Ativos.....	26
CAPÍTULO 3 – MODELAGEM NUMÉRICA DE BANCADA EXPERIMENTAL.....	31
3.1. Modelagem do Rotor.....	32
3.2. Modelagem dos Mancais Magnéticos pelo Método de Elementos Finitos.....	39
3.3. Modelagem dos componentes do Sistema.....	44
3.3.1. Amplificadores de Potência.....	45
3.3.2. Sensores de Posição e Filtros Anti-Aliasing.....	46
3.3.3. O Controlador.....	47
3.4. A Planta em Malha Aberta.....	48
3.5. Implementação do Controle.....	50
3.5.1. O Controle PID.....	50
3.5.2. Filtros de Avanço e de Atraso de Fase.....	51
3.5.3. Filtros Genéricos de Segunda Ordem.....	52

3.5.4. <i>Filtros Rejeita Banda (notch filters)</i>	53
3.5.5. <i>Funções de Transferência do Controlador</i>	54
3.6. A Planta em Malha Fechada.....	55
CAPÍTULO 4 – ANÁLISE DE BANCADA EXPERIMENTAL	60
4.1. Bancada Experimental.....	62
4.2. Análise Modal do Rotor.....	64
4.3. Rigidez de Corrente K_i	68
4.4. Rigidez de Posição K_s	75
4.5. Amplificadores de Potência.....	79
4.6. Funções de Transferência Experimentais.....	80
4.7. Avaliação da Vibração do Sistema.....	87
CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS	93
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97

CAPÍTULO I

Introdução

Atualmente, a grande competitividade observada em diversos setores da indústria, tais como geração de energia, exploração de petróleo, automotivo e aeroespacial, tem impulsionado o desenvolvimento de máquinas e equipamentos cada vez mais eficientes. Nestas áreas, os projetos devem ser concebidos visando otimizar os recursos para produzir com qualidade capaz de atender a uma demanda sempre mais exigente, com custos reduzidos. Na busca pela eficiência, os sistemas rotativos estão dentre os segmentos mais solicitados, pois são submetidos a condições de operação cada vez mais extremas, tais como 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, assegurando a qualidade dos bens produzidos e evitando falhas que comprometam a confiabilidade e a segurança das instalações industriais.

1.1 Controle de Vibrações

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, tais como massa, rigidez e amortecimento com a finalidade de minimizar a vibração e 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 atrativa. 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 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 que vem sendo denominados como *smart-springs*; *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 (*piezeletric 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 não medidos diretamente.

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 (*piezeletric stack atuator*), 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. Com a finalidade de 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. Os resultados, tanto analíticos quanto experimentais, foram muito satisfatórios.

Em 2007, Saldarriaga propôs uma metodologia para o controle passivo de vibração de sistemas com rotores flexíveis com base na instalação de conjuntos de absorvedores viscoelásticos nos apoios dos mancais do sistema. Para reduzir a vibração do sistema 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 Moraes (2010). Enfoque especial foi dado a não-linearidades localizadas 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 com a finalidade de 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.

No início de 2012, Alves apresentou uma proposta de pesquisa direcionada ao estudo de materiais inteligentes como base para sensores e atuadores que devem compor um sistema para o monitoramento e controle de vibrações em máquinas rotativas com rotores flexíveis não-lineares. Para tanto, pretende avaliar o potencial de aplicação de materiais inteligentes, tais como os Piezelétricos, Fluidos Eletro e Magnetorreológicos, além de materiais com memória de forma.

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 (2013), onde são investigadas algumas técnicas de Monitoramento da Integridade Estrutural (*Structural Health Monitoring - SHM*) voltadas para a detecção e identificação de trincas transversais 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 fica instalado no interior de um atuador

eletromagnético 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*).

1.3 Mancais Magnéticos Ativos

De acordo com Schweitzer e Maslen (2009) os primeiros estudos envolvendo levitação utilizando campo magnéticos surgiram com Earnshaw (1842) e Braunek (1939). A primeira aplicação industrial de Mancais Magnéticos Ativos (*Active Magnetic Bearings - AMB*) foi apresentada por Harbermann (1977) visando aplicações em rodas de reação de satélites terrestres. Apesar desta tecnologia não ser algo recente, o desenvolvimento da área de eletrônica e informática nos últimos 20 anos viabilizou a utilização dos mancais magnéticos ativos em um número maior de aplicações industriais.

O trabalho de Steffen Jr e Lépure (1984) relata o início da pesquisa envolvendo mancais magnéticos ativos na Universidade Federal de Uberlândia.

Atualmente 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 *et al*, 2002).

Os AMB's são considerados como sendo um sistema mecatrônico, pois combinam partes mecânicas com dispositivos eletrônicos, além de códigos computacionais dedicados. Estes últimos vêm ocupando posição de destaque na evolução dos AMB's. De acordo com Schweitzer e Maslen (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 nas ultras centrífugas, máquinas ferramentas, acionamentos elétricos, aplicações aeroespaciais e turbo compressores. A Fig. 1.1 apresenta um esquema de uma turbina de um gerador a gás que utiliza MMA's.

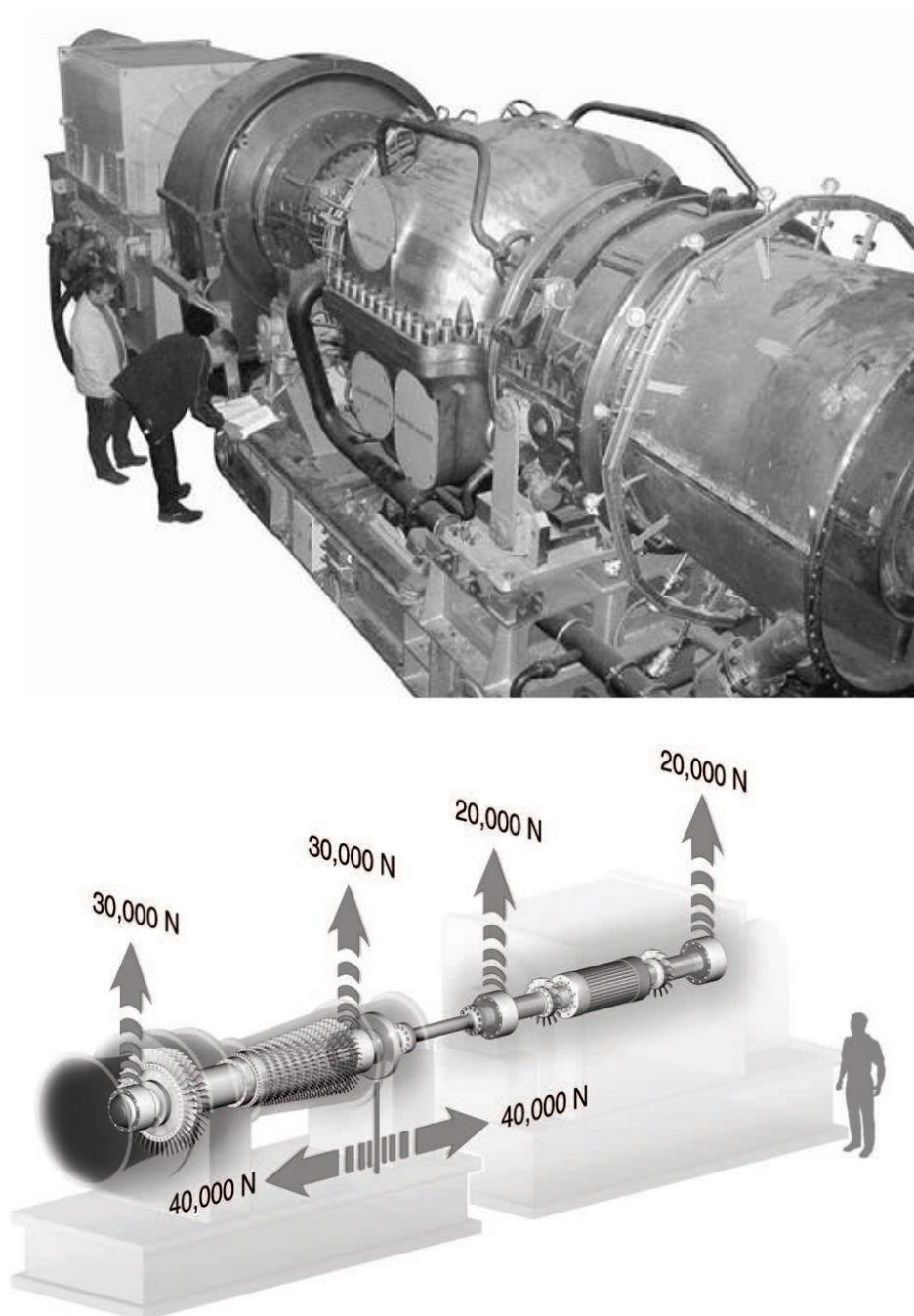


Figura 1.1 – Turbina de um gerador a gás com 4 MMA's radiais e um axial (SCHWEITZER; MASLEN, 2009)

Os trabalhos realizados por (YOON et al, 2013) 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, tornando necessário conhecer as principais características do sistema para que a levitação do rotor seja estável (SRINIVASAN; CHO, 1995), (STIMAC *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.

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.

Gahler (1998) utiliza MMA's com sensores Hall para mensurar o fluxo magnético dos atuadores e relaciona-lo com a força gerada durante a operação do mancal. Para que isso fosse 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 Losch (2002), que realizou a identificação de um sistema de MMA's para implementar um controlador automatizado com o controle do tipo μ -síntese.

Neste contexto, destaca-se o trabalho de Mushi (2012) que analisa a instabilidade em máquinas rotativas suportadas por mancais magnéticos ativos. Mushi (2012) faz uma análise completa das características do MMA estudado, análise esta que foi 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. 1.2, com o objetivo 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.

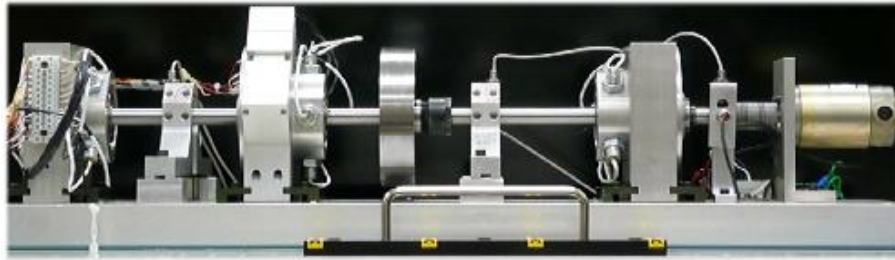


Figura 1.2 - Bancada experimental utilizada por Wróblewski (2008)

Uma bancada experimental contendo dois tipos de mancais, apresentada na Fig. 1.3, um mancal utilizando uma bucha de bronze e um mancal magnético ativo, Li (2011) trabalhou em um modelo que seja 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.

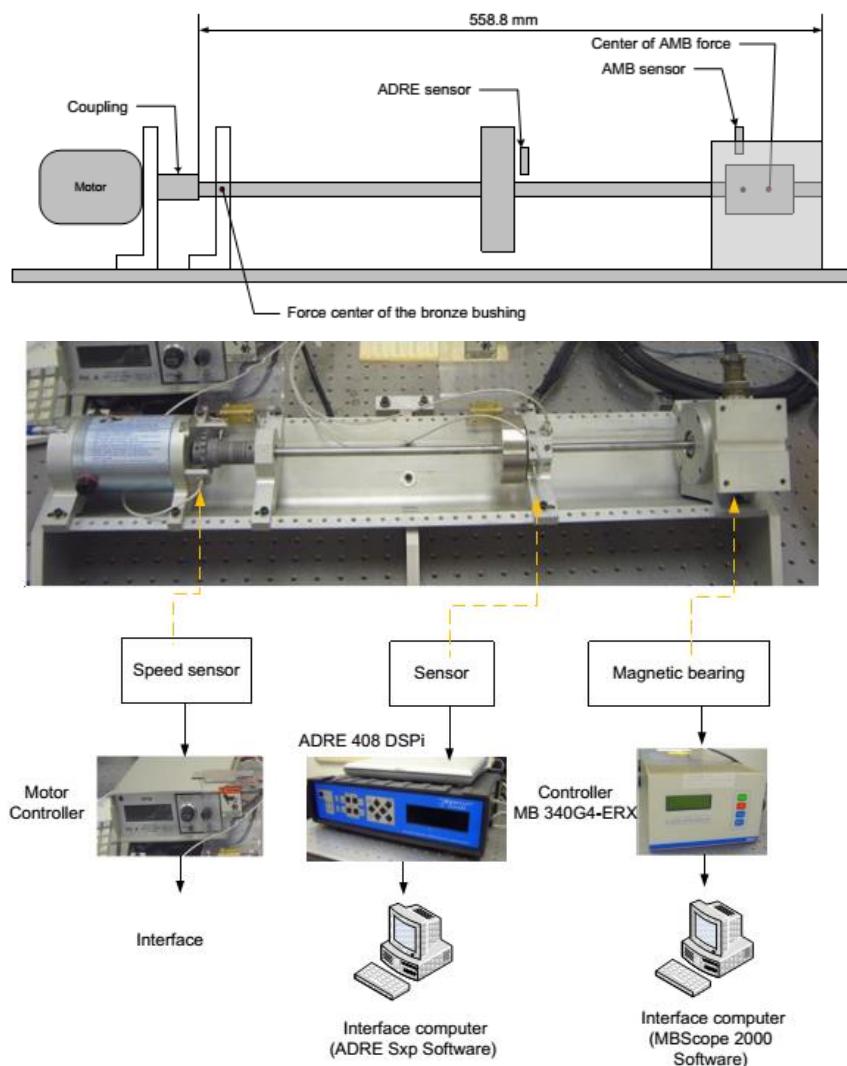


Figura 1.3 – Bancada experimental suportada por dois tipos de mancais (Li, 2011)

Um recurso bastante explorado na identificação de mancais magnéticos é a utilização de programas comerciais de elementos finitos. Programas como ANSYS™ e COMSOL™ são muito úteis, principalmente para detectar características de projeto dos mancais que podem ser otimizadas. O trabalho de Pilat (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. 1.4 apresenta os resultados obtidos por Pilat (2004).

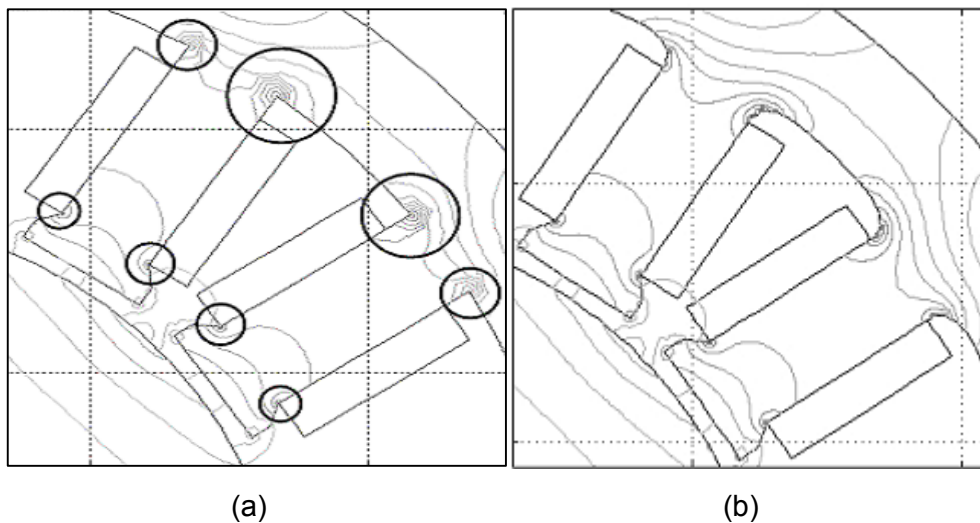


Figura 1.4 – (a) Áreas críticas de densidade de fluxo, (b) minimização das concentrações de fluxo com a atualização da geometria (PILAT, 2004)

No trabalho de Ahmed e Wahab (2009) realizou-se a modelagem e a análise em duas etapas separadamente utilizando o software de elementos finitos ANSYS™ 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 (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.

1.4 Justificativa

A principal motivação para a escolha do tema de estudo foi a oportunidade de estudar conceitos de dinâmica de rotores aplicados em uma bancada experimental com um rotor sustentado por mancais magnéticos. Esta, que é uma tecnologia ainda em ascensão na

indústria, oferece a oportunidade de desenvolver trabalhos futuros a partir do estudo e aplicação de técnicas de controle que já estão consolidadas para outros tipos de mancais.

Como foi comentado na sessão anterior, para aplicar técnicas de controle é necessário realizar a identificação do sistema contendo mancais magnéticos, permitindo a construção de um modelo representativo fiel ao sistema real. Neste sentido, o presente trabalho propõe fazer a identificação de um sistema rotativo contendo mancais magnéticos.

1.5 Objetivos

A identificação do sistema de mancais magnéticos utiliza uma metodologia que engloba métodos disponíveis na bibliografia e também novas técnicas. A metodologia proposta nesta dissertação consiste em três etapas:

- Desenvolvimento 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.

- Obtenção de parâmetros do sistema utilizando o método de elementos finitos para aprimorar o modelo numérico. Nesta etapa obtêm-se as funções de transferência dos amplificadores de potência dos mancais e do sistema, bem como as rigidezes de corrente e de posição.
- Por fim é necessário realizar o ajuste tanto das funções de transferência numéricas como dos parâmetros de rigidez. Para realizar este ajuste as funções de transferência devem ser obtidas experimentalmente. Da mesma forma, para os demais parâmetros utilizados no modelo, é necessário ajustar o modelo teórico com o comportamento dinâmico medido experimentalmente.

1.6 Organização da Dissertação

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 a respeito de 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's.
- No Capítulo III 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, os mancais magnéticos e o sistema de controle.
- No Capítulo IV são descritas as principais características da bancada experimental estudada. Apresenta-se os experimentos realizados, tais como a

análise modal do rotor, determinação dos parâmetros de rigidez de corrente K_i e rigidez de posição K_s , determinação das funções de transferência tanto dos amplificadores como do sistema. No decorrer do texto os dados experimentais obtidos neste capítulo são comparados com aqueles obtidos através de simulações numérico-computacionais.

- 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, trata-se a respeito de 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's.

2.1 Modelagem de Rotores Flexíveis

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

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

onde:

q_i : são as coordenadas generalizadas

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

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}_i , e duas rotações, θ e ψ .

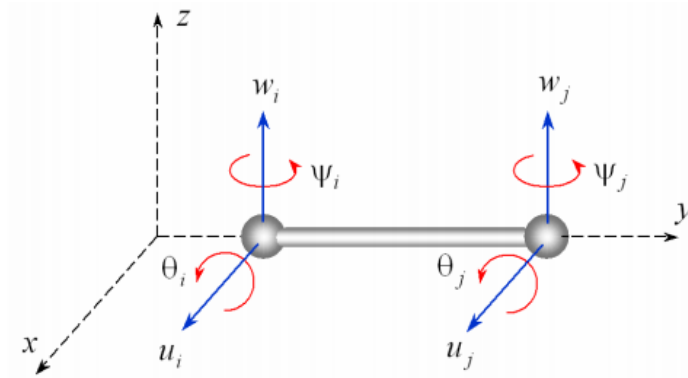


Figura. 2.1 – Modelo Físico de um elemento de eixo flexível (SIMÕES, 2006)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

onde I é o momento de inércia de área da seção transversal do eixo, S é a área da seção transversal do eixo, ρ 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 (M), a matriz de massa secundária (M_s), a matriz giroscópica (G) e a matriz de rigidez (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, (M) e (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 et al (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, AMB A e AMB B.

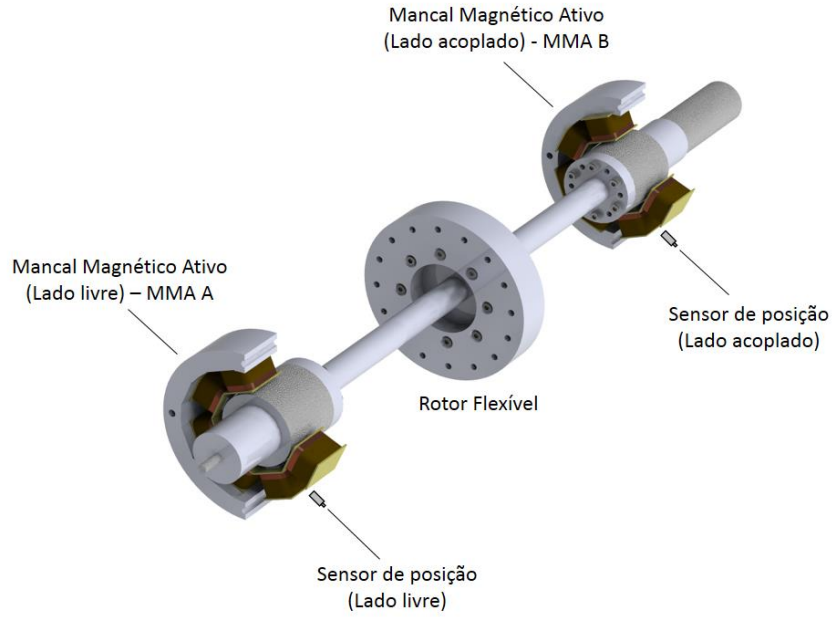


Figura - 2.2 – Rotor flexível com mancais magnéticos

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 (2.11), respectivamente:

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

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

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

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

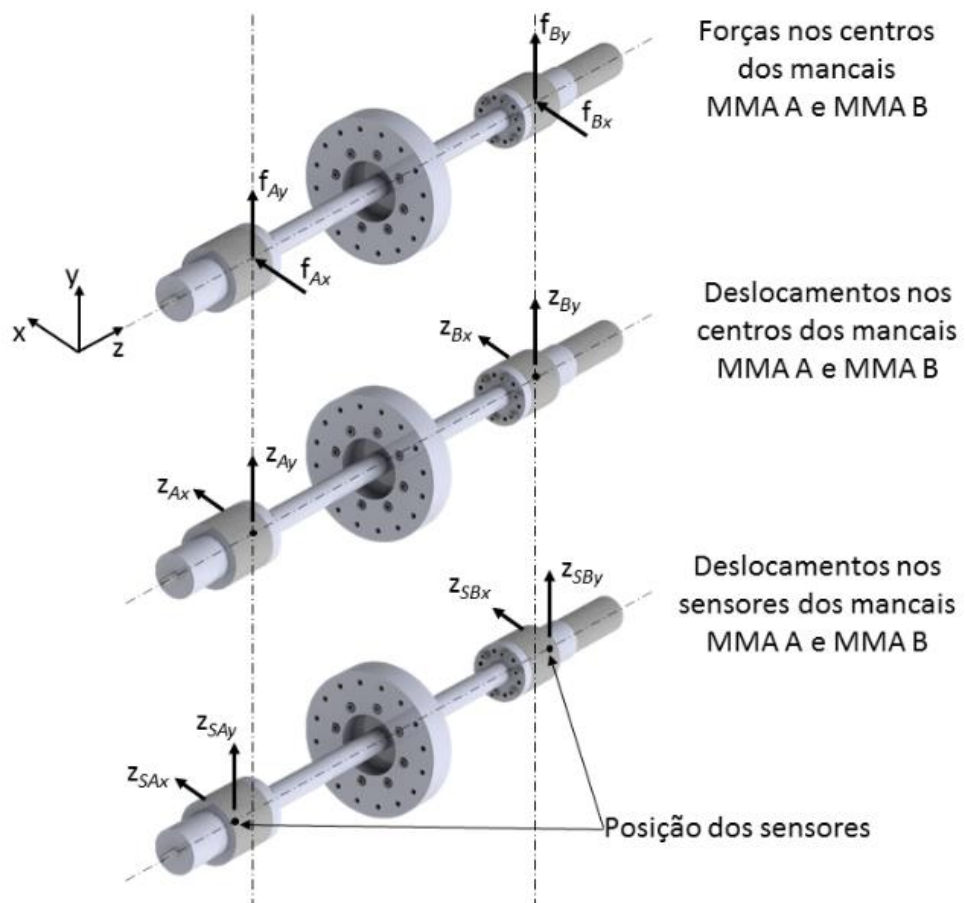


Figura 2.3 – Forças e deslocamentos nos dois mancais magnéticos, AMB A e AMB B

De acordo com Schweitzer e Maslen (2009), o comportamento dinâmico do sistema sujeito a duas forças de excitação externa pode ser representado pelas equações de movimento, derivadas a partir do método dos Elementos Finitos:

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

onde:

\mathbf{M} : matriz de massa do sistema, e contempla a inércia de translação e de rotação;

\mathbf{D} : matriz de amortecimento, e leva em consideração o amortecimento interno e externo, podendo acomodar também o efeito giroscópico e o amortecimento dos mancais;

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

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

Utilizando-se esta mesma matriz de transformação, é possível descrever o vetor de deslocamentos, \mathbf{z}_a , Eq. (2.11), 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, \mathbf{f}_a , é uma função não linear das correntes de controle nos mancais e da distância entre os mancais e o eixo (“*air gap*”). Assumindo pequenas variações em torno da posição de equilíbrio estático é possível escrever uma relação linearizada (SCHWEITZER; MASLEN, 2009):

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

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

onde:

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

k_i : fator força/corrente [N/A]

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

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

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

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

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

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

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

Analisando a Eq. (2.21), pode-se identificar uma matriz de rigidez adicional devido aos mancais magnéticos:

$$\mathbf{K}_a = -k_s \mathbf{T}_A^T \mathbf{T}_A \quad (2.22)$$

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 i_a 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 Representação de Rotores Flexíveis com Mancais Magnéticos ativos utilizando a formulação de Espaço de Estados

Neste item será apresentado como 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.

Com base na Eq. (2.13), pode-se definir o vetor de espaço de estados:

$$\mathbf{x}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} \text{ e } \dot{\mathbf{x}}_s = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}} \\ \ddot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

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

$$\ddot{\mathbf{z}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{f}_u + \mathbf{M}^{-1} \mathbf{f}_{AMB} - \mathbf{M}^{-1} \mathbf{D} \dot{\mathbf{z}} - \mathbf{M}^{-1} \mathbf{K} \mathbf{z} \quad (2.24)$$

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

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}} \\ \ddot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{K} - \mathbf{K}_a) & -\mathbf{M}^{-1} \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M}^{-1} \end{bmatrix} k_i \mathbf{T}_A^T \mathbf{i}_a + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{f}_u \quad (2.25)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_S = \mathbf{A}_S \mathbf{x}_S + \mathbf{B}_{SA} \mathbf{i}_a + \mathbf{B}_{SU} \mathbf{f}_u \quad (2.26)$$

onde:

\mathbf{A}_S : matriz do dinâmica sistema, englobando as matrizes \mathbf{M} , \mathbf{D} e \mathbf{K} e a matriz de rigidez dos mancais magnéticos ativos \mathbf{K}_a .

\mathbf{B}_{SA} : matriz de entrada para a corrente nos mancais \mathbf{i}_a

\mathbf{B}_{SU} : matriz de entrada para a força de desbalanceamento \mathbf{f}_u

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

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{z}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_S & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \dot{\mathbf{z}} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{z}_S = \mathbf{C}_S \mathbf{x}_S \quad (2.28)$$

Os vetores \mathbf{z}_S e \mathbf{i}_a 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. 2.4 mostra uma representação do espaço de estados do sistema rotor flexível – mancais magnéticos ativos utilizando diagrama de blocos.

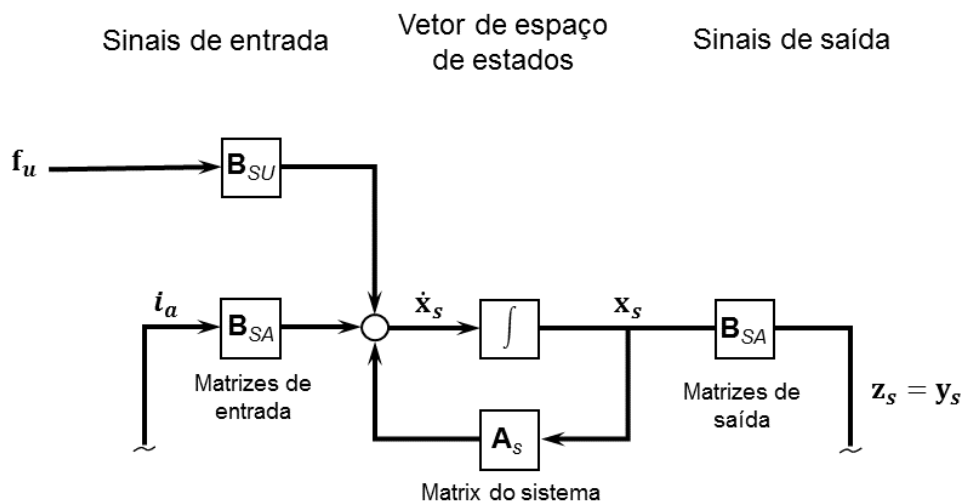


Figura 2.4 – Rotor Flexível no espaço de estados – Mancais Magnéticos Ativos

Após a obtenção da equação no espaço de estados do sistema em malha aberta, deve-se adicionar o controlador ao sistema para se obter sua representação em malha fechada, o que é realizado pela inclusão da Eq. (2.29). A Fig. 2.5 apresenta o sistema resultante usando diagrama de blocos.

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{i}_a = \mathbf{G}_s \mathbf{y}_s \quad (2.29)$$

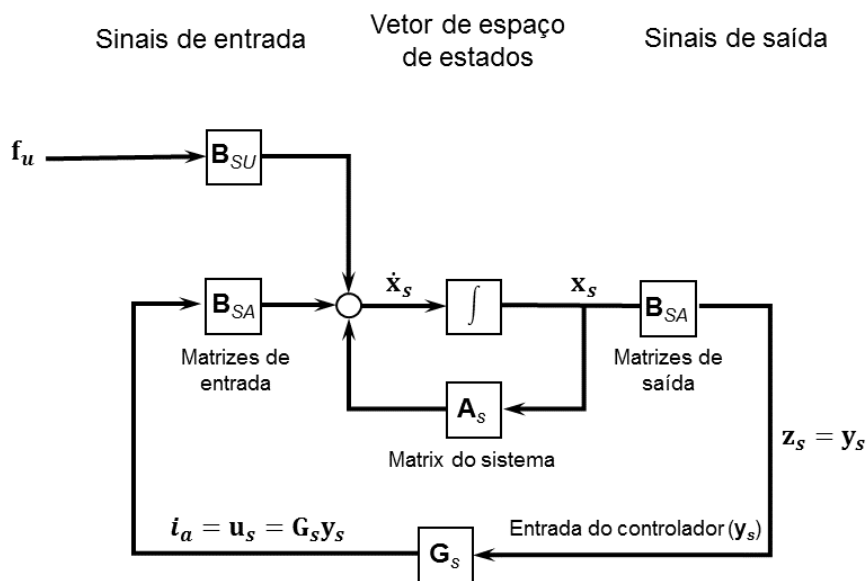


Figura 2.5 – Controle em malha fechada: sistema Rotor Flexível – Mancais Magnéticos Ativos.

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)

2.3 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, 2003), 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_a , entreferro (*air gap*) s e uma dada corrente elétrica i passando por elas, como pode ser observado na Fig. 2.6.

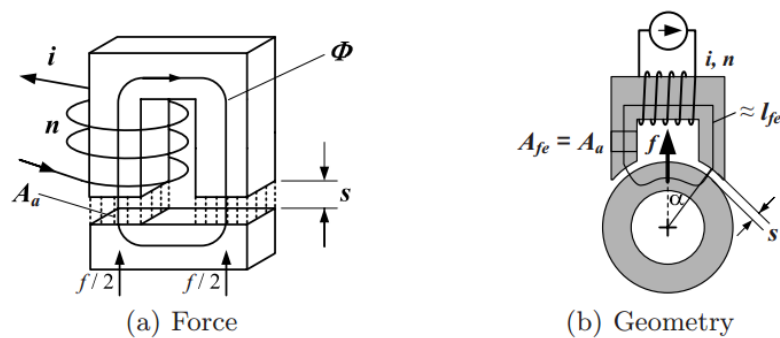


Figura 2.6 – Representação simplificada de um atuador magnético (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

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. (2.30), (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

$$f = -\frac{\partial W_a}{\partial s} = B_a H_a A_a = \frac{B_a^2 A_a}{\mu_0} \quad (2.30)$$

$$B_a = \mu_0 \frac{ni}{2s} \quad (2.31)$$

onde W_a representa a energia armazenada no volume do entreferro ($V_a = 2sA_a$); μ_0 é a permeabilidade magnética do ar ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ [N/A}^2\text{]}$) e B_a é a densidade de fluxo. Substituindo a Eq. (2.31) na Eq. (2.30), obtêm-se:

$$f = \mu_0 A_a \left(\frac{ni}{2s} \right)^2 = \frac{1}{4} \mu_0 n^2 A_a \frac{i^2}{s^2} \quad (2.32)$$

$$k = \frac{1}{4} \mu_0 n^2 A_a \quad (2.33)$$

$$f = k \frac{i^2}{s^2} \quad (2.34)$$

Conforme apresentado na Fig. 2.6 (b), a força é aplicada ao rotor segundo um ângulo α em relação a área dos pólos do atuador; para mancais magnéticos com 4 pares de pólos, $\alpha = 22,5^\circ$ (SCHWEITZER; MASLEN, 2009). Desta forma é preciso inserir o termo $\cos \alpha$ na Eq. (2.34), resultando em:

$$f = k \frac{i^2}{s^2} \cos \alpha \quad (2.35)$$

Na Eq. (2.34) 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 nestas 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. 2.7.

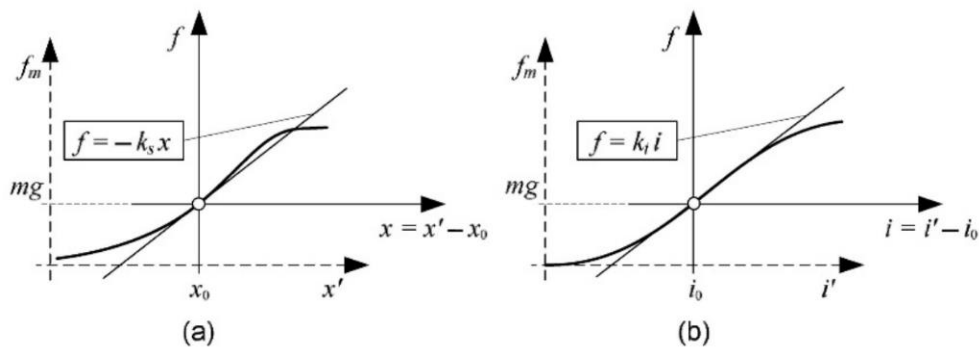


Figura 2.7 – Linearização no ponto de operação (a) relação força/deslocamento, (b) relação força/corrente (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

Ao se linearizar a força em torno do ponto de operação, obtêm-se a relação força/deslocamento e força/corrente:

$$f(x, i) = -k_s x + k_i i \quad (2.36)$$

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. 2.8.

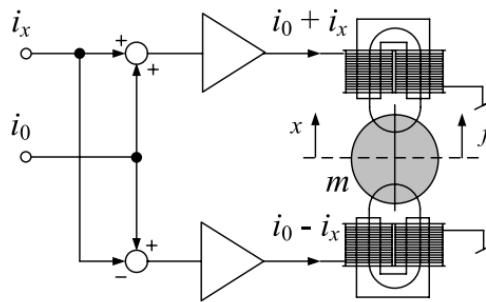


Figura 2.8 – Representação das forças em um rotor sob a ação de atuadores radiais (SCHWEITZER; MASLEN, 2009)

A força f_x na Fig. 2.8 é dada pela diferença entre as forças produzidas no atuador superior e inferior, respectivamente.

$$f_x = f_+ - f_- \quad (2.37)$$

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. (2.35), chega-se a Eq. (2.38):

$$f_x = k \left(\frac{(i_0 + i_x)^2}{(s_0 - x)^2} - \frac{(i_0 - i_x)^2}{(s_0 + x)^2} \right) \cos \alpha \quad (2.38)$$

Como $x \ll s_0$,

$$f_x = \frac{4ki_0^2}{s_0^2} (\cos \alpha) i_x + \frac{4ki_0^2}{s_0^3} (\cos \alpha) = k_i - k_s x \quad (2.39)$$

$$k_i = \frac{4ki_0^2}{s_0^2} (\cos \alpha) = \frac{\mu_0 n^2 A_a i_0}{s_0^2} \cos \alpha \quad (2.40)$$

$$k_s = \frac{4ki_0^2}{s_0^3} (\cos \alpha) = -\frac{\mu_0 n^2 A_a i_0^2}{s_0^3} \cos \alpha \quad (2.41)$$

2.4 Controle PID Aplicado a Mancais Magnéticos Ativos

De acordo com Schweitzer e Maslen (2009), a abordagem mais simples e intuitiva para se controlar um rotor suportado por mancais magnéticos ativos se dá através do emprego de um controle PID (Proporcional, Integral e Derivativo) descentralizado, também denominado controle local. Neste método, cada mancal possui dois controladores independentes entre si, um em cada eixo, conforme apresentado na Fig 2.9.

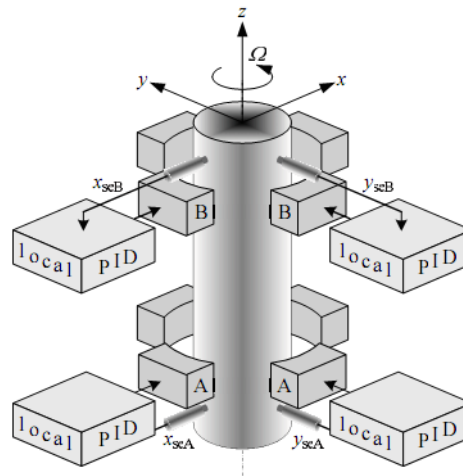


Figura 2.9 - Estrutura de Controle PID descentralizado (controle PID local) (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

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

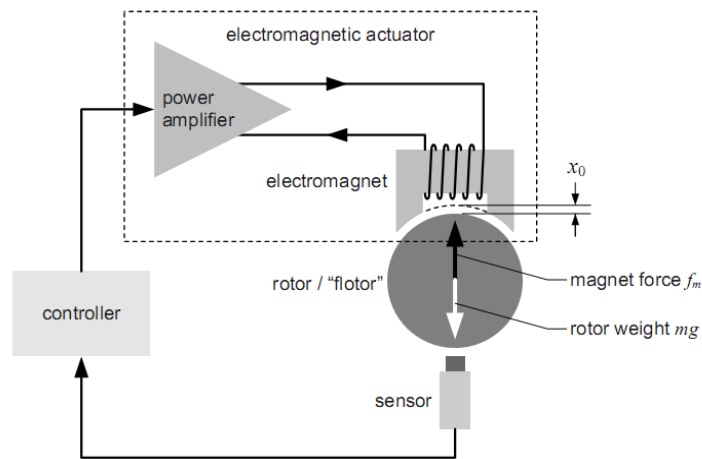


Figura 2.10 - Representação de um dos sistemas do controle PID descentralizado (SCHWEITZER; MASLEN, 2009)

Na Fig 2.11 apresenta-se o diagrama de blocos de um sistema linearizado de suspensão magnética, juntamente com um controlador PD (proporcional e derivativo), sendo que o ganho integral será incluído mais adiante.

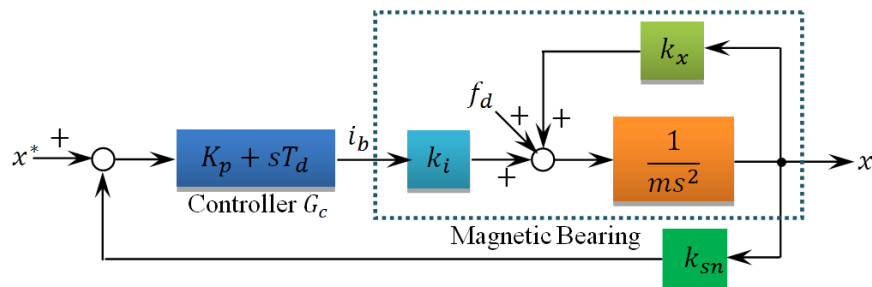


Figura 2.11 - Diagrama de blocos de um sistema linearizado de suspensão magnética com controle PD.

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 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:

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

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), pode ser denominada rigidez dinâmica:

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

Página intencionalmente deixada em branco

CAPÍTULO III

Modelagem Numérica da Bancada Experimental

Nesta seção 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, os mancais magnéticos e o sistema de controle. A partir destes modelos individuais, elabora-se um modelo do sistema completo, cuja concepção é apresentada na Fig. 3.1. A seguir, cada um destes modelos será tratado em detalhe.

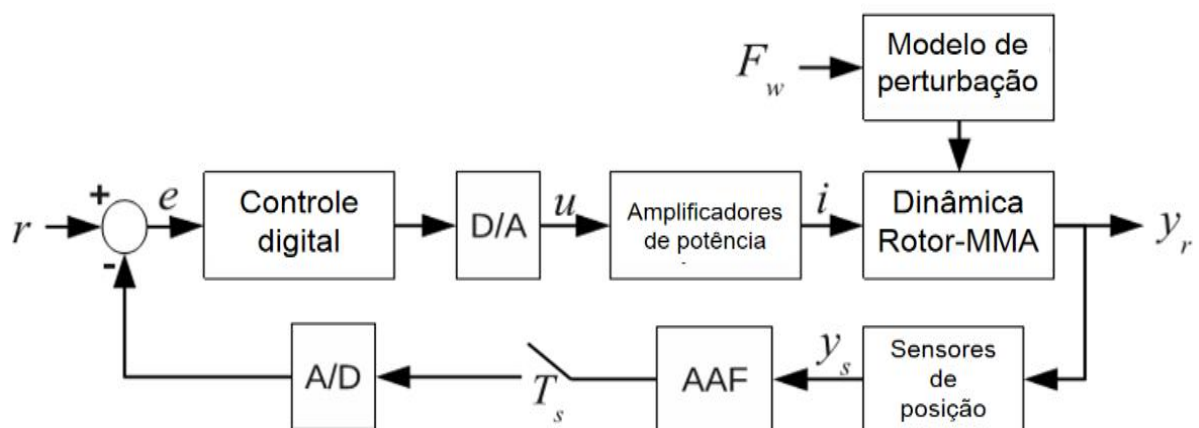


Figura 3.1 - Principais componentes de um sistema rotativo suportado por MMA

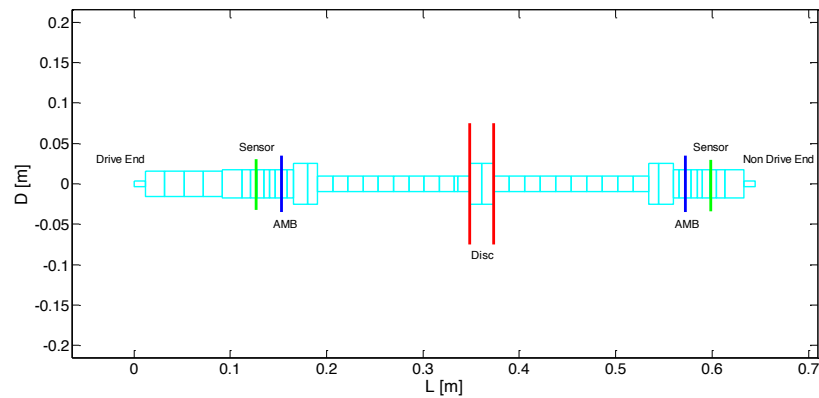


Figura 3.3 - Modelo do Rotor suportado por MMA's

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 (SCHIMIED; KOSENKOV, 2013; SCHWEITZER; MASLEN, 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 rigidezes fornecidas 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. Na Tab. 3.1 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).

Tabela 3.1 – 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

Conforme pode ser observado na Tab. 3.1, 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*.

Como as técnicas modernas de controle são, em sua maior parte, baseadas na representação em espaço de estados, Eq. (2.25) a Eq. (2.28), é interessante descrever o sistema a partir desta formulação. Entretanto, uma das limitações desta abordagem seria a ordem do sistema resultante, que contaria com 416 estados, 4 entradas de controle, quatro saídas de deslocamento, além das entradas devidas às forças de perturbação tais como desbalanceamento residual, força da gravidade e forças de acoplamento cruzado. Assim, além do grande esforço computacional requerido para simular e projetar sistemas de controle, haveria uma grande quantidade de modos de alta ordem localizados fora da banda de frequência do controlador. Tais modos possuem pequena amplitude e dificilmente seriam excitados em condições de operação (MUSHI; LIN; ALLAIRE, 2012). Para remediar este problema, deve-se utilizar técnicas de redução de modelos (SCHWEITZER E MASLEN, 2009; YOON, LIN E ALLAIRE, 2013). Uma alternativa bastante interessante é a conhecida redução pseudo-modal, pois permite reduzir a ordem da equação do movimento do rotor sem comprometer significativamente a qualidade dos resultados (LALANNE; FERRARIS, 1998), diminuindo consideravelmente o esforço computacional requerido para a solução numérica do problema. Além disso, tal técnica permite inserir amortecimento modal, o que é bastante interessante quando o sistema é pouco amortecido e os modos são relativamente desacoplados.

Resolvendo o problema de autovalor para a equação do movimento de segunda ordem Eq. (2.21) não amortecida e desconsiderando o efeito giroscópico, obtém-se:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{z}} + \mathbf{K}^*\mathbf{z} = 0 \quad (3.1)$$

onde \mathbf{M} é a matriz de massa do sistema e \mathbf{K}^* é a matriz de rigidez sem os termos de rigidez cruzada dos mancais. O sistema dado pela Eq. (3.1) é resolvido para os n primeiros modos de interesse, que são agrupados na matriz dada pela equação (3.2):

$$\Phi_n = \{\phi_1, \dots, \phi_n\} \quad (3.2)$$

Em seguida, a matriz dos modos selecionados é empregada para a realização de uma mudança de coordenadas:

$$\delta = \Phi_n \mathbf{z} \quad (3.3)$$

O próximo passo é a diagonalização das matrizes de massa e de rigidez do sistema:

$$\Phi_n^T \mathbf{M} \Phi_n = I_n \quad (3.4)$$

$$\Phi_n^T \mathbf{K} \Phi_n = \Lambda_n^2 \quad (3.5)$$

onde Λ_n é uma matriz diagonal de ordem n, cujos elementos não nulos da diagonal representam as frequências naturais do sistema.

Apesar de se obter a equação do sistema em coordenadas modais, ainda é necessário descrevê-lo sob a forma de espaço de estados. De acordo com Gawronski (2004), é possível obter a matriz dinâmica modal com base na Eq. (3.6):

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} & I_{n \times n} \\ -\Lambda_n^2 & -2\xi_n \Lambda_n \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

onde ξ_n é o vetor dos amortecimentos modais, que foram considerados como sendo iguais a 0,5% para modelar mais adequadamente o comportamento do rotor (LALANNE; FERRARIS, 1998). Em seguida, é possível inserir o efeito giroscópico na matriz dinâmica modal, através da sua versão normalizada: $G_n = \Phi_n^T G \Phi_n$:

$$\mathbf{A}_{nG} = \begin{bmatrix} 0_{n \times n} & I_{n \times n} \\ -\Lambda_n^2 & -2\xi_n \Lambda_n - \Omega G_n \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Desta forma, obtém-se o modelo modal reduzido do rotor reescrevendo as Eq. (2.26) a Eq. (2.28):

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta} \\ \dot{\delta} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{nG} \begin{bmatrix} \delta \\ \dot{\delta} \end{bmatrix} + \Phi_n^T B_{SA} i_a + \Phi_n^T B_{SU} i_a \quad (3.8)$$

$$y_{sm} = C \Phi_n \begin{bmatrix} \delta \\ \dot{\delta} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

onde y_{sm} é o vetor contendo os deslocamentos e as velocidades modais.

De acordo Skogestad e Postlethwaite (2005), 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. 3.4, 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.

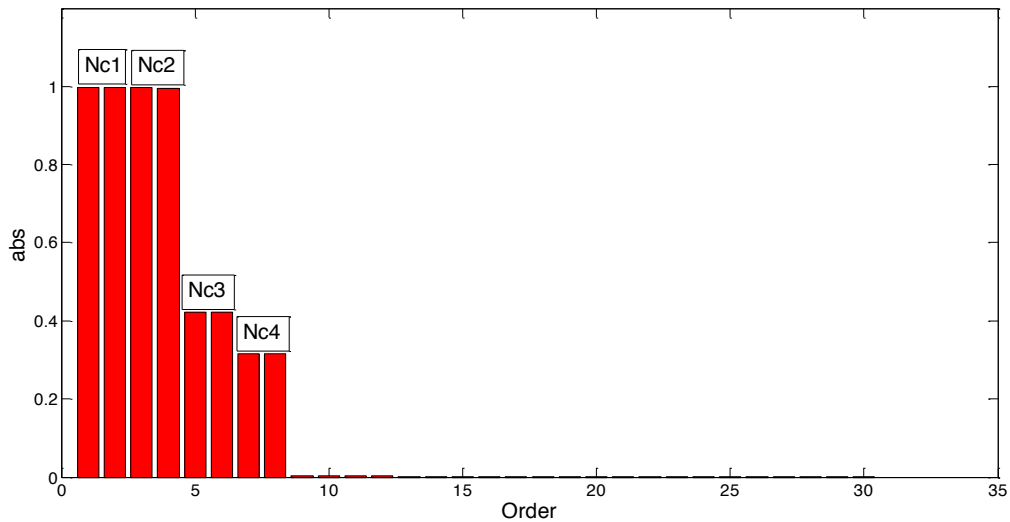


Figura 3.4 - Valores Singulares de Hankel do modelo modal do rotor

Na Fig. 3.5 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 (SCHIMIED; KOSENKOV, 2013; SCHWEITZER; MASLEN, 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 tomar bastante cuidado, pois há uma defasagem de 180° entre o sinal medido e a força aplicada, comprometendo a estabilidade do sistema.

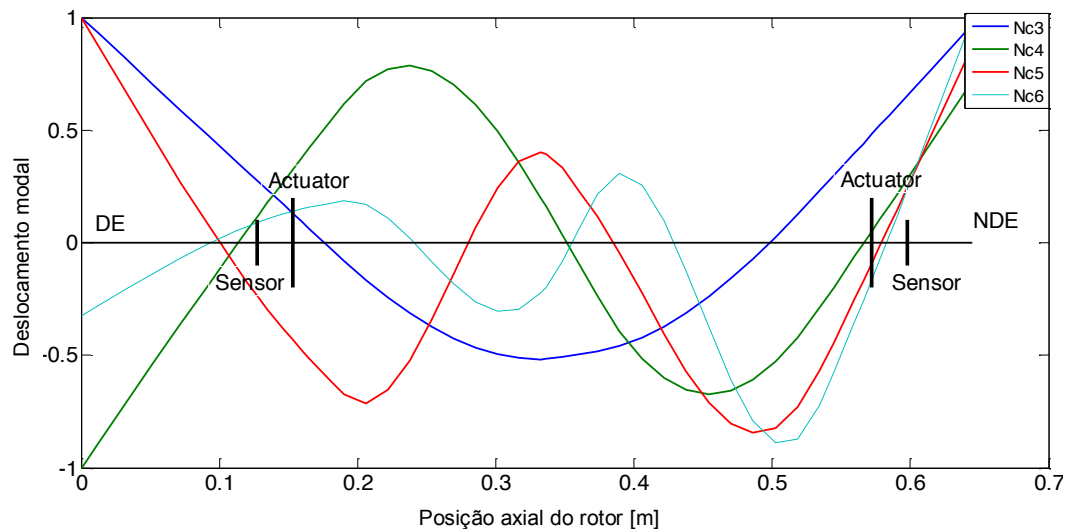


Figura 3.5 - Modos Próprios do rotor na condição livre-livre – 0 rpm

Na Fig. 3.5 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.

Na Fig. 3.6 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 e Maslen (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.

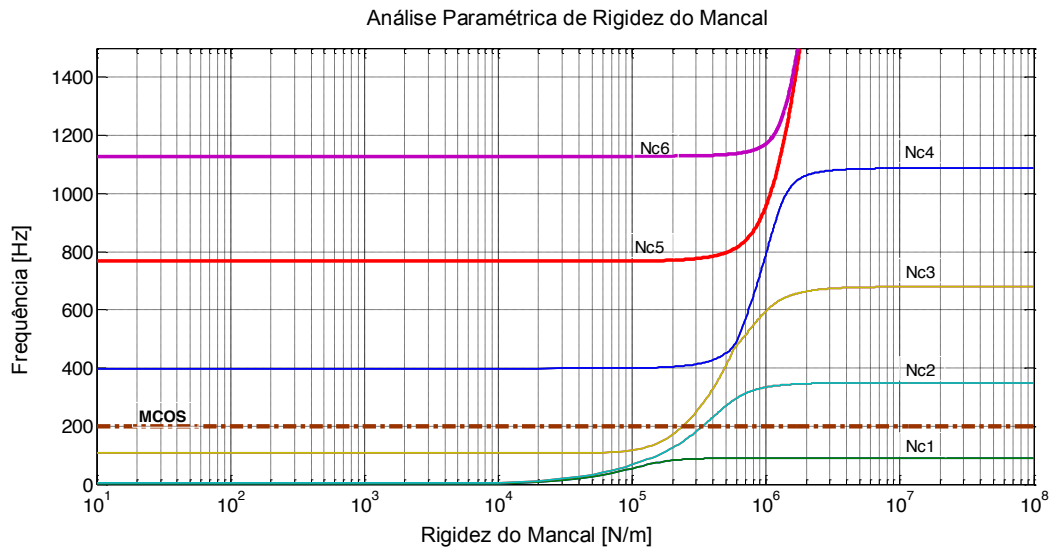


Figura 3.6 - Frequências naturais em função da rigidez nos mancais – 0 rpm

A rigidez efetiva para o sistema, operando com um controlador PID a baixas velocidades, pode ser estimado de acordo com a Eq. (3.10):

$$k_{ef} = K_i K_{amp} \left(K_p + \frac{K_s}{K_i K_{amp} K_{sen}} \right) K_{sen} \quad (3.10)$$

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. 3.2 apresentam-se os dados necessários, fornecidos pelo fabricante.

Tabela 3.2 – 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_{sens}	160	$\mu\text{m/V}$

Com base na Tab. 3.2, o valor estimado para a rigidez eficaz do sistema é $k_{ef} = 2,37 \cdot 10^5 \text{ N/m}$, valor este que se encontra dentro da região alvo.

Na Fig. 3.7 apresenta-se o diagrama de Campbell para o sistema, considerando que a rigidez dos mancais é igual a rigidez equivalente estimada.

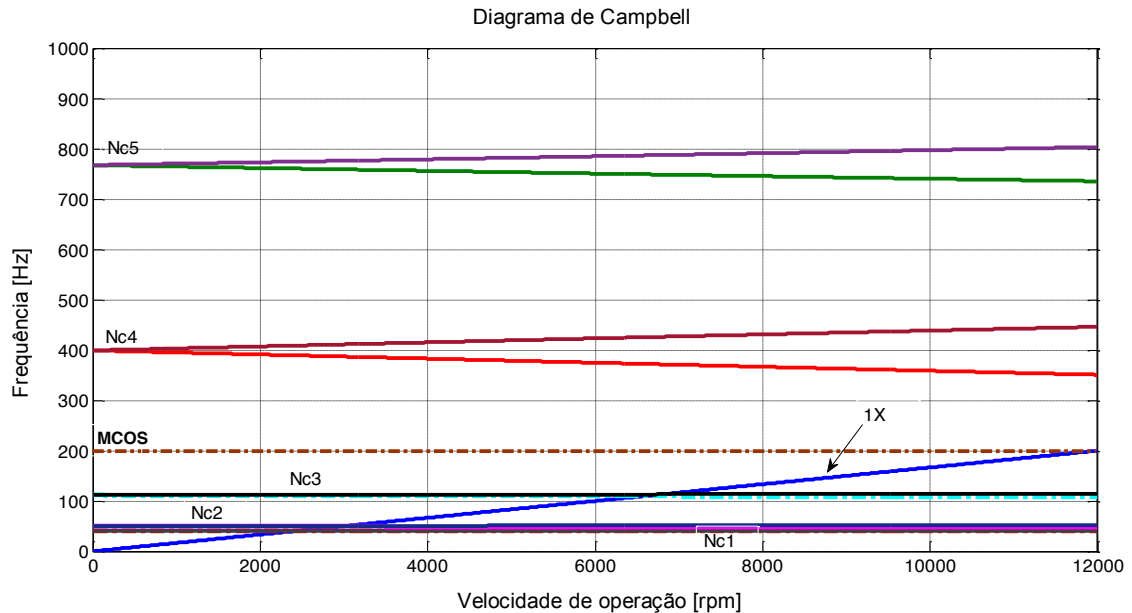


Figura 3.7 - Diagrama de Campbell

Observando-se a Fig. 3.7, 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. Desta forma, esta variação também consiste em um problema interessante a ser considerado na concepção do controle.

3.2 Modelagem dos Mancais Magnéticos pelo Método dos Elementos Finitos

Nesta sessão é utilizado o método dos elementos finitos (MEF) para realizar uma análise estática de um mancal magnético ativo. O objetivo é verificar os parâmetros obtidos pelas equações linearizadas apresentadas anteriormente, comparando-os com os obtidos em uma análise utilizando um software de elementos finitos onde são considerados os efeitos das não-linearidades do modelo. Em uma análise de elementos finitos é possível observar o comportamento do MMA para diversas faixas de operação; com isso, é possível observar

fenômenos que não são observáveis em modelos numéricos, como por exemplo a alta densidade de fluxo em determinadas áreas devido à geometria, e a interação de fluxo entre os quadrantes (YOON, 2013).

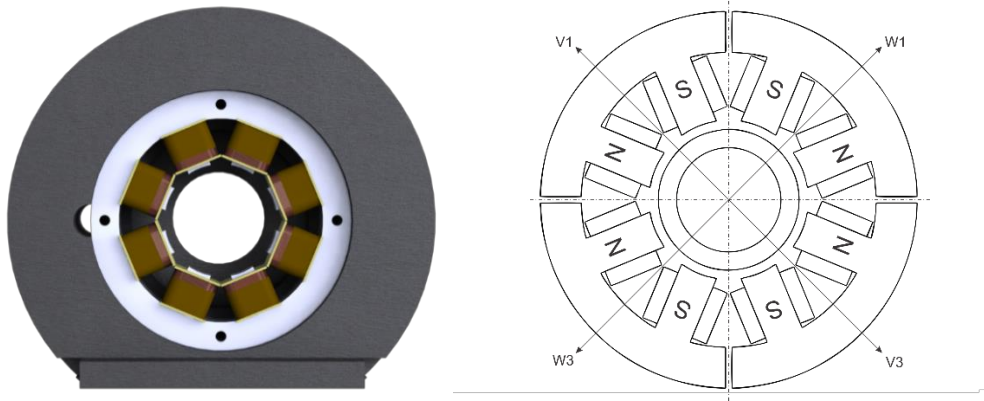


Figura 3.8 – Configuração do MMA analisado

A configuração do MMA analisado consiste em um estator laminado heteropolar de 8 polos, dividido em 4 quadrantes com esquema de polarização N-S-S-N utilizado em cada quadrante, como mostra a Fig. 3.8. Os quatro quadrantes do estator operam de forma independente, com cada par de polos formando um atuador eletromagnético. A combinação das características de projeto do MMA auxilia na diminuição das perdas devido à corrente de Foucault (*Eddy currents*).

A escolha de um estator formado por material laminado é justificada pelo fato de que um núcleo sólido atua como um circuito simples de bobina, Fig. 3.9a, gerando grandes perdas por corrente de Foucault; sendo assim, quanto menor a espessura da lâmina utilizada para formar o laminado do núcleo da bobina, Fig. 3.9b, menores serão as perdas (SCHWEITZER, 2002).

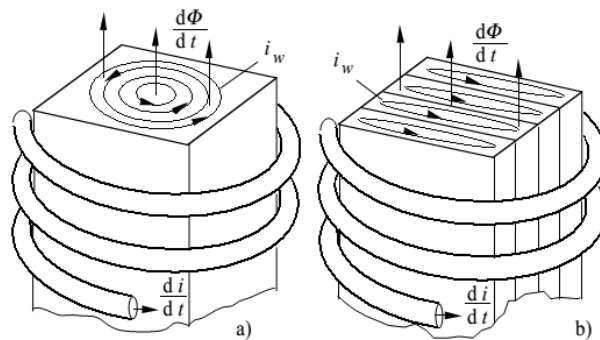


Figura 3.9 – Comparação de núcleos de atuadores magnéticos (a) sólido e (b) laminado (SCHWEITZER, 2002).

Para a modelagem do MMA utilizando o software de elementos finitos ANSYS® foi gerada uma geometria própria a partir do software CAD SolidWorks®. Na Tab. 3.3 são apresentados os parâmetros de projeto utilizados na modelagem do MMA.

Tabela 3.3 – Especificações dos MMA's

Parâmetro	Valor	Unidade
Número de polos	8	
Número de voltas de corrente elétrica, N	276 (por eixo)	
Área projetada do polo, A_g	430,74	mm ²
Diâmetro interno do estator	50,765	mm
Entreferro ("air gap")	0,432	mm
Folga no mancal de auxiliar	0,100	mm
Corrente máxima	3,0	A
Corrente de saturação	1,5	A
Corrente de bias, i_o	1,0	A

A geometria utilizada nas simulações é apresentada na Fig. 3.10a; na Fig. 3.10b pode-se observar a malha do modelo que foi gerada com 209923 elementos. Foram utilizados elementos do tipo SOLID236 da biblioteca do ANSYS®. O tempo total de simulação foi de 42 minutos e 52 segundos, sendo que a simulação foi executada em um computador com processador Intel® Core i7-4770K com 16GB de memória RAM e placa de vídeo AMD Radeon HD 7700 Series.

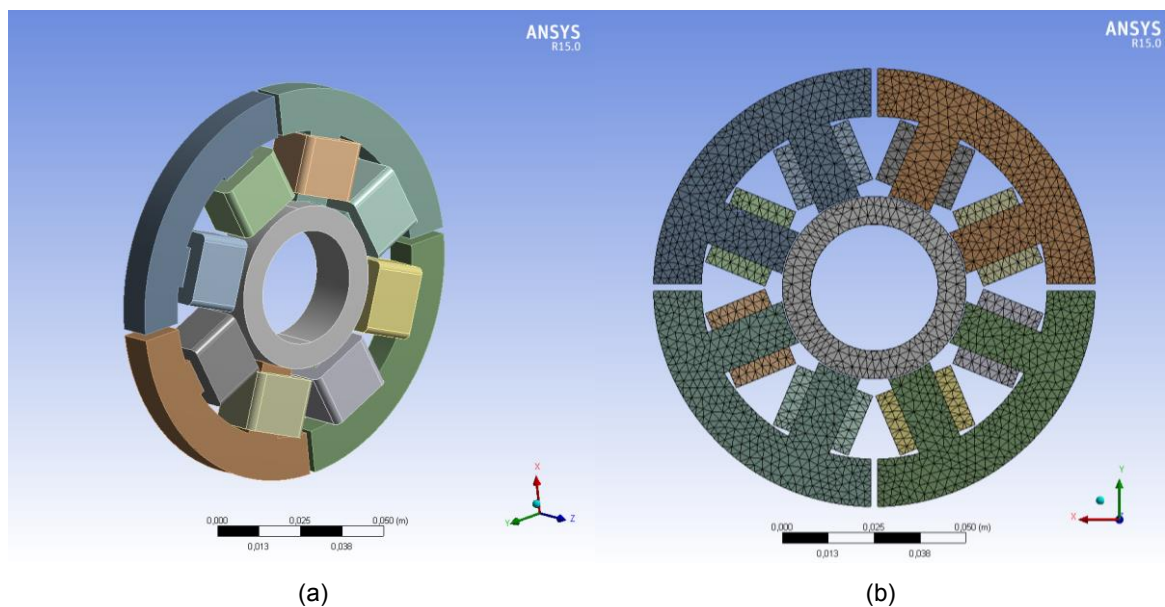


Figura 3.10 – Geometria do MMA: (a) vista isométrica, (b) vista de seção com malha

Os resultados foram obtidos conforme explicado a seguir. Inicialmente o rotor foi mantido centralizado e variou-se a corrente nos atuadores axissimétricos para obter o ganho de corrente K_i [N/A]. A corrente de *bias*, $i_0 = 1\text{A}$, foi mantida constante e, para simular a corrente de controle do sistema, utilizou-se uma corrente auxiliar, i_x , que foi inserida como uma perturbação no sistema. Esta corrente varreu toda a faixa de operação dos atuadores, ou seja, até um valor máximo de 3A ($-2 \leq i_x \leq 2$). Utilizando as mesmas condições na simulação foi possível obter a densidade de fluxo B e a capacidade máxima do atuador [N]. Na Fig. 3.11 observa-se a evolução da densidade de fluxo nos quadrantes superiores conforme ocorre o aumento da corrente de perturbação.

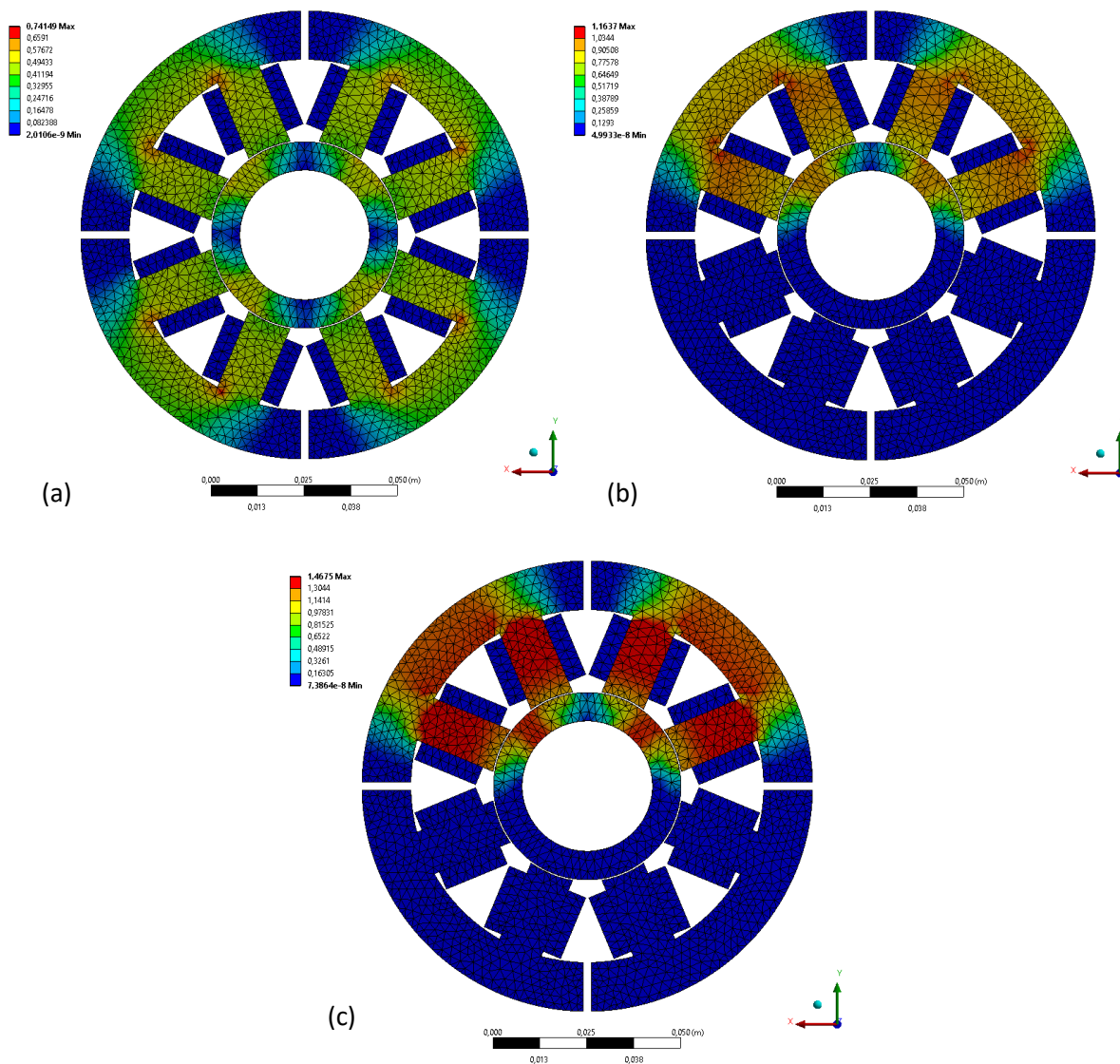


Figura 3.11 – Densidade de fluxo para três correntes (a) somente corrente de bias de 1A (b) 2A, (c) 3A

A Fig. 3.12 apresenta um ajuste da curva (força por corrente) para determinação da rigidez de posição K_i utilizando os pontos obtidos através da simulação apresentada anteriormente.

Para determinar a rigidez de posição K_s foi utilizada uma metodologia similar à utilizada na determinação da rigidez de corrente K_i ; nesta simulação a corrente nos atuadores foi mantida constante deslocando-se apenas o rotor. A faixa deslocamento do rotor na simulação foi de $-300 \leq x \leq 300$ [μm], permitindo assim gerar a Fig. 3.13.

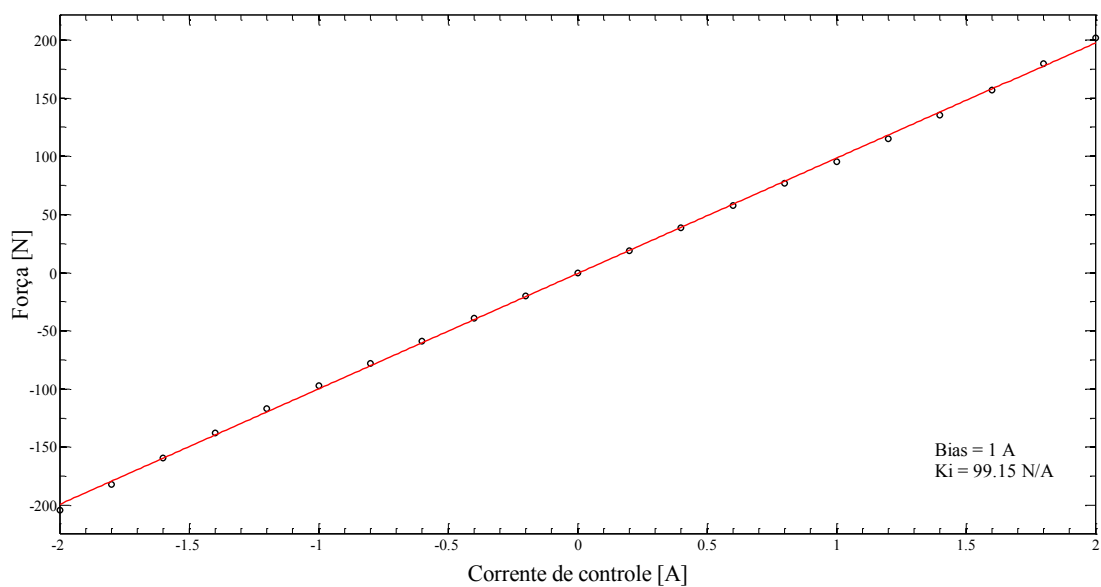


Figura 3.12 – Gráfico Força x Corrente utilizado para determinar a rigidez de corrente K_i .

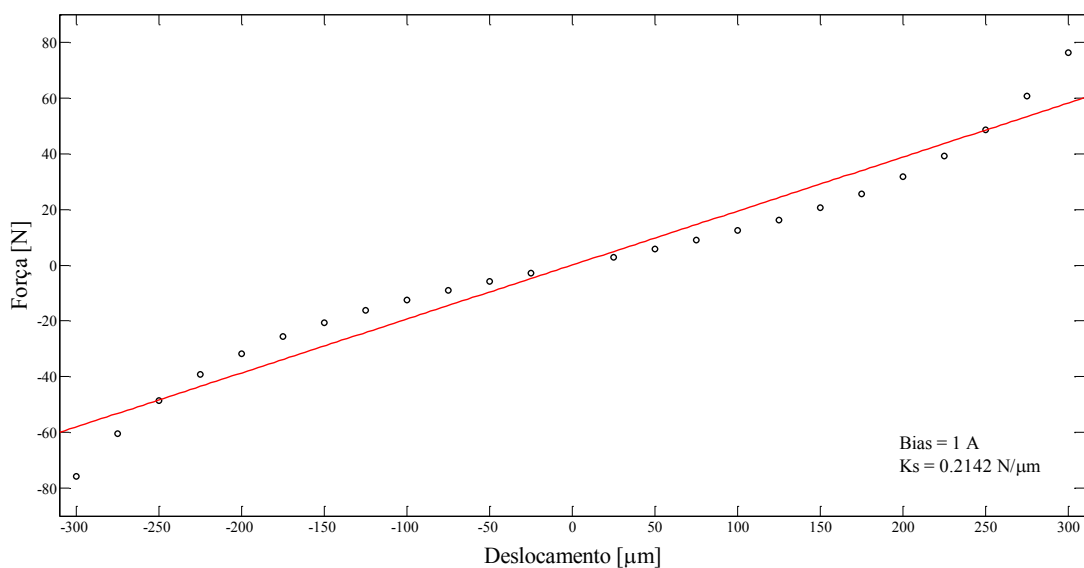


Figura 3.13 – Gráfico Força x Deslocamento utilizado para determinar a rigidez de posição K_s .

3.3 Modelagem dos componentes do sistema

Neste item será abordada a modelagem dos principais componentes eletrônicos do sistema, tais como atuadores, amplificadores de potência, sensores, além do 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. 3.14.

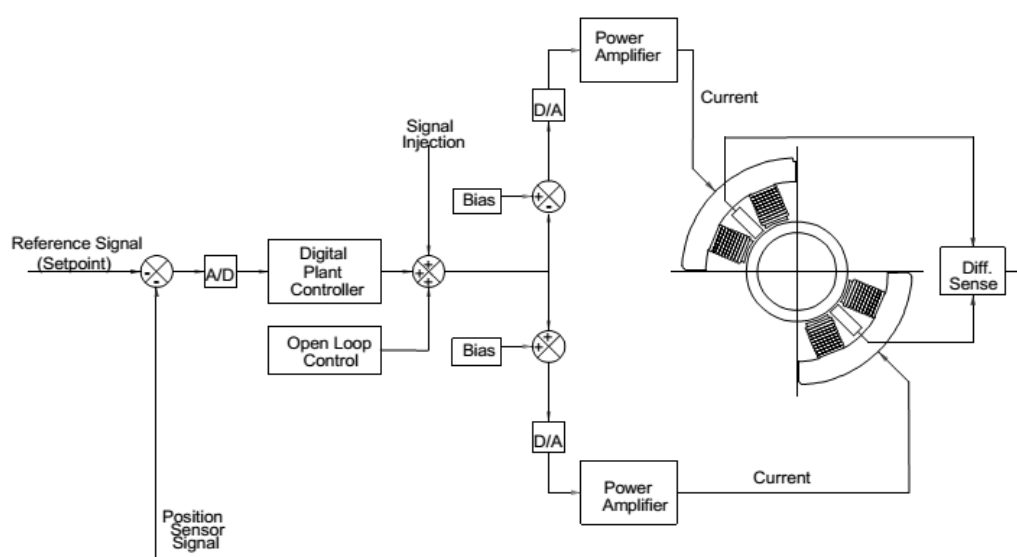


Figura 3.14 - Diagrama do sistema de controle por eixo (Fonte: SKF *Hardware Manual*)

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

Na Fig. 3.15 pode-se observar que cada eixo de controle possui 2 amplificadores, sendo um para cada atuador. Os amplificadores são responsáveis por gerar a corrente nas bobinas dos atuadores com base no sinal de comando recebido do controlador. Desta forma, são produzidas as forças magnéticas para corrigir a posição do rotor. De acordo com o fabricante, os amplificadores empregados são simplesmente comutadores de tensão que são ligados em alta frequência por um sinal PWM (*pulse-width modulation*, modulação por largura de pulso) provido pelo controlador.

O comportamento de um amplificador pode ser representado por uma função de transferência de primeira ordem (SANADGOL, 2006):

$$G_{amp} = K_{amp} \frac{1}{\frac{1}{\omega_{camp}} s + 1} \quad (3.11)$$

onde G_{amp} é a função de transferência, K_{amp} é o ganho e ω_{camp} é a largura de banda do amplificador. Com base nos dados do fabricante, K_{amp} é próximo de 1 A/V e a banda do controlador, ω_{camp} , está em torno de 650 Hz. Na Fig. 3.15 apresenta-se a função de transferência para o amplificador obtida em ambiente MATLAB.

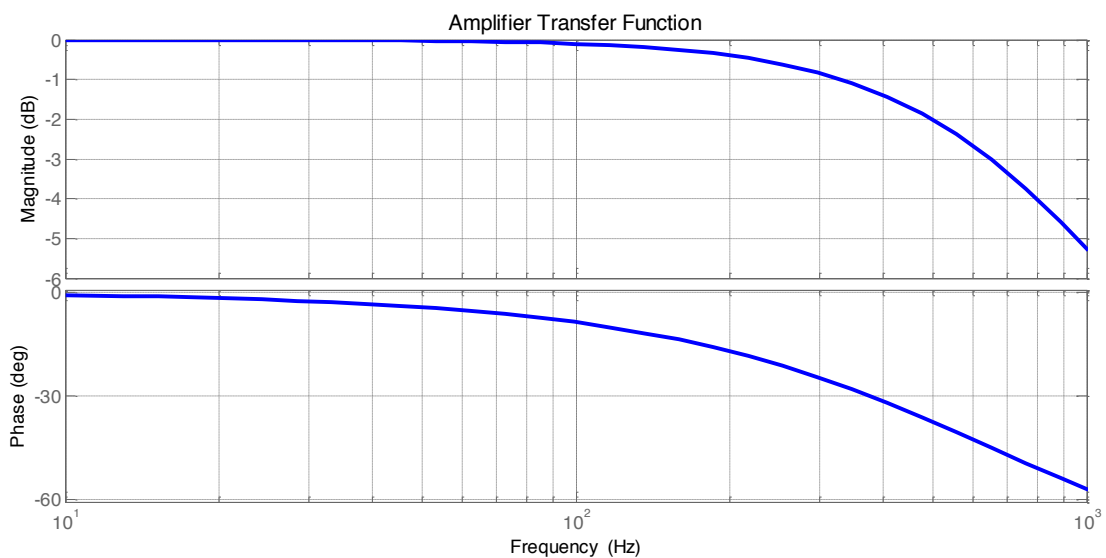


Figura 3.15 - Função de Transferência dos Amplificadores

3.3.2 Sensores de Posição e Filtros Anti-Aliasing

Para a medição da variação da posição do eixo são empregados sensores de relutância variável, sendo utilizados dois por eixo, onde a diferença entre ambos sinais é subtraída do valor de referência para fornecer o sinal de erro, como foi apresentado na Fig 3.14. De acordo com o fabricante, são instalados filtros *anti-aliasing* em cascata com os sensores de posição. A função de transferência completa do sistema formado pelos sensores e pelo filtro *anti-aliasing* dada por uma sequência em cascata de quatro filtros passa baixa de segunda ordem e um de primeira ordem, dados pela Eq. (3.12) e pela Eq. (3.13), respectivamente.

$$LP_i = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + 1}, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.12)$$

$$LP_5 = \frac{\omega_5}{s + \omega_5} \quad (3.13)$$

onde: $\omega_1 = \omega_2 = 1,289e5 \text{ rad/s}$, $\omega_3 = 6,28e4 \text{ rad/s}$, $\omega_4 = 1,256e5 \text{ rad/s}$, $\omega_5 = 1,24e5 \text{ rad/s}$,
 $\xi_1 = \xi_2 = 0,29$, $\xi_3 = \xi_4 = 1,00$.

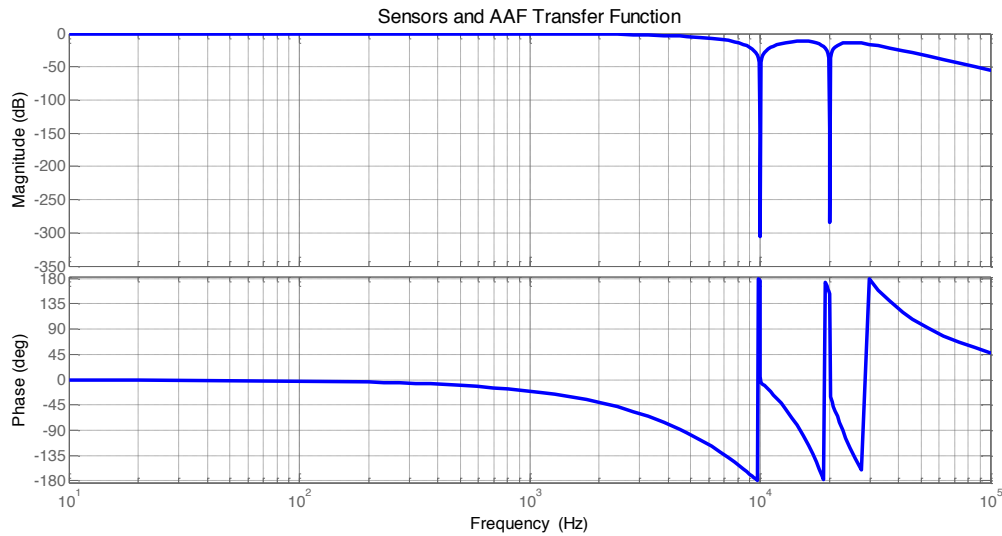


Figura 3.16 - Função de Transferência dos Sensores/Filtro *Anti-Aliasing*

Conforme pode ser observado na Fig. 3.16, a função de transferência obtida possui uma ampla faixa de resposta plana, que vai até aproximadamente 1300 Hz para a fase e até 10000 Hz em amplitude. Com isto, a sua influência sobre o comportamento dinâmico da planta, cuja banda do controlador está abaixo de 1000 Hz, é bastante limitada.

3.3.3 O controlador

A função do controlador é receber o sinal de tensão (V) proveniente dos sensores, processar esta informação e retornar o valor de corrente requerida para os amplificadores. Pode-se considerar que o controlador é formado por três partes: os conversores A/D e D/A, um processador digital de sinais e um gerador de PWM.

Para representar o atraso devido ao processamento do controlador relacionado aos conversores A/D e D/A, empregou-se uma aproximação de Padé (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005; SCHWEITZER; MASLEN, 2009), cuja função de transferência é baseada na frequência de amostragem do controlador, dada pela equação (3.14).

$$e^{-T_s s} \approx \frac{\left(1 - \frac{T_s s}{2n}\right)^n}{\left(1 + \frac{T_s s}{2n}\right)^n} \quad (3.14)$$

Empregou-se uma aproximação de ordem 2, $n = 2$. Já a variável T_s corresponde ao tempo de atraso (tempo morto), que é dado pelo inverso da frequência de amostragem do controlador que, segundo o fabricante, é de 10 kHz. Na Fig. 3.17 apresenta-se a função de transferência correspondente ao tempo de atraso do controlador, modelado de acordo com uma aproximação de Padé de 2ª ordem.

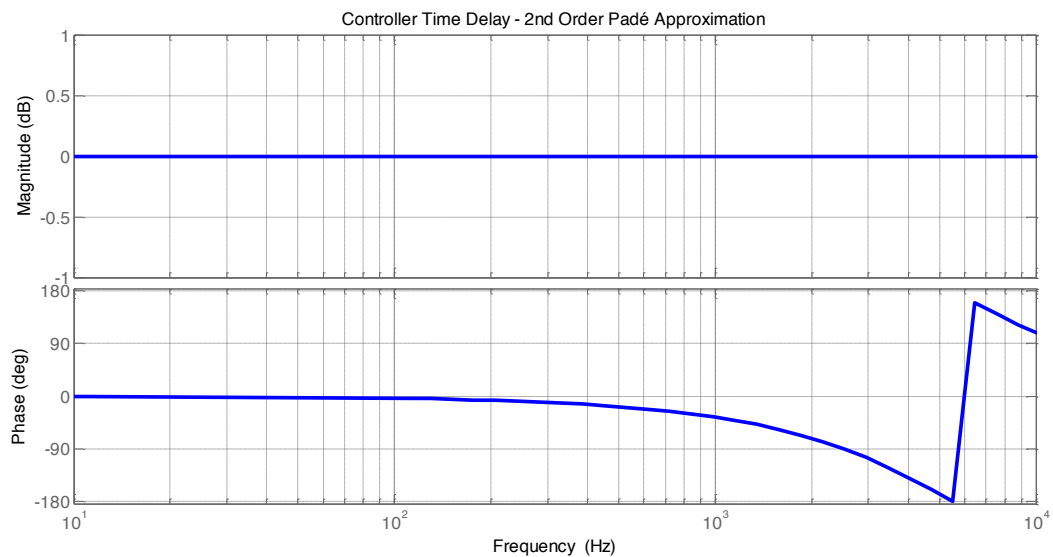


Figura 3.17 - Função de Transferência tempo de atraso do controlador, aproximação de Padé de 2ª ordem

Conforme pode-se notar na Fig. 3.17, a função de transferência representada não afeta a amplitude do sinal; entretanto, observa-se que provoca um atraso de fase da ordem de -20° na região próxima a 650 Hz, que corresponde a frequência de corte do amplificador. Desta forma, para que se tenha um modelo adequado da planta, é imprescindível considerar-se o atraso de tempo.

3.4 A planta em malha aberta

Conforme pode ser visto na Fig. 3.18, a planta em malha aberta é formada pelo atraso de processamento do controlador e conversores AD e DA, pelos amplificadores/atuadores, pelo rotor e pelos sensores de posição.

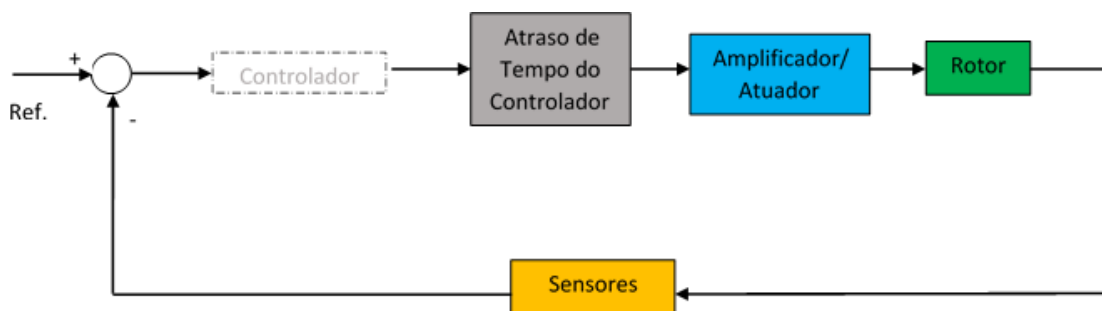


Figura 3.18 - Representação da Planta em Malha Aberta

Com base nas funções de transferência de cada um dos componentes destacados na Fig. 3.18, exceto o controlador, é possível determinar as funções de transferência para o sistema da planta em malha aberta, conforme apresentada na Fig. 3.19.

Na Fig. 3.19a são apresentadas as funções de transferência entre o erro e a entrada de controle para os eixos V13 e W13, localizados no mancal do lado acoplado. Já na Fig. 3.19b pode-se observar as funções equivalentes para o mancal do lado livre. Deve-se mencionar que o sistema possui 4 entradas (comandos de controle), quatro saídas (erro de posição), 58 estados e considera os distúrbios devidos a força da gravidade e ao desbalanceamento. Este sistema é diagonal, ou seja, as funções de transferência cruzadas são desconsideradas devido a sua baixa magnitude.

Como o sistema ainda se apresenta com uma ordem elevada, 58 estados, realizou-se uma redução do modelo com base nos valores singulares de Hankel, onde foi possível reduzir a ordem do sistema para apenas 40 estados, sem prejuízos na faixa de frequências de interesse.

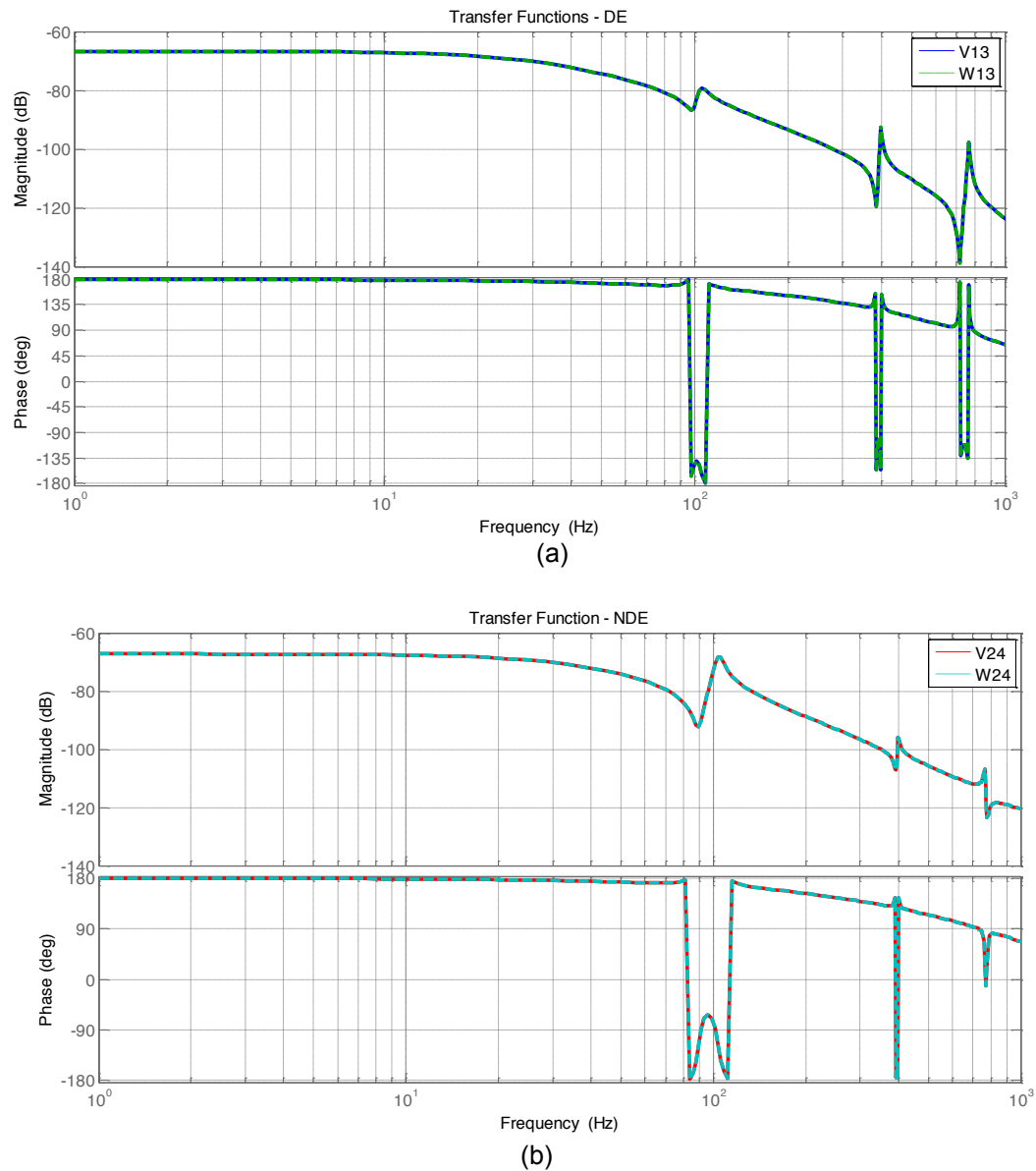


Figura 3.19 - Funções de Transferência da Planta em Malha Aberta: (a) Lado acoplado (DE), (b) Lado livre (NDE)

Na Fig. 3.20 pode-se visualizar os polos dominantes da planta, onde nota-se que há dois polos localizados do lado direito do plano complexo, indicando que a planta em malha aberta é instável, o que é uma característica inerente a sistemas rotativos suportados por mancais magnéticos. Desta forma, o objetivo primário de qualquer controlador deste tipo de sistema é a sua estabilização, fazendo deslocar os polos do lado direito para o lado esquerdo do eixo imaginário.

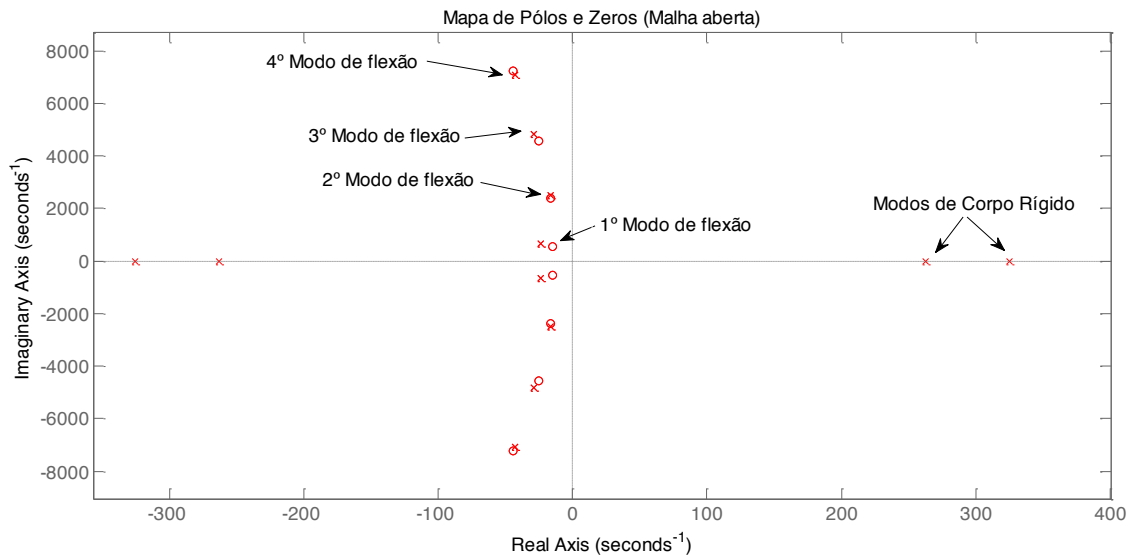


Figura 3.20 - Mapa de Polos e Zeros da Função de Transferência da Planta em Malha Aberta

3.5 Implementação do controle

O controlador fornecido junto com a bancada de rotor com MMA's possui uma estrutura descentralizada e permite o emprego de uma combinação de recursos para possibilitar a levitação do sistema. O controle fornecido pelo fabricante emprega por eixo os seguintes recursos: um controle PI, filtros de avanço de fase, filtros genéricos de segunda ordem e filtros rejeita banda (*notch filters*), dispostos em cascata, conforme apresentado na Eq. (3.15).

$$G_{ctrl} = (PI)(Lead / lag)(Gen)(Notch) \quad (3.15)$$

onde G_{ctrl} é a função de transferência do controlador e os elementos do lado direito da equação representam as funções de transferência do controlador PI (PI), dos filtros de avanço de fase (Lead), dos filtros genéricos (Gen) e dos filtros rejeita banda (Notch).

3.5.1 O controle PID

O controle PID é o mais amplamente empregado na indústria devido a sua simplicidade e eficiência. Por isso também é bastante comum em aplicações com mancais magnéticos. Entretanto, somente o controlador PID não é suficiente para garantir a estabilidade do sistema, conforme mencionado anteriormente.

Na Eq. (3.16) apresenta-se a forma padrão de um controle PID contínuo.

$$PID = \frac{K_T (K_D s^2 + K_P s + K_I)}{s} \quad (3.16)$$

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 possui uma maior influência sobre a rigidez, pois multiplica diretamente o deslocamento. Analogamente, o ganho derivativo afeta o amortecimento, pois multiplica a velocidade. Já o ganho integral possui a finalidade de eliminar o *offset* em regime estacionário. Na tabela Tab. 3.4 apresenta-se os ganhos empregados em cada um dos eixos de controle.

Tabela 3.4 – Ganhos do controle PID

Parâmetro	Eixo			
	V13	W13	V24	W24
K_T	0,0062	0,00620	0,0046	0,0046
K_P	1,0	1,0	1,0	1,0
K_D	0,0	0,0	0,0	0,0
K_I	46,0	46,0	35,0	35,0

3.5.2 Filtros de avanço e de atraso de fase

De acordo com Ogata (2010), um filtro de avanço de fase é composto por um polo e um zero, sendo que a frequência do polo é maior do que a frequência onde localiza-se o zero. Ao se adicionar um filtro de avanço de fase em um sistema, tem-se como consequência um aumento do ganho e da fase na região localizada entre estas duas frequências. No controle de 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 uma frequência natural e um polo depois, produz-se um incremento de fase que pode amortecer consideravelmente este modo. Esta técnica é conhecida como estabilização de fase. Entretanto, deve-se atentar para o fato de que o ganho também é incrementado na região entre o polo e o zero, podendo reduzir a margem de estabilidade deste modo.

Analogamente ao caso anterior, o filtro por atraso de fase consiste de um polo e um zero. Entretanto, neste caso o zero está localizado em uma frequência acima da frequência do polo. Com isso, obtém-se uma atenuação na amplitude e uma redução de fase entre as duas frequências. Esta técnica também é empregada para tratar modos localizados dentro da faixa de operação da máquina, mas deve-se atentar para a redução de fase produzida.

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 a do zero.

Na Eq. (3.17) apresenta-se a expressão para filtros de avanço e de atraso de fase.

$$Lead / lag_i = K_c \alpha_i \frac{T_i s + 1}{\alpha_i T_i s + 1}, \quad i = 1, 2 \quad (3.17)$$

onde:

K_c é o ganho

α_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;

$-\frac{1}{\alpha_i T_i}$ é a localização do polo

$-\frac{1}{T_i}$ é a localização do zero

i define se é o primeiro ou o segundo filtro de avanço (ou atraso) de fase

Tabela 3.5 – Parâmetros dos Filtros de avanço/atraso de fase

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

3.5.3 Filtros genéricos de segunda ordem

Outro recurso que pode ser empregado para melhorar o controle é o emprego de filtros genéricos de segunda ordem, pois permitem alterar tanto o ganho quando a fase do sistema. Na Eq. (3.18) apresenta-se a função de transferência dos filtros genéricos de segunda ordem empregados.

$$Gen_i = \frac{s^2 + 2\xi_{Ni}\omega_{Ni}s + \omega_{Ni}^2}{s^2 + 2\xi_{Di}\omega_{Di}s + \omega_{Di}^2}, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.18)$$

Os parâmetros empregados na Eq. (3.18) estão agrupados na Tab. 3.6.

Tabela 3.6 – Parâmetros dos Filtros Genéricos

Filtro	Parâmetro	Eixo			
		V13	W13	V24	W24
Gen ₁	ω_{N1}, ξ_{N1}	2350 rad/s, 0,08	2350 rad/s, 0,08	1791 rad/s, 0,41	1791 rad/s, 0,41
	ω_{D1}, ξ_{D1}	1759 rad/s, 0,37	1759 rad/s, 0,37	1791 rad/s, 0,26	1791 rad/s, 0,26
Gen ₂	ω_{N2}, ξ_{N2}	4712 rad/s, 0,03	4712 rad/s, 0,03	2513 rad/s, 0,27	2513 rad/s, 0,27
	ω_{D2}, ξ_{D2}	4178 rad/s, 0,16	4178 rad/s, 0,16	2953 rad/s, 0,21	2953 rad/s, 0,21
Gen ₃	ω_{N3}, ξ_{N3}	9519 rad/s, 0,36	9519 rad/s, 0,36	9739 rad/s, 0,14	9739 rad/s, 0,14
	ω_{D3}, ξ_{D3}	7383 rad/s, 0,30	7383 rad/s, 0,30	10053 rad/s, 0,42	10053 rad/s, 0,42
Gen ₄	ω_{N4}, ξ_{N4}	0,0	0,0	2513 rad/s, 0,02	2513 rad/s, 0,02
	ω_{D4}, ξ_{D4}	0,0	0,0	2513 rad/s, 0,10	2513 rad/s, 0,10

3.5.4 Filtros rejeita banda (*notch filters*)

Os filtros rejeita banda (*notch filters*) são empregados para lidar com frequências naturais localizadas fora da faixa de operação da máquina ou fora da banda de frequência do sistema. Estes filtros atenuam drasticamente a amplitude do sinal em uma banda estreita próxima à frequência de corte. Além disso, produzem um atraso de fase logo antes da frequência de corte e um avanço de fase logo após esta frequência. Com isso, pode-se emprega-lo como estabilizador de fase posicionando a frequência de corte um pouco antes do modo problemático. Na Eq. (3.19) apresenta-se a função de transferência típica de um filtro rejeita banda.

$$Notch_i = \frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i \omega_i s + \omega_i^2}, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.19)$$

Na Tab. 3.7 apresenta-se os parâmetros dos filtros rejeita banda empregados.

Tabela 3.7 – Parâmetros dos Filtros Rejeita Banda

Filtro	Parâmetro	Eixo			
		V13	W13	V24	W24
Notch ₁	ω_1 (rad/s)	1759	1759	1790	1790
	ξ_1	0,37	0,37	0,26	0,26
Notch ₂	ω_2 (rad/s)	4178	4178	2953	2953
	ξ_2	0,16	0,16	0,21	0,21
Notch ₃	ω_3 (rad/s)	0,0	0,0	2513	2513
	ξ_3	0,0	0,0	0,10	0,10
Notch ₄	ω_4 (rad/s)	0,0	0,0	0,0	0,0
	ξ_4	0,0	0,0	0,0	0,0

3.5.5 Funções de transferência do controlador

A partir das Eq. (3.15) a Eq. (3.18) foi determinado o controlador do sistema, cujas funções de transferência podem ser observadas na Fig. 3.21.

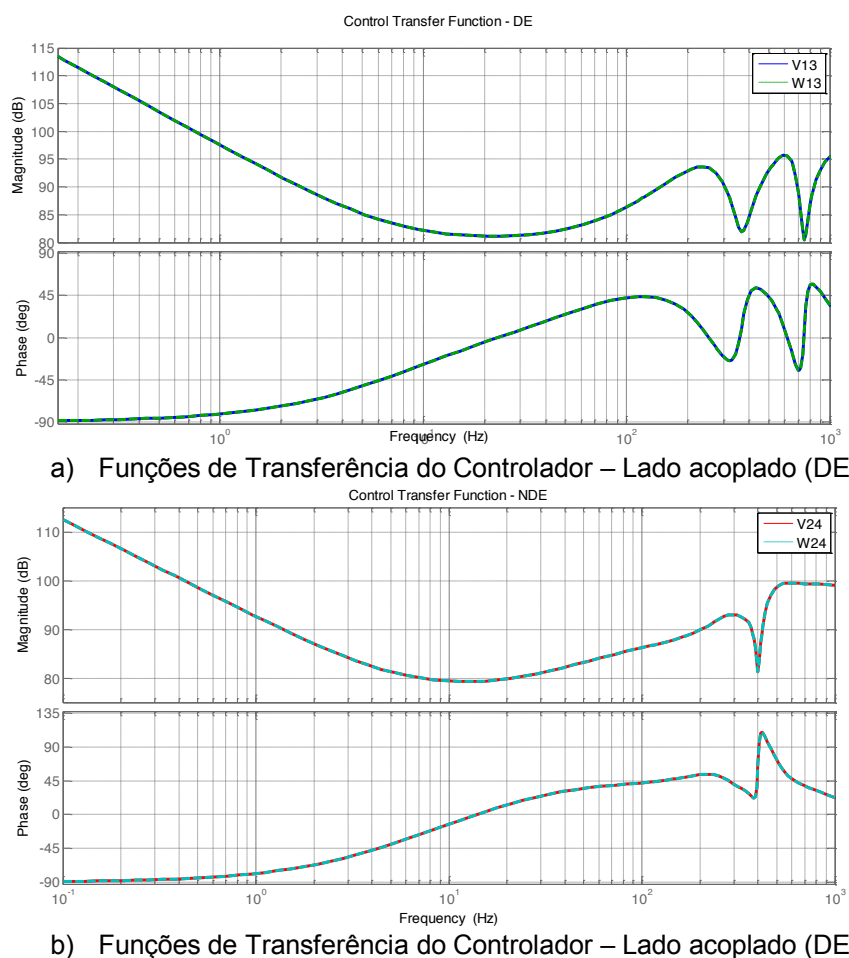


Figura 3.21 - Funções de Transferência do Controlador

Conforme pode ser observado na Fig. 3.21, as funções de transferência para os eixos localizados no mesmo mancal são idênticas.

3.6 A Planta em malha fechada

De acordo com a norma ISO 14839, as principais funções de transferência de um sistema rotativo suportado por MMA's são a função de transferência no ramo direto, G_o , a função de transferência em malha fechada, G_c , e a função de sensibilidade, G_s .

Na Fig. 3.22 apresenta-se a medição da função de transferência no ramo direto e da função de sensibilidade segundo a norma ISO 14839-3, onde G_r representa a função de transferência do controle e G_p a função de transferência da planta em malha aberta.

Na Fig 3.22a observa-se que é injetado um sinal de excitação $E(s)$, que pode ser tanto harmônico quanto randômico, e mede-se os sinais V_1 e V_2 , que são empregados para determinar a função de transferência no ramo direto G_o de acordo com a equação (3.20):

$$G_o(s) = -\frac{V_2(s)}{V_1(s)} \quad (3.20)$$

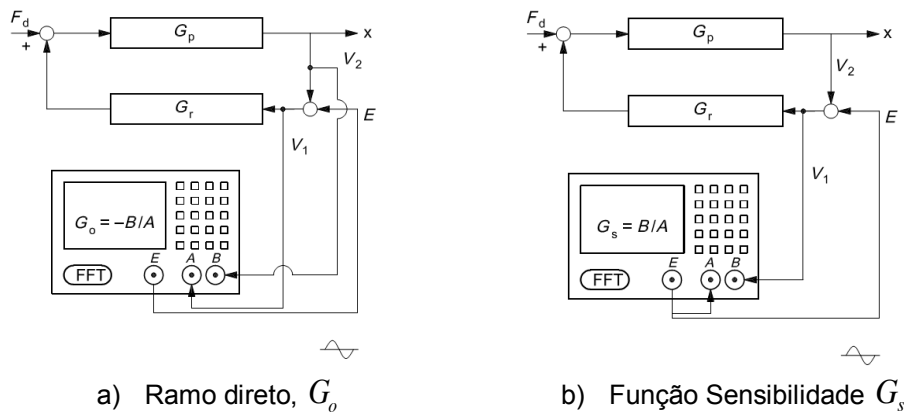


Figura 3.22 - Medição das Funções de Transferência em Malha Fechada (Norma ISO 14839-3)

A função de transferência $G_o(s)$ também é denominada 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. Caso contrário, o sistema se torna instável. Portanto, a função de transferência $G_o(s)$ é diferente da função de transferência em malha aberta obtida com todas as malhas de controle abertas.

A função de transferência em malha fechada é dada pela Eq. (3.21). A função de transferência em malha fechada também pode ser obtida a partir da relação apresentada na (3.22).

$$G_c(s) = -\frac{V_2(s)}{E(s)} \quad (3.21)$$

$$G_c(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (3.22)$$

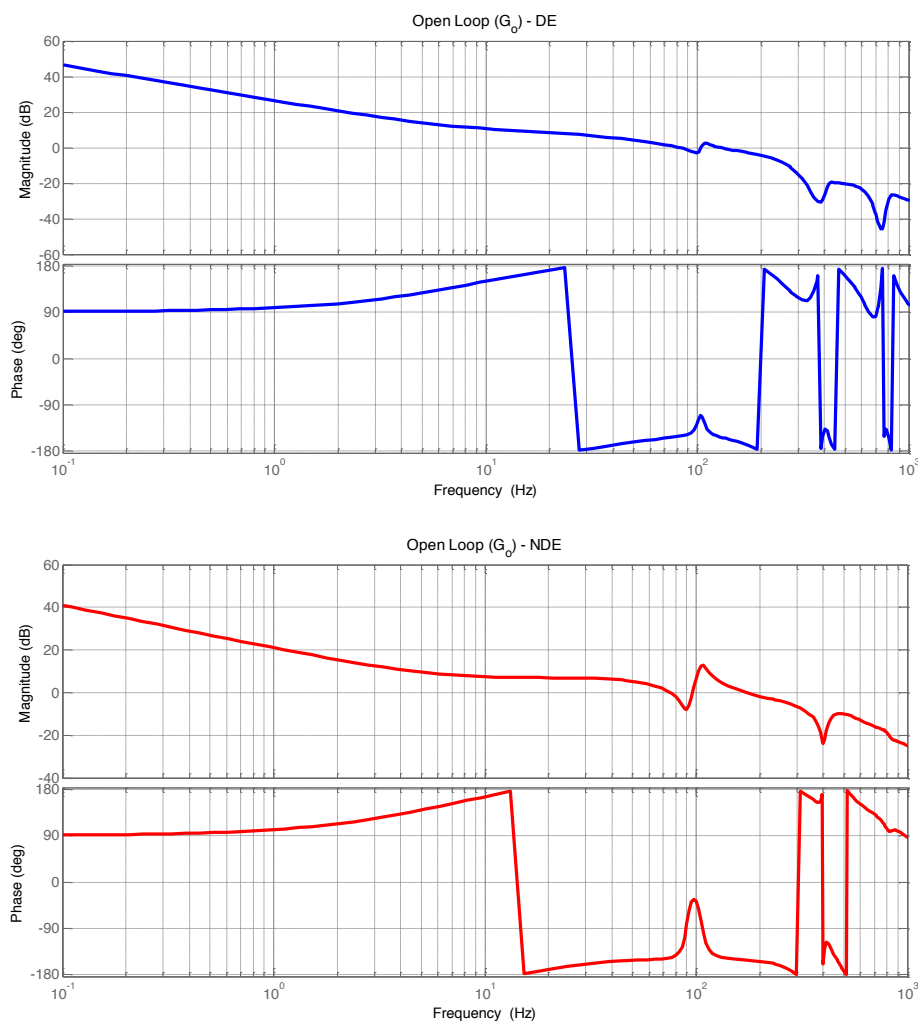


Figura 3.23 - Funções de Transferência no Ramo Direto – 0 rpm, Lado acoplado em azul e Lado livre em vermelho

Na Fig. 3.23 apresentada-se as funções de transferência no ramo direto, $G_o(s)$, com base no modelo para o rotor levitado em repouso (a 0 rpm). Deve-se mencionar que, conforme pode ser observado na Fig. 3.22, $G_o(s) = G_p(s)G_r(s)$.

Na Fig. 3.24 apresenta-se as funções de transferência da planta em malha fechada, geradas com base no modelo, de acordo com a Eq. (3.22).

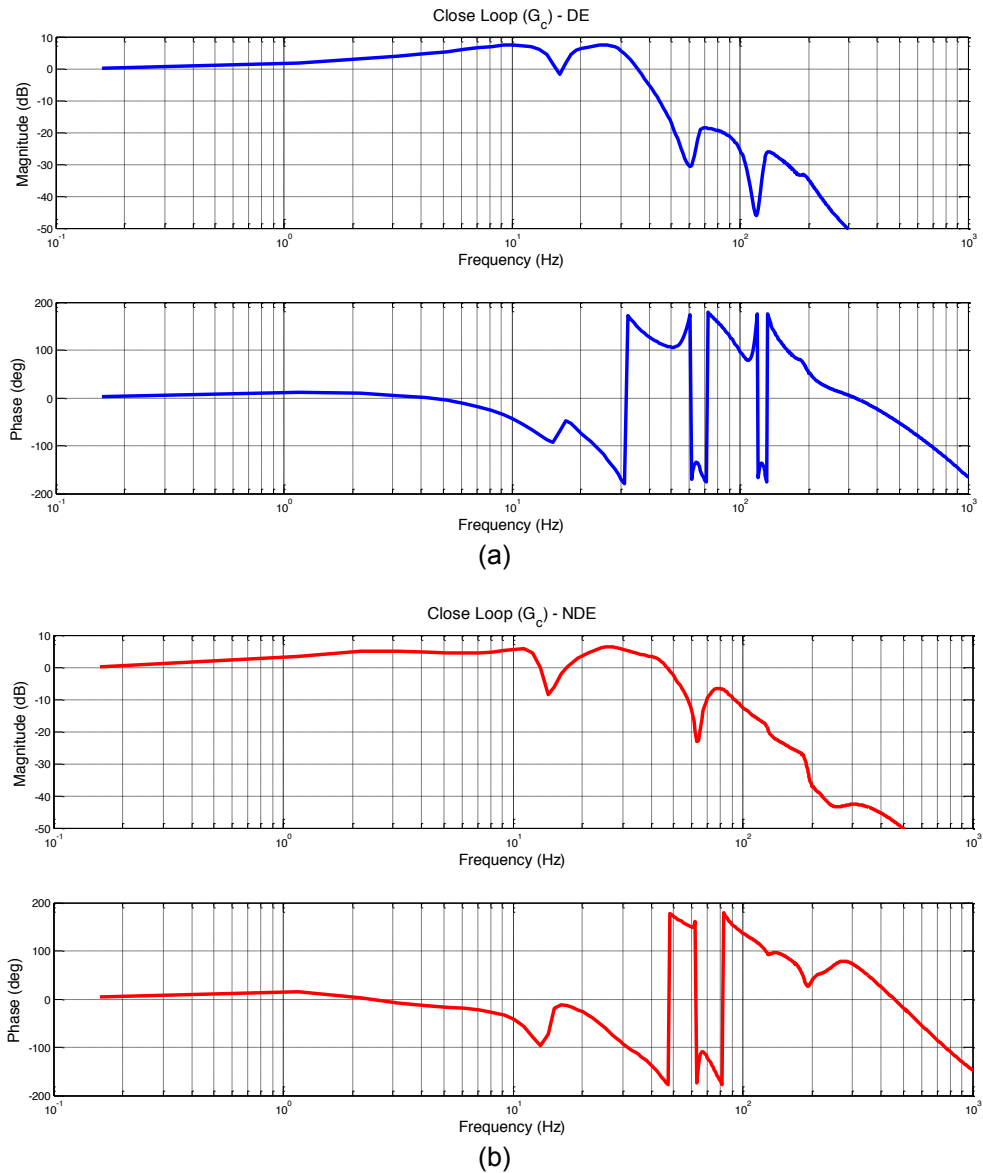


Figura 3.24 - Funções de Transferência da Planta em Malha Fechada - 0 rpm, (a) Lado acoplado, (b) Lado livre

A Fig. 3.25 apresenta as funções de sensibilidade calculadas através do modelo.

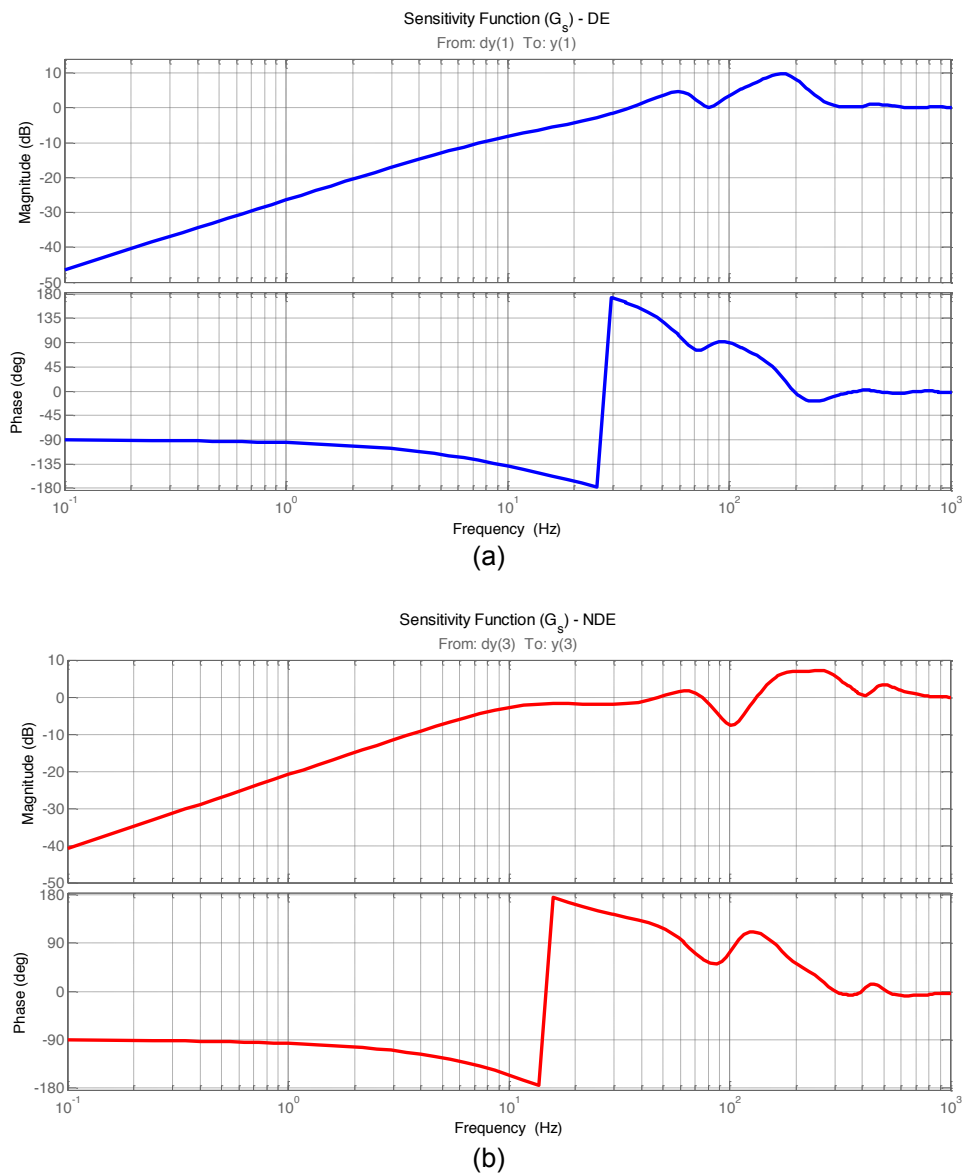


Figura 3.25 - Funções de Sensibilidade – 0 rpm, (a) Lado acoplado, (b) Lado livre

A norma ISO 14839-3 especifica que a margem de estabilidade de um sistema rotativo suspenso por mancais magnéticos pode ser estimada com base na função de sensibilidade, avaliada em uma faixa de frequência de até três vezes o valor da rotação máxima, ou até 2kHz, mas nunca acima da metade da frequência de amostragem do controlador digital. De acordo com as recomendações, um baixo valor de sensibilidade implica em um sistema mais robusto. Em contrapartida, valores elevados indicam que o sistema apresenta uma margem de estabilidade bastante reduzida. O máximo valor da função de sensibilidade S_{\max} dentre todos os eixos para a faixa de frequência analisada deve ser empregado para classificar o sistema de acordo com a Tab. 3.8.

Tabela 3.8 – 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	$12\text{dB} \leq S_{\max} < 14\text{dB}$

Conforme pode ser observado na Tab. 3.8, a norma define 4 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 à 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.

Observando-se a Fig. 3.25 é possível verificar que o maior pico da função de sensibilidade ocorre para uma frequência de aproximadamente 170 Hz, com uma amplitude de 9,9 dB, ou seja, próxima do limite inferior da Zona B. Portanto, pode-se afirmar que a máquina pode ser considerada como aceitável e sem limitações de operação.

De acordo com Swanson *et al.* (2008) e Li *et al.* (2006) este critério proposto pela norma ISO 14839-3 fornece uma boa indicação da margem de estabilidade em relação a uma série de incertezas inerentes a sistemas rotativos suportados por MMA's, tais como variações nos ganhos e nas fases de sensores e amplificadores/atuadores. Entretanto, o fato do pico máximo das funções de transferência estarem localizados nas zonas A e B não garante que o sistema seja robusto em relação a outros eventos comuns nas máquinas rotativas, tais como o acoplamento cruzado aerodinâmico e variações aparentemente pequenas nas frequências naturais do rotor devido a montagens/desmontagens para manutenção. Além disso, podem ocorrer casos envolvendo controladores sensíveis a fortes efeitos giroscópicos cujas funções de sensibilidade não apresentam picos elevados.

Com base nestas observações, pode-se afirmar que as especificações da norma ISO 14839-3 são requisitos necessários para garantir uma margem de estabilidade aceitável, mas

sozinhos não são suficientes para diversas aplicações encontradas na indústria. Nestes casos, recomenda-se análises mais complexas (SWANSON et al, 2008; LI et al, 2006).

CAPÍTULO IV

Análise da Bancada Experimental

Nesta seção são descritas as principais características da bancada experimental estudada, esta apresentada na Fig. 4.1. Foram realizados vários experimentos, tais como a análise modal do rotor, determinação dos parâmetros de rigidez de corrente K_i e rigidez de posição K_s , determinação das funções de transferência tanto dos amplificadores como do sistema. No decorrer do texto os dados experimentais obtidos neste capítulo são comparados com aqueles obtidos através de simulações numérico-computacionais.

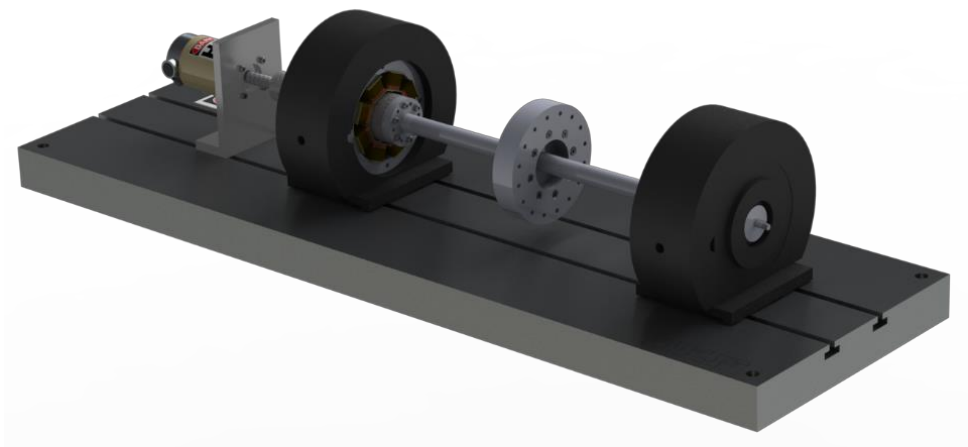


Figura 4.1 – Bancada experimental contendo o rotor flexível com mancais magnéticos

4.1 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, a placa de aquisição/injeção de sinais MBResearch™. O conjunto contendo os três módulos é apresentado na Fig. 4.2.

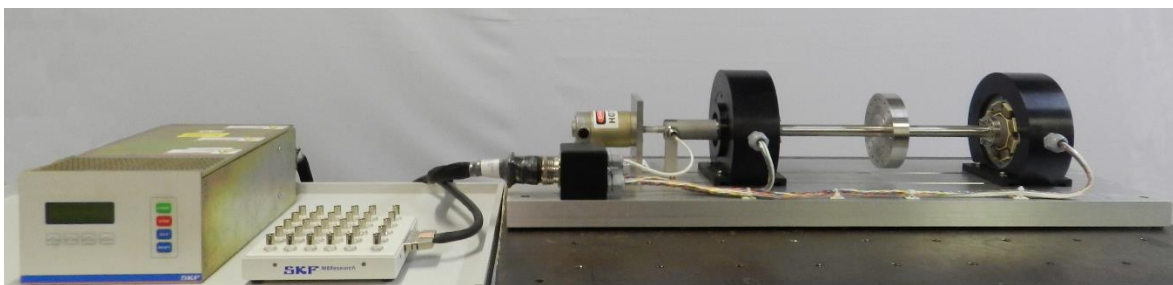


Figura 4.2 – Controlador, Placa de Aquisição/Injeção de sinais e a Bancada de Mancais Magnéticos (vistos da esquerda para a direita)

Na Fig. 4.3 é possível identificar a localização dos principais componentes da bancada.

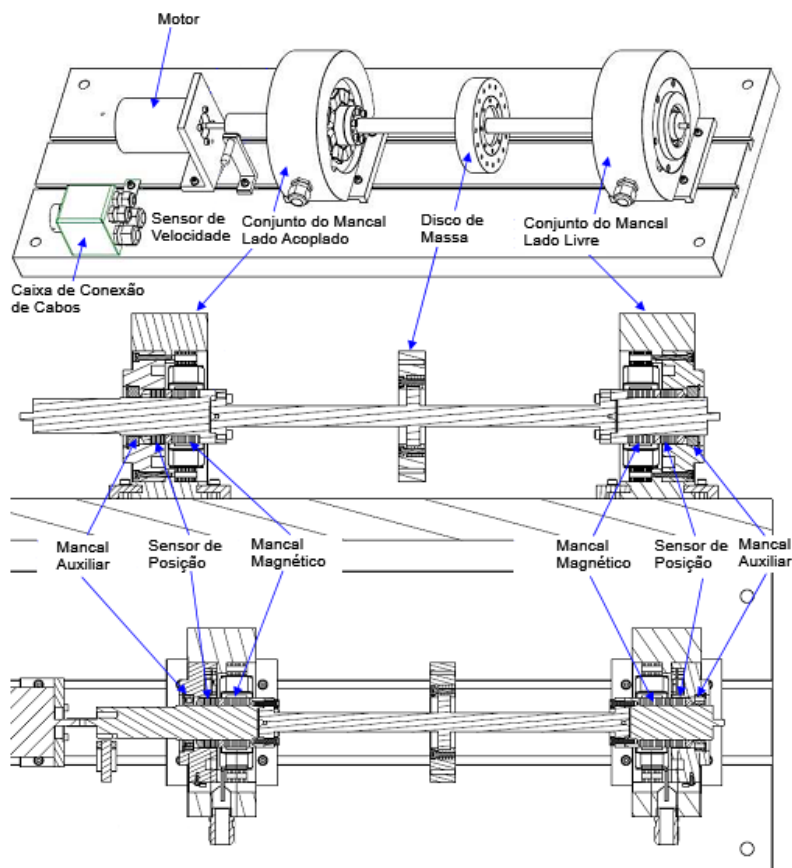


Figura 4.3 – Componentes da bancada experimental (Traduzido de SKF User Manual)

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. 4.1 apresenta um resumo das funções do software utilizado.

Tabela 4.1 – 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 Viwer</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>	Mostra 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

Algumas das principais funções do software serão apresentadas nas próximas sessões. Na Fig. 4.4 é possível observar a interface principal do *Configuration Panel*, onde são inseridos os dados do controle PID, corrente de *bias* e filtros. O software permite também controlar os dados para cada eixo dos mancais individualmente ou por mancal.

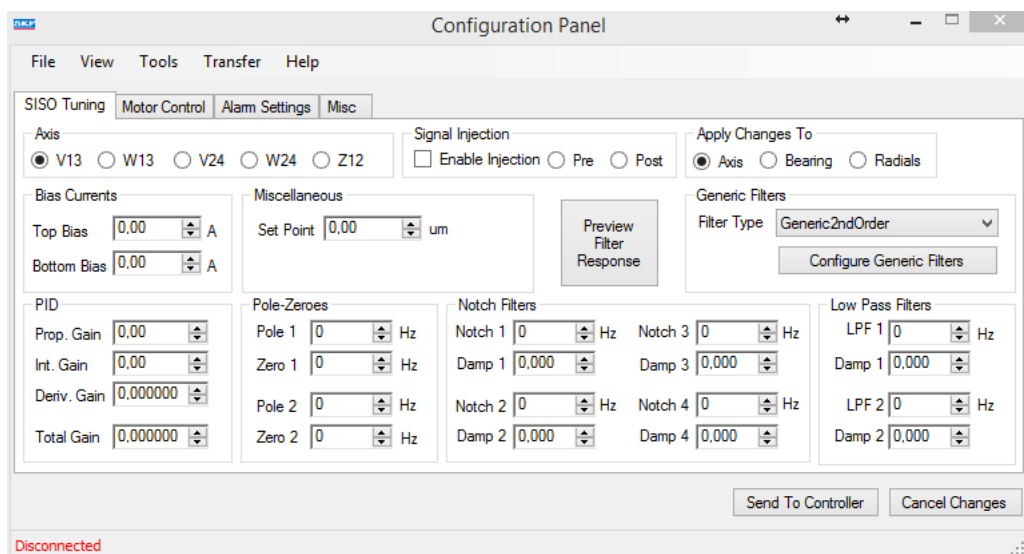


Figura 4.4 – Pannel de configurações do controlador

4.2 Análise Modal do Rotor

Para a realização da análise modal do rotor foi necessário desacoplar o rotor do motor para depois suspender o rotor utilizando tirantes elásticos. O rotor foi suspenso no interior dos mancais magnéticos como mostra a Fig. 4.5, pois para remover o rotor completamente seria necessário deslocar ao menos um dos mancais e, para evitar mudanças na configuração do sistema, optou-se por manter o mancal na posição original e realizar a análise sem retirar o rotor dos mancais, já que esta não envolve grandes deslocamentos.

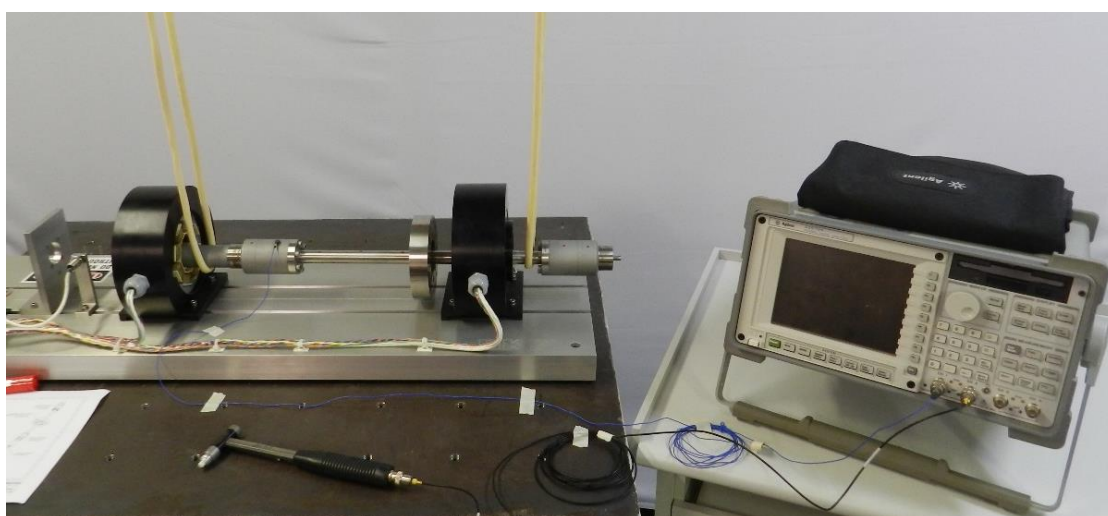


Figura 4.5 – Equipamentos utilizados para análise modal do rotor

Os dados dos equipamentos utilizados são apresentados na Tab. 4.2.

Tabela 4.2 – Dados dos equipamentos

Equipamento	Modelo	Fabricante
<i>Acelerômetro</i>	352C22	PCB Piezotronics®
<i>Martelo Instrumentado</i>	086C01	PCB Piezotronics®
<i>Analisador de Sinais</i>	35670A	Agilent®

Os pontos utilizados na análise modal foram selecionados tendo como referência os modos de flexão apresentados na Fig. 3.5. A Fig. 4.6 mostra os 15 pontos selecionados ao longo do rotor para a análise; o acelerômetro foi posicionado no ponto 4, os atuadores estão localizados nos pontos 4 e 14 e os sensores localizam-se nos pontos 3 e 15.

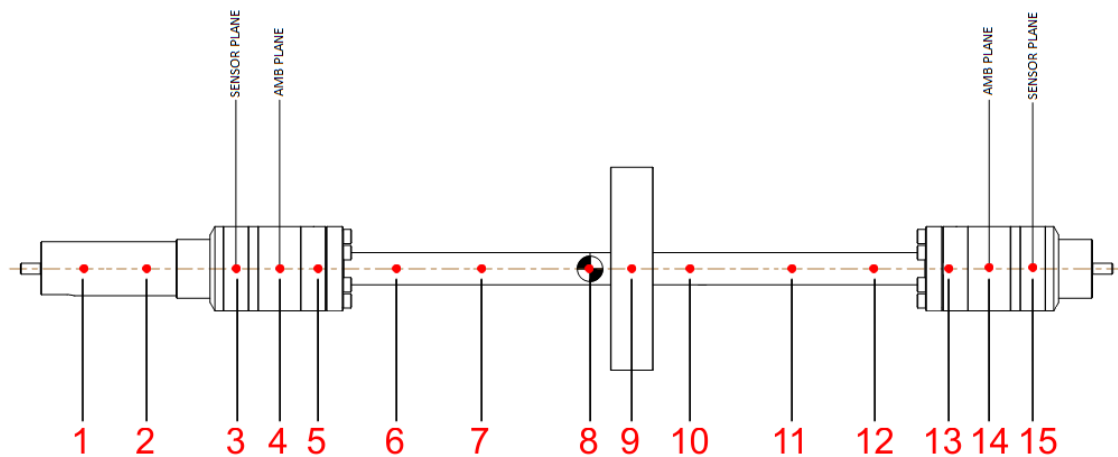


Figura 4.6 – Pontos escolhidos para análise modal

Foi realizada uma simulação utilizando o programa de elementos finitos ANSYS® para obter uma prospecção das frequências naturais e dos modos de vibrar do rotor, auxiliando na escolha da faixa a ser analisada na análise modal experimental. Na Fig. 4.7 observa-se os três modos de flexão obtidos na simulação por elementos finitos, na faixa de interesse.

Na análise modal do rotor foram encontradas três frequências naturais no intervalo de 0 a 1000 Hz, sendo as três muito próximas às frequências calculadas no modelo numérico. Após o ajuste do modelo o maior valor para o erro relativo (ε) foi de 0,56%. Na Tab. 4.3 os dados obtidos na análise modal experimental são confrontados com os obtidos a partir do modelo numérico. Conforme explicado acima, as frequências foram obtidas usando o programa de elementos finitos ANSYS®. O erro relativo foi calculado tendo os valores experimentais como referência.

Tabela 4.3 – Frequências obtidas na análise modal

Modos	ANSYS		Numérico		Experimental
	[Hz]	ε [%]	[Hz]	ε [%]	[Hz]
<i>Nc1</i>	104,8	2,06	106,4	0,56	107,0
<i>Nc2</i>	403,5	0,87	398,4	0,40	400,0
<i>Nc3</i>	778,1	1,32	766,6	0,18	768,0

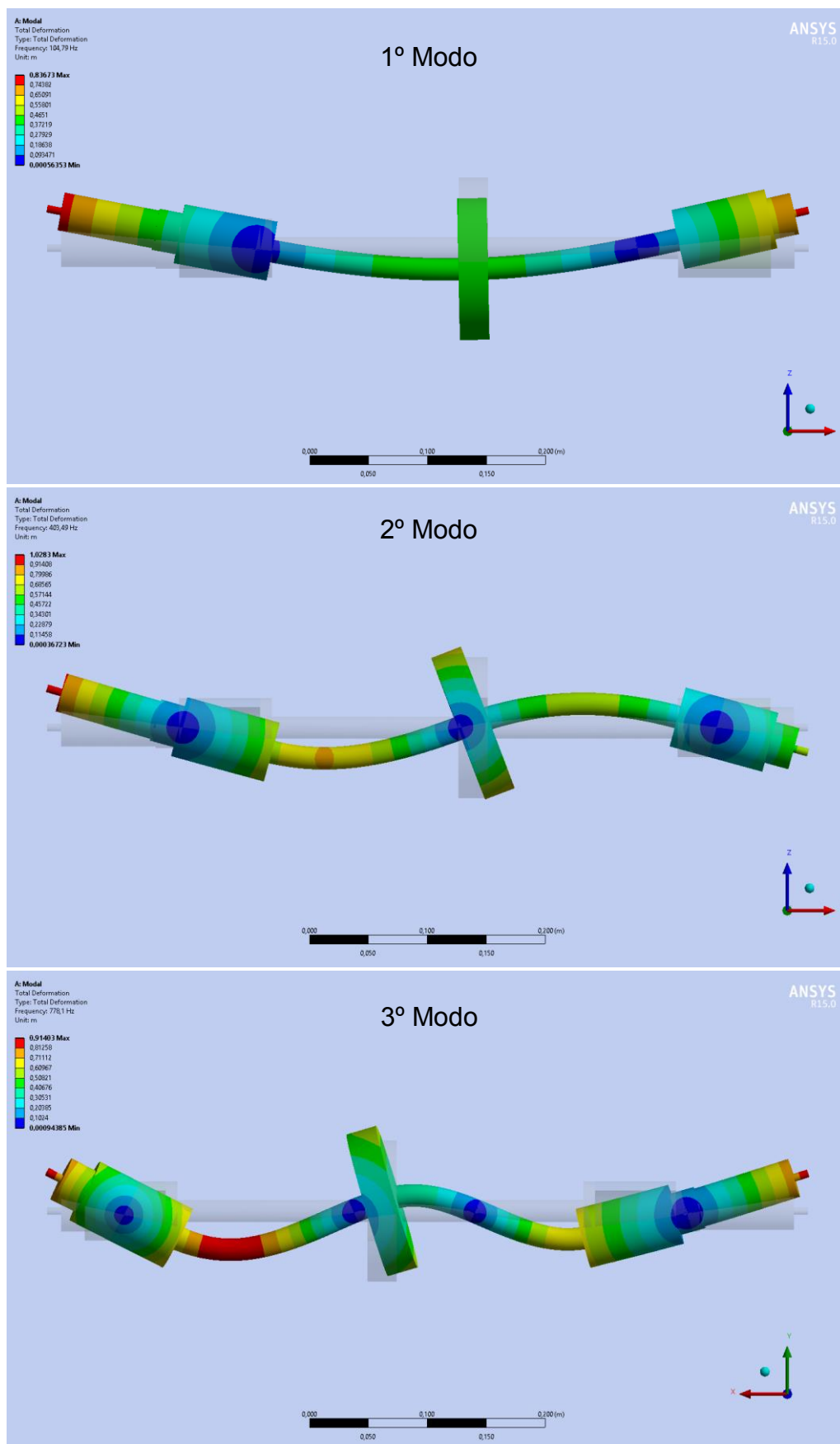


Figura 4.7 – Visualização dos modos de flexão obtidos utilizando o ANSYS®

As funções de resposta em frequência obtidas são apresentadas nas figuras 4.8 a 4.10. O ajuste das frequências naturais e amortecimentos apresentaram resultados satisfatórios. Na Fig. 4.8 nota-se a ausência da primeira frequência natural do sistema próxima a 100Hz, o que é explicado pelo fato do rotor ter sido excitado no ponto 5 e, ao comparar a Fig. 4.6 com a Fig. 3.5, observa-se que o ponto 5 é um nó do primeiro modo (Nc3) do rotor.

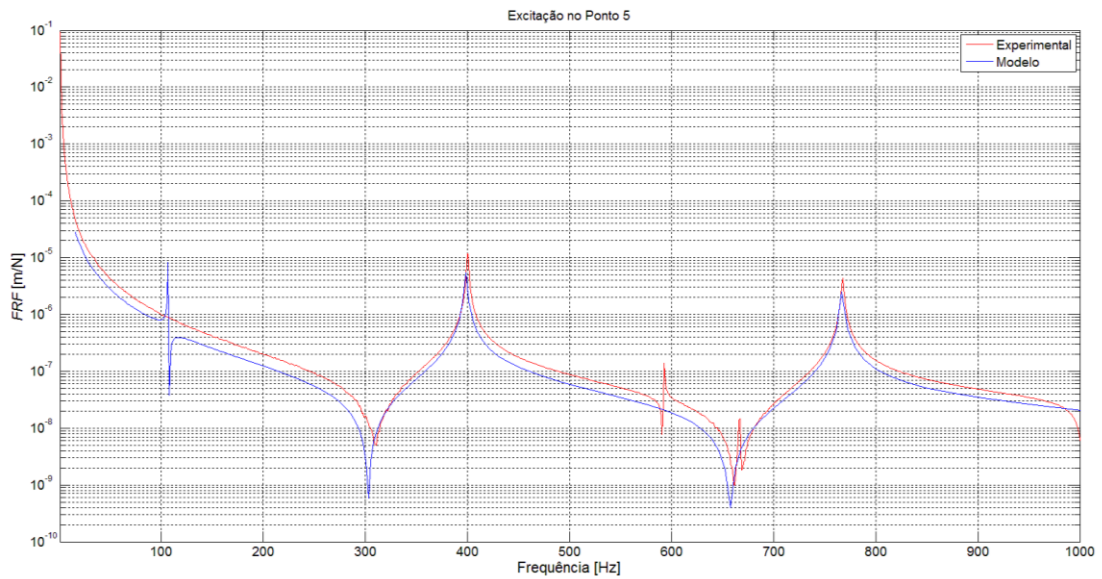


Figura 4.8 – Funções de resposta em frequência - análise modal

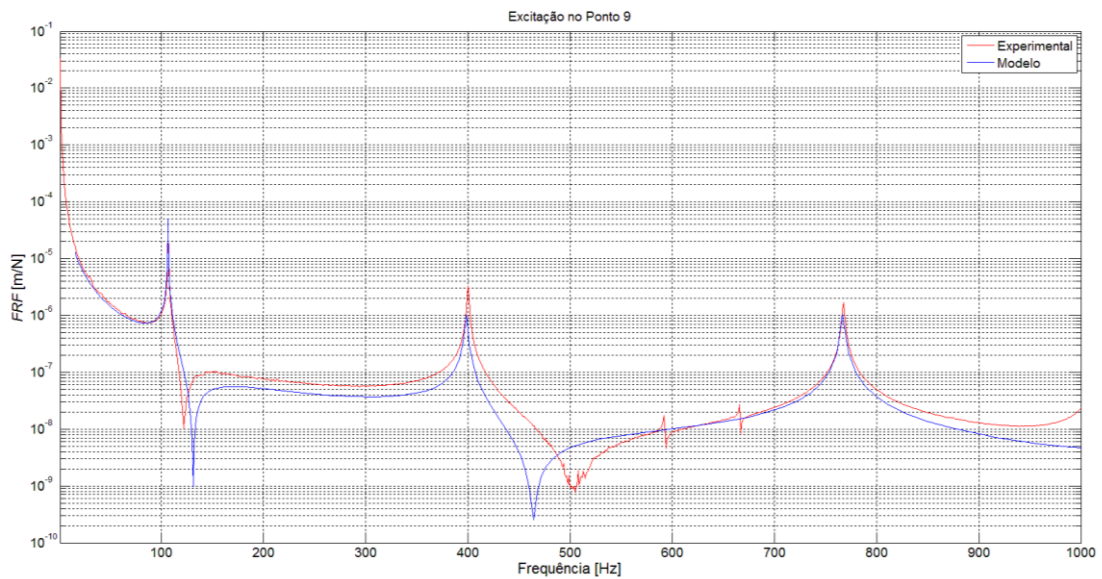


Figura 4.9 – Funções de resposta em frequência - análise modal

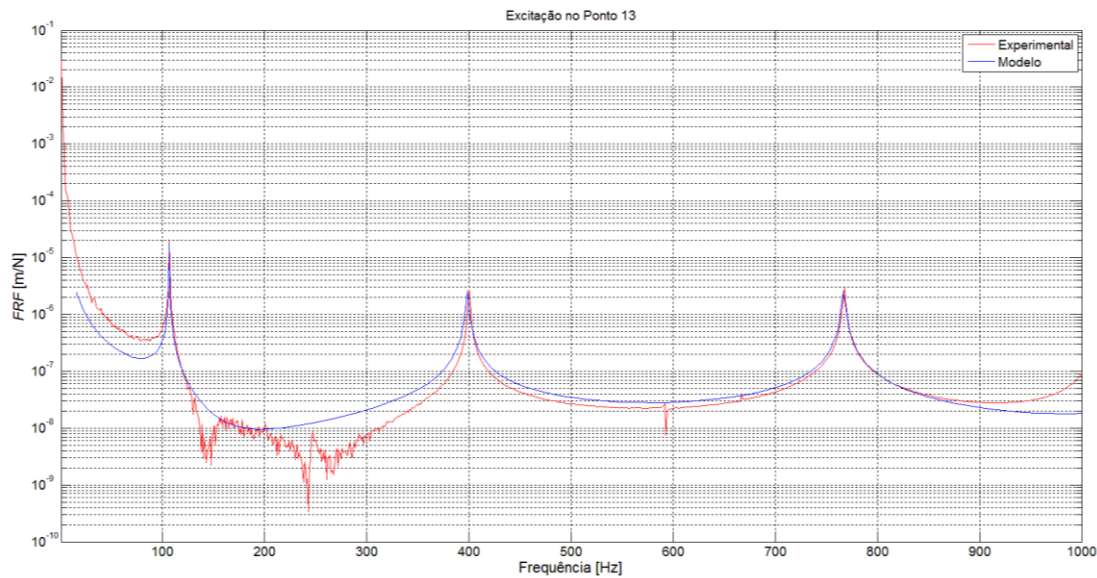


Figura 4.10 – Funções de resposta em frequência - análise modal

4.3 Rigidez de Corrente K_i

Para determinar as rigidezes de corrente de cada eixo dos mancais magnéticos, havendo um par de eixos por mancal, é necessário conhecer os valores de corrente e determinar a força realizada devido a entrada desta corrente. Os valores de corrente foram obtidos através da placa de aquisição de sinais da própria bancada. Para adquirir os valores da força gerada pelo mancal foram utilizadas as metodologias propostas por Yoon (2013) e Sanadgol (2006), que consistem em calcular as forças geradas pelos mancais a partir do diagrama de corpo livre do sistema.

Uma força f_d conhecida é aplicada no rotor para gerar uma perturbação no sistema. Com isso é possível relacionar a corrente de controle necessária para reestabelecer o equilíbrio do sistema com a força calculada a partir da somatória de momentos no rotor.

Durante os experimentos foi utilizada uma cesta de metal e diversos discos com massas conhecidas foram usados para aplicar a força f_d no rotor. A força foi aplicada paralela ao plano do mancal e orientada segundo os eixos V e W, dependendo da direção que deseja-se obter o valor do K_i . Na Fig. 4.11 é possível observar que a força de perturbação corresponde ao peso da cesta somado ao peso dos discos.



Figura 4.11 – Sistema basculante utilizado aplicar uma força de perturbação conhecida

Na Fig. 4.12 é possível visualizar as orientações da força peso do rotor e da força de perturbação nos eixos V e W . O diagrama de corpo livre do rotor com a aplicação da força f_d no lado livre do rotor é apresentado na Fig. 4.13.

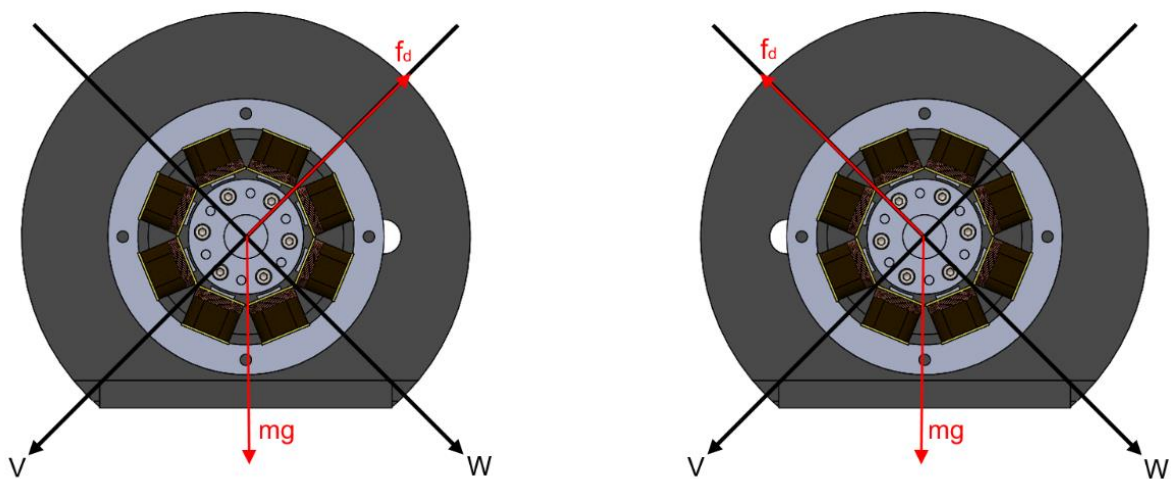


Figura 4.12 – Força f_d aplicada no eixo V e eixo W , respectivamente

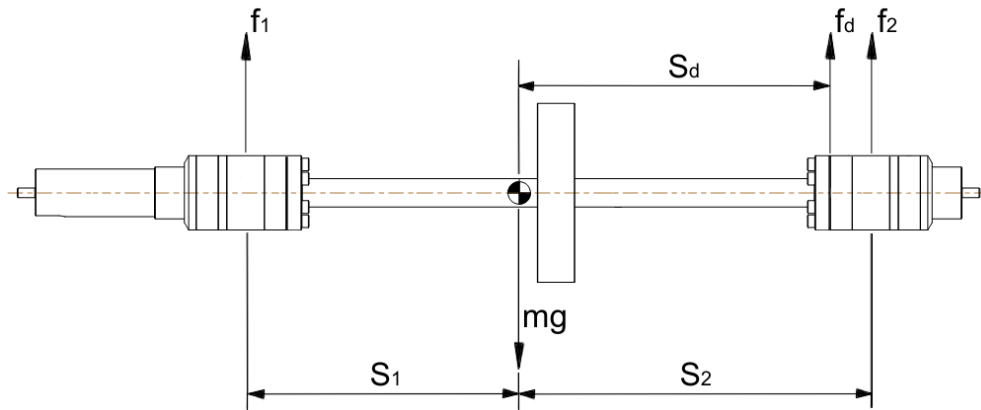


Figura 4.13 – Força f_d aplicada no lado livre no eixo V

Aplicando a somatória de momentos no ponto de aplicação da força f_1 resulta a Eq. (4.1) da força f_2 ; as componentes f_{2x} e f_{2y} foram obtidas de forma análoga, alterando apenas o eixo de aplicação da força f_d como mostrado anteriormente na Fig. 4.12. A componente mg foi decomposta ao longo de cada eixo.

$$f_2 = \frac{mgS_1 - f_d(S_1 + S_d)}{S_1 + S_2} \quad (4.1)$$

A mesma metodologia foi utilizada para obter a Eq. Funções de Sensibilidade para o eixo V13 para a força f_1 , mas desta vez a força de perturbação foi aplicada no lado acoplado do rotor, como mostra a Fig. 4.14.

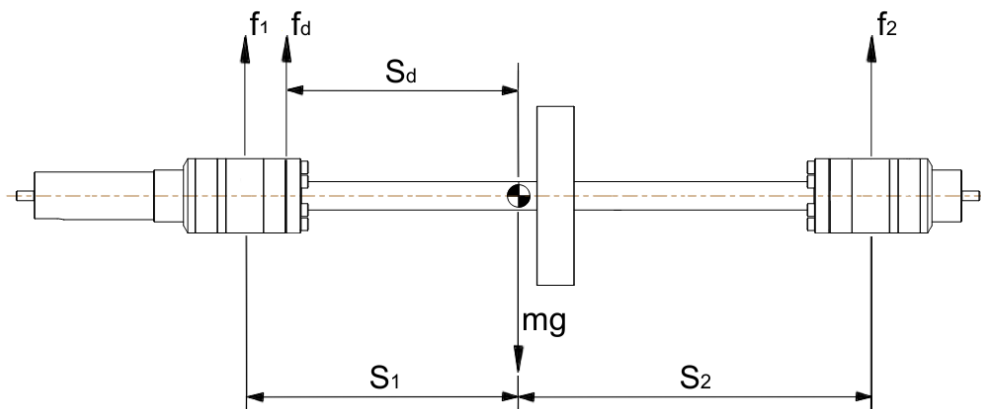


Figura 4.14 – Força f_d aplicada no lado acoplado no eixo W

$$f_1 = \frac{mgS_2 - f_d(S_2 + S_d)}{S_1 + S_2} \quad (4.2)$$

Uma placa de aquisição de sinais fornecida pela *National Instruments* modelo NI USB-6259 foi utilizada para fazer a comunicação entre a placa MBResearch e o programa Labview®, no qual foi criado o programa apresentado na Fig. 4.15, responsável pela manipulação dos sinais obtidos e gerando um arquivo de saída contendo os valores de corrente elétrica no mancal e as forças calculadas pelo programa a partir das equações (4.1) e Funções de Sensibilidade para o eixo V13 .



Figura 4.15 – Programa utilizado para obter os valores de corrente e calcular as forças

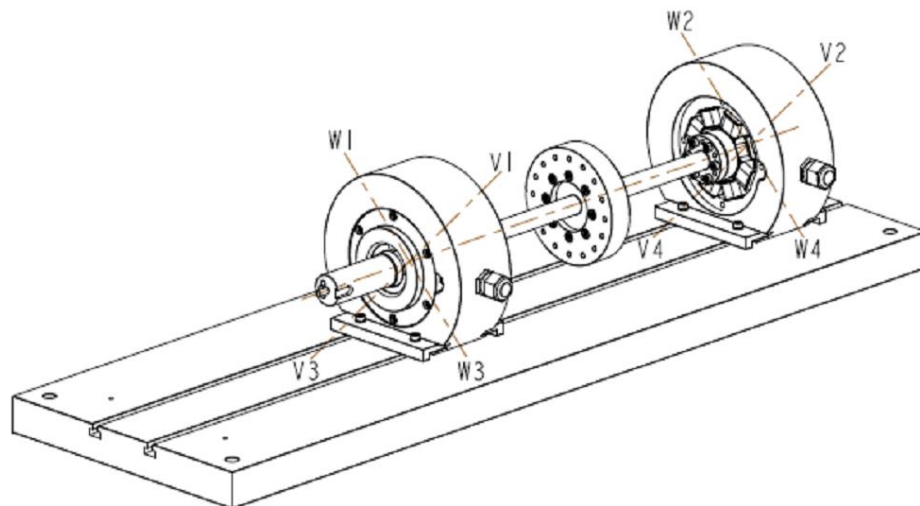


Figura 4.16 – Localização dos eixos V e W nos mancais (SKF *Hardware Manual*)

Na Fig. 4.16 observa-se a localização de cada eixo na bancada, onde cada mancal possui um par de eixos; os eixos V13 e W13 estão localizados no lado acoplado do rotor e os eixos V24 e W24, por sua vez, localizam-se no lado livre.

A Tab. 4.4 foi elaborada utilizando os dados experimentais, conforme apresentados nas Fig. 4.17 a 4.20. Nos resultados obtidos nota-se que as rigidezes de corrente são diferentes para cada eixo do mancal, o que é justificado por aspectos relacionados a fabricação, perdas e variação na relutância do material (SANADGOL, 2006); por isso a necessidade de obter os valores experimentais, já que modelos numéricos muitas vezes não podem prever estes aspectos.

Tabela 4.4 – Comparativo dos valores experimentais para a rigidez de corrente

Eixo	ANSYS		Numérico		Experimental
	K_i [N/A]	ε [%]	K_i [N/A]	ε [%]	K_i [N/A]
V13	98,14	0,48	101,82	3,26	98,61
W13	98,14	1,98	101,82	5,81	96,23
V24	98,14	1,60	101,82	2,09	99,74
W24	98,14	2,91	101,82	5,91	104,3

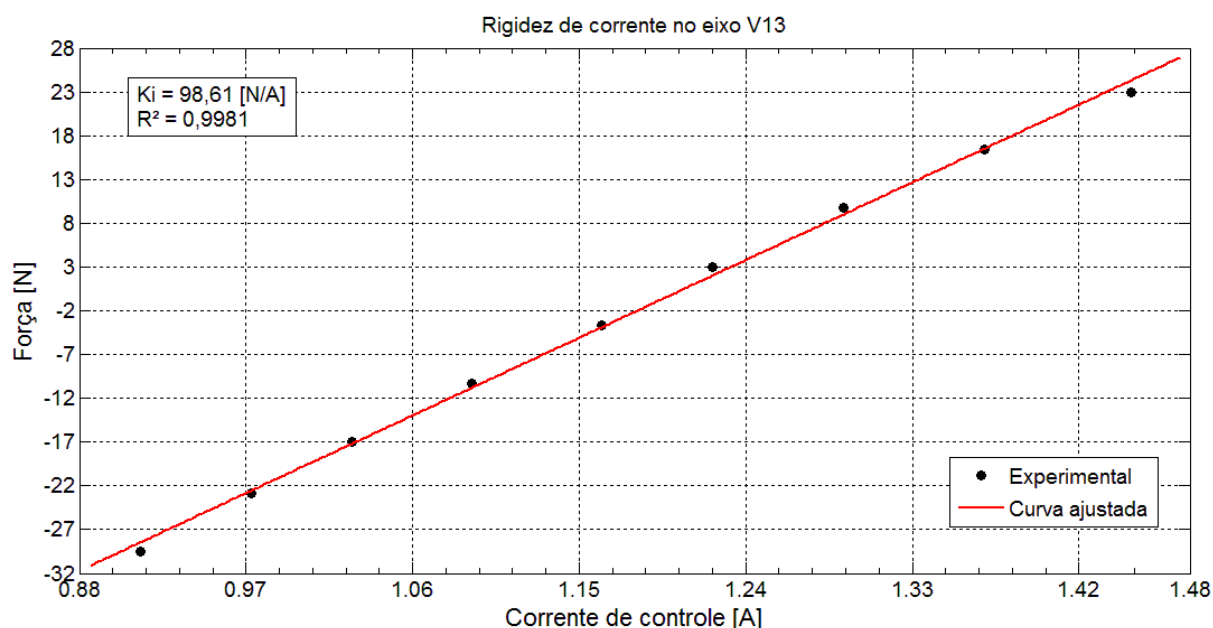


Figura 4.17 – Rigidez de corrente no eixo V13

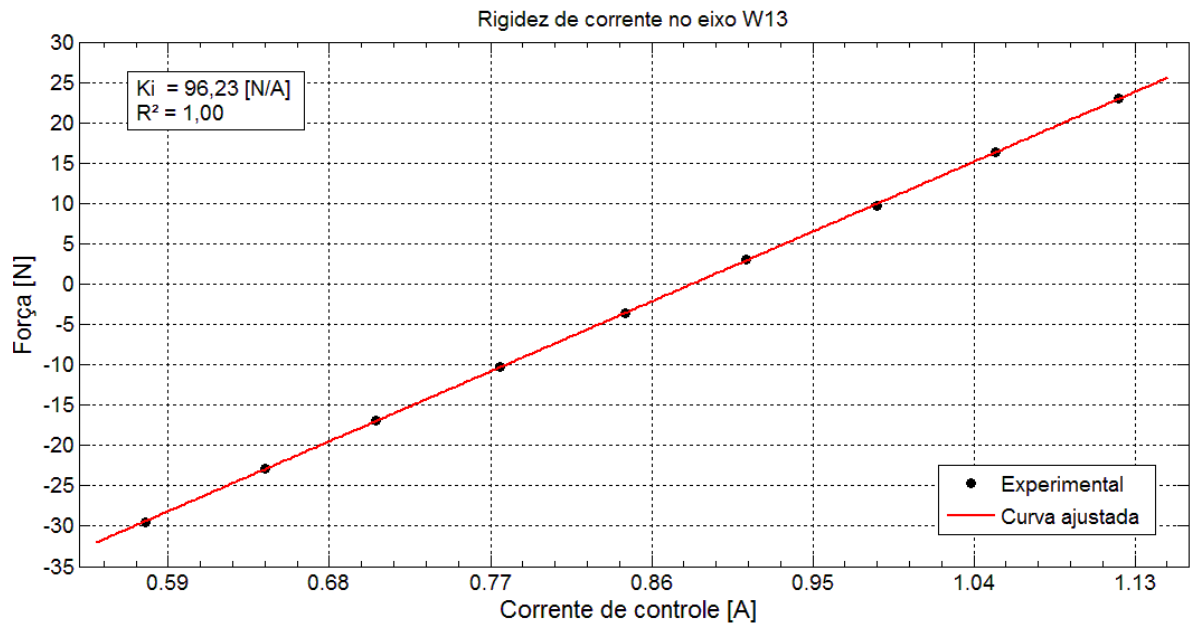


Figura 4.18 – Rigidez de corrente no eixo W13

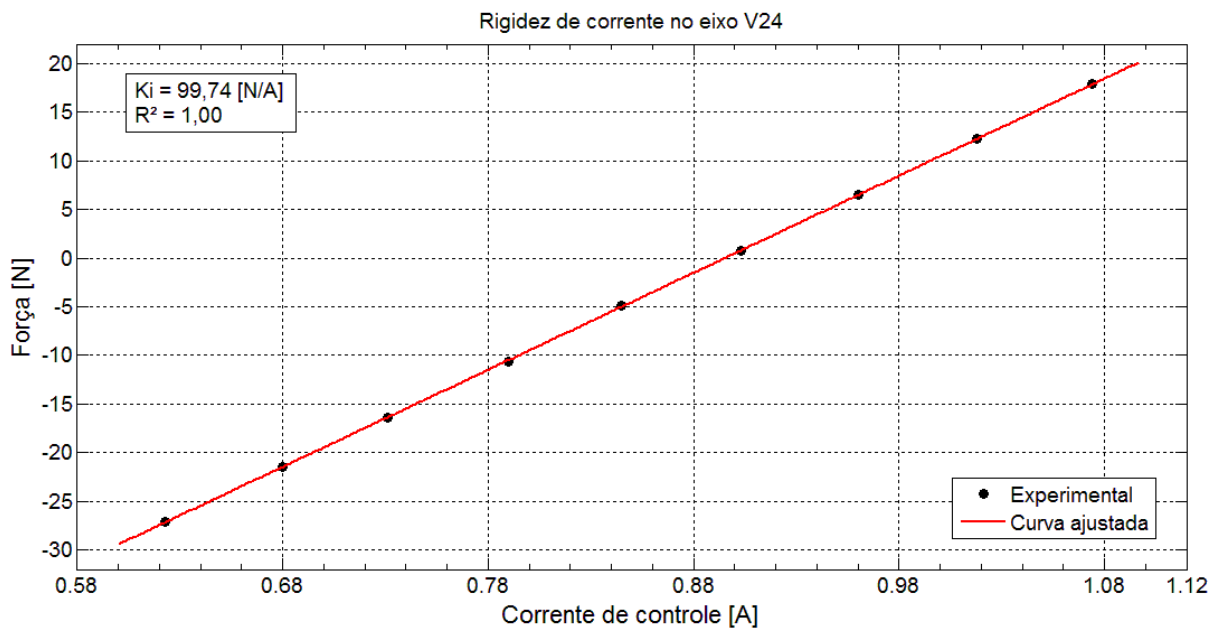


Figura 4.19 – Rigidez de corrente no eixo V24

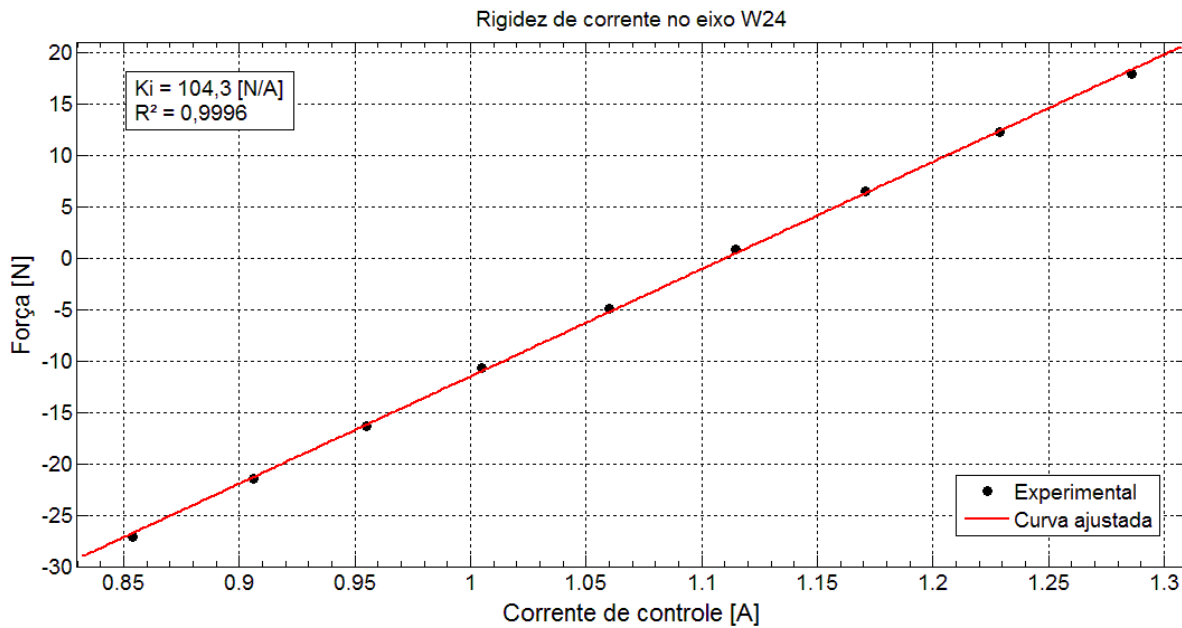


Figura 4.20 – Rigidez de corrente no eixo W24

Na Fig. 4.21 observa-se o comportamento da rigidez de corrente para cada eixo com a variação da corrente de *bias* no intervalo de 0,75 A a 1,5 A, que correspondem a 25% e 50% da capacidade dos atuadores, respectivamente. Como esperado, esta variação de K_i apresentou um comportamento semelhante ao de uma função de primeiro grau, o que pode ser explicado pelo fato da corrente de *bias* ser um termo de primeira ordem na Eq. 2.40.

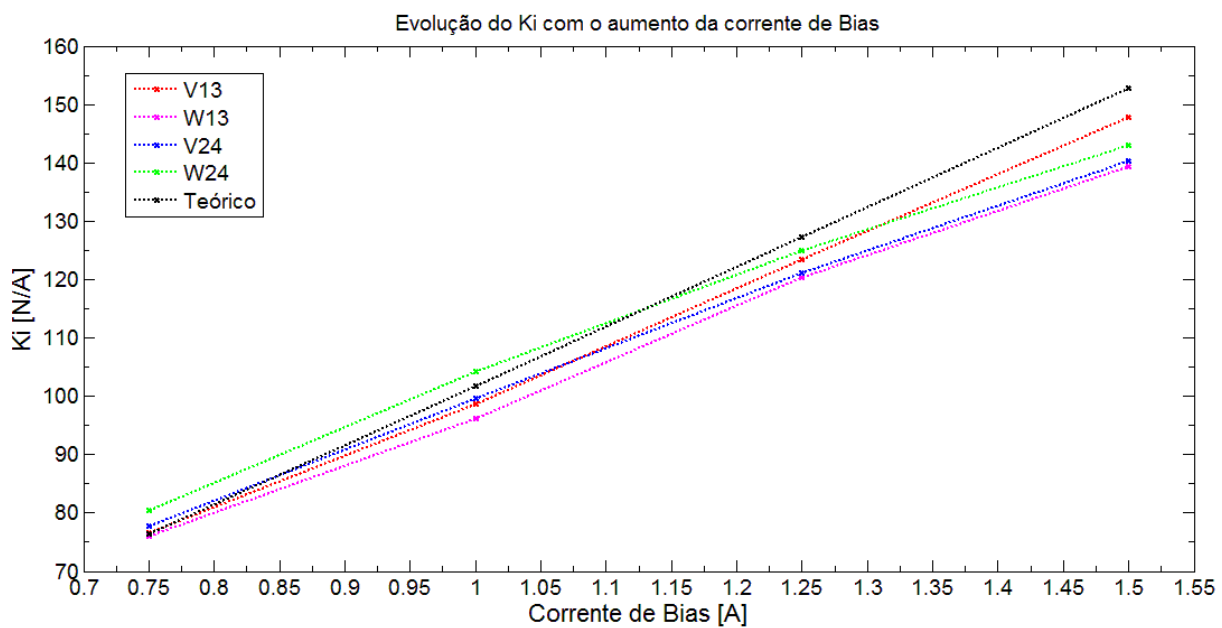


Figura 4.21 – Comportamento da rigidez de corrente com a variação da corrente de bias

4.4 Rigidez de Posição K_s

A metodologia utilizada para obter as rigidezes de posição parte do mesmo princípio da metodologia empregada no modelo de elementos finitos apresentado no capítulo anterior, a qual consiste em deslocar o *setpoint* (posição do centro do rotor em relação ao centro geométrico do mancal) e obter a variação de corrente no atuador. Conhecendo a rigidez de corrente de cada eixo dos mancais é possível obter a força nos atuadores multiplicando o valor de corrente aferido pelo valor de K_i do par de atuadores analisados. Com isso relacionam-se as forças e os deslocamentos, ou seja, a rigidez de posição para cada eixo do mancal.

É necessária a calibração dos sensores de posição para obter maior precisão no experimento. Como foi mostrado na Fig. 3.14 o controlador opera com um par de sensores de posição para cada eixo do mancal; os sensores fornecem ao controlador sinais de tensão referentes à posição do rotor.

Para realizar a calibração dos sensores de posição utiliza-se a ferramenta *Calibration* do programa MBScope.NET, que oferece, além da função de calibração, opções como obtenção dos valores de *offset* dos sensores e os pontos de inflexão do mancal (limites de deslocamento no interior dos mancais auxiliares). A Fig. 4.22 apresenta a interface da ferramenta *Calibration*.

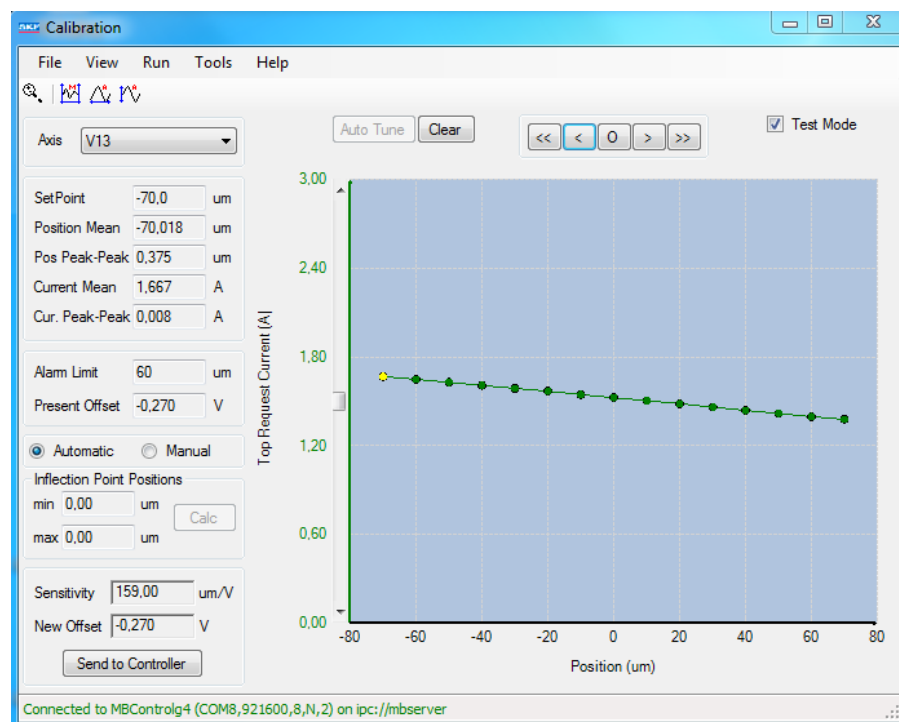


Figura 4.22 – Ferramenta *Calibration* utilizada para calibrar os sensores no eixo V13

A mesma ferramenta utilizada para a calibração dos sensores foi usada nos experimentos para obtenção do K_s , onde variou-se o *setpoint* no intervalo de $-70\mu\text{m}$ a $70\mu\text{m}$ e aferiu-se a os valores de corrente. Após coletar os dados experimentais realizou-se a conversão dos valores de corrente [A] para força [N] e a curva força por deslocamento foi ajustada para obtenção de K_s . Este procedimento foi realizado nos 4 eixos dos mancais da bancada com corrente de *bias* igual 1A. Os valores obtidos no experimento são apresentados na Tab. 4.5 e comparados com os dados obtidos a partir de simulação por elementos finitos e também numericamente.

Tabela 4.5 – Comparativo dos valores experimentais para a rigidez de posição

Eixo	ANSYS		Numérico		Experimental
	K_s [N/ μm]	ε [%]	K_s [N/ μm]	ε [%]	K_s [N/ μm]
V13	0,2388	17,58	0,2354	15,90	0,2031
W13	0,2388	7,71	0,2354	6,18	0,2217
V24	0,2388	12,06	0,2354	10,46	0,2131
W24	0,2388	7,42	0,2354	5,89	0,2223

Os dados experimentais correspondentes são apresentados nas figuras 4.23 a 4.26.

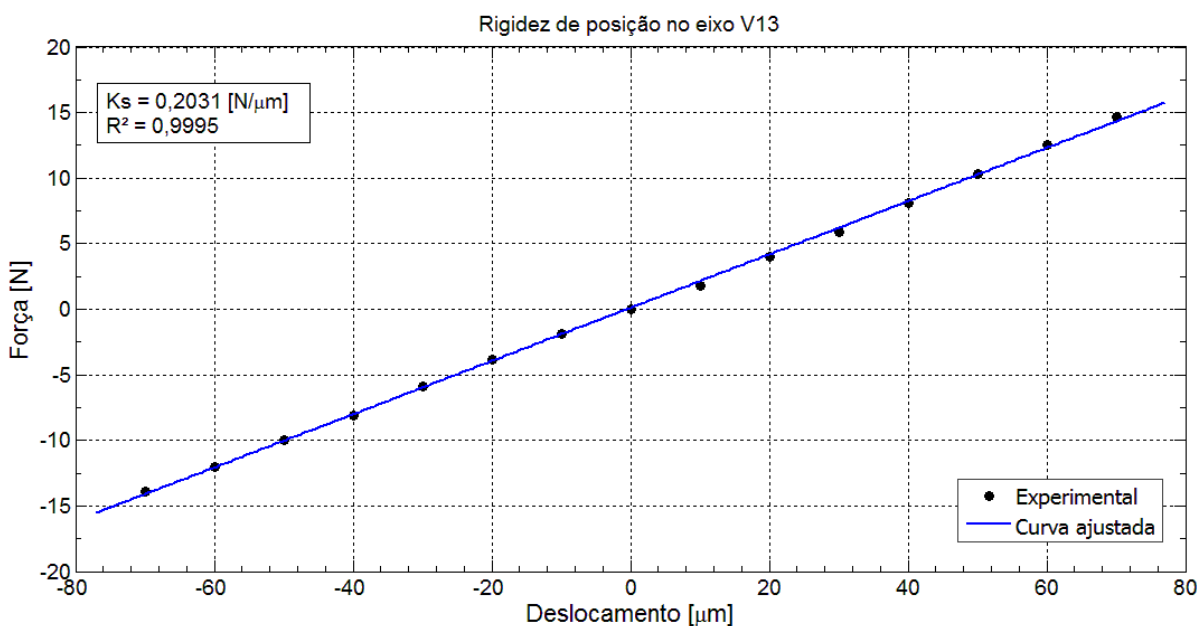


Figura 4.23 – Rigidez de posição no eixo V13

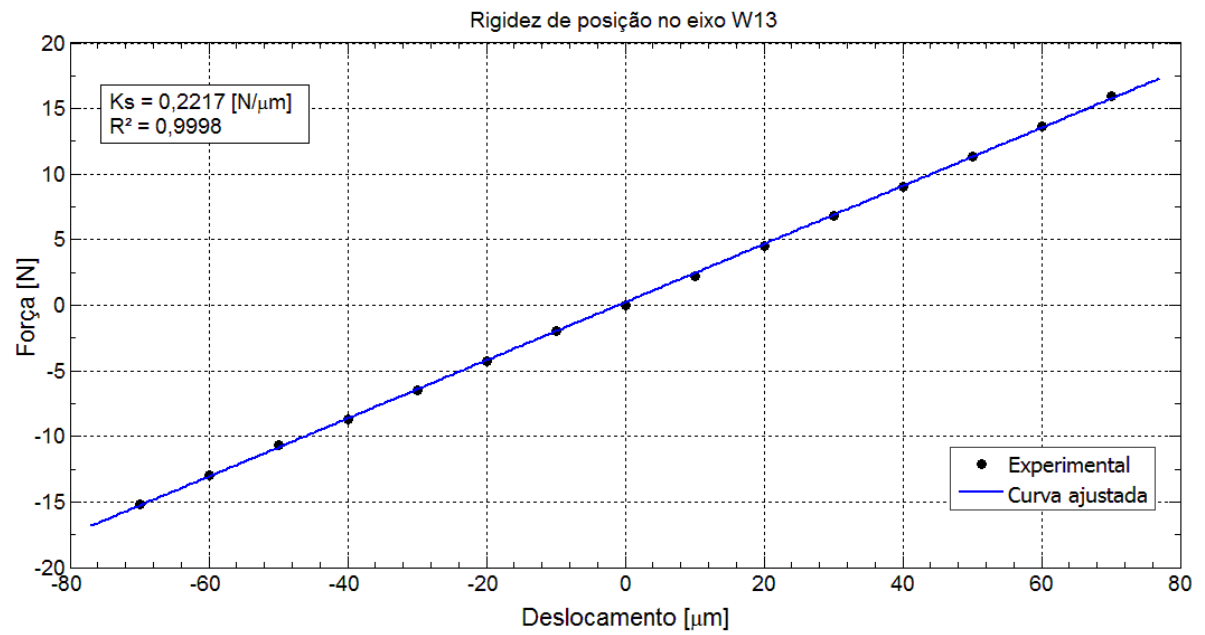


Figura 4.24 – Rigidez de posição no eixo W13

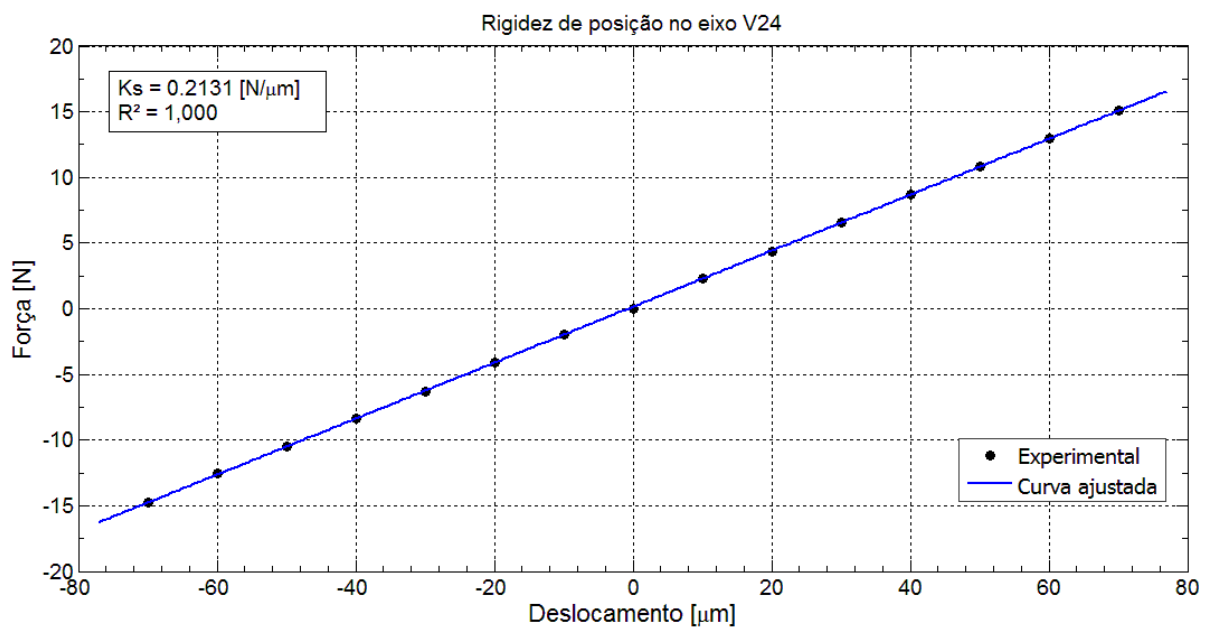


Figura 4.25 – Rigidez de posição no eixo V24

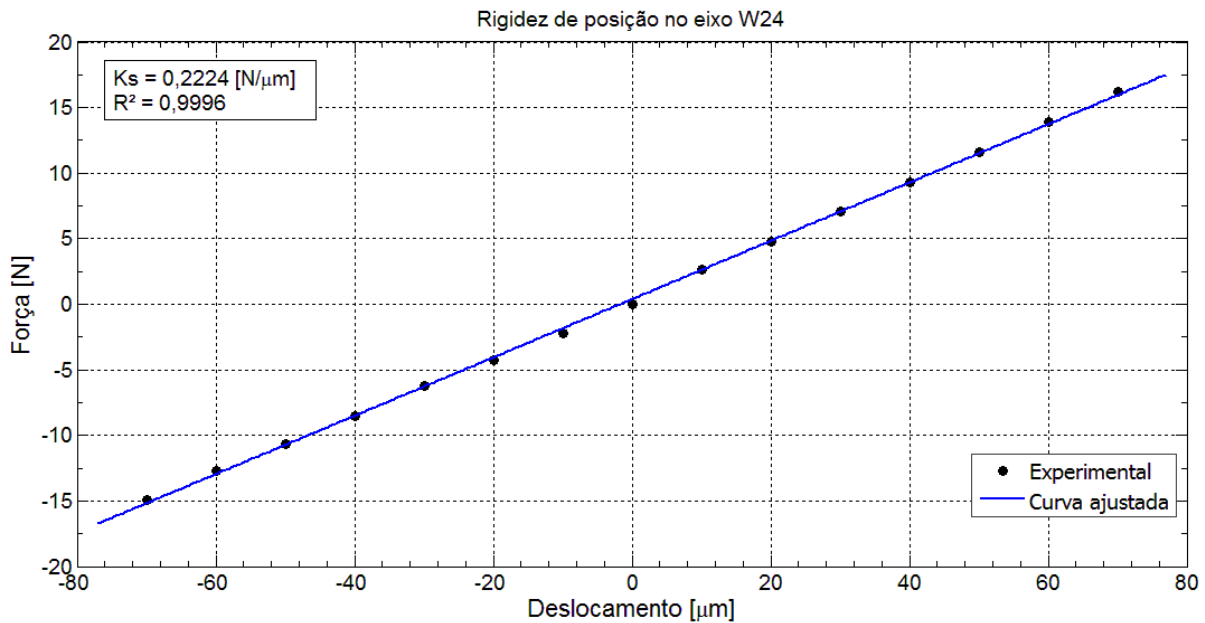


Figura 4.26 – Rigidez de posição no eixo W24

De maneira análoga ao que foi apresentado na sessão anterior, também foram realizados experimentos variando a corrente de *bias* para analisar o comportamento da rigidez de posição para o intervalo de corrente de 0,75 A a 1,5 A, como mostra a Fig. 4.27. Diferentemente da Fig. 4.21, observa-se na Fig. 4.27 um comportamento ligeiramente parabólico, já que o termo correspondente à corrente de *bias* i_0 é elevado ao quadrado na Eq. 2.41.

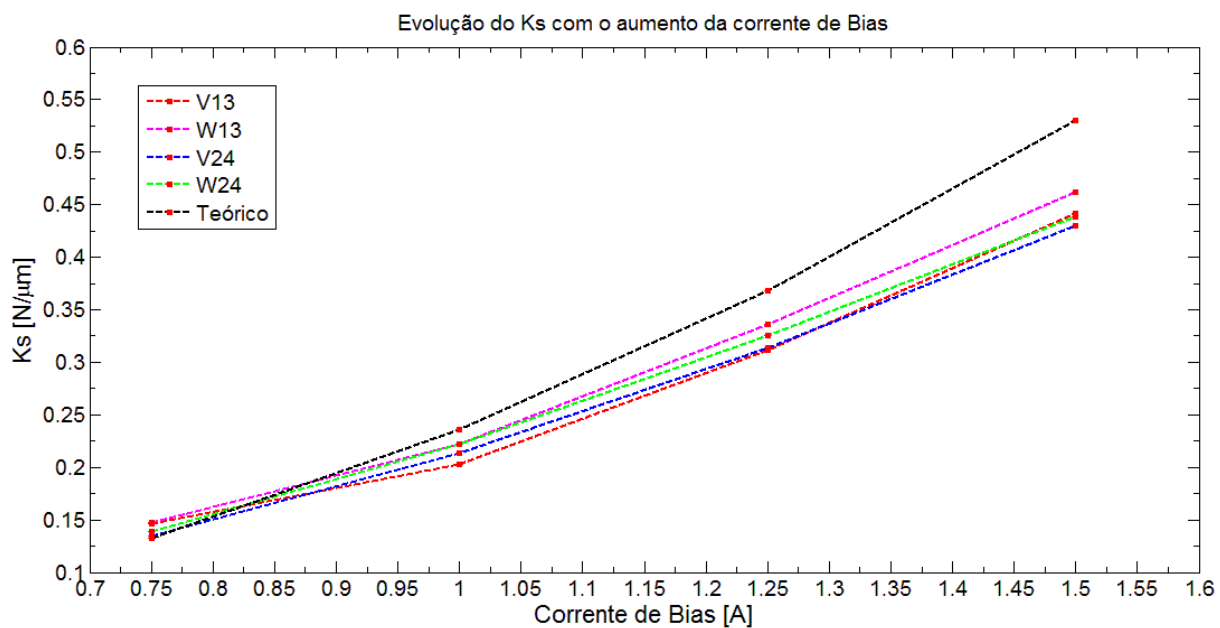


Figura 4.27 – Comportamento da rigidez de posição com a variação da corrente de *bias*

4.5 Amplificadores de Potência

As funções de transferência dos amplificadores foram levantadas experimentalmente usando um osciloscópio modelo TPS 2014 do fabricante Tektronix e uma fonte de alimentação modelo MFG-4220 do fabricante MINIPA.

Utilizando a fonte de alimentação, inseriu-se um sinal senoidal com amplitude e frequência conhecidas na entrada dos amplificadores. Simultaneamente, os sinais de entrada e de saída, juntamente com a defasagem entre eles, foram registrados com o auxílio do osciloscópio; o *layout* dos equipamentos utilizados é exibido na Fig. 4.28. Este procedimento foi repetido para 63 valores de frequência localizados na banda entre 10 e 1000 Hz. Na Fig. 4.29 apresenta-se as funções de transferência experimentais juntamente com as do modelo, que corresponde a um sistema de primeira ordem com frequência de cruzamento (-3dB) de 650 Hz.

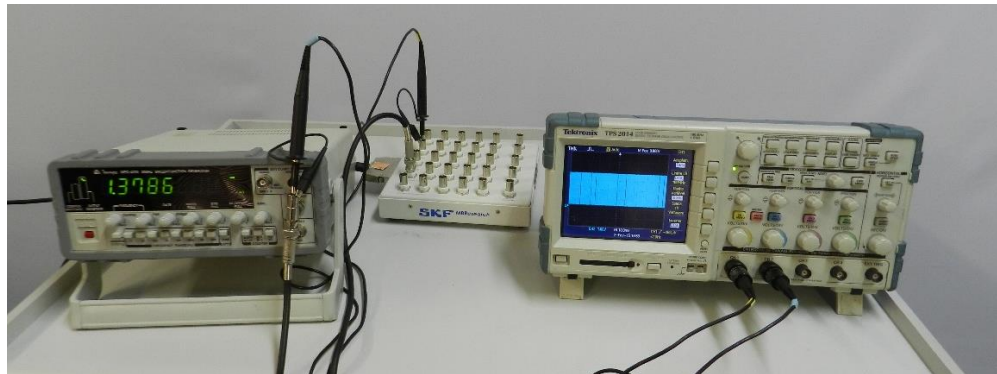


Figura 4.28 – Funções de Transferência dos Amplificadores

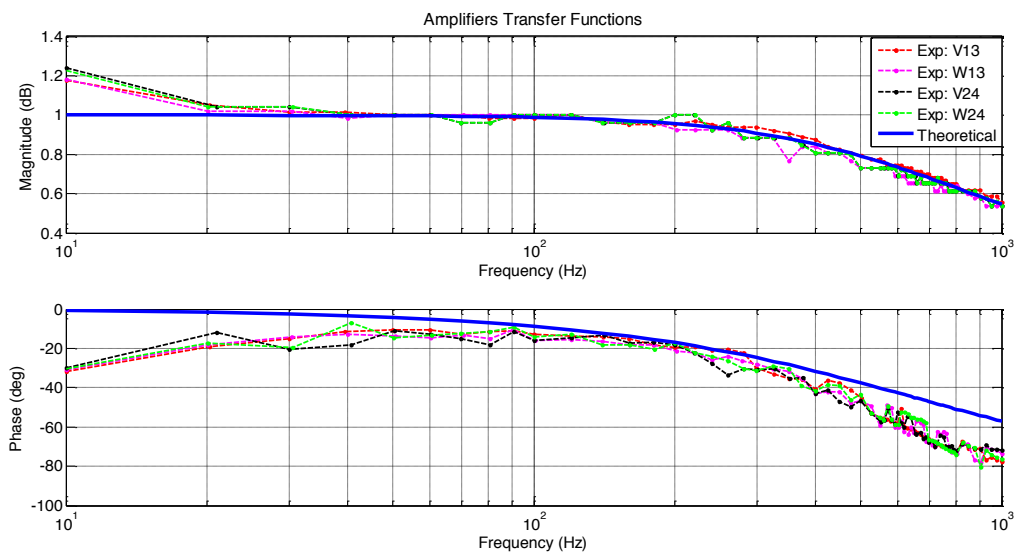


Figura 4.29 – Funções de Transferência dos Amplificadores

Observando o gráfico da magnitude apresentado na Fig. 4.29, nota-se que o modelo 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 relacionadas à qualidade dos circuitos eletrônicos empregados.

4.6 Funções de Transferência Experimentais

Nesta seção, serão apresentadas as funções de transferência obtidas experimentalmente, que foram determinadas com o uso da ferramenta *Analyzer*, do software MBResearch. Na Fig. 4.30 apresenta-se um exemplo de obtenção da função de sensibilidade do eixo V13 utilizando a interface da ferramenta *Analyzer*.

A partir das Funções de Sensibilidade (G_s) e das Funções de Transferência no Ramo Direto (G_o) medidas experimentalmente realizou-se o ajuste do modelo. Para tanto, os parâmetros que sofreram as maiores alterações foram as razões de amortecimento modal dos filtros genéricos de segunda ordem, que representam a maior fonte de incertezas do controlador. A seguir, na Fig. 4.31 e na Fig. 4.32, apresenta-se uma comparação entre as Funções de Sensibilidade (G_s) obtidas a partir do modelo com as curvas experimentais medidas no mancal do lado acoplado, para uma velocidade de operação de 0 rpm (rotor em repouso). Já na Fig. 4.33 e na Fig. 4.34 são realizadas as mesmas comparações para o mancal do lado livre, formado pelos eixos V24 e W24.

Com base na Fig. 4.31 - Fig. 4.34 pode-se observar que há uma boa correlação tanto na amplitude quanto na fase entre as Funções de Sensibilidade experimentais e as provenientes do modelo ajustado. Além disso, verifica-se que o maior pico de amplitude das curvas experimentais é de aproximadamente 9.7 dB para uma frequência próxima a 200 Hz. Desta forma, de acordo com a Norma ISO 14839-3, a máquina se situa no limite inferior da ZONA B, podendo operar continuamente sem limitações.

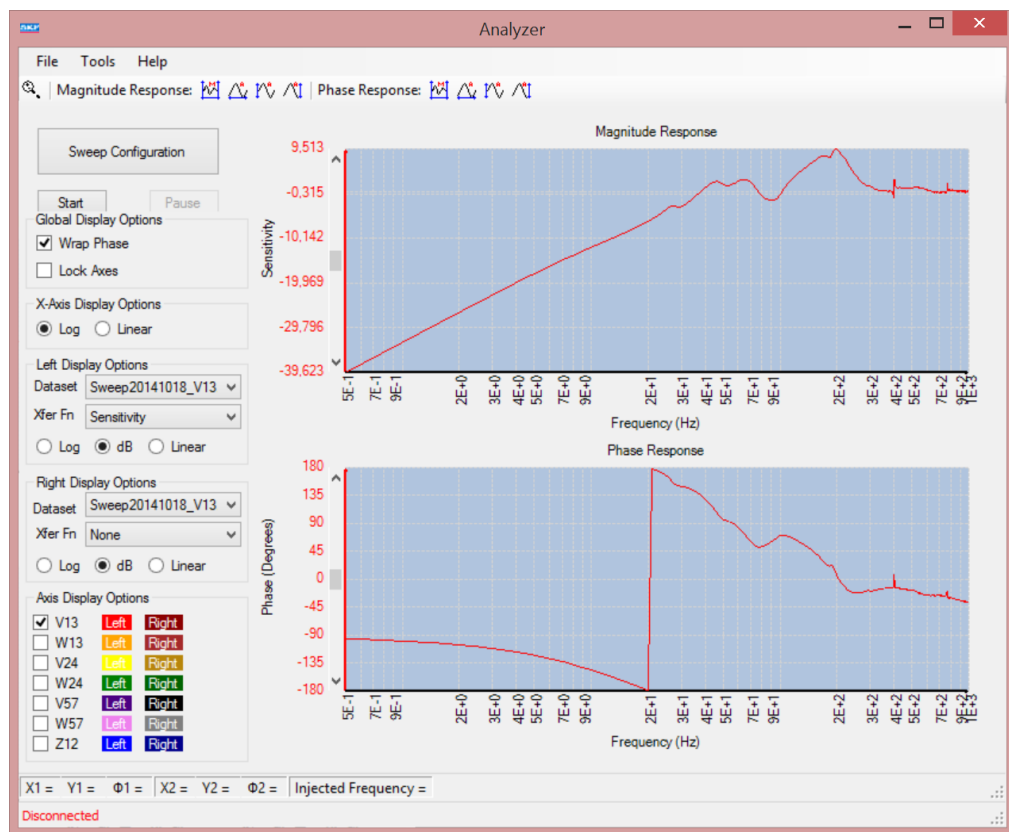


Figura 4.30 – Função de Sensibilidade para o eixo V13 na ferramenta *Analyzer*

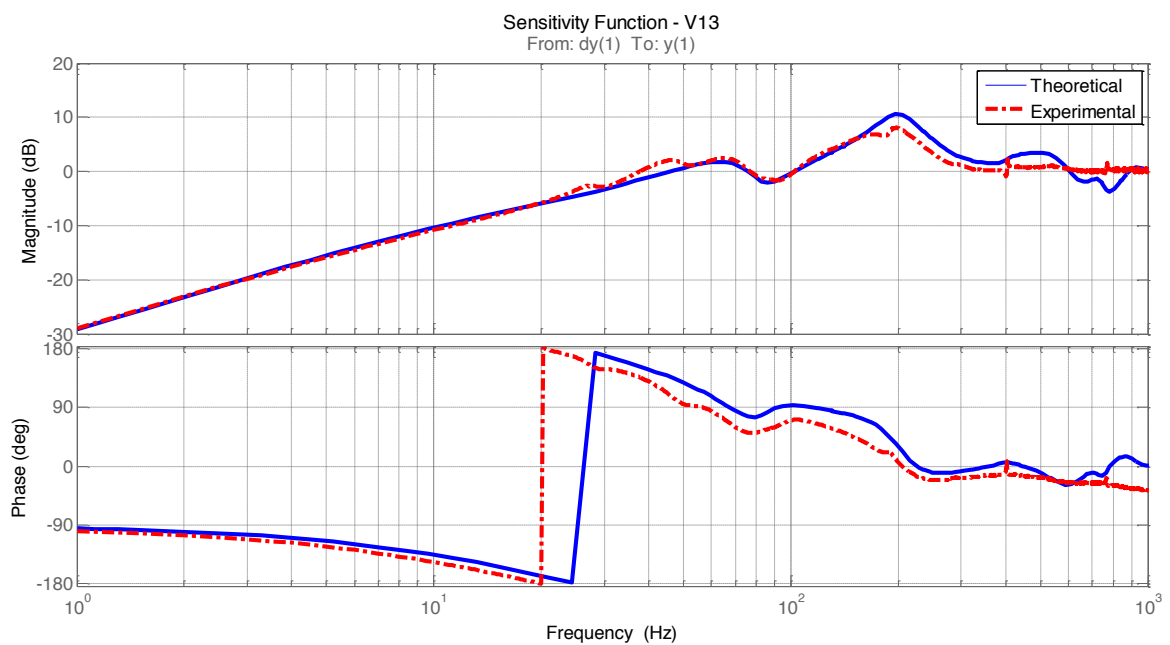


Figura 4.31 – Funções de Sensibilidade para o eixo V13

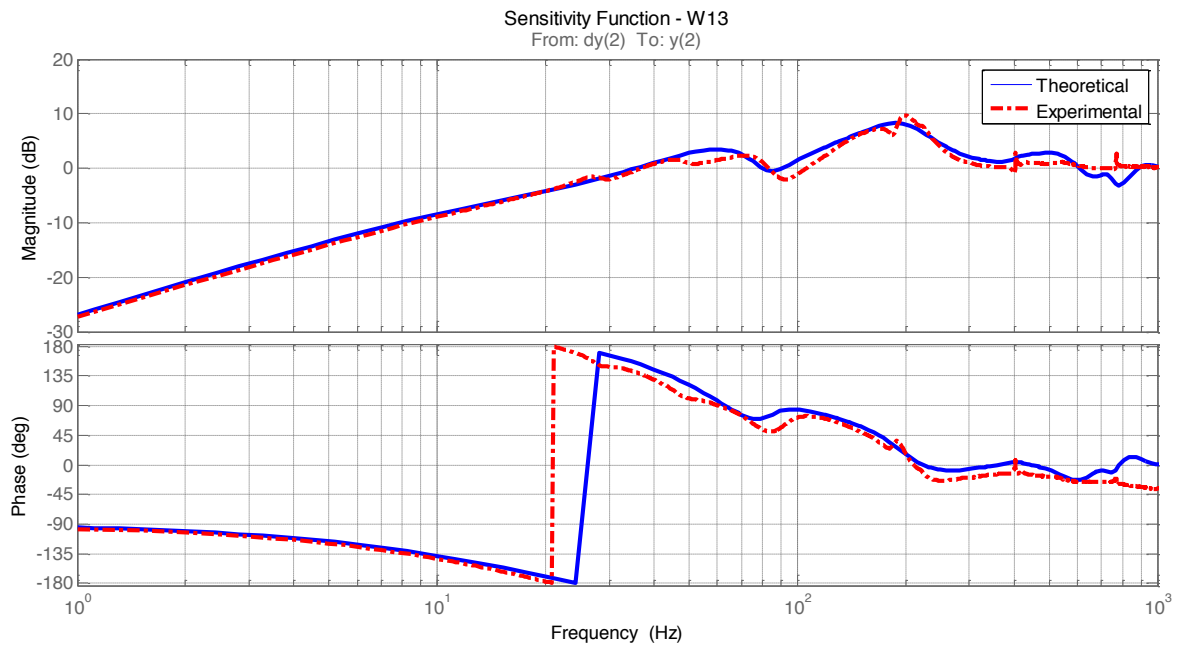


Figura 4.32 – Funções de Sensibilidade para o eixo W13

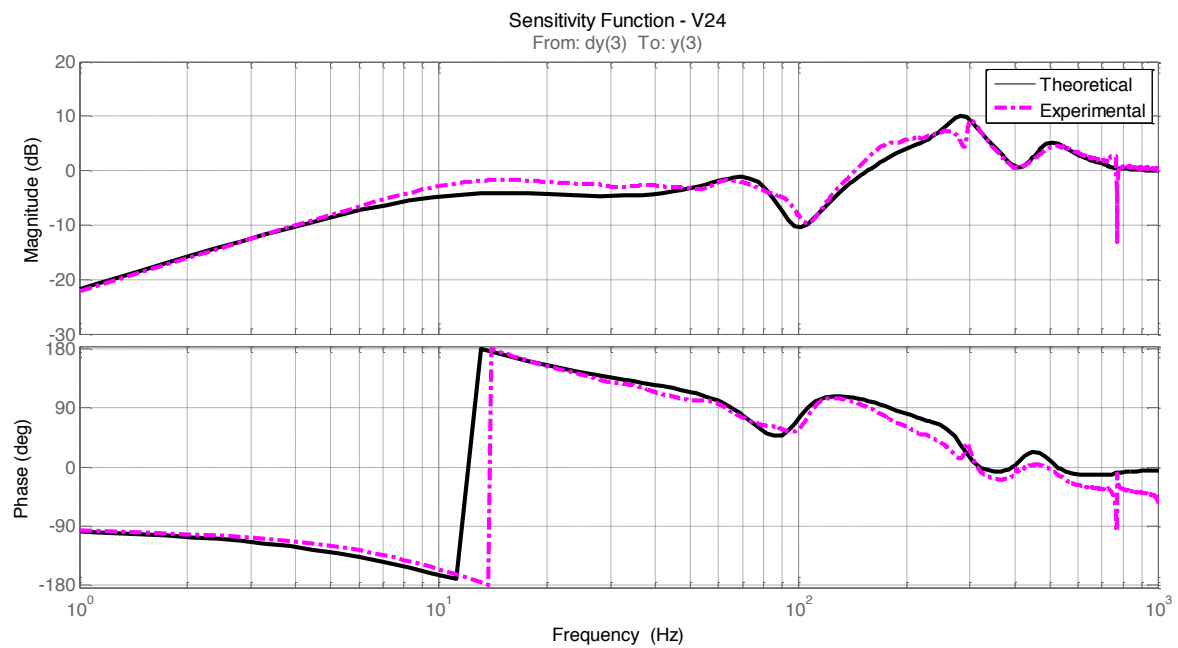


Figura 4.33 – Funções de Sensibilidade para o eixo V24

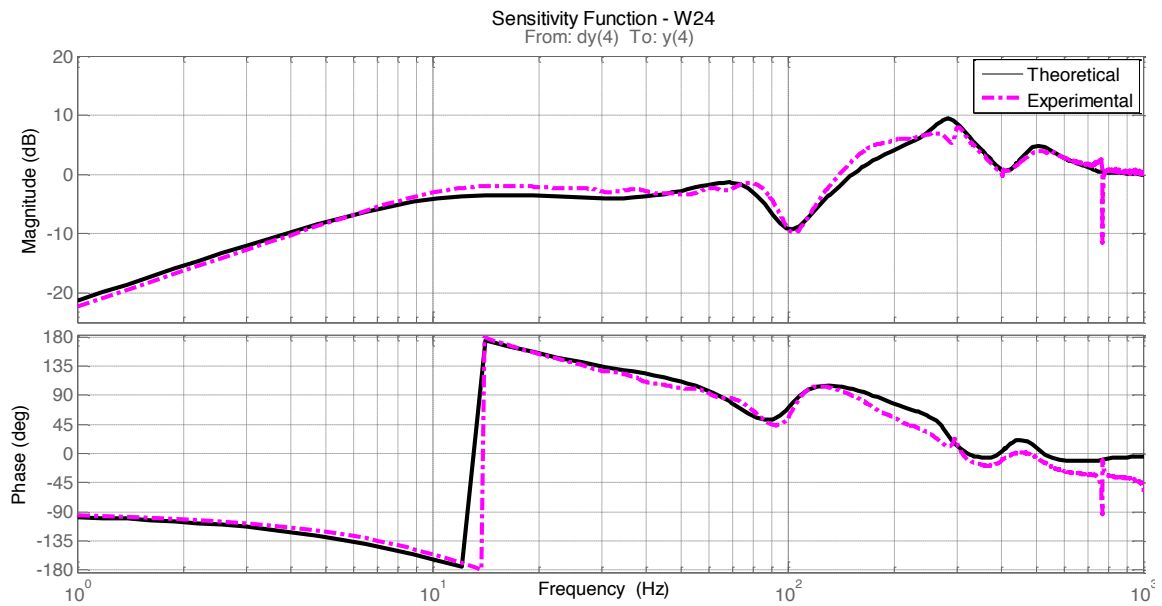


Figura 4.34 – Funções de Sensibilidade para o eixo W24

Por fim, deve-se mencionar que as curvas de fase foram incluídas para evidenciar a boa correlação entre o modelo e o sistema físico real, já que a Norma ISO 14839-3 emprega apenas o pico de amplitude para avaliar a margem de estabilidade.

Na Fig. 4.35 e na Fig. 4.36 apresenta-se as Funções de Transferência no Ramo Direto (G_o) medidas no mancal do lado acoplado, para uma velocidade de operação de 0 rpm (rotor em repouso). Em seguida, na Fig. 4.37 e na Fig. 4.38 são apresentadas as curvas correspondentes ao mancal do lado livre.

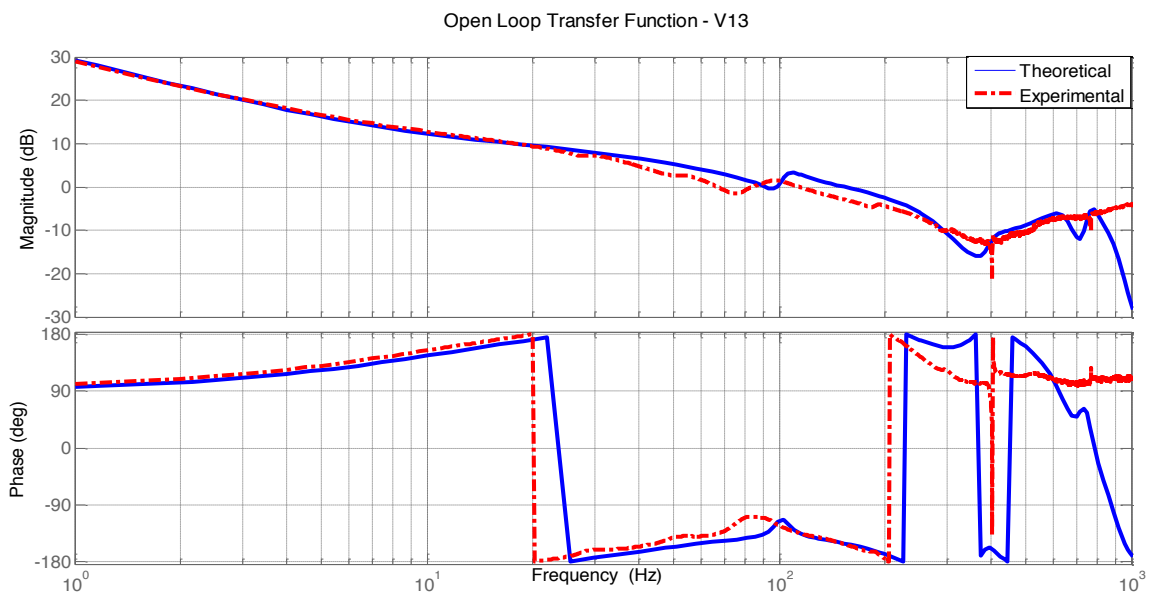


Figura 4.35 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo V13

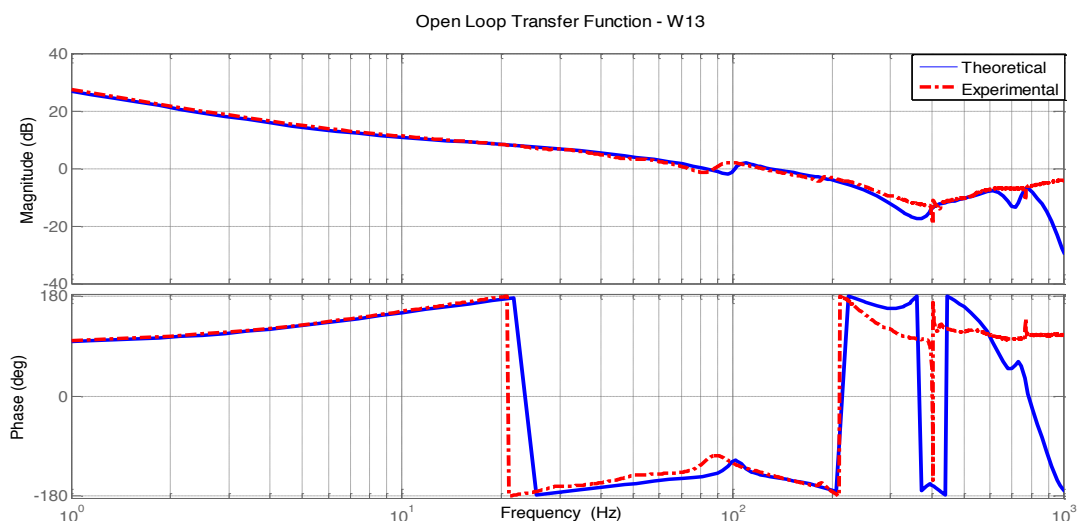


Figura 4.36 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo W13

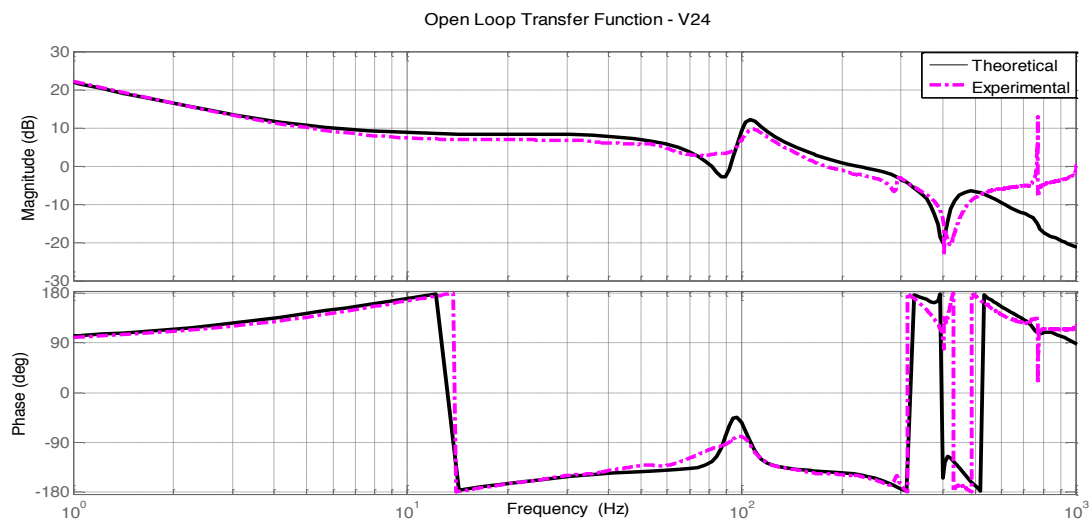


Figura 4.37 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo V24

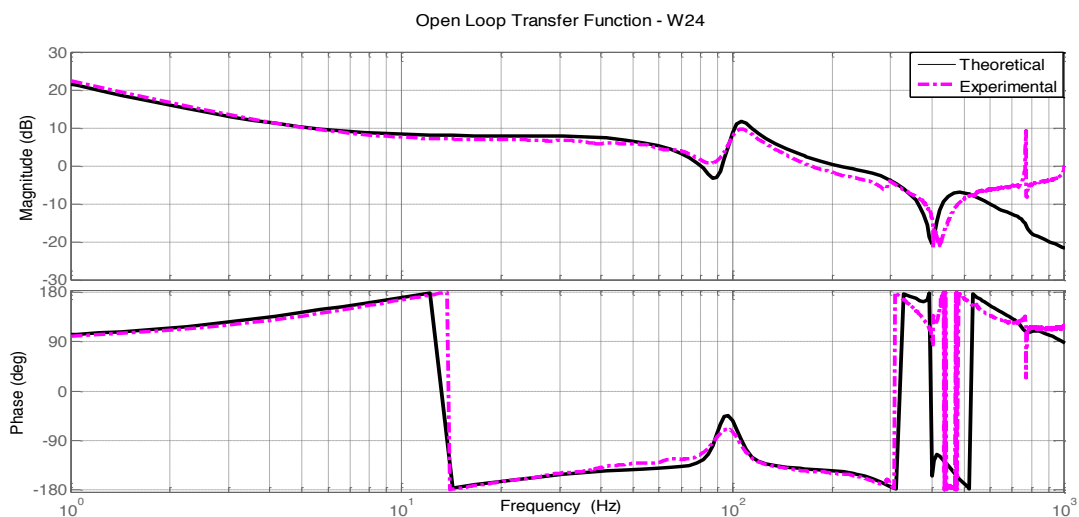


Figura 4.38 – Funções Transferência no Ramo Direto para o eixo W24

As Funções de Transferência da Planta em Malha Fechada (G_c) para uma velocidade de operação de 0 rpm, medidas no mancal do lado acoplado, são apresentadas na Fig. 4.39 e na Fig. 4.40. Já a Fig. 4.41 e a Fig. 4.42 mostram as curvas correspondentes para o mancal do lado livre.

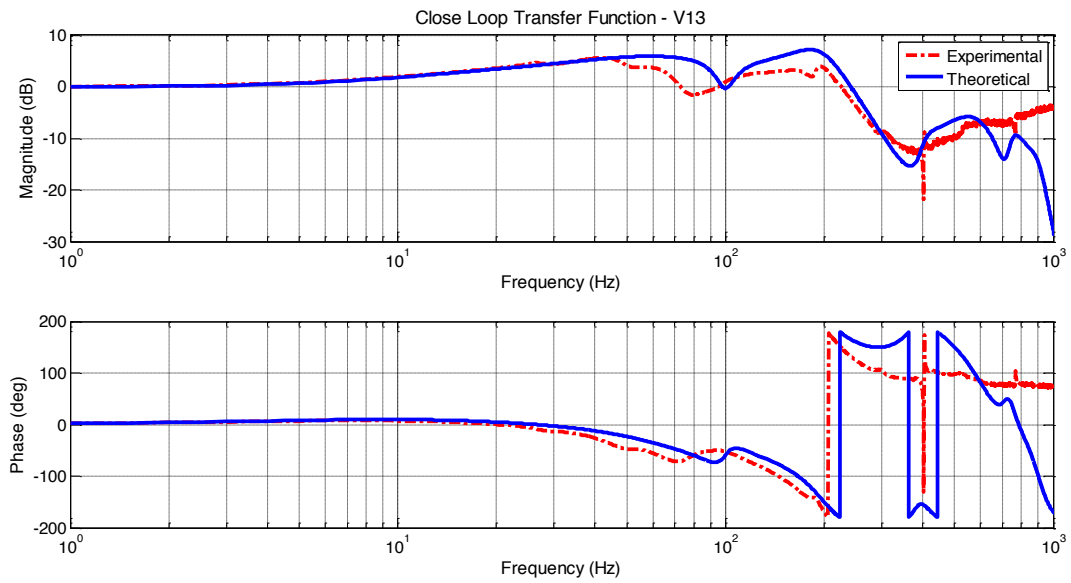


Figura 4.39 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V13

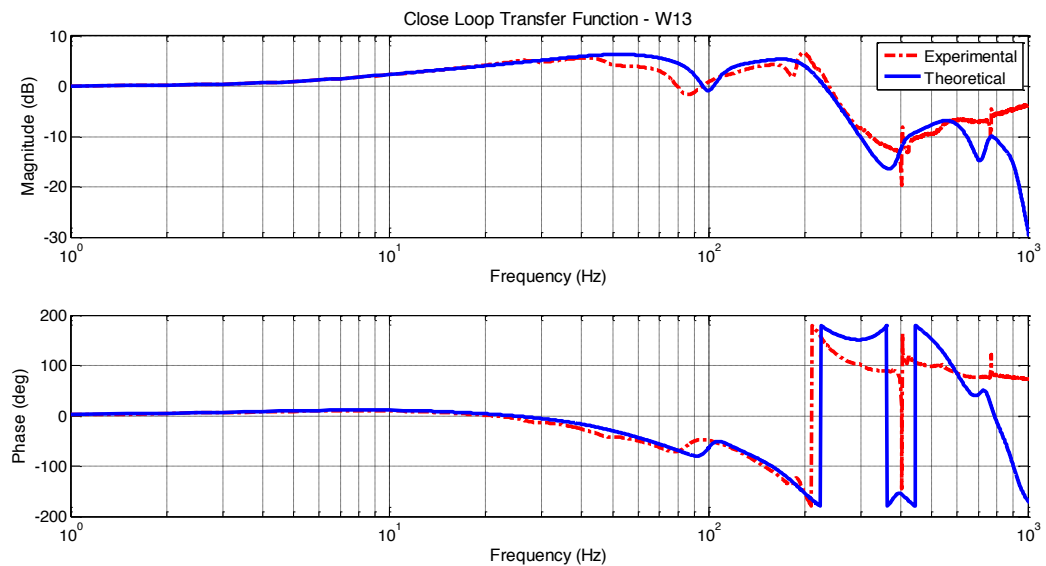


Figura 4.40 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W13

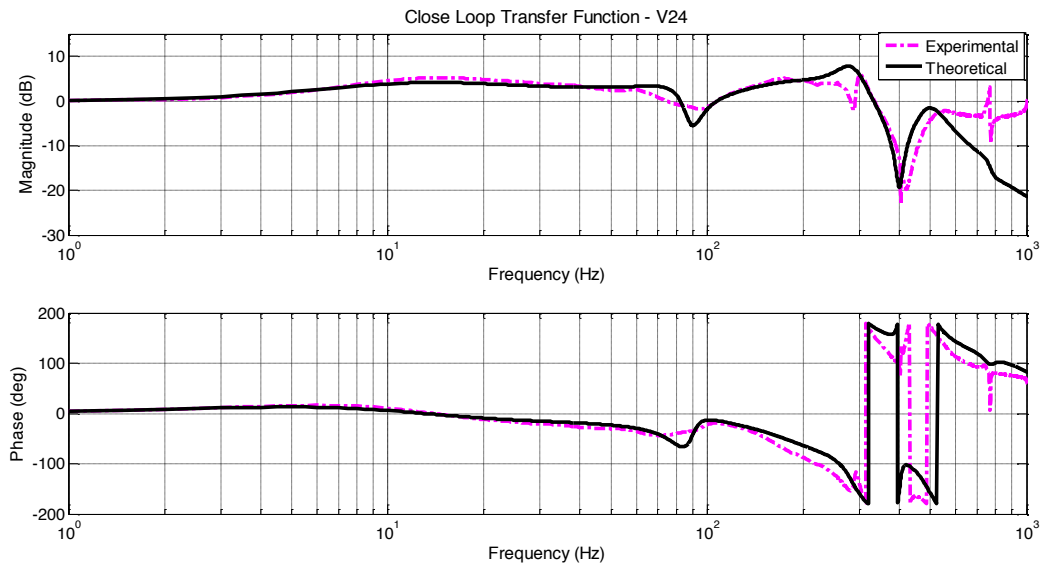


Figura 4.41 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo V24

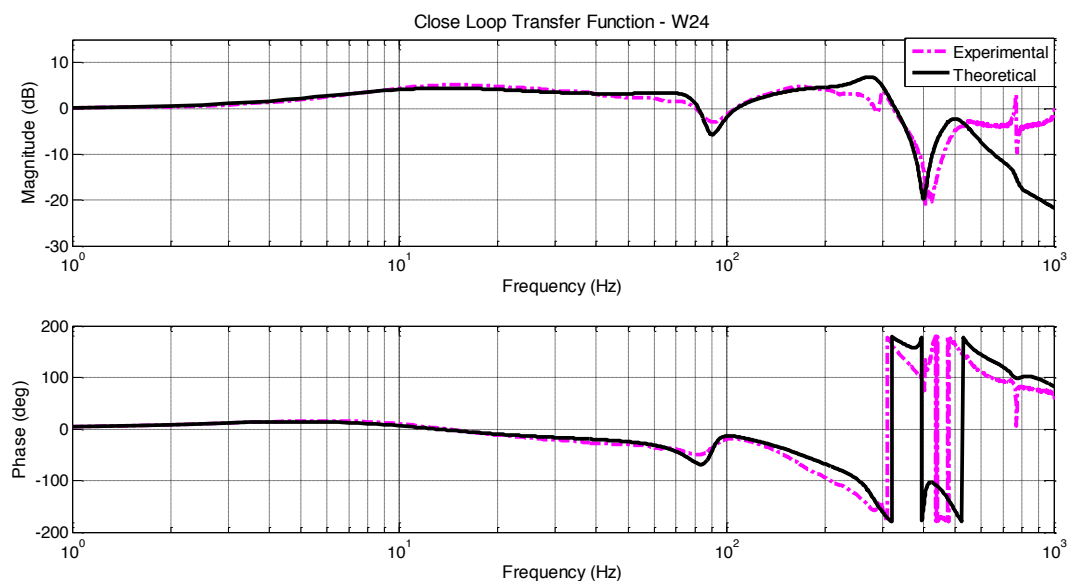


Figura 4.42 – Funções Transferência da Planta em Malha Fechada para o eixo W24

Ao se analisar as Funções de Transferência no Ramo Direto e da Planta em Malha Fechada apresentadas nos gráficos comparativos (Fig. 4.35 – Fig. 4.42), pode-se observar que há algumas discrepâncias entre o modelo e os dados experimentais. Nas curvas experimentais do lado acoplado nota-se a presença de dois pequenos picos de amplitude em aproximadamente 400 Hz e 770 Hz. Já nas curvas experimentais que correspondem às medidas no mancal do lado acoplado, nota-se apenas um pico de amplitude em aproximadamente 770 Hz. Estas diferenças entre as funções de transferência do modelo e da estrutura real devem-se aos modos próprios da base do sistema, que não foram considerados

na modelagem numérico computacional. Apesar destas pequenas diferenças, pode-se considerar que o modelo representa satisfatoriamente o comportamento dinâmico do sistema real.

4.7 Avaliação da Vibração do Sistema

Nesta seção uma investigação a respeito da vibração do sistema em regime permanente sujeito a forças de desbalanceamento é apresentada.

O eixo do rotor da bancada de teste possui provisão para a instalação de massas de desbalanceamento/correção em três planos axiais diferentes ao longo do seu comprimento, conforme apresentado na Fig. 4.43.

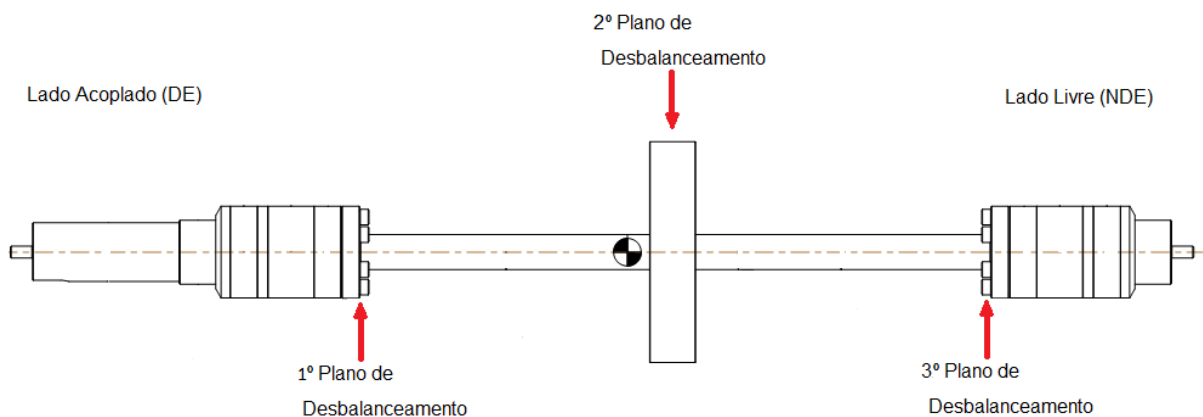


Figura 4.43 – Localização dos Planos de Desbalanceamento/Correção

Com a finalidade de simular condição de desbalanceamento real, inseriu-se no modelo numérico/computacional duas massas de desbalanceamento. No primeiro plano inseriu-se um desbalanceamento de 2.12 g.mm a 90° e no terceiro plano outro desbalanceamento de 45.4 g.mm a 0° . Por razões de segurança, optou-se por empregar uma velocidade de operação de 8500 rpm, que localiza-se consideravelmente abaixo da velocidade máxima do sistema (12000 rpm), mas acima da frequência do primeiro modo de flexão Nc1.

Na Fig. 4.44 e na Fig. 4.45 apresenta-se uma comparação entre os deslocamentos no plano dos sensores provenientes do modelo e das medições experimentais para o mancal do Lado Acoplado (DE), para a velocidade de operação de 8500 rpm. Já na Fig. 4.46 e na Fig. 4.47, são mostradas as curvas correspondentes para o mancal do Lado Livre (NDE).

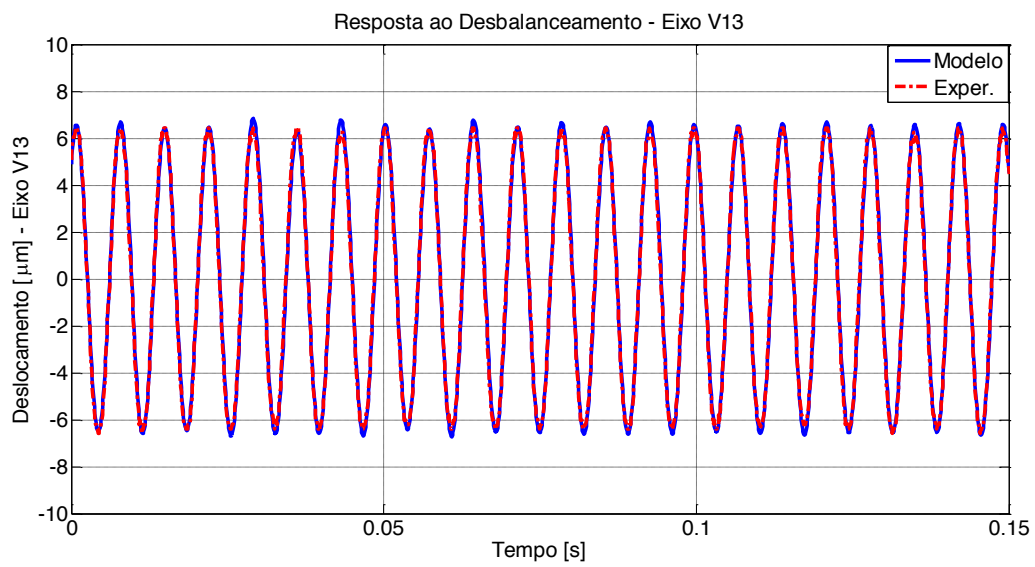


Figura 4.44 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo V13

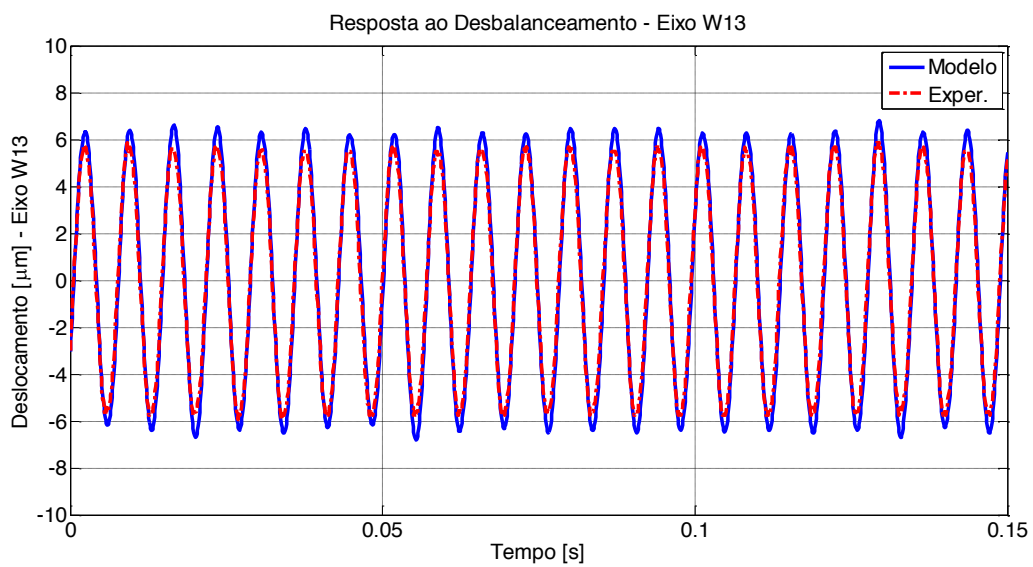


Figura 4.45 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo W13

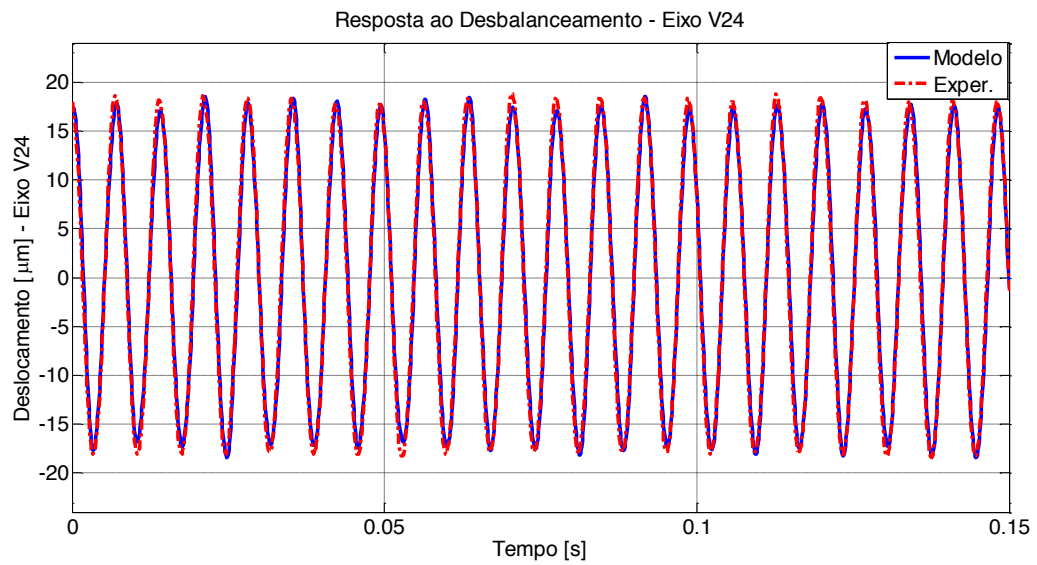


Figura 4.46 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo V24

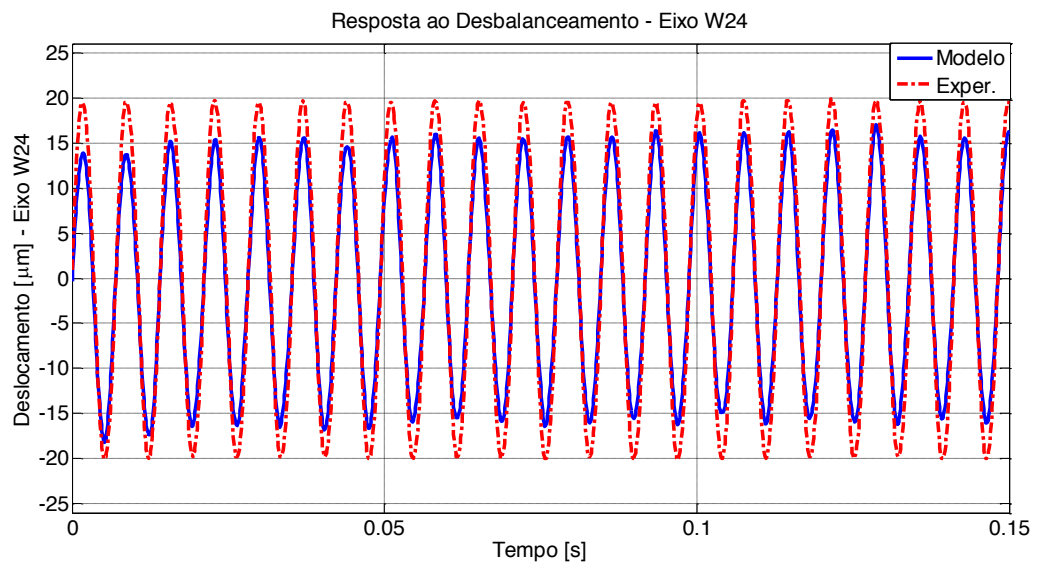


Figura 4.47 – Resposta ao Desbalanceamento – Eixo W24

Na Fig.4.48 apresenta-se as órbitas do rotor na posição dos mancais.

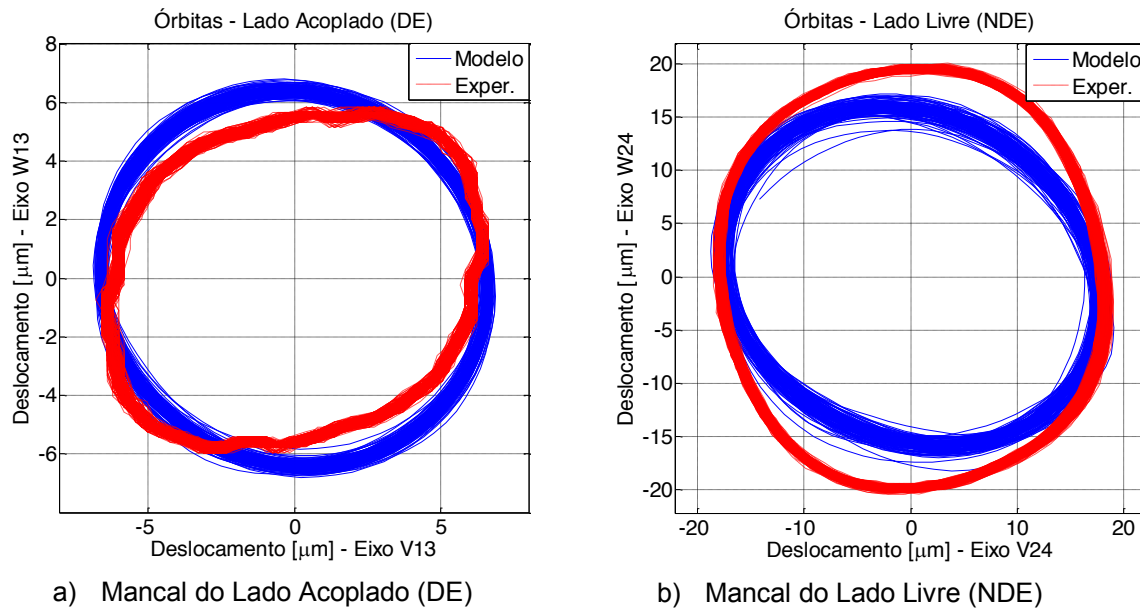


Figura 4.48 – Órbitas na posição dos mancais

Analisando-se as figuras da resposta ao desbalanceamento (Fig.4.44 - Fig. 4.47), nota-se que as respostas do modelo e as medições experimentais para os eixos V13, VW13 e V24 apresentam-se muito próximas tanto em fase quanto em amplitude. A maior diferença ocorre no eixo W24, onde a diferença de amplitude chega a aproximadamente 25%, mas a defasagem entre os sinais é praticamente nula. Na figura 4.48 verifica-se que as órbitas provenientes do modelo e dos dados experimentais também estão bem correlacionadas, tanto em amplitude quanto na forma das órbitas. Portanto, com base nos resultados obtidos, pode-se considerar que o modelo representa satisfatoriamente o comportamento do sistema real.

De acordo com Schweitzer e Maslen (2009) uma das características mais próprias e importantes de sistemas rotativos suportados por MMA's é a possibilidade de controlar ativamente as vibrações provenientes de forças de desbalanceamento. Esta característica permite fazer com que o rotor gire em torno de seus eixos principais de inércia, caso haja folga radial suficiente, ou compensar ativamente as forças de desbalanceamento residual forçando o eixo a girar em torno de seu centro geométrico. Além disso, há outros métodos de controle de desbalanceamento que possibilitam suavizar a passagem pelas velocidades críticas do sistema. Portanto, critérios de avaliação de vibração baseados em normas tais como a ISO 1940 ou a API 617 não se aplicam diretamente a sistemas rotativos suportados por MMA's. Para avaliar os níveis de vibração, a norma ISO 14839-2, que trata especificamente de sistemas com MMA's, sugere como critérios para a avaliação de vibração o deslocamento total em relação à linha de centro nominal medido no plano dos sensores, conforme apresentado na Fig. 4.49.

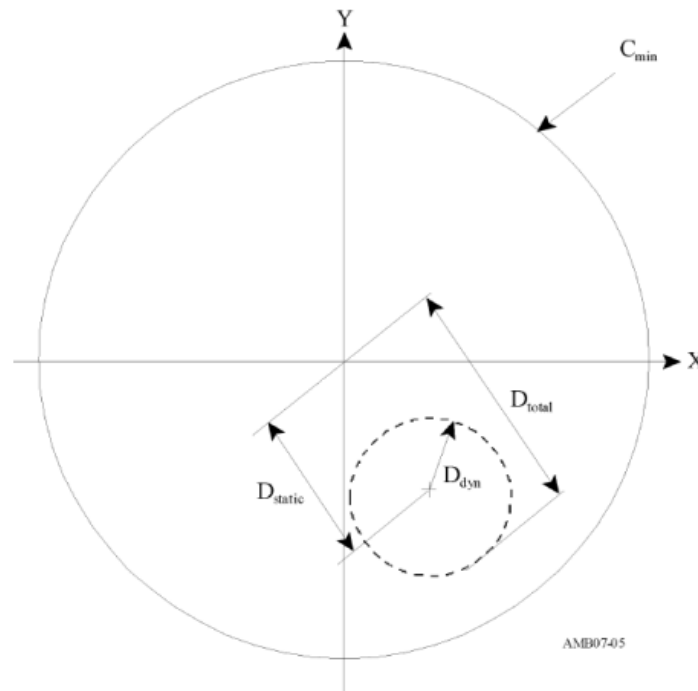


Figura 4.49 – Medição do deslocamento máximo (SWANSON et al, 2008)

onde D_{static} é a excentricidade estática, D_{dyn} 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 avaliação da vibração é realizada 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 de acordo com a Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – 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	$D_{total} < 0,5C_{min}$

As quatro classes de vibração são definidas da seguinte forma:

- Zona A – Máquinas novas;
- Zona B – Máquinas consideradas aceitáveis, sem restrição de operação à operação contínua;

- Zona C – Máquinas com vibração excessivamente alta;
- Zona D – Máquinas com vibração suficiente para causar danos ao sistema.

Na Fig. 4.50 apresenta-se a órbita do mancal do Lado Livre sobreposta à folga nos mancais auxiliares, C_{\min} , que é de 100 μm .

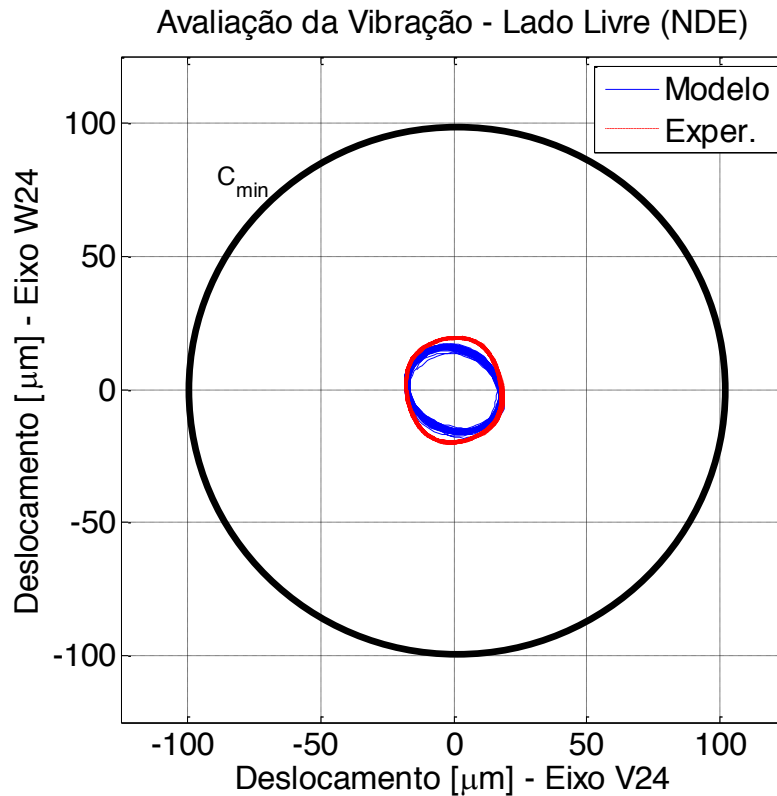


Figura 4.50 – Medição do deslocamento máximo (SWANSON et al. 2008)

Como para o sistema em análise o valor de D_{static} é muito próximo de zero, a vibração pode ser avaliada apenas com base na órbita com a maior amplitude que, neste caso, corresponde ao mancal do lado livre. Como o máximo deslocamento é da ordem de 20 μm , pode-se afirmar que, para estas condições de operação, a vibração da máquina é bastante suave, o que permite classificá-la como pertencente à classe A, segundo as recomendações da norma ISO 14839-2.

CAPÍTULO V

Conclusões e Perspectivas Futuras

Neste trabalho de dissertação foi proposta a caracterização e a modelagem de uma bancada experimental de rotor flexível sustentado por mancais magnéticos ativos levando em conta as normas vigentes e técnicas apresentadas na literatura. A principal motivação deste trabalho consiste em criar um modelo representativo da bancada para que outros fenômenos possam ser estudados futuramente, particularmente aqueles relacionados ao desenvolvimento e aplicação de técnicas de controle de vibração.

No Capítulo 1 foi apresentada uma revisão bibliográfica contendo aplicações industriais de mancais magnéticos, assim como trabalhos científicos utilizando MMA's. Neste capítulo também foram apresentadas as justificativas e os objetivos deste trabalho.

No Capítulo 2 realizou-se uma introdução à teoria de dinâmica de rotação aplicada a MMA's, voltada a rotores flexíveis. Foram apresentadas as equações utilizadas para construção do modelo um mancal magnético ativo, tais como equações de força magnética nos atuadores e densidade de fluxo magnético. Apresentou-se uma introdução sobre o funcionamento de um MMA utilizando um controlador do tipo PID.

A modelagem numérica da bancada experimental utilizada neste trabalho foi realizada no Capítulo 3. Um modelo representativo foi desenvolvido utilizando o método dos elementos finitos para obter parâmetros do rotor e dos MMA's. O modelo foi reduzido com o intuito de melhorar a performance computacional do mesmo. As rigidezes de corrente e de posição dos mancais foram obtidas utilizando métodos numéricos e também utilizando o programa de elementos finitos ANSYS™. A simulação numérica realizada no ANSYS™ mostrou-se condizente com o que era esperado; com os resultados obtidos foi possível determinar os

valores das rigidezes de corrente e de posição e também analisar o comportamento do MMA com as variações de corrente e deslocamento. Os componentes da bancada experimental como sensores e filtros foram igualmente modelados. As funções de transferência dos amplificadores, do controlador e do sistema foram geradas pelo modelo e a análise de estabilidade foi realizada com base na norma ISO 14839-3.

No Capítulo 4 foi apresentada a bancada experimental, os componentes físicos e o programa dedicado que acompanha a bancada. As metodologias e os aparatos experimentais utilizados foram descritos neste capítulo e os resultados obtidos foram confrontados com os fornecidos pelo modelo numérico. O modelo numérico foi então ajustado com base nos resultados obtidos experimentalmente.

A partir dos resultados obtidos no presente trabalho cabem os seguintes comentários:

- A identificação da bancada experimental deixou clara a importância da realização de procedimentos experimentais para o ajuste do modelo numérico. Esta importância foi evidenciada com a comparação dos valores experimentais das rigidezes de corrente e de posição dos MMA's com os valores teóricos.
- O modelo desenvolvido mostrou ser capaz de representar o sistema estudado; após os ajustes obteve-se orbitas do rotor muito próximas das obtidas experimentalmente. Igualmente, os deslocamentos do rotor no domínio do tempo ficaram bastante próximos daqueles que foram medidos na bancada, conforme apresentado no Capítulo 4. Isso permite que o comportamento dinâmico do sistema rotor flexível-mancais magnéticos seja conhecido em pontos de interesse.
- Com um modelo representativo é possível implementar diversas técnicas de controle na bancada experimental, como se viu no trabalho de Koroishi (2013), embora utilizando, naquele caso, atuadores eletromagnéticos para introduzir as forças de controle. Deve-se salientar que o modelo foi desenvolvido de tal forma que é possível inserir um controlador de interesse sem a necessidade de grandes alterações.

A contribuição deste trabalho está na utilização de várias técnicas de análise modal teórica e experimental voltadas para a caracterização de um tipo particular de sistema, qual seja o estudo de uma bancada de rotor flexível suportado por mancais magnéticos ativos. Trata-se, evidentemente, de uma etapa indispensável para a operação da bancada à vista

das diferentes técnicas de controle que podem ser implementadas e testadas sob diferentes condições de operação da máquina. Neste caso, há de observar não apenas o comportamento dinâmico do sistema controlado, mas, também, outros aspectos como, por exemplo, o consumo de energia que, para aplicações industriais, deve ser o menor possível.

Perspectivas de Trabalhos Futuros

Como sugestão para a continuidade do tema tratado nesta dissertação de mestrado o autor apresenta as seguintes propostas:

- Estudo de diferentes técnicas de controle utilizando o modelo desenvolvido;
- Aplicação de metodologias envolvendo SHM para detecção de trincas em rotores utilizando um dos MMA's para excitação do sistema, conforme já vem sendo explorado na literatura;
- Desenvolvimento de um MMA adicional para ser incorporado à bancada utilizada nesta dissertação, visando sua utilização como atuador adicional;
- Investigação do comportamento da bancada experimental operando embarcada, situação encontrada sempre que este tipo de sistema for projetado como parte integrante de veículos terrestres, aéreos e aeroespaciais.

Página intencionalmente deixada em branco.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, A. H.; WABHAB, T. M. A. Active Magnetic Bearing Design Optimization and Transient-State Analysis Using ANSYS. **Eng. & Tech. Journal**, Vol.28, No.16, 2010.

BRAUNBEK, W. **Frei schwebende Körper im elektrischen und magnetischen Feld**. Z. Phys., 112:753–763, 1939.

CAVALINI JUNIOR, A. A. **Deteção e identificação de trincas transversais em eixos horizontais de máquinas flexíveis**. 2013. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

CAVALINI JR, A.A.P.; GALAVOTTI, T.V.; MORAIS, T.S.; KOROISHI, E.H.; STEFFEN Jr, V., Vibration Attenuation in Rotating Machines Using Smart Spring Mechanism. **Mathematical Problems in Engineering**, 2011, v.2011, p.1 – 14.

CHIBA, A., FUKAO, T., ICHIKAWA, O., OSHIMA, M., TAKEMOTO, M., DORREL, D. **Magnetic Bearings and Bearingless Drives**, Newnes, Oxford, 2005.

EARNSHAW, S. **On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether**. Trans. Camb. Phil. Soc., 7, Part I:97–112, 1842.

FRISWELL, M. I., PENNY, J. E., GARVEY, S. D., LEES, A. W. **Dynamics of Rotating Machines**. New York: Cambridge University Press, 2010, 512 pp.

GÄHLER, C. **Rotor Dynamic Testing and Control with Active Magnetic Bearings**. 1998. PhD Thesis, ETH, Zürich.

GAWRONSKI, W. **Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures**. 2004. Springer-Verlag, New York.

HABERMANN, H.; LIARD, G. **Le palier magnetique active: un principe revolutionaire**. SKF Rev. Roulements Nr. 192, 1977.

INMAN, D. J. Active Modal Control for Smart Structures. **Philosophical Transactions of The Royal Society**, 359: 205-219, 2001.

ISO Standard 14839. **Mechanical Vibrations - Vibrations of rotating machinery equipped with active magnetic bearings - Part 1: Vocabulary, Part 2: Evalution of vibration, Part 3: valuation of stability margin, Part 4: Technical guidelines, system design** (Draft), 2002/2006.

JAYANTH, V.; CHOI, H. BUCKNER, G. Identification and Control of a Flexible Rotor Supported on Active Magnetic Bearings. In: **Proceedings IEEE SoutheastCon 2002**, pp. 273–278, 2002.

KOROISHI, E. H. **Controle de Vibrações em Máquinas Rotativas utilizando Atuadores Eletromagnéticos**. 2013. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

KOROISHI, E.H.; BORGES, A.S.; CAVALINI Jr, A.Ap.; STEFFEN Jr, V. Numerical and Experimental Modal Control of Flexible Rotor Using Electromagnetic Actuator. **Mathematical Problems in Engineering**, Vol. 2014, ID 361418, <http://dx.doi.org/10.1155/2014/361418>, 14 pages, 2014.

LALANNE, M AND FERRARIS, G. **Rotordynamics Prediction in Engineering**. 2nd edition. New York: John Wiley and Sons, 1997.

LI, G. **Robust stabilization of rotor-active magnetic bearing systems**. 2006. PhD thesis, University of Virginia.

LI, Y. **Modeling and Performance Investigation of a Rotor with Dissimilar Bearing Support System**. Jul. 2007. 112 f. Master of Science in Mechanical Engineering, Cleveland State University.

LÖSCH, F. **Identification and Automated Controller Design for Active Magnetic Bearing Systems**. ETH Zürich. 239p. 2002.

MORAIS, T. S. **Contribuição ao Estudo de Máquinas Rotativas contendo não Linearidades**. 2010. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

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**. Vol. 17 No. 6, pp. 1170-1182, Dec 2012.

MUSHI, S. E. **Robust Control of Rotordynamic Instability in Rotating Machinery Supported by Active Magnetic Bearings**. May, 2012. PhD thesis, University of Virginia.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, c2010, 809 p.

PESCH, A. H. **Damage Detection of Rotors Using Magnetic Force Actuator: Analysis and Experimental Verification**. Dec. 2008. 104 f. Master of Science in Mechanical Engineering, Cleveland State University.

PILAT, A. Femlab Software Applied to Active Magnetic Bearing Analysis. **International Journal of Applied Mathematics and Computer Science**. 2004, Vol. 14, No. 4, 497–501.

SALDARRIAGA, M. V. **Atenuação de Vibrações em Máquinas Rotativas Flexíveis usando Materiais Viscoelásticos nos Suportes**. 2007. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

SANADGOL, D. **Active control of surge in centrifugal compressors using magnetic thrust bearing actuation**. 2006. PhD thesis, University of Virginia.

SCHIMIED, J.; KOSENKOV, A. Practical Controller Design for Rotors on Magnetic Bearings by Means of an Efficient Simulation Tool. **SIRM 2013 – 10th International Conference on Vibrations in Rotating Machines**, Berlin, Germany, 25. – 27. February 2013.

SCHWEITZER, G.: Active Magnetic Bearings – Chances and Limitations. Proc. 6th **International IFToMM Conf. on Rotor Dynamics**, Sydney, Sept. 30-Oct. 3, 2002.

SCHWEITZER, G., MASLEN, E. H. **Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery**. Berlin: Springer-Verlag, 2009.

SIMÕES, R. C. **Controle Modal Ótimo de um Rotor Flexível Utilizando Atuadores Piezelétricos do Tipo Pilha**. 2006. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

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

SRINIVASAN, S.; CHO, Y. M. Modeling and System Identification of Active Magnetic Bearings Systems Control Applications. 1995., **Proceedings of the 4th IEEE Conference**. pp.252,260, 28-29 Sep 1995.

STEFFEN, V. JR.; LEPORE N, F. P. A control Force to Reduce Magnetically Excited Rotor Vibrations. **Mécanique, Matériaux, Electricité**, Vol. 65, No. 404, pp. 90-93, 1984.

STIMAC, G; BRAUT, S.; BULIC, N.; ZIGULIC, R. Modeling and Experimental verification of a flexible rotor/AMB system. **The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**. Vol. 32 No. 4, pp. 1244-1254, 2013.

SWANSON, E., MASLEN, E.H., LI, G., CLOUD, C.H.: Rotordynamic design audit of AMB supported machinery. In: **Proceedings of the Thirty-Seventh Turbomachinery Symposium**, pp. 133–158, 2008.

TAMMI, K. **Active control of radial rotor vibrations: Identification, feedback, feedforward, and repetitive control methods**. 2007. PhD Thesis, Helsinki University of Technology, Espoo.

VANCE, J., ZEIDAN, F., AND MURPHY, B. **Machinery Vibration and Rotordynamics**. 1st edition. New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.

VÁZQUEZ, J. A.; MASLEN, E. H.; AHN, H. J.; HAN, D. C. Model Identification of a Rotor with Magnetic Bearings. **ASME Journal of Engineering for Gas Turbines and Power**, 125 (1), pp. 149-155, January 2003.

WRÓBLEWSKI, A. C. **Health Monitoring of Cracked Rotor Systems Using External Excitation Techniques**. Dec. 2006. 120 f. Master of Science in Mechanical Engineering, Cleveland State University.

YOON, S. Y.; LIN, Z.; ALLAIRE, P. E. **Control of Surge in Centrifugal Compressors by Active Magnetic Bearings: Theory and Implementation (Advances in Industrial Control**. London: Springer-Verlag, 2013.