

**BEATRIZ GRANADO MARANGONI**

**CONTROLE ATIVO DE VIBRAÇÕES DO TIPO *SELF-SENSING* UTILIZANDO ATUADORES  
ELETROMAGNÉTICOS**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA

2020

**BEATRIZ GRANADO MARANGONI**

**CONTROLE ATIVO DE VIBRAÇÕES DO TIPO *SELF-SENSING*  
UTILIZANDO ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS**

**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. Aldemir Ap Cavalini Jr

**UBERLÂNDIA – MG**

**2020**

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

M311	Marangoni, Beatriz Granado, 1993-
2020	<p>Controle Ativo de Vibrações do Tipo Self-Sensing Utilizando Atuadores Eletromagnéticos [recurso eletrônico] / Beatriz Granado Marangoni. - 2020.</p> <p>Orientador: Aldemir Aparecido Cavalini Junior.</p> <p>Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Mecânica.</p> <p>Modo de acesso: Internet.</p> <p>Disponível em: <a href="http://doi.org/10.14393/ufu.di.2020.242">http://doi.org/10.14393/ufu.di.2020.242</a></p> <p>Inclui bibliografia.</p> <p>1. Engenharia mecânica. I. , Aldemir Aparecido Cavalini Junior, 1983-, (Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.</p> <p>CDU: 621</p>

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



## UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

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



### ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Mecânica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado Acadêmico, 562, COPEM				
Data:	12/03/2020	Hora de início:	13:00	Hora de encerramento:	15:40
Matrícula do Discente:	11812EMC002				
Nome do Discente:	Beatriz Granado Marangoni				
Título do Trabalho:	Controle Ativo de Vibrações do Tipo <i>Self-Sensing</i> utilizando Atuadores Eletromagnéticos				
Área de concentração:	Mecânica dos Sólidos e Vibrações				
Linha de pesquisa:	Dinâmica de Sistemas Mecânicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:					

Reuniu-se no Anfiteatro do MFLab, Bloco 5P, Campus Santa Mônica, da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, assim composta: Professores Doutores: Fran Sérgio Lobato - FEQUI/UFU; Leopoldo Pisanelli Rodrigues de Oliveira - USP e Aldemir Aparecido Cavalini Junior - FEMEC/UFU orientador da candidata.

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

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

Aprovada.

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

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

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

---

Documento assinado eletronicamente por **Aldemir Aparecido Cavalini Junior, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/03/2020, às 15:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento



no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fran Sergio Lobato, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/03/2020, às 15:39, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Leopoldo Pisanelli Rodrigues de Oliveira, Usuário Externo**, em 12/03/2020, às 15:45, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://www.sei.ufu.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **1925226** e o código CRC **93808296**.

...aos meus pais com todo meu amor.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por iluminar e me manter firme nesta jornada.

À minha família, pelo suporte e pelo apoio em todas as minhas escolhas até aqui e pelo amor incondicional.

Agradecimento especial ao meu orientador Prof. Dr. Aldemir Ap. Cavalini Jr. pelo dedicado trabalho de orientação na realização da pesquisa, com sabedoria, paciência, além da confiança concedidas, e preocupação e contribuição com a minha formação profissional e pessoal.

Aos amigos do Laboratório de Mecânicas de Estruturas LMEst-UFU, pela amizade, longas conversas pós-expediente e pelas ajudas que de alguma forma tornaram possível a realização deste trabalho. Em especial ao Felipe e ao Marcus Vinicius que participaram significativamente no desenvolvimento desta pesquisa, me auxiliando e concedendo conhecimentos necessários para realização desta pesquisa.

Ao Prof. Israel Jorge Cardenas Nuñez, ao aluno de iniciação científica Iago Alves Pereira, ao Prof. Edson Hideki Koroishi e a Fabiana Alves Pereira pelo auxílio, sobretudo na parte experimental, a qual permitiu a verificação da aplicação deste trabalho.

Aos meus amigos de graduação que de certa forma contribuíram para o desenvolvimento do trabalho.

À Universidade Federal de Uberlândia e ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, por viabilizar a realização deste trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), e em especial, à

Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) pela bolsa de estudos que viabilizou a realização deste trabalho.



MARANGONI, B. G., **Controle Ativo de Vibrações do tipo *Self-Sensing* Utilizando Atuadores Eletromagnéticos**. 2020. 108 f. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

## RESUMO

O presente trabalho tem por objetivo aplicar o controle ativo de vibrações utilizando atuadores eletromagnéticos pela metodologia *self-sensing*, a qual utiliza a tensão e a corrente presentes na bobina eletromagnética como ação de controle, não necessitando assim, de sensores físicos de posição. Dentro deste contexto, foi estudada a aplicação desse tipo de controle em uma viga engastada em suas extremidades e dois atuadores eletromagnéticos em montagem diferencial. No modelo numérico, esse sistema foi simplificado para um grau de liberdade (massa-mola-amortecedor). Com isso, um controle proporcional, integral e derivativo (PID) *self-sensing* foi verificado para diferentes frequências de excitação externa, sendo que o mesmo apresentou resultados eficientes na redução da amplitude de vibrações. Para os testes experimentais, foi utilizado um *shaker* para excitação externa da viga, que gerou ondas senoidais em diferentes frequências estabelecidas dentro de uma faixa de interesse adotada. O propósito foi verificar o comportamento do conjunto atuador/controlador *self-sensing* e validar essa metodologia de controle em condições diferentes. Além disso, nesses testes foi aplicado um controlador proporcional e derivativo (PD) convencional, utilizando para isso a resposta de um acelerômetro como saída no controle. Assim, foram realizadas comparações entre os resultados obtidos por esses dois tipos de controle que foram aplicados na bancada experimental. Os resultados obtidos, tanto numéricos como experimentais, mostram o sucesso da metodologia *self-sensing* proposta.

---

*Palavras-Chave: Atuador Eletromagnético, Controle de Vibrações, Massa-Mola-Amortecedor, Controle PID Self-Sensing; Bancada Experimental*

MARANGONI, B. G., **Self-Sensing Active Vibrations Control Using Electromagnetic Actuators**. 2020. 108 f. Master's dissertation, Federal University of Uberlandia, Uberlandia.

## ABSTRACT

The present work aims to apply the active vibration control approach using electromagnetic actuators by using the self-sensing methodology. This methodology uses the voltage and current present in the electromagnetic coils as a control action, thus not requiring physical position sensors. In this context, the mentioned control approach was applied in a beam clamped at its ends and two electromagnetic actuators in a differential assembly. In the numerical model, this system has been simplified to one degree of freedom (mass-spring-damper). Thus, a self-sensing proportional-integral-derivative (PID) control was analyzed for different frequencies of external excitation. The obtained results demonstrated the efficiency of the conveyed approach in reducing the vibration amplitudes of the considered model. Regarding the experimental tests, a shaker was used to apply the external excitation in the considered beam, which generated sine waves at different frequencies established within a range of interest. The purpose of these tests was to verify the behavior of the self-sensing actuator/controller set and to validate this control methodology under different conditions. Besides, in these tests, a conventional proportional-derivative (PD) controller was applied using the response of an accelerometer as output. Thus, comparisons were made between the results obtained by these two types of control approaches. Satisfactory results were obtained in the experimental tests. The obtained results, both numerical and experimental, demonstrate the success of the self-sensing methodology conveyed.

---

*Keywords: Electromagnetic Actuators, Vibration Control, Mass-Spring-Damper, Self-Sensing PID Control; Test-Rig*

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Mancal Magnético Radial (PERINI, 2009). .....	2
Figura 1.2 – Montagem diferencial para o EMA (CHIBA ET AL., 2005). .....	3
Figura 1.3 – Atuadores Magnéticos utilizados como fonte de excitação (FURTADO, 2008).4	
Figura 3.1 – Comparação das linhas de atuação de um solenoide e uma barra imantada (KOROISHI, 2013). .....	16
Figura 3.2 – Circuito Magnético Simples (UMANS, 2014). .....	17
Figura 3.3 – Circuito Magnético com Entreferro (UMANS, 2014). .....	18
Figura 3.4 – Curvas B-H de alguns materiais ferromagnéticos (KOROISHI, 2013). .....	18
Figura 3.5 – Sistema Magnético com entreferro. ....	19
Figura 3.6 – Curva de saturação de um material ferromagnético (MENDES, 2011). ....	21
Figura 3.7 – Curva de magnetização de um material ferromagnético e o .....	22
Figura 3.8 – Sistema de um gdl estudado. Adaptado de: Bonfitto (2009). ....	23
Figura 3.9 – Efeito de espraçamento de um campo magnético no entreferro (CHAPMAN, 2013). .....	24
Figura 3.10 – Modelo empregado para a bobina. ....	26
Figura 3.10 – Exemplo de diagrama de blocos de um controlador PID (OGATA, 2010). ....	35
Figura 3.12 – EMAs aplicados o controle PD experimental. ....	36
Figura 3.13 – Lógica utilizada para gerar as correntes de controle baseada na tensão. ....	36
Figura 4.1 – Núcleos dos atuadores eletromagnéticos: a) Sólido; b) Laminado (SCHWEITZER; MASLEN, 2009). ....	40
Figura 4.2 – EMA: a) Vista Isométrica; b) Vista de seção com malha. ....	41
Figura 4.3 – Densidade de fluxo magnético do EMA. ....	41
Figura 4.4 – Intensidade de fluxo magnético do EMA. ....	42
Figura 4.5 – Rigidez de corrente ( $k_i$ ): a) Força com a mudança da corrente; .....	42
Figura 4.6 – Rigidez de posição ( $k_x$ ): a) Força com a mudança do gap; .....	43
Figura 4.7 – Diagrama do sistema de controle do modelo numérico. ....	44
Figura 4.8 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 5 Hz. ....	45
Figura 4.9 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 8 Hz. ....	45
Figura 4.10 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 10 Hz. ....	46
Figura 4.11 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 20 Hz. ....	46
Figura 4.12 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 25 Hz. ....	47

Figura 4.13 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 30 Hz.	47
Figura 4.14 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 40 Hz.	48
Figura 4.15 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 50 Hz.	48
Figura 4.16 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 60 Hz.	49
Figura 4.17 – Diagrama do sistema de controle do PID convencional.	49
Figura 4.18 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 5 Hz.	50
Figura 4.19 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 8 Hz.	50
Figura 4.20 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 10 Hz.	51
Figura 4.21 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 20 Hz.	51
Figura 4.22 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 25 Hz.	52
Figura 4.23 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 30 Hz.	52
Figura 4.24 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 40 Hz.	53
Figura 4.25 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 50 Hz.	53
Figura 4.26 – Resposta para o controle PID convencional e PID self-sensing em 60 Hz.	54
Figura 4.27 – Correntes de controle no controle PID convencional e PID self-sensing.	55
Figura 5.1 – Bancada experimental: a) conjunto completo; b) viga e suporte do perfil I.	57
Figura 5.2 – Sistema de aquisição: Microcomputador com a dSPACE®.	58
Figura 5.3 – Exemplo de atuador eletromagnético.	58
Figura 5.4 – Amplificadores de potência e fonte de tensão.	59
Figura 5.5 – Sistema de medição de corrente.	59
Figura 5.6 – Fluxograma de instrumentação da bancada (distâncias em cm).	60
Figura 5.7 – Geometria dos EMAs.	60
Figura 5.8 – Aparato experimental para a caracterização dinâmica dos EMAs.	62
Figura 5.9 – Diagrama de Bode: placa de aquisição (V) e célula de carga (N).	63
Figura 5.10 – Diagrama de Bode: EMA (A) e célula de carga (N).	64
Figura 5.11 – Diagrama de Bode: EMA (A) e placa de aquisição (V).	65
Figura 5.12 – FRF experimental.	66
Figura 5.13 – Primeiro Modo de Vibir utilizando o ANSYS®.	67
Figura 5.14 – Módulo da Impedância do EMA 1.	68
Figura 5.15 – Módulo da Impedância do EMA 2.	68
Figura 5.16 – Diagrama de blocos para a realização do controle PD self-sensing.	70
Figura 5.17 – Diagrama de blocos para a realização do controle PD self-sensing.	70
Figura 5.18 – Frequência de excitação de 26 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.	71
Figura 5.19 – Frequência de excitação de 27 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.	72

Figura 5.20 – Frequência de excitação de 28 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle. ....	73
Figura 5.21 – Frequência de excitação de 30 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle. ....	74
Figura 5.22 – Frequência de excitação de 32 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle. ....	75
Figura 5.23 – Frequência de excitação de 35 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle. ....	76
Figura 5.24 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 26 Hz.....	77
Figura 5.25 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 28 Hz.....	78
Figura 5.26 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 30 Hz.....	78
Figura 5.27 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 32 Hz.....	79
Figura 5.28 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 35 Hz.....	79
Figura 5.29 – Correntes elétricas requeridas pelos EMAs no PD self-sensing. ....	80
Figura 5.30 – Correntes elétricas requeridas pelos EMAs no PD convencional. ....	80

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Parâmetros elétricos e magnéticos utilizados no modelo numérico.....	39
Tabela 4.2 – Comparação das rigidezes de corrente e posição para o EMA. ....	43
Tabela 4.3 – Redução da vibração em cada frequência considerada. ....	54
Tabela 5.1 – Parâmetros geométricos dos EMAs. ....	61
Tabela 5.2 – Fio de cobra AWG24.....	61
Tabela 5.3 – Frequências obtidas na análise modal. ....	67
Tabela 5.4 – Parâmetros elétricos experimentais dos EMAs. ....	69
Tabela 5.5 – Parâmetros dos EMAs utilizados no experimento. ....	70
Tabela 5.6 – Ganhos do controlador PD <i>self-sensing</i> experimental. ....	77
Tabela 5.7 – Porcentagem de redução da vibração.....	81

## LISTA DE SÍMBOLOS

### SÍMBOLOS LATINOS

$A_g$	Área projetada do polo do atuador
$A_c$	Área da seção do núcleo do atuador
$A$	Matriz de espaço de estados linearizada das saídas
$b$	Altura da viga
$B$	Densidade de fluxo magnético
$B_1$	Matriz de espaço de estados linearizada das tensões de controle
$B_2$	Matriz de espaço de estados linearizada da força de distúrbio
$c$	Amortecimento Estrutural da viga
$dl$	Segmento diferencial de linha
$dg$	Entreferro infinitesimal
$E$	Módulo de Young do material
$F_1$	Força magnética de atração do atuador 1
$F_2$	Força magnética de atração do atuador 2
$F_d$	Força de distúrbio
$g$	Entreferro
$g_0$	Entreferro nominal
$g_1$	Entreferro do atuador 1
$g_2$	Entreferro do atuador 2
$h$	Espessura da viga
$H$	Intensidade de Campo Magnético
$i$	Corrente elétrica
$i_0$	Corrente permanente (“ <i>bias</i> ”)
$i_1$	Corrente na bobina eletromagnética do atuador 1
$i_2$	Corrente na bobina eletromagnética do atuador 2
$I$	Momento de inércia
$k_{eq}$	Rigidez equivalente da viga

$k_i$	Rigidez de corrente
$k_x$	Rigidez de posição
$K$	Constante magnética dos parâmetros do atuador
$K_D$	Ganho derivativo do controlador PID
$K_I$	Ganho integral do controlador PID
$K_p$	Ganho proporcional do controlador PID
$K_T$	Ganho total do controlador PID
$l_c$	Comprimento médio do circuito magnético
$l_v$	Comprimento da viga
$L$	Indutância
$L_{s1}$	Autoindutância do atuador 1
$L_{s2}$	Autoindutância do atuador 2
$m$	Massa da viga
$N$	Número de espiras da bobina eletromagnética
$R$	Resistência elétrica da bobina eletromagnética dos atuadores
$u$	Vetor de tensões
$u_L$	Tensão sobre a autoindutância da bobina
$u_R$	Tensão sobre a resistência da bobina
$u_\phi$	Tensão induzida na bobina pela passagem do fluxo magnético
$V$	Volume total para os dois entreferros
$x$	Deslocamento da viga (vibração)
$W_\phi$	Energia total no fluxo magnético em determinado volume
$z$	Vetor de estados não lineares
$z_1$	Estado não linear referente a vibração da viga
$z_2$	Estado não linear referente a velocidade da viga
$z_3$	Estado não linear referente a corrente no atuador 1
$z_4$	Estado não linear referente a corrente no atuador 2

## SÍMBOLOS GREGOS

$\alpha$	Constante empírica de amortecimento estrutural proporcional, relacionada a massa do sistema
$\beta$	Constante empírica de amortecimento estrutural proporcional, relacionada a rigidez equivalente do sistema



$\mu$	Permeabilidade magnética do núcleo magnético
$\mu_0$	Permeabilidade do vácuo (ar)
$\phi$	Fluxo magnético total do núcleo do atuador

## ABREVIATÖES

AMB	Mancal Magnético Ativo (do inglês <i>Active Magnetic Bearing</i> )
AVC	Controle Ativo de Vibrações (do inglês <i>Active Vibration Control</i> )
EMA	Atuador Eletromagnético (do inglês <i>Electromagnet Actuator</i> )
FEMEC	Faculdade de Engenharia Mecânica
FFT	Transformada Rápida de Fourier (do inglês <i>Fast Fourier Transform</i> )
FMM	Força Magnetomotriz
FRF	Função Resposta em Frequência
LMEst	Laboratório de Mecânica de Estruturas
MIMO	Múltiplas entradas e múltiplas saídas (do inglês <i>Multiple-input; Multiple-output</i> )
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês <i>Pulse-Width Modulation</i> )
RL	Circuito resistivo-indutivo
SI	Sistema Internacional de Unidades
SISO	Uma Entrada - Uma Saída (do inglês <i>Single-input; Single-output</i> )
UFU	Universidade Federal de Uberlândia

## SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS .....	v
Resumo .....	vii
Abstract .....	viii
LISTA DE FIGURAS .....	ix
LISTA DE TABELAS .....	xii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	xiii
SUMÁRIO.....	xvi
CAPÍTULO I .....	1
1. Introdução .....	1
1.1. Contextualização.....	1
1.2. Objetivos do trabalho .....	6
1.3. Organização do trabalho .....	6
CAPÍTULO II .....	9
2. Revisão bibliográfica .....	9
CAPÍTULO III .....	15
3. Atuador eletromagnético .....	15
3.1. Fundamentos de Eletromagnetismo.....	15
3.2. Não linearidades em EMAs .....	20
3.2.1. <i>Saturação</i> .....	20
3.2.2. <i>Histerese</i> .....	21
3.2.3. <i>Correntes Parasitas</i> .....	22
3.3. Modelagem Matemática .....	23
3.3.1. <i>Força Magnética</i> .....	24
3.3.2. <i>Circuito Elétrico da Bobina do EMA</i> .....	26

3.3.3. <i>Modelo Não Linear</i> .....	27
3.3.4. <i>Linearização do Modelo MIMO</i> .....	29
3.3.5. <i>Linearização do Modelo SISO</i> .....	32
3.4. Controle PID .....	34
CAPÍTULO IV .....	38
4. Simulações numéricas .....	38
4.1. Modelo Numérico .....	38
4.2. Modelagem do EMA pelo Método dos Elementos Finitos.....	39
4.3. Resultados Numéricos do Controle PID .....	44
CAPÍTULO V .....	56
5. Resultados experimentais .....	56
5.1. Bancada Experimental .....	56
5.2. Parâmetros do EMA.....	60
5.3. Caracterização Dinâmica dos EMAs .....	61
5.4. Análise Modal da Bancada.....	66
5.5. AutoIndutância dos EMAs .....	67
5.6. Resultados Experimentais do Controle PD.....	69
CAPÍTULO VI .....	83
6. Conclusão e perspectivas futuras.....	83
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	85

Página intencionalmente deixada em branco

# **CAPÍTULO I**

## **INTRODUÇÃO**

### **1.1. Contextualização**

A competitividade do setor industrial na atualidade vem aumentando e impulsionando o desenvolvimento de máquinas e equipamentos cada vez mais eficientes. Em vista disso, os projetos que atuam nestes segmentos devem ser concebidos para otimizar os recursos de produção, além de serem capazes de lidar com as demandas de um mercado cada vez mais exigente, com custos reduzidos. Na busca pela eficiência, os sistemas rotativos estão dentre os equipamentos mais solicitados, devido as suas condições de operação cada vez mais severas. Neste contexto, faz-se necessário o controle das amplitudes de vibração destes sistemas com a finalidade de manter o seu desempenho dentro das especificações de projeto, assegurando a confiabilidade e segurança das instalações industriais.

Em vista disso, o controle de vibrações em máquinas rotativas pode ser realizado a partir de técnicas divididas em três categorias principais: passivas, semiativas e ativas. O controle passivo de vibrações é mais comumente utilizado para atenuar vibrações em sistemas mecânicos em razão de ser mais econômico e simples. Este conjunto de técnicas consiste em modificar propriedades do sistema, como massa, rigidez e/ou amortecimento, com a finalidade de diminuir as amplitudes de vibrações e aumentar a estabilidade (KOROISHI, 2013). Tem a vantagem de não necessitar de fontes externas de energia para operarem. No entanto, esse tipo de controle apresenta limitações em relação ao semiativo e ativo, por não adaptarem suas características as mudanças no comportamento dinâmico do sistema rotativo por serem executados em uma banda de largura da frequência limitada.

O controle semiativo utiliza técnicas que atuam de forma indireta em alguns parâmetros estruturais do sistema, como rigidez e/ou amortecimento. Em máquinas rotativas, exemplos de aplicação destas técnicas é o uso de amortecedores magnetoreológicos ou

eletroreológicos, assim como utilização de mancais híbridos, ou modificação da pressão de óleo em mancais de sapatas deslizantes (KOROISHI, 2013).

Por último, o controle ativo de vibrações (AVC – do inglês *Active Vibration Control*) tem como função principal diminuir as amplitudes de vibração com a aplicação direta de forças no sistema. Este tipo de controle pode ser implementado com sensores, atuadores e uma unidade de controle. Os sensores são responsáveis por fornecer as informações das variáveis a serem controladas. A unidade de controle processa as informações medidas pelos sensores de maneira a serem aplicadas nos algoritmos de controle correspondentes, gerando os sinais de comando. Por fim, há os atuadores que vão converter os sinais de comando providos pela unidade de controle em forças efetivas aplicadas sobre o sistema (OLIVEIRA, 2015). Como exemplo de aplicações de AVC, tem-se máquinas suportadas por mancais magnéticos operando por diferentes estratégias de controle.

A utilização da metodologia de AVC empregando Mancais Magnéticos Ativos (AMB – do inglês *Active Magnetic Bearing*) tem aumentado nas últimas décadas. Este tipo de mancal tem como característica principal a ausência de atrito e lubrificação, permitindo assim obter velocidades de rotação elevadas, sem desgaste mecânico. Além disso, tem a capacidade de mudar os próprios parâmetros durante a operação e atuar ativamente, como, por exemplo, controlar ativamente a amplitude de vibração do eixo e atuar como sistema de autodiagnóstico de falhas (RODRIGUES E SANTISTEBAN, 2006). Os AMBs têm como principal objetivo utilizar forças magnéticas que sejam capazes de suportar cargas radiais ou axiais a partir do princípio do campo magnético para proporcionar a levitação do eixo (PERINI, 2009). A Fig. 1.1 apresenta um AMB.



Figura 1.1 – Mancal Magnético Radial (PERINI, 2009).

O AMB é baseado na força de atração gerada por um Atuador Eletromagnético (EMA – do inglês *Electromagnetic Actuator*), que é um sistema similar. Contudo, o AMB tem como característica suspender um corpo magneticamente. Já o EMA é utilizado como um excitador sem contato, não tendo como princípio de operação a levitação de corpos. O EMA tem sido o

enfoque de amplos trabalhos, desde seus princípios básicos de funcionamento (eletromagnetismo) até a otimização da sua função (controle).

Chiba et al. (2005) mostrou o desenvolvimento de EMAs a partir de uma montagem diferencial (polos diametralmente opostos), pelo fato de que atuadores só exercem forças de atração. Neste trabalho, também foi abordado o cálculo da força eletromagnética e realizada a sua linearização por uma corrente de polarização constante (*bias*). A Fig. 1.2 apresenta uma montagem diferencial para um EMA.

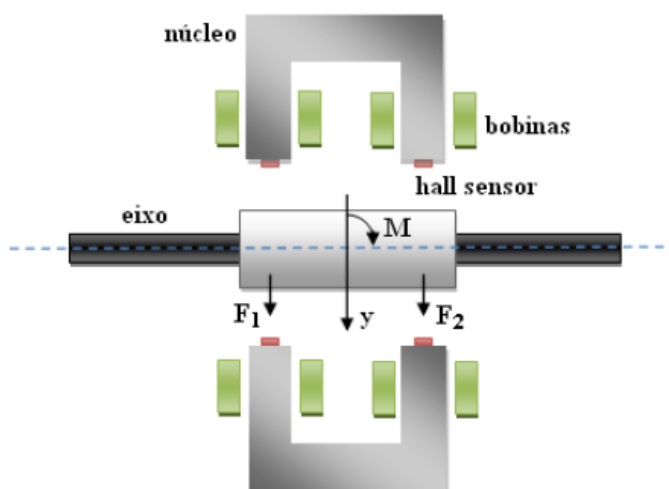


Figura 1.2 – Montagem diferencial para o EMA (CHIBA ET AL., 2005).

Furtado (2008) apresentou de forma detalhada todos os sistemas que compõe um EMA, que são o sistema mecânico, elétrico e magnético, assim como a sua modelagem e construção. A partir do método dos elementos finitos (FEM – do inglês *Finite Element Method*), foi analisada a eficiência do atuador em função dos parâmetros construtivos desse, como geometria dos polos, posição dos sensores *Hall* (medem a intensidade do campo magnético) e a distribuição de espiras no núcleo ferromagnético. O modelo computacional foi validado por uma bancada experimental construída, utilizando um controlador proporcional por amplificadores operacionais. A Fig. 1.3 mostra um EMA utilizado como fonte de excitação externa de um eixo rotativo.

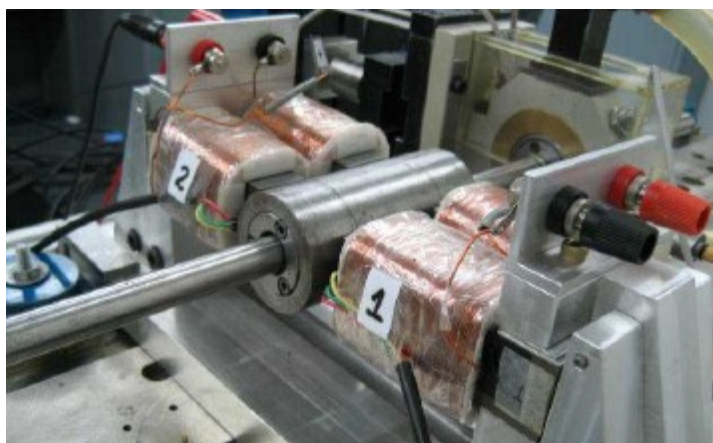


Figura 1.3 – Atuadores Magnéticos utilizados como fonte de excitação (FURTADO, 2008).

Perini (2009) desenvolveu um trabalho de AVC utilizando mancais magnéticos como atuadores aplicando um controle *feedback* a fim de reduzir a vibração de sistemas rotativos. Além disso, também foi empregado um controle *feedforward* sobreposto ao *feedback* para comparar os resultados da redução de vibração.

Mendes (2011) desenvolveu um EMA como fonte de excitação externa sem contato para uma máquina rotativa. Neste trabalho, foi apresentado o modelo de elementos finitos do sistema rotativo, no qual no eixo havia um disco e dois mancais, juntamente com o modelo do EMA. A eficiência do atuador como fonte de excitação externa foi avaliada para uma faixa de velocidades. Após essas análises, uma bancada foi montada e um atuador magnético foi construído a fim de validar os resultados com os modelos computacionais.

Der Hagopian e Mahfoud (2010) apresentaram o projeto de um EMA para AVC, sendo esse caracterizado e depois aplicado sobre uma viga para realizar o controle tanto no domínio do tempo como no da frequência. Neste trabalho, o modelo inverso do EMA foi proposto para implementar um método de controle linear para a faixa de frequência que seria usada.

Anantachaisilp et al. (2012) apresentaram métodos de otimização para um controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo), o qual é um dos mais utilizados para o controle de EMA. Esses métodos são baseados na robustez e no desempenho em malha fechada, sendo eles: Ziegler-Nichols, Ziegler-Nichols sem sobre sinal, Ziegler-Nichols com algum sobressinal, Método de Tyreus-Luyben e Método de Shinskey. Neste trabalho, foram realizadas simulações computacionais e testes experimentais em uma bancada a fim de validá-los. A partir dos trabalhos apresentados pode-se observar a importância dos estudos envolvendo controle ativo de vibrações em sistemas que utilizam AMBs ou EMAs.

Restringindo o interesse apenas para os trabalhos recentes desenvolvidos no Laboratório de Mecânica de Estruturas “José Eduardo Tannús Reis” da Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia (LMEst-FEMEC-UFU), Koroishi



(2013) aplicou algumas técnicas de AVC em uma máquina rotativa composta de um mancal híbrido formado por um mancal de rolamento e quatro EMAs, avaliando seus desempenhos. As ações de controle foram implementadas por meio da manipulação das forças eletromagnéticas geradas pelo atuador e as técnicas formuladas foram com base em desigualdades matriciais lineares.

Oliveira (2015) apresentou um modelo robusto que representasse uma bancada experimental de AMBs, sendo esse confrontado com dados experimentais. Borges (2016) desenvolveu um controlador modal robusto aplicando um AVC para a bancada experimental usada por Oliveira (2015).

Leão (2019), em sua tese de doutorado, realizou a detecção e um AVC de trincas para uma máquina rotativa suportada por um mancal híbrido formado por quatro EMAs e um mancal de rolamento. A técnica de controle aplicada foi o PID. Os resultados numéricos foram comparados aos experimentais, evidenciando a possibilidade de diagnosticar a trinca e diminuir seus efeitos.

Oliveira (2019), em sua tese de doutorado, aplicou à síntese de controladores em um rotor supercrítico suportado por AMBs. Neste trabalho foram apresentados um controle PI baseado no controlador fornecido pelo fabricante da bancada, um controlador PID adaptativo e um controlador baseado em metamodelagem Kriging. Para validação, foram realizadas simulações numéricas e testes experimentais na bancada presente no LMEst.

Diante de tal contexto, geralmente o AVC de sistemas rotativos suportados por AMBs ou com EMA necessitam de sensores de posição associados para realizar o *feedback* de posição do rotor, sendo esses componentes considerados críticos. Caso um dos sensores de posição falhe, o sistema certamente entrará em colapso. Além disso, a utilização de sensores aumenta, de certa forma, a complexidade de fabricação dos componentes de, por exemplo, AMBs de máquinas rotativas. Portanto, o desenvolvimento de metodologias de AVC do tipo *self-sensing* ou *sensorless* pode resultar em um projeto de maior confiabilidade. Métodos *self-sensing* utilizam o sinal da corrente ou da tensão no amplificador de potência para estimar a posição do rotor e assim controlar o sistema.

Neste contexto, a presente dissertação trata do estudo de uma metodologia de AVC baseada em *self-sensing* aplicada em um sistema simplificado constituído por uma viga engastada em suas extremidades e um EMA com montagem diferencial. O modelo matemático apresentado neste trabalho foi baseado no proposto por Rarick (2007), Schweitzer e Maslen (2009) e Niemann (2013), que será apresentado mais adiante. A técnica de controle utilizada foi o PID, que corresponde a uma abordagem mais simples e intuitiva. Devido a isso é mais comumente utilizada no setor industrial.

A utilização de metodologia *self-sensing* para o AVC, além de possuir relevância acadêmica e industrial, representa uma perspectiva diferente de trabalhos encontrados no LMEst-FEMEC-UFU, contribuindo para pesquisas no controle do comportamento dinâmico de sistemas simplificados e, futuramente, de máquinas rotativas suportadas por AMBs.

## 1.2. Objetivos e Metodologia do trabalho

O objetivo deste trabalho é avaliar uma metodologia de AVC do tipo *self-sensing*, onde não há a necessidade do uso de sensor de posição. Para isso, resultados numéricos e experimentais são apresentados considerando uma viga engastada em suas extremidades e dois EMAs em montagem diferencial. A metodologia proposta nesta dissertação consiste em:

- Desenvolvimento do modelo numérico simplificado de uma viga engastada em suas extremidades com dois EMAs;
- Caracterização do seu modelo numérico através das rigidezes de corrente e de posição utilizando o FEM;
- Investigação numérica acerca do AVC do sistema considerado a partir de uma técnica *self-sensing*;
- Construção de uma bancada experimental para aplicação da técnica de AVC por *self-sensing* utilizando um EMA e comparação entre os resultados obtidos.

## 1.3. Organização do trabalho

A dissertação conta com mais cinco capítulos, além da apresentação da introdução que contextualiza o tema e as motivações que levaram ao desenvolvimento deste estudo, os quais são brevemente descritos a seguir.

O Capítulo II apresenta uma revisão bibliográfica sobre o método de AVC do tipo *self-sensing* e uma recapitulação acerca de métodos de AVC convencionais que utilizam sensores.

O Capítulo III apresenta os conceitos básicos de eletromagnetismo, a teoria utilizada para a obtenção do modelo do EMA em conjunto com a viga, destacando as hipóteses

adotadas. Além disso, é apresentada a caracterização do EMA que será utilizada na etapa experimental e também a teoria de controle PID.

O Capítulo IV mostra a descrição do modelo numérico da viga com o EMA desenvolvido em Matlab/Simulink®. Apresenta-se também, as simulações realizadas no EMA em elementos finitos pelo *software* ANSYS® para determinar os parâmetros de rigidez de corrente  $k_i$  e rigidez de posição  $k_x$ . Além disso, os resultados das simulações numérico-computacionais do modelo são apresentados para diferentes frequências de excitação externa.

O Capítulo V destaca as características da bancada experimental, apresentando a análise modal do sistema viga+EMA, além da determinação dos parâmetros elétricos presentes no núcleo do EMA, como resistência e autoindutância. Juntamente, são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos com a aplicação do controle convencional PID e do controle PID por *self-sensing* no sistema estudado.

O Capítulo VI apresenta as conclusões gerais deste trabalho, expondo as dificuldades e limitações observadas. Adicionalmente, as perspectivas de trabalhos futuros são apontadas.

Página intencionalmente deixada em branco

## CAPÍTULO II

### REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Atuadores magnéticos são compostos basicamente por solenoides, bobinas enroladas em um núcleo de material ferromagnético. Com a aplicação de uma corrente nas bobinas, um campo magnético é induzido em seu núcleo ferromagnético e por este conduzido, gerando a força magnética. Estes atuadores são a base de um mancal magnético ativo.

Em vista disso, EMAs têm sido o enfoque de amplos trabalhos desenvolvidos, desde seus princípios básicos de funcionamento (eletromagnetismo) a partes envolvendo otimização da sua função (controle). Geralmente, quando são aplicados em máquinas rotativas ou outros tipos de sistemas mecânicos, necessitam de um controle de ativo que utiliza sensores para estimar os deslocamentos e gerar as correntes de controle. Neste contexto, este trabalho tem como finalidade desenvolver uma metodologia de controle que não utilize sensores, ou seja funcionará como um sistema de segurança dependendo da aplicabilidade dos atuadores, sendo conhecida por *self-sensing*.

A metodologia de *self-sensing* descreve uma forma de utilizar simultaneamente um EMA como atuador e sensor. Ao comparar com a técnica tradicional usada separadamente para atuadores e sensores, ela pode oferecer severas vantagens. A partir disso, pode-se reduzir o número de dispositivos de detecção e atuação, assim como o cabeamento e a interface, o que imediatamente diminui os custos e a complexidade do sistema.

Um sistema onde é aplicada a metodologia *self-sensing* pode oferecer maior robustez. De acordo com Hanson e Levesley (2004), falhas em AMBs estão frequentemente ligadas a problemas do sensor (ou cabeamento relacionados) do que a uma falha nas bobinas propriamente.

A metodologia *self-sensing* envolve o uso de um modelo do EMA para estimar informações sobre parâmetros que possam ser modelados na ação de controle, por exemplo, a posição e/ou força. Além disso, em AMBs é possível a aplicação desta metodologia, desde que a indutância das bobinas varie de forma mensurável em relação ao tamanho do entreferro (HANSON e LEVESLEY, 2004). O entreferro é um parâmetro importante para estimar a força eletromagnética necessária no controle da levitação do sistema. O método de *self-sensing*

pode estimar essa posição a partir da tensão e/ou corrente medida. Sendo assim, é obtida a informação de controle sem a necessidade de nenhum sensor físico de posição.

O conceito de *self-sensing* ou *sensorless* em AMBs foi introduzido por Vischer (1988). Neste caso, com comparações entre diferentes métodos de controle aplicado em AMB foram realizadas, destacando o novo controle, medindo a corrente e controlando a tensão. Alguns anos mais tarde, Vischer e Bleuler (1993) mostraram novos conceitos para eliminar o sensor de posição. Neste caso, a posição do objeto levitado era estimada pela extração da informação da medida da corrente na bobina do mancal. Além disso, o AMB foi tratado como um conversor de energia eletromecânico. O objetivo principal dos autores era introduzir o conceito de *self-sensing* para reduzir significativamente os custos do *hardware*. Foi demonstrado que o sistema poderia ser observado e controlado por um controlador linear que usava apenas medições de corrente.

Bleuler et al (1994) aplicou a metodologia de *self-sensing* de duas maneiras: por medidas da corrente na bobina do atuador, e outra, por medidas de pequenas ondas *Hall* provenientes do fluxo magnético presente no entreferro. Neste trabalho, foram apresentados exemplos práticos e alguns experimentos que comprovaram a viabilidade e robustez destes métodos propostos.

Um AMB baseado em *self-sensing* foi apresentado por Mizuno e Bleuler (1995). Neste trabalho, as forças de distúrbios presentes em um rotor foram controladas utilizando um método com abordagem geométrica. Foram aplicados dois tipos de distúrbios: uma força estática e uma força senoidal. Os autores comprovaram que o modelo é observável para distúrbios senoidais e é não observável para distúrbios estáticos na aplicação do controle pela metodologia *self-sensing* por abordagem geométrica.

Mizuno, Araki e Bleuler (1996) apresentaram um trabalho que analisou a estabilidade de controladores por *self-sensing* em um AMB de forma analítica. Neste trabalho, foram investigados os efeitos de estabilidade em um controlador de um AMB com núcleo laminado e um AMB com núcleo sólido. Os autores comprovaram que controladores baseados em observadores de estado de ordem reduzida são instáveis quando comparados à observadores de alta ordem. Além disso, mostraram que o controlador de alta ordem fica instável ao incluir efeitos de correntes parasitas no núcleo sólido.

Kucera (1997) analisou a sensibilidade de um AMB por *self-sensing* às variações nos parâmetros do controlador e encontrou que a estabilidade em todo o intervalo do entreferro é alcançada às custas da robustez do sistema. Noh e Maslen (1997) desenvolveram uma técnica onde as correntes no mancal são geradas por um amplificador de comutação de dois estados, o qual produz uma substancial ondulação de comutação de alta frequência. Esta ondulação carrega informações sobre o comprimento do entreferro do mancal.

Neste caso, a ondulação gerada foi desmodulada utilizando uma técnica que extrai a medida do entreferro enquanto rejeita a influência da tensão de controle. O desempenho deste estimador é avaliado por meio de simulações e experimentos.

Morse et al (1998) comparou os limites de robustez para dois sistemas de controles diferentes em AMBs, sendo eles: controle por sensores e controle *self-sensing*. Nas análises realizadas foram apresentadas teoricamente as razões da redução de robustez principalmente em controle *self-sensing*. Estas razões ocorrem devido as limitações que existem na modelagem do controle *self-sensing*. Assim, quando há mudanças significativas nas dimensões do mancal ou em algum parâmetro físico deste, a robustez e performance deste controle são afetadas.

Thibeault e Smith (2002) demonstraram analiticamente que o controle *self-sensing* em AMBs é impraticável por apresentar limitações fundamentais na robustez dos circuitos de controle em malha fechada. Entretanto, através de aplicações experimentais, Maslen et al. (2006) provou que esses resultados não são válidos. Além disso, estes autores mostraram que um AMB modelado como um sistema linear periódico apresenta ser mais robusto que um sistema modelado como linear invariante no tempo, como o estudado por Thibeault e Smith (2002).

Os estudos para aplicação da metodologia de *self-sensing* em AMBs continuaram através do trabalho de Yim et al. (2003). Neste trabalho, foi apresentado um método que estimava a posição do rotor suspenso através de medidas da corrente na bobina, a qual contém componentes de alta frequência devido a injeção de uma tensão de alta frequência sem o uso de nenhum *hardware* adicional. O desempenho do método foi verificado tanto por simulações quanto por resultados experimentais. Yim et al. (2004), aplicou este mesmo método utilizando todo o sinal de processamento é no domínio digital.

No contexto de EMAs, Hanson e Levesley (2004) desenvolveram um trabalho que possibilitava medir a força contra eletromotriz gerada assumindo que o campo de força fosse constante. Para isso, um modelo simplificado baseado em medidas empíricas da impedância elétrica foi utilizado. Técnicas de *self-sensing* foram demonstradas em três tipos diferentes EMAs e em três aplicações distintas, sendo para força, posição e velocidade.

Schammas et al (2005) apresentaram um trabalho baseado nas mudanças das medidas de indutância que são causadas pelo deslocamento do rotor em razão da aplicação de um sinal de alta frequência nas bobinas de um EMA considerado. A forma da onda foi demodulada e a posição foi estimada a partir do primeiro componente harmônico do sinal de corrente.

Mukhopadhyay (2005) discutiu em seu trabalho o projeto do controle por *self-sensing* de um AMB. Neste caso, a medida da indutância foi baseada na injeção de um sinal de teste

de alta frequência na bobina do AMB. Assim, pode-se estimar o entreferro pelo pico da tensão da resistência externa da bobina.

Matsuda; Kijimoto; Kanemitsu (2006) introduziram o conceito de aplicação de Filtro de Kalman na metodologia *self-sensing* em AMB. Neste trabalho, o Filtro de Kalman foi projetado para um AMB de três polos, sendo utilizado para estimar o deslocamento radial e a velocidade do rotor.

Peterson; Middleton; Freudenberg (2006) apresentaram uma análise mais precisa acerca de um modelo de AMB controlado por *self-sensing*. Os autores mostraram que o sistema tratado como um sistema linear periódico apresenta robustez mais significativa. Para chegar nesta conclusão, o sistema linear em comportamento periódico foi analisado como um sistema linear invariante no tempo de alta ordem MIMO (do inglês – *Multiple-input, Multiple-output*).

Rarick (2007) e Niemann (2008) apresentaram um aprofundamento sobre o controle de AMBs do tipo *self-sensing*. Rarick (2007) explorou em seu trabalho três novas aplicações de controle de vibrações em AMBs, sendo esses métodos utilizados para estimar a posição do rotor através de sensores de posição e da metodologia *self-sensing*. Niemann (2008) atuou na modulação de amplitude de um sinal injetado de alta frequência em um AMB estudado, o qual foi aplicado na bobina do mancal. Foram avaliadas metodologias existentes de *self-sensing*, elaborando melhorias e investigados possíveis novos métodos.

Bonfitto (2009) apresentou uma aplicabilidade diferente para controle de vibrações ativo do tipo *self-sensing* em estruturas flexíveis e rotores utilizando um EMA do tipo amortecedor eletromagnético. O controle *self-sensing* formulado foi baseado em um observador de estados de Luenberger.

García et al (2009) expos o uso de técnicas PWM (do inglês - *Pulse-Width Modulation*) aplicadas no controle por *self-sensing* para um AMB de três polos. O modelo analítico proposto foi validado através de resultados experimentais.

No livro publicado por Schweitzer e Maslen (2009) é detalhado toda a formulação teórica, de projeto e aplicabilidade de AMBs usados em máquinas rotativas. Além disso, a metodologia *self-sensing* para esses mancais é abordada com toda a modelagem matemática do circuito eletromagnético, o controle, e os desafios técnicos que existem para aplicação do *self-sensing* na indústria. Efeitos de corrente parasitas, saturação e as amplitudes de onda nos processos de demodulação são alguns problemas destacados pelos autores.

Ranft; Van Schoor; Du Rand (2011) apresentaram um trabalho sobre controle *self-sensing* aplicado em um AMB de oito polos. Foi modelada a impedância da bobina na frequência de comutação. Resultados numéricos e experimentais foram apresentados neste trabalho.



Graca e Zimon (2011) desenvolveram um sistema capaz de estimar o entreferro de um AMB utilizando *self-sensing*. O controle foi baseado na medida da forma de onda da corrente e da tensão nas bobinas do mancal. Um protótipo de um dispositivo de medição também foi construído e avaliado.

Gruber; Pichler; Rothbock (2013) realizaram um estudo em um AMB radial estimando a posição do rotor pela demodulação da onda de corrente de fase. Niemann; Van Schoor; Du Rand (2013) apresentaram uma metodologia de controle *self-sensing* baseada na medição de corrente presente em um AMB. Desta forma, foram estudadas técnicas de modulação dessa corrente e realizada uma simulação transiente do modelo, assim como a aplicação experimental do mesmo.

Wang e Binder (2016) apresentaram uma técnica de controle *self-sensing* capaz de estimar a posição do rotor suportado por AMBs. A posição do rotor foi estimada considerando a inclinação da corrente, a qual foi causada pela modulação de tensão de um amplificador PWM. Foi utilizada a modelagem da bobina do EMA e explorada a inclinação de corrente na mesma, assim foi separada a identificação da posição conforme ocorriam mudanças de ciclos no sinal da corrente. Esta identificação de posição foi feita em um único eixo dos AMBs, sendo implementada com sucesso.

O presente trabalho se insere no contexto do estado da arte apresentado, como uma aplicação do controle *self-sensing* em um sistema mecânico simplificado. Assim sendo, informações adicionais acerca da metodologia utilizada nesta dissertação de mestrado podem ser encontradas em Vischer e Bleuler (1993), Kucera (1997), Rarick (2007), Nieman (2008), Schweitzer e Maslen (2009), Gruber; Pichler; Rothbock (2013) e Niemann; Van Schoor; Du Rand (2013).

Vale ressaltar nesta dissertação, que o controle PID pela metodologia *self-sensing* conseguiu ser aplicado, o qual foi fundamentado como não aplicável para a mesma no trabalho apresentado por Rarick (2007).

Página intencionalmente deixada em branco

## CAPÍTULO III

### ATUADOR ELETROMAGNÉTICO

Neste capítulo serão apresentados os fundamentos de eletromagnetismo necessários para aplicações de ações de controle em EMAs. O EMA gera somente forças de atração, que dependem de parâmetros característicos, como: a geometria da bobina, o entreferro entre partes do atuador (perfil  $E$  e perfil  $I$ ), a vibração do sistema, número de voltas do enrolamento e as rigidezes de corrente e de posição.

A modelagem matemática de máquinas rotativas ou sistemas mecânicos simplificados suportados por AMB ou EMA, requer um projeto de controle de vibrações baseado em um modelo linearizado do sistema. Neste trabalho, a linearização foi aplicada utilizando a transformada Jacobiana em torno de um ponto de operação. Além disso, na modelagem algumas hipóteses são aplicadas e apresentadas neste capítulo, desprezando efeitos das não linearidades presentes no EMA. Por fim, é apresentada a teoria de controle PID utilizado nas aplicações numéricas e experimentais deste trabalho de mestrado.

#### 3.1. Fundamentos de Eletromagnetismo

O EMA é formado por um núcleo ferromagnético e uma bobina eletromagnética (solenóide). A partir disto, quando uma corrente elétrica se move nesse solenóide, um campo magnético uniforme é induzido no núcleo ferromagnético.

O campo magnético geralmente apresenta uma uniformidade maior no interior do solenóide conforme maior for o comprimento dele. Quanto mais próximas estiverem as espiras (voltas) do solenóide e maior for o seu comprimento comparado ao raio, mais próximo do caso ideal ele estará. Um solenóide ideal é caracterizado por apresentar campo magnético uniforme no seu interior e nulo no seu exterior.

A Figura 3.1 ilustra as linhas de campo magnético para um solenóide que apresenta um comportamento similar ao compará-lo ao campo em torno de uma barra imantada.

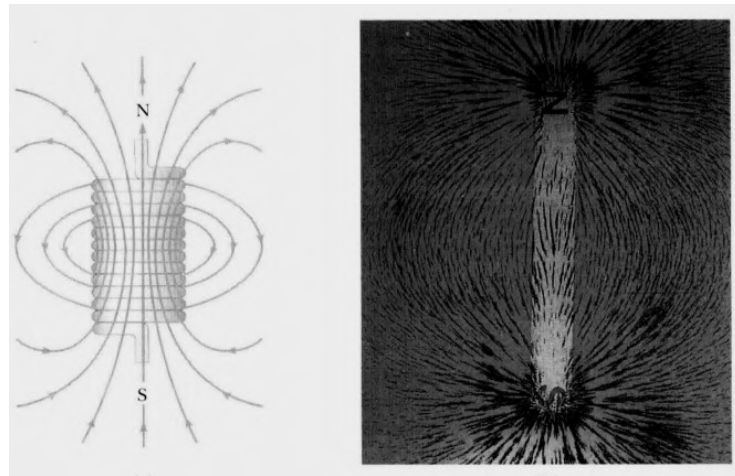


Figura 3.1 – Comparação das linhas de atuação de um solenoide e uma barra imantada (KOROISHI, 2013).

A extremidade pela qual as linhas emergem é conhecida como polo Norte, e sua oposta é chamada de polo Sul. Neste caso, polos magnéticos opostos se atraem e polos semelhantes se repelem, ou seja, o polo Norte é atraído somente pelo polo Sul e vice-versa (HALLIDAY et al., 2007).

Considerando um EMA, a correlação da distribuição de corrente e o campo magnético gerado no circuito magnético é dada pela Lei de Ampère, como mostra a Eq. (3.1).

$$\oint H \cdot dl = Ni \quad (3.1)$$

onde  $i$  é a corrente na bobina,  $N$  é o número de voltas na bobina,  $H$  é a intensidade do campo magnético produzido pelo núcleo ferromagnético do EMA pela corrente, e  $l$  é o caminho pelo qual a corrente flui na superfície.

A permeabilidade dos materiais ferromagnéticos é muito maior que a permeabilidade do ar. Assim, todo o campo magnético produzido pela corrente está confinado ao volume do núcleo ferromagnético. O valor de  $H$  varia com a área da seção transversal do EMA. Entretanto, é assumido um valor médio constante para  $H$  em toda a área da seção reta  $A_c$  do EMA e integra-se a Eq. (3.1) ao longo de um caminho fechado de comprimento médio. Esse caminho pode ser observado pela linha pontilhada na Fig. 3.2.

A corrente total que passa pela superfície da bobina é dada por  $Ni$  e também representa a Força Magnetomotriz (FMM) em um circuito magnético. Assume-se que a direção do campo magnético é paralela ao caminho médio magnético e os fluxos de vazamento são negligenciados. Com isso, a Eq. (3.1) passa a ser dada pela Eq. (3.2).

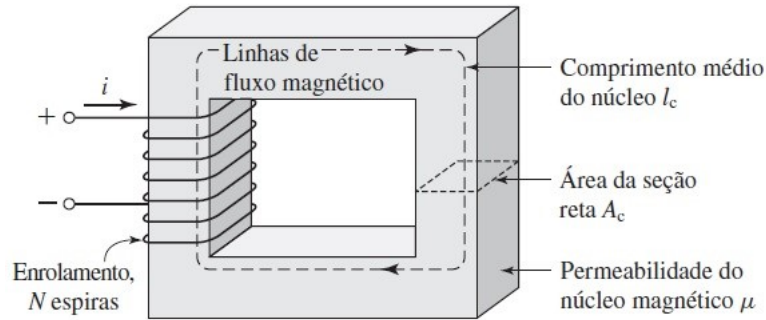


Figura 3.2 – Circuito Magnético Simples (UMANS, 2014).

$$H = \frac{Ni}{l_c} \quad (3.2)$$

onde  $l_c$  é o comprimento médio do caminho magnético.

O campo magnético  $H$  cria uma densidade de fluxo magnético  $B$ . Essas grandezas relacionam-se por um fator característico do meio que é a permeabilidade do núcleo magnético  $\mu$ . A unidade da densidade de fluxo magnético no SI (Sistema Internacional de Unidades) é o Tesla (T). Essa densidade pode ser calculada pela Eq. (3.3).

$$B = \mu H \quad (3.3)$$

Substituindo a Eq. (3.3) na Eq. (3.2), a densidade de fluxo é obtida:

$$B = \mu \frac{Ni}{l_c} \quad (3.4)$$

Os EMAs são construídos de um material magnético ferroso. A densidade de fluxo magnético no atuador é determinada pela folga (entreferro), ilustrada na Fig. 3.3, entre o EMA e o sistema em que está aplicado. A relutância do material magnético pode ser desprezada por ser pequena quando comparada à relutância do entreferro. O conceito de relutância será definido mais adiante. A partir disso, a Eq. (3.4) pode ser reescrita por:

$$B \approx \frac{\mu_0 Ni}{l_c} \quad (3.5)$$

onde  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do ar, sendo  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

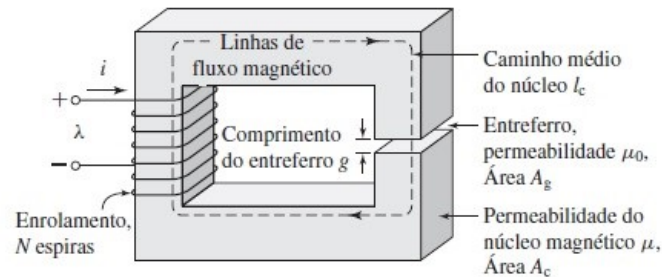


Figura 3.3 – Circuito Magnético com Entreferro (UMANS, 2014).

Materiais ferromagnéticos típicos empregados em EMAs têm curvas de magnetização (curva  $B-H$ ) como as ilustradas na Fig. 3.4. A curva  $B-H$  é aproximadamente linear para uma faixa de  $B$ . Entretanto, para valores elevados de  $B$ , essa curva não é linear. A região de deflexão da curva é denominada de região de saturação. Para um aço silício, a região de saturação ocorre tipicamente entre 1,5 e 1,7 T. Para materiais magnéticos mais avançados, tal como o *Vanadium Permendur*, essa faixa pode ocorrer entre 2,2 e 2,4 T. Quando a operação de um EMA encontra-se na região de saturação, a FMM requerida é muito elevada (PERINI, 2009).

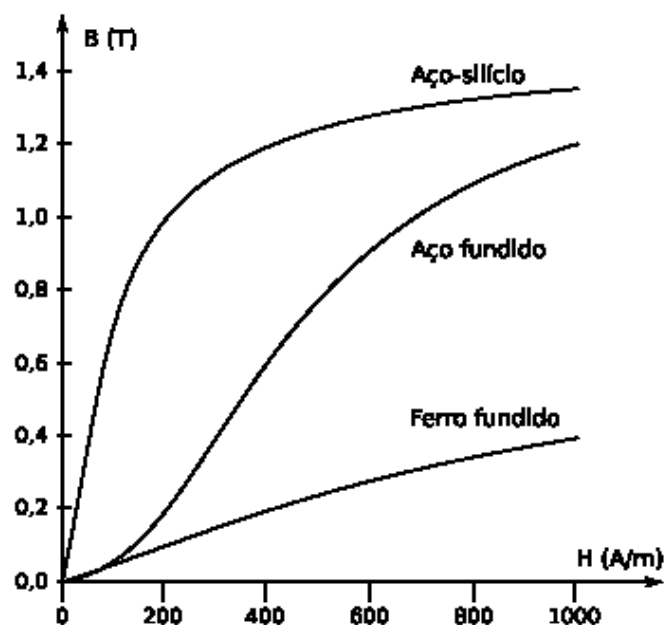


Figura 3.4 – Curvas  $B-H$  de alguns materiais ferromagnéticos (KOROISHI, 2013).

Outra propriedade importante de um material ferromagnético é o direcionamento do fluxo do campo magnético, o que reduz as perdas por dispersão. Este direcionamento deve-se a interação existente entre os átomos desses materiais, o qual é caracterizado pelo alinhamento dos momentos dipolares magnéticos dos átomos, levando a um magnetismo permanente (HALLIDAY et al., 2007).

Apesar desses materiais apresentarem facilidade no alinhamento dos momentos magnéticos, eles também podem perder este efeito quando a temperatura ultrapassa um valor crítico, chamada de Temperatura de Curie. A partir deste valor não há mais interação entre os átomos e o material ferromagnético passa a ter o comportamento de um material paramagnético, o qual possui baixo poder de atração quando submetido a um campo magnético externo (KOROISHI, 2013).

Assim, o fluxo total na área de seção reta ( $A_c$ ) do EMA, como ilustra a Fig. 3.2, é dado pela Eq. (3.6).

$$\phi = \int_A B dA \quad (3.6)$$

onde  $dA$  é a unidade diferencial da área de seção reta.

Para um circuito magnético com entreferro de ar, conforme ilustra a Fig. 3.5, a densidade de fluxo magnética e o fluxo total para dois entreferros são calculados pela Eq. (3.7) e Eq. (3.8). Nestas equações, é assumido que a densidade de fluxo é perpendicular e constante a um plano de área de seção transversal do entreferro  $A_g$ .

$$B = \frac{\mu_0 Ni}{l_c} \approx \frac{\mu_0 Ni}{2g} \quad (3.7)$$

$$\phi = \int_A B \cdot dA = BA_g = \frac{\mu_0 Ni}{l_c} A_g = \mu_0 N A_g \frac{i}{2g} \quad (3.8)$$

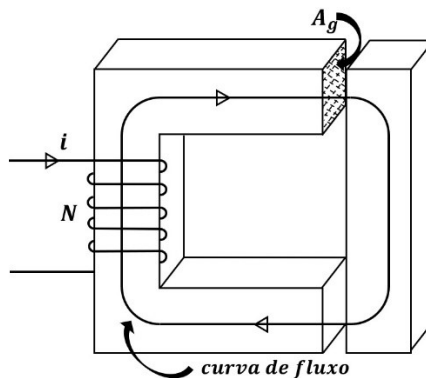


Figura 3.5 – Sistema Magnético com entreferro.

A partir dessas definições, pode-se definir a relutância total no EMA (Fig. 3.5) pela Eq. (3.9), a qual corresponderá a relutância do entreferro. Este parâmetro representa a medida da oposição que um meio oferece a passagem de um fluxo magnético.

$$\mathfrak{R} = \frac{g}{\mu_0 A_g} \quad (3.9)$$

### 3.2. Não linearidades em EMAs

Na maioria dos casos, a modelagem para um sistema mecânico com EMA é linearizada. Entretanto, na literatura esses atuadores apresentam não linearidades que, dependendo do projeto, podem influenciar nos resultados. Nesta seção, serão apresentados os efeitos de não linearizadas presentes em EMAs, que neste trabalho foram negligenciados.

#### 3.2.1. Saturação

O efeito de saturação magnética pode ser observado quando um campo magnético externo aplicado sobre o material ferromagnético é aumentando. Então, a densidade de fluxo magnético também aumenta até alcançar a total orientação dos dipolos do material ferromagnético. Nesse momento, um acréscimo do campo externo não aumentará substancialmente a densidade de fluxo resultante. Sendo a densidade de fluxo resultante formada pelo campo externo e pelo alinhamento dos dipolos magnéticos, apenas a parcela ligada ao campo externo que aumenta. A parcela relacionada aos dipolos não mais se altera devido ao total alinhamento dos mesmos. A Figura 3.6 ilustra um exemplo qualitativo de uma curva de saturação para um material ferromagnético.



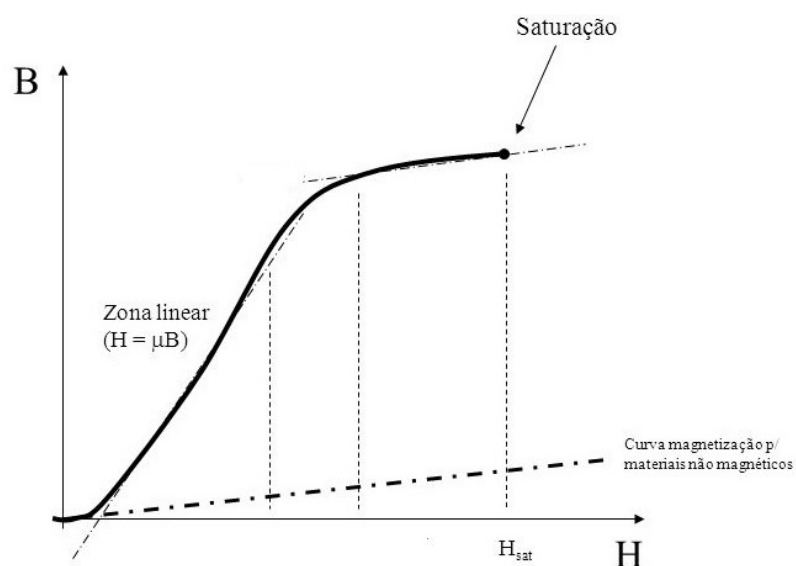


Figura 3.6 – Curva de saturação de um material ferromagnético (MENDES, 2011).

Para os EMAs, a saturação dependerá do entreferro (*gap*) e do material ferromagnético. Assim, para um *gap* pequeno, a curva de saturação do sistema terá um comportamento semelhante à curva de saturação do material ferromagnético em razão da relutância dominante ser a relutância do material ferromagnético a alta corrente. Agora, para valores maiores de *gap*, o comportamento do sistema tende a ser linear, uma vez que a relutância dominante será a do *gap* e, mesmo para valores altos de corrente, a saturação pode não ser atingida (FURTADO, 2008).

### 3.2.2. Histerese

A histerese é caracterizada por apresentar no diagrama  $B-H$  um comportamento não linear, tanto no carregamento como no descarregamento, não percorrendo o mesmo caminho durante estas duas fases. Além disso, essa propriedade pode levar ao aquecimento indesejado do material ferromagnético. A Figura 3.7 ilustra o processo de histerese em um material ferromagnético.

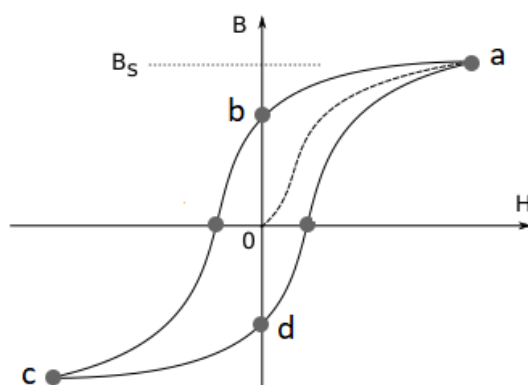


Figura 3.7 – Curva de magnetização de um material ferromagnético e o laço de histerese associado (MENDES, 2011).

Inicialmente, o material ferromagnético não apresenta nenhuma magnetização, pois nenhum campo magnético externo é aplicado. Quando se aplica uma corrente no circuito, gera-se um campo magnético externo ( $H_e$ ) e os dipolos, que anteriormente estavam dispostos aleatoriamente, alinham-se, gerando, assim, uma densidade de fluxo magnético ( $B_s$ ) até o ponto de saturação ( $a$ ). Quando essa força magnética externa é removida (corrente), nota-se uma magnetização residual, ponto ( $b$ ), pois os dipolos não retornam para suas posições iniciais. Aplicando-se o mesmo campo magnético externo, mas com sentido contrário (invertendo-se a corrente), o material ferromagnético apresentará uma densidade de fluxo magnético representada pelo ponto ( $c$ ). Retirando-se novamente o campo externo, obtém-se o campo magnético residual referente ao ponto ( $d$ ). A curva  $abcd$  é chamada de *laço de histerese* e os pontos  $b$  e  $d$  mostram que o material ferromagnético está magnetizado, e, nestes pontos, apresentam comportamento semelhante aos ímãs permanentes (FURTADO, 2008).

### 3.2.3. Correntes Parasitas

As correntes parasitas acontecem quando as correntes fluem através do núcleo do material ferromagnético devido as mudanças de campos magnéticos produzidas pelo sistema com EMA. Estas correntes tem um alto efeito sobre a permeabilidade magnética do material do núcleo. Assim, quando a permeabilidade diminui, a relutância do material aumenta e isto afeta as correntes de flutuação. Se uma ondulação com grandes quantidades de correntes parasitas for usada para o controle por *self-sensing*, a relutância do entreferro não será mais dominante e os resultados do controle serão afetados. Os efeitos de correntes parasitas são reduzidos utilizando um núcleo magnético composto por várias lâminas no EMA.

### 3.3. Modelagem Matemática

Para o desenvolvimento desta dissertação de mestrado, um modelo simplificado de um grau de liberdade, *gdl*, (massa-mola-amortecedor) foi considerado, sendo esse utilizado nas simulações numéricas. Para tal modelo, dois EMAs diametralmente opostos foram utilizados no sistema de controle ativo de vibrações (AVC) baseado em *self-sensing*, devido as forças eletromagnéticas serem somente de atração. A Fig. 3.8 apresenta uma representação do modelo considerado.

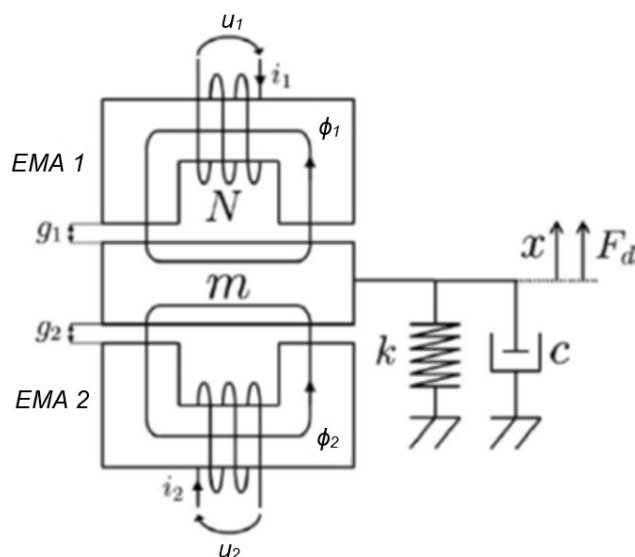


Figura 3.8 – Sistema de um *gdl* estudado. Adaptado de: Bonfitto (2009).

Este modelo pode ser considerado como uma base fundamental para sistemas mais complexos. Para a modelagem, algumas hipóteses, que são apresentadas em Rarick (2007) e Chapman (2013), foram adotadas nesta dissertação de mestrado e são apresentadas a seguir:

1. O material do núcleo ferromagnético tem uma alta permeabilidade magnética relativa em relação ao entreferro e arredores. A partir disso, a relutância do núcleo é negligenciada, então toda a relutância do circuito corresponde ao entreferro;
2. A densidade de fluxo magnética fora do núcleo é negligenciada, implicando que não há fugas de fluxo ou fluxo de dispersão;
3. O material magnético do núcleo é linear, ignorando assim as não linearidades presentes como histerese, saturação e efeitos de correntes parasitas;

4. A densidade de fluxo no entreferro é uniforme e pequena, negligenciando assim efeitos de campos de espraioamento (linhas de campos que ficam espalhadas em torno do entreferro), ilustrado na Fig. 3.9;
5. Assume-se que o movimento do sistema de um *gdl* acontece apenas na direção *x*.

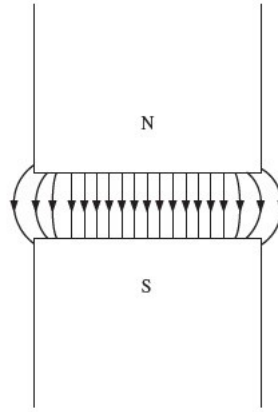


Figura 3.9 – Efeito de espraioamento de um campo magnético no entreferro (CHAPMAN, 2013).

### 3.3.1. Força Magnética

As forças eletromagnéticas induzidas pelos dois EMAs no sistema,  $F_1$  e  $F_2$ , podem ser obtidas a partir do cálculo do fluxo no entreferro. A força total magnética  $F$  aplicada no sistema de um *gdl* (veja a Fig. 3.7) é determinada por considerações de energia. A partir disso, a energia armazenada em um campo magnético em um determinado volume  $V$  é dada pela Eq. (3.10).

$$W_\phi = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} dV = \frac{1}{2} \int_V \frac{B^2}{\mu_0} dV \quad (3.10)$$

onde  $V$  é o volume em que toda a energia é armazenada nos dois entreferros, sendo assim ele será dado por  $2^a_g g \text{ m}^3$ .

Considerando uma mudança infinitesimal no comprimento do entreferro  $dg$ , então a energia magnética correspondente será dada pelas Eqs. (3.11) e (3.12).

$$dW_\phi = \frac{B^2}{2\mu_0} dV = \frac{B^2}{2\mu_0} 2A_g dg \quad (3.11)$$

$$\frac{dW_\phi}{dg} = \frac{AB^2}{\mu_0} \quad (3.12)$$

Utilizando da relação do trabalho realizado para mover um objeto e a força aplicada sobre esse mesmo objeto, obtém-se as Eqs. (3.13) e (3.14).

$$dW_\phi = Fdg \quad (3.13)$$

$$F = \frac{dW_\phi}{dg} = \frac{A_g B^2}{\mu_0} = \frac{(A_g B)^2}{\mu_0 A_g} = \frac{\phi^2}{\mu_0 A_g} \quad (3.14)$$

Substituindo a Eq. (3.8) na Eq. (3.14), a força magnética é dada pela Eq. (3.15).

$$F = \frac{\phi^2}{\mu_0 A_g} = \frac{1}{\mu_0 A_g} \left( \mu_0 N A_g \frac{i}{2g} \right)^2 = \frac{\mu_0 N^2 A_g}{4} \left( \frac{i}{g} \right)^2 = \frac{K}{4} \left( \frac{i}{g} \right)^2 \quad (3.15)$$

onde  $K = \mu_0 N^2 A_g$  representa uma constante dependente dos parâmetros do EMA.

Logo, as forças para os dois EMAs (Fig. 3.7), são dadas pela Eq. (3.16).

$$F_1 = \frac{K}{4} \left( \frac{i_1}{g_1} \right)^2 \quad F_2 = \frac{K}{4} \left( \frac{i_2}{g_2} \right)^2 \quad (3.16)$$

onde  $i_1$  e  $g_1$  correspondem a corrente e entreferro do EMA 1;  $i_2$  e  $g_2$  correspondem a corrente e o entreferro do EMA 2, respectivamente.

Aplicando a Lei de Newton no sistema apresentado na Fig. 3.7, a equação do movimento governante para o conjunto será dada pela Eq. (3.17).

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = F_1 - F_2 + F_d \quad (3.17)$$

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = \frac{K}{4} \left( \frac{i_1}{g_1} \right)^2 - \frac{K}{4} \left( \frac{i_2}{g_2} \right)^2 + F_d$$

onde  $m$  é a massa,  $c$  é o amortecimento estrutural,  $k$  é a rigidez e  $F_d$  é a força de distúrbio externa aplicada no sistema de 1 *gdl*.

Pela formulação da força magnética, nota-se que esta é diretamente proporcional ao quadrado da corrente  $i$  na bobina e inversamente proporcional ao quadrado do entreferro  $g$ .

A partir disso, baixos valores de entreferro ou altos valores de corrente podem provocar a saturação do fluxo magnético do núcleo, aumentando assim o caráter não linear do sistema (SCHWEITZER & MASLEN, 2009).

### 3.3.2. Circuito Elétrico da Bobina do EMA

Para a modelagem das bobinas eletromagnéticas dos EMAs pode-se considerar as bobinas como circuitos elétricos  $RL$  (circuito resistivo-indutivo) com a presença de uma tensão induzida em sua espira, como mostra a Fig. 3.10. Então, são aplicadas as Lei da Voltagem de Kirchoff, a qual afirma que a soma algébrica das tensões ao longo de qualquer malha fechada em um circuito elétrico é nula; e a Lei de Faraday, que afirma que se houver um fluxo passando através de uma espira de fio condutor, então uma tensão será induzida (CHAPMAN, 2013). A partir disso, obtém-se a Eq. (3.18).

$$u = u_R + u_L + u_\phi$$

$$u = iR + L_s \frac{di}{dt} + N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.18)$$

onde  $iR$  é a tensão sobre a resistência da bobina,  $L_s di/dt$  é a tensão sobre a autoindutância da bobina e  $N d\phi/dt$  é a tensão induzida na bobina pela passagem do fluxo magnético.

Substituindo a Eq. (3.8) na Eq. (3.18), será obtida a Eq. (3.19) para tensão total no EMA.

$$u = iR + L_s \frac{di}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left( \frac{i}{g} \right) \quad (3.19)$$

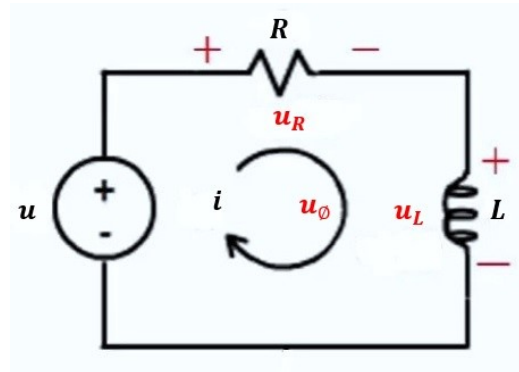


Figura 3.10 – Modelo empregado para a bobina.

Portanto, as tensões nos EMAs são dadas pelas Eqs. (3.20) e (3.21).

$$u_1 = i_1 R + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left( \frac{i_1}{g_1} \right) \quad (3.20)$$

$$u_2 = i_2 R + L_{s2} \frac{di_2}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left( \frac{i_2}{g_2} \right) \quad (3.21)$$

As autoindutâncias e as resistências para os dois EMAs usados nesta dissertação de mestrado foram determinadas para serem aplicadas no modelo numérico Matlab/Simulink® e no modelo experimental.

### 3.3.3. Modelo Não Linear

Na modelagem matemática do sistema apresentado na Fig. 3.7 há duas entradas,  $u_1$  e  $u_2$ , as quais controlam as forças magnéticas dos EMAs; e quatro saídas,  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $i_1$  e  $i_2$ , sendo que para a aplicação do controle PID *self-sensing* apenas as correntes são medidas. Além disso, as espessuras dos entreferros em ambos os lados dos EMAs são dadas pela Eq. (3.22).

$$g_1 = g_0 - x \text{ e } g_2 = g_0 + x \quad (3.22)$$

onde  $g_0$  é o entreferro nominal, com o sistema de 1 *gdl* devidamente centrado, e  $x$  representa a perturbação da posição do sistema a partir do centro. A diferença do sinal das expressões dos entreferros deve-se ao movimento do sistema em direção a qualquer um dos EMAs.

Os estados do sistema não linear desse modelo serão representados por um vetor coluna  $z$  definido conforme apresenta a Eq. (3.23) (RARICK, 2007).

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

A partir da Eq. (3.23), pode-se obter a Eq. (3.24).

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{dx}{dt} = -z_2 \text{ e } \frac{dx_2}{dt} = \frac{dx}{dt} = z_2 \quad (3.24)$$

Substituindo as Eqs. (3.22) e (3.23) na equação do movimento do sistema (veja a Eq. (3.17)), a Eq. (3.25) é obtida.

$$\ddot{z}_2 = \frac{k}{m} z_1 + \frac{K}{4m} \left( \frac{z_3}{g_0 - z_1} \right)^2 - \frac{K}{4m} \left( \frac{z_4}{g_0 - z_1} \right)^2 - \frac{c}{m} \dot{z}_2 + \frac{1}{m} F_d \quad (3.25)$$

Aplicando a modelagem não linear nas tensões de controle, estas podem ser reescritas como mostra as Eqs. (3.26) a (3.29).

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 R + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left( \frac{i_1}{g_1} \right) \\ &= i_1 R + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + \frac{K}{2g_1} \frac{di_1}{dt} - \frac{Ki_1}{2g_1^2} \frac{dg_1}{dt} \\ &= i_1 R + \left[ L_{s1} + \frac{K}{2g_1} \right] \frac{di_1}{dt} - \frac{Ki_1}{2g_1^2} \frac{dg_1}{dt} \\ &= Rz_3 + \left[ L_{s1} + \frac{K}{2(g_0 - z_1)} \right] \dot{z}_3 - \frac{K}{2(g_0 - z_1)^2} z_2 z_3 \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\dot{z}_3 = \frac{2(g_0 - z_1)}{2L_{s1}(g_0 - z_1) + K} \left[ -Rz_3 - \frac{K}{2(g_0 - z_1)^2} z_2 z_3 + u_1 \right] \quad (3.27)$$

Similarmente, para o outro EMA:

$$\begin{aligned} u_2 &= i_2 R + L_{s2} \frac{di_2}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left( \frac{i_2}{g_2} \right) \\ &= i_2 R + L_{s2} \frac{di_2}{dt} + \frac{K}{2g_2} \frac{di_2}{dt} - \frac{Ki_2}{2g_2^2} \frac{dg_2}{dt} \\ &= i_2 R + \left[ L_{s2} + \frac{K}{2g_2} \right] \frac{di_2}{dt} - \frac{Ki_2}{2g_2^2} \frac{dg_2}{dt} \\ &= Rz_4 + \left[ L_{s2} + \frac{K}{2(g_0 + z_1)} \right] \dot{z}_4 - \frac{K}{2(g_0 + z_1)^2} z_2 z_4 \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\dot{z}_4 = \frac{2(g_0 + z_1)}{2L_{s2}(g_0 + z_1) + K} \left[ -Rz_4 + \frac{K}{2(g_0 + z_1)^2} z_2 z_4 + u_2 \right] \quad (3.29)$$

Portanto, o modelo não linear é dado pela Eq. (3.30).



$$\begin{aligned}
\ddot{z}_2 &= \frac{k}{m}z_1 + \frac{K}{4m}\left(\frac{z_3}{g_0 - z_1}\right)^2 - \frac{K}{4m}\left(\frac{z_4}{g_0 - z_1}\right)^2 - \frac{c}{m}z_2 + \frac{1}{m}F_d \\
\dot{z}_3 &= \frac{2(g_0 - z_1)}{2L_{s1}(g_0 - z_1) + K} \left[ -Rz_3 - \frac{K}{2(g_0 - z_1)^2} z_2 z_3 + u_1 \right] \\
\dot{z}_4 &= \frac{2(g_0 + z_1)}{2L_{s2}(g_0 + z_1) + K} \left[ -Rz_4 + \frac{K}{2(g_0 + z_1)^2} z_2 z_4 + u_2 \right]
\end{aligned} \tag{3.30}$$

A partir disso, pode-se representar  $\dot{z} = f(z, u, F_d)$ , em que  $u$  é um vetor coluna das tensões presentes nos EMAs. Logo, representando-o na forma vetorial, obtém-se a Eq. (3.31).

$$f(z, u, F_d) = \begin{bmatrix} z_2 \\ -\frac{k}{m}z_1 + \frac{K}{4m}\left(\frac{z_3}{g_0 - z_1}\right)^2 - \frac{K}{4m}\left(\frac{z_4}{g_0 - z_1}\right)^2 - \frac{c}{m}z_2 + \frac{1}{m}F_d \\ \frac{2(g_0 - z_1)}{2L_{s1}(g_0 - z_1) + K} \left[ -Rz_3 - \frac{K}{2(g_0 - z_1)^2} z_2 z_3 + u_1 \right] \\ \frac{2(g_0 + z_1)}{2L_{s2}(g_0 + z_1) + K} \left[ -Rz_4 + \frac{K}{2(g_0 + z_1)^2} z_2 z_4 + u_2 \right] \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

Para o caso das entradas serem as correntes presentes nos EMAs e as tensões as saídas, o equacionamento do modelo não linear será diferente.

### 3.3.4. Linearização do Modelo MIMO

Para a linearização da Eq. (3.31), que corresponde a um sistema MIMO de quarta ordem, foi aplicada a transformada Jacobiana em torno de um ponto de operação  $(z_o, i_o, F_{do})$ , seguindo a mesma metodologia apresentada por Rarick (2007). Esse ponto de operação é aplicado para o sistema de 1 gdl em repouso com uma corrente de *bias*  $i_o$  e uma resistência  $R$  para cada bobina dos EMAs. Além disso, não há força inicial ( $F_{do}$ ) de distúrbio no modelo. Assim, para essas condições são definidas as Eqs. (3.32) a (3.34).

$$z_0 = \begin{bmatrix} z_{10} \\ z_{20} \\ z_{30} \\ z_{40} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 \\ \dot{x}_0 \\ i_{10} \\ i_{20} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_0 \\ \dot{x}_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$u_0 = \begin{bmatrix} u_{10} \\ u_{20} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ri_0 \\ Ri_0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$\delta \dot{z} = \frac{\delta f(z_0, u_0, F_{d0})}{\delta z} \delta z + \frac{\delta f(z_0, u_0, F_{d0})}{\delta u} \delta u + \frac{\delta f(z_0, u_0, F_{d0})}{\delta F_d} \delta F_{d0} \quad (3.34)$$

Utilizando o espaço de estados, tem-se as Eqs. (3.35) e (3.36).

$$\dot{z} = Az + B_1 u + B_2 F_d \quad (3.35)$$

$$A = \frac{\delta f(z_0, u_0, F_{d0})}{\delta z}, \quad B_1 = \frac{\delta f(z_0, u_0, F_{d0})}{\delta u}, \quad B_2 = \frac{\delta f(z_0, u_0, F_{d0})}{\delta F_d} \quad (3.36)$$

Neste caso,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{Ki_0^2}{mg_0^3} - \frac{k}{m} & -\frac{c}{m} & \frac{Ki_0}{2mg_0^2} & -\frac{Ki_0}{2mg_0^2} \\ 0 & -\frac{Ki_0}{g_0(K + 2g_0L_{s1})} & -\frac{2g_0R}{(K + 2g_0L_{s1})} & 0 \\ 0 & \frac{Ki_0}{g_0(K + 2g_0L_{s2})} & 0 & -\frac{2g_0R}{(K + 2g_0L_{s2})} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{2g_0}{(K + 2g_0L_{s1})} & 0 \\ 0 & \frac{2g_0}{(K + 2g_0L_{s2})} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Conforme definido por Rarick (2007), os parâmetros presentes nas matrizes  $A$  e  $B_1$  podem ser substituídos pelas relações apresentadas nas Eqs. (3.40) e (3.41).

$$k_x = \frac{Ki_0^2}{2g_0^3}, \quad k_i = \frac{Ki_0}{2g_0^2}, \quad L = \frac{K + 2g_0L_{s1-2}}{2g_0} \quad (3.40)$$

$$\frac{Ki_0}{g_0(K + 2g_0L_{s1-2})} = \frac{Ki_0}{2g_0^2} \cdot \frac{2g_0}{K + 2g_0L_{s1-2}} = \frac{k_i}{L} \quad (3.41)$$

onde  $k_i$  é a rigidez de corrente,  $k_x$  é a rigidez de posição e  $L$  é a indutância.

Então, as matrizes de estados podem ser reescritas pela Eq. (3.42).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{2k_x}{m} - \frac{k}{m} & -\frac{c}{m} & \frac{k_i}{m} & -\frac{k_i}{m} \\ 0 & -\frac{k_i}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{k_i}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Portanto, o modelo MIMO linearizado pode ser representado na forma matricial pela Eq. (3.43) e na forma de equações do estado pela Eq. (3.44).

$$\begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{2k_x}{m} - \frac{k}{m} & -\frac{c}{m} & \frac{k_i}{m} & -\frac{k_i}{m} \\ 0 & -\frac{k_i}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{k_i}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_d \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned}
m\ddot{x} + c\dot{x} + kx &= 2k_x x + k_i i_1 - k_i i_2 + F_d \\
u_1 &= R i_1 + L \frac{di_1}{dt} + k_i \dot{x} \\
u_2 &= R i_2 + L \frac{di_2}{dt} - k_i \dot{x}
\end{aligned} \tag{3.44}$$

Pode-se observar na Eq. (3.40) que as rigidezes de posição ( $k_x$ ) e de corrente ( $k_i$ ) são fatores dependentes da corrente de *bias* ( $i_0$ ), da posição nominal da viga ( $g_0$ ) e dos parâmetros eletromagnéticos e geométricos dos atuadores que são constantes ( $K$ ).

### 3.3.5. Linearização do Modelo SISO

O modelo estudado de quarta ordem MIMO pode ser transformado em dois subsistemas: um SISO de terceira ordem e um SISO de primeira ordem, através de mudanças de variáveis. A partir da Eq. (3.44), obtém-se:

$$\begin{aligned}
m\ddot{x} + c\dot{x} + kx &= 2k_x x + k_i (i_1 - i_2) + F_d \\
u_1 - u_2 &= R(i_1 - i_2) + L \frac{d}{dt}(i_1 - i_2) + 2k_i \dot{x}
\end{aligned} \tag{3.45}$$

De acordo com Rarick (2007), os parâmetros do modelo podem ser definidos pelas relações apresentadas nas Eqs. (3.46) e (3.47).

$$\begin{aligned}
x &= \frac{g_1 - g_2}{2} & i &= \frac{i_1 - i_2}{2} & u &= \frac{u_1 - u_2}{2} \\
g_0 &= \frac{g_1 + g_2}{2} & i_0 &= \frac{i_1 + i_2}{2} & u_0 &= \frac{u_1 + u_2}{2}
\end{aligned} \tag{3.46}$$

$$\begin{aligned}
g_1 &= g_0 - x & i_1 &= i_0 + i & u_1 &= u_0 + u \\
g_2 &= g_0 + x & i_2 &= i_0 - i & u_2 &= u_0 - u
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Substituindo a Eq. (3.46) na Eq. (3.45), obtém-se a Eq. (3.48).

$$\begin{aligned}
m\ddot{x} + c\dot{x} + kx &= 2k_x x + 2k_i i + F_d \\
u &= R i + L \frac{di}{dt} + k_i \dot{x}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

A partir da Eq. (3.48), pode-se observar  $k_x$  e  $k_i$  como função de rigidez e amortecimento característicos do sistema com os EMAs. Então, para uma posição ou corrente positiva, o sistema de 1 *gd*/ desloca-se para uma direção positiva, desestabilizando o sistema (RARICK, 2007). As variáveis de estados não lineares para o modelo SISO são definidas pela Eq. (3.49).

$$\begin{aligned} z_1 &= x \\ z_2 &= \dot{x} \\ z_3 &= i \end{aligned} \quad (3.49)$$

Aplicando estas variáveis na Eq. (3.48), obtém-se a Eq. (3.50).

$$\begin{aligned} \ddot{z}_2 &= \ddot{x} = \frac{2k_x}{m}x + \frac{k}{m}\dot{x} - \frac{c}{m}\dot{x} - \frac{2k_i}{m}i + \frac{1}{m}F_d \\ \dot{z}_3 &= \frac{di}{dt} = \frac{R}{L}i + \frac{k_i}{L}\dot{x} - \frac{1}{L}u \end{aligned} \quad (3.50)$$

Portanto, o subsistema de terceira ordem SISO pode ser escrito na forma de espaço de estados pelas Eq. (3.51) e (3.52).

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \frac{di}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{2k_x}{m} & \frac{k}{m} & -\frac{c}{m} \\ 0 & -\frac{k_i}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix} F_d \quad (3.51)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{2k_x}{m} & \frac{k}{m} & -\frac{c}{m} \\ 0 & -\frac{k_i}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

O subsistema de primeira ordem pode ser obtido pela Eq. (3.53).

$$u_1 + u_2 = R(i_1 + i_2) + L \frac{d}{dt}(i_1 + i_2) \quad (3.53)$$

Substituindo as relações apresentadas na Eq. (3.46), tem-se:

$$u_0 = Ri_0 + L \frac{di_0}{dt} \text{ ou } \frac{di_0}{dt} = -\frac{R}{L} i_0 + \frac{1}{L} u_0 \quad (3.54)$$

Se  $u_0$  é constante, o subsistema de primeira ordem é independente da posição do sistema considerado, e é estável com a solução dada pela Eq. (3.55) (RARICK, 2007).

$$i_0(t) = \eta e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{1}{R} u_0 \quad (3.55)$$

onde  $\eta = i_0(0) - \frac{u_0}{R}$ .

### 3.4. Controle PID

O controle PID (Proporcional-Integral-Derivativo) é um dos mais utilizados no controle de EMAs devido a sua eficiência e simplicidade. Por esta razão, este tipo de controle foi escolhido para esta dissertação de mestrado, representando assim uma aplicabilidade em *self-sensing*. A Eq. (3.56) apresenta um controle PID paralelo contínuo.

$$PID = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_I}{s} \quad (3.56)$$

onde  $K_D$  é o ganho derivativo,  $K_p$  é o ganho proporcional,  $K_I$  é o ganho integral e  $s$  é o domínio de Laplace.

Na indústria, o controle PID geralmente se mostra mais útil quando o modelo matemático da planta não é conhecido, ou seja, onde métodos analíticos para o projeto de controladores não podem ser utilizados (OGATA, 2010). A Fig. 3.10 apresenta um exemplo de diagrama de blocos para um controlador PID.

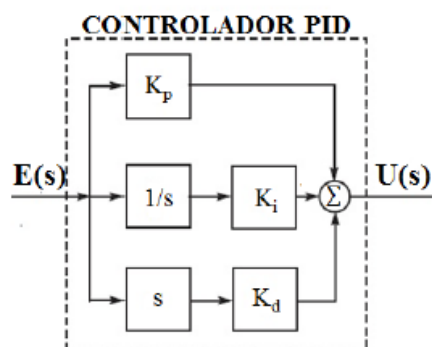


Figura 3.11 – Exemplo de diagrama de blocos de um controlador PID (OGATA, 2010).

Os ganhos possuem influência sobre o controle realizado. O termo proporcional ( $K_p$ ) relaciona-se à rigidez do sistema. Se o valor de  $K_p$  for muito elevado, o sistema fica instável, pois multiplica diretamente a resposta às variações no erro. Caso este termo seja muito pequeno, o  $K_p$  terá uma resposta pequena em relação a altos valores de erro, resultando em um controlador de baixa sensibilidade ao erro e em um esforço de controle baixo para as perturbações no sistema.

O ganho integral ( $K_i$ ) é proporcional tanto a magnitude do erro quanto ao seu tempo de duração. Este parâmetro corresponde à soma de todos os erros instantâneos durante o período de tempo, e retorna o desvio acumulado que deve ser corrigido previamente, gerando assim um sobressinal em relação ao valor esperado. Além disso, esse parâmetro tende a eliminar o erro estacionário residual oriundo do controlador puramente proporcional.

O ganho derivativo ( $K_D$ ) é responsável por prever o comportamento do sistema e, assim, melhorar o tempo de acomodação e a sua estabilidade. Este parâmetro tem uma alta sensibilidade ao ruído obtido nas medições. Se o ruído for muito elevado, este termo tende a diminuir a efetividade do controlador como um todo, devido ao seu comportamento errático nessas condições.

O ganho derivativo ( $K_D$ ) ainda pode amplificar medições de alta frequência, piorando assim a saída do sistema. Uma solução para este problema é adicionar um coeficiente de filtro no modelo de controle, o qual atua como um filtro passa-baixa e, assim, conseguir remover as componentes de alta frequência das medições.

O modelo numérico do controle implementado nesta dissertação de mestrado foi baseado em todos os ganhos ( $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_D$ ), enquanto que no modelo experimental apenas os ganhos proporcional e derivativo foram necessários, representado assim um controle PD. Este fato deve-se a bancada estar engastada nas extremidades e assim, não apresentar erro de regime permanente que é corrigido pelo  $K_i$ . Nos resultados experimentais, o ganho derivativo ( $K_D$ ) representou um amortecimento adicional ao controle do sistema.

A partir disso, o controlador PD *self-sensing* foi aplicado nos dois EMAs da bancada experimental, conforme mostra a Fig. 3.12. Neste caso, a entrada do controlador PD foi a tensão medida em um dos EMAs. Além disso, as saídas deste controlador foram as correntes de controle que alimentam cada EMA.

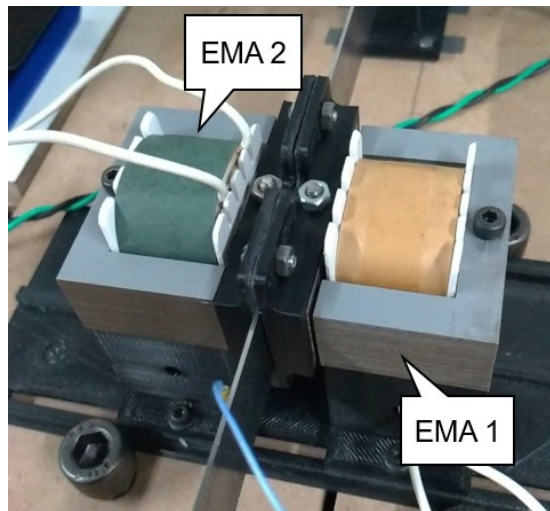


Figura 3.12 – EMAs aplicados o controle PD experimental.

Segundo Schweitzer e Maslen (2009), as correntes de controle devem ser enviadas com um atraso de fase de 180 graus entre o EMA 1 e o EMA 2. Este procedimento foi realizado nesta dissertação de mestrado, conforme apresenta a lógica exposta na Fig. 3.13.

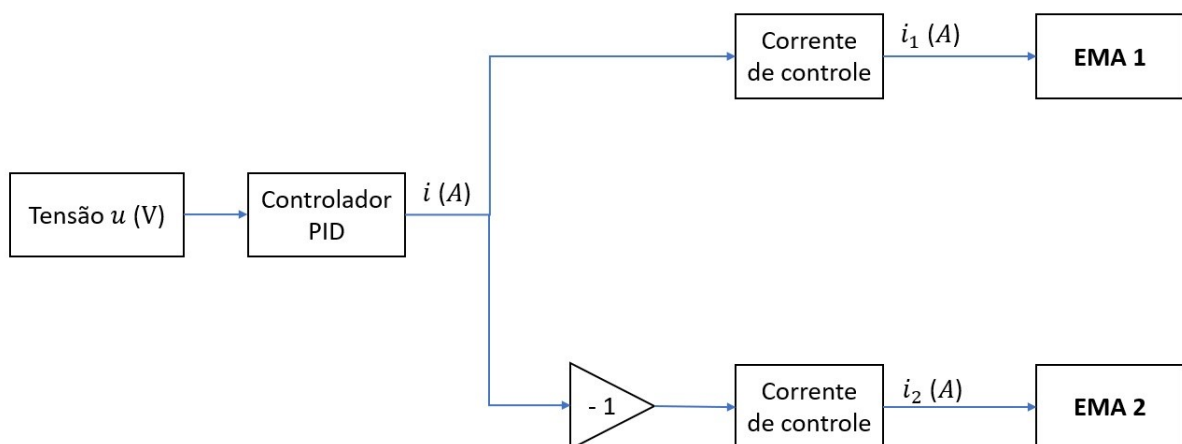


Figura 3.13 – Lógica utilizada para gerar as correntes de controle baseada na tensão.

Conforme apresentado na seção 3.3 deste capítulo, uma corrente de *bias* foi necessária para linearização do modelo. Porém, altos valores de *bias* causam um superaquecimento do atuador, conforme foi observado nos testes experimentais para valores maiores ou iguais a 1



A. Em vista disso, um pequeno valor de corrente de *bias* foi considerado (0,1 A) para manter as bobinas dos EMAs energizadas, promovendo assim uma rápida atuação. Além disso, foi observado nestes testes que valores de *bias* maiores que 0,4 A prejudicavam o controle PD *self-sensing*. Já no modelo numérico, uma corrente de *bias* de 1 A foi adotada.

## CAPÍTULO IV

### SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Neste capítulo, serão apresentadas as considerações e os parâmetros adotados nas simulações numéricas realizadas para o modelo MIMO apresentado no capítulo III desta dissertação de mestrado. Além disso, será apresentada a modelagem do EMA pelo método dos elementos finitos utilizando o ANSYS®. Por fim, os resultados das simulações numéricas para o controle PID *self-sensing* e o controle PID convencional nas frequências de excitação externa testadas.

#### 4.1. Modelo Numérico

O modelo numérico analisado foi apresentado na Fig. 3.8. Trata-se de um sistema mecânico de um *gdl* (massa, mola e amortecedor) sendo controlado por dois EMAs diametralmente opostos. Embora este modelo apresente algumas limitações, o mesmo foi utilizado para representar a interação entre os sistemas mecânico e eletromagnético no modelo global do atuador. Além disso, representa uma base fundamental de teste da metodologia *self-sensing* para ser aplicada futuramente em modelos mais complexos. Assim, não foi estudado numericamente de forma detalhada o comportamento dinâmico da viga aplicada na bancada experimental.

Este modelo simplificado é baseado no aparato experimental da Fig. 5.1, o qual será apresentado em detalhes no capítulo IV dessa dissertação de mestrado. Desta forma, o sistema de um *gdl* equivalente utilizado nas aplicações numéricas que serão aqui apresentadas possui uma massa total do conjunto de 1,927 kg, a qual foi adquirida em uma balança de precisão. O valor da rigidez equivalente do sistema foi calculado utilizando os princípios da resistência dos materiais, dado pela Eq. (4.1).

$$k_{eq} = \frac{192.E.I}{l_v^3} = \frac{192.210 \times 10^9 (Pa).1302,0833 \times 10^{-12}}{(26,5 \times 10^{-2})^3} \approx 2,8211 \times 10^5 \text{ N/m} \quad (4.1)$$

onde  $E$  o módulo de elasticidade,  $I$  o momento de inércia e  $l_v$  o comprimento da viga entre os dois engastes (veja a Fig. 5.1). O momento de inércia é obtido pela Eq. (4.2),

$$I = \frac{hb^3}{12} \approx 1302,0833 \times 10^{-12} \text{ m}^4 \quad (4.2)$$

onde  $b$  é a altura da seção transversal da viga e  $h$  é a espessura da viga.

O amortecimento estrutural foi considerado no modelo, calculado pela Eq. (4.3). Nesta dissertação de mestrado, foi considerada as constantes empíricas  $\alpha = 1$  e  $\beta = 10^{-5}$ , sendo que  $\alpha$  relaciona-se com a massa e  $\beta$  com a rigidez equivalente do sistema considerado.

$$c = \alpha.m + \beta.k_{eq} \approx 30,138 \text{ N.s/m} \quad (4.3)$$

A partir disso, para os resultados obtidos nas simulações numéricas desse modelo, foram utilizados os valores dos parâmetros elétricos e magnéticos apresentados na Tab. 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros elétricos e magnéticos utilizados no modelo numérico.

Parâmetros	Valor
Permeabilidade do ar ( $\mu_0$ )	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$
Área da folga ( $A_g$ )	$1,948 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
Número de espiras	250
Corrente de <i>bias</i> ( $i_0$ )	1,0 A
Indutância EMA 1 ( $L_1$ )	32,1 mH
Indutância EMA 2 ( $L_2$ )	29,3mH
Resistência ( $R$ )	1,17 $\Omega$
Entreferro nominal ( $g_0$ )	$4 \cdot 10^{-3} \text{ m}$

## 4.2. Modelagem do EMA pelo Método dos Elementos Finitos

Nesta seção foi utilizado um modelo de elementos finitos para realizar uma análise estática de um dos EMAs. Esta análise teve como objetivo validar os parâmetros de rigidez de corrente e rigidez de posição obtidos pelas equações linearizadas apresentadas no capítulo III e, assim, compará-los com os obtidos em uma análise utilizando o *software* de elementos finitos ANSYS®, no qual os efeitos das não linearidades são considerados. A

configuração do atuador eletromagnético analisado e os parâmetros de projetos utilizados na modelagem são apresentados mais adiante nesta dissertação de mestrado.

Em um EMA, o núcleo sólido atua como um circuito simples de bobina, gerando assim grandes perdas por corrente de Foucault. A partir disso, quanto menor a espessura da lâmina utilizada para formar o núcleo laminado do EMA, menores serão essas perdas, conforme ilustra a Fig. 4.1 (SCHWEITZER & MASLEN, 2009).

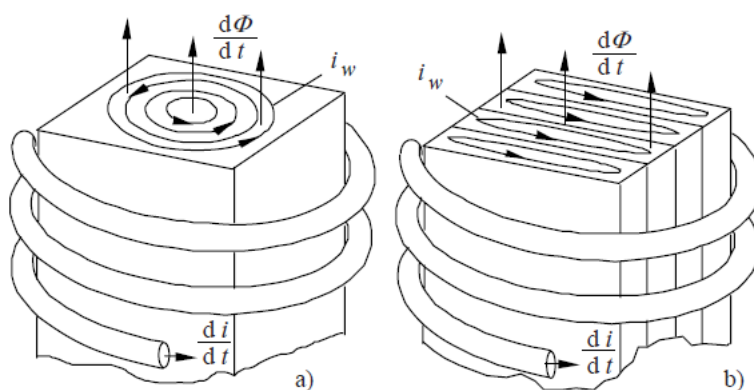


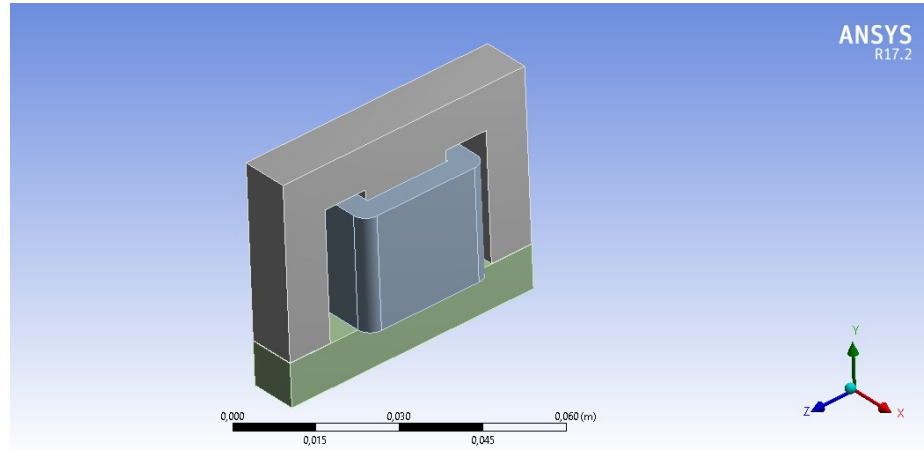
Figura 4.1 – Núcleos dos atuadores eletromagnéticos: a) Sólido; b) Laminado (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

Na modelagem do EMA, foi utilizado o *software* de elementos finitos ANSYS® e uma geometria própria foi gerada a partir do *software* CAD SolidWorks®. Esta geometria utilizada nas simulações é ilustrada na Fig. 4.2a. A Fig. 4.2b mostra a malha gerada para o modelo, no qual 49012 elementos finitos do tipo SOLID117 foram utilizados (material ferromagnético M19).

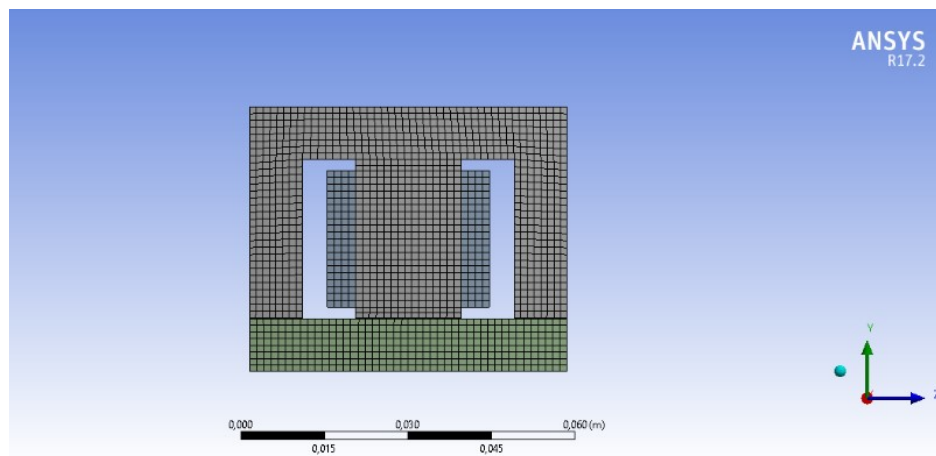
Os resultados foram obtidos em duas etapas. Na primeira, o EMA foi mantido com um entreferro  $g_0 = 0,4$  mm e variou-se a corrente na bobina eletromagnética para obter a rigidez de corrente  $k_i$  [N/A]. Nesse processo, toda a faixa de operação do EMA foi analisada, ou seja, a corrente variou de 0,1 A até um valor máximo de 2,5 A. A segunda etapa foi dedicada para obter a rigidez de posição  $k_x$  [N/m]. Uma metodologia similar para determinar a rigidez de posição foi utilizada, mantendo assim uma corrente de *bias* constante de  $i_0 = 1$  A e variando o entreferro (*gap*) do EMA. A faixa de deslocamento do entreferro na simulação foi de  $0,1 \leq g \leq 1,0$  mm.

A partir das simulações pode-se obter a densidade de fluxo magnético  $B$  e a intensidade de fluxo magnético  $H$ , assim como a capacidade máxima dos EMAs utilizados neste trabalho, conforme ilustra as Figs. 4.3 e 4.4. Portanto, foi realizado um ajuste das curvas de força por

corrente e comprimento do entreferro para a determinação das rigidezes de corrente  $k_i$  e de posição  $k_x$  a partir dos resultados encontrados na simulação descrita.



a)



b)

Figura 4.2 – EMA: a) Vista Isométrica; b) Vista de seção com malha.

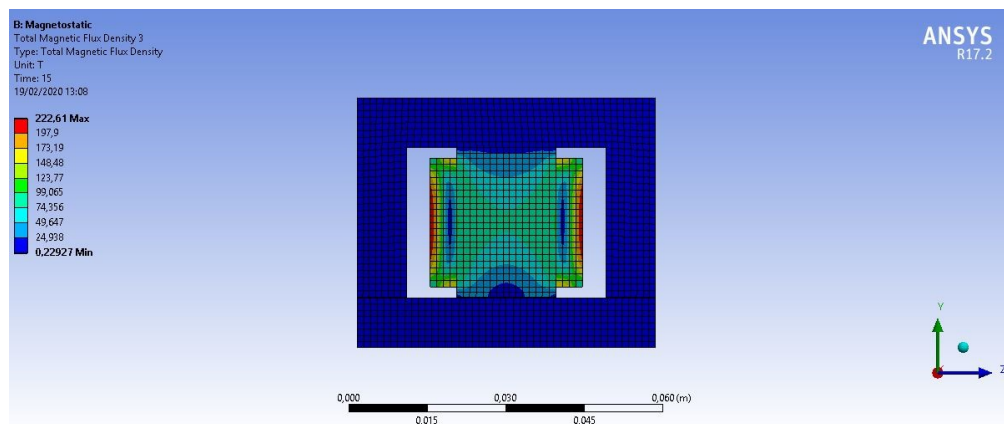


Figura 4.3 – Densidade de fluxo magnético do EMA.

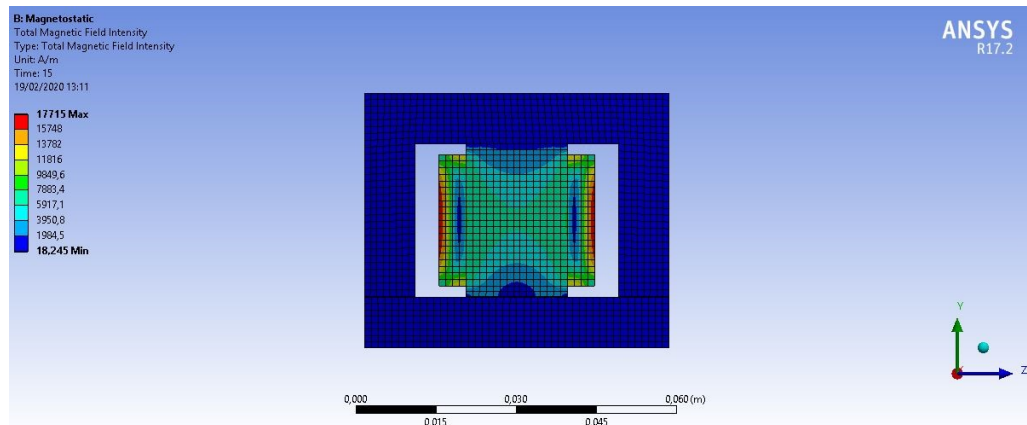
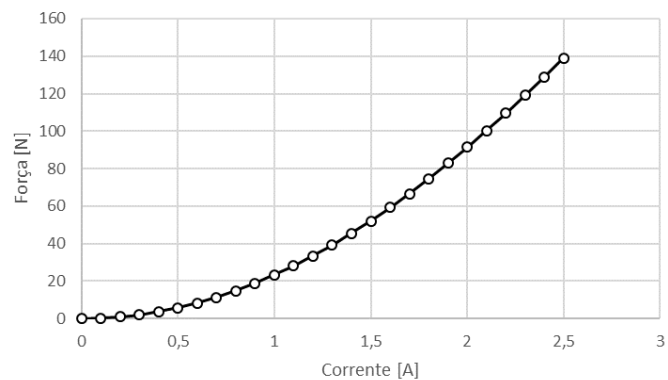
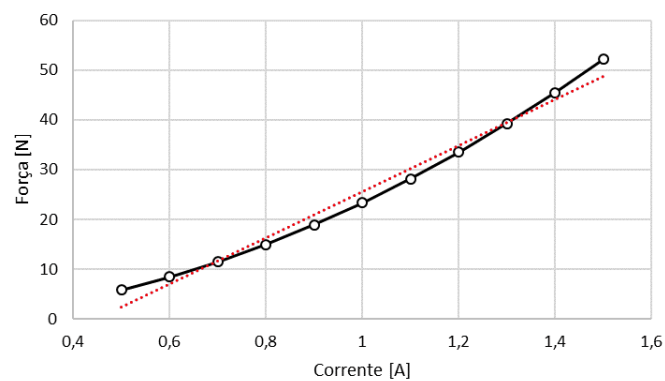


Figura 4.4 – Intensidade de fluxo magnético do EMA.

A metodologia para obter esses parâmetros foi similar a apresentada por Schweitzer e Maslen (2009), realizada em torno de um ponto de operação ( $i_0 = 1$  A,  $g_0 = 0,4$  mm). As Figs. 4.5 e 4.6 apresentam o comportamento da força com a mudança da corrente e do entreferro, bem como o ajuste de curva realizado.



a)



b)

Figura 4.5 – Rigidez de corrente ( $k_i$ ): a) Força com a mudança da corrente;

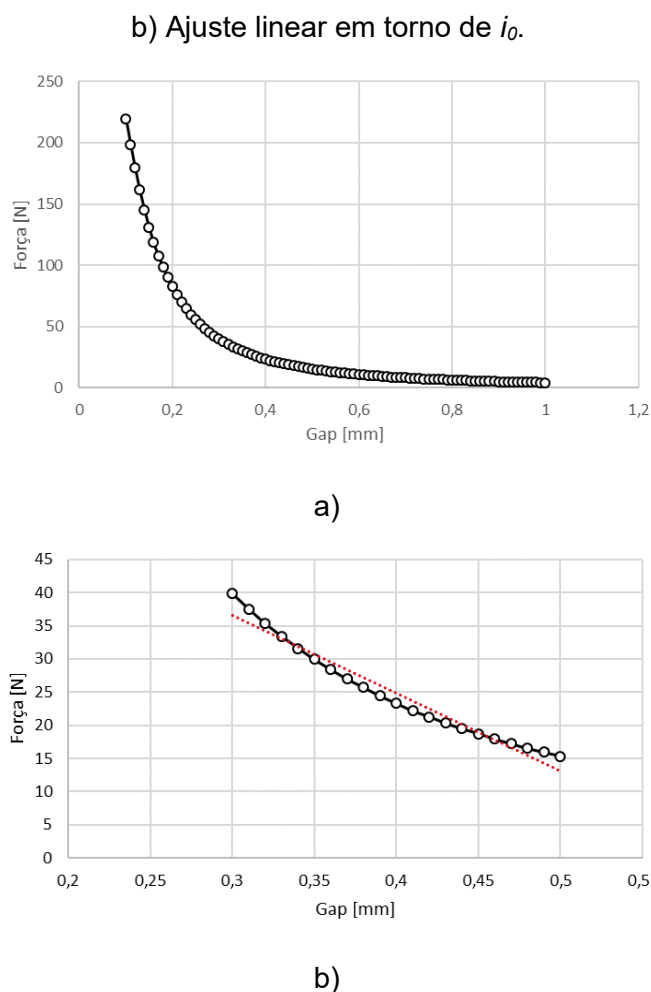


Figura 4.6 – Rigidez de posição ( $k_x$ ): a) Força com a mudança do *gap*;  
b) Ajuste linear em torno de  $g_0$ .

A partir deste ajuste, pôde-se determinar os valores das rigidezes de corrente e posição para o EMA pelas simulações realizadas no *software* ANSYS®. Estes valores foram comparados aos do modelo numérico proposto pela metodologia de Rarick (2007), apresentada no capítulo III. A Tab. 4.2 apresenta os valores encontrados e o erro relativo entre as duas metodologias comparadas. Nota que o modelo numérico apresentou um ajuste satisfatório em relação as simulações em ANSYS®, com erros relativos menores que 5%.

Tabela 4.2 – Comparação das rigidezes de corrente e posição para o EMA.

Parâmetros	ANSYS®	Numérico	Erro relativo (%)
Rigidez de corrente ( $k_i$ ) [N/A]	46,346	47,799	3,13
Rigidez de posição ( $k_x$ ) [N/m]	$1,179 \cdot 10^5$	$1.195 \cdot 10^5$	1,34

Desta forma, os valores encontrados nestas simulações foram adotados para as simulações numéricas implementadas em ambiente Matlab/Simulink®.

### 4.3. Resultados Numéricos do Controle PID

Nesta seção, serão apresentados os resultados numéricos obtidos com o controle de vibrações PID *self-sensing* e o controle PID convencional, para o modelo de 1 *gdl* e os dois EMAs diametralmente dispostos. Diferentes frequências de excitação externa foram aplicadas no sistema. Toda a modelagem numérica/computacional foi implementada em ambiente Matlab/Simulink®.

Na modelagem numérica desse sistema, a malha de controle para o controlador PID *self-sensing* foi projetada utilizando a tensão de apenas uma das bobinas dos EMAs como sinal de saída. Por sua vez, o controlador PID é alimentado pelo sinal do erro proveniente do sinal de referência e da subtração do sinal de tensão adquirido. Em seguida, este controlador calcula a corrente necessária para estabilizar o sistema, que então são aplicadas nos EMAs. Entretanto, essa corrente de controle é somada a uma corrente de *bias*. Note que o sistema considerado também sofre a influência de uma força externa. A representação descrita para este sistema de controle pode ser observada na Fig. 4.7.

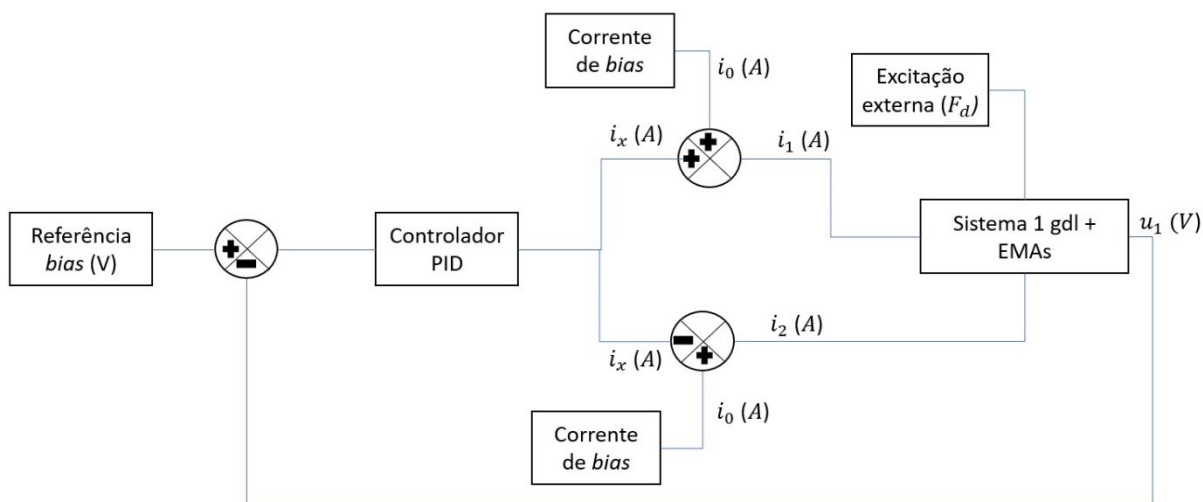


Figura 4.7 – Diagrama do sistema de controle do modelo numérico.

A partir da malha de controle ilustrada na Fig. 4.7, foram realizadas as simulações numéricas para diferentes frequências de excitação externa. As Figuras 4.8 a 4.16 apresentam as respostas no domínio do tempo para o controle de vibrações PID do tipo *self-sensing*; excitações de 5, 8, 10, 20, 25, 30, 40, 50 e 60 Hz, respectivamente. Os ganhos



aplicados nestas respostas foram:  $k_p = 0,3747$ ,  $k_I = 293,9336$  e  $k_D = -2,2696 \cdot 10^{-4}$  determinados a partir do Simulink.

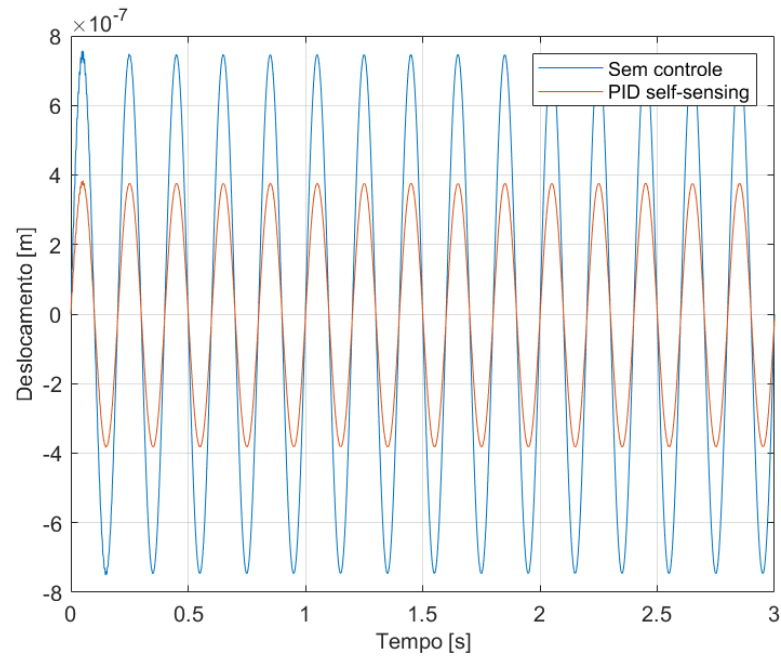


Figura 4.8 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 5 Hz.

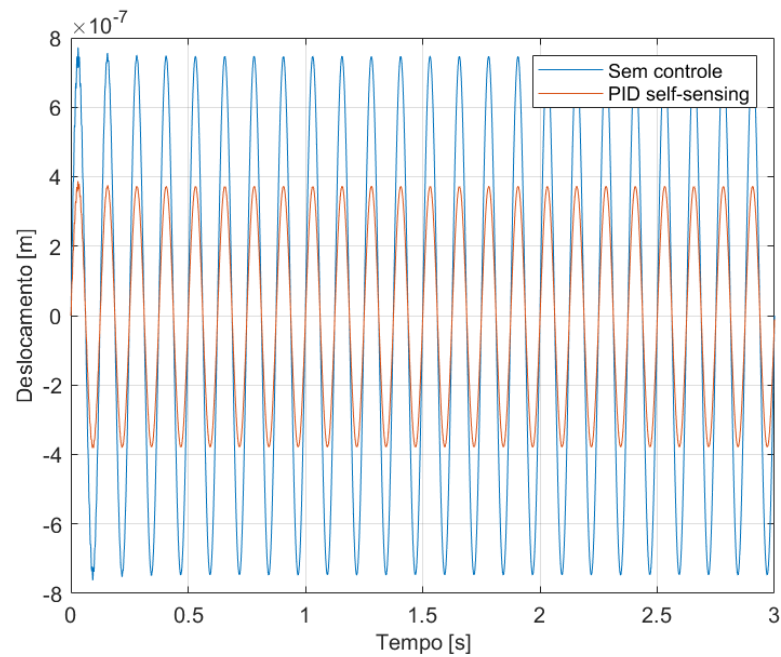


Figura 4.9 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 8 Hz.

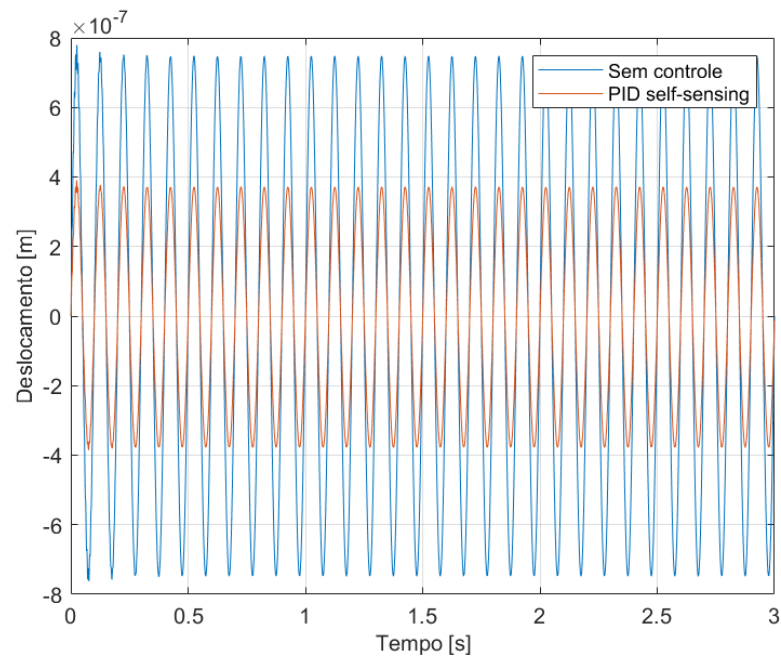


Figura 4.10 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 10 Hz.

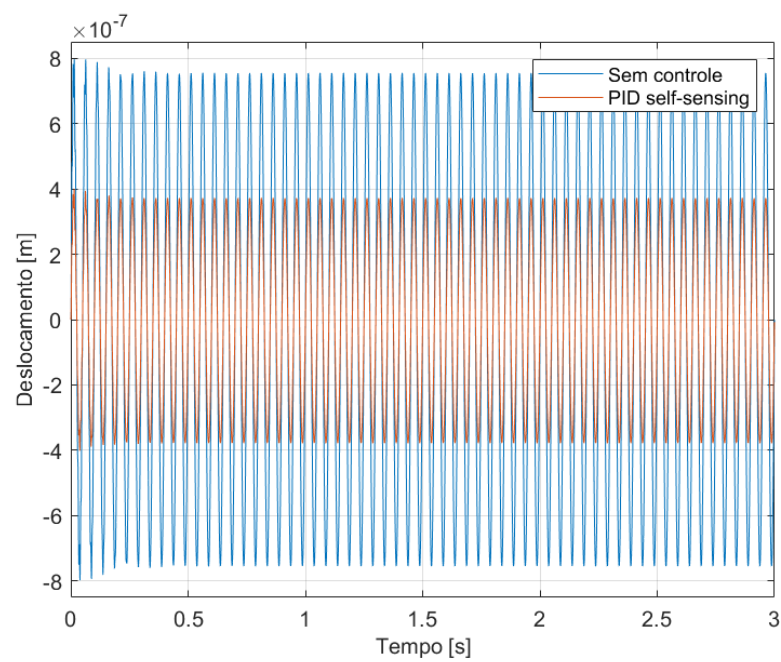


Figura 4.11 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 20 Hz.

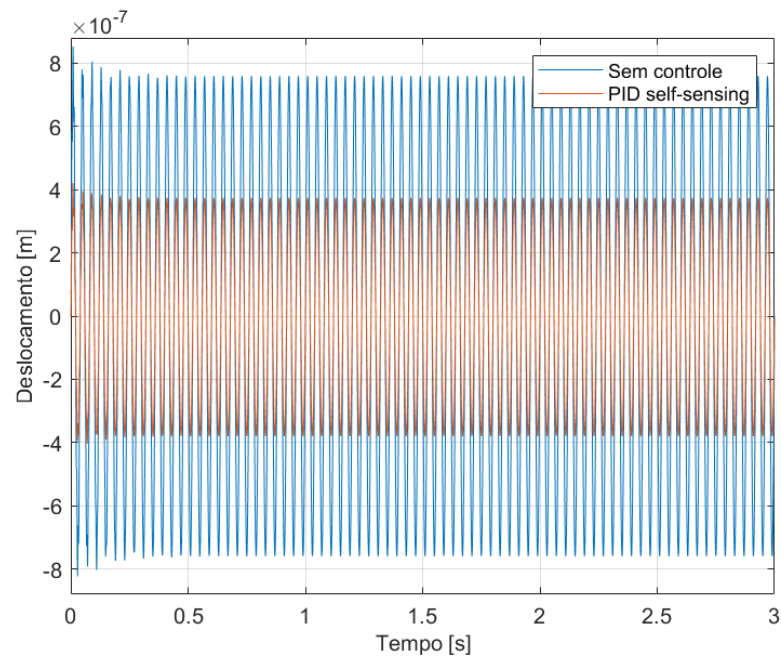


Figura 4.12 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 25 Hz.

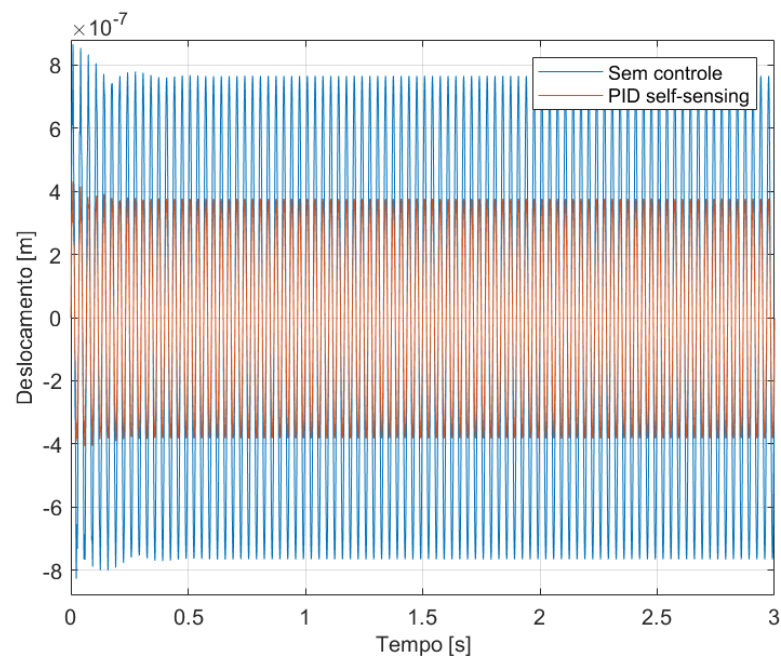


Figura 4.13 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 30 Hz.

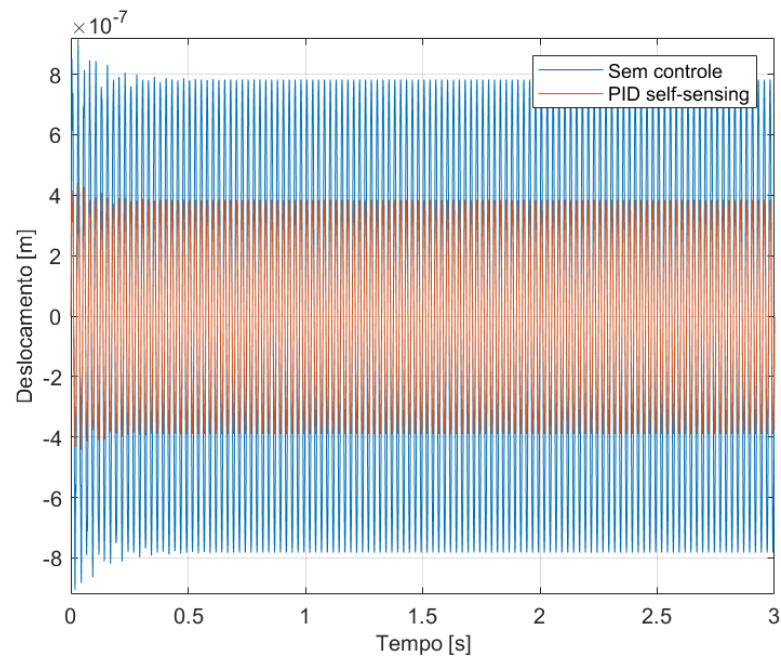


Figura 4.14 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 40 Hz.

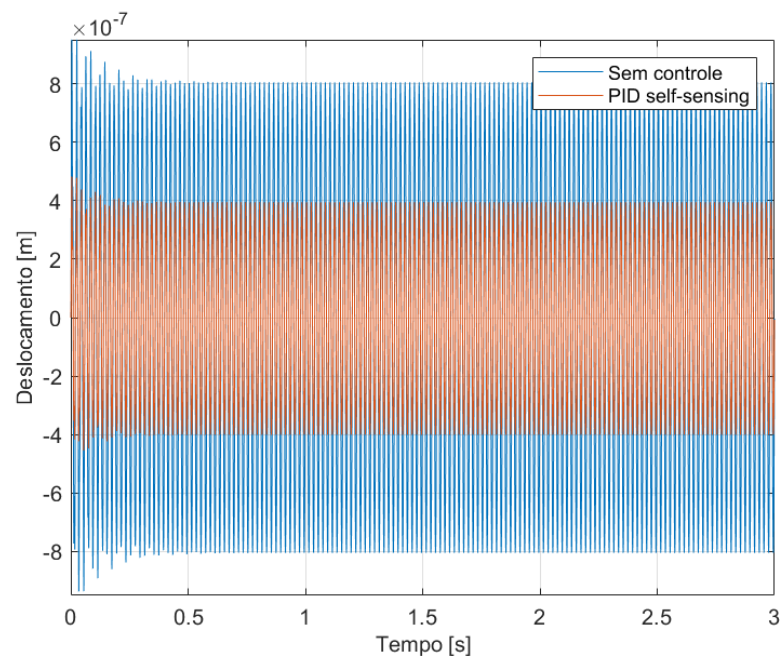


Figura 4.15 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 50 Hz.

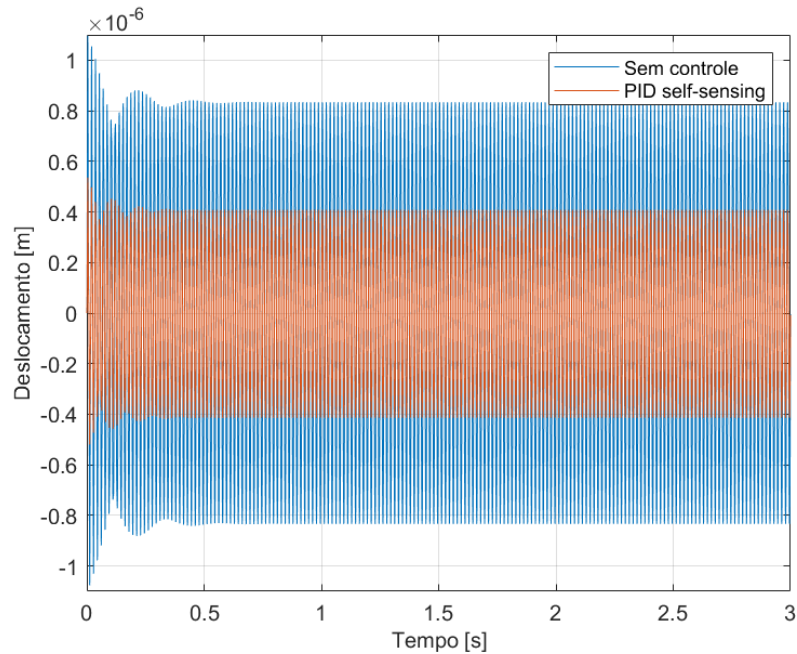


Figura 4.16 – Respostas com e sem controle à frequência de excitação externa de 60 Hz.

Observando os resultados apresentados nas Figs. 4.8 a 4.16 e na Tab. 4.3, pode-se verificar que o controle de vibrações PID do tipo *self-sensing* apresentou uma redução significativa da amplitude de vibração em todas as frequências de excitação externa testadas. Portanto, resultados satisfatórios foram obtidos no modelo numérico considerando as condições adotadas na metodologia *self-sensing* utilizando controle PID.

Para as simulações numéricas aplicando o controlador PID convencional, a malha de controle utilizada é apresentada na Fig. 4.17. Neste caso, os ganhos usados para o controle foram:  $k_p = 40,13$ ,  $k_i = 400,00$  e  $k_D = 1,65$ .

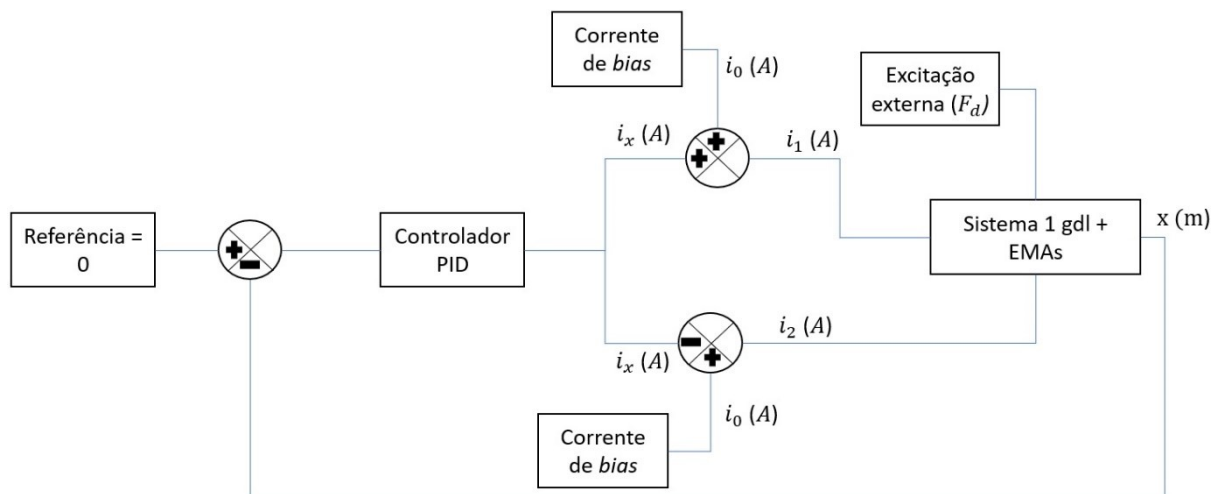


Figura 4.17 – Diagrama do sistema de controle do PID convencional.

A partir disso, as respostas no domínio do tempo comparando os dois tipos de controladores adotados no modelo numérico são apresentadas nas Figs. 4.18 a 4.26 (excitações de 5, 8, 10, 20, 25, 30, 40, 50 e 60 Hz, respectivamente).

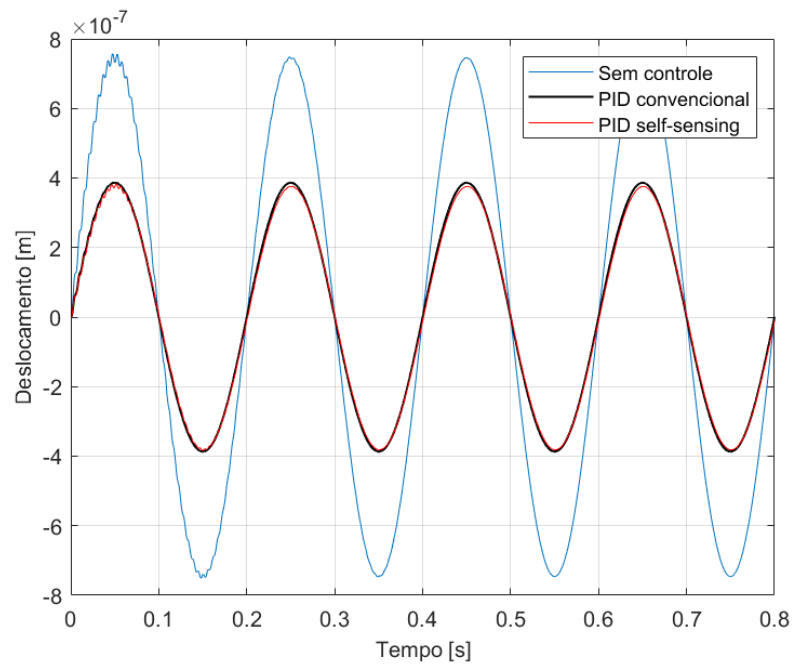


Figura 4.18 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 5 Hz.

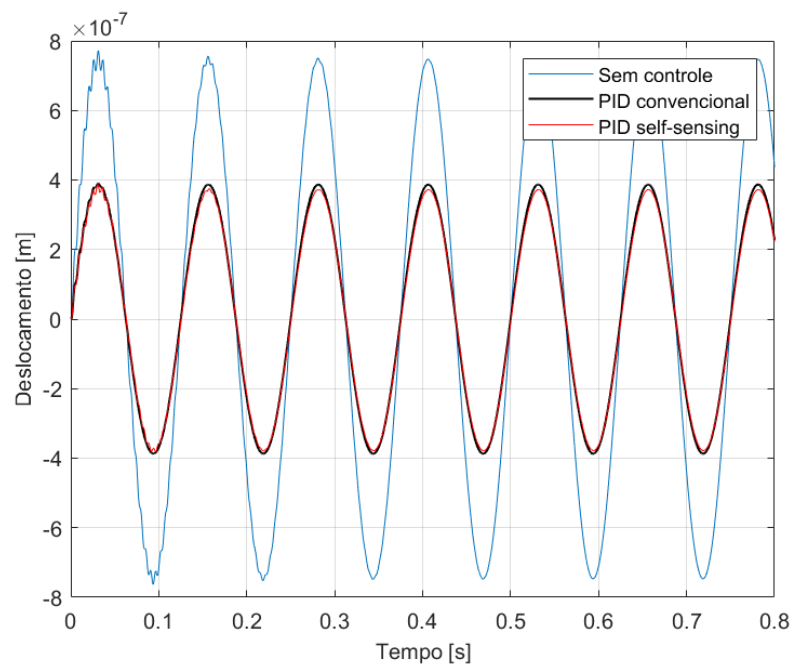


Figura 4.19 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 8 Hz.

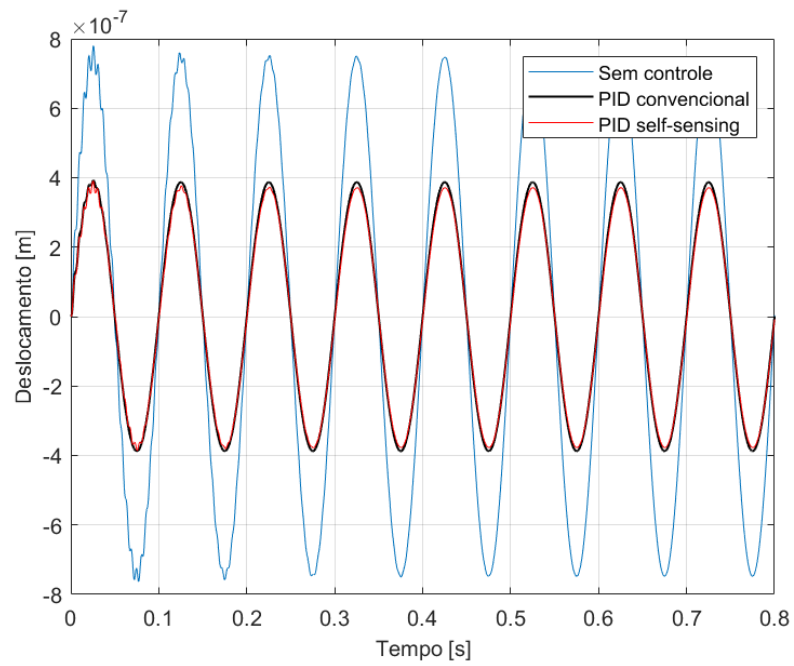


Figura 4.20 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 10 Hz.

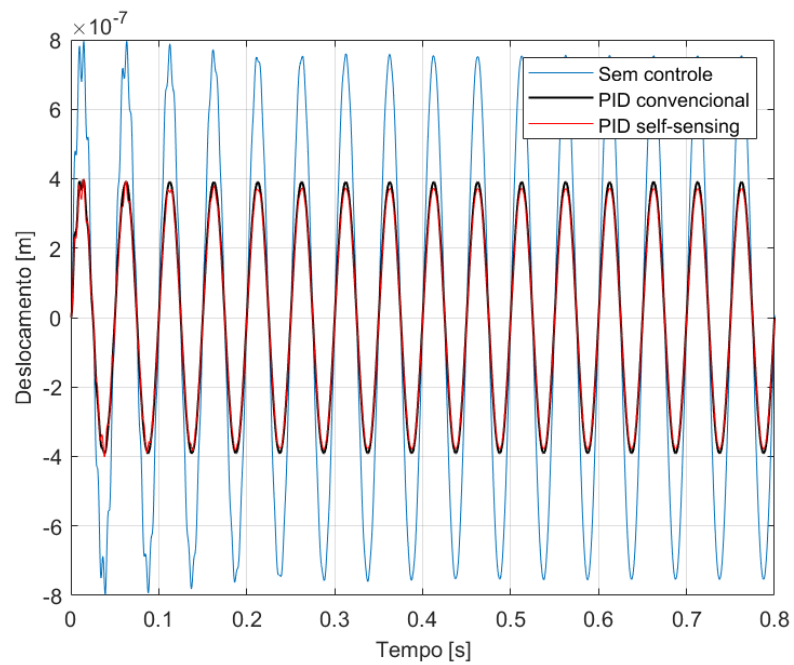


Figura 4.21 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 20 Hz.

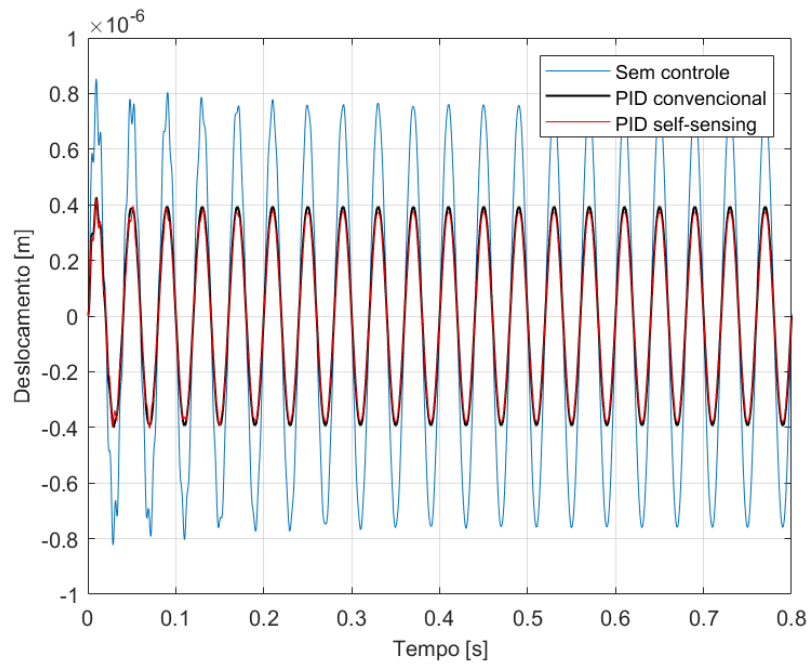


Figura 4.22 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 25 Hz.

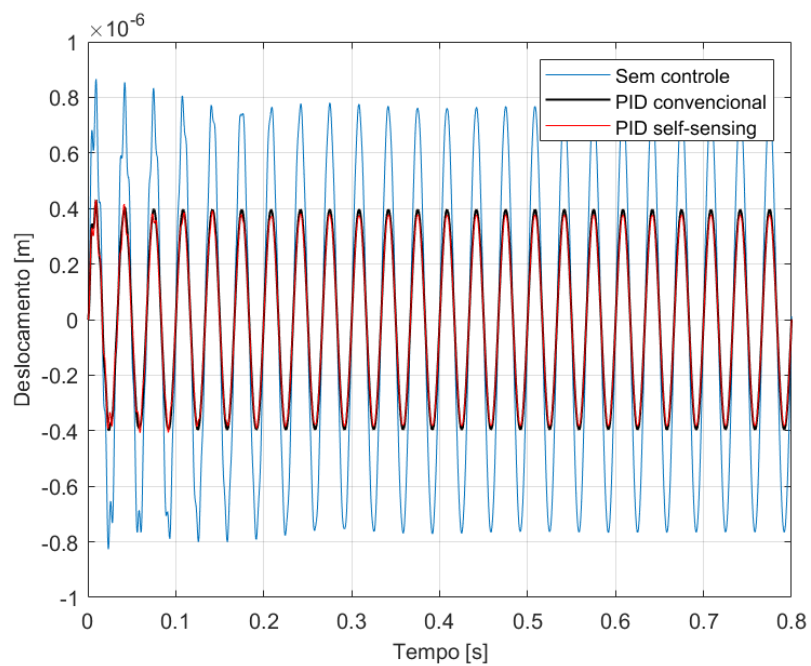


Figura 4.23 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 30 Hz.



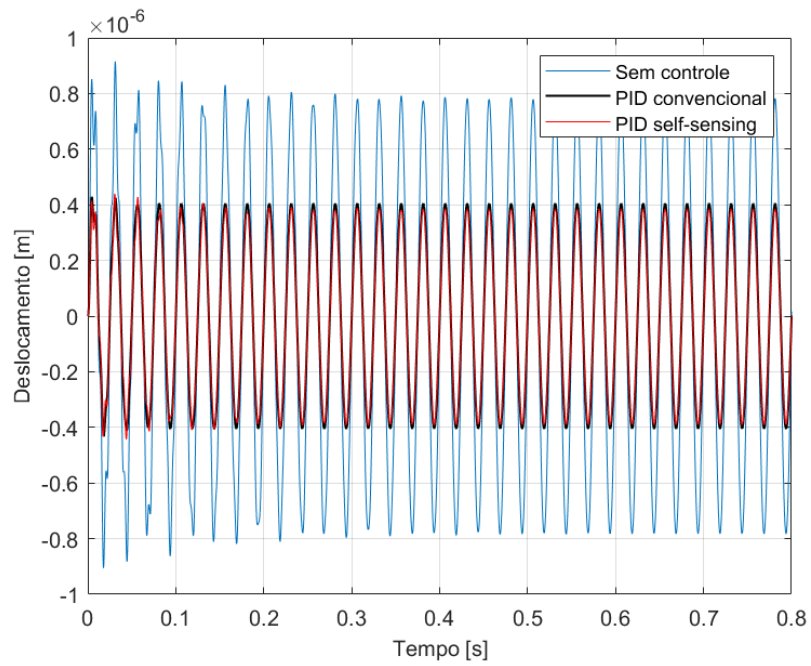


Figura 4.24 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 40 Hz.

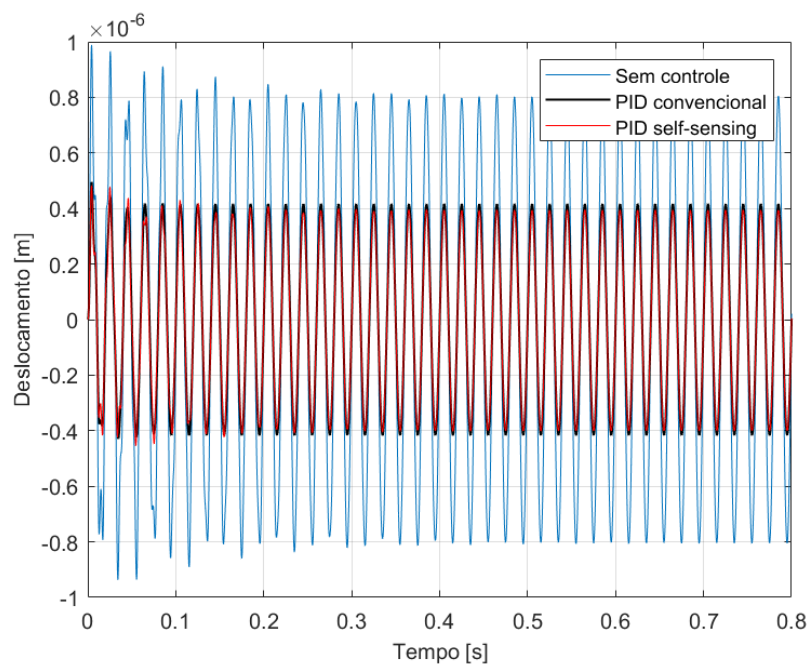


Figura 4.25 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 50 Hz.

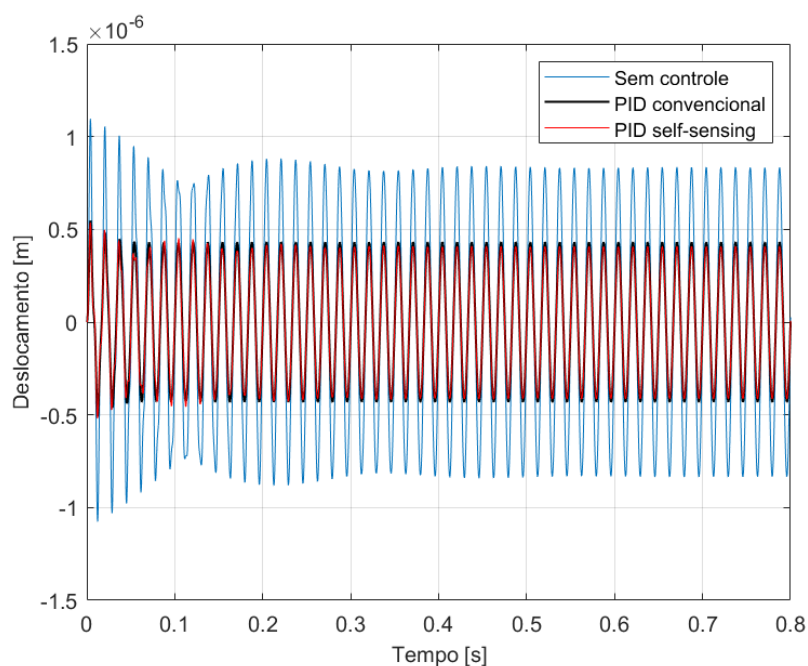


Figura 4.26 – Resposta para o controle PID convencional e PID *self-sensing* em 60 Hz.

As respostas apresentadas nas Figs. 4.18 a 4.26 mostram pouca diferença na ação de controle dos dois tipos de controladores testados, sendo que o controlador PID *self-sensing* foi um pouco mais eficiente, conforme pode ser observado na Tab. 4.3.

Tabela 4.3 – Redução da vibração em cada frequência considerada.

Frequência (Hz)	PID convencional	PID <i>self-sensing</i>
	Redução	Redução
5	48,20 %	49,66 %
8	48,17 %	50,15 %
10	48,18 %	50,34 %
20	48,20 %	50,65 %
25	48,15 %	50,72 %
30	48,19 %	50,82 %
40	48,51 %	51,25 %
50	48,43 %	51,23 %
60	48,26 %	51,11 %

Em vista da ação de controle do PID *self-sensing* ser maior que a apresentada pelo PID convencional, as correntes elétricas de controle aplicada nos EMAs são maiores no *self-sensing*, conforme apresenta a Fig. 4.27 (excitação de 20 Hz). Este comportamento foi

semelhante em todas as frequências externas simuladas. Entretanto esse comportamento pode aumentar o consumo de energia dependendo da aplicabilidade do atuador por controle *self-sensing*.

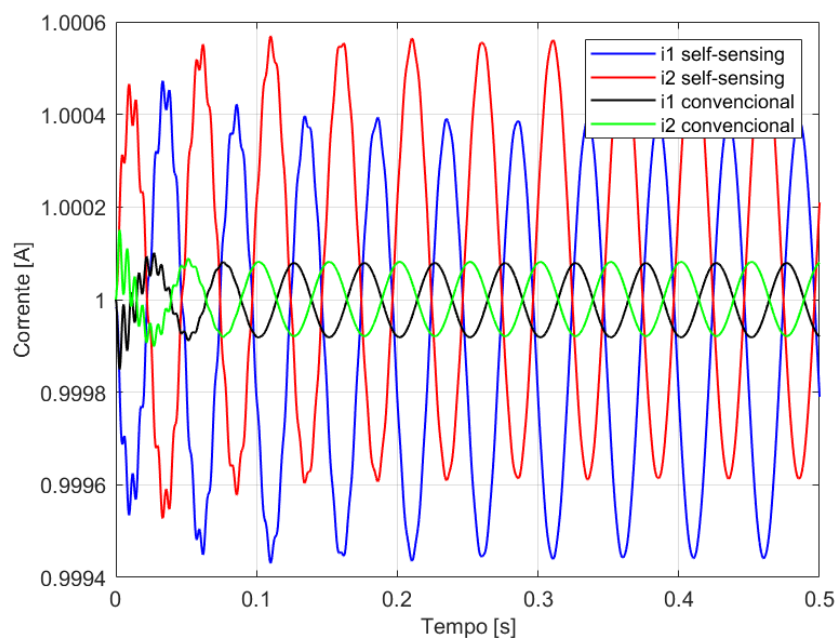


Figura 4.27 – Correntes de controle no controle PID convencional e PID *self-sensing*.

## CAPÍTULO V

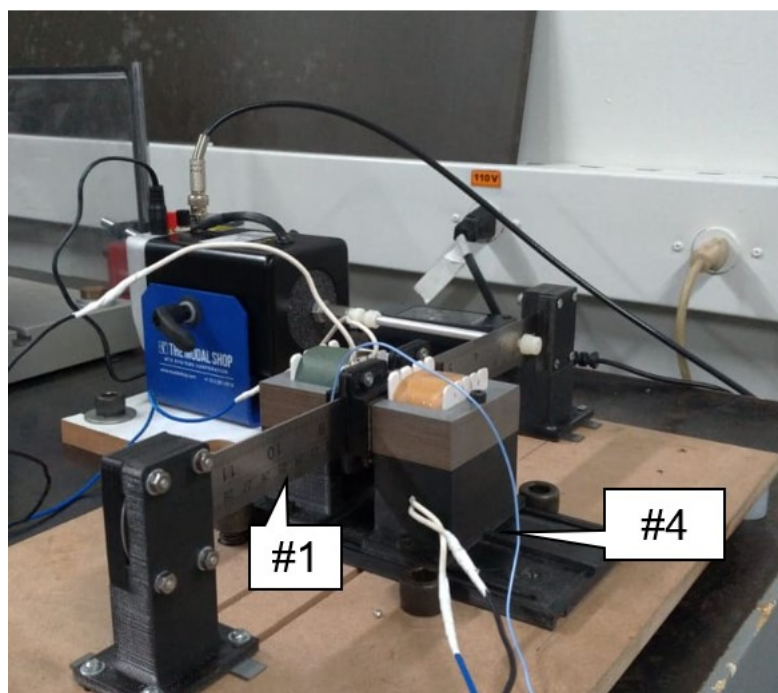
### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são descritas as principais características da bancada experimental estudada e os resultados experimentais obtidos são apresentados. Foram realizados vários experimentos associados como a análise modal da bancada, a aplicação do controle ativo de vibrações PD convencional, ou seja, utilizando o sinal de resposta de um sensor (acelerômetro) e, por fim, a aplicação do controle ativo de vibrações PD *self-sensing*. Estes dois tipos de controle foram comparados, expondo suas diferenças, vantagens e desvantagens.

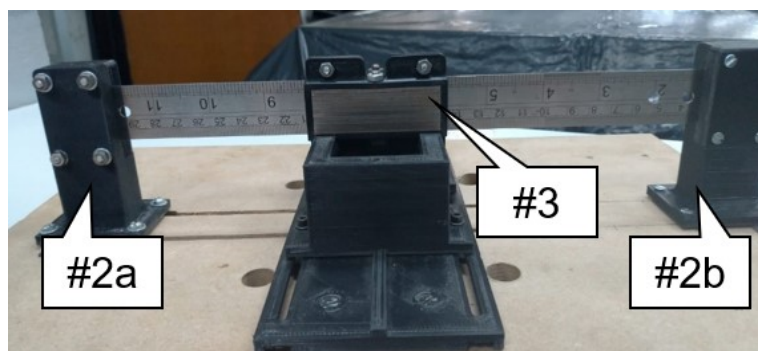
Os amplificadores de corrente são necessários para produzir as correntes de ação de controle nos EMAs. Entretanto, estes amplificadores geram atrasos de fases entre o comando de controle e a ação de controle. A partir disso, uma caracterização dinâmica para todo o sistema de controle, a qual inclui os EMAs, amplificadores de corrente, condicionadores de sinais e sistema de aquisição de dados, foi realizada.

#### 5.1. Bancada Experimental

Neste trabalho, a bancada experimental para aplicação da metodologia de controle ativo de vibrações do tipo *self-sensing* foi construída a partir de uma viga flexível de aço inoxidável (#1) de dimensões 325x25x1 mm, sendo engastada nas suas extremidades em suportes construídos por impressão 3D (#2a e #2b) utilizando parafusos. Um suporte (#3) construído em impressão 3D foi fixado próximo ao meio da viga com o propósito de acoplar o perfil I de dois EMAs, o qual é necessário para conduzir as linhas de campo geradas no controle pelos atuadores. Os atuadores estão parafusados em uma estrutura também construída em impressão 3D (#4). A Fig. 5.1 apresenta os componentes descritos da bancada.



a)



b)

Figura 5.1 – Bancada experimental: a) conjunto completo; b) viga e suporte do perfil I.

O sistema é excitado externamente utilizando um *shaker* eletrodinâmico Modal Shop® modelo K2007E01. Para o controle de vibração convencional, um acelerômetro PCB *Piezotronics*® modelo 352C22 foi utilizado, juntamente com o condicionador de sinais PCB® modelo 482A20. A aquisição dos sinais e o controle foram realizados usando um microcomputador equipado com um processador digital de sinais dSPACE® modelo DS1104, conforme mostra a Fig. 5.2. É importante ressaltar que os códigos computacionais associados aos controladores convencional e *self-sensing* foram implementados em ambiente Matlab/Simulink®.

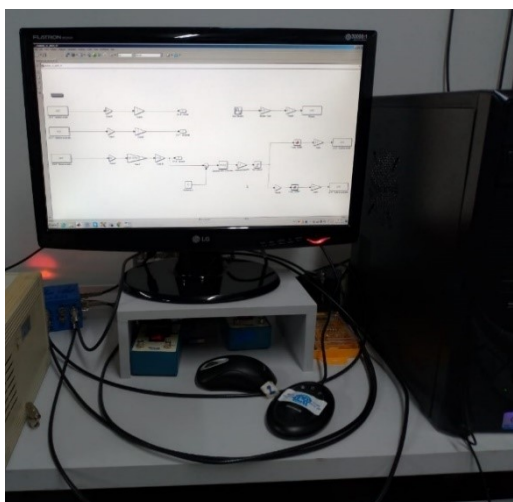


Figura 5.2 – Sistema de aquisição: Microcomputador com a dSPACE®.

O sistema é constituído por dois atuadores eletromagnéticos que foram utilizados no controle, cada um deles é composto por duas partes: perfil *E*, chamado de núcleo, e o perfil *I*, chamado de parte móvel. A Fig. 5.3 apresenta um exemplo de EMA semelhante ao utilizado nesta dissertação de mestrado. As características desses EMAs são apresentadas em seções subsequentes.



Figura 5.3 – Exemplo de atuador eletromagnético.

Para aplicação das correntes elétricas em cada um dos atuadores foram utilizados dois amplificadores de potência Maxon® modelo ADS50/10201583 (#5a e #5b), com capacidade de aplicar correntes de até 10 A. Esses dispositivos também são conectados à placa dSPACE® e alimentados por uma fonte de tensão (#6). A Fig. 5.4 apresenta os amplificadores utilizados e a fonte de tensão.

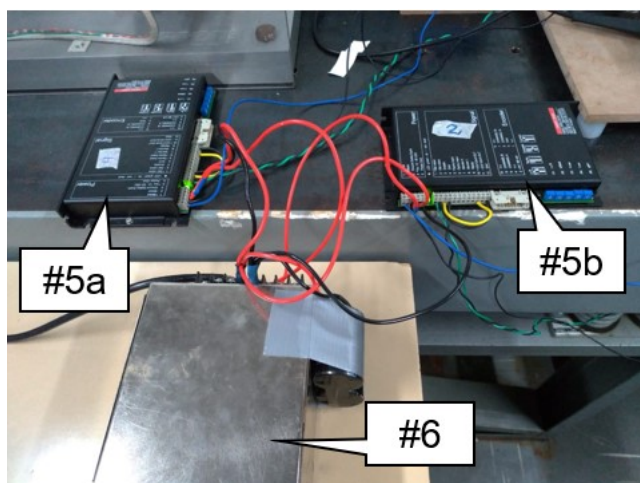


Figura 5.4 – Amplificadores de potência e fonte de tensão.

Para a aplicação do controle ativo de vibrações do tipo *self-sensing*, foi instalado na bancada o equipamento Tektronix® modelo TCP A300 capaz de medir a corrente aplicada nos EMAs. O sinal de tensão (proporcional a corrente) gerado por este sistema foi utilizado como parâmetro de entrada para o controle. A Fig. 5.5 ilustra o sistema de medição de corrente.



Figura 5.5 – Sistema de medição de corrente.

O fluxograma da instrumentação da bancada experimental com o sistema de controle é apresentado na Fig. 5.6. O tempo de amostragem utilizado no experimento foi de  $5 \cdot 10^{-4}$  s. O programa desenvolvido em ambiente Matlab/ Simulink® é compilado e carregado dentro do *software* da dSPACE® chamado ControlDesk®. Esse *software* transmite o sinal de excitação externa ao *shaker*, assim como aos amplificadores de potência que alimentam os dois EMAs. Assim, na bobina do EMA a medição de corrente é realizada pelo equipamento e convertido em tensão, na interface do programa, para o controle *self-sensing* aplicado. O acelerômetro mede os sinais de aceleração da viga e transmite os valores ao ControlDesk®.

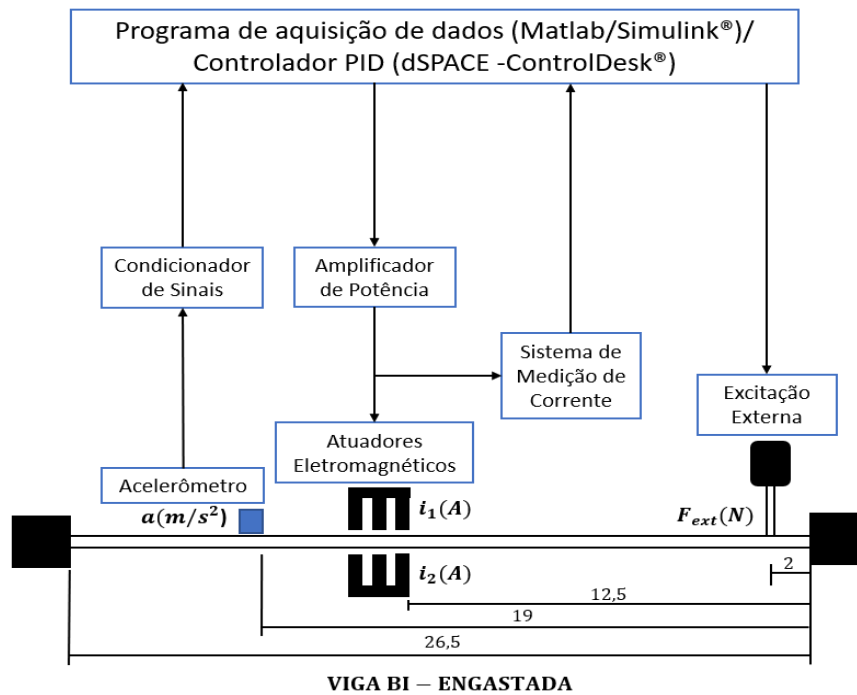


Figura 5.6 – Fluxograma de instrumentação da bancada (distâncias em cm).

## 5.2. Parâmetros do EMA

Os EMAs utilizados neste trabalho são compostos por uma bobina enrolada em um núcleo de material ferromagnético (LEÃO, 2019; MORAIS et al., 2013). O núcleo tem a forma de um perfil  $E$ , sendo composto por várias lâminas, e é onde a bobina de indução é fixada. O perfil  $I$  é a parte móvel da bobina. A geometria de um EMA é apresentada na Fig. 5.7. A Tab. 5.1 apresenta os parâmetros dos EMAs. É importante ressaltar que estes parâmetros foram utilizados nas aplicações numéricas e experimentais que serão mostradas neste trabalho.

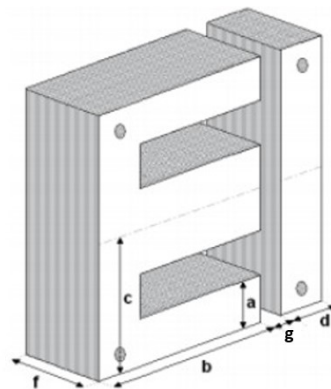


Figura 5.7 – Geometria dos EMAs.



Tabela 5.1 – Parâmetros geométricos dos EMAs.

$\mu_0$ (H/m)	$4\pi 10^{-7}$
$N$ (espiras)	250
$a$ (mm)	9,5
$b$ (mm)	38,0
$c$ (mm)	28,5
$d$ (mm)	9,5
$f$ (mm)	20,5

A distância entre o  $E$  e o  $I$  é chamada de entreferro ( $g$ ). Nos testes experimentais, o entreferro utilizado foi de, aproximadamente, 1 mm. A bobina considerada neste trabalho é composta por 250 espiras de um fio de cobre padrão AWG24 (KOROISHI, 2013; LEÃO, 2019). A Tab. 5.2 apresenta as características do fio de cobre utilizado.

Tabela 5.2 – Fio de cobra AWG24.

<i>Diâmetro</i> (mm)	0,511
<i>Área</i> (mm <sup>2</sup> )	0,205
<i>Resistência a 20° C</i> (Ohm/m)	0,0842
<i>Corrente Máxima</i> (A)	3,5

### 5.3. Caracterização Dinâmica dos EMAs

Nesta seção foi realizada a análise dinâmica dos EMAs utilizados nesta dissertação de mestrado com o propósito de entender seu comportamento experimental e de todo o sistema de controle ao longo da frequência. A Fig. 5.8 apresenta o aparato experimental construído para essa análise. Os equipamentos utilizados nesta etapa foram:

1. Célula de Carga (PCB Piezotronics® modelo 208C03);
2. Atuador Eletromagnético (EMA);
3. Fonte Externa (BK Precision® modelo 9115/50V/60A/1200W);
4. Amplificador de Potência (Maxon® ADS50/10201583);
5. Placa de Aquisição (National Instruments® modelo NIUSB – 6259);
6. Sistema de medição de corrente (Tektronix® modelo TCP A300);
7. Condicionador de Sinal (PCB Piezotronics® modelo 480C02).

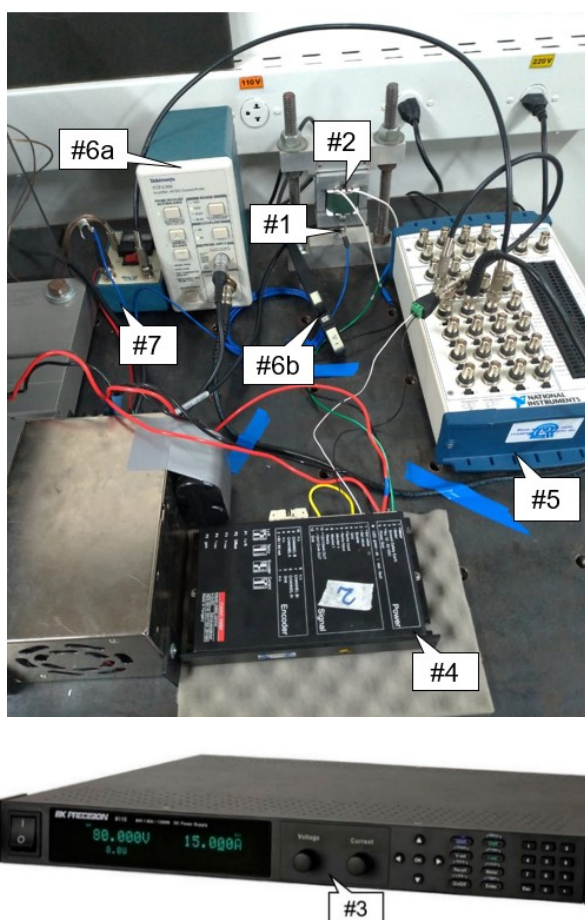


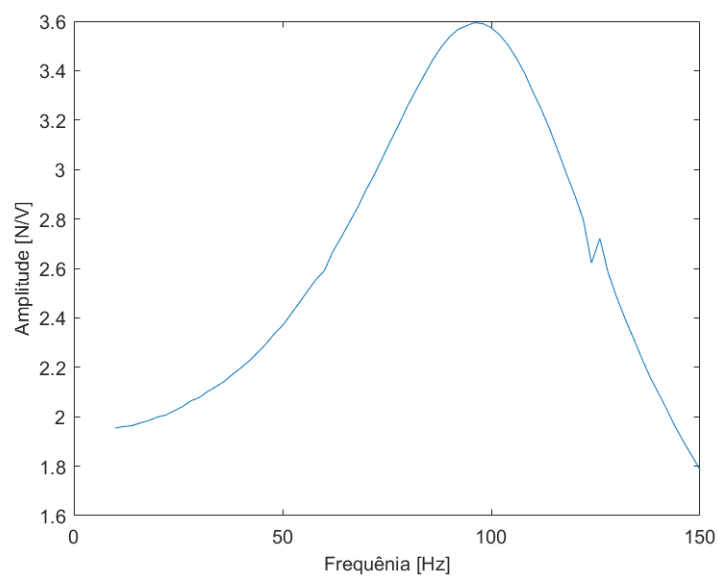
Figura 5.8 – Aparato experimental para a caracterização dinâmica dos EMAs.

O amplificador de potência é alimentado pela fonte externa recebendo um sinal de voltagem senoidal da placa de aquisição, a partir disso, esse sinal é convertido para um sinal de corrente senoidal que passa através do EMA.

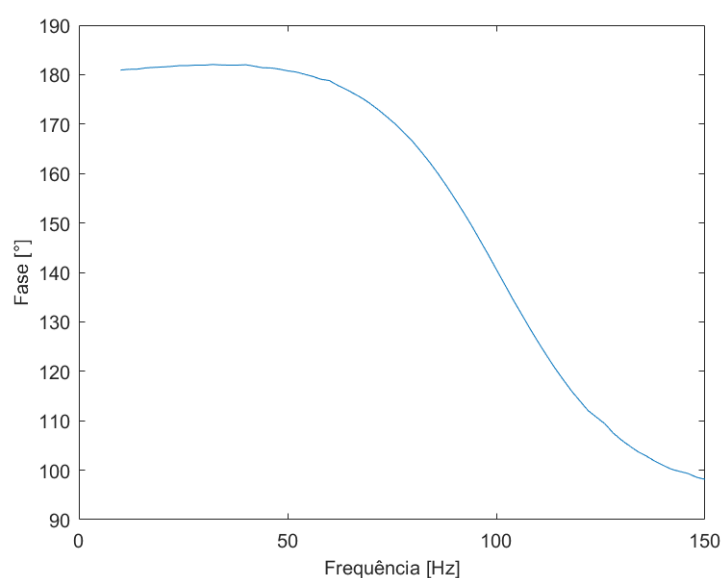
A força de atração produzida pelo EMA é medida pela célula de carga. O objetivo desta análise dinâmica é verificar os atrasos de fase entre a voltagem (aplicada pela placa de aquisição) e a força de atração (medida pela célula de carga). Esta análise tem como finalidades: garantir amplitudes de força de atração similar ao longo da faixa de frequência utilizada (correção da amplitude da força) e modelar o comportamento de todo o sistema de controle numérico a fim de gerar resultados similares, ou próximos, aos da bancada de teste (correção de fase).

A Fig. 5.9 apresenta o diagrama de Bode do sistema para ondas senoidais geradas com amplitude 0,4 volts e bias de 1,0 volts entre 10 Hz e 150 Hz. Foram realizados testes com outros valores de amplitudes e de bias, observando um comportamento similar para a caracterização realizada nos dois EMAs. Em vista disso, como os resultados são bastante similares, somente os resultados de um dos EMAs são apresentados.

Para a Figura 5.9, o sinal de entrada considerado refere-se ao sinal de voltagem produzido na placa de aquisição; e o sinal de saída, ao sinal da força de atração medido pela célula de carga. Note que a fase apresenta um atraso de aproximadamente 82 graus até a frequência de 150 Hz. Como esperado, há uma variação na amplitude da força com a variação da frequência.



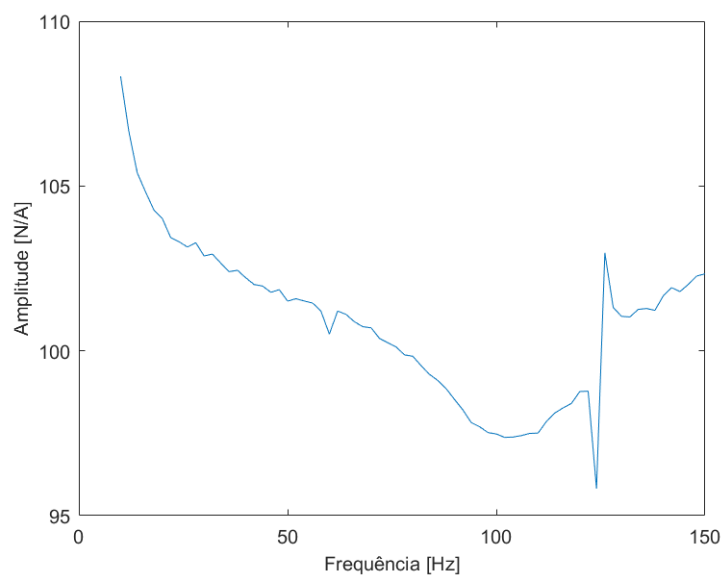
a)



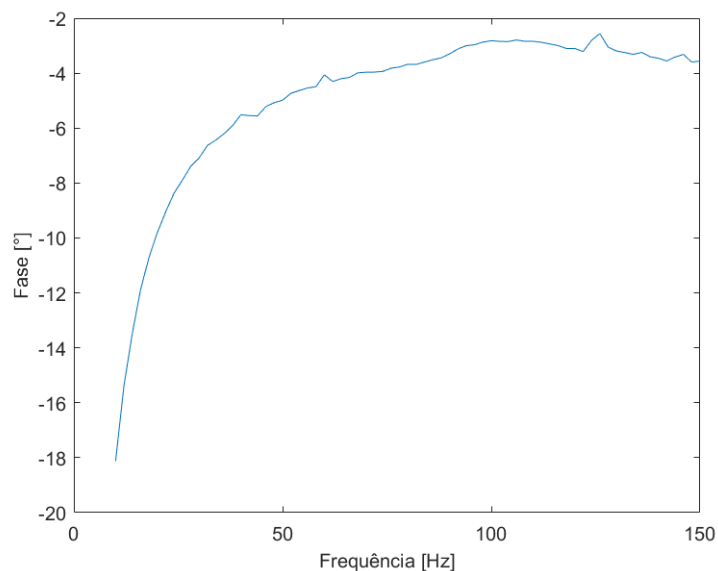
b)

Figura 5.9 – Diagrama de Bode: placa de aquisição (V) e célula de carga (N).

A Figura 5.10 apresenta o diagrama de Bode para o sinal de entrada da corrente que passa pelo EMA; e o sinal de saída, a força de atração medida pela célula de carga. A partir desse resultado, conclui-se que o EMA é responsável por um atraso de fase de 14 graus.



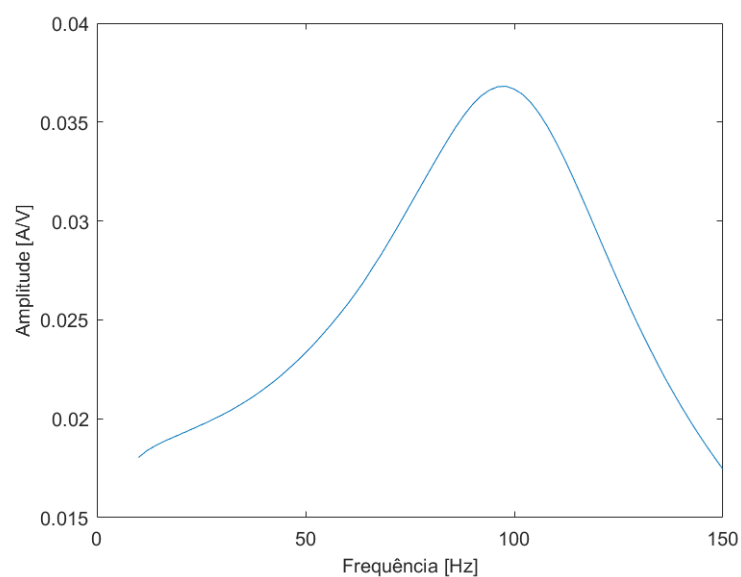
a)



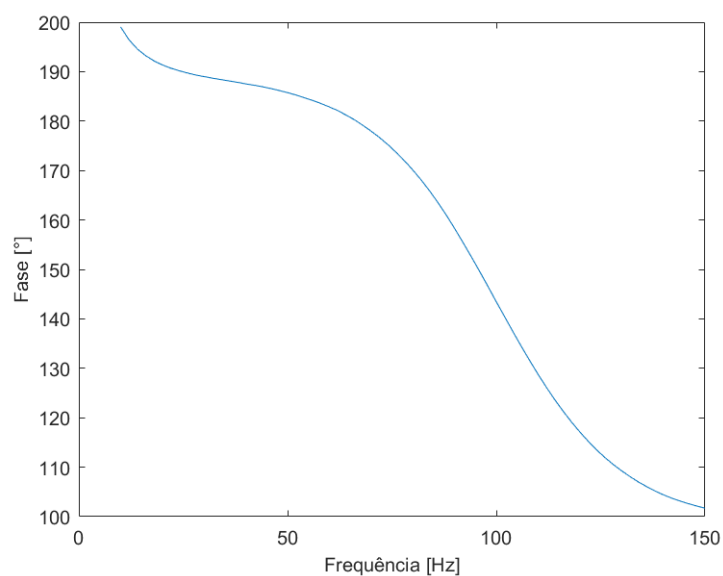
b)

Figura 5.10 – Diagrama de Bode: EMA (A) e célula de carga (N).

A Figura 5.11 apresenta o diagrama de Bode para o sinal de entrada a corrente que passa através do EMA; e o sinal de saída, a voltagem gerada na placa de aquisição.



a)



b)

Figura 5.11 – Diagrama de Bode: EMA (A) e placa de aquisição (V).

Note que o amplificador de corrente é responsável por um atraso de fase de aproximadamente 97 graus até a frequência de 150 Hz.

O comportamento apresentado nos diagrama de Bode apresentados mostra que o atraso de fase se deve ao amplificador de corrente mostrado na Fig. 5.8. Este efeito não foi compensado nessa dissertação de mestrado. Desta forma, os testes foram limitados na faixa de frequência de até 40 Hz. Portanto, nos resultados apresentados nesta seção, os atrasos

de fase não são significativos até a frequência utilizada nos testes experimentais, pressupondo que haverá pouca influência nas respostas.

#### 5.4. Análise Modal da Bancada

A análise modal da bancada experimental foi realizada usando um martelo de impacto PCB Piezotronics® modelo 086C01, um acelerômetro PCB Piezotronics® modelo 352C22 e um analisador de sinais Agilent® modelo 35670A. Neste sentido, uma função de resposta em frequência (FRF) foi obtida a partir de 20 médias, na faixa de frequência de 0 até 100 Hz em passos de 0,25 Hz. Esta é a faixa estabelecida para a aplicação de controle devido as respostas apresentadas na caracterização dinâmica dos EMAs, evitando assim elevados atrasos de fase desses componentes. Os impactos foram aplicados em uma posição próxima ao acelerômetro utilizado para medir as respostas de vibração do sistema (veja a Fig. 5.6).

Neste caso, o objetivo foi determinar a primeira frequência natural do sistema em análise para a aplicação dos controladores. A Fig. 5.12 apresenta a FRF experimental do sistema para intervalo de frequência de interesse.

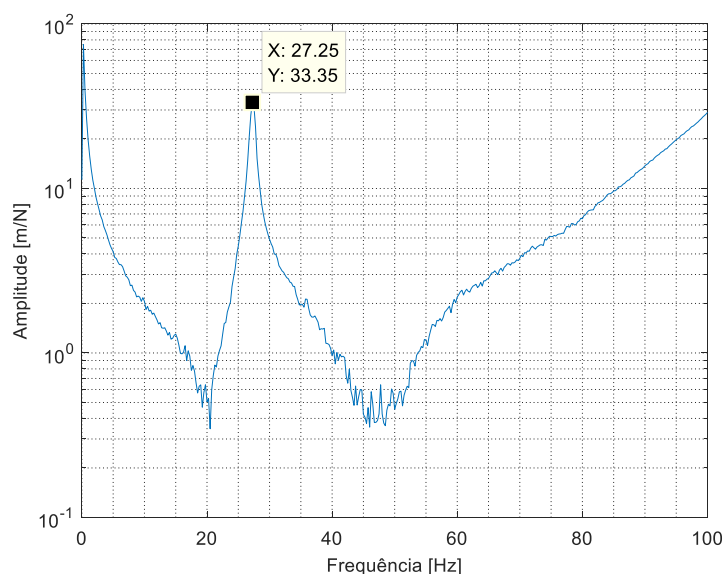


Figura 5.12 – FRF experimental.

A fim de comparar os resultados experimentais encontrados na análise modal experimental, foi realizada uma simulação utilizando o *software* ANSYS®. A Fig. 5.13 mostra o primeiro modo de vibrar obtidos na simulação de elementos finitos. Nesta simulação, foram utilizados 50702 elementos finitos dos tipos SOLID 187 e SOLID 186 para a discretização do

sistema. Nesta simulação, todos os diferentes materiais da bancada foram aplicados. A Tab. 5.3 apresenta os resultados do modelo em ANSYS® e experimentalmente.

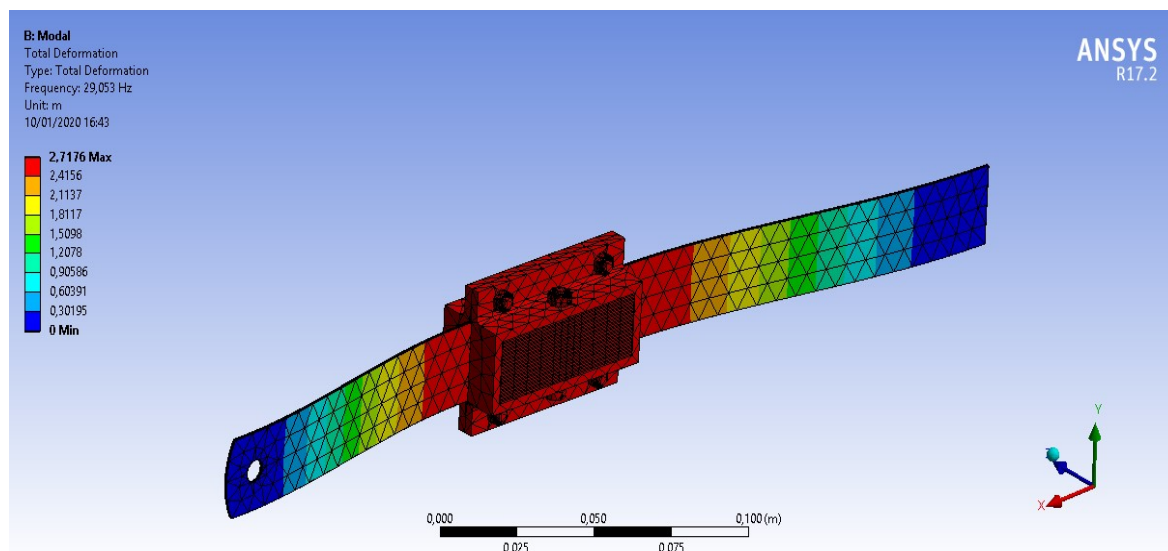


Figura 5.13 – Primeiro Modo de Vibrar utilizando o ANSYS®.

Tabela 5.3 – Frequências obtidas na análise modal.

Modo	ANSYS		Experimental
	$f$ [Hz]	$\varepsilon$ [%]	$f$ [Hz]
Modo 1	29,053	6,617	27,250

Analizando a Tab. 5.3, a simulação numérica utilizando o programa ANSYS® apresentou um erro relativo ( $\varepsilon$ ) de 6,617% em relação à análise modal experimental.

## 5.5. AutoIndutância dos EMAs

As autoindutâncias dos EMAs foram determinadas experimentalmente através de medidas realizadas no medidor de impedância Agilent® modelo 4294A. A impedância de um circuito eletromagnético apresenta uma parcela resistiva, a qual corresponde a resistência elétrica do enrolamento na bobina, e outra parcela capacitiva e indutiva. Entretanto, por se tratar de um EMA, essa parcela será puramente indutiva. Essa parcela varia conforme a frequência aplicada no circuito elétrico.

As definições sobre os parâmetros elétricos de impedância e indutância foram apresentadas no Capítulo III desta dissertação de mestrado, em conjunto com todo o equacionamento e características.

O conhecimento da autoindutância do EMA é fundamental para aplicação do controle ativo de vibrações do tipo *self-sensing* devido a conversão da corrente medida em tensão. Pela Lei de *Kirchoff*, o circuito elétrico da bobina no EMA depende de três tensões associadas, conforme apresentado na Eq. (3.17), e a indutância associada deve ser conhecida para esta conversão.

No levantamento experimental da autoindutância dos dois EMAs, foi observado um comportamento linear, mostrados na Figs. 5.14 e 5.15. A partir disso, foi realizada uma regressão linear em Matlab® e obtidas as equações das impedâncias para os dois EMAs utilizados nesta dissertação de mestrado.

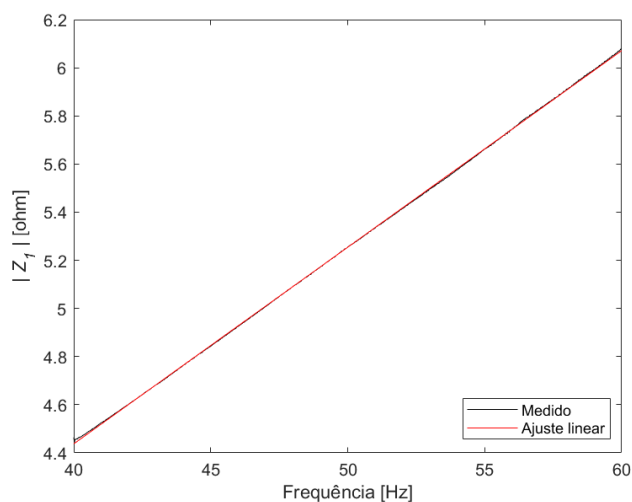


Figura 5.14 – Módulo da Impedância do EMA 1.

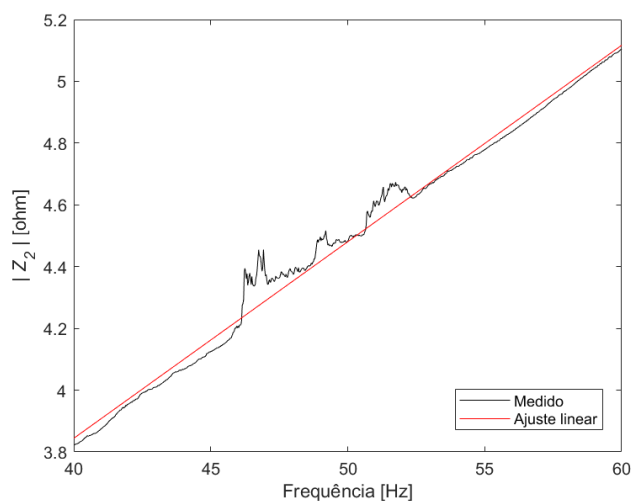


Figura 5.15 – Módulo da Impedância do EMA 2.



Na Figura 5.15, pode-se observar um comportamento dos valores medidos diferente do apresentado na Fig. 5.14. Isto pode ser explicado por interferências externas, como a variação da temperatura do ar na sala onde os experimentos foram realizados, influência do operador e do aparato experimental na medição e as diferenças nos parâmetros de projeto dos dois EMAs.

A partir da regressão linear da impedância dos dois EMAs, os valores da resistência e autoindutância para o circuito elétrico foram obtidos, sendo apresentados na Tab. 5.4. Estes valores foram utilizados no procedimento experimental para aplicação do controle *self-sensing*.

Tabela 5.4 – Parâmetros elétricos experimentais dos EMAs.

EMA	Parâmetros	
	Resistência [ $\Omega$ ]	Autoindutância [ $mH$ ]
EMA 1	1,1701	13,001
EMA 2	1,2798	10,141

## 5.6. Resultados Experimentais do Controle PD

Como foi discutido no capítulo III desta dissertação de mestrado, o controle PD foi aplicado experimentalmente seguindo a lógica apresentada na Fig. 3.13. Além disso, os testes experimentais foram realizados aplicando um controle de vibrações PD convencional, ou seja, que utiliza o sinal do acelerômetro, e um controle de vibrações PD *self-sensing*, o qual utiliza o sinal de corrente no circuito dos EMAs (corrente convertida em tensão para a leitura do sinal pela placa de aquisição).

A determinação dos ganhos proporcional e derivativo do controle PD na bancada experimental foi realizada observando o comportamento do deslocamento da viga com a variação destes ganhos. A partir disso, para cada frequência de excitação aplicada ao sistema, os ganhos foram sendo determinados. As Figuras 5.16 e 5.17 apresentam os diagramas de blocos desenvolvidos em Matlab/Simulink® em comunicação com a dSPACE® para a realização do controle PD *self-sensing* e do PD convencional.

Os parâmetros utilizados para a realização dos controles PD *self-sensing* e convencional são apresentados na Tab. 5.5. Foi considerada uma corrente de *bias* de 0,1 A somente para manter os EMAs energizados. Além disso, é importante ressaltar que valores maiores prejudicavam a ação de controle PD *self-sensing*.

O acelerômetro foi utilizado na aplicação do controle ativo de vibrações do tipo *self-sensing* para conferir sua eficiência e adquirir os resultados. Entretanto, no controle ativo por sensor, esse acelerômetro foi utilizado no *feedback* de controle.

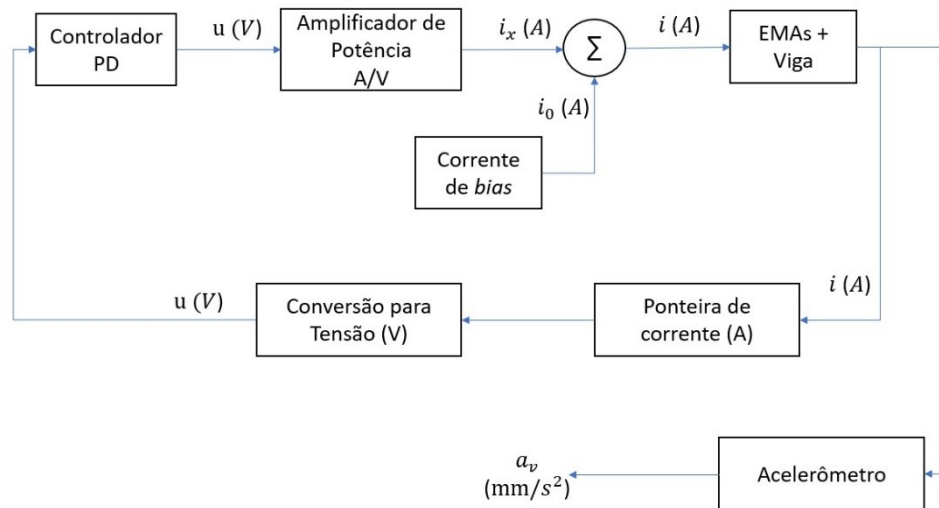


Figura 5.16 – Diagrama de blocos para a realização do controle PD *self-sensing*.

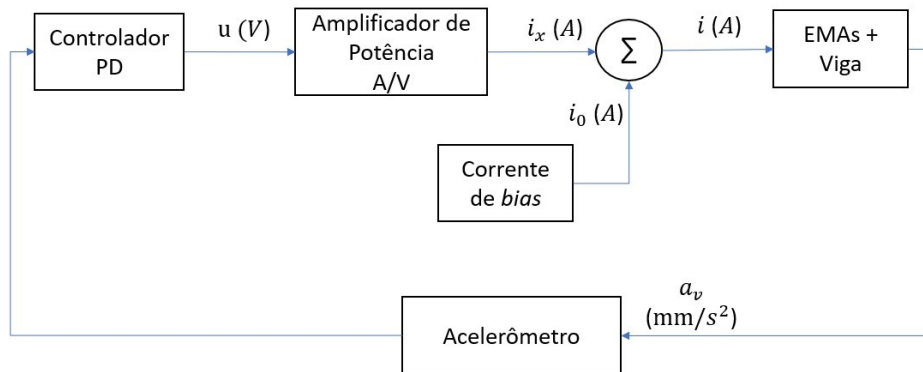


Figura 5.17 – Diagrama de blocos para a realização do controle PD *self-sensing*.

Tabela 5.5 – Parâmetros dos EMAs utilizados no experimento.

Parâmetros	Valor
Corrente de <i>bias</i> ( $i_0$ )	0,1 A
Indutância ( $L$ )	20,6 mH
Entreferro nominal ( $g_0$ )	1,0 mm

Um filtro passa baixa também foi utilizado no sinal do acelerômetro, com frequência de corte de 200 Hz, tipo Butterworth e ordem 2, a fim de evitar influências de altas frequências nas respostas e comprometê-las.

Os resultados foram gerados para frequências de excitação externa próximas a frequência natural do sistema. O tempo total de simulação para todos os resultados experimentais foi de 20 s. As Figs. 5.18 a 5.23 apresentam os resultados experimentais no domínio do tempo e a FFT (do inglês *Fast Fourier Transform*) para o controle de vibrações PD *self-sensing* (excitações de 26, 27, 28, 30, 32 e 35 Hz, respectivamente).

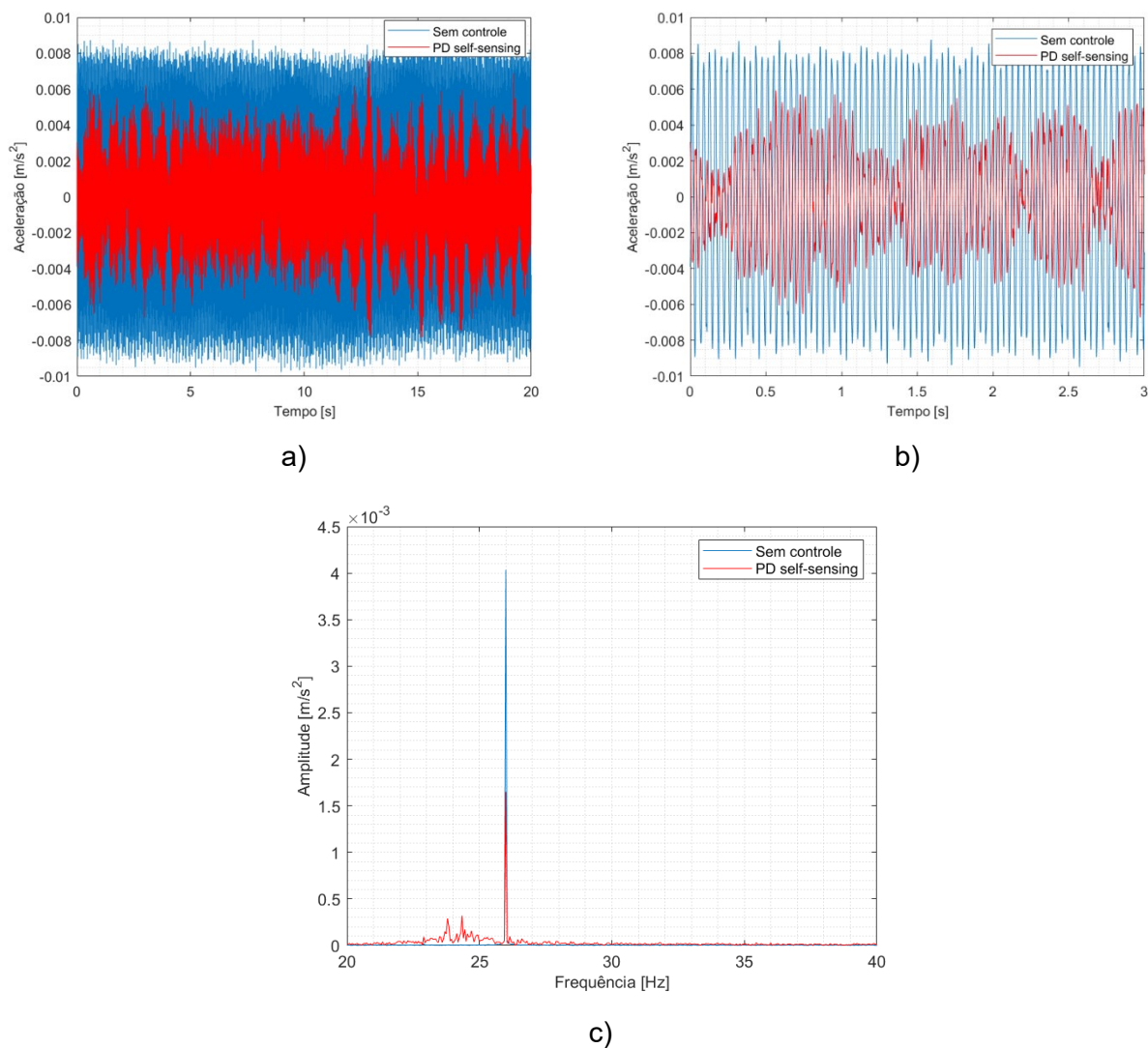
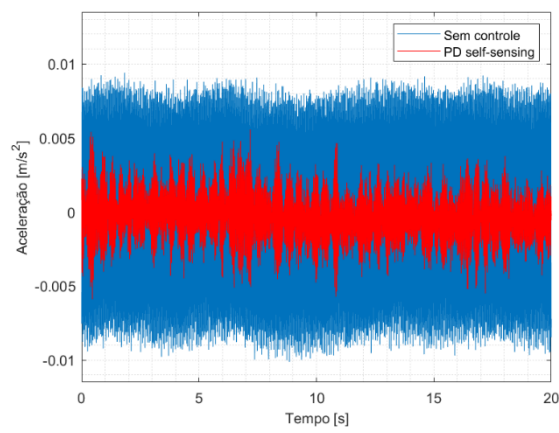
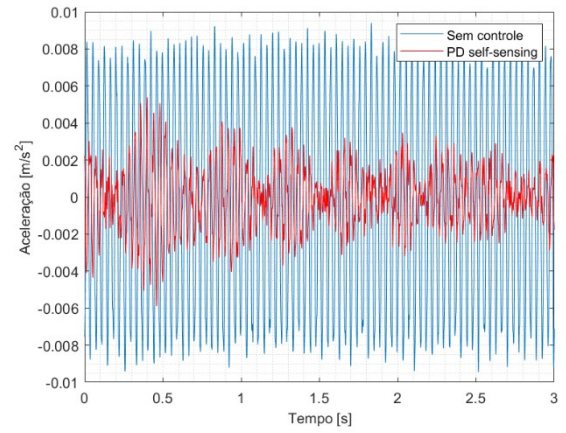


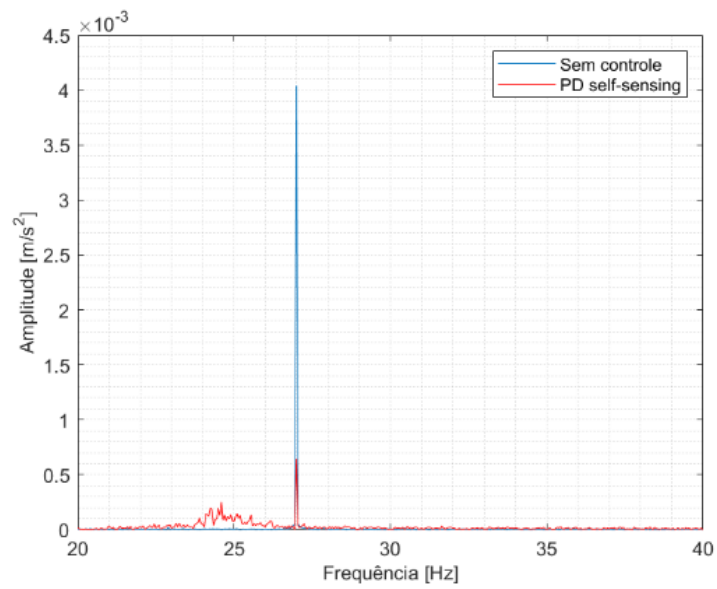
Figura 5.18 – Frequência de excitação de 26 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.



a)



b)



c)

Figura 5.19 – Frequência de excitação de 27 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.

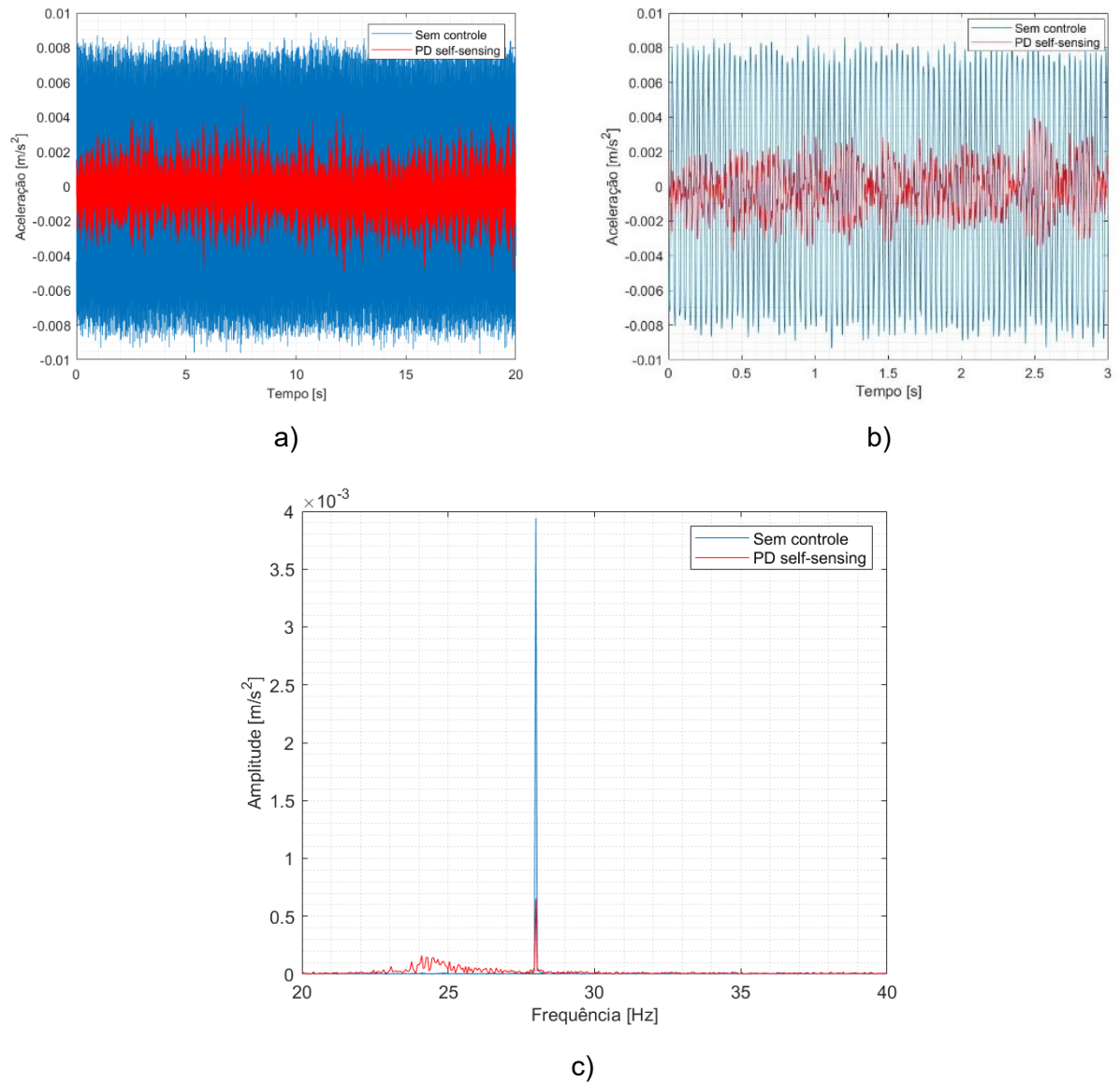
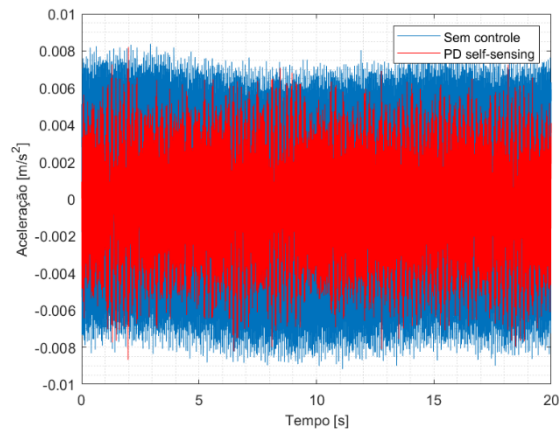
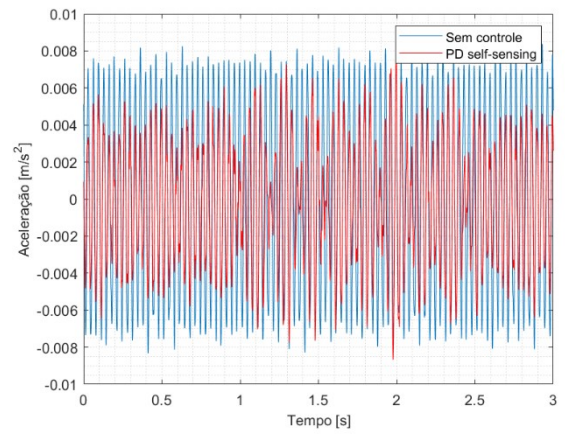


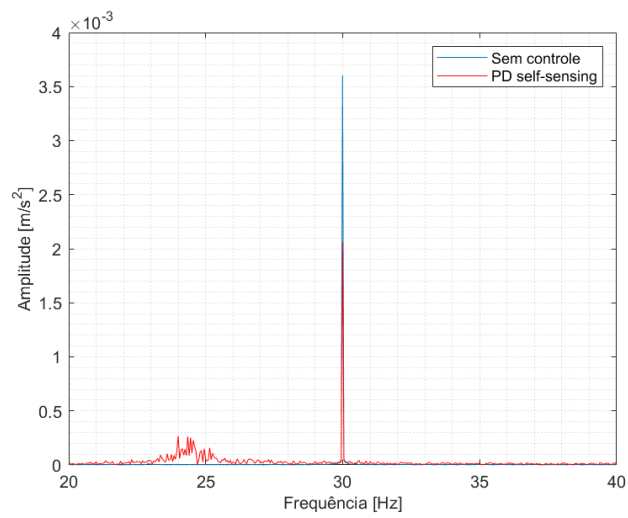
Figura 5.20 – Frequência de excitação de 28 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.



a)

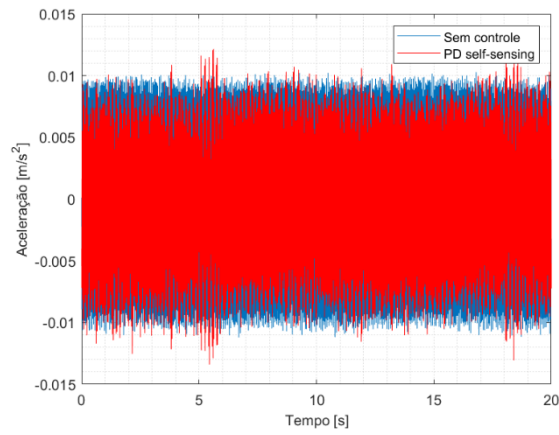


b)

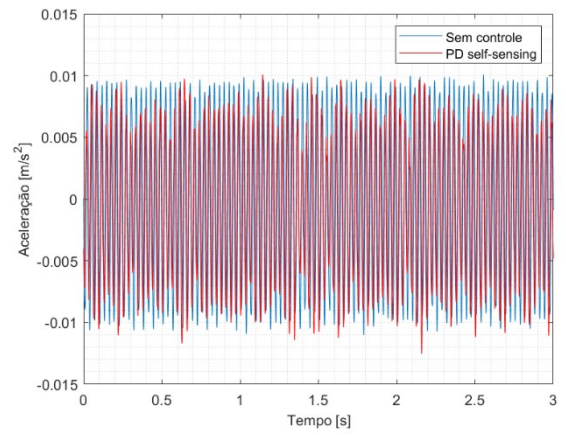


c)

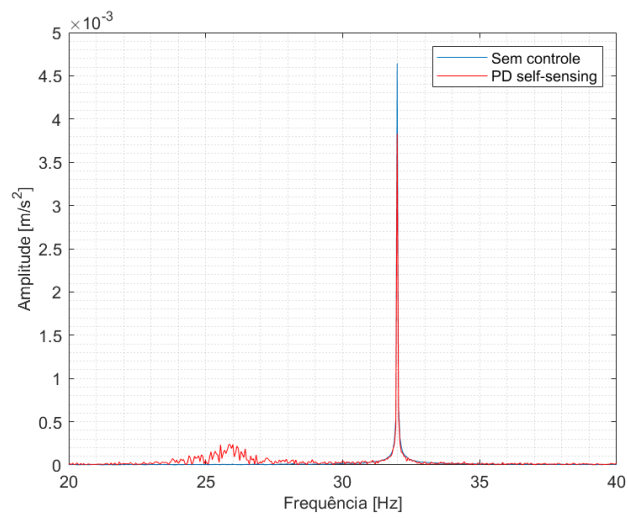
Figura 5.21 – Frequência de excitação de 30 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.



a)



b)



c)

Figura 5.22 – Frequência de excitação de 32 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.



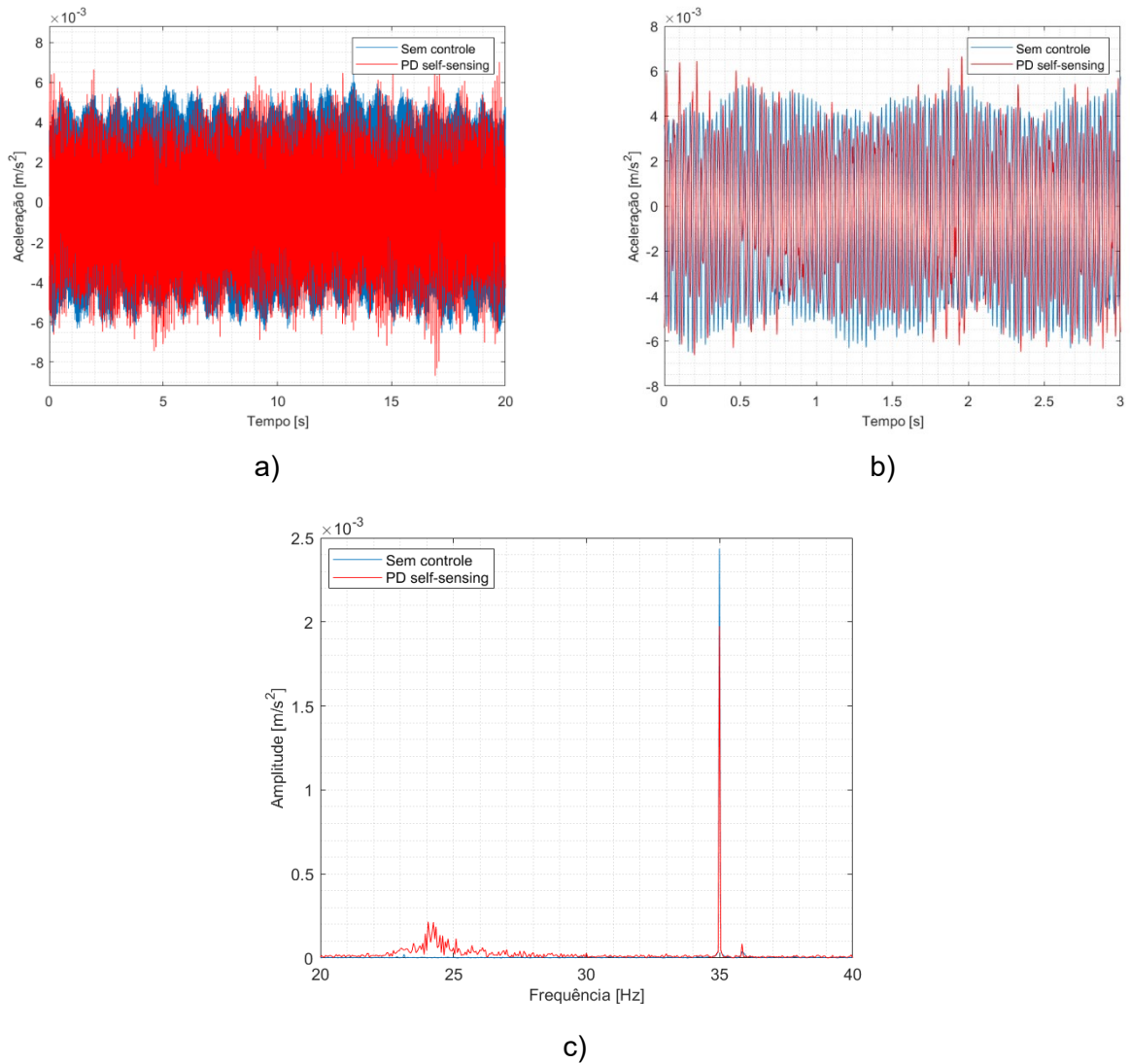


Figura 5.23 – Frequência de excitação de 35 Hz: a) Tempo total de simulação; b) Sinal de controle e não controle durante 3s; c) DFFT na frequência de controle.

Observando os gráficos dos resultados apresentados nas Figs. 5.18 a 5.23, nota-se que o controle PD *self-sensing* reduziu a vibração da viga consideravelmente. Pode-se também observar que a redução da vibração foi maior para as frequências próximas à primeira frequência natural do sistema (27,25 Hz). Portanto, o controlador PD *self-sensing* apresentou resultados eficientes na faixa de interesse para a bancada considerada para estudo. Os ganhos do controlador PD *self-sensing* para estes resultados experimentais são apresentados na Tab. 5.6.



Tabela 5.6 – Ganhos do controlador PD *self-sensing* experimental.

Frequência (Hz)	$K_p$	$K_i$	$K_d$
26	30	0	0,0005
27	30	0	0,008
28	30	0	0,005
30	40	0	0,005
32	20	0	0,005
35	60	0	0,005

A fim de comparar o controle PD convencional e o controle PD *self-sensing* aplicados na bancada, outros testes experimentais foram realizados na faixa de interesse de estudo. Esses resultados podem ser observados nas Figs. 5.24 a 5.28 (excitações de 26, 28, 30, 32 e 35 Hz, respectivamente).

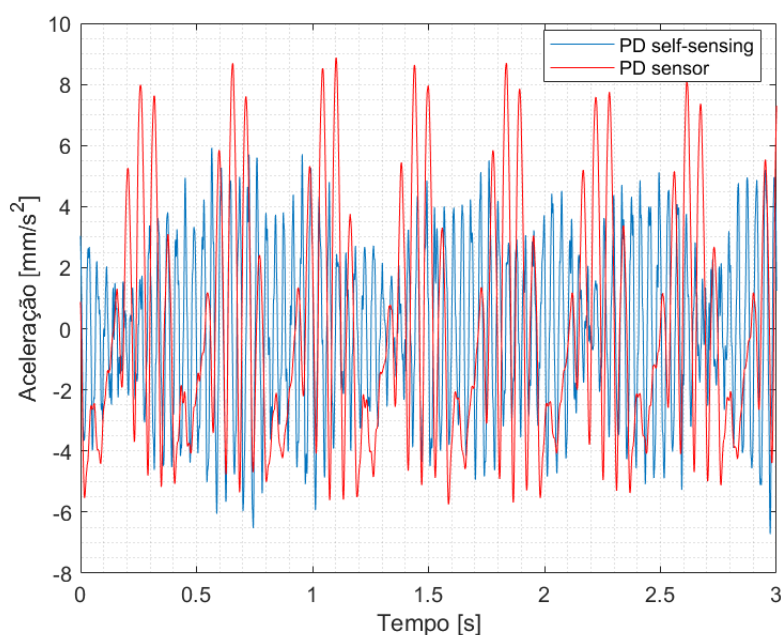


Figura 5.24 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 26 Hz.

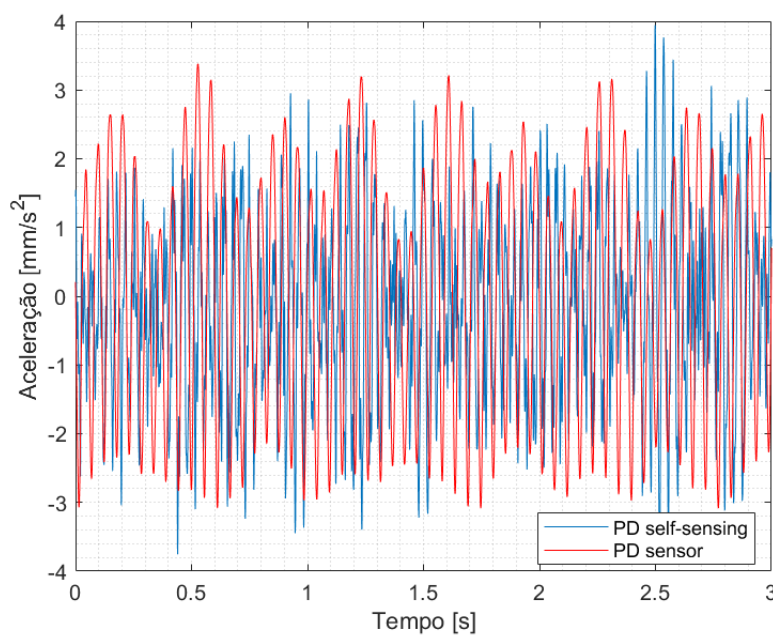


Figura 5.25 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 28 Hz.

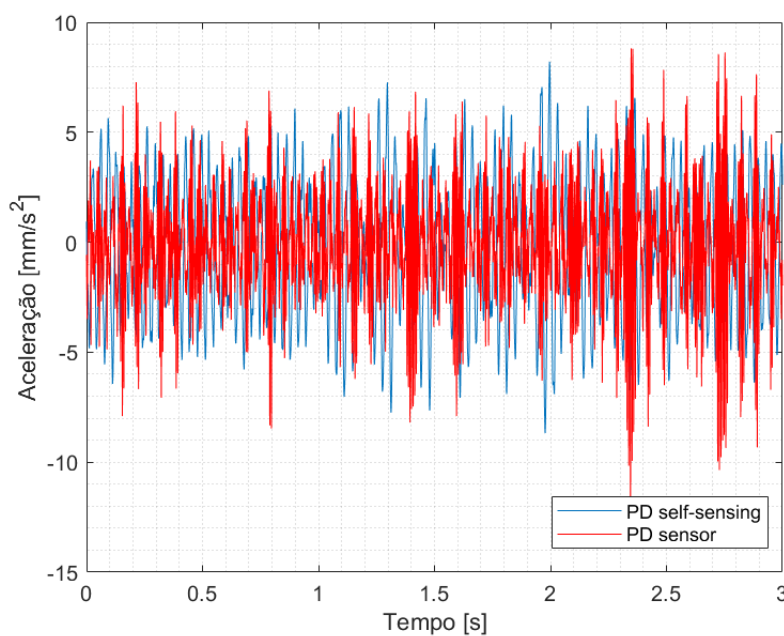


Figura 5.26 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 30 Hz.

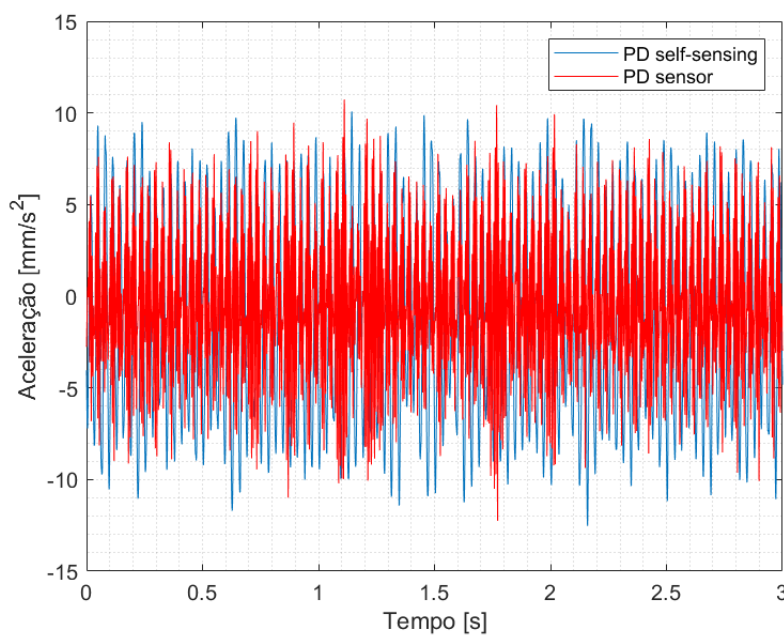


Figura 5.27 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 32 Hz.

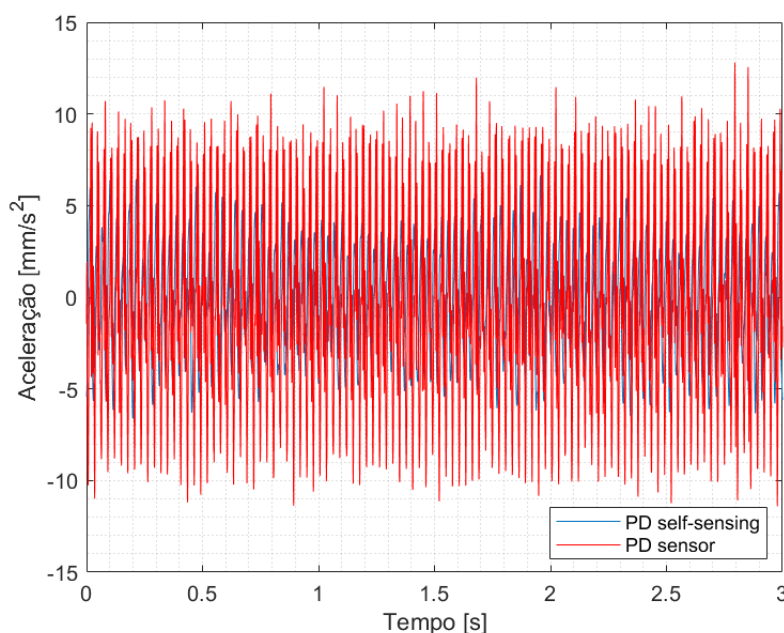


Figura 5.28 – Comparação entre as respostas do sistema com a aplicação dos dois tipos de controle para uma frequência de excitação de 35 Hz.

Note que a redução das amplitudes de vibração obtida pelos dois controladores é similar. Entretanto, como esperado, o comportamento das respostas de vibração obtidas após o controle é diferente em alguns casos. Este fato pode ser explicado pela diferença de

comportamento das correntes elétricas requeridas pelos EMAs, como se vê, respectivamente, nas Figs. 5.29 e 5.30. A Tab. 5.7 apresenta a porcentagem de redução da vibração para os dois controladores.

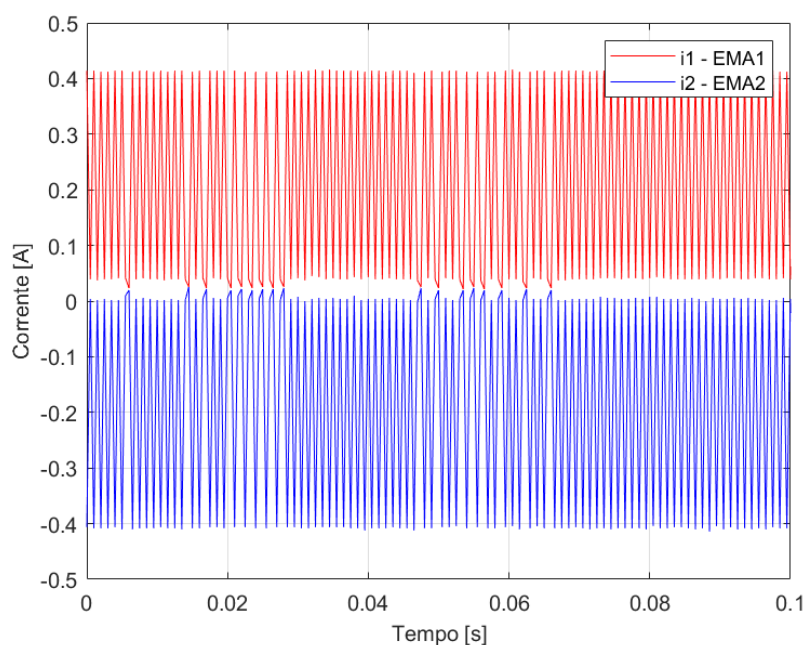


Figura 5.29 – Correntes elétricas requeridas pelos EMAs no PD *self-sensing*.

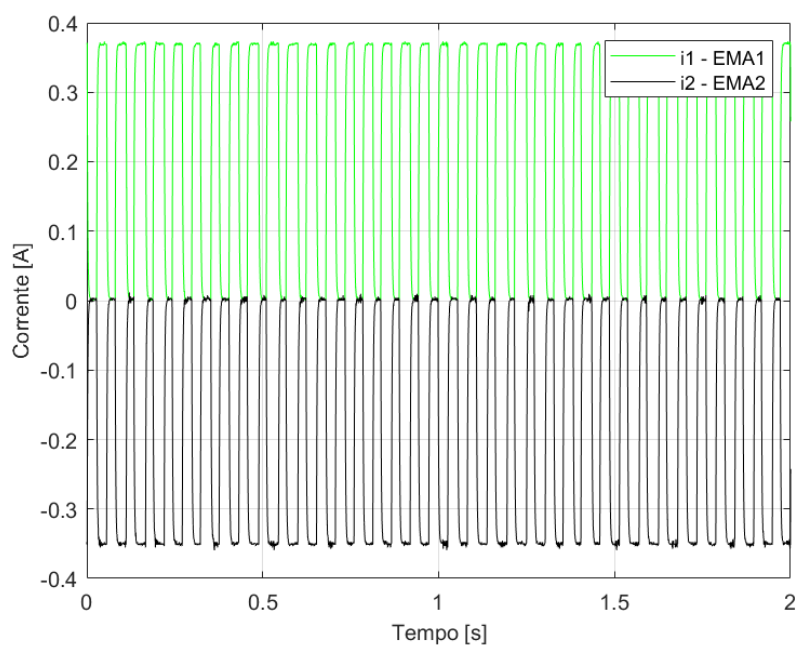


Figura 5.30 – Correntes elétricas requeridas pelos EMAs no PD convencional.

Tabela 5.7 – Porcentagem de redução da vibração.

<b>Frequência (Hz)</b>	<b>PD convencional Redução</b>	<b>PD <i>self-sensing</i> Redução</b>
26	38,40 %	49,28 %
28	63,68 %	71,43 %
30	53,16 %	51,59 %
32	28,67 %	25,10 %
35	30,39 %	26,11 %

Vale ressaltar que esta dissertação de mestrado não teve como objetivo realizar o ajuste do modelo numérico com o modelo experimental. Logo, as respostas apresentadas são diferentes.

Pagina intencionalmente deixada em branco

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS FUTURAS

Este trabalho teve como objetivo desenvolver uma metodologia de controle ativo de vibrações do tipo *self-sensing* aplicada em um sistema simplificado constituído por uma viga engastada em suas extremidades e dois EMAs diametralmente dispostos.

Para este propósito, foi escolhido representar no modelo numérico a viga engastada em suas extremidades através de um sistema simplificado de um *gdl* (massa-mola-amortecedor) e dois EMAs diametralmente opostos. A partir disso, hipóteses simplificadoras foram adotadas. Então, foram realizadas análises na literatura sobre metodologias de *self-sensing* mais desenvolvidas e concluiu-se que o mais indicado para a aplicação nesta dissertação de mestrado seria o AVC utilizando um controlador PID.

Dessa forma, todo o controle para as simulações numéricas foi modelado em ambiente Matlab/Simulink®. Realizaram-se diversas análises para constatar a efetividade do AVC utilizando a metodologia *self-sensing*, comprovando que, para as condições de operação adotadas numericamente, a mesma conseguiu reduzir significativamente a amplitude de vibração do sistema.

Nas análises experimentais, foi realizada a montagem de uma bancada de testes, onde a viga foi fixada em dois suportes e os EMAs alocados em uma montagem diferencial próximo ao meio da viga. Nesta bancada, duas metodologias foram analisadas: um controle de vibrações PD convencional, utilizando sensor, e um controle PD *self-sensing*, o qual utilizou medidas de corrente e tensão nos EMAs. Os controles foram aplicados para reduzir as vibrações induzidas através de forças externas senoidais produzida por um *Shaker*. A faixa de controle foi verificada para diferentes frequências de excitação, as quais estavam próximas a primeira frequência natural da viga. Nesta etapa, concluiu-se que os dois controladores PD utilizando os EMAs reduziu significativamente as amplitudes de vibrações presentes na viga nos testes realizados. Além disso, o comportamento dos controladores foi próximo e efetivo.

Vale ressaltar também que para os resultados numéricos e experimentais, foram desconsiderados efeitos de não linearidades presentes no controle utilizando os EMAs, como: correntes parasitas, histerese, saturação e perdas por fluxo de corrente.

A principal contribuição deste trabalho, foi a análise da metodologia *self-sensing* para o controle de vibrações, validando a técnica em um modelo simplificado utilizando EMAs. Assim, com os resultados obtidos nos testes experimentais há a possibilidade de aplicação desta metodologia em sistemas mais complexos, como máquinas rotativas suportadas por AMBs ou por mancais híbridos compostos por EMAs.

Como complementação do trabalho realizado, alguns tópicos devem ser estudados com maiores detalhes em atividades futuras:

- Desenvolver a metodologia *self-sensing* na modelagem de máquinas rotativas suportadas por AMBs;
- Considerar os efeitos de não linearidades presentes no AMB para a aplicação do controle *self-sensing*;
- Aplicar outros métodos de controle juntamente com a técnica *self-sensing* (fuzzy, controladores baseados em observadores de estado, LMI (do inglês: *Linear Matrix Inequality*), controle robusto, etc).



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANANTACHAISILP, P., LIN, Z., ALLAIRE, P. PID Tuning Methods for Active Magnetic Bearing Systems. In: **13<sup>th</sup> International Symposium on Magnetic Bearings**. Arlington VA, USA, 2012.

BLEULER, H., VISCHER, D., SCHWEITZER, G., TRAXLER, A., ZLATNIK, D. New Concepts for Cost-effective Magnetic Bearing Control. **Elsevier Science Ltd**, v. 30, n. 5, p. 871-876, 1994. Disponível em: <doi.org/10.1016/0005-1098(94)90175-9>.

BONFITTO, A., DE LÉPINE, X., SILVAGNI, M. Self-Sensing Active Magnetic Dampers for Vibration Control. **Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control**, v. 131, 2009. Disponível em: <doi.org/10.1115/1.4000069>.

BORGES, A. S. **Controle Modal de Rotores com Mancais Magnéticos – Projeto Robusto**. 2016. 197 f. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5<sup>a</sup> ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

CHIBA, A., FUKAO, T., ISHICAWA, O., OSHIMA, M., TAKEMOTO, M., DORRELL, D. G. **Magnetic Bearings and Bearingless Drives**. Newnes, 2005. 381 p. Disponível em: <doi.org/10.1016/B978-075065727-3/50006-7>.

DER HAGOPIAN, J., MAHFOUD, J., Electromagnetic Actuator Design for the Control of Light Structures. **Smart Structures and Systems**, v. 6, n. 1, p. 29-38, 2010. Disponível em: <doi.org/10.12989/sss.2010.6.1.029>.

FURTADO, R. M. **Desenvolvimento de um Atuador Magnético para Excitação sem Contato de Sistemas Rotativos**. 2008. Tese de Doutorado. Universidade Estadual de Campinas, Campinas – SP.

GARCÍA, P., GUERRERO, J. M., BRIZ, F., REIGOSA, D. Sensorless Control of Three-Pole Active Magnetic Bearings Using Saliency-tracking Based Methods. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. 2009. p. 3984-3991. Disponível em: <doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316103>.

GRACA, P., ZIMON, J. Sensorless Measurement of the Air Gap in Magnetic Bearing Systems. **Electrodynamic and Mechatronic Systems**, p. 95-98, 2011. Disponível em: <doi.org/10.1109/SCE.2011.6092131>.

GUIRÃO, P. H. F. **Controle Ativo de Vibrações de Rotores com Mancais Magnéticos – Influência dos Parâmetros do Controlador PID**. 2006. Dissertação de Mestrado. Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira – SP.

GRUBER, W., PICHLER, M., ROTHBÖCK, M., AMRHEIN, W. Self-Sensing Active Magnetic Bearing Using 2-Level PWM Current Ripple Demodulation. In: **Seventh International Conference on Sensing Technology**, 2013. Disponível em : <doi.org/10.1109/ICSensT.2013.6727721>.

HALLIDAY, D., RESNICK, R., WALKER, J. **Fundamentos de Física 3**. 7ª ed. Rio de Janeiro: LTC-Livros Técnicos e Científicos Editora S.A. 2007, 379 p.

HANSON, B., LEVESLEY, M. Self-Sensing applications for electromagnetic actuators. **Sensors and Actuators A**, v. 116, p. 345-351, 2004. Disponível em: <doi.org/10.1016/j.sna.2004.05.003>.

INMAN, D. J. Active Modal Control for Smart Structures. **Philosophical Transactions of The Royal Society**, n. 359, p. 205-219, 2001. Disponível em: <doi.org/10.1098/rsta.2000.0721>.

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

KUCERA, L. Robustness of Self-Sensing Magnetic Bearing. In: **The Magnetic Bearings Industrial Conference**, p. 261-270, 1997.

LEÃO, L. S., **Detecção e Controle de Trincas Transversais em Máquinas Rotativas**. 2019. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG.

MASLEN, E., MONTIE, D., IWASAKI, T. Robustness limitations in self-sensing magnetic bearings. **Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control**, v. 128, n. 2, p. 197-203, 2006. Disponível em: <doi.org/10.1115/1.2192820>.

MATSUDA, K., KIJIMOTO, S., KANEMITSU, Y. Self-Sensing Three-Pole Magnetic Bearing Using a Kalman Filter. In: **SICE-ICASE International Joint Conference**, Bexco, 2006. Disponível em: <doi.org/10.1109/SICE.2006.315513>.

MENDES, R. U., **Desenvolvimento de um Sistema de Atuação Magnética para Excitação de Sistemas Rotativos**. 2011. Dissertação de Mestrado (Engenharia Mecânica) – Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas.

MIZUNO, T., BLEULER, H. Self-Sensing Magnetic Bearing Control System Using the Geometric Approach. **Control Eng. Practice**, v. 3, n. 7, p. 925-932, 1995. Disponível em: <doi.org/10.1016/0967-0661(95)00075-6>.

MORAIS, T. S., HOGAPIAN, D., STEFFEN-JR, V., MAHFOUD, J. Modeling and identification of electromagnetic actuator for the control of rotating machinery. **Shock and Vibration**, v. 20, p. 171-179, 2013. Disponível em: <doi.org/10.1155/2013/473072>.

MORSE, N., SMITH, R., PADEN, B., ANTAKI, J. Position Sensed and Self-Sensing Magnetic Bearing Configurations and Associated Robustness Limitations. In: **37th IEEE Conference on Decision & Control**, Florida, 1998.

MUKHOPADHYAY, S. C. Do we really need sensors? A Sensorless Magnetic Bearing Perspective. In: **1<sup>st</sup> International Conference on Sensing Technology**, Palmerston North, 2005.

NIEMANN, A. C. **Self-Sensing Algorithms for Active Magnetic Bearings**. 2008. 165 f. Thesis (Doctor of Philosophy). North-West University, Potchefstroom.

NIEMANN, A. C., VAN SCHOOR, G., DU RAND, C. P. A Self-Sensing Active Magnetic Bearing Based on a Direct Current Measurement Approach. **Sensors**, v. 13, p. 12149-12165, 2013. Disponível em: <doi.org/10.3390/s130912149>.

NOH, M. D., MASLEN, E. Self-Sensing Magnetic Bearings Using Parameter Estimation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 46, n. 1, p. 45-50, 1997. Disponível em: <doi.org/10.1109/19.552155>.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5ª ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

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

OLIVEIRA, M. V. F. **Controle de Rotores Flexíveis Suportados por Mancais Magnéticos**. 2019. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG.

PETERSON, K. S., MIDDLETON, R. H., FREUDENBERG, J. S. Fundamental Limitations in Self-Sensing Magnetic Bearings when Modeled as Linear Periodic Systems. **IEEE American Control Conference**, Minneapolis, 2006. Disponível em: <doi.org/10.1109/ACC.2006.1657437>.

PILOTO, R. **Modelagem e Otimização de atuadores magnéticos no controle de vibrações**. 2015. Dissertação de Mestrado. Universidade Estadual de Campinas, Campinas-SP.

RANFT, E. O., VAN SCHOOR, G., DU RAND, C. P. Self-Sensing for electromagnetic actuators. Part I: A coupled reluctance network model approach. **Sensors and Actuators A: Physical**, p. 400-409, 2011. Disponível em: <doi.org/10.1016/j.sna.2011.09.037>.

RANFT, E. O., VAN SCHOOR, G., DU RAND, C. P. Self-Sensing for electromagnetic actuators. Part II: Position estimation. **Sensors and Actuators A: Physical**, p. 410-419, 2011.

RARICK, R. A. **Control of an active magnetic bearing with and without position sensing**. 2007. 150 f. Dissertation- Department of Electrical and Computer Engineering, Cleveland State University, Cleveland, 2007.

RODRIGUES, A. R. L., SANTISTEBAN, J. A., **Projeto e Simulação de Controladores de Posição para um Motor Elétrico Suportado por Mancais Magnéticos**. Pesquisa Naval (SDM), v. 19, p. 9-15, 2006.

SALDARRIAGA, M. V. **Atenuação de vibrações em Máquinas Rotativas Flexíveis Usando Materiais Viscoelásticos nos Suportes**. 2007. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG.

SCHAMMASS, A., HERZOG, R., BÜHLER, P., BLEULER, H. New Results for Self-Sensing Active Magnetic Bearings Using Modulation Approach. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 13, n. 4, 2005. Disponível em: <doi.org/10.1109/TCST.2004.843142>.

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 - MG.

THIBEAULT, N., SMITH, R. Magnetic bearing measurement configurations and associated robustness and performance limitations. **ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control**, v. 124, p. 589-598, 2002. Disponível em: <doi.org/10.1115/1.1514671>.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7ª ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

VISCHER, D. Sensorlosen und Spannungsgesteuerte Magnetlager [PhD. Tesis]. **Eidgenössische Technische Hochschule, Zürich**, 1988.

VISHER, D., BLEULER, H. Self-Sensing Active Magnetic Bearing. In: **IEEE Transactions on Magnetism**, v. 29, n. 2, p. 1276-1281, 1993. Disponível em: <doi.org/10.1109/20.250632>.

WANG, J., BINDER, A. Position estimation for self-sensing magnetic bearings based on the current slope due to the switching amplifier. **EPE Journal**, v. 26, n. 4, p. 125-141, 2016. Disponível em: <[doi.org/10.1080/09398368.2016.1273445](https://doi.org/10.1080/09398368.2016.1273445)>.

YIM, J. S., KIM, J. H., SUL, S. K., AHN, H. J., HAN, D. C. Sensorless Position Control of Active Magnetic Bearings Based on High Frequency Signal Injection Method. **Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, APEC 03, v. 1, p. 9-13, 2003.

YIM, J. S., SUL, S. K., AHN, H. J., HAN, D. C. Sensorless Position Control of Active Magnetic Bearings Based on High Frequency Signal Injection with Digital Signal Processing. **Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, APEC, v. 1, 2004.