

MECHELANGELO VIANA MANCUZO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE MANCAIS
MAGNÉTICOS ATIVOS DE BAIXO CUSTO.**



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

2022

MECHELANGELO VIANA MANCUZO

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS DE BAIXO CUSTO.

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

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos Vibrações.

Orientador: Prof. Dr. Aldemir Aparecido Cavalini Junior.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Aldemir Aparecido Cavalini Jr. (UFU)

Prof. Dr. Gregory Bregion Daniel (Unicamp)

Prof. Dr. Roberto Mendes Finzi Neto (UFU)

Prof. Dr. Rodrigo Nicoletti (USP-EESC)

Prof. Dr. Thiago Augusto Machado Guimarães (UFU)

UBERLÂNDIA – MG

2022

Página deixada em branco propositalmente

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

M269 2022	<p>Mancuzo, Mechelangelo Viana, 1971- Projeto e Desenvolvimento de Mancais Magnéticos Ativos de Baixo Custo [recurso eletrônico] : - / Mechelangelo Viana Mancuzo. - 2022.</p> <p>Orientador: Aldemir Aparecido Cavalini Junior. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Mecânica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.te.2022.430 Inclui bibliografia. Inclui ilustrações.</p> <p>1. Engenharia mecânica. I. Cavalini Junior, Aldemir Aparecido ,1983-, (Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621</p>
--------------	---

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



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Mecânica				
Defesa de:	Tese de Doutorado Acadêmico, nº 336, COPEM				
Data:	27/07/2022	Hora de início:	13:30	Hora de encerramento:	16:50
Matrícula do Discente:	11723EMC007				
Nome do Discente:	Mechelangelo Viana Mancuzo				
Título do Trabalho:	Projeto e Desenvolvimento de Mancais Magnéticos Ativos de Baixo Custo				
Área de concentração:	Mecânica dos Sólidos e Vibrações				
Linha de pesquisa:	Dinâmica de Sistemas Mecânicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:					

Reuniu-se na via webconferência a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, assim composta: Professores Doutores: Roberto Mendes Finzi Neto - FEMEC/UFU; Thiago Augusto Machado Guimarães - FEMEC/UFU; Gregory Bregion Daniel - UNICAMP; Rodrigo Nicoletti - USP/São Carlos; e Aldemir Aparecido Cavalini Júnior - FEMEC/UFU, orientador do candidato.

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

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(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):

Aprovado.

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

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

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



Documento assinado eletronicamente por **Aldemir Aparecido Cavalini Junior, Professor(a) do Magistério Superior**, em 27/07/2022, às 16:54, 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 **Roberto Mendes Finzi Neto, Professor(a) do Magistério Superior**, em 27/07/2022, às 16:54, 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 **Thiago Augusto Machado Guimarães, Professor(a) do Magistério Superior**, em 27/07/2022, às 16:55, 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 **GREGORY BREGION DANIEL, Usuário Externo**, em 27/07/2022, às 16:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Rodrigo Nicoletti, Usuário Externo**, em 27/07/2022, às 16:56, 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, informando o código verificador 3772940 e o código CRC 1D1F7D64.

- .. à Cássia Simone A. C. Mancuzo, esposa amada, amiga de todas as horas e sem a compreensão de quem, esse trabalho não seria possível.
- .. às filhas queridas a nós dois confiadas, Melissa C. Mancuzo e Luíza C. Mancuzo.
- .. a meus amados pais Nicolau e Eva.
- .. aos meus queridos primos Marcus e Isabel, de quem recebi o amparo de pais quando tudo era muito difícil.
- .. às minhas queridas irmãs Eliane, Andréa e Alessandra.
- .. aos meus sogros José Luiz e Elza.
- .. à minha avó Tereza pelo incentivo em forma de advertência.
- .. aos meus tios e avós já desencarnados com todo o meu carinho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar à Deus pela benção da oportunidade da vida, e a Jesus Cristo por tudo que Ele me tem dispensado desde milênios incontáveis.

A meus pais Nicolau Angelo Mancuzo e Eva Viana Mancuzo, que sempre me amaram desde antes de eu por aqui aportar. Pelas orações e benções deles recebidas todos os dias, a despeito da distância.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Aldemir Aparecido Cavalini Junior, por sua orientação competente e convívio amigo, sobretudo pela paciência com um aluno que precisava manter o seu ganha pão, enquanto desenvolvia este trabalho. Pela confiança e apoio integral. Ser ministrador de aulas é uma coisa, ser Prof., é outra. Obrigado Prof..

Ao Prof. Dr. Roberto Mendes Finzi Neto, ao Prof. Dr. Marcelo Barros de Almeida e ao pesquisador Dr. Lucas Altamirando de Andrade da Rocha, por todas as orientações e dicas concernentes aos conceitos do mundo da eletroeletrônica, e pelo imprescindível apoio.

Ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia pela oportunidade concedida para realização do curso.

A Gustavo Levin Lopes da Silva, meu gerente imediato na CENPES/PDIDP/ESUP/TIS.

À Petróleo Brasileiro S.A, minha enésima escola e atual oficina de trabalho.

Página deixada em branco propositalmente

Mancuzo, M. V., **Projeto e Desenvolvimento de Mancais Magnéticos Ativos de Baixo Custo**, 2022, 136 f., Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, Brasil.

Resumo

Neste trabalho estão apresentados os dados de projeto e os resultados experimentais de um protótipo funcional de uma máquina rotativa suportada por MMA (Mancais Magnéticos Ativos) cujo sistema digital de aquisição de dados e controle, bem como o módulo controlador de corrente foram inteiramente desenvolvidos no âmbito do trabalho a partir de um microcontrolador com funções DSP e de componentes eletroeletrônicos de baixo custo. A partir de estudos acerca da dinâmica de rotores, MMAs e sobre a engenharia de controle, foi aperfeiçoado um programa computacional para o projeto simplificado de MMAs. Na sequência, foi realizada a caracterização de componentes eletrônicos que apresentavam potencial de aplicação no desenvolvimento e integração dos submódulos do sistema eletroeletrônico de controle do protótipo. Em seguida foi executado o projeto mecânico do protótipo com fins de obtenção do modelo tridimensional a partir do qual foram gerados os desenhos de fabricação e a realização das análises rotodinâmicas. No passo seguinte, iniciou-se o projeto eletroeletrônico do submódulo de processamento analógico de sinal do módulo controlador de corrente. Foi necessário desenvolver ainda um submódulo DAC-SPI (*hardware e firmware*) em função da limitação do número de saídas DAC disponíveis no microcontrolador-DSP. De posse de todos os componentes fabricados/adquiridos, iniciou-se a integração das partes mecânicas, e do módulo de controle eletroeletrônico do protótipo. Uma vez funcional, iniciaram-se os testes experimentais de controle do protótipo a partir dos parâmetros de PID simulados através de modelo numérico/computacional em ambiente MATLAB®/Simulink. Além dos resultados gráficos apresentados, vídeos foram gravados, e em um deles, quando o protótipo operava em 1200 RPM, o sistema de controle foi desligado, sendo observada elevada rumorosidade devido aos impactos da bucha do eixo na bucha do mancal limitador de segurança. Religado o controle a máquina volta a operar sem rumorosidade. Embora caibam melhorias no protótipo testado, os resultados obtidos são animadores e pode-se dizer que o propósito de se projetar e construir um protótipo funcional de uma máquina rotativa suportada por MMA, a partir de submódulos eletroeletrônicos de baixo custo, sem uso de analisadores digitais de sinais/hardwares de controle de alto custo, foi atingido, e constitui a principal contribuição do trabalho.

Palavras-chave: MMA. Controle Digital. Projeto de Baixo Custo. PID.

Mancuzo, M. V., **Design and Development of Low Cost Active Magnetic Bearings**, 2022, 136 f., PhD Dissertation - Federal University of Uberlândia, July 2020., Uberlândia-MG, Brasil.

Abstract

This work presents design and experimental data results of a functional rotating machine prototype supported by AMB (Active Magnetic Bearing), whose digital data acquisition and control system was integrally designed using a DSP-microcontroller and other low-cost electronics components. From studies on rotodynamic, AMBs and on control engineering, a computer program for the simplified design of AMBs was improved. Subsequently, the characterization of electronic components with the potential of application in the development and integration of the submodules of the control electronic system was carried out. Then, the three-dimensional mechanical design was executed to get the manufacturing plans and to allow the rotodynamic analysis. In the next step, it was started the design of the analog power controller signal processing sub-module, being necessary to develop a DAC-SPI submodule (hardware and firmware) due to the limitation of the number of DAC outputs available on the DSP-microcontroller. With all the manufactured/acquired mechanical and electronic components in hand, the integration of the mechanical parts and the electronic control module, began. Once functional, experimental control tests of the prototype began from the PID parameters simulated through a numerical/computational model in a MATLAB®/Simulink environment. In addition to the results presented in this work, videos were recorded, and in one of them, with the prototype operating at 1200 RPM, the control system was turned off, being observed high rumors due to the impacts of the shaft bushing of the safety limiting bearing. After restarting the control system, the machine resumes operation without any rumors. Although improvements could be done in the prototype tested, the results obtained are encouraging and it is possible to say that the objective of to design and built a functional rotating machine supported by AMB from low cost electronic submodules, and without using high cost hardware like DSA and controllers, was achieved, and constitutes the main contribution of this work.

Key word: AMB. Digital Control. Low-Cost Design. PID.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xiv
LISTA DE TABELAS	xix
LISTA DE SÍMBOLOS	xx
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	1
1.1 Contextualização do Estudo	1
1.2 Contribuições do Estudo	6
1.3 Objetivos do Estudo	7
1.4 Organização da Tese	8
CAPÍTULO 2: MODELAGEM MATEMÁTICA: DINÂMICA DE ROTORES, MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS, E CONTROLE	11
2.1 Dinâmica de Rotores	11
2.1.1 Comportamento Dinâmico de Rotores	11
2.1.2 Matrizes Associadas à Energia Cinética	12
2.1.3 Matriz Associada à Energia de Deformação	20
2.1.4 Força de Desbalanceamento.....	23
2.1.5 Força de Sustentação nos Mancais	25
2.2 Mancais Magnéticos Ativos	25
2.3 Resumo da estratégia de controle utilizada neste trabalho	31
2.3.1 Controladores PID no domínio dos sinais contínuos	32
2.3.2 Controladores PID no domínio dos sinais discretos	35
	38
CAPÍTULO 3: MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS – PROGRAMA DE DIMENSIONAMENTO BÁSICO DE MMAS, MODELAGEM E SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE UTILIZADA E SIMULAÇÃO DA ROTODIMÂMICA DA BANCADA EXPERIMENTAL	38
3.1 Dimensionamento básico de MMAs	38
3.2 Modelagem e simulação da estratégia de controle utilizada	50
3.3 Resultados da simulação da rotodinâmica da bancada experimental	59
CAPÍTULO 4: BANCADA EXPERIMENTAL: PROJETO, CONSTRUÇÃO E MONTAGEM MECÂNICA	66
4.1 Dados gerais de projeto e de fabricação dos principais componentes mecânicos da BE	66
4.2 Detalhes de projeto do mancal limitador de segurança da BE.....	70
CAPÍTULO 5: BANCADA EXPERIMENTAL: PROJETO, CONSTRUÇÃO/ESPECIFICAÇÃO E PROGRAMAÇÃO DO SISTEMA ELETROELETRÔNICO DE CONTROLE. ..	76
5.1 Sistema Eletroeletrônico de Controle	76
CAPÍTULO 6: BANCADA EXPERIMENTAL EQUIPADA COM MMAS: CALIBRAÇÃO DAS CADEIAS ELETRÔNICAS DO CONTROLADOR DE CORRENTE E OS PRIMEIROS	81

RESULTADOS DO CONTROLE COM O SISTEMA IMPLEMENTADO		
6.1	Calibração das cadeias eletrônicas do controlador de corrente	81
6.2	Resultados preliminares do controle do MMA	87
 CAPÍTULO 7: CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS		96
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		100
 ANEXO I		104
1	Resultados de simulações realizadas com o programa de cálculo descrito	104
2	Resultados de simulação da estratégia de controle utilizada	107
 ANEXO II		113
1	Desenhos de Fabricação BE	113
 ANEXO III		127
	Máquina formadora de bobinas	127
1	Componentes da máquina formadora de bobinas	127
 ANEXO IV		134
	Testes experimentais iniciais com os eletroeletrônicos	134
1	Testes experimentais iniciais com sensores, módulos eletroeletrônicos e microcontroladores de alto desempenho	134
1.1	Sensores de posição	
1.2	Módulos eletroeletrônicos de potência e microcontroladores	137
1.3	Testes com microcontroladores de alto desempenho	141
 ANEXO V		144
1	Detalhamento do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental equipada com MMA construída	144
1.1	Microcontrolador STM32F767ZI	144
1.2	Submódulo conversor DA-SPI	145
1.3	Módulo de processamento de sinais analógicos do controlador de corrente	151
1.4	Módulos de potência do controlador de corrente	153
1.5	Fonte simétrica de ± 15 V	154

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1		
1.1	Montagem experimental suportada por MMAs (LI, 2011)	3
1.2	Exemplo de equipamentos rotativos atualmente equipados MMA – Motor elétrico de (MAN Diesel & Turbo)	4
1.3	Exemplo de trem de equipamentos rotativos equipados com mancais convencionais - serviço - compressão centrífuga	5
1.4	Exemplo de equipamento rotativo equipado com MMA - serviço - compressão centrífuga	6
Capítulo 2		
2.1-1	Representação do elemento de disco	12
2.1-2	Modelo adotado para o acoplamento dos discos ao eixo (LALANNE; FERRARIS, 1998)	14
2.1-3	GDL associados ao elemento finito construído para representar o eixo (CAVALINI JR, 2013)	15
2.1-4	Eixo engastado em flexão pura no plano YZ (CAVALINI JR, 2013)	18
2.1-5	Eixo livre em flexão pura no plano YZ (CAVALINI JR, 2013)	20
2.1-6	Eixo livre em flexão pura no plano XY (CAVALINI JR, 2013)	22
2.1-7	Massa de desbalanceamento (CAVALINI JR, 2013)	24
2.1-8	Coefficientes de rigidez e amortecimentos dos mancais (CAVALINI JR, 2013)	25
2.2-1	Ilustração esquemática do princípio operacional dos MMA	26
2.2-2	Corte longitudinal e vista frontal de um esquemático do conjunto núcleo rotórico e estator laminados do MMA	28
2.2-3	Curva de saturação típica do aço ao silício	30
2.2-4	Diagrama B-H e o ciclo de histerese	31
2.3-1	Diagrama de controle em malha fechada. (Adaptado de POLEY, 2013)	33
2.3-2	Diagrama ilustrando os ganhos do controlador PID, em paralelo (Adaptado de POLEY, 2013)	34
Capítulo 3		
3.1-1	Principais parâmetros de projeto do conjunto estator-núcleo rotor de um MMA (SCHWEITZER ET AL., 2009)	39
3.1-2	Vista frontal dos núcleos estático e rotórico laminados de um MMA em corte parcial (Adaptado de (MASLEN, 2000)	39
3.1-3	Parâmetros de projeto geométricos do bobinado de um MMA. (Adaptada de (MASLEN, 2000)	43
3.1-4	Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs – dados geométricos do projeto do núcleo ferromagnético do atuador	46
3.1-5	a) Ilustração da disposição dos polos magnéticos no estator do MMA em função da estratégia de interligação dos atuadores eletromagnéticos; (b) caminho fechado das linhas de fluxo; (c) esquema de interligação/ligação dos atuadores eletromagnéticos do MMA. (Adaptada de SCHWEITZER ET AL., 2009)	49
3.2-1	Vista do MMA construído – referência dos eixos de controle	51

3.2-2	Modelo de um MMA	51
3.2-3	Modelo de um MMA simulado no Matlab/Simulink®	52
3.2-4	Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada	55
3.2-5	Lugar das raízes da função de transferência de malha fechada	55
3.2-6	Resposta ao degrau unitário do controlador PID - direção x	56
3.2-7	Valor do erro para um <i>set point</i> constante de 0 V durante 2 segundos de simulação	57
3.2-8	Valor da corrente injetada nos atuadores eletromagnéticos do MMA	57
	...	
3.2-9	Posição relativa do rotor em relação ao centro geométrico do MMA em [μm]	58
3.2-10	Posição relativa do sensor em relação ao eixo $dy_0 + ya$ em [μm]	59
3.3-1	Ilustração do modelo de elementos finitos do rotor da BE; identificação dos graus de liberdade (gdl) nos nós referentes aos mancais	60
3.3-1	Diagrama de Campbell	61
3.3-2	Rampa de aceleração do rotor	61
3.3-3	Sensor direção X - LOA – resposta no domínio do tempo	62
3.3-4	Sensor direção Y - LOA – resposta no domínio do tempo	62
	
3.3-6	Sensor direção X - LA – resposta no domínio do tem	62
3.3-7	Sensor direção Y - LA – resposta no domínio do tempo	63
3.3-8	Sensor direção X - LOA – resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência	64
3.3-9	Sensor direção Y - LOA – resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência	64
3.3-10	Sensor direção X - LA - resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência	65
3.3-11	Sensor direção Y - LA - resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência	65
	Capítulo 4	
4.1	Resposta ao degrau unitário do controlador PID - direção x	67
4.2	Dimensões principais da bancada equipada com MMA construída	67
4.3	Vista em corte do modelo 3D da bancada equipada com MMA construída	68
4.4	Vista em corte do modelo 3D do MMA e do mancal limitador de segurança da bancada construída - detalhes nas posições dos núcleos eletromagnéticos estático e rotórico do MMA e do mancal limitador de segurança	70
4.5	Vista em corte do modelo 3D do MMA - detalhes nas posições do mancal limitador de segurança	71
4.6	Vistas das partes principais da bancada experimental equipada com MMA construída, lados LOA e LA. (a) painel de controle eletroeletrônico; (b) sistema de aquisição de dados; (c) conjunto rotativo suportado por MMA no lado LOA e suportado por mancal de rolamento no lado LA; (d) mancal limitador de segurança no lado LA; (e)-vista dos cabos elétricos de potência; (f) motor de acionamento juntamente com o seu módulo de controle de velocidade e (g) fonte de alimentação de potência dos atuadores do MMA	72
4.7	Vista da bancada equipada com MMA construída	73
4.8	Vista da bancada equipada com MMA construída LA	73
	Capítulo 5	
5.1	Vista do sistema eletroeletrônico de controle da bancada equipada com MMA	76
5.2	Vista ampliada do módulo mostrado na Fig. 5.1f	77
	Capítulo 6	

6.1-1	Submódulo do conversor V/I desenvolvido para a bancada de MMA ..	80
6.1-2	Ilustração de levantamento inicial da curva V x I do CH1 do conversor V/I	81
6.1-3	Tela (a) da Fig. 6.1-2 ampliada	
6.1-4	Ilustração de levantamento da curva final do CH1 do conversor V/I	82
6.1-5	Curvas I x V e V x I do canal CH1 do módulo controlador de corrente ..	82
6.1-6	Curvas I x V e V x I do canal CH2 do módulo controlador de corrente ..	83
6.1-7	Curvas I x V e V x I do canal CH3 do módulo controlador de corrente ..	84
6.1-8	Curvas I x V e V x I do canal CH4 do módulo controlador de corrente ..	85
6.2-1	Fluxo de sinais de controle e potência no módulo de controle do MMA	86
6.2-2	Rotor a 1498 RPM (24.96 Hz), – (a) sinais de deslocamento do rotor nas direções X e Y no domínio do tempo; (b) comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA no domínio do tempo, (c) e (d) espectros das componentes de frequências dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y, respectivamente	87
6.2-3	Espectro de frequências completo - componentes diretas e reversas dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y– 1498 RPM (24.96 Hz).	88
6.2-4	Órbita do rotor a 1498 RPM com o controle ligado	89
6.2-5	Evidência fotográfica de existência de folga entre a bucha do eixo rotor do mancal limitador e a bucha do mancal limitador de segurança na parte inferior do mancal com rotor girando a 1800 RPM com o controle ligado	90
6.2-6	Rotor a 1800 RPM (30 Hz) - (a) sinais de deslocamento do rotor nas direções X e Y no domínio do tempo; (b) comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA no domínio do tempo, (c) e (d) espectros das componentes de frequências dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y, respectivamente	91
6.2-7	Espectro de frequências completo - componentes diretas e reversas dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y – rotor a 1800 RPM ...	92
6.2-8	Órbita do rotor a 1800 RPM com o controle ligado	92
	Anexo I	
1.1	Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs - dados geométricos do projeto do núcleo ferromagnético do atuador	103
1.2	Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs – fmfic=1	103
1.3	Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs – fmax=140 N	104
1.4	Ilustração da tela de saída de progr. de cálculo dos MMAs – fmax=140 e fmfic= 3.5	105
2.1	Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada	106
2.2	Lugar das raízes da função de transferência de malha fechada	107
2.3	Resposta ao degrau unitário do controlador PID – direção y	108
2.4	Valor do erro para um <i>set point</i> constante de 0 V durante os dois de simulação	108
2.5	Valor da corrente injetada nos atuadores eletromagnéticos do MMA ..	109
2.6	Posição relativa do rotor em relação ao centro geométrico do MMA em [µm]	110
2.7	Posição relativa do sensor em relação ao eixo dy_0 + ya em [µm]	110
	Anexo II	
1	Desenho de fabricação das lâminas do estator e do núcleo rotativo dos MMAs	111
2	Estator dos MMAs constituído de 30 lâminas de aço silício GNO. (a) dois polos do estator; (b) perímetro de fechamento do estator	112
3	Modelo 3D do rotor	113
4	Desenho de fabricação dos discos do núcleo rotativo dos MMAs	114

5	Desenho de fabricação do eixo do rotor	114
6	Desenho de fabricação do eixo do rotor	115
7	Desenho de fabricação do disco	115
8	Desenho de fabricação da calha inferior da caixa do mancal dos MMAs	116
9	Desenho de fabricação da calha superior da caixa do mancal dos MMAs	116
10	Suporte sensor de proximidade direção Y – SSn_dir_Y	117
11	Suporte sensor de proximidade direção X – SSn_dir_X	117
12	SSn_dir_Y- Condições de contorno/Resultados de análise modal computacional_01	118
13	SSn_dir_Y- Resultado de análise modal computacional_02	119
14	SSn_dir_X- Condições de contorno/Resultados de análise modal computacional_01	120
15	SSn_dir_X- Resultado de análise modal computacional_02	121
16	SSn_dir_X- Resultado de análise modal computacional_03	122
17	Bucha interna do mancal limitador de segurança	123
18	Bucha externa do mancal limitador de segurança	123
19	Dimensões do motor de acionamento da bancada	124
Anexo III		
1	Máquina formadora de bobinas: (a) Modelo 3D da montagem da parte mecânica; (b) Montagem da parte mecânica já construída	125
2	Vistas da máquina formadora de bobinas construída	126
3	Vista da interface do software da máquina formadora de bobinas construída	128
4	Vista do aspecto final da bobina formada na máquina sobre carretel de polímero (ABS) montada no estator do MMA	128
5	Desenho de montagem do carretel para a formação das bobinas eletromagnéticas	129
6	Desenho de fabricação da peça fêmea do carretel	130
7	Desenho de fabricação da peça macho do carretel	130
8	Vista do aspecto final das bobinas formadas na máquina formadora de bobinas, já montadas no estator do MMA	131
Anexo IV		
1	Ilustração da montagem experimental construída para a caracterização da curva de sensibilidade estática do sensor de deslocamento (posição)	133
2	Resultados da caracterização da sensibilidade estática do sensor de proximidade.	133
3	Ilustração da montagem experimental utilizada para a caracterização da sensibilidade dinâmica do sensor de deslocamento (posição)	134
4	Espetros de potência dos sinais dos dois sensores - 20 médias	135
5	Espetros de potência dos sinais dos dois sensores - 100 médias	135
6	Ilustração da montagem experimental utilizada para os testes iniciais com módulos eletroeletrônicos de potência	136
7	Sinais de força produzida e corrente consumida no MMA nos domínios do tempo (a) e da frequência (b), para um sinal de controle injetado, senoidal, com frequência de 300 Hz	137
8	Forma de onda PWM associada à um sinal de controle senoidal injetado com frequência de 150 Hz, nível DC de 2,261 V e Vpp de 1,828 V.	138
9	(a) Sinais de força produzida pelo MMA em estudo nos domínios da frequência e do tempo. (b) Sinal de corrente consumida no atuador no domínio do tempo para um sinal de controle como mostrado na Fig. 8 (sensibilidade do transdutor não aplicada)	139

10	Microcontrolador TMS320F28379D	140
11	Microcontrolador STM32F767ZI	141
	Anexo V	
1.1-1	Layout superior da placa de avaliação do STM32767Zi - Nucleo-144. .	143
1.2-1	Submódulo conversor DA-SPI MCP4922.	144
1.2-2	Montagem experimental do submódulo conversor DA-SPI construído	145
1.2-3	Tela com os sinais enviados pelo microcontrolador do submódulo conversor DA-SPI.	146
1.2-4	Tela com os sinais enviados pelo microcontrolador do submódulo conversor DA-SPI - resolução no tempo ampliada.	147
1.2-5	Tela com os sinais enviados pelo microcontrolador do submódulo conversor DA-SPI– taxa de aquisição 3 MSa/canal	148
1.2-6	Tela com os sinais enviados pelo microcontrolador do submódulo conversor DA-SPI– taxa de aquisição 24 MSa/canal.	148
1.3-1	Módulo é um conversor V/I desenvolvido para a bancada de MMA	149
1.3-2	Circuito condicionador do sinal do gerador digital de sinais que fornece uma onda em formato de dente de serra invertida	150
1.3-3	Fontes de tensão regulada	150
1.3-4	Circuitos da estratégia de controle por histerese dos canais de controle 1 e 2	151

LISTA DE TABELAS

3.1-1	Principais parâmetros de projeto do conjunto estator-núcleo rotor de um MMA (Schweitzer et al., 2009) e (MASLEN, 2000)).	40
3.1-2	Parâmetros de projeto do MMA - entradas do software de cálculo	47
3.1-3	Parâmetros elétricos dos atuadores eletromagnéticos do MMA calculados pelo programa.	50
3.1-4	Parâmetros dimensionais dos atuadores eletromagnéticos do MMA calculados pelo programa	50
3.2-1	Parâmetros físicos do sistema mostrado na Fig. 3.2-3 - direção x	54
3.3-1	Parâmetros físicos dos mancais da BE.	59
	Anexo I	
2.1	Parâmetros físicos do sistema mostrado na Fig. 4.2-3 – direção x	105
	Anexo II	
1	Dados técnicos do motor elétrico Imobrás modelo 101412412	124
	Anexo III	
1	Componentes eletroeletrônicos principais da máquina formadora de bobinas	129

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

A_c	Área da sessão transversal da bobina
A_g	Área projetada do polo é
A_n	Área da secção transversal entre os núcleos dos atuadores eletromagnéticos
b	Largura magneticamente ativa dos atuadores eletromagnéticos
B	Intensidade da Densidade do Fluxo Magnético
B_i	Intensidade da Densidade do Fluxo Magnético no trecho percorrido pelas linhas de fluxo magnético em um circuito magnético fechado
B_{sat}	Intensidade máxima da densidade do fluxo magnético
C	Largura do núcleo ferromagnético da bobina
C	Função de transferência do controlador em série com planta
C_{YZcT}	Matriz de flexibilidade para o eixo engastado na presença do efeito de esforço cisalhante (plano XY)
C_{XYcT}	Matriz de flexibilidade do elemento engastado em flexão pura no plano YZ
d	Diâmetro do mancal
d	Distância da massa de desbalanceamento ao centro geométrico do eixo
d_r	Diâmetro externo do núcleo rotativo laminado do rotor
d_{ij}	Coefficientes de amortecimento dos mancais
D	Diâmetro do elemento de eixo
D	Matriz de amortecimento
D_g	Matriz do efeito giroscópico
D_D	Matriz do efeito giroscópico do disco
D_g	Matriz do efeito giroscópico
D_s	Matriz do efeito giroscópico do eixo
d_a	Diâmetro externo da carcaça do estator
d_i	Diâmetro interno do núcleo rotativo laminado do rotor \approx diâmetro do eixo do rotor
d_{xx}	Amortecimento mancal direto – direção X
d_{xz}	Amortecimento mancal cruzado – direção XZ
d_{xx_LA}	Amortecimento estimado para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico do MMA - na direção X
d_{yy_LA}	Amortecimento estimado para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico do MMA - na direção Y
d_{xx_LOA}	Amortecimento estimado na direção X do MMA
d_{yy_LOA}	Amortecimento estimado na direção Y do MMA
d_{zx}	Amortecimento mancal cruzado – direção ZX
d_{zz}	Amortecimento mancal direto – direção Z

$\frac{df}{dt}_{max}$	Máxima taxa de variação da força magnética possível de ser aplicada pelos atuadores no núcleo rotórico do MMA
e	Sinal de erro
E	Módulo de elasticidade ou módulo de Young
f	Força atuando sobre um corpo sujeito à um campo magnético
f_{CO}	Razão de área entre o cobre e a área da bobina
f_i	Razão de entreferro
f_{max}	Força máxima aplicada no mancal
f_{rms}	Força RMS aplicada no mancal
F_u	Forças de desbalanceamento
F_{uX}	Força de desbalanceamento na direção X
F_{uZ}	Força de desbalanceamento na direção Z
F_w	Força que atua sobre o eixo
F_u	Forças de desbalanceamento
F_m	vetor das forças produzidas
gdl	Graus de liberdade
G	Módulo de cisalhamento do material do eixo
Gp	Função de transferência da planta a ser controlada
h	Dimensão da bobina na direção axial do rotor que extrapola do núcleo
H	Intensidade do campo magnético
H	Função de transferência do sensor
H_c	Altura da seção transversal da bobina ortogonal às linhas corrente elétrica que circulam nas bobinas
l	Comprimento do mancal
I_{Dx}	Momentos de inércia de massa do disco
I_{Dy}	Momento polar de inércia do disco
I_{Dz}	Momentos de inércia de massa do disco
I_b	Corrente de base no par de bobinas
J_{max}	Densidade de corrente máxima permitida no cobre
I_{rms}	Corrente eficaz no par de bobinas
K	Matriz de rigidez do elemento completo
K_{i_n}	Ganho do atuador normalizado
K_{st}	Matriz giroscópica
K_c	Matriz de rigidez elementar de um corpo em uma condição de engaste
K_{Dt}	Matriz de enrijecimento do disco quando em regime transiente
K_S	matriz de rigidez do elemento completo
K_{XY}	Matriz de rigidez elementar do eixo no plano de flexão XY
K_{YZ}	Matriz de rigidez elementar do eixo no plano de flexão YZ
K_{YZc}	Matriz de rigidez do mesmo elemento engastado em flexão pura no plano YZ
K_{YZcT}	Matriz de rigidez para o eixo engastado na presença do efeito de esforço cisalhante (plano XY)
K_L	Matriz de rigidez elementar de um corpo livre de restrições de movimento
k_Y	Coefficiente de forma da seção ao cisalhamento
k_{xx}	Rigidez mancal direta - direção X
k_{xz}	Rigidez mancal cruzada - direção XZ
k_{zx}	Rigidez mancal cruzada - direção ZX
k_{zz}	Rigidez mancal direta - direção Z
Kp	Ganho proporcional do controlador
Ki	Ganho integral do controlador

K_{ii}	Coeficiente de força que é função da corrente de bias aplicada aos atuadores eletromagnéticos do MMA
K_{xx}	Coeficiente de força que é função do deslocamento do núcleo rotativo do MMA
K_{xx_LA}	Rigidez estimada para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico -na direção Y - [N/m].
K_{yy_LA}	Rigidez estimada para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico -na direção Y - [N/m].
K_{xx_LOA}	Rigidez calculada para a direção X do MMA
K_{yy_LOA}	Rigidez calculada para a direção Y do MMA
K_d	Ganho derivativo do controlador
l_c	Largura da seção transversal da bobina ortogonal às linhas corrente elétrica que circulam nas bobinas
l_i	Comprimento do trecho percorrido pelas linhas de fluxo magnético em um circuito magnético fechado
L	Comprimento do elemento finito
L	Comprimento de um lado de um polígono de n_p lados
M	Matriz de massa
M_D	Matriz de massa do disco
M	Matriz de massa
M_D	Matriz de massa do disco
MMA	Mancais Magnéticos Ativos
M_s	Matriz clássica de massa do eixo
M_T	Matriz do efeito secundário
m	Massa do rotor suportada pelo MMA
m_u	Massa de desbalanceamento
M_1	Matriz clássica de massa
M_2	Matriz clássica de massa
M_3	Matriz de efeito secundário da inércia de rotação
M_4	Matriz de efeito secundário da inércia de rotação
M_5	Matriz de efeito giroscópico
N	Número de espiras do bobinado
N_i	Número de espiras da bobina i
n_p	Número de Polos do núcleo ferromagnético estatórico
Per	Perímetro de um polígono de n_p lados
q_D	Vetor de coordenadas generalizadas do centro do disco
q	Vetor de deslocamentos nodais do eixo
q_u	Vetor de deslocamento direções X
q_w	Vetor de deslocamento direções Y
r_r	Raio do eixo
r_s	Raio do núcleo ferromagnético estatórico
r_p	Raio do polo do núcleo ferromagnético estatórico
s_0	Folga radial do mancal = g (<i>gap</i>)
S	Área da seção transversal do eixo
T_s	Energia cinética do eixo
T_u	Energia cinética da massa de desbalanceamento
T_z	Força cortante aplicada na direção Z
T_0	Tempo de amostragem/atualização do controlador PID
T_i	Tempo de integração
T_d	Tempo de derivação
T_D	Energia cinética do elemento de eixo
T_U	Energia cinética da massa de desbalanceamento
u	Deslocamentos no eixo x

u	Esforço de controle
$u(t)$	Saída do controlador PID no domínio do contínuo
$u(k)$	Saída do controlador PID no domínio discreto
U_c	Energia de deformação elástica adicional devido à presença da trinca
U_{Mx}	Energia de deformação do eixo para o plano YZ
U_{Tz}	Energia de deformação do eixo devido ao esforço de cisalhamento para o plano YZ
y	Sinal de saída da planta
V_{sup}	Voltagem disponível da fonte de potência para a alimentação dos atuadores eletromagnéticos
v	Deslocamento na direção Y
W	Força peso
w	Deslocamentos no eixo z
w	Largura do núcleo ferromagnético dos polos

Símbolos Gregos

B_i	Intensidade da Densidade do Fluxo Magnético
μ_i	Permeabilidade magnética do meio no trecho
Φ_i	Intensidade do fluxo magnético no trecho percorrido pelas linhas de fluxo magnético em um circuito magnético fechado
Φ_m	Matriz de transformação da condição engastada para a livre
Ω	Velocidade de rotação do rotor
Ω_{max}	Máxima rotação a que o rotor será submetido
w_2	gdl referente ao deslocamento transversal
μ_0	permeabilidade magnética no vácuo
γ	Configuração do Fluxo magnético
γ_{YZ}	Deformação cisalhante
θ	Ângulo de rotação em relação ao eixo X
θ_2	gdl referente à rotação na extremidade do eixo (nó 2)
θ_p	Ângulo do polo indicado
ν	Coefficiente de Poisson
ρ	Densidade do material que constitui o eixo e disco
φ	Ângulo de rotação em relação ao do eixo Y
ω	Frequência ou velocidade de rotação
ϑ_Y	Constante
π	Constante 3.1415

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Contextualização do Estudo

O desenvolvimento dos Mancais Magnéticos Ativos - MMA constitui o marco de uma nova era na integração de sistemas eletroeletrônicos e mecânicos. Os MMAs são sistemas mecatrônicos através dos quais o eixo de uma máquina, que em geral é suportado por mancais de rolamento ou por mancais de deslizamento, é suportado apenas pelas forças magnéticas induzidas pelos atuadores eletromagnéticos que compõem a parte estática do MMA comandadas por um sistema de controle digital. O sistema de controle digital é composto por software, firmwares, módulos de potência e sensores que medem a posição exata do rotor e que ao menor desvio da posição desejada atuará para ajustar a corrente que flui através de cada um dos atuadores eletromagnéticos que determinam a força resultante do campo magnético. O fato de o eixo, parte rotativa, permanecer levitando no espaço, sem contato com o estator, implica na ocorrência de um atrito mínimo. Isso possibilita que as máquinas equipadas com MMAs possam operar em velocidades excepcionalmente altas. Para os equipamentos equipados com MMAs, se houver necessidade de dobrar a sua rotação este não é um problema complicado de se resolver quando se compara esta circunstância em relação aos equipamentos equipados com mancais convencionais. Também, eixo levitando, sem contato, implica em que não é necessária nenhuma lubrificação por maior que seja a velocidade. Além disso, “sem lubrificação” significa um relevante benefício para o meio ambiente. Esta condição de funcionamento onde eixo e mancal não entram em contato, em teoria, implica também em vida quase infinita para um MMA devido à ausência de desgaste (JAYANTH E BUCKNER, 2002). A “quase infinita” é porque embora não haja contato entre o eixo e o mancal em condições normais de operação, é necessário que entre os componentes dos MMAs se contém os mancais limitadores de segurança para os casos de paradas não programadas por falhas no fornecimento de energia ou outra falha sobre a qual o operador não possui gestão. Outro motivo é que os componentes eletroeletrônicos também possuem vida finita.

O fato de os MMAS só funcionarem com sistema de controle eletrônico, (SRINIVASAN E CHO, 1995), (ŠTIMAC ET AL., 2013), acaba por disponibilizar ao usuário uma ferramenta poderosa para controlar as características operacionais do equipamento. Forças de desbalanceamento residuais que forem surgindo com o tempo, como por exemplo aquelas oriundas da incrustação de algum fluido de processo, pequenas perdas de massa resultantes de fenômenos corrosivos químicos ou fluidodinâmicos podem ser compensados de maneira fácil e automática até um certo limite. Além disso, vibrações resultantes das passagens da máquina rotativa pelas velocidades críticas (DUNKERLEY, 1984) podem ser controladas e a densidade do campo magnético e, portanto, as forças magnéticas induzidas podem ser monitoradas e medidas.

As máquinas rotativas suportadas por MMAs não são uma novidade (JIANCHENG ET AL., 2012), (NOH, 2005) e (MASUZAWA, 2004). Conforme (SCHWEITZER E MASLEN, 2009), os primeiros trabalhos sobre levitação através da aplicação de campo magnéticos surgiram com (BRAUNBEK, 1939) e (EARNSHAW, 1842). A primeira aplicação de Mancais Magnéticos Ativos (*Active Magnetic Bearings* - AMB) em ambiente industrial foi apresentada por (HABERMANN E LIARD, 1977) para suportar rodas de reação de satélites terrestres.

Um método de supressão do fenômeno de surge baseado no controle adequado da folga axial do rotor através dos MMAs para compensar as flutuações do fluxo, estabilizando a operação do sistema foi proposto por (YOON, LIN E ALLAIRE, 2012) e (SANADGOL, 2006). Estes autores também apresentaram trabalhos nos quais a incorporação da tecnologia de AMB's em turbo compressores centrífugos foi tratada.

Com respeito aos trabalhos de (SRINIVASAN E CHO, 1995) e (GÄHLER, 1998), os primeiros realizaram a modelagem de um sistema de mancais magnéticos ativos utilizando métodos numéricos e experimentais para identificar os parâmetros dos amplificadores de potência, sensores, rotor e atuadores magnéticos, e os segundos aplicaram sensores Hall para mensurar o fluxo magnético dos atuadores dos MMA's e relacioná-lo com a força gerada durante a operação do mancal. Para que isso fosse possível, foi projetado um controlador que englobava as melhores características das principais técnicas de controle disponíveis na literatura. (LÖSCH, 2002) realizou a identificação de um sistema de MMA's para implementar um controlador automatizado com o controle do tipo μ -síntese. Uma forma concisa de como proceder no projeto e na identificação de mancais magnéticos foi apresentada por (SWANSON ET AL. (2008). No trabalho DE (MUSHI, LIN E ALLAIRE, 2012) a instabilidade em máquinas rotativas suportadas por mancais magnéticos ativos é analisada. Neste trabalho os autores fazem uma investigação completa das características do MMA estudado, a numérica e experimentalmente.

(Li, (2011) implementou uma montagem experimental com MMAs, como mostrado na Fig. 1.1.

A bancada foi montada utilizando um mancal de bucha de bronze e um mancal magnético ativo, e trabalhou com um modelo capaz de representar a bancada operando com os dois mancais.

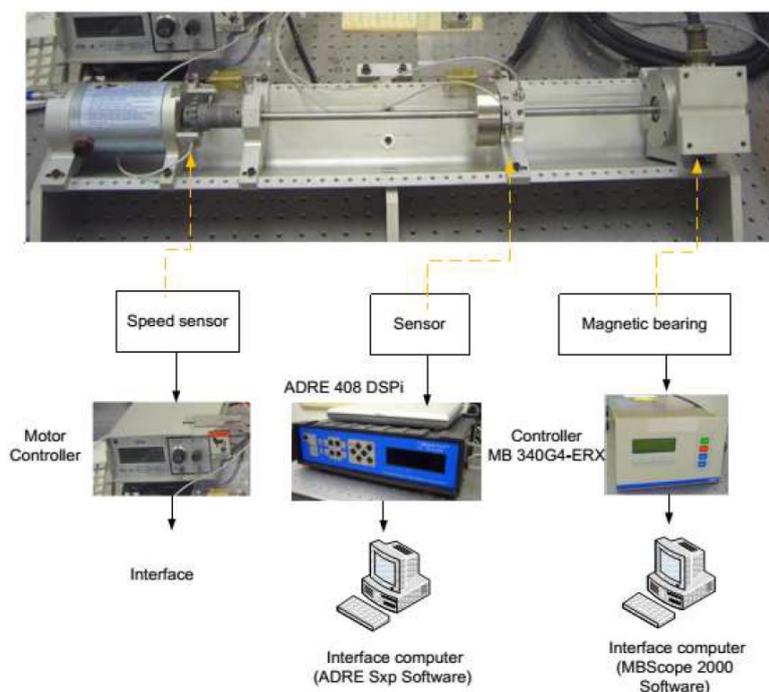


Figura 1.1- Montagem experimental suportada por MMAs (LI, 2007)

A utilização de programas comerciais de elementos finitos como o ANSYSTM e o COM-SOLTM na identificação e otimização de projeto de mancais magnéticos tem sido cada vez mais empregada. A modelagem e a análise em duas etapas separadamente utilizando o software de elementos finitos ANSYSTM para projetar e otimizar um MMA foi feita no trabalho de (AHMED E WAHAB, 2010). Estes autores ainda realizaram análises quanto aos efeitos transientes do modelo de elementos finitos para avaliar os efeitos da fuga de corrente (Eddy Current) no MMA estudado. O comportamento de mancais magnéticos ativos quando submetidos a desalinhamentos residuais foi analisado por (BOUAZIZ ET AL, (2013). Para isto foi gerado um modelo computacional com dez graus de liberdade, onde foram testados MMA's com quatro, seis e oito polos, e foi possível inferir das análises em regime transiente como os modos torcionais e laterais foram excitados em função do desalinhamento.

Atualmente temos notícias de máquinas com rotores pesando quase duas dezenas de toneladas conforme ilustrado na Fig. 1.2. Também é comum encontrarmos hoje a menção de renomados fabricantes que afirmam possuir em seu portfólio casos de equipamentos com potência da ordem de 25 MW operando a 27 anos com altas taxas de disponibilidade. A aplicação deste tipo de componente porém está hoje restrita à equipamentos cujos requisitos de projeto são muito específicos, dentre os quais pode-se citar, confiabilidade, disponibilidade operacional esperada,

condição onde o uso de uma máquina rotativa convencional é quase impraticável como as aplicações de produção submarinas (*subsea production system*), onde os custos e o hora-homem exposto ao risco associados ao deslocamento de equipe de manutenção em casos de aplicação remota e em condições ambientais severas é muito elevado, nos casos onde o “*foot print*”, ou área necessária para a instalação do equipamento é fator preponderantemente limitante como é o caso das unidades de produção off shore dentre outras.

A experiência adquirida pela indústria com os equipamentos rotativos equipados com MMA já em operação atualmente no mundo nos permite fazer uma inferência, com alguma confiabilidade, de que tais equipamentos apresentam em relação aos equipamentos rotativos equipados com mancais convencionais, as seguintes características:

- alta confiabilidade operacional;
- alta eficiência energética;
- não apresentam desgaste de componentes mecânicos principais, portanto, vida útil mais longa, praticamente sem manutenção;
- ambientalmente amigável, isento de óleo e livre de contaminação;
- podem apresentar velocidades muito altas praticamente sem vibração, o que é adequado para vários ambientes de gás de processo ou vácuo, permitindo projetos de máquinas herméticas;
- Inerentemente são máquinas com elevado nível de monitoramento de sua condição o que constitui fator muito importante nos modelos de confiabilidade global das plantas de processamento em geral.



Figura 1.2- Exemplo de equipamentos rotativos atualmente equipados MMA – Motor elétrico de (MAN Diesel & Turbo)

A principal restrição da aplicação dos equipamentos rotativos equipados com MMA é ainda o seu elevado custo de aquisição e de manutenção. Todavia, em casos como o que se compara um

equipamento equipado com MMA na Fig. 1.3 com um equipamento de mesmo serviço, Fig. 1.4 equipado com mancais convencionais, onde o envelope necessário para a instalação do equipamento não diz respeito somente ao envelope do equipamento em si, mas neste caso, deve ser tido em conta o somatório dos envelopes das caixas de engrenagem multiplicadoras/reductoras, as unidades auxiliares como as unidades de condicionamento de gases de selagem e as unidades de lubrificação forçada, os equipamentos equipados com MMA tornam-se competitivo, especialmente falando das aplicações em unidades de processamento *off shore*. Ainda, a análise de viabilidade de um equipamento hermético não pode ter como critério de decisão apenas o fator econômico associada ao custo inicial da instalação. Pensando-se por exemplo em plantas com vida projetada para 20 a 30 anos, com uma produção diária média de 150 mil barris de petróleo por dia, a confiabilidade operacional das máquinas entra como fator decisivo (BENTLY; HATCH, 2002), (EISENMANN E EISENMANN, 1998).

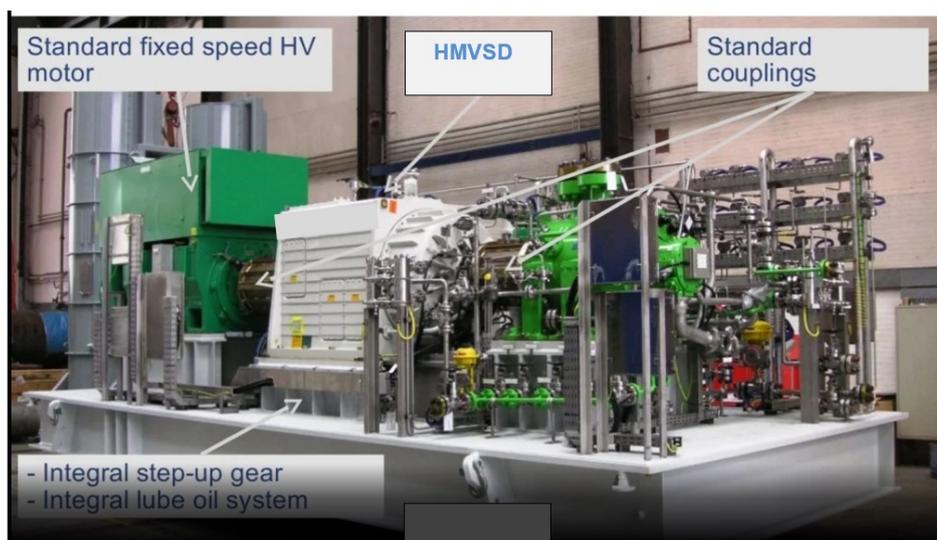


Figura 1.3- Exemplo de trem de equipamentos rotativos equipados com mancais convencionais - serviço - compressão centrífuga.



Figura 1.4- Exemplo de equipamento rotativo equipado com MMA - serviço - compressão centrífuga.

1.2 Contribuições do Estudo

Embora ainda não seja economicamente viável em muitos contextos, a quantidade de aplicações onde o emprego das máquinas rotativas equipadas com MMA é tecnicamente viável é elevada. Dentre elas podemos citar estações remotas de bombeamento de fluidos essenciais como água de abastecimento, combustíveis, e, até mesmo, equipamentos convencionais que hoje não são equipados com este tipo de mancal em função do seu elevado custo de aquisição e manutenção. Os ganhos em confiabilidade e disponibilidade, entretanto, seriam especialmente relevantes no caso dos equipamentos associados aos serviços essenciais. Mesmo em instituições de ensino e seus laboratórios para que se coloque uma pequena máquina equipada com mancal magnético ativo em funcionamento faz-se necessário investimentos significativos em sistemas de aquisição de dados e controle integrado bem como em drivers de potência, de modo que facilmente se gastaria algo em torno de R\$ 500.000,00 para realizar este intento, tomando-se como referência a informação fornecida por um fabricante de sistemas de aquisição de dados e controle (ACC2022), uma vez que tais sistemas são, em geral, importados.

Como pode ser notado no tópico 1.1, diversos trabalhos contemplando máquinas rotativas suportadas por MMAs foram desenvolvidos. Todavia não foram encontrados muitos trabalhos com foco em desenvolver também o sistema eletroeletrônico de controle, de modo a se reduzir/eliminar a dependência do emprego apenas de equipamentos importados na constituição do sistema de monitoramento e controle da máquina rotativa equipada com MMAs.

Neste contexto, no presente trabalho, um protótipo funcional de máquina rotativa suportada por MMA foi inteiramente projetado e construído, incluindo o sistema eletrônico de aquisição de dados e controle de MMAs baseado em um microcontrolador com funções DSP (*Digital Signal Processing*), integrado à um conversor V/I utilizado como driver de potência no controle, também, especificamente projetado e construído para o protótipo. O custo total de aquisição do sistema foi da ordem R\$15.000,00 por mancal. Este valor foi obtido somando-se os custos de aquisição dos microcontroladores, componentes eletrônicos utilizados na prototipagem, fabricação, povoamento e testes das placas de circuito impresso que constituem o sistema eletrônico de controle. E embora o protótipo construído e testado ainda necessite de aperfeiçoamentos, os resultados obtidos são animadores.

1.3 Objetivos do Estudo

Com base na argumentação que consta no tópico anterior, torna-se evidente que o objetivo principal desta Tese de Doutorado é o projeto e a construção de um protótipo funcional de máquina rotativa suportada por MMA de baixo custo. Isto, com o objetivo de viabilizar-se economicamente o emprego desta tecnologia e conferir mais confiabilidade a equipamentos associados a serviços essenciais, todavia, sem onerar os custos operacionais das plantas onde eles estão empregados. Então, dentre os objetivos secundários, mas não menos importantes, contam o desenvolvimento de firmware e parte dos hardwares, nacionais, em substituição aos sistemas de aquisição de dados e controle integrado bem como em substituição aos drivers de potência, importados.

1.4 Organização da Tese

Além deste Capítulo I, que apresenta as motivações para a realização do trabalho e introduz as contribuições que se pretende caracterizar, bem como o seu objetivo, esta Tese de Doutorado conta ainda com outros 7 Capítulos e 5 Anexos, organizados como descrito a seguir.

Capítulo II foi destinado à uma revisão teórica acerca da dinâmica de rotores, mancais magnéticos ativos, e controle. Inicialmente trata-se dos conceitos necessários para se modelar um conjunto rotativo e prever o seu comportamento. Na sequência é apresentado um resumo dos conceitos associados ao princípio de funcionamento dos Mancais Magnéticos Ativos (MMA). E o capítulo é finalizado com um pequeno resumo acerca de alguns conceitos de controle.

O Capítulo III inicia-se com foco nos principais conceitos utilizados na elaboração de um programa de dimensionamento básico de MMAs. Na sequência é detalhada a modelagem da estratégia de controle empregada e finalmente a simulação da rotodinâmica da bancada experimental é tratada. Para os três tópicos acima mencionados são apresentados os resultados das simulações.

No Capítulo IV são apresentados os dados de projeto e de fabricação dos principais componentes mecânicos da bancada experimental construída nesta Tese de Doutorado. Nele são mostradas algumas vistas do modelo tridimensional com a identificação de suas peças principais a partir do qual foram gerados os desenhos de fabricação apresentados nos Anexo II.

No Capítulo V estão detalhados os dados de projeto, fabricação, configuração/programação dos componentes do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental construída nesta Tese de Doutorado. No Anexo IV estão descritos os resultados de alguns testes iniciais efetuados com sensores de posição, módulos eletroeletrônicos de potência e microcontroladores com potencial de uso no desenvolvimento/integração dos componentes necessários à composição do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental construída. No Anexo V estão apresentadas as informações relevantes dos componentes especificados para constituir o sistema eletroeletrônico de controle da bancada equipada com MMA.

O Capítulo VI é iniciado com a descrição da metodologia e a apresentação dos resultados da calibração das cadeias eletrônicas do controlador de corrente desenvolvido nesta Tese de Doutorado. Na sequência são apresentados os resultados preliminares do controle do MMA implementado.

O Capítulo VII discorre sobre as conclusões e apresenta algumas sugestões para o desenvolvimento futuro das novas abordagens.

As referências citadas ao longo do texto são apresentadas no Capítulo VII.

Como mencionado, esta Tese de Doutorado conta ainda com 5 Anexos. No Anexo I inicialmente estão apresentados os resultados das simulações realizadas com a utilização do programa

de dimensionamento de MMAs descrito no Capítulo III desta Tese de Doutorado. Inicialmente são apresentados os resultados de simulações realizadas com o uso do programa básico de cálculo de MMAs. Este anexo é finalizado com a apresentação dos resultados de simulação da estratégia de controle utilizada

No Anexo II estão apresentados os modelos tridimensionais e desenhos de fabricação dos principais componentes mecânicos da bancada experimental equipada com o MMA descrita em detalhes no Capítulo III desta Tese de Doutorado. Os dados técnicos do motor elétrico de acionamento também estão contidos neste anexo.

O Anexo III foi destinado a apresentar os modelos tridimensionais e outras informações relevantes associadas à máquina formadora de bobinas construída nesta Tese de Doutorado.

No anexo IV são descritos os testes iniciais efetuados com sensores de posição, módulos eletroeletrônicos de potência e microcontroladores com potencial de aplicação no desenvolvimento e integração dos componentes do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental construída.

O Anexo V foi reservado para a descrição dos detalhes de projeto, construção e programação dos componentes que constituem o sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental equipada com MMA construída, conforme descrição apresentada no Capítulo V desta Tese de Doutorado.

Página deixada em branco propositalmente

CAPITULO 2

Modelagem Matemática: Dinâmica de Rotores, Mancais Magnéticos Ativos, e Controle.

Este Capítulo é destinado à uma revisão teórica acerca dos tópicos citados no título acima. Inicialmente trata-se dos conceitos necessários para se modelar um conjunto rotativo e prever o seu comportamento. Na sequência é apresentado um resumo dos conceitos associados ao princípio de funcionamento dos Mancais Magnéticos Ativos (MMA). E o capítulo é finalizado com um pequeno resumo acerca de alguns conceitos de controle

2.1 Dinâmica de Rotores

Neste tópico, inicialmente trata-se da equação diferencial que representa o comportamento dinâmico de grande parte dos sistemas rotativos. Na sequência é apresentada a formulação das matrizes elementares que constituem o modelo matemático do sistema construído usando o método dos Elementos Finitos (formulação das matrizes de massa, rigidez, amortecimento, do efeito giroscópico e outros). Um resumo dos conceitos associados às forças de desbalanceamento e as forças que surgem nos mancais (destacando a diferenciação entre mancais de rolamento e hidrodinâmicos) finaliza este tópico.

2.1.1 Comportamento Dinâmico de Rotores

O modelo dinâmico de um rotor flexível pode ser numericamente descrito por uma equação diferencial que descreve o comportamento dinâmico do sistema (LALANNE; FERRARIS, 1998), como mostra a Eq. (2.1.1).

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + [\mathbf{D} + \Omega\mathbf{D}_g]\dot{\mathbf{q}} + [\mathbf{K} + \dot{\Omega}\mathbf{K}_{st}]\mathbf{q} = \mathbf{W} + \mathbf{F}_u + \mathbf{F}_m \quad (2.1.1)$$

onde \mathbf{M} é a matriz de massa, \mathbf{D} é a matriz de amortecimento, \mathbf{D}_g é a matriz do efeito giroscópico, \mathbf{K} é a matriz de rigidez e \mathbf{K}_{st} representa o enrijecimento do sistema quando em regime transiente (as matrizes, exceção feita à matriz de amortecimento, são obtidas via Elementos Finitos). Todas estas matrizes são associadas às partes girantes da máquina, tais como os discos, o acoplamento e o eixo. O vetor de deslocamentos é representado por \mathbf{q} e a velocidade de rotação é dada por Ω . A força peso, \mathbf{W} , contempla apenas às partes girantes, \mathbf{F}_u representa as forças de desbalanceamento, \mathbf{F}_m é o vetor das forças produzidas pelos mancais a fim de suportar o eixo.

2.1.2 Matrizes Associadas à Energia Cinética

A Fig. 2.1.1 apresenta um elemento de disco de massa M_D (centro de massa em D) e seus respectivos sistemas de eixos coordenados, onde R_o (X, Y, Z) representa o referencial fixo e R (x, y, z) o móvel (fixo ao disco). O sistema de coordenadas R é relacionado com R_o através dos ângulos de rotação θ , φ e ϕ (determinam a orientação do disco em R).

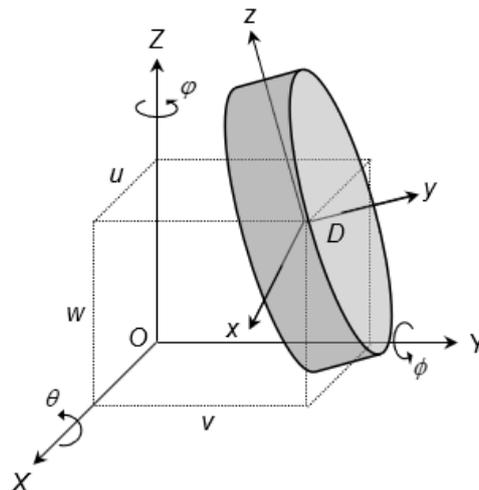


Figura 2.1-1 – Representação do elemento de disco.

O disco é assumido como sendo rígido e caracterizado somente por sua energia cinética (LALANNE; FERRARIS, 1998), a qual é calculada em relação ao referencial fixo R_o como mostra a Eq. (2.1.2).

$$T_D = \frac{1}{2} M_D (\dot{u}^2 + \dot{w}^2) + \frac{1}{2} (I_{Dx} \omega_x^2 + I_{Dy} \omega_y^2 + I_{Dz} \omega_z^2) \quad (2.1.2)$$

onde u e w são as coordenadas de D ao longo dos eixos X e Z (a coordenada v ao longo do eixo Y é invariável); I_{Dx} , I_{Dz} e I_{Dy} são os momentos de inércia de massa (referentes aos eixos x e z) e o momento polar de inércia do disco, respectivamente. O vetor de velocidades angulares é dado por:

$$\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{\phi} \cos \theta \sin \phi + \dot{\theta} \cos \phi \\ \dot{\phi} + \dot{\phi} \sin \theta \\ \dot{\phi} \cos \theta \cos \phi + \dot{\theta} \sin \phi \end{bmatrix} \quad (2.1.3)$$

A Eq. (2.1.2) pode ser simplificada, considerando o disco simétrico ($I_{Dx} = I_{Dz} = I_D$), a velocidade angular $\Omega = \dot{\phi}$ sendo constante e os ângulos θ e φ muito pequenos. Assim,

$$T_D = \frac{1}{2} M_D (\dot{u}^2 + \dot{w}^2) + \frac{1}{2} I_D (\dot{\theta}^2 + \dot{\varphi}^2) + \frac{1}{2} I_{Dy} (\Omega^2 + 2\Omega \dot{\phi} \theta) \quad (2.1.4)$$

onde $I_{Dy} \Omega^2$ não tem influência nas equações e $I_{Dy} \Omega \dot{\phi} \theta$ representa o chamado efeito giroscópico.

O elemento de disco considerado possui quatro graus de liberdade (*gdl*), sendo dois deslocamentos (u e w) e duas rotações (θ e φ). Assim, define-se o vetor de coordenadas generalizadas \mathbf{q}_D do centro do disco, como:

$$\mathbf{q}_D = [u \quad w \quad \theta \quad \varphi]^T \quad (2.1.5)$$

Aplicando a equação de Lagrange na Eq. (2.1.4), a qual define a energia cinética do disco, com respeito ao vetor de coordenadas generalizadas \mathbf{q}_D , chega-se a:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T_D}{\partial \dot{\mathbf{q}}_D} \right) - \frac{\partial T_D}{\partial \mathbf{q}_D} = \mathbf{M}_D \begin{bmatrix} \ddot{u} \\ \ddot{w} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} + \Omega \mathbf{D}_D \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} + \dot{\Omega} \mathbf{K}_{Dt} \begin{bmatrix} u \\ w \\ \theta \\ \varphi \end{bmatrix} \quad (2.1.6)$$

onde \mathbf{M}_D , \mathbf{D}_D e \mathbf{K}_{Dt} são as matrizes de massa do disco, efeito giroscópico e efeito de enrijecimento no regime transiente, respectivamente. A matriz \mathbf{K}_{Dt} é uma matriz com apenas um coeficiente não nulo de uma matriz 4×4 , o $(4,3) = I_{Dy}$. Estas matrizes são dadas por:

$$\mathbf{M}_D = \begin{bmatrix} M_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_D \end{bmatrix} \quad (2.1.7)$$

$$\mathbf{D}_D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -I_{Dy} \\ 0 & 0 & I_{Dy} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.8)$$

Lalanne e Ferraris (1998) mostram três formas distintas para acoplar os discos ao eixo. Segundo os autores, isto pode ser realizado pela simples soma das matrizes \mathbf{M}_D e \mathbf{D}_D nos *gdl* correspondentes, sem alterar a rigidez do eixo (modelo 1), ou assumindo que os discos aumentam esta propriedade (modelo 2). Estes mesmos autores compararam ambos os modelos em um rotor simulado, sendo observadas diferenças significativas nos valores de algumas frequências naturais do sistema (convergência de 11% no modelo 2 em relação ao modelo 1). Assim, como esquematizado na Fig. 2.1.2, o modelo 2 será utilizado nesta Tese de Doutorado para fazer o agrupamento das partes (h_D é a largura do disco; 1, 2 e 3 representam os nós de dois elementos de eixo consecutivos; \mathbf{M}_D e \mathbf{D}_D são incorporadas no nó 2).

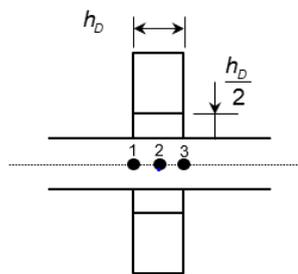


Figura 2.1-2 – Modelo adotado para o acoplamento dos discos ao eixo
(LALANNE; FERRARIS, 1998).

O eixo é modelado como uma viga de seção transversal circular e com diâmetro constante. Este elemento finito (comprimento L) possui dois nós (1 e 2), incluindo quatro deslocamentos (u_1 , u_2 , w_1 e w_2) e quatro rotações (θ_1 , θ_2 , φ_1 e φ_2), como mostra a Fig. 2.1.3.

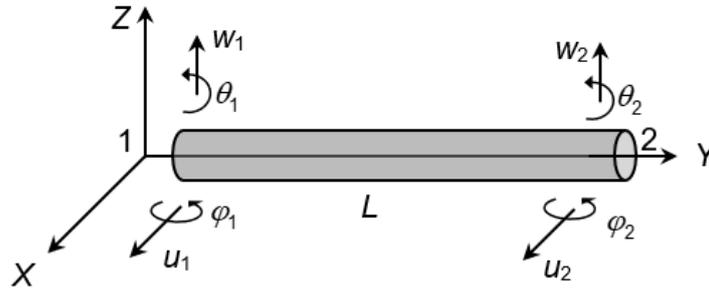


Figura 2.1-3 – GDL associados ao elemento finito construído para representar o eixo (CAVALINI JR, 2013).

Com relação aos *gdl* do elemento de disco, o vetor de deslocamentos nodais do eixo é dado por:

$$\mathbf{q} = [u_1 \quad w_1 \quad \theta_1 \quad \varphi_1 \quad u_2 \quad w_2 \quad \theta_2 \quad \varphi_2]^T \quad (2.1.9)$$

o qual inclui os deslocamentos \mathbf{q}_u e \mathbf{q}_w , correspondendo aos movimentos nas direções X e Z, respectivamente.

$$\mathbf{q}_u = [u_1 \quad \varphi_1 \quad u_2 \quad \varphi_2]^T \quad (2.1.10)$$

$$\mathbf{q}_w = [w_1 \quad \theta_1 \quad w_2 \quad \theta_2]^T \quad (2.1.11)$$

O elemento finito é construído a partir das seguintes relações:

$$\mathbf{u} = \mathbf{N}_1 \mathbf{q}_u \quad (2.1.12)$$

$$\mathbf{w} = \mathbf{N}_2 \mathbf{q}_w \quad (2.1.13)$$

onde $\mathbf{N}_1 = [c_1 \quad c_2 \quad c_3 \quad c_4]^T$ e $\mathbf{N}_2 = [c_5 \quad c_6 \quad c_7 \quad c_8]^T$ são vetores formados por coeficientes de equações polinomiais de terceira ordem (hipótese considerada), conhecidos como polinômios de Hermite (IMBERT, 1995). Tais polinômios descrevem os deslocamentos nodais nos planos XY e ZY, respectivamente, onde c_i ($i = 1, 2, \dots, 8$) são os coeficientes correspondentes. Estas funções de interpolação são obtidas resolvendo o sistema linear formado quando aplicadas sobre as Eqs. (2.1.12) e (2.1.13) as condições de contorno do problema. Os coeficientes das funções de interpolação são então determinados, resultando nas equações de deslocamento e rotação ao longo do comprimento da árvore.

$$\mathbf{N}_1(y) = \left[1 - \frac{3y^2}{L^2} + \frac{2y^3}{L^3} \quad -y + \frac{2y^2}{L} - \frac{y^3}{L^2} \quad \frac{3y^2}{L^2} - \frac{2y^3}{L^3} \quad \frac{y^2}{L} - \frac{y^3}{L^2} \right]^T \quad (2.1.14)$$

$$\mathbf{N}_2(y) = \left[1 - \frac{3y^2}{L^2} + \frac{2y^3}{L^3} \quad y - \frac{2y^2}{L} + \frac{y^3}{L^2} \quad \frac{3y^2}{L^2} - \frac{2y^3}{L^3} \quad -\frac{y^2}{L} + \frac{y^3}{L^2} \right]^T \quad (2.1.15)$$

A formulação da energia cinética para o eixo pode ser deduzida a partir da formulação da energia cinética deduzida para o disco, Eq. (2.1.2), por questão de similaridade. Assim, utilizando-se das Eqs. (2.1.14) e (2.1.15), a expressão da energia cinética do elemento de eixo com comprimento L resulta na Eq. (2.1.16), abaixo:

$$\begin{aligned} T_D = & \frac{\rho S}{2} \int_0^L [\dot{\mathbf{q}}_u^T \mathbf{N}_1^T \mathbf{N}_1 \dot{\mathbf{q}}_u + \dot{\mathbf{q}}_w^T \mathbf{N}_2^T \mathbf{N}_2 \dot{\mathbf{q}}_w] dy \\ & + \frac{\rho I_Y}{2} \int_0^L \left[\dot{\mathbf{q}}_u^T \frac{d\mathbf{N}_1^T}{dy} \frac{d\mathbf{N}_1}{dy} \dot{\mathbf{q}}_u + \dot{\mathbf{q}}_w^T \frac{d\mathbf{N}_2^T}{dy} \frac{d\mathbf{N}_2}{dy} \dot{\mathbf{q}}_w \right] dy \\ & - 2\rho I_Y \Omega \int_0^L \dot{\mathbf{q}}_u^T \frac{d\mathbf{N}_1^T}{dy} \frac{d\mathbf{N}_2}{dy} \mathbf{q}_w dy + \rho I_Y L \Omega^2 \end{aligned} \quad (2.1.16)$$

onde ρ é a massa por unidade de volume, S é a área da seção transversal do eixo e I_Y é o momento de inércia de área da seção transversal do eixo em relação à coordenada Y . Na Eq. (2.1.16), a primeira integral representa a energia do eixo em flexão, a segunda integral retrata o efeito secundário da inércia de rotação (*Rayleigh*) e a última integral representa o efeito giroscópico. O último termo é constante e não tem influência nas equações.

Substituindo as Eqs. (2.1.14) e (2.1.15) na Eq. (2.1.16), obtêm-se:

$$T_D = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_u^T \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{q}}_u + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_w^T \mathbf{M}_2 \dot{\mathbf{q}}_w + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_u^T \mathbf{M}_3 \dot{\mathbf{q}}_u + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_w^T \mathbf{M}_4 \dot{\mathbf{q}}_w + \Omega \dot{\mathbf{q}}_u^T \mathbf{M}_5 \mathbf{q}_w + \rho I_Y L \Omega^2 \quad (2.1.17)$$

onde as matrizes \mathbf{M}_1 e \mathbf{M}_2 são as matrizes clássicas de massa, \mathbf{M}_3 e \mathbf{M}_4 contemplam a influência do efeito secundário da inércia de rotação e \mathbf{M}_5 é o efeito giroscópico. A aplicação da equação de Lagrange na Eq. (2.1.17) resulta:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T_S}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right) - \frac{\partial T_S}{\partial \mathbf{q}} = (\mathbf{M}_S + \mathbf{M}_T) \ddot{\mathbf{q}} + \Omega \mathbf{D}_g \dot{\mathbf{q}} + \dot{\Omega} \mathbf{K}_{st} \mathbf{q} \quad (2.1.18)$$

onde a soma das matrizes \mathbf{M}_S e \mathbf{M}_T resultam na matriz de massa \mathbf{M} , mostrada na Eq. (2.1.1). Assim, as matrizes elementares formuladas a partir da energia cinética do eixo são apresentadas a seguir (LALANNE; FERRARIS, 1998).

$$\mathbf{M}_S = \frac{\rho S L}{420} \begin{bmatrix} 156 & 0 & 0 & -22L & 54 & 0 & 0 & 13L \\ & 156 & 22L & 0 & 0 & 54 & -13L & 0 \\ & & 4L^2 & 0 & 0 & 13L & -3L^2 & 0 \\ & & & 4L^2 & -13L & 0 & 0 & -3L^2 \\ & & & & 156 & 0 & 0 & 22L \\ & & & & & 156 & -22L & 0 \\ & & & & & & 4L^2 & 0 \\ \text{SIM.} & & & & & & & 4L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.19)$$

$$\mathbf{M}_T = \frac{\rho I_Y}{30L} \begin{bmatrix} 36 & 0 & 0 & -3L & -36 & 0 & 0 & -3L \\ & 36 & 3L & 0 & 0 & -36 & 3L & 0 \\ & & 4L^2 & 0 & 0 & -3L & -L^2 & 0 \\ & & & 4L^2 & 3L & 0 & 0 & -L^2 \\ & & & & 36 & 0 & 0 & 3L \\ & & & & & 36 & -3L & 0 \\ & & & & & & 4L^2 & 0 \\ \text{SIM.} & & & & & & & 4L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.20)$$

$$\mathbf{D}_g = \frac{\rho I_Y}{15L} \begin{bmatrix} 0 & -36 & -3L & 0 & 0 & 36 & -3L & 0 \\ & 0 & 0 & -3L & -36 & 0 & 0 & -3L \\ & & 0 & -4L^2 & -3L & 0 & 0 & L^2 \\ & & & 0 & 0 & -3L & -L^2 & 0 \\ & & & & 0 & -36 & 3L & 0 \\ & & & & & 0 & 0 & 3L \\ & & & & & & 0 & -4L^2 \\ \text{-SIM.} & & & & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.21)$$

$$\mathbf{K}_{st} = \frac{\rho I_Y}{15L} \begin{bmatrix} 0 & -36 & -3L & 0 & 0 & 36 & -3L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3L & 4L^2 & 0 & 0 & -3L & -L^2 & 0 \\ 0 & 36 & 3L & 0 & 0 & -36 & 3L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3L & -L^2 & 0 & 0 & -3L & 4L^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.22)$$

2.1.3 Matriz Associada à Energia de Deformação

A partir do elemento de eixo com comprimento L ($0 \leq \zeta \leq L$) mostrado na Fig. 2.1.4, considera-se ainda este sistema em flexão pura no plano YZ e engastado no nó 1. Ao nó 2 é aplicada

uma força Z_2 e um momento fletor M_{X2} . Os *gdl* de deslocamento e rotação referentes ao nó 2 continuam sendo w_2 e θ_2 , respectivamente.

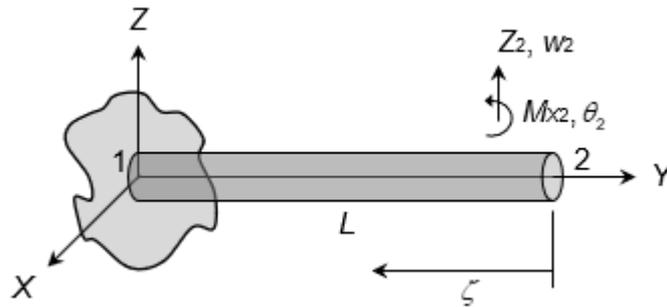


Figura 2.1-4 – Eixo engastado em flexão pura no plano YZ (CAVALINI JR, 2013).

Desconsiderando-se a deformação devido ao esforço cortante (*Timoshenko*), a força cortante T_Z e o momento fletor M_X podem ser representados da seguinte forma:

$$T_Z(\xi) = Z_2 \quad (2.1.23)$$

$$M_X(\xi) = M_{X2} + Z_2\xi \quad (2.1.24)$$

A energia de deformação da viga U_{M_X} em função do momento aplicado é dada por:

$$U_{M_X} = \int_0^L \frac{M_X^2}{2EI_Y} d\zeta = \int_0^L \frac{(M_{X2} + Z_2\zeta)^2}{2EI_Y} d\zeta \quad (2.1.25)$$

onde E é o módulo de elasticidade ou módulo de Young.

Aplicando o segundo teorema de Castigliano, obtêm-se as expressões para os *gdl* referentes ao deslocamento transversal e a rotação na extremidade do eixo (nó 2), Eqs. (2.1.26) e (2.1.27), respectivamente:

$$w_2 = \frac{\partial U_{M_X}}{\partial Z_2} = \int_0^L \frac{(M_{X2} + Z_2\zeta)}{2EI_Y} \zeta d\zeta = \frac{L^3}{3EI_Y} Z_2 + \frac{L^2}{2EI_Y} M_{X2} \quad (2.1.26)$$

$$\theta_2 = \frac{\partial U_{M_X}}{\partial M_{X2}} = \int_0^L \frac{(M_{X2} + Z_2\zeta)}{2EI_Y} d\zeta = \frac{L^2}{2EI_Y} Z_2 + \frac{L}{EI_Y} M_{X2} \quad (2.1.27)$$

$$\begin{bmatrix} w_2 \\ \theta_2 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{YZc} \begin{bmatrix} Z_2 \\ M_{X2} \end{bmatrix} = \frac{1}{EI_Y} \begin{bmatrix} \frac{L^3}{3} & \frac{L^2}{2} \\ \frac{L^2}{2} & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_2 \\ M_{X2} \end{bmatrix} \quad (2.1.28)$$

$$\mathbf{K}_{YZc} = \mathbf{C}_{YZc}^{-1} = \frac{EI_Y}{L^3} \begin{bmatrix} 12 & -6L \\ -6L & 4L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.29)$$

A deformação devido ao esforço cisalhante (*Timoshenko*) é agora adicionada à Eq. (2.1.29), considerando a expressão para a deformação cisalhante γ_{YZ} no eixo é dada por:

$$\gamma_{YZ} = \frac{\tau_{YZ}}{G} = \frac{Z_2}{k_Y G S_r} \quad (2.1.30)$$

onde G é o módulo de cisalhamento do material do eixo, S_r é a área reduzida da seção transversal (considerado igual a área da seção transversal S por (LALANNE E FERRARIS, 1998)) e k_Y é o coeficiente de forma da seção ao cisalhamento, que é a seção transversal ao longo da coordenada Y de acordo com (HUTCHINSON, 2001).

$$k_Y = \frac{6(1+\nu)^2}{7+12\nu+4\nu^2} \quad (2.1.31)$$

onde ν é o coeficiente de Poisson.

Assim, a energia de deformação do eixo devido ao esforço de cisalhamento é dada pela seguinte equação:

$$U_{TZ} = \int_0^L \frac{k_Y G S}{2} \gamma_{YZ}^2 d\zeta = \int_0^L \frac{1}{2k_Y G S} T_Z^2 d\zeta = \int_0^L \frac{1}{2k_Y G S} Z_2^2 d\zeta = \frac{Z_2^2 L}{2k_Y G S} \quad (2.1.32)$$

O segundo teorema de Castigliano aplicado à Eq. (2.1.32), chega-se à deflexão suplementar Δw_2 devido ao esforço cisalhante.

$$\Delta w_2 = \frac{\partial U_{TZ}}{\partial Z_2} = \frac{Z_2 L}{k_Y G S} \quad (2.1.33)$$

Portanto, a Eq. (2.1.26) torna-se:

$$w_2 = \frac{L^3}{3EI_Y} Z_2 + \frac{L^2}{2EI_Y} M_{X2} + \Delta w_2 = \frac{L^3}{3EI_Y} \left(1 + \frac{\partial_Y}{4}\right) Z_2 + \frac{L^2}{2EI_Y} M_{X2} \quad (2.1.34)$$

onde $\vartheta_Y = \frac{12EI_Y}{k_Y G S L^2}$.

Neste contexto, a matriz de flexibilidade quando o efeito de esforço cortante é considerado resulta na Eq(2.1.35):

$$\mathbf{C}_{YZcT} = \frac{1}{EI_Y} \begin{bmatrix} \frac{L^3}{3} \left(1 + \frac{\vartheta_Y}{4}\right) & \frac{L^2}{2} \\ \frac{L^2}{2} & L \end{bmatrix} \quad (2.1.35)$$

Assim, a nova matriz de rigidez para o eixo engastado é dada pela seguinte equação:

$$\mathbf{K}_{YZcT} = \mathbf{C}_{YZcT}^{-1} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{L}{2} \\ -\frac{L}{2} & \frac{(4+\vartheta_Y)}{12} L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.36)$$

Considere-se a partir deste ponto o elemento de eixo de comprimento L , agora em flexão pura no plano YZ como o eixo da Fig. 2.1.5. Neste contexto, a condição de contorno de engaste não é mais considerada, deixando o eixo livre. Aos nós 1 e 2 são aplicadas as forças e momentos fletores Z_1 e M_{x1} e Z_2 e M_{x2} , respectivamente. Os *gdl* de deslocamento e rotação referentes aos nós 1 e 2 continuam sendo w_1 , θ_1 e w_2 e θ_2 , respectivamente.

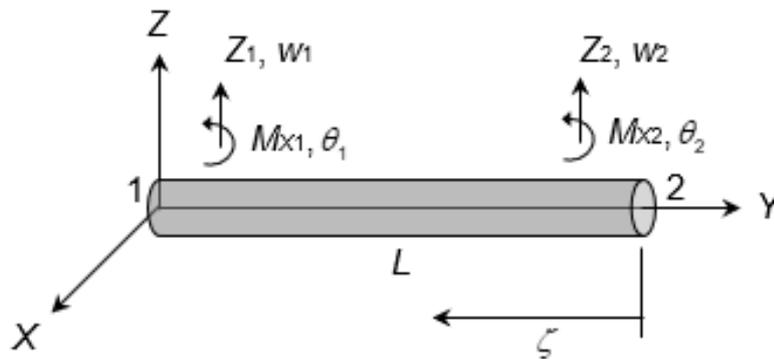


Figura 2.1-5 – Eixo livre em flexão pura no plano YZ (CAVALINI JR, 2013).

As equações de equilíbrio das forças e momentos do eixo livre podem ser escritas da seguinte forma:

$$Z_1 + Z_2 = 0 \quad (2.1.37)$$

$$M_{X1} + Z_2L + M_{X2} = 0 \quad (2.1.38)$$

As Eqs. (2.1.37) e (2.1.38) podem ser agrupadas na forma matricial como segue:

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ M_{X1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_2 \\ M_{X2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 \\ M_{X1} \end{bmatrix} + \Phi \begin{bmatrix} Z_2 \\ M_{X2} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.1.39)$$

De acordo com Imbert (1995) a matriz de rigidez elementar de um corpo livre de restrições de movimento \mathbf{K}_L pode ser calculada diretamente da matriz de rigidez \mathbf{K}_c do mesmo corpo em uma condição de engaste (Fig. 2.1.4). Para isto, a Eq. (2.1.40) pode ser utilizada.

$$\mathbf{K}_L = \begin{bmatrix} -\Phi \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{K}_c \begin{bmatrix} -\Phi^T & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (2.1.40)$$

onde Φ é definida na Eq. (2.1.39) e \mathbf{I} trata-se de uma matriz identidade de ordem 2.

É importante ressaltar que Φ muda conforme o plano em análise. Assim, para o plano YZ em questão é conveniente denominar esta matriz por Φ_{YZ} e a Eq. (2.1.39) torna-se:

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ M_{X1} \end{bmatrix} + \Phi_{YZ} \begin{bmatrix} Z_2 \\ M_{X2} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.1.41)$$

A matriz de rigidez elementar do eixo no plano de flexão YZ é obtida a partir da Eq. (2.1.40) com $\mathbf{K}_c = \mathbf{K}_{YZcT}$ e $\Phi = \Phi_{YZ}$, como mostrado a seguir.

$$\mathbf{K}_{YZ} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -L & -1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{L}{2} \\ -\frac{L}{2} & \frac{(4+\vartheta_Y)}{12}L^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & -L & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.42)$$

onde o resultado final é dado por (linhas e colunas referentes ao vetor de gdl \mathbf{q}_w , Eq. (2.1.11)):

$$\mathbf{K}_{YZ} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \begin{bmatrix} 12 & 6L & -12 & 6L \\ (4+\vartheta_Y)L^2 & -6L & (2-\vartheta_Y)L^2 & \\ & 12 & -6L & \\ SIM. & & (4+\vartheta_Y)L^2 & \end{bmatrix} \quad (2.1.43)$$

Considerando-se o plano XY, também com o eixo em flexão pura, seus gdl (u_1 , φ_1 , u_2 e φ_2) e forças e momentos fletores aplicados (X_1 , M_{Z1} , X_2 e M_{Z2}), como mostra a Fig. 2.1.6. As matrizes de rigidez e de flexibilidade do eixo na condição de engaste em flexão pura no plano XY resultam

de um procedimento análogo ao realizado para o plano YZ; Eqs. (2.1.44) e (2.1.45), respectivamente (na presença do efeito de esforço cisalhante).

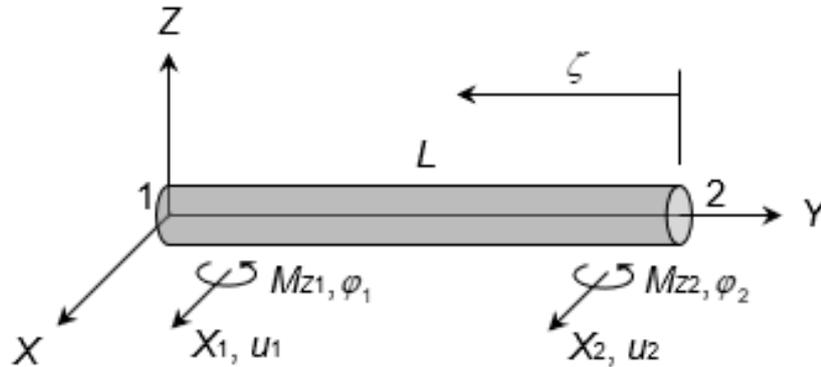


Figura 2.1-6 – Eixo livre em flexão pura no plano XY (CAVALINI JR, 2013).

$$\mathbf{C}_{XYcT} = \frac{1}{EI_Y} \begin{bmatrix} \frac{L^3}{3} \left(1 + \frac{\vartheta_Y}{4}\right) & -\frac{L^2}{2} \\ -\frac{L^2}{2} & L \end{bmatrix} \quad (2.1.44)$$

$$\mathbf{K}_{XYcT} = \mathbf{C}_{XYcT}^{-1} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \begin{bmatrix} 1 & \frac{L}{2} \\ \frac{L}{2} & \frac{(4+\vartheta_Y)}{12} L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.45)$$

As equações de equilíbrio das forças e momentos do eixo livre para o plano XY são descritas como segue:

$$X_1 + X_2 = 0 \quad (2.1.46)$$

$$M_{Z1} - X_2 L + M_{Z2} = 0 \quad (2.1.47)$$

As Eqs. (2.1.46) e (2.1.47) podem também ser agrupadas matricialmente, obtendo-se como resultado:

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ M_{Z1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -L & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_2 \\ M_{Z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 \\ M_{Z1} \end{bmatrix} + \Phi_{XY} \begin{bmatrix} X_2 \\ M_{Z2} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.1.48)$$

A matriz de rigidez elementar do eixo no plano de flexão XY é obtida a partir da Eq. (2.1.40) com $\mathbf{K}_c = \mathbf{K}_{XYcT}$, porém alterando a relação $\Phi = \Phi_{YZ}$ para $\Phi = \Phi_{XY}$, conforme abaixo:

$$\mathbf{K}_{XY} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ L & -1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{L}{2} \\ \frac{L}{2} & \frac{(4+\vartheta_Y)}{12}L^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & L & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1.49)$$

Onde o resultado final é dado por (linhas e colunas referentes ao vetor de *gdl* \mathbf{q}_u , Eq. (2.1.10)):

$$\mathbf{K}_{XY} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \begin{bmatrix} 12 & -6L & -12 & -6L \\ & (4+\vartheta_Y)L^2 & 6L & (2-\vartheta_Y)L^2 \\ & & 12 & 6L \\ SIM. & & & (4+\vartheta_Y)L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.50)$$

Ordenando os *gdl* conforme o vetor \mathbf{q} da Eq. (2.1.9), de forma a adequá-los a ordem utilizada por Lalanne e Ferraris (1998), chega-se à matriz de rigidez do elemento completo (Fig. 2.1.3), \mathbf{K} , conforme apresentada na Eq. (2.1.1):

$$\mathbf{K}_S = \begin{bmatrix} 12 & 0 & 0 & -6L & -12 & 0 & 0 & -6L \\ & 12 & 6L & 0 & 0 & -12 & 6L & 0 \\ & & (4+\vartheta_Y)L^2 & 0 & 0 & -6L & (2-\vartheta_Y)L^2 & 0 \\ & & & (4+\vartheta_Y)L^2 & 6L & 0 & 0 & (2-\vartheta_Y)L^2 \\ & & & & 12 & 0 & 0 & 6L \\ & & & & & 12 & -6L & 0 \\ & & & & & & (4+\vartheta_Y)L^2 & 0 \\ SIM. & & & & & & & (4+\vartheta_Y)L^2 \end{bmatrix} \quad (2.1.51)$$

$$\mathbf{K} = \frac{12EI_Y}{L^3(1+\vartheta_Y)} \mathbf{K}_S \quad (2.1.52)$$

2.1.4 Força de Desbalanceamento

A força de desbalanceamento é definida por uma massa m_u situada a uma distância d do centro geométrico do eixo, que por sua vez têm coordenadas (u, w) em relação ao ponto O . Considera-se que a massa se mantém em um plano perpendicular ao eixo Y , como mostra a Fig. 2.1.7 (este plano permanece imóvel). A massa m_u é assumida como sendo muito menor que a massa do rotor.

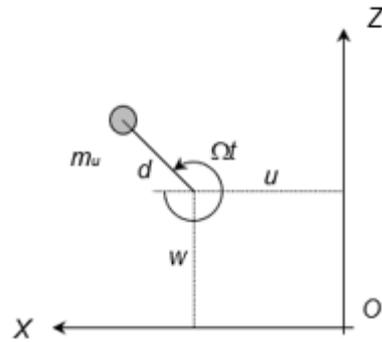


Figura 2.1-7 – Massa de desbalanceamento (CAVALINI JR, 2013).

A energia cinética T_U da massa m_u pode ser determinada como:

$$T_U = \frac{m_u}{2} [\dot{u}^2 + \dot{w}^2 + 2\Omega d \dot{u} \cos(\Omega t) - 2\Omega \dot{w} d \sin(\Omega t) + \Omega^2 d^2] \quad (2.1.53)$$

onde o último termo é constante e não tem influência nas equações. Assim, a expressão da energia cinética resulta:

$$T_U \approx m_u \Omega d [\dot{u} \cos(\Omega t) - \dot{w} \sin(\Omega t)] \quad (2.1.54)$$

A aplicação da equação de Lagrange na Eq. (2.1.54), produz:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T_U}{\partial \dot{u}} \right) - \frac{\partial T_U}{\partial u} = -m_u d \dot{\Omega} \sin(\Omega t) - m_u d \Omega^2 \cos(\Omega t) \quad (2.1.55)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T_U}{\partial \dot{w}} \right) - \frac{\partial T_U}{\partial w} = -m_u d \dot{\Omega} \cos(\Omega t) + m_u d \Omega^2 \sin(\Omega t) \quad (2.1.56)$$

Portanto, as forças de desbalanceamento \mathbf{F}_u (Eq. (2.1.1)) a serem aplicadas nas direções X e Z em um nó do modelo matemático constituído de elementos de eixo são, respectivamente, F_{uX} e F_{uZ} como mostradas a seguir.

$$F_{uX} = -m_u d \dot{\Omega} \sin(\Omega t) - m_u d \Omega^2 \cos(\Omega t) \quad (2.1.57)$$

$$F_{uZ} = -m_u d \dot{\Omega} \cos(\Omega t) + m_u d \Omega^2 \sin(\Omega t) \quad (2.1.58)$$

2.1.5 Força de Sustentação nos Mancais

A Eq. (2.1.59) mostra as forças de sustentação F_m (Eq. (2.1.1)) nas direções X e Z , F_{mX} e F_{mZ} , respectivamente.

$$\begin{bmatrix} F_{mX} \\ F_{mZ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xz} \\ k_{zx} & k_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{xx} & d_{xz} \\ d_{zx} & d_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \end{bmatrix} \quad (2.1.59)$$

onde a disposição dos coeficientes de rigidez (k) e amortecimento (d_{xx} , d_{xz} , d_{zx} e d_{zz}) entre o mancal B e o eixo S_h é apresentada pela Fig. 2.1.8. Os coeficientes cruzados (k_{xz} , k_{zx} , d_{xz} e d_{zx}) apenas são utilizados na modelagem de mancais hidrodinâmicos cilíndricos. Quando os eixos são suportados por mancais de rolamentos, mancais magnéticos e mancais hidrodinâmicos seguimentados, do tipo *tilting pad bearing*, os coeficientes cruzados são desconsiderados.

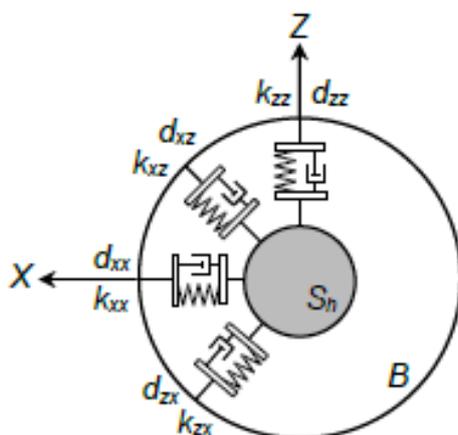


Figura 2.1-8 – Coeficientes de rigidez e amortecimentos dos mancais (CAVALINI JR, 2013).

2.2 Mancais Magnéticos Ativos

Os Mancais Magnéticos Ativos (MMAs) já são amplamente utilizados em máquinas rotativas devido ao impulso de novos projetos onde maiores velocidades de rotação são requeridas e em função da diminuição de preços de componentes eletrônicos associados (SCHWEITZER; MASLEN, 2009), (ZHANG, ZHU, 2017) e (PAPINI AT ALL, 2016). Os MMAs oferecem várias vantagens sobre os mancais mecânicos convencionais, dentre as quais pode-se citar a sustentação do rotor sem contato (eliminando assim o desgaste mecânico e necessidade de lubrificantes), a

possibilidade de ajuste dos seus parâmetros dos por meio de software de controle com objetivos de maximizar o desempenho da máquina e até permitir que a máquina continue a operar em alguns tipos de falhas até que todos os recursos para uma intervenção de manutenção sejam providenciados.

O princípio operacional dos MMAs não é complicado (STEPHAN ET AL., 2011) como está ilustrado esquematicamente na Fig. 2.2-1. Neste caso,

- Um atuador eletromagnético é projetado para exercer forças em um objeto ferromagnético suportado;
- A posição do rotor no espaço é monitorada por um sensor de posição;
- O sensor de posição fornece informações sobre a posição do munhão do mancal a um sistema de controle;
- O sistema de controle atua ajustando a corrente no atuador em resposta a mudanças na posição do munhão do rotor e em função de uma estratégia de controle implementada;
- Uma força é aplicada pelo atuador no munhão do rotor para mantê-lo na posição desejada sem permitir o contato do munhão com o estator.

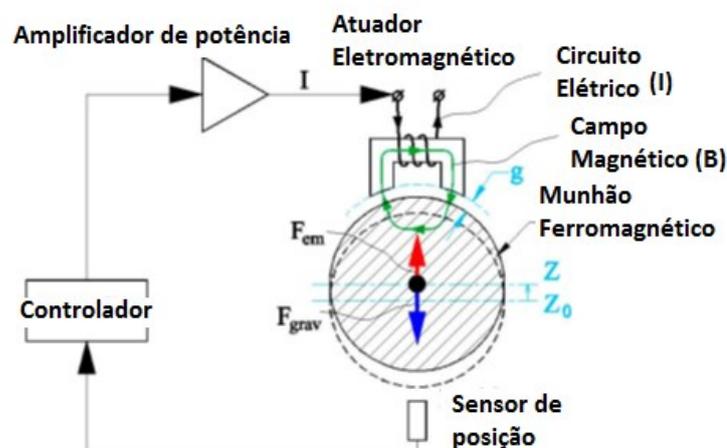


Fig. 2.2-1 - Ilustração esquemática do princípio operacional dos MMA, onde: F_{em} : força eletromagnética; F_{grav} : força da gravidade; g (gap) folga o entre o estator eletromagnético e o munhão do rotor; Z : posição atual do centro do munhão do rotor; Z_0 : referência do controle para a posição do centro do munhão do rotor. (Adaptada de (ALEXEI ET AL., 2016))

A força exercida pelo eletroímã sobre o munhão do rotor é sempre de atração e depende de dois parâmetros (ALEXEI ET AL.A 2016):

- Corrente I no eletroímã;

- Distância - (gap) g - entre o munhão do rotor e o eletroímã g , também representado pela posição do centro do munhão do rotor Z .

Se a corrente I não mudar, a força eletromagnética (F_{em}) atraindo o rotor em direção ao eletroímã fica mais forte quando o rotor se aproxima do eletroímã. Por causa disso, e porque a força da gravidade (F_{grav}) efetivamente não muda com a posição do rotor, se o rotor estiver perto do eletroímã o suficiente para que a força eletromagnética F_{em} supere a força da gravidade F_{grav} , o rotor avança sem controle em direção ao eletroímã e permanece acoplado a ele. Por outro lado, se o rotor estiver muito longe do eletroímã, de modo que a força da gravidade seja maior que a força eletromagnética, o rotor é sustentado.

Neste tópico estão apresentados também os resultados parciais do estudo de uma abordagem de projeto e construção de MMA bem como os resultados de testes experimentais iniciais com módulos eletroeletrônicos, sensores de posição, microcontroladores e outros dispositivos com potencial de uso para o desenvolvimento/integração dos componentes que constituirão o sistema eletroeletrônico da bancada experimental a ser construída.

Embora haja no laboratório LMEst/UFU uma bancada completa, constituída de um rotor suportado por MMAs, amplificadores de potência e sistema supervisor/controle, neste trabalho é proposta a construção de uma bancada a partir de componentes de baixo custo. Objetiva-se com esta construção adquirir conhecimento tanto no projeto como na construção dos componentes passivos tais como os núcleos rotórico e o estatórico laminados. Ainda, foram testados sensores indutivos analógicos, amplificadores de potência e microcontroladores de baixo custo como componentes constituintes da bancada como pode descrito no Anexo V.

A escolha da abordagem de projeto e construção dos MMAs escolhida para estudo detalhado neste trabalho se deu em função da identificação do casamento entre os recursos necessários os recursos disponíveis mantendo-se baixo o custo de implantação.

O projeto do estator e da parte do rotor formador por chapas laminadas de aço silício de grão não orientado, como mostrado na Fig. 2.2-2, assim como o dimensionamento dos amplificadores de potência tiveram como referência o trabalho de (MASLEN, 2000), onde inicialmente as equações de Maxwell são utilizadas como ponto de partida.

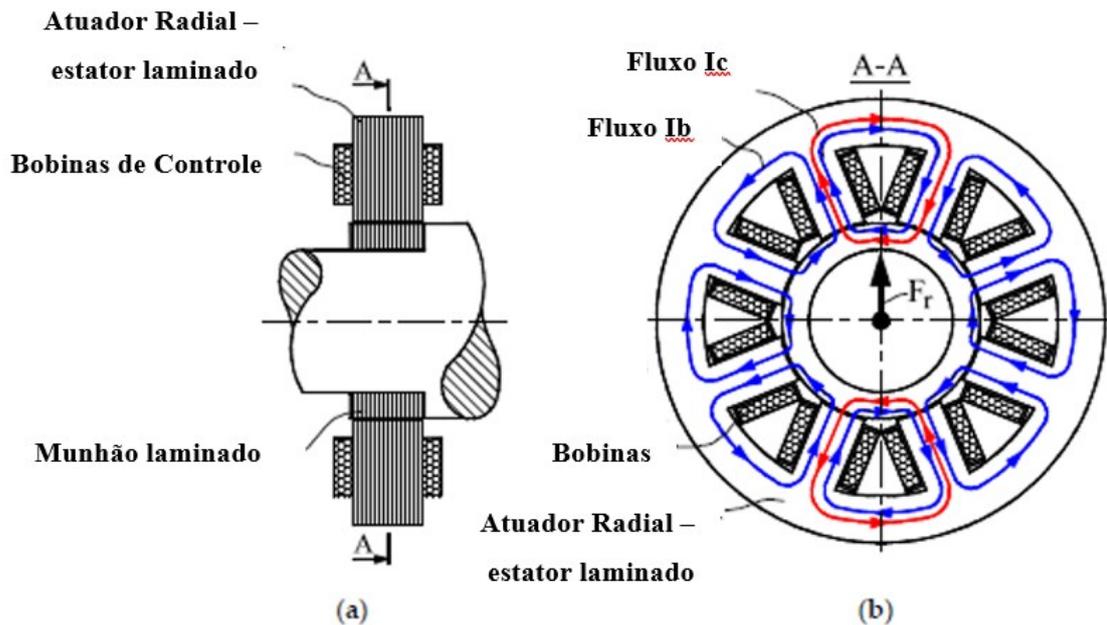


Figura 2.2-2 - Corte longitudinal e vista frontal de um esquemático do conjunto núcleo rotórico e estator laminados do MMA.

Assim,

$$\nabla \times H = J \quad (2.2.1)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.2.2)$$

Onde:

- H - Intensidade do campo magnético, [A /m];
- B - Intensidade da Densidade do Fluxo Magnético, [T];

Partindo das equações de Maxweel, é assumido que todas as linhas de fluxo magnético estão em um plano e que todos os fluxos de corrente elétrica são perpendiculares a este plano. Assim, aplicando a Lei de Ampere, obtêm-se a Eq. (2.2.3):

$$\sum_{i=1}^{ns} H_i l_i = \sum_{i=1}^{nc} N_i I_i \quad (2.2.3)$$

onde para cada trecho i :

- H_i - Intensidade do campo magnético, [A /m];
- l_i - Comprimento do trecho, [m];

- N_i - Número de espiras da bobina, [adm].

Finalmente, assumindo que a permeabilidade é constante em cada segmento:

$$B_i = \mu_i H_i \quad (2.2.4)$$

onde para cada trecho i :

- B_i - Intensidade da Densidade do Fluxo Magnético no trecho, [T];
- μ_i - Permeabilidade magnética do meio no trecho, [Tm /A];

O modelo correlacionando a densidade do fluxo magnético, a permeabilidade magnética, o número de espiras da bobina e a corrente que circula na mesma, é obtido conforme mostra a Eq. (2.2.5).

$$\sum_{i=1}^{ns} \frac{B_i l_i}{\mu_i} = \sum_{i=1}^{nc} N_i I_i \quad (2.2.5)$$

A Eq. (2.2.2) na forma integral torna-se a Eq (2.2.6).

$$\int_S \int B \cdot da \quad (2.2.6)$$

Admitindo um modelo de parâmetros discretos, de modo que o perímetro pode ser quebrado em n_p trechos discretos, onde a densidade de fluxo magnético B é perpendicular à secção transversal, a Eq. (2.2.6) toma a forma da Eq. (2.2.7).

$$\sum_{i=1}^{n_p} \int_{A_i} B_i da \quad (2.2.7)$$

Admitindo também que a densidade de fluxo magnético B é uniforme em cada perímetro, então:

$$\sum_{i=1}^{n_p} \int_{A_i} B_i da = B_i A_i = \Phi_i \quad (2.2.8)$$

ou

$$\sum_{i=1}^{n_p} \Phi_i = 0 \quad (2.2.9)$$

onde, para cada trecho i , Φ_i é a intensidade do fluxo magnético.

No uso da Eq. (2.2.9) deve ser tomado um cuidado com os sinais. É assumido que a integral é feita sobre um volume sólido e que a área infinitesimal da é definida por vetor unitário normal à superfície, de modo que a convenção de sinal para o somatório é tal que um fluxo magnético positivo, Φ_i , é aquele que sai do volume de integração.

Aplicando também o modelo de parâmetros concentrados, a força atuando sobre um corpo sujeito à um campo magnético pode ser calculado através do tensor Maxwell, Eq. (2.2.10). A aproximação mostrada na Eq. (2.2.10) é tão melhor quanto maior for a permeabilidade magnética do meio. Também, as componentes do campo magnético não ortogonais à superfície do núcleo ferromagnético contribuem com a imprecisão deste modelo.

$$f = \int_S \int B \cdot da \cong \frac{1}{2\mu_0} \int_S \int |B|^2 da \cong \sum_{i=1}^{n_p} B_i^2 A_i \quad (2.2.10)$$

Outras limitações e fenômenos associados com o fluxo magnético em um núcleo ferromagnético devem ser consideradas no projeto tais como a histerese e a saturação. A saturação ocorre quando os domínios magnéticos no interior do material, submetido à um campo magnético, atingem o alinhamento com as linhas deste campo. Nesta condição, o material não consegue mais amplificar o campo magnético imposto. Este comportamento assintótico está ilustrado na Fig. 2.2-3. Para esta curva de saturação típica do aço ao Silício mostrada, a saturação se dá próximo de 1.2 Tesla.

De acordo com (SCHWEITZER E MASLEN, 2009) e (ZHANG E ZHU, 2017), quando uma amostra ferromagnética não magnetizada é colocada dentro de um campo magnético homogêneo de intensidade H crescente, a magnitude da densidade de fluxo B aumenta rapidamente até que domínios magnéticos no interior do material atinjam o alinhamento com as linhas do campo imposto, comportamento ilustrado no primeiro quadrante da Fig. 2.2-4.

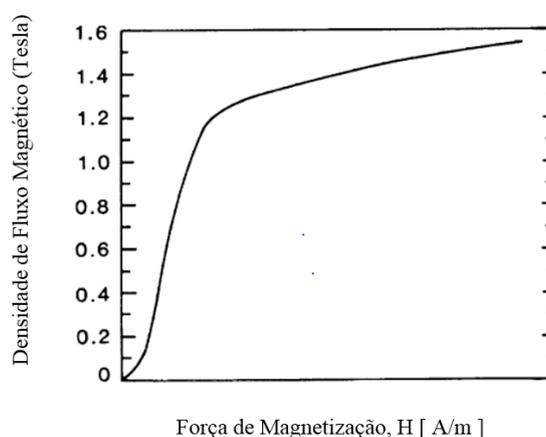


Figura 2.2-3 - Curva de saturação típica do aço ao silício.

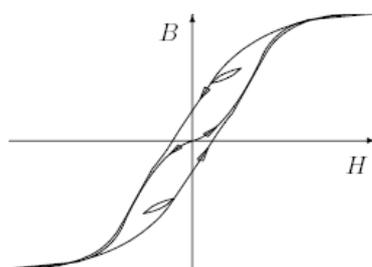


Figura 2.2-4 - Diagrama B-H e o ciclo de histerese.

Quando a intensidade do campo imposto é feita $H=0$, a variação da intensidade da densidade de fluxo B não se dá de forma reversível. Esta irreversibilidade da relação entre a intensidade do fluxo magnético H e a intensidade da densidade de fluxo magnético B está ilustrada na Fig. 2.2-4.

De acordo com (MASLEN, 2000) e (CHIBA AT ALL, 2005) o projeto dos atuadores deve levar em conta uma coleção de especificações de desempenho, dentre as quais se contam a capacidade de carga e a necessidade de minimizar algum tipo de índice de desempenho. Uma das principais restrições é o desempenho térmico dos dispositivos: nas bobinas do atuador eletromagnético ocorre a conversão de energia elétrica em energia térmica (calor), as chamadas perdas por efeito Joule ou ôhmicas e essas perdas devem poder ser adequadamente transportadas por condução através do ferro do estator para um dissipador de calor externo, por convecção do gás ou fluido no qual o atuador é imerso ou por radiação para a vizinhança. Embora um tratamento formal para este problema de transferência de calor pode ser aplicado ao projeto, isto não será feito neste trabalho. Aqui serão seguidas as orientações já existentes para o projeto de bobinas eletromagnéticas.

Depois que a configuração básica do atuador é selecionada no que diz respeito por exemplo ao número de polos, a maioria dos parâmetros geométricos do atuador serão determinados com o objetivo de satisfazer a restrição térmica em conjunto com a capacidade de carga na saturação magnética e com as considerações geométricas para impedir a saturação prematura da ferroestrutura. As equações de projeto resultantes possuem então o mínimo de variáveis livres que podem ser manipuladas para a obtenção do projeto ótimo.

2.3 Resumo da estratégia de controle utilizada neste trabalho

A introdução de um bloco controlador em um determinado sistema causa a modificação de sua dinâmica com o objetivo de satisfazer certos requisitos com relação a sua resposta (OGATA,

1996). Os parâmetros do sistema que sofrem uma ação direta do controlador são as variáveis manipuladas, enquanto que os parâmetros com respeito aos quais se deseja obter as mudanças que satisfaçam as dadas especificações denominam-se variáveis controladas.

O controlador é um dispositivo físico, e que pode ser: eletrônico, elétrico, mecânico, pneumático, hidráulico ou combinações destes. No projeto real de um sistema de controle, o projetista deverá decidir pela utilização de um ou mais controladores (DAVID,2008). O tipo de controlador mais comumente usado atualmente é o controlador eletrônico digital, especialmente em função da sua versatilidade em termos de poder ser adaptado para diversos desafios de controle. Uma vez identificada a necessidade de se projetar um controlador, existem algumas configurações possíveis, com respeito ao posicionamento do mesmo no sistema a ser controlado. Dentre as configurações mais usadas em sistemas de controle, pode-se citar:

- *Controladores em série* - consiste na colocação do controlador no ramo direto de alimentação, ou seja, em série com a planta, com mostrado na Fig. 2.3-1;
- *Controladores por realimentação* - em geral, o número de componentes necessários na compensação por realimentação será menor que o número de componentes na compensação série. O nome desta configuração se dá neste caso porque o compensador é inserido em um ramo de retroalimentação.

Embora muito e muitas outras técnicas de controle tenham sido estudadas, está apresentado na sequência um consolidado da estratégia de controle efetivamente utilizada neste trabalho.

2.3.1-Controladores PID no domínio dos sinais contínuos

O controlador PID é um caso especial de compensador do tipo atraso-avanço (OGATA, 1996). O controle PD, que afeta a região de alta frequência, aumenta o ângulo de avanço de fase e melhora a estabilidade do sistema, bem como aumenta a largura de banda do sistema, portanto, aumentando a performance da resposta do controlador. Ou seja, o controlador PD se comporta em grande parte da mesma forma que um compensador de avanço de fase.

A ação de controle PI afeta a região de baixa frequência e, de fato, aumenta o ganho de baixa frequência e melhora a resposta do controlador em regime estacionário. Portanto, o controlador PI atua como um compensador de atraso de fase. A ação de controle PID é uma combinação das ações de controle PI e PD. As técnicas de projeto para os controladores PID seguem basicamente

as mesmas técnicas utilizadas no projeto de compensadores do tipo atraso-avanço. No controle de sistemas industriais, no entanto, cada uma das ações de controle PID do controlador pode ser ajustada experimentalmente, ou, através da aplicação de métodos como por exemplo o de Ziegler-Nichols, (OGATA, 1996).

Considerando-se o diagrama de controle em malha fechada mostrado na Fig. 2.3-1,

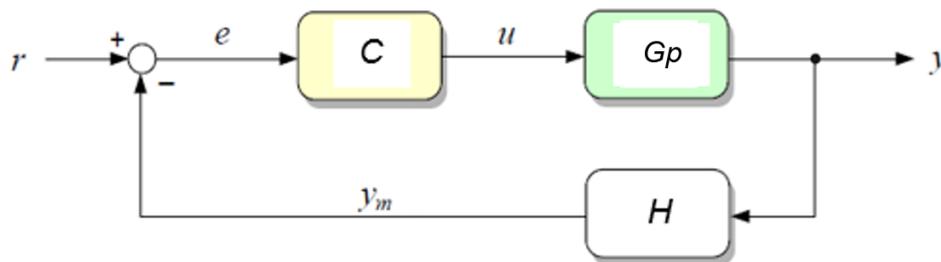


Figura 2.3-1- Diagrama de controle em malha fechada.
(Adaptado de POLEY, 2013)

onde:

- r - é a entrada de referência ou *set point*;
- e - é o sinal de erro;
- u - é o esforço de controle;
- y - é o sinal de saída da planta;
- C - é a função de transferência do controlador em série com planta;
- G_p - é a função de transferência da planta a ser controlada;
- H - é a função de transferência do sensor.

A equação que determina a saída u do controlador PID, em configuração paralela, como ilustrado na Fig. 2.3-2, é dada por:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_{-\infty}^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d(e(t))}{dt} \quad (2.3.1)$$

onde:

- K_p - é o ganho proporcional do controlador;
- K_i - é o ganho integral do controlador;
- K_d - é o ganho derivativo do controlador.

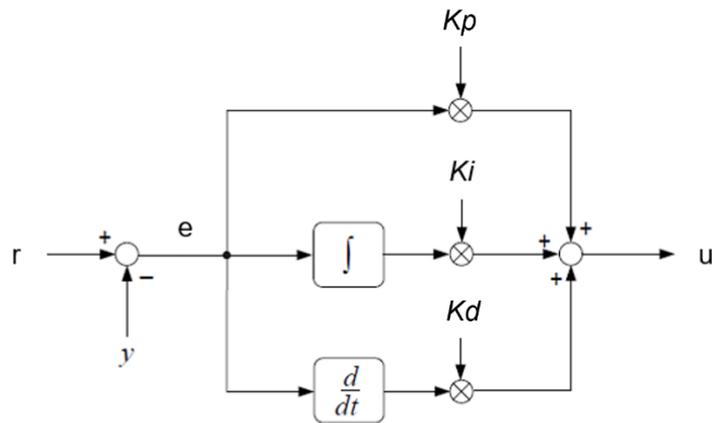


Figura 2.3-2- Diagrama ilustrando os ganhos do controlador PID, em paralelo
(Adaptado de POLEY, 2013)

A contribuição de cada um dos parâmetros do controlador PID descritos de acordo com (POLEY, 2013) pode ser melhor entendida observando-se a Fig. 2.3-3, e pode ser resumida como se segue:

- O termo proporcional K_p , como o nome diz impacta diretamente a saída u ;
- O termo integral K_i aumenta o ganho em baixa frequência minimizando o erro em regime estacionário, entretanto pode reduzir o grau de estabilidade do sistema em função do incremento do atraso de fase;
- O derivativo termo K_d por sua vez introduz um grau de predição no controle, mas em geral provoca um aumento de oscilação na resposta do sistema.

A Eq. (2.3.1) determina a saída u do controlador PID mas está no domínio dos sinais contínuos. De modo a ser possível aplicar a estratégia do controle PID com o uso de processador digital de sinais, é necessário obter a sua versão no domínio dos sinais discretos, o que é feito no tópico seguinte.

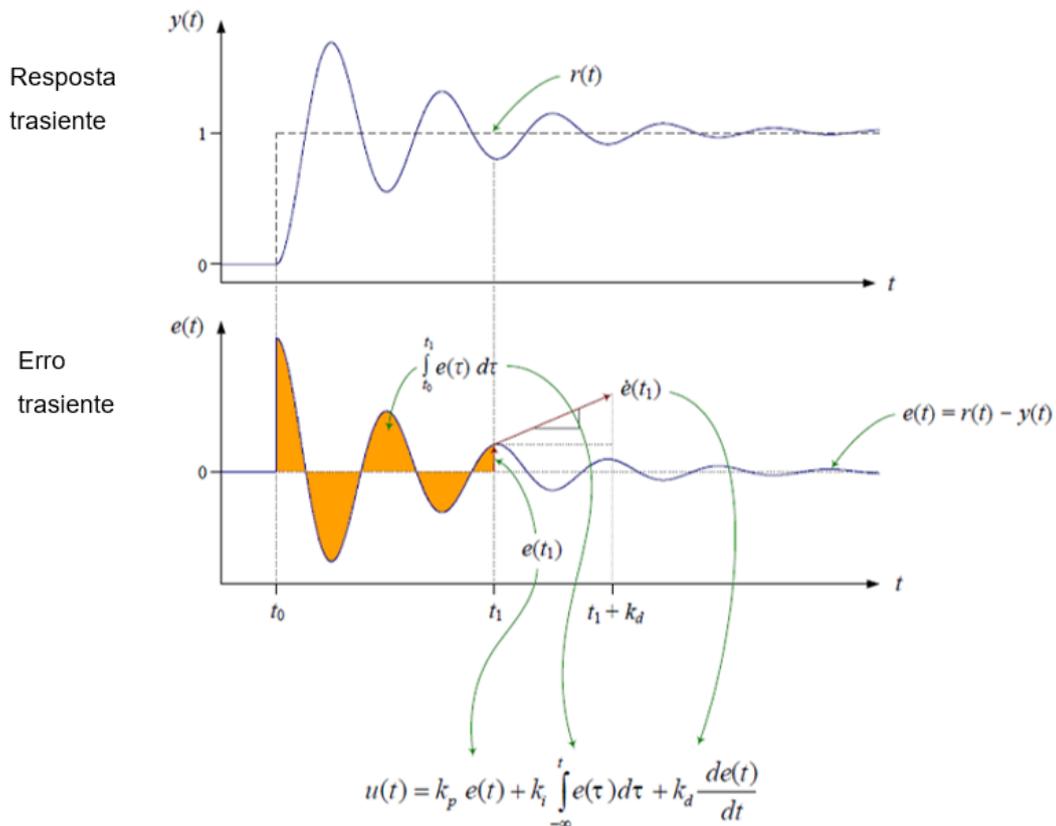


Figura 2.3-3- Ação do controlador PID.
(Adaptado de POLEY, 2013)

2.3.2 - Controladores PID no domínio dos sinais discretos

Quando o processador digital de sinais pode operar com taxas razoáveis de aquisição do sinal da variável controlada, portanto quando se conhece o valor do sinal erro e se atualiza a saída do controle u em intervalos de tempo T_0 muito pequenos, a Eq. (2.3.1) pode ser convertida em uma equação de diferenças através do conceito de discretização (ISERMANN, 1989). Neste contexto, o termo derivado é simplesmente substituído por uma equação diferença de primeira ordem e o termo integral por uma somatória, e, a integração contínua, pode ser aproximada por integração retangular ou trapezoidal.

Utilizando-se da aproximação da integração contínua por integração trapezoidal (ISERMANN, 1989), a equação Eq. (2.3.1) na forma discreta torna-se:

$$u(k) = K \left[e(k) + \frac{T_0}{T_i} \left(\frac{e(0) + e(k)}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} e(i) \right) + \frac{T_d}{T_0} (e(k) - e(k-1)) \right] \quad (2.3.2)$$

onde:

- T_0 – é o tempo de amostragem/atualização;
- $K = Kp$, é o ganho proporcional do controlador;
- $Ki = Kp/Ti$, é o ganho integral do controlador, e Ti , o tempo de integração;
- $Kd = Kp \cdot Td$, é o ganho derivativo do controlador, e Td , o tempo de derivação.

Após a subtração da Eq. (2.3.2) por $u(k-1)$, obtêm-se o algoritmo do controlador PID na forma recursiva, como segue:

$$u(k) = u(k - 1) + q_0 e(k) + q_1 e(k - 1) + q_2 e(k - 2) \quad (2.3.3)$$

onde os parâmetros q_0 , q_1 e q_2 estão associados com os parâmetros do controle PID de acordo com as equações abaixo:

$$q_0 = K \left(1 + \frac{T_0}{2Ti} + \frac{Td}{T_0} \right) \quad (2.3.4)$$

$$q_1 = -K \left(1 + 2 \frac{Td}{T_0} - \frac{T_0}{2Ti} \right) \quad (2.3.5)$$

$$q_2 = K \frac{Td}{T_0} \quad (2.3.6)$$

A forma recursiva dada pela Eq. (2.3.3) é uma forma mais eficiente de se calcular a saída de controle u quando se utiliza um microcontrolador-DSP com capacidade de processamento limitada quando comparada à capacidade de processamento dos analisadores digitais de sinais/placas controladoras geralmente empregadas do controle das máquinas equipadas com MMAs.

Página deixada em branco propositalmente

CAPÍTULO 3

Mancais Magnéticos Ativos – programa de dimensionamento básico de MMAs, modelagem e simulação da estratégia de controle utilizada e simulação da rotodinâmica da bancada experimental.

Neste Capítulo estão apresentados os principais conceitos utilizados na elaboração de um programa de dimensionamento básico de MMAs. Na sequência é detalhada a modelagem da estratégia de controle empregada e finalmente os resultados da simulação da rotodinâmica da bancada experimental é tratada. Para os três tópicos acima mencionados são apresentados os resultados das simulações.

3.1- Dimensionamento básico de MMAs

Neste tópico são deduzidas as equações associadas ao projeto de um MMA de oito polos. As equações são utilizadas no aperfeiçoamento/implementação de um *software* em Matlab® para cálculo dos parâmetros geométricos e elétricos do MMA. Ainda, os resultados oriundos do programa são apresentados e discutidos.

A partir dos conceitos contidos no item 2.1 do Capítulo II desta Tese de Doutorado e das notas de (MASLEN, 2000), consolidadas nas equações (3.1.1) a (3.1.25) que se seguem, foi desenvolvido/aprimorado um programa em Matlab® com o objetivo dimensionar a geometria dos núcleos ferromagnéticos laminados das partes estática e rotativa, os parâmetros geométricos e elétricos das bobinas, bem como os parâmetros do amplificador de potência do MMA da bancada experimental construída.

Os principais parâmetros geométricos de projeto do conjunto estator-núcleo rotativo de um MMA são os que estão ilustrados na Fig. 3.1-1. Dois desenhos complementares necessários à dedução das Eq. (3.1.1) a (3.1.17) estão apresentados nas Fig. 3.1-2 e 3.1-3. A descrição dos parâmetros da Fig. 3.1-1 bem como as relações entre os parâmetros da mesma com os parâmetros da Fig. 3.1-2 encontram-se na Tab. 3.1-1.

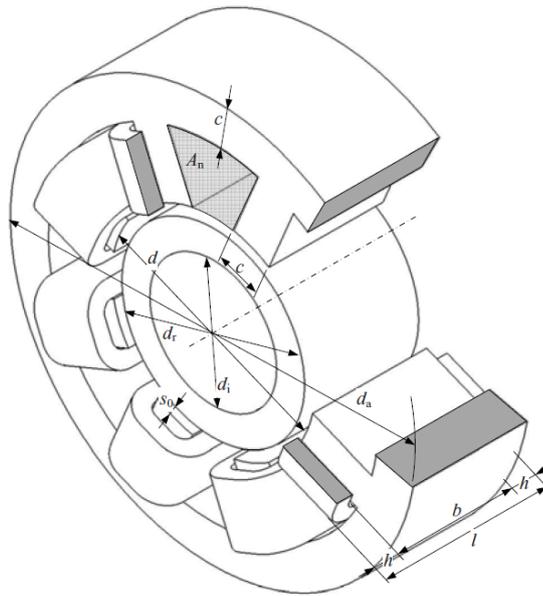


Figura 3.1-1 – Principais parâmetros de projeto do conjunto estator-núcleo rotor de um MMA (SCHWEITZER ET AL., 2009).

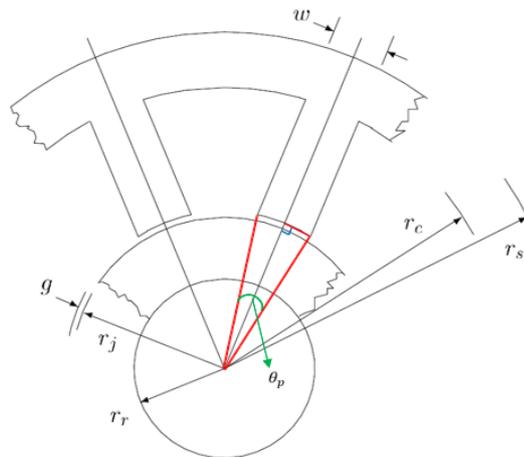


Figura 3.1-2 –Vista frontal dos núcleos estático e rotórico laminados de um MMA em corte parcial (Adaptado de (MASLEN, 2000)).

O dimensionamento dos núcleos ferromagnéticos laminados das partes estática e rotativa do MMA é iniciado com a determinação da largura do núcleo ferromagnético dos polos, w , nos quais as bobinas são montadas. Para isto, entretanto, é necessário definir antes a razão, f_i , entre o somatório dos comprimentos retificados dos arcos dos polos e o perímetro retificado de uma circunferência, calculado no raio dos polos, dada pela Eq. (3.1.1).

Tabela 3.1-1 - Principais parâmetros de projeto do conjunto estator-núcleo rotor de um MMA (SCHWEITZER ET AL., 2009) e (MASLEN, 2000)).

d	Diâmetro do mancal, ($d = 2r_j + 2s_0$); $s_0 = g$	d_a	Diâmetro externo da carcaça do estator
$C = w$	Largura do núcleo ferromagnético da bobina	d_i	Diâmetro interno do núcleo rotativo não laminado do rotor \approx diâmetro do eixo do rotor
h	Altura da bobina em relação ao entreferro	b	Largura magneticamente ativa dos atuadores eletromagnéticos
A_n	Área da secção transversal entre os núcleos dos atuadores eletromagnéticos.	l	Comprimento do mancal
d_r	Diâmetro externo do núcleo rotativo laminado do rotor.	s_0	Folga radial do mancal = g
r_j	$r_j = d_r / 2$, raio do eixo	r_r	$r_r = d_i / 2$
r_c	Raio para comportar as bobinas	r_s	$r_s = d_a / 2$
f_i	Razão de entreferro	n_p	Número de polos
γ	gamma, configuração do Fluxo magnético. Dividido: [0.5] Sim [1] Não	π	3.1415

$$f_i = \frac{\theta_p n_p}{2\pi} \quad (3.1.1)$$

Onde,

n_p - é o número de polos.

θ_p - é o ângulo do polo indicado na Fig.1-2 e dado pela Eq. (3.1.2).

$$\theta_p = \frac{2\pi f_i}{n_p} \quad (3.1.2)$$

Geometricamente, a largura do núcleo ferromagnético dos polos, w , é dada por:

$$w = 2(r_j + g) \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \quad (3.1.3)$$

Para que não ocorra a saturação do núcleo ferromagnético rotativo antes da saturação do polo, a inequação (3.1.4) necessita ser satisfeita.

$$r_j - r_r \geq \gamma w \quad (3.1.4)$$

Na qual:

r_j - é o raio externo do núcleo ferromagnético rotativo laminado.

r_r - é o raio interno do núcleo ferromagnético rotativo laminado.

w - é a largura do polo magnético.

γ - é a configuração do Fluxo magnético. Dividido: [0.5] Sim [1] Não. É através deste parâmetro que é modelada a configuração do fluxo magnético. Seu valor é tomado como 0.5, se o fluxo é dividido, e tomado como 1 se o fluxo não é dividido, como ilustrado na Fig. 3.1-5b. Nesta figura, estão mostrados os caminhos fechados das linhas de fluxo magnético no interior dos núcleos eletromagnéticos estático e rotativo quando da energização dos atuadores para o bobinado interligado conforme o esquema elétrico apresentado na Fig. 3.1-5c.

Combinando-se as Eq. (3.1.2), (3.1.3) e (3.1.4), resulta:

$$r_j - r_r \geq 2\gamma(r_j + g) \sin\left(\frac{\pi f_i}{n_p}\right) \quad (3.1.5)$$

De acordo com (MASLEN., 2000), levando-se em consideração o limite de densidade de fluxo no entreferro (gap), a área projetada do polo para um MMA de 8 polos é dada por:

$$A_g = \frac{\mu_0 f_{max}}{B_{sat}^2 \cos(22.5)} \quad (3.1.6)$$

Com:

μ_0 - permeabilidade magnética no vácuo [NA²] ou [Tm/A].

f_{max} - força máxima aplicada no mancal [N];

B_{sat} - intensidade máxima da densidade do fluxo magnético [T];

Geometricamente, a área projetada do polo é dada por:

$$A_g = l w \quad (3.1.7)$$

Onde,

l - é o comprimento do mancal.

Para uma condição de projeto onde a secção transversal do núcleo ferromagnético rotativo é um quadrado, conforme Eq. (3.1.8) abaixo, a Eq. (3.1.5) pode ser rearranjada para a forma da Eq. (3.1.9).

$$l = 2 r_j \quad (3.1.8)$$

$$r_r = \frac{\left[r_r + 2\gamma g \operatorname{sen}\left(\frac{\pi f_i}{n_p}\right) \right]}{\left[1 - 2\gamma \operatorname{sen}\left(\frac{\pi f_i}{n_p}\right) \right]} \quad (3.1.9)$$

Combinando-se as Eq. (3.1.6), (3.1.7) e (3.1.9), para o caso especial onde a secção transversal do núcleo ferromagnético rotativo é um quadrado, um valor de razão de entreferro, f_{i_c} , pode ser calculado através da Eq. (3.1.10).

$$f_i = \operatorname{sen}^{-1} \left[\frac{A_g}{(4r_j^2 + 4r_j \cdot g)} \right] \left(\frac{n_p}{\pi} \right) \quad (3.1.10)$$

No programa implementado utilizando-se da formulação apresentada, uma função é chamada para calcular numericamente f_{i_c} . Uma vez que $0 < f_i < 1$, um vetor de valores de r_j é calculado a partir de um vetor de valores de f_i contidos neste intervalo, e, os dois lados da Eq. (3.1.10) são comparados. A convergência do valor de $f_i = f_{i_c}$, é assumida quando o erro relativo entre os termos de ambos os lados da Eq. (3.1.10) torna-se menor do que 1.5%.

Os principais parâmetros geométricos de projeto do bobinado de um MMA são os que estão ilustrados na Fig. 3.1-3. Ela será utilizada como referência para a dedução das equações necessárias ao dimensionamento do bobinado dos atuadores eletromagnéticos do MMA.

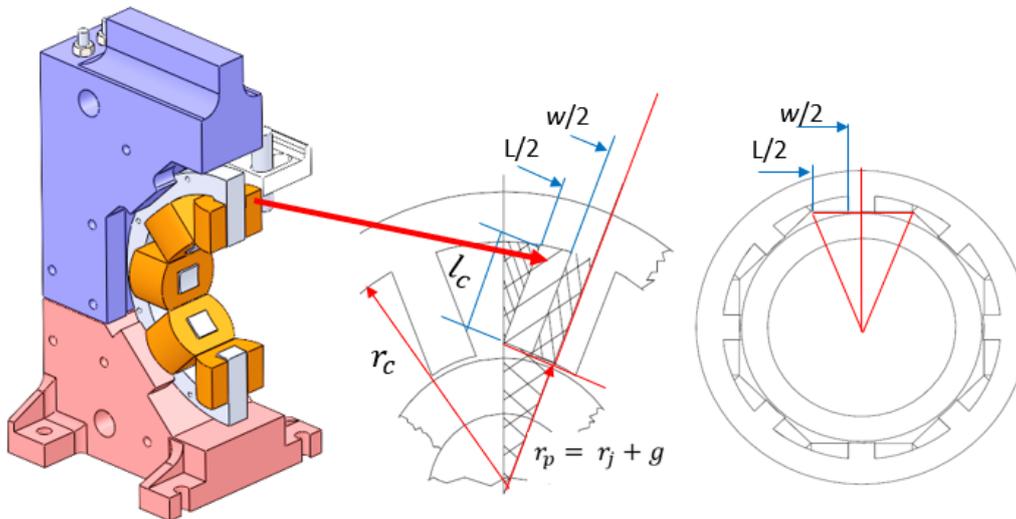


Figura 3.1-3 - Parâmetros de projeto geométricos do bobinado de um MMA.
(Adaptada de (MASLEN, 2000).

Inicialmente considere-se o perímetro de um polígono de n_p lados, circunscrito à uma circunferência de raio r_p . O perímetro deste polígono é dado por:

$$Per = 2 n_p r_p \operatorname{tag} \left(\frac{\pi}{n_p} \right) \quad (3.1.11)$$

Na Eq. (3.1.11), r_p é a dimensão ilustrada na Figura 3.1-3 e dada pela Eq. (3.1.12). É o raio do polo.

$$r_p = r_j + g \quad (3.1.12)$$

O comprimento $L = 2(L/2)$, onde $(L/2)$ está mostrado na Figura 3.1-3, tomando-se como referência de cota a linha radial passando pelo centro do polo, é dado pela Eq. (3.1.13), abaixo:

$$L = \frac{Per}{n_p} \quad (3.1.13)$$

Assim, utilizando-se a Eq. (3.1.11), resulta:

$$\frac{L}{2} = r_p \operatorname{tag} \left(\frac{\pi}{n_p} \right) \quad (3.1.14)$$

Tendo-se em conta que a dimensão r_c ilustrada na Figura 3.1-3 pode ser calculada pela Eq. (3.1.15),

$$r_c = r_p + l_c \quad (3.1.15)$$

De modo que:

l_c - é o comprimento da radial da bobina.

E combinando-se as Eq. (3.1.14) e (3.1.15), a área da sessão transversal da bobina, A_c , indicada na Figura 3.1-3 fica então determinada pela Eq. (3.1.16) que se segue:

$$A_c = \left[r_p \operatorname{tag} \left(\frac{\pi}{n_p} \right) - \frac{w}{2} \right] (r_c - r_p) \quad (3.1.16)$$

Ainda, de acordo com (MASLEN, 2000), considerando-se os conceitos de magnetomotância e conservação do fluxo, a área da sessão transversal da bobina, A_c , pode ser calculada pela Eq. (3.1.17)

$$A_c = N \sqrt{\left[(I_b)^2 + \left(\frac{f_{rms}}{K_{i_n} N^2 I_b} \right)^2 \right] / \left(\frac{J_{max}}{f_{co}} \right)} \quad (3.1.17)$$

Onde:

N - é o número de espiras do bobinado.

I_b - é a corrente de base [A] - valor de corrente constantemente imposto em cada par de bobinas com o objetivo de minimizar-se a não linearidade inerente à dinâmica dos MMAs.

f_{rms} - é a força RMS aplicada no mancal [N]

J_{max} - é a densidade de corrente máx. permitida no cobre [A/cm²]

f_{co} - é a razão de área entre o cobre e a área da bobina [adm]

K_{i_n} - é o ganho do atuador normalizado [N / A² n_esp²]

Combinando-se as Eq. (3.1.15) (3.1.16) e (3.1.17), os valores de r_c , l_c podem então ser calculados. E com estes, o raio externo do estator, r_s , fica também definido.

Calculados os parâmetros geométricos dos núcleos ferromagnéticos estático e rotativo, bem como os parâmetros geométricos do bobinado, falta dimensionar os parâmetros elétricos do bobinado, o que é apresentado na sequência. Os principais parâmetros elétricos dos atuadores eletromagnéticos do MMA são também determinados por (MASLEN, 2000).

A máxima taxa de variação da força magnética possível de ser aplicada pelos atuadores no núcleo rotórico do MMA é dada por:

$$\frac{df}{dt_{max}} = f_{max} 2\pi \left(\frac{\Omega_{max}}{60} \right) \quad (3.1.18)$$

Onde:

f_{max} - é a mesma da Eq. (3.1.6).

Ω_{max} - é a máxima rotação a que o rotor será submetido.

O ganho de um atuador normalizado como função do número de polos do atuador, $n_p = 8$, do ângulo da força resultante sobre o núcleo rotativo do MMA em função da magnitude do campo magnético imposto nos polos do estator do MMA, F_{ii} , da área da sessão transversal da bobina, A_c , do entreferro, g , e da permeabilidade magnética no vácuo μ_0 , é dado pela Eq. (3.1.19).

$$K_{i_n} = \frac{n_p \mu_0 A_c \frac{\cos(22.5)}{\cos(F_{ii})}}{2g^2} \quad (3.1.19)$$

A indutância normalizada do bobinado é calculada através da Eq. (3.1.20)

$$L_n = \frac{2\mu_0 A_c}{g} \quad (3.1.20)$$

E a potência máxima demandada por par de bobinas é definida pela equação seguinte.

$$P_{max} = \left(\frac{I_{sat}}{I_b} \right) \left(\frac{L_n}{K_{i_n}} \right) \frac{df}{dt_{max}} \quad (3.1.21)$$

Através da Eq. (3.1.21) é possível determinar a corrente máxima demandada por par de bobinas, e o seu valor é dado pela Eq. (3.1.22).

$$I_{max} = \left(\frac{P_{max}}{V_{sup}} \right) \quad (3.1.22)$$

Onde:

V_{sup} - é a tensão da fonte de corrente utilizada para energizar o bobinado.

Em função da limitação da intensidade máxima da densidade do fluxo magnético nos núcleos ferromagnéticos estático e rotórico, tem-se:

$$NI_{sat} = \frac{B_{sat} g}{\mu_0} \quad (3.1.23)$$

O número de espira do bobinado é calculado pela Eq. (3.1.24) que se segue.

$$N = \left(\frac{NI_{sat}}{I_{max}} \right) \quad (3.1.24)$$

A corrente eficaz, I_{rms} , é calculada através da seguinte equação:

$$I_{rms} = \sqrt{(I_{max}^2 + I_b^2)} \quad (3.1.25)$$

Uma ilustração de uma das saídas do programa implementado está apresentada na Fig. 3.1-4. Note que as dimensões apresentadas na Fig.1 do Anexo II diferem das dimensões apresentadas na Fig. 3.1-4 apenas por pequenos arredondamentos.

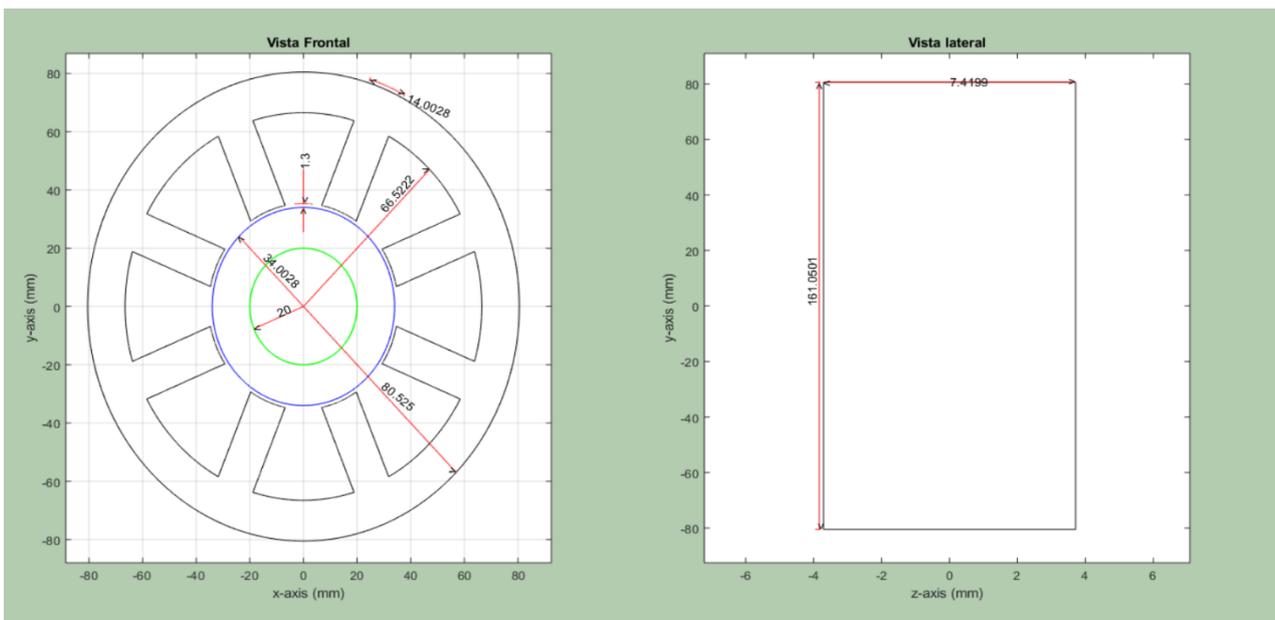


Figura 3.1-4 - Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs - dados geométricos do projeto do núcleo ferromagnético do atuador.

A geometria do projeto do núcleo ferromagnético do atuador MMA resultante mostrada na Figura 3.1-4 foi obtida utilizando-se como dados de entrada para o programa os parâmetros de projeto mostrados na Tab. 3.1-2.

Tabela 3.1-2 - Parâmetros de projeto do MMA - entradas do *software* de cálculo.

Variável	Valor	Descrição
rr	40x10 ⁻³	Raio do eixo [m]
fmax	110	Força máxima aplicada no mancal [N]
frms	55	Força RMS aplicada no mancal [N]
W_max	3600	Velocidade de rotação máxima do rotor [RPM]
Vsup	12	Voltagem disponível da fonte de potência para a alimentação dos atuadores eletromagnéticos [V]
Fii	0	[graus]
u0	4π x10 ⁻⁷	Permeabilidade magnética no vácuo [NA ²] ou [Tm/A]
vs_max	200	Velocidade máxima superficial permitida para o mancal rotor [m/s]
Jmax	6/(1x10 ⁻⁶)	Densidade de corrente máx. permitida no cobre [A/cm ²]
fco	0,5	Razão de área entre o cobre e a área da bobina [adm]
np	8	Número de polos do estator [6,8,10... 6+2np]
Bsat	1,2	Intensidade da Densidade do Fluxo Magnético [T]
gamma	1	γ – configuração do fluxo magnético. Dividido: [0,5] Sim, [1] Não
Conf	1	Tipo de configuração: [0] Normal [1] tipo ferradura
eta	1,15	Razão entre área disponível e área da bobina [1 < eta < 2]
g0	1,3x10 ⁻³	Distância nominal do entre ferro (gap radial entre rotor e estator) [m]
fmfic	4	Fator de modificação do valor de fi_c [adm]

A seguir são apresentadas explicações mais detalhadas destes parâmetros:

- rr - uma definição importante que deve ser feita inicialmente está associada ao parâmetro rr, raio do eixo. No contexto deste trabalho, o valor de rr foi arbitrado em função das limitações dos equipamentos disponíveis para a construção das caixas de mancal e das estruturas suporte dos mancais limitadores de segurança do MMA;
- fmax - quanto à força máxima aplicada o mancal, o seu valor mostrado na tabela foi estabelecido a partir do peso total do rotor que é de 3,1 Kg. Assim, cada MMA necessita exercer uma força aproximadamente 20 N para manter o rotor levitando em condição estática e a

capacidade restante fica disponível para o equilíbrio das forças dinâmicas sempre presentes em uma máquina rotativa em função do desbalanceamento e do desalinhamento residuais;

- W_{max} - por se tratar de uma máquina rotativa cujas caixas de mancal bem como a estrutura suporte dos mancais limitadores de segurança tenham sido fabricados em polímero ABS, a velocidade de rotação do rotor foi limitada a 3600 RPM.
- F_{ii} - é o ângulo da força resultante sobre o núcleo rotativo do MMA em função da magnitude do campo magnético imposto nos polos do estator do MMA;
- J_{max} - é a densidade de corrente máx. permitida no cobre [A/cm^2]. O valor de $600 A/cm^2$ é o dobro do valor encontrado como limite nas tabelas de fio da AWG (*American Wire Gauge*), que é uma escala americana normatizada de fios elétricos. Deve ser mencionado aqui que alguns fatores como o grau de empacotamento dos fios na espira bem como a possibilidade de arrefecimento possibilitam uma pequena flexibilização em relação ao limite acima mencionado;
- f_{co} - é a razão de áreas da seção transversal da bobina ortogonal ao fluxo da corrente efetivamente de cobre e a área total da seção transversal da bobina. Para os fios comerciais normalmente encontrados esta razão é de 0,5;
- B_{sat} - é Intensidade da densidade do fluxo magnético e para os aços micro ligados com silício, o valor deste parâmetro varia de 1,2 a 1,6 T para aços com teor de silício da ordem de 3%. Do fornecedor das chapas de aço silício GNO para a fabricação das lâminas do estator e do núcleo rotativo do MMA foi obtida a informação de o material fornecido pode apresentar o teor de silício entre 1,05 a 3,25%. Neste contexto, o valor de B_{sat} foi adotado como sendo o limite inferior da faixa acima mencionada;
- γ - é através deste parâmetro que é estabelecida a configuração do fluxo magnético. Conforme já mencionado. Na Fig. 3.1-5a está apresentado um esquema ilustrando a disposição dos polos magnéticos no estator do MMA em função da estratégia de interligação dos atuadores eletromagnéticos. Na Fig. 3.1-5c está mostrado o esquema de interligação/ligação dos atuadores eletromagnéticos do MMA em série reversa na condição de γ igual a 1;
- $Conf$ - é o parâmetro associado ao tipo de configuração do MMA. Se 0 é normal, se 1 é do tipo ferradura de cavalo. Note que a ligação dos atuadores eletromagnéticos, em série reversa, resulta em uma configuração 1;
- η - é a razão entre área disponível e área da bobina $1 < \eta < 2$. Este fator superdimensiona o volume necessário para o encaixe da bobina no estator;
- $fmfi_c$ - é um fator que modifica o valor de fi_c , que no programa implementado é a razão entre o somatório dos comprimentos retificados dos arcos dos polos e o perímetro retificado de uma circunferência, calculado no raio dos polos, para o caso especial onde o diâmetro do núcleo ferromagnético rotativo é igual ao seu comprimento. Neste caso, a sua seção

transversal é um quadrado. Então, a razão final, entre o somatório dos comprimentos retificados dos arcos dos polos e o perímetro retificado de uma circunferência, calculado no raio dos polos, f_i , é tal que $f_i = f_{i_c} * f_{mfi_c}$. O valor de f_i para MMAs de 8 polos com uma razão de aspecto factível geralmente fica no intervalo: $0.3 < f_i < 0.6$.

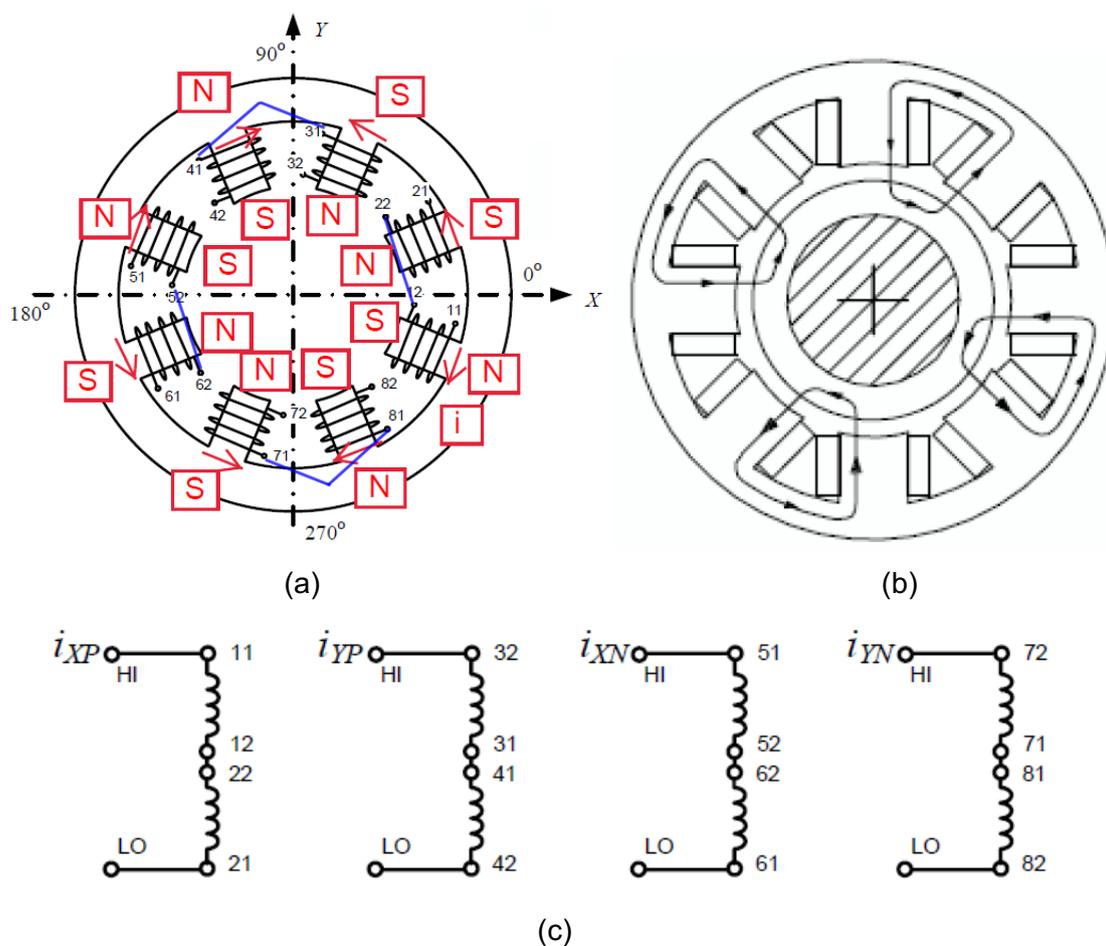


Figura 3.1-5 - (a) Ilustração da disposição dos polos magnéticos no estator do MMA em função da estratégia de interligação dos atuadores eletromagnéticos; (b) caminho fechado das linhas de fluxo; (c) esquema de interligação/ligação dos atuadores eletromagnéticos do MMA.

(Adaptada de SCHWEITZER ET AL., 2009).

Ainda, a partir dos parâmetros de projeto mostrados na Tab. 3.1-2, os resultados dos parâmetros elétricos e dimensionais associados às bobinas eletromagnéticas do MMA são também calculados pelo programa e estão apresentados nas Tabs. 3.1-3 e 3.1-4, respectivamente. Os parâmetros mostrados na Tab. 3.1-3 são utilizados para dimensionar os submódulos de potência do modulo controlador do MMA.

Tabela 3.1-3- Parâmetros elétricos dos atuadores eletromagnéticos do MMA calculados pelo programa.

Variável	Valor	Descrição
Pmax	82,5	Potência do amplificador por par de bobinas [VA-W] É a potência máxima consumida por par de bobinas quando o atuador necessita atuar com a força fmax indicada na Tab. 3.1-2 e é alimentado com uma fonte de 12 V.
I _{max}	6,8	Corrente máxima do amplificador [A].
N	181	Número de espiras.
I _b	2,0402	Corrente de base [A] - valor de corrente constantemente imposto em cada par de bobinas com o objetivo de minimizar a não linearidade inerente à dinâmica dos MMAs.
I _{rms}	7,2	Corrente RMS do amplificador [A] Valor de corrente = $(I_{max}^2 + I_b^2)^{1/2}$.

Tabela 3.1-4- Parâmetros dimensionais do bobinado dos atuadores eletromagnéticos do MMA calculados pelo programa.

Variável	Valor	Descrição
I _c	7,6	É a largura da seção transversal da bobina ortogonal às linhas corrente elétrica que circulam nas bobinas [mm]. Corresponde à dimensão 7,35 mm mostrada na Fig. 5 do Anexo III.
H _c	31,2	É a altura da seção transversal da bobina ortogonal às linhas corrente elétrica que circulam nas bobinas [mm]. Corresponde à dimensão 26 mm mostrada na Fig. 5 do Anexo III.
h	6	É a dimensão da bobina na direção axial do rotor que extrapola o núcleo [mm]. Corresponde à dimensão h mostrada na Fig. 3.1-1.

Pode ser encontrado no Anexo I desta Tese de Doutorado os resultados de algumas simulações realizadas com o uso do programa acima mencionado e cujos parâmetros de entrada e saída foram descritos neste Capítulo.

3.2- Modelagem e simulação da estratégia de controle utilizada

O diagrama de blocos de um MMA como o que está mostrado na Fig. 3.3-1 e o seu controle no domínio de Laplace como mostrado na Fig. 3.3-2, considerando-se apenas a direção y, está mostrado na Fig. 3.3-3. O diagrama e todas as considerações feitas para o controle na direção y são exatamente iguais quando se trata do controle do MMA na direção x. Apenas os valores de alguns de parâmetros apresentam diferenças. Note que na Fig. 3.2-1 o mancal limitador de segurança não é mostrado com o objetivo de evidenciar a disposição dos atuadores eletromagnéticos do MMA.

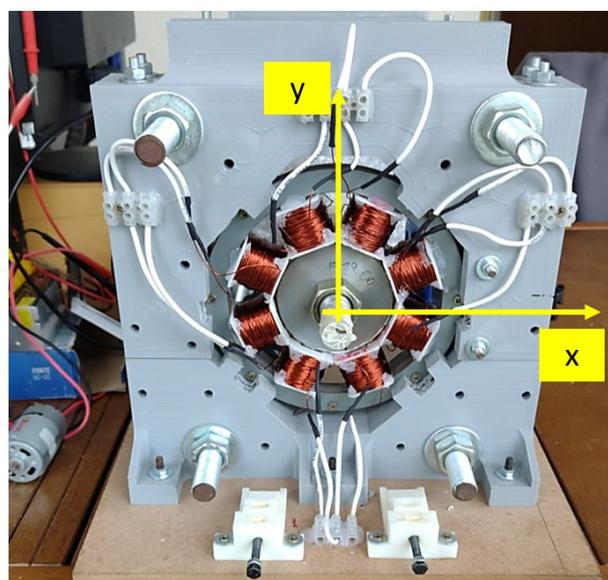


Figura 3.2-1 – Vista do MMA construído – referência dos eixos de controle.

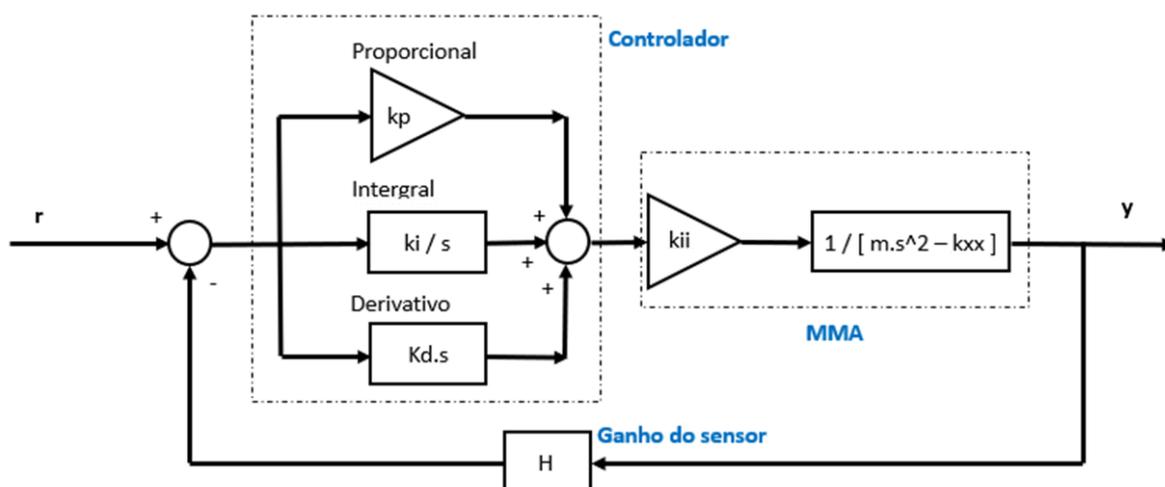


Figura 3.2-2 – Modelo de um MMA, (CHIBA, 2005).

Os parâmetros apresentados na Fig. 3.2-2 estão descritos como segue:

- k_p – ganho do termo proporcional do controlador PID;
- k_i – ganho do termo integral do controlador PID;
- k_d – ganho do termo derivativo do controlador PID;
- K_{ii} – é o coeficiente de força que é função da corrente de bias aplicada aos dos atuadores eletromagnéticos do MMA [N/A];
- K_{xx} – é o coeficiente de força que é função do deslocamento do núcleo rotativo do MMA [N/m];
- m – é a massa do rotor suportada pelo MMA [kg];
- H – é o ganho associado à sensibilidade do sensor de proximidade [V/m].

Utilizando-se do Matlab®, foi elaborado um programa para permitir a simulação do modelo mostrado. Este programa gera a malha de controle básica composta pelas entradas r (*set point*), saída y (deslocamento), o bloco de cálculo do erro b , o controlador C (PID) dentro do contorno realçado em verde, o MMA G , dentro do contorno realçado em azul e, o bloco de ganho do sensor H que pode ser visto dentro do contorno realçado em vermelho, mostrados na Fig. 3.2-3. A partir da malha básica descrita foram acrescentados os outros blocos mostrados e todos estão descritos na sequência.

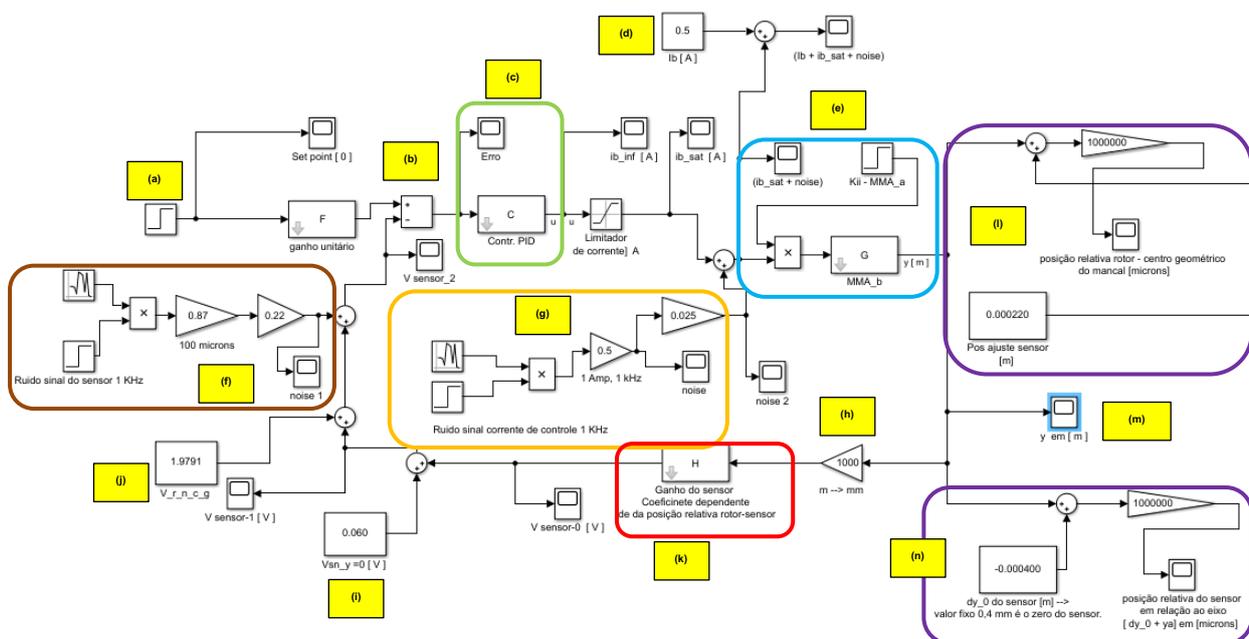


Figura 3.2-3 – Modelo de um MMA simulado no Matlab/Simulink®.

- (a) - entrada - bloco onde é imposta a referência *set point* para o cálculo do erro;

- (b) - bloco de cálculo do erro - é o bloco onde o valor do deslocamento y é comparado com valor da referência imposto a cada iteração do controle;
- (c) - controlador PID - é o bloco no qual se dá o somatório dos produtos do erro por cada um dos parâmetros de controle k_p , k_i e k_d . A saída deste bloco, ib_inf , é o sinal de controle. Imediatamente à direita deste bloco pode ser observado o bloco limitador do sinal da corrente de controle. A função deste último é tornar a simulação mais realística, pois a corrente de controle disponível é finita. O valor da corrente de controle ponderada por este bloco limitador é ib_sat ;
- (d) - entrada da corrente de bias - I_b - note que este valor é somado à corrente de controle, ib_sat , apenas para fins de visualização, pois o valor de I_b já foi utilizado para cálculo de k_{ii} no programa que gera os componentes mostrados na Fig. 3.2-2 antes de que seus valores sejam carregados para o ambiente Simulink®;
- (e) - blocos no interior do contorno realçado em azul - neste bloco o valor da corrente de controle ib_sat , somada a um ruído g , é injetado no MMA modelado pelos blocos $K_{ii_MMA} \cdot G$;
- (f) - blocos no interior do contorno realçado em marrom - ruído aleatório aditivo ao sinal do sensor de proximidade que é somado ao sinal do sensor antes do cálculo do erro;
- (g) - blocos no interior do contorno realçado em alaranjado - ruído aleatório aditivo ao sinal do sensor de proximidade que é somado ao sinal do sensor antes do cálculo do erro;
- (h) - fator de conversão do sinal de saída do controlador de [m] para [mm];
- (i) - v_{sn_y0} - valor de tensão de saída do sensor em [V] quando ele está a uma distância $dy_0 = 0,4$ mm do eixo. Para distâncias menores que 0,4 mm não ocorrem variações na tensão de saída do sensor;
- (j) - $V_{r_n_c_g}$ - valor de tensão em [V] correspondente ao rotor no centro geométrico do mancal estando o sensor afastado do eixo de [dy_0 (-0,4 mm) + "um afastamento" (- y_a mm)] do eixo. Este valor de tensão deve ser somado à tensão correspondente à saída do sensor de proximidade de modo que o valor do set point possa definido como zero. Por exemplo, se $-y_a = 0,100$ mm, o rotor estará no centro geométrico do mancal, mas o sensor estará afastado de 0,5 mm do eixo, e o valor de $V_{r_n_c_g}$ será de 0,9323 V. Se $-y_a = 0,220$ mm, o rotor estará no centro geométrico do mancal, mas o sensor está afastado de 0,620 mm do eixo, e o valor de $V_{r_n_c_g}$ será de 1,9791 V;
- (k) - é o ganho do sensor em [V/mm];
- (l) - bloco onde é calculada a posição relativa do rotor em relação ao centro geométrico do sensor em [μm];
- (m) - saída do sistema - posição do rotor em relação ao zero do sensor;

- (n) - bloco onde é calculada a posição relativa do rotor em relação ao sensor [μm].

Os resultados das simulações das Figs 3.2-4 a 3.2-10 referem-se ao controle do MMA implementado na direção x. Estes resultados tiveram como parâmetros físicos do sistema aqueles mostrados na Fig. 3.2-3 e os que estão listados na Tab. 3.2-1. Notar que o valor de y_a igual a 220 [μm] na Fig. 3.2-3. Os resultados da simulação do controle do MMA implementado na direção y, do mesmo modo como feito para a direção x, estão apresentados no Anexo I.

Tabela 3.2-1 - Parâmetros físicos do sistema mostrado na Fig. 3.2-3 - direção x.

Variável	Valor	Descrição
N	250	Número de espiras na bobina [adm]
μ_{i_o}	$4 \cdot \pi \cdot 1 \times 10^{-7}$	Permeabilidade magnética do ar [H/m]
$2 \cdot W \times l$	$2 \cdot (14 \times 10^{-3}) \times (15 \times 10^{-3})$	Área da secção transversal de dois polos, em [m^2], cujas bobinas foram ligadas em série reversa formando um único eletroímã
g	1.3×10^{-3}	Entreferro nominal [m]
k_p	16	Ganho do termo proporcional do controlador PID [adm]
k_i	0,05	Ganho do termo integral do controlador PID [sec^{-1}]
k_d	0,008	Ganho do termo derivativo do controlador PID [sec]
m	1,8	Massa do rotor suportada pelo MMA [Kg]
H	8723,5	Ganho do sensor de proximidade [V/m]
I_b	0,5	Corrente de bias [A]

A determinação dos parâmetros PID do controlador foi iniciada com a aplicação do método de Ziegler-Nichols, (OGATA, 1996), e na sequência, foi executada uma sintonia experimental até a obtenção dos valores apresentados na Tab. 3.2-1. Embora outras técnicas tenham sido aplicadas para a obtenção dos parâmetros do controlador PID, a intensa não linearidade do sistema impede que eles sejam aplicados com os elevados erros iniciais.

O Diagrama de Bode, bem como o lugar das raízes da função de transferência de malha fechada resultantes do modelo controlado, estão apresentados nas Figs 3.2-1 e 3.2-2, respectivamente.

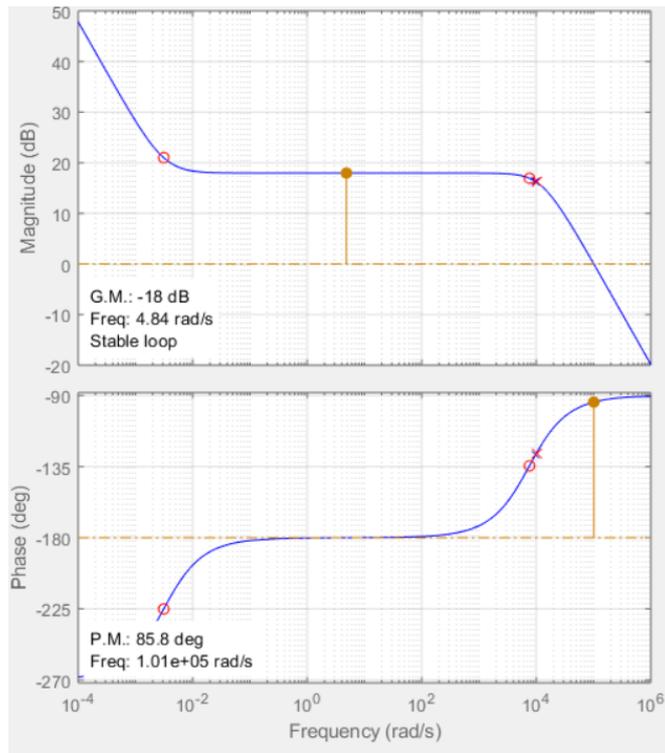


Figura 3.2-4 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada.

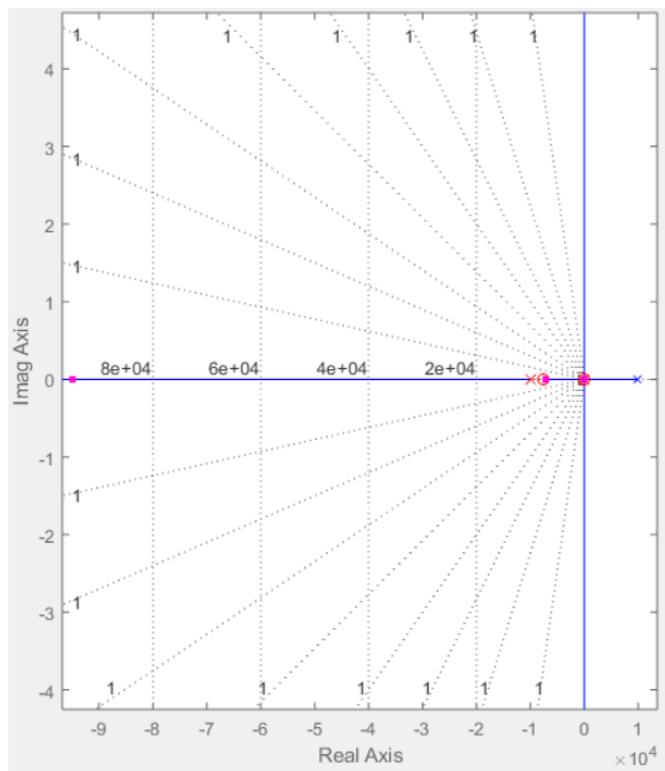


Figura 3.2-5 – Lugar das raízes da função de transferência de malha fechada.

A resposta ao degrau unitário corresponde a um valor de $V_{r_n_c_g} = 1\text{ V}$, o que resulta em um valor de afastamento do rotor em relação ao zero do sensor $dy_0 = 0,4\text{ mm}$ mais $y_a = 0,110\text{ mm}$, valor aproximado para o qual a curva converge assintoticamente na Fig. 3.2-6a.

Nesta condição, o sensor estará efetivamente afastado de $0,510\text{ mm}$ do rotor e este estará, aproximadamente, no centro geométrico do MMA, conforme mencionado na descrição deste parâmetro. Na Fig. 3.2-6b pode ser observado o comportamento da convergência da posição do rotor para o valor próximo do *set point* estabelecido. Para que seja obtida uma melhoria desta resposta, incrementos na estratégia de controle como, por exemplo, um controle adaptativo no qual os parâmetros k_p , k_i e k_d sejam atualizados em função da redução do erro, deverá ser implementado. Isto é devido a elevada instabilidade inerente às não linearidades de um sistema rotativo equipado com MMA.

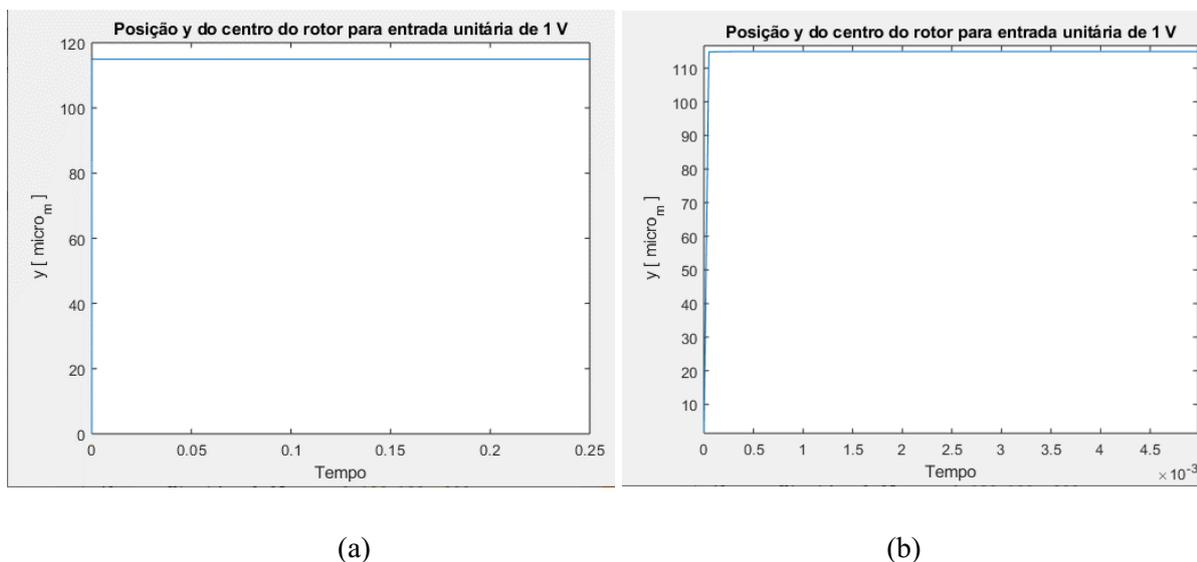


Figura 3.2-6 – Resposta ao degrau unitário do controlador PID - direção x.

O comportamento do sinal do erro [V] para um *set point* constante de 0 V durante 2 segundos de simulação pode ser visto na Fig. 3.2-7. As oscilações em torno de zero são esperadas em função dos ruídos aleatórios aditivos injetados nos sinais do sensor de proximidade e da corrente de controle para verificar a robustez da estratégia de controle na presença de ruídos aditivos.

O comportamento do sinal da corrente de controle i_b [A] imposta aos atuadores eletromagnéticos da direita na direção x, para um *set point* constante de 1 V , entrada tipo degrau unitário, durante os primeiros 90 milissegundos de simulação, está mostrado na Fig. 3.2-8. Note que a corrente total nos atuadores eletromagnéticos varia entre, aproximadamente, $0,35$ e $0,95$ [A].

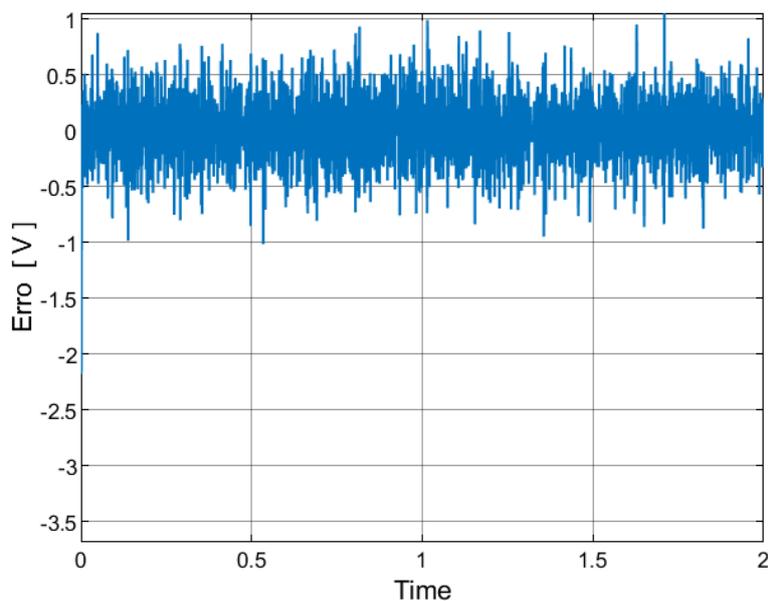


Figura 3.2-7 – Valor do erro para um *set point* constante de 0 V durante 2 segundos de simulação.

A resposta do controle implementado em relação à posição relativa do rotor considerando o centro geométrico do MMA na direção x, em [μm], é mostrada na Fig. 3.2-9. Nela pode ser observada uma variação pico-a-pico aproximada de ± 70 [μm] em relação ao *set point* imposto. Esta mesma variação pode ser observada na resposta do controle implementado em relação à posição relativa entre o sensor e o rotor do MMA mostrada na Fig. 3.2-10.

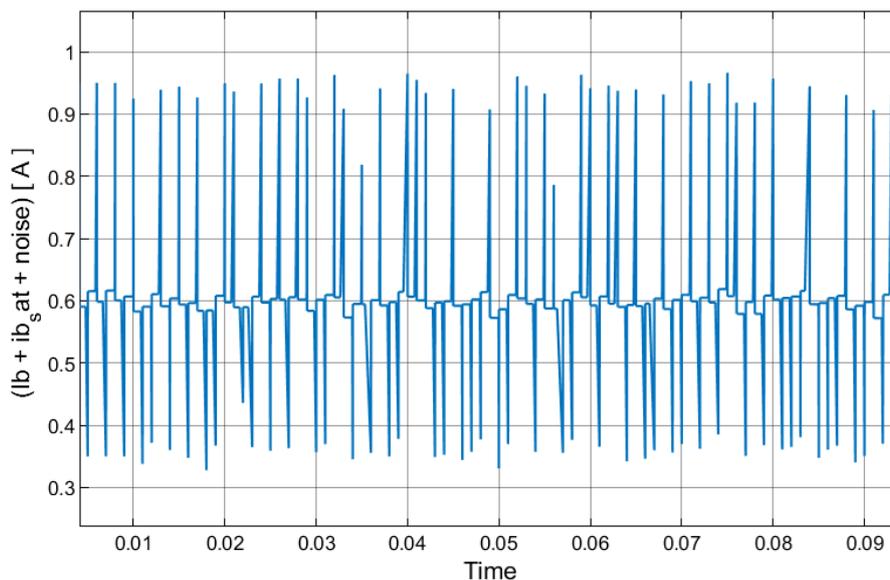


Figura 3.2-8 – Valor da corrente injetada nos atuadores eletromagnéticos do MMA.

É importante ressaltar, neste ponto, que os resultados das simulações das Figs 3.2-4 a 3.2-10 tiveram como parâmetros físicos do sistema aqueles mostrados na Fig. 3.2-3 e aqueles listados na Tab. 3.2-1. Notar que o valor de y_a é igual a 220 [μm] na Fig. 3.2-3. Assim, estima-se que o rotor estaria no centro geométrico do mancal, mas o sensor esteja afastado de 0,620 mm do eixo.

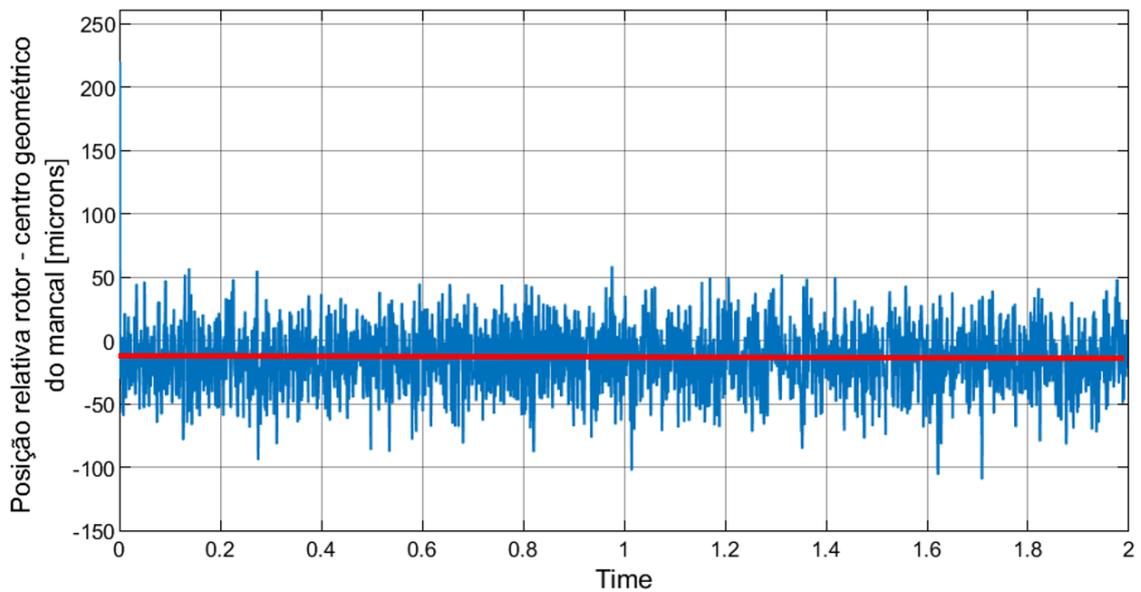


Figura 3.2-9 – Posição relativa do rotor em relação ao centro geométrico do MMA em [μm].

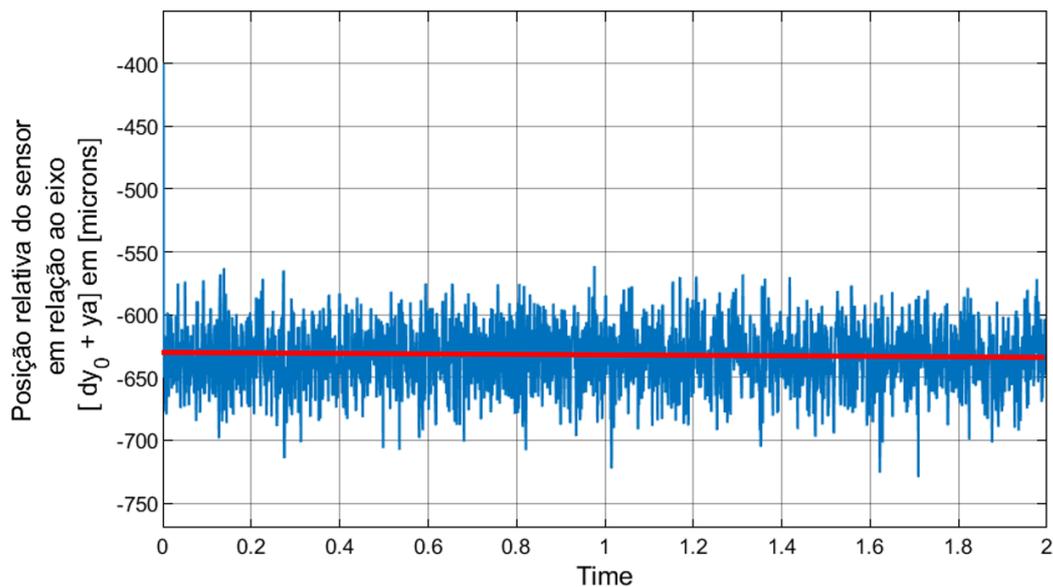


Figura 3.2-10 – Posição relativa do sensor em relação ao eixo ($dy_0 + y_a$) em [μm].

3.3 Resultados da simulação da rotodinâmica da bancada experimental

A simulação da rotodinâmica da bancada experimental foi executada utilizando-se de um programa de análise rotodinâmica desenvolvido no LMEst-UFU com base nos conceitos apresentados no Cap. II desta Tese de Doutorado. Tomando-se como dados de entrada para este programa os dados dimensionais, os relativos aos materiais e massas decorrentes constantes nas Figs. 3 a 6 do Anexo II, bem como os parâmetros do mancal resultantes do programa de cálculo mencionado no item 3.1 deste capítulo, listados na Tab. 3.3-1 abaixo, foram obtidos os resultados apresentados nas Figs. 3.3-1 a 3.3-11 seguintes.

Tabela 3.3-1- Parâmetros físicos dos mancais da BE.

Variável	Valor	Descrição
Kxx_LOA	1.7636e+04	Rigidez calculada para a direção X do MMA em [N/m], tendo sido aplicada uma corrente $I_b_x = 0.5$ [A] e considerando-se o valor de entreferro nominal medido de $1.2e-03$ [m].
dxx_LOA	1e+02	Amortecimento estimado na direção X do MMA em [N.s/m]
Kyy_LOA	4.5149e+04	Rigidez calculada para a direção Y do MMA em [N/m], tendo sido aplicada uma corrente $I_b_x = 0.8$ [A] e considerando-se o valor de entreferro nominal medido de $1.2e-03$ [m].
dyy_LOA	1e+02	Amortecimento estimado na direção Y do MMA em [N.s/m]
Kxx_LA	5e+05	Rigidez estimada para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico -na direção X - [N/m].
dxx_LA	1e+02	Amortecimento estimado para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico do MMA - na direção X - [N.s/m]
Kyy_LA	5e+05	Rigidez estimada para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico -na direção Y - [N/m].
dyy_LA	1e+02	Amortecimento estimado para o mancal de rolamento suportado por estrutura feita em material polimérico do MMA - na direção Y - [N.s/m]

Na Fig. 3.3-2 é possível identificar a primeira velocidade crítica em 5400 RPM, de modo que o comportamento do rotor é rígido nas faixas de velocidades possíveis com o atual motor de acionamento.

As respostas do rotor simuladas nos sensores lado LOA refletem a diferença entre os coeficientes de rigidez nas direções X e Y, conforme Tab. 3.3-1, e podem ser observadas nas Figs. 3.3-4 e 3.3-5 no domínio do tempo.

As respostas do rotor simuladas nos sensores lado LA refletem em parte a igualdade entre os coeficientes de rigidez nas direções X e Y assumidos, conforme Tab. 3.3-1, e podem ser vistas nas Figs. 3.3-6 e 3.3-7 no domínio do tempo.

As respostas ao desbalanceamento residual nas direções X e Y dos mancais LA e LOA mostradas nas Figs. 3.3-8 e 3.3-10, e, 3.3-19 e 3.3-11, respectivamente, outra vez estão em concordância com a diferença entre os coeficientes de rigidez nas direções X e Y do lado LOA e com a igualdade entre os coeficientes de rigidez nas direções X e Y do lado LA.

Outras simulações com valores de entreferro no intervalo $[1.0 < g_o < 1.3]$ foram realizadas, mantidos os demais parâmetros constantes. Este parâmetro tem influência direta nos valores da rigidez do mancal nas duas direções, mas a ordem da velocidade crítica permaneceu a mesma embora se tenha observado a sua variação consistente com a variação dos valores de rigidez nas direções X e Y do mancal lado LOA.

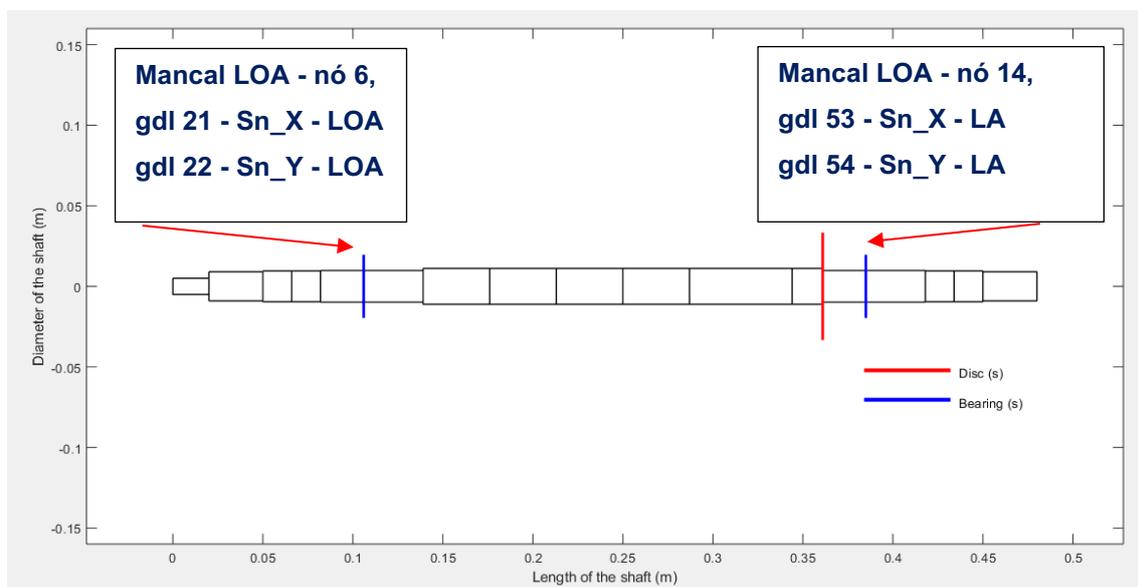


Figura 3.3-1 – Ilustração do modelo de elementos finitos do rotor da BE; identificação dos graus de liberdade (gdl) nos nós referentes aos mancais.

Os valores de rigidez estimados para o mancal LA, apresentados na Tabela 3.3-1, foram adotados com base nos valores geralmente encontrados na literatura, atenuados pela condição de contorno em que os mancais de rolamento, apesar de serem feitos de aço, são suportados por estrutura feita em material polimérico.

O valor do desbalanceamento utilizado no modelo foi de $1e-4$ kg.m e aplicado no nó da esquerda do elemento 13, que é o elemento de disco mostrado na Figura 3.3-1.

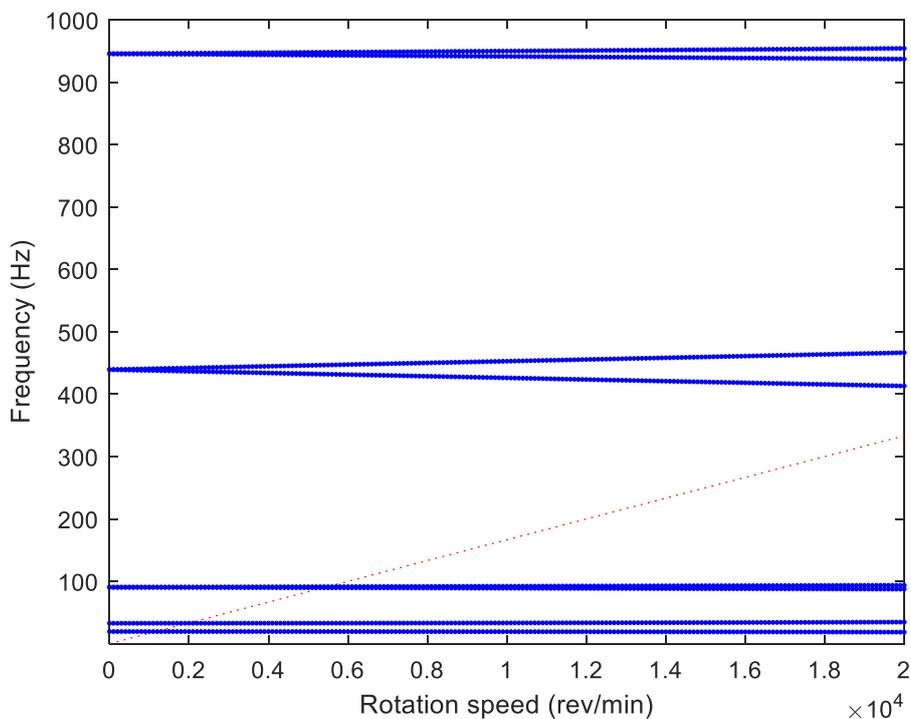


Figura 3.3-2 – Diagrama de Campbell.

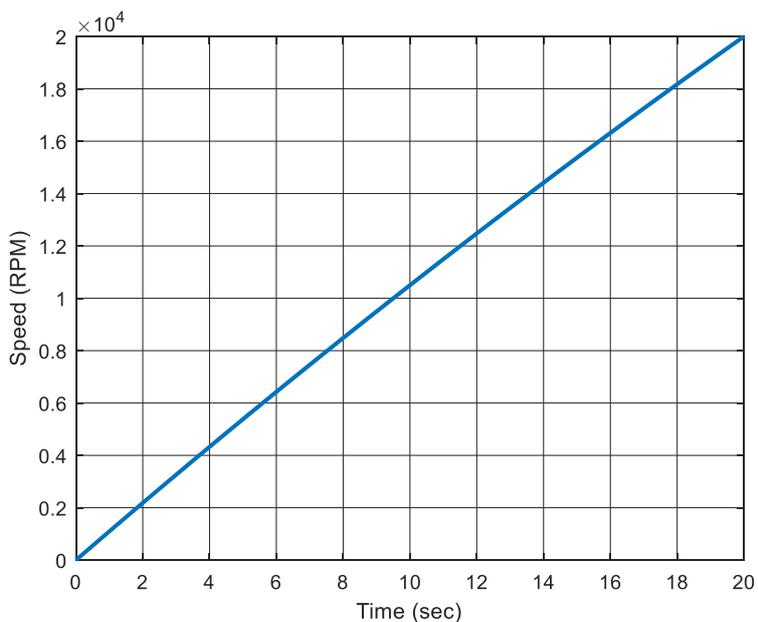


Figura 3.3-3 – Rampa de aceleração do rotor.

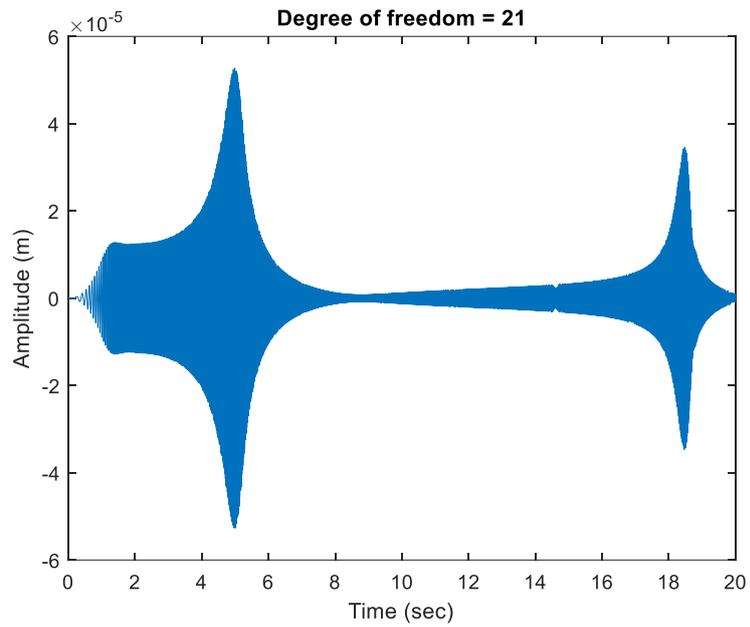


Figura 3.3-4 – Sensor direção X - LOA – resposta no domínio do tempo.

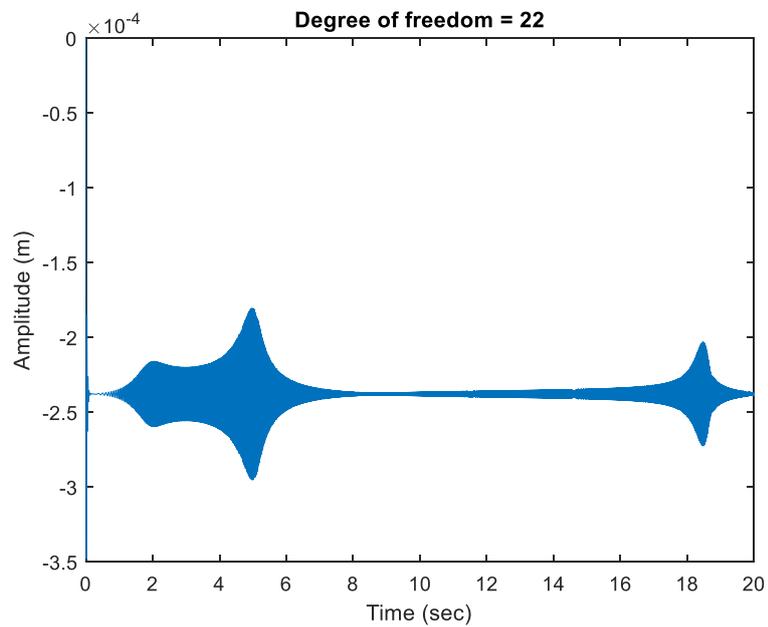


Figura 3.3-5 – Sensor direção Y - LOA – resposta no domínio do tempo.

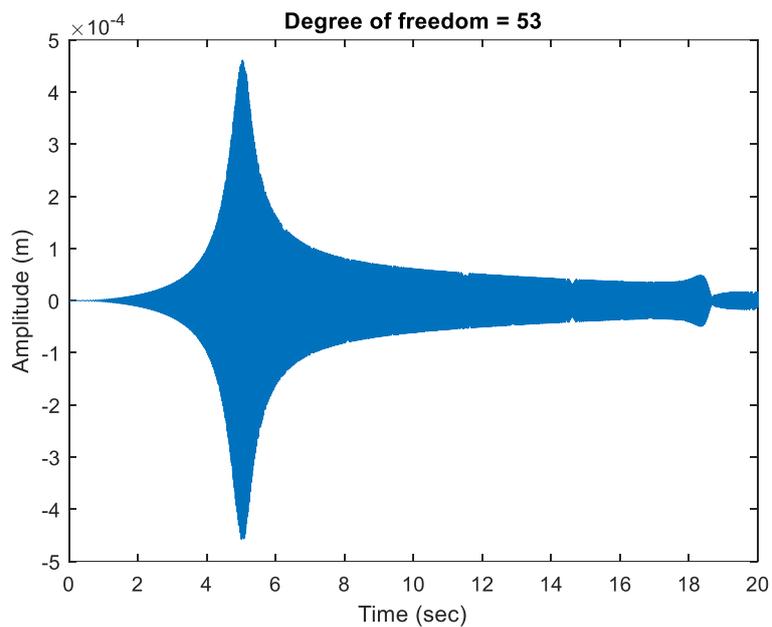


Figura 3.3-6 – Sensor direção X - LA – resposta no domínio do tempo.

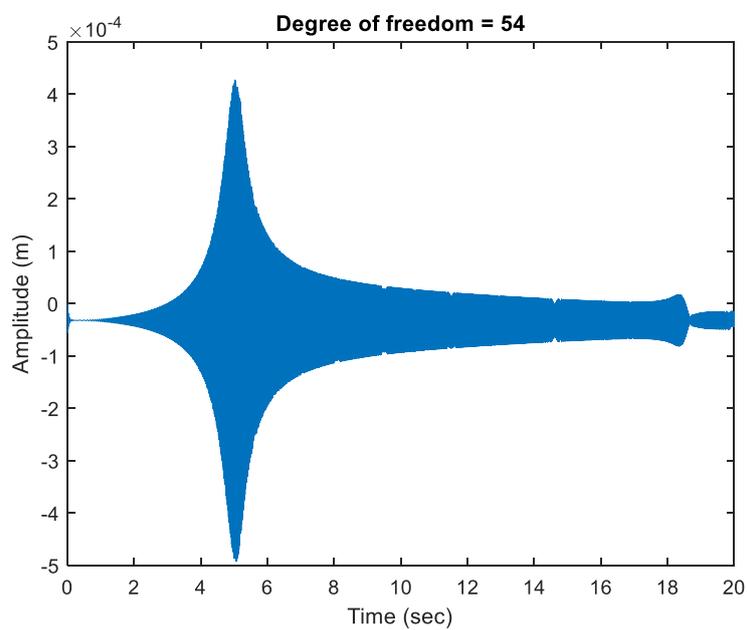


Figura 3.3-7 – Sensor direção Y - LA – resposta no domínio do tempo.

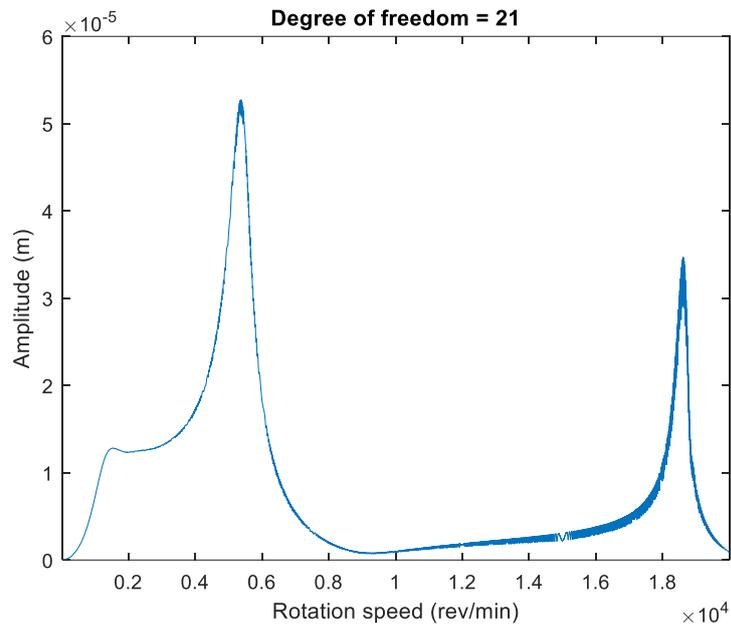


Figura 3.3-8 – Sensor direção X - LOA – resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência.

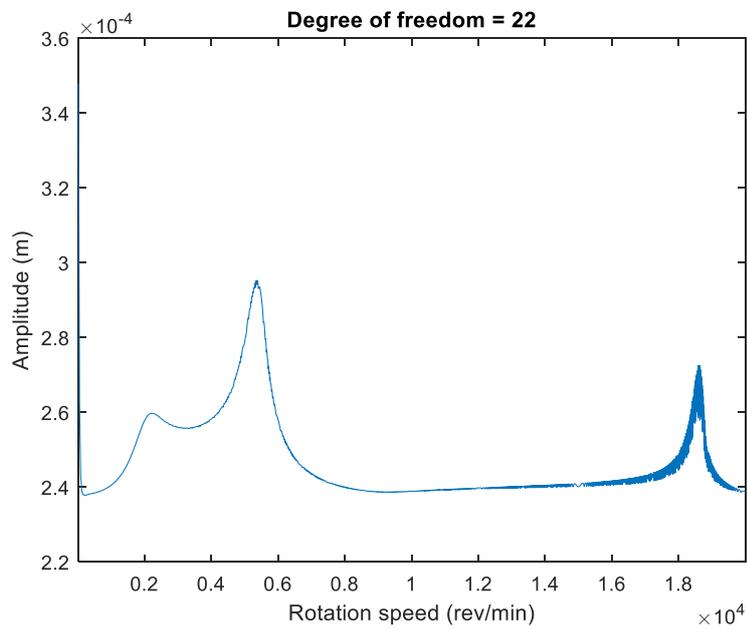


Figura 3.3-9 – Sensor direção Y - LOA – resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência.

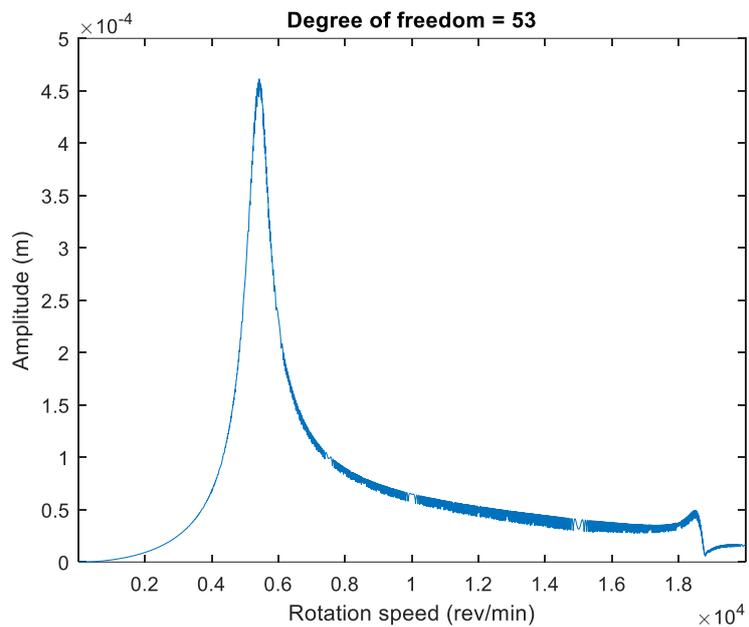


Figura 3.3-10 – Sensor direção X - LA – resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência.

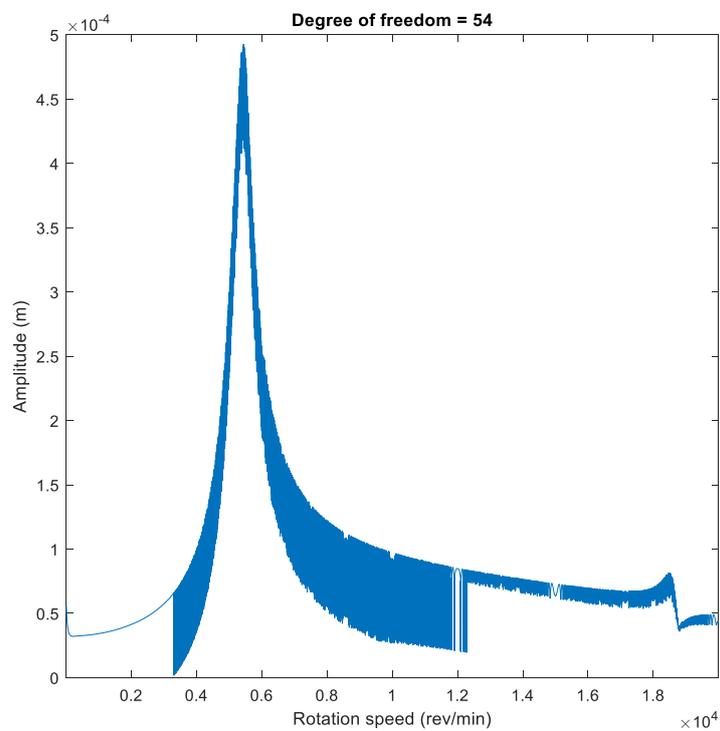


Figura 3.3-11 – Sensor direção Y - LA - resp. ao desbalanceamento no domínio da frequência.

CAPÍTULO 4

Bancada Experimental: projeto, construção e montagem mecânica

Neste Capítulo estão detalhados os dados de projeto e de fabricação dos principais componentes mecânicos da Bancada Experimental (BE) construída nesta Tese de Doutorado. Aqui são mostradas algumas vistas do modelo tridimensional com a identificação de suas peças principais a partir do qual foram gerados os desenhos de fabricação apresentados nos Anexo II.

4.1 Dados gerais de projeto e de fabricação dos principais componentes mecânicos da BE

Nas Fig. 4.1-1 a 4.2-4 estão apresentados alguns desenhos do projeto da bancada experimental constituída por um conjunto rotativo equipado com um Mancal Magnético Ativo (MMA). Na Fig. 4.1-1 está mostrado o modelo tridimensional da montagem completa dos componentes mecânicos e alguns componentes elétricos da bancada. Note que a parte mecânica da bancada é constituída basicamente por duas caixas de mancal que suportam os componentes estáticos, bem como os mancais limitadores de segurança dos MMA, ambas as estruturas feitas em polímero ABS, por hastes metálicas de intertravamento e por um subconjunto acionador. Estes componentes foram montados sobre uma placa de MDF. Os componentes acima citados bem como os demais estão detalhados na sequência, tendo-se a Fig. 4.1-3 como referência para a numeração associada.

As dimensões principais da bancada estão apresentadas na Fig. 4.1-2. Deve ser enfatizado que estas dimensões foram limitadas em função do volume de trabalho da impressora 3D disponível para a produção das peças poliméricas por manufatura aditiva, de 200 x 250 x 250 mm, modelo GTMAX3D Core A1V1. A escolha do polímero ABS se deu em função da combinação de resistência e estabilidade deste material em temperaturas inferiores à sua temperatura de transição vítrea, que é aproximadamente 75 de °C.

De maneira a maximizar-se a resistência das peças, durante o projeto da impressão, além da definição dos parâmetros impressão conforme as recomendações do fabricante do material, as peças foram posicionadas na mesa de maneira que a superposição das camadas aditivas durante a impressão se deu em planos paralelos aos planos nos quais se situam as linhas de força associadas aos maiores esforços suportados por cada peça.

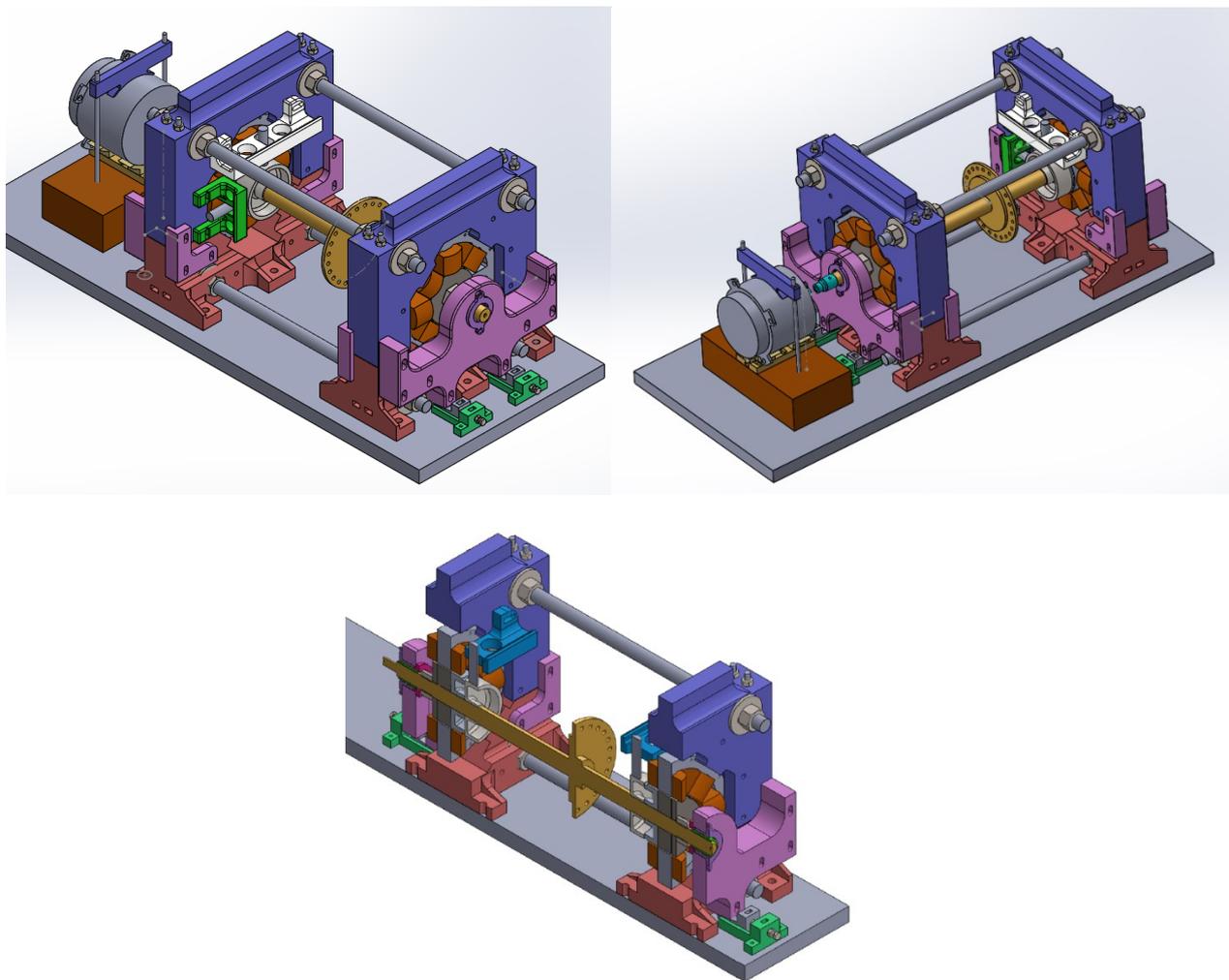


Figura 4.1-1 – Modelo 3D da bancada equipada com MMA projetada e construída.

Na Fig. 4.1-3 estão indicadas algumas das peças principais constituintes da bancada equipada com MMA. Estas peças estão listadas a seguir com as informações mais relevantes a elas associadas.

- 1 - placa base da bancada - foi fabricada a partir de uma chapa de MDF de 15 mm de espessura, sendo as demais dimensões aquelas mostradas na Fig. 2 (305 x 750 mm);

- 2 - calha inferior da caixa de mancal MMA localizado no lado acoplado (LA) - peça feita de polímero (ABS) fabricada por manufatura aditiva a partir do desenho de fabricação apresentado na Fig. 7 do Anexo II;
- 3 - estator laminado do MMA - este estator é composto por 30 lâminas de aço silício de Grão Não Orientado (GNO) de 0,5 mm de espessura e foi fabricado por corte a laser a partir do desenho de fabricação apresentado na Fig. 1 do Anexo II;

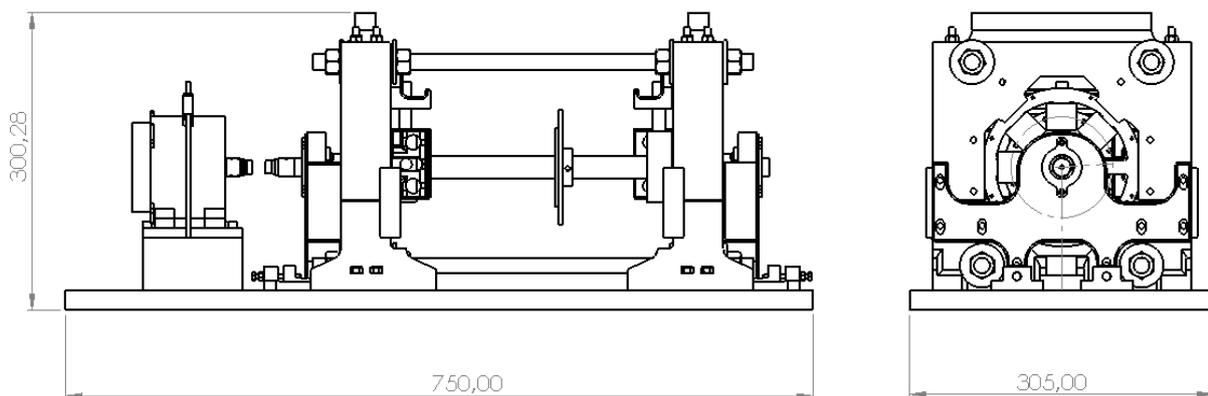


Figura 4.1-2 – Dimensões principais da bancada equipada com MMA construída.

- 4 - calha superior da caixa de mancal MMA-LA - peça de polímero (ABS) fabricada por manufatura aditiva a partir do desenho de fabricação apresentado na Fig. 8 do Anexo II;
- 7 - bobinas eletromagnéticas do MMA - no contexto desta tese também foi construída uma máquina formadora de bobinas, semiautomática, com o objetivo de produzir estas bobinas com a melhor qualidade e repetibilidade possível em termos de dimensões físicas e características elétricas. As informações da máquina formadora de bobinas bem como os desenhos de fabricação dos carretéis estão disponíveis no Anexo III;
- 8 - suporte sensor de proximidade direção Y - peça fabricada por manufatura aditiva a partir do desenho de fabricação apresentado na Fig. 10 do Anexo II. Os resultados parciais da análise modal computacional realizada para os SSn_dir_Y estão a apresentadas nas Figs. 12 e 13 deste mesmo anexo;
- 9 - suporte sensor de proximidade direção X - peça fabricada por manufatura aditiva a partir do desenho de fabricação apresentado na Fig. 11 do Anexo II. Os resultados parciais da análise modal computacional realizada para os SSn_dir_X estão a apresentadas nas Figs. 14 a 16 deste mesmo anexo;
- 11 - estrutura suporte do mancal limitador de segurança - peça fabricada por manufatura aditiva a partir do desenho de fabricação apresentado na Fig. 9 do Anexo II;

Os resultados das análises modais computacionais mencionados nas descrições dos itens 8 e 9, acima, são relevantes, pois podem constituir perturbação nos sinais de controle e podem atingir níveis que prejudiquem ou até inviabilizem uma determinada estratégia de controle. A cadeia de instrumentação para a medição da vibração absoluta dos suportes dos sensores, com vistas à subtração desta possível perturbação foi projetada e testada individualmente utilizando-se de dois acelerômetros ADXL335, uma para cada uma das direções X e Y do mancal. Todavia, a capacidade do microcontrolador não foi suficiente para permitir a integração da referida cadeia com o sistema de controle de posicionamento do mancal implementada.

4.2 Detalhes de projeto do mancal limitador de segurança da BE

Na Figura 4.2-1 está apresentada uma vista em corte do modelo 3D do MMA e do mancal limitador de segurança da bancada construída. Nesta, podem ser observados os detalhes de peças como o sensor de proximidade na direção Y, o disco separador de alumínio com seus rebaixos nas bordas, a estrutura suporte e mancal limitador de segurança, bem como os núcleos eletromagnéticos rotórico e estático. Os rebaixos observados no disco separador de alumínio foram projetados para reduzir-se o ruído eletromagnético transmitido ao sensor de proximidade conforme orientações da literatura.

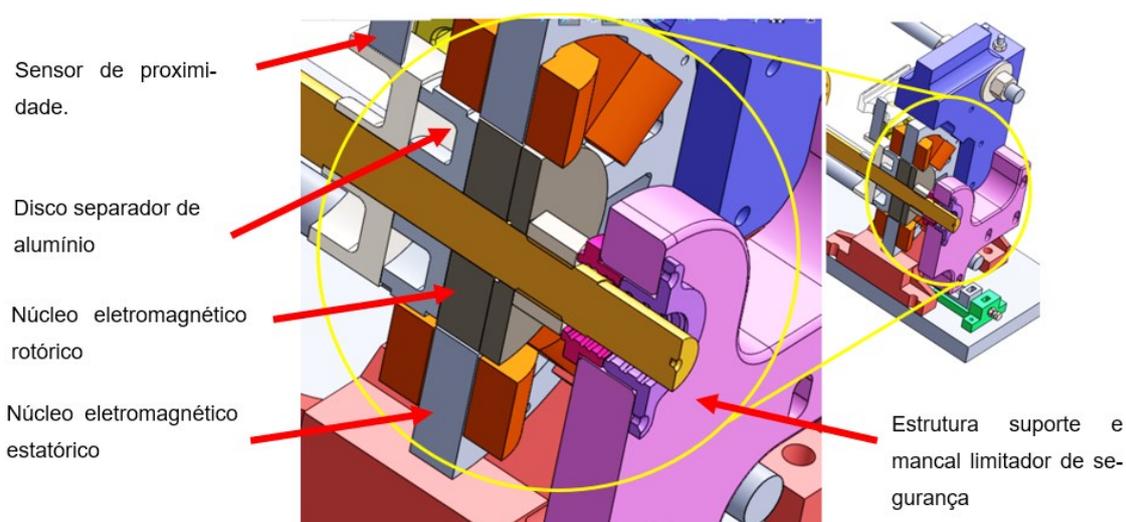


Figura 4.2-1 – Vista em corte do modelo 3D do MMA e do mancal limitador de segurança da bancada construída - detalhes nas posições dos núcleos eletromagnéticos estático e rotórico do MMA e do mancal limitador de segurança.

A folga diametral entre as peças - bucha externa do mancal limitador de segurança e a bucha do eixo do rotor interna ao mancal limitador de segurança, mostradas na Figura 4.2-2, foi reduzida para 0.400 mm. Para valores maiores desta folga, não foi possível obter sucesso com a estratégia de controle possível de ser implementada nesta Tese de Doutorado em função das limitações do microcontrolador-DSP utilizado.

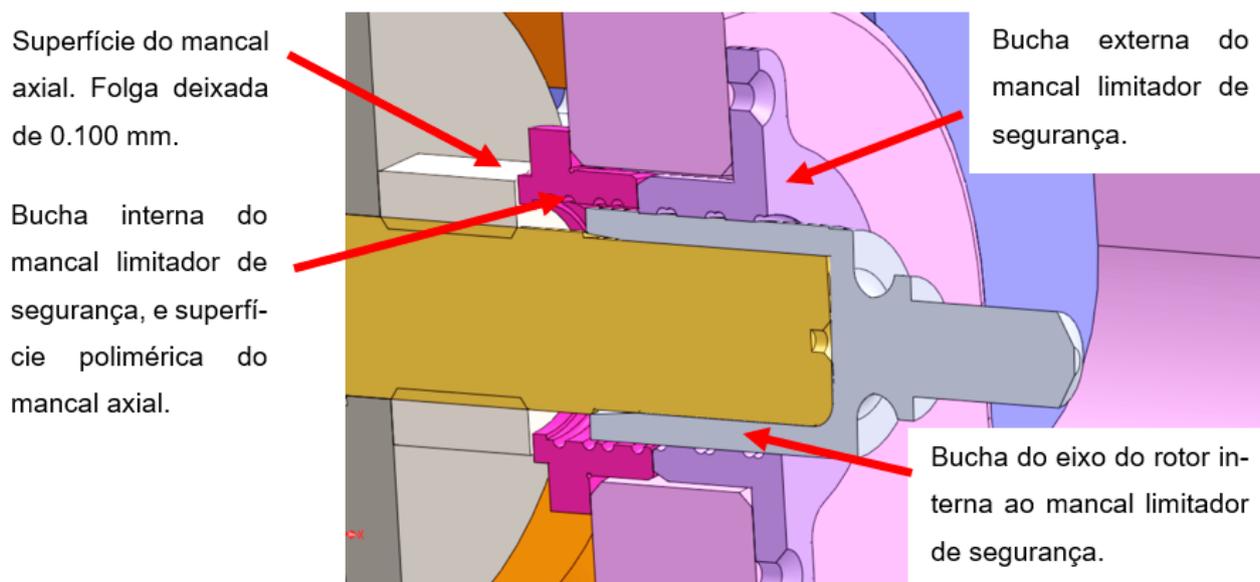


Figura 4.2-2 – Vista em corte do modelo 3D do MMA - detalhes nas posições do mancal limitador de segurança.

A bancada experimental foi construída conforme os documentos de projeto mencionados acima e está mostrada na Fig. 4.2-3. Nesta figura, é mostrada a bancada já funcional, onde a parte eletromecânica (c), composta de rotor, mancal de rolamento montado no mancal limitador de segurança no lado LA (d), mancal de limitador de segurança de bucha no lado LOA e motor de acionamento (f). O MMA já se encontra conectado à parte eletroeletrônica - painel de controle-(a) e (e)-vista dos cabos elétricos de potência, ao sistema de aquisição de dados (b) e à fonte de alimentação de potência (g) do motor de acionamento (f) juntamente com o seu módulo de controle de velocidade.

Na Fig. 4.2-4 podem ser observados outros importantes componentes constituintes da bancada experimental construídos/adquiridos. Nela vemos os sensores de proximidade utilizados no sistema de controle para monitorar a posição instantânea do rotor na direção Y (a) e na direção X (b) montados nos seus respectivos suportes, um pequeno eletro-ventilador de arrefecimento (c) montado em ângulo, utilizado para manter a temperatura das bobinas eletromagnéticas do MMA em uma condição estável, as caixas de mancal LOA e LA (i), os cubos (d) do acoplamento flexível (h) entre motor de acionamento e rotor da bancada, bem como a base deslizante (g) sobre a qual

o motor de acionamento se apoia e que permite minimizar o desalinhamento residual entre as máquinas acionadora e acionada. Ainda, está mostrada na Fig. 4.2-4, a placa controladora de potência do motor de acionamento e a sua interface controle (f).

Cabe mencionar que um primeiro conjunto motor-placa controladora de potência e a sua interface de controle, Fig. 4.2-5b, foi implementado. O conjunto operou, mas o controle em rotações na faixa entre 1800 e 3600 RPM ficou instável. Então, um segundo conjunto motor-placa controlador de potência e interface de controle, Fig. 4.2-4a, foi implementado, o que permitiu um controle estável em rotação fixa na faixa acima mencionada e nas rampas de aceleração/desaceleração do conjunto rotativo.

A parte eletromecânica (c) da bancada mostrada na Fig. 4.2-3 permaneceu apoiada sobre dois paralelepípedos de espuma de poliestireno densidade D33, de dimensões (300 x 130 x 45 mm), durante todo o tempo de operação da bancada.

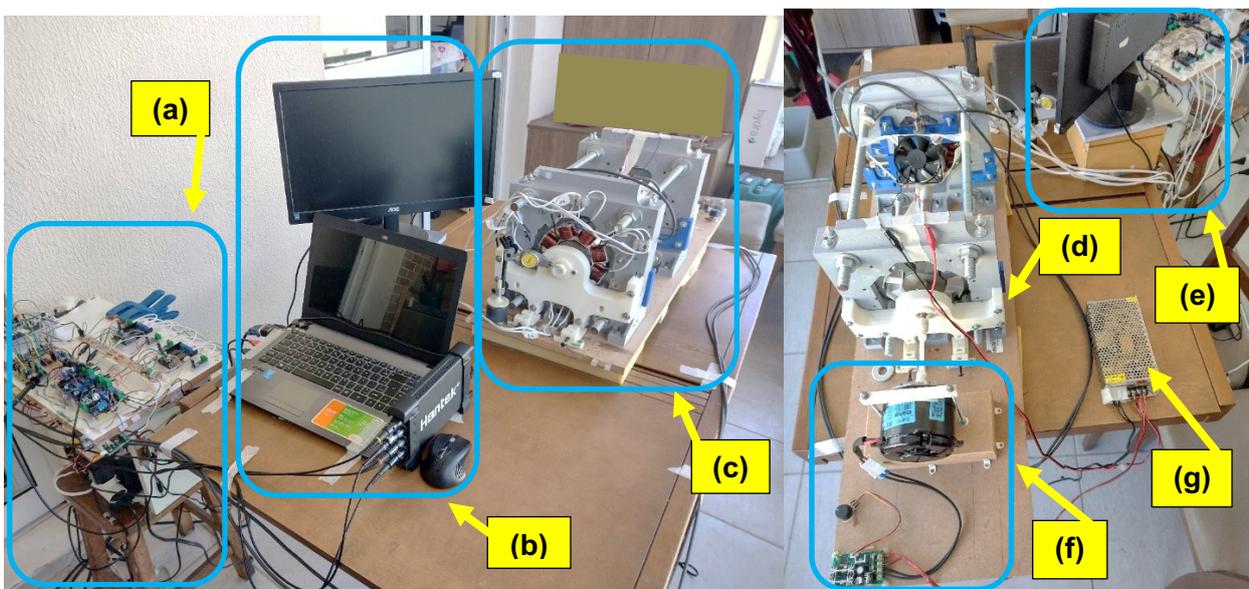


Figura 4.2-3 – Vistas das partes principais da bancada experimental equipada com MMA construída, lados LOA e LA. (a) painel de controle eletroeletrônico; (b) sistema de aquisição de dados; (c) conjunto rotativo suportado por MMA no lado LOA e suportado por mancal de rolamento no lado LA; (d) mancal limitador de segurança no lado LA; (e)-vista dos cabos elétricos de potência; (f) motor de acionamento juntamente com o seu módulo de controle de velocidade e (g) fonte de alimentação de potência dos atuadores do MMA.

Os dados do motor (f) mostrado na Fig. 4.2-3 estão disponíveis na Tab. 1 do Anexo II. Na Fig. 4.2-5a é possível observar um pedestal metálico (m) fixado à placa base da bancada, destinado à fixação da base magnética que suporta o relógio apalpador. Este último, juntamente com os dispositivos de elevação (n) e os parafusos de fixação da caixa de suporte do mancal de segurança

(d), são utilizados na centragem do mancal de segurança LA. Note na Fig. 4.2-3, no quadro de realce azul apontado por (c), no canto inferior esquerdo deste quadro, que há nele um relógio apalpador sobre a base magnética em um mesmo tipo de pedestal metálico como mostrado no item (m) da Fig. 4.2-5a, utilizado para centrar o mancal de segurança LOA do MMA.

O dimensionamento da folga entre a bucha externa do mancal limitador de segurança e a bucha do eixo do rotor interna ao mancal limitador de segurança mostradas na Fig. 4.2-2, bem como a precisa centragem do mancal limitador de segurança em relação ao núcleo ferromagnético estático, constituem fatores determinantes para o funcionamento do controle. A mesma atenção deve ser dada à folga do mancal de escora de modo a que os núcleos ferromagnéticos estático e rotórico permaneçam alinhados de modo a que mais não linearidades sejam introduzidas.

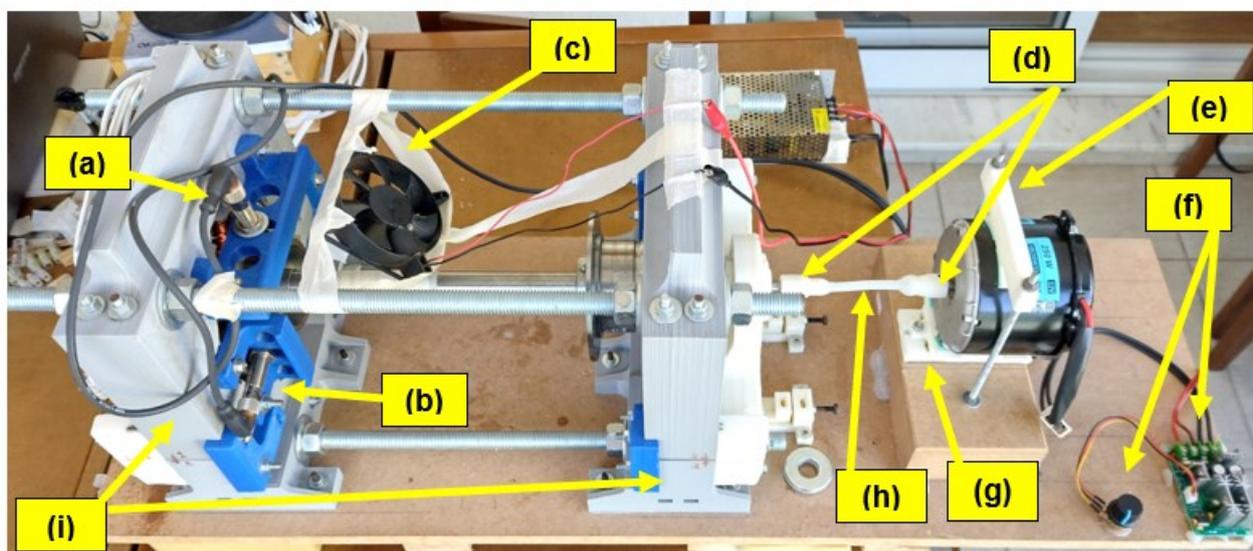


Figura 4.2-4 – Vista lateral da bancada equipada com MMA construída. (a) e (b) sensores de proximidade direção Y e X respectivamente; (c) eletro-ventilador de arrefecimento; (d) cubos do acoplamento; (e) motor de acionamento; (f) driver de acionamento motor; (g) base deslizante do motor de acionamento; (h) acoplamento flexível; (i) caixas de mancal LOA e LA;

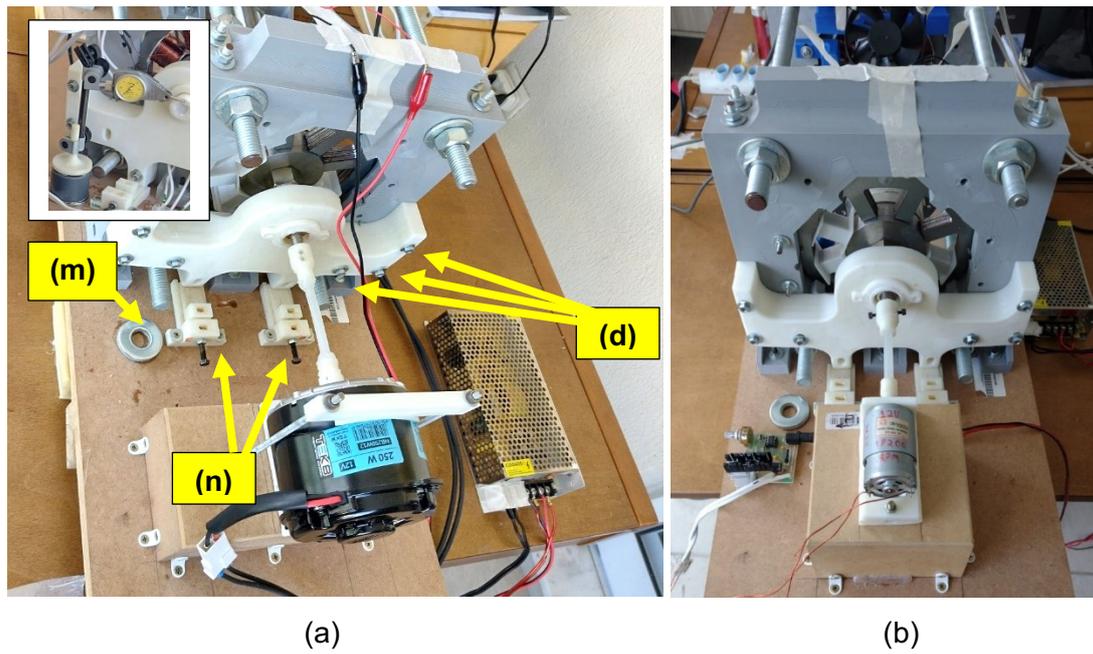


Figura 4.2-5 – Vista da bancada equipada com MMA construída LA.

Página deixada em branco propositalmente

CAPÍTULO 5

Bancada Experimental: Projeto, Construção/Especificação e Programação do Sistema Eletroeletrônico de Controle.

Neste Capítulo estão detalhados os dados de projeto, fabricação, configuração/programação dos componentes do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental construída nesta Tese de Doutorado. No Anexo IV estão descritos os resultados de alguns testes iniciais efetuados com sensores de posição, módulos eletroeletrônicos de potência e microcontroladores com potencial de uso no desenvolvimento/integração dos componentes necessários à composição do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental construída. No Anexo V estão apresentadas as informações relevantes dos componentes especificados para constituir o sistema eletroeletrônico de controle da bancada equipada com MMA.

5.1-Sistema Eletroeletrônico de Controle

Na Figura 5.1 estão indicados alguns componentes do sistema eletroeletrônico de controle construído para a bancada equipada com MMA. Os seus nomes, suas funcionalidades e as informações mais relevantes a eles associadas são descritos na sequência:

- Fig. 5.1e – microcomputador no qual está instalado o *software* de programação e interface para depuração do *firmware* carregado no microcontrolador digital;
- Fig. 5.1f – módulo de controle do MMA que está mais detalhado adiante tendo-se como referência a Fig. 5.2;
- Fig. 5.1g – monitores do microcomputador onde está instalado o software do sistema de monitoramento e aquisição de dados (i);

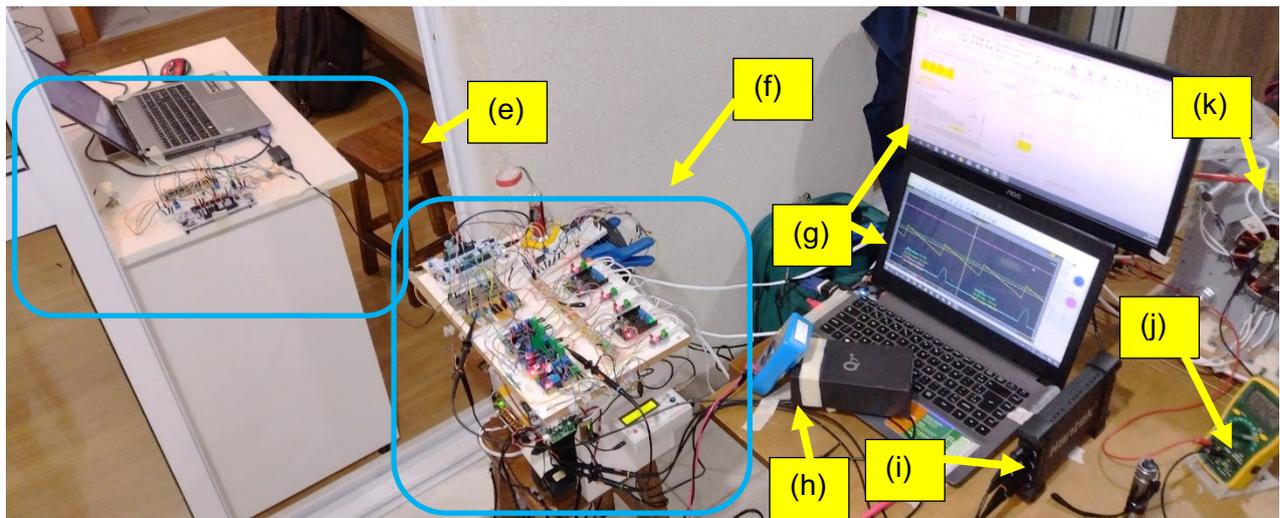
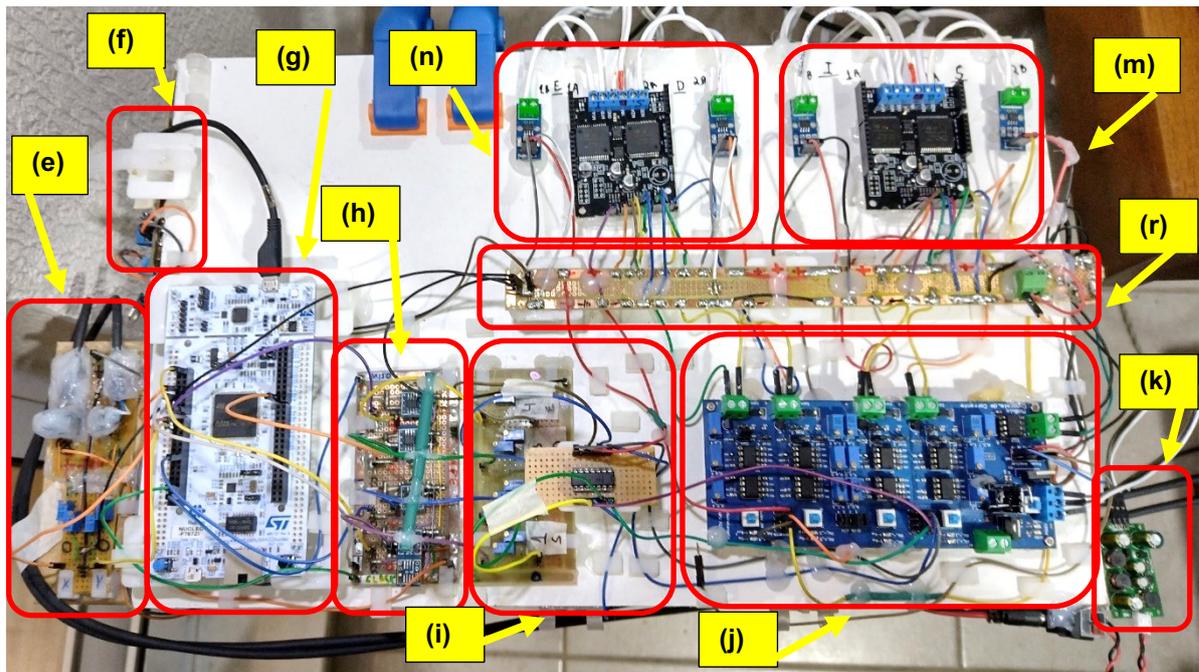


Figura 5.1 – Vista do sistema eletroeletrônico de controle da bancada equipada com MMA.

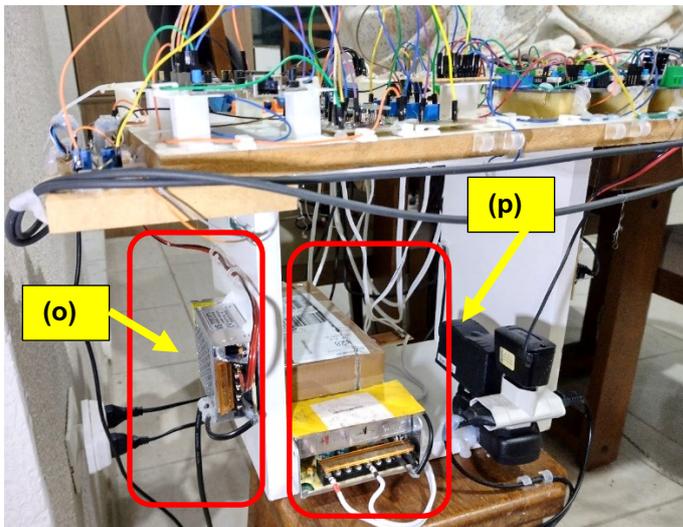
- Fig. 5.1h – voltímetro;
- Fig. 5.1i – sistema de monitoramento e aquisição de dados com quatro canais simultâneos e capacidade de aquisição de até 100 MHz por canal;
- Fig. 5.1j – amperímetro;
- Fig. 5.1k – rotor equipado com um MMA no lado não acoplado.

Os submódulos do módulo de controle do MMA (Fig. 5.1f) estão indicados na Fig. 5.2. Os seus nomes, suas funcionalidades e as informações mais relevantes são detalhadas na sequência:

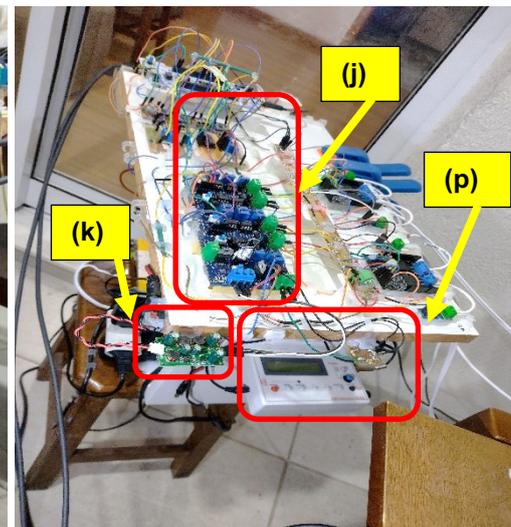
- Fig. 5.2e – condicionador de sinal dos sensores de proximidade. É uma placa com circuito divisor de tensão destinado a abaixar o valor da tensão de saída dos sensores de proximidade (0 -10 V) e modo a condicioná-los ao nível máximo de tensão admissível nos terminais de entrada analógica do microcontrolador (g), (0 – 3.3 V);
- Fig. 5.2f – condicionador de alimentação da placa (Fig. 5.2e). Embora a fonte de alimentação da placa seja uma fonte chaveada, o consumo de corrente desta placa é muito baixo o que resultou na ocorrência de ruído aditivo na resposta dos sensores. Neste contexto, foi necessário implantar o condicionador de alimentação (Fig. 5.2f), que é formado basicamente de um circuito regulador de tensão em 18 V e um resistor que drena uma potência de 10 W da fonte;
- Fig. 5.2g – microcontrolador de alto desempenho com funções DSP. É a unidade de processamento digital de no qual está instalado o *firmware* que executa a estratégia de controle do MMA. As características e funcionalidades do microcontrolador efetivamente utilizadas nesta aplicação estão detalhadas no item 1 do Anexo V;



(a)



(b)



(c)

Figura 5.2 – Vista ampliada do módulo mostrado na Fig. 5.1f.

- Fig. 5.2h – módulo conversor DAC-SPI. Placa eletrônica montada para condensar quatro CIs DAC-SPI (Circuitos Integrados de conversão Digital-para-Analógico que utilizam o protocolo de comunicação SPI - *Serial Peripheral Interface*) de modo a possibilitar que através de apenas uma saída SPI do microcontrolador seja possível disponibilizar os quatro sinais analógicos necessários à excitação dos quatro canais do módulo controlador de corrente (Fig. 5.2j), uma para cada par de bobinas ligadas em série reversa. As características, funcionalidades dos CIs DA-SPI utilizados, bem como alguns detalhes relevantes do trecho

do *firmware* implementado para que o módulo da Fig. 5.2h desempenhe a sua função nesta aplicação estão detalhadas no item 1.2 do Anexo V;

- Fig. 5.2i – módulo condicionador do sinal do conversor da Fig. 5.2h. Placa eletrônica montada para condicionar a saída do módulo da Fig. 5.2h à entrada do módulo da Fig. 5.2j. O módulo da Fig. 5.2i constitui-se basicamente de circuitos divisores de tensão seguidos de circuitos seguidores de tensão;
- Fig. 5.2j – módulo controlador de corrente desenvolvido a partir do trabalho de (NETO, 1999). É um conversor V/I (tensão/corrente), que a partir de sinais de tensão V_i , analógicos, condicionados pelo módulo da Fig. 5.2i, e oriundas do microcontrolador, resultantes da execução da estratégia de controle, impõe os valores de correntes de controle nas bobinas do estator do MMA. A conversão V/I de cada canal do módulo controlador de corrente segue uma curva obtida na fase de calibração de cada uma das cadeias de medição/controle do módulo de controle do MMA visualizado de forma integral na Fig. 5.1f. No item 1.3 do Anexo V são apresentadas informações mais detalhadas do módulo controlador de corrente da Fig. 5.2j;
- Fig. 5.2k – fonte simétrica +15/-15 V. É a fonte que alimenta os circuitos analógicos de sinal do módulo controlador de corrente da Fig. 5.2j. A especificação desta pode ser encontrada item 1.5 do Anexo V;
- Fig. 5.2r – barramento de alimentação dos circuitos dos sensores de corrente e das entradas de sinal de controle dos drives de potência dos módulos de alimentação de potência das Figs. 5.2m e 5.2n, montado a partir de placa fenolite pré-perfurada;
- Figs. 5.2m e 5.2n – módulos de alimentação de potência das bobinas inferior e superior, e, direita e esquerda do estator do MMA, respectivamente. Cada um destes módulos são constituídos de por um submódulo de potência VNH5019 e dois sensores de corrente ACS712, ambos detalhados no item 145 do Anexo V;
- Fig. 5.2o – Conversor AC/DC chaveado, com tensão de entrada 110/220V e tensão de saída de 24 V, sendo a corrente de saída limitada a 10 A;
- Fig. 5.2p – Conversor AC/DC chaveado, com tensão de entrada 110/220V e tensão de saída de 12 V, sendo a corrente de saída limitada a 40 A;
- Fig. 5.2j – é o mesmo módulo condicionador do sinal do conversor da Fig. 5.2h j, só que em vista perspectiva;
- Fig. 5.2p – gerador digital de funções. Este gerador provê o sinal de dente de serra invertido em uma frequência de 18,5 kHz utilizado no módulo controlador de corrente da Fig. 5.2j.

Página deixada em branco propositalmente

CAPÍTULO 6

Bancada experimental equipada com MMAs: calibração das cadeias eletrônicas do controlador de corrente e os resultados do controle com o sistema implementado

Este capítulo é iniciado com a descrição da metodologia e a apresentação dos resultados da calibração das cadeias eletrônicas do controlador de corrente desenvolvido nesta Tese de Doutorado. Na sequência são apresentados os resultados preliminares do controle do MMA implementado.

6.1- Calibração das cadeias eletrônicas do controlador de corrente

Os submódulos (j), (k), (r), (m) e (n) mostrados na Fig. 5.1-2a do Capítulo V desta Tese de Doutorado são os constituintes do conversor V/I desenvolvido para a estratégia de controle do MMA. A identificação de cada um dos canais conversores V/I no contexto da descrição disponível no Anexo V está apresentada na Fig. 6.1-1.

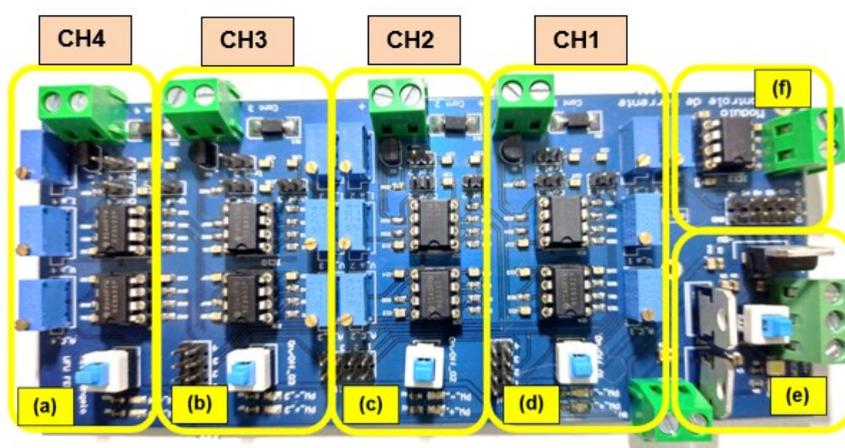


Figura 6.1-1 – Submódulo do conversor V/I desenvolvido para a bancada de MMA.

Antes de poder utilizar o controlador de corrente, cada uma das cadeias de controle, constituídas por cada canal do controlador de corrente, além do atuador eletromagnético a ele associado, deve ter as suas características elétricas identificadas.

O processo de caracterização das grandezas elétricas está descrito a seguir e uma ilustração da montagem experimental através da qual foi efetuado a determinação da curva $V \times I$ do canal 1 (CH1) do conversor V/I pode ser vista na Fig. 6.1-2. Note que este se trata de um levantamento preliminar, realizado antes da caracterização final do controlador de corrente como mostrado na Fig. 5.1-2 do Capítulo V. Todavia, o processo de levantamento feito na montagem final é idêntico ao que aqui é apresentado.

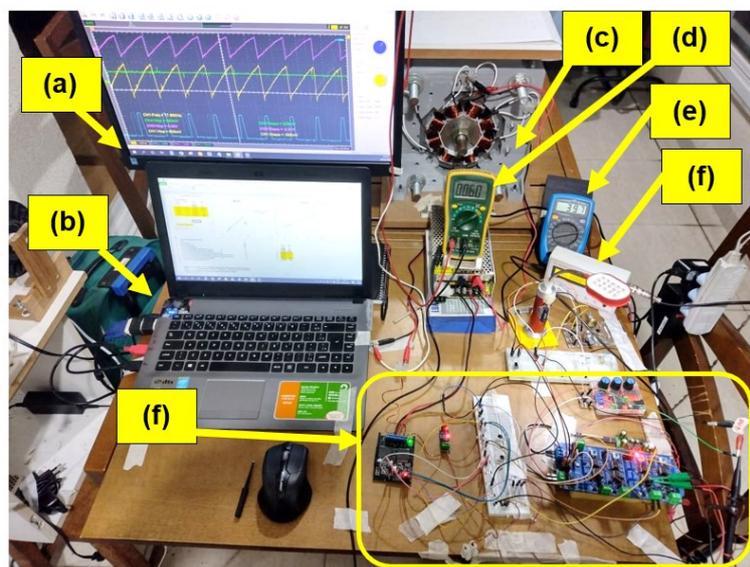


Figura 6.1-2 – Ilustração de levantamento inicial da curva $V \times I$ do CH1 do conversor V/I .

Inicialmente o amperímetro (d) da Fig. 6.1-2 é aplicado no circuito de potência do CH1. Este é o canal através do qual o atuador eletromagnético superior da direção y do MMA é controlado. Um sinal de tensão em corrente contínua produzida em um circuito gerador regulável simples, e cujo valor é regulado com uso do voltímetro (e), é injetado na entrada do CH1 do módulo controlador de corrente ativo. Note em (f) que apenas um *led* sinalizador está aceso, indicação de que apenas o CH1 está energizado/ativo. Então, para cada valor do sinal de tensão em corrente contínua produzido, uma corrente é imposta no atuador eletromagnético e medida pelo amperímetro (d). Na tela (a) podem ser vistos os sinais internos do submódulo de sinal do controlador de corrente. Uma vista ampliada desta tela está mostrada na Fig. 6.1-3.

O sinal em azul observado na Fig. 6.1-3 é um trem de pulsos PWM que é injetado no módulo de potência e que resultará em um valor de corrente proporcional ao percentual da largura

do pulso em nível alto (*duty cycle*). Neste caso, o percentual da largura do pulso mostrado em nível alto é de apenas 9,6% e a corrente medida pelo amperímetro é baixa. Variando-se o sinal de tensão em corrente contínua é possível obter as curvas $V \times I$ do controlador de corrente.

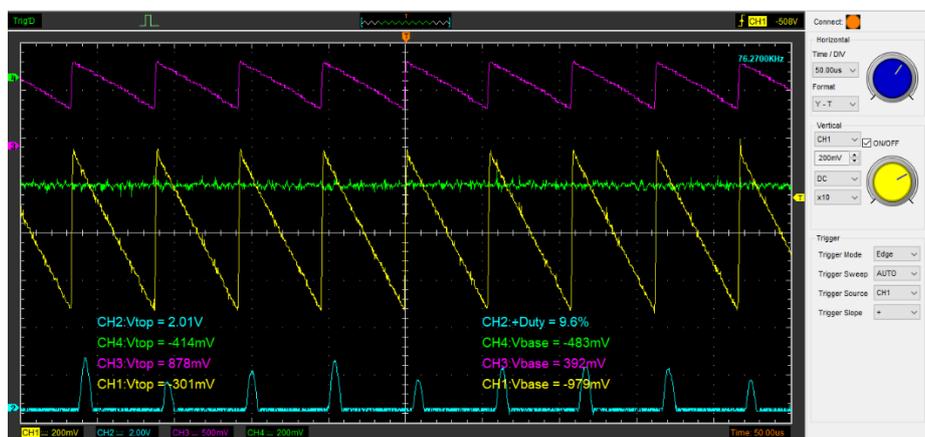


Figura 6.1-3 – Tela (a) da Fig. 6.1-2 ampliada.

O processo descrito para o CH1 foi executado com a montagem final da bancada, conforme ilustrado na Fig. 6.1-4, para todas as cadeias do conversor V/I - CH1 a CH4 do controlador de corrente. Note pelos *leds* vermelhos acesos, (c) na Fig. 6.1-4, que todos os canais estão energizados para o levantamento das curvas finais $V \times I$ das cadeias de controle, as quais estão apresentadas nas Figs. 6.1-5 a 6.1-8.

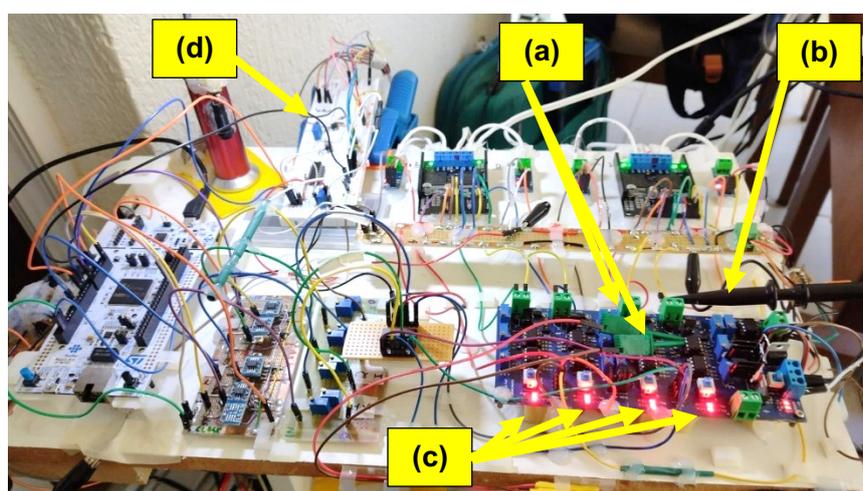


Figura 6.1-4 – Ilustração de levantamento da curva final do CH1 do conversor V/I .

Ainda na Fig. 6.1-4, (a) são as pontas de prova para o monitoramento de sinais internos do módulo processador de sinais analógicos do conversor, curvas amarelo e verde da Fig. 6.1-3, (b) é a ponta de prova conectada à saída do trem de pulsos PWM, curva azul da Fig. 6.1-3. Novamente um circuito gerador de sinal de tensão em corrente contínua regulável (d) foi utilizado.

Pode ser observado nas curvas das Figs. 6.1-5a e 6.1-5b características não lineares em parte do intervalo de percentuais de largura do pulso em nível alto. Assim, para a obtenção de uma curva $V \times I$ ajustada, linear, os dados correspondentes às partes mais acentuadamente não lineares foram removidos, como mostrado nas Fig. 6.1-5d. A equação linear ajustada à curva $I \times V$ está apresentada na Fig. 6.1-5d. O mesmo foi feito com respeito aos demais canais.

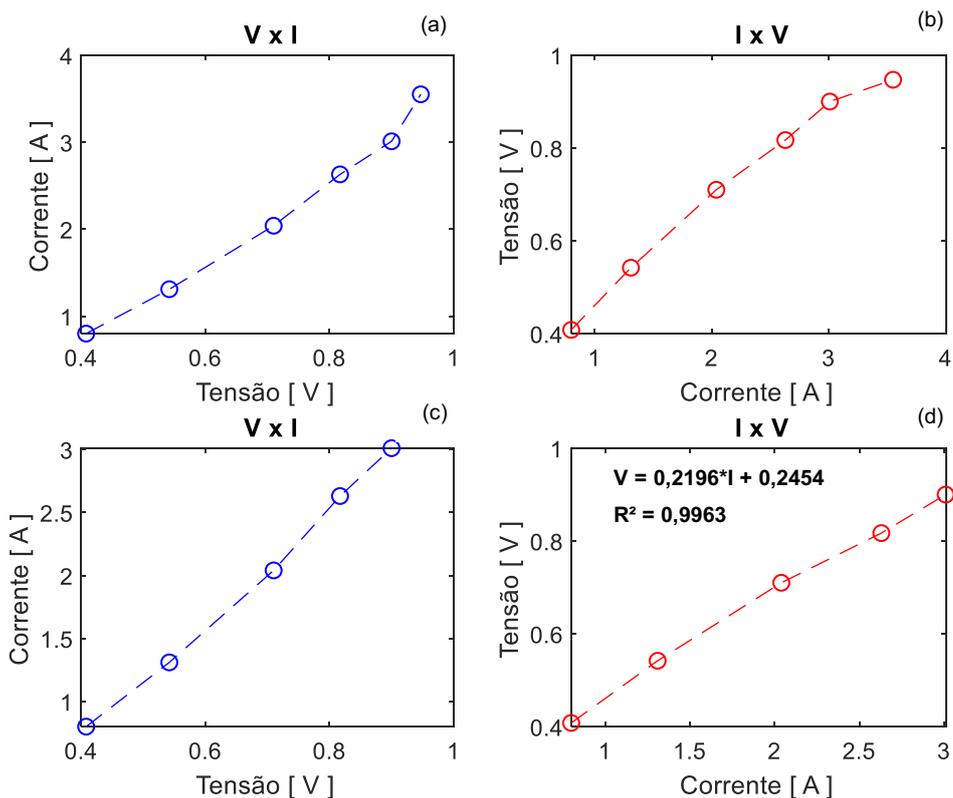


Figura 6.1-5 – Curvas $I \times V$ e $V \times I$ do canal CH1 do módulo controlador de corrente.

Estas curvas foram obtidas na condição em que os atuadores foram continuamente arrefecidos por um fluxo de ar na temperatura ambiente fornecido por um eletro-ventilador. O objetivo do arrefecimento é a manutenção da temperatura do conjunto o mais próximo de uma constante. Durante vários testes realizados foi observado que a característica $V \times I$ das cadeias de controle de corrente apresentam forte correlação com a temperatura do bobinado do atuador e se não for mantida constante constituirá mais um componente não linear entre tantos presentes em um projeto como este.

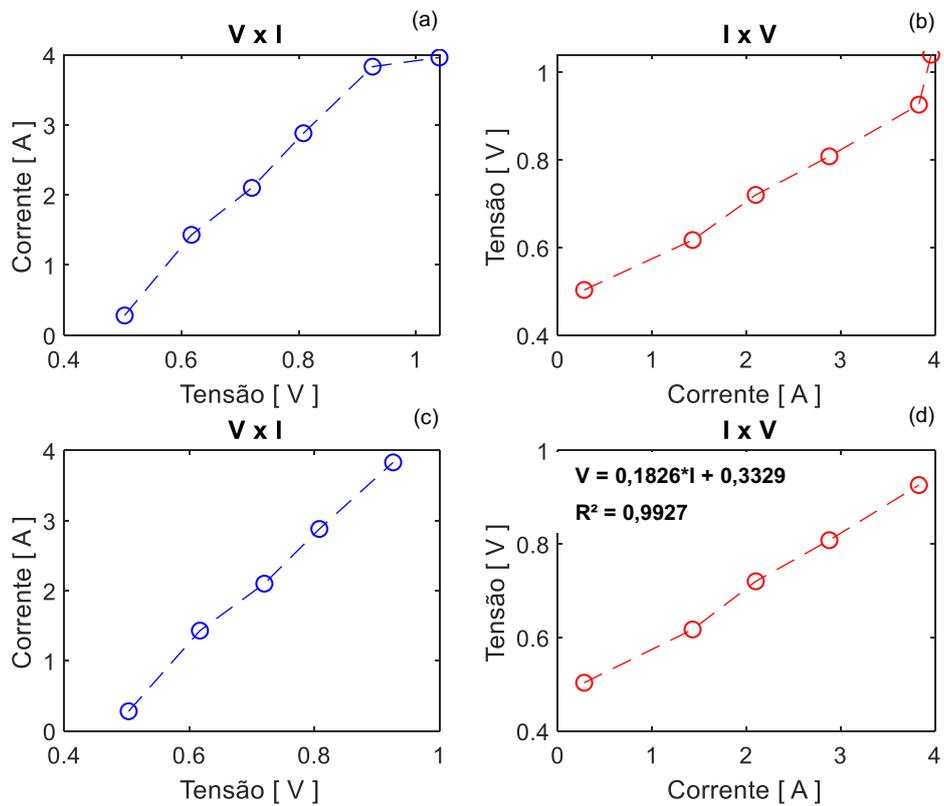


Figura 6.1-6 – Curvas I x V e V x I do canal CH2 do módulo controlador de corrente.

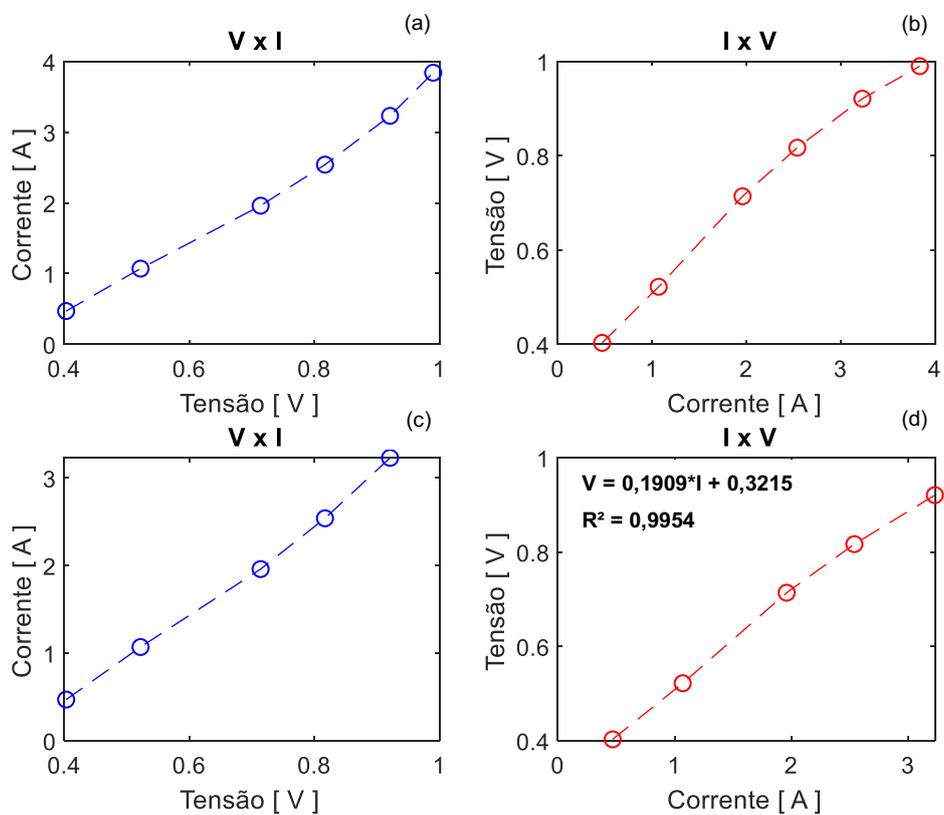


Figura 6.1-7 – Curvas I x V e V x I do canal CH3 do módulo controlador de corrente.

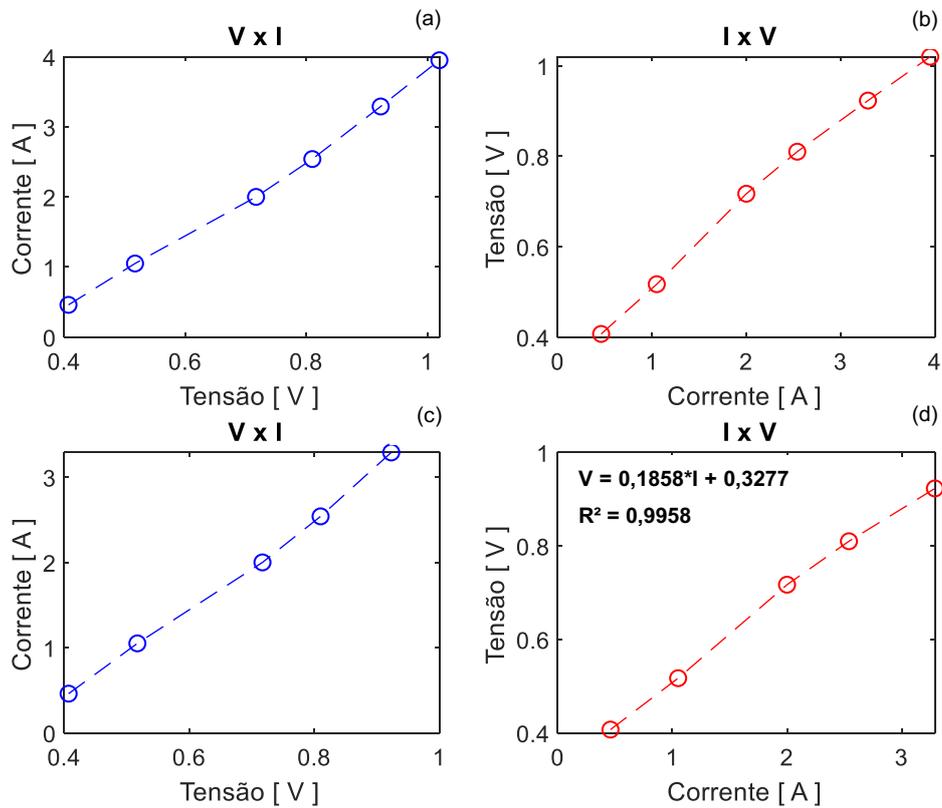


Figura 6.1-8 – Curvas I x V e V x I do canal CH4 do módulo controlador de corrente.

As equações mostradas nas Figs. 6.1-5d a 6.1-8d foram implementadas no programa carregado no microcontrolador do módulo de controle do MMA. Deste modo, os sinais em tensão correspondentes aos valores de corrente de controle ($I_b + i_b$) resultantes da estratégia de controle executada para as direções x e y, são injetados no módulo controlador de corrente, que por sua vez impõe um valor de tensão no ramo de potência para produzir a corrente de atuação calculada para cada atuador.

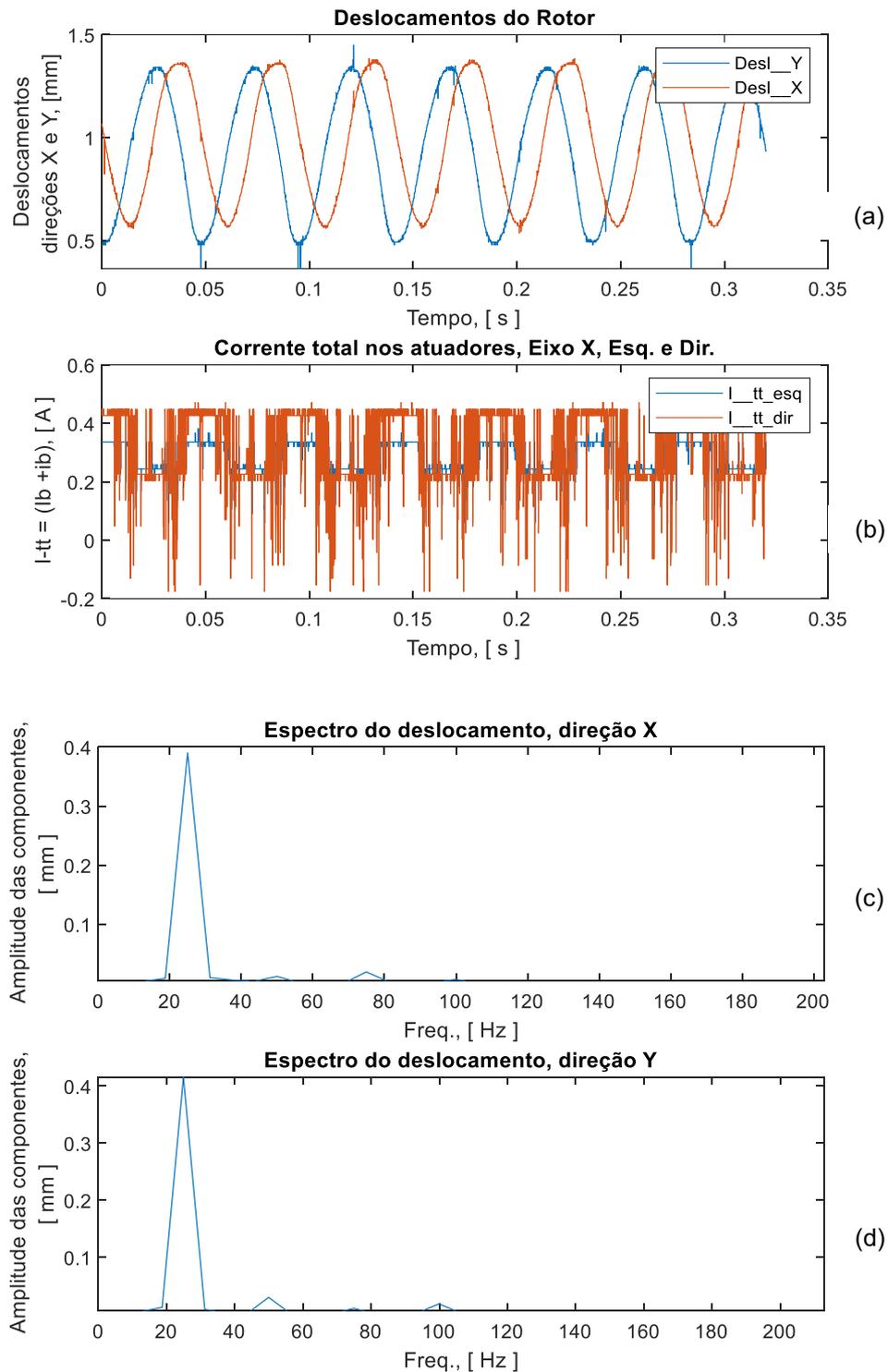


Figura 6.2-2 – Rotor a 1498 RPM (24.96 Hz), – (a) sinais de deslocamento do rotor nas direções X e Y no domínio do tempo; (b) comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA no domínio do tempo, (c) e (d) espectros das componentes de frequências dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y, respectivamente.

A taxa de atualização da corrente de controle nos sinais mostrados na Fig. 6.2-2b é de 6750 Hz.

Analisando-se as Figs. 6.2-2a e 6.2-2b é possível notar um incremento no esforço de controle no atuador da direita à medida que o rotor se afasta do sensor, e um comportamento inverso à medida que o rotor se aproxima do sensor, como era esperado.

Os espectros das componentes de frequências dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y, removidos os níveis dc dos sinais, podem ser vistos nas Figs. 6.2-2c e 6.2-2d, respectivamente. Na Fig. 6.2-2d pode ser observada a presença da componente 2X, 3X e 4X.

Na Figura 6.2-3 está apresentado o espectro de frequências completo - componentes diretas e reversas dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y.

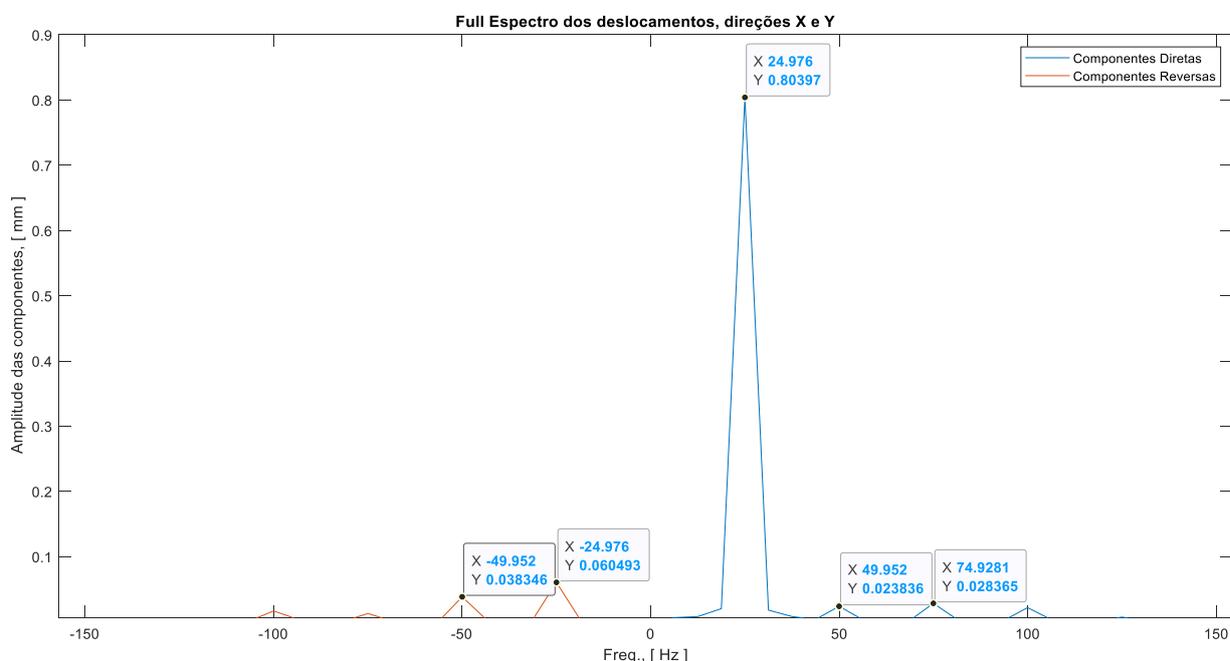


Figura 6.2-3 Espectro de frequências completo - componentes diretas e reversas dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y– 1498 RPM (24.96 Hz).

A partir da observação do espectro de frequências completo, Fig. 6.2-3, é possível constatar a ocorrência de um roçamento parcial da bucha do eixo rotor do mancal limitador de segurança na bucha externa do mancal limitador de segurança, caracterizado pelas componentes de frequência em $-1X$ e $-2X$, o que pode ser confirmado pelo formato da órbita mostrado na Fig. 6.2-4.

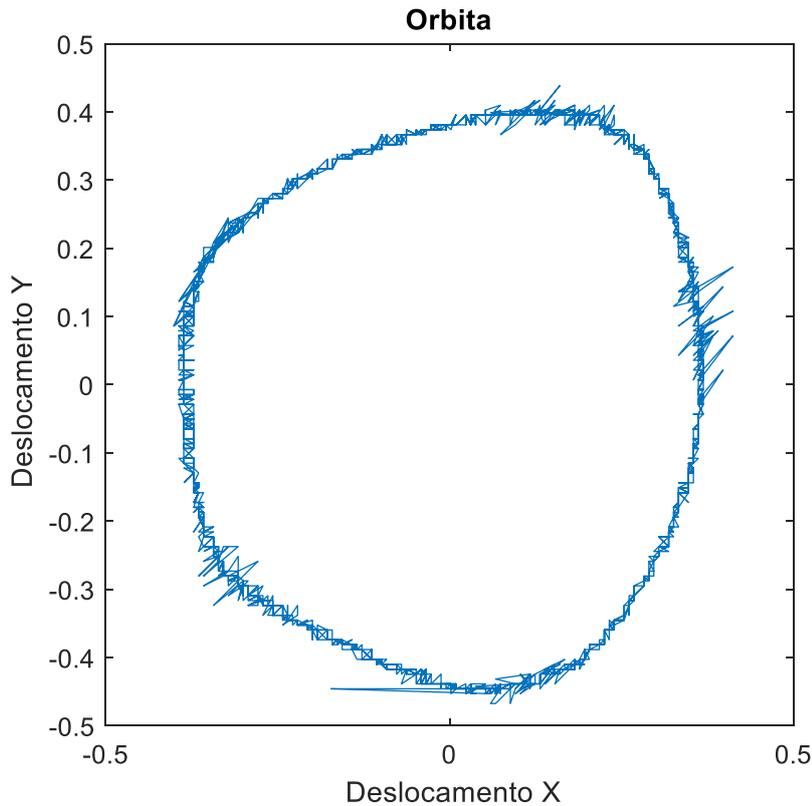


Figura 6.2-4 – Órbita do rotor a 1498 RPM com o controle ligado.

Para uma condição do rotor girando a 1800 RPM (30 Hz), com o controle ligado, uma evidência fotográfica de existência de folga entre a bucha do eixo rotor do mancal limitador e a bucha do mancal limitador de segurança está apresentada na Fig. 6.2-5.

Mantidos os parâmetros de controle PID mencionados, para uma condição do rotor girando a 1800 RPM (30 Hz) os sinais de deslocamento do rotor nas direções x e y, bem como os sinais mostrando o comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA na direção x, estão apresentados na Fig. 6.2-6a e 6.2-6b.

Os espectros das componentes de frequências dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y, removidos os níveis dc dos sinais, podem ser vistos nas Figs. 6.2-6c e 6.2-6d, respectivamente. Na Figura 6.2-7 está apresentado o espectro de frequências completo - componentes diretas e reversas dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y.

Avaliando ainda a Fig. 6.2-6a, pode ser notado um achatamento do sinal na parte inferior, o que é um indício de ocorrência de roçamento, uma indicação de que esforços de controle na direção X não foram suficientes para conter as forças de desbalanceamento do rotor na rotação de 1800 RPM. A ocorrência do roçamento pode também ser caracterizada pelas componentes de frequência em $-1X$, $-2X$ e $-3X$ mostrados na Figura 6.2-7. A órbita mostrada na Figura 6.2-8 corrobora o diagnóstico de roçamento mencionado.

Novas estratégias de controle deverão ser utilizadas de modo a possibilitar uma atualização adaptativa dos parâmetros do PID. Também o emprego do chamado *anti windup* é uma estratégia a ser utilizada juntamente com o controle adaptativo.

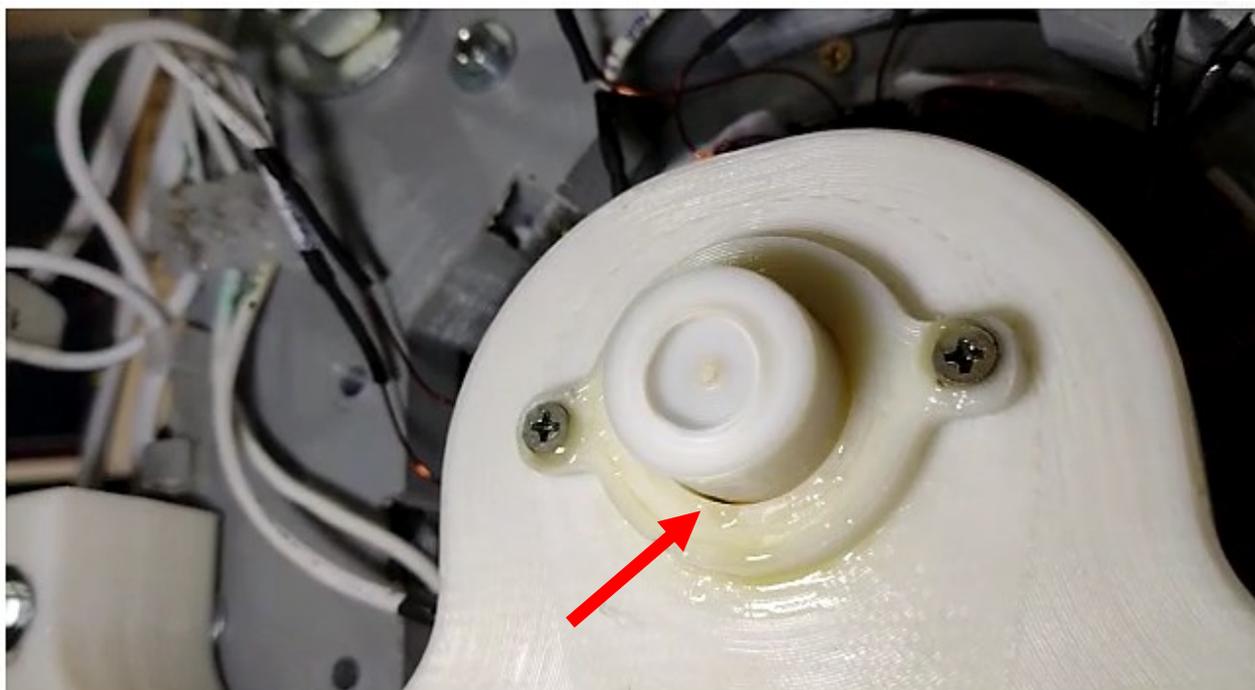


Figura 6.2-5– Evidência fotográfica de existência de folga entre a bucha do eixo rotor do mancal limitador e a bucha externa do mancal limitador de segurança na parte inferior do mancal, com rotor girando a 1400 RPM com o controle ligado.

Evidências do rotor operando à 2880 RPM estão apresentadas nas Figs. 6.2-9 e 6.2-10. Os gráficos em verde e azul são os sinais mostrando o comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA na direção x. Os gráficos em amarelo e magenta são os sinais associados aos deslocamentos Y e X, respectivamente. Infelizmente, durante um teste de desligamento do controle do MMA realizado na rotação de 2880 RPM, logo após a obtenção das evidências mostradas nas Figs. 6.2-9 e 6.2-10, as buchas do eixo rotor no mancal limitador de segurança bem como a bucha externa do mancal limitador de segurança foram danificadas e não foi possível gravar os dados para o rotor girando à 2880 RPM como feito para as condições de rotor girando à 1498 e 1800 RPM, cujos dados estão apresentados nas Figs. 6.2-2 a 6.2-8.

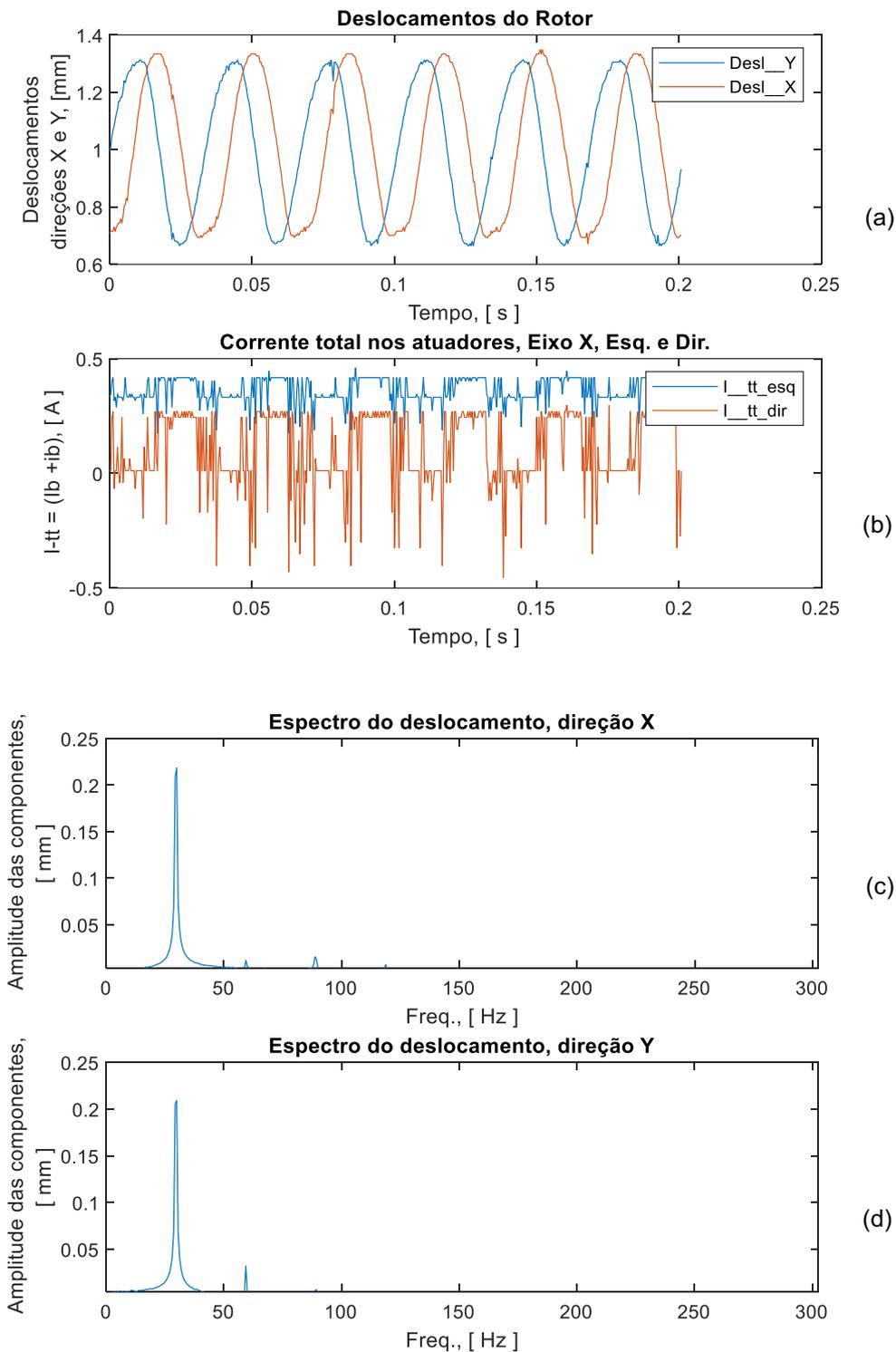


Figura 6.2-6 – Rotor a 1800 RPM (30 Hz) - (a) sinais de deslocamento do rotor nas direções X e Y no domínio do tempo; (b) comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA no domínio do tempo, (c) e (d) espectros das componentes de frequências dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y, respectivamente.

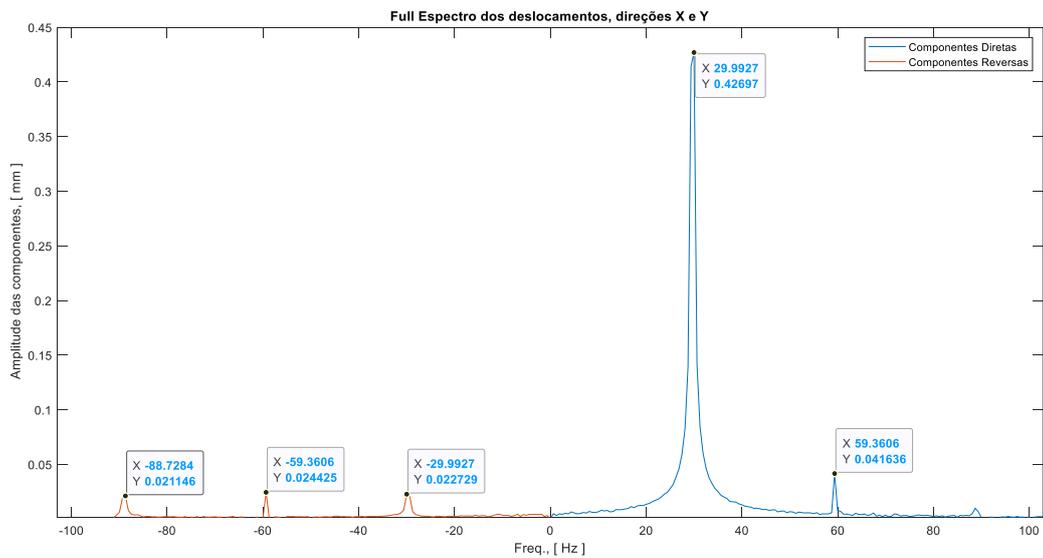


Figura 6.2-7 – Espectro de frequências completo - componentes diretas e reversas dos deslocamentos do rotor nas direções X e Y – rotor a 1800 RPM.

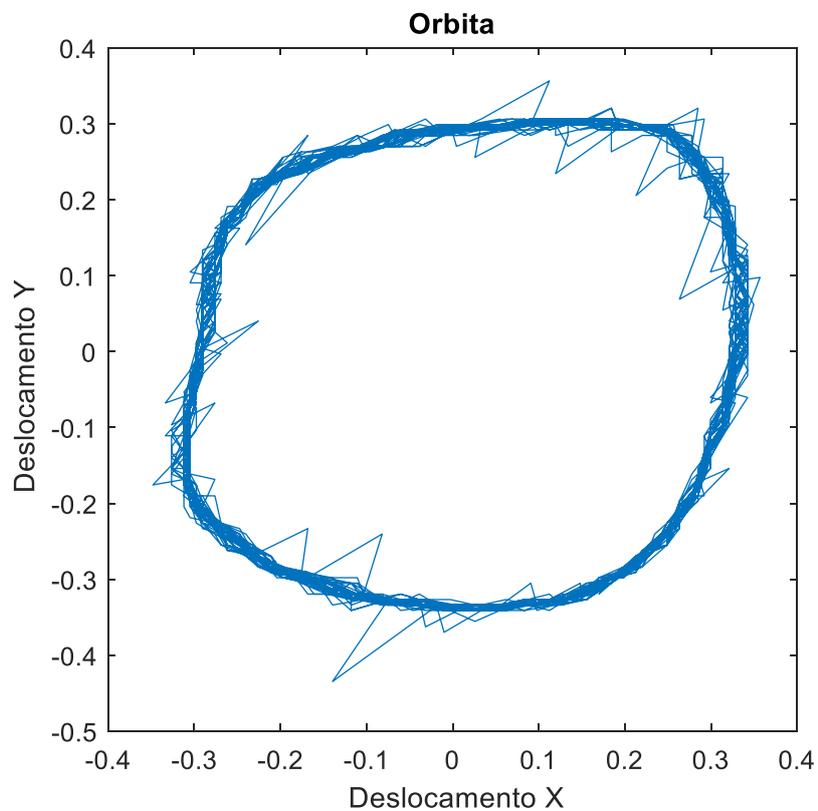


Figura 6.2-8 – Órbita do rotor a 1800 RPM com o controle ligado.

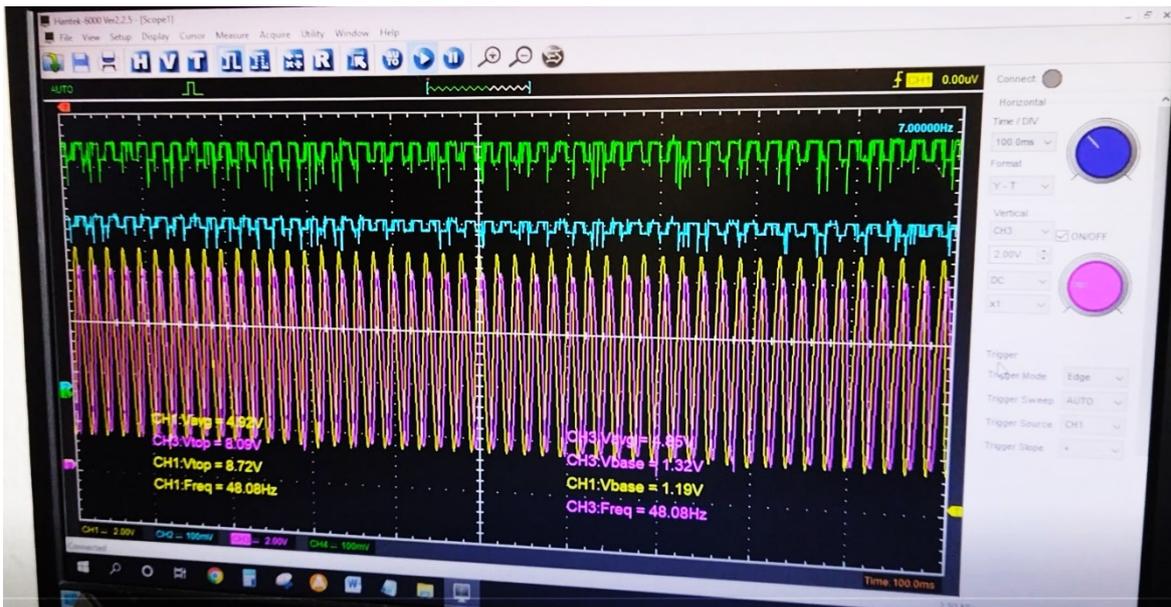


Figura 6.2-9 – Sinais de deslocamento do rotor as direções X e Y; Comportamento da corrente nos atuadores eletromagnéticos do MMA – rotor a 2880 RPM.

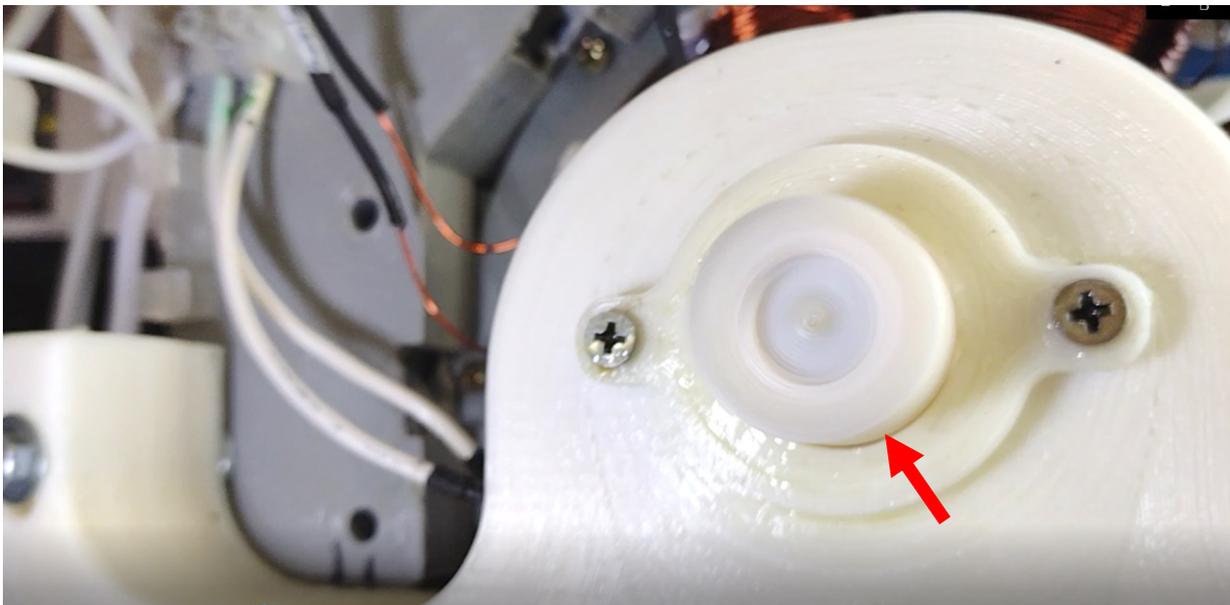


Figura 6.2-10– Evidência fotográfica de existência de folga entre a bucha do rotor e o mancal limitador de segurança na sua parte inferior estando o rotor girando a 2880 RPM com o controle ligado.

Página deixada em branco propositalmente

CAPÍTULO 7

Conclusões e Perspectivas Futuras

Nesta Tese foram apresentados os dados de projeto bem como os resultados experimentais de um protótipo funcional de uma máquina rotativa suportada por MMA cujo sistema digital de aquisição de dados e controle, bem como o módulo controlador de corrente foram inteiramente desenvolvidos no âmbito da tese a partir de um microcontrolador com funções DSP e de componentes eletroeletrônicos de baixo custo.

Em primeiro momento foi realizada uma revisão bibliográfica acerca da dinâmica de rotores, mancais magnéticos ativos e sobre a engenharia de controle. Esta revisão forneceu os subsídios para o desenvolvimento/aperfeiçoamento de um programa para o dimensionamento dos núcleos estático e rotativo do MMA. Utilizando-se deste mesmo programa, foi efetuado o dimensionamento do bobinado eletromagnético, que juntamente com os núcleos formam os atuadores que compõem o MMA. Os dimensionamentos acima mencionados constituem importantes etapas predecessoras do desenvolvimento do sistema eletroeletrônico de controle projetado e construído nesta Tese de Doutorado.

A partir do dimensionamento do MMA, desdobraram-se várias frentes de trabalho, dentre elas, o levantamento dos componentes eletrônicos, sensores de proximidade, microcontroladores e drives de potência de baixo custo. Testes experimentais de bancada, iniciais, foram efetuados com alguns modelos dos componentes anteriormente citados que apresentavam potencial de aplicação no desenvolvimento e integração dos submódulos do sistema eletroeletrônico de controle do protótipo construído. Concomitantemente, foi iniciado o projeto mecânico de todos os componentes do protótipo com o objetivo de se obter o modelo tridimensional a partir do qual foram gerados os desenhos de fabricação destes componentes.

Uma vez concluído o modelo tridimensional do protótipo, foram realizadas análises rotodinâmicas do conjunto rotativo bem como análises modais computacionais para a determinação/verificação da posição mais conveniente para a instalação dos sensores de proximidade.

Na sequência, iniciou-se o projeto/adaptação dos circuitos eletroeletrônicos e módulos eletrônicos do submódulo de processamento analógico de sinal do módulo controlador de corrente, ou conversor V/I. Inicialmente, apenas um protótipo correspondente ao canal CH1 do conversor V/I desenvolvido foi montado. Uma vez testado em bancada quanto ao correto funcionamento foi terceirizada a fabricação do conversor V/I com os quatro canais.

Em paralelo, foram iniciados também as avaliações para identificar corretamente as características do microcontrolador com funções DSP que seria escolhido para executar as ações de aquisição de sinal e controle do módulo controlador do protótipo. Desta identificação surgiu a necessidade de se desenvolver um submódulo DAC-SPI em função da limitação do número de saídas DAC disponíveis do microcontrolador escolhido, e em geral nos demais microcontroladores disponíveis.

Ainda, em paralelo, foi desenvolvida uma pequena máquina formadora de bobinas semiautomática com o objetivo de produzir-se o bobinado do MMA com uma repetibilidade em termos de dimensional, número de espiras e em relação à aparência do bobinado em si, de maneira a reduzir-se as diferenças nas suas características elétricas.

Durante os testes iniciais foi identificado um submódulo de potência capaz de acionar dois atuadores eletromagnéticos do MMA, e, que em tese já possuía também dois sensores de corrente integrados. Os módulos foram testados assim que recebidos e foi detectado que todos apresentavam pelo menos um dos sensores de corrente danificados. Então foi necessário identificar e testar um submódulo de medição de corrente independente do módulo de potência para substituir os sensores de corrente defeituosos nos últimos, e mais uma vez ensaiar a cadeia - módulo de potência-sensor de corrente-bobinado.

De posse então de todos os componentes fabricados/adquiridos, iniciou-se a fase de montagem das partes mecânicas e do módulo de controle eletrônico do protótipo, constituído, como já mencionado, por: microcontrolador com funções DSP, submódulo DAC-SPI, submódulo de processamento analógico de sinal do módulo controlador de corrente, módulos de potência e sensores de corrente. A fase seguinte foi o comissionamento da parte eletrônica, onde todos os submódulos eletroeletrônicos que haviam sido testados separadamente foram colocados para operar interligados no mesmo painel. Concluída a integração iniciou-se o processo de calibração de cada uma das cadeias de atuadores CH1 a CH4 do sistema de controle.

Também, de não menor importância, foi o comissionamento da parte mecânica que contemplou as centragens dos mancais limitadores de segurança bem como os ajustes das folgas nos mancais axiais. Deve ser mencionado aqui que o ajuste incorreto destes últimos insere mais uma não linearidade no conjunto rotativo suportado pelo MMA.

Uma vez que o protótipo se tornou funcional, iniciaram-se os testes de controle a partir dos parâmetros de PID simulados no modelo. Além dos resultados gráficos apresentados Nesta Tese,

vídeos foram gravados, e em um destes vídeos, o protótipo é mostrado operando a 2880 RPM. Em outro, quando operava em 1200 RPM, o sistema de controle foi desligado, passando protótipo a apresentar rumorosidade elevada associada a impactos da bucha do eixo na bucha externa do mancal limitador de segurança. Uma vez religado o controle a máquina volta a operar sem rumorosidade.

Embora melhorias possam ser implementadas no protótipo, os resultados obtidos e apresentados são animadores e pode-se dizer então que o propósito inicial do trabalho de se projetar e construir um protótipo funcional de uma máquina rotativa suportada por MMA, a partir de submódulos eletroeletrônicos de baixo custo, sem uso de analisadores digitais de sinais/hardwares de controle de alto custo, foi atingido, e constitui a contribuição desta Tese de Doutorado.

Neste contexto, com base nos resultados obtidos, segue o que se propõem para **investigações futuras**:

- Substituir o microcontrolador utilizado por um com maior poder de processamento de modo a que seja possível implementar as estratégias de controle mais complexas estudadas e que por conseguinte resultem em melhor performance no controle do MMA. O incremento de custo para isso é muito pequeno, não ferindo a premissa do baixo custo do sistema;

- Substituir o mancal limitador de segurança fabricado em polímero por um mancal de rolamento. Como as buchas substituíveis do mancal limitador de segurança montadas no eixo e na estrutura suporte do mancal limitador de segurança foram feitas de polímero ABS, estes perdem a integridade após poucos segundos de testes de desligamento do controle com o rotor girando;

- Implementar os submódulos de controle do motor de acionamento, de medição da vibração absoluta dos suportes dos sensores de proximidade, de medição de rotação, e integrá-los ao módulo de controle do MMA de modo a que seja possível utilizar os sinais dos dois últimos submódulos para minimizar o ruído aditivo que tem forte influência na performance do controle. A medição da rotação ainda permitirá a remoção dos ruídos síncronos e a compensação dos desbalanceamentos residuais.

- Implementar modificações como *anti-windup*, atualização adaptativa dos parâmetros do controlador PID, inserção de filtro na componente derivativo do controle como primeiras ações para se obter um controle com maior desempenho. Também, experimentar outras estratégias de controle como fuzzy, controle por modos deslizantes e PID com dois graus de liberdade.

Página deixada em branco propositalmente

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ACC2022, https://acc2022.a2c2.org/wp-content/uploads/sites/45/2022/02/ACE_Kit_Pricing_Sheet_2022.pdf, acessado em Abril/2022.

AHMED, A. H.; WAHAB, T. M. A. Active magnetic bearing design optimization and transient-state analysis using ansys. **Engineering and Technology Journal, University of Technology**, v. 28, n. 16, p. 5171–5187, 2010.

ALEXEI FILATOV, LARRY HAWKINS AND PATRICK MCMULLEN. **Homopolar Permanent-Magnet-Biased Actuators and Their Application in Rotational Active Magnetic Bearing Systems**, MDPI, December 2016, <https://www.mdpi.com/2076-0825/5/4/26>.

BENTLY, D. E., HATCH, C. T AND GRISSOM, B., "**Fundamentals of Rotating Machinery Diagnostics**", 2002.

BRAUNBEK, W. Freischwebende Körper im elektrischen und magnetischen Feld. **Zeitschrift für Physik**, Springer, v. 112, n. 11-12, p. 753–763, 1939, <https://doi.org/10.1007/BF01339979>.

BOUAZIZ, S.; MESSAOUD, N. B.; CHOLEY, J.-Y.; MAATAR, M.; HADDAR, M. Transient response of a rotor-amb system connected by a flexible mechanical coupling. **Mechatronics, Elsevier**, v. 23, n. 6, p. 573–580, 2013, <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2013.05.002>.

CAVALINI Jr, A. A.; STEFFEN Jr, V.; MAHFOUD, J.. Crack identification approach for a beam-like structure. In: XV International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics, DINAME, 2013, Buzios, Brasil. **Anais**.

CHIBA, A.; FUKAO, T.; ICHIKAWA, O.; OSHIMA, M.; TAKEMOTO, M.; DORRELL, D. G. Magnetic bearings and bearingless drives. Elsevier, 2005, <https://doi.org/10.1016/B978-075065727-3/50006-7>.

LUONG, D.. "Advanced Digital Controls", PhD. thesis, University of California, Los Angeles, 2008.

DUN-KERLEY, S.. **On the whirling and vibration of shaft**. **Philosophical transactions of the royal society of london**, v. 195, n. 1, p. 279-359, 1984.

EARNSHAW, S. On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether. **Trans. Camb. Phil. Soc.**, v. 7, p. 97–112, 1842. Disponível em: <<https://ci.nii.ac.jp/naid/10026980166/en/>>.

EISENMANN, R. C. AND EISENMANN JR, R. C.. "**Machinery Malfunction Diagnosis and Correction**". Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1998.

FINITE ELEMENT METHOD MAGNETICS. Available online: <http://www.femm.info/wiki/HomePage> (accessed on 3 November 2016).

FRISWELL, M.I.; PENNY, J.E.T.; GARVEY, S.D. AND LEES A.W.. Dynamics of Rotating Machines, Cambridge University Press, 2010, <https://doi.org/10.1017/CBO9780511780509>.

GÄHLER, C. Rotor dynamic testing and control with active magnetic bearings. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, 1998.

GOSIEWSKI Z, OKOWSKI M.. Sliding mode control for active magnetic bearing system. Mechanics 2005;24(2):68–72.

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

HUTCHINSON, J. R.. Shear coefficients for timoshenko beam theory. Journal of Applied Mechanics, v. 1, n. 1, 2001, <https://doi.org/10.1115/1.1349417>.

ISHIDA, Y.; YAMAMOTO, T.. Linear and nonlinear rotordynamics, Wileyvch, 2012, <https://doi.org/10.1002/978352765189>

IMBERT, J. F.. Analyse des structures par éléments finis. Sup'aéro, 2001.

ISERMANN, R.. **Digital Control Systemns, vol 1**, Springer-V erlag Berlin Heidelberg, 1989, https://doi.org/10.1007/978-3-642-86417-9_1

JAYANTH, V.; HEEJU CHOI; BUCKNER, G. Identification and control of a flexible rotor supported on active magnetic bearings. In: **Proceedings IEEE SoutheastCon 2002** (Cat. No.02CH37283). Columbia, SC, USA: IEEE, 2002. p. 273–278.

JEFFCOTT, H. H.. The lateral vibration of loaded shafts in the neighborhood of a whirling speed: the effect of want of balance. **Philosophical Magazine A**, v. 37, n. 1, p. 304-315,1919, <https://doi.org/10.1080/14786440308635889>.

JIANCHENG FANG, YUN LE; JINJI SUN, AND KUN WANG, "Analysis and Design of Passive Magnetic Bearing and Damping Stem for High-Speed Compressor," **Magnetics, IEEE Transactions on**, vol.48, no.9, pp.2528,2537, Sept. 2012, <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2196443>.

PRZEMIENIECKI, J. S., **Theory of matrix structural analysis**, MacGraw -Hill, New York 1968.

LALANNE, M.; FERRARIS, G.. **Rotordynamics prediction in engineering**. John Wiley & sons, inc., 1998.

LALLEMENT, G.; LECOANET, H.; STEFFEN JR, V.. Vibrations de rotors sur paliers à matrice de raideur non symetrique. **Machine and mechanism theory**, v. 17, n. 1, p. 47-55, 1982, [https://doi.org/10.1016/0094-114X\(82\)90023-4](https://doi.org/10.1016/0094-114X(82)90023-4).

LEI SL, PALAZZOLO A, KASCAK A.. Fuzzy logic intelligent control system of magnetic bearings. In: **Proc. IEEE international fuzzy systems conference**, 2007, pp. 1–6.

LI, G. **Robust stabilization of rotor-active magnetic bearing systems**. Tese (Doutorado), University of Virginia, 2007.

NOH M. D., CHO S. R., KYUNG J. H., RO S. K., AND PARK J. K., "Design and implementation of a fault-tolerant magnetic bearing system for turbomolecular vacuum pump," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 10, no. 6, pp. 626–631, Dec. 2005, <https://doi.org/10.1109/TMECH.2005.859830>.

MASLEN, E. H., AND MONTIE, D. T., "Sliding mode control of magnetic bearings: a hardware perspective," *ASME Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*. VOL. 123, No.4, October 2001, pp. 878-885, <https://doi.org/10.1115/1.1383771>.

MASLEN, E. H., *MAGNETIC BEARINGS*, Department of Mechanical, **Aerospace, and Nuclear Engineering Charlottesville**, Virginia, 2000.

MASUZAWA, T. , Kojima, J. , Onuma, H. , Okada, Y. , Nishida, M. , and Yamane, T. , 2004, "Micro magnetic bearing for an axial flow artificial heart ," in *Proceedings of the Ninth International Symposium on Magnetic Bearings*, Lexington, KY, August 3-6.

NELSON, H. D.; MACVAUGH, J. M.. The dynamics of rotor bearing systems using finite elements. *Journal of engineering for industry*, v. 98, n. 2, p. 593-600, 1976, <https://doi.org/10.1115/1.3438942>

NOH M. D., CHO S. R., KYUNG J. H., RO S. K., AND PARK J. K., "Design and implementation of a fault-tolerant magnetic bearing system for turbomolecular vacuum pump," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 10, no. 6, pp. 626–631, Dec. 2005.

NETO, R. M. F.. "**Desenvolvimento de um inversor trifásico utilizando as técnicas de chaveamento suave e imposição de corrente para acionamento do motor de indução**", Dissertação de Mestrado, UFU, 1999, <https://doi.org/10.1109/TMECH.2005.859830>.

OGATA, K., "**Modern control engineering**" (3rd ed.), Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, 1996.

PAPINI L, TARISCIOTTI L, COSTABEBER A, GERADA C, WHEELER P.. Active magnetic bearing system design featuring a predictive current control, **42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, Oct. 2016, pp. 3217–3222.

RANKINE, B. J. M.. On the centrifugal force of rotating shafts. *The engineer*, v. 1, n.1, 1 p., 1869.

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

SCHWEITZER, G.; MASLEN, E.. **Magnetic Bearings: Theory, Design and Application to Rotating Machinery**; Springer: Berlin/Heidelberg, Germany, 2009.

SIQUEIRA, R. S.. **Projeto e implementação de um mancal magnético ativo com controle por modos deslizantes**, Dissertação de Mestrado, COPPE, 2013.

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

STEPHAN, R. M., GOMES, A. C. D. N., PINTO, F. C., ET AL. **Mancais Magnéticos.**, COPPE, 2011.

ŠTIMAC, G., Braut, S.,Bulić, N., Žigulić R., Modeling and experimental verification of a flexible rotor/AMB system, **The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Vol. 32, No 4, pp 1244-1254, 2013, <https://doi.org/10.1108/03321641311317068>.

TAKAGI, T. & SUGENO, M.. Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control, **IEEE Transactionson Systems**, Man, and Cybernetics vol. 15, p. 116-132,1985, <https://doi.org/10.1109/TSMC.1985.6313399>.

WOWK, V.. "**Machinery Vibration: Balancing**". McGraw-Hill Professional, First edition, 1998.

YOON, S. Y.; LIN, Z.; ALLAIRE, P. E. Control of surge in centrifugal compressors by active magnetic bearings: Theory and implementation. **Springer Science & Business Media**, 2012, [https://doi.org/10.1016/0165-0114\(78\)90029-5](https://doi.org/10.1016/0165-0114(78)90029-5).

ZADEH, L.A.. **Fuzzy Sets as Basis for a Theory of Possibility**, Fuzzy Sets and Systems 1 (1968) 3-28.

ZHANG, W., ZHU H.. **Radial magnetic bearings: An overview**, **School of Electrical and Information Engineering**, Jiangsu University, 212013 Zhenjiang, Chin, 2017.

ZHANG WY, ZHU HQ, YANG HK, CHEN T.. **Experimental analysis and full prediction model of a 5-DOF motorized**. Energies 2017;10(1):75, <https://doi.org/10.3390/en10010075>.

ZHU, L., KNOSPE, C. R., AND MASLEN, E. H.. "An Analytic Model for a Non–laminated Cylindrical Magnetic Actuator Including Eddy Currents," **IEEE Transactions on Magnetics**. Vol. 41, No. 4, April 2005, pp 1248–1258. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.844847>.

ANEXO I

Resultados de simulações numéricas

Neste anexo inicialmente estão apresentados os resultados das simulações realizadas com a utilização do programa de dimensionamento de MMAs descrito no Capítulo IV desta Tese de Doutorado. Inicialmente são apresentados os resultados de simulações realizadas com o uso do programa básico de cálculo de MMAs. Este anexo é finalizado com a apresentação dos resultados de simulação da estratégia de controle utilizada

1-Resultados de simulações realizadas com o uso do programa de cálculo descrito no Capítulo IV

Estas simulações foram realizadas com o com objetivo de mostrar a influência de alguns dos parâmetros constantes na Tab. 4.1-2 do Capítulo IV e que produziu a Fig. 4.2 deste mesmo capítulo. A Fig. 1.1 mostra novamente o desenho esquemático apresentado na Fig. 4.2 para facilitar o entendimento. Inicia-se com o resultado de uma simulação onde apenas o último parâmetro da tabela acima referida, o *fmfic*, será alterado de 4 para 1.

<i>fmfic</i>	4 → 1	Fator de modificação do valor de <i>fi_c</i> [adm]
--------------	-------	--

Neste caso, o resultado esperado é um núcleo ferromagnético rotativo do MMA de seção quadrada, como consta na descrição do parâmetro no Capítulo IV. A Ilustração da tela de saída do programa apenas com a modificação do parâmetro *fmfic* está mostrada na Fig. 1.2. Nela pode ser notado que o diâmetro do núcleo ferromagnético rotativo é, aproximadamente, igual ao seu comprimento, isto porque um erro relativo de 1,5% foi definido como critério de convergência

dentro da função que calcula o valor de $f_{i,c}$. Note que a razão de aspecto não é boa, por isto o parâmetro f_{mfic} foi introduzido.

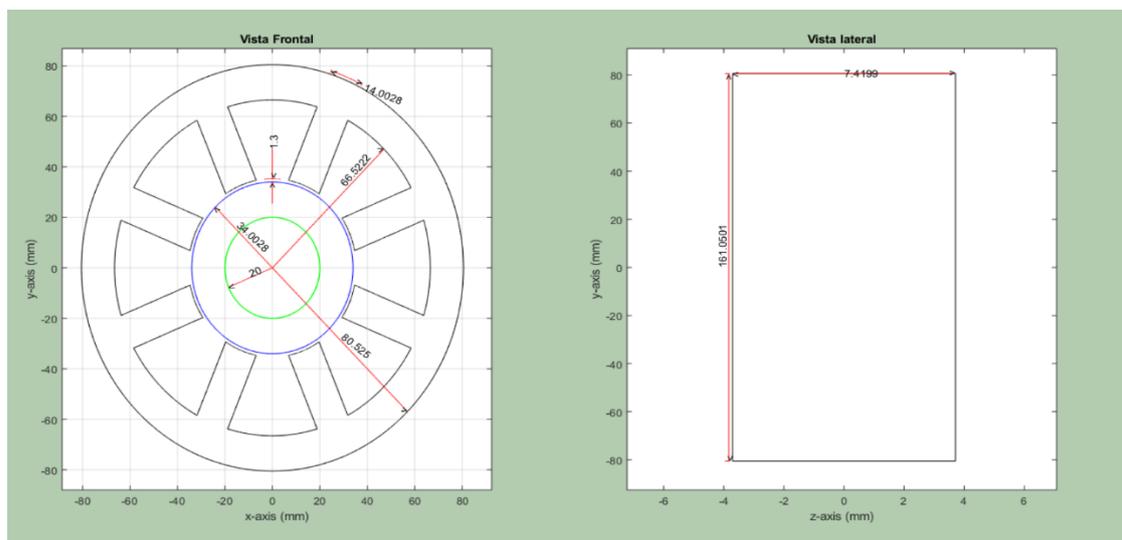


Figura 1.1– Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs - dados geométricos do projeto do núcleo ferromagnético do atuador.

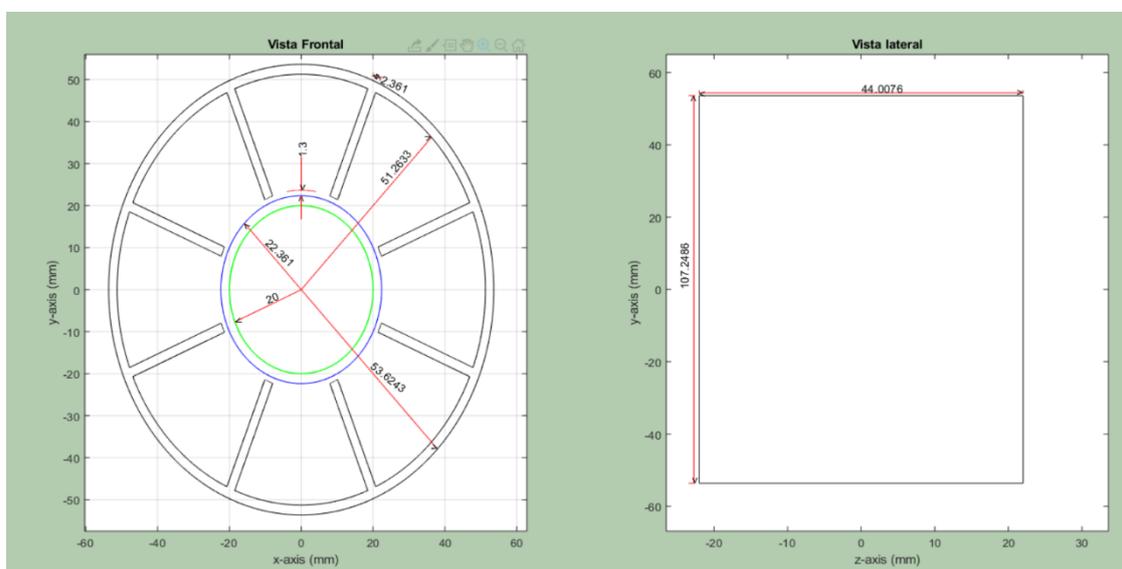


Figura 1.2- Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs – $f_{mfic}=1$.

Uma segunda simulação está mostrada na Fig. 1.3, onde agora o valor de f_{max} , será alterado de 100 para 140 N, mantendo-se inalterados os demais parâmetros constantes na Tab. 3 do Capítulo IV. Notar quando comparamos as Figs. 1.1 e 1.3, que o aumento de f_{max} para 140 N

resultou, dentre outras alterações, em um aumento nos diâmetros externos dos núcleos ferromagnéticos estático e rotativo do MMA.

fmfic	1 → 4	Fator de modificação do valor de f_{i_c} [adm]
fmax	110 → 140	Força máxima aplicada no mancal [N]

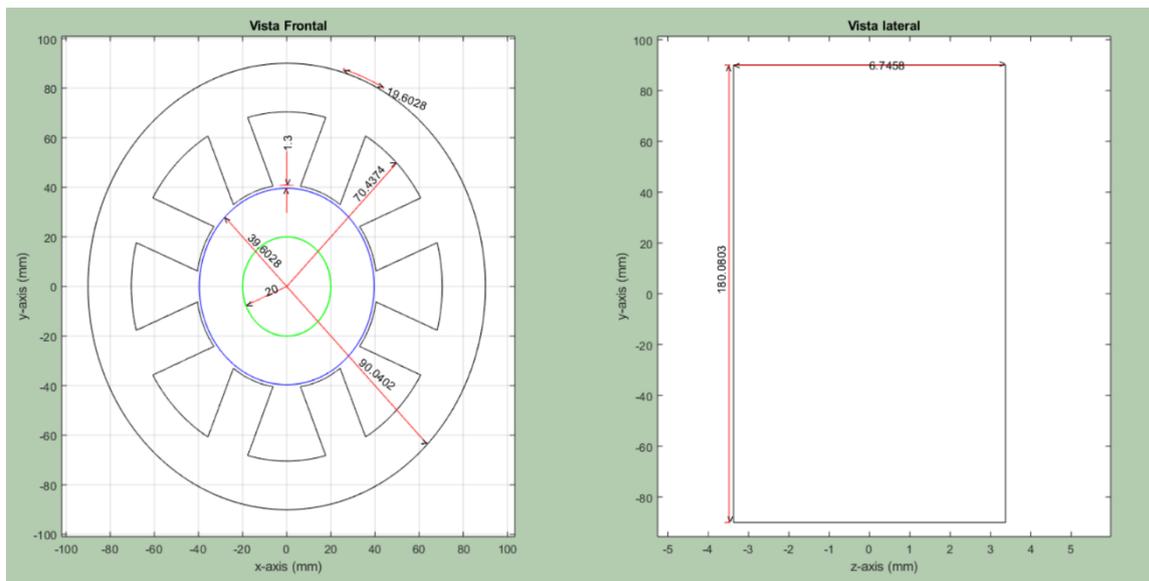


Figura 1.3- Ilustração da tela de saída de programa de cálculo dos MMAs – fmax=140 N.

Uma estratégia para manter os mesmos diâmetros externos dos núcleos ferromagnéticos estático e rotativo do MMA para fmax igual a 140 N é reduzir o valor do fmfic de 4 para 3,5. O resultado do programa desta estratégia está mostrado na Fig. 1.4.

fmfic	4 → 3.5	Fator de modificação do valor de f_{i_c} [adm]
fmax	110 → 140	Força máxima aplicada no mancal [N]

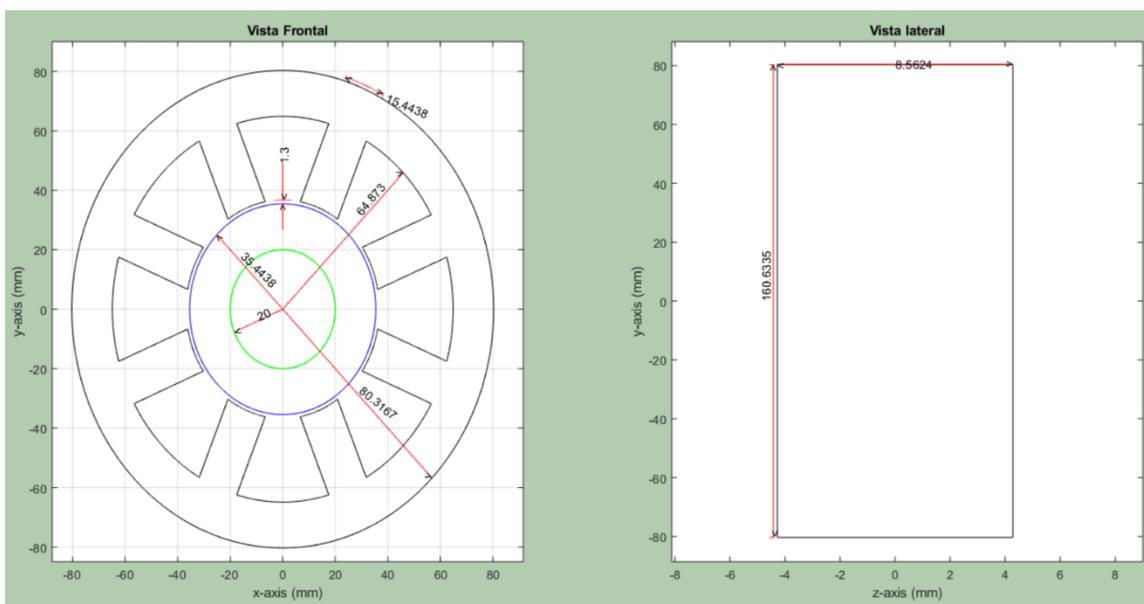


Figura 1.4- Ilustração da tela de saída de progr. de cálculo dos MMAs – $f_{max}=140$ e $f_{mfic}= 3.5$.

2 Resultados de simulação da estratégia de controle utilizada

Neste tópico, os resultados da simulação do controle do MMA na direção y, do mesmo modo como feito para a direção X, estão apresentados nas Figs. 2.1 a 2.7. Aqui, os parâmetros físicos do sistema mostrado na Fig. 4.2-3 do Capítulo IV, utilizados na simulação, são listados na Tab. 2.1.

Tabela 2.1- Parâmetros físicos do sistema mostrado na Fig. 4.2-3 – direção x.

Variável	Valor	Descrição
N	250	Número de espiras na bobina
μ_{i_o}	$4 \cdot \pi \cdot 1 \times 10^{-7}$	Permeabilidade magnética do ar [H/m]
$2 \cdot W \times l$	$2 \cdot (14 \times 10^{-3}) \times (15 \times 10^{-3})$	Área da secção transversal de dois polos cujas bobinas foram ligadas em série reversa [m ²], formando um único eletroímã.
g	$0,8 \times 10^{-3}$	Entreferro nominal [m]
k_p	40	Ganho do termo proporcional do controlador PID
k_i	0,1	Ganho do termo integral do controlador PID
k_d	0,001	Ganho do termo derivativo do controlador PID

m	1,8	Massa do rotor suportada pelo MMA [Kg]
H	8723,5	Ganho do sensor de proximidade [V/m]
lb	0,8	Corrente de Bias [A]

O Diagrama de Bode, bem como o lugar das raízes da função de transferência de malha fechada do sistema mostrado na Fig. 4.2-3 do Capítulo IV, estão apresentados nas Figs. 2.1 e 2.2, respectivamente.

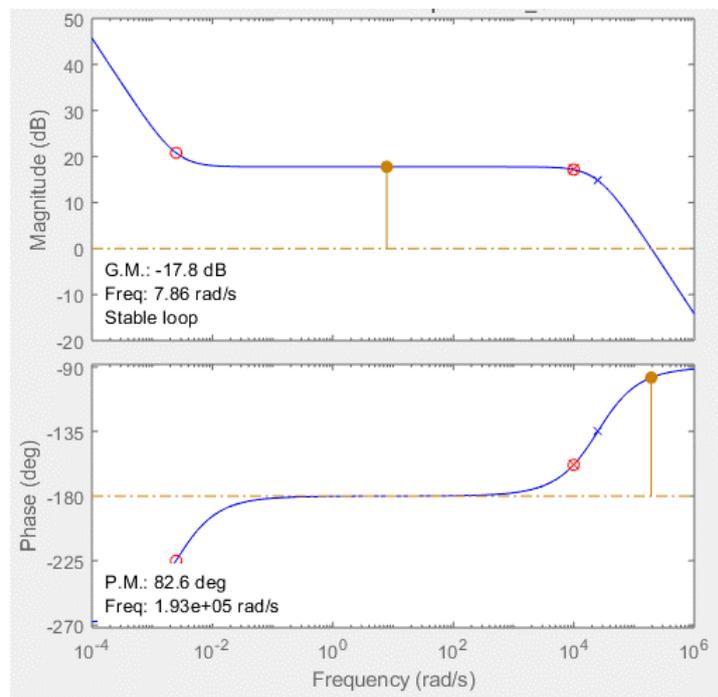


Figura 2.1 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada.

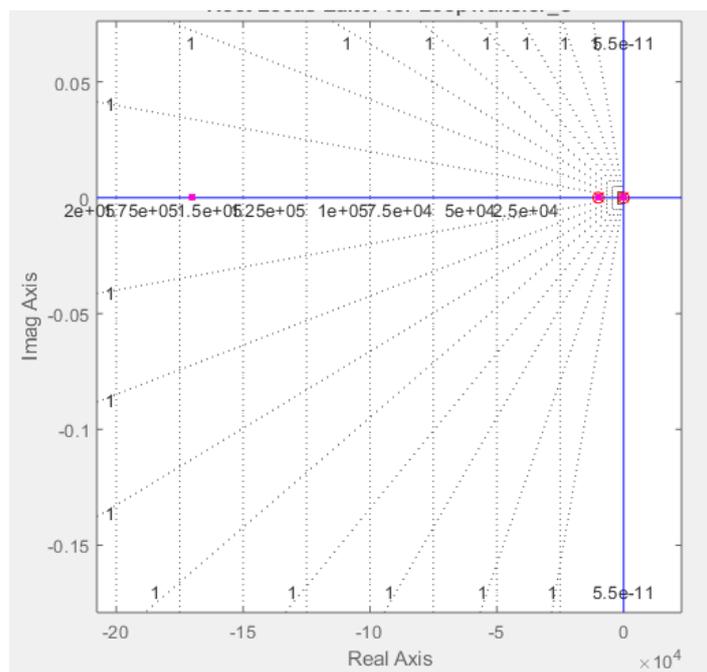


Figura 2.2 – Lugar das raízes da função de transferência de malha fechada.

A resposta ao degrau unitário corresponde a um valor de $V_{r_n_c_g} = 1,0$ V, o que resulta em um valor de afastamento do rotor em relação ao zero do sensor ($dy_0 = 0,4$ mm) de $y_a = 0,110$ mm, é o valor aproximado para o qual a curva converge assintoticamente no gráfico mostrado na Fig. 2.3a. Nesta condição, o sensor estará efetivamente afastado de $0,510$ mm do rotor e este estará aproximadamente no centro geométrico do MMA conforme mencionado na descrição deste parâmetro, letra (j) apresentada na sequência da Fig. 4.2-3. Na Fig. 2.3b, como observado na simulação para a direção y, pode ser notado um comportamento lento da convergência da posição do rotor para o valor do set point estabelecido.

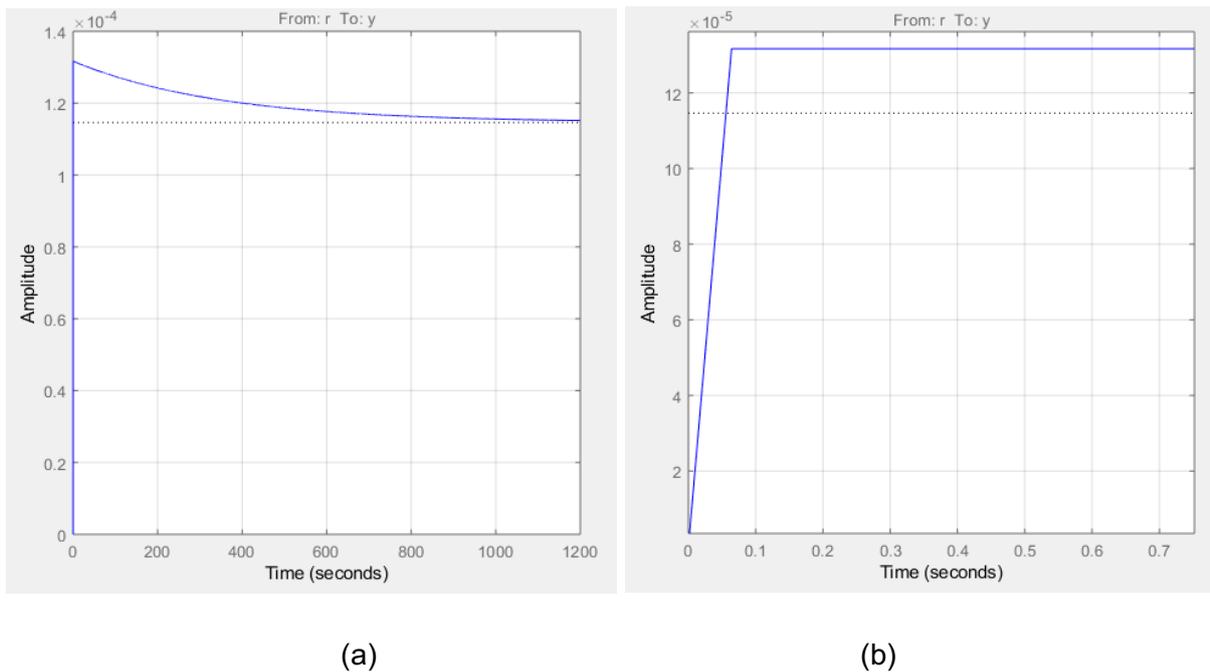


Figura 2.3 – Resposta ao degrau unitário do controlador PID – direção y.

O comportamento do sinal do erro para um *set point* constante de 0 V durante os dois segundos de simulação pode ser visto na Fig. 2.4. As oscilações em torno de zero são esperadas em função dos ruídos aleatórios aditivos injetados nos sinais do sensor de proximidade e da corrente de controle.

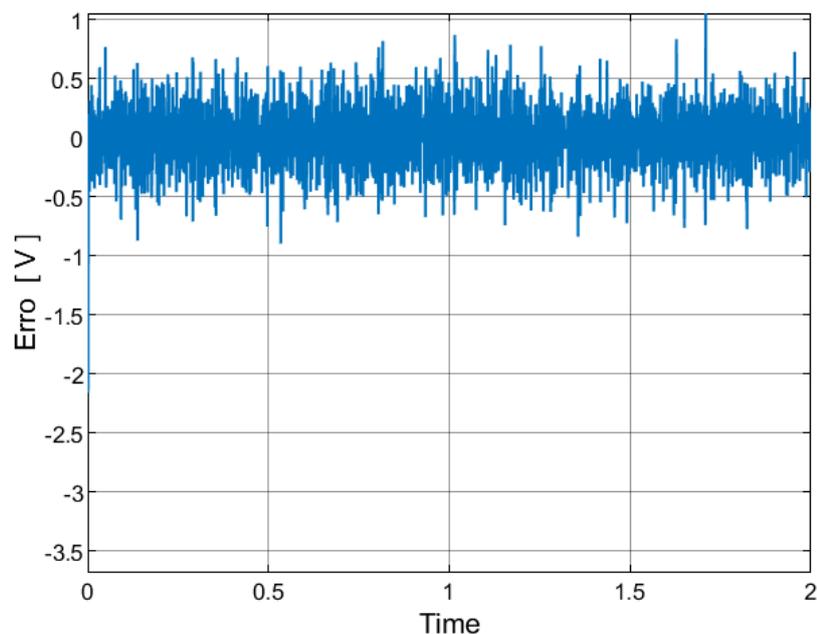


Figura 2.4 – Valor do erro para um *set point* constante de 0 V durante os dois de simulação.

O comportamento do sinal da corrente de controle i_b [A] imposta aos atuadores eletromagnéticos da direita na direção x , para um *set point* constante de 1 V, entrada tipo degrau unitário, durante os primeiros 90 milissegundos de simulação, está mostrado na Fig. 2.5. Note que a corrente total nos aos atuadores eletromagnéticos varia entre, aproximadamente, 0,4 e 1,6 [A].

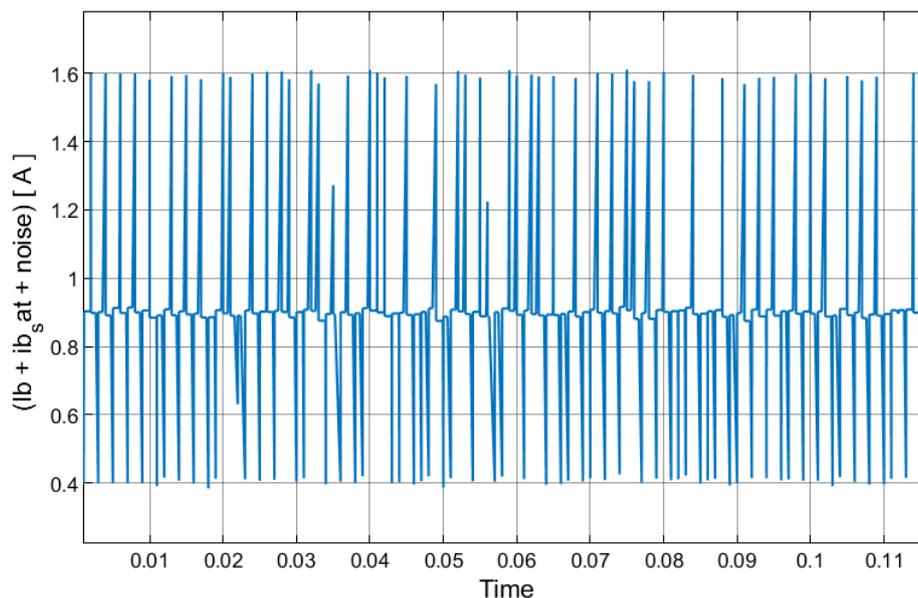


Figura 2.5 – Valor da corrente injetada nos atuadores eletromagnéticos do MMA.

A resposta do controle implementado em relação à posição relativa do rotor em relação ao centro geométrico do MMA na direção x , em $[\mu\text{m}]$ é mostrada na Fig. 2.6. Nela pode ser observada uma variação média aproximada de ± 90 $[\mu\text{m}]$ em relação ao *set point* imposto. Esta mesma variação pode ser observada na resposta do controle implementado em relação à posição relativa entre o sensor e o rotor do MMA, mostrada na Fig. 4.7. As mesmas ponderações quanto à necessidade de implementar melhoria na estratégia de controle, mencionada no Capítulo IV em relação à simulação na direção z , valem para a simulação na direção y .

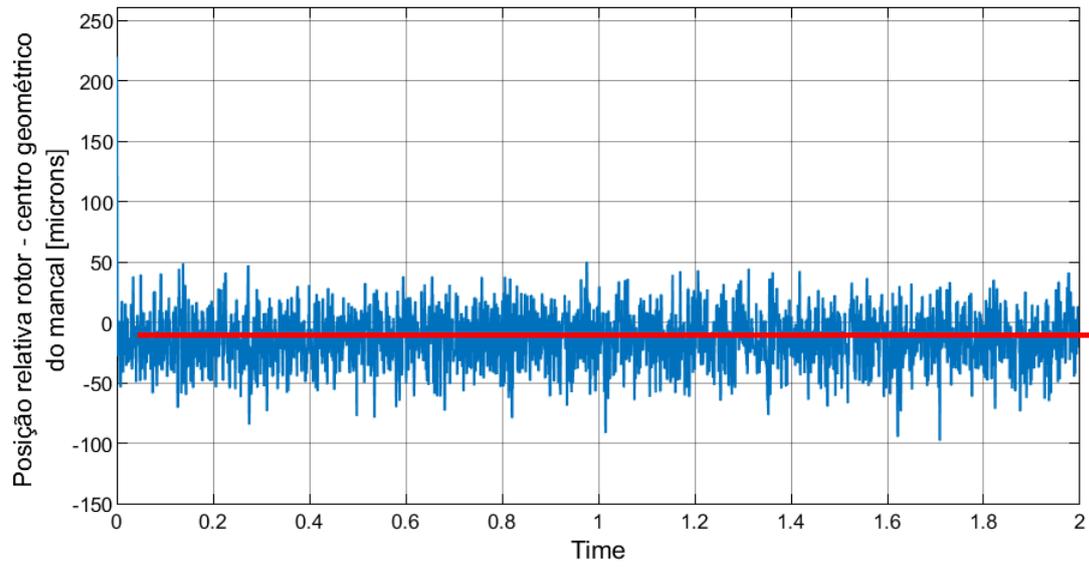


Figura 2.6 – Posição relativa do rotor em relação ao centro geométrico do MMA em [μm].

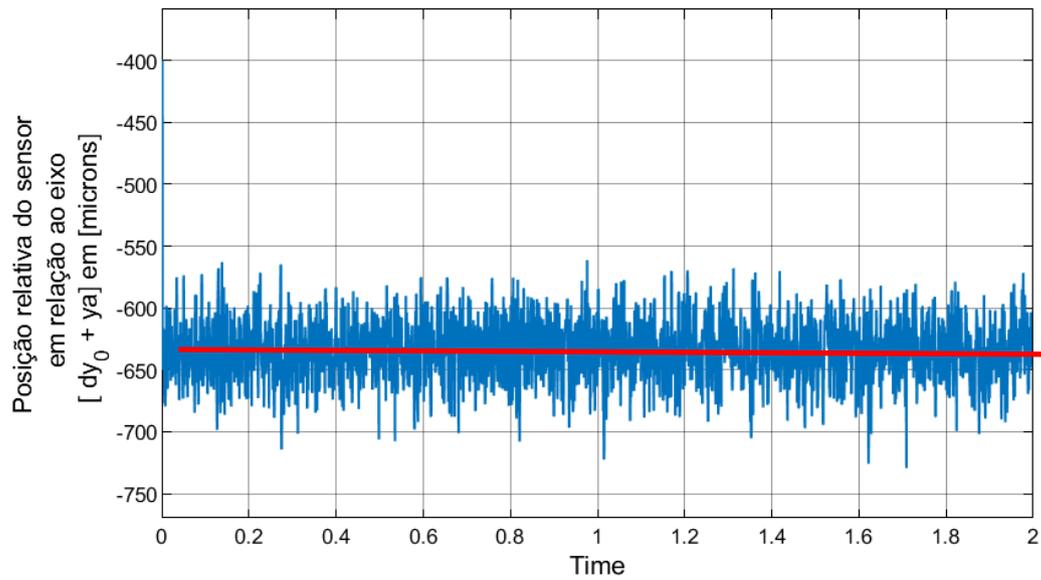


Figura 2.7 – Posição relativa do sensor em relação ao eixo $dy_0 + ya$ em [μm].

ANEXO II

Desenhos de Fabricação BE

Neste anexo estão apresentados os modelos tridimensionais e desenhos de fabricação dos principais componentes mecânicos da bancada experimental equipada com o MMA descrita em detalhes no Capítulo III desta Tese de Doutorado. Os dados técnicos do motor elétrico de acionamento também estão contidos neste anexo.

Na Fig. 1 está apresentado o desenho de fabricação das lâminas de aço silício de Grão Não Orientado (GNO) constituintes do pacote de lâminas do estator e do núcleo rotativo dos MMAs. Este desenho foi produzido tomando-se como referência a geometria de saída do programa descrito no Capítulo II desta Tese de Doutorado. Estas peças foram cortadas a laser e montadas em pacotes para formar o estator, como mostrado na Fig. 2.

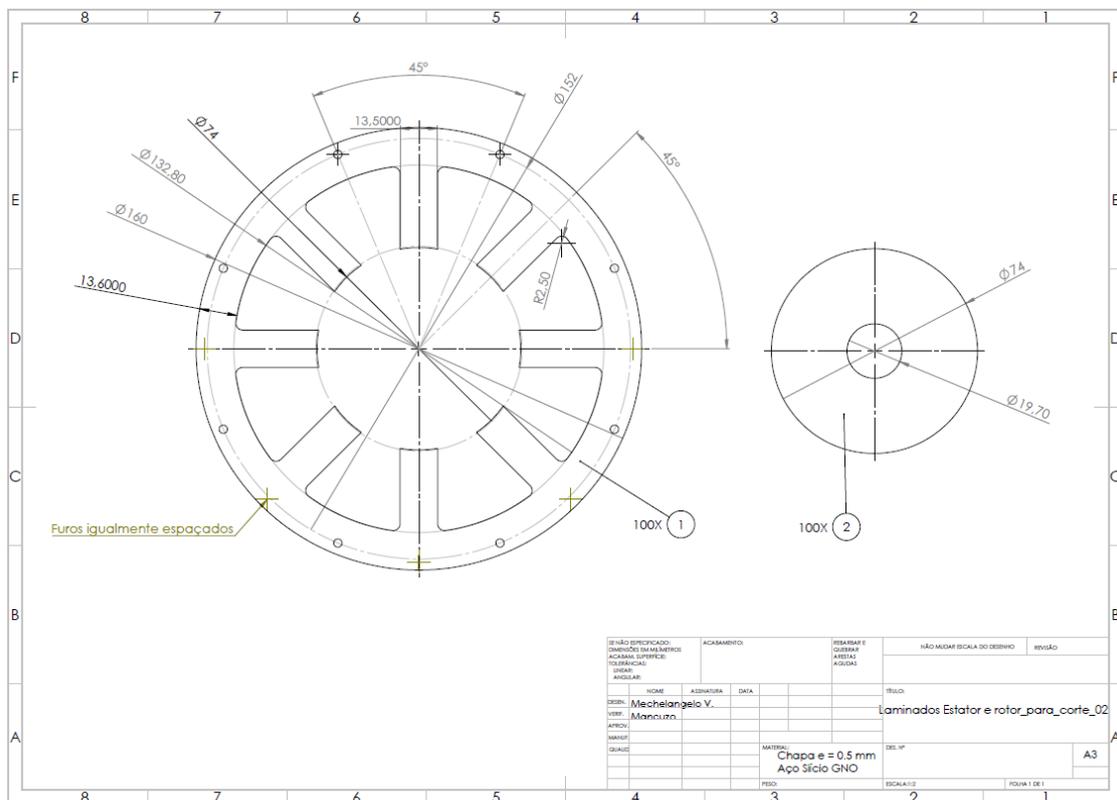


Figura 1- Desenho de fabricação das lâminas do estator e do núcleo rotativo dos MMAs.

De acordo com o fornecedor, o aço silício GNO, utilizado na fabricação do estator e do núcleo rotativo dos MMAs, possui as seguintes especificações:

- Teor de silício entre 1,025 e 3,24%;
- Permeabilidade magnética no vácuo - μ_o : entre 1100 (1,025 % de Si) e 700 (3,24% de Si).

Na Fig. 2 é possível observar os polos do estator bem como o seu perímetro de fechamento, através do qual se dá o fechamento do circuito magnético que possibilita a circulação do fluxo magnético produzido quando da energização/desenergização das bobinas.

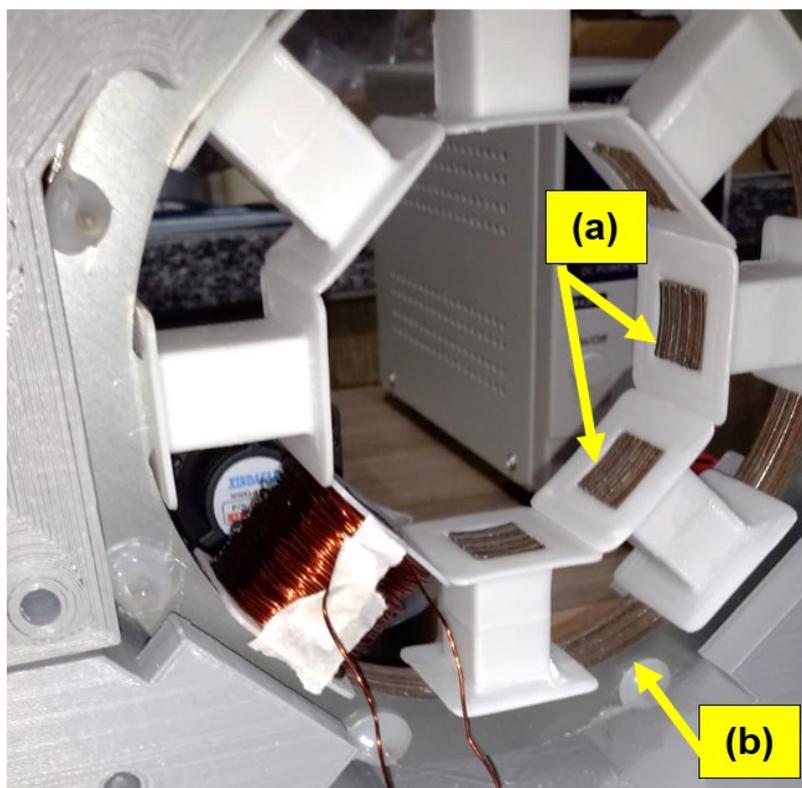


Figura 2 – Estator dos MMAs constituído de 30 lâminas de aço silício GNO.
(a) dois polos do estator; (b) perímetro de fechamento do estator.

Nas Figs. 3, 4 e 5 estão apresentados o modelo 3D do rotor, os desenhos de fabricação dos discos do núcleo rotativo dos MMAs e do eixo do rotor, respectivamente.

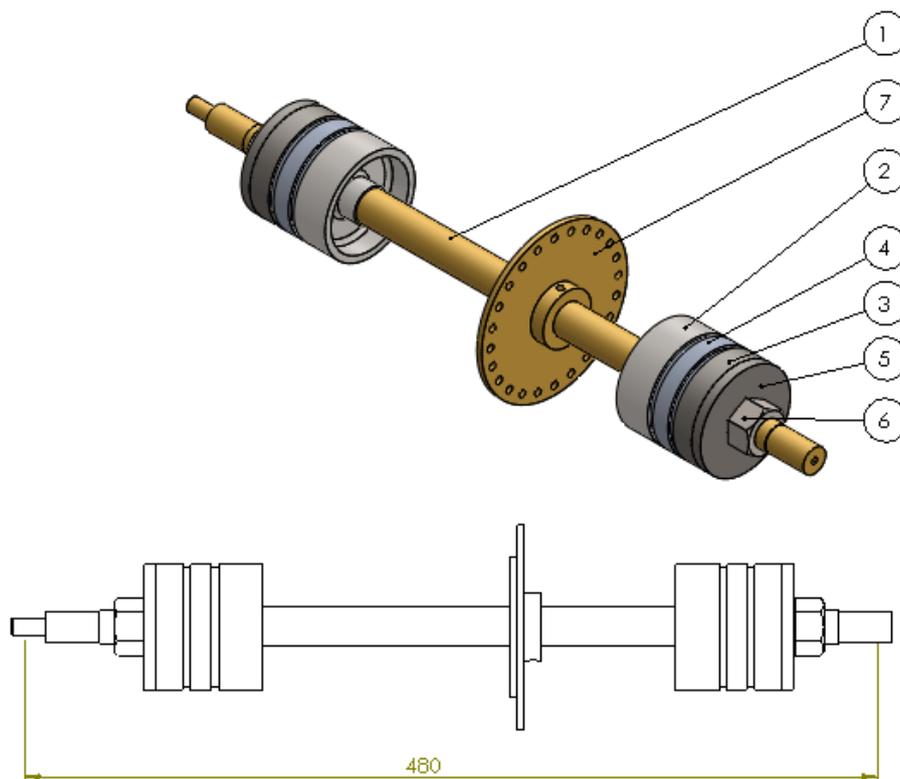


Figura 3 - Modelo 3D do rotor.

Onde:

- 1 - Eixo do rotor;
- 2 - Disco no qual é usinada a pista de leitura do sensor de proximidade;
- 3 - Núcleo rotativo de ferro silício GNO dos MMAs;
- 4 - Disco separador de alumínio;
- 5 - Flange limitadora externa do núcleo rotativo do rotor magnético;
- 6 - Porca de fixação das peças do núcleo rotativo;
- 7 - Disco para a montagem de massas de teste/balanceamento.

Os desenhos, bem como o material de fabricação das peças 2, 4 e 5 e 1 e 7 da Fig. 3, estão apresentados nas Figs. 4 e 5, respectivamente. Na Fig.6 está apresentado o desenho do disco no qual as massas de teste/balanceamento foram aplicadas.

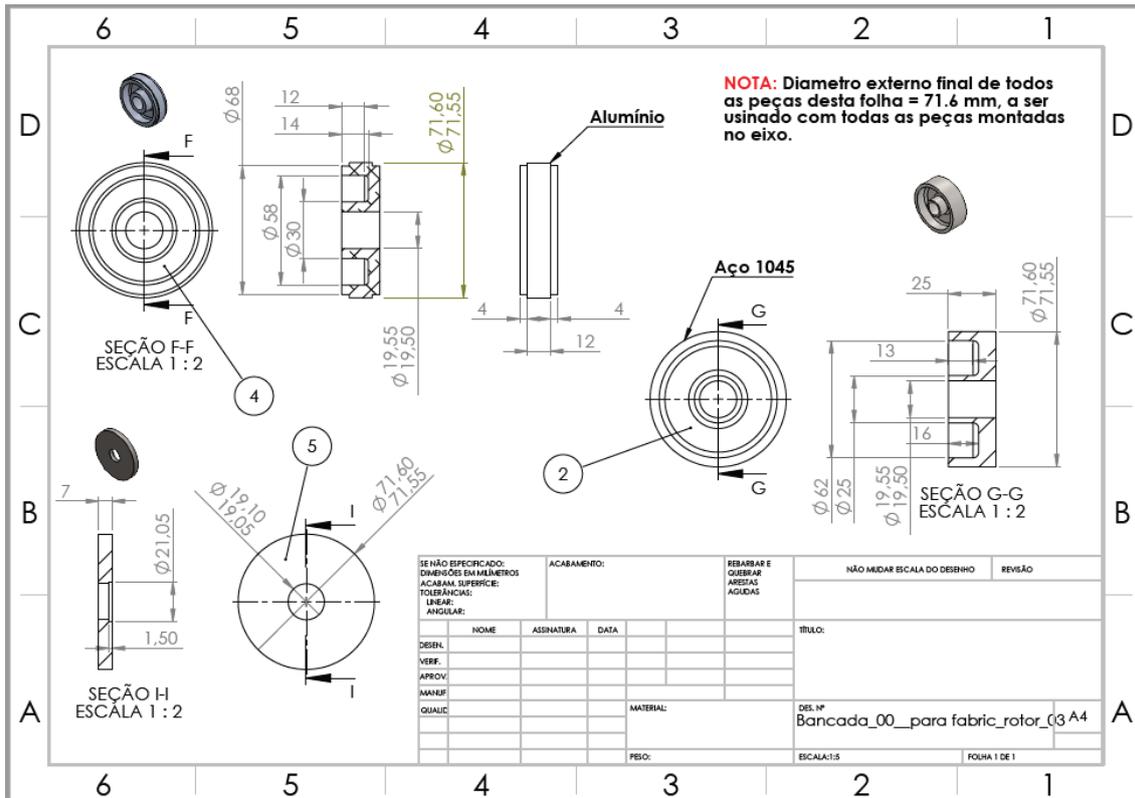


Figura 4 - Desenho de fabricação dos discos do núcleo rotativo dos MMAs.

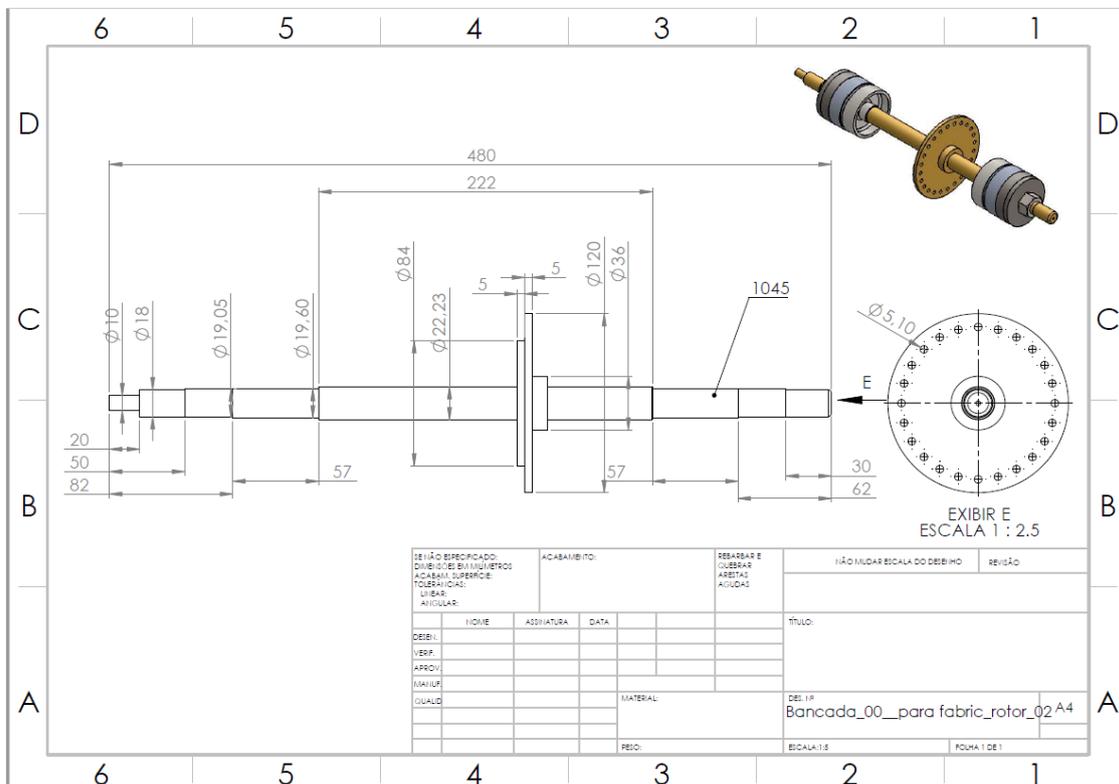


Figura 5 - Desenho de fabricação do eixo do rotor.

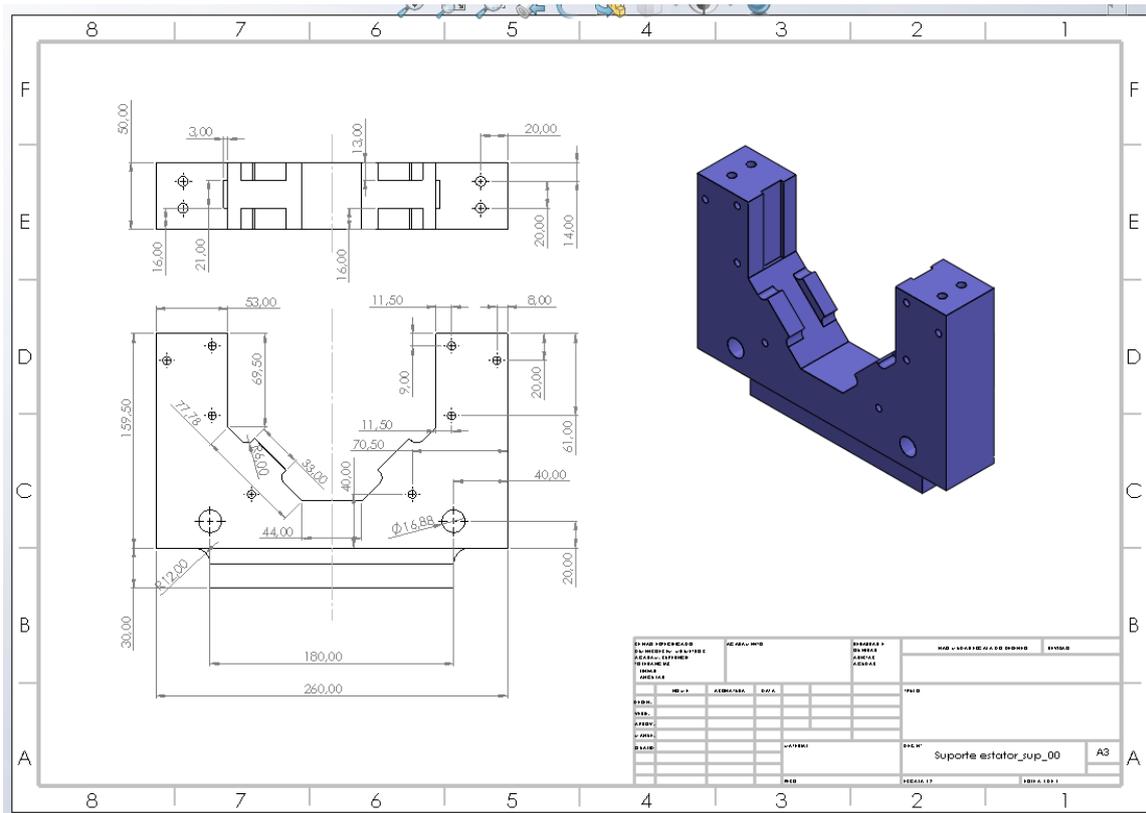


Figura 8- Desenho de fabricação da calha superior da caixa do mancal dos MMAs.

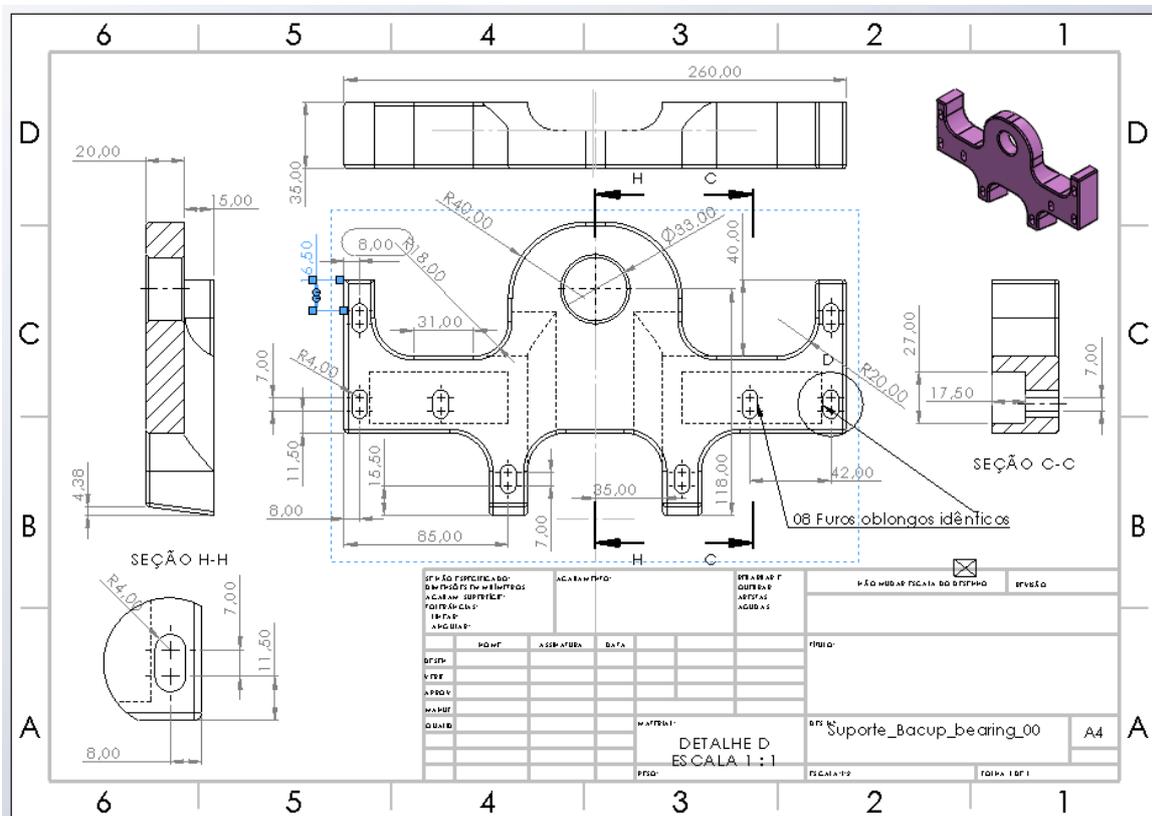


Figura 9 - Desenho de fabricação dos suportes dos mancais de segurança dos MMAs.

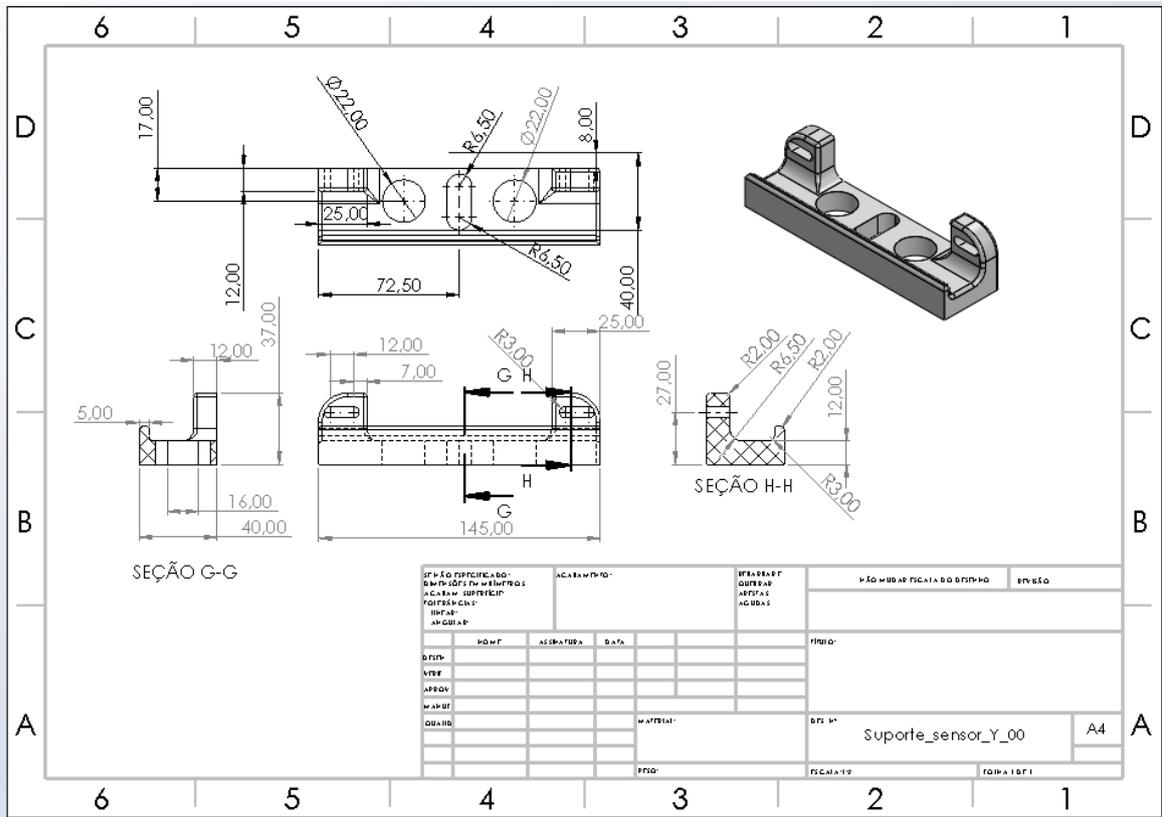


Figura 10 – Suporte sensor de proximidade direção Y – SSn_dir_Y.

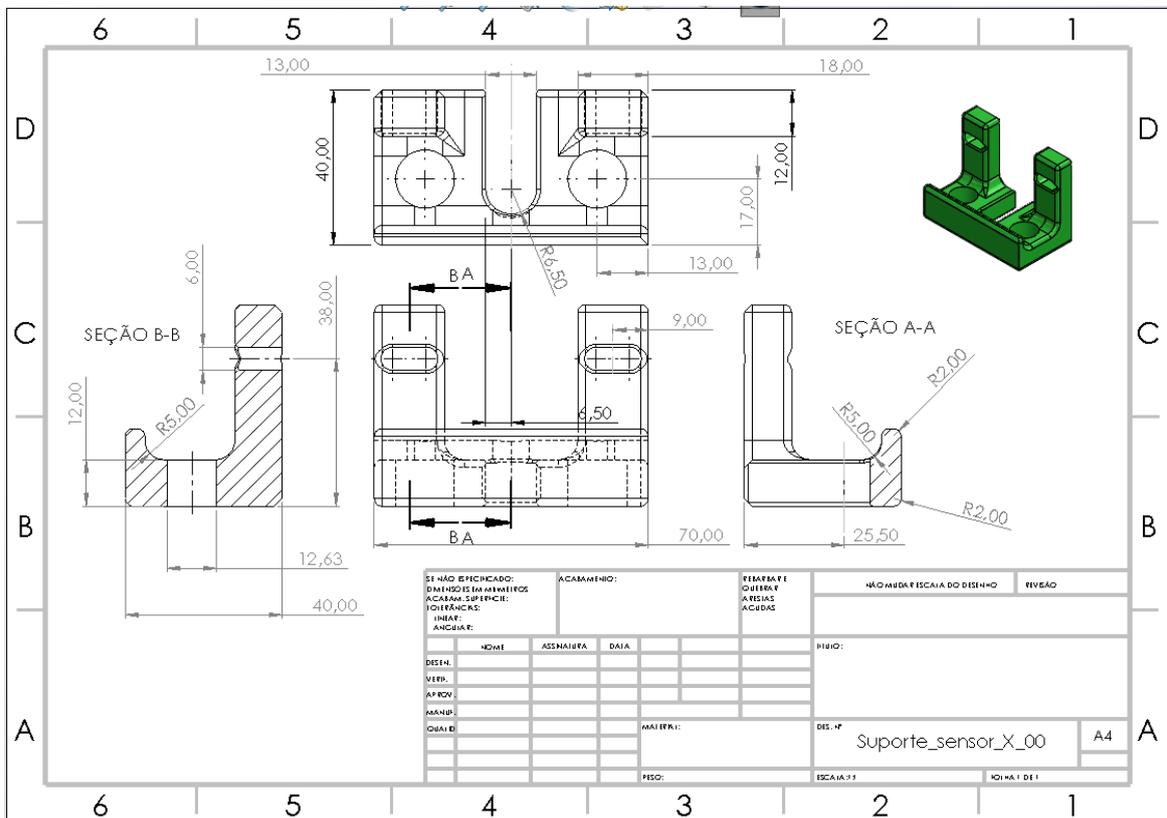
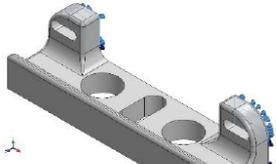
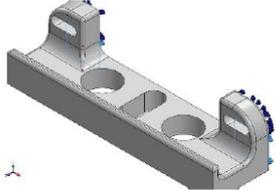


Figura 11 – Suporte sensor de proximidade direção X – SSn_dir_X.

As condições de contorno e alguns resultados parciais da análise modal computacional realizada para os SSn_dir_Y estão apresentadas nas Figs. 12 e 13 seguintes. Para as condições de contorno estimadas há possibilidade de ressonância em valores de frequência próximas das frequências de 1800 e 3600 RPM.

Definições de conector

Nome do conector	Detalhes de conector	Imagem de conector
Suporte elástico-1	Entidades: 2 face(s) Tipo: Suporte elástico Valor de rigidez normal: 2e+007 Valor de rigidez de cisalhamento: 2e+007 Unidades: (N/m)/m ²	 Suporte elástico-1
Suporte elástico-2	Entidades: 2 face(s) Tipo: Suporte elástico Valor de rigidez normal: 1e+007 Valor de rigidez de cisalhamento: 1e+007 Unidades: (N/m)/m ²	 Suporte elástico-2

Lista de modos

Número da frequência	Rad/s	Hertz	Segundos
1	175.19	27.882	0.035865
2	430.98	68.592	0.014579
3	490.51	78.068	0.012809
4	597.81	95.145	0.01051
5	666.11	106.02	0.0094326

Participação da massa (normalizada)

Número do modo	Frequência(Hertz)	Direção X	Direção Y	Direção Z
1	27.882	9.3104e-011	0.60514	0.11835
2	68.592	0.78686	5.292e-007	3.8457e-006
3	78.068	5.4963e-006	0.16402	0.83595
4	95.145	0.0031023	3.1022e-006	4.383e-007
5	106.02	0.21003	3.0739e-007	8.3744e-007
		Soma X = 0.99999	Soma Y = 0.76916	Soma Z = 0.95431

Figura 12 – SSn_dir_Y- Condições de contorno/Resultados de análise modal computacional_01.

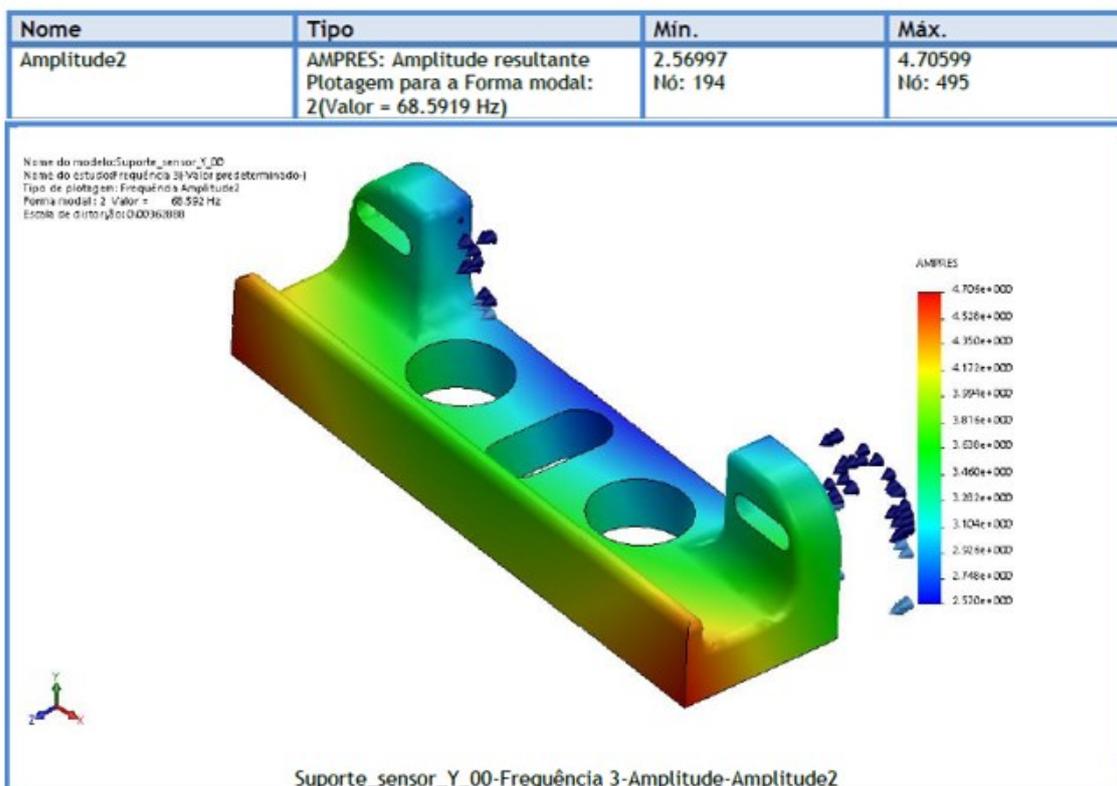
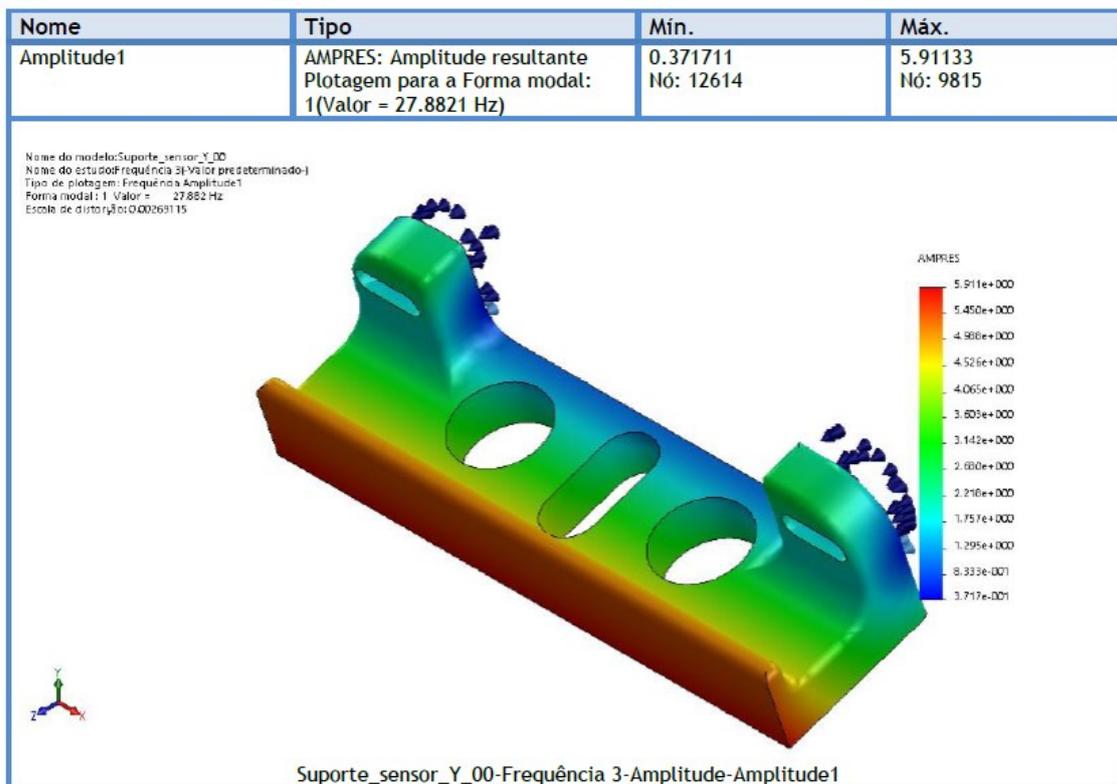
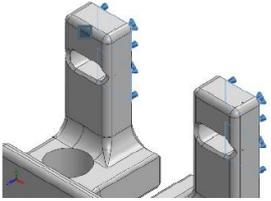


Figura 13 – SSn_dir_Y- Resultado de análise modal computacional_02.

As condições de contorno e alguns resultados parciais da análise modal computacional realizada para os SSn_dir_X estão apresentadas nas Figs. 14 a 16 seguintes. Para as condições de

contorno estimadas para a fixação deste suporte há possibilidade de ressonância em valores de frequência próximas das frequências de 1800 RPM.

Definições de conector

Nome do conector	Detalhes de conector	Imagem de conector
Suporte elástico-1	<p>Entidades: 4 face(s) Tipo: Suporte elástico Valor de rigidez normal: 2e+007 Valor de rigidez de cisalhamento: 2e+006 Unidades: (N/m)/m²</p>	 <p>Suporte elástico-1</p>

Lista de modos

Número da frequência	Rad/s	Hertz	Segundos
1	114.7	18.255	0.054778
2	122.27	19.46	0.051386
3	211.65	33.685	0.029686
4	238.51	37.96	0.026344
5	517.08	82.296	0.012151

Participação da massa (normalizada)

Número do modo	Frequência(Hertz)	Direção X	Direção Y	Direção Z
1	18.255	0.69637	3.6693e-006	1.0831e-006
2	19.46	4.8155e-006	0.60353	0.22377
3	33.685	4.9662e-008	0.39558	0.37717
4	37.96	0.29963	4.1505e-009	3.4474e-007
5	82.296	0.0039925	9.5601e-010	3.1142e-009

Figura 14 – SSn_dir_X- Condições de contorno/Resultados de análise modal computacional_01.

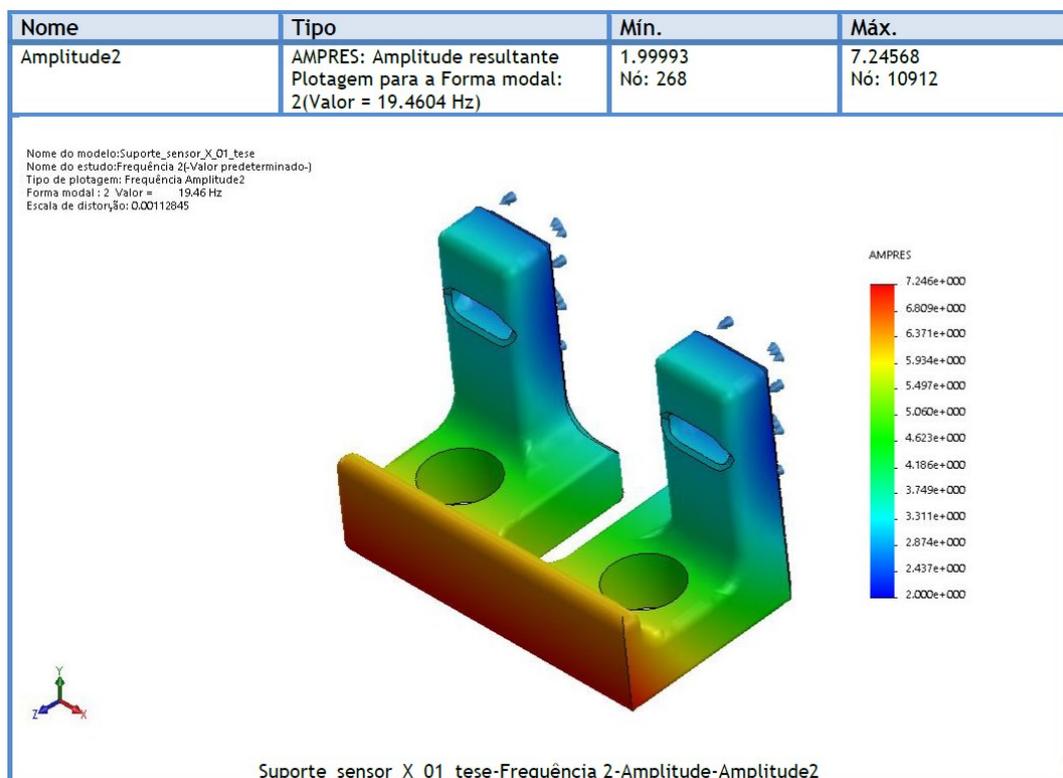
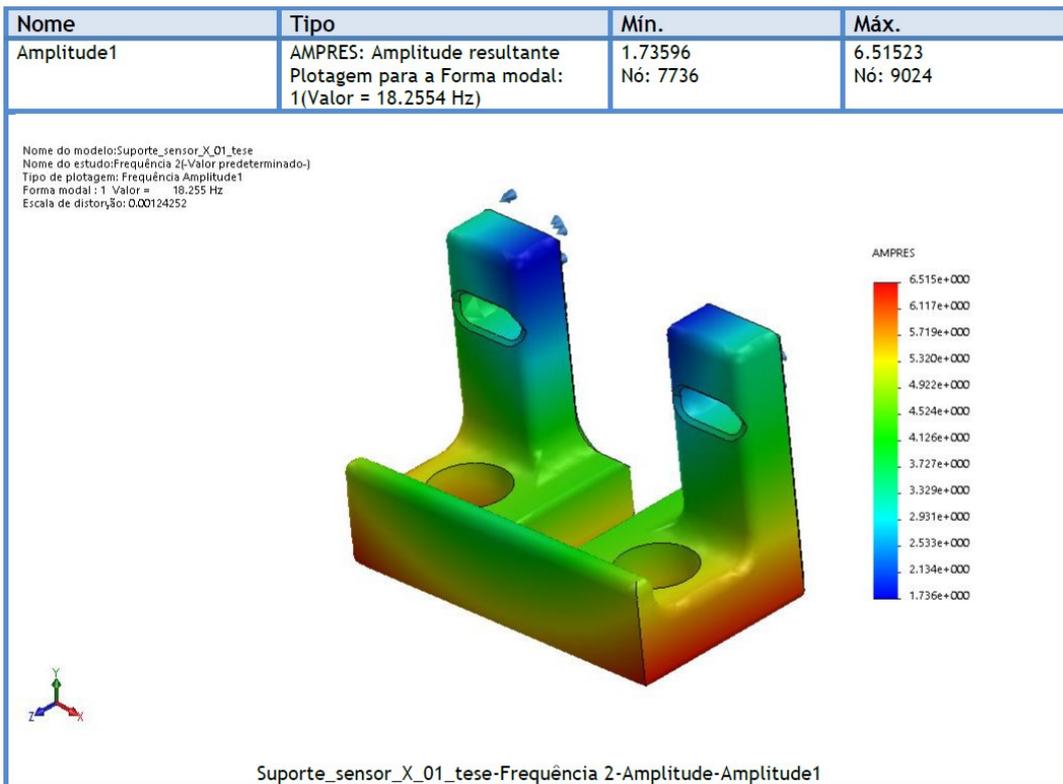


Figura 15 – SSn_dir_X- Resultado de análise modal computacional_02.

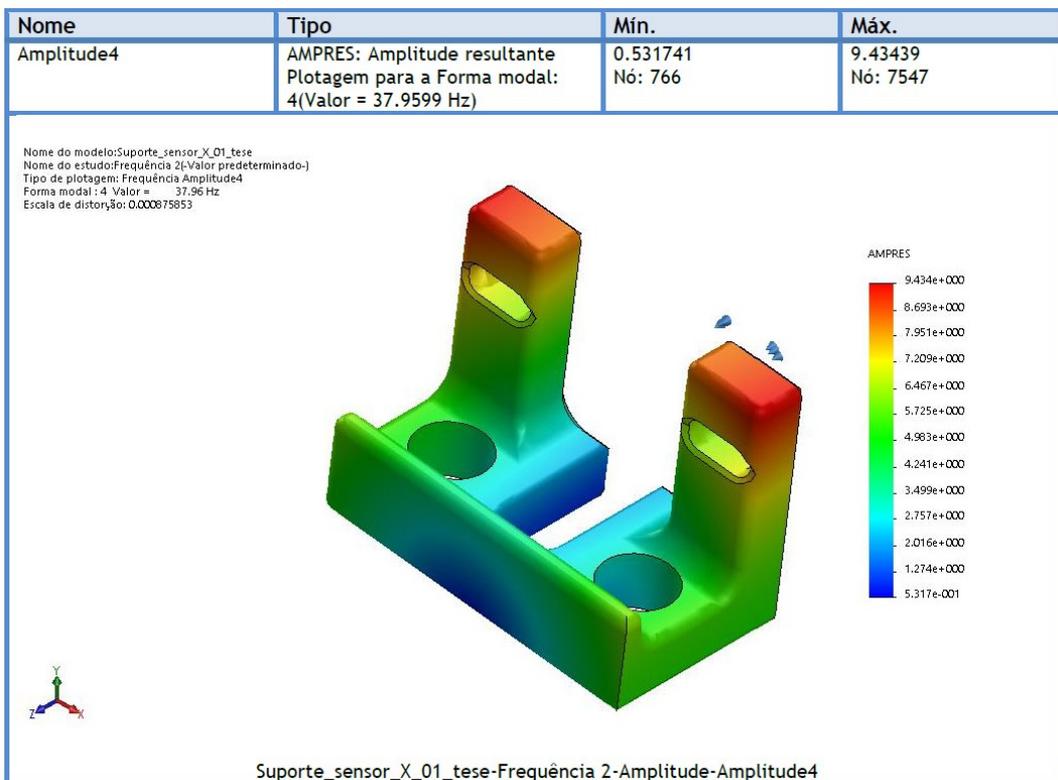
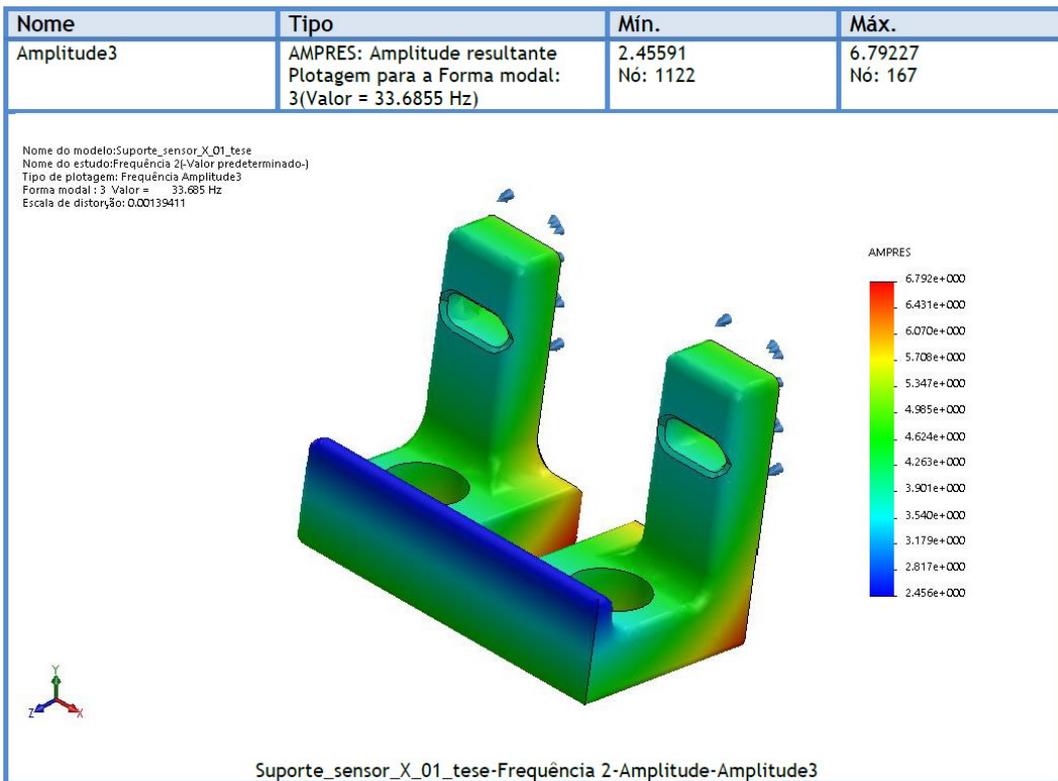


Figura 16 – SSn_dir_X- Resultado de análise modal computacional_03.

Dados do motor elétrico de acionamento do conjunto rotativo

Os dados técnicos do motor elétrico de acionamento do conjunto rotativo estão listados na Tab. 1. As principais dimensões desse motor estão mostradas na Fig. 19.

Tabela 1 - Dados técnicos do motor elétrico Imobras modelo 101412412.

Valores Nominais	
Tensão (V)	13
Corrente (A)	27
Potência (W)	235
RPM (min ⁻¹)	3650
TORQUE (N.m)	0,8
Peso (Kg)	2,000

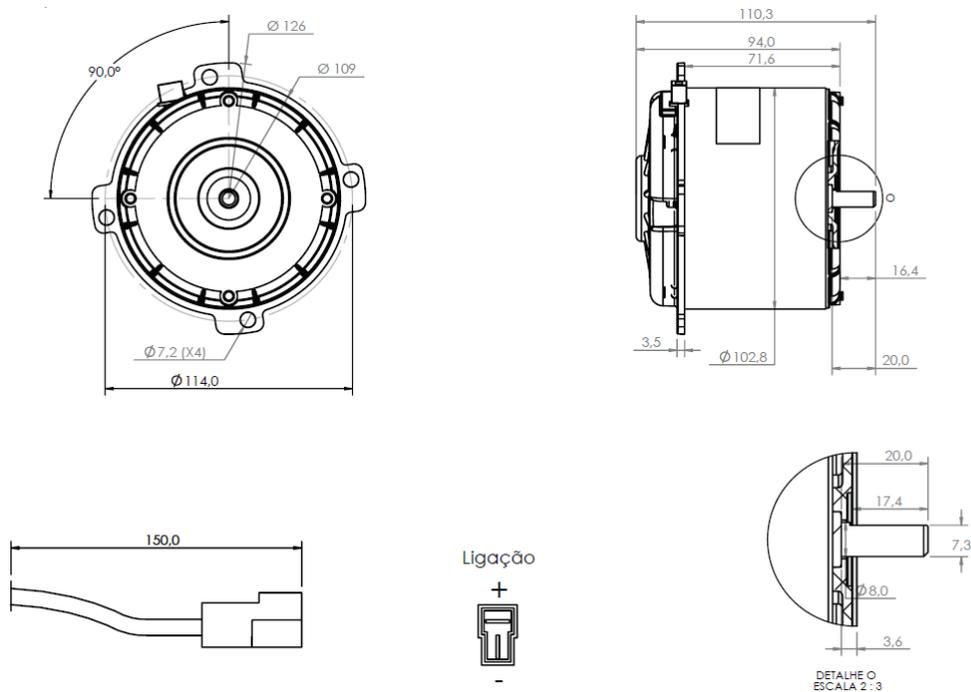


Figura 19 – Dimensões do motor de acionamento da bancada.

ANEXO III

Máquina formadora de bobinas

Neste anexo estão apresentados modelos tridimensionais e outras informações relevantes associadas à máquina formadora de bobinas construída nesta Tese de Doutorado.

1-Componentes da máquina formadora de bobinas

Na Fig. 1 está apresentado o modelo 3D da máquina formadora de bobinas, onde não estão mostrados o motor de passo que aciona o carro porta fio e o suporte de rolos de fios de cobre. Estes últimos podem, todavia, ser observados na Fig. 2.

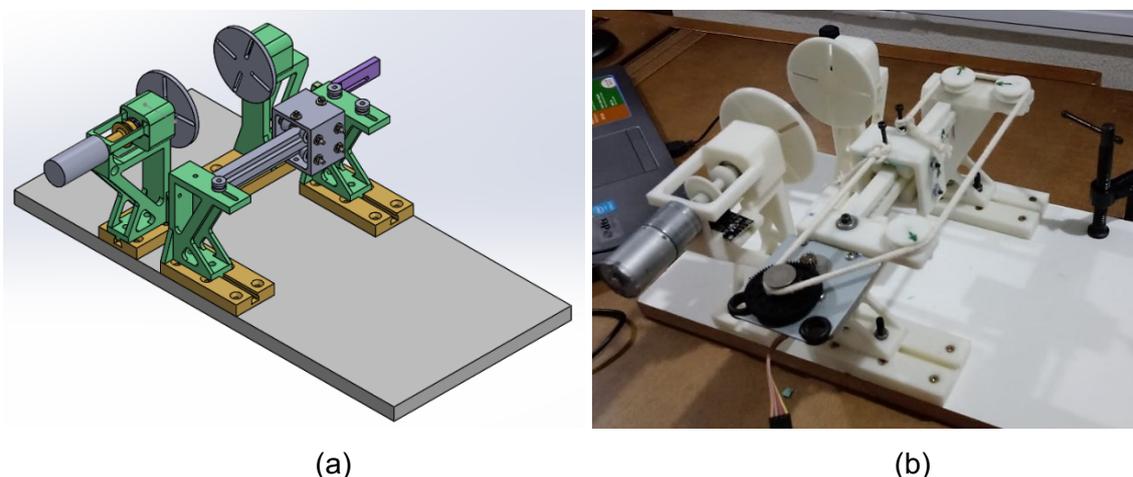
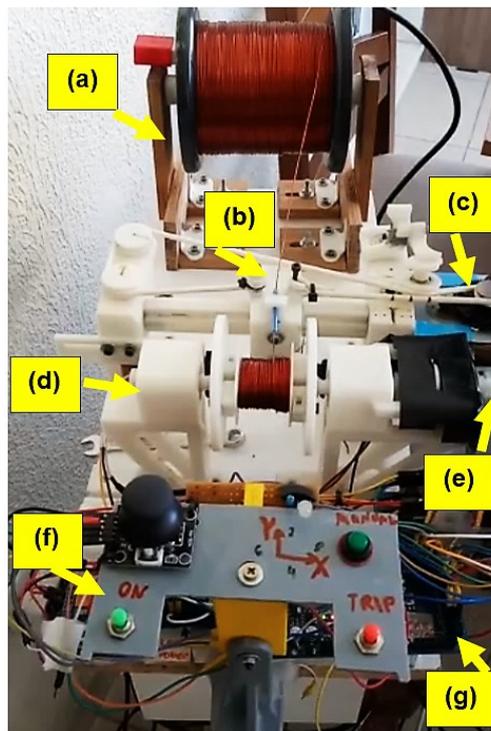


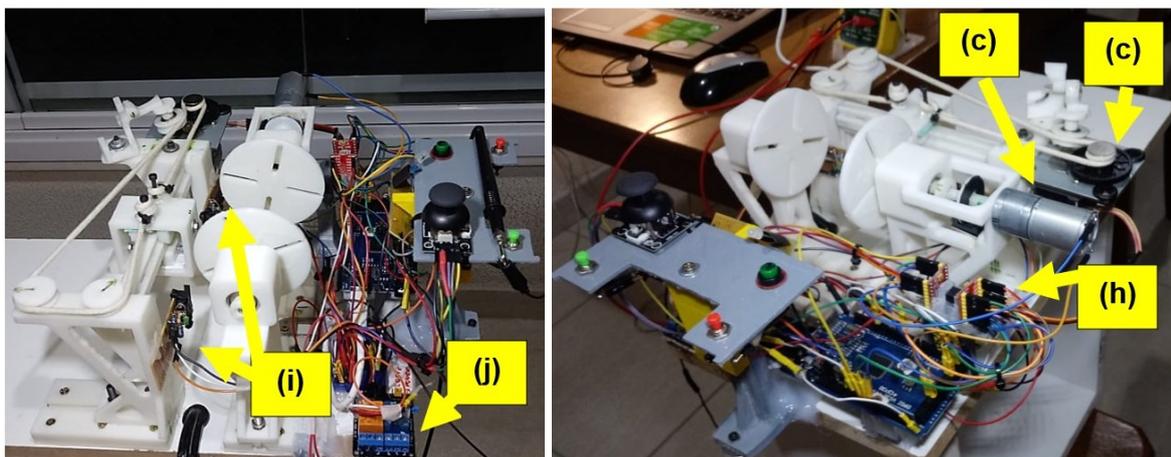
Figura 1- Máquina formadora de bobinas: (a) Modelo 3D da montagem da parte mecânica; (b) Montagem da parte mecânica já construída.

Os componentes constituintes principais da máquina formadora de bobinas construída estão listados a seguir. A Fig. 2a é utilizada como referência para a descrição das suas funcionalidades. As Figs. 2b e 2c foram inseridas com o intuito de complementar o entendimento da Fig. 2a.

- (a) Suporte de rolos de fios – suportar os rolos de fios e induzir uma tensão axial no fio durante o processo de formação das bobinas eletromagnéticas;



(a)



(b)

(c)

Figura 2-Vistas da máquina formadora de bobinas construída.

- (b) Carro porta fio – guiado pelo sistema de controle, produzir um avanço lateral na bobina igual a um diâmetro do fio da bobina que está sendo formada;
- (c) Motor de passo – possui seu acionamento comandado pelo sistema de controle e tem a função de controlar a posição do carro porta fio (b);

- (d) Torres e mandril porta carretel – os mandris possuem placas em “L” que permitem o ajuste da máquina para bobinar diferentes dimensões de bobinas retangulares até um limite de $M \times N$ mm de seção retangular interna;
- (e) Motoredutor – possui seu acionamento comandado pelo sistema de controle e tem a função de produzir a rotação controlada para a formação da bobina. É no seu eixo de saída que está montado um contador de eventos ótico, cujos pulsos acionam as rotinas de serviço de interrupções que o sistema de controle utiliza para sincronizar todos os eventos quando a máquina está em modo automático de bobinamento;
- (f) Painel de controle – como mostrado, possui uma chave geral, botão verde-pulsante “ON”, um botão de habilita operação manual, botão verde-autotravante “MANUAL”, no canto superior direito do painel, um botão “TRIP”, botão vermelho-pulsante, e um joystick através do qual, uma vez selecionado o modo de operação manual da interface do sistema de controle, é possível movimentar qualquer um dos motores (c) ou (e) de modo a possibilitar a alimentação inicial do fio e o posicionamento do carro porta fio em qualquer um dos dois fins de curso antes da colocação da máquina para entrar em modo de bobinamento automático;
- (g) Microcontrolador – é a unidade de processamento no qual está o *firmware* de controle que está conectado aos relés, aos drives de potência dos motores, as chaves de fim de curso e ao contador de eventos ótico montado no eixo do motor redutor (e).
- (h) Drives de potência dos motores – são os elementos de eletrônica de potência utilizados para acionar o motor de passo (c) e motor redutor (e) a partir dos sinais oriundos das portas digitais do microcontrolador (g), sinais estes decorrentes do processamento sincronizado de todos os sinais analógicos e digitais produzidos nos botões do painel de controle (f), bem como das chaves de fim de curso de curso e contador de eventos localizado no eixo de saída do motor redutor (e) da máquina;
- (i) Chaves de fim de curso – estas chaves disponibilizam os sinais digitais para as rotinas de interrupção programadas no controlador. Cada uma destas chaves, bem como os três botões do painel de controle (f) possuem um circuito de *debouncing* associado, de modo a que sejam evitados os chaveamentos múltiplos durante o acionamento destas chaves;
- (j) Módulo relé – este módulo possibilita a desenergização dos módulos de potência dos motores em caso de acionamento do botão de “TRIP”.

A interface do *software* utilizado para gerenciar a máquina formadora de bobinas é apresentada na Fig. 3. Na Fig. 4 está mostrada uma bobina eletromagnética formada na máquina semiautomática sobre carretel fabricado por manufatura aditiva em polímero (ABS). Os desenhos de montagem e de fabricação do projeto do carretel estão mostrados nas Figs. 5 e 6 e 7,

respectivamente. Embora a qualidade da bobina obtida não possa se considerada alta, esta qualidade é muito superior à qualidade de uma bobina formada manualmente.

```

COM6
|

Power On !
Chave Geral Ligada
####

ATENÇÃO ----> Início da operação em Modo Manual para Setup

Acionar a BOTOEIRA autotravante Manual para iniciar Setup

Em Operação MANUAL
Escolher o Eixo : 2 -> vy_pt 4 -> vy_pf 6 -> vx_d 8 -> vx_e 9 && CLM desligada
-> voltar p/ AUTOMÁTICO

Acionar MANUAL autotravante

Após definir o eixo, acionar o eixo ESCOLHIDO através do joystick
Vy_pf (mandril)
( Manopla )
[ Terminais ] Vy_e ( Joystick ) Vx_d (carro porta fio)
Vy_pt

Eixo escolhido
6

```

Figura 3 – Vista da interface do software da máquina formadora de bobinas construída.

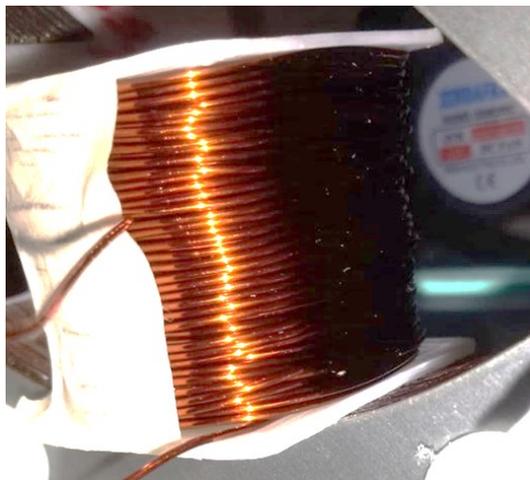


Figura 4 - Vista do aspecto final da bobina formada na máquina sobre carretel de polímero (ABS) montada no estator do MMA.

Um dos motivos principais de não se ter atingido uma qualidade mais alta em relação ao aspecto das bobinas é a baixa rigidez das peças constituintes da máquina formadora de bobinas construída em relação à rigidez dos fios de cobre empregados. Todavia, as bobinas obtidas

possuem uma repetitividade garantida em termo de número de espiras, 255 no caso do MMA construído nesta Tese de Doutorado, e em relação à disposição das camadas de espiras.

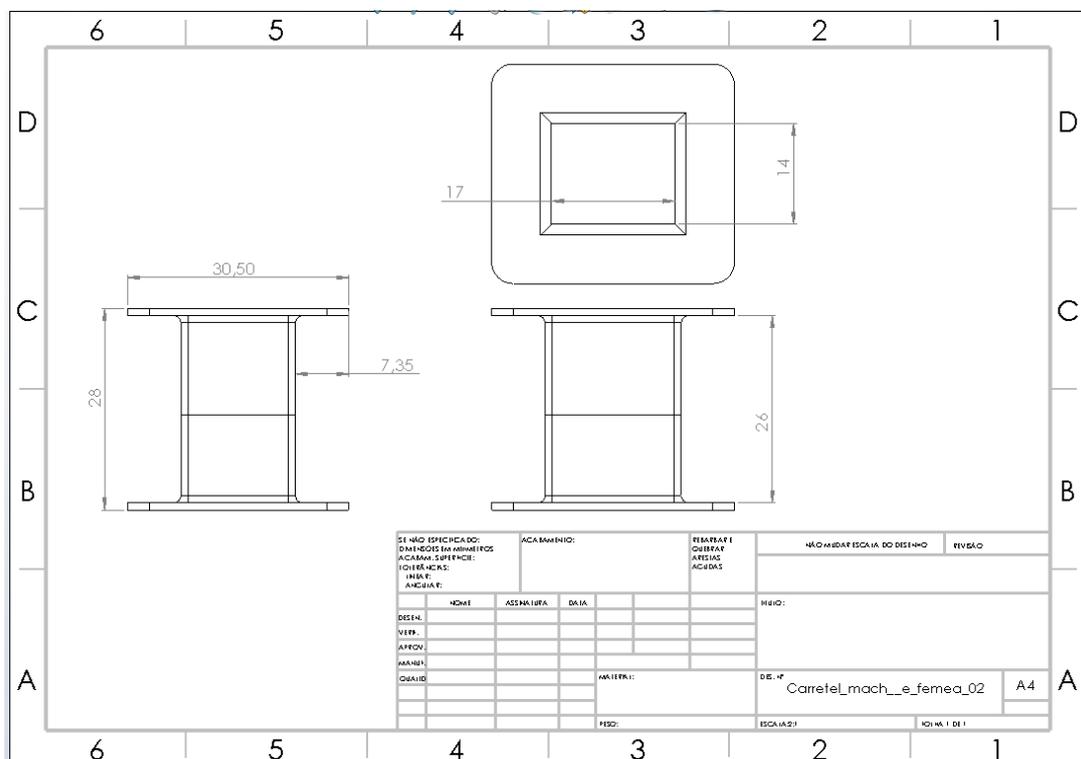


Figura 5 - Desenho de montagem do carretel para a formação das bobinas eletromagnéticas.

Na Fig. 8 pode-se observar o aspecto final das bobinas formadas na máquina formadora de bobinas, já montadas no estator do MMA e com os cabos de potência já conectados. As especificações dos componentes eletroeletrônicos principais utilizados na máquina formadora de bobinas podem ser encontradas na Tab. 1.

Tabela 1 – Componentes eletroeletrônicos principais da máquina formadora de bobinas.

Componente	Item da Fig. 2	Especificação	Quantidade
Microcontrolador.	(g)	Arduino Mega 2560	01
Drive potência dos motores.	(h)	TB6612FNG	02
Módulo Relé de dois canais.	(j)	Módulo Relé 02 Canais 5V 10A com Led Indicador	01
Componentes diversos.	#	Resistores, capacitores, jumpers, conectores etc.	Variável de acordo com o projeto.

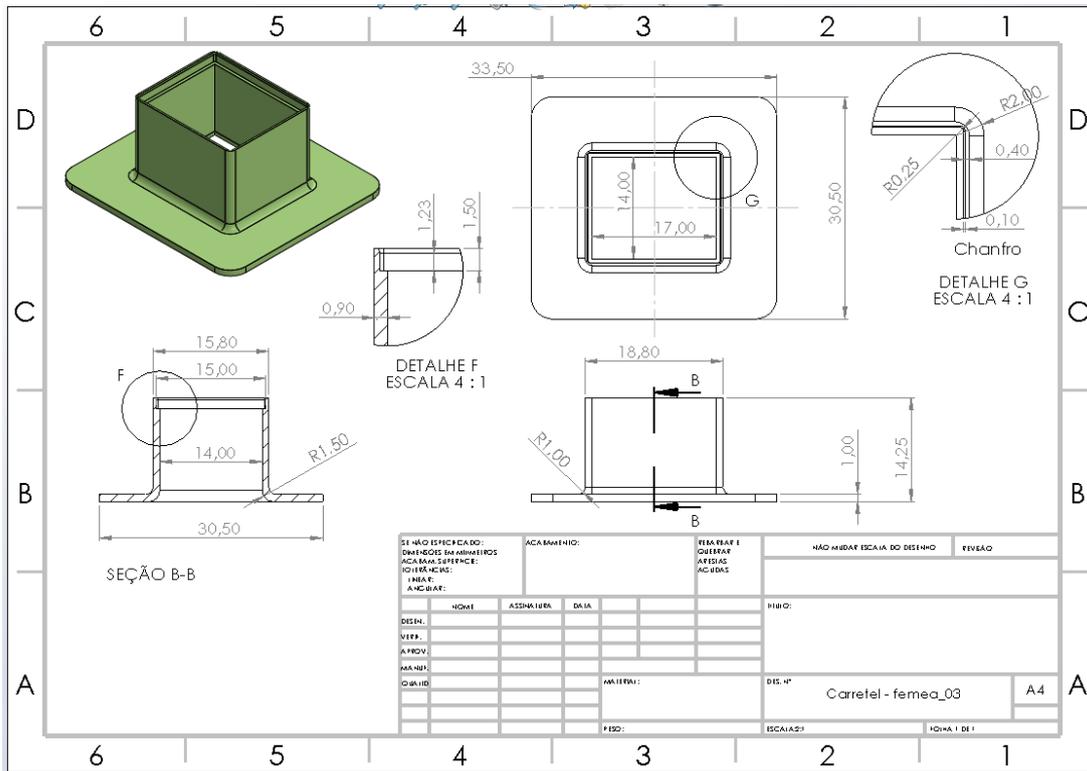


Figura 6 - Desenho de fabricação da peça fêmea do carretel.

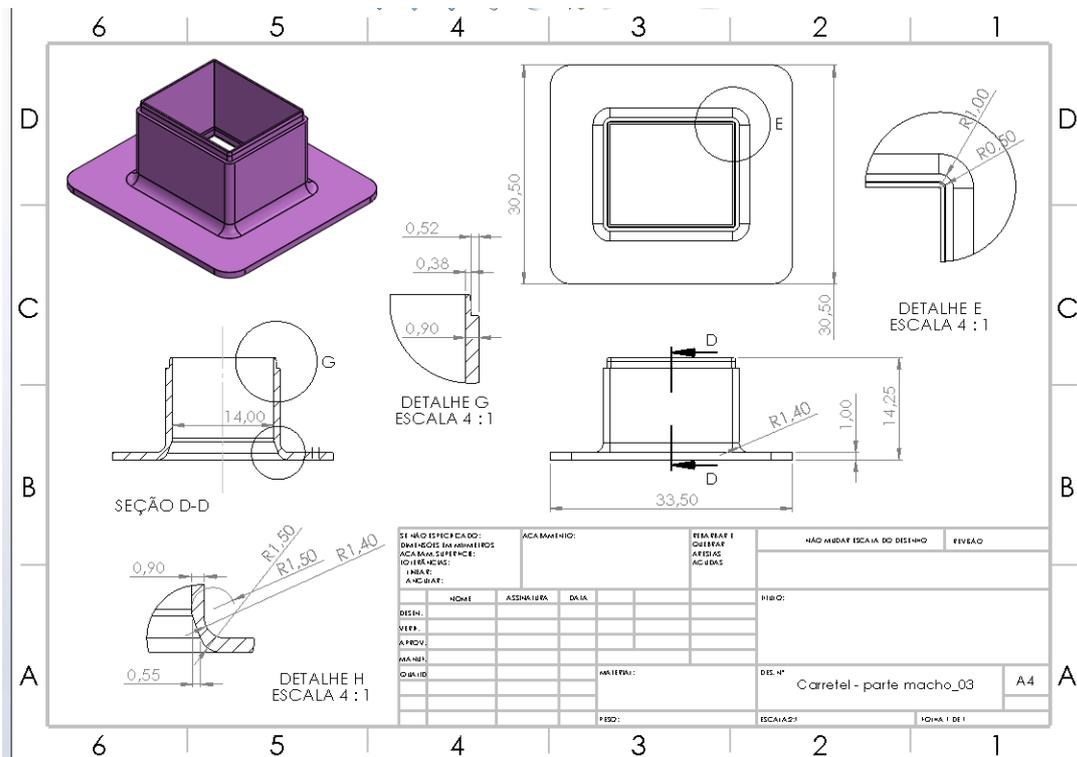


Figura 7 - Desenho de fabricação da peça macho do carretel.

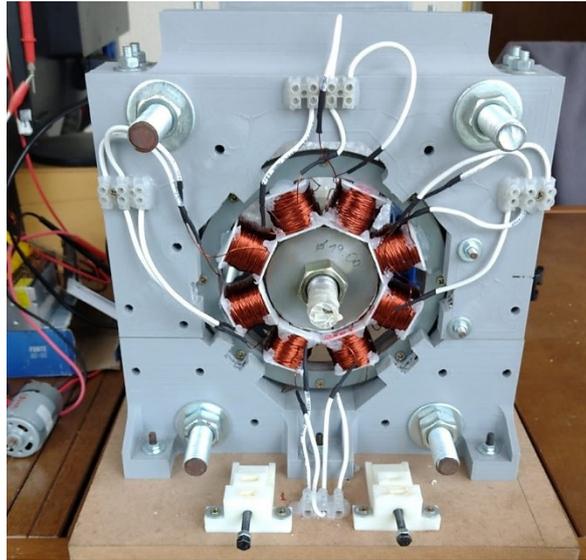


Figura 8 - Vista do aspecto final das bobinas formadas na máquina formadora de bobinas, já montadas no estator do MMA.

ANEXO IV

Testes experimentais iniciais com os eletroeletrônicos

Neste anexo são descritos os testes iniciais efetuados com sensores de posição, módulos eletroeletrônicos de potência e microcontroladores com potencial de aplicação no desenvolvimento e integração dos componentes que constituiriam o sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental construída.

1-Testes experimentais iniciais com sensores, módulos eletroeletrônicos e microcontroladores de alto desempenho

1.1-Sensores de posição

A cadeia de instrumentação necessária para a medição de deslocamento de sistemas rotativos em relação a uma parte fixa do mancal, a menos do sistema de aquisição de dados, é constituída por um transdutor que utiliza o princípio das correntes parasitas com um condicionador de sinal embarcado e o seu cabeamento, tem um custo médio de R\$ 10.000,00 por ponto de medição. (SIQUEIRA,2013) utilizou um sensor IFM, modelo IF6029, cujo preço é de R\$ 150,00. Todavia, a folha de dados fornecida pelo fabricante do referido sensor é pobre e então foi necessário realizar sua caracterização.

Na Fig.1 está mostrada a ilustração da montagem experimental construída para a caracterização da sensibilidade estática do sensor de proximidade/deslocamento escolhido. Conforme mostrado na ilustração, foi projetada e impressa uma estrutura em plástico (d), na qual foram montados: um relógio apalpador (b), o sensor de proximidade (a) e um parafuso. A ponta do parafuso foi usinada para produzir uma superfície plana ortogonal ao seu eixo e permitir uma correta medição. Na estrutura de plástico (d), a rosca do parafuso possui um comprimento e um ajuste que permite um acoplamento mecânico entre o parafuso-macho (c) e a rosca na estrutura de plástico-fêmea (d) sem folga.

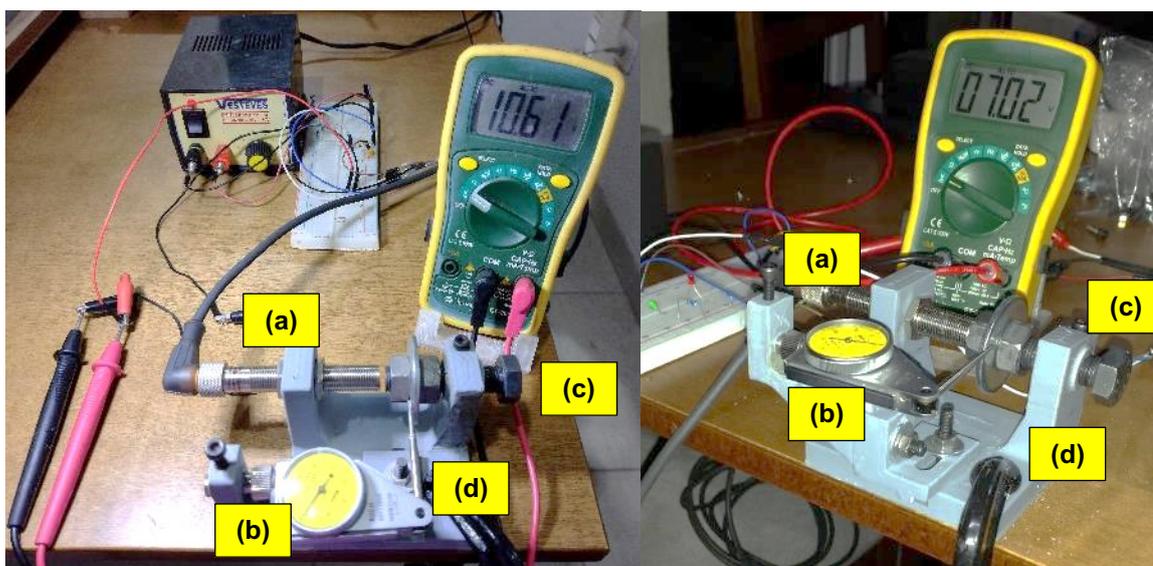


Figura 1 - Ilustração da montagem experimental construída para a caracterização da curva de sensibilidade estática do sensor de deslocamento (posição).

Utilizando-se da montagem mostrada na Fig. 1, foram feitos os ensaios para a caracterização da curva de sensibilidade estática do sensor. Os resultados obtidos estão apresentados nas Fig. 2 para deslocamentos de 100 em 100 μm . Os pequenos desvios da linearidade mostrados nestas figuras são em função dos erros de observação analógica feitas no mostrador do relógio apalpador e da baixa rigidez da estrutura de plástico (d).

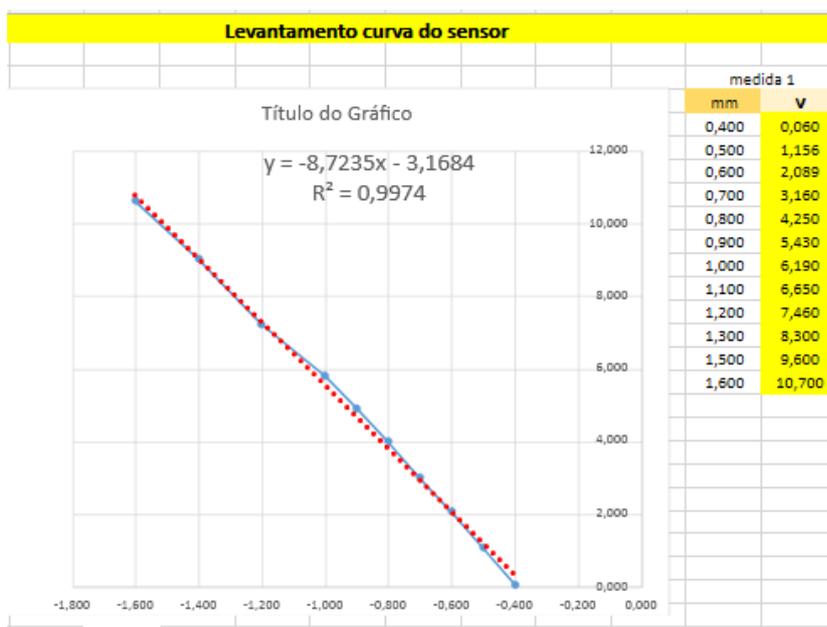


Figura 2 - Resultados da caracterização da sensibilidade estática do sensor de proximidade.

A partir dos resultados obtidos na caracterização da curva de sensibilidade estática do sensor, foi realizada em laboratório, por comparação, a caracterização da curva de sensibilidade dinâmica do sensor. Para tal foi utilizada a montagem experimental mostrada na Fig. 3, composta por uma bancada de rotor instrumentada com o sensor de referência (a), na qual foi instalado o sensor (b) em um suporte especificamente projetado, e um sistema de aquisição de dados, que pode ser visto no canto superior esquerdo da Fig. 3.

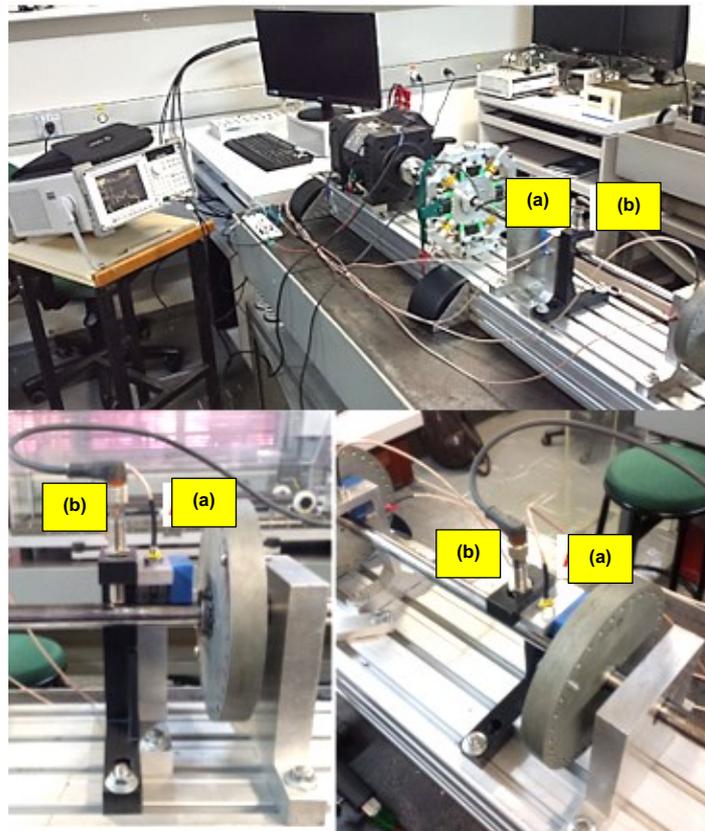


Figura 3- Ilustração da montagem experimental utilizada para a caracterização da sensibilidade dinâmica do sensor de deslocamento (posição).

Tendo em consideração que os sensores não estão medindo o deslocamento do mesmo ponto do rotor e que há a interferência da baixa rigidez do suporte do sensor em teste, feito de polímero ABS, os resultados da resposta dinâmica do sensor apresentaram uma aproximação boa em relação aos resultados do sensor de referência (sensor de proximidade SKF modelo CMSS 75) até pelo menos 350 Hz, conforme pode ser observado nas Figs. 4 e 5.

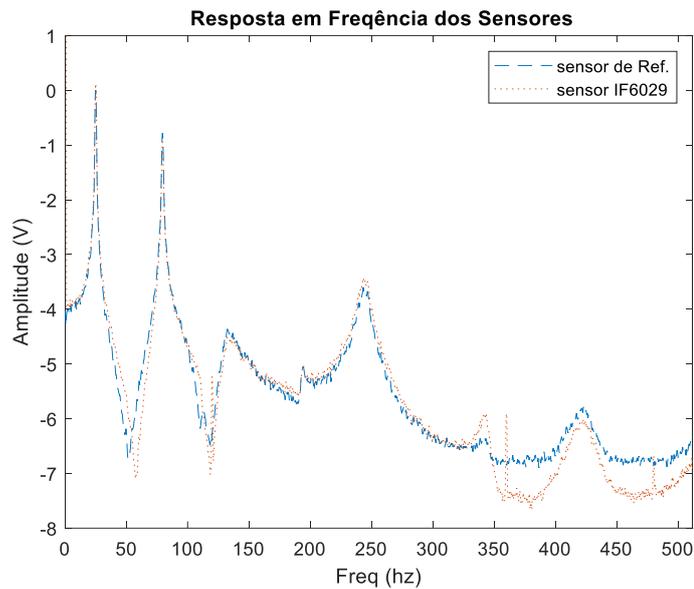


Figura 4 - Espectros de potência dos sinais dos dois sensores - 20 médias.

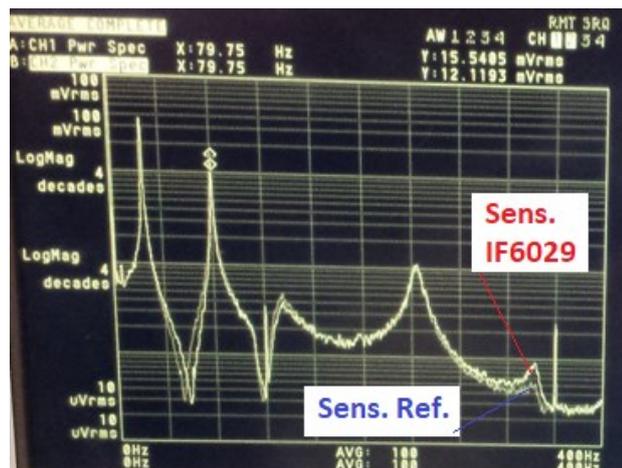


Figura 5 - Espectros de potência dos sinais dos dois sensores - 100 médias.

1.2- Módulos eletroeletrônicos de potência e microcontroladores

Outros importantes componentes de hardware do sistema de controle dos MMAs são os módulos eletroeletrônicos de potência para a alimentação dos atuadores eletromagnéticos. Neste tópico estão apresentados os resultados de ensaios executados em uma tentativa de substituição dos módulos eletroeletrônicos de potência, geralmente importados e de alto custo, por um módulo que é uma combinação de uma fonte de corrente contínua chaveada e um módulo eletrônico de chaveamento comandado pelo microcontrolador do sistema de controle dos MMAs através de saídas PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso).

A montagem experimental utilizada para os testes iniciais, com módulos de potência constituídos como descrito para a alimentação de MMA de características semelhantes aos que são projetados para a bancada, está ilustrada na Fig. 6.

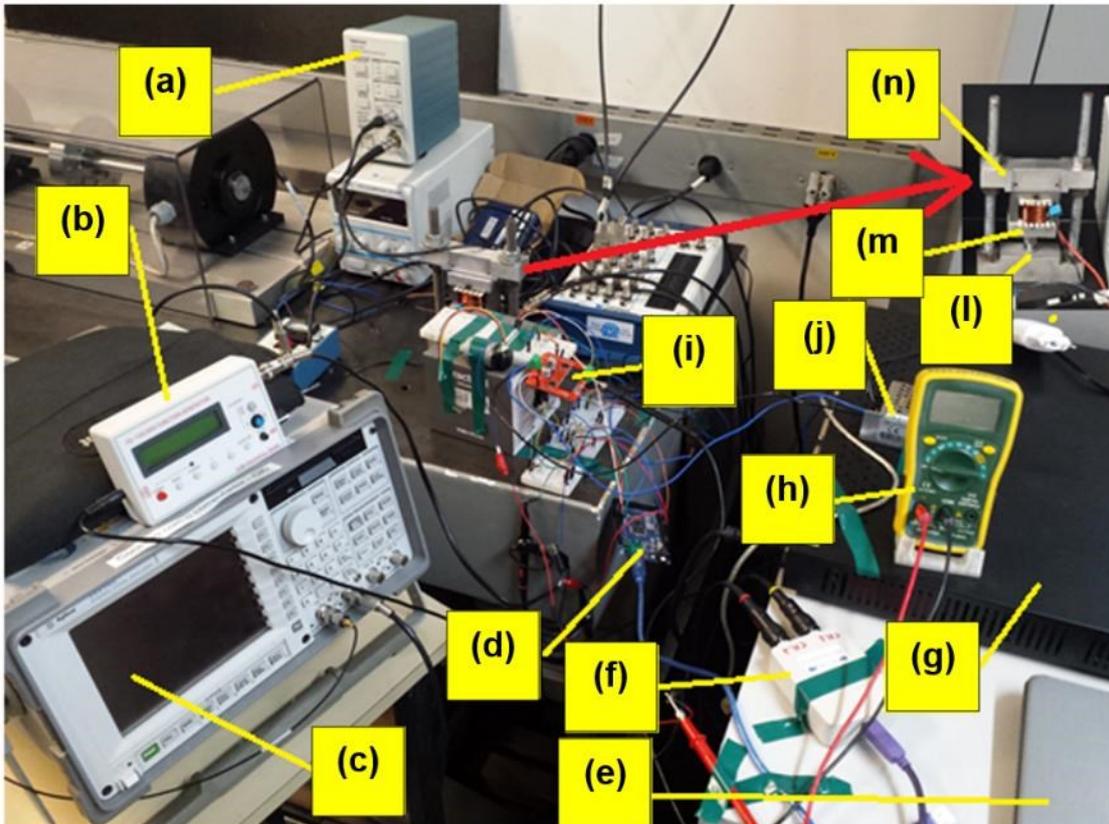


Figura 6 - Ilustração da montagem experimental utilizada para os testes iniciais com módulos eletroeletrônicos de potência.

Na Fig. 6, os componentes são: (a) medidor de corrente de precisão, (b) gerador digital de sinais, (c) ADS - analisador digital de sinais, (d) microcontrolador Atmel ATmegaV-2560, (e) microcomputador com *softwares* para programação de (d), (f) sistema de aquisição de sinais de 2 canais simultâneos, (g) fonte de potência de precisão, (h) multímetro, (i) módulo de chaveamento de potência VNH2SP30-E, (j) fonte de tensão CC chaveada de 12 V, (l) célula de carga, (m) atuador eletromagnético e (n) estrutura para fixação do atuador eletromagnético e da célula de carga.

Durante os ensaios executados, um sinal emulando um sinal de controle, em tensão, foi configurado no gerador de sinal (b) para excitação do MMA (m). Este sinal foi simultaneamente adquirido pelo microcontrolador (d) e pelo sistema de aquisição de dados (f) para monitoramento das características do sinal de injetado.

Através do microcontrolador (d), o sinal de controle em tensão é convertido em um sinal em tensão PWM que é então enviado ao módulo de chaveamento (i) que por sua vez chaveia potência diretamente da fonte (j) para o atuador eletromagnético (m).

Utilizando-se dos parâmetros *default* das portas de saída PWM do microcontrolador (d), os resultados não foram satisfatórios e a forma de onda da força produzida pelo atuador (m) e medida pela célula de carga (l) só reproduzia a forma de onda do sinal de controle injetado até pouco mais de 20 Hz. A partir de valores de frequência desta ordem a forma de onda da força mostrava-se distorcida, o que causaria perturbações no controle.

Analisando-se os dados do microcontrolador (d) e do módulo de chaveamento (i), foi possível identificar o registro utilizado para controlar a frequência das portas PWM do microcontrolador (d) e assim configurar um valor de frequência de (7,8125 kHz), dentre as disponíveis, que fosse maior que o valor default (976,5 Hz) e menor que o valor da máxima frequência PWM suportada pelo módulo de chaveamento (i), cujo valor é 20 kHz.

Com esta modificação, os resultados obtidos apresentaram uma melhora substancial e a forma de onda da força produzida pelo atuador (m) e medida pela célula de carga (l) reproduziu a forma de onda do sinal de controle injetado para frequências de até 300 Hz, com pouca distorção e sem o uso de qualquer filtro, como indicado no gráfico superior da tela do ADS (c) mostrado na Fig. 7a. No gráfico inferior da Fig. 7a está mostrado o sinal em tensão do transdutor do medidor de corrente de precisão Fig. 6a. Os sinais de força dos gráficos mostrados nas Figs. 7a e 7b estão no domínio do tempo e da frequência, respectivamente.

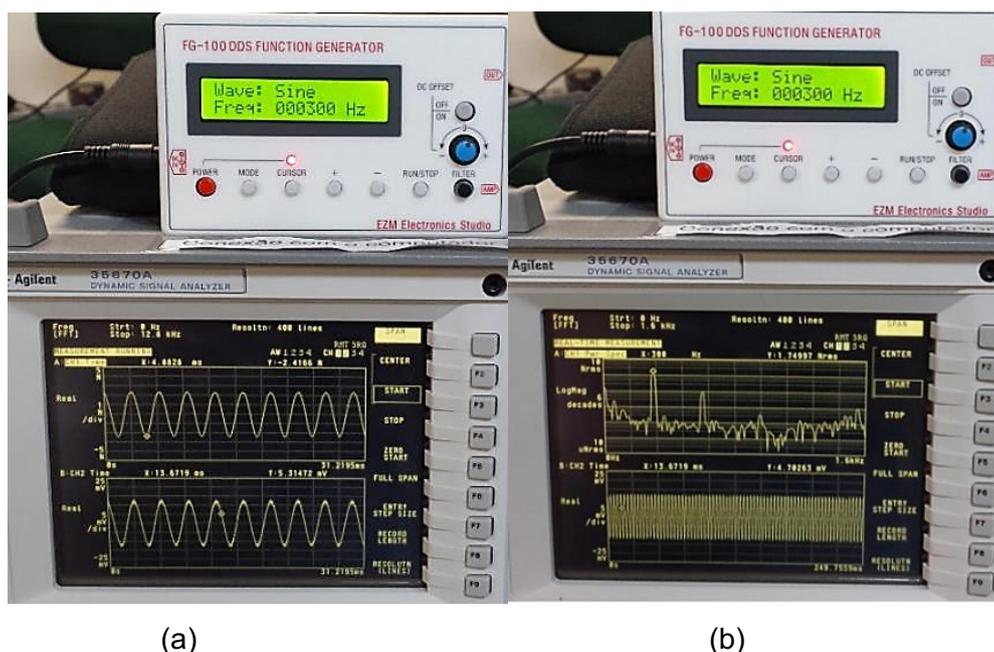


Figura 7 - Sinais de força produzida e corrente consumida no MMA nos domínios do tempo (a) e da frequência (b), para um sinal de controle injetado, senoidal, com frequência de 300 Hz.

Analisando-se o sinal no domínio da frequência da Fig. 7b é possível observar a presença de uma componente harmônica em, aproximadamente, 600 Hz. Contudo, sua amplitude é muito baixa e pode ser atenuada configurando-se a frequência da saída PWM em um valor mais próximo da frequência limite do módulo de chaveamento.

Na Fig. 8 está mostrado, a título de exemplo, parte de uma forma de onda PWM (linha azul @7,819 KHz) associada à um sinal que simula um sinal de controle, senoidal (linha amarela@150 Hz) com nível DC de 2,261 V e Vpp de 1,828 V. Note que o tempo de ciclo ativo da saída PWM aumenta proporcionalmente ao nível da tensão do sinal senoidal injetado.

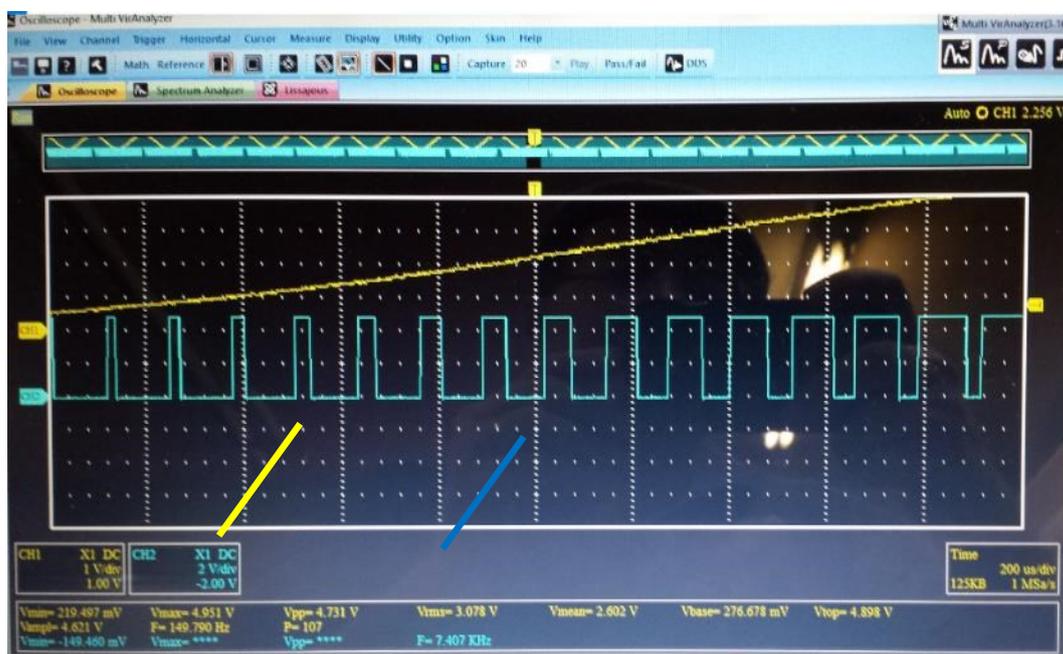
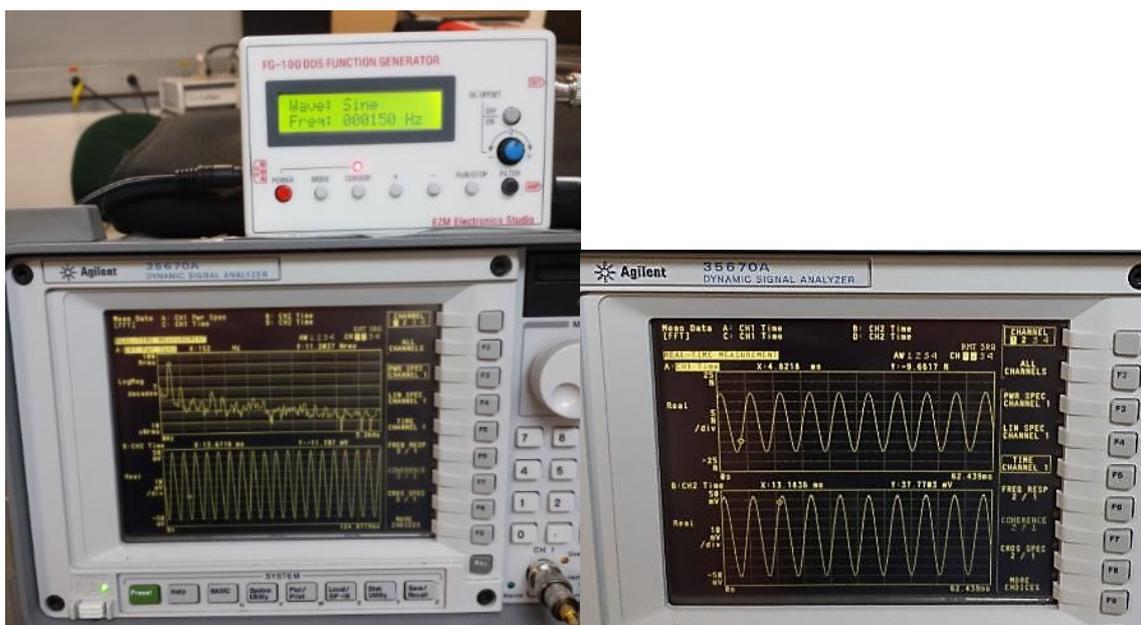


Figura 8 - Forma de onda PWM associada à um sinal de controle senoidal injetado com frequência de 150 Hz, nível DC de 2.261 V e Vpp de 1.828 V.

Em todos os ensaios realizados, o valor pico-a-pico do sinal foi restringido à ± 4.5 V em função da tensão máxima a que as portas do microcontrolador utilizado podem ser submetidas, tanto na aquisição quanto na exportação de sinais.

Para o sinal, emulando um sinal de controle e o sinal PWM corresponde, mostrado na Fig. 8, com uma fonte de tensão chaveada de 12 V, a força produzida foi de 30 N pico-a-pico, como mostrado na Fig. 9b. A corrente medida foi de 1,45 A. A forma de onda da força resultante medida pela célula de carga nos domínios da frequência e do tempo está apresentada na Fig. 9a. Nos gráficos inferiores destas telas são apresentadas as formas de onda da corrente medida no domínio do tempo.



(a)

(b)

Figura 9 - (a) Sinais de força produzida pelo MMA em estudo nos domínios da frequência e do tempo. (b) Sinal de corrente consumida no atuador no domínio do tempo para um sinal de controle como mostrado na Fig. 8 (sensibilidade do transdutor não aplicada).

Outros ensaios com diferentes valores de sinal de controle, variando-se a frequência, o nível DC e o valor V_{pp} , foram realizados e foi possível perceber uma resposta proporcional no nível da força produzida pelo atuador à medida a forma de onda do sinal de controle era variada. Estes resultados são relevantes no sentido que permitiram um conhecimento prático do comportamento desta forma de controle de corrente. Todavia, esta não foi a estratégia de controle de corrente utilizada, como detalhado no Cap. 5 desta Tese de Doutorado.

1.3- Testes com microcontroladores de alto desempenho.

Esta etapa envolve o estudo e alguns testes iniciais com alguns microcontroladores de alto desempenho e de baixo custo. Um dos microcontroladores estudados foi o TMS320F28379D, da Texas Instruments®, mostrado na Fig. 10. Trata-se de microcontrolador de 32 bits, *dual core*, projetado para aplicações avançadas de controle em malha fechada. É equipado com dispositivos de entrada para detecção e processamento de sinais, bem como dispositivos de saída que permitem o acionamento de motores industriais; inversores e outras cargas. Os periféricos analógicos e de controle integrados também permitem que o projetista consolide arquiteturas de controle e eliminem o uso de multiprocessadores.

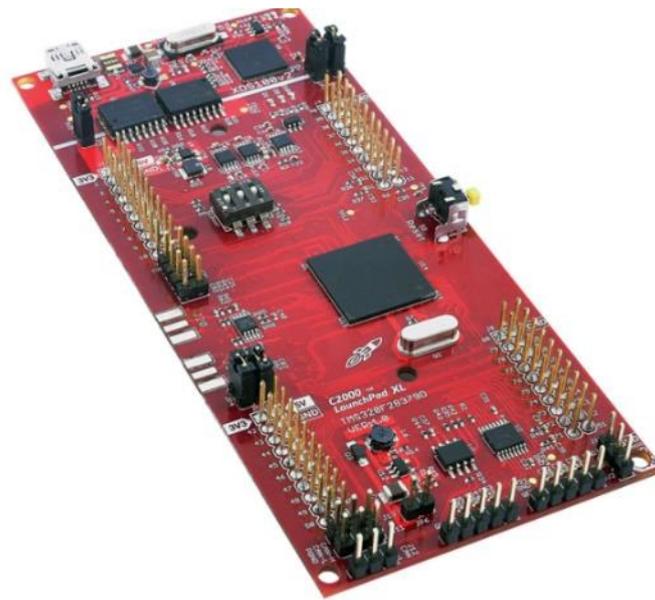


Figura 10 – Microcontrolador TMS320F28379D.

Ele possui capacidade de produzir saídas PWM em frequências específicas o que é uma característica muito desejável neste trabalho e o TMS320F28379D possui registros que permitem a programação avançada de deste tipo de parâmetro de saída. Foram executados testes de configuração dos registros de um módulo denominado pelo fabricante de EPWM (*Enhanced PWM*) e conseguiu-se como resultado produzir saídas PWM na frequência desejada.

Relembrando ao que foi mencionado na seção 1.2, a fidelidade da forma de onda do sinal de força em relação ao sinal de controle ficou limitado à 300 Hz em função impossibilidade de configurar uma frequência da saída PWM do microcontrolador MEGA2560 em um valor mais próximo dos 20 kHz do módulo de chaveamento. Com o uso do TMS320F28379D a limitação fica por conta do módulo de chaveamento.

Outros testes realizados com sucesso foram o interfaceamento do microcontrolador TMS320F28379D com o Matlab/Simulink® para a implementação de EPWM e telas de *interface* para a plotagem de gráficos de dados de entrada e saída.

Testes semelhantes foram realizados com o microcontrolador STM32F767ZI mostrado na Fig. 11 e que foi escolhido como hardware principal do sistema de aquisição de dados e controle da bancada, em função da quantidade de material de treinamento disponível e, também, em função das características:

- Função DSP com capacidade de operação com ponto flutuante;
- Arm Cortex-M7 MCU com 2 MB de memória *flash*, e 216 MHz CPU.

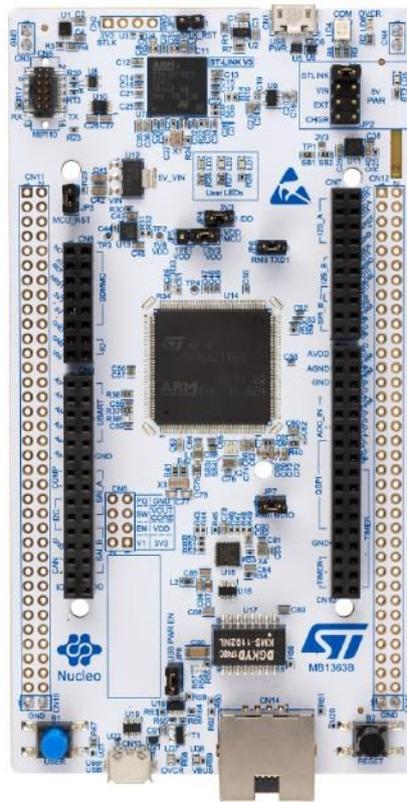


Figura 11 – Microcontrolador STM32F767ZI.

ANEXO V

Sistema eletroeletrônico de controle da BE

Neste anexo são descritos detalhes de projeto, construção e programação dos componentes que constituem o sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental equipada com MMA construída, conforme descrição apresentada no Capítulo V desta Tese de Doutorado.

1- Detalhamento do sistema eletroeletrônico de controle da bancada experimental equipada com MMA construída.

1.1 Microcontrolador STM32F767ZI

O microcontrolador STM32F767ZI é um dispositivo com funções de DSP e algumas características convenientes em relação a esta bancada. Dentre elas pode-se citar, a funcionalidade de possuir coprocessadores para a aquisição e transferência de dados adquiridos diretamente para a memória sem a necessidade de consumir tempo do processador principal que assim fica disponível para a execução das funções DSP com capacidade de operação com ponto flutuante. Ainda, trata-se de um microcontrolador com processador Arm Cortex-M7 MCU com 2 MB de memória *flash*, e 216 MHz CPU. O *layout* superior da placa de avaliação do STM32767Zi - Nucleo-144 está apresentado na Fig. 1.1-1

Outra característica muito interessante deste microcontrolador é que o fabricante disponibiliza uma *interface* integrada de desenvolvimento muito amigável, inclusive facilitando o cálculo das frequências nos barramentos que sincronizam as diversas funcionalidades deste microcontrolador, como ADC, DAC, SPI, *Timers* e outras. Através da *interface* integrada de desenvolvimento é possível ainda efetuar a depuração dos *firmwares*. Em função da complexidade deste dispositivo sugere-se que para maiores informações seja consultado o site do fabricante e outros canais com material de apoio.

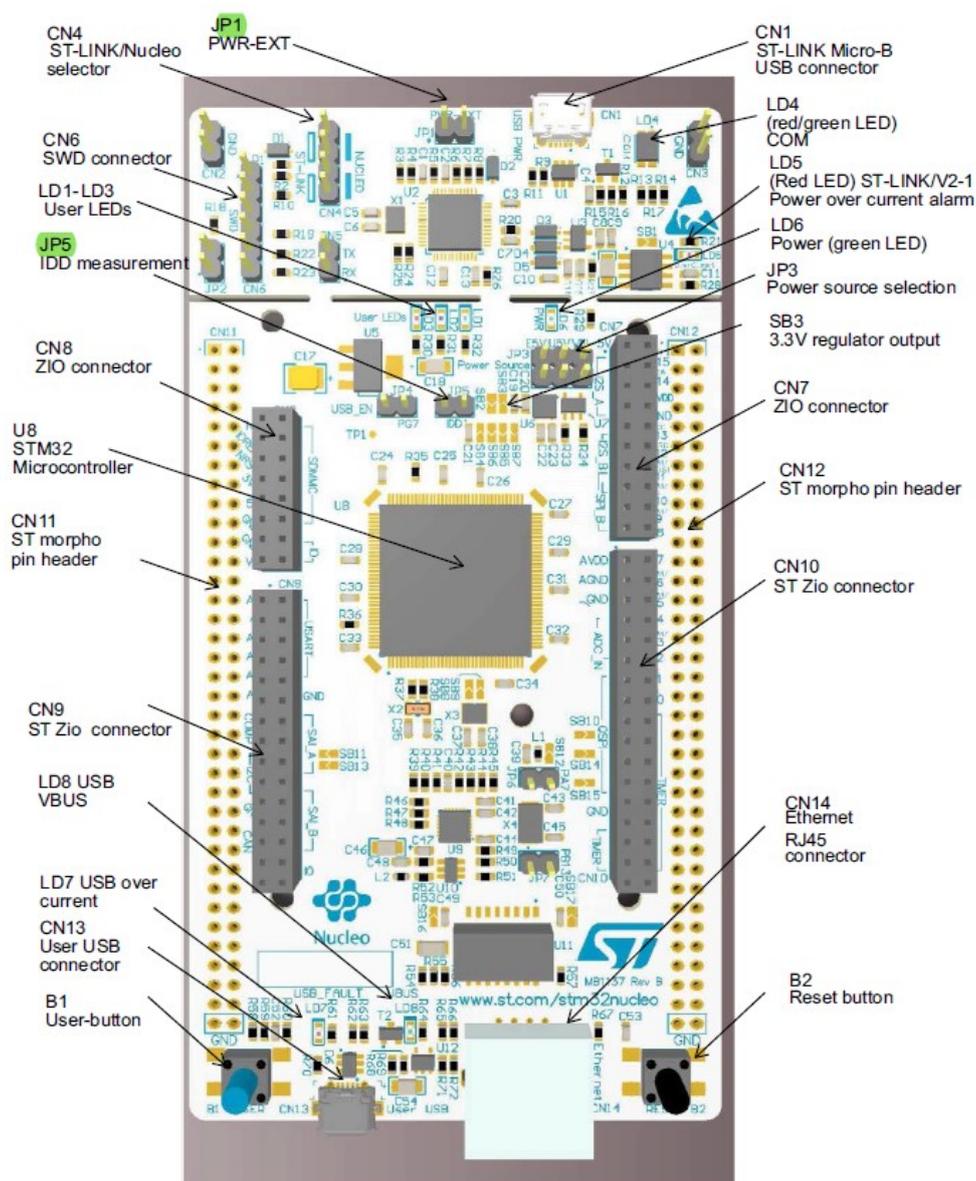
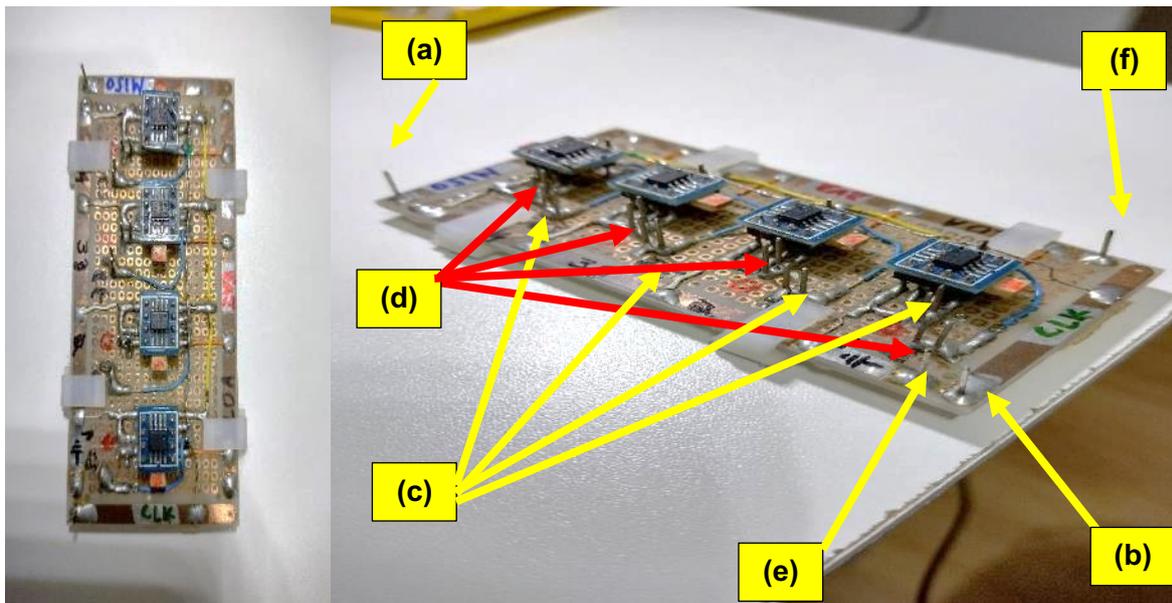


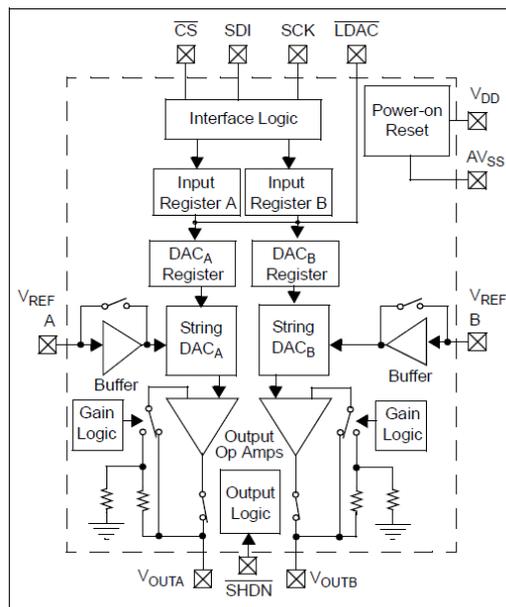
Figura 1.1-1– Layout superior da placa de avaliação do STM32767Zi - Nucleo-144.

1.2 Submódulo conversor DA-SPI

Este submódulo constitui-se de placa eletrônica montada para condensar quatro CIs DAC-SPI (Circuitos Integrados de conversão digital-para-analógico que utilizam o protocolo de comunicação SPI - *Serial Peripheral Interface*). O CI DAC-SPI utilizado foi o MCP4921, de oito pinos e um canal DAC. O diagrama de blocos funcional do MCP4922, de 16 pinos e de dois canais DAC está apresentado na Fig. 1.2-1. A pinagem do submódulo conversor DA-SPI e a descrição da pinagem é detalhada a seguir:



(a) Pinagem do submódulo conversor DA-SPI construído.



(b) Diagrama de blocos funcional do MCP4922.

Figura 1.2-1 - Submódulo conversor DA-SPI MCP4922.

- (a) pino MOSI (*Master Out Slave In*). Mestre envia e escravo recebe. É o canal através do qual o microcontrolador envia o sinal em nível lógico digital ao DAC para a conversão do mesmo em uma tensão analógica correspondente;
- (b) pino CLK (CLOCK). Este é sinal utilizado pela saída SPI do microcontrolador para sincronizar a comunicação da comunicação;

- (c) pino Vout (saída do conversor DAC; Vout 1 a 4). Estes são os pinos de saída da tensão analógica correspondente ao sinal em nível lógico digital enviado aos DACs para a conversão;
- (d) CS (*Chip Select*; CS 1 a 4). Estes são os pinos utilizados para iniciar ou finalizar o processo de conversão DAC em cada um dos quatro DACs do submódulo conversor DA-SPI. Apenas o CS_i associado ao canal DAC_i ativo está em nível lógico baixo, pois como pode-se inferir pelo próprio nome, trata-se de uma espécie de rede simples dispositivos conectados de forma serial;
- (e) e (f) CS. São os pinos de alimentação e terra do submódulo conversor DA-SPI.

Note que o funcionamento do submódulo conversor DA-SPI deve estar sincronizado com os processos de aquisição e pós processamento dos sinais adquiridos executados pelo microcontrolador, como descrito no Capítulo V. Este é um dos desafios do projeto do módulo de controle do MMA. Para ilustrar este desafio foi executada a montagem experimental mostrada na Fig. 1.2-2 e os resultados são apresentados nas Figs. 1.2-3 a 1.2-6.

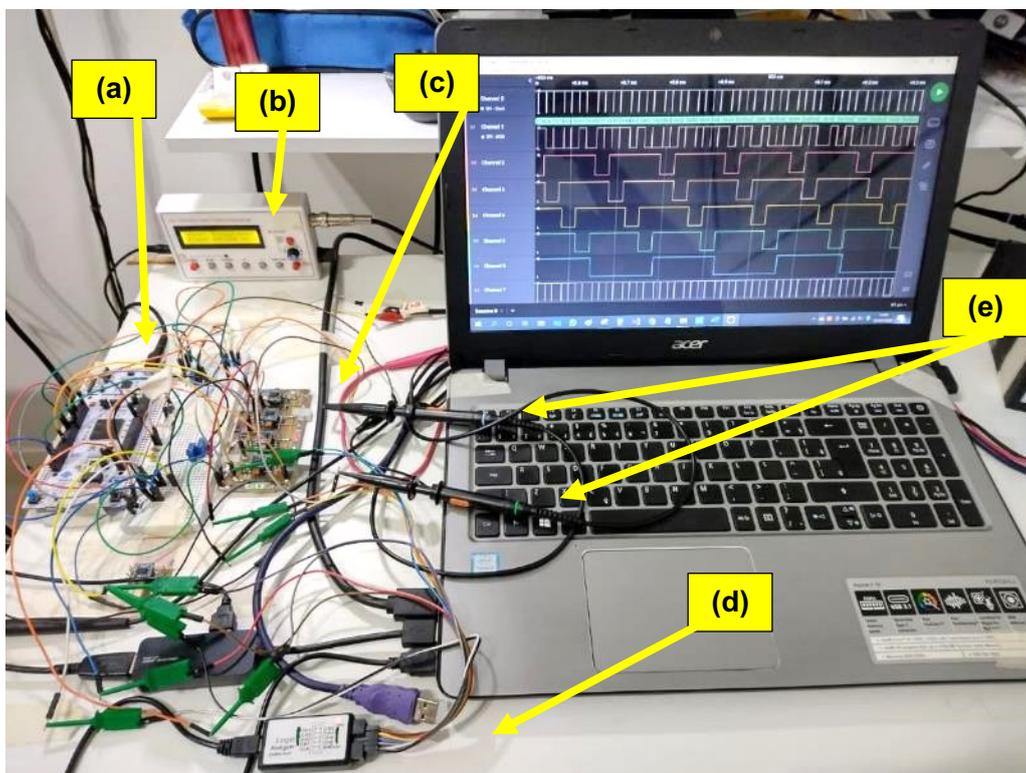


Figura 1.2-2 - Montagem experimental do submódulo conversor DA-SPI construído.

Os componentes da montagem experimental mostrada na Fig. 1.2-2 são: (a) microcontrolador, (b) gerador de sinais digital e (c) submódulo conversor DA-SPI. O componente (d) é um analisador

digital de 8 canais, com taxa de 3 MSa (*Mega Sample*) por canal. Também foi utilizado um osciloscópio digital de dois canais (24 MSa) por canal.

Na Fig.1.2-3 pode-se observar:

- *Channel 0* – é canal conectado ao pino clk (*clock*) da saída SPI do MC;
- *Channel 1* – é canal conectado ao pino MOSI da saída SPI do MC;
- *Channels 2 a 5* – são os canais conectados aos CS (*Chip Select*; CS 1 a 4) do submódulo conversor DA-SPI. Os *channels 2 e 3* estão associados aos canais 1 e 2, canais associados ao controle PID na direção Y (bobina superior e inferior do MMA). Os *channels 4 e 5* estão associados aos canais 3 e 4, canais associados ao controle PID direção X (bobina esquerda e direita do MMA). Estes canais são saídas digitais do microcontrolador colocadas em nível lógico baixo (0 V) no início da transmissão da palavra digital a ser convertida para valor analógico em cada MCP4922 do submódulo conversor DA-SPI, e forçada para alto (3,3 V) no fim de cada transmissão. Pode ser notado que cada um destes canais apenas fica em nível lógico baixo uma vez a cada ciclo contado através do *channel 6* abaixo descrito;
- *Channel 6* – é um canal conectado a uma saída digital do microcontrolador que é colocada em nível lógico alto (3,3 V) no início de cada ciclo de atualização dos controles PID associados às direções Y e X, e forçada para nível baixo (0 V) no fim de cada ciclo.

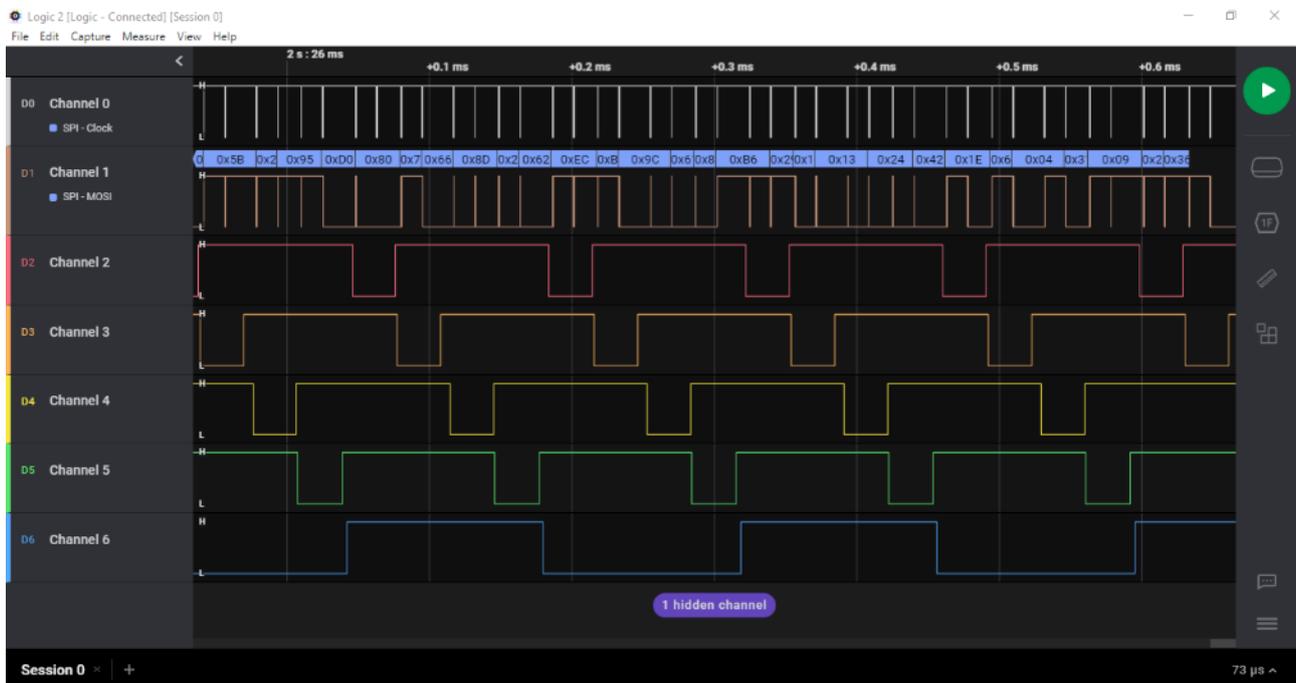


Figura 1.2-3 – Tela com os sinais do submódulo conversor DA-SPI enviados pelo microcontrolador.

O MCP4921 é um conversor DAC de 12 bits mas o pacote completo de dados transmitido é uma palavra digital de 16 bits, da qual os primeiros 4 dígitos mais significativos são os bits de configuração. A transmissão se dá em duas palavras de 8 bits e só estará completa após o recebimento pelo conversor DAC da segunda palavra.

Observando-se na Fig. 1.2-4 os *Channel 0*, *Channel 1*, *Channel 2*, simultaneamente, pode ser identificado alguns pulsos nos canais *channel 0* e *channel 1* no período em que o *channel 2* permanece em nível lógico baixo. Quando a resolução no tempo é ampliada, conforme mostrado na Fig. 1.2-5, podem ser notados os primeiros 8 bits da transmissão. Se em uma borda de subida do *channel 0* (CLOCK), o *channel 1* (MISO) está em nível lógico alto, isto significa que o bit associado é 1. Em caso contrário é 0. Assim, este primeiro byte mostrado na Fig. 1.2-6 é [0 0 11 0 0 0 0].

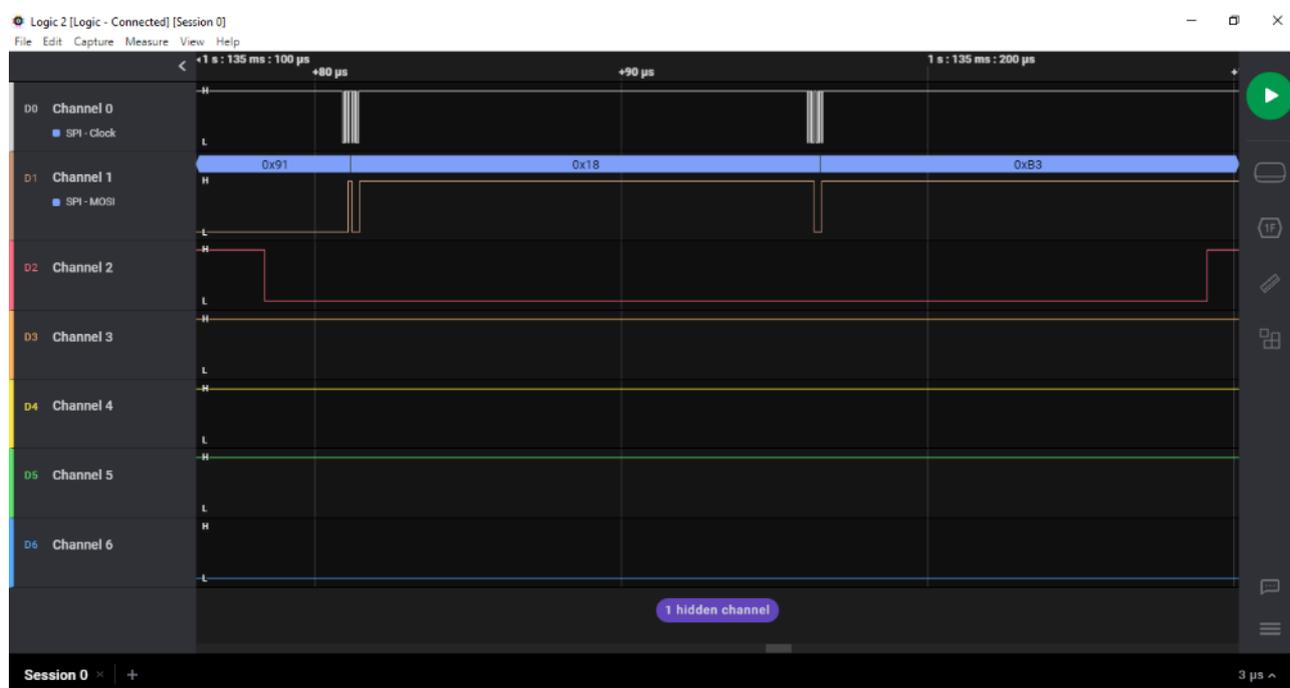


Figura 1.2-4 – Tela com os sinais enviados pelo microcontrolador do submódulo conversor DA-SPI - resolução no tempo ampliada.

Infelizmente a taxa de 3 MSa por canal do analisador digital não permite observar o *channel 0* com mais resolução, o que à primeira vista pode parecer que há um erro na Fig. 1.2-5. Mas, quando estes dois canais são observados através do osciloscópio digital com taxa de 24 MSa por canal, como mostrado na Fig. 1.2-6, podem agora ser observadas as 8 bordas de subida no canal de sincronismo (CLOCK), setas em vermelho. Neste caso, o byte mostrado na Fig. 1.2-6 é [0 0 11 0 0 0 0].

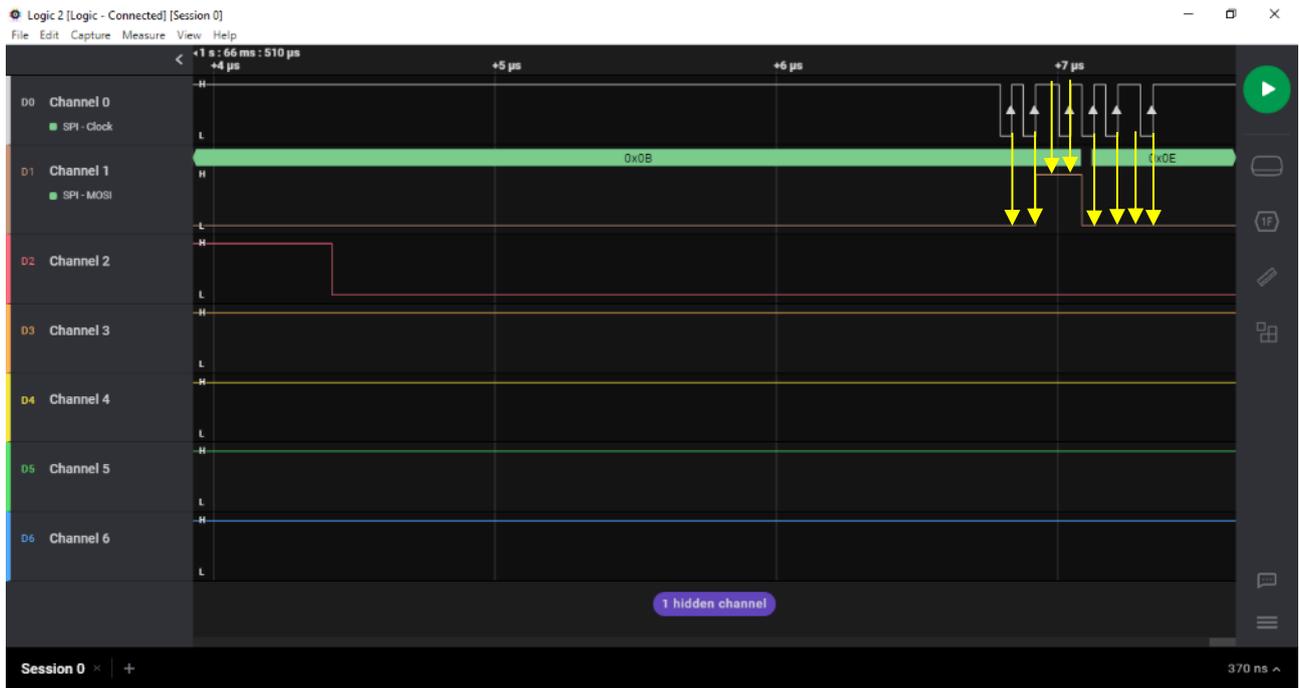


Figura 1.2-5 – Tela com os sinais enviados pelo microcontrolador do submódulo conversor DA-SPI– taxa de aquisição 3 MSa/canal.

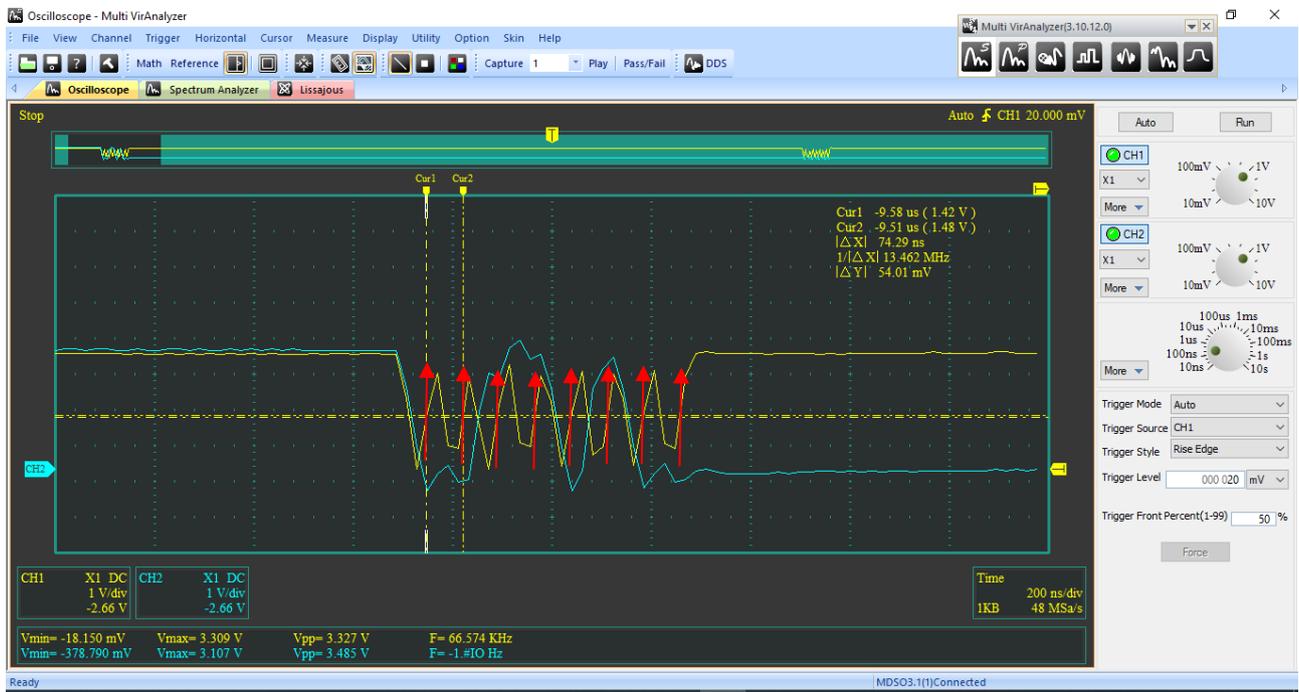


Figura 1.2-6 – Tela com os sinais do submódulo conversor DA-SPI enviados pelo microcontrolador – taxa de aquisição 24 MSa/canal.

1.3 Módulo de processamento de sinais analógicos do controlador de corrente

Este módulo, o SMS-CC faz parte do MCC (Fig. 6.2-1 do Capítulo 6 desta Tese de Doutorado) que é um conversor V/I, e que a partir de sinais de tensões V_i analógicas condicionadas pelo módulo (componente (i) na Fig. 5.2-(a) do Capítulo 5 desta Tese de Doutorado), e oriundas do microcontrolador, resultantes da execução da estratégia de controle, impõe valores de correntes de controle nas bobinas do estator do MMA. A conversão V/I de cada canal do módulo controlador de corrente segue uma curva obtida na fase de calibração de cada uma das cadeias de medição/controle do módulo de controle do MMA visualizado de forma integral no esquema mostrado na Fig. 6.2-1 (Capítulo 6 desta Tese de Doutorado).

O submódulo processador de sinais analógicos do conversor V/I, desenvolvido a partir do trabalho de (NETO, 1999), está mostrado na Fig. 1.3-1. Os seus circuitos principais são:

- (a) a (d) – canais de controle;
- (e) – fontes de tensão regulada;
- (f) – circuito condicionador do sinal de referência oriundo do gerador digital de sinais que fornece uma onda em formato de dente de serra invertida.

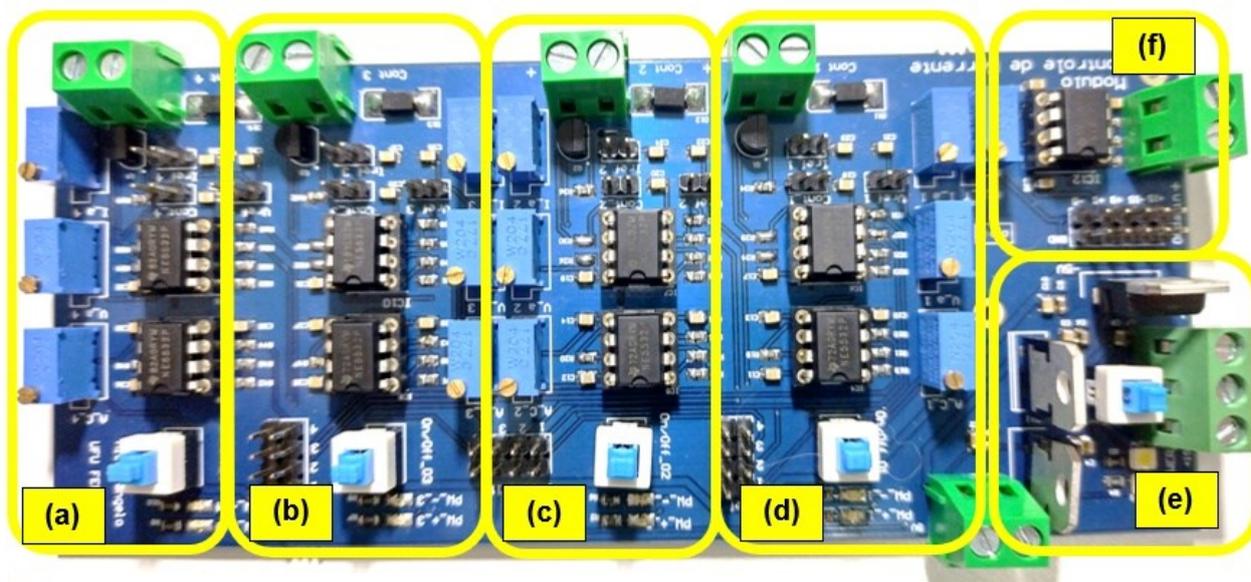


Figura 1.3-1 – Módulo é um conversor V/I desenvolvido para a bancada de MMA.

Os circuitos principais da placa do módulo conversor V/I são detalhados nas Figs. 9 a 11 que se seguem.

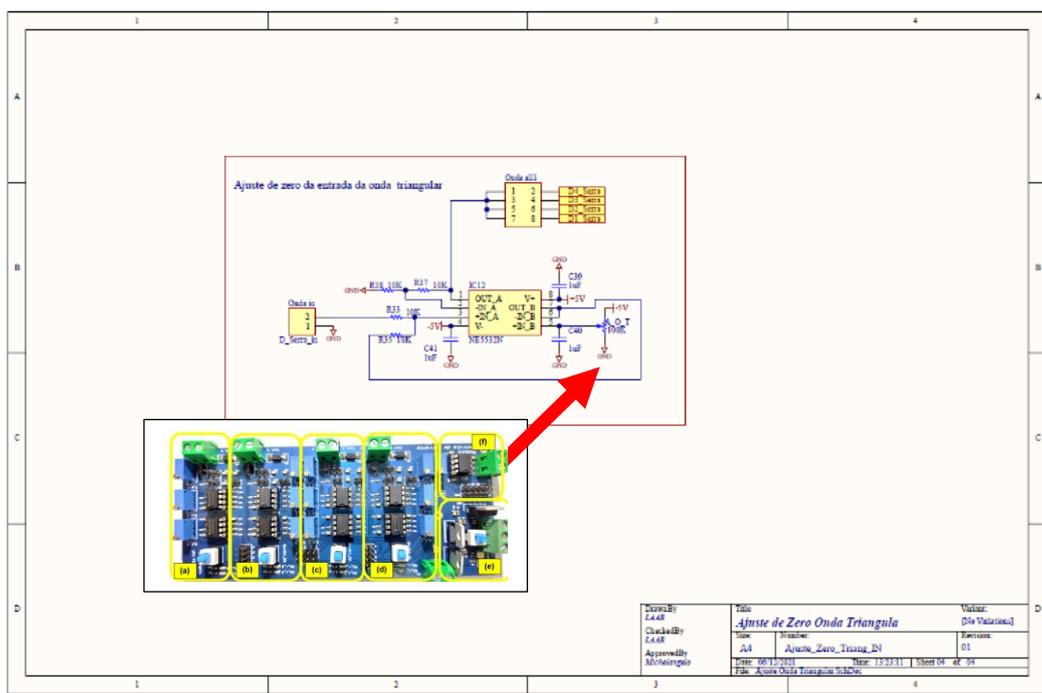


Figura 1.3-2 – Circuito condicionador do sinal do gerador digital de sinais que fornece uma onda em formato de dente de serra invertida.

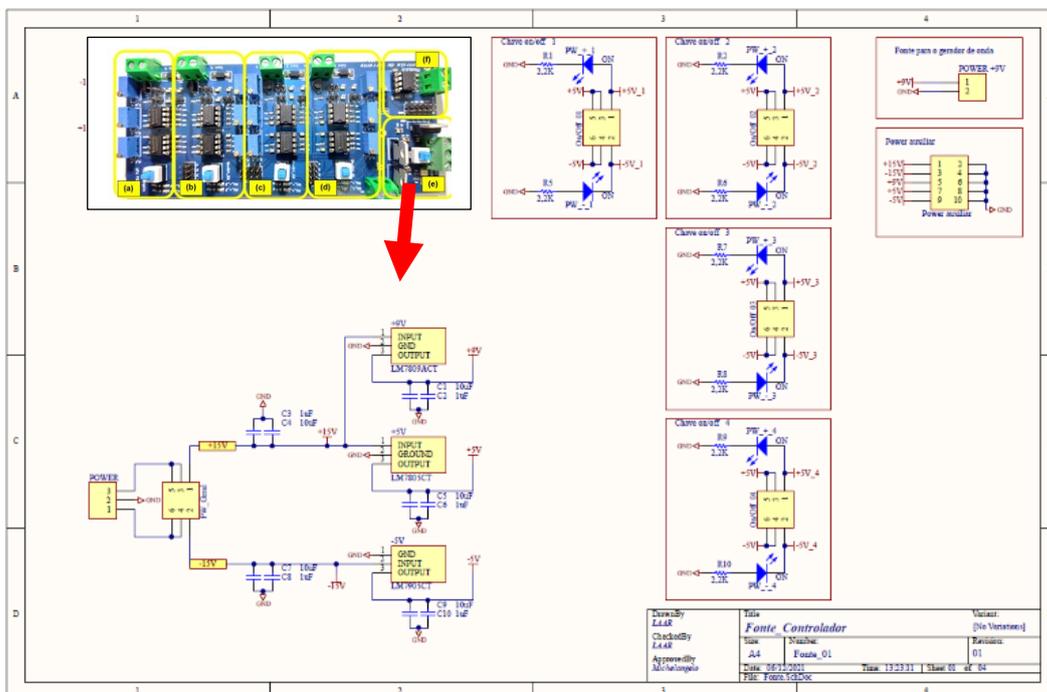


Figura 1.3-3 –

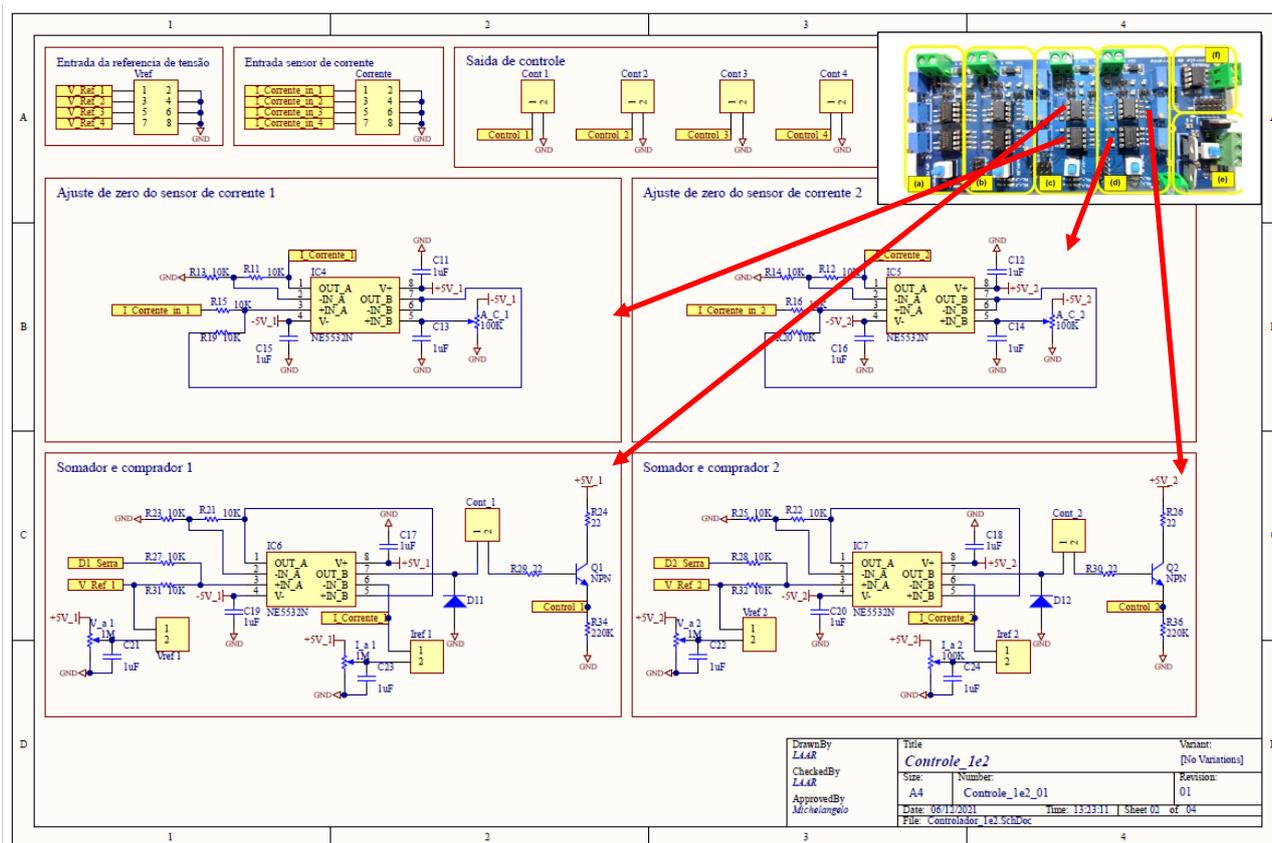


Figura 1.3-4 – Circuitos da estratégia de controle por histerese dos canais de controle 1 e 2.

1.4 Módulos de potência do controlador de corrente

Os módulos de alimentação de potência das bobinas inferior e superior, e direita e esquerda do estator do MMAs são constituídos por um submódulo de potência VNH5019 e dois sensores de corrente ACS712. O aspecto e o diagrama do submódulo de potência VNH5019 estão mostrados na Fig. 12.

O aspecto e o diagrama dos sensores de corrente ACS712 são mostrados na Fig. 13. Em tese, o submódulo de potência VNH5019 já possui sensores de corrente, porém, muitos destes submódulos foram colocados no mercado com o *chip* principal defeituoso. Fica então explicada a necessidade de acrescentar os dois sensores de corrente ACS712 no projeto. Sugere-se que para maiores informações seja consultado o *data sheet* dos componentes.

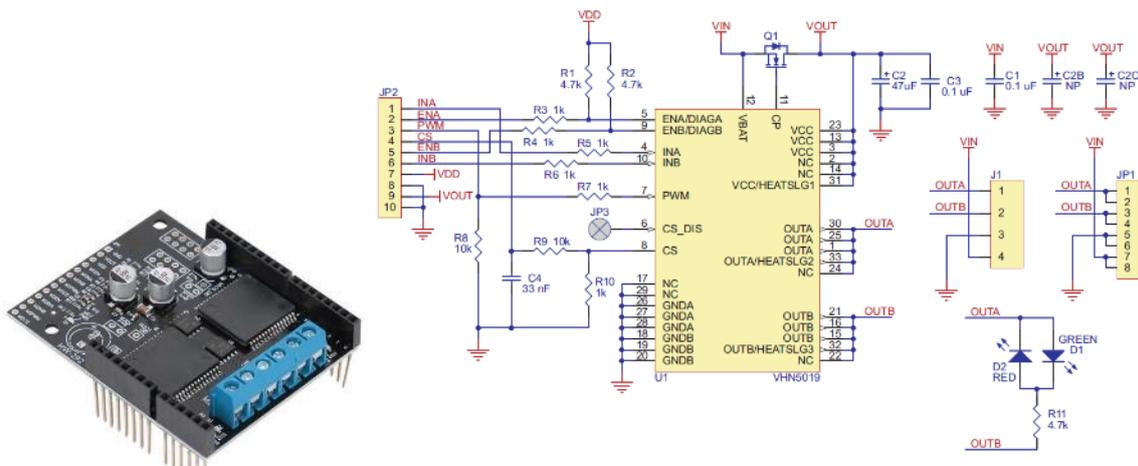


Figura 11 – Vista e diagrama funcional do submódulo de potência VNH5019.

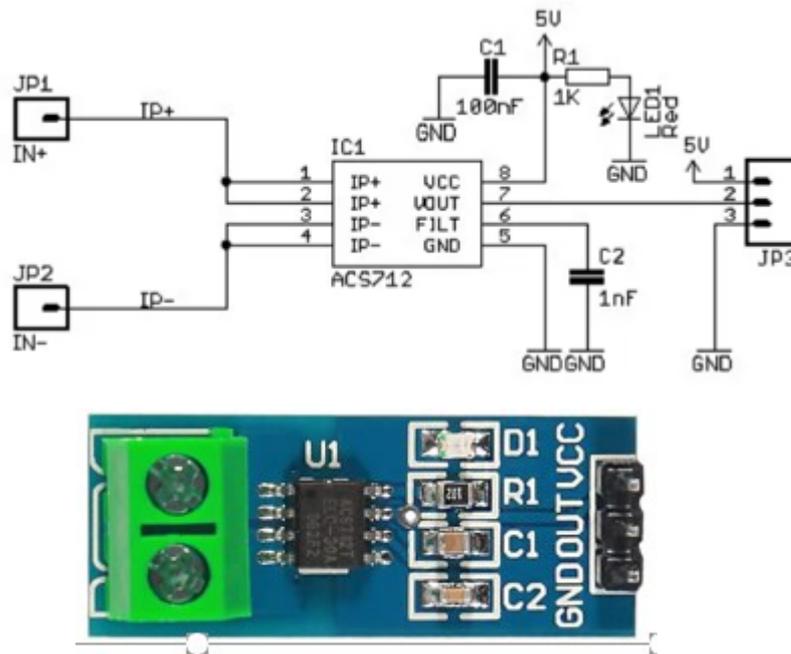


Figura 12 – Vista e diagrama funcional do sensor de corrente ACS712.

1.5 Fonte simétrica de ± 15 V

A fonte de alimentação dos circuitos de sinal do módulo controlador de corrente utiliza uma fonte simétrica de ± 15 V com as seguintes características declaradas pelo fabricante:

- Tensão de entrada: 3 ~ 24v; saída opcional: ± 5 v/ ± 6 v/ ± 9 v/ ± 10 v/ ± 12 v/ ± 15 v/ ± 18 v ± 24 v;

- Potência máxima de saída: 1-8w (para detalhes, consulte a descrição na parte inferior ou peça-nos informações);
- Eficiência de conversão 71-90%;
- Corrente quiescente: 3-4 mA;
- Precisão: tensão positiva $\pm 3\%$; tensão negativa $\pm 5\%$;
- Frequência de trabalho do conversor de aumento: 400kHz de 8w;
- Temperatura ambiente operacional: -40 ~ 85 graus celsius;
- Tamanho: 42x24x15mm;
- Peso: 10g;
- Compensação de frequência integrada;
- Integrado na função *soft-start*;
- Função de desligamento térmico integrada;
- Função de limite de corrente integrada.

Este dispositivo está apresentado na Fig. 13. Sugere-se que para maiores informações seja consultado o site do fabricante.



Figura 13 – Vista da fonte simétrica de $\pm 15V$.