



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA, INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

sid.inpe.br/mtc-m16c/2019/05.08.15.14-TDI

## **CARACTERIZAÇÃO EM VÁCUO DE UMA BALANÇA DE IMPULSO COM AMORTECEDOR MAGNÉTICO PARA TESTES DE PROPULSORES ELÉTRICOS**

Diogo Leon Oliveira Soares

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Combustão e Propulsão, orientada pelo Dr. Rodrigo Intini Marques, aprovada em 16 de maio de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGPDW34P/3T9DLF5>>

INPE  
São José dos Campos  
2019

**PUBLICADO POR:**

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GBDIR)

Serviço de Informação e Documentação (SESID)

CEP 12.227-010

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/7348

E-mail: pubtc@inpe.br

**CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELECTUAL DO INPE - CEPPII (PORTARIA N° 176/2018/SEI-INPE):****Presidente:**

Dra. Marley Cavalcante de Lima Moscati - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos (CGCPT)

**Membros:**

Dra. Carina Barros Mello - Coordenação de Laboratórios Associados (COCTE)

Dr. Alisson Dal Lago - Coordenação-Geral de Ciências Espaciais e Atmosféricas (CGCEA)

Dr. Evandro Albiach Branco - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (COCST)

Dr. Evandro Marconi Rocco - Coordenação-Geral de Engenharia e Tecnologia Espacial (CGETE)

Dr. Hermann Johann Heinrich Kux - Coordenação-Geral de Observação da Terra (CGOBT)

Dra. Ieda Del Arco Sanches - Conselho de Pós-Graduação - (CPG)

Silvia Castro Marcelino - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

**BIBLIOTECA DIGITAL:**

Dr. Gerald Jean Francis Banon

Clayton Martins Pereira - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

**REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:**

Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

André Luis Dias Fernandes - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

**EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:**

Ivone Martins - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

Cauê Silva Fróes - Serviço de Informação e Documentação (SESID)



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA, INOVAÇÕES E COMUNICAÇÕES  
**INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS**

sid.inpe.br/mtc-m16c/2019/05.08.15.14-TDI

## **CARACTERIZAÇÃO EM VÁCUO DE UMA BALANÇA DE IMPULSO COM AMORTECEDOR MAGNÉTICO PARA TESTES DE PROPULSORES ELÉTRICOS**

Diogo Leon Oliveira Soares

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Combustão e Propulsão, orientada pelo Dr. Rodrigo Intini Marques, aprovada em 16 de maio de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGPDW34P/3T9DLF5>>

INPE  
São José dos Campos  
2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

Soares ,Diogo Leon Oliveira.

So11c Caracterização em vácuo de uma balança de impulso com amortecedor magnético para testes de propulsores elétricos / Diogo Leon Oliveira Soares. – São José dos Campos : INPE, 2019.

xxiv + 147 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m16c/2019/05.08.15.14-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Combustão e Propulsão) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2019.

Orientador : Dr. Rodrigo Intini Marques.

1. Medição de empuxo. 2. Propulsão elétrica. 3. Propulsores de plasma. 4. Amortecimento magnético. 5. Vácuo. I.Título.

CDU 629.7.031

---



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

**ERRATA:**

Na Tabela 4.3 página 107, onde se lê:

Medição	$f_n$ [Hz]	J [ $m^2kg$ ]	$\Delta x_{max}$ [ $\mu m$ ]	Impulso [ $\mu Ns$ ]	Erro [%]
<b>1</b>	0,39952	0,22614	4,193	33,641	8,31
<b>2</b>	0,40076	0,22474	4,193	33,537	8,67
<b>3</b>	0,40223	0,2231	4,365	33,414	7,50
<b>4</b>	0,40305	0,2222	4,271	33,346	7,12
<b>5</b>	0,40155	0,22386	4,275	33,471	8,33
<b>Média</b>	0,4014	0,2240	4,26	33,5	7,98
<b>Desvio-padrão</b>	0,0014	.....	.....	.....	.....
<b>Incerteza medição indireta</b>	.....	0,0034	0,37	3,1	.....
<b>t-Student</b>	2,78	1,96	1,96	1,96	.....
<b>Incerteza combinada</b>	0,0014	0,0034	0,37	3,1	.....
<b>Incerteza expandida</b>	0,0038	0,0067	0,72	6,0	.....

Leia-se:

Medição	$f_n$ [Hz]	J [ $m^2kg$ ]	$\Delta x_{max}$ [ $\mu m$ ]	Impulso [ $\mu Ns$ ]	Erro [%]
<b>1</b>	0,39952	0,22614	4,193	33,641	8,48
<b>2</b>	0,40076	0,22474	4,193	33,536	8,15
<b>3</b>	0,40223	0,2231	4,365	34,784	12,17
<b>4</b>	0,40305	0,2222	4,271	33,967	9,54
<b>5</b>	0,40155	0,22386	4,275	34,125	10,05
<b>Média</b>	0,4014	0,2240	4,26	34,0	9,68
<b>Desvio-padrão</b>	0,0014	.....	.....	.....	.....
<b>Incerteza medição indireta</b>	.....	0,0034	0,21	1,8	.....
<b>t-Student</b>	2,78	1,96	1,96	2,776	.....
<b>Incerteza combinada</b>	0,0015	0,0034	0,21	1,8	.....
<b>Incerteza expandida</b>	0,0042	0,0067	0,40	5,0	.....

Página	Linha	Onde se lê	Leia-se
108	4	8,67 %	12,17 %
108	4	abaixo	próximo
116	1	$I_{bit} = 33,5 \mu Ns$	$I_{bit} = 34,0 \mu Ns$
116	2	9,01 %	10,35 %
124	10	8,67 %	12,17 %
124	11	7,98 %	9,68 %
124	24	9,01 %	10,35 %

Aluno (a): **Diogo Leon Oliveira Soares**

Título: "CARACTERIZAÇÃO EM VÁCUO DE UMA BALANÇA DE IMPULSO COM AMORTECEDOR MAGNÉTICO PARA TESTES DE PROPULSORES ELÉTRICOS"

Aprovado (a) pela Banca Examinadora  
em cumprimento ao requisito exigido para  
obtenção do Título de **Mestre** em

**Engenharia e Tecnologia  
Espaciais/Combustão e Propulsão**

Dr. **Rodrigo Intini Marques**



\_\_\_\_\_  
**Presidente / Orientador(a) / INPE / Cachoeira Paulista - SP**

( ) **Participação por Video - Conferência**

() **Aprovado** ( ) **Reprovado**

Dr. **Fernando de Souza Costa**



\_\_\_\_\_  
**Membro da Banca / INPE / Cachoeira Paulista - SP**

( ) **Participação por Video - Conferência**

() **Aprovado** ( ) **Reprovado**

Dr. **Gilberto Marrega Sandonato**



\_\_\_\_\_  
**Convidado(a) / . / SJC Campos - SP**

( ) **Participação por Video - Conferência**

() **Aprovado** ( ) **Reprovado**

**Este trabalho foi aprovado por:**

( ) **maioria simples**

() **unanimidade**

**São José dos Campos, 16 de maio de 2019**



## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela saúde e pela vida.

Agradeço aos meus pais Daniel Correa Soares e Helenice Oliveira Soares, irmãos Alexandre Oliveira Soares e Carolina Oliveira Soares e sobrinha Júlia Gimenez Ortega Soares pelo apoio.

Aos meus Professores pelos ensinamentos.

Ao meu Orientador Dr. Rodrigo Intini Marques pela confiança e paciência.

Ao Msc. Marcelo Renato Anselmo, Dr. Evandro Cotrim, Msc. Luis Francisco Chrispim Marin, Msc. Aguinaldo Martins Serra Júnior e Dr. Paulo Milani pelo suporte.

Aos técnicos de fabricação mecânica pela confecção das peças utilizadas neste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela bolsa concedida.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), processo número 2016/05927-3 pelo apoio financeiro.

À empresa Thornton Eletrônica LTDA. pelo material concedido.

Aos meus amigos de curso e demais pessoas que me ajudaram de maneira direta ou indireta nesta dissertação.



## RESUMO

Balanças de impulso são utilizadas na avaliação de impulso de sistemas propulsivos. Esta dissertação apresenta resultados da caracterização dinâmica em vácuo de uma balança de impulso para medições entre  $14 \mu N s$  e  $79 \mu N s$ . A balança de impulso é baseada no conceito de balança de torção e tem por objetivo ser utilizada para testes de propulsores elétricos. Para a utilização em vácuo, foi feita a recalibração dos eletrodos, que são utilizados como um simulador de propulsor através da geração de um sinal elétrico com duração média de  $200 ms$  e impulso médio de  $31,0 \pm 1,6 \mu N s$ . Um gerador de sinais é utilizado para enviar um sinal elétrico em forma de pulso aos eletrodos. Para que a tensão entre os eletrodos fosse adequada, da ordem de  $250 V$ , foi montado um circuito de amplificação, que mostrou uma boa repetibilidade durante os experimentos. O espectro de frequência de oscilação das bombas mecânicas, criogênica e os demais equipamentos foi analisado. Um amortecedor magnético foi desenvolvido com a finalidade de amortecer mais rapidamente a oscilação da balança. São fornecidas as curvas de temperatura, razão de amortecimento, força máxima de amortecimento em função da corrente elétrica e o perfil de amortecimento ao longo do tempo. O campo magnético axial em função da corrente elétrica utilizada no amortecedor magnético também foi obtido. Foi feita uma análise dinâmica que tornou possível determinar a função de transferência de todo sistema. A resposta dinâmica da função de transferência é comparada com a resposta dinâmica da curva interpolada dos dados originais e também com os dados originais.

Palavras-chave: Medição de empuxo. Propulsão elétrica. Propulsores de plasma. Amortecimento magnético. Vácuo.



# CHARACTERIZATION OF AN IMPULSIVE THRUST-STAND IN A VACUUM ENVIRONMENT WITH A MAGNETIC DAMPER FOR ELECTRIC PROPULSION TESTS

## ABSTRACT

Impulsive thrust-stands are employed to assess the impulse of propulsion systems. This work reports the results of the vacuum dynamical characterization of an impulsive thrust-stand for measurements in the range of  $14 \mu Ns$  up to  $79 \mu Ns$ . The impulsive thrust-stand is based on a torsion balance and will be used for experiments of electric thrusters. A recalibration of the electrodes is performed and the electrodes are used as a thruster simulator by means of an electrical signal with a mean duration of  $200 ms$  and a mean impulse of  $31,0 \pm 1,6 \mu Ns$ . A signal generator is employed in order to send a pulsed form electrical signal to the electrodes. An electric amplifier circuit was designed in order to have an electric potential of approximately  $250 V$  between the electrodes and showed good repeatability during the experiments. The spectrum analysis of oscillation of the mechanical pumps, cryogenic pump and the other devices was performed. A magnetic damper was built to damp quickly the thrust-stand oscillation. Charts of temperature, damping ratio and the maximum damping force are provided as a function of electrical current. The chart of damping force as a function of time is also obtained. The axial magnetic field is also provided as a function of the electrical current. A dynamical analysis was performed and the transfer function of the system computed. The dynamical response of the transfer function was compared with the dynamical response of the fitting curve and compared with the original signal.

Keywords: Thrust measurement. Electric propulsion. Plasma engines. Magnetic damping. Vacuum.



## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 Lançamentos de nanosatélites ao longo dos anos . . . . .	3
2.2 Lançamentos de nanosatélites . . . . .	4
2.3 Esquema de um PPT . . . . .	6
2.4 Eletrodos de de placas planas e propulsor coaxial . . . . .	7
2.5 PPT de duplo estágio . . . . .	7
2.6 Pulso de descarga elétrica típica de um PPT . . . . .	9
2.7 Circuito gerador e Corrente/voltagem de saída . . . . .	10
2.8 Balança de torção concebida por John Mitchell . . . . .	12
2.9 Esquema da balança de torção de Soni e Roy (2013) . . . . .	13
2.10 Efeito do amortecimento magnético . . . . .	15
2.11 Vistas posterior e lateral da balança . . . . .	16
2.12 Balança de impulso desenvolvida no INPE . . . . .	17
2.13 Esquema de medição do pêndulo . . . . .	18
2.14 Resposta do pêndulo a uma entrada de 1,5 V . . . . .	19
2.15 Resposta do pêndulo com a utilização do amortecedor magnético . . . . .	20
2.16 Amplitude de oscilação da balança vertical com amortecedor magnético . . . . .	21
2.17 Exemplo de diagrama de blocos . . . . .	23
2.18 Função impulso unitário . . . . .	24
2.19 Esquema de funcionamento da balança de impulso . . . . .	25
2.20 Representação gráfica do deslocamento máximo . . . . .	29
2.21 Resposta dinâmica de sistemas subamortecidos, criticamente amortecidos e superamortecidos . . . . .	31
2.22 Fita metálica infinita atravessando um eletroímã . . . . .	35
2.23 Seção da fita metálica infinita atravessando um eletroímã . . . . .	36
3.1 DCE montado na estrutura da balança . . . . .	41
3.2 Diagrama esquemático da calibração do DCE . . . . .	42
3.3 Bancada de calibração do DCE . . . . .	42
3.4 Diagrama de blocos da sequência de procedimentos até o experimento . . . . .	43
3.5 Curva de calibração do DCE . . . . .	44
3.6 Toque entre os eletrodos . . . . .	45
3.7 Configuração para a calibração da fonte <i>Keithley 6517A</i> . . . . .	46
3.8 Processo de calibração da fonte <i>Keithley 6517A</i> . . . . .	46
3.9 Diferença das tensões das fontes <i>Keithley</i> e <i>Keysight</i> até 250 V . . . . .	47
3.10 Diagrama de blocos do circuito de amplificação . . . . .	49

3.11	Esquema do circuito de amplificação . . . . .	50
3.12	Circuito montado na placa de circuito impresso . . . . .	50
3.13	Metodologia de testes do amortecedor magnético . . . . .	51
3.14	Esquema do amortecedor magnético . . . . .	52
3.15	Vista frontal do amortecedor magnético . . . . .	53
3.16	Vista lateral do amortecedor magnético . . . . .	53
3.17	Vistas lateral e frontal da montagem principal . . . . .	54
3.18	Montagem principal . . . . .	55
3.19	Diagrama das medições de temperatura em função da corrente elétrica . . . . .	56
3.20	Dimensões do núcleo de ferrite . . . . .	57
3.21	Gaussímetro utilizado nas medições do campo magnético . . . . .	58
3.22	Posicionamento da sonda axial no carretel de PTFE . . . . .	59
3.23	Posicionamento da sonda transversal no carretel de PTFE . . . . .	60
3.24	Geometria da simulação . . . . .	61
3.25	Diagrama da corrente induzida pelo amortecedor magnético na placa de cobre . . . . .	62
3.26	Aproximação da geometria da superfície do amortecedor magnético . . . . .	63
3.27	Analogia com um circuito proposta pelo modelo matemático . . . . .	65
3.28	Simplificação da área projetada circular para a área projetada retangular . . . . .	66
3.29	Diagrama do sistema de vácuo . . . . .	68
3.30	Bombas mecânicas . . . . .	69
3.31	<i>Chiller</i> de água . . . . .	69
3.32	Bomba criogênica e a câmara de congelamento . . . . .	70
3.33	Compressor de Hélio . . . . .	71
3.34	Compressor de ar . . . . .	72
3.35	Válvula de respiro . . . . .	72
3.36	Válvula gaveta . . . . .	73
3.37	Sensores de pressão . . . . .	73
3.38	Sequência de funcionamento dos equipamentos de vácuo . . . . .	74
3.39	Diagrama da metodologia utilizada para analisar as frequências de oscilação da balança . . . . .	74
3.40	Curva senoidal amortecida . . . . .	75
3.41	Definição da distância $r_{fm}$ . . . . .	80
3.42	Fluxograma para a determinação da força de amortecimento $F_{fm}$ . . . . .	82
3.43	Fluxograma para a determinação do impulso medido pela balança $I_{bit}$ . . . . .	84
3.44	Fluxograma para a determinação da função de transferência $\frac{\Delta X(s)}{F(s)}$ . . . . .	86
4.1	Sinal de menor duração obtido pelo simulador de propulsor . . . . .	89
4.2	Perfil de força gerado pelo simulador de propulsor . . . . .	91

4.3	Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido ao compressor de ar . . . . .	93
4.4	Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido ao <i>Chiller</i> . . . . .	94
4.5	Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido à bomba <i>LEYVAC LV80</i> . . . . .	95
4.6	Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido à bomba <i>RUVAC WH700</i> . . . . .	96
4.7	Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido à bomba criogênica . . . . .	97
4.8	Temperatura [ $^{\circ}C$ ] em função da corrente elétrica para o carretel e o fio de cobre . . . . .	98
4.9	Resultado da calibração da sonda axial . . . . .	100
4.10	Resultado da calibração da sonda transversal . . . . .	101
4.11	Campo magnético em função da corrente elétrica . . . . .	103
4.12	Configuração da balança para os testes . . . . .	104
4.13	Resposta dinâmica da balança devido à atuação do simulador de propulsor	105
4.14	Determinação da frequência natural da balança . . . . .	106
4.15	Determinação do intervalo de aplicação da força do simulador de propulsor	107
4.16	Envoltórias das respostas dinâmicas . . . . .	109
4.17	Determinação do tempo necessário para a amplitude máxima da oscilação atingir $3 \mu m$ . . . . .	110
4.18	Influência da corrente na diminuição da amplitude da resposta dinâmica da balança . . . . .	111
4.19	Comparação gráfica entre as razões de amortecimento ajustada e calculada	113
4.20	Razão $\frac{c_{ang}}{J}$ em função da corrente . . . . .	114
4.21	Resposta dinâmica da função de transferência Equação 4.11 . . . . .	115
4.22	Série de Fourier de um período da resposta dinâmica da balança . . . . .	117
4.23	Esquema do diagrama de blocos do conjunto formado pelo simulador de propulsor e pela balança de impulso . . . . .	117
4.24	Blocos que compõem o simulador de propulsor . . . . .	118
4.25	Diagrama de blocos da balança de impulso . . . . .	119
4.26	Diagrama de blocos geral da balança de impulso . . . . .	119
4.27	Força de amortecimento máxima em função da corrente elétrica . . . . .	121
4.28	Perfil da força de amortecimento ao longo do tempo . . . . .	121
A.1	Definições dos parâmetros físicos para a dedução . . . . .	135
B.1	Mensurando variável . . . . .	142
C.1	Representação dos parâmetros para a integração numérica . . . . .	146



## LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
2.1 Comparação entre características de propulsores elétricos . . . . .	11
2.2 Resposta do sistema devido ao amortecimento magnético . . . . .	20
4.1 Determinação do impulso do simulador de propulsor e sua incerteza . . .	91
4.2 Dados da calibração das sondas e do gaussímetro . . . . .	102
4.3 Parâmetros medidos e calculados através da resposta dinâmica da balança	107
4.4 Razão de amortecimento em função da corrente elétrica . . . . .	112
4.5 Comparação entre as razões de amortecimento ajustada e calculada . . .	112



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DCE	– Dispositivo de calibração eletrostática
FFT	– Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
G.L.E.	– Graus de liberdade efetivos
INPE	– Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
KIRSC	– <i>Kurchatov Institute Russian Scientific Center</i>
KeRC	– <i>Keldysh Research Center</i>
LCP/LABCP	– Laboratório Associado de Combustão e Propulsão
PPT	– <i>Pulsed Plasma Thruster</i> (Propulsor de Plasma Pulsado)
Pspice	– <i>Software</i> simulador de circuitos
PTFE	– Politetrafluoretileno
RLC	– Resistor-Indutor-Capacitor
STM	– <i>Scanning and Tunneling Microscope</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	– Área dos eletrodos
$\vec{A}_m$	– Potencial vetor magnético
$A_{proj}$	– Área projetada da superfície do amortecedor magnético
$Ar$	– Argônio
$\vec{B}$	– Campo magnético
$B_0$	– Módulo do campo magnético
$B_{eq}$	– Campo magnético equivalente sobre a área projetada $A_{proj}$
$B_n$	– Componente normal do campo magnético gerado pelo amortecedor magnético
$B_t$	– Componente tangencial do campo magnético gerado pelo amortecedor magnético
$C(s)$	– Saída do diagrama de blocos
$C_1$	– Constante da resolução da equação diferencial do <i>momentum</i> angular
$C_2$	– Constante do termo exponencial da equação de $\theta(t)$
$C_{cor}$	– Correção do erro sistemático
$C_D(s)$	– Saída do diagrama de blocos devido ao distúrbio
$C_R(s)$	– Saída do diagrama de blocos devido à entrada $R(s)$
$D(s)$	– Distúrbio
$D_{fm}$	– Diâmetro circular aproximado da superfície do ferrite
$\vec{D}_e$	– Vetor Deslocamento elétrico
$\vec{E}$	– Vetor Campo elétrico
$F_{DCE}$	– Força eletrostática entre os eletrodos
$F_{em}$	– Força eletrostática e magnética
$F_{fm}$	– Força de amortecimento do amortecedor magnético
$\bar{F}_{fm}$	– Força média de amortecimento do amortecedor magnético em um período de oscilação
$F_{min}$	– Força eletrostática que fornece um impulso capaz de ser medido pela balança
$F(s)$	– Transformada de Laplace sobre a força de empuxo do propulsor
$F(t)$	– Força de empuxo do propulsor em função do tempo
$G_n(s)$	– Função de transferência genérica
$H(s)$	– Realimentação do diagrama de blocos
$H_2$	– Gás Hidrogênio
$He$	– Gás Hélio
$\vec{H}$	– Intensidade do campo magnético $\vec{B}$
$I$	– Corrente elétrica
$I_{bit}$	– Impulso fornecido pelo DCE
$I_i$	– Impulso inicial
$I_{min}$	– Impulso mínimo que a balança pode aferir
$I_1$	– Corrente elétrica do circuito 1
$J$	– Momento de inércia da balança de torção
$\vec{J}_e$	– Densidade de corrente elétrica
$K$	– Constante de amplificação do circuito
$L_e$	– Distância entre os eletrodos

$\vec{L}$	– Vetor <i>momentum</i> angular
$N$	– Constante inteira
$Ne$	– Gás Neônio
$N_2$	– Gás Nitrogênio
$O_2$	– Gás Oxigênio
$Q$	– Carga elétrica
$R$	– Resistência elétrica do modelo de circuito do amortecedor magnético
$R^2$	– Coeficiente de determinação
$RM$	– Resultado de medição
$R(s)$	– Entrada do diagrama de blocos
$\vec{S}$	– Vetor normal a uma superfície $S$
$\vec{T}$	– Vetor de torque devido a uma força $F$
$U$	– Incerteza expandida
$T_{osc}$	– Período de oscilação da balança
$V$	– Diferença de potencial elétrico
$V_{th}$	– Voltagem mínima necessária para que o transistor conduza corrente
$X(s)$	– Transformada de Laplace da variável independente $x$
$Y(s)$	– Transformada de Laplace da variável independente $y$
$a_0$	– Coeficiente constante
$a_n$	– Coeficiente constante
$b_n$	– Coeficiente constante
$c_{ang}$	– Constante de amortecimento angular
$c_c$	– Constante de amortecimento crítica
$c_{linear}$	– Constante de amortecimento linear
$c_n$	– Coeficiente constante
$c_n(t)$	– Função real arbitrária da variável independente $t$
$f_n$	– Frequência natural da balança de torção
$g(t)$	– Função real arbitrária da variável independente $t$
$k_{ang}$	– Constante elástica angular
$k_{linear}$	– Constante elástica linear
$\vec{l}$	– Caminho ao longo de uma curva
$l_{fita}$	– Comprimento da fita metálica
$m$	– Massa genérica
$n$	– Constante inteira
$p(\nu)$	– Função de probabilidade da variável aleatória $\nu$
$\vec{r}$	– Vetor de distância de um ponto até o pivô de torção
$r_{el}$	– Resistência elétrica interna do modelo de circuito do amortecedor magnético
$\vec{r}_{fm}$	– Vetor de distância do amortecedor magnético até o pivô de torção
$r_{sens}$	– Distância da ponta do sensor até o pivô de torção
$r_T$	– Distância do DCE ou simulador de propulsor até o pivô de torção
$s$	– Desvio padrão da amostra
$s^2$	– Variância da amostra

$t$	– Tempo
$t_\kappa$	– Distribuição $t$ com $\kappa$ graus de liberdade
$t_{estatístico}$	– Distribuição $t$
$\vec{u}_p$	– Vetor velocidade de uma partícula
$u_c$	– Incerteza-padrão combinada de medição
$u_n$	– $n$ -ésima incerteza-padrão de medição
$\vec{v}$	– Vetor velocidade linear de oscilação da balança
$\vec{v}_{fita}$	– Vetor velocidade da fita metálica
$\vec{v}_{fm}$	– Vetor velocidade linear de oscilação da balança a uma distância $r_{fm}$
$v_{max}$	– Velocidade máxima de deslocamento da balança
$w_{fita}$	– Largura da fita metálica
$\vec{x}$	– Vetor de posição
$x_F$	– Função periódica da Série de Fourier
$x_{fm}$	– Deslocamento linear na seção do amortecedor magnético
$\vec{x}_f$	– Vetor de posição final
$\vec{x}_i$	– Vetor de posição inicial
$z_N$	– Variável aleatória que segue a distribuição normal
$\Delta t$	– Passo entre uma medição e outra
$\Delta t_{min}$	– Menor tempo de largura de pulso do simulador de propulsor
$\Delta t_{pulso}$	– Tempo de duração em que a força eletrostática atua na balança
$\Delta x_{max}$	– Deslocamento linear máximo devido ao impulso $I_{bit}$
$\Delta x(t)$	– Deslocamento linear da ponta do braço da balança
$\Delta x(t)_{fm}$	– Deslocamento linear a uma distância $r_{fm}$ dos pivôs de torção
$\Delta x_{amortecimento}$	– Variação da amplitude de oscilação devido a força de amortecimento
$\bar{\Gamma}$	– Média de um conjunto de medições de variáveis aleatórias
$\alpha$	– Constante da força de amortecimento
$\alpha_e$	– Parâmetro estatístico que varia de 0 a 1
$\delta$	– Espessura da placa condutora por onde passa a corrente circular
$\delta_{dl}$	– Parâmetro calculado pelo decremento logarítmico
$\epsilon$	– Permissividade elétrica de um meio
$\epsilon_0$	– Permissividade elétrica do vácuo
$\epsilon_r$	– Permissividade elétrica relativa
$\epsilon_{el}$	– Força eletromotriz do modelo de circuito do amortecedor magnético
$\gamma$	– Soma de $N$ variáveis aleatórias
$\bar{\gamma}$	– Média de um conjunto de medições de $N$ variáveis aleatórias
$\kappa$	– Graus de liberdade
$\mu$	– Permeabilidade magnética de um meio
$\mu_0$	– Permeabilidade magnética do vácuo
$\mu_{estatístico}$	– Média da população
$\nu$	– Variável aleatória
$\bar{\nu}$	– Média da variável aleatória
$\omega_n$	– Frequência natural da balança

$\omega_d$	–	Frequência amortecida da balança
$\phi_1$	–	Ângulo de fase
$\rho_V$	–	Densidade de carga elétrica volumétrica
$\sigma$	–	Condutividade elétrica
$\sigma_{estatístico}$	–	Variância de uma população
$\tau$	–	Variável de integração no tempo
$\tau_F$	–	Período da função periódica da Série de Fourier
$\theta$	–	Ângulo de deslocamento da balança
$\theta_{max}$	–	Ângulo de deslocamento máximo da balança
$\theta_0$	–	Ângulo inicial de deslocamento da balança
$\chi_2$	–	Distribuição estatística
$\zeta$	–	Razão de amortecimento

## SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
<b>1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> . . . . .	<b>3</b>
2.1 Microsatélites e propulsores elétricos . . . . .	3
2.2 Medição do empuxo . . . . .	11
2.3 Amortecedor magnético . . . . .	17
2.4 Referencial teórico . . . . .	21
2.4.1 Controle . . . . .	21
2.4.2 Dinâmica do pêndulo de torção . . . . .	25
2.4.3 Sistemas de segunda ordem . . . . .	29
2.4.4 Fundamentos de Eletromagnetismo . . . . .	32
2.4.5 Amortecedor magnético . . . . .	35
2.4.6 Definições básicas de Metrologia . . . . .	39
<b>3 METODOLOGIA</b> . . . . .	<b>41</b>
3.1 Calibração dos eletrodos . . . . .	41
3.2 Circuito de amplificação e simulador de propulsor . . . . .	48
3.3 Amortecedor magnético . . . . .	51
3.3.1 Desenvolvimento e construção . . . . .	51
3.3.2 Procedimentos de medição . . . . .	55
3.3.3 Modelagem do amortecedor magnético . . . . .	62
3.4 Equipamentos de vácuo . . . . .	67
3.5 Metodologia dos experimentos . . . . .	75
<b>4 EXPERIMENTOS E RESULTADOS</b> . . . . .	<b>89</b>
4.1 Simulador de propulsor . . . . .	89
4.2 Análise de oscilação da balança . . . . .	92
4.3 Amortecedor magnético . . . . .	98
4.4 Análise dinâmica . . . . .	103
4.4.1 Determinação do impulso $I_{bit}$ . . . . .	104
4.4.2 Determinação da função de transferência do sistema . . . . .	108
4.4.3 Força de amortecimento do amortecedor magnético . . . . .	120

<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>123</b>
<b>6</b>	<b>TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>125</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>127</b>
	<b>APÊNDICE A - DEDUÇÃO DA EQUAÇÃO DO BALANÇO DA QUANTIDADE DE MOVIMENTO ANGULAR</b>	<b>135</b>
	<b>APÊNDICE B - CONCEITOS ESTATÍSTICOS E ANÁLISE DE INCERTEZAS</b>	<b>139</b>
B.1	Conceitos estatísticos	139
B.2	Incertezas em mensurandos variáveis	141
B.3	Resultado de medição quando há várias fontes de erro de medição	142
B.4	Resultados de medições indiretas	143
	<b>APÊNDICE C - SÉRIE DE FOURIER.</b>	<b>145</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Propulsão pode ser definida como o ato de mudar o movimento de um corpo com relação a um sistema de referência inercial (SUTTON; BIBLARZ, 2016). A energia para gerar propulsão pode provir das ligações químicas de propelentes que são queimados em um processo de combustão. Pode ser de origem nuclear, com a transformação de partículas atômicas através de fusão ou fissão gerando grande quantidade de energia. Ainda pode vir da radiação solar, captada através de células fotovoltaicas (SUTTON; BIBLARZ, 2016) e de outras fontes.

O desenvolvimento de propulsores passa por análises teóricas, computacionais e por experimentos. Os experimentos precisam ser cuidadosamente planejados e controlados para que resultados confiáveis sejam obtidos. Para isso, são necessários instrumentos de medição que se adequem às características de cada propulsor (BARRERE et al., 1960).

Dentro deste contexto, o presente trabalho descreve a caracterização dinâmica de uma balança de impulso que foi projetada para operar em vácuo (ANSELMO, 2017). Ela é usada para verificar o impulso produzido por um propulsor elétrico, mais especificamente um Propulsor de Plasma Pulsado (PPT, do inglês *Pulsed Plasma Thruster*). Esse tipo de propulsor gera empuxos da ordem de  $\mu N$  e produz pulsos com duração em torno de  $20 \mu s$  (BURTON; TURCHI, 1998).

Um amortecedor magnético foi projetado, pois houve a necessidade de diminuir o tempo entre medições consecutivas. Baseado na literatura disponível, foram especificados o campo magnético necessário para se obter um amortecimento satisfatório e os materiais utilizados. O amortecedor é constituído de um par de bobinas em volta de um ferrite suportado por uma base móvel. Essa base móvel foi utilizada para ajustar a distância do amortecedor magnético e a balança de impulso.

Inicialmente, é feita uma revisão bibliográfica sobre as balanças de impulso/empuxo utilizadas atualmente para medir o desempenho de propulsores elétricos, é descrita a dinâmica de uma balança de torção devido a uma perturbação externa e são lembrados alguns conceitos importantes de eletromagnetismo.

Para se fazer uma caracterização do amortecedor magnético, foi utilizado um gaussímetro juntamente com uma sonda Hall transversal para verificar a intensidade do campo magnético próximo à superfície do amortecedor. O gaussímetro e a sonda foram previamente calibrados utilizando como referência uma simulação computa-

cional. Através de um modelo analítico foi possível obter uma estimativa da força de amortecimento do amortecedor magnético.

Não foi utilizado um propulsor nesse trabalho para se averiguar o desempenho da balança no vácuo, pois o processo de caracterização e calibração em vácuo devem ser realizadas previamente. Foram utilizados pesos padrão sobre o suporte da balança, de forma que a massa dos pesos fosse equivalente à massa de um propulsor.

O empuxo que seria gerado por esse propulsor foi substituído por um simulador de propulsor, também chamado de Dispositivo de Calibração Eletrostática cuja função é simular um PPT. Ao final da dissertação são fornecidos os resultados das medições de oscilação e do empuxo gerados pelo simulador de propulsor, assim como as incertezas. É fornecida uma função de transferência da balança de empuxo (CIARALLI et al., 2013) e a força de amortecimento estimada para o amortecedor magnético.

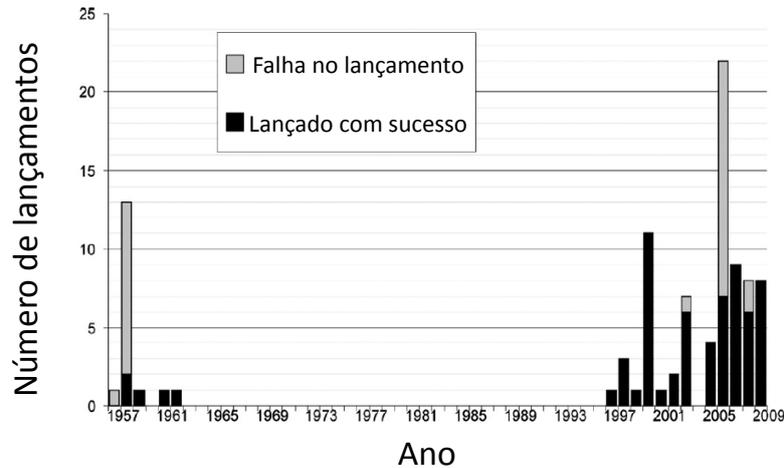
## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este Capítulo aborda os trabalhos que já foram realizados no que diz respeito aos propulsores de plasma pulsado e também às balanças de torção. Também são mostrados trabalhos de desenvolvimento de freios magnéticos e os resultados de cada trabalho.

### 2.1 Microsatélites e propulsores elétricos

Nas últimas décadas tem havido uma demanda crescente de micro (entre 10 kg e 100 kg), nano (entre 1 kg e 10 kg) e picosatélites (entre 0,1 kg e 1 kg) (KONECNY, 2004) e (VADIM; LI, 2006). Esses dispositivos têm sido cogitados para a utilização na observação ambiental da Terra (SUNDARAMOORTHY et al., 2010), usando constelações de microssatélites. São utilizados em aplicações militares (BILLE et al., 2000) e também para fins educacionais (PUIG-SUARI et al., 2001). A Figura 2.1 mostra a quantidade de lançamentos de nanosatélites ao longo das últimas décadas.

Figura 2.1 - Lançamentos de nanosatélites ao longo dos anos

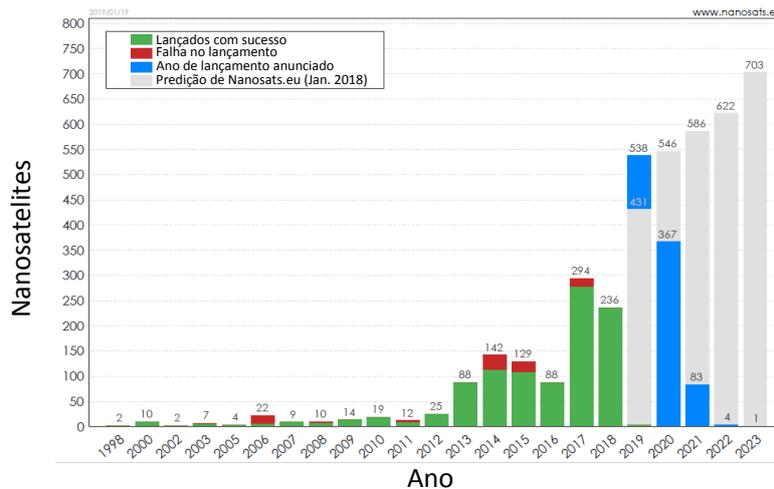


Fonte: Adaptado de Bouwmeester e Guo (2010)

Os primeiros nanosatélites foram lançados na década de 50. Eles faziam parte de programas espaciais pioneiros e pelo fato dos lançadores possuírem uma baixa capacidade de levar carga útil, as massas dos satélites eram pequenas (BOUWMEESTER; GUO, 2010). A ausência de pequenos satélites entre os anos 60 e a primeira metade

dos anos 90, se deve ao fato de que os componentes eletrônicos eram grandes para serem colocados nesses pequenos dispositivos. Somente com o avanço da microeletrônica foi possível reiniciar o lançamento de nanosatélites no final da década de 90. Erik Kulu (2019) também corrobora a afirmação de aumento da demanda de nanosatélites, conforme mostra a Figura 2.2.

Figura 2.2 - Lançamentos de nanosatélites



Fonte: Adaptado de Erik Kulu (2019)

Universidades também se interessam cada vez mais por estes dispositivos, visto que seu custo é relativamente baixo e de poderem ser usados para fins educacionais levando experimentos (HEIDT et al., 2000).

Para que esses satélites possam cumprir missões cada vez mais complexas, é necessário que possuam algum sistema propulsivo. A propulsão é importante, pois ela possibilita que o satélite seja apontado em uma direção específica (controle de atitude), mantenha-se em determinada órbita, faça a correção de órbita entre outros (VADIM; LI, 2006). Essas capacidades adquiridas implicam em vantagens para o satélite, por exemplo, a compensação de arrasto aumenta a vida útil do satélite. Dessa forma, a propulsão aumenta as possibilidades de missões de um veículo espacial.

Entre os propulsores que são utilizados com a finalidade descrita no parágrafo anterior, os mais comuns são propulsores químicos bipropelentes (geralmente utilizando hidrazina e tetróxido de nitrogênio como propelentes) (LONDON et al., 2001) ou mo-

nopropelentes (utilizando a hidrazina como propelente) (PLATT, 2002), propulsores a gás frio (SCHMULAND et al., 2012) e propulsores elétricos (BURTON; TURCHI, 1998). Propulsores elétricos vêm ganhando cada vez mais espaço na área da propulsão espacial devido às suas características desejáveis para as missões descritas anteriormente.

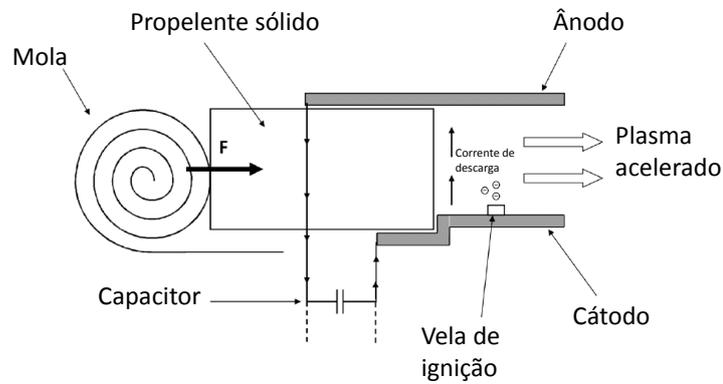
Propulsores elétricos apresentam um alto impulso específico e utilizam-se de propelentes inertes. Mais especificamente, os propulsores de plasma pulsado podem operar com potências muito baixas e ainda assim fornecer um impulso específico alto (ZIE-MER et al., 1997), o que os tornam adequados para o emprego em nanosatélites.

Os propulsores elétricos podem ser divididos em três tipos básicos: propulsores eletrotérmicos, propulsores eletrostáticos (ou iônicos) e propulsores eletromagnéticos (SUTTON; BIBLARZ, 2016).

Propulsores de plasma pulsado (PPT) foram os primeiros que alcançaram um desempenho considerado aceitável para serem empregados em missões espaciais (BURTON; TURCHI, 1998). A primeira missão espacial no qual um PPT foi usado foi na ida até Marte pela espaçonave Zond 2, lançada pela extinta União Soviética em 1964. Esse PPT também foi o primeiro propulsor elétrico a ser lançado em uma missão espacial. Depois dessa missão cada vez menos investimentos foram feitos nos PPTs ao longo dos anos, os institutos russos *Kurchatov Institute Russian Scientific Center* (KIRSC), Centro Científico Russo Instituto Kurchatov e o *Keldysh Research Center* (KeRC), Centro de Pesquisa Keldysh em uma tradução livre, são os únicos que dão continuidade no desenvolvimento dos PPTs nos dias atuais na Rússia.

Os dois institutos melhoraram a ablação do propelente e também a coordenação entre o procedimento de geração de plasma e o circuito de funcionamento do propulsor. Com isso, obtiveram um ganho de desempenho considerável, principalmente no que diz respeito ao empuxo gerado por pulso e também ao aumento do impulso específico (KIM et al., 2001a). A Figura 2.3 mostra um esquema básico de um PPT.

Figura 2.3 - Esquema de um PPT

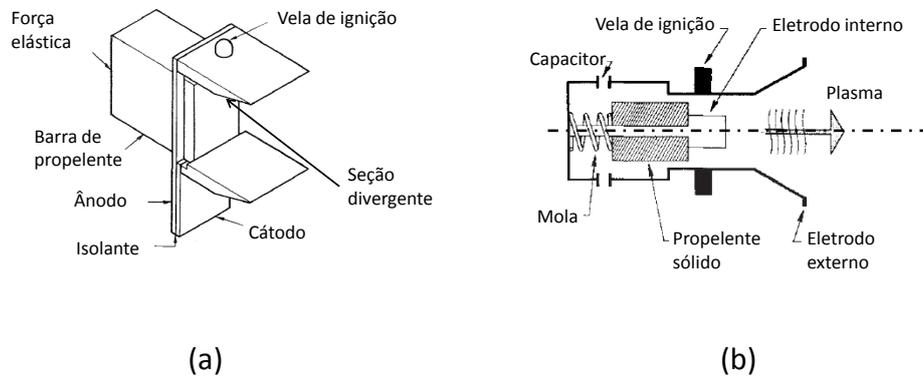


Fonte: Adaptado de Marques (2009)

A Figura 2.3 mostra esquematicamente um PPT. Esse propulsor utiliza usualmente o Politetrafluoretileno (PTFE), uma mola pressiona o bloco de propelente contra um ressalto, de forma que a superfície do PTFE possa sofrer a descarga elétrica com a ajuda da vela de ignição.

Outras configurações podem ser utilizadas. Na Figura 2.3 é mostrada uma configuração com os eletrodos paralelos. Os eletrodos podem estar dispostos de maneira a formarem uma seção divergente na saída do propulsor (PALUMBO; GUMAN, 1976), ou ainda podem mesmo ser coaxiais com seção divergente (GUMAN; PEKO, 1968), conforme é ilustrado na Figura 2.4a e na Figura 2.4b respectivamente.

Figura 2.4 - Eletrodos de de placas planas e propulsor coaxial



Fonte: (a) Adaptado de Palumbo e Guman (1976) (b) Adaptado de Guman e Peko (1968)

Após a descarga do PPT, o plasma é gerado e acelerado eletromagneticamente ao longo dos eletrodos. Contudo, a superfície do propelente continua com uma temperatura elevada, o que leva à ablação tardia. Os gases desta ablação tardia não contribuem significativamente para o empuxo. Marques (2009) propôs um propulsor com mais de um estágio de descarga elétrica para melhorar a utilização do propelente e minimizar os efeitos da ablação tardia. A Figura 2.5 mostra o propulsor utilizado nos testes de (MARQUES, 2009).

Figura 2.5 - PPT de duplo estágio



Fonte: Adaptado de Marques (2009)

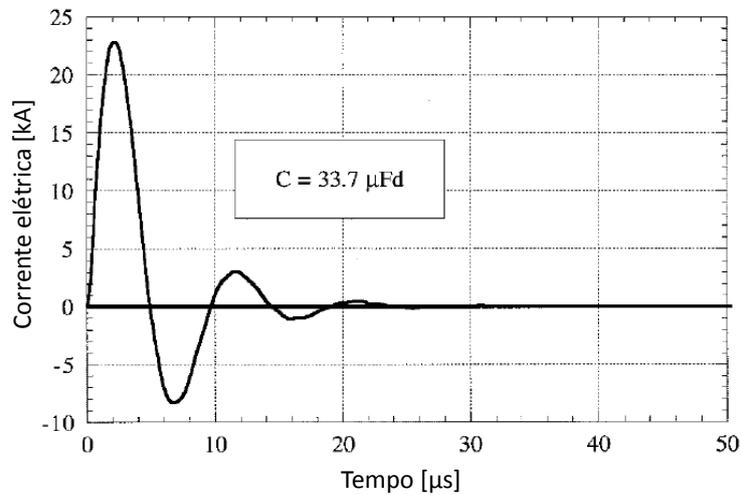
Marin (2014) estimou o impulso específico eletromagnético de um PPT de dupla descarga elaborado por (MARQUES, 2009) para o programa italiano UniSat-5 (CAPPELLETTI; GRAZIANI, 2013). O resultado obtido foi um impulso específico total de 3888 s. A eficiência do primeiro estágio alcançou o valor de 2,73 % e a eficiência total obtida foi de 4,81 %.

No que tange à ignição do propulsor, o processo físico ainda não é bem esclarecido na comunidade científica, embora diversos ignitores tenham sido operados. Os ignitores sofrem com o problema de erosão e com a deposição de material sobre a sua superfície durante a operação do propulsor, estes fatores comprometem sua vida útil. Os ignitores podem alcançar  $2 \times 10^6$  ciclos (disparos) de operação (ASTON; PLESS, 1982).

O funcionamento do PPT pode ser do tipo pulsado ou quasi-contínuo e as propriedades do escoamento de plasma são determinadas pela relação entre o tempo acústico característico e o tempo de pulso de descarga. O tempo acústico característico de um propulsor é definido pela razão entre o comprimento da seção de aceleração e a velocidade do som no meio (BUSHMAN et al., 1998). No caso limite em que o tempo do pulso de descarga for muito maior que o tempo acústico característico, as propriedades do escoamento de plasma variam de forma quasi-contínua. Dessa forma, a escala de tempo de ejeção do plasma é influenciada mais pelo tempo de pulso do que pelo tempo acústico característico. Se o tempo de pulso for muito menor do que o tempo acústico característico, então o componente eletromagnético do empuxo é sentido antes do componente gerado da expansão dos gases (BURTON; TURCHI, 1998).

Portando, há duas fases distintas de aceleração do propulsor. A Figura 2.6 ilustra um pulso de descarga elétrica típico de um PPT.

Figura 2.6 - Pulso de descarga elétrica típica de um PPT

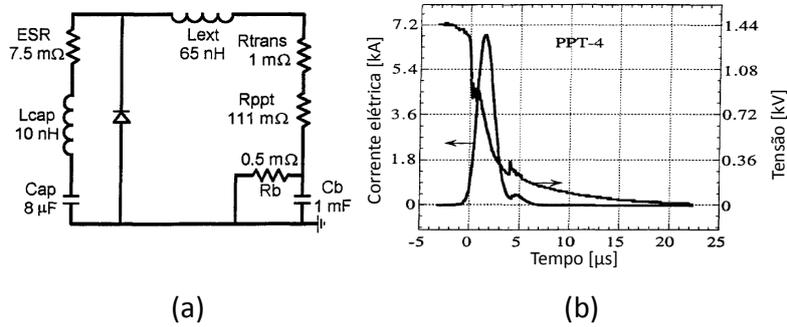


Fonte: Adaptado de [Burton e Turchi \(1998\)](#)

O pulso de descarga de um PPT é conseguido através de um circuito RLC (Resistor-Indutor-Capacitor). Esse circuito fornece uma resposta em forma de uma onda senoidal com algum grau de amortecimento, conforme mostra a [Figura 2.6](#). Como se pode notar, há algumas regiões em que a corrente circula no sentido contrário do desejado. Esse efeito pode comprometer o tempo de vida do capacitor do propulsor. A voltagem reversa também é um dos motivos da baixa eficiência energética deste tipo de propulsor ([BURTON; TURCHI, 1998](#)) e ([POPOV et al., 2001](#)).

Foi proposto por [Turchi et al. \(1996\)](#) uma forma de usar mais eficientemente a energia desperdiçada pela tensão reversa. Um PPT é ignitado durante a oscilação direta da tensão e um segundo PPT é ignitado durante a fase reversa, aumentando assim o tempo de vida dos capacitores. Outros autores conseguiram aumentar o desempenho em mais de duas vezes otimizando a correlação entre os parâmetros do circuito de descarga e a geometria do canal de descarga, conforme pode ser visto em ([POPOV et al., 2001](#)). A geração do pulso de descarga de corrente e de voltagem descritas nos parágrafos anteriores podem ser obtidas através do circuito modelo mostrado na [Figura 2.7](#).

Figura 2.7 - Circuito gerador e Corrente/voltagem de saída



(a) Circuito gerador de pulso do PPT-4, (b) Corrente/voltagem de saída.  
 Fonte: Adaptado de [Bushman et al. \(1998\)](#)

Neste caso, o circuito consiste de uma rede de capacitores de  $8 \mu F$  de capacitância equivalente, de baixa impedância, em paralelo com um diodo cujo objetivo é evitar a corrente reversa. Os demais componentes representam os efeitos de impedância do próprio circuito e do plasma. O circuito mostrado na Figura 2.7a é usado para se determinar a impedância do propulsor ( $R_{ppt}$ ) através de um simulador de circuitos (PSpice).  $R_{ppt}$  foi ajustado de forma que o perfil de corrente de descarga corroborasse com a Figura 2.7b, dessa forma, obteve-se o valor de  $111 m\Omega$ . Os demais componentes mostrados modelam a indutância, impedância do capacitor e do circuito externo ao plasma.

As desvantagens do PPT residem na sua baixa eficiência propulsiva, relacionada à baixa capacidade em converter energia elétrica dos capacitores em energia cinética do escoamento, problemas de erosão do ignitor, os produtos da sublimação do PTFE são tóxicos ou mesmo corrosivos e ainda o empuxo gerado é muito baixo. As vantagens estão relacionadas à sua simplicidade, baixo consumo de propelente e o fato deste ser sólido. Se o propelente é sólido, então não há a necessidade de válvulas e tanques ([SUTTON; BIBLARZ, 2016](#)). Na Tabela 2.1, é mostrado um resumo das principais características dos propulsores elétricos.

Tabela 2.1 - Comparação entre características de propulsores elétricos

Propulsor	Faixa de empuxo [mN]	Impulso específico [s]	Eficiência [%]	Duração do empuxo	Propelentes típicos
Resistojato	200-300	200-350	65-90	Meses	NH <sub>3</sub> , N <sub>2</sub> H <sub>4</sub> , H <sub>2</sub>
Arcojato	200-1000	400-800	30-50	Meses	NH <sub>3</sub> , N <sub>2</sub> H <sub>4</sub> , H <sub>2</sub> , N <sub>2</sub>
Propulsor Iônico	0.01-500	1500-8000	60-80	Anos	Xe, Kr, Ar, Bi
PPT	0.05-10	600-2000	10	Anos	PTFE
Magnetoplasmadinâmico	0.001-2000	2000-5000	30-50	Semanas	Ar, Xe, H <sub>2</sub> , Li
Propulsor Hall	0.01-2000	1500-2000	30-50	Meses	Xe, Ar

Fonte: Adaptado de Sutton e Biblarz (2016)

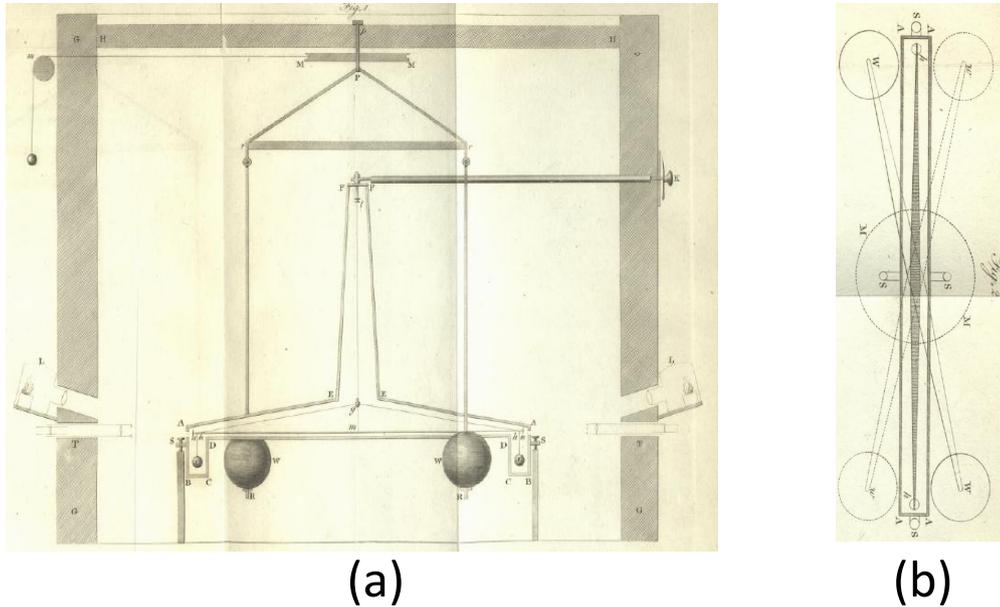
## 2.2 Medição do empuxo

Como a maior parte dos propulsores dessa categoria opera com plasma (resistojatos não operam com plasma, por exemplo), os aparatos de medição se tornam muito específicos (HUTCHINSON, 2002). Além disso, outras características marcantes estão relacionadas ao alto impulso específico e também ao baixo empuxo.

A medição de empuxo de propulsores com cerca de 1 N ou mais utiliza célula de carga (ARRINGTON; SCHNEIDER, 1990) e (NAVE; COFFEY, 1973). Entretanto, tratando-se de propulsores elétricos, a ordem de grandeza do empuxo pode ser muito inferior a 1 N. Propulsores iônicos operam com empuxo da ordem de dezenas de mN enquanto que PPTs operam com empuxo da ordem de  $\mu\text{N}$  (GOEBEL; KATZ, 2008). Dentro desse contexto, foi necessário desenvolver métodos de medição de empuxo específicos para essa ordem de grandeza.

A balança de torção é um sistema de medição largamente empregado para se medir pequenas forças. A primeira pessoa a concebê-la foi John Mitchell, conforme descrito em (CAVENDISH, 1798) no final do século 18. A balança originalmente tinha um aspecto semelhante àquela mostrada na Figura 2.8.

Figura 2.8 - Balança de torção concebida por John Mitchell

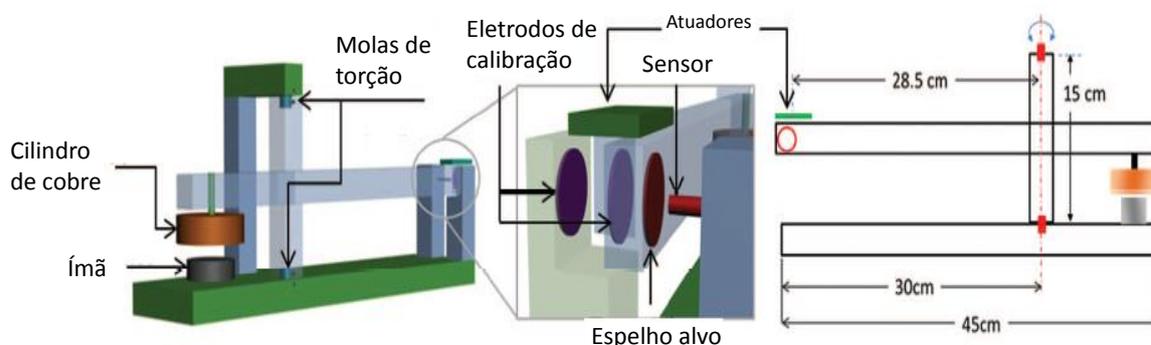


Fonte: Adaptado de Cavendish (1798)

O objetivo era medir a densidade da Terra, porém o inventor da balança faleceu antes de poder usá-la. Desta forma, a balança acabou sendo usada por Henry Cavendish para cumprir tal objetivo. A balança foi feita de madeira com um fio fino e resistente em seu centro para pendurar um braço, que sustenta duas esferas de chumbo de  $50,8 \text{ mm}$  de diâmetro. Próximo a essas esferas, estão outras duas esferas de  $203,2 \text{ mm}$  de diâmetro que são usadas para gerar atração. Se a distância for suficientemente pequena, o braço de madeira que suporta as esferas menores fará um movimento angular que irá torcer o fio, gerando um movimento de oscilação.

Em 2013 foi desenvolvida uma balança de torção por [Soni e Roy \(2013\)](#) com a finalidade de testar micropropulsores para nanosatélites, com uma resolução da ordem de  $10 \text{ nN}$ . A Figura 2.9 mostra o dispositivo, esquematicamente.

Figura 2.9 - Esquema da balança de torção de Soni e Roy (2013)



A imagem à direita representa a vista lateral da balança de torção.

Fonte: Adaptado de Soni e Roy (2013)

Pela Figura 2.9, pode-se notar que há dois pivôs de rotação, que são molas de torção, responsáveis pelo movimento oscilatório da balança após a ação do empuxo do propulsor. Na ponta, de um lado da balança, há um ímã permanente e um bloco cilíndrico de cobre, que são usados para gerar amortecimento ao movimento oscilatório através do fenômeno de geração de correntes circulares no bloco, que gera uma força no sentido contrário ao movimento ao interagir com o campo magnético do ímã. Além disso, esse bloco de cobre ainda serve como contrapeso. E do outro lado há um sensor de deslocamento linear óptico, utilizado para medir a amplitude do movimento. É aplicada uma diferença de potencial nos eletrodos, de forma que seja criada uma força eletrostática conhecida previamente, que é usada na calibração do sensor de deslocamento.

A diferença de comprimento de um lado do braço da balança em relação ao outro lado buscou otimizar a sensibilidade do sistema de medição com as restrições de espaço. Ou seja, um braço mais longo no lado em que o propulsor é testado para que forças pequenas sejam capazes de movimentar a balança e um braço menor para o contrapeso.

A disposição dos eletrodos de calibração é semelhante a um capacitor de placas circulares paralelas. Dada uma diferença de potencial e uma distância entre os eletrodos,

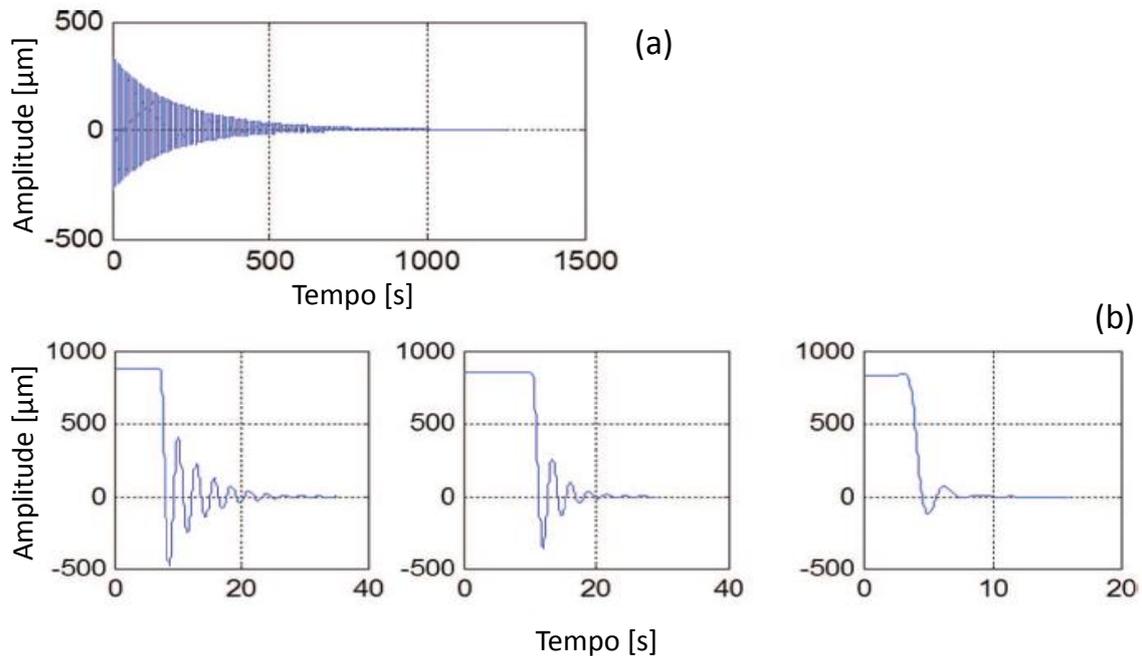
é possível saber qual a força eletrostática entre eles (REITZ et al., 2008).

$$F_e = \frac{1}{2} \epsilon \left( \frac{V}{L_e} \right)^2 A \quad (2.1)$$

Onde  $F_e$  é a força eletrostática entre os eletrodos,  $\epsilon$  é a permissividade elétrica do meio,  $V$  é a diferença de potencial entre os eletrodos,  $L_e$  é a distância entre os eletrodos e  $A$  é a área dos eletrodos.

Sabendo-se a diferença de potencial aplicada, área e distância inicial entre os eletrodos, pode-se determinar a força eletrostática entre eles pela Equação 2.1. Na condição de equilíbrio, os pivôs de torção irão gerar uma força elástica de mesma magnitude que a força elétrica e a constante de mola dos pivôs pode ser calculada. Como se conhece  $F_e$  e o deslocamento linear, a única incógnita é a constante elástica. A Figura 2.10 mostra a resposta da balança a um estímulo com e sem o amortecimento magnético.

Figura 2.10 - Efeito do amortecimento magnético



(a) Oscilação não amortecida e (b) Oscilação amortecida para espaçamentos entre o cobre e o ímã de 0,5 mm a 3 mm.

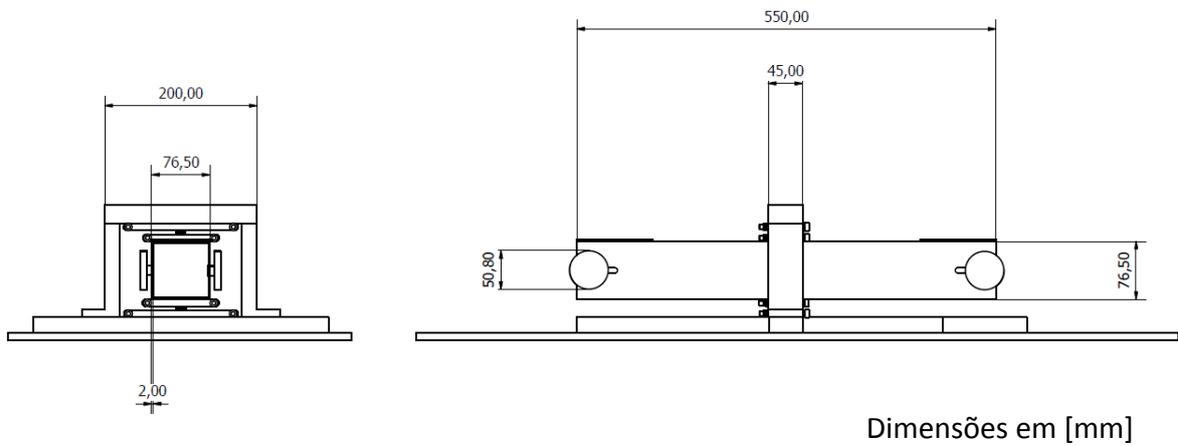
Fonte: Adaptado de [Soni e Roy \(2013\)](#)

Segundo ([WANG et al., 2013](#)), as balanças de torção apresentam algumas vantagens em relação às demais. Estas vantagens estão relacionadas ao fato de que podem suportar o sistema propulsivo todo, a calibração é relativamente simples, a acurácia deste tipo de balança já foi comprovada por diversos autores ([YANG et al., 2012](#)); ([ACOSTA-ZAMORA et al., 2013](#)) e possui boa repetibilidade.

Dentro deste contexto, o presente trabalho apresenta a caracterização em vácuo de uma balança de torção, capaz de medir o impulso de um propulsor. O LCP/LABCP já possui experiência na construção de PPTs e a única maneira de avançar no desenvolvimento desses dispositivos é ter um equipamento capaz de medir seu empuxo e o seu impulso. Essa balança foi desenvolvida por ([ANSELMO, 2017](#)) e apresenta algumas características semelhantes à balança projetada por ([CIARALLI et al., 2013](#)). Ela possui uma resolução de até  $0,05 \mu\text{Ns}$  com uma faixa de medição que varia entre  $14 \mu\text{Ns}$  e  $79 \mu\text{Ns}$ .

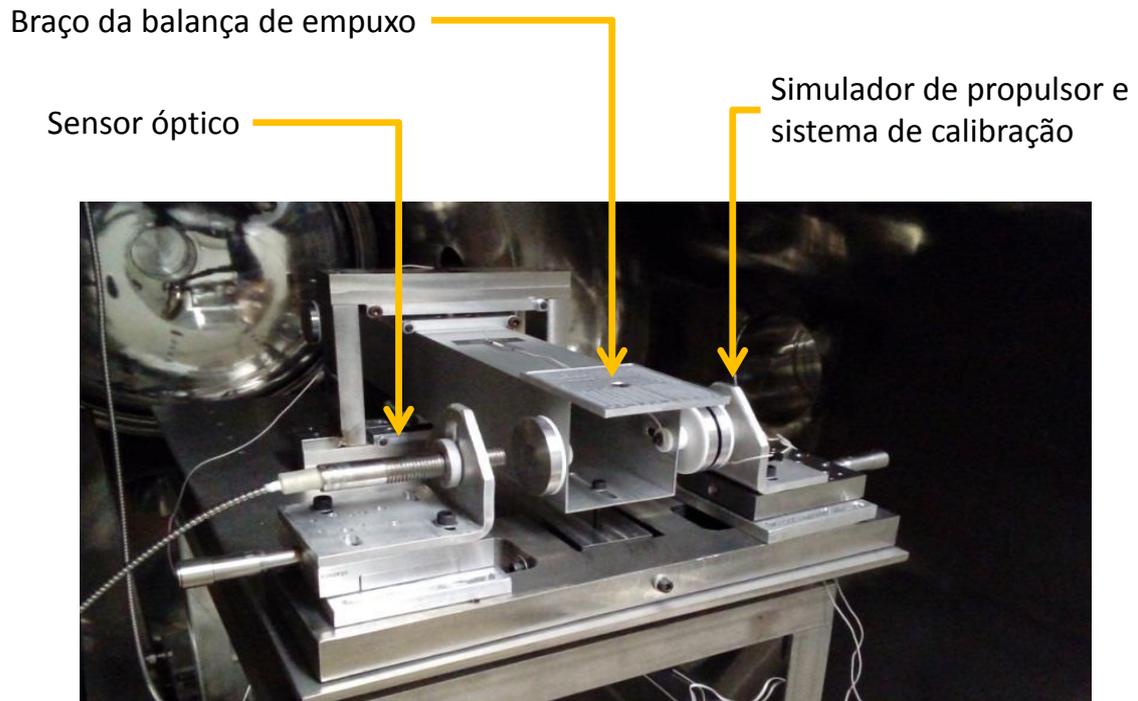
A finalidade da construção desta balança é a medição do impulso e do empuxo de propulsores elétricos, mais especificamente, do tipo PPT atualmente em desenvolvimento no Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE). Além disso, a balança foi projetada para ter um erro inferior a 10 %. A Figura 2.11 mostra um diagrama esquemático da balança, a Figura 2.12 mostra a balança dentro da câmara de vácuo.

Figura 2.11 - Vistas posterior e lateral da balança



Fonte: Produção do autor

Figura 2.12 - Balança de impulso desenvolvida no INPE



Balança desenvolvida no INPE antes das modificações  
Fonte: Produção do autor

Como pode ser visto na Figura 2.12, sobre o suporte do lado esquerdo há o sensor óptico que mede o deslocamento linear. Ele mede a distância entre a extremidade do sensor e a balança, a resposta é fornecida em forma de tensão elétrica. Sua saída é amplificada e então mostrada em um osciloscópio. Do lado direito da balança, Figura 2.12, podem ser vistos dois eletrodos que são utilizados para gerar força eletrostática. Nos experimentos, os eletrodos são utilizados para gerar uma força com forma de pulso quadrado, que serve como um simulador de um propulsor.

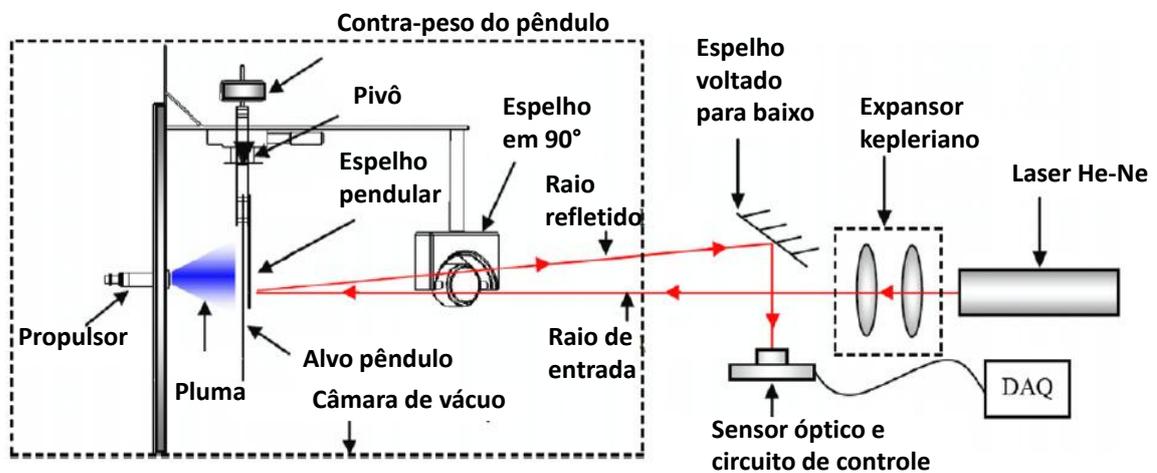
### 2.3 Amortecedor magnético

Quando um metal condutor não-magnético em movimento é imerso em um campo magnético  $\vec{B}$  que varia no tempo ou no espaço, acontece um fenômeno de geração de corrente elétrica circular neste condutor. Essa corrente elétrica circular é responsável por gerar uma força que se opõe ao sentido do movimento do metal (SODANO et al., 2005).

Embora o conceito físico da geração da força de frenagem seja simples de se entender, a solução teórica para se encontrar a força de frenagem envolve a resolução das equações de Maxwell variando no tempo. Essa dificuldade tem afastado os autores de usar uma abordagem analítica para resolver o problema. Todavia, há uma série de aplicações na engenharia que se utilizam do efeito do amortecimento magnético. Sistemas que utilizam este fenômeno são comumente chamados de amortecedores magnéticos e sua utilização vai desde amortecimento da vibração de um sistema de suspensão automotivo (KIM et al., 2001b) ao controle de vibrações laterais em máquinas rotativas (GENTA et al., 1992) até mesmo redução de vibração do ambiente para a utilização de STM (*Scanning and Tunneling Microscope*), que é a visualização de superfícies de materiais através de microscópios que possuem resolução da ordem de grandeza de 10 *pm* (SCHMID; VARGA, 1992).

É descrito em (GRUBIŠIĆ; GABRIEL, 2010) o projeto e o teste de um pêndulo invertido em um suporte cuja função é a medição de empuxo de micropropulsores elétricos da ordem de *mN* a *μN*. O esquema de medição é mostrado na Figura 2.13.

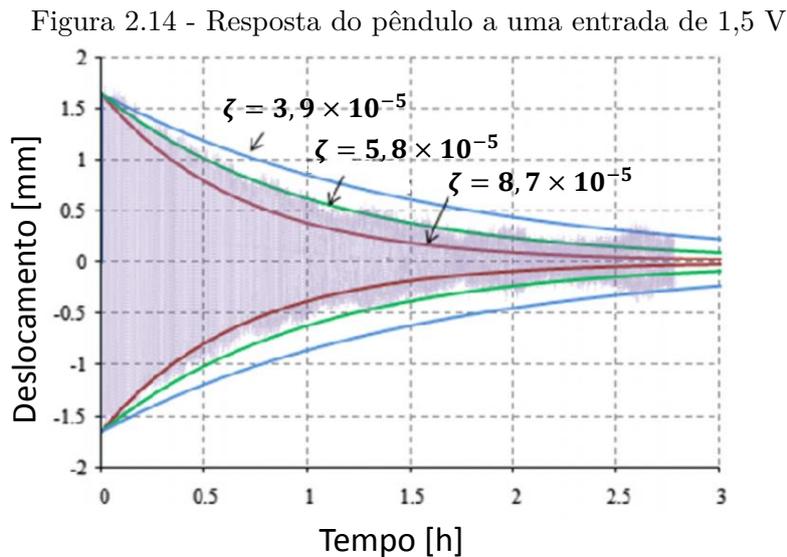
Figura 2.13 - Esquema de medição do pêndulo



Fonte: Adaptado de Grubišić e Gabriel (2010)

A medição do empuxo é baseada na calibração do desvio de laser que o sensor óptico capta devido à movimentação do pêndulo. Este pêndulo consiste de um alvo circular metálico suspenso por um pivô de baixo atrito posicionado em uma placa

acima do alvo circular. Do outro lado do pivô, há um contrapeso que é usado para ajustar a faixa de medição desejada. Mantendo a pressão dentro da câmara em torno de  $5 \times 10^{-4}$  mbar e sem qualquer mecanismo de amortecimento, foi feita uma medição do comportamento transiente da balança a partir de um sinal elétrico forçado de 1,5 V, que representava um empuxo de 1,3 mN em regime permanente. A Figura 2.14 mostra essa medição.



$\zeta$  mostrado nas curvas é a razão de amortecimento da balança e os dados em roxo são os dados originais

Fonte: Adaptado de Grubišić e Gabriel (2010)

Pode-se notar pela Figura 2.14 que a balança voltou a um estado próximo do repouso depois de mais de duas horas do início do estímulo. Usando-se a técnica do decremento logarítmico foi possível encontrar o valor da constante de amortecimento de  $5,8 \times 10^{-5}$ , um valor muito baixo que atrasava o processo de medição. Devido a esses problemas, foi necessário utilizar um mecanismo de dissipação de energia para minimizar estes efeitos.

Foi montado um dispositivo ajustável com ímã na parte de trás da placa alvo. Com esse dispositivo era possível alterar a distância entre estes dois componentes e então analisar sua influência sobre o coeficiente de amortecimento. Dessa forma, foi possível montar a Tabela 2.2.

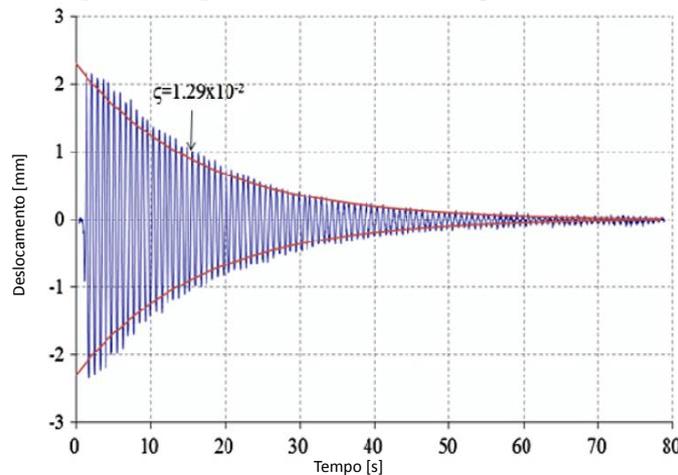
Tabela 2.2 - Resposta do sistema devido ao amortecimento magnético

Separação [mm]	Fator de amortecimento [ $\times 10^{-2}$ ]	Tempo para atingir o repouso
1	6,28	12 s
2,5	1,29	71 s
5	0,217	$\sim 5,5$ min
10	0,00534	$\sim 2,5$ h
Sem amortecedor magnético	0,00579	$\sim 3$ h

Fonte: Adaptado de Grubišić e Gabriel (2010)

A Figura 2.15 mostra a resposta do pêndulo devido a um sinal de entrada na forma de um degrau utilizando-se o amortecedor magnético a uma distância de 2,5 mm. Pode-se notar que a adição do amortecedor magnético diminuiu consideravelmente o tempo de retorno ao repouso do pêndulo assim como a influência do ruído de fundo.

Figura 2.15 - Resposta do pêndulo com a utilização do amortecedor magnético



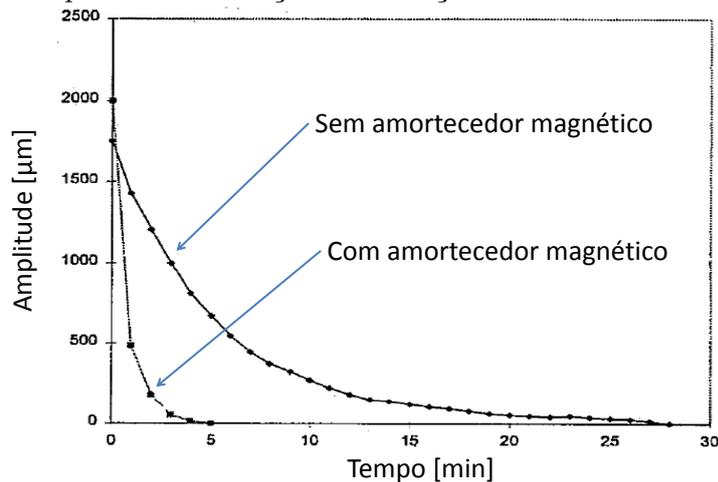
$\zeta$  mostrado nas curvas é a razão de amortecimento da balança com amortecedor magnético

Fonte: Adaptado de Grubišić e Gabriel (2010)

Trabalhos de outros autores mostraram que eletroímãs podem ser utilizados também para gerar o campo magnético necessário para a frenagem magnética. Beiting (1999) utilizou em seu trabalho uma balança de torção vertical, semelhante a um pêndulo

vertical, e sem a utilização de um amortecedor magnético, a balança demoraria em torno de 30 *min* para voltar à condição de repouso. Com o amortecedor magnético funcionando a balança leva aproximadamente 5 *min* para chegar ao repouso, conforme mostra a Figura 2.16.

Figura 2.16 - Amplitude de oscilação da balança vertical com amortecedor magnético



Fonte: Adaptado de Beiting (1999)

Beiting (1999) utilizou uma chapa de cobre na parte de baixo do pêndulo e uma liga de níquel como material para o núcleo do amortecedor magnético. Em torno do núcleo foi enrolada uma bobina com 200 voltas e passada uma corrente elétrica de 4 A. O campo magnético gerado, segundo o autor, foi de 1050 G.

## 2.4 Referencial teórico

São apresentados nesta seção os conceitos teóricos necessários para o entendimento do trabalho. São fornecidas noções de Teoria de Controle, Dinâmica do Pêndulo de Torção, Equações de Maxwell, Estatística e Metrologia.

### 2.4.1 Controle

O objetivo principal deste trabalho é caracterizar em vácuo a resposta dinâmica da balança de impulso desenvolvida no LABCP. Para este fim, esta seção apresenta definições fundamentais como de sistemas lineares, transformada de Laplace, função de transferência, diagrama de blocos e função impulso unitário.

Sistemas lineares são sistemas nos quais o princípio de superposição pode ser aplicado (OGATA; YANG, 2002). O princípio de superposição afirma que a resposta de um sistema devido a diferentes funções, que atuam simultaneamente nesse sistema, pode ser obtida através da soma da resposta de cada função individualmente (OGATA; YANG, 2002). Para um sistema linear, então, pode-se obter a resposta de um sistema complicado, que possui diversas entradas, tratando individualmente cada efeito. Equações diferenciais lineares são aquelas cujos coeficientes são constantes ou são apenas função de uma variável independente  $t$ , como a mostrada na Equação 2.2 (OGATA; YANG, 2002) e (BOYCE; DIPRIMA, 1992).

$$c_0(t)y^{(n)}(t) + c_1(t)y^{(n-1)}(t) + \dots + c_n(t)y(t) = g(t) \quad (2.2)$$

A função de transferência de uma equação diferencial linear invariante no tempo é definida como a razão da transformada de Laplace da saída sobre a transformada de Laplace da entrada, admitindo-se que todas as condições iniciais são nulas (OGATA; YANG, 2002). Suponha-se Equação diferencial 2.3.

$$c_0y^{(n)}(t) + c_1y^{(n-1)}(t) + \dots + c_ny(t) = b_0x^{(m)}(t) + b_1x^{(m-1)}(t) + \dots + b_mx(t) \quad (2.3)$$

Pode-se definir a função de transferência da maneira mostrada, Equação 2.4 (OGATA; YANG, 2002).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_{m-1}s + b_m}{c_0s^n + c_1s^{n-1} + \dots + c_{n-1}s + c_n} \quad (2.4)$$

Neste caso,  $y$  é a variável dependente,  $x$  é a variável independente,  $b_n$  e  $c_n$  são coeficientes constantes.  $G(s)$  é a função de transferência da Equação 2.3,  $Y(s)$  e  $X(s)$  são as transformadas de Laplace da saída e da entrada respectivamente.

Deve-se observar que a função de transferência não fornece qualquer tipo de informação sobre o sistema físico estudado. Diferentes sistemas físicos podem ter a mesma função de transferência. Se a função de transferência de um sistema for conhecida, pode-se estudá-lo para diferentes entradas, caracterizando-o dinamicamente (OGATA; YANG, 2002).

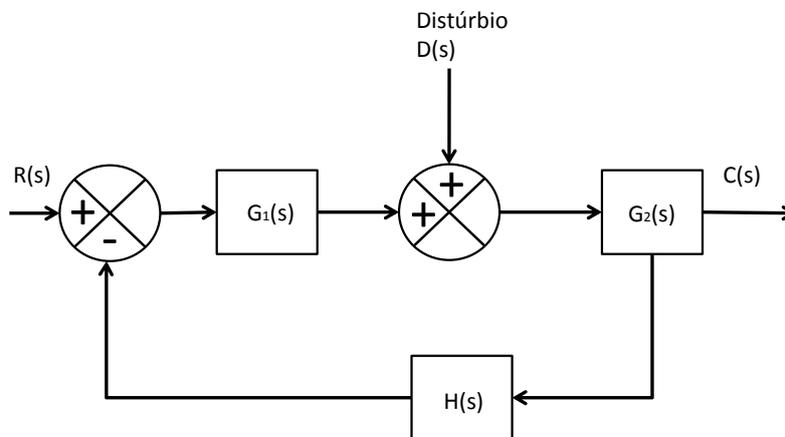
A transformada de Laplace é uma transformada integral cujo objetivo é transformar uma equação diferencial de  $f(t)$ , que possui uma difícil resolução, em uma função de  $F(s)$ . Esta nova equação diferencial é mais simples de ser resolvida. Ao se encontrar a função  $F(s)$ , recupera-se a função  $f(t)$  através da transformada inversa (BOYCE; DIPRIMA, 1992).

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (2.5)$$

A Equação 2.5 mostra a transformada integral que modifica a função  $f(t)$  para a função  $F(s)$ . A função  $F(s)$  está no domínio dos números complexos.

O diagrama de blocos é uma maneira de representar o fluxo de informação e a função de cada componente dentro de um sistema dinâmico (OGATA; YANG, 2002). A Figura 2.17 mostra um exemplo de diagrama de blocos.

Figura 2.17 - Exemplo de diagrama de blocos



A saída  $C(s)$  é a soma dos efeitos do distúrbio e da entrada:  $C(s) = C_D(s) + C_R(s)$

Fonte: Adaptado de Ogata e Yang (2002)

Cada bloco representa um componente e dentro do mesmo está descrita a função de transferência. A Figura 2.17 mostra um sistema dinâmico com realimentação  $H(s)$  e um ponto de somatório. Pode-se ver ainda, na Figura 2.17, a adição de um distúrbio. A função de transferência do sistema completo é determinada somando-se o efeito

individual do distúrbio  $C_{D(s)}$  com o efeito individual da entrada  $C_{R(s)}$ . As Equações 2.6, 2.7 e 2.8 mostram esta operação.

$$\frac{C_D(s)}{D(s)} = \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.6)$$

$$\frac{C_R(s)}{R(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.7)$$

$$C(s) = C_R(s) + C_D(s) = \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} [G_1(s)R(s) + D(s)] \quad (2.8)$$

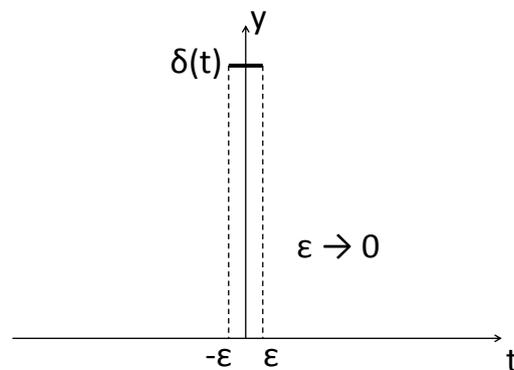
A função impulso unitário é uma função que pode ser definida pelas seguintes propriedades (BOYCE; DIPRIMA, 1992).

$$\delta(t) = 0, \quad t \neq 0 \quad (2.9)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (2.10)$$

A Figura 2.18 mostra a função  $\delta(t)$  diferente de zero no intervalo entre  $-\varepsilon$  e  $\varepsilon$ , onde  $\varepsilon$  é um valor muito pequeno que tende à zero. Fora deste intervalo a função  $\delta(t)$  é igual a zero.

Figura 2.18 - Função impulso unitário

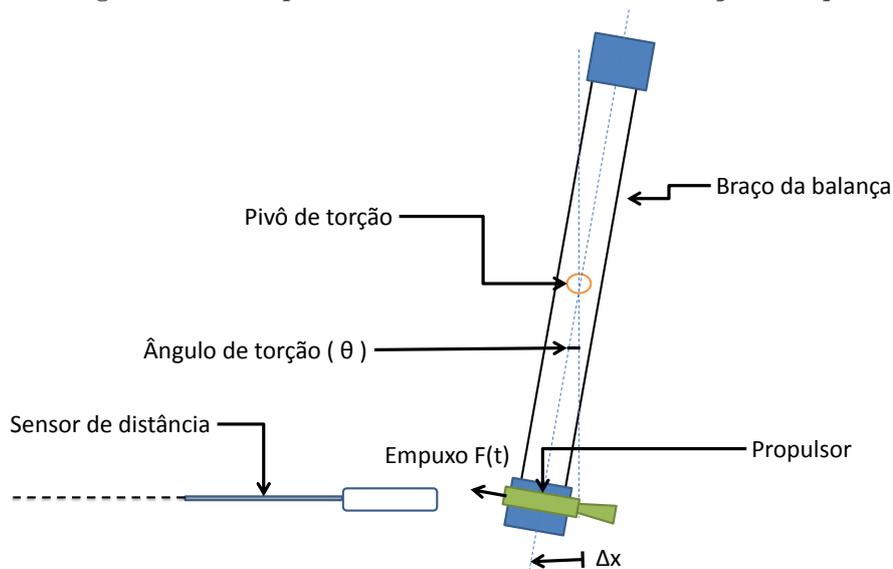


Fonte: Produção do autor

### 2.4.2 Dinâmica do pêndulo de torção

Neste trabalho, a balança de impulso é uma balança de torção. Se o braço da balança se mover, o ângulo  $\theta$  será diferente de zero e por este motivo, o pivô de torção gerará um torque restaurador. A Figura 2.19 ilustra esquematicamente o funcionamento da balança.

Figura 2.19 - Esquema de funcionamento da balança de impulso



$\Delta x$  representa o deslocamento linear no prato da balança

Fonte: Produção do autor

Uma balança de torção, quando sujeita a uma força  $F(t)$ , passa a ter um movimento oscilatório que sempre será amortecido. O amortecimento pode vir do conjunto mecânico no qual a balança está apoiada ou mesmo de um amortecedor magnético ou da resistência do ar.

A balança de empuxo tratada neste trabalho pode medir empuxo de propulsores que trabalham em regime contínuo ou pulsado. Mas para a aplicação específica desta dissertação, o enfoque será dado a propulsores que operam em uma condição de teste de apenas um único pulso, por isso, pode-se dizer que ela estará sujeita apenas a uma força inicial que age por um curto período de tempo.

Do ponto de vista teórico e matematicamente rigoroso, o movimento oscilatório é dito forçado, devido ao impulso inicial dado pelo propulsor que faz a balança sair

de seu estado de repouso. Porém, ao se comparar o tempo de ação do empuxo, visto pelo tempo de descarga de corrente na Figura 2.6, com o tempo de resposta natural da balança, ou mesmo com a ação do amortecedor magnético, vistos na Figura 2.14 e Figura 2.15 respectivamente, nota-se que o tempo de ação do empuxo é muito menor do que o tempo de resposta da balança até chegar na posição de repouso novamente. Dessa forma, para fins práticos, o comportamento da balança será similar à resposta oscilatória não forçada (SYMON, 1971) .

O movimento oscilatório já é bem entendido e seu tratamento pode ser encontrado em diversas referências (SYMON, 1971) e (RAO; YAP, 2011). A balança de torção é tratada como um corpo rígido e visto que apenas uma coordenada angular é suficiente para descrever seu movimento, ela pode ser definida como um sistema com um grau de liberdade. A Equação 2.11 é a equação de movimento para um corpo rígido sujeito a uma força  $F(t)$  (para a dedução ver o Apêndice A).

$$J\ddot{\theta} + c_{ang}\dot{\theta} + k_{ang}\theta = F_{DCE}r_T \quad (2.11)$$

Neste caso,  $\theta$  é o ângulo de giro da balança,  $J$  é o momento de inércia da balança,  $c_{ang}$  é a constante de amortecimento angular,  $k_{ang}$  é a constante elástica angular dos pivôs,  $r_T$  é a distância do propulsor até o eixo de rotação, onde estão os pivôs e  $F_{DCE}$  é a força eletrostática do DCE (Dispositivo de Calibração Eletrostática), que é utilizado para calibrar a balança. Para um sistema subamortecido a solução geral da Equação 2.11 é dada por  $\theta$  em função do tempo.

$$\begin{aligned} \theta(t) = & \frac{\theta_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_d t + \phi_1) + \frac{\dot{\theta}_0}{\omega_d} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_d t) \\ & + \frac{1}{J\omega_d} \int_0^t T(\tau) e^{-\zeta\omega_n(t-\tau)} \sin(\omega_d(t-\tau)) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Onde  $\theta_0$  é o ângulo inicial do movimento,  $\dot{\theta}_0$  é a velocidade angular inicial do movimento,  $\zeta$  é a razão de amortecimento,  $\omega_n$  é a frequência natural de oscilação da balança,  $\omega_d$  é a frequência amortecida da balança,  $\phi_1$  é o ângulo de fase,  $\tau$  é uma variável utilizada na integração (RAO; YAP, 2011).

Se a razão de amortecimento for muito pequena, a frequência amortecida do sistema  $\omega_d$  pode ser substituída pela sua frequência natural  $\omega_n$ . Como o tempo de aplicação da força é muito menor que o tempo da resposta da balança, pode-se considerar que

o sistema se comporta como se não fosse forçado (SYMON, 1971). Do ponto de vista matemático, isso significa que apenas é necessário resolver a parte homogênea da Equação 2.11. O resultado é dado por (RAO; YAP, 2011).

$$\theta(t) = C_1 e^{-\frac{c_{ang}}{2J}t} \sin(\omega_n t) \quad (2.13)$$

E  $C_1$  é uma constante.

Sabe-se que a variação da quantidade de movimento angular entre os dois instantes  $t_1$  e  $t_2$  é igual ao impulso angular (SYMON, 1971). Se o impulso angular for aplicado por um curto período de tempo e for feita a hipótese de que houve um deslocamento desprezível durante este mesmo intervalo de tempo de aplicação do torque, então a quantidade de movimento angular logo após a aplicação do torque  $\tau_T$  é descrito pela Equação 2.14 (SYMON, 1971).

$$J\dot{\theta}_0 = \int \tau_T dt = r_T \int F(t) dt = r_T I_i \quad (2.14)$$

$I_i$  é o impulso inicial.

Derivando-se a Equação 2.13 e substituindo-se as condições iniciais ( $t_i = 0 \rightarrow \dot{\theta}_0 \neq 0$ , sendo  $t_i$  o tempo inicial) a constante  $C_1$  é obtida.

$$\dot{\theta}_0 = C_1 e^{\frac{c_{ang}}{2J}t_i} \omega_n \quad (2.15)$$

$$\rightarrow C_1 = \frac{\dot{\theta}_0}{\omega_n} \quad (2.16)$$

Multiplicando-se o denominador e o numerador do lado direito da Equação 2.16 pelo momento de inércia  $J$  e substituindo a Equação 2.14 na equação resultante, obtém-se a Equação 2.17.

$$C_1 = \frac{\dot{\theta}_0 J}{\omega_n J} = \frac{r_T I_i}{\omega_n J} \quad (2.17)$$

Substituindo-se a Equação 2.17 na Equação 2.13, encontra-se a forma final da solução

da Equação 2.11, com  $t_i = 0$ .

$$\theta(t) = \frac{r_T I_i}{J \omega_n} e^{-\left(\frac{c_{ang}}{2J}\right)t} \sin(\omega_n t) \quad (2.18)$$

A forma gráfica da Equação 2.18 é similar à Figura 2.14.

O impulso do propulsor é obtido experimentalmente através da medição do momento de inércia  $J$ , da frequência natural de oscilação da balança  $f_n$ , do deslocamento máximo do braço da balança  $\Delta x_{max}$ , da distância do DCE até o pivô de torção  $r_T$  e da distância do sensor até o pivô de torção  $r_{sens}$ . Por este motivo, é necessário deduzir uma equação que relacione estes parâmetros físicos, passíveis de serem medidos experimentalmente e o impulso gerado por um propulsor. Fazendo-se a seguinte definição.

$$\theta_{max} = \frac{r_T I_{bit}}{J \omega_n} \quad (2.19)$$

Onde  $I_i$  foi substituído por  $I_{bit}$ .

A frequência de oscilação natural  $\omega_n$  pode ser escrita na forma (RAO; YAP, 2011) seguinte.

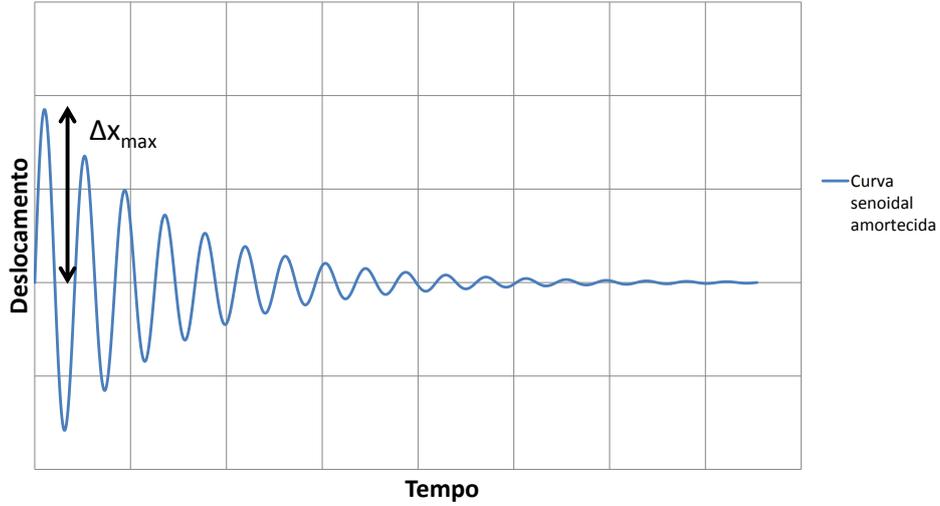
$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{\sqrt{\frac{k_{ang}}{J}}}{2\pi} \quad (2.20)$$

Fazendo-se também a consideração na qual um movimento angular com uma amplitude muito pequena pode ser aproximado por um movimento linear com deslocamento aproximadamente igual ao arco percorrido pelo movimento angular, pode-se escrever a Equação 2.21.

$$\Delta x_{max} = r_{sens} \sin \theta_{max} \Rightarrow \Delta x_{max} \approx r_{sens} \theta_{max} \quad (2.21)$$

Onde  $\Delta x_{max}$  é o deslocamento máximo da balança devido a um impulso e  $\theta_{max}$  seu respectivo ângulo. O deslocamento máximo pode ser visto graficamente na Figura 2.20.

Figura 2.20 - Representação gráfica do deslocamento máximo



Fonte: Produção do autor

Com estas equações deduzidas, pode-se finalmente obter a Equação 2.22 ao substituir a Equação 2.21 e a Equação 2.20 na Equação 2.19. Ela mostra como determinar o impulso a partir do deslocamento máximo do braço da balança  $\Delta x_{max}$  a uma distância  $r_{sens}$  do pivô de torção. Esse sensor é capaz de medir o deslocamento da balança com resolução micrométrica (CIARALLI et al., 2013).

$$I_{bit} = \frac{J2\pi f_n \Delta x_{max}}{r_T r_{sens}} \quad (2.22)$$

Onde  $r_{sens}$  é a distância do sensor óptico em relação ao eixo de rotação da balança. Com exceção do momento de inércia  $J$ , os demais parâmetros da Equação 2.22 podem ser medidos experimentalmente.

### 2.4.3 Sistemas de segunda ordem

A Equação 2.11 pode ser resolvida utilizando-se a transformada de Laplace.

$$[J(s^2 - s\theta_0 - \dot{\theta}_0) + c_{ang}(s - \theta_0) + k_{ang}]\Theta(s) = r_T F(s) \quad (2.23)$$

$$(Js^2 + c_{ang}s + k_{ang})\Theta(s) = r_T F(s) \quad (2.24)$$

A Equação 2.24 é válida para o caso em que as condições iniciais são nulas. Passando a variável  $F(s)$  para o lado esquerdo da equação, obtém-se a Equação 2.25.

$$\frac{\Theta(s)}{F(s)} = \frac{r_T}{Js^2 + c_{ang}s + k_{ang}} \quad (2.25)$$

Através de manipulações matemáticas da Equação 2.25, pode-se obter a Equação 2.26.

$$\frac{\Theta(s)}{F(s)} = \frac{\frac{r_T}{J}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.26)$$

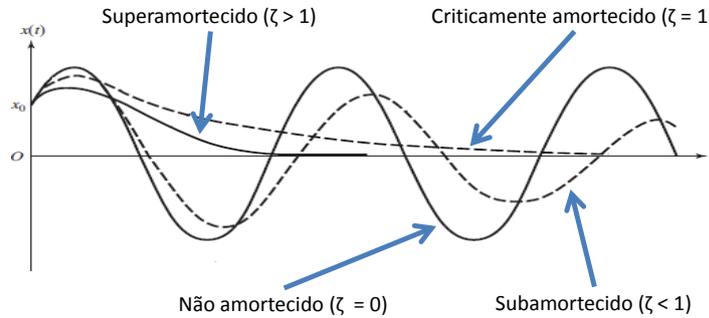
Onde a razão de amortecimento  $\zeta$  é definida conforme a Equação 2.27.

$$\zeta = \frac{c_{ang}}{c_c} \quad (2.27)$$

$$c_c = 2J\omega_n \quad (2.28)$$

onde  $c_c$  é a constante de amortecimento crítico. Se a constante de amortecimento angular  $c_{ang}$  for menor que a constante de amortecimento crítico  $c_c$ , o movimento é dito subamortecido ( $\zeta < 1$ ). Caso a constante de amortecimento angular tenha o mesmo valor da constante de amortecimento crítico, o movimento é dito criticamente amortecido ( $\zeta = 1$ ) e caso esteja acima, o movimento é dito superamortecido ( $\zeta > 1$ ). A Figura 2.21 mostra a resposta dinâmica de sistemas subamortecidos, criticamente amortecidos e superamortecidos (RAO; YAP, 2011).

Figura 2.21 - Resposta dinâmica de sistemas subamortecidos, criticamente amortecidos e superamortecidos



Fonte: Adaptado de Rao e Yap (2011)

Se o sistema for amortecido, então a frequência de oscilação é função da razão de amortecimento, conforme está descrito na Equação 2.29.

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (2.29)$$

Pela Equação 2.29, nota-se que a frequência de oscilação amortecida é menor do que a frequência de oscilação natural do sistema.

A Equação 2.26 e a Equação 2.11 são equivalentes, porém a Equação 2.11 está representada no domínio do tempo, enquanto que a Equação 2.26 está formulada no domínio da frequência. A Equação 2.26 representa um sistema de segunda ordem.

A razão de amortecimento  $\zeta$  pode ser determinada experimentalmente através de uma técnica chamada decremento logarítmico. O decremento logarítmico representa a taxa na qual a amplitude de uma oscilação com amortecimento decai e é definida como o logaritmo da razão de duas amplitudes sucessivas quaisquer (RAO; YAP, 2011). A razão de amortecimento é determinada a partir das Equações 2.31 e 2.30 (RAO; YAP, 2011).

$$\delta_{dl} = \frac{1}{N} \ln \left( \frac{x_1}{x_{N+1}} \right) \quad (2.30)$$

$$\zeta = \frac{\delta_{dl}}{\sqrt{(2\pi)^2 + \delta_{dl}^2}} \quad (2.31)$$

Onde a constante  $N$  é o número de picos posteriores ao primeiro,  $x_{N+1}$  é n-ésimo pico de oscilação consecutivo ao pico  $x_1$

#### 2.4.4 Fundamentos de Eletromagnetismo

As bases do eletromagnetismo são um conjunto de equações de raízes empíricas e teóricas que foram organizadas por James Clark Maxwell no século 19. Este autor foi considerado o fundador da teoria eletromagnética como ela é conhecida atualmente cujos resultados levaram à descoberta das ondas eletromagnéticas, (SADIKU, 2014) e (MAXWELL, 1881). Maxwell também foi responsável pelo conceito de corrente de deslocamento introduzido na Lei de Ampère. As equações de Maxwell (SADIKU, 2014) estão representadas nas equações seguintes.

$$\oint_S \vec{D}_e \cdot d\vec{S} = \int_V \rho_V dV \rightarrow \nabla \cdot \vec{D}_e = \rho_V \quad (2.32)$$

Onde  $\vec{D}_e$  é o deslocamento elétrico,  $d\vec{S}$  é o vetor normal à superfície  $S$  e  $\rho_V$  é a densidade de carga volumétrica. Chamada de Lei de Gauss, a Equação 2.32 relaciona a componente normal do campo elétrico sobre uma superfície fechada e a carga total contida dentro dessa superfície. O lado esquerdo da forma integral da equação de Gauss é também chamado de fluxo de campo elétrico através da superfície  $S$ . Fisicamente, a Equação 2.32 pode ser interpretada como sendo: o fluxo de campo elétrico sobre uma superfície fechada deve ser igual à carga total contida sobre a mesma superfície (SADIKU, 2014). A equação na forma diferencial pode ser obtida utilizando o teorema do divergente sobre o termo do lado esquerdo da Equação 2.32 na forma integral (REITZ et al., 2008).

A Equação 2.33 mostra que o fluxo magnético em uma superfície fechada é sempre nulo, independente de qual superfície seja, isso significa que não pode haver um polo magnético isolado (SADIKU, 2014).

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \rightarrow \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.33)$$

Onde  $\vec{B}$  é o vetor campo magnético.

A Equação 2.34 mostra a Lei de Faraday.

$$\oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \left( \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \right) \rightarrow \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.34)$$

Onde  $\vec{E}$  é o vetor campo elétrico,  $d\vec{l}$  é um vetor infinitesimal de módulo  $dl$  sobre o caminho fechado L.

Os experimentos de Faraday no século 19 mostraram que corrente elétrica poderia ser criada através de campos magnéticos que variam no tempo, mas campos estáticos não poderiam criar correntes. Segundo Faraday, a força eletromotriz em um circuito fechado é oposta à taxa de variação do fluxo magnético no tempo (SADIKU, 2014).

O sinal de menos na Equação 2.34 significa fisicamente que a direção da força eletromotriz induzida é tal que ela tende a se opor à mudança daquilo que produziu ela (REITZ et al., 2008). É importante salientar que a equação de Faraday é uma equação experimental independente e não pode ser derivada através de outras leis experimentais, ou ainda através das equações de conservação de energia (REITZ et al., 2008).

A Equação 2.35 representa a Lei Circuital de Ampère.

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \left( \vec{J}_e + \frac{\partial \vec{D}_e}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S} \rightarrow \nabla \times \vec{H} = \vec{J}_e + \frac{\partial \vec{D}_e}{\partial t} \quad (2.35)$$

Onde  $\vec{H}$  é o vetor intensidade magnética e  $\vec{J}_e$  é a densidade de corrente.

A Equação 2.35 pode ser obtida através da aplicação da operação do rotacional à equação de Biot-Savart, mostrada na Equação 2.36 (REITZ et al., 2008).

$$\vec{B}(\vec{r}_2) = \frac{\mu_0}{4\pi} I_1 \oint_l \frac{d\vec{l}_1 \times (\vec{r}_2 - \vec{r}_1)}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|^3} \quad (2.36)$$

Onde  $\vec{r}_2$  é a distância do circuito 2 até a origem,  $\vec{r}_1$  é a distância do circuito 1 até a origem,  $I_1$  é a corrente elétrica que flui no circuito 1 e  $d\vec{l}_1$  é um comprimento infinitesimal do comprimento total  $l$  do circuito 1.

Utilizando esta dedução ainda não se obtém o termo da corrente de deslocamento,

que foi introduzido posteriormente por Maxwell. A Lei de Ampère afirma que a integral de linha da componente tangencial do campo magnético sobre um contorno fechado é igual à corrente elétrica dentro do contorno.

Através da Lei de Ampère, Equação 2.35, pode-se deduzir a relação entre o campo magnético em um circuito magnético e a corrente elétrica utilizada para gerar o circuito (REITZ et al., 2008). A relação mostra que a intensidade do campo magnético  $\vec{B}$  é proporcional à corrente elétrica  $I$ , ou seja, a relação é linear. Essa relação é importante neste trabalho, pois modela o campo magnético gerado pelo amortecedor magnético em função da corrente.

Outras equações também estão associadas às equações de Maxwell, como as seguintes.

$$\vec{F}_{em} = Q(\vec{E} + \vec{u}_p \times \vec{B}) \quad (2.37)$$

$$\vec{D}_e = \epsilon \vec{E} \quad (2.38)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.39)$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} + \rho_V \vec{u}_p \quad (2.40)$$

Onde  $\vec{F}_{em}$  é a força de Lorentz,  $Q$  é a carga da partícula,  $\vec{u}_p$  é a velocidade da partícula,  $\epsilon$  é a permissividade elétrica,  $\mu$  é a permeabilidade magnética e  $\sigma$  é a condutividade elétrica do meio.

A Equação 2.37 é a equação de força de Lorentz. Ela mostra a força sentida por uma partícula carregada com velocidade  $\vec{u}_p$  imersa em um campo elétrico e magnético. Também relaciona a força mecânica com a força elétrica (SADIKU, 2014), conforme mostra a Equação 2.41.

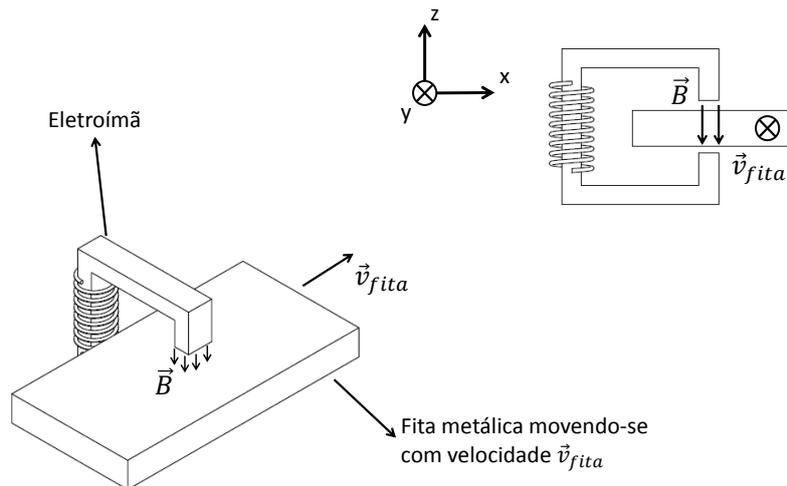
$$m \frac{d\vec{u}_p}{dt} = Q(\vec{E} + \vec{u}_p \times \vec{B}) \quad (2.41)$$

As Equações 2.38, 2.39 e 2.40 são chamadas de equações constitutivas e fecham o conjunto de equações que são necessárias para resolver as equações de Maxwell (SADIKU, 2014).

### 2.4.5 Amortecedor magnético

Wiederick et al. (1987) sugeriram uma abordagem teórica simplificada do problema de geração de corrente circular e da força resultante deste fenômeno. O campo magnético induzido por esta corrente induzida deve se opor à variação do campo magnético que induziu a corrente elétrica e para que isto ocorra a corrente induzida deve ser circular. O problema discutido foi de uma fita metálica percorrendo a abertura entre duas pontas de forma retangular de um eletroímã, esquema mostrado na Figura 2.22.

Figura 2.22 - Fita metálica infinita atravessando um eletroímã



O sentido do vetor  $\vec{v}_{fita}$  está apontado para o sentido positivo do eixo y

Fonte: Produção do autor

O objetivo da abordagem do problema é fazer uma analogia a um circuito elétrico, com uma bateria de força eletromotriz  $\epsilon_{el}$  e resistência interna  $r_{el}$ , em série com um circuito composto de um resistor de resistência  $R$  percorrido por uma corrente  $I$ .

O primeiro passo para se calcular a força de amortecimento é achar qual é a magnitude de  $I$ . Para se calcular esse parâmetro, é necessário fazer a consideração de

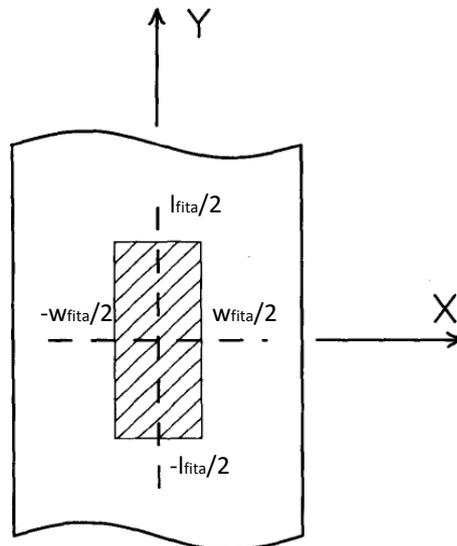
que a velocidade com que a fita metálica se movimenta é tão pequena que o campo gerado pela corrente induzida  $I$  não interfere no campo magnético gerado pelo eletroímã. Sob outra perspectiva, isso significa que a velocidade da fita metálica deve ser bem menor do que a velocidade característica  $v_c$  da corrente circular induzida. Os autores utilizaram a técnica de análise dimensional para determinar qual o valor da velocidade característica e achou-se a seguinte equação para  $v_c$ .

$$v_c = \frac{2}{\sigma \mu \delta} \quad (2.42)$$

Onde  $\sigma$  é a condutividade elétrica da fita metálica,  $\delta$  é a espessura da mesma e  $\mu$  é a permeabilidade magnética no ar.

A força de amortecimento é calculada para o caso hipotético de uma fita metálica infinita. Considera-se que essa fita metálica atravessa a lacuna de um eletroímã em forma de  $C$  com uma velocidade  $v_{fita}$  na direção  $y$ , conforme mostra a Figura 2.23.

Figura 2.23 - Seção da fita metálica infinita atravessando um eletroímã



Fonte: Adaptado de Wiederick et al. (1987)

A área listrada de comprimento  $l_{fita}$  e largura  $w_{fita}$  representa a área no qual o campo magnético do imã atravessa a fita metálica. Considera-se que a lacuna entre os dois polos do eletroímã é tão pequeno que o único componente relevante para a análise

é aquele que está na direção  $z$ . Os efeitos de borda também não são considerados, o que implica dizer que comprimento da fita é muito maior do que  $w_{fita}$ , em outras palavras, trata-se de um campo magnético uniforme na direção  $z$  com intensidade  $B_0$ . Ao se ligar o eletroímã, o campo na direção  $z$  aparece e juntamente com a corrente elétrica induzida na fita metálica cujo vetor é calculado através da Lei de Ohm e da força de Lorentz, semelhante à Equação 2.40, resultando na Equação 2.43.

$$\vec{J}_e = \sigma(\vec{E} + \vec{v}_{fita} \times \vec{B}) \quad (2.43)$$

Onde  $\vec{E}$  é o campo elétrico induzido,  $\vec{B}$  é o campo magnético do eletroímã e  $\vec{v}_{fita}$  é o vetor velocidade da placa metálica e  $\vec{J}_e$  é a densidade de corrente induzida.

Se  $l_{fita} \gg w_{fita}$ , então  $\vec{J}_e$  pode ser considerado uniforme e terá a configuração expressa pela Equação 2.44.

$$\vec{J}_e = \vec{i} \frac{I}{\delta l_{fita}} \quad (2.44)$$

O campo elétrico pode ser calculado conforme a Equação 2.45.

$$\vec{E} = -\vec{i} \frac{V}{w_{fita}} \quad (2.45)$$

Onde  $V$ , neste caso, é a diferença de potencial ao longo de  $w_{fita}$  e pode ser escrito conforme a Equação 2.46.

$$V = \epsilon_{el} - r_{el}I \quad (2.46)$$

Onde  $\epsilon_{el}$  e  $r_{el}$  são definidos conforme a Equação 2.47 e Equação 2.48 respectivamente.

$$\epsilon_{el} = v_{fita} B_0 w_{fita} \quad (2.47)$$

e

$$r_{el} = \frac{w_{fita}}{\sigma \delta l_{fita}} \quad (2.48)$$

As Equações 2.46, 2.47 e 2.48 representam um circuito equivalente ao problema posto. O parâmetro  $\epsilon_{el}$  seria a força eletromotriz, calculada devido à indução do campo magnético e  $r_{el}$  é a resistência à passagem de corrente elétrica dentro da região listrada. Conhecendo-se a relação básica descrita pela Equação 2.49, pode-se isolar  $I$  das equações acima, conforme indicado a seguir.

$$V = RI \quad (2.49)$$

$$I = \alpha \sigma B_0 l_{fita} \delta v_{fita} \quad (2.50)$$

Onde

$$\alpha = \left(1 + \frac{R}{r_{el}}\right)^{-1} \quad (2.51)$$

$R$  é a resistência do circuito da região externa à área listrada. Este parâmetro pode ser calculado teoricamente, contudo por ser muito complexo não foi mostrado, visto que fugiria do objetivo do autor, que era de manter uma abordagem simples. Porém,  $R$  pode ser determinado alternativamente através de medições.

A força exercida pelo amortecedor magnético na fita metálica pode ser determinada através da integral da Equação 2.52.

$$\vec{F} = \int \vec{J}_e \times \vec{B} d\tau = \vec{j} \alpha \sigma l_{fita} w_{fita} \delta B_0^2 v_{fita} \quad (2.52)$$

Os resultados experimentais e os detalhes do cálculo de  $R$  que corroboram a abordagem acima podem ser vistos na referência. O aspecto importante mostrado por [Wiederick et al. \(1987\)](#) está no fato de fornecer um detalhamento físico maior no que diz respeito aos parâmetros que influenciam esse fenômeno, que possui diversas aplicações.

#### 2.4.6 Definições básicas de Metrologia

Esta seção aborda algumas definições básicas de Metrologia que são referidas ao longo do trabalho. Tem por objetivo tornar claro os conceitos nos quais o cálculo de incertezas se baseia.

Exatidão de uma medição é definida como o grau de concordância entre o valor medido e o valor verdadeiro de um mensurando, não deve ser confundida com veracidade e precisão (INMETRO, 2012). Veracidade é o grau de concordância entre a média de infinitos valores medidos e um valor de referência. A veracidade de medição é inversamente relacionada ao erro sistemático e não possui relação com o erro aleatório (INMETRO, 2012).

A precisão de uma medição é o grau de concordância entre valores medidos, obtidos por medições repetidas, em mensurandos similares ou no mesmo mensurando, em uma determinada condição (INMETRO, 2012). A precisão é geralmente expressa pelo desvio-padrão, variância ou coeficiente de variação e é utilizada para definir repetibilidade de medição.

Repetibilidade de medição é a precisão de medição sob um conjunto de condições de repetibilidade, isto é, a medição é feita utilizando o mesmo procedimento, os mesmos operadores, o mesmo sistema de medição no mesmo local e com medições repetidas.

Erro sistemático é um componente do erro de medição que varia de maneira previsível ou permanece constante (INMETRO, 2012). Neste tipo de erro, pode-se aplicar uma correção para compensar o erro sistemático que seja conhecido. O erro aleatório é um componente do erro de medição que varia de maneira imprevisível (INMETRO, 2012). Em um dado conjunto de medições repetidas, o erro aleatório assume uma distribuição que pode ser descrita numericamente pela esperança, que se assume ser zero geralmente, e pela variância (INMETRO, 2012).

Incertezas do tipo A são aquelas provenientes de análise estatística dos valores medidos, em uma determinada condição de medição. A análise estatística deste trabalho utiliza a média e o desvio-padrão de um conjunto de valores experimentais. Para detalhes na determinação da incerteza do tipo A ver Apêndice B.

Incertezas do tipo B são aquelas avaliadas de diferentes formas que não sejam a incertezas do tipo A, ou seja, não são determinadas através de análises estatísticas (INMETRO, 2012). Nesse trabalho a incerteza do tipo B foi avaliada a partir das seguintes informações : experiência pessoal do operador, valores obtidos do próprio

manual do instrumento de medição.

Incerteza-padrão combinada é a incerteza-padrão obtida ao se utilizarem incertezas-padrão individuais associadas a uma variável, levando em consideração às correlações existentes entre elas (INMETRO, 2012). A incerteza de medição expandida é o produto da incerteza-padrão combinada por um fator de abrangência (INMETRO, 2012), que é o termo *t-Student* caso a distribuição estatística das medições seja uma curva normal. O intervalo de abrangência é um intervalo no qual os valores verdadeiros de um mensurando estão contidos com uma probabilidade determinada (INMETRO, 2012). Neste trabalho a probabilidade determinada foi de 95 %. Para os detalhes na determinação da incerteza expandida ver Apêndice B.

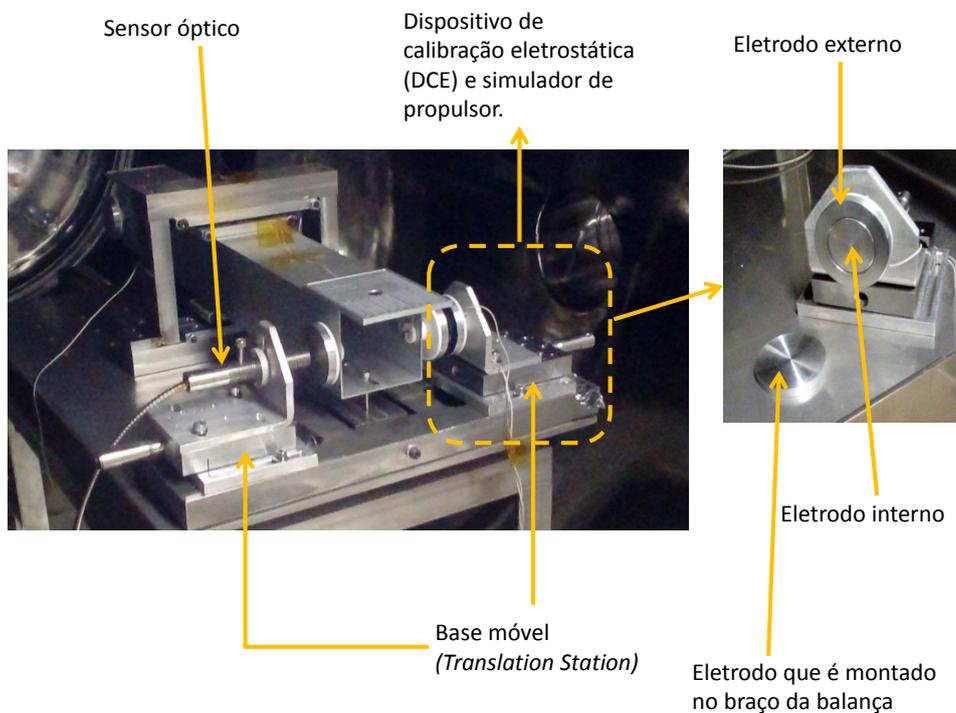
### 3 METODOLOGIA

Neste Capítulo são abordados a metodologia e os materiais utilizados para se fazer a calibração dos eletrodos do DCE, simulador de propulsor, amortecedor magnético, equipamentos de vácuo e experimentos. Também é abordada a metodologia de cálculo empregada para se determinar a força de amortecimento do amortecedor magnético e a função de transferência da balança de impulso.

#### 3.1 Calibração dos eletrodos

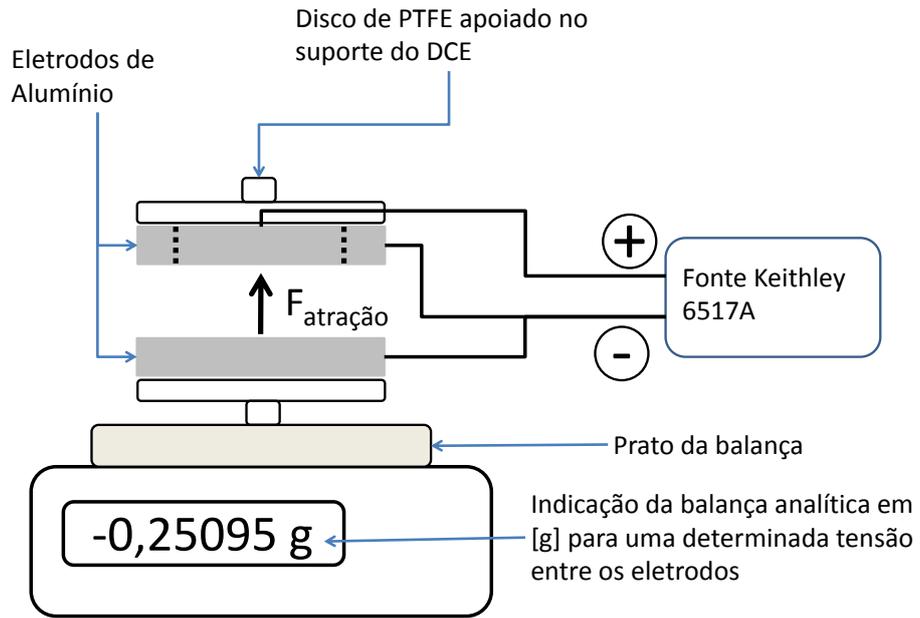
A calibração é o procedimento de se determinar a relação entre a força eletrostática dos eletrodos do DCE e a diferença de potencial elétrico aplicado entre eles, conforme a Equação 2.1. Anselmo (2017) realizou uma calibração utilizando uma base móvel que não era adequada à operação em vácuo, mas devido à utilização de uma base móvel específica para vácuo neste trabalho, houve a necessidade de uma nova calibração. A Figura 3.1 mostra os eletrodos montados na balança juntamente com o DCE, a Figura 3.2 mostra esquematicamente a calibração e a Figura 3.3 mostra a bancada de calibração.

Figura 3.1 - DCE montado na estrutura da balança



Fonte: Produção do autor

Figura 3.2 - Diagrama esquemático da calibração do DCE



Fonte: Produção do autor

Figura 3.3 - Bancada de calibração do DCE



Fonte: Produção do autor

A metodologia adotada na calibração do DCE assim como sua montagem e ajuste na estrutura da balança é mostrada no diagrama de blocos da Figura 3.4.

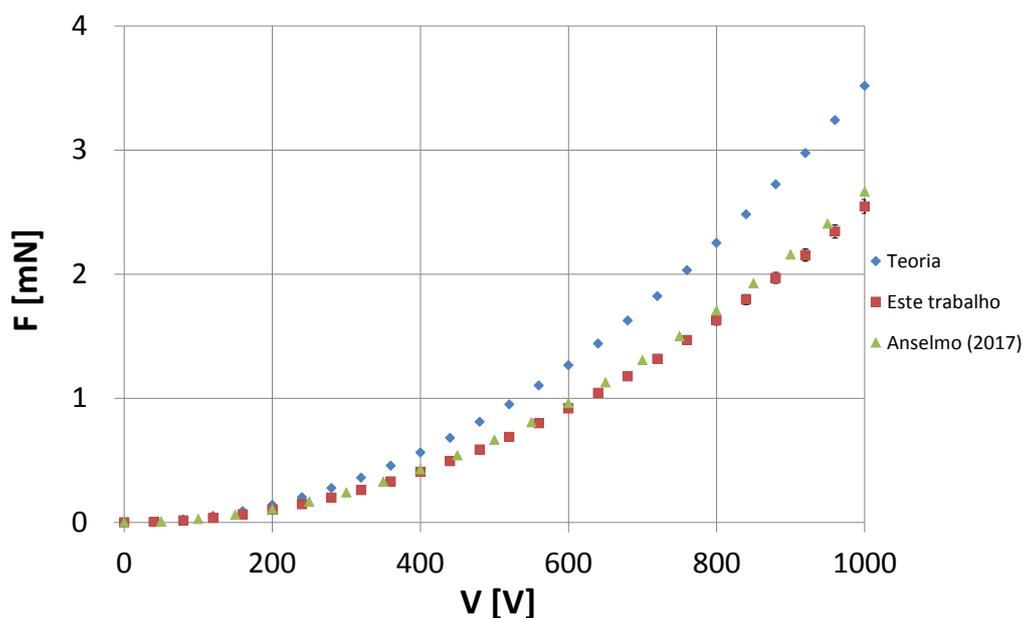
Figura 3.4 - Diagrama de blocos da sequência de procedimentos até o experimento



Fonte: Produção do autor

Para a calibração do DCE foi utilizada a balança analítica Shimadzu AUY220, com capacidade máxima de 220  $g$  e resolução máxima de 0,1  $mg$ . Antes de se iniciar as medições, o DCE foi cuidadosamente colocado sobre o prato da balança analítica e seus eletrodos colocados em paralelo. Foram conectados fios entre os eletrodos do DCE e a fonte Keithley 6517A. A tensão da fonte variou entre 0  $V$  e 1000  $V$  que eram ajustados na própria fonte. Para cada tensão da fonte, a balança indicava um valor em  $[g]$  que era anotado e posteriormente convertido em  $mN$ . Seguindo esta metodologia, construiu-se a curva de calibração da Figura 3.5.

Figura 3.5 - Curva de calibração do DCE



Teoria: corresponde à Equação 2.1 utilizando a área do eletrodo menor, a distância entre os eletrodos e a permissividade elétrica para a condição atmosférica.

Fonte: Produção do autor

Pela Figura 3.5, nota-se que houve pouca diferença entre a nova calibração e aquela feita por Anselmo (2017). Porém, a diferença entre o valor teórico e experimental aumentou. O motivo desta diferença é a exatidão do ajuste da distância do micrômetro utilizado e o valor teórico é aproximado.

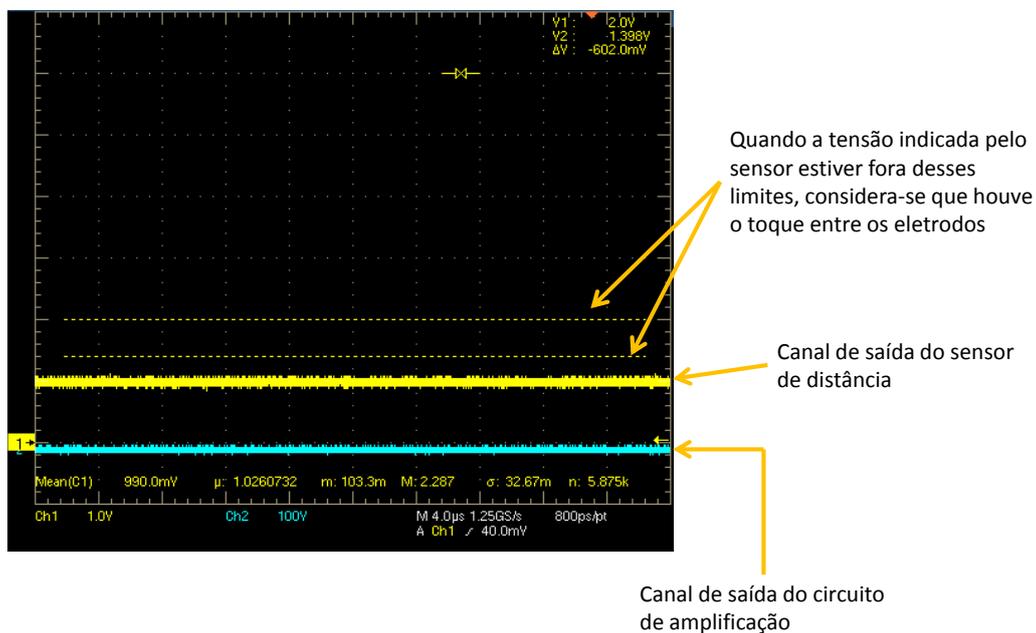
A montagem do DCE na estrutura da balança consistiu em aproximar sua base móvel próxima à ponta do braço da balança e garantir que houvesse paralelismo entre as superfícies dos eletrodos. Para cumprir este objetivo, foi utilizada uma folha de alumínio retangular sob a base móvel. Após este procedimento, a base móvel do DCE foi parafusada na estrutura da balança, conforme mostra a Figura 3.1. Todos os cabos que conectam o DCE até o passador elétrico da câmara de vácuo foram trocados por cabos com isolamento de PTFE, adequados para operar em vácuo.

O ajuste do DCE consistiu em afastar seus eletrodos a uma distância de 1 mm. Utilizou-se esta distância, pois a mesma foi utilizada na calibração sobre a balança analítica. Esse ajuste foi feito com ajuda do sensor de deslocamento, conforme des-

crito a seguir.

Com a balança em repouso, os eletrodos do DCE foram aproximados até que houvesse o toque entre eles. O toque fazia com que a balança se deslocasse o suficiente para que o sensor detectasse uma diminuição de tensão e fosse percebido pelo osciloscópio. No osciloscópio foram definidos limites de tensão, conforme indica a Figura 3.6.

Figura 3.6 - Toque entre os eletrodos



Se não houver o toque entre os eletrodos, o sinal de saída do osciloscópio fica dentro dos limites indicados pelo cursor (linhas tracejadas).

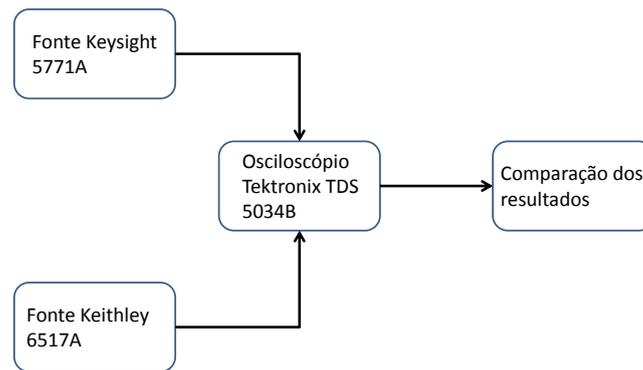
Fonte: Produção do autor

Caso a oscilação da balança fizesse com que o limite inferior de tensão fosse ultrapassado, considerava-se que o toque havia ocorrido. Com essa indicação, afastavam-se os eletrodos em 1 mm. Com este procedimento realizado, o DCE estava pronto para os experimentos.

Foi feita uma calibração da fonte *Keithley* modelo 6517A, que foi utilizada para

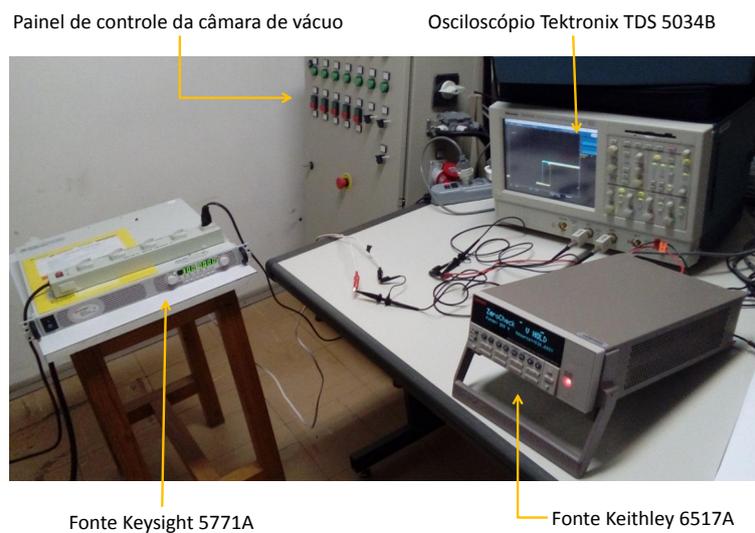
calibrar os eletrodos na balança analítica. Foi utilizada a fonte da *Keysight* modelo 5771A recém-adquirida pelo LABCP que continha um certificado válido de calibração. A Figura 3.7 mostra esquematicamente a calibração da fonte e a Figura 3.8 o processo de calibração.

Figura 3.7 - Configuração para a calibração da fonte *Keithley* 6517A



Fonte: Produção do autor

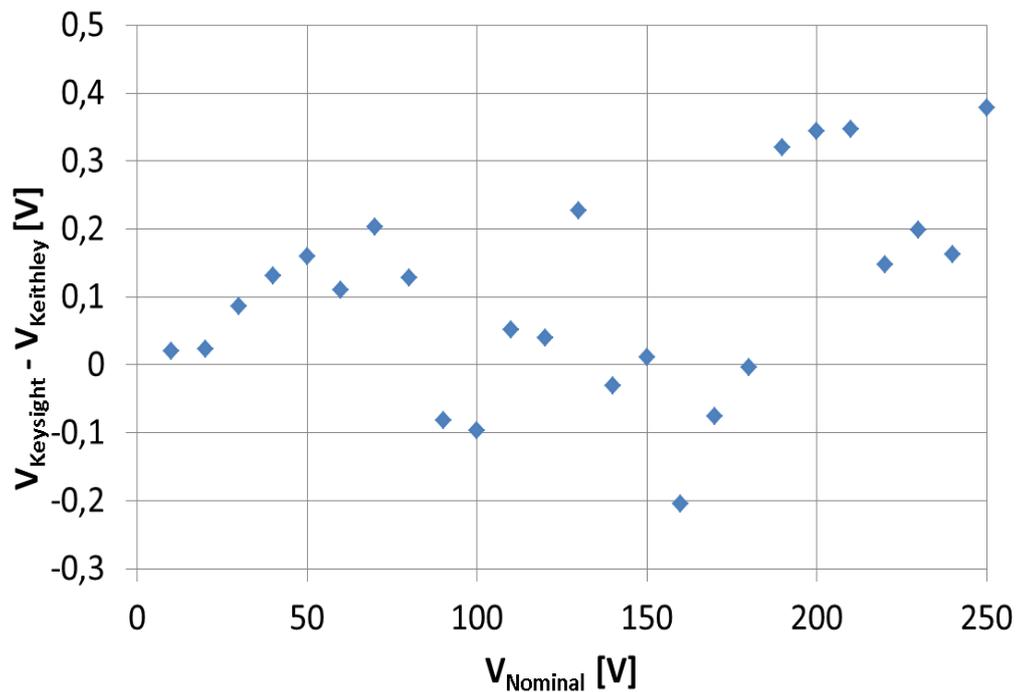
Figura 3.8 - Processo de calibração da fonte *Keithley* 6517A



Fonte: Produção do autor

Para a calibração da fonte *Keithley* foi adotada a seguinte metodologia. Primeiramente, ambas as fontes foram conectadas ao osciloscópio no canal 1 e canal 2, então se ajustou a tensão das fontes no valor desejado. Esses valores variaram entre 0 V e 250 V que corresponde à região de maior interesse de operação para os testes. Com o cursor do osciloscópio, mediu-se a média do sinal e os valores de tensão para ambas as fontes foram anotados. Ao todo foram feitas 5 repetições para cada fonte e o gráfico mostrado na Figura 3.9 foi obtido.

Figura 3.9 - Diferença das tensões das fontes *Keithley* e *Keysight* até 250 V



Fonte: Produção do autor

Os resultados mostraram que não houve diferença perceptível entre os valores medidos por ambas as fontes. Em 0 V, as fontes apresentaram um *offset* de aproximadamente 2,1 V para a fonte *Keithley* e de aproximadamente 1,6 V para a fonte *Keysight*, como o valor de 0 V não é utilizado durante as medições, essa diferença não foi prejudicial.

A Figura 3.9 mostra em detalhes a diferença entre o valor medido pela fonte *Keithley* e a fonte *Keysight*, que foi usada como referência. Sem considerar o ponto de 0 V,

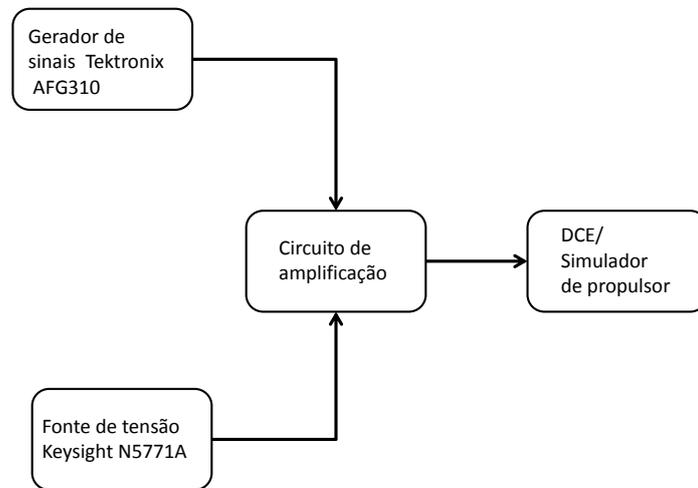
a maior diferença entre as fontes foi menor que  $0,378 V$  para  $250 V$ . A incerteza-padrão expandida máxima obtida para as medições feitas com a fonte *Keithley* foi de  $2,5 V$  para  $230 V$  e com a fonte *Keysight* de  $2,1 V$  para  $210 V$ . A diferença de aproximadamente  $0,4 V$  entre as duas fontes para  $250 V$  nominais (representa  $0,16 \%$ ) não é relevante e concluiu-se que a fonte *Keithley* está bem calibrada para esta faixa de medição.

### **3.2 Circuito de amplificação e simulador de propulsor**

O circuito de amplificação desenvolvido neste trabalho tem por objetivo gerar sinais elétricos amplificados que possuam uma largura de pulso (duração do sinal elétrico) ajustável. É importante ter largura de pulso ajustável, pois através do DCE é possível simular desde propulsores que operam de maneira pulsada por um período de descarga muito curto, PPTs por exemplo, até propulsores que operam por períodos de tempo maiores, propulsores magnetoplasmadinâmicos por exemplo. Ajustando-se a tensão amplificada através da fonte, é possível modular o impulso/empuxo a ser simulado, o que torna o circuito de amplificação muito relevante para o processo de calibração da balança dentro da câmara de vácuo.

O sinal em forma de pulso recebido pelo amplificador vem do gerador de sinais. A alimentação do circuito para a amplificação vem de uma fonte de tensão e o sinal de saída é ligado ao DCE. A Figura 3.10 mostra esquematicamente a função do circuito de amplificação.

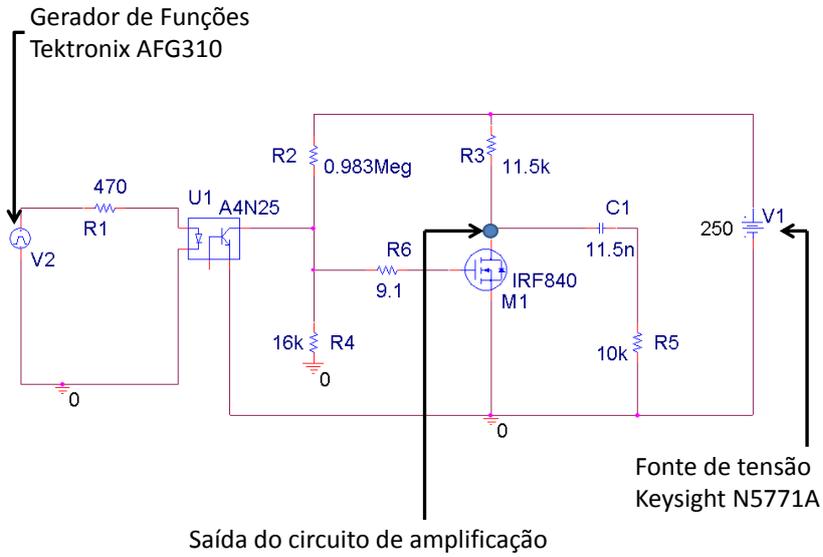
Figura 3.10 - Diagrama de blocos do circuito de amplificação



Fonte: Produção do autor

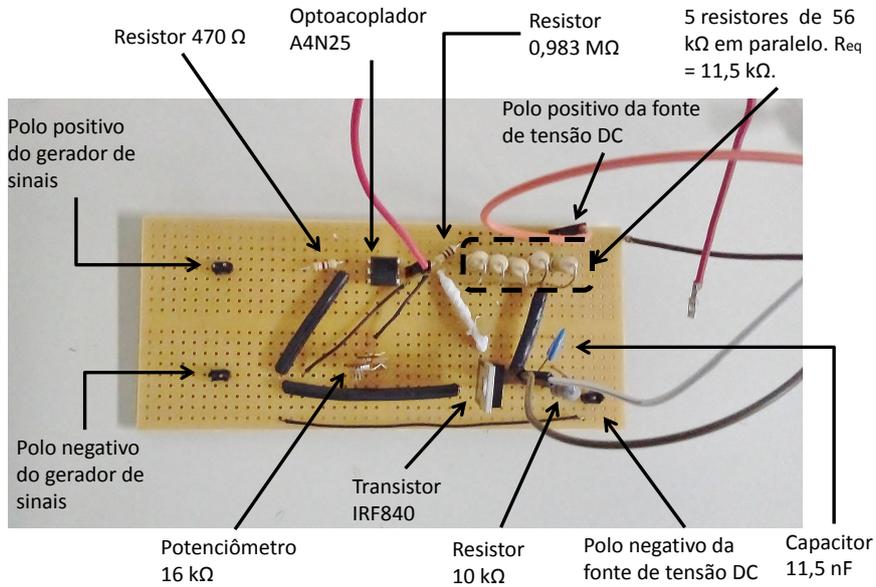
Utilizando o programa computacional gratuito *Pspice* (ORCAD, 2019) foi possível elaborar esquematicamente o circuito e projetá-lo para que funcionasse dentro das especificações adequadas. Para esse circuito, era desejado que conseguisse amplificar pulsos quadrados com valores de 500 V e largura de pulsos de até 10  $\mu s$ . O tempo de funcionamento curto é uma tentativa de simular o tempo de descarga de PPTs. A Figura 3.11 mostra o esquema do circuito elaborado do *Pspice* e a Figura 3.12 mostra o circuito montado na placa de circuito impresso.

Figura 3.11 - Esquema do circuito de amplificação



Fonte: Produção do autor

Figura 3.12 - Circuito montado na placa de circuito impresso

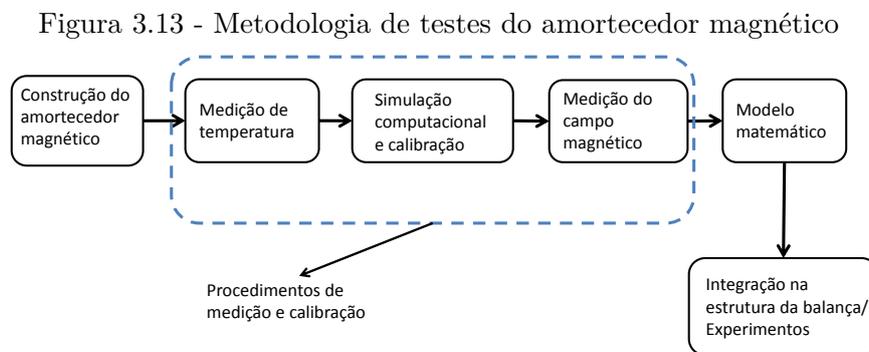


Fonte: Produção do autor

O DCE e o simulador de propulsor correspondem ao mesmo sistema. No entanto, o sistema é denominado DCE quando sua função for de calibração da balança e é denominado simulador de propulsor quando sua função for simular pulsos de força eletrostática semelhantes aos dos propulsores.

### 3.3 Amortecedor magnético

Na revisão bibliográfica foram descritos os princípios físicos que fazem com que a balança seja amortecida pelo amortecedor magnético. Esta seção aborda a metodologia adotada para o projeto do amortecedor magnético, conforme indica a sequência da Figura 3.13.



Fonte: Produção do autor

As subseções seguintes abordam os aspectos metodológicos de desenvolvimento, construção, procedimentos de medição e calibração e modelagem matemática.

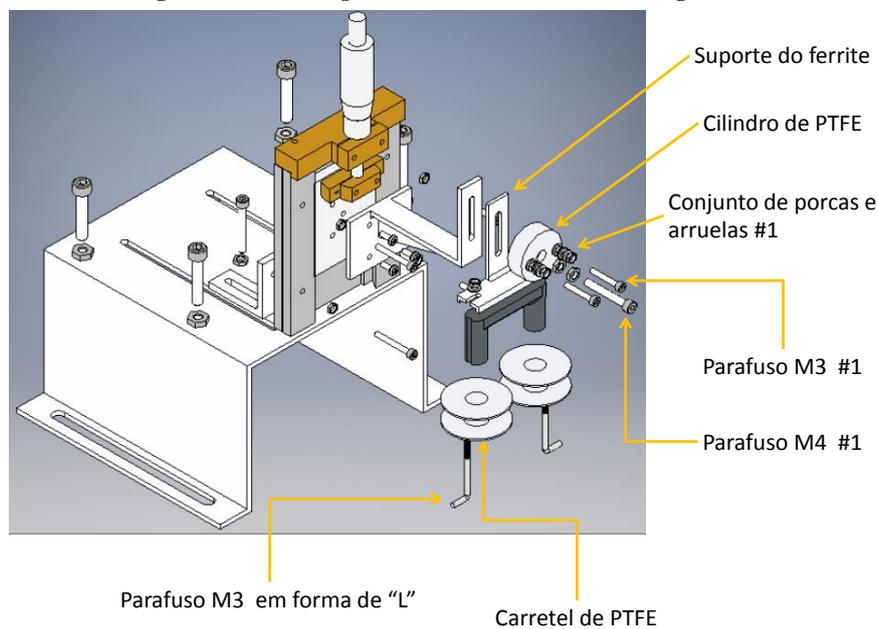
#### 3.3.1 Desenvolvimento e construção

A intenção de se construir o amortecedor magnético surgiu da necessidade de se diminuir o tempo entre duas medições consecutivas. Devido à inércia do conjunto formado pelo braço da balança, contra-peso e propulsor, a oscilação da balança de torção desenvolvida no LCP demora aproximadamente 10 minutos para voltar à condição de medição. Essa demora atrasa o processo de medição.

Na literatura, encontram-se comumente amortecedores magnéticos construídos a partir de ímã permanente montados próximos a um cilindro de cobre para gerar

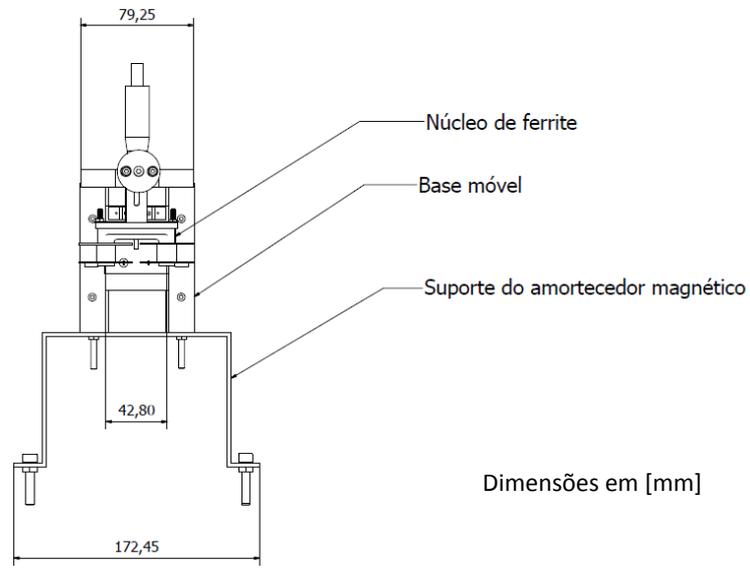
o efeito do amortecimento (BRADY et al., 2014). Entretanto, as medições realizadas pela balança do LABCP dependem do deslocamento máximo, que ocorre no primeiro pico da resposta oscilatória do sistema. Caso fosse utilizado um ímã permanente, o primeiro pico da resposta oscilatória já estaria amortecido e, portanto, a amplitude seria menor do que a amplitude de um caso em que a balança operasse sem o amortecedor magnético. Dessa forma, a medição estaria incorreta. Por esse motivo, optou-se por um eletroímã. As Figuras 3.14 , 3.15 e 3.16 mostram modelos computacionais do amortecedor magnético montado em seu suporte de alumínio.

Figura 3.14 - Esquema do amortecedor magnético



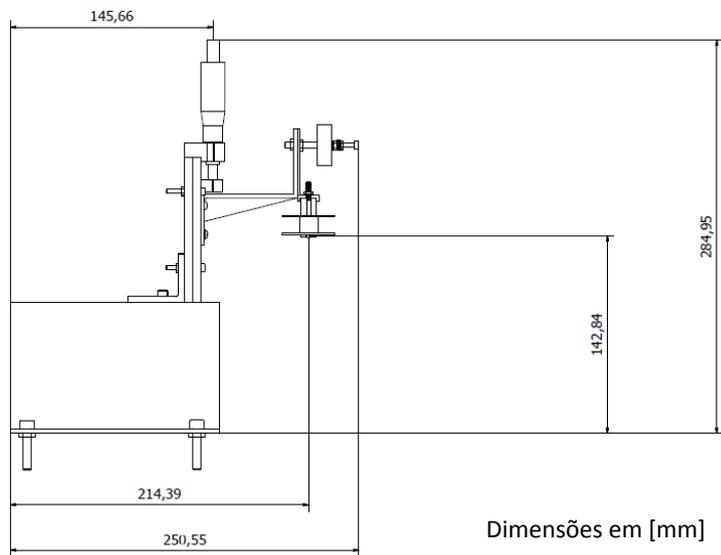
Fonte: Produção do autor

Figura 3.15 - Vista frontal do amortecedor magnético



Fonte: Produção do autor

Figura 3.16 - Vista lateral do amortecedor magnético

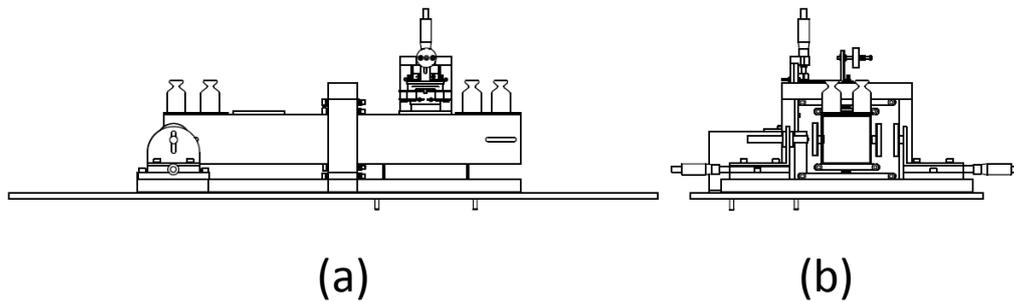


Fonte: Produção do autor

A bobina utilizada no amortecedor magnético é formada pelo fio de cobre *AWG* 21 enrolado em torno dos dois carretéis de PTFE. Ao todo foram feitas 203 voltas em um carretel e 208 voltas no outro carretel, pois não foi possível enrolar mais voltas devido ao fato de que as bobinas foram posicionadas muito próximas uma da outra. Cada carretel foi preso ao núcleo de ferrite através de um parafuso dobrado em forma de "L" e rosqueado no suporte da ferrite. O suporte da ferrite foi parafusado à base móvel através de uma cantoneira. A base móvel possui um micrômetro cuja função é realizar o ajuste da distância entre o amortecedor magnético e a placa de cobre sobre o braço da balança.

A placa de cobre foi posicionada no braço da balança próxima ao suporte do propulsor e do contra-peso e possuem as mesmas dimensões. A Figura 3.17 mostra a vista lateral e frontal, enquanto a Figura 3.18 mostra a montagem completa da balança com o amortecedor magnético.

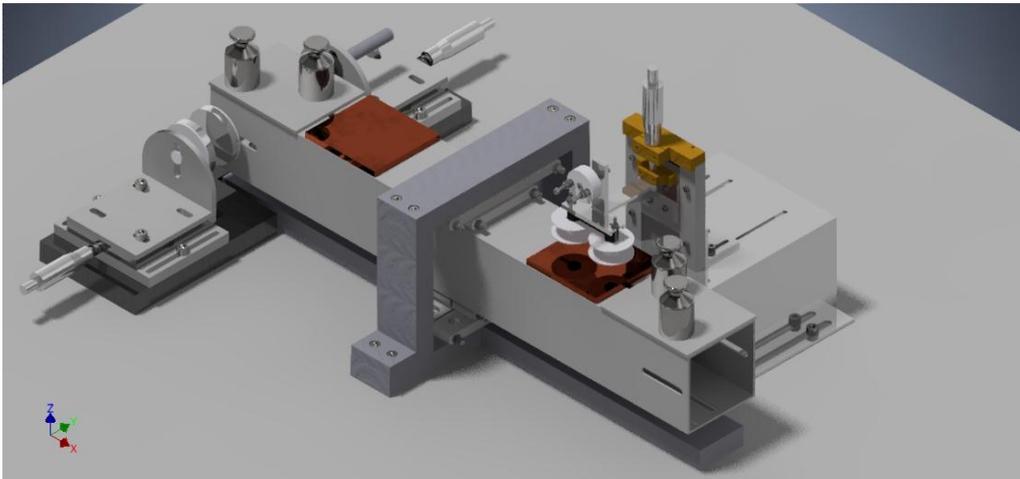
Figura 3.17 - Vistas lateral e frontal da montagem principal



(a) Vista lateral e (b) Vista frontal

Fonte: Produção do autor

Figura 3.18 - Montagem principal



Fonte: Produção do autor

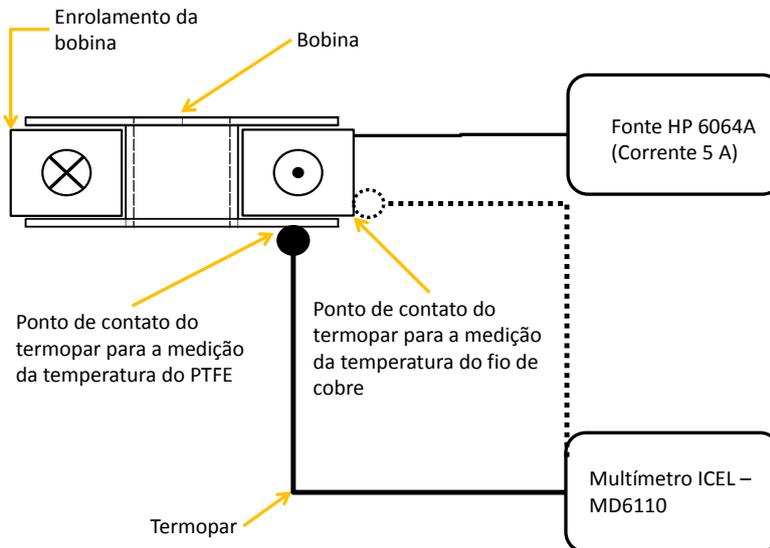
### 3.3.2 Procedimentos de medição

As medições realizadas com o amortecedor magnético dizem respeito à variação de temperatura e ao aumento do campo magnético, conforme se aumenta a corrente elétrica. O laboratório ainda não dispõe de termopares e gaussímetros específicos para operar em vácuo, por este motivo as medições ocorreram fora da câmara. Uma margem de segurança maior foi necessária para compensar a diferença de resultado de temperatura que seria obtido, caso a medição fosse feita em vácuo. Medir a temperatura é importante, pois os fios de cobre possuem isolamento que podem se desfazer caso a temperatura de  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$  seja ultrapassada (CONDUPASQUA, 2019). Dessa forma, deve-se garantir que para a corrente elétrica de operação a temperatura não fique próxima de  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Para se medir a variação de temperatura em função da corrente elétrica, foi utilizado o termopar tipo K do multímetro modelo *ICEL MD 6110*. O amortecedor magnético funcionava por 1 minuto e a fonte era desligada, imediatamente o termopar era colocado em contato com a bobina para a medição de temperatura e em seguida o termopar era colocado sobre a superfície do carretel. Em cada medição foram esperados alguns segundos para que a temperatura do termopar se estabilizasse antes de se anotar a medição pelo multímetro. Após anotar ambas as temperaturas, esperava-

se a temperatura do amortecedor magnético voltar à temperatura ambiente, a qual se manteve em torno de  $23\text{ }^{\circ}\text{C}$ . A Figura 3.19 mostra esquematicamente como as medições foram realizadas.

Figura 3.19 - Diagrama das medições de temperatura em função da corrente elétrica

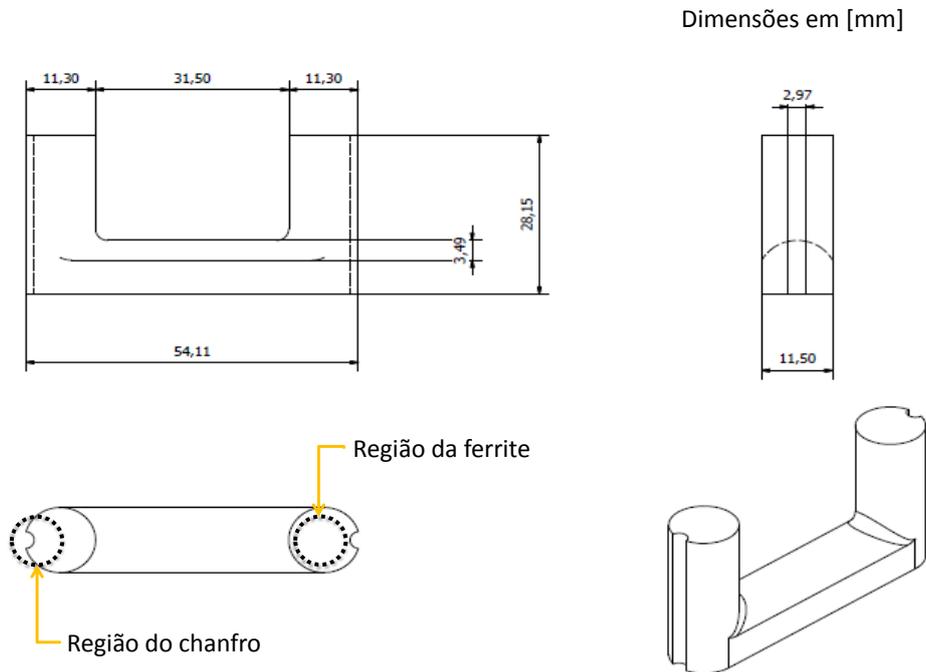


Fonte: Produção do autor

Para cada corrente elétrica ajustada na fonte foram feitas 5 medições. Foram calculadas as médias e os respectivos desvios-padrão para a determinação da incerteza-padrão combinada e expandida. O multímetro apresenta uma incerteza de medição que corresponde a 1 % do valor medido mais  $5\text{ }^{\circ}\text{C}$  e foram considerados nos cálculos.

A medição do campo magnético próximo à superfície da ferrite em função da corrente elétrica do amortecedor magnético também foi feita. Os campos magnéticos foram aferidos fora da região do chanfro (na região com ferrite). A ferrite, modelo *NU - 46/28/11 - IP6* (THORNTON LTDA, 2019), tem as dimensões mostradas na Figura 3.20.

Figura 3.20 - Dimensões do núcleo de ferrite

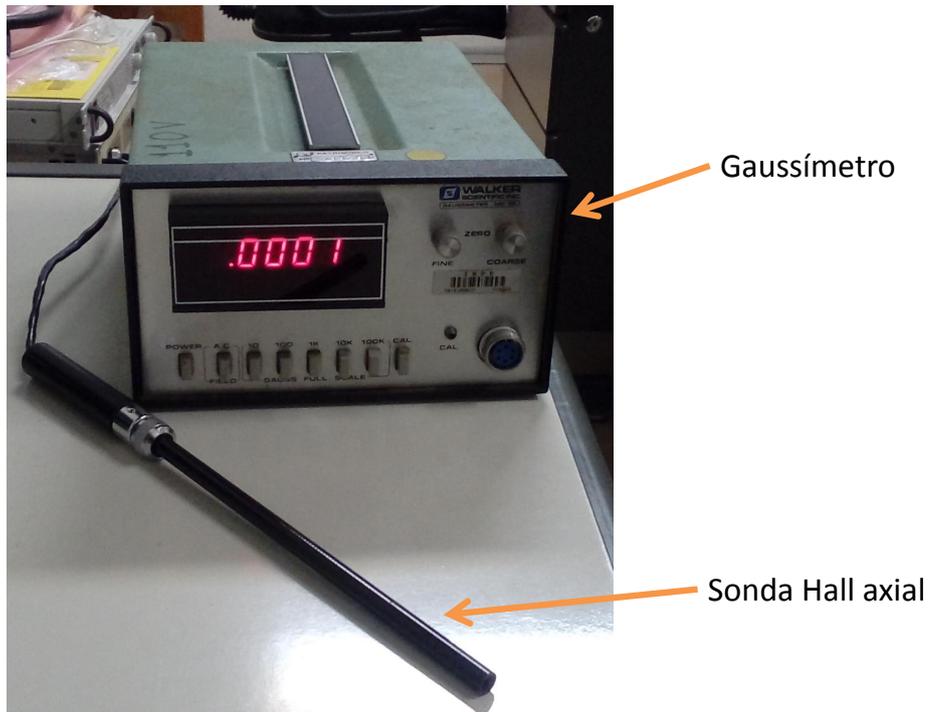


Fonte: Produção do autor

A medição do campo magnético na região próxima à ferrite serve para se certificar de que a intensidade do campo magnético estava de acordo com o valor previsto no projeto. O valor especificado de intensidade de campo magnético para este projeto foi de  $0,1 T$  a ser medido próximo da superfície da ferrite. Observou-se na literatura que esta intensidade de campo magnético era suficiente para amortecer o movimento da balança satisfatoriamente (BEITING, 1999).

Foi utilizado o sensor axial e transversal do gaussímetro *Walker Scientific MG-3D* para realizar as medições de campo magnético. O sensor forneceu o campo magnético normal à superfície da ferrite. A Figura 3.21 mostra o gaussímetro e a sonda axial utilizados nas medições.

Figura 3.21 - Gaussímetro utilizado nas medições do campo magnético

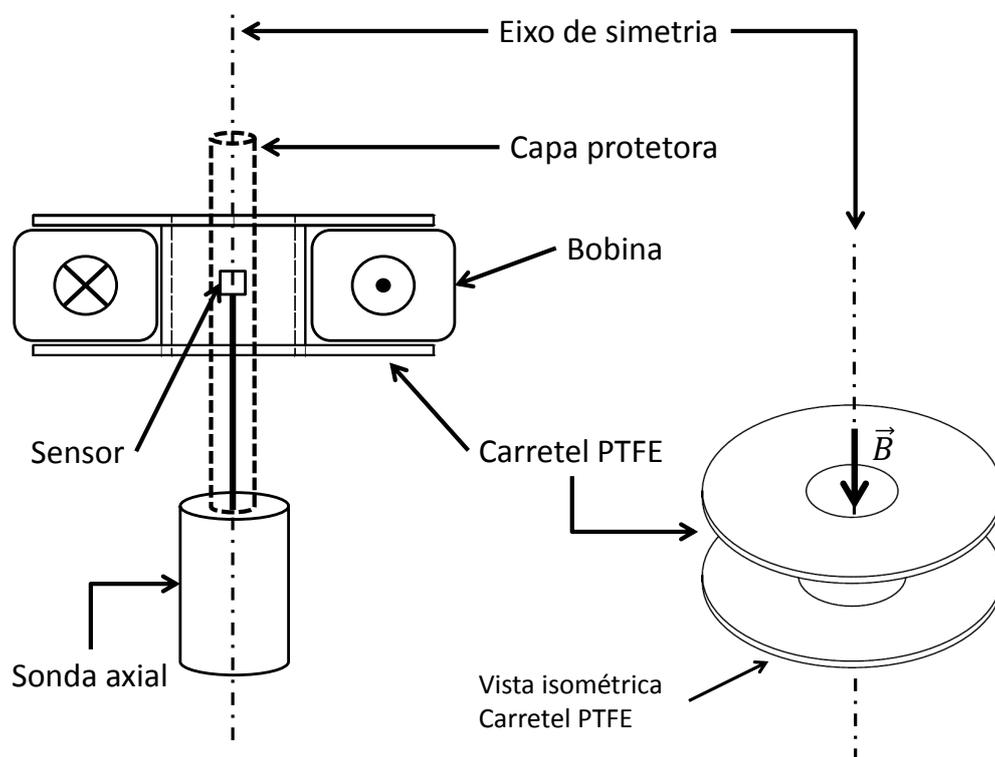


Fonte: Produção do autor

Antes das medições do campo do amortecedor magnético, foi feita uma calibração do gaussímetro e das sondas para determinar os erros sistemáticos e aleatórios. Foi utilizada uma bobina de controle com 100 voltas de fio *AWG* 16, onde a fonte *Keysight* 5771A forneceu uma corrente elétrica constante de 5 A.

A medição do campo magnético com a sonda axial foi feita colocando a sonda no orifício da bobina, conforme a Figura 3.22.

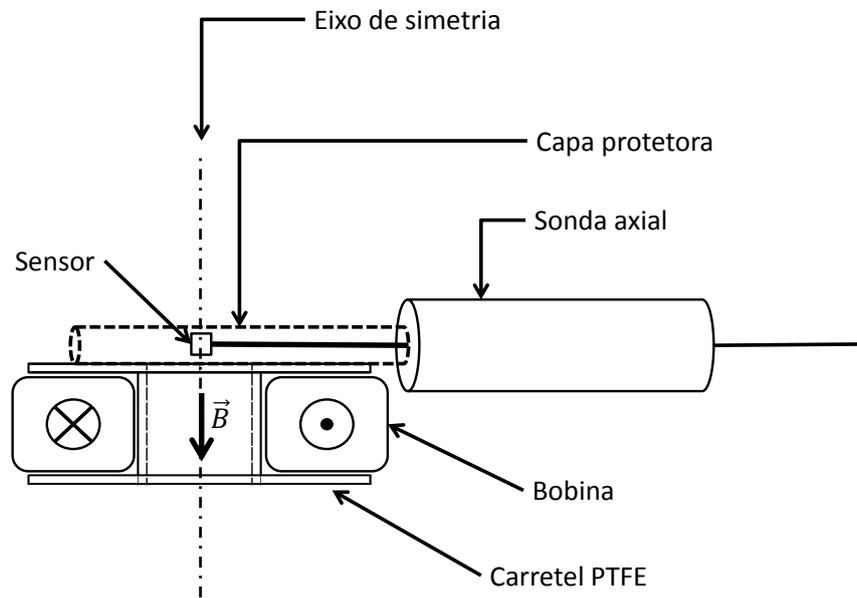
Figura 3.22 - Posicionamento da sonda axial no carretel de PTFE



Fonte: Produção do autor

A sonda transversal só mede campo magnético com direção perpendicular à superfície da capa de protetora. A medição do campo magnético com a sonda transversal foi feita colocando-a na superfície do carretel de PTFE, de forma que o sensor ficasse alinhado com o eixo de simetria. A Figura 3.23 mostra o posicionamento da sonda transversal.

Figura 3.23 - Posicionamento da sonda transversal no carretel de PTFE

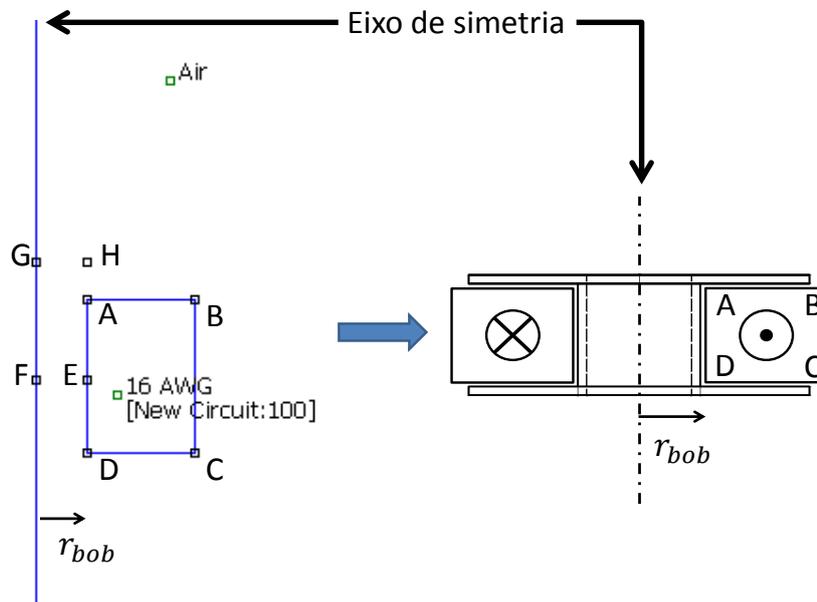


Fonte: Produção do autor

Essa geometria simétrica ao eixo mostrado nas Figuras 3.22 e 3.23 foi escolhida por ser simples de determinar seu campo através de simulação computacional.

A simulação foi feita utilizando o programa computacional *FEMM* 4.2 (DAVID MEEKER, 2019). O programa é capaz de resolver as equações de Maxwell para se determinar o campo magnético gerado pela bobina de controle. A geometria desenhada foi simplificada apenas para o contorno das bobinas a uma distância  $r_{bob}$  do eixo de simetria do carretel de PTFE. A Figura 3.24 mostra a geometria da simulação.

Figura 3.24 - Geometria da simulação



As seções ABCD na geometria da simulação representam as 100 voltas da bobina por onde passam 5 A.

Fonte: Produção do autor

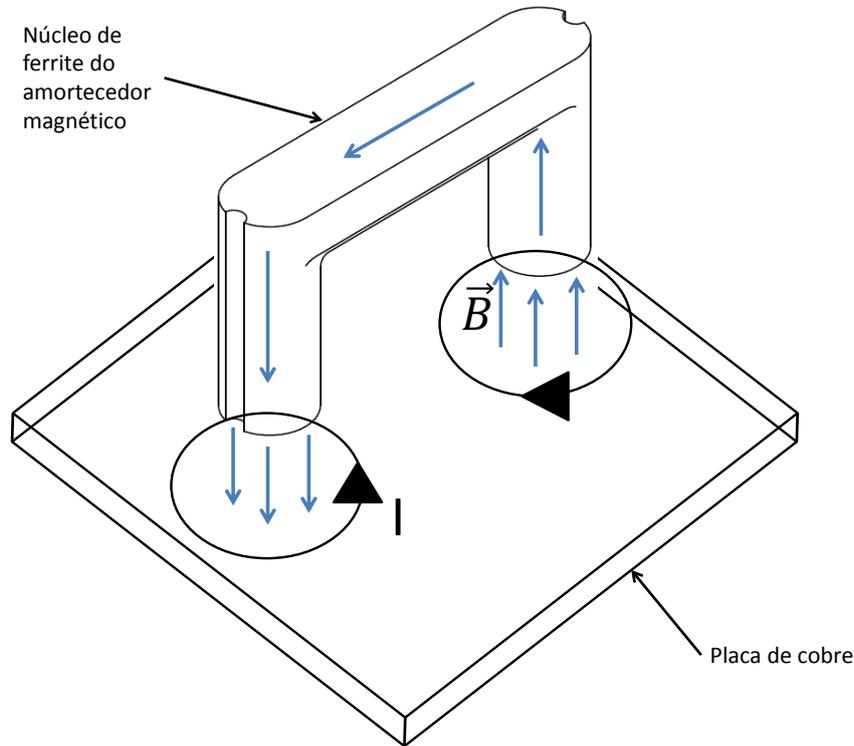
O programa computacional forneceu a intensidade do campo magnético normal às seções EF e GH. A seção EF representa a posição em que se encontra o sensor da sonda axial em relação ao carretel, enquanto que a seção GH representa a posição do sensor da sonda transversal em relação ao carretel. O resultado da simulação foi comparado com o resultado experimental e determinado o erro sistemático e aleatório em porcentagem. O valor de referência foi o valor médio do campo magnético das seções EF e GH para a sonda axial e transversal respectivamente.

A medição experimental do campo gerado pelo amortecedor magnético foi feita colocando a sonda axial e transversal sobre a superfície da ferrite. A posição das sondas foram as mesmas que aquelas utilizadas na calibração. Os erros e incertezas foram dados pela calibração do gaussímetro.

A configuração da ferrite e das bobinas no amortecedor magnético faz com que o campo magnético gerado pela corrente elétrica tenha sentido contrário nas superfícies da ferrite que ficam próximas à placa de cobre. Como consequência, a corrente elétrica induzida na placa de cobre perto de uma superfície da ferrite possui sentido

contrário à corrente elétrica induzida na projeção da placa de cobre que está próxima a outra superfície da ferrite. A Figura 3.25 ilustra as correntes induzidas.

Figura 3.25 - Diagrama da corrente induzida pelo amortecedor magnético na placa de cobre



Fonte: Produção do autor

Foram realizadas medições para 2 A, 4 A, 6 A e 8 A para a região com ferrite utilizando a sonda axial e transversal.

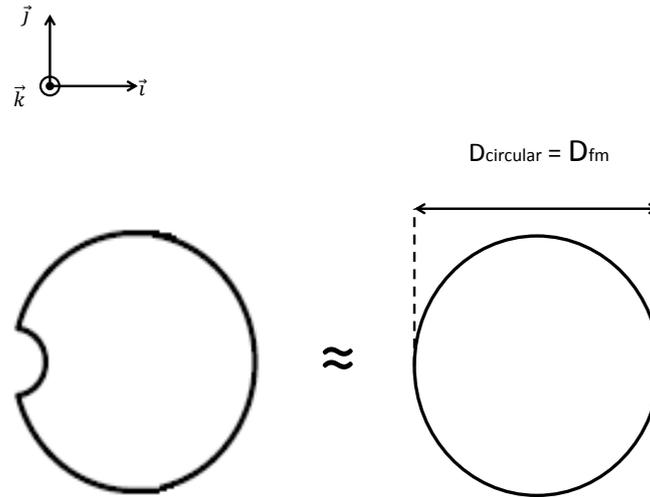
### 3.3.3 Modelagem do amortecedor magnético

O modelo matemático utilizado neste trabalho é baseado no modelo de [Wiederick et al. \(1987\)](#). Foram utilizados os mesmos conceitos físicos que esse autor para se chegar em uma equação que relacionasse a força de amortecimento à velocidade do braço da balança.

O modelo matemático é importante, pois através dele é possível conhecer quais são as variáveis que mais influenciam a força de amortecimento.

Primeiramente, é feita uma simplificação com relação à geometria da ferrite. Assumiu-se que essa geometria possa ser aproximada por uma superfície circular sem que as linhas de campo magnético mudem significativamente, como mostrado na Figura 3.26.

Figura 3.26 - Aproximação da geometria da superfície do amortecedor magnético



Fonte: Produção do autor

Como o amortecedor magnético opera a uma distância muito curta da placa de cobre sobre o braço da balança, o efeito de borda é mais proeminente. Esse efeito de borda faz com que o campo magnético não possa ser considerado homogêneo. Por esse motivo, passa a ser necessário utilizar o campo magnético equivalente para tratar as equações de maneira analítica. O campo magnético equivalente é definido conforme a Equação 3.1.

$$A_{proj} B_{eq} = \int_{A_{proj}} \vec{B}(x, y) \cdot d\vec{A} \quad (3.1)$$

A Equação 3.1 define  $B_{eq}$  como sendo o campo magnético cuja intensidade projetada na área  $A_{proj}$  tem o mesmo fluxo que o campo do amortecedor magnético projetado na área  $A_{proj}$ . O parâmetro  $A_{proj}$  é a área projetada da superfície da ferrite na placa de cobre e é definida na Equação 3.2.

$$A_{proj} = \frac{\pi D_{fm}^2}{4} \quad (3.2)$$

Substituindo a Equação 3.2 na Equação 3.1, obtém-se a Equação 3.3.

$$\frac{\pi D_{fm}^2}{4} B_{eq} = \int_{A_{proj}} \vec{B}(x, y) \cdot d\vec{A} \quad (3.3)$$

Isolando  $B_{eq}$  obtém-se a Equação 3.4.

$$B_{eq} = \frac{4}{\pi D_{fm}^2} \int_{A_{proj}} \vec{B}(x, y) \cdot d\vec{A} \quad (3.4)$$

O campo magnético  $B_{eq}$  definido pela Equação 3.4 é utilizado nos cálculos como aproximação ao campo homogêneo sugerido inicialmente por [Wiederick et al. \(1987\)](#).

O próximo passo é determinar a corrente elétrica induzida. Sobre a superfície da placa, haverá uma projeção circular de campo magnético. Utilizando o mesmo raciocínio de [Wiederick et al. \(1987\)](#), as Equações 2.46 e 2.47 continuam válidas.

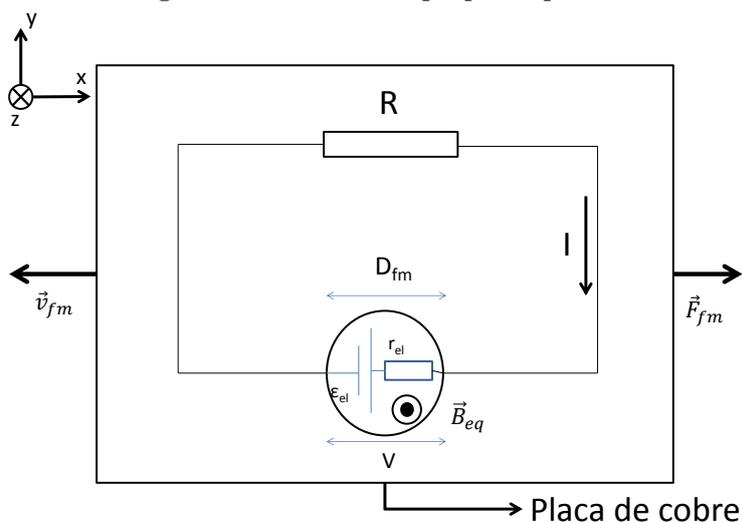
$$V = \epsilon_{el} - r_{el}I \quad (3.5)$$

$$\epsilon_{el} = v_{fm}B_{eq}D_{fm} \quad (3.6)$$

Na Equação 3.6,  $w_{fita}$  foi substituído pelo diâmetro da ferrite  $D_{fm}$ . A velocidade  $v_{fita}$  foi substituído pela velocidade  $v_{fm}$  do braço da balança a uma distância  $r_{fm}$  dos pivôs de torção. Onde  $r_{fm}$  é a distância do amortecedor magnético até os pivôs de torção.

Para o amortecedor magnético deste trabalho  $V$  é a tensão entre os dois lados opostos pelo diâmetro da seção circular,  $\epsilon_{el}$  é a tensão induzida pelo campo magnético,  $r_{el}$  é a resistência dentro da seção circular. A tensão  $V$  gera a corrente elétrica  $I$  induzida pelo campo magnético e  $R$  é a resistência de todo o trajeto percorrido pela corrente elétrica  $I$ . A Figura 3.27 mostra esquematicamente a analogia com um circuito proposto pelo modelo matemático.

Figura 3.27 - Analogia com um circuito proposta pelo modelo matemático



A área circular representa a projeção da ferrite onde o campo magnético  $B_{eq}$  atravessa a placa de cobre.  $F_{fm}$  é a força de amortecimento e é sempre oposta a velocidade  $v_{fm}$  do braço da balança.

Fonte: Produção do autor

Substituindo a Equação 2.49 e a Equação 3.6 na Equação 3.5 se obtém a Equação 3.7.

$$RI = v_{fm}B_{eq}D_{fm} - r_{el}I \quad (3.7)$$

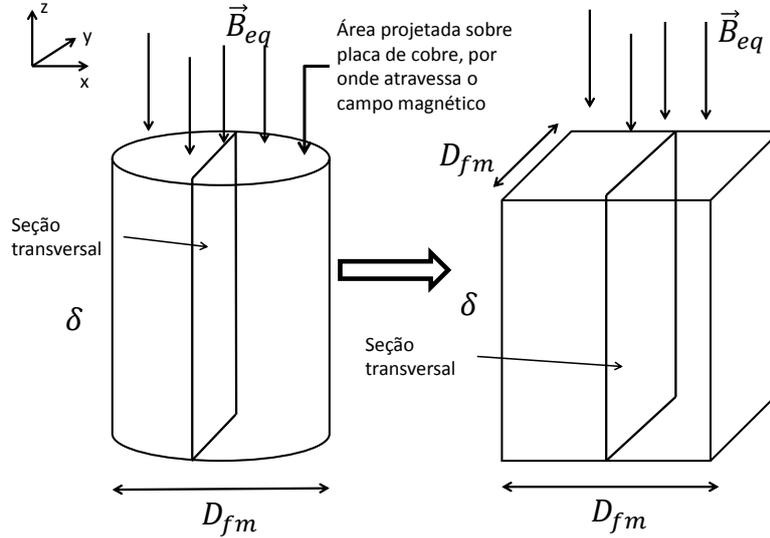
Isolando a corrente elétrica  $I$  na Equação 3.7, é possível obter a Equação 3.8 (WIEDERICK et al., 1987).

$$I = \frac{v_{fm}B_{eq}D_{fm}}{R + r_{el}} \quad (3.8)$$

O próximo passo é determinar a densidade de corrente  $\vec{J}_e$ . Para isso, basta dividir a corrente pela seção transversal da placa de cobre que está abaixo da projeção do campo magnético na ferrite. Deve-se notar que a seção transversal da placa de cobre sob a área projetada da ferrite se altera ao longo da direção  $x$ , por esse motivo é feita uma simplificação e o diâmetro  $D_{fm}$  é utilizado, como se não houvesse alteração da largura da seção transversal ao longo da direção  $x$ . A Figura 3.28 ilustra

a simplificação.

Figura 3.28 - Simplificação da área projetada circular para a área projetada retangular



A área da seção transversal do cilindro muda ao longo do diâmetro, na direção x, enquanto que a área transversal do prisma quadrangular não se altera.  $\delta$  é a espessura da placa de cobre.

Fonte: Produção do autor

Dessa forma, obteve-se a densidade de corrente, conforme mostra a equação seguinte (WIEDERICK et al., 1987).

$$\vec{J}_e = -\frac{I}{D_{fm}\delta}\vec{j} = -\frac{v_{fm}B_{eq}}{(R + r_{el})\delta}\vec{j} \quad (3.9)$$

$\delta$  representa a espessura da placa de cobre.

Com o conhecimento da densidade de corrente que passa pela placa de cobre é possível determinar a força de amortecimento sobre o braço da balança. Utilizando a Equação 2.52, que representa a força de Lorentz na forma integral, obteve-se a Equação 3.10.

$$\vec{F}_{fm} = \int \vec{J}_e \times \vec{B}_{eq} d\tau = \left[ \frac{v_{fm}B_{eq}}{(R + r_{el})\delta} B_{eq} \right] \int_{Volume} (-\vec{j} \times \vec{k}) d\tau \quad (3.10)$$

Ao integrar a Equação 3.10 é obtida a Equação 3.11 (WIEDERICK et al., 1987).

$$\vec{F}_{fm} = -\alpha B_{eq}^2 D_{fm}^2 v_{fm} \vec{i} \quad (3.11)$$

Onde a constante  $\alpha$  é definida pela Equação 3.12.

$$\alpha = \left[ \frac{\pi}{4(R + r_{el})} \right] \quad (3.12)$$

A Equação 3.11 também pode ser escrita na forma da Equação 3.13.

$$\vec{F}_{fm} = -c_{linear} v_{fm} \vec{i} \quad (3.13)$$

Onde  $c_{linear}$  é definido conforme a Equação 3.14.

$$c_{linear} = \alpha B_{eq}^2 D_{fm}^2 \quad (3.14)$$

É importante notar que a força de amortecimento depende principalmente do diâmetro da área de projeção sobre a placa e da intensidade do campo magnético, pois esses termos estão elevados ao quadrado. Também depende da espessura e da condutividade da placa de cobre, que estão implícitos na constante  $r_{el}$ , porém com menos influência.

### 3.4 Equipamentos de vácuo

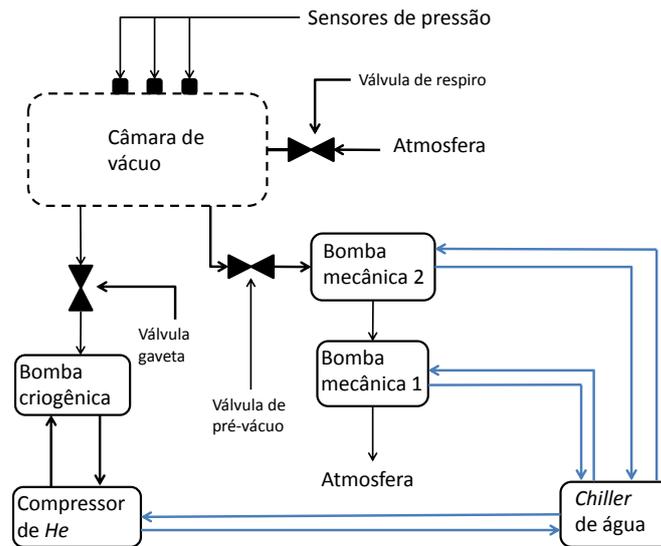
Os equipamentos de vácuo são as bombas e seus subsistemas utilizados para bombear ar da câmara de vácuo ou ainda diminuir a temperatura das partículas de forma que a pressão interna da câmara diminua.

O tema deste trabalho é a caracterização dinâmica em vácuo da balança de impulso com amortecedor magnético. Portanto, a descrição dos equipamentos responsáveis por criar vácuo dentro da câmara assim como o procedimento de operação são importantes.

O sistema de vácuo é composto por duas bombas mecânicas, uma bomba criogênica, um compressor de *He*, um compressor de ar e também um *Chiller* de água.

Esses equipamentos podem ser controlados manualmente ou podem ser deixados em modo automático através de um painel de controle que comanda todo o sistema. A Figura 3.29 mostra esquematicamente como cada componente se conecta à câmara de vácuo e entre si.

Figura 3.29 - Diagrama do sistema de vácuo

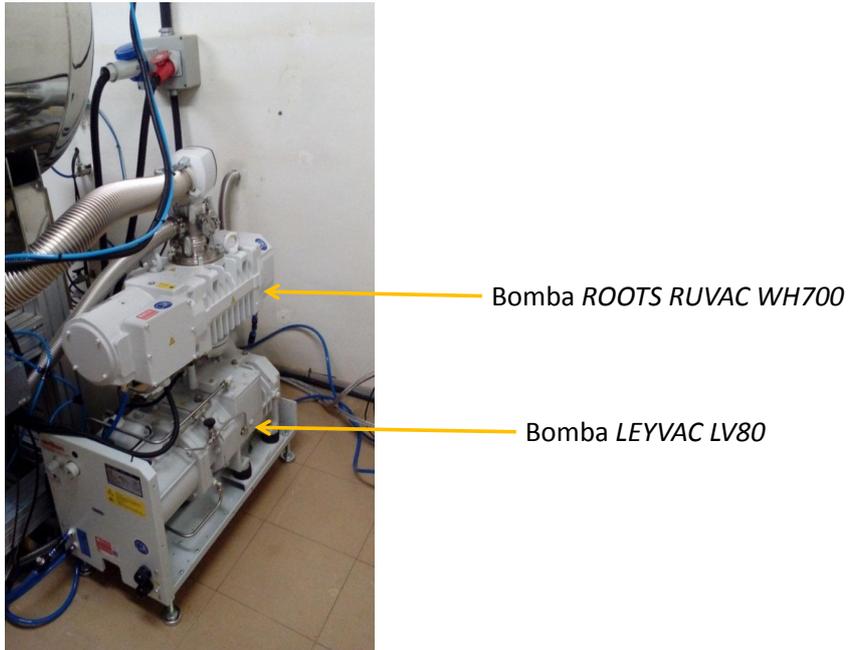


O compressor de ar e o sistema pneumático não estão representados. As setas em azul representam o ciclo de refrigeração e em preto o ciclo de bombeamento de ar.

Fonte: Produção do autor

A Bomba mecânica 1 é a *LEYVAC LV80* da companhia *Oerlikon Leybold* que opera na frequência de  $60\text{ Hz}$  com uma taxa de bombeamento de  $93\text{ m}^3/h$ . Essa bomba é refrigerada pelo *Chiller PA – 9 RE* e está acoplada à Bomba mecânica 2 modelo *RUVAC WH700* da *Oerlikon Leybold*, que bombeia  $710\text{ m}^3/h$  e opera a  $90\text{ Hz}$  também refrigerada pelo mesmo *Chiller* (OERLIKON LEYBOLD, 2016). A função do *Chiller* é refrigerar as bombas mecânicas e o compressor de *He* através da água que flui pelo circuito hidráulico. A bomba criogênica só pode ser acionada quando a pressão interna da câmara chegar a  $10^{-3}\text{ mbar}$ . Por esse motivo, as bombas mecânicas são chamadas também de bombas de pré-vácuo. As bombas mecânicas são mostradas na Figura 3.30 e o *Chiller* na Figura 3.31.

Figura 3.30 - Bombas mecânicas



Bomba *ROOTS RUVAC WH700*

Bomba *LEYVAC LV80*

A bomba *RUVAC WH700* só pode ser acionada após a pressão interna da câmara de vácuo estar a pelo menos 200 *mbar* de pressão.

Fonte: Produção do autor

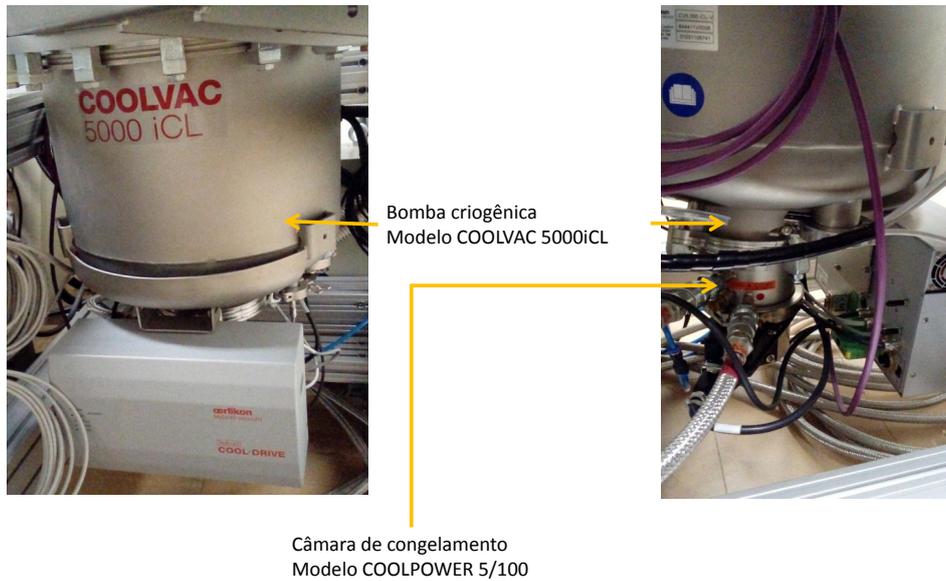
Figura 3.31 - *Chiller* de água



Fonte: Produção do autor

Após a pressão interna da câmara de vácuo chegar a menos de  $10^{-3}$  mbar a bomba criogênica pode ser ligada. A bomba criogênica é do modelo *COOLVAC 5000iCL* montada juntamente com a câmara de congelamento modelo *COOLPOWER 5/100* ambas da *Oerlikon Leybold* e juntas formam o sistema criogênico. O pistão da câmara de congelamento é acionado pelo compressor de *He* modelo *COOLPAK 6000H* também da *Oerlikon Leybold*. A Figura 3.32 mostra a bomba criogênica e a Figura 3.33 mostra o compressor de *He*.

Figura 3.32 - Bomba criogênica e a câmara de congelamento



Fonte: Produção do autor

Figura 3.33 - Compressor de Hélio



Fonte: Produção do autor

O compressor de ar é responsável por fornecer ar comprimido para acionar a válvula de respiro (*vent valve*), a válvula de pré-vácuo (conecta as bombas mecânicas à câmara de vácuo), a válvula gaveta (*gate valve*) e a bomba criogênica. A válvula de respiro é responsável por levar a pressão interna da câmara à pressão atmosférica, enquanto que a válvula gaveta tem a função de controlar a abertura entre a bomba criogênica à câmara de vácuo. O compressor de ar opera com 2 *hp*, 1480 *rpm* e pressão máxima de 8,2 *bar* (CHICAGO PNEUMATIC, 2019). A Figura 3.34 mostra o compressor de ar, a Figura 3.35 mostra a válvula de respiro e a Figura 3.36 mostra a válvula gaveta.

Figura 3.34 - Compressor de ar



Fonte: Produção do autor

Figura 3.35 - Válvula de respiro



Fonte: Produção do autor

Figura 3.36 - Válvula gaveta



Fonte: Produção do autor

A câmara possui 2 sensores de pressão *PENNINGVAC PTR 225* e 1 sensor de pressão *THERMOVAC TTR 91* instalados na sua parte superior. Os primeiros dois sensores são utilizados na faixa entre  $10^{-9}$  mbar a  $10^{-2}$  mbar, enquanto o terceiro opera na faixa entre  $10^{-4}$  mbar a 1000 mbar (OERLIKON LEYBOLD, 2016). A Figura 3.37 mostra esses sensores.

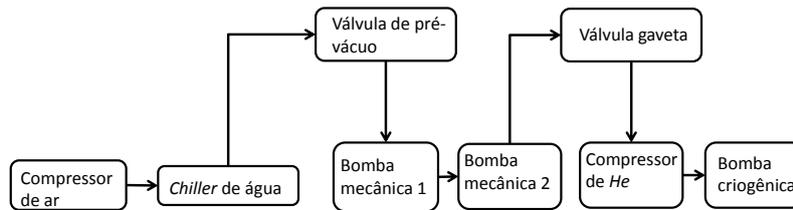
Figura 3.37 - Sensores de pressão



Fonte: Produção do autor

Os equipamentos são acionados de maneira sequencial através do painel de controle. O acionamento obedece a sequência descrita na Figura 3.38.

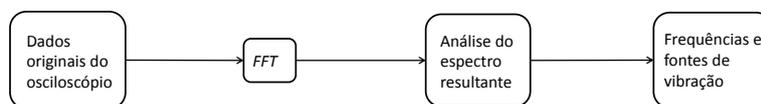
Figura 3.38 - Sequência de funcionamento dos equipamentos de vácuo



Fonte: Produção do autor

Como o sensor de deslocamento consegue medir deslocamentos da ordem de  $\mu m$ , toda oscilação que a balança estiver sujeita pode atrapalhar o processo de medição do impulso. Por esse motivo é importante caracterizar as frequências e as fontes das oscilações a que a balança está sujeita. Utilizando a Transformada Rápida de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*) foi possível obter o espectro de frequências de oscilações da balança. A Figura 3.39 mostra a metodologia adotada para se caracterizar as oscilações.

Figura 3.39 - Diagrama da metodologia utilizada para analisar as frequências de oscilação da balança



Fonte: Produção do autor

Para se realizar a FFT foi utilizada uma função do programa computacional gratuito

*Octave* (EATON et al., 2018). Foi gerado um gráfico do espectro de frequências e então comparadas com o manual de cada fabricante dos equipamentos de vácuo para identificar quais seriam as fontes (CHICAGO PNEUMATIC, 2019) e (OERLIKON LEYBOLD, 2016).

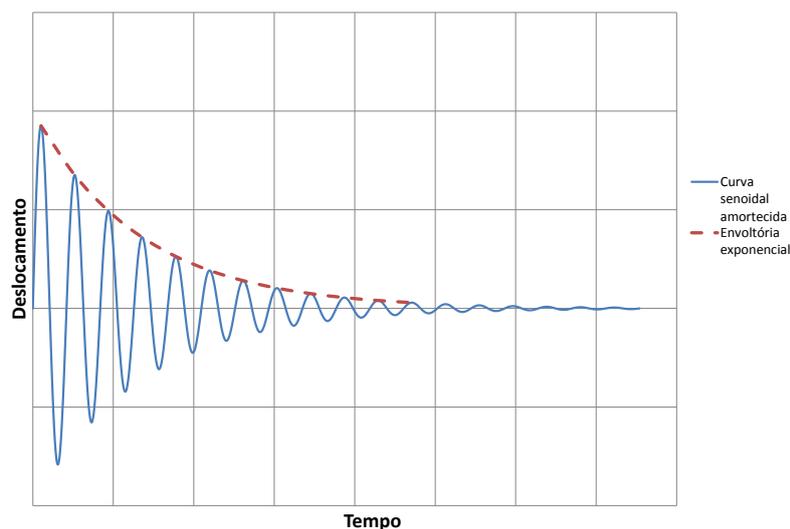
### 3.5 Metodologia dos experimentos

A metodologia dos experimentos consiste em organizar de maneira sucinta os cálculos e os parâmetros dinâmicos necessários para determinar a força de amortecimento e a função de transferência de maneira confiável. Essa metodologia tem por objetivo determinar os parâmetros que podem ser obtidos diretamente dos experimentos. Além disso, tem como objetivo deduzir equações que compõem o procedimento de cálculo até se obter a força de amortecimento e a função de transferência.

A metodologia de cálculo é importante, pois esclarece como os resultados teóricos foram obtidos. Tornando, dessa forma, mais rigoroso o trabalho científico.

Durante os experimentos, após a atuação do DCE, a balança realizará um movimento oscilatório amortecido. No osciloscópio é vista a curva de deslocamento linear da balança em [V], que é uma curva senoidal amortecida semelhante à Figura 3.40.

Figura 3.40 - Curva senoidal amortecida



A constante da envoltória exponencial é determinada utilizando o método dos mínimos quadrados.

Fonte: Produção do autor

A fabricante do sensor (PHILTEC FIBEROPTIC SENSORS, 2019) fornece a relação entre a tensão elétrica em [V] mostrada no osciloscópio e o deslocamento linear em [ $\mu\text{m}$ ], que é mostrada na Equação 3.15.

$$x(t) = \frac{1}{0.084426}(V + 0.892) \quad (3.15)$$

A incerteza associada à Equação 3.15  $u(x)$  é calculada considerando a incerteza da tensão elétrica medida pelo osciloscópio como mostrado na Equação 3.16.

$$u(x)^2 = \left[ \frac{\partial x}{\partial V} u(V) \right]^2 \quad (3.16)$$

A incerteza da tensão elétrica  $u(V)$  é determinada considerando as incertezas do próprio osciloscópio e do sensor óptico. A fabricante do osciloscópio fornece a incerteza de 1,5 % da tensão elétrica medida (TEKTRONIX, 2019) e a fabricante do sensor óptico fornece a incerteza de 1 %. A Equação 3.17 calcula a incerteza da tensão medida pelo osciloscópio.

$$u(V)^2 = u(\text{osciloscópio})^2 + u(\text{sensor})^2 \quad (3.17)$$

Na seção 2.4.2 foi deduzida uma expressão para determinar o deslocamento angular da balança em função do tempo.

$$\theta(t) = \frac{r_T I_i}{J \omega_n} e^{-\left(\frac{c_{ang}}{2J}\right)t} \sin(\omega_n t) \quad (3.18)$$

A Equação 3.18 pode ser também escrita na forma da Equação 3.19.

$$\theta(t) = C_1 e^{-C_2 t} \sin(\omega_n t) \quad (3.19)$$

Onde  $C_1$  e  $C_2$  são definidos respectivamente pelas equações seguintes.

$$C_1 = \frac{r_T I_i}{J \omega_n} \quad (3.20)$$

$$C_2 = \frac{c_{ang}}{2J} \quad (3.21)$$

A relação entre o deslocamento angular e o deslocamento linear para ângulos pequenos é dada pela Equação 3.22.

$$\theta \approx \frac{\Delta x}{r_{sens}} \rightarrow \Delta x \approx \theta r_{sens} \quad (3.22)$$

Substituindo a Equação 3.22 na Equação 3.19 obtém-se a Equação 3.23.

$$\Delta x(t) = r_{sens} C_1 e^{-C_2 t} \sin(\omega_n t) \quad (3.23)$$

Sabendo-se que o sensor óptico mede o deslocamento do braço da balança a uma distância  $r_{sens}$  do pivô, a Equação 3.23 é um modelo aproximado dos dados do osciloscópio, Figura 3.40. Através do método dos mínimos quadrados (MONTGOMERY, 2001), foi determinada a constante  $C_2$  da curva exponencial mostrada na Figura 3.40. Do conhecimento da constante  $C_2$  foi possível determinar a constante de amortecimento angular  $c_{ang}$ , conforme a Equação 3.24.

$$c_{ang} = 2JC_2 \quad (3.24)$$

O momento de inércia  $J$  foi determinado através do conhecimento da frequência natural de oscilação da balança  $\omega_n$  e da constante elástica  $k_{ang}$ . A Equação 3.25 mostra a definição da frequência natural para o movimento sem amortecimento.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{ang}}{J}} \quad (3.25)$$

Se a razão de amortecimento for pequena ( $\zeta \ll 1$ ), então a aproximação  $\omega_d \approx \omega_n$  pode ser feita sem erros significativos, conforme a Equação 2.29. Da Equação 3.25 e sabendo que  $\omega_n = 2\pi f_n$ , isola-se a variável  $J$  e obtém-se a Equação 3.26.

$$J = \frac{k_{ang}}{(2\pi f_n)^2} \quad (3.26)$$

A frequência natural da balança é obtida através da FFT do sinal do osciloscópio. Foram feitas 5 medições e a média dessas medições foi utilizada. As Equações 3.24 e 3.26 fornecem um procedimento para se calcular a constante de amortecimento angular  $c_{ang}$ .

A incerteza do cálculo do momento de inércia  $u(J)$  leva em consideração a incerteza da constante elástica dos pivôs de torção  $k_{ang}$  e a incerteza na determinação da frequência natural  $f_n$ .

$$u(J)^2 = \left[ \frac{\partial J}{\partial k_{ang}} u(k_{ang}) \right]^2 + \left[ \frac{\partial J}{\partial f_n} u(f_n) \right]^2 \quad (3.27)$$

Onde as derivadas parciais com relação a  $k_{ang}$  e a  $f_n$  podem ser calculadas através das Equações 3.28 e 3.29 respectivamente.

$$\frac{\partial J}{\partial k_{ang}} = \frac{1}{(2\pi f_n)^2} \quad (3.28)$$

$$\frac{\partial J}{\partial f_n} = -\frac{k_{ang}}{2\pi^2 f_n^3} \quad (3.29)$$

$k_{ang}$  experimental assim como sua incerteza  $u(k_{ang})$  foram obtidos por Anselmo (2017) e são utilizados neste trabalho. Com a constante de amortecimento angular  $c_{ang}$  é possível determinar a constante de amortecimento linear através da Equação 3.30.

$$c_{ang} = c_{linear} r_{fm}^2 \quad (3.30)$$

Isolando-se a variável  $c_{linear}$ , obtém-se a Equação 3.31.

$$c_{linear} = \frac{c_{ang}}{r_{fm}^2} \quad (3.31)$$

A distância do amortecedor magnético até os pivôs é medida diretamente na balança com um paquímetro e a média de 5 medições é utilizada nos cálculos. A incerteza dos parâmetros  $c_{ang}$  e  $c_{linear}$  ( $u(c_{ang})$  e  $u(c_{linear})$ ) são calculadas conforme os conceitos do Apêndice B. As Equações 3.32 e 3.33 calculam as incertezas de  $c_{ang}$  e  $c_{linear}$ .

A incerteza de  $c_{ang}$  considera a incerteza do momento de inércia, enquanto a incerteza de  $c_{linear}$  considera a incerteza de  $c_{ang}$  e a distância do amortecedor magnético até os pivôs de torção  $r_{fm}$ .

$$u(c_{ang})^2 = \left[ \frac{\partial c_{ang}}{\partial J} u(J) \right]^2 \quad (3.32)$$

$$u(c_{linear})^2 = \left[ \frac{\partial c_{linear}}{\partial c_{ang}} u(c_{ang}) \right]^2 + \left[ \frac{\partial c_{linear}}{\partial r_{fm}} u(r_{fm}) \right]^2 \quad (3.33)$$

A derivada parcial de  $c_{ang}$  com relação à  $J$  é representada pela Equação 3.34.

$$\frac{\partial c_{ang}}{\partial J} = 2C_2 \quad (3.34)$$

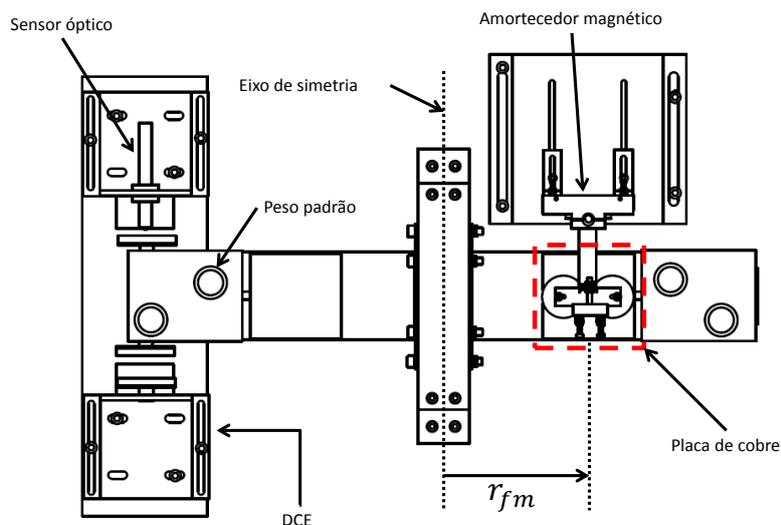
As derivadas parciais de  $c_{linear}$  com relação à  $c_{ang}$  e com relação  $r_{fm}$  são determinadas respectivamente pelas Equações 3.35 e 3.36.

$$\frac{\partial c_{linear}}{\partial c_{ang}} = \frac{1}{r_{fm}^2} \quad (3.35)$$

$$\frac{\partial c_{linear}}{\partial r_{fm}} = -2 \frac{c_{ang}}{r_{fm}^3} \quad (3.36)$$

Para se estimar a força de amortecimento é necessário conhecer a velocidade linear na qual o braço da balança, na seção do amortecedor magnético, se desloca. É importante salientar que a placa de cobre ocupa 80 *mm* ao longo do braço da balança e que a distância  $r_{fm}$  se refere a distância dos pivôs de torção até a metade da placa de cobre, conforme indicado na Figura 3.41.

Figura 3.41 - Definição da distância  $r_{fm}$



A figura representa a vista superior da balança, com o amortecedor magnético, sensor óptico, DCE, pesos padrão e as placas de cobre.

Fonte: Produção do autor

Para se obter a velocidade linear  $v_{fm}$  é necessário primeiramente conhecer o deslocamento da seção do braço da balança onde está o amortecedor magnético. Da Equação 3.22 é feita a seguinte aproximação.

$$\theta \approx \frac{\Delta x_{fm}}{r_{fm}} \rightarrow \Delta x_{fm} \approx \theta r_{fm} \quad (3.37)$$

Da Equação 3.37 na Equação 3.19 obtém-se o deslocamento linear à distância  $r_{fm}$  dos pivôs de torção.

$$\Delta x(t)_{fm} = r_{fm} C_1 e^{-C_2 t} \sin(\omega_n t) \quad (3.38)$$

Para achar a velocidade linear do braço da balança a uma distância  $r_{fm}$  basta derivar a Equação 3.38 no tempo.

$$v_{fm} = \frac{d\Delta x_{fm}}{dt} = r_{fm} C_1 e^{C_2 t} [-C_2 \sin(\omega_n t) + \omega_n \cos(\omega_n t)] \quad (3.39)$$

A incerteza da velocidade  $u(v_{fm})$  é determinada considerando as incertezas da distância do amortecedor magnético até os pivôs de torção  $r_{fm}$  e também a incerteza da frequência natural  $\omega_n$ .

$$u(v_{fm})^2 = \left[ \frac{\partial v_{fm}}{\partial r_{fm}} u(r_{fm}) \right]^2 + \left[ \frac{\partial v_{fm}}{\partial \omega_n} u(\omega_n) \right]^2 \quad (3.40)$$

As derivadas parciais são calculadas derivando-se a Equação 3.39 com relação à  $r_{fm}$  e  $\omega_n$ , conforme mostram as Equações 3.41 e 3.42.

$$\frac{\partial v_{fm}}{\partial r_{fm}} = C_1 e^{-C_2 t} [-C_2 \sin(\omega_n t) + \omega_n \cos(\omega_n t)] \quad (3.41)$$

$$\frac{\partial v_{fm}}{\partial \omega_n} = r_{fm} C_1 e^{-C_2 t} [-t C_2 \cos(\omega_n t) + \cos(\omega_n t) - t \omega_n \sin(\omega_n t)] \quad (3.42)$$

Com os parâmetros  $c_{linear}$  e  $v_{fm}$  é possível obter a força de amortecimento devido ao amortecedor magnético utilizando a Equação 3.13. A incerteza combinada associada à força de amortecimento é calculada considerando  $c_{linear}$  e  $v_{fm}$ , conforme mostra a Equação 3.43.

$$u(F_{fm})^2 = \left[ \frac{\partial F_{fm}}{\partial c_{linear}} u(c_{linear}) \right]^2 + \left[ \frac{\partial F_{fm}}{\partial v_{fm}} u(v_{fm}) \right]^2 \quad (3.43)$$

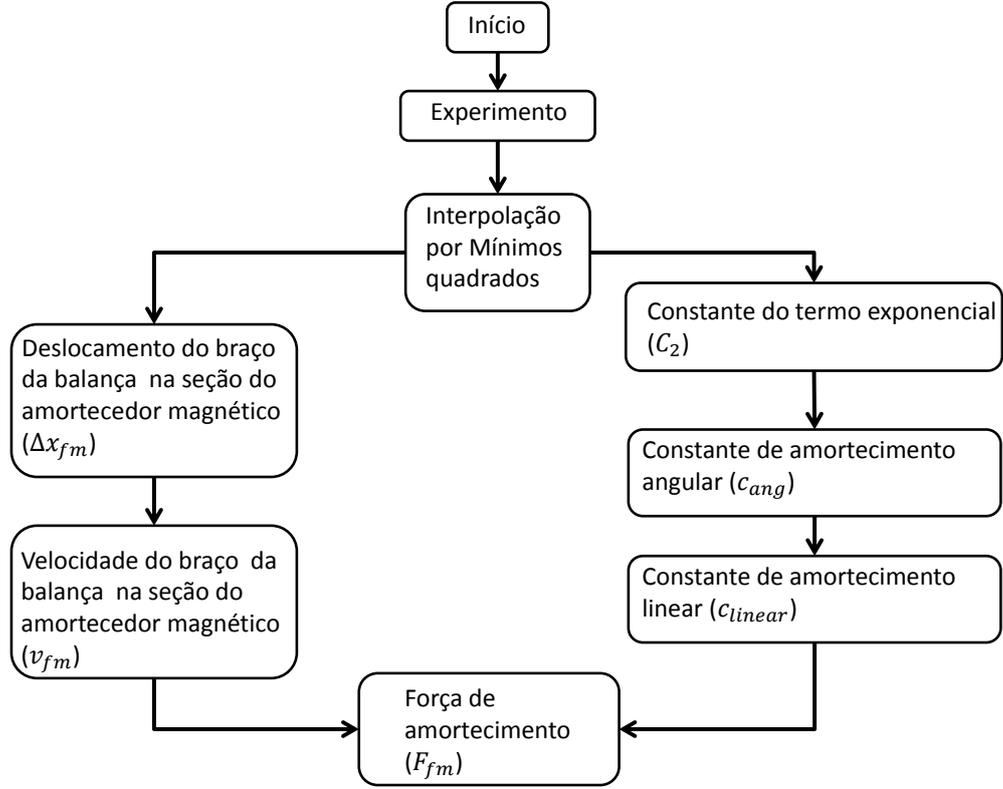
As derivadas parciais são encontradas derivando-se a Equação 3.13 com respeito à constante de amortecimento linear  $c_{linear}$  e com relação à velocidade do braço da balança na seção do amortecedor magnético  $v_{fm}$ .

$$\frac{\partial F_{fm}}{\partial c_{linear}} = -v_{fm} \quad (3.44)$$

$$\frac{\partial F_{fm}}{\partial v_{fm}} = -c_{linear} \quad (3.45)$$

O resumo da metodologia utilizada para calcular a força de amortecimento é mostrado no fluxograma da Figura 3.42.

Figura 3.42 - Fluxograma para a determinação da força de amortecimento  $F_{fm}$



Fonte: Produção do autor

O impulso medido pela balança  $I_{bit}$  é calculado pela Equação 2.22. A incerteza deste cálculo considera as incertezas do momento de inércia  $J$ , da frequência natural  $f_n$ , do deslocamento máximo  $\Delta x_{max}$ , da distância entre o DCE e os pivôs de torção  $r_T$  e do sensor aos pivôs de torção  $r_{sens}$ .

$$\begin{aligned}
 u(I_{bit})^2 = & \left[ \frac{\partial I_{bit}}{\partial J} u(J) \right]^2 + \left[ \frac{\partial I_{bit}}{\partial f_n} u(f_n) \right]^2 + \left[ \frac{\partial I_{bit}}{\partial \Delta x_{max}} u(\Delta x_{max}) \right]^2 + \left[ \frac{\partial I_{bit}}{\partial r_T} u(r_T) \right]^2 \\
 & + \left[ \frac{\partial I_{bit}}{\partial r_{sens}} u(r_{sens}) \right]^2
 \end{aligned} \tag{3.46}$$

A derivada parcial de  $I_{bit}$  com relação a  $J$  é obtida derivando-se a Equação 2.22 com respeito a  $J$ .

$$\frac{\partial I_{bit}}{\partial J} = 2\pi \frac{f_n \Delta x_{max}}{r_{sens} r_T} \quad (3.47)$$

A derivada parcial de  $I_{bit}$  com relação a  $f_n$  é obtida derivando-se a Equação 2.22 com respeito a  $f_n$ .

$$\frac{\partial I_{bit}}{\partial f_n} = 2\pi \frac{J \Delta x_{max}}{r_{sens} r_T} \quad (3.48)$$

A derivada parcial de  $I_{bit}$  com relação a  $\Delta x_{max}$  é obtida derivando-se a Equação 2.22 com respeito a  $\Delta x_{max}$ .

$$\frac{\partial I_{bit}}{\partial \Delta x_{max}} = 2\pi \frac{J f_n}{r_{sens} r_T} \quad (3.49)$$

A derivada parcial de  $I_{bit}$  com relação a  $r_T$  é obtida derivando-se a Equação 2.22 com respeito a  $r_T$ .

$$\frac{\partial I_{bit}}{\partial r_T} = -2\pi \frac{J f_n \Delta x_{max}}{r_{sens} r_T^2} \quad (3.50)$$

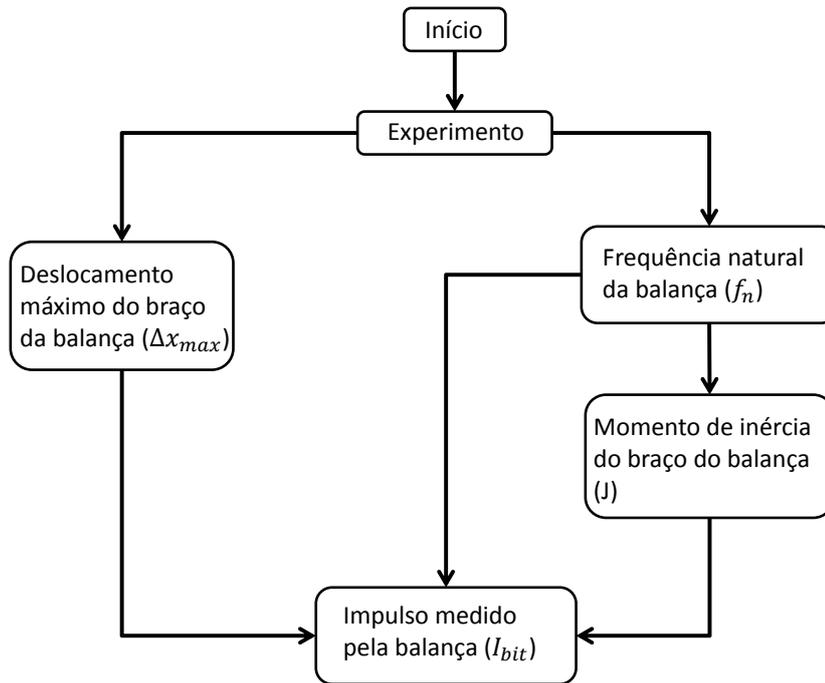
E a derivada parcial de  $I_{bit}$  com relação a  $r_{sens}$  é obtida derivando-se a Equação 2.22 com respeito a  $r_{sens}$ .

$$\frac{\partial I_{bit}}{\partial r_{sens}} = -2\pi \frac{J f_n \Delta x_{max}}{r_{sens}^2 r_T} \quad (3.51)$$

As incertezas obtidas nesta seção determinam qual é o intervalo de valores no qual a variável de interesse se encontra com um grau de confiabilidade. Na literatura são mais comumente utilizados valores de confiabilidades próximos de 95 % (GONÇALVES JUNIOR; SOUSA, 2008) e (MONTGOMERY et al., 2000). Por esse motivo, foi adotado uma confiabilidade de 95 % para este trabalho.

A metodologia para se determinar o impulso medido pela balança é resumida no fluxograma da Figura 3.43.

Figura 3.43 - Fluxograma para a determinação do impulso medido pela balança  $I_{bit}$



Fonte: Produção do autor

O objetivo da análise dinâmica é obter a função de transferência. Com a função de transferência, é possível simular propulsores com tempo de descarga muito pequenos e assim avaliar o impulso que a balança mediria assim como seu deslocamento. A função de transferência da balança foi obtida na seção 2.4.3 e é determinada pela Equação 2.26, que é repetida novamente.

$$\frac{\Theta(s)}{F(s)} = \frac{\frac{r_T}{J}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.26)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação 3.22 obtém-se o deslocamento angular no domínio da frequência.

$$\Theta(s) \approx \frac{\Delta X(s)}{r_{sens}} \quad (3.52)$$

Substituindo a Equação 3.52 na Equação 2.26 resulta na função de transferência.

$$\frac{\Delta X(s)}{F(s)} = \frac{\frac{r_{Tr} r_{sens}}{J}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.53)$$

O parâmetro  $2\zeta\omega_n$  pode ser calculado através das Equações 2.27 e 2.28.

$$\zeta = \frac{c_{ang}}{c_c} \quad (2.27)$$

$$c_c = 2J\omega_n \quad (2.28)$$

Substituindo a Equação 2.28 na Equação 2.27 isola-se a razão de amortecimento.

$$\zeta = \frac{c_{ang}}{2J\omega_n} \quad (3.54)$$

Colocando-se em evidência o termo  $2\zeta\omega_n$ , tem-se a seguinte relação.

$$2\zeta\omega_n = \frac{c_{ang}}{J} \quad (3.55)$$

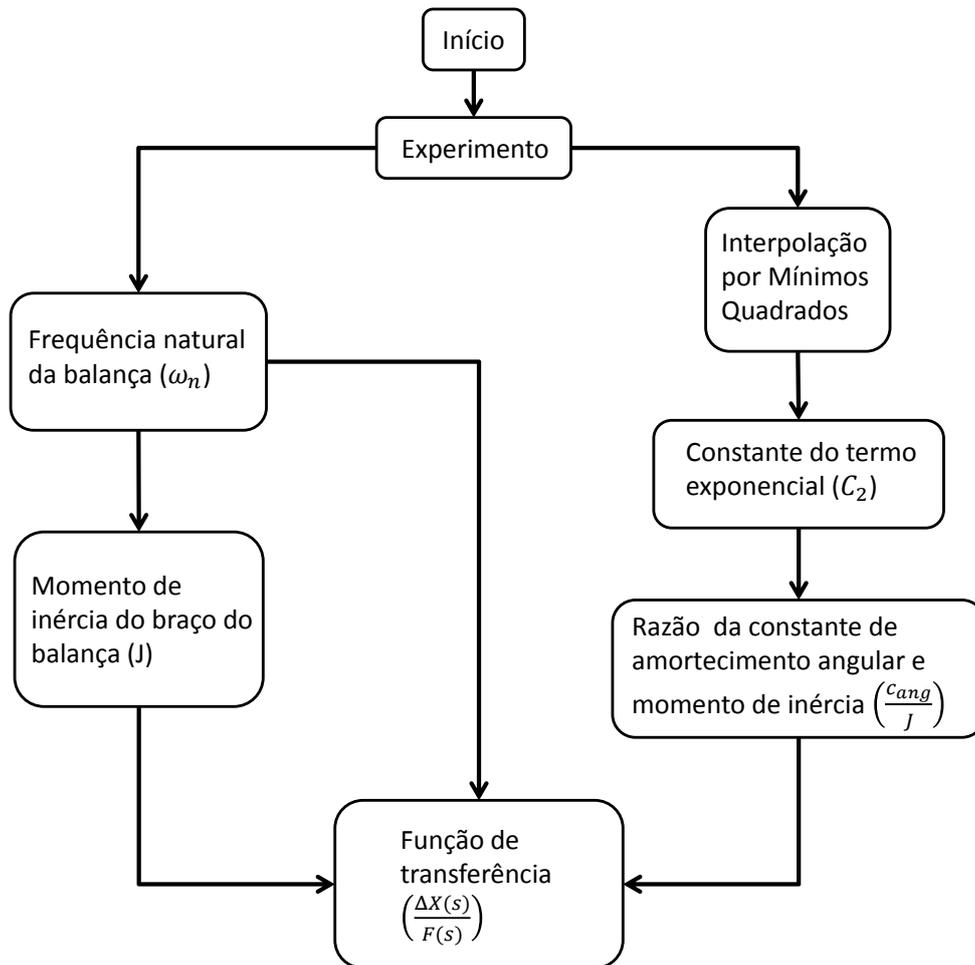
Substituindo a Equação 3.55 na Equação 3.53 obtém-se a forma final da função de transferência.

$$\frac{\Delta X(s)}{F(s)} = \frac{\frac{r_{Tr} r_{sens}}{J}}{s^2 + \left[\frac{c_{ang}}{J}\right] s + \omega_n^2} \quad (3.56)$$

A constante de amortecimento angular  $c_{ang}$  e o momento de inércia  $J$  são obtidos experimentalmente, conforme já foi descrito. Dessa forma, são obtidos os valores da razão  $\frac{c_{ang}}{J}$  em função da corrente elétrica que passa pelo amortecedor magnético e então esses dados são interpolados utilizando o método dos mínimos quadrados.

O fluxograma da Figura 3.44 resume o processo de obtenção da função de transferência.

Figura 3.44 - Fluxograma para a determinação da função de transferência  $\frac{\Delta X(s)}{F(s)}$



Fonte: Produção do autor

A razão de amortecimento  $\zeta$  não é diretamente calculada para se determinar a função de transferência, força de amortecimento e o impulso medido pela balança. Contudo a aproximação  $\omega_d \approx \omega_n$  depende de que  $\zeta \ll 1$ , por isso, é necessário mostrar que esta hipótese procede.

A razão de amortecimento pode ser determinada de duas maneiras distintas. A primeira delas é utilizando a técnica do decremento logarítmico, que foi explicada na seção 2.4.3. Outra forma de se obter este parâmetro é através da medição da constante  $C_2$ .

Da definição de  $C_2$ , Equação 3.21, e comparando essa equação com a Equação 3.54,

pode-se calcular a razão de amortecimento através da Equação 3.57.

$$\zeta = \frac{C_2}{\omega_n} \quad (3.57)$$

A incerteza do cálculo da razão de amortecimento,  $u(\zeta)$ , é calculada considerando apenas a frequência natural da balança  $\omega_n$ .

$$u(\zeta) = \left[ \frac{\partial \zeta}{\partial \omega_n} u(\omega_n) \right]^2 \quad (3.58)$$

A derivada parcial de  $\zeta$  com relação à  $\omega_n$  é calculada conforme a Equação 3.59.

$$\frac{\partial \zeta}{\partial \omega_n} = -\frac{C_2}{\omega_n^2} \quad (3.59)$$



## 4 EXPERIMENTOS E RESULTADOS

Nesse Capítulo são mostrados os experimentos realizados e os resultados obtidos de cada subsistema descrito nas seções anteriores. O Capítulo é dividido nas seções de resultados do simulador de propulsor, análise de oscilação da balança devido aos equipamentos de vácuo, amortecedor magnético e análise dinâmica.

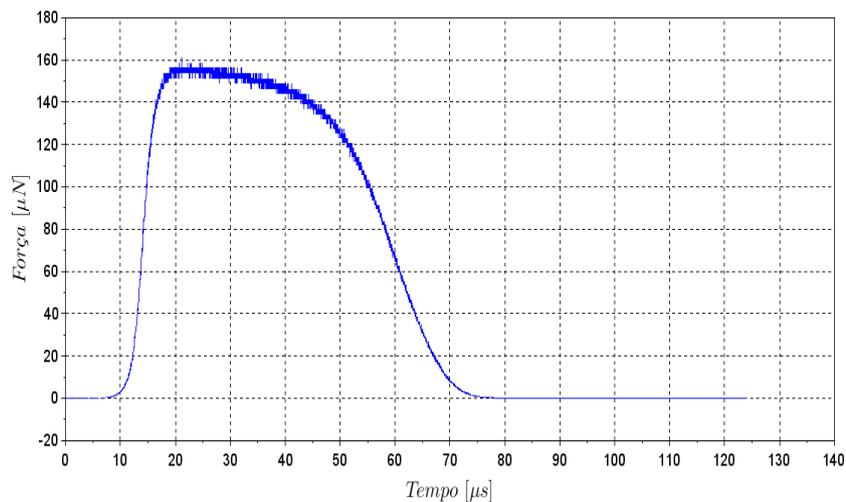
### 4.1 Simulador de propulsor

Conforme especificado na seção 3.2, o objetivo do simulador de propulsor é amplificar sinais elétricos cuja duração seja ajustável de forma que simule o impulso de um propulsor. Além disso, também foi citado que a duração do sinal elétrico seja tão pequeno quanto  $10 \mu s$  em analogia ao tempo de descarga de PPTs.

Os resultados desta seção são referentes ao pulso amplificado que simula o impulso de um PPT. São mostrados os gráficos de força ao longo do tempo correspondentes ao sinal da menor duração e do tempo maior de duração utilizado na análise dinâmica deste trabalho.

A Figura 4.1 mostra o resultado de um perfil de onda obtido do simulador.

Figura 4.1 - Sinal de menor duração obtido pelo simulador de propulsor



Fonte: Produção do autor

Da Figura 4.1 no eixo  $x$ , nota-se que o tempo de aplicação da força foi de aproximadamente  $75 \mu s$ . Esse foi o menor tempo de aplicação da força eletrostática obtido com o simulador. Contudo, este resultado não afetou os experimentos, pois ainda é muito menor que o período de oscilação da balança ( $\approx 2,5 s$ ) e, portanto, corrobora com as hipóteses da análise teórica, seção 2.4.2. Sabe-se que o impulso devido a força eletrostática do simulador é numericamente igual à área sob o gráfico da Figura 4.1 e pode ser determinado através da integral da Equação 4.1.

$$I_{bit} = \int_{t_i}^{t_f} F_e dt \quad (4.1)$$

Realizando uma integração numérica obteve-se o impulso de  $6,68 nNs$ . Este impulso apresenta um valor com o qual os PPTs não operam e além disso, a balança mede impulso dentro dos limites de  $14 \muNs$  e  $79 \muNs$  (ANSELMO, 2017). Dessa forma, uma opção para elevar o impulso à ordem de pelo menos  $14 \muNs$  seria elevar a tensão dos eletrodos e manter a duração da força eletrostática do DCE constante em  $75 \mu s$ .

Para se estimar a força eletrostática do DCE necessária para se produzir  $14 \muNs$  foi feita uma aproximação da curva da Figura 4.1 por uma curva perfeitamente quadrada. A força necessária para produzir o impulso mínimo que pode ser medido pela balança é estimada pela Equação 4.2.

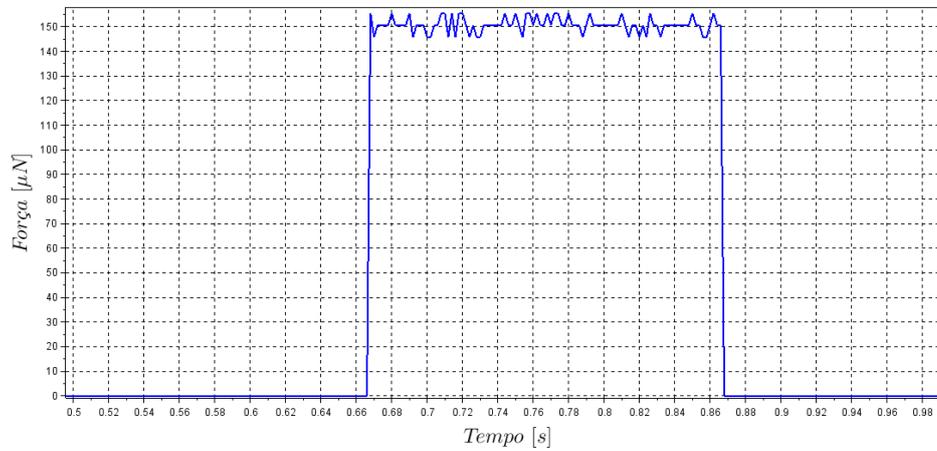
$$F_{min} = \frac{I_{min}}{\Delta t_{min}} \quad (4.2)$$

Onde  $F_{min}$  é a força eletrostática mínima,  $I_{min}$  é o impulso mínimo medido pela balança e  $\Delta t_{min}$  é o menor tempo de aplicação da força eletrostática obtido com o simulador de propulsor.

Substituindo os valores foi determinado que  $F_{min} = 187 mN$  em  $75 \mu s$  de duração do pulso. Extrapolando os valores obtidos da curva de calibração na Figura 3.5, a tensão equivalente capaz de gerar a força  $F_{min}$  é de  $V_{eq} = 8,58 kV$ . Essa tensão elétrica era maior do que as fontes do laboratório poderiam fornecer, por esse motivo a alternativa escolhida foi aumentar o tempo de aplicação da força eletrostática do DCE.

A tensão utilizada na fonte *Keysight 5771A* foi de  $250 V$  e o tempo de ação do pulso foi de  $200 ms$ . A Figura 4.2 mostra o pulso quadrado utilizado nos experimentos.

Figura 4.2 - Perfil de força gerado pelo simulador de propulsor



Fonte: Produção do autor

Foram realizadas 5 medições nas quais foram determinados a duração da força eletrostática, a diferença de potencial elétrico entre os eletrodos e a força eletrostática entre os eletrodos do simulador de propulsor através da curva de calibração Figura 3.5. O impulso fornecido foi calculado determinando-se a área retangular sob curva. A Tabela 4.1 mostra os valores obtidos.

Tabela 4.1 - Determinação do impulso do simulador de propulsor e sua incerteza

Medição	Força [mN]	Tempo [ms]	Impulso [ $\mu N s$ ]
<b>1</b>	0,1553	200	31,06
<b>2</b>	0,15454	199,7	30,862
<b>3</b>	0,1542	200	31,084
<b>4</b>	0,15487	201	31,129
<b>5</b>	0,15449	200	30,898
<b>Média</b>	0,1549	200,1	31,0
<b>Desvio-padrão</b>	0,00043	0,50	.....
<b>Incerteza digital</b>	0,00279	0,05	.....
<b>Incerteza combinada</b>	0,00283	0,50	0,57
<b>t de Student</b>	1,96	2,78	2,78
<b>Incerteza expandida</b>	0,0055	1,4	1,6

Fonte: Produção do autor

A força eletrostática gerada pelo simulador de propulsor é obtida da interpolação da curva de calibração e a duração do pulso é determinado posicionando o cursor do osciloscópio junto à curva retangular do pulso. A incerteza digital corresponde à soma da incerteza do osciloscópio (1,5 %) e da incerteza do sensor (1 %).

Pela Tabela 4.1, pode-se observar na coluna da força eletrostática fornecida pelo simulador que o desvio-padrão possui um valor que é o quarto algarismo significativo da média de 0,1549 *mN*. O baixo valor do desvio-padrão indica que houve uma boa repetibilidade dos pulsos do simulador de propulsor.

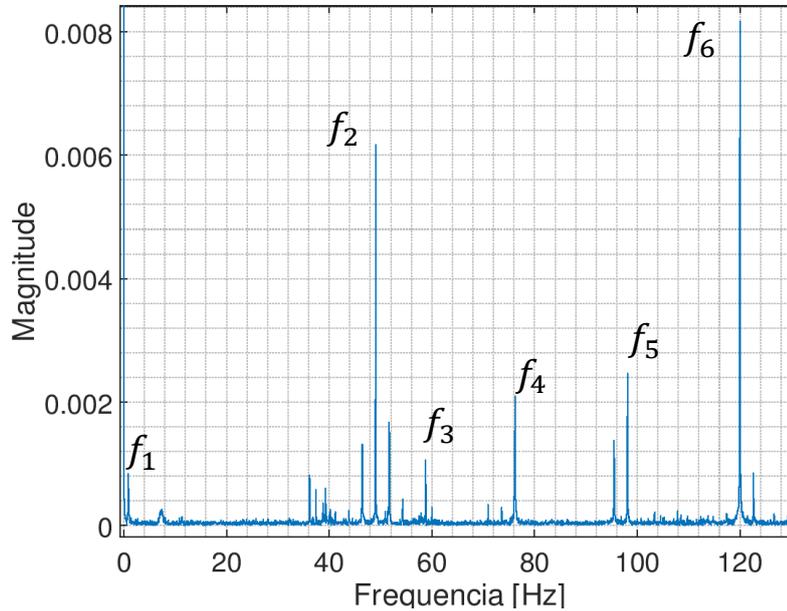
## 4.2 Análise de oscilação da balança

Nessa seção são mostrados os resultados obtidos da análise das frequências nas quais a balança oscila. São mostrados os espectros de oscilação da balança devido às bombas mecânicas, *Chiller* de água, compressor de ar, compressor de *He* e bomba criogênica. O compressor de *He* e a bomba criogênica operam juntos, por esse motivo estão representados no mesmo espectro.

É importante observar que não foram colocados pesos sobre os pratos da balança durante os testes, pois com menos inércia a balança é capaz de oscilar com amplitudes maiores devido às forças menores. Ou seja, consegue-se observar mais fontes de oscilação desta maneira.

Respeitando a sequência de funcionamento da Figura 3.38 foi ligado primeiramente o compressor de ar. Foi obtida uma amostra de 20 *s* de duração, aproximadamente. A Figura 4.3 mostra o espectro de frequências da balança quando o compressor de ar está funcionando.

Figura 4.3 - Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido ao compressor de ar



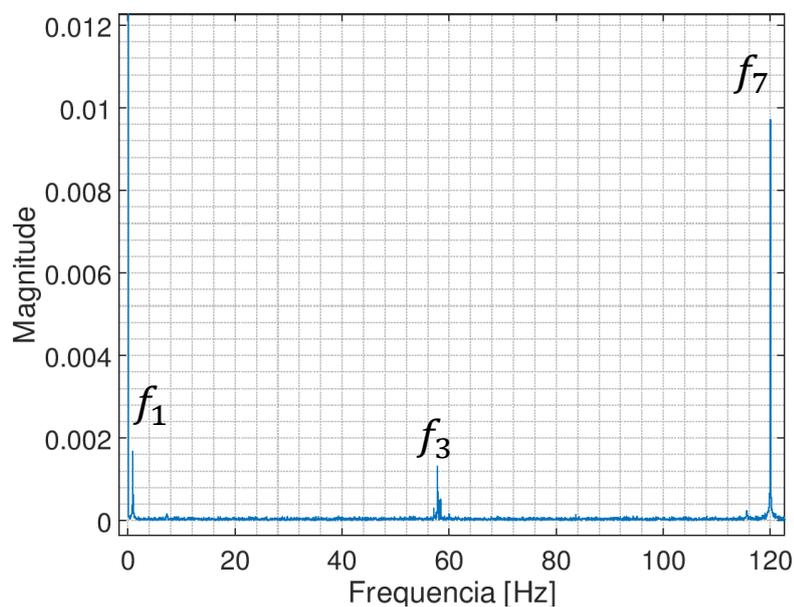
A taxa de aquisição dos dados foi de 5000 aquisições/s

Fonte: Produção do autor

A frequência  $f_1 \approx 0,89 Hz$  mostrada na Figura 4.3 foi identificada como sendo a frequência natural da balança. A frequência  $f_2$  de aproximadamente  $49 Hz$  é muito próxima do dobro da frequência de batimento dos pistões do compressor de ar ( $1480 rpm \approx 24,67 Hz$ ), portanto, deve-se tratar de um harmônico desta frequência. A frequência  $f_3$  de  $58,8 Hz$  é muito próxima da frequência da rede elétrica ( $60 Hz$ ), portanto, deve ser essa a origem. A frequência  $f_4 \approx 73,5 Hz$  e  $f_5 \approx 98 Hz$  são possivelmente harmônicos da frequência de batimento dos pistões visto que  $f_4 \approx 3 \times f_2$  e  $f_5 \approx 4 \times f_2$ . A frequência  $f_6$  pode ser um harmônico da frequência da rede elétrica  $f_3$ , pois  $f_6 \approx 2 \times f_3$ .

Após o compressor de ar fornecer pressão suficiente para as válvulas gaveta e de respiro funcionarem adequadamente, este equipamento é desligado. A partir deste ponto, inicia-se a operação do *Chiller* cuja função é fornecer água refrigerada para a operação das bombas mecânicas e do compressor de *He*. O espectro de frequência do *Chiller* foi obtido de uma amostra de  $20 s$ , aproximadamente. A Figura 4.4 mostra o espectro de frequências da balança quando o *Chiller* está funcionando.

Figura 4.4 - Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido ao *Chiller*



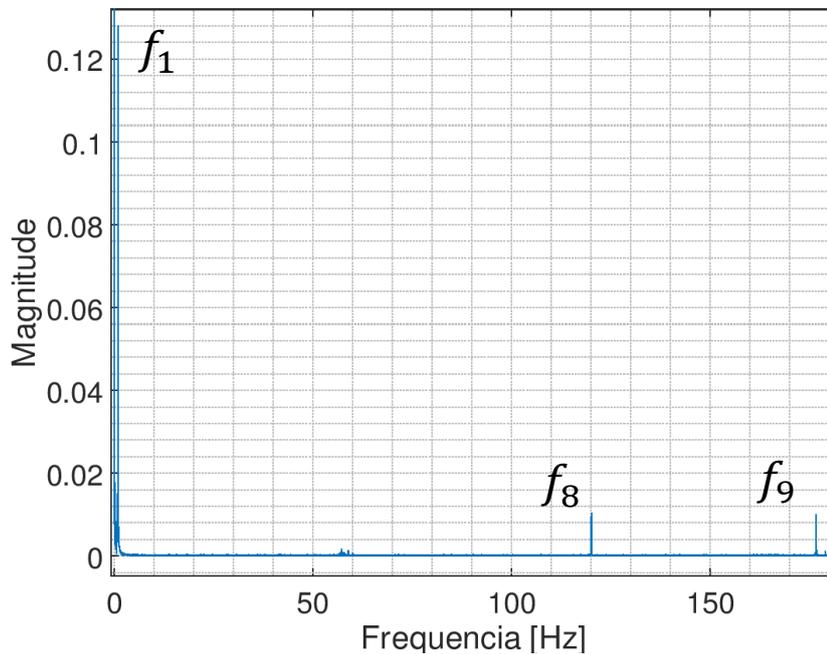
A taxa de aquisição dos dados foi de 5000 aquisições/s

Fonte: Produção do autor

Pela Figura 4.4, pode-se observar que novamente a frequência natural da balança  $f_1$  foi excitada. A frequência  $f_3 \approx 58,8 \text{ Hz}$  aparece novamente e é a frequência da rede elétrica. A frequência  $f_7$  pode ser um harmônico da frequência da rede elétrica  $f_3$ .

Com as bombas mecânicas refrigeradas, abre-se a válvula de pré-vácuo e liga-se a bomba *LEYVAC LV80*. Foi utilizada uma amostra de um período de 40 s aproximadamente. A Figura 4.5 mostra o espectro de frequências da balança quando a bomba *LEYVAC LV80* está funcionando.

Figura 4.5 - Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido à bomba *LEYVAC LV80*



A taxa de aquisição dos dados foi de 500 aquisições/s

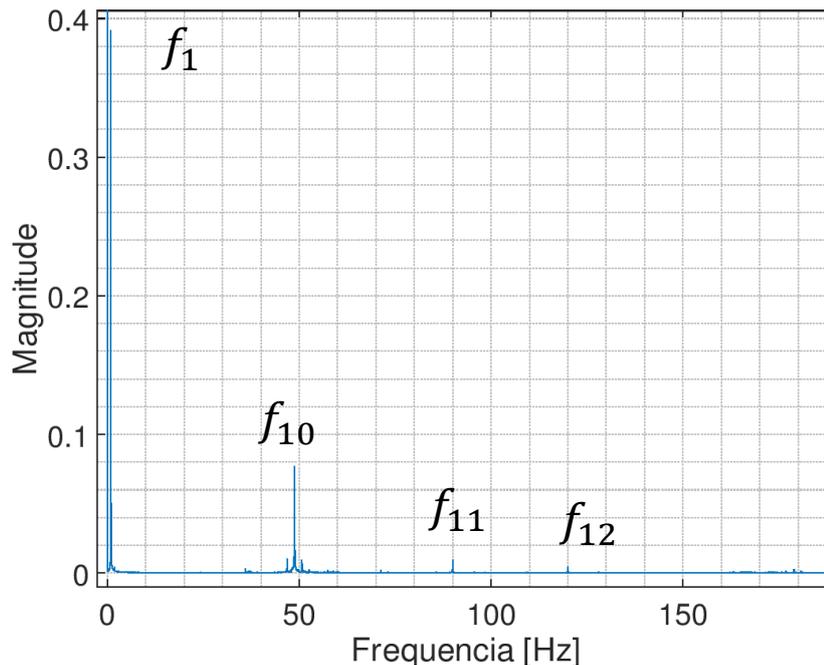
Fonte: Produção do autor

A Figura 4.5 mostra que a frequência natural  $f_1$  foi excitada novamente com uma magnitude maior em relação aos demais equipamentos. Conforme o diagrama da Figura 3.38, os equipamentos possuem um sequência de funcionamento. Para que a bomba *LEYVAC LV80* funcione, é necessário que o *Chiller* esteja funcionando também, por esse motivo o espectro de frequências da Figura 4.5 é a soma das influências do *Chiller* e da bomba *LEYVAC LV80*. Dessa forma, a maior magnitude de  $f_1$  para o espectro de frequências da bomba *LEYVAC LV80* é devido à influência do *Chiller* também. A frequência  $f_8 = 120 \text{ Hz}$  pode ter sido excitada somente pelo *Chiller*, pois a magnitude é muito semelhante à magnitude de  $f_7$ . A frequência  $f_9 \approx 176,7 \text{ Hz}$  é muito próxima de  $180 \text{ Hz}$  e deve ser um harmônico da frequência da rede elétrica  $f_3$ .

Após a pressão interna da câmara atingir a marca de  $200 \text{ mbar}$ , foi ligada a bomba *RUVAC WH700*. Foi utilizado um período de  $20 \text{ s}$  aproximadamente para obter o espectro de frequência das bombas mecânicas. Figura 4.6 mostra o espectro de frequências da balança quando a bomba *RUVAC WH700* está funcionando. Essa

bomba funcionou em conjunto com a bomba *LEYVAC LV80* até atingirem a marca de  $10^{-3}$  mbar, quando as bombas mecânicas foram desligadas. A partir deste ponto, o compressor de *He* foi acionado juntamente com a bomba criogênica.

Figura 4.6 - Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido à bomba *RUVAC WH700*



A taxa de aquisição dos dados foi de 5000 aquisições/s

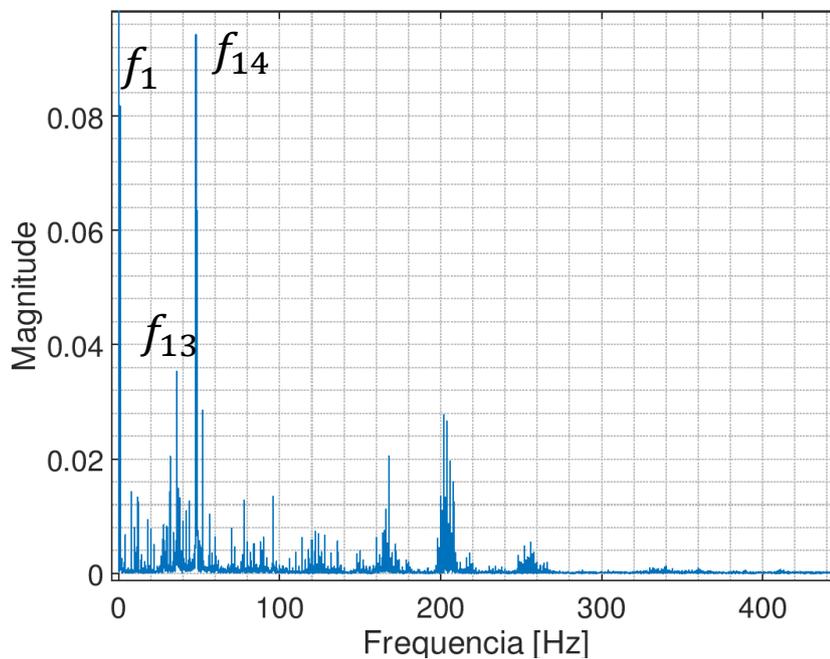
Fonte: Produção do autor

Pela Figura 4.6, percebe-se que a frequência natural da balança foi excitada com uma magnitude maior do que a magnitude da Figura 4.5. Isso ocorreu, pois a bomba *RUVAC WH700* opera conjuntamente com a *LEYVAC LV80*. Portanto a grande magnitude se deve às influências das duas bombas mecânicas. A frequência  $f_{10} \approx 48,8$  Hz não pertence aos equipamentos de vácuo, pois nenhum deles opera nesta frequência. É possível que essa frequência corresponda à própria oscilação da estrutura da base da balança induzida pela oscilação das bombas. A frequência  $f_{11} = 90$  Hz corresponde à frequência de trabalho da bomba *RUVAC WH700*, visto que esta bomba possui um inversor de frequência para operar em 90 Hz. A frequência  $f_{12} = 120$  Hz é um harmônico da frequência da rede elétrica e é excitada pelas duas bombas mecânicas.

A bomba criogênica e o compressor de *He* foram acionados após a pressão interna da câmara alcançar a ordem de  $10^{-3}$  mbar. Quando se chegou nesta pressão, as bombas mecânicas foram desligadas e somente o compressor de *He* e a bomba criogênica ficaram ligados. O espectro foi obtido de uma amostra de aproximadamente 10 s de operação.

A Figura 4.7 mostra o espectro de frequências da balança quando a bomba criogênica está funcionando.

Figura 4.7 - Espectro de frequências nas quais a balança oscila devido à bomba criogênica



A taxa de aquisição dos dados foi de 5000 aquisições/s

Fonte: Produção do autor

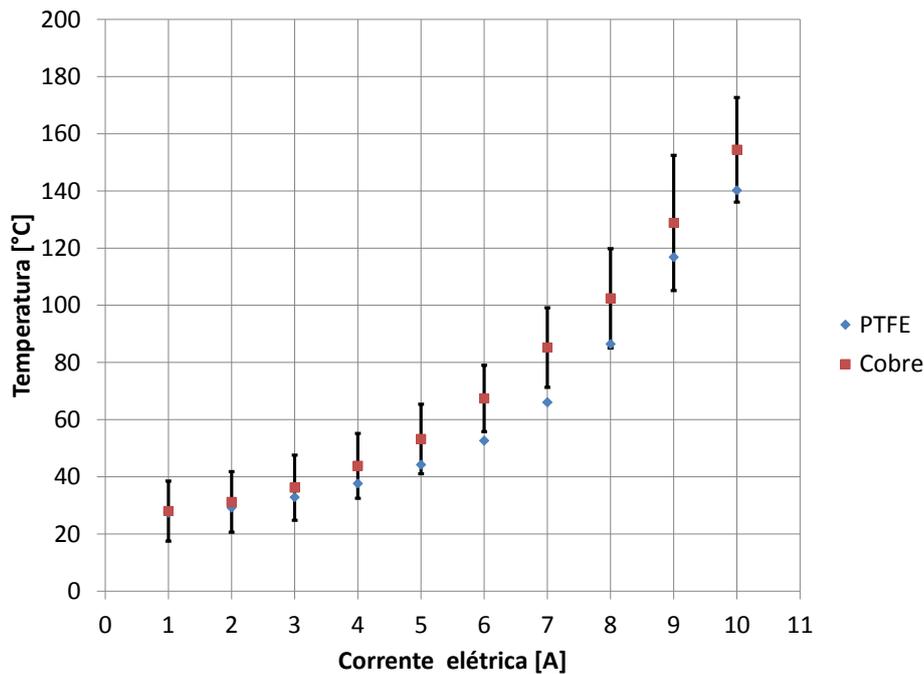
A frequência natural foi novamente excitada, conforme pode ser visto pela amplitude da frequência  $f_1$ . A frequência  $f_{13} \approx 36$  Hz é um múltiplo da frequência natural, portanto, pode ser um harmônico de  $f_1$ . A frequência  $f_{14} = 48$  Hz possui a magnitude mais relevante do espectro. Nem a bomba criogênica nem o compressor de *He* operam em 50 Hz ou em 48 Hz. Assim como  $f_{10}$ , esta frequência pode ser da oscilação da própria base da balança, que está fixada na estrutura da câmara.

As demais frequências não caracterizadas nos espectros do bomba criogênica, compressor de *He*, bombas mecânicas, *Chiller* e compressor de ar não correspondem às frequências de operação dos equipamentos. As origens dessas frequências só podem ser determinadas mais detalhadamente através da utilização de acelerômetros sobre a própria estrutura da balança e dos equipamentos de vácuo empregados.

### 4.3 Amortecedor magnético

De acordo com o que foi exposto na metodologia das medições do amortecedor magnético, foi feita uma avaliação das temperaturas a que o fio de cobre e o carretel de PTFE alcançavam quando submetidos a uma corrente elétrica que variava entre 1 A e 10 A. O processo de medição resultou na Figura 4.8.

Figura 4.8 - Temperatura [ $^{\circ}\text{C}$ ] em função da corrente elétrica para o carretel e o fio de cobre



Incerteza mostrada apenas para o fio de cobre por possuir a temperatura que limita a operação do amortecedor magnético. Teste realizado em condição atmosférica.

Fonte: Produção do autor

A análise de incertezas mostrou que a incerteza associada ao multímetro foi mais significativa do que a incerteza associada à dispersão dos valores medidos. Para

valores relativamente baixos de corrente, a incerteza relativa se mostrou bastante elevada em relação à temperatura medida.

É importante notar que pelo fato da temperatura ser um mensurando variável, isto é, varia ao longo da superfície do carretel de PTFE e ao longo dos fios de cobre mais internos em relação aos fios mais externos, não se pode aumentar o número de medições e esperar que a dispersão diminua. O melhor a se fazer é utilizar um termopar mais preciso com o multímetro ou trocá-lo por um equipamento de medição de temperatura mais adequado.

O limite de temperatura dos fios de cobre, para que o isolamento não se desfaça, é de  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$  (CONDUPASQUA, 2019). Pela Figura 4.8, é possível perceber que para a corrente de  $10\text{ A}$  a temperatura do fio de cobre ficou próxima de  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$  considerando o limite superior da respectiva incerteza. Sabendo que o tempo de funcionamento do amortecedor foi de 1 minuto, conclui-se que se for aumentado o tempo de funcionamento para mais de 1 minuto para a corrente de  $10\text{ A}$ , a temperatura do fio de cobre poderá passar de  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

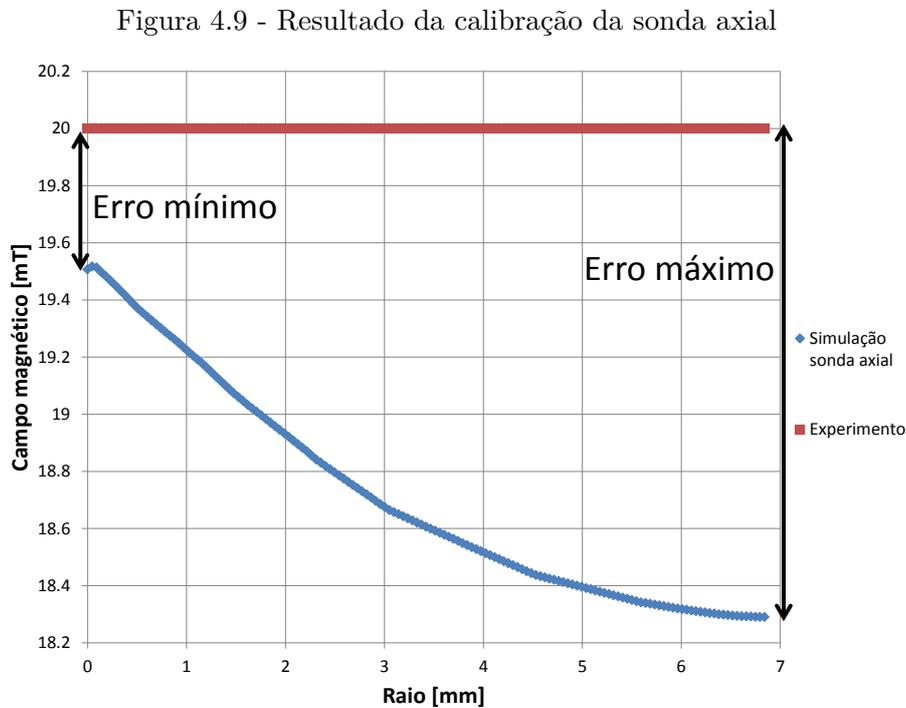
Além do fato da temperatura do fio de cobre ficar próxima de  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$  após 1 minuto de operação a  $10\text{ A}$ , deve-se considerar também que o amortecedor é acionado mais de uma vez durante os experimentos com a balança dentro da câmara de vácuo. Isso significa que não há tempo suficiente para a temperatura do fio de cobre diminuir até a condição de temperatura ambiente fora da câmara de vácuo ( $23\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), como ocorreu nos experimentos com o termopar. A dificuldade da temperatura diminuir dentro da câmara de vácuo se deve ao fato de não haver convecção neste ambiente. A perda de calor ocorre apenas por radiação e condução. Considerando os fatores explicados, conclui-se que se torna inviável a utilização da corrente de  $10\text{ A}$  para amortecer o movimento da balança.

Aplicando o mesmo raciocínio da impossibilidade de se utilizar a corrente de  $10\text{ A}$ , conclui-se também que a utilização da corrente de  $9\text{ A}$  se torna proibitiva. Pelos motivos apresentados, foi utilizada a corrente de  $8\text{ A}$  repetidas vezes por 1 minuto ou menos.

O carretel de PTFE possui uma temperatura de fusão de  $335\text{ }^{\circ}\text{C}$  (PUTS et al., 2019) e por isso não houve preocupação com o aumento de temperatura deste componente.

Conforme explicado na seção 3.3.2, foi feita uma calibração do gaussímetro utilizado para medir o campo magnético gerado pelo amortecedor magnético. Para a

calibração foram utilizadas uma sonda Hall axial e uma transversal. A simulação foi utilizada como referência. Para a sonda axial foi possível obter o gráfico da Figura 4.9.

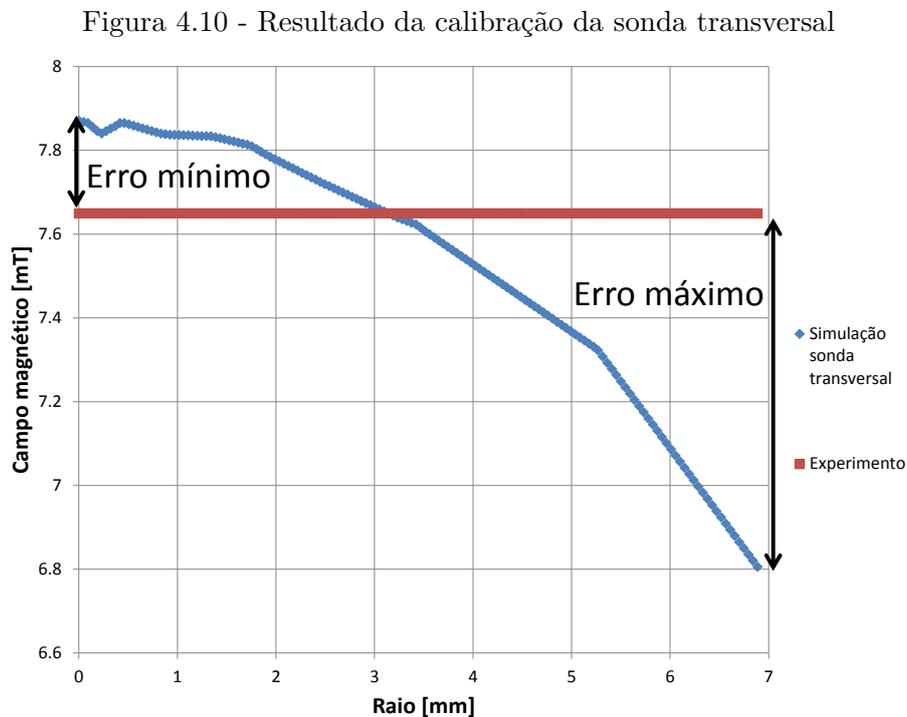


Fonte: Produção do autor

Pela Figura 4.9, vê-se que o erro máximo entre o resultado experimental e a simulação foi de  $1,71 \text{ mT}$ , o que corresponde a um erro aproximado de  $9,3 \%$ . O erro mínimo encontrado foi de  $0,49 \text{ mT}$ , que corresponde à  $2,5\%$ . O erro sistemático, que é o erro previsível e que pode ser corrigido, foi obtido comparando o resultado experimental com o valor médio da curva da simulação. O erro sistemático obtido foi de  $1,4 \text{ mT}$ .

O erro aleatório, que é o erro imprevisível associado à dispersão dos valores, foi determinado em termos da porcentagem do valor obtido, pois ela pode variar conforme a faixa do campo magnético medido. O erro aleatório foi obtido multiplicando-se o desvio-padrão das medições experimentais pelo fator de expansão  $t - Student$  para 9 graus de liberdade e um intervalo de confiança de  $95 \%$ . O erro aleatório obtido foi de  $4,24 \%$  do valor medido.

Para a sonda transversal, foi possível obter os gráficos da Figura 4.10.



Fonte: Produção do autor

Pela Figura 4.10, vê-se que o erro máximo entre o resultado experimental e a simulação foi de  $0,84 \text{ mT}$ , o que corresponde a um erro aproximado de  $12,3 \%$ . O erro mínimo encontrado foi de  $0,22 \text{ mT}$ , que corresponde à  $2,8\%$ . O erro sistemático foi determinado pelo valor médio do resultado da simulação e teve como resultado  $0,12 \text{ mT}$ . O erro aleatório obtido foi de  $29,5 \%$ . A Tabela 4.2 mostra resumidamente os resultados da calibração.

Tabela 4.2 - Dados da calibração das sondas e do gaussímetro

	Sonda axial	Sonda Transversal
Média dos experimentos [mT]	20,00	7,6
Simulação (valor médio) [mT]	18,59	7,5
Simulação (valor mínimo) [mT]	18,29	6,8
Simulação (valor máximo) [mT]	19,51	7,9
Erro sistemático [mT]	1,4	0,12
Correção [mT]	-1,4	-0,12
Incerteza combinada [mT]	0,35	1,0
Incerteza expandida [mT]	0,79	2,2
Incerteza expandida [%]	4,24	29,5

Fonte: Produção do autor

A determinação da incerteza combinada levou em consideração o Erro máximo indicado nas Figuras 4.9 e 4.10. Ou seja, a incerteza combinada representa o maior erro possível que o conjunto sonda e gaussímetro podem fornecer.

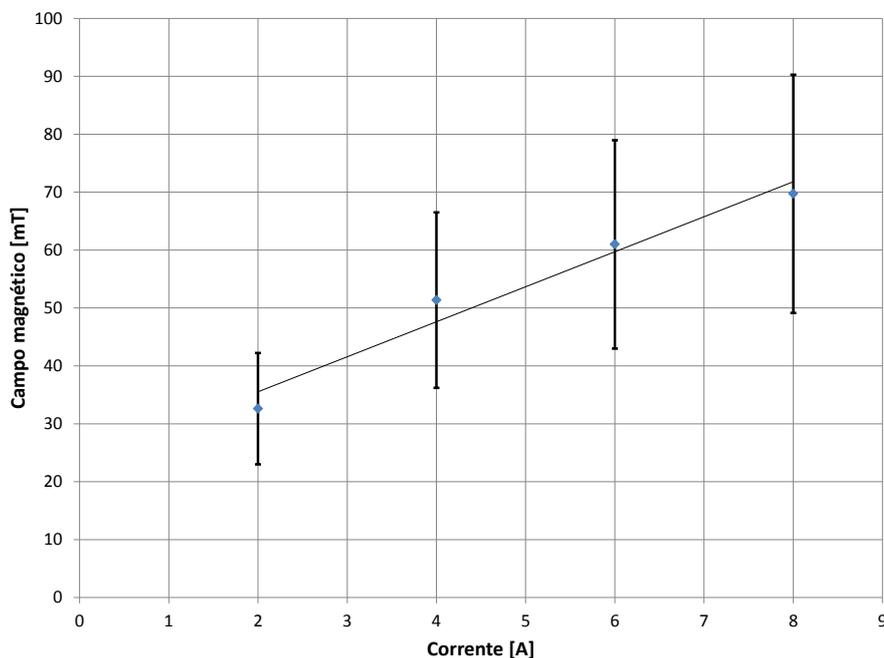
Através da calibração foram corrigidos os resultados e determinadas as incertezas do campo gerado pelo amortecedor magnético com a sonda transversal. O resultado é importante, pois faz parte da caracterização do amortecedor e pode ser comparado com a especificação de projeto, citadas na seção 3.3.2. A Figura 4.11 mostra como o campo magnético do amortecedor magnético variou em função da corrente elétrica aplicada.

Para o projeto do amortecedor magnético, foi especificado que o campo magnético desejado próximo da superfície da ferrite fosse de  $0,1 T$ . A distância da superfície da ferrite na qual a intensidade do campo magnético foi especificada diz respeito à distância do sensor Hall da sonda transversal à superfície da ferrite. Esta distância é de  $5 mm$ . Contudo, nota-se que esta intensidade não foi possível de ser obtida operando com  $8 A$ . Utilizando a equação obtida da regressão linear, determinou-se a corrente elétrica necessária para se obter  $0,1 T$  a  $5 mm$ . A equação que se ajusta aos dados experimentais é mostrada na Equação 4.3.

$$B(I) = 6,05I + 23,42 \quad (4.3)$$

Da Equação 4.3, conclui-se que é necessária uma corrente de pelo menos  $12,7 A$ .

Figura 4.11 - Campo magnético em função da corrente elétrica



Utilizando regressão linear foi possível obter a reta que se ajusta aos dados experimentais e é representada por  $B(I) = 6,05I + 23,42$  com  $R^2 = 0,962$

Fonte: Produção do autor

Conforme já explicado, não é indicado utilizar correntes maiores do que 8 A, por isso também não é utilizado neste trabalho 12,7 A. Desta forma, o amortecedor magnético operou neste trabalho com um campo magnético abaixo da especificação desejada, o que levou a um amortecimento menor que o desejado. O fato do amortecimento ter sido menor não foi um problema, pois ainda assim o tempo necessário para a balança chegar ao repouso foi diminuído de 13 minutos para pouco mais de 1 minuto aproximadamente.

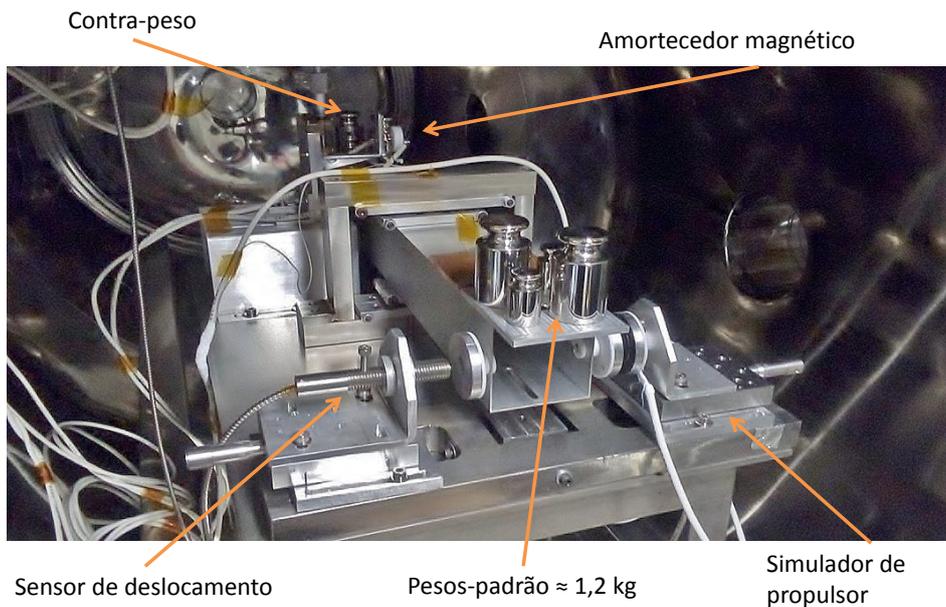
#### 4.4 Análise dinâmica

Nesta seção são determinados os parâmetros dinâmicos para se obter o impulso medido pela balança, a força de amortecimento do amortecedor magnético e também a função de transferência. A obtenção dos parâmetros citados seguem a metodologia descrita na seção 3.5.

#### 4.4.1 Determinação do impulso $I_{bit}$

Nesta seção são mostrados os resultados dos parâmetros necessários para se determinar o impulso  $I_{bit}$  medido pela balança. Só foi possível operar as bombas mecânicas, pois a bomba criogênica não estava operacional durante o período dos experimentos. Quando a pressão interna da câmara atingia  $10^{-3}$  mbar, as bombas mecânicas eram desligadas para que o ruído não influenciasse nas medições, contudo a pressão interna subia durante os experimentos estabilizando em  $(1,75 \pm 0,25)$  mbar. Foram utilizados pesos-padrão que somaram  $(1199,991 \pm 0,012)$  g no prato de um lado da balança, pois representam a massa equivalente do propulsor PPT que se deseja testar em trabalhos futuros. Também foram colocados pesos-padrão no prato do lado oposto da balança para servir de contra-peso. A Figura 4.12 mostra a configuração final da balança para os experimentos.

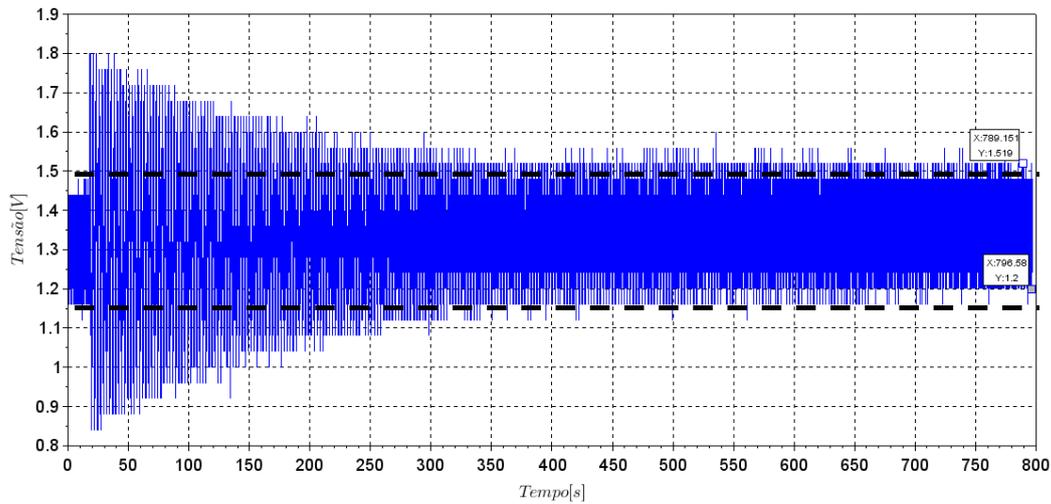
Figura 4.12 - Configuração da balança para os testes



Fonte: Produção do autor

O simulador de propulsor gera um pulso do formato mostrado na Figura 4.2 com duração média de  $200,1$  ms e impulso médio de  $I_{bit} = 31,0$   $\mu N s$ , conforme mostrado na Tabela 4.1. O comportamento dinâmico da balança devido a este pulso é mostrado na Figura 4.13.

Figura 4.13 - Resposta dinâmica da balança devido à atuação do simulador de propulsor



A resposta dinâmica mostrada foi obtida sem a atuação do amortecedor magnético.

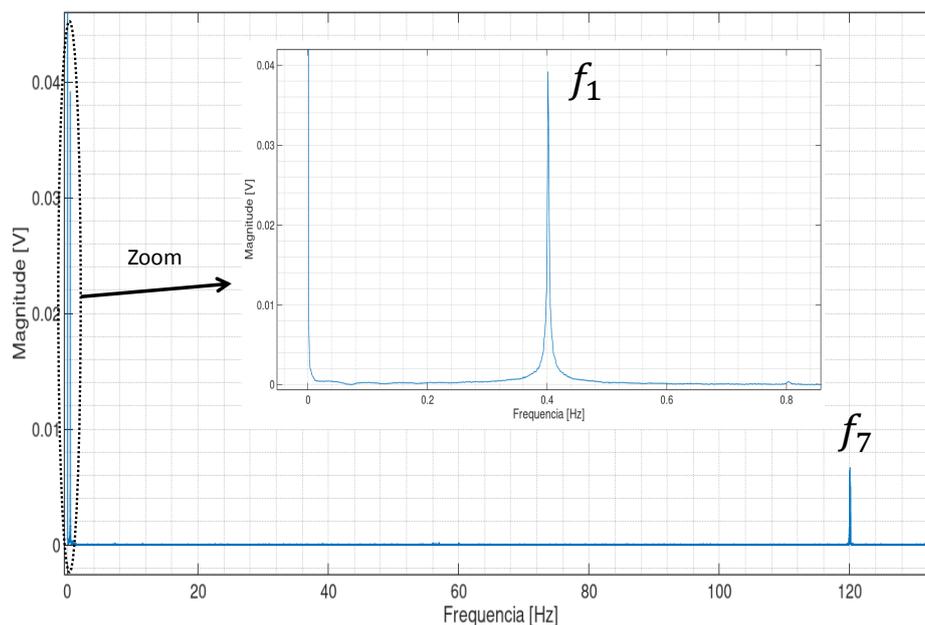
Fonte: Produção do autor

Duas observações devem ser feitas com relação à Figura 4.13. A primeira diz respeito ao tempo necessário para que a balança volte à condição inicial antes do disparo do simulador de propulsor. Como indicado, obteve-se novamente uma amplitude similar à amplitude inicial ao final do tempo de 800 s. O tempo elevado de espera entre duas medições justifica a utilização do amortecedor magnético.

A outra observação diz respeito ao deslocamento da tensão elétrica média do sensor antes do disparo do simulador de propulsor. A linha tracejada superior indica este deslocamento. Antes do disparo do simulador de propulsor estava indicado que a amplitude do movimento estava abaixo da linha tracejada e ao final do tempo de 800 s, a amplitude do movimento estava acima da linha tracejada. A causa deste deslocamento é a histerese do conjunto mecânico. Como o parâmetro de interesse é o  $\Delta x_{max}$  obtido no primeiro pico da oscilação, a variação da tensão elétrica média não interferiu nas medições.

A frequência natural é determinada do espectro de frequências, que foi obtido através da FFT da resposta dinâmica da balança, Figura 4.13. A Figura 4.14 mostra a obtenção da frequência natural de oscilação através do espectro da resposta dinâmica.

Figura 4.14 - Determinação da frequência natural da balança

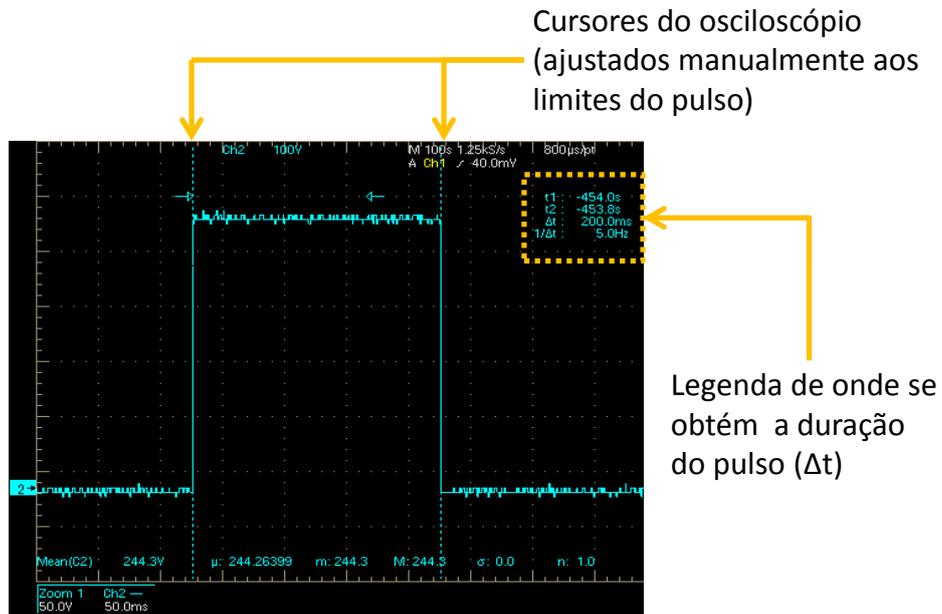


Fonte: Produção do autor

Na Figura 4.14, é possível notar duas frequências sendo excitadas,  $f_1$  e  $f_7$ . A frequência  $f_1$  corresponde à frequência natural da balança e a frequência  $f_7$  em 120  $Hz$  é devido ao funcionamento do *Chiller*. Todos os demais equipamentos de vácuo eram mantidos desligados, apenas o *Chiller* funcionava por um curto período de tempo para manter as bombas mecânicas refrigeradas.

O momento de inércia foi calculado através da Equação 3.26. O intervalo de aplicação da força foi determinado com o cursor do osciloscópio no canal em que os dados de tensão do simulador de propulsor foram salvos. A Figura 4.15 mostra como foi obtido o intervalo de aplicação da força.

Figura 4.15 - Determinação do intervalo de aplicação da força do simulador de propulsor



O cursor foi ajustado à duração do pulso manualmente e seu valor fornecido na legenda de dados ao lado do sinal.

Fonte: Produção do autor

O resultado da obtenção dos parâmetros dinâmicos pode ser visto na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Parâmetros medidos e calculados através da resposta dinâmica da balança

Medição	$f_n$ [Hz]	J [ $m^2 kg$ ]	$\Delta x_{max}$ [ $\mu m$ ]	Impulso [ $\mu N s$ ]	Erro [%]
1	0,39952	0,22614	4,193	33,641	8,31
2	0,40076	0,22474	4,193	33,537	8,67
3	0,40223	0,2231	4,365	33,414	7,50
4	0,40305	0,2222	4,271	33,346	7,12
5	0,40155	0,22386	4,275	33,471	8,33
Média	0,4014	0,2240	4,26	33,5	7,98
Desvio-padrão	0,0014	.....	.....	.....	.....
Incerteza medição indireta	.....	0,0034	0,37	3,1	.....
t-Student	2,78	1,96	1,96	1,96	.....
Incerteza combinada	0,0014	0,0034	0,37	3,1	.....
Incerteza expandida	0,0038	0,0067	0,72	6,0	.....

Fonte: Produção do autor

A coluna de erro da Tabela 4.3 mostra a diferença percentual entre o impulso fornecido pelo simulador de propulsor e o impulso medido pela balança. O impulso medido pela balança foi determinado através da Equação 2.22 e a maior diferença obtida foi de 8,67 %, que está abaixo do erro máximo citado por Anselmo (2017).

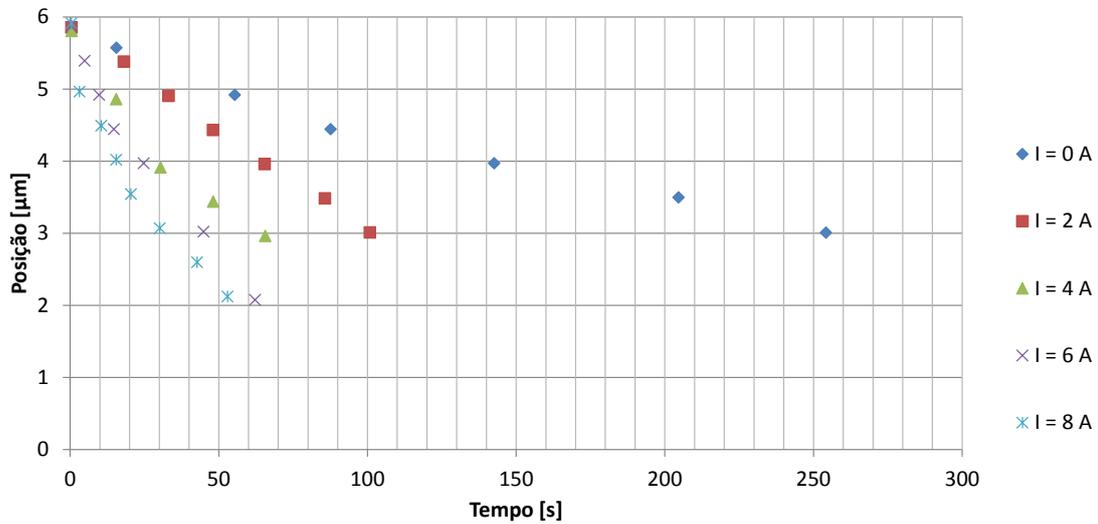
A determinação do  $I_{bit}$  é importante, pois confirma que o ajuste necessário para tornar os eletrodos do simulador de propulsor paralelos foi feito adequadamente. Além disso, confirma que os dados utilizados para se obter a constante do termo exponencial ( $C_2$ ) necessário para determinar a função de transferência foram dados corretos.

#### 4.4.2 Determinação da função de transferência do sistema

Para a determinação da função de transferência da balança, foram calculados os parâmetros dinâmicos seguindo o procedimento descrito no diagrama da Figura 3.44. Na seção 4.4.1 foram obtidos o momento de inércia ( $J$ ) e a frequência natural da balança  $f_n$ . Nesta seção, é obtida a constante do termo exponencial ( $C_2$ ), a razão de amortecimento ( $\zeta$ ), a razão ( $\frac{c_{ang}}{J}$ ) e a função de transferência.

A constante do termo exponencial é obtida através da aplicação da técnica dos mínimos quadrados à curva exponencial que modela o sinal amortecido da balança. Ao se identificar o pico de cada oscilação da resposta dinâmica da balança, foi possível elaborar o gráfico da Figura 4.16.

Figura 4.16 - Envoltórias das respostas dinâmicas



Cada ponto do gráfico representa a amplitude máxima atingida pela balança durante a resposta dinâmica.

Fonte: Produção do autor

Foram feitas mais de uma medição para se determinar a constante  $C_2$ , contudo uma única medição foi utilizada. Outras medições não foram utilizadas para a interpolação, pois houve influências diretas do funcionamento do *Chiller* na amplitude da resposta dinâmica destas medições. Também houve efeito da histerese do sistema mecânico e por serem considerados erros grosseiros, os dados não foram utilizados. A interpolação por mínimos quadrados forneceu os seguintes resultados na determinação de  $C_2$ .

$$C_2(0 \text{ A}) = 0,00254 \quad (4.4)$$

$$C_2(2 \text{ A}) = 0,00658 \quad (4.5)$$

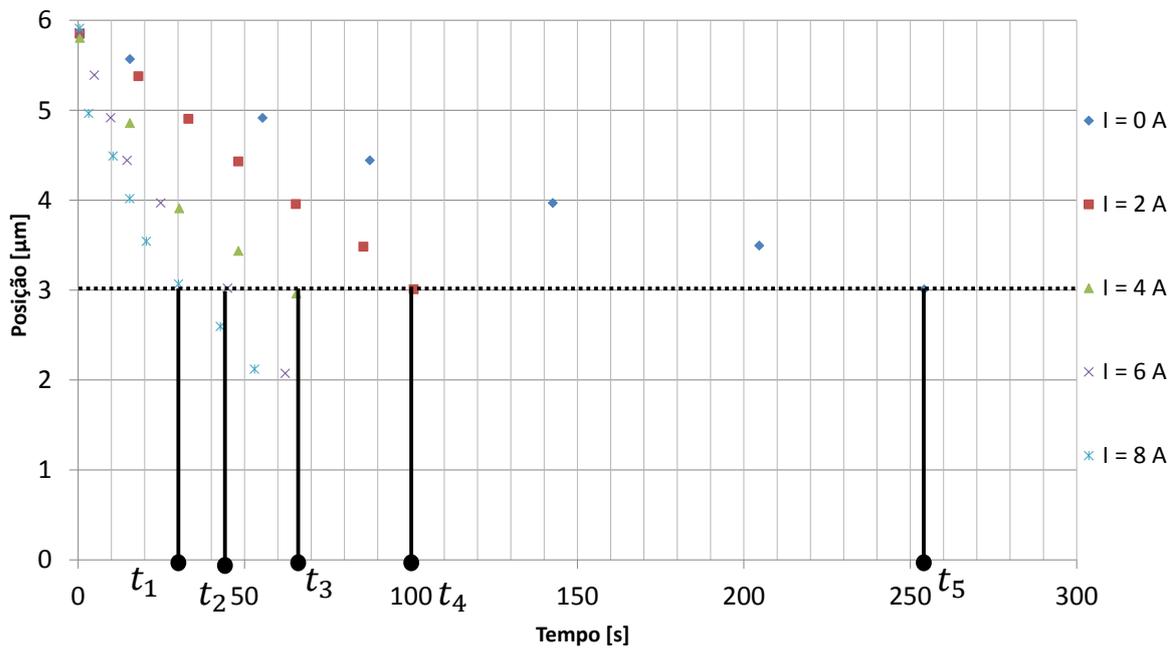
$$C_2(4 \text{ A}) = 0,0103 \quad (4.6)$$

$$C_2(6 \text{ A}) = 0,0160 \quad (4.7)$$

$$C_2(8 \text{ A}) = 0,0181 \quad (4.8)$$

Da Figura 4.16 é possível perceber a diminuição acentuada da amplitude do movimento com a utilização do amortecedor magnético. Considerando a amplitude de  $3 \mu\text{m}$  apenas como uma referência para uma primeira análise, pode-se traçar uma linha reta em  $y = 3 \mu\text{m}$  para saber quanto tempo levou para que a amplitude máxima do movimento atingisse aproximadamente  $3 \mu\text{m}$ . A Figura 4.17 mostra este procedimento.

Figura 4.17 - Determinação do tempo necessário para a amplitude máxima da oscilação atingir  $3 \mu\text{m}$

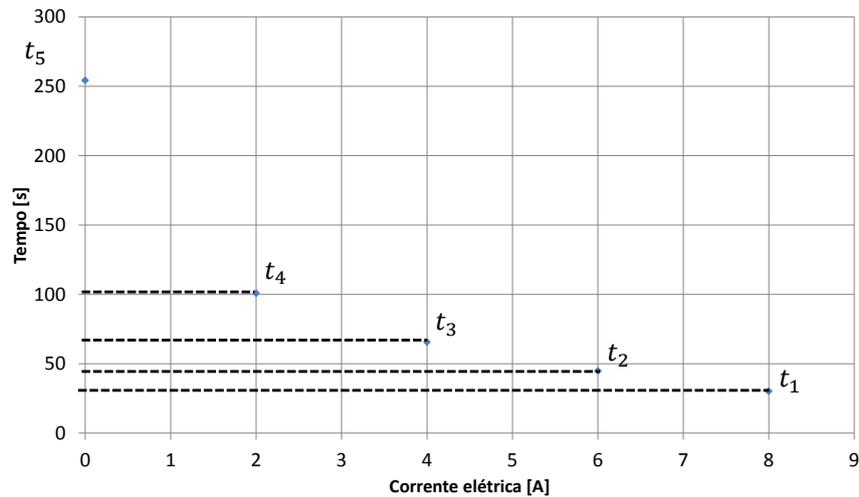


$t_1$  corresponde à corrente de 8 A,  $t_2$  corresponde à corrente de 6 A,  $t_3$  corresponde à corrente de 4 A,  $t_4$  corresponde à corrente de 2 A e  $t_5$  corresponde à corrente de 0 A.

Fonte: Produção do autor

Com o tempo necessário para a amplitude chegar a  $3 \mu m$  foi possível elaborar o gráfico da Figura 4.18, que mostra a influência da corrente elétrica na diminuição da amplitude máxima do movimento até se atingir  $3 \mu m$ .

Figura 4.18 - Influência da corrente na diminuição da amplitude da resposta dinâmica da balança



Fonte: Produção do autor

Pela Figura 4.18 nota-se que a aplicação da corrente de  $8 A$  no amortecedor magnético reduz o tempo para a oscilação alcançar a amplitude de  $3 \mu m$  em  $224 s$ . Esta diferença é bastante significativa e justifica a utilização do amortecedor magnético.

Sabendo-se o resultado da determinação do parâmetro  $C_2$  é possível calcular a razão de amortecimento ( $\zeta$ ) e a variável ( $c_{ang}$ ).

Embora a razão de amortecimento não seja utilizada diretamente na obtenção da função de transferência, é importante conhecê-la. Através de  $\zeta$  é possível saber se a aproximação  $\omega_d \approx \omega_n$  é válida. A razão de amortecimento foi calculada de duas maneiras distintas, a primeira delas foi através do decremento logarítmico.

Para a aplicação da técnica do decremento logarítmico, foram utilizados 5 picos distintos durante a oscilação da balança em sua resposta dinâmica para cada corrente elétrica utilizada. Aplicando as Equações 2.31 e 2.30 foi obtida a Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Razão de amortecimento em função da corrente elétrica

<b>Corrente [A]</b>	<b>0</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>6</b>	<b>8</b>
$\delta_{dl}$	0,0090	0,0140	0,0332	0,071	0,095
$\mathbf{U}(\delta_{dl})$	0,0026	0,0044	0,0078	0,019	0,056
$\zeta$	0,00143	0,00223	0,0053	0,0112	0,0152
$\mathbf{U}(\zeta)$	0,00041	0,00070	0,0012	0,0030	0,0090

Fonte: Produção do autor

A incerteza expandida da razão de amortecimento  $U(\zeta)$  foi determinada multiplicando-se o desvio-padrão da série de 5 medições pelo coeficiente de expansão  $t$  – *Student*. De uma maneira geral, observa-se que  $U(\zeta)$  foi elevada e ocorreu devido à dispersão dos dados serem grandes. Ou seja, a técnica do decremento logarítmico não foi precisa na determinação da razão de amortecimento  $\zeta$ . Uma causa possível da falta de precisão pode estar relacionada ao ruído, que impossibilitou que as amplitudes de cada oscilação fossem devidamente mensuradas.

A segunda maneira em que a razão de amortecimento foi determinada foi através da constante do termo exponencial  $C_2$ . Conforme explicado na metodologia, seção 3.5, a razão de amortecimento pode ser obtida conhecendo-se a frequência natural  $\omega_n$ , que foi determinada multiplicando-se a frequência  $f_n$  da Tabela 4.3 por  $2\pi$ , e da constante  $C_2$  para cada corrente elétrica utilizada. Realizando este procedimento, obteve-se a Tabela 4.5.

Tabela 4.5 - Comparação entre as razões de amortecimento ajustada e calculada

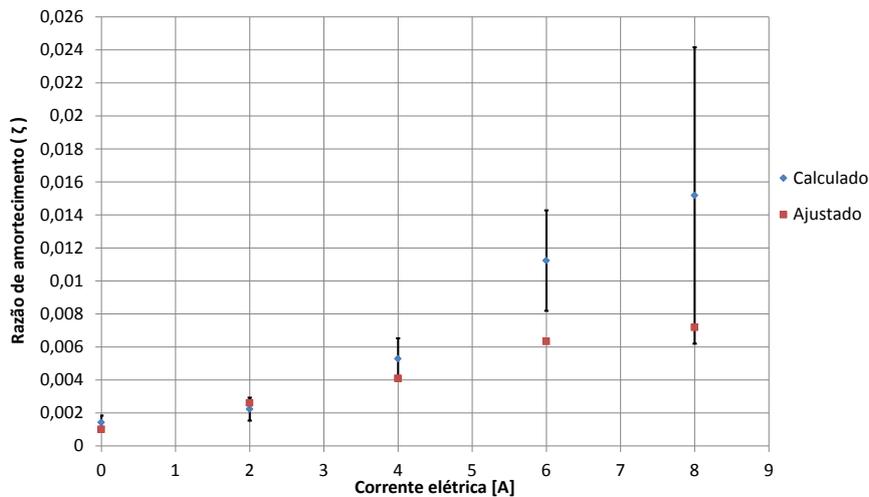
<b>Corrente [A]</b>	<b>0</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>6</b>	<b>8</b>
<b>Expoente (<math>C_2</math>) [<math>\frac{1}{s}</math>]</b>	0,00254	0,00658	0,0103	0,0160	0,0181
<b><math>\zeta</math> (ajustado)</b>	0,0010071	0,002608	0,004100	0,006336	0,007186
<b><math>\zeta</math> (calculado)</b>	0,0014	0,0022	0,0053	0,0112	0,0152
<b>Diferença [%]</b>	41,9	14,4	28,9	77,2	111,2
<b><math>U(\zeta)</math> (ajustado)</b>	$9,5 \times 10^{-6}$	$2,4 \times 10^{-5}$	$3,9 \times 10^{-5}$	$6,0 \times 10^{-5}$	$6,7 \times 10^{-5}$

Fonte: Produção do autor

Pela Tabela 4.5 é possível perceber que houve divergência entre a razão de amortecimento calculada  $\zeta$  (*calculado*) pelo decremento logarítmico e a razão de amorte-

cimento ajustada  $\zeta$  (*ajustado*), calculada pelo expoente  $C_2$  através da técnica dos mínimos quadrados. A diferença mínima de 14,4 % ocorreu para o caso em que a corrente elétrica foi de 2 A, a diferença máxima foi de 111,2 % e mostra que o resultado de  $\zeta$  (*calculado*) não pode ser utilizado para se determinar a função de transferência. A Figura 4.19 mostra a diferença entre as razões de amortecimento de forma gráfica.

Figura 4.19 - Comparação gráfica entre as razões de amortecimento ajustada e calculada



Fonte: Produção do autor

Considerando a razão de amortecimento ajustada e substituindo seu resultado na Equação 2.29, obtém-se que  $\omega_d = 0,999\omega_n$ . Este resultado justifica a aproximação de que  $\omega_d \approx \omega_n$  sem cometer grandes erros.

Um motivo que pode ter sido a causa da divergência dos resultados na determinação da razão de amortecimento foi o fato de que durante a operação, foi necessário diminuir a corrente elétrica gradualmente para se obterem os resultados. Isso significa que depois de ter se passado 1 minuto de operação do amortecedor magnético, o cursor da fonte, que estava inicialmente em um valor fixo de corrente, era manualmente colocado em uma corrente elétrica de 0 A.

Essa forma de manusear a fonte pode ter induzido erros no cálculo da razão de amortecimento, pois ele não foi uniforme em toda sua extensão. Esse procedimento foi feito, pois se notava um aumento da amplitude da oscilação da balança caso

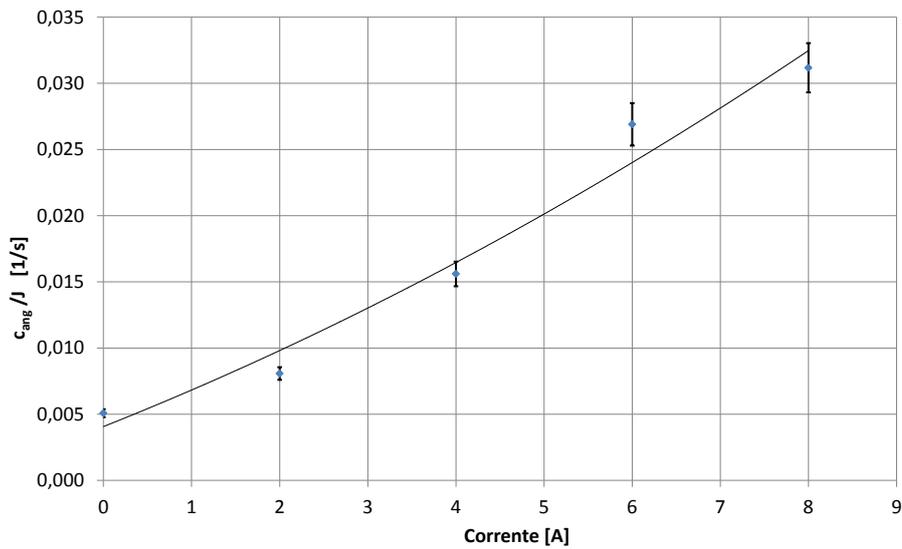
a fonte fosse desligada abruptamente, o que tornaria sem sentido a aplicação do amortecedor magnético.

Com o conhecimento da constante  $C_2$  foi calculada a razão  $\frac{c_{ang}}{J}$  partindo da definição de  $C_2$ , Equação 3.21. A Equação 4.9 determina a razão  $\frac{c_{ang}}{J}$ .

$$\frac{c_{ang}}{J} = 2C_2 \quad (4.9)$$

Da Equação 4.9 e do resultado de  $C_2$  para diferentes correntes elétricas operadas pelo amortecedor magnético foi possível determinar a curva que relaciona  $\frac{c_{ang}}{J}$  com a corrente elétrica  $I$ .

Figura 4.20 - Razão  $\frac{c_{ang}}{J}$  em função da corrente



Fonte: Produção do autor

Utilizando o método dos mínimos quadrados para achar a curva que melhor representa os dados mostrados na Figura 4.20, foi obtida a Equação 4.10.

$$\frac{c_{ang}}{J} = 0,000113I^2 + 0,00265I + 0,00407 \quad (4.10)$$

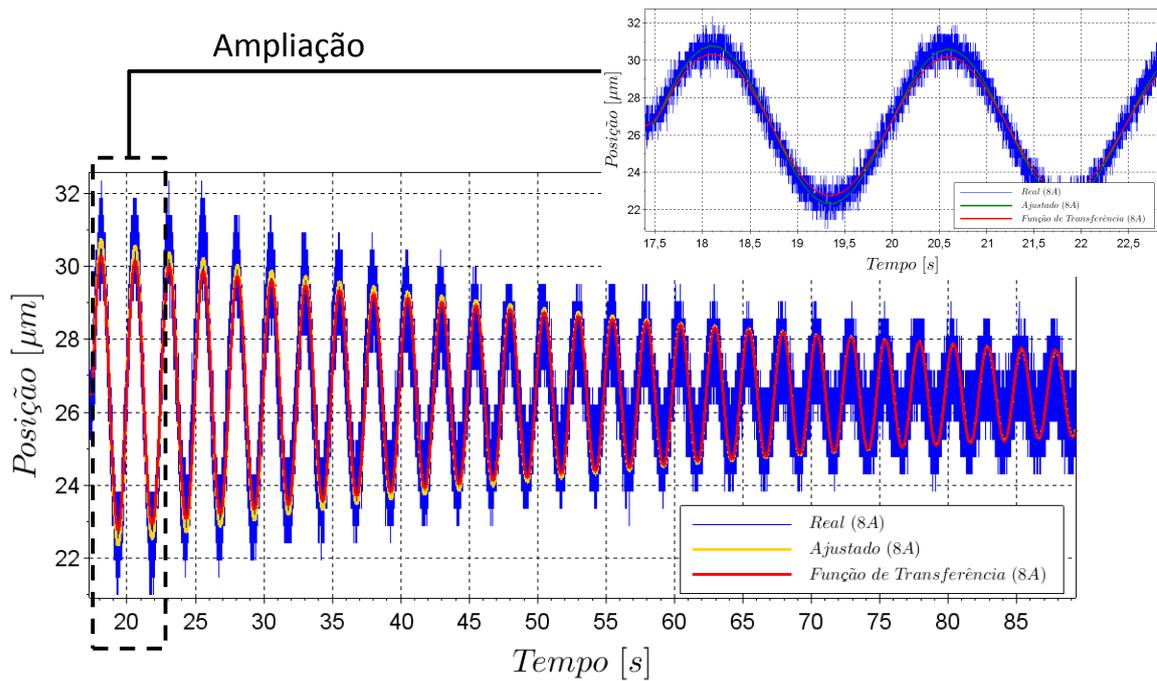
O diagrama da Figura 3.44 mostra que a razão  $\frac{c_{ang}}{J}$  é o último parâmetro necessário

para se determinar a função de transferência da balança. A função de transferência da balança é obtida substituindo-se  $r_T = (265,0 \pm 6,8) \text{ mm}$ ,  $r_{sens} = (267,0 \pm 4,3) \text{ mm}$ ,  $\omega_n = (2,5222 \pm 0,0085) \text{ rad/s}$ ,  $J = (0,2240 \pm 0,0067) \text{ m}^2\text{kg}$  e a Equação 4.10 na Equação 3.56.

$$\frac{\Delta X(s)}{F(s)} = \frac{0,316}{s^2 + [0,000113I^2 + 0,00265I + 0,00407]s + 2,5222^2} \quad (4.11)$$

A resposta dinâmica da balança pela função de transferência pode ser vista na Figura 4.21. Os dados originais do osciloscópio são comparados com a função de transferência e os dados ajustados.

Figura 4.21 - Resposta dinâmica da função de transferência Equação 4.11



Fonte: Produção do autor

Da Figura 4.21 é possível determinar qual o máximo deslocamento no primeiro pico da oscilação. Utilizando este deslocamento máximo na Equação 2.22, calculou-se o  $I_{bit}$  fornecido pela resposta da função de transferência. O resultado obtido foi  $\Delta x_{max} = 3,818 \text{ } \mu\text{m}$  e  $I_{bit} = 30,48 \text{ } \mu\text{Ns}$ , enquanto que a balança aferiu os resultados

médios de  $\Delta x_{max} = 4,26 \mu m$  e  $I_{bit} = 33,5 \mu N s$ . O erro na determinação do  $I_{bit}$  foi de 9,01 % em relação ao que a balança afere. Contudo, em comparação ao impulso médio fornecido pelo simulador de propulsor ( $I_{bit} = 31,01 \mu N s$ ) o erro foi de 1,7 %. Dos resultados obtidos, pode-se afirmar que a função de transferência está prevendo um deslocamento máximo inferior ao que a balança mede.

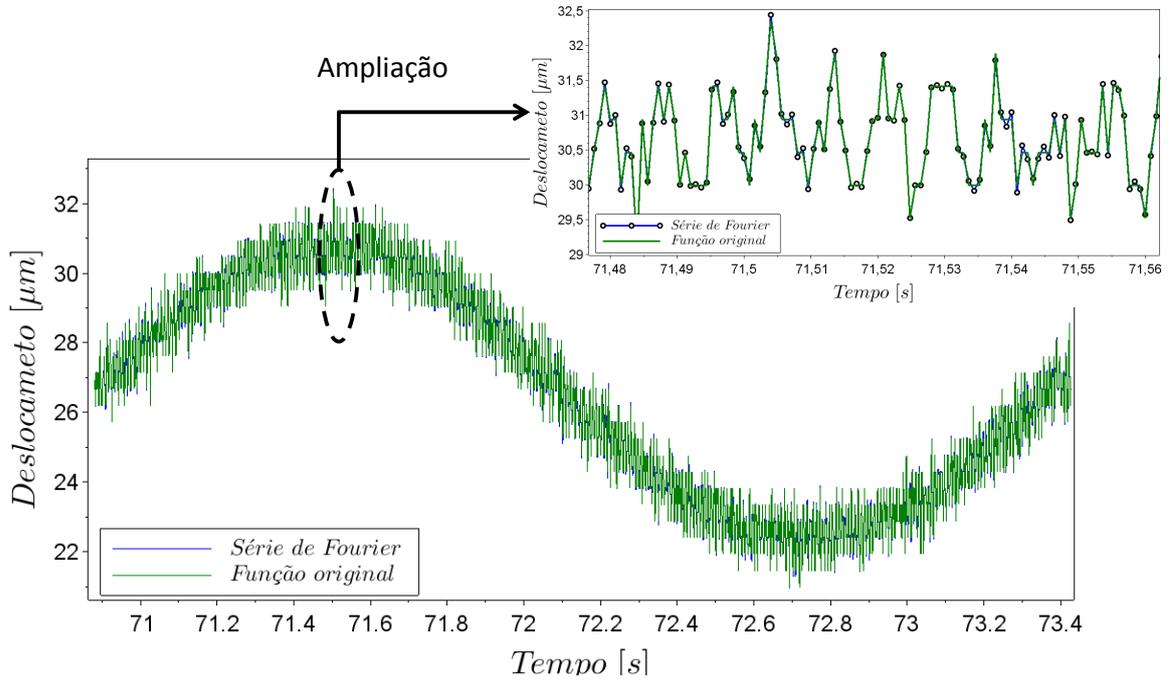
Um dos motivos que levou a função de transferência a prever um deslocamento inferior àquele que a balança mede, foi o fato da constante  $C_2$  não ter sido bem determinada. O ruído dos dados brutos certamente prejudicaram o cálculo desta constante. Outro problema vem do próprio modelo físico utilizado, Equação 2.18. Essa solução prevê amortecimento no movimento desde de seu início. Embora haja o amortecimento devido ao conjunto mecânico que está presente todo instante, o amortecimento do amortecedor magnético só se inicia após a primeira oscilação completa da balança. Ou seja, o modelo prevê que o primeiro pico da oscilação já está sendo amortecido pelo amortecedor magnético, enquanto que seu acionamento se inicia após a primeira oscilação.

Com o objetivo de se conhecer as frequências responsáveis pelo ruído que interferiu nas medições, fez-se a representação em Série de Fourier de um período do sinal da resposta dinâmica da balança. A Figura 4.22 mostra uma série ajustada com 1500 termos para o sinal com o amortecedor magnético atuando a 8 A.

Pode-se notar que 1500 termos representam satisfatoriamente o ruído de alta frequência. Da Série de Fourier foi possível averiguar que frequências acima de 588,51 Hz pouco influenciam no sinal da resposta dinâmica da balança. Isso foi concluído, pois ao se utilizar frequências maiores na série, a representação da curva não melhora de maneira perceptível.

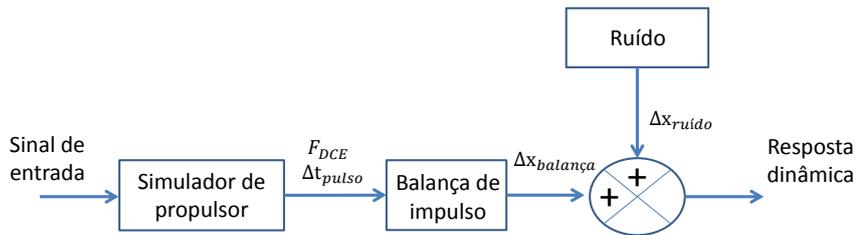
Tendo-se conhecimento da função de transferência da balança, pode-se elaborar o diagrama de blocos do conjunto simulador de propulsor e balança. A Figura 4.23 mostra esquematicamente o diagrama de blocos.

Figura 4.22 - Série de Fourier de um período da resposta dinâmica da balança



Fonte: Produção do autor

Figura 4.23 - Esquema do diagrama de blocos do conjunto formado pelo simulador de propulsor e pela balança de impulso



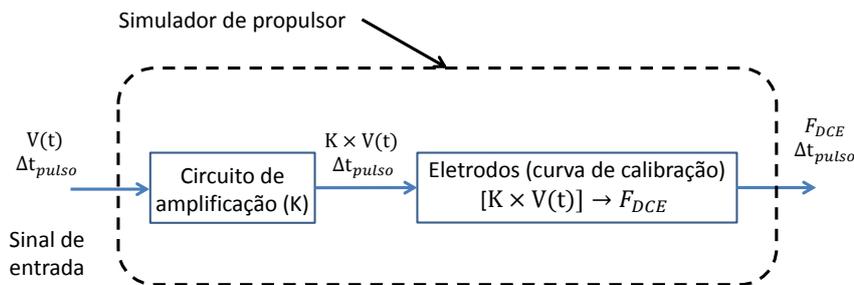
Fonte: Produção do autor

O diagrama mostra que, dado um sinal de entrada, o simulador de propulsor fornece uma força eletrostática  $F_{DCE}$  por um determinado período de tempo  $\Delta t_{pulso}$ . Quando sujeita à força  $F_{DCE}$  a balança reage oscilando em torno do seu ponto de equilíbrio,

o que provoca um deslocamento linear  $\Delta x_{balança}$ . No entanto, o ruído também faz com que a balança se desloque e o resultado da soma destas influências é a resposta dinâmica mostrada nas Figuras 4.21 e 4.22 de maneira ampliada.

O bloco do simulador de propulsor é composto por outros dois blocos menores, que correspondem ao circuito de amplificação e aos eletrodos. Os eletrodos transformam a diferença de potencial  $KV(t)$  em força eletrostática. O módulo da força eletrostática é obtido por um polinômio, determinado pela técnica de mínimos quadrados, que interpola os dados da curva de calibração da Figura 3.5. O sinal de entrada corresponde à tensão e à duração especificados no gerador de sinais. A Figura 4.24 mostra os blocos menores do simulador de propulsor.

Figura 4.24 - Blocos que compõem o simulador de propulsor

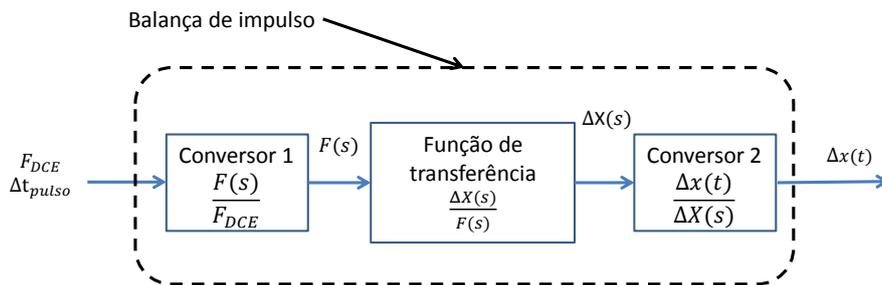


Fonte: Produção do autor

A constante  $K$  pode amplificar o sinal até 300 V e varia dependendo da tensão configurada no gerador de sinais.

O bloco da balança de impulso é composto por dois conversores e pela função de transferência da balança. O primeiro conversor transforma a força  $F(t)_{DCE}$  do domínio do tempo para domínio da frequência  $F(s)_{DCE}$ . A função de transferência calcula o deslocamento do braço da balança  $\Delta X(s)$  devido à força  $F(s)_{DCE}$  e o segundo conversor transforma o deslocamento do domínio da frequência para o domínio do tempo  $\Delta x(t)$ . A Figura 4.25 mostra os blocos menores do diagrama da balança de impulso.

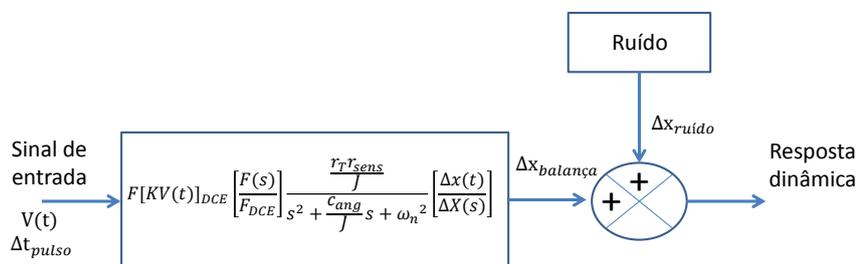
Figura 4.25 - Diagrama de blocos da balança de impulso



Fonte: Produção do autor

Ao se multiplicar os blocos do simulador de propulsor e da balança obtém-se um bloco mais geral. Este bloco possui como entrada o sinal do gerador de sinais e a saída é o deslocamento do braço da balança, conforme está na Figura 4.26.

Figura 4.26 - Diagrama de blocos geral da balança de impulso



Fonte: Produção do autor

Neste trabalho foi utilizado o parâmetro  $K = 83,4$ ,  $F[V(t)]_{DCE}$  foi obtida de uma interpolação numérica tendo como base de entrada a curva de calibração, os conversores 1 e 2 foram calculados numericamente pelo algoritmo que determina a transformada direta e inversa de Laplace respectivamente. O sistema de segunda ordem é a Equação 4.11. Com os parâmetros dinâmicos descritos nesta seção juntamente com o diagrama de blocos geral, a função de transferência do sistema foi

determinada na Figura 4.26.

#### 4.4.3 Força de amortecimento do amortecedor magnético

Foi mostrado na seção 3.3.3 que a força de amortecimento pode ser modelada como sendo proporcional à velocidade do braço da balança. No fluxograma da Figura 3.42 foram mostrados os parâmetros dinâmicos necessários para a determinação da força de amortecimento. Dos parâmetros mostrados, a constante do termo exponencial  $C_2$  já foi determinada durante a análise dinâmica. O deslocamento do braço da balança na seção do freio magnético  $\Delta x_{fm}$  é obtido diretamente do conhecimento das constantes  $C_1$  e  $C_2$ , que são calculadas por interpolação utilizando mínimos quadrados (Equação 3.38).

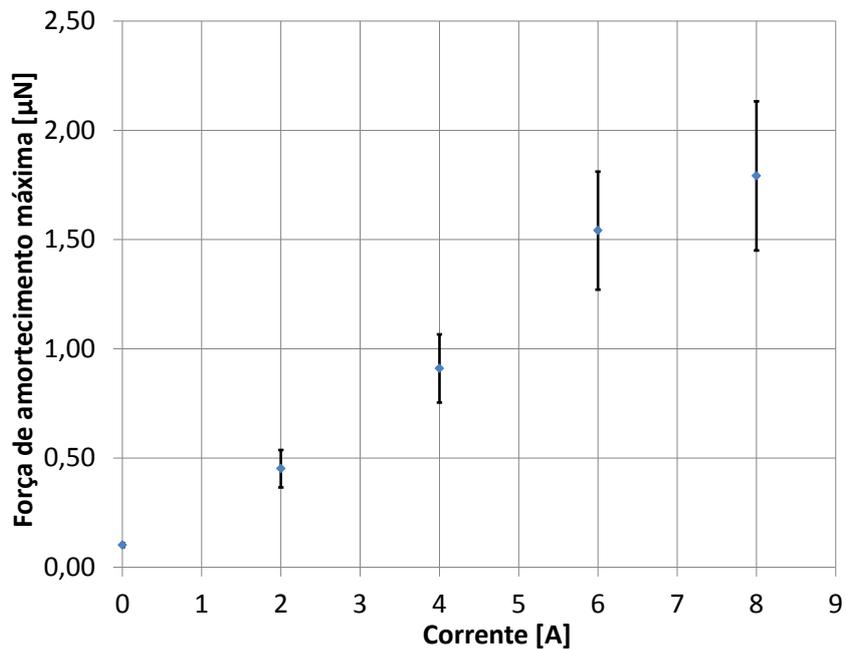
A velocidade na seção do amortecedor magnético  $v_{fm}$  foi determinada pela Equação 3.39 e a força de amortecimento foi determinada para a maior velocidade a partir do momento em que o amortecedor magnético foi acionado. O perfil da força de amortecimento ao longo do tempo é similar ao perfil da velocidade visto que basta multiplicar a velocidade pela constante de amortecimento linear para a força de amortecimento ser encontrada ( $\vec{F}_{fm} = -c_{linear}v_{fm}\vec{i}$ ).

As constantes de amortecimento angular  $c_{ang}$  e linear  $c_{linear}$  foram obtidas da constante  $C_2$  através das Equações 3.24 e 3.31 respectivamente. Dessa forma, uma estimativa da força máxima de amortecimento em função da corrente elétrica do amortecedor magnético foi obtida. A Figura 4.27 mostra a força de amortecimento máxima em função da corrente elétrica.

Sabe-se que a relação entre o campo magnético gerado pela corrente elétrica nas bobinas é linear ( $B \propto I$ ). Conforme deduzido do modelo adotado neste trabalho, Equação 3.11, a força magnética é proporcional ao campo magnético ao quadrado ( $F_{fm} \propto B^2$ ). Portanto, a força magnética deve ser proporcional ao quadrado da corrente elétrica do amortecedor magnético ( $F_{fm} \propto I^2$ ).

Na Figura 4.28 é possível ver o comportamento da força de amortecimento ao longo do tempo.

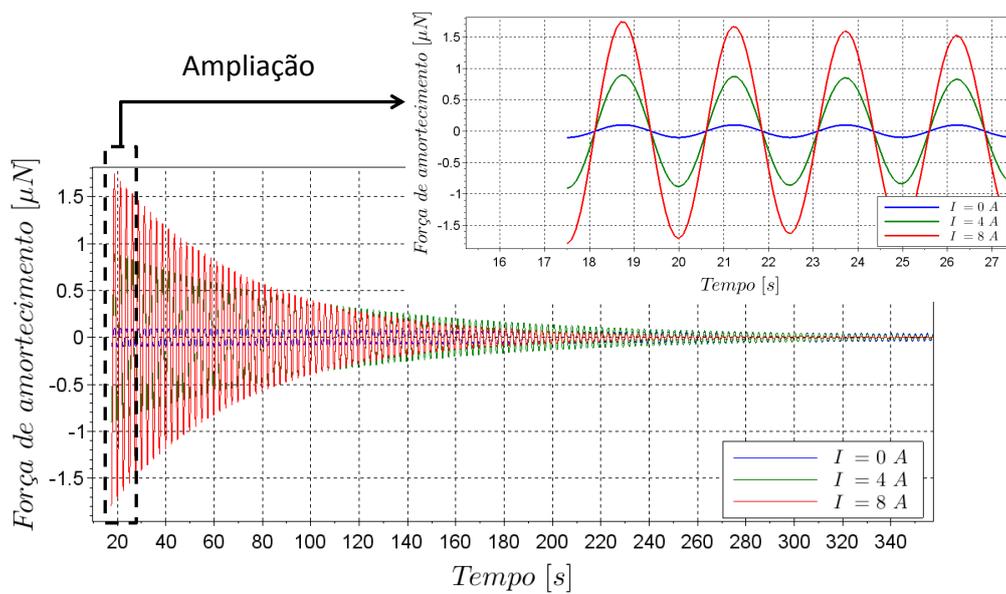
Figura 4.27 - Força de amortecimento máxima em função da corrente elétrica



A força de amortecimento máxima ocorre logo no início do movimento da balança, pois é neste instante em que a balança possui a maior velocidade.

Fonte: Produção do autor

Figura 4.28 - Perfil da força de amortecimento ao longo do tempo



Fonte: Produção do autor

Devido à diminuição da velocidade linear de oscilação da balança, a força de amortecimento diminui ao longo do tempo. Pode ser notado que em torno de 107 s a força de amortecimento para a corrente elétrica de operação de 8 A fica menor do que a força de amortecimento para a corrente elétrica de operação de 4 A. Este comportamento já é esperado, pois se a corrente é maior, então a velocidade de oscilação diminui mais rapidamente. A Figura 4.28 é obtida baseada nos dados ajustados e tem por finalidade realizar uma primeira análise da estimativa da força de amortecimento devido ao amortecedor magnético. Um estudo mais aprofundado sobre este tema deve ser realizado para um completo entendimento.

É também importante salientar que nesse trabalho foi considerado que todas as fontes de incerteza possuíam distribuição normal. Essa consideração está baseada no Teorema do Limite Central (MONTGOMERY, 2001). Isso possibilitou a utilização das operações de cálculo de incertezas padrão e expandida com a ajuda do coeficiente *t de Student*, assim como os métodos matemáticos para incertezas de medição direta e indireta. Contudo, não foi feito um número de experimentos suficiente para se realizar um teste de normalidade dos dados afim de corroborar essa consideração. Dessa forma, esta avaliação é deixada para trabalhos futuros.

## 5 CONCLUSÃO

Esse trabalho teve como objetivo caracterizar a resposta dinâmica da balança desenvolvida no LABCP/INPE em ambiente de vácuo, assim como realizar uma primeira análise de oscilação devido ao funcionamento das bombas e projetar um amortecedor magnético. A balança é derivada de uma balança de torção e será utilizada para medições de propulsores elétricos de plasma pulsado em um futuro próximo. Possui a capacidade de medir impulsos com valores entre  $14 \mu Ns$  e  $79 \mu Ns$ .

Foram mostrados alguns conceitos de propulsores elétricos de plasma pulsado durante a revisão bibliográfica. Também foi citado um trabalho desenvolvido no LABCP e mencionado que a única maneira dos trabalhos avançarem passaria pelo desenvolvimento de um sistema capaz de medir o impulso e o empuxo de um propulsor. Com essa finalidade, foi desenvolvida no LABCP uma balança de torção.

O circuito montado para amplificar o sinal do gerador de sinais mostrou bons resultados, com baixa distorção do pulso quadrado amplificado. Através dos resultados obtidos da análise de oscilação foi possível identificar quais frequências foram excitadas por cada equipamento. Entretanto, alguns equipamentos podem ter excitado as mesmas frequências que outros, mas não puderam ser identificados devido ao funcionamento simultâneo. Além disso, outras frequências diferentes das frequências de operação dos equipamentos foram encontradas. Por isso, concluiu-se que podem ser da própria oscilação da estrutura da balança.

A análise de temperatura do amortecedor magnético mostrou que não é possível operá-lo repetidamente com corrente elétrica acima de  $8 A$ . A temperatura do fio de cobre sobe excessivamente devido ao efeito Joule e se o amortecedor magnético for operado seguidamente com correntes acima de  $8 A$ , o isolamento do fio se desfaz, danificando a bobina. Para corrigir este problema, pode-se considerar a utilização de um fio com isolamento que suporte temperaturas elevadas ou refrigerar as bobinas. O aquecimento do PTFE não mostrou ser um problema durante a operação do amortecedor magnético.

Foi feita a calibração da sonda Hall axial e transversal juntamente com o gaussímetro utilizando como referência os resultados oriundos da simulação da bobina de controle. Foi obtido um erro sistemático de  $1,4 mT$  para a sonda axial e de  $0,12 mT$  para a sonda transversal. O erro aleatório obtido foi de  $4,24 \%$  para a sonda axial e de  $29,5 \%$  para a sonda transversal.

O campo magnético gerado pelo amortecedor magnético foi medido com a sonda transversal e mostrou boa concordância com a reta que interpola os pontos de medição. Foi comparado o tempo necessário para a amplitude da resposta dinâmica da balança alcançar picos menores do que  $3 \mu m$  com e sem a influência do amortecedor magnético. Houve uma diminuição considerável neste tempo e portanto, o amortecedor magnético cumpriu seu objetivo.

Foi calculado o impulso fornecido pelo simulador de propulsor e sua incerteza na análise dinâmica da balança. Foram também determinados o momento de inércia do conjunto braço da balança e pesos padrão, frequência natural de oscilação, deslocamento e impulso medido pela balança. O maior erro das medições foi de 8,67 % e o erro médio foi de 7,98 %, todos em relação ao impulso fornecido pelo simulador de propulsor. Portanto, a balança teve um erro de medição que pode ser considerado satisfatório.

Com os picos de amplitude da oscilação dos valores experimentais foi possível aplicar a técnica do decremento logarítmico e obter a razão de amortecimento. Contudo, a incerteza na determinação desse parâmetro se mostrou muito alta e não correspondeu aos dados obtidos da curva de interpolação, portanto, não foi satisfatório o resultado. A velocidade do movimento oscilatório foi obtida utilizando a derivada da equação no espaço na direção do deslocamento e foi utilizada para estimar a força de amortecimento máxima do amortecedor magnético.

Foram mostradas a função de transferência da balança e também o diagrama de blocos no qual ela está inserida. O valor de impulso obtido através da função de transferência teve um erro de 1,7 % em relação ao valor do impulso fornecido pelo simulador de propulsor e de 9,01 % em relação ao impulso medido pela balança. Embora o erro não seja elevado, pode ainda haver uma melhoria se o sinal do osciloscópio for previamente filtrado e se os parâmetros dinâmicos forem melhor estimados.

O perfil e a força de amortecimento máxima em função da corrente elétrica foram estimados baseado nos dados obtidos da interpolação da resposta dinâmica da balança. Foi demonstrado que a força de amortecimento é proporcional ao quadrado da corrente. Para se ter uma compreensão melhor sobre a força de amortecimento, é necessário que se tenha um estudo mais aprofundado sobre o tema.

## 6 TRABALHOS FUTUROS

Para os trabalhos futuros, é necessário fazer a calibração estática da balança e continuar a calibração dinâmica para diferentes impulsos do simulador de propulsor. É necessário também melhorar a estrutura do amortecedor magnético e do braço da balança para apoiar a placa de cobre. É necessário ainda fazer uma análise mais aprofundada da força de amortecimento do amortecedor magnético. Devido aos problemas de temperatura do fio de cobre, deve-se avaliar a possibilidade de refrigerar o amortecedor magnético para se utilizar correntes elétricas maiores sem o risco de se chegar perto da temperatura de sublimação do isolante dos fios. Deve-se avaliar também a utilização de fios que suportem temperaturas mais elevadas. Para se ter uma análise mais precisa seria necessário que, para o próximo trabalho, fosse programado um filtro passa-baixa, pois os ruídos de maiores frequências da resposta dinâmica da balança seriam eliminados.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ACOSTA-ZAMORA, A.; FLORES, J. R.; CHOUDHURI, A. Torsional thrust balance measurement system development for testing reaction control thrusters. **Measurement**, v. 46, n. 9, p. 3414–3428, 2013. 15

ANSELMO, M. R. **Desenvolvimento de uma balança de empuxo para propulsores elétricos**. 177 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologias Espaciais/Combustão e Propulsão) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2017. Disponível em: <<http://urlib.net/rep/8JMKD3MGPDW34P/3NMFQ4P>>. Acesso em: 25 maio 2019. 1, 15, 41, 44, 78, 90, 108

ARRINGTON, L.; SCHNEIDER, S. Low thrust rocket test facility. In: JOINT PROPULSION CONFERENCE, 26., 1990, Orlando,FL,U.S.A. **Proceedings...** Orlando: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1990. p. 2503. 11

ASTON, G.; PLESS, L. C. Ignitor plug operation in a pulsed plasma thruster. **Journal of Spacecraft and Rockets**, v. 19, n. 3, p. 250–256, 1982. 8

BARRERE, M.; JAUMOTTE, A.; VEUBEKE, B. Fraeijs de; VANDENKERCKHOVE, J. **Rocket propulsion**. [S.l.: s.n.], 1960. 1

BEITING, E. Impulse thrust stand for mems propulsion systems. In: JOINT PROPULSION CONFERENCE AND EXHIBIT, 35., 1999, Los Angeles,CA,U.S.A. **Proceedings...** Los Angeles: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1999. p. 2720. 20, 21, 57

BILLE, M.; KANE, R.; NOWLIN, M. Military microsattelites-matching requirements and technology. In: SPACE 2000 CONFERENCE AND EXPOSITION, 1., 2000, Long Beach,CA,U.S.A. **Proceedings...** Long Beach: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2000. p. 5186. 3

BOUWMEESTER, J.; GUO, J. Survey of worldwide pico-and nanosatellite missions, distributions and subsystem technology. **Acta Astronautica**, v. 67, n. 7-8, p. 854–862, 2010. 3

BOYCE, W. E.; DIPRIMA, R. C. **Elementary differential equations and boundary value problems**. [S.l.]: New York: Wiley, 1992. 22, 23, 24, 145

BRADY, D.; WHITE, H.; MARCH, P.; LAWRENCE, J.; DAVIES, F. Anomalous thrust production from an rf test device measured on a low-thrust torsion pendulum. In: AIAA/ASME/SAE/ASEE JOINT PROPULSION CONFERENCE, 50., 2014, Cleveland, OH. **Proceedings...** Cleveland: AIAA, 2014. p. 4029. 52

BURTON, R. L.; TURCHI, P. Pulsed plasma thruster. **Journal of Propulsion and Power**, v. 14, n. 5, p. 716–735, 1998. 1, 5, 8, 9

BUSHMAN, S.; BURTON, R.; ANTONSEN, E. Arc measurements and performance characteristics of a coaxial pulsed plasma thruster. In: AIAA/ASME/SAE/ASEE JOINT PROPULSION CONFERENCE AND EXHIBIT, 34., 1998, Cleveland, OH, U.S.A. **Proceedings...** Cleveland: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1998. p. 3660. 8, 10

CAPPELLETTI, C.; GRAZIANI, F. Overview of unisat-5 mission and concept. In: IAA CONFERENCE ON UNIVERSITY SATELLITE MISSIONS AND CUBESAT WORKSHOP, 2., 2013, Roma, Italy. **Proceedings...** Roma: IAA Book Series, 2013. p. 3–9. 8

CAVENDISH, H. Xxi. experiments to determine the density of the earth. **Philosophical Transactions of the Royal Society of London**, n. 88, p. 469–526, 1798. 11, 12

CHICAGO PNEUMATIC. **Compressores de pistão**. 2019. Disponível em: <<https://www.cp.com/pt-br/Compressors/products/piston-compressors>>. Acesso em: 06 abr. 2019. 71, 75

CIARALLI, S.; COLETTI, M.; GABRIEL, S. An impulsive thrust balance for applications of micro-pulsed plasma thrusters. **Measurement Science and Technology**, v. 24, n. 11, p. 115003, 2013. 2, 15, 29

CONDUPASQUA. **Produtos**. 2019. Disponível em: <<http://www.condupasqua.com.br/produtos>>. Acesso em: 05 mar. 2019. 55, 99

DAVID MEEKER. **Finite Element Method Magnetics 4.2**. 2019. Disponível em: <<http://www.femm.info/wiki/HomePage>>. Acesso em: 06 mar. 2019. 60

EATON, J. W.; BATEMAN, D.; HAUBERG, S.; WEHBRING, R. **GNU Octave version 4.2.2 manual: a high-level interactive language for numerical computations**. [s.n.], 2018. Disponível em: <<https://www.gnu.org/software/octave/doc/v4.2.2/>>. 75

- ERIK KULU. **Nanosatellite CubeSat database**. 2019. Disponível em: <<https://www.nanosats.eu/>>. Acesso em: 11 mar. 2019. 4
- GENTA, G.; DELPRETE, C.; TONOLI, A.; RAVA, E.; MAZZOCCHETTI, L. Analytical and experimental investigation of a magnetic radial passive damper. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON MAGNETIC BEARINGS, 3., 1992, Virginia, U.S.A. **Proceedings...** Virginia: NASA, 1992. v. 116, p. 255–264. 18
- GOEBEL, D. M.; KATZ, I. **Fundamentals of electric propulsion: ion and Hall thrusters**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2008. 11
- GONÇALVES JUNIOR, A. A.; SOUSA, A. R. de. **Fundamentos de metrologia científica e industrial**. [S.l.]: Manole, 2008. 83, 139, 141, 142, 143
- GRUBIŠIĆ, A.; GABRIEL, S. Development of an indirect counterbalanced pendulum optical-lever thrust balance for micro-to millinewton thrust measurement. **Measurement Science and Technology**, v. 21, n. 10, p. 105101, 2010. 18, 19, 20
- GUMAN, W. J.; PEKO, P. E. Solid-propellant pulsed plasma microthruster studies. **Journal of Spacecraft and Rockets**, v. 5, n. 6, p. 732–733, 1968. 6, 7
- HEIDT, H.; PUIG-SUARI, J.; MOORE, A.; NAKASUKA, S.; TWIGGS, R. Cubesat: a new generation of picosatellite for education and industry low-cost space experimentation. In: ANNUAL USU CONFERENCE ON SMALL SATELLITES, 14., 2000, Utah. **Proceedings...** Utah: AIAA/USU, 2000. p. 19. 4
- HUTCHINSON, I. H. Principles of plasma diagnostics. **Plasma Physics and Controlled Fusion**, v. 44, n. 12, p. 2603, 2002. 11
- KIM, V.; POPOV, G.; ARKHIPOV, B.; MURASHKO, V.; GORSHKOV, O.; KOROTEYEV, A.; GARKUSHA, V.; SEMENKIN, A.; TVERDOKHLEBOV, S. Electric propulsion activity in Russia. **IEPC Paper**, v. 5, p. 2001, 2001. 5
- KIM, Y.; HWANG, W.; KEE, C.; YI, H. Active vibration control of a suspension system using an electromagnetic damper. In: INSTITUTION OF MECHANICAL ENGINEERS, PART D: JOURNAL OF AUTOMOBILE ENGINEERING, 8., 2001, London, England. **Proceedings...** London: Sage Publications, 2001. 18
- KONECNY, G. Small satellites—a tool for earth observation? In: XXTH ISPRS CONGRESS, COMMISSION, 20., 2004, Istanbul, Turkey. **Proceedings...** Istanbul, 2004. v. 4, p. 12–23. 3

LONDON, A.; AYON, A.; EPSTEIN, A.; SPEARING, S.; HARRISON, T.; PELES, Y.; KERREBROCK, J. Microfabrication of a high pressure bipropellant rocket engine. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 92, n. 1-3, p. 351–357, 2001. 4

MARIN, L. F. C. **Análise do desempenho de um propulsor a plasma pulsado de dupla descarga através da variação da distribuição de energia entre os seus dois estágios**. 131 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologias Espaciais/Combustão e Propulsão) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2014. Disponível em: <<http://urlib.net/rep/8JMKD3MGP3W34P/3HJUT9L>>. Acesso em: 22 fev. 2019. 8

MARQUES, R. I. **A mechanism to accelerate the late ablation in pulsed plasma thrusters**. Tese (Doutorado) — University of Southampton, 2009. 6, 7, 8

MAXWELL, J. C. **A treatise on electricity and magnetism**. [S.l.]: Clarendon, 1881. 32

MONTGOMERY, D. C. **Design and analysis of experiments**. U.S.A.: John wiley & sons, 2001. 77, 122, 139, 140, 141

MONTGOMERY, D. C.; RUNGER, G. C.; CALADO, V. **Estatística aplicada e probabilidade para engenheiros**. U.S.A.: Grupo Gen-LTC, 2000. 83, 140

NAVE, L.; COFFEY, G. Sea level side loads in high-area-ratio rocket engines. In: PROPULSION CONFERENCE, 9., 1973, Las Vegas, NV, U.S.A. **Proceedings...** Las Vegas: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1973. p. 1284. 11

OERLIKON LEYBOLD. **Product catalog**. 2016. Disponível em: <[www.leyboldproducts.us](http://www.leyboldproducts.us)>. Acesso em: 26 fev. 2019. 68, 73, 75

OGATA, K.; YANG, Y. **Modern control engineering**. [S.l.]: Prentice-Hall, 2002. 22, 23

ORCAD. **Pspice**. 2019. Disponível em: <<https://www.pspice.com/>>. Acesso em: 05 mar. 2019. 49

PALUMBO, D. J.; GUMAN, W. J. Effects of propellant and electrode geometry on pulsed ablative plasma thruster performance. **Journal of Spacecraft and Rockets**, v. 13, n. 3, p. 163–167, 1976. 6, 7

PHILTEC FIBEROPTIC SENSORS. **Products data sheets**. 2019. Disponível em: <[http:](http://)

[//philtec.com/downloadssupport/documentlibrary/datasheets.html](http://philtec.com/downloadssupport/documentlibrary/datasheets.html)>.

Acesso em: 26 fev. 2019. 76

PLATT, D. A monopropellant milli-newton thruster system for attitude control of nanosatellites. In: ANNUAL USU CONFERENCE ON SMALL SATELLITES, 16., 2002, Utah. **Proceedings...** Utah: AIAA/USU, 2002. p. 6. 5

POPOV, G.; ANTROPOV, N.; DIAKONOV, G.; ORLOV, M.; TYUTIN, V.; YAKOVLEV, V. Experimental study of plasma parameters in high-efficiency pulsed plasma thrusters. In: INTERNATIONAL ELECTRIC PROPULSION CONFERENCE, 27., 2001, Pasadena, CA,U.S.A. **Proceedings...** Pasadena: Electric Rocket Propulsion Society, 2001. p. 01–163. 9

PUIG-SUARI, J.; TURNER, C.; AHLGREN, W. Development of the standard Cubesat deployer and a Cubesat class picosatellite. In: IEEE AEROSPACE CONFERENCE PROCEEDINGS, 1., 2001, Big Sky, MT, USA, USA. **Proceedings...** Big Sky: IEEE, 2001. v. 1, p. 1–347. Cat. No. 01TH8542. 3

PUTS, G. J.; CROUSE, P.; AMEDURI, B. M. Polytetrafluoroethylene: synthesis and characterization of the original extreme polymer. **Chemical Reviews**, 2019. 99

RAO, S. S.; YAP, F. F. **Mechanical vibrations**. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, 2011. 26, 27, 28, 30, 31, 145, 146

REITZ, J. R.; MILFORD, F. J.; CHRISTY, R. W. **Foundations of electromagnetic theory**. U.S.A.: Addison-Wesley Publishing Company, 2008. 14, 32, 33, 34

ROUAUD, M. Probability, statistics and estimation. **Propagation of Uncertainties**, 2013. 140

SADIKU, M. N. **Elements of electromagnetics**. New York: Oxford university Press, 2014. 32, 33, 34, 35

SCHMID, M.; VARGA, P. Analysis of vibration-isolating systems for scanning tunneling microscopes. **Ultramicroscopy**, v. 42, p. 1610–1615, 1992. 18

SCHMULAND, D.; CARPENTER, C.; MASSE, R. Mission applications of the mrs-142 cubesat high-impulse adaptable monopropellant propulsion system (champs). In: AIAA/ASME/SAE/ASEE JOINT PROPULSION CONFERENCE & EXHIBIT, 48., 2012, Atlanta, Georgia. **Proceedings...** Atlanta: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2012. p. 4269. 5

SODANO, H. A.; BAE, J.-S.; INMAN, D. J.; BELVIN, W. K. Concept and model of eddy current damper for vibration suppression of a beam. **Journal of Sound and Vibration**, v. 288, n. 4-5, p. 1177–1196, 2005. 17

SONI, J.; ROY, S. Design and characterization of a nano-newton resolution thrust stand. **Review of Scientific Instruments**, v. 84, n. 9, p. 095103, 2013. xi, 12, 13, 15

SUNDARAMOORTHY, P. P.; GILL, E.; VERHOEVEN, C. Systematic identification of applications for a cluster of femto-satellites. In: INTERNATIONAL ASTRONAUTICAL FEDERATION, 61., 2010, Prague, Czech Republic. **Proceedings...** Prague: IAC, 2010. p. 5. 3

SUTTON, G. P.; BIBLARZ, O. **Rocket propulsion elements**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016. 1, 5, 10, 11

SYMON, K. R. **Mechanics**. Reading, Massachussets: Addison-Wesley, 1971. 26, 27

TEKTRONIX. **TDS5000 series digital phosphor oscilloscopes - datasheet**. 2019. Disponível em: <<https://www.tek.com/datasheet/tds5000-series>>. Acesso em: 11 abr. 2019. 76

THORNTON LTDA. **Materiais Thornton**. 2019. Disponível em: <[www.thornton.com.br](http://www.thornton.com.br)>. Acesso em: 26 fev. 2019. 56

TURCHI, P.; LEIWEKE, R.; KAMHAWI, H. Design of an inductively-driven pulsed plasma thruster. In: JOINT PROPULSION CONFERENCE AND EXHIBIT, 32., 1996, Lake Buena Vista, FL, U.S.A. **Proceedings...** Lake Buena Vista: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996. p. 2731. 9

VADIM, Z.; LI, L. Propulsion challenges for small spacecraft: 2005. **Tsinghua Science and Technology**, v. 11, n. 5, p. 507–514, 2006. 3, 4

VOCABULÁRIO Internacional de Metrologia- Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012). Rio de Janeiro: [s.n.], 2012. 95 p. 39, 40

WANG, A.; WU, H.; TANG, H.; LIU, Y.; LIANG, X. Development and testing of a new thrust stand for micro-thrust measurement in vacuum conditions. **Vacuum**, v. 91, p. 35–40, 2013. 15

WIEDERICK, H.; GAUTHIER, N.; CAMPBELL, D.; ROCHON, P. Magnetic braking: simple theory and experiment. **American Journal of Physics**, v. 55, n. 6, p. 500–503, 1987. 35, 36, 38, 62, 64, 65, 66, 67

YANG, Y.-X.; TU, L.-C.; YANG, S.-Q.; LUO, J. A torsion balance for impulse and thrust measurements of micro-newton thrusters. **Review of Scientific Instruments**, v. 83, n. 1, p. 015105, 2012. 15

ZIEMER, J.; CUBBIN, E.; CHOUEIRI, E.; BIRX, D.; ZIEMER, J.; CUBBIN, E.; CHOUEIRI, E.; BIRX, D. Performance characterization of a high efficiency gas-fed pulsed plasma thruster. In: JOINT PROPULSION CONFERENCE AND EXHIBIT, 33., 1997, Seattle,WA,U.S.A. **Proceedings...** Seattle: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1997. p. 2925. 5



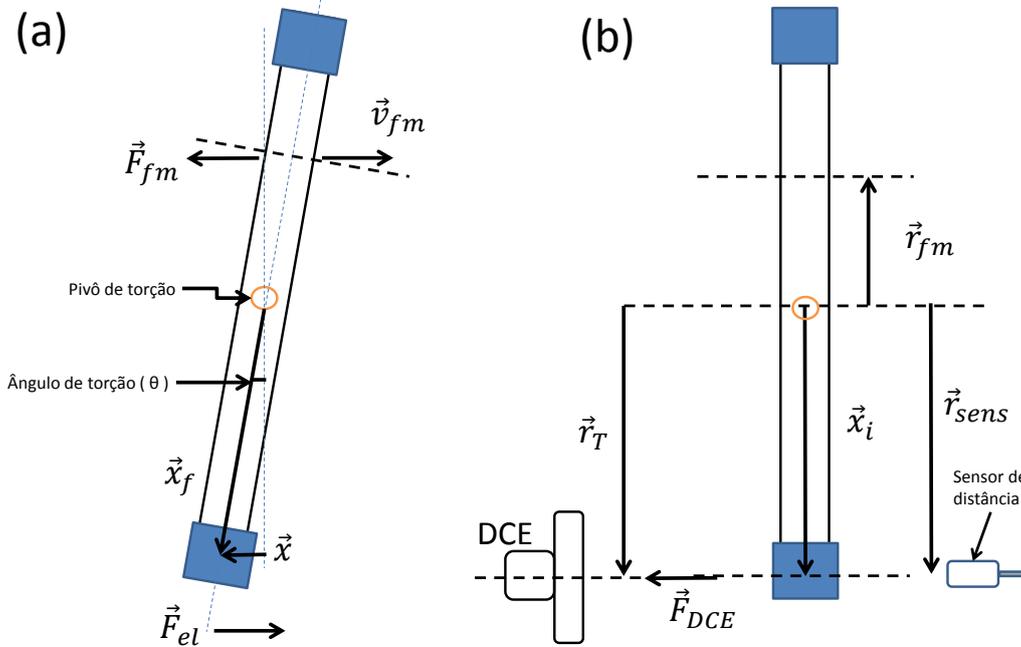
## APÊNDICE A - DEDUÇÃO DA EQUAÇÃO DO BALANÇO DA QUANTIDADE DE MOVIMENTO ANGULAR

Nesta seção é feita a dedução da Equação 2.11.

Partindo do balanço do *momentum* angular para uma partícula de massa  $m$  e das definições da Figura A.1, pode-se escrever a Equação A.1.

$$\frac{d\vec{L}}{dt} = \Sigma\vec{T} \rightarrow \frac{d(m\vec{r} \times \vec{v})}{dt} = \Sigma\vec{T} \rightarrow m \left( \frac{d\vec{r}}{dt} \times \vec{v} + \vec{r} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \Sigma\vec{T} \quad (\text{A.1})$$

Figura A.1 - Definições dos parâmetros físicos para a dedução



(a) Balança após iniciar o movimento, depois da aplicação da força  $F_{DCE}$  do DCE e (b) Balança antes de se iniciar o movimento.

Fonte: Produção do autor

Como  $\vec{r}$  é constante na Equação A.1, então  $\frac{d\vec{r}}{dt} \times \vec{v} = 0$ .  $\vec{L}$  representa o *momentum* angular,  $\vec{T}$  representa o torque devido a uma força  $\vec{F}$ ,  $m$  representa uma massa genérica e  $\vec{v}$  a velocidade linear de oscilação da balança a uma distância  $r$  do pivô de torção.

$$\rightarrow m \left( \vec{r} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \vec{r} \times \Sigma \vec{F} \quad (\text{A.2})$$

Detalhando a força  $\vec{F}$  em seus componentes obtém-se a Equação A.3

$$\Rightarrow m \left( \vec{r} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \vec{r} \times \left( \vec{F}_{DCE} + \vec{F}_{el} + \vec{F}_{fm} \right) \quad (\text{A.3})$$

Onde  $\vec{F}_{DCE}$  é a força elétrica de atração proveniente do dispositivo de calibração eletrostática (DCE),  $\vec{F}_{el}$  é a força elástica proveniente dos pivôs de torção e  $\vec{F}_{fm}$  é a força de amortecimento devido ao freio magnético.

$$m \left( \vec{r} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \vec{r} \times \left( \vec{F}_{DCE} - k_{linear} \vec{x} - c_{linear} \vec{v}_{fm} \right) \quad (\text{A.4})$$

A constante  $c_{linear}$  é a constante de amortecimento,  $k_{linear}$  é a constante elástica linear da mola e  $\vec{v}_{fm}$  é a velocidade linear da balança na seção do amortecedor magnético. Aplicando a propriedade distributiva, chega-se na Equação A.5.

$$\rightarrow m \left( \vec{r} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \vec{r} \times \vec{F}_{DCE} - k_{linear} \vec{r} \times \vec{x} - c_{linear} \vec{r} \times \vec{v}_{fm} \quad (\text{A.5})$$

Onde  $\vec{x}$  é o vetor posição da ponta do braço da balança e que  $\vec{x} = \vec{x}_f - \vec{x}_i$ . O vetor  $\vec{x}_i$  é o vetor de posição inicial da balança e  $\vec{x}_f$  é o vetor de posição final da balança. Substituindo essas definições na Equação A.5, obtém-se a Equação A.6.

$$\rightarrow m \left( \vec{r} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \vec{r} \times \vec{F}_{DCE} - k_{linear} \vec{r} \times (\vec{x}_f - \vec{x}_i) - c_{linear} \vec{r} \times \vec{v}_{fm} \quad (\text{A.6})$$

A propriedade distributiva no produto vetorial pode ser aplicada e também se sabe que o torque devido ao amortecedor magnético  $c_{linear} \vec{r} \times \vec{v}_{fm} = c_{linear} \vec{r}_{fm} \times \vec{v}_{fm}$  onde  $\vec{r}_{fm}$  é o vetor de distância da seção do amortecedor magnético ao pivô de torção. Sabe-se também que  $\vec{F}_{DCE}$  está sendo aplicado a uma distância  $r_T$  dos pivôs de torção e que o sensor está a uma distância  $r_{sens}$  dos pivôs de torção. Aplicando as definições descritas obtém-se a Equação A.7.

$$\rightarrow m \left( \vec{r}_{sens} \times \frac{d\vec{v}}{dt} \right) = \vec{r}_T \times \vec{F}_{DCE} - k_{linear} \vec{r}_{sens} \times \vec{x}_f + k_{linear} \vec{r}_{sens} \times \vec{x}_i - c_{linear} \vec{r}_{fm} \times \vec{v}_{fm} \quad (\text{A.7})$$

Na direção  $x$  e a uma distância  $r_{sens}$  do pivô de torção,  $(\vec{r}_{sens} \times \frac{d\vec{v}}{dt}) = r_{sens}\ddot{x}$ . Como o DCE está a uma distância  $r_T$  dos pivôs de torção,  $\vec{r}_T \times \vec{F}_{DCE} = r_T F_{DCE}$ , pois um faz ângulo reto em relação ao outro,  $\vec{r}_{sens} \times \vec{x}_i = 0$ , pois  $\vec{r}$  e  $\vec{x}_i$  possuem a mesma direção,  $\vec{r}_{sens} \times \vec{x}_f = r_{sens}x$ , pois  $\vec{r}$  e  $\vec{x}_f$  fornece um vetor de módulo pequeno que possui um ângulo reto em relação à  $\vec{r}$  e é igual ao deslocamento em relação à posição inicial  $\vec{x}$ . Por fim,  $\vec{r}_{fm} \times \vec{v}_{fm} = r_{fm}\dot{x}_{fm}$ , pois  $\vec{v}_{fm}$  é perpendicular a  $\vec{r}$ , logo a versão escalar da Equação A.7 é mostrada na Equação A.8.

$$mr_{sens}\ddot{x} = r_T F_{DCE} - k_{linear} r_{sens} x + -c_{linear} r_{fm} \dot{x}_{fm} \quad (\text{A.8})$$

Sabendo-se que  $\ddot{x} = \ddot{\theta} r_{sens}$ ,  $\dot{x}_{fm} = \dot{\theta} r_{fm}$  e  $x = \theta r_{sens}$ , pode-se obter a Equação A.9.

$$mr_{sens}^2 \ddot{\theta} = r_T F_{DCE} - k_{linear} r_{sens}^2 \theta - c_{linear} r_{fm}^2 \dot{\theta} \quad (\text{A.9})$$

Passando os termos que são função de  $\theta$  e de suas derivadas para o lado esquerdo da equação, obtém-se a Equação A.10.

$$mr_{sens}^2 \ddot{\theta} + c_{linear} r_{fm}^2 \dot{\theta} + k_{linear} r_{sens}^2 \theta = r_T F_{DCE} \quad (\text{A.10})$$

Substituindo as constantes que multiplicam  $\theta$  e suas derivadas, encontra-se a Equação A.11.

$$J\ddot{\theta} + c_{ang}\dot{\theta} + k_{ang}\theta = r_T F_{DCE} \quad (\text{A.11})$$

Onde  $J$  é o momento de inércia,  $c_{ang}$  é a constante de amortecimento angular definida pela Equação A.12 e  $k_{ang}$  é a constante de mola angular fornecida pela fabricante e definida pela Equação A.13.

$$c_{ang} = c_{linear} r_{fm}^2 \quad (\text{A.12})$$

$$k_{ang} = k_{linear} r_{sens}^2 \tag{A.13}$$

## APÊNDICE B - CONCEITOS ESTATÍSTICOS E ANÁLISE DE INCERTEZAS

### B.1 Conceitos estatísticos

Para a determinação das incertezas do tipo A são necessárias definições de alguns conceitos estatísticos. A primeira delas é o conceito de média e de variância de uma amostra aleatória. Amostras aleatórias são aquelas que foram selecionadas de uma população de tal forma que todas as amostras possíveis têm iguais chances de serem selecionadas. Quando se utilizam amostras, a determinação da média e da variância se tornam as Equações B.1, B.2 e B.3 (MONTGOMERY, 2001).

$$\bar{\nu} = \frac{\sum_{n=1}^N \nu_n}{N} \quad (\text{B.1})$$

$$s^2 = \frac{\sum_{n=1}^N (\nu_n - \bar{\nu})^2}{N - 1} \quad (\text{B.2})$$

$$s = \sqrt{s^2} \quad (\text{B.3})$$

Onde  $s$  é chamado de desvio-padrão da amostra,  $\bar{\nu}$  é a média de  $N$  medições.

O denominador da Equação B.2 é chamado de número de graus de liberdades. Esse parâmetro expressa o número de elementos independentes na soma de quadrados (MONTGOMERY, 2001) e (GONÇALVES JUNIOR; SOUSA, 2008). A distribuição de probabilidade de uma estatística é chamada de distribuição amostral (MONTGOMERY, 2001). Uma das distribuições amostrais mais importantes é a distribuição normal.

Esta distribuição é importante, pois descreve bem a variação dos resultados de experimentos, nos quais estão inclusos erros de medição (MONTGOMERY, 2001). Além disso, outras técnicas estatísticas existem baseadas na hipótese de uma distribuição normal de eventos.

Nesse sentido, o Teorema Central do Limite proporciona uma justificativa para a hipótese de distribuição normal de determinado evento. O teorema afirma que se  $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_N$  é uma sequência de variáveis aleatórias identicamente distribuídas e independentes com  $E(\nu_N) = \mu_{estatístico}$  e  $V(\nu_N) = \sigma_{estatístico}^2$  ambos finitos e  $\gamma =$

$\nu_1 + \nu_2 + \dots + \nu_N$ , então a forma limite da distribuição da Equação B.4 é uma distribuição normal padrão, quando  $N$  tende ao infinito (MONTGOMERY, 2001).

$$z_N = \frac{\gamma - N\mu_{estatístico}}{\sqrt{N\sigma_{estatístico}^2}} \quad (\text{B.4})$$

Onde  $\mu_{estatístico}$  é a média da população e  $\sigma_{estatístico}^2$  é a variância da população.

Os resultados de experimentos contêm erros cujas origens não podem ser controladas por completo, por exemplo, erros devido ao operador, processo de medição, condições ambientais, sistema de medição e da própria definição do mensurando. Esse resultado é a soma do resultado correto mais os erros cujas origens não foram controladas completamente durante o experimento. Pelo Teorema Central do Limite, se existir muitas fontes de erros, a distribuição normal se torna um modelo aceitável para o erro experimental combinado (MONTGOMERY, 2001). O Teorema Central do Limite pode ser expandido para casos em que as distribuições não sejam idênticas, contudo o resultado de medição apresentaria uma incerteza da medição menor do que é de fato (ROUAUD, 2013).

Os resultados de medição de experimentos são feitos na forma de intervalos de confiança. Eles são úteis, pois fornecem um limite de valores para futuras observações de uma população ou amostra (MONTGOMERY et al., 2000). O intervalo de confiança pode ser expresso conforme a Equação B.5.

$$P\{\text{Limite inferior} < \mu_{estatístico} < \text{Limite superior}\} = 1 - \alpha_e \quad (\text{B.5})$$

Onde  $\alpha_e$  é um parâmetro que varia de 0 a 1.  $P\{XX\}$  é a probabilidade do evento  $XX$  ocorrer.

Dessa forma, o intervalo de confiança pode ser montado como indica a Equação B.6. A dedução pode ser encontrada em Montgomery et al. (2000).

$$\bar{\gamma} - z_{\frac{\alpha_e}{2}} \frac{\sigma_{estatístico}}{\sqrt{N}} \leq \mu_{estatístico} \leq \bar{\gamma} + z_{\frac{\alpha_e}{2}} \frac{\sigma_{estatístico}}{\sqrt{N}} \quad (\text{B.6})$$

A Equação B.6 é válida quando se conhece a variância da população ou quando se utiliza uma quantidade amostral muito grande. Entretanto, em nenhum caso prático

de engenharia isso acontece, por isso, se utiliza a distribuição  $t$ .

A distribuição  $t$  é deduzida a partir da distribuição  $\chi^2$  e normal (MONTGOMERY, 2001). A Equação B.7 descreve a distribuição  $t$ .

$$t_{estatístico} = \frac{\bar{\Gamma} - \mu_{estatístico}}{s/\sqrt{N}} \quad (\text{B.7})$$

Onde  $\kappa$  representa os graus de liberdade e  $\bar{\Gamma}$  é o valor médio de um conjunto de medições.

A distribuição  $t$  é semelhante à distribuição normal, isto é, no sentido de serem simétricas e unimodais. Porém, a distribuição  $t$  possui uma maior probabilidade dos eventos que estão na extremidade da curva (MONTGOMERY, 2001), mas conforme o número de graus de liberdade tende ao infinito, a distribuição  $t$  se aproxima de uma distribuição normal. O intervalo de confiança utilizando a distribuição  $t$  é dado pela Equação B.8.

$$\bar{\gamma} - t_{\frac{\alpha_e}{2}, n-1} \frac{s}{\sqrt{N}} \leq \mu_{estatístico} \leq \bar{\gamma} + t_{\frac{\alpha_e}{2}, n-1} \frac{s}{\sqrt{N}} \quad (\text{B.8})$$

Esse intervalo é abreviado neste trabalho utilizando o valor médio das medições mais o símbolo  $\pm$ .

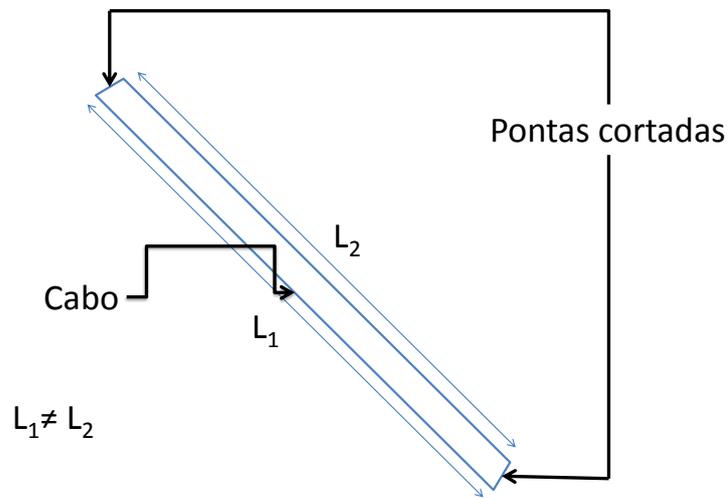
## B.2 Incertezas em mensurandos variáveis

O mensurando pode ter valores que não são únicos. Esses valores podem variar com o tempo, posição, orientação entre outros fatores (GONÇALVES JUNIOR; SOUSA, 2008). Por exemplo, um cabo que não foi perfeitamente cortado de em suas pontas, possui uma inclinação que causará alteração na medição do seu comprimento, conforme indica a Figura B.1.

Caso um operador deseje medir o comprimento do cabo, será necessário levar em consideração que esse valor pode variar entre  $L_1$  e  $L_2$ . Dessa forma, o resultado de medição deve ser expresso conforme a Equação B.9.

$$RM = \bar{\Gamma} + C_{cor} \pm t_{\frac{\alpha_e}{2}, n-1} u_c \quad (\text{B.9})$$

Figura B.1 - Mensurando variável



Fonte: Produção do autor

O resultado de medição pode ser corrigido pela correção  $C_{cor}$ , que é inversa ao erro sistemático, caso se conheça esse parâmetro. A incerteza combinada é  $u_c$ .

O aspecto mais importante na Equação B.9 em comparação com a Equação B.8 é o fato de que não se divide o termo relacionado ao erro aleatório por  $\sqrt{N}$ .

### B.3 Resultado de medição quando há várias fontes de erro de medição

Quando uma medição é afetada por mais de uma fonte de erro, a incerteza padrão combinada deve ser determinada levando em consideração todas essas fontes, assim como a correlação entre elas.

Por correlação, entende-se a influência que um parâmetro exerce sobre o outro, ou seja, se o aumento de um parâmetro faz com que outro parâmetro também aumente, então essas grandezas são ditas grandezas diretamente correlacionadas. Caso o aumento de um parâmetro diminua outro parâmetro, essas grandezas são ditas inversamente correlacionadas. Se a variação de um parâmetro não interfere em outro, essas grandezas são ditas não correlacionadas (GONÇALVES JUNIOR; SOUSA, 2008).

Incertezas de medição do tipo A podem ser determinadas utilizando as técnicas

mostradas na seção de conceitos estatísticos. As grandezas do tipo B são obtidas, conforme já mencionado, por meios que não são estatísticos e para este fim, o número de graus de liberdade é considerado infinito, pois se assume nestas circunstâncias, que se conhece perfeitamente a distribuição de probabilidade (GONÇALVES JUNIOR; SOUSA, 2008). Conhecidas as incertezas-padrão e quantificadas, pode-se encontrar a incerteza combinada, que é expressa na forma da Equação B.10.

$$u_c^2 = u_1^2 + u_2^2 + \dots + u_n^2 \quad (\text{B.10})$$

Onde  $u_c$  é a incerteza-padrão combinada e  $u_n$  é a incerteza-padrão da  $n$ -ésima fonte de incerteza. Os graus de liberdade associados à incerteza-padrão combinada podem ser determinados através da Equação B.11.

$$\frac{u_c^4}{\kappa_{ef}} = \frac{u_1^4}{\kappa_1} + \frac{u_2^4}{\kappa_2} + \dots + \frac{u_n^4}{\kappa_n} \quad (\text{B.11})$$

#### B.4 Resultados de medições indiretas

Medições indiretas são aquelas no qual o valor de um mensurando não pode ser medido diretamente a partir de um instrumento de medição, porém são obtidas através de equações que envolvem operações matemáticas com mais de uma grandeza do mensurando (GONÇALVES JUNIOR; SOUSA, 2008).

Para o caso de grandezas não correlacionadas, a Equação B.12 fornece uma equação para a determinação da incerteza-padrão combinada.

$$u(G)_c^2 = \left[ \frac{\partial f}{\partial X_1} u(X_1) \right]^2 + \left[ \frac{\partial f}{\partial X_2} u(X_2) \right]^2 + \dots + \left[ \frac{\partial f}{\partial X_n} u(X_n) \right]^2 \quad (\text{B.12})$$

Onde  $G$  representa neste caso a grandeza a ser determinada por medição indireta,  $f$  é a função que relaciona a variável  $G$  com as variáveis de entrada  $X_n$ .

Os graus de liberdade efetivos são determinados através da Equação B.11. Utiliza-se incerteza-padrão relativa na Equações B.11 B.12 ao invés da incerteza-padrão absoluta, pois as variáveis  $X_n$  podem ter diferentes unidades.



## APÊNDICE C - SÉRIE DE FOURIER

Séries de Fourier são séries trigonométricas infinitas que fornecem um modo de expressar funções utilizando funções em seno e cosseno de maneira simples (BOYCE; DIPRIMA, 1992). Entre as funções que são capazes de serem representadas por uma série de Fourier estão as funções periódicas, que são encontradas em sistemas vibratórios (RAO; YAP, 2011).

As Equações C.1 e C.2 mostram a representação em uma série de Fourier da função periódica  $x_F(t)$  com período  $\tau_F$ .

$$x_F(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos(2\omega t) + \dots + b_1 \sin(\omega t) + b_2 \sin(2\omega t) + \dots \quad (\text{C.1})$$

$$\rightarrow x_F(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{C.2})$$

$$\omega = \frac{2\pi}{\tau_F} \quad (\text{C.3})$$

Os coeficientes  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$  podem ser obtidos através das Equações C.4, C.5 e C.6 respectivamente (BOYCE; DIPRIMA, 1992).

$$a_0 = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} x_F(t) dt = \frac{2}{\tau_F} \int_0^{\tau} x_F(t) dt \quad (\text{C.4})$$

$$a_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} x_F(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{2}{\tau_F} \int_0^{\tau} x_F(t) \cos(n\omega t) dt \quad (\text{C.5})$$

$$b_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} x_F(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{2}{\tau_F} \int_0^{\tau} x_F(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{C.6})$$

Para esse trabalho, a função  $x_F(t)$  só está disponível em forma de pontos, isto é, não há uma expressão matemática fechada para  $x_F(t)$ , pois o sinal de saída do sensor de distância foi usado como um transdutor de oscilação. Dessa forma, as Equações C.4, C.5 e C.6 não podem ser resolvidas analiticamente. A solução para achar os

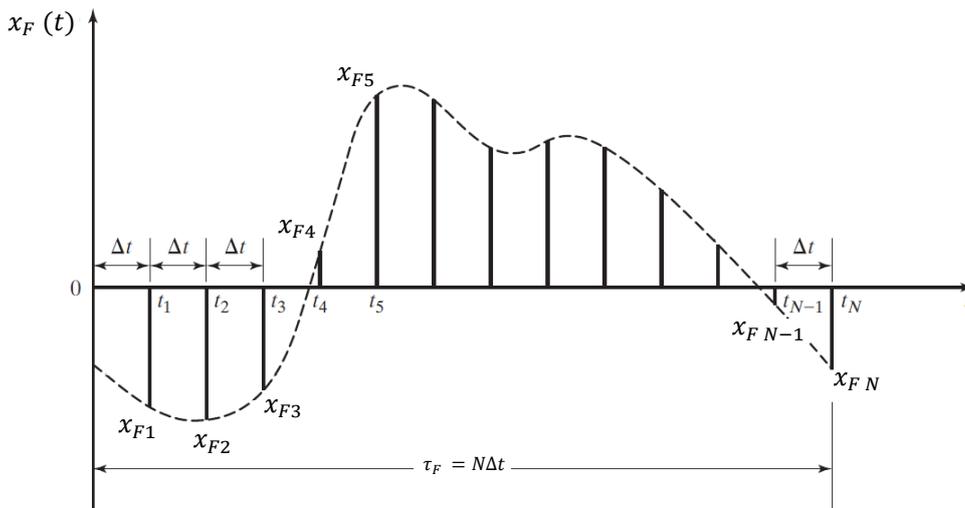
coeficientes é utilizar uma integração numérica, aplicando a regra do trapézio, as Equações C.7, C.8 e C.9 são obtidas. A Figura C.1 mostra um esquema onde se representa cada parâmetro para a integração numérica.

$$a_0 = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_{Fn} \quad (C.7)$$

$$a_n = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_{Fn} \cos\left(\frac{2n\pi t_n}{\tau_F}\right) \quad (C.8)$$

$$b_n = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_{Fn} \sin\left(\frac{2n\pi t_n}{\tau_F}\right) \quad (C.9)$$

Figura C.1 - Representação dos parâmetros para a integração numérica



$\Delta t$  representa o passo entre uma medição e outra

Fonte: Adaptado de Rao e Yap (2011)

Para aplicar corretamente as Equações C.7, C.8 e C.9,  $\tau_F$  deve representar um único período da onda e  $N$  deve ser um número par. A condição de que  $x_{F0} = x_{FN}$  também deve ser satisfeita.

Neste trabalho, a Série de Fourier é utilizada para representar o sinal elétrico de saída do sensor de deslocamento quando a balança estiver vibrando devido aos equi-

pamentos utilizados para gerar vácuo.

Quando o DCE estiver sendo utilizado como simulador de propulsor, a balança realizará um movimento semelhante a uma curva senoidal amortecida ao longo do tempo. Neste caso, a Série de Fourier é utilizada para representar a oscilação da balança. Da série resultante é extraído o termo que contém apenas a frequência natural ( $n = 1$ ) e a constante  $a_0$ . Os demais termos representam sinais ruidosos, visto que possuem frequências maiores que a frequência natural da oscilação.



## **PUBLICAÇÕES TÉCNICO-CIENTÍFICAS EDITADAS PELO INPE**

### **Teses e Dissertações (TDI)**

Teses e Dissertações apresentadas nos Cursos de Pós-Graduação do INPE.

### **Manuais Técnicos (MAN)**

São publicações de caráter técnico que incluem normas, procedimentos, instruções e orientações.

### **Notas Técnico-Científicas (NTC)**

Incluem resultados preliminares de pesquisa, descrição de equipamentos, descrição e ou documentação de programas de computador, descrição de sistemas e experimentos, apresentação de testes, dados, atlas, e documentação de projetos de engenharia.

### **Relatórios de Pesquisa (RPQ)**

Reportam resultados ou progressos de pesquisas tanto de natureza técnica quanto científica, cujo nível seja compatível com o de uma publicação em periódico nacional ou internacional.

### **Propostas e Relatórios de Projetos (PRP)**

São propostas de projetos técnico-científicos e relatórios de acompanhamento de projetos, atividades e convênios.

### **Publicações Didáticas (PUD)**

Incluem apostilas, notas de aula e manuais didáticos.

### **Publicações Seriadas**

São os seriados técnico-científicos: boletins, periódicos, anuários e anais de eventos (simpósios e congressos). Contam destas publicações o Internacional Standard Serial Number (ISSN), que é um código único e definitivo para identificação de títulos de seriados.

### **Programas de Computador (PDC)**

São a seqüência de instruções ou códigos, expressos em uma linguagem de programação compilada ou interpretada, a ser executada por um computador para alcançar um determinado objetivo. Aceitam-se tanto programas fonte quanto os executáveis.

### **Pré-publicações (PRE)**

Todos os artigos publicados em periódicos, anais e como capítulos de livros.