



METODOLOGIA DE EXCITAÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DINÂMICOS DE SELOS ANULARES

Diego Alejandro Godoy Diaz

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Orientador: Fernando Augusto de Noronha
Castro Pinto

Rio de Janeiro
Abril de 2019

METODOLOGIA DE EXCITAÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO DE
PARÂMETROS DINÂMICOS DE SELOS ANULARES

Diego Alejandro Godoy Diaz

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA MECÂNICA.

Examinada por:

Prof. Fernando Augusto de Noronha Castro Pinto, Dr.Ing.

Prof. Thiago Gamboa Ritto, D.Sc.

Prof. Daniel Alves Castello, D.Sc.

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc.

Prof. Katia Lucchesi Cavalca Dedini, Dott.Ric.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

ABRIL DE 2019

Godoy Diaz, Diego Alejandro

Metodologia de excitação para identificação de parâmetros dinâmicos de selos anulares /Diego Alejandro Godoy Diaz. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2019.

XX, 112 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Fernando Augusto de Noronha Castro
Pinto

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Mecânica, 2019.

Referências Bibliográficas: p. 84 – 94.

1. Sinais de excitação. 2. Identificação de parâmetros dinâmicos. 3. Atuador eletromagnético. I. Pinto, Fernando Augusto de Noronha Castro. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Mecânica. III. Título.

*Com especial carinho aos meus
pais, Alba Ligia e Néstor*

Agradecimentos

Este foi um passo muito importante para mim, e me resta agradecer as pessoas com quem tive o privilégio de compartilhar uma parte de minha vida:

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus e a Virgem Maria Auxiliadora pela vida e a oportunidade de me desenvolver como profissional e como ser humano.

A minha família, que sempre foi o meu suporte, e me motivou a alcançar as minhas metas. Mesmo na distância, sempre estiveram presentes para me dar boas energias.

Ao meu orientador, o professor Fernando Pinto, pela sua confiança colocada em mim como integrante do projeto de pesquisa e desenvolvimento no qual me encontro trabalhando, e também pelo seu apoio incondicional durante todo este processo de aprendizado.

Ao pessoal do Laboratório de Acústica e Vibrações: Jefferson, Vinicius, David, Frederico, Fabian, Rafael, William, Matheus, Mohsen, Rodrigo, Daniel, Paulo, que sempre estiveram a disposição para colaborar com as distintas tarefas da rotina. Também agradeço aos seus funcionários: Bia, Anderson, Pedro e Tiago, que sempre me ajudaram na parte burocrática e técnica.

Aos alunos de iniciação científica e estagiários que vieram no LAVI e aportaram tanto na construção dos protótipos como também na melhoria do Laboratório.

Aos professores membros da banca: Profa. Katia, prof. Fernando, prof. Ritto, prof. Castello, e prof. Santisteban, pela disposição e nutritiva contribuição ao meu trabalho.

Ao pessoal da COPPE, especialmente o Programa de Engenharia Mecânica, que também me apoiou nos momentos mais difíceis. À coordenação do programa e à secretária Vera.

Ao pessoal do CENPES/PETROBRAS: Leticia, Timbô e Renner, pela oportunidade de participar no projeto, como também pelo apoio com as simulações e debates sobre a pesquisa.

À CAPES, CNPQ e o projeto CENPES, pelo apoio financeiro.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

METODOLOGIA DE EXCITAÇÃO PARA IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DINÂMICOS DE SELOS ANULARES

Diego Alejandro Godoy Diaz

Abril/2019

Orientador: Fernando Augusto de Noronha Castro Pinto

Programa: Engenharia Mecânica

A escolha do sinal de excitação desempenha um papel importante em qualquer procedimento de identificação de parâmetros em máquinas rotativas. Existem aplicações cujo tempo total de experimento, como também o deslocamento do eixo permitido são condições que devem ser levadas em conta na preparação dos ensaios. Portanto, o sinal de excitação aplicado no atuador deve ser de tal maneira que haja uma adequada distribuição da energia aplicada no sistema, respeitando as limitações anteriormente mencionadas. Nesta tese é apresentada uma comparação entre os coeficientes equivalentes de selos anulares e mancais obtidos mediante distintos sinais de excitação, incluindo sinais multitônicos modificados, construídos a partir de algoritmos iterativos que reduzem o fator de crista do sinal, e que permitem aumentar a razão sinal-ruído nas medições, diminuindo as incertezas dos coeficientes obtidos nos ensaios. Para isso, duas bancadas de pequeno porte, desenvolvidas no Laboratório de Acústica e Vibrações da UFRJ, cuja excitação é aplicada por meio de atuadores eletromagnéticos, foram empregadas para realizar os respectivos ensaios. A partir dos resultados obtidos nessas bancadas, é possível observar a redução das variâncias dos coeficientes quando sinais multitônicos modificados são empregados, se comparado com as obtidas usando sinais tipo varredura em frequência ou ruído branco.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

EXCITATION METHOD FOR IDENTIFICATION OF ANNULAR SEAL PARAMETERS

Diego Alejandro Godoy Diaz

April/2019

Advisor: Fernando Augusto de Noronha Castro Pinto

Department: Mechanical Engineering

The choice of the excitation signal is an important step in any identification procedure of rotating machinery. There are applications where the total experiment time, as well as the shaft displacement are boundary conditions which have to be taken into account before performing the test. Thus, the excitation signal used in the actuator must be such that there is an adequate distribution of the energy applied into the system, complying the aforementioned restrictions. In this thesis, a comparison between the dynamic parameters of annular seals and bearings obtained using several excitation signals is made. Modified multisine signals produced by means of iterative algorithms, which reduce their crest factor and therefore improve the input Signal-to-noise ratio, are also included in this work. Two small-scale test rigs with electromagnetic actuators, developed in the Acoustics and Vibration Laboratory of the Federal University of Rio de Janeiro, were used to perform the experimental tests. It can be observed from the obtained results a noteworthy reduction of the variances when modified multisine signals are used, if compared with the traditional swept or white noise signals.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvi
Lista de Abreviaturas	xix
1 Introdução	1
1.1 Procedimento de identificação	2
1.2 Objetivos da tese	4
1.3 Organização da tese	4
2 Revisão Bibliográfica	6
2.1 Sinais de excitação nos procedimentos de identificação	14
3 Modelagem para identificação	19
3.1 Modelagem da máquina rotativa	19
3.1.1 O rotor rígido	21
3.2 Atuadores eletromagnéticos radiais	22
3.2.1 Linearização do modelo de atuador magnético radial	28
3.3 Selos anulares	31
3.4 Matriz de rigidez dinâmica complexa	34
4 Metodologia de excitação para identificação	37
4.1 Esquema para a excitação para atuadores eletromagnéticos	37
4.1.1 Estimadores	39
4.2 Sinais de excitação	40
4.2.1 Fator de crista	41
4.2.2 Fator de tempo	41
4.2.3 Sinal Harmônico puro ou senoidal	41
4.2.4 Varredura de frequências	43
4.2.5 Sinal de tipo ruído	43

4.2.6	Sinal de tipo multitônico	43
4.2.7	Tempo de experimento do sinal harmônico e multitônico . . .	44
4.3	Sinais multitônicos modificados	44
4.3.1	Método de corte no sinal	45
4.3.2	Método da norma l_p	48
4.4	Simulação com mancal magnético ativo	50
5	Resultados Experimentais	60
5.1	Mancal magnético ativo de pequeno porte	60
5.1.1	Procedimento de excitação do rotor no mancal magnético . . .	60
5.1.2	Resultados obtidos com a bancada de mancal magnético ativo	63
5.2	Bancada de rotor flexível para ensaio de selos anulares	67
5.2.1	Preparação do experimento e coleta de dados	71
5.2.2	Resultados obtidos com a bancada para ensaio de selos anulares	73
6	Conclusões e trabalhos futuros	82
6.1	Conclusões	82
6.2	Trabalhos futuros	83
	Referências Bibliográficas	84
A	Curvas de calibração dos sensores das bancadas experimentais	95
A.1	Constantes de polinômios para sensores de bancada com mancal mag- nético ativo	95
A.2	Constantes de polinômios para sensores de bancada de eixo flexível com selo interno	97
B	Gráficos de medições experimentais	100
B.1	Experimentos com a bancada de mancal magnético	100
B.2	Experimentos com a bancada de rotor flexível	100

Lista de Figuras

1.1	Diagrama para a obtenção da função de resposta em frequência [59]	3
2.1	Rigidez dinâmica complexa de bomba centrífuga suportada por mancais magnéticos [62]. $\Re = -(K - M\omega^2)$, $\Im = -\omega D$. (·) Dados experimentais, (-)Ajuste.	10
2.2	Vista em corte de bancada para testes de selos anulares utilizando mancais magnéticos ativos desenvolvida na Universidade de Duisburgo[99]	11
2.3	Coefficientes de rigidez e amortecimento do selo montado na bancada desenvolvida por Vannini <i>et al.</i> [93], excitando com sinais harmônicos e multitônicos (28, 70 e 126 Hz)[94]	12
2.4	Medições de força e deslocamento do eixo para a bancada apresentada por Ertas <i>et al.</i> [21] utilizando sinais multitônicos com fase aleatória. Excitação no eixo X .	16
3.1	Elemento de viga para o modelo de elementos finitos[105].	20
3.2	Rotor rígido suportado por mancais magnéticos (adaptado de Schweitzer e Maslen[82]).	21
3.3	Esquema de atuador eletromagnético radial[105].	23
3.4	Atuador Magnético 8 polos com par acoplado[5].	23
3.5	Esquema linearizado de atuador eletromagnético em configuração diferencial para o eixo horizontal x (adaptado de Schweitzer e Maslen[82])	29
3.6	Vista em corte de compressor centrífugo[103].	31
3.7	Tipos comuns de selos anulares (adaptado de Tiwari[86]): a) Reto; b) Cônico; c) Escalonado; d) Labirinto; e) Labirinto (dentes no rotor); f) Labirinto (dentes no rotor e no estator).	32
3.8	Tipos de superfícies de selos anulares (adaptado de Tiwari[86]): a) Liso; b) Poroso; c) Labirinto; d) helicoidal, e) Colmeia (<i>Honeycomb</i>); f) Padrão de furos (<i>Holepattern</i>); g) Padrão de triângulos (<i>Triangular pattern</i>) e h) Particionado.	33

4.1	Diagrama de blocos configuração de excitação para mancal magnético ativo.	38
4.2	Diagrama de blocos configuração de excitação para atuador magnético.	38
4.3	Diagrama de fluxo do método de corte nos picos “clipping” de Van de Ouderaa <i>et al.</i> [90]	46
4.4	Sinal original e modificado utilizando o método de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original iguais.	46
4.5	Evolução do fator de crista para o algoritmo de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original iguais.	47
4.6	Sinal original e modificado utilizando o método de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original diferentes.	47
4.7	Evolução do fator de crista para o algoritmo de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original diferentes.	48
4.8	Diagrama de fluxo do método da norma l_p proposto por Guillaume <i>et al.</i> [30]	50
4.9	Sinal original e modificado utilizando o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original iguais.	51
4.10	Evolução do fator de crista para o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original iguais.	51
4.11	Sinal original e modificado utilizando o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original diferentes.	52
4.12	Evolução do fator de crista para o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original diferente.	52
4.13	Diagrama de blocos do sistema implementado para simulação.	53
4.14	Simulação de segundo experimento para um sinal de tipo varredura (Excitação no eixo Y)	55
4.15	Simulação de segundo experimento para um sinal de tipo multitônico modificado usando o algoritmo da norma l_p (Excitação no eixo Y)	56
4.16	Comparação de coeficientes de rigidez do selo usando vários sinais de excitação (simulado)	56
4.17	Comparação de coeficientes de amortecimento do selo usando vários sinais de excitação (simulado)	57
4.18	Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos na simulação e o valor determinístico	57
4.19	Diferença entre os coeficientes de amortecimento obtidos na simulação e o valor determinístico	58
5.1	Bancada experimental. Mancal magnético ativo.	61
5.2	Bancada experimental AMB. Rotor e atuadores eletromagnéticos	61

5.3	Esquema de configuração dos sinais para a bancada de mancal magnético ativo	62
5.4	Interface para o controle do mancal magnético.	62
5.5	Interface para o processo de aquisição e excitação do mancal magnético.	63
5.6	Coefficientes de rigidez do mancal magnético	64
5.7	Coefficientes de amortecimento do mancal magnético	65
5.8	Desvio padrão dos coeficientes de rigidez do mancal magnético	65
5.9	Desvio padrão dos coeficientes de amortecimento do mancal magnético	66
5.10	Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência	67
5.11	Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência	67
5.12	Configuração esquemática instrumentação bancada LAVI UFRJ	69
5.13	Curvas obtidas para os sensores de distância da bancada de selos anulares	70
5.14	Vista em corte do selo anular utilizado nos ensaios [14]	70
5.15	Bancada experimental rotor flexível com atuadores eletromagnéticos: a) Desenho esquemático em corte, b) Protótipo.	71
5.16	Interface para a coleta de dados e sinal de excitação	72
5.17	Interface para controle da largura de pulso dos amplificadores	72
5.18	Interface para controle da velocidade do eixo	73
5.19	Pressões, forças e posições para excitação no eixo X usando sinal o modificado por meio do algoritmo de corte no sinal	74
5.20	Sinal de excitação multitônico e modificado utilizando o algoritmo proposto da norma l_p	75
5.21	Sinal de excitação multitônico e modificado utilizando o algoritmo do corte no sinal	75
5.22	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o algoritmo da norma l_p	76
5.23	Parte real da matriz de rigidez dinâmica utilizando o algoritmo da norma l_p e $N_b = 10$	76
5.24	Parte imaginária da matriz de rigidez dinâmica utilizando o algoritmo da norma l_p e $N_b = 10$	77
5.25	Coefficientes de rigidez do selo analisado	78
5.26	Coefficientes de amortecimento do selo analisado	78
5.27	Desvio padrão dos coeficientes de rigidez do selo	79
5.28	Desvio padrão dos coeficientes de amortecimento do selo	79
5.29	Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência	80

5.30	Diferença entre os coeficientes de amortecimento obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência	81
A.1	Diagrama esquemático para calibração de sensores de corrente	96
A.2	Curvas obtidas para os sensores de corrente instalados no mancal magnético	96
A.3	Diagrama esquemático para calibração de sensores de corrente	97
A.4	Curvas obtidas para os sensores de corrente instalados no mancal magnético	98
B.1	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo varredura em frequências para teste em AMB	100
B.2	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo varredura em frequências para teste em AMB	101
B.3	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo ruído branco para teste em AMB	101
B.4	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo ruído branco para teste em AMB	102
B.5	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo multitônico com fases aleatórias para teste em AMB	102
B.6	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo multitônico com fases aleatórias para teste em AMB	103
B.7	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p com espectro plano para teste em AMB	103
B.8	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p com espectro plano para teste em AMB	104
B.9	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo modificado usando o algoritmo do corte no sinal para teste em AMB	104
B.10	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo modificado usando o algoritmo do corte no sinal para teste em AMB	105
B.11	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p para teste em AMB	105
B.12	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p para teste em AMB	106
B.13	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo varredura em frequências	106

B.14	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo varredura em frequências	107
B.15	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo ruído branco	107
B.16	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo ruído branco	108
B.17	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo multitônico com fases de Schroeder	108
B.18	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo multitônico com fases de Schroeder	109
B.19	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o algoritmo da norma l_p	109
B.20	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y utilizando o algoritmo da norma l_p	110
B.21	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o algoritmo do corte no sinal	110
B.22	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y utilizando o algoritmo do corte no sinal	111
B.23	Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o multitônico com fases iguais	111
B.24	Excitação, forças e posições para excitação no eixo y utilizando o sinal multitônico com fases iguais	112

Lista de Tabelas

2.1	Metodologias de excitação em máquinas rotativas (adaptado de Nordmann[57])	8
4.1	Tipos de sinais de excitação de propósito geral	42
4.2	Dados dimensionais do AMB a simular	54
4.3	Ganhos para o controlador PID empregados na simulação	54
4.4	Valores de rigidez e amortecimento do selo simulado e desvio padrão do ruído nas correntes e nas posições	54
4.5	Valores médios de diferença com os coeficientes de referência para vários tipos de sinais	58
4.6	Valores médios relativos de diferença com os coeficientes de referência para vários tipos de sinais	59
5.1	Sinais de excitação utilizados na bancada de mancal magnético	64
5.2	Valores médios de desvio padrão para os tipos de sinal comparados	66
5.3	Valores médios de diferença com o sinal harmônico para os tipos de sinal analisados para mancal magnético	68
5.4	Condições do experimento	74
5.5	Sinais de excitação utilizados na bancada flexível de selo anular	74
5.6	Valores médios de desvio padrão para os tipos de sinal testados	80
5.7	Valores médios de diferença com o sinal harmônico para os tipos de sinal analisados	81
A.1	Coefficientes de polinômio para sensores de posição $y = ax + b$	95
A.2	Coefficientes de polinômio para sensores de corrente do mancal magnético $y = ax + b$	97
A.3	Coefficientes de polinômio para sensores de posição $y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$	98
A.4	Coefficientes de polinômio para sensores de corrente $y = ax + b$	99

Lista de Símbolos

A_g	Área da seção transversal do polo, p. 25
B	Densidade de fluxo magnético no entreferro de uma atuador eletromagnético, p. 13
$Cr(u)$	Fator de crista do sinal u , p. 41
F_{act}	Força exercida pelo atuador, p. 13
N_b	Número de períodos ou <i>blocos</i> do experimento, p. 40
N_e	Número de elementos do rotor, p. 20
N_f	Número de frequências excitadas, p. 41
N_p	Número de polos do estator eletromagnético, p. 24
N_v	Número de espiras para cada bobina, p. 25
N_{am}	Número de amostras do vetor do sinal de excitação, p. 48
T_w	Tempo de espera do transiente para cada frequência, p. 44
T_{ms}	Tempo de experimento de um sinal multitônico, p. 44
T_{sa}	Período de amostragem para aquisição, p. 38
T_{ss}	Tempo de experimento de um sinal harmônico puro, p. 44
$Tf(u)$	Fator de tempo do sinal u , p. 41
$\Im(x)$	Parte imaginária da variável x , p. 9
Ω	Velocidade de rotação do eixo, p. 20
$\Re(x)$	Parte real da variável x , p. 9
$\mathbb{E}\{x\}$	Valor esperado da variável x , p. 39

\mathbf{A}_x	Matriz auxiliar para projeção das forças das bobinas no eixo x , p. 26
\mathbf{A}_y	Matriz auxiliar para projeção das forças das bobinas no eixo y , p. 26
\mathbf{C}_{lin}	Matriz de transformação linear para linearização do modelo das forças magnéticas, p. 28
\mathbf{C}	Matriz de amortecimento equivalente do rotor, p. 20
\mathbf{G}	Matriz de efeito giroscópico equivalente do rotor, p. 20
\mathbf{H}_s	Matriz de rigidez complexa dinâmica do selo, p. 34
\mathbf{H}_{base}	Matriz de rigidez complexa dinâmica na condição de referência $\Delta P=0$, p. 35
\mathbf{H}_{exp}	Matriz de rigidez complexa dinâmica na condição do experimento (selo em operação), p. 35
\mathbf{H}	Matriz de rigidez complexa dinâmica, p. 34
$\mathbf{K}_{mag,i}$	Matriz de ganho do atuador eletromagnético, p. 30
$\mathbf{K}_{mag,x}$	Matriz de rigidez em laço aberto do atuador eletromagnético, p. 30
\mathbf{K}	Matriz de rigidez equivalente do rotor, p. 20
\mathbf{M}	Matriz de massa equivalente do rotor, p. 20
\mathbf{N}	Matriz auxiliar de acoplamento de número de voltas por cada bobina, p. 24
\mathbf{R}	Matriz de relutância magnética do atuador eletromagnético, p. 24
\mathbf{T}_{mag}	Matriz auxiliar para transformação das coordenadas locais do atuador para as coordenadas generalizadas, p. 27
μ_0	Permeabilidade magnética no espaço livre ($4\pi \times 10^{-7}[NA^{-2}]$), p. 25
ω	Frequência de excitação, p. 9
\mathbf{B}	Vetor das densidades de fluxo magnético no atuador eletromagnético, p. 24

\mathbf{I}	Vetor das correntes que atravessam os enrolamentos de cada polo do atuador eletromagnético, p. 24
$\bar{\mathbf{f}}_{\mathbf{u}}$	Vetor de forças do sistema na forma complexa, p. 34
$\bar{\mathbf{q}}_{\mathbf{u}}$	Vetor de posição do sistema na forma complexa, p. 34
$\hat{\mathbf{I}}$	Vetor de correntes para modelo linearizado do atuador eletromagnético, p. 28
$\mathbf{n}_{\mathbf{u}_0}$	vetor de ruído presente na medição de corrente nas bobinas, p. 38
$\mathbf{n}_{\mathbf{y}_0}$	vetor de ruído presente nas medições das posições, p. 38
\mathbf{q}_i	Vetor de coordenadas generalizadas do i -ésimo elemento do rotor, p. 20
\mathbf{q}	Vetor de coordenadas generalizadas da máquina rotativa, p. 20
\mathbf{u}_0	vetor de medição das correntes nas bobinas medidas sem presença de ruído expresso em voltagem, p. 38
\mathbf{u}	Vetor de medição das correntes nas bobinas expresso em voltagem, p. 38
\mathbf{y}_0	vetor de medição das posições sem presença de ruído expresso em voltagem, p. 38
\mathbf{y}	Vetor de medição das posições expresso em voltagem, p. 38
g	Aceleração gravitacional ($9.81 \frac{m}{s^2}$), p. 22
g_0	Distância nominal entre o rotor e o polo, p. 25
i_b	Corrente de base no modelo linearizado de um atuador eletromagnético, p. 28
i_{p_k}	Corrente adicionada à corrente de base do eixo k no modelo linearizado de um atuador eletromagnético, p. 28
j	$\sqrt{-1}$, p. 34
m_d	Massa de desbalanceamento equivalente do rotor, p. 21
r_u	Raio de desbalanceamento equivalente do rotor, p. 21

Lista de Abreviaturas

AMB	Mancal magnético ativo (<i>Active Magnetic Bearing</i>), p. 2
BFM	Modelo do volume de fluxo (<i>Bulk-flow model</i>), p. 12
CDS	Rididez dinâmica complexa (<i>Complex Dynamic Stiffness</i>), p. 34
CFD	Dinâmica dos fluidos computacional (<i>Computational Fluid Dynamics</i>), p. 10
CO2	Dióxido de carbono, p. 2
DAQ	Dispositivo para aquisição de sinais, p. 2
DFT	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>), p. 2
FEM	Métodos de elementos finitos (<i>Finite Element Methods</i>), p. 13
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>), p. 3
FPS	Selos de cavidade completamente particionadas (<i>Fully partitioned seals</i>), p. 12
FRF	Função de Resposta em Frequência, p. 3
IDFT	Transformada inversa discreta de Fourier (<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>), p. 45
LAMAR	Laboratório de Máquinas Rotativas da UNICAMP, p. 13
LAVI	Laboratório de Acústica e Vibrações da UFRJ, p. 14
LTI	Sistema linear invariante no tempo (<i>Linear time-invariant system</i>), p. 3
PDS	Selos amortecedores de cavidade (<i>Pocket Damper Seals</i>), p. 12

PRBS	Sequências binárias pseudoaleatórias (<i>Pseudorandom binary sequence</i>), p. 15
PWM	Sinal de pulso modulado (<i>Pulse Width Modulation</i>), p. 28
RMS	Valor eficaz ou raiz do valor quadrático médio (<i>Root mean square</i>), p. 15
RPM	Revoluções por minuto, p. 2
SLS	Selo tipo labirinto escalonado (<i>Staggered labyrinth Seal</i>), p. 12
SNR	Razão Sinal Ruído (<i>Signal-to-noise Ratio</i>), p. 3
SSME	Motor principal do transbordador espacial (<i>Space Shuttle Main Engine</i>), p. 1
UFRJ	Universidade Federal do Rio de Janeiro, p. 14
UNICAMP	Universidade Estadual de Campinas, p. 13

Capítulo 1

Introdução

Com a tendência das turbomáquinas a serem projetadas para trabalharem cada vez em velocidades de rotação e diferenças de pressão maiores, vários tipos de selos anulares têm sido desenvolvidos com a finalidade de minimizar o vazamento entre estágios das máquinas rotativas. O sistema de selagem entre esses estágios é um fator importante para a eficiência de qualquer turbomáquina, sendo por conseguinte indispensável o conhecimento do seu comportamento dinâmico, incluindo a influência no desempenho do rotor. A modelagem de selos anulares não é trivial, e por conseguinte em muitos casos existem divergências entre os resultados obtidos mediante simulações e os experimentos feitos em bancadas de teste.

Em muitos casos, a localização deste tipo de máquinas rotativas encontra-se em ambientes onde a possibilidade de realizar sua respectiva manutenção não é de fácil acesso, ou demanda a parada da operação na planta envolvida, gerando assim possíveis atrasos na produção, traduzindo-se portanto em perdas financeiras.

Até hoje, os selos tipo labirinto são amplamente utilizados na indústria petroleira e aeroespacial. O interesse de avaliar o desempenho de novos selos anulares começou de maneira formal a partir de 1970 [11], com a motivação de encontrar soluções a problemas referentes à instabilidade e vibrações originadas pelas forças produzidas pela interação selo-fluido nas condições de operação nominal das máquinas desenvolvidas até esse momento.

Um exemplo muito conhecido na literatura é a bomba de oxigênio de alta pressão que faz parte do motor principal do transbordador espacial (SSME)[6][7], onde problemas com a estabilidade dessa bomba levaram a um atraso de mais de 20 semanas e perdas de aproximadamente US\$90M [20]. Um caso mais próximo à área de petróleo e gás tem a ver com a plataforma Kaybob em 1971[23], onde o compressor usado para o processo de reinjeção de gás natural apresentou vibrações elevadas durante a operação, atribuídas posteriormente ao selo labirinto instalado no meio da máquina, levando assim a um atraso no projeto de quase meio ano, como também a perdas financeiras. Um outro exemplo semelhante ao mencionado anteriormente

descreve os inconvenientes apresentados no campo Ekofisk, localizado na Noruega. Especificamente no mar do Norte, compressores que estavam previstos para operar em pressões de até 625 Bar, sofreram falhas no comissionamento devido às forças geradas nos selos labirinto instaladas em tais máquinas[19]. Este tipo de evento abriu um grande interesse em pesquisa sobre esta área, tanto na modelagem como a parte experimental. O interesse poderia aumentar ainda mais, se considerado a instalação deste tipo de máquinas rotativas submerso no mar, para apoio de plataformas de exploração de gás natural e petróleo em alto mar (*offshore*).

Com o avanço da tecnologia nas duas últimas décadas, os mancais magnéticos ativos (AMB) tornaram-se uma ferramenta muito útil na avaliação e/ou monitoramento de máquinas rotativas, como também a sua aplicação em bancadas experimentais para identificação de coeficientes dinâmicos de mancais hidrodinâmicos e selos anulares. Até hoje são reportadas em publicações duas bancadas de grande porte, que usam como gás de teste nitrogênio comprimido em até 250 Bar, e cujo objetivo é estudar em princípio selos labirinto, que são os mais utilizados em compressores centrífugos multi-estágio. Estas bancadas serão apresentadas, de maneira geral, no próximo capítulo.

Atualmente a empresa Petróleo Brasileiro S.A. (Petrobras) financia um projeto em cooperação com a Universidade Federal do Rio de Janeiro, que visa comissionar uma planta piloto para a obtenção experimental de coeficientes dinâmicos de selos anulares, cuja previsão de inauguração está prevista para finais de 2019, onde a bancada experimental trabalhará em diferenças de pressão de até 110 Bar, e velocidades de rotação que podem alcançar os 20.000 RPM, usando como fluido de teste dióxido de carbono (CO₂). Estes resultados experimentais servirão como base de avaliação e calibração dos modelos implementados nos diferentes algoritmos computacionais já desenvolvidos pela empresa em projetos de pesquisa anteriores. Assim que a planta estiver comissionada, o procedimento de identificação (especialmente a escolha dos sinais de excitação) poderá ser realizado com base nos resultados obtidos neste trabalho, uma vez que o tempo do experimento, onde as condições do teste podem ser mantidas, se limitam a alguns minutos.

1.1 Procedimento de identificação

Em geral, o procedimento de identificação de um sistema começa com a excitação das entradas do mesmo, sendo medidas simultaneamente com suas saídas. Desta maneira, essas medições são armazenadas como dados por dispositivos de aquisição (DAQ) que fazem a amostragem em intervalos iguais de tempo. Após isso, quando é utilizada a abordagem no domínio da frequência, o espectro de cada entrada e saída é obtido aplicando a Transformada Discreta de Fourier (DFT), a maioria das vezes por

meio do algoritmo conhecido como Transformada Rápida de Fourier (FFT), como apresentado na Figura 1.1[59]. Se o sistema a ser identificado se comporta como um modelo Linear Invariante no Tempo (LTI), ou pelo menos, acompanha essas propriedades dentro de uma faixa de operação, então a razão entre os espectros das saídas e as entradas pode ser definida como a Função de Resposta em Frequência (FRF) do sistema. Devido à inerente presença de ruído em uma medição, a repetição do experimento e obtenção de médias é válido para reduzir a razão de Sinal Ruído (SNR). Este primeiro passo pode ser classificado entre o grupo de *Identificação por Métodos Não Paramétricos*, onde é obtida uma curva que descreve o desempenho de um sistema dinâmico sem necessidade de ter equações com parâmetros que o representam.

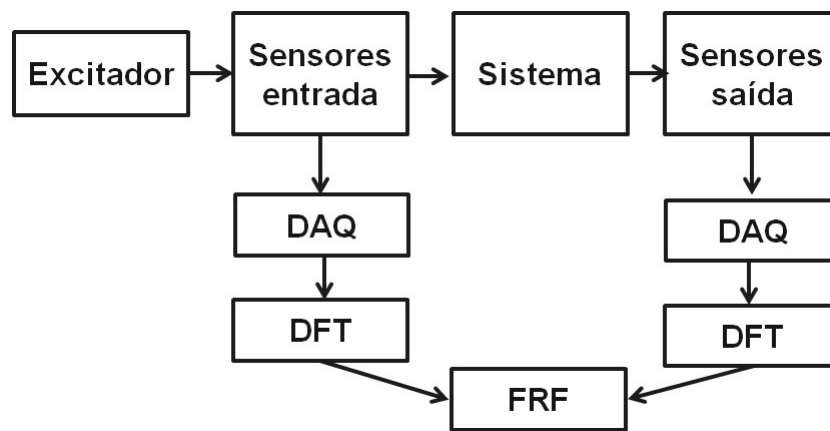


Figura 1.1: Diagrama para a obtenção da função de resposta em frequência [59]

Para a efetuar o procedimento anteriormente mencionado, a excitação do sistema deve ser tal que o limite permitido da sua operação não seja ultrapassado, isto é, que esteja na faixa de operação nominal. Da mesma forma, o sistema deve atuar dentro da região considerada como apta para representar o comportamento de um modelo linear. Esta restrição faz com que, em muitos casos, a energia empregada no sinal de excitação deva ser limitada, levando à necessidade de realizar várias repetições do mesmo ensaio, incrementando assim o tempo total do experimento.

Uma restrição adicional em várias bancadas de teste é o tempo limitado para realizar um experimento, podendo ser devido à capacidade da planta e/ou infraestrutura disponível para manter por um longo período de tempo as condições de teste. Para esse tipo de casos, a escolha do sinal de excitação desempenha um papel indispensável na redução de tempo necessário para manter resultados que permitam levar a modelos que descrevam de maneira adequada o sistema. O interesse no estudo dos sinais de excitação para identificação de sistemas têm aumentado nas últimas duas décadas em parte pela modernização das ferramentas que permitem uma maior facilidade na geração de sinais e o seu processamento.

O último passo no processo de identificação consiste no ajuste das respostas obtidas experimentalmente a um modelo paramétrico, geralmente proposto preliminarmente, onde os métodos de mínimos quadrados são amplamente utilizados. No caso das máquinas rotativas, especialmente a identificação paramétrica de mancais e selos, o modelo mais utilizado para representar o comportamento dinâmico de um sistema de suporte ou selagem de uma máquina esta baseada em uma estrutura de massa-mola-amortecedor, onde são calculados coeficientes de rigidez, amortecimento e inercia para cada condição de teste.

1.2 Objetivos da tese

Esta tese propõe principalmente as seguintes contribuições:

- A comparação de vários tipos de sinal de excitação para identificação de coeficientes equivalentes de rigidez e amortecimento de selos anulares em máquinas rotativas utilizando excitadores eletromagnéticos.
- A avaliação de sinais multitônicos modificados mediante algoritmos iterativos, com a finalidade de comparar o desempenho com os sinais multitônicos convencionais.

1.3 Organização da tese

No segundo capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica das bancadas experimentais para a obtenção de parâmetros dinâmicos, tais como mancais e selos. São mencionadas também as distintas técnicas para a excitação, tipo de sinal utilizado e algumas comparações entre esses sinais.

No terceiro capítulo é apresentada a modelagem das máquinas rotativas, dos atuadores magnéticos que foram utilizados neste trabalho e dos selos anulares. Finalmente a metodologia de estimativa dos parâmetros, que se baseia na forma complexa do modelo matriz de rigidez dinâmica, é apresentada.

No quarto capítulo é apresentada a técnica para realizar a excitação através de um atuador electromagnético, como também são apresentados os sinais a serem utilizados, incluindo dois tipos de sinais modificados, que permitem aumentar a razão sinal-ruído no sistema. Uma simulação considerando um mancal magnético ativo é realizada para validar os sinais propostos.

No quinto capítulo são apresentadas duas bancadas: A primeira bancada consiste em um mancal magnético de rotor rígido, onde são aplicados sinais de excitação com a finalidade de obter os coeficientes de rigidez e amortecimento dos mancais magnéticos. Já a segunda, compreende um rotor flexível suportado por mancais

de rolamentos, sendo excitado por atuadores eletromagnéticos, com a finalidade de testar selos tipo labirinto utilizando como fluido ar com pressões de 3 Bar. Para cada bancada, os testes e resultados obtidos são apresentados e discutidos.

Finalmente no sexto capítulo, as conclusões e trabalhos futuros são propostos.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Os procedimentos mais usados para a identificação de parâmetros de mancais hidrodinâmicos e selos anulares em máquinas rotativas são apresentados de maneira detalhada nos artigos de Nordmann [57] e Lee [46], onde são sumarizados também os desenhos conceituais das bancadas utilizadas para os ensaios, como pode ser observado na Tabela 2.1. Embora as diferenças no comportamento dinâmico de um selo anular e um mancal hidrodinâmico sejam significativas, devido ao comportamento altamente turbulento do fluido que interage com um selo anular, como também à dependência da sua viscosidade[73] e à velocidade de rotação da máquina, a metodologia utilizada para a identificação desde o ponto de vista experimental é a mesma. Uma lista detalhada de publicações feitas até 2003 referente à identificação de coeficientes de mancais é sumarizada no artigo de Tiwari *et al.*[87], e outra de coeficientes dinâmicos de selos anulares pode ser encontrada em um outro artigo do mesmo grupo de pesquisa[88].

Na década dos anos 70, Morton [52] foi um dos primeiros a ter publicado resultados experimentais de coeficientes de rigidez e amortecimento equivalentes em mancais hidrodinâmicos usando forças impulsivas. Basicamente a sua metodologia consistiu em utilizar um eixo pré-carregado em um mancal de folha auxiliar, com uma força estática aplicada em uma mola, que ligava o eixo por meio de cordas, onde eram instaladas células de carga para medir essa força. A mesma era retirada, produzindo uma excitação de tipo impulsiva.

Nas primeiras análises experimentais publicadas referentes a técnicas de identificação utilizando martelos instrumentados[58][61], um transdutor de força foi instalado na ponta de um martelo, o qual era utilizado para efetuar o impacto no eixo da bancada experimental, sendo medida a sua posição por meio de sensores indutivos. A bancada possibilitava o deslocamento axial desses sensores, de tal maneira que permitia adquirir as medições em vários pontos do eixo e assim era viável obter os dados suficientes para realizar a estimativa dos coeficientes dos mancais hidrodinâmicos onde o eixo se encontrava suportado. A faixa de frequência útil para a

excitação ficava limitada pela força aplicada no impacto, assim como também pelo material utilizado na ponta do martelo. Posteriormente chaves de impacto foram utilizadas para melhorar o desempenho do sinal de perturbação imposto, especialmente em bancadas onde a componente excitada era o estator, como apresentado por Ransom *et al.*[72].

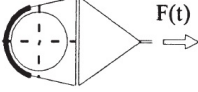
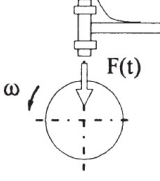
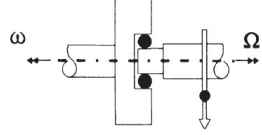
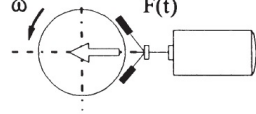
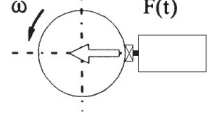
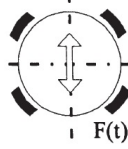
Em uma outra bancada experimental, que foi proposta e desenvolvida por Muszynska e Bently[53][55], foi incorporado um segundo eixo com uma massa de desbalanceamento e excentricidade conhecida, acoplado por um disco e um rolamento concêntrico com a finalidade de possibilitar uma excitação assíncrona. Portanto, a frequência de excitação era dependente da velocidade de rotação do segundo eixo e a força aplicada da excentricidade da massa instalada. Essa bancada de teste teve como propósito a identificação de coeficientes de mancais hidrodinâmicos.

Uma alternativa amplamente empregada para atender ensaios que requeriam forças dinâmicas relativamente elevadas devido ao seu porte e altas pressões de trabalho, foi excitar a carcaça da bancada ao invés do eixo, cujos primeiros resultados experimentais foram publicados por Glienicke[26]. Tal bancada, construída para avaliar o comportamento de mancais hidrodinâmicos em turbinas, consistia basicamente de um rotor rígido suportado pelos mancais hidrodinâmicos testados, e cuja carcaça estava suportada por um sistema de suspensão a ar, acoplada ao mesmo tempo a dois excitadores, formados por um eixo secundário flexível em paralelo ao rotor, configurado para criar um deslocamento radial por meio de um mecanismo auxiliar, deixando assim o sistema de excitação dependente unicamente da velocidade de rotação desse eixo secundário. As bancadas posteriores modificaram esse sistema por atuadores hidráulicos, os quais além de serem adequados para cargas elevadas, permitem excitar várias frequências ao mesmo tempo. Varias bancadas experimentais com essa configuração foram projetadas e construídas tanto para avaliar o comportamento dos selos cujo fluido de trabalho está em estado líquido [12][35][42], como também em fase gasosa (na maioria dos casos ar comprimido) [15][21][66].

De maneira paralela, aproveitando as vantagens que oferecem os atuadores de tipo piezoelétricos, tais como a baixa histerese produzida por variações de temperatura ou esforços na superfície do eixo, como também a pouca interferência nas medições por parte dos campos magnéticos gerados no circuito elétrico do atuador[65], várias bancadas experimentais foram fabricadas utilizando esse tipo de excitadores, primeiramente para avaliar sistemas de controle ativos de vibração em máquinas rotativas[1], e posteriormente para realizar ensaios de selos anulares utilizados em bombas centrífugas, como apresentado nos trabalhos de Kaneko *et al.* para selos com superfície porosa [40], e para selos cônicos de tipo colmeia (*honeycomb*)[41]. Em um trabalho recente feito por Jolly *et al.*[39], atuadores piezoelétricos foram utilizados para excitar o eixo de uma turbina hidráulica em escala reduzida, cujo objetivo foi

avaliar o comportamento dinâmico dos selos anulares tipo escova em pressões de até 25 Bar, usando água como fluido de teste.

Tabela 2.1: Metodologias de excitação em máquinas rotativas (adaptado de Nordmann[57])

Tipo de atuador	Sinal de excitação	Esquema
Pré-carga do eixo[52]	Impulsivo	
Martelo instrumentado de impacto[58][61]	Impulsivo	
Desbalanceamento mediante um segundo eixo[53][55]	Harmônico puro e varredura de frequências	
Excitador hidráulico[12][15][21][35][42]	Harmônico puro, multitônico e pseudoaleatório	
Excitador piezoelétrico[1][39][40][41]	Harmônico puro e pseudoaleatório	
Excitador eletromagnético[24][27][69]/Mancais magnéticos ativos[62][93][99]	Harmônico puro, multitônico, varredura de frequências e pseudoaleatório	

Com a evolução da eletrônica digital na década de 1980, os atuadores eletromagnéticos se tornaram uma ferramenta versátil na avaliação do comportamento dinâmico em máquinas rotativas. Provavelmente a maior vantagem, se comparado com as outras soluções anteriormente apresentadas, é a habilidade de aplicar forças diretamente no eixo sem ter contato físico com o mesmo. Além disso, quando aplicado o sistema de controle adequado, também permite a função de suportar o eixo, ou seja, a habilidade de trabalhar como mancal. A faixa de frequência de operação também pode ser até quatro vezes maior que a dos atuadores piezoelétricos e hidráulicos[89]. As limitações desse tipo de solução se baseiam principalmente no seu custo inicial elevado relacionado à sua fabricação e instalação [81], como também na precisão no cálculo da força[62]. Esta depende principalmente do fluxo magnético que circula no atuador eletromagnético, sendo proporcional ao quadrado da corrente que atravessa a bobina do estator como também inversamente proporcional ao qua-

drado da magnitude do entreferro[84]. Algumas restrições como a razão de variação da força magnética e a densidade de fluxo magnético de saturação, que depende do material ferromagnético e a corrente que circula pela bobina, devem ser levadas em consideração no projeto do mancal magnético a fim de obter resultados adequados na medição e controle do sistema. Os sensores que medem corrente, densidade de fluxo magnético ou posição, geralmente funcionam baseados no princípio do efeito Hall ou também correntes parasitas, contudo podem ser sensíveis aos efeitos da magnetização dos atuadores. Atualmente a tecnologia permite o uso de uma instrumentação auxiliar que é muito menos sensível às interferências eletromagnéticas, como por exemplo sensores ópticos [71] ou também extensômetros de fibra óptica [106] na medição das forças magnéticas no atuador.

Um dos primeiros protótipos projetados e construídos empregando mancais magnéticos foi a bancada desenvolvida na Universidade de Duisburgo (Alemanha)[99]. A frequência crítica do eixo dessa bancada se encontra bem acima das frequências de teste, o que permitiu tratar esse sistema como rotor rígido. Um par de anos depois Larsonneur[45] projetou, fabricou e testou uma bancada de pequeno porte utilizando mancais magnéticos ativos, cujo eixo estava acoplado a um motor de 1.5kW e rotação nominal de 60 kRPM. Um dos principais objetivos foi realizar ensaios do desempenho do controlador em rotores flexíveis. Em 1994 Nordmann e Matros[62] apresentaram um protótipo de bomba centrífuga onde o eixo estava suportado por mancais magnéticos, obtendo experimentalmente os valores da parte real \Re e imaginária \Im da rigidez dinâmica complexa mediante a função de resposta em frequência. Esses resultados, apresentados na figura 2.1, são coerentes com os modelos propostos na literatura[54], onde é destacada a baixa dependência à frequência de excitação dos coeficientes de rigidez e amortecimento equivalentes, quando o fluido de teste está em fase líquida. Em uma publicação posterior[50], coeficientes experimentais de mancais hidrostáticos utilizando essa mesma bancada em pressões de até 1.5 Bar e velocidades de rotação de até 2800 RPM foram apresentados. Para esses ensaios sinais de excitação harmônicos puros foram usados, em uma faixa de 5 até 45 Hz.

No mesmo evento onde foi apresentada a bancada mencionada anteriormente[50], Wagner e Steff[100] apresentaram alguns avanços da bancada anteriormente desenvolvida em Duisburgo[99]. Na figura 2.2 é possível observar a vista em corte com as partes dessa unidade de teste, que basicamente está composta por um rotor rígido, acoplado por um eixo flexível a uma caixa de transmissão, e suportado por um sistema de mancais magnéticos ativos com atuadores heteropolares de oito polos. O fluido de teste entra na câmara de admissão, e atravessa um anel com orifícios inclinados (*pré-swirl*) que direciona o fluxo de maneira intencional. Este tipo de anel é utilizado para estudar a influência da velocidade tangencial do fluido em compressores centrífugos. Uma vez que o fluido atravessa esses orifícios, passa por

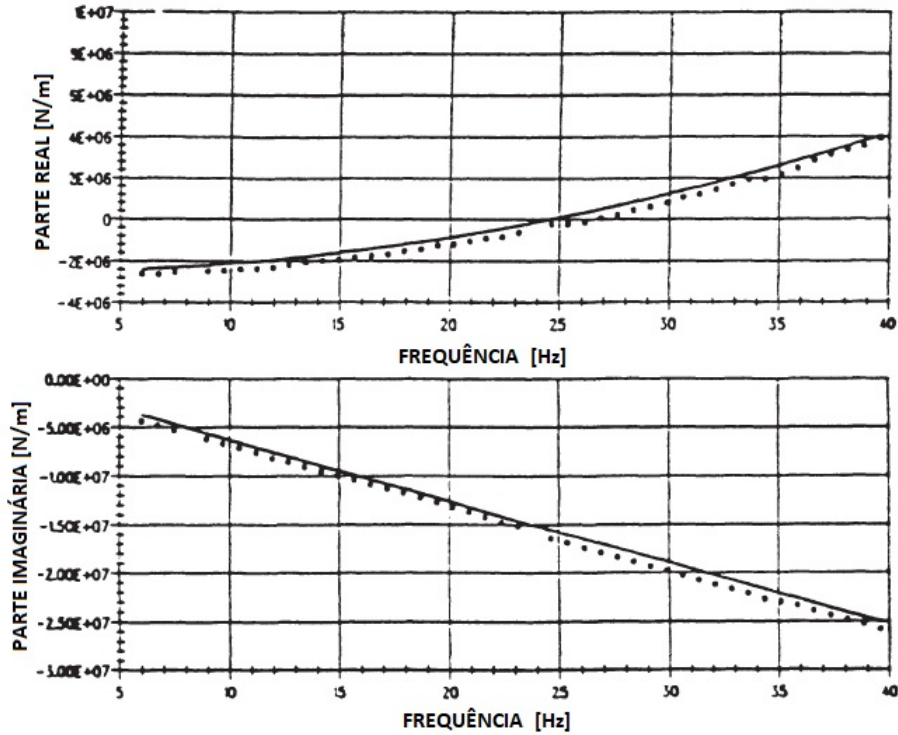


Figura 2.1: Rigidez dinâmica complexa de bomba centrífuga suportada por mancais magnéticos [62]. $\Re = -(K - M\omega^2)$, $\Im = -\omega D$. (·) Dados experimentais, (-) Ajuste.

uma câmara de expansão onde existe um sensor de pressão dinâmica e estática cuja função é medir a sua respectiva velocidade e pressão. Desta maneira, o fluido entra em contato com o rotor e o seu fluxo se divide para atravessar o selo esquerdo e o direito, saindo finalmente na câmara de descarga. Os resultados mostrados usaram como fluido de teste Nitrogênio (N_2) submetido a pressões de até 250 Bar, e os selos utilizados foram de tipo labirinto. O sinal de excitação empregado foi de tipo varredura.

Outros testes com o mesmo protótipo foram apresentados em 2001[98], acrescentando selos tipo colmeia (*honeycomb*), onde foi possível perceber a diferença das forças geradas pelos distintos tipos de selos empregados nos ensaios. Os de tipo colmeia conseguem efetuar uma força no rotor de até nove vezes a força que um selo labirinto exerce. Esses testes também mostraram a redução das vibrações induzidas pelos selos quando dispositivos para reduzir a velocidade tangencial do fluido, conhecidos como *swirl brakes*, são implementados no sistema. A publicação mais recente encontrada de ensaios com essa bancada foi a apresentada em 2009[101], cuja finalidade foi estimar experimentalmente as forças aplicadas no rotor quando usado um selo tipo labirinto presente nos impelidores de compressores centrífugos. Se bem os resultados experimentais mostraram conformidade com as simulações realizadas nos modelos computacionais (CFD), existem algumas discrepâncias nas magnitudes das forças estimadas, ainda mais nas frequências correspondentes a aquelas em que

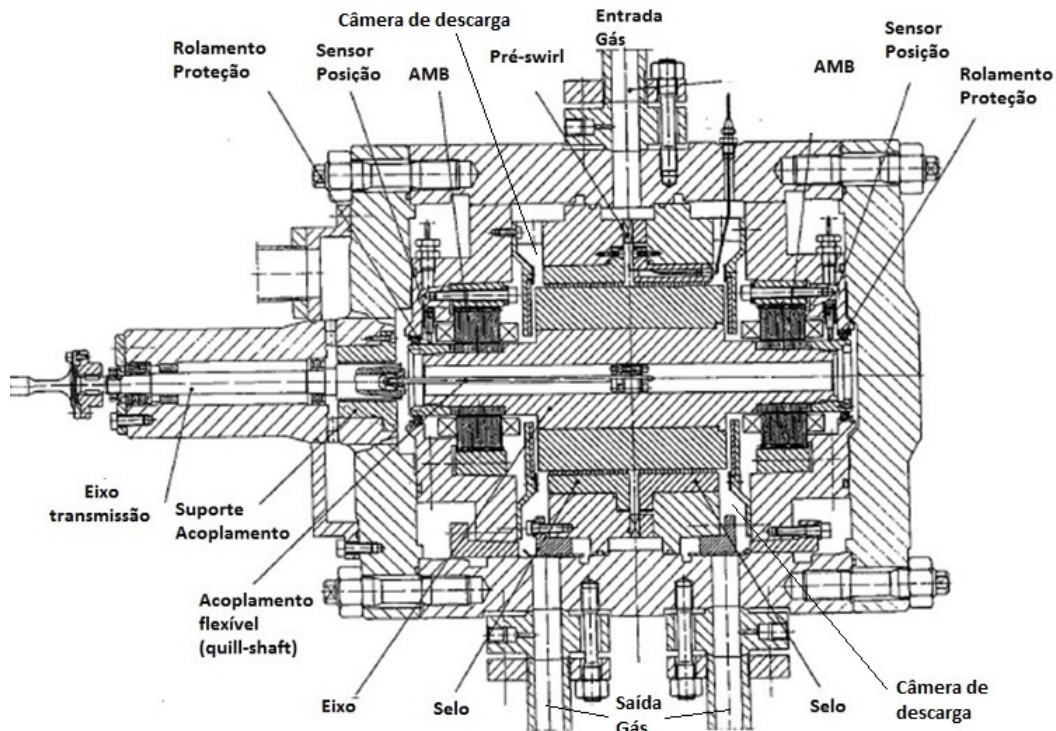


Figura 2.2: Vista em corte de bancada para testes de selos anulares utilizando mancais magnéticos ativos desenvolvida na Universidade de Duisburgo[99]

o eixo é excitado para descrever uma precessão retrógrada (*backward whirl*).

Vannini *et al.*[93] apresentaram alguns anos depois resultados experimentais referentes a um protótipo de porte semelhante ao mencionado anteriormente, utilizando como fluido de teste Nitrogênio em pressões de até 200 Bar e velocidades de rotação de até 15 kRPM. O rotor, cujo diâmetro nominal é de 220mm, foi excitado em até 330 Hz, bem abaixo da sua frequência crítica lateral (1400 Hz). Essa bancada experimental foi desenvolvida também com o objetivo de ganhar conhecimento sobre o desempenho de compressores centrífugos em aplicações de petróleo e gás, relativo a um projeto em paralelo que estava na fase de primeiros ensaios, referente à instalação e comissionamento de uma planta piloto para compressor submarino de 12.5MW suportado por mancais magnéticos, instalado na Noruega[92]. Para os testes, sinais multitônicos, ou seja, sinais resultantes da somatória de vários harmônicos com diferentes frequências, foram empregados, sendo escolhidos de tal maneira que não houvesse coincidência entre seus múltiplos. Da mesma forma, as velocidades de rotação testadas foram diferentes das frequências de excitação. Em total, o sinal compreendeu cinco componentes (28, 70, 126, 182 e 238 Hz). Os resultados experimentais também foram comparados com os valores previstos nos modelos computacionais, mostrando divergências nos coeficientes de rigidez direta nas frequências altas, enquanto os valores do amortecimento direto apresentaram um comportamento mais aproximado.

Em uma publicação mais recente dessa mesma bancada experimental[94], o desempenho de selos tipo labirinto foram comparados com selos de tipo amortecedores de cavidade ou *pocket damper seals* (PDS), especialmente os de cavidades completamente particionadas ou *fully partitioned seals* (FPS). Novamente, as magnitudes dos coeficientes de rigidez e amortecimento dos selos labirinto mostraram ordens de grandeza inferiores aos selos FPS. Esse trabalho também comparou os coeficientes obtidos mediante sinais de excitação harmônicos puros e multitônicos, como apresentado na figura 2.3 . Para esse caso, três frequências foram selecionadas de tal maneira que os seus múltiplos não fossem coincidentes. Os autores concluíram para esses ensaios que os resultados obtidos "são equivalentes", uma vez que "os valores foram praticamente os mesmos (dentro da faixa de incertezas)", levando em destaque a redução de tempo do experimento quando sinais multitônicos são empregados. Na publicação mais atual encontrada referente a ensaios realizados com essa bancada, foram comparados coeficientes obtidos mediante modelos computacionais e de maneira experimental para selos tipo labirinto escalonados ou *staggered labyrinth seal* (SLS) [3], sendo o modelo computacional uma modificação proposta pelos mesmos autores [4] do amplamente utilizado modelo do volume de fluxo ou *bulk-flow model* (BFM).

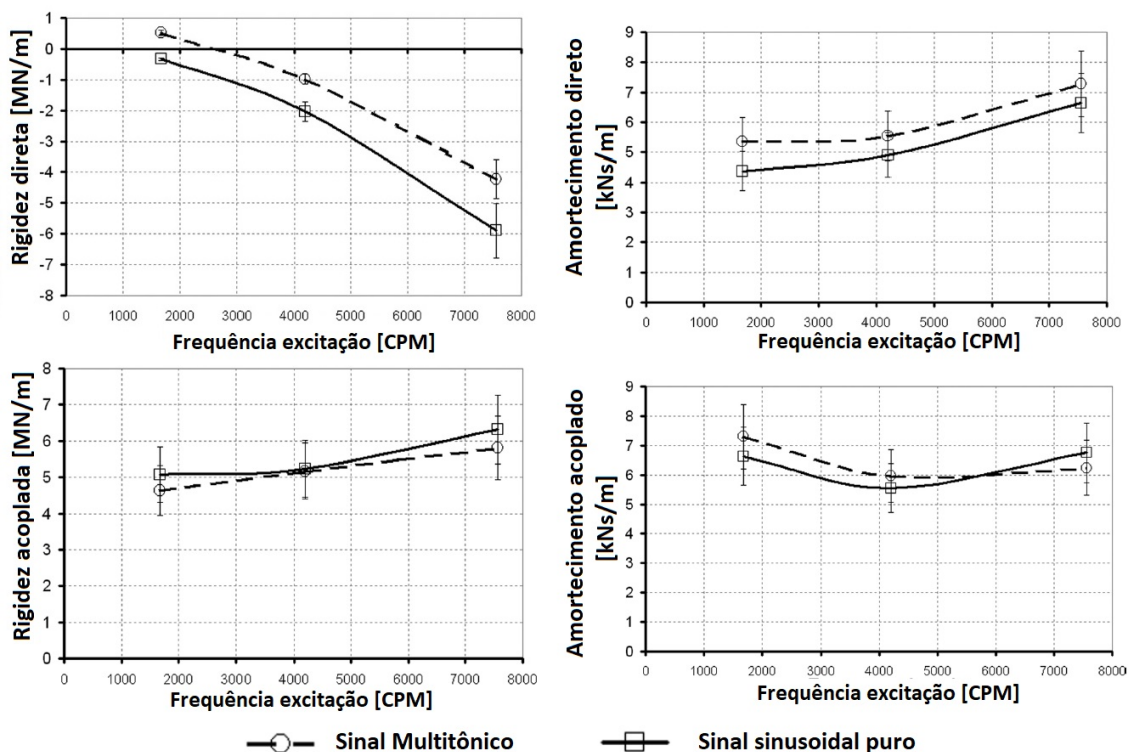


Figura 2.3: Coeficientes de rigidez e amortecimento do selo montado na bancada desenvolvida por Vannini *et al.*[93], excitando com sinais harmônicos e multitônicos (28, 70 e 126 Hz)[94]

A partir de uma parceria entre a Universidade Técnica de Dinamarca (DTU) e a empresa de consultoria Lloyd's Register, Voigt [96] projetou e fabricou uma bancada suportada por mancais magnéticos cujo objetivo é realizar testes de selos anulares, onde o seu diferencial é a possibilidade de efetuar ensaios utilizando fluidos multifásicos, neste caso água e ar. Entre os destaques se encontra a implementação de sensores de fluxo magnético, especificamente de tipo *efeito Hall*, que permitem medir de uma maneira mais adequada as forças magnéticas aplicadas no eixo, uma vez que a força do atuador F_{act} é proporcional ao quadrado da densidade de fluxo magnético B [84] (i.e. $F_{\text{act}} = SB^2$, onde S é uma constante que depende da configuração do atuador). Também é apresentado nesse trabalho a metodologia para realizar a calibração desses sensores, utilizando como apoio um módulo auxiliar de células de carga desenvolvido para essa bancada.

Praticamente todas as publicações encontradas utilizam o domínio da frequência como estratégia para a identificação de parâmetros de selos anulares. Entre as contadas exceções, Kozanecka *et al.*[44] apresentaram resultados experimentais com um protótipo de mancal magnético suportado por mancais magnéticos, testando selos de tipo labirinto em pressões de até 4 Bar, utilizando ar comprimido como fluido de teste. Para realizar a excitação, um disco com uma massa de desbalanceamento conhecida foi instalada no rotor. Utilizando as correntes e posições medidas na bancada, e as equações governantes do mancal magnético, que serão apresentadas no próximo capítulo, os autores calcularam a força resultante da interação do fluido e o rotor, e a ajustaram à uma equação candidata de mola- amortecedor, utilizando o método de mínimos quadrados. Os experimentos foram realizados para 0 e 35Hz.

A diferença da maioria das bancadas anteriormente mencionadas, que possuem eixos cujas frequências críticas laterais estão bem acima da faixa de frequência avaliada nos testes, alguns protótipos foram desenvolvidos visando aproximar os experimentos às condições reais de operação das turbomáquinas de porte industrial, ou seja, com velocidades de rotação maiores que a frequência crítica do eixo[2]. Entre alguns exemplos, San Andrés e De Santiago realizaram testes [16][75] utilizando um protótipo de rotor flexível, com a finalidade de obter os coeficientes de rigidez e amortecimento do modelo equivalente dos mancais cilíndricos de 2 lóbulos que suportam o eixo. A excitação foi realizada de maneira síncrona, colocando uma massa de desbalanceamento com massa conhecida em um disco instalado concentricamente nesse eixo, onde um sensor de fase é instalado na ponta do mesmo para possibilitar a medição adequada das funções de resposta em frequência. Para completar as matrizes das equações governantes do modelo, foi necessário utilizar os resultados obtidos em simulações feitas mediante elementos finitos ou *Finite Element Methods* (FEM). Em 2008 no Laboratório de máquinas rotativas (LAMAR) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) foi implementado em uma das suas bancadas de rotor

flexível atuadores eletromagnéticos, em uma primeira fase para excitar o eixo no sentido horizontal[24], e posteriormente foi adicionada a capacidade de também aplicar forças no sentido vertical[51], destacando que os estatores foram de tipo homopolar, o que reduz as perdas por histerese causadas durante a rotação do eixo[82]. Sinais senoidais foram empregados para realizar a excitação do sistema durante a captura das medições experimentais. A medição da força foi realizada graças aos sensores de fluxo magnético (efeito Hall) instalados na face de cada polo dos excitadores.

O Laboratório de Acústica e Vibrações (LAVI) da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) começou o desenvolvimento em 2015 de uma bancada experimental de pequeno porte para obtenção de coeficientes de selos anulares[69]. O protótipo, onde foram realizados os experimentos para esta tese, possui um eixo flexível que pode ser excitado tanto de maneira síncrona como também por meio de atuadores eletromagnéticos[48], os quais serão apresentados em detalhe nos próximos capítulos. Griebel[27] também desenvolveu um protótipo com atuadores eletromagnéticos para realizar experimentos com rotor flexível, cujo objetivo foi obter experimentalmente coeficientes de selos de cavidade totalmente particionados. Para os ensaios, sinais harmônicos foram usados e três frequências foram escolhidas.

2.1 Sinais de excitação nos procedimentos de identificação

Uma componente importante em um procedimento de identificação está relacionada com a escolha do sinal de excitação. Devido à inerente presença de ruído nas medições, os valores das respostas em frequência obtidas, e por conseguinte os parâmetros estimados de um sistema, podem ser susceptíveis a divergências mesmo quando o ensaio é feito nas mesmas condições. Quando o tempo total que toma um experimento não é indispensável, o sinal senoidal é o mais adequado pois possui a maior razão sinal-ruído na frequência excitada quando comparado com os outros sinais de excitação[78], uma vez que concentra toda sua energia nessa única frequência. Outra vantagem deste tipo de sinal é a possibilidade de *separar* as contribuições não lineares do sistema a medir, que geralmente são vistos no espectro como harmônicos múltiplos da frequência excitada[77], sendo possivelmente o motivo da maioria dos experimentos em usar esta estratégia para excitar o sistema.

Entre as publicações anteriormente mencionadas, quem apresenta uma comparativa entre sinais de excitação diferentes são Vannini *et al.*[94], como anteriormente apresentado na figura 2.3. No trabalho de Ertas *et al.*[21], sinais multitônicos *previamente projetados* ("pre-engineered") foram empregados para excitar a carcaça da bancada, como pode ser observado na figura 2.4. As forças aplicadas foram configu-

radas de tal maneira que todas as componentes dos deslocamentos do eixo tivessem a mesma amplitude, provavelmente considerando que a variância nas medições obtidas com os sensores de deslocamento é a mesma em toda a faixa de frequências. Como essa bancada foi implementada se referenciando no protótipo de Childs and Hale[9], as fases de cada componente foram de tipo aleatório com distribuição uniforme, sinal nomeado por esses autores como *multitônico pseudoaleatório* ("pseudo-random multitone"). Nesse trabalho se menciona a implementação de um algoritmo para reduzir o fator de crista que, como é apresentado no capítulo 4, é a razão entre o valor pico de um sinal e o seu valor eficaz (RMS), porém não é apresentado o esquema do seu funcionamento, o que a priori, levaria a pensar que consistiu em realizar um número relativamente elevado de repetições para valores de fases aleatórios, sendo escolhido o sinal cujo valor de crista foi o menor. De fato, Ojarand *et al.*[64] observaram uma queda significativa no fator de crista nas primeiras mil iterações para um sinal multitônico de amplitude plana.

Hynynen[34] aplicou sinais multitônicos e senoidais com a finalidade de comparar o erro obtido no procedimento de identificação dos parâmetros em uma bancada de mancais magnéticos de pequeno porte com rotor flexível. Vários tipos de técnicas para realizar médias nas funções de resposta em frequência, conhecidas também na literatura como *estimadores*[28], foram utilizadas chegando à conclusão que para esse tipo de aplicação, aquelas que se baseiam na potência espectral, tenderam a ter um menor valor de erro médio. Os parâmetros do modelo linear candidato, que representa os atuadores magnéticos, foram então ajustados a partir das FRFs obtidas experimentalmente [33]. Khader *et al.*[43] estimaram os valores dos parâmetros de uma outra bancada semelhante utilizando como sinal de excitação sinais senoidais e o mesmo procedimento empregado por Hynynen[33].

Em 2017, Vuojolainen *et al.*[97] utilizaram essa mesma bancada para realizar uma comparação das FRFs do atuador magnético e o amplificador utilizando sinais senoidais, varredura, multitônico e sequências binárias pseudoaleatórias ou *Pseudorandom binary sequence* (PRBS). Nesses ensaios, foi observado de maneira qualitativa que o sinal de tipo varredura leva a FRFs com um valor relativo alto de incertezas, sendo totalmente oposto para o caso do sinal senoidal. Com o sinal PRBS as respostas acompanham a curva obtida com o modelo candidato nas frequências baixas, e aumentam as incertezas nas altas (acima de 200 Hz). Com o sinal multitônico foram observadas divergências nas frequências baixas (menor que 10 Hz). O autor concluiu que a partir desses resultados obtidos não era possível escolher um "melhor sinal" para identificação de parâmetros em mancais magnéticos.

Nesse mesmo ano, vários ensaios foram realizados[17] com o mancal magnético de pequeno porte desenvolvido no LAVI, onde foi possível obter experimentalmente as amplitudes das FRFs utilizando como excitação sinais multitônicos. O objetivo

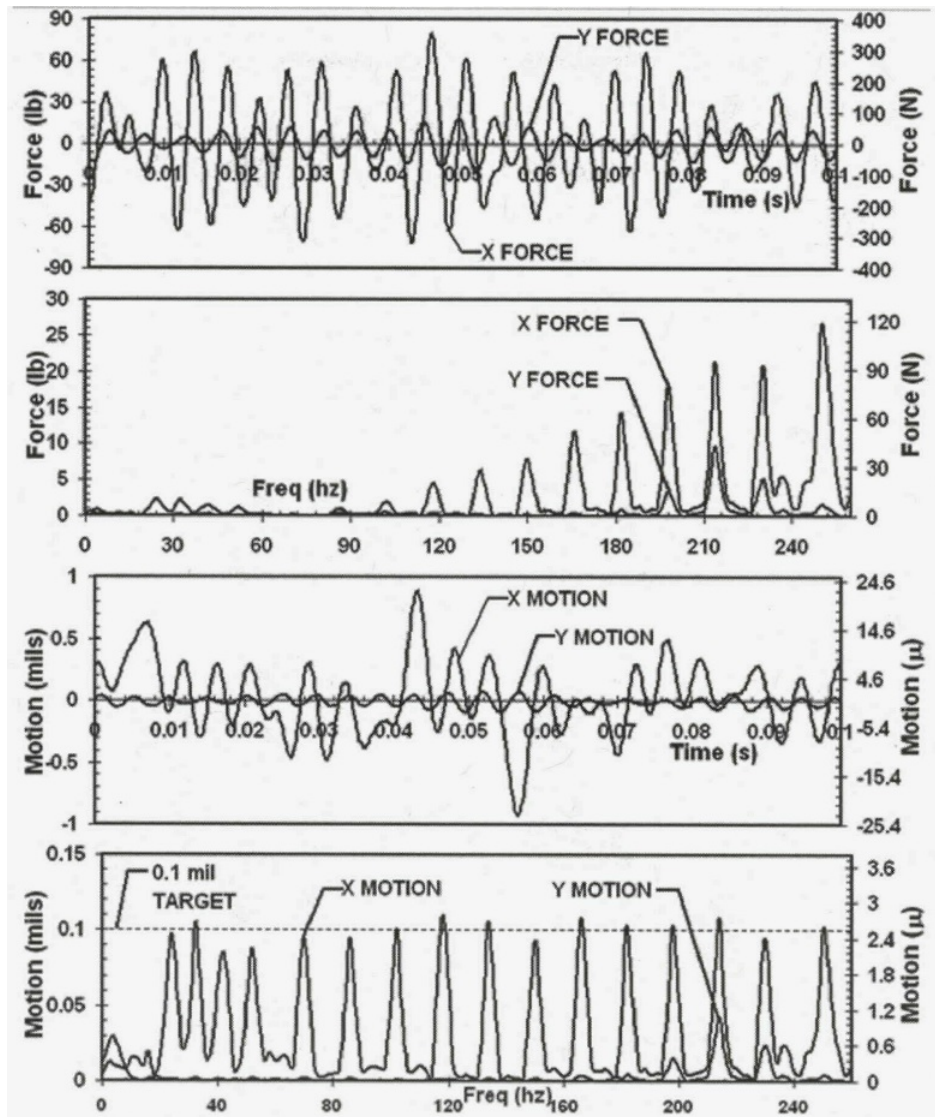


Figura 2.4: Medições de força e deslocamento do eixo para a bancada apresentada por Ertas *et al.*[21] utilizando sinais multitônicos com fase aleatória. Excitação no eixo X.

foi comparar essas respostas com um sinal senoidal de referência, mudando as fases das componentes dos sinais multitônicos. Como esperado, as divergências foram maiores para sinais com excitação cujo valor de crista era mais elevado (mais impulsivo) que, nesse caso, acontecia quando todas as fases das componentes do sinal tinham o mesmo valor. Nesse trabalho também foram comparados vários estimadores, observando-se o mesmo que foi relatado nos trabalhos anteriormente mencionados, que as FRFs obtidas mediante o princípio da potência espectral, eram mais próximas às obtidas com o sinal senoidal, especialmente nas componentes acopladas do sistema. Posteriormente, novos experimentos com essa mesma bancada foram levados a cabo[18] com a finalidade de observar a influência da velocidade de rotação no cálculo das FRFs, onde foi possível observar a alteração das amplitudes na

frequência de rotação e seus harmônicos, possivelmente devido tanto ao desbalançamento residual do eixo como também à contribuição do acoplamento flexível entre o motor e o rotor.

Para separar as distorções não lineares, uma das técnicas propostas por Schoukens *et al.*[79], que consiste na excitação de unicamente as frequências ímpares da faixa avaliada, foi utilizada na bancada do LAVI, embora não tenham sido observados nos espectros obtidos experimentalmente harmônicos das frequências excitadas. Outra maneira de separar essas distorções, apresentada por Hoagg *et al.*[31], consiste na separação em S_t segmentos, onde $S_t \geq \log_2 \frac{f_{max}}{f_{min}}$, f_{max} e f_{min} são as frequências máxima e mínima da faixa a ser excitada. Considerando que as distorções não lineares são vistas no espectro como harmônicos das frequências excitadas, a faixa é dividida em segmentos de tal maneira que a frequência máxima do i -ésimo segmento é o valor imediatamente anterior ao dobro da frequência mínima desse mesmo segmento (i.e. $[f_{min_i}, 2f_{min_i})$). Com essa metodologia, o tempo total do experimento aumenta dependendo do tempo de espera do transiente para excitar cada segmento de frequências, que para o caso da aplicação desses autores, um telescópio desenvolvido pela força aérea dos Estados Unidos, foi relativamente baixo, levando a um ligeiro aumento (dois minutos para um total de 14 minutos) no tempo total de medições comparado com um sinal multitônico único.

A alternativa mais lógica para diminuir o tempo total necessário do experimento para atingir um nível de incerteza desejado pode ser em princípio aumentar a amplitude da excitação do sistema, aumentando portanto a energia e também a SNR do sinal. Porém, em muitos sistemas, como é o caso das máquinas rotativas, a limitação no deslocamento do eixo restringe a quantidade de energia permitida nos atuadores, especialmente turbomáquinas onde as folgas dos selos internos não são maiores a $400\mu m$. Em outros campos, como por exemplo nas telecomunicações[32], já existem estratégias que buscam modificar o sinal de entrada na faixa de frequências desejada com a finalidade de aplicar a máxima quantidade de energia possível atendendo as restrições estabelecidas no sistema. Um outro campo onde estão sendo explorados os diversos tipos de algoritmos para *compactar* os sinais de excitação é na engenharia biomédica[64][76], especificamente na obtenção de modelos para tecidos do corpo humano. Para isto, sinais elétricos são aplicados em pontos definidos do corpo humano, sendo medidas a voltagem e a corrente, que são transformadas ao domínio da frequência e posteriormente é obtida a resposta em frequência. Esta última é ajustada a um modelo de circuito elétrico equivalente, denominado como *Bioimpedância*. Devido às regulações para a amplitude máxima do sinal de excitação nos eletrodos, como também a polarização dos mesmos que causam um comportamento fora do modelo linear proposto, houve um grande interesse em "otimizar" os sinais de excitação visando injetar mais energia no sistema atendendo a máxima amplitude

permitida. Geralmente os algoritmos propostos tem como finalidade reduzir o fator de crista do sinal. Para este trabalho, dois algoritmos propostos no texto de Pintelon e Shoukens[68] foram utilizados, e serão apresentados em detalhe no capítulo 4.

Capítulo 3

Modelagem para identificação

Neste capítulo é apresentada a modelagem utilizada para a obtenção experimental de parâmetros dinâmicos das duas bancadas utilizadas neste trabalho, e que serão descritas em detalhe no capítulo 5. Primeiramente é apresentado de maneira geral o modelo clássico para um rotor dividido em N_e elementos, considerado flexível. A partir desse modelo, as equações para representar o comportamento de um rotor rígido são apresentadas. Para incluir nessas equações a contribuição das forças produzidas pelos excitadores utilizados neste trabalho, a modelagem dos atuadores eletromagnéticos radiais é apresentada, e por último, porém não menos importante, a modelagem desde a perspectiva experimental, e amplamente utilizada na literatura é descrita. Finalmente, a técnica para obter os coeficientes equivalentes do selo, mediante o método da rigidez complexa dinâmica, é proposta.

3.1 Modelagem da máquina rotativa

Desde os primeiros modelos propostos para descrever o comportamento de um rotor flexível [37] suportado por mancais rígidos, e com o aumento da capacidade computacional no século XX, abordagens mais sofisticadas tem sido desenvolvidas para descrever de uma maneira mais detalhada o comportamento das máquinas rotativas[25]. Uma estratégia amplamente utilizada consiste em modelar o sistema dividindo o rotor em um número finito de N_e elementos axissimétricos, sendo o diâmetro, seção transversal e propriedades do material constantes para cada elemento. Os acoplamentos entre esses elementos têm um valor de rigidez e amortecimento equivalente, produto da solução aproximada das equações de sistemas contínuos de estruturas. As soluções propostas para estes problemas, como por exemplo o modelo de vigas finitas de Euler[56], ou a solução apresentada por Timoshenko[85], são descritas detalhadamente em vários livros de dinâmica de rotores [105][104][8][86]. Na Figura 3.1 é apresentado um elemento de rotor com as componentes de rotação e translação para cada nó. Se o deslocamento no eixo axial (i.e. Z_i e Z_{i+1}) é des-

considerado, o vetor de coordenadas generalizadas para o i -ésimo elemento pode ser expresso como:

$$\mathbf{q}_i = [u_{x_i} \quad u_{y_i} \quad \theta_{x_i} \quad \theta_{y_i} \quad u_{x_{i+1}} \quad u_{y_{i+1}} \quad \theta_{x_{i+1}} \quad \theta_{y_{i+1}}]^T. \quad (3.1)$$

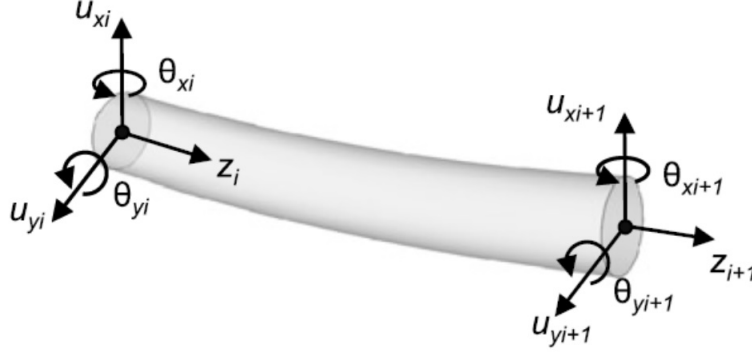


Figura 3.1: Elemento de viga para o modelo de elementos finitos[105].

Cada elemento pode ser representado por uma matriz de massa \mathbf{M}_e , rigidez \mathbf{K}_e , efeito giroscópico \mathbf{G}_e e amortecimento \mathbf{C}_e equivalente. A união das correspondentes matrizes dos elementos leva a obter matrizes equivalentes do rotor, podendo ser expresso como[75]:

$$\mathbf{M} = \bigcup_{i=1}^{N_e} \mathbf{M}_{e_i}, \quad \mathbf{K} = \bigcup_{i=1}^{N_e} \mathbf{K}_{e_i}, \quad \mathbf{G} = \bigcup_{i=1}^{N_e} \mathbf{G}_{e_i}, \quad \mathbf{C} = \bigcup_{i=1}^{N_e} \mathbf{C}_{e_i}. \quad (3.2)$$

Desta maneira, o sistema de equações que descrevem o comportamento dinâmico de uma máquina rotativa, para um vetor de coordenadas generalizadas $\mathbf{q} = [u_{x_1} \quad u_{y_1} \quad \theta_{x_1} \quad \theta_{y_1} \quad \dots \quad u_{x_{N_e+1}} \quad u_{y_{N_e+1}} \quad \theta_{x_{N_e+1}} \quad \theta_{y_{N_e+1}}]^T \in \mathbb{R}^{4N_e+4 \times 1}$, pode ser representado como[104]:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + (\mathbf{C} + \Omega\mathbf{G})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{f}_{\text{mag}} + \mathbf{f}_{\text{selo}} + \mathbf{f}_{\text{sup}} + \mathbf{f}_{\text{grav}} + \mathbf{f}_{\text{des}}, \quad (3.3)$$

onde \mathbf{M} , \mathbf{K} , \mathbf{C} e $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{4N_e+4 \times 4N_e+4}$ são as matrizes de massa, rigidez, amortecimento e efeito giroscópico, respectivamente. O vetor \mathbf{f}_{mag} representa as forças dos atuadores magnéticos, que será apresentado em detalhe na seção 3.2. \mathbf{f}_{selo} descreve o vetor das forças efetuadas no rotor por causa da interação do fluido que atravessa o selo instalado na máquina rotativa, e que será detalhado na seção 3.3. \mathbf{f}_{sup} é o vetor da força exercida pelo suporte do eixo, que está relacionada com a contribuição dos mancais nos quais o eixo está montado, quando o mesmo não é suportado por um mancal magnético. Esta força também pode ser representada por uma inércia, rigidez e amortecimento equivalente ($\mathbf{f}_{\text{sup}} = -\mathbf{M}_{\text{sup}}\ddot{\mathbf{q}} - \mathbf{K}_{\text{sup}}\mathbf{q} - \mathbf{C}_{\text{sup}}\dot{\mathbf{q}}$). O vetor \mathbf{f}_{grav} descreve as forças devido à aceleração da gravidade. Finalmente, o vetor $\mathbf{f}_{\text{des}} = m_d r_u \Omega^2 \mathbf{T}_{\text{des}} [\cos(\Omega t) \quad \sin(\Omega t)]^T$ representa o vetor de forças de desbalanceamento.

mento no eixo, sendo m_d a massa e r_u o raio equivalente. $\mathbf{T}_{des} \in \mathbb{R}^{4N_e+4 \times 2}$ é a matriz auxiliar de transformação das coordenadas locais para as coordenadas generalizadas do sistema.

3.1.1 O rotor rígido

O comportamento dinâmico de um rotor rígido, que pode ser definido como aquele cujas frequências naturais (associadas com os modos de vibração laterais) encontram-se bem acima da faixa de operação[25], pode ser modelado utilizando um único elemento de viga de comprimento L , raio r e massa m . Desta maneira, o vetor de coordenadas generalizadas pode ser reduzido a $\mathbf{q}_{rig} = [\beta \ x \ -\alpha \ y]^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$, sendo α e β os ângulos de rotação e x e y os deslocamentos do eixo, como apresentado na figura 3.2.

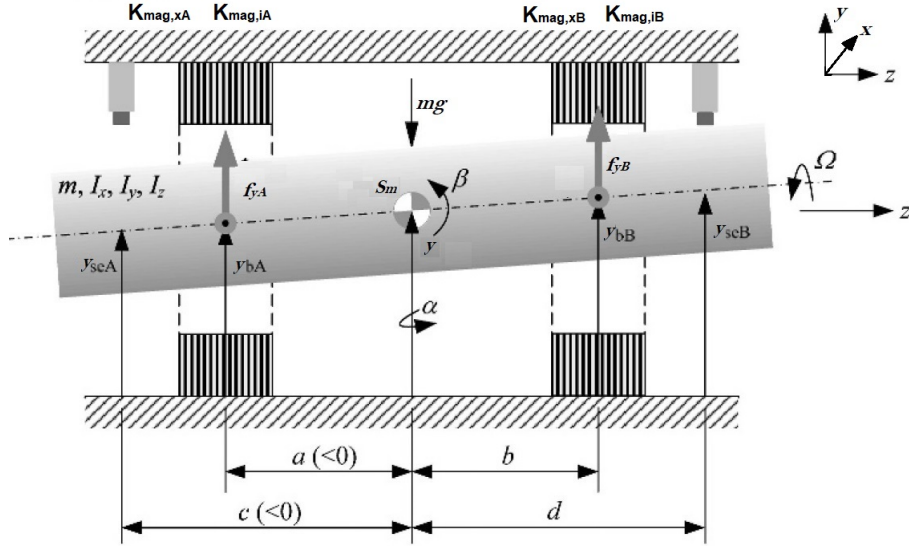


Figura 3.2: Rotor rígido suportado por mancais magnéticos (adaptado de Schweitzer e Maslen[82]).

A partir da equação 3.3, o sistema de equações que representa o rotor rígido pode ser expresso como[82]:

$$\mathbf{M}_{rig} \ddot{\mathbf{q}}_{rig} + \Omega \mathbf{G}_{rig} \dot{\mathbf{q}}_{rig} = \mathbf{f}_{mag} + \mathbf{f}_{selo} + \mathbf{f}_{grav} + \mathbf{f}_{des}, \quad (3.4)$$

sendo então a matriz de inércia \mathbf{M}_{rig} e efeito giroscópico \mathbf{G}_{rig} do rotor:

$$\mathbf{M}_{rig} = \begin{bmatrix} I_y & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{G}_{rig} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & I_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Considerando que o centro de gravidade Sm do rotor se encontra no meio do corpo rígido, os momentos de inércia transversais I_x , I_y e o momento polar I_z são equivalentes a um cilindro sólido de comprimento L , massa m e raio r . Desta maneira, esses momentos podem ser expressos como[105]:

$$I_x = I_y = \frac{1}{12}m(L^2 + 3r^2) \quad (3.7)$$

$$I_z = \frac{mr^2}{2}. \quad (3.8)$$

Assumindo também que o vetor da força gravitacional $m\mathbf{g}$ é paralela ao eixo y , os vetores associados à força gravitacional \mathbf{f}_{grav} e à força de desbalançamento \mathbf{f}_{des} , para este caso, podem ser representados como:

$$\mathbf{f}_{grav} = [0 \ 0 \ 0 \ -mg]^T \quad (3.9)$$

$$\mathbf{f}_{des} = m_{dr_u}\Omega^2 [0 \ \cos(\Omega t) \ 0 \ \sin(\Omega t)]^T \quad (3.10)$$

3.2 Atuadores eletromagnéticos radiais

Um atuador magnético radial, apresentado de maneira esquemática nas figuras 3.3 e 3.4, consiste basicamente em um rotor e um estator de material ferromagnético, onde é montado um conjunto de bobinas, que cumprem a função de induzir um campo magnético através de correntes que atravessam cada um dos enrolamentos dessas bobinas. Cada corrente é controlada por meio de circuitos eletrônicos (*amplificadores*), produzindo assim uma força resultante no rotor. Para um mancal magnético ativo (AMB), cuja função principal é suportar o rotor, sensores de deslocamento são utilizados para fechar o laço do controlador, que determina a corrente necessária que deve ser aplicada em cada bobina visando produzir a força necessária para manter o eixo em uma posição desejada. No caso das figuras anteriormente mencionadas, o estator conta com oito polos, esquema tipicamente utilizado, uma vez que permite interligar dois polos (ver figura 3.4), criando assim quatro pares de polos ou *quadrantes* por cada atuador. Isto além de reduzir o número de amplifi-

cadores necessários para seu funcionamento, possibilita que as forças produzidas no rotor sejam praticamente perpendiculares, diminuindo desta maneira a complexidade do algoritmo de controle[5]. O custo da aplicação deste esquema, é a redução de aproximadamente um 30% da capacidade máxima de força do atuador[49], se comparado com o esquema onde cada polo conta com o seu próprio amplificador.

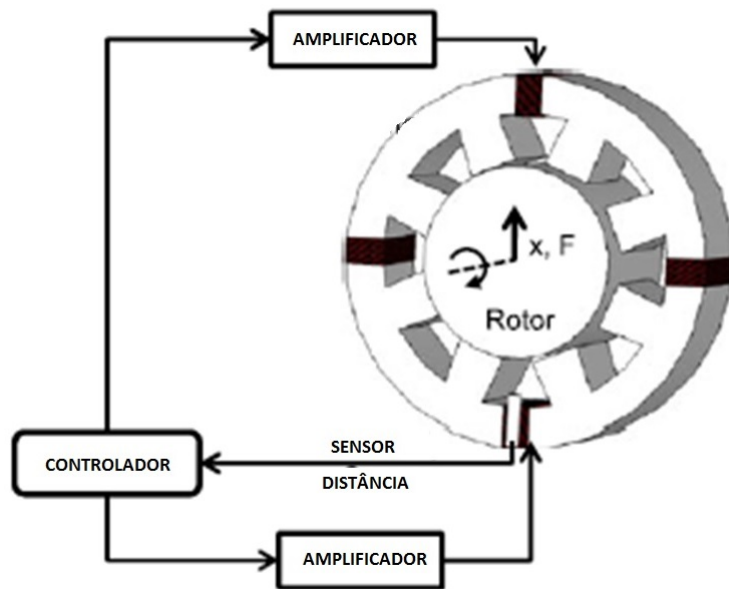


Figura 3.3: Esquema de atuador eletromagnético radial[105].

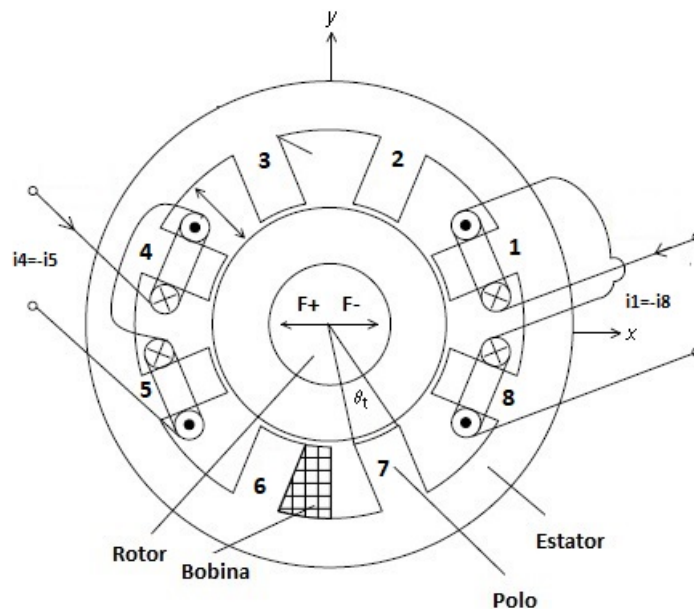


Figura 3.4: Atuador Magnético 8 polos com par acoplado[5].

O comportamento dos atuadores magnéticos em aplicações de máquinas rotativas é modelado geralmente desconsiderando as perdas magnéticas e elétricas pre-

sententes no sistema, assim como também os fenômenos térmicos inerentes nesse tipo de atuadores. Uma revisão profunda de modelos que levam em consideração essas perdas utilizando métodos de elementos finitos (FEM) pode ser encontrada no livro de Jin[38]. Contudo, modelos aproximados aceitáveis podem ser obtidos quando essas perdas são minimizadas por meio das estratégias apresentadas por Schweitzer e Maslen[82]. Os tipos de perdas mais comuns em um atuador magnético estão relacionadas com:

- Correntes parasitas ou *Eddy currents*.
- Histerese do material ferromagnético.
- Redução na permeabilidade do material ferromagnético por mudanças térmicas.
- Variação do campo magnético (geralmente quando o rotor está girando).
- Potência dissipada pela resistência equivalente do enrolamento.
- Potência dissipada pelos componentes eletrônicos, especialmente os amplificadores.

A modelagem para um atuador magnético se baseia na lei de Ampere e nas equações de conservação do fluxo magnético. Para esta tese, foi empregada a abordagem apresentada por Maslen[49], uma vez que permite generalizar as equações para um número N_p de polos.

Para um atuador radial de oito polos, o vetor que representa a densidade de fluxo magnético em cada polo $\mathbf{B} = [B_1 \ B_2 \ B_3 \ B_4 \ B_5 \ B_6 \ B_7 \ B_8]^T$ pode ser definido como:

$$\mathbf{B} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{I}, \quad (3.11)$$

onde o vetor $\mathbf{I} = [I_1 \ I_2 \ I_3 \ I_4 \ I_5 \ I_6 \ I_7 \ I_8]^T$ representa as correntes que atravessam o enrolamento de cada polo, \mathbf{N} é a matriz auxiliar que relaciona o número de espiras para cada enrolamento acoplado a cada polo, e \mathbf{R} é a matriz de relutância equivalente do atuador. Para um estator onde todas as bobinas têm o mesmo número de espiras N_v cujos polos possuem a mesma área da seção transversal A_g , as matrizes de relutância e acoplamento podem ser expressas como:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & -g_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_3 & -g_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_4 & -g_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_5 & -g_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_6 & -g_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_7 & -g_8 \\ \mu_0 A_g & \mu_0 A_g & \mu_0 A_g & \mu_0 A_g & \mu_0 A_g & \mu_0 A_g & \mu_0 A_g & \mu_0 A_g \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\mathbf{N} = N_v \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

sendo μ_0 a permeabilidade magnética no espaço livre ($4\pi \times 10^{-7}[NA^{-2}]$), e g_i a distância entre o rotor e o i -ésimo polo. Considerando que o rotor opera no centro geométrico do atuador (i.e. $x = 0, y = 0$), e que a distância nominal g_0 entre o rotor e cada um dos polos é a mesma, as equações das oito distâncias podem ser descritas como:

$$g_1 = g_0 - x \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{\pi}{8}\right) \quad (3.14)$$

$$g_2 = g_0 - x \cos\left(\frac{3\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{3\pi}{8}\right) \quad (3.15)$$

$$g_3 = g_0 - x \cos\left(\frac{5\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{5\pi}{8}\right) \quad (3.16)$$

$$g_4 = g_0 - x \cos\left(\frac{7\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{7\pi}{8}\right) \quad (3.17)$$

$$g_5 = g_0 - x \cos\left(\frac{9\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{9\pi}{8}\right) \quad (3.18)$$

$$g_6 = g_0 - x \cos\left(\frac{11\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{11\pi}{8}\right) \quad (3.19)$$

$$g_7 = g_0 - x \cos\left(\frac{13\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{13\pi}{8}\right) \quad (3.20)$$

$$g_8 = g_0 - x \cos\left(\frac{15\pi}{8}\right) - y \sin\left(\frac{15\pi}{8}\right) \quad (3.21)$$

Desta maneira, as forças aplicadas nas direções transversais x e y no plano do atuador, conforme a figura 3.4 podem ser determinadas como:

$$f_{mag,x} = \mathbf{B}^T \mathbf{A}_x \mathbf{B}, \quad (3.22)$$

$$f_{mag,y} = \mathbf{B}^T \mathbf{A}_y \mathbf{B}, \quad (3.23)$$

onde \mathbf{A}_x e \mathbf{A}_y são as matrizes auxiliares de projeção das forças de cada polo nas direções x e y respectivamente, sendo expressas como:

$$\mathbf{A}_x = \frac{A_g}{2\mu_0} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\frac{3\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\frac{5\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\frac{7\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\frac{9\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\frac{11\pi}{8}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\frac{13\pi}{8}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\frac{15\pi}{8}) \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

$$\mathbf{A}_y = \frac{A_g}{2\mu_0} \begin{bmatrix} \sin(\frac{\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sin(\frac{3\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin(\frac{5\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sin(\frac{7\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\frac{9\pi}{8}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\frac{11\pi}{8}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\frac{13\pi}{8}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\frac{15\pi}{8}) \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

No caso onde o atuador têm os polos interligados por pares, como ilustrado na figura 3.4, as densidades da densidade de fluxo magnético são iguais em magnitude e opostas em sentido para cada quadrante (i.e. $B_1 = -B_8$, $B_2 = -B_3$, $B_4 = -B_5$, $B_6 = -B_7$). Portanto, as equações da força no eixo x e y (equações 3.22) e (3.23 respectivamente) podem ser simplificadas, resultando em:

$$f_{mag,x} = \frac{\cos(\frac{\pi}{8})A_g}{\mu_0} (B_8^2 - B_4^2), \quad (3.26)$$

$$f_{mag,y} = \frac{\cos(\frac{\pi}{8})A_g}{\mu_0} (B_2^2 - B_6^2). \quad (3.27)$$

Substituindo a equação 3.11 nas equações 3.22 e 3.23 obtém-se:

$$f_{mag,x} = \mathbf{I}^T \mathbf{N}^T \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_x \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{I}, \quad (3.28)$$

$$f_{mag,y} = \mathbf{I}^T \mathbf{N}^T \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_y \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{I}. \quad (3.29)$$

Desta maneira, a forças resultantes na direção horizontal e vertical para o caso do rotor localizado no centro do atuador ($x = y = 0$), são:

$$f_{mag,x} = \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) A_g N_v^2 \mu_0 \frac{I_8^2 - I_4^2}{g_0^2}, \quad (3.30)$$

$$f_{mag,y} = \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) A_g N_v^2 \mu_0 \frac{I_2^2 - I_6^2}{g_0^2}. \quad (3.31)$$

Finalmente, para pequenos deslocamentos ($x \ll g_0$ e $y \ll g_0$), as equações 3.30 e 3.31 podem ser aproximadas como:

$$f_{mag,x} = \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) A_g N_v^2 \mu_0 \left(\frac{I_8^2}{(g_0 - x \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} - \frac{I_4^2}{(g_0 + x \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} \right), \quad (3.32)$$

$$f_{mag,y} = \cos\left(\frac{\pi}{8}\right) A_g N_v^2 \mu_0 \left(\frac{I_2^2}{(g_0 - y \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} - \frac{I_6^2}{(g_0 + y \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} \right), \quad (3.33)$$

coincidindo com os resultados propostos na literatura referente a mancais magnéticos[105][82][5][84], onde as equações 3.32 e 3.33 são obtidas mediante a equação da energia armazenada no entreferro do atuador. Em máquinas rotativas, especialmente mancais magnéticos ativos, geralmente dois atuadores radiais são utilizados tanto para suportar o eixo como para realizar a excitação para fins de procedimentos de identificação. Portanto, o vetor das forças magnéticas \mathbf{f}_{mag} (equação 3.3) contendo os dois atuadores, pode ser descrito como:

$$\mathbf{f}_{mag} = -\mathbf{T}_{mag} \begin{bmatrix} f_{mag,Ax} \\ f_{mag,Bx} \\ f_{mag,Ay} \\ f_{mag,By} \end{bmatrix} = -\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) A_g N_v^2 \mu_0 \mathbf{T}_{mag} \begin{bmatrix} \left(\frac{I_{8A}^2}{(g_0 - x_A \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} - \frac{I_{4A}^2}{(g_0 + x_A \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} \right) \\ \left(\frac{I_{8B}^2}{(g_0 - x_B \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} - \frac{I_{4B}^2}{(g_0 + x_B \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} \right) \\ \left(\frac{I_{2A}^2}{(g_0 - y_A \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} - \frac{I_{6A}^2}{(g_0 + y_A \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} \right) \\ \left(\frac{I_{2B}^2}{(g_0 - y_B \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} - \frac{I_{6B}^2}{(g_0 + y_B \cos\left(\frac{\pi}{8}\right))^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

onde \mathbf{T}_{mag} representa a matriz de transformação das forças nas coordenadas locais do atuador para as coordenadas generalizadas do sistema, sendo no caso do rotor rígido (conforme figura 3.2), expressa como:

$$\mathbf{T}_{mag} = \begin{bmatrix} a & b & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

3.2.1 Linearização do modelo de atuador magnético radial

Embora algumas simplificações tenham sido levadas em conta anteriormente para apresentar um modelo que representa o comportamento de um atuador eletromagnético radial de oito polos, as equações obtidas não são lineares, o que aumenta a complexidade das técnicas usadas para obter uma solução numérica. Para tratar esta limitação, é comum estabelecer um ponto de operação do atuador, consistindo basicamente em uma corrente de base i_b para cada par de bobinas. Da mesma forma, os quadrantes opostos são configurados para que a corrente adicionada i_{px} (onde $|i_{px}| < i_b$) seja somada em um quadrante e subtraída no outro, sendo conhecida na literatura como *configuração diferencial*[82]. O esquema para a direção horizontal (eixo x) é apresentado na figura 3.5, onde a corrente adicionada consiste na soma das correntes de controle i_x e excitação i_e ($i_{px} = i_x + i_e$), sendo a primeira necessária para a levitação do eixo e a segunda para propósitos de identificação.

Como foi mencionado anteriormente, as correntes são produzidas mediante circuitos eletrônicos (amplificadores), os quais recebem sinais de referência gerados pelo dispositivo controlador (ver figura 3.3), sendo geralmente analógicos ou de pulso modulado (PWM). A largura de banda desses amplificadores geralmente é selecionada para ser várias vezes maior que a frequência máxima de teste da bancada, permitindo diminuir atrasos em fase ou perdas da capacidade por atenuação na saída. Considerando que um amplificador pode ser modelado como um sistema linear, as correntes produzidas são equivalentes às somatórias dos sinais de base S_0 , de controle S_x e de excitação S_e .

O vetor das correntes \mathbf{I} pode ser transformado em um outro vetor de correntes $\hat{\mathbf{I}} = [i_{px} \quad i_{py} \quad i_b]^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$, o qual está formado pela corrente de base i_b e as correntes de adição i_{px} e i_{py} , resultando em:

$$\mathbf{I} = \mathbf{C}_{lin} \hat{\mathbf{I}}, \quad (3.36)$$

onde \mathbf{C}_{lin} é a matriz de transformação de $\hat{\mathbf{I}}$ para o vetor de correntes \mathbf{I} , podendo ser

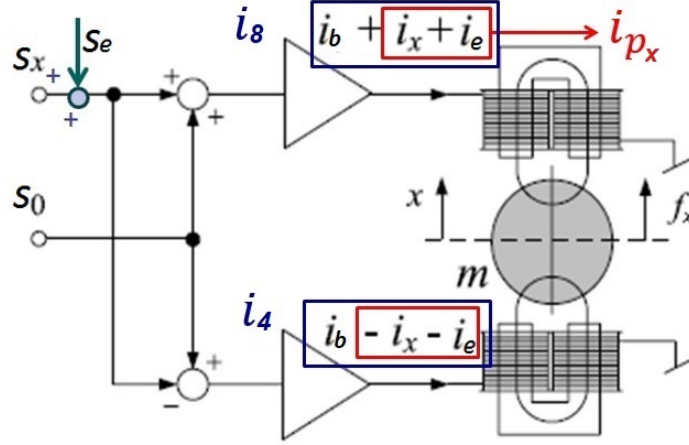


Figura 3.5: Esquema linearizado de atuador eletromagnético em configuração diferencial para o eixo horizontal x (adaptado de Schweitzer e Maslen[82])

expressa como[49]:

$$\mathbf{C}_{lin} = \begin{bmatrix} -\cos(\frac{\pi}{8}) & \cos(\frac{3\pi}{8}) & -\cos(\frac{5\pi}{8}) & \cos(\frac{7\pi}{8}) & -\cos(\frac{9\pi}{8}) & \cos(\frac{11\pi}{8}) & -\cos(\frac{13\pi}{8}) & \cos(\frac{15\pi}{8}) \\ -\sin(\frac{\pi}{8}) & \sin(\frac{3\pi}{8}) & -\sin(\frac{5\pi}{8}) & \sin(\frac{7\pi}{8}) & -\sin(\frac{9\pi}{8}) & \sin(\frac{11\pi}{8}) & -\sin(\frac{13\pi}{8}) & \sin(\frac{15\pi}{8}) \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T. \quad (3.37)$$

Desta forma, as equações 3.28 e 3.29 podem ser reescritas como:

$$f_{mag,x} = \hat{\mathbf{I}}^T \mathbf{C}_{lin}^T \mathbf{N}^T \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_x \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{C}_{lin} \hat{\mathbf{I}}, \quad (3.38)$$

$$f_{mag,y} = \hat{\mathbf{I}}^T \mathbf{C}_{lin}^T \mathbf{N}^T \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_y \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{C}_{lin} \hat{\mathbf{I}}. \quad (3.39)$$

Se um ponto de operação inicial (x_0, y_0) , como também correntes adicionadas $(i_{p_x,0}$ e $i_{p_y,0})$ iniciais são escolhidas, as equações das forças magnéticas podem ser linearizadas criando um plano tangente a esse ponto, podendo ser representado como:

$$f_{mag,x} \approx f|_{x=x_0, i_{p_x}=i_{p_x,0}} + \left. \frac{\partial f_{mag,x}}{\partial i_{p_x}} \right|_{x=x_0, i_{p_x}=i_{p_x,0}} (i_{p_x} - i_{p_x,0}) + \left. \frac{\partial f_{mag,x}}{\partial x} \right|_{x=x_0, i_{p_x}=i_{p_x,0}} (x - x_0), \quad (3.40)$$

$$f_{mag,y} \approx f|_{y=y_0, i_{p_y}=i_{p_y,0}} + \left. \frac{\partial f_{mag,y}}{\partial i_{p_y}} \right|_{y=y_0, i_{p_y}=i_{p_y,0}} (i_{p_y} - i_{p_y,0}) + \left. \frac{\partial f_{mag,y}}{\partial y} \right|_{y=y_0, i_{p_y}=i_{p_y,0}} (y - y_0). \quad (3.41)$$

O primeiro termo da parte direita das equações 3.40 e 3.41 relaciona as forças constantes nas condições iniciais. O segundo e terceiro termo relacionam as contribuições devido às correntes adicionadas e aos deslocamentos do rotor, res-

pectivamente. As derivadas parciais referentes às correntes adicionadas podem ser representadas pela matriz $\mathbf{K}_{mag,i}$, sendo conhecida na literatura como a *matriz de ganho do atuador*[5], e definida como:

$$\mathbf{K}_{mag,i} \doteq \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_{mag,x}}{\partial i_{px}} \right|_{x=x_0, i_{px}=i_{px,0}} \\ \left. \frac{\partial f_{mag,y}}{\partial i_{py}} \right|_{y=y_0, i_{py}=i_{py,0}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\hat{\mathbf{I}}^T \mathbf{C}_{lin}^T \mathbf{N}^T \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_x \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{C}_{lin} \\ 2\hat{\mathbf{I}}^T \mathbf{C}_{lin}^T \mathbf{N}^T \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_y \mathbf{R}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{C}_{lin} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Da mesma maneira, as derivadas referentes ao deslocamento do rotor podem ser representadas pela matriz $\mathbf{K}_{mag,x}$, conhecida na literatura como *matriz de rigidez em laço aberto*[5], sendo definida como:

$$\mathbf{K}_{mag,x} \doteq \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_{mag,x}}{\partial x} \right|_{x=x_0, i_{px}=i_{px,0}} \\ \left. \frac{\partial f_{mag,y}}{\partial y} \right|_{y=y_0, i_{py}=i_{py,0}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{mag,xx} & K_{mag,xy} \\ K_{mag,yx} & K_{mag,yy} \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

onde cada componente da matriz de rigidez em laço aberto $K_{mag,x_{ij}}$ pode ser obtida usando a equação:

$$K_{mag,x_{ij}} = \hat{\mathbf{I}}^T \mathbf{C}_{lin}^T \mathbf{N}^T \left(\frac{\partial}{\partial j} \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_i \mathbf{R}^{-1} + \mathbf{R}^{-T} \mathbf{A}_i \frac{\partial}{\partial j} \mathbf{R}^{-1} \right) \mathbf{N} \mathbf{C}_{lin} \hat{\mathbf{I}}. \quad (3.44)$$

Para o atuador de oito polos com par acoplado, e o rotor na posição de operação $x_0 = y_0 = 0$, as equações 3.42 e 3.43 resultam em:

$$\mathbf{K}_{mag,i} = \frac{4\mu_0 A_g N_v^2}{g_0^2} \begin{bmatrix} i_b & 0 & i_{px,0} \\ 0 & i_b & i_{py,0} \end{bmatrix}, \quad (3.45)$$

$$\mathbf{K}_{mag,x} = -\frac{\mu_0 A_g N_v^2}{g_0^3} \begin{bmatrix} 3i_{px,0}^2 + i_{py,0}^2 + 4i_b^2 & i_{px,0} i_{py,0} \\ i_{px,0} i_{py,0} & i_{px,0}^2 + 3i_{py,0}^2 + 4i_b^2 \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

Finalmente, considerando as condições iniciais de corrente $i_{px,0} = i_{py,0} = 0$, a força magnética linearizada pode ser expressa como:

$$\begin{bmatrix} f_{mag,x} \\ f_{mag,y} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{4\mu_0 A_g N_v^2 i_b}{g_0^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{mag,i}} \begin{bmatrix} i_{px} \\ i_{py} \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{-4\mu_0 A_g N_v^2 i_b^2}{g_0^3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{mag,x}} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

O vetor de forças magnéticas linearizadas, compreendendo os dois atuadores radiais, como na equação 3.34, pode ser estabelecido para as coordenadas generalizadas (equação 3.3) como:

$$\mathbf{f}_{mag} = -\mathbf{T}_{mag} \left(\underbrace{\frac{4\mu_0 A_g N_v^2 i_b}{g_0^2}}_{K_{mag,i}} \begin{bmatrix} i_{pAx} \\ i_{pBx} \\ i_{pAy} \\ i_{pBy} \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{-4\mu_0 A_g N_v^2 i_b^2}{g_0^3}}_{K_{mag,x}} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ y_A \\ y_B \end{bmatrix} \right), \quad (3.48)$$

sendo \mathbf{T}_{mag} a matriz de transformação de coordenadas locais para as generalizadas, que no caso do rotor rígido, é representada pela equação 3.35. A equação das forças linearizadas será utilizada apenas para propósitos de simulação, no capítulo 4.

3.3 Selos anulares

Selos anulares ou *internos* são componentes de máquinas rotativas cuja principal função é a restrição de vazamento entre estágios. Principalmente encontrados em turbinas de vapor, compressores centrífugos, bombas hidráulicas, e máquinas onde o fluido que interage com a máquina deve ser restringido de atravessar algumas partes. Um exemplo é apresentado na figura 3.6, onde selos tipo labirinto compõem a vista em corte do desenho esquemático de um compressor centrífugo. Entre cada estágio, selos de tipo labirinto são instalados na carcaça. Já no lado da direita, na parte posterior do último impelidor, um tambor de balanceamento é utilizado para balancear o empuxo axial provocado pela interação do fluido e os impelidores, consistindo em um selo labirinto montado tanto na carcaça como também no rotor.

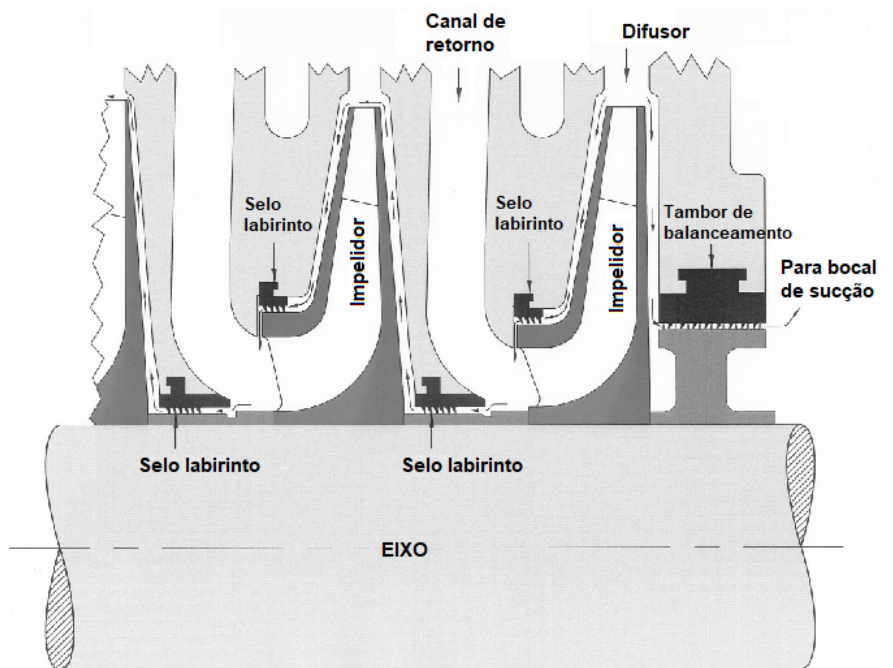


Figura 3.6: Vista em corte de compressor centrífugo[103].

Uma grande variedade de selos foram desenvolvidos e testados durante os últimos 40 anos [91], sendo os mais comuns apresentados na figura 3.7, onde uma proporção considerável das publicações bibliográficas foram feitas pela equipe do Laboratório de Turbomáquinas da Universidade de Texas[10]. Alguns tipos de superfícies aplicadas em selos internos são apresentados na figura 3.8, onde pesquisas envolvendo simulações e ensaios em bancadas experimentais têm mostrado as vantagens dos selos tipo colmeia e padrão de furos, uma vez que reduzem a velocidade tangencial do fluido (*swirl*) em uma proporção maior que os selos labirinto ou lisos[88].

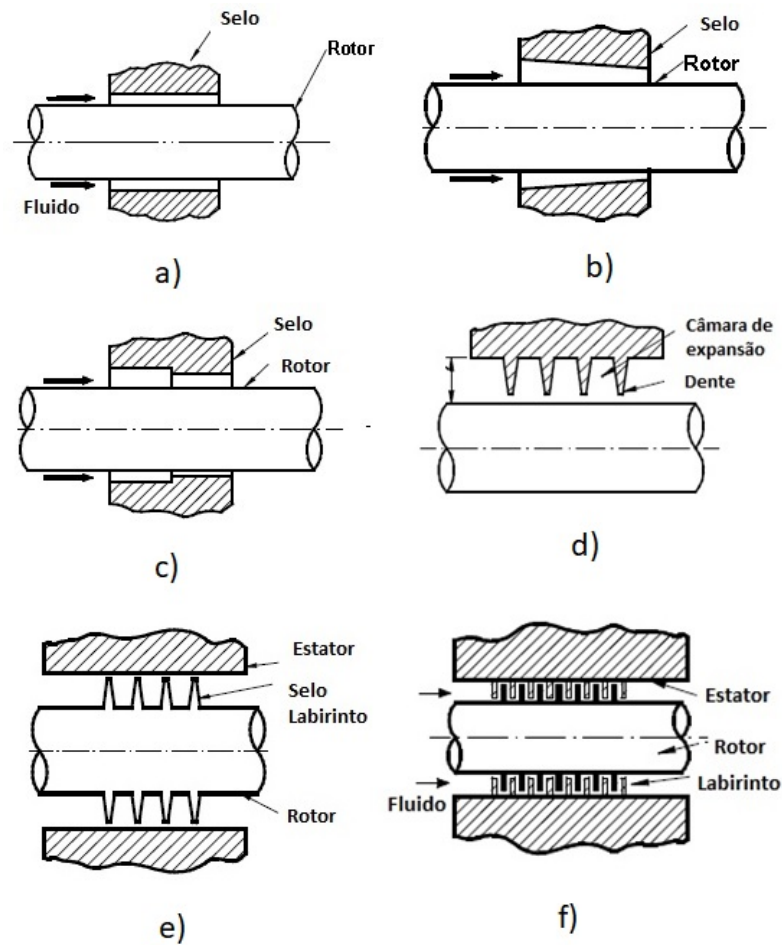


Figura 3.7: Tipos comuns de selos anulares (adaptado de Tiwari[86]): a) Reto; b) Cônico; c) Escalonado; d) Labirinto; e) Labirinto (dentes no rotor); f) Labirinto (dentes no rotor e no estator).

A modelagem do comportamento dinâmico de um selo interno não é trivial, devido ao regime geralmente turbulento do fluido que o atravessa, sendo por conseguinte até hoje uma área de pesquisa em exploração. A abordagem mais utilizada se baseia nas equações do momento e a continuidade do fluido [60], onde uma pequena perturbação consistindo em pequenos deslocamentos do eixo levam a mudanças nas condições do fluido (velocidade axial e tangencial, distribuição de pressão, entre outros). O livro de Childs [8] apresenta de maneira detalhada as técnicas para ob-

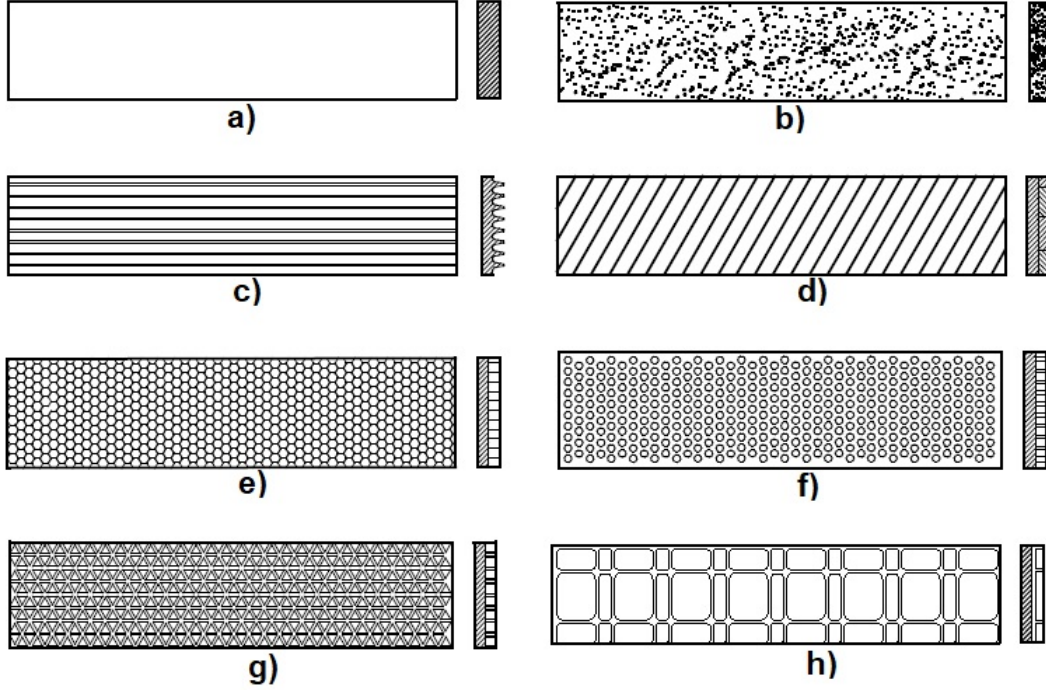


Figura 3.8: Tipos de superfícies de selos anulares (adaptado de Tiwari[86]): a) Liso; b) Poroso; c) Labirinto; d) helicoidal, e) Colmeia (*Honeycomb*); f) Padrão de furos (*Holepattern*); g) Padrão de triângulos (*Triangular pattern*) e h) Particionado.

ter soluções a esse conjunto de equações, como também modelos simplificados para condições especiais. Desde o ponto de vista experimental, ao igual que os procedimentos para a obtenção de parâmetros dinâmicos de mancais, a literatura propõe um sistema massa-mola-amortecedor equivalente, definido para cada condição de teste[10]. Isto é, para uma velocidade de rotação Ω , diferencial de pressão ΔP , geometria de selo e fluido determinado, e pequenos deslocamentos do eixo (x_s e y_s), a forças produzidas pela interação do fluido e o selo anular pode ser expressa como[9]:

$$\begin{bmatrix} -f_{xs} \\ -f_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{xx} & M_{xy} \\ M_{yx} & M_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_s \\ \ddot{y}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} \\ K_{yx} & K_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{xx} & C_{xy} \\ C_{yx} & C_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \dot{y}_s \end{bmatrix}, \quad (3.49)$$

sendo M_{ii} , C_{ii} e K_{ii} os coeficientes diretos de inércia, amortecimento e rigidez no eixo i , respectivamente. Da mesma forma, os coeficientes de rigidez, amortecimento e inércia acoplados são representados por K_{ij} , C_{ij} , e M_{ij} , respectivamente. No caso do fluido utilizado nesta tese (ar comprimido), tratado nas publicações como gás ideal, a contribuição por causa da inércia [21] é relativamente menor que a rigidez e amortecimento equivalente, por tanto, a equação 3.49 pode ser simplificada a:

$$\mathbf{f}_{\text{selo}} = \mathbf{T}_{\text{selo}} \begin{bmatrix} -f_{xs} \\ -f_{ys} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{selo}} \left(\begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} \\ K_{yx} & K_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{xx} & C_{xy} \\ C_{yx} & C_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \dot{y}_s \end{bmatrix} \right), \quad (3.50)$$

onde \mathbf{T}_{selo} representa a matriz de transformação das coordenadas locais do selo para as coordenadas generalizadas. Assim, o objetivo final do procedimento de identificação é realizar a estimativa dos oito coeficientes do selo apresentados na equação 3.50, que unicamente contempla as contribuições quando o rotor se desloca, desconsiderando assim as rotações, que de serem levadas em conta, levaria à necessidade de estimar um total de 32 coeficientes. O modelo considerando só deslocamento é amplamente usado e válido quando assumido pequenos movimentos do rotor com respeito ao ponto de operação[8]. Para o procedimento de estimativa desses coeficientes, a equação é reescrita na sua forma complexa, como será apresentado na próxima secção.

3.4 Matriz de rigidez dinâmica complexa

Considerando que uma solução para a equação 3.3, pode ser descrita como:

$$\mathbf{q} = \bar{\mathbf{q}}_{\mathbf{u}} e^{j\omega t}, \quad (3.51)$$

sendo $\bar{\mathbf{q}}_{\mathbf{u}}$ o vetor de coordenadas da forma complexa [54], onde também as forças podem ser representadas por um vetor do mesmo tipo, ou seja:

$$\mathbf{f} = \bar{\mathbf{f}}_{\mathbf{u}} e^{j\omega t}, \quad (3.52)$$

é possível substituir a equação 3.51 e 3.52 em 3.3, obtendo-se:

$$\underbrace{\left[\mathbf{K} - \omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} - j\omega \Omega \mathbf{G} \right]}_{\text{CDS}} \bar{\mathbf{q}}_{\mathbf{u}} = \mathbf{H} \bar{\mathbf{q}}_{\mathbf{u}} = \bar{\mathbf{f}}_{\mathbf{u}}. \quad (3.53)$$

O termo dentro do parêntese reto é conhecido na literatura como a *rigidez dinâmica complexa*[59] (CDS), ou também como *impedância mecânica*[73] do sistema. Separando as coordenadas onde estão localizados os sensores e o resto dos nós, a equação 3.53 pode ser reescrita como [74]:

$$\mathbf{H} \bar{\mathbf{q}}_{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{R_{11}} + \mathbf{H}_s & \mathbf{H}_{R_{12}} \\ \mathbf{H}_{R_{21}} & \mathbf{H}_{R_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{q}}_s \\ \bar{\mathbf{q}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{f}}_{\mathbf{m},e} \\ \bar{\mathbf{f}}_r \end{bmatrix}, \quad (3.54)$$

onde $\mathbf{H}_{R_{ij}}$ é a submatriz que representa a rigidez dinâmica complexa da máquina rotativa sem levar em conta a contribuição do selo interno, que é representado se-

paradamente por \mathbf{H}_s . Os vetores $\bar{\mathbf{q}}_s$ e $\bar{\mathbf{q}}_r$ descrevem os deslocamentos medidos (na forma complexa) pelos sensores de posição e os nós do modelo estabelecido para representar o sistema, respectivamente. Do lado direito da equação, o vetor $\bar{\mathbf{f}}_u$ é dividido em um vetor que descreve a força exercida pelos atuadores eletromagnéticos $\bar{\mathbf{f}}_{m,e}$, e a força associada a fontes diferentes do atuador (e.g. desbalançamento residual) $\bar{\mathbf{f}}_r$. Da equação 3.54, a expressão que contém a rigidez dinâmica complexa do selo pode ser reescrita como:

$$(\mathbf{H}_{R_{11}} + \mathbf{H}_s) \bar{\mathbf{q}}_s + \mathbf{H}_{R_{12}} \bar{\mathbf{q}}_r = \bar{\mathbf{f}}_{m,e}. \quad (3.55)$$

Esse mesmo sistema, pode ser expresso quando não é levada em conta a contribuição do selo:

$$(\mathbf{H}_{R_{11}}) \bar{\mathbf{q}}_s + \mathbf{H}_{R_{12}} \bar{\mathbf{q}}_r = \bar{\mathbf{f}}_{m,b}. \quad (3.56)$$

O vetor $\bar{\mathbf{f}}_{m,b}$ representa as forças do atuador necessárias para produzir os vetores de deslocamento $\bar{\mathbf{q}}_s$ e $\bar{\mathbf{q}}_r$ do rotor sem o selo. Subtraindo a equação 3.55 com 3.56, obtém-se:

$$\mathbf{H}_s \bar{\mathbf{q}}_s = \bar{\mathbf{f}}_{m,e} - \bar{\mathbf{f}}_{m,b}, \quad (3.57)$$

significando que a rigidez dinâmica complexa do selo pode ser estimada por meio da diferença entre as forças do atuador eletromagnético quando o selo está em operação (*condição de experimento*) e quando a diferença de pressão entre a entrada e a saída da bancada ΔP é nula (*condição de referência* ou *baseline*). Ademais, como apresentado anteriormente na equação do selo 3.50, oito coeficientes (4 para rigidez e 4 para amortecimento) compõem o modelo que representa o seu comportamento dinâmico]. Para isto, um mínimo de dois experimentos *linearmente independentes* (e.g. excitando o eixo primeiro na direção x e depois na direção y) devem ser levados a cabo tanto para a condição de experimento como de referência, ou seja:

$$\mathbf{H}_s = \begin{bmatrix} K_{xx} + j\omega C_{xx} & K_{xy} + j\omega C_{xy} \\ K_{yx} + j\omega C_{yx} & K_{yy} + j\omega C_{yy} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{exp} - \mathbf{H}_{base}, \quad (3.58)$$

sendo a matrizes de impedância mecânica da condição de experimento \mathbf{H}_{exp} e referência \mathbf{H}_{base} expressas como:

$$\mathbf{H}_{exp} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{f}}_{m,e1} & \bar{\mathbf{f}}_{m,e2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{q}}_{s,e1} & \bar{\mathbf{q}}_{s,e2} \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{H}_{base} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{f}}_{m,b1} & \bar{\mathbf{f}}_{m,b2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{q}}_{s,b1} & \bar{\mathbf{q}}_{s,b2} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (3.60)$$

Os subíndices 1 e 2 indicam o primeiro e segundo experimento, respectivamente.

Ao ser uma abordagem linearizada, os vetores que compõem a matriz de deslocamento da condição de experimento $([\bar{\mathbf{q}}_{s,e1} \quad \bar{\mathbf{q}}_{s,e2}])$ e referência $([\bar{\mathbf{q}}_{s,b1} \quad \bar{\mathbf{q}}_{s,b2}])$ não necessariamente devem ser iguais, uma vez que a relação da impedância mecânica é mantida. Para os experimentos realizados neste trabalho (capítulo 5), foram implementadas técnicas para realizar médias apresentadas no capítulo 4.

Capítulo 4

Metodologia de excitação para identificação

Neste capítulo são apresentados tanto o procedimento como também os sinais de excitação empregados para realizar a estimativa dos coeficientes dinâmicos de selos e mancais magnéticos. Como mencionado nos capítulos anteriores, a modelagem é proposta considerando que o sistema apresenta um comportamento linear, significando que a saída do sistema, quando excitado com uma frequência, ou um conjunto de frequências, unicamente terão componentes harmônicas nessas frequências excitadas. Devido à presença de ruído nas medições, normalmente técnicas de medias são utilizadas para diminuir o seu impacto na estimativa dos coeficientes[47]. Algumas dessas técnicas são apresentadas de maneira geral.

4.1 Esquema para a excitação para atuadores eletromagnéticos

Conforme é proposto na norma ISO 14834-3[36] e apresentado de maneira detalhada por Schweitzer e Maslen[82], o vetor referente ao sinal de excitação \mathbf{s} pode ser somado à saída do sinal do controlador de posição em mancais magnéticos ativos (figura 4.1) ou aplicado na entrada do amplificador (figura 4.2) quando o eixo é unicamente excitado mediante atuadores eletromagnéticos. Na figura 4.1 é possível observar o diagrama de blocos para excitar e realizar a obtenção das medições para o procedimento de identificação em um mancal magnético, quando as forças são estimadas medindo as correntes nas bobinas e as distâncias dos sensores. De forma semelhante, na figura 4.2 pode ser observado o diagrama de blocos para a excitação em um atuador eletromagnético. A diferença baseia-se principalmente na ausência do bloco controlador de posição do rotor no segundo caso.

Em qualquer dos casos, os vetores de sinal de entrada $\mathbf{u} = \mathbf{u}_0 + \mathbf{n}_u$ e saída $\mathbf{y} =$

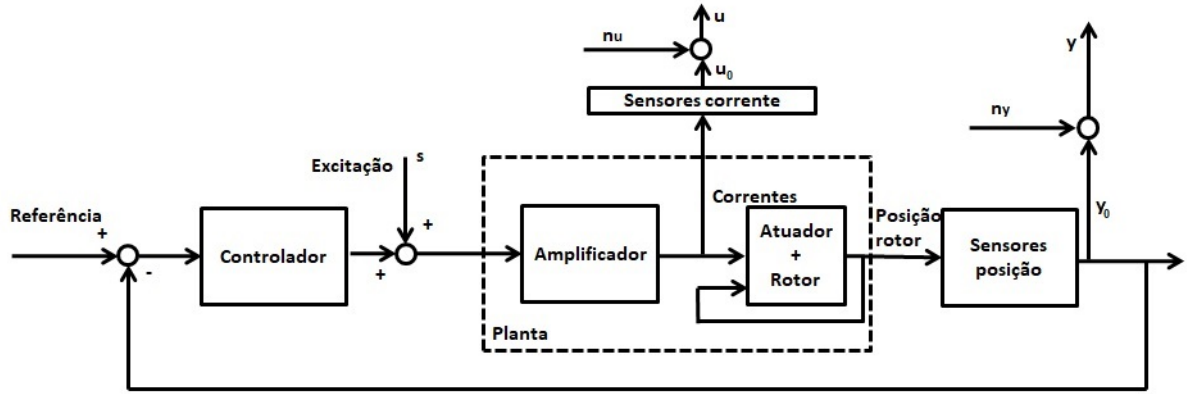


Figura 4.1: Diagrama de blocos configuração de excitação para mancal magnético ativo.

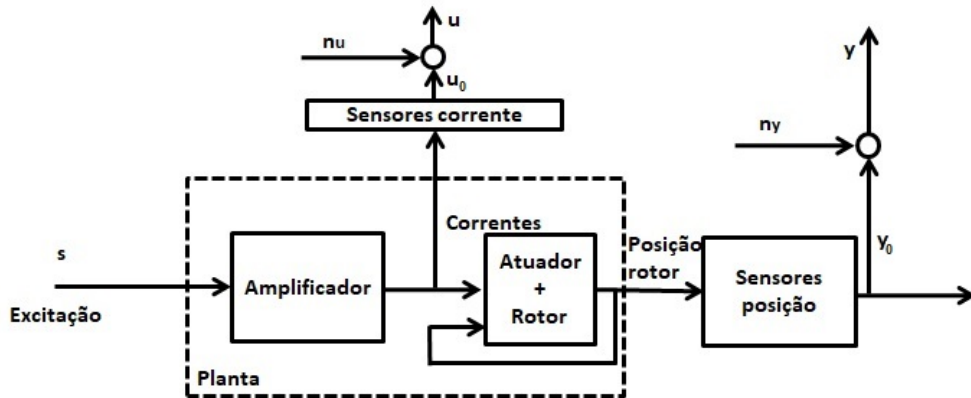


Figura 4.2: Diagrama de blocos configuração de excitação para atuador magnético.

$\mathbf{y}_0 + \mathbf{n}_y$ correspondem às correntes e posições medidas em unidades de tensão elétrica (Volts), respectivamente, encontrando-se "corrompidos" por um vetor de ruído na entrada \mathbf{n}_u e na saída \mathbf{n}_y . As incertezas são consideradas então, neste trabalho, sendo geradas por causa do ruído presente nas medições realizadas, desprezando assim o ruído propagado na realimentação no laço fechado do sistema de mancal magnético, como também os derivados de outros componentes do sistema, diferentes dos sensores.

As medições são realizadas e armazenadas de maneira discreta usando um período de amostragem T_{sa} . Levando em consideração o teorema de Nyquist, a frequência de amostragem é escolhida para ser bem maior que duas vezes a frequência máxima do sistema [68]. Além disso, os equipamentos atuais contam com filtros *anti-aliasing* que evitam a contaminação das medições por causa de sinais com frequências maiores à de aquisição.

Para a transformação do sinal medido no domínio do tempo ao domínio da frequência, a transformada discreta de Fourier (DFT) é aplicada utilizando o al-

goritmo conhecido como a transformada rápida de Fourier (FFT). Se o sistema é considerado linear invariante no tempo (LTI), então as DFTs da entrada e da saída para a k -ésima frequência podem ser expressas como [47]:

$$\mathbf{U}(\mathbf{k}) = \mathbf{U}_0(\mathbf{k}) + \mathbf{N}_u(\mathbf{k}), \quad (4.1)$$

$$\mathbf{Y}(\mathbf{k}) = \mathbf{Y}_0(\mathbf{k}) + \mathbf{N}_y(\mathbf{k}), \quad (4.2)$$

sendo $\mathbf{U}_0(\mathbf{k})$ e $\mathbf{Y}_0(\mathbf{k})$ as DFTs do sistema sem ruído na entrada e saída respectivamente. $\mathbf{N}_Y(\mathbf{k})$ e $\mathbf{N}_U(\mathbf{k})$ representam as contribuições do ruído na saída e entrada no domínio da frequência. O ruído, considerado normalmente distribuído, possui as seguintes propriedades [68]:

$$\mathbb{E}\{\mathbf{N}_u(\mathbf{k})\} = \mathbb{E}\{\mathbf{N}_y(\mathbf{k})\} = \mathbf{0} \quad (4.3)$$

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{N}_u(\mathbf{k})\|^2\} = \sigma_u^2, \quad \mathbb{E}\{\|\mathbf{N}_y(\mathbf{k})\|^2\} = \sigma_y^2 \quad (4.4)$$

$$\mathbb{E}\{\mathbf{N}_y(\mathbf{k})\mathbf{N}_u(\mathbf{k})\} = \mathbf{0}. \quad (4.5)$$

De maneira geral, o valor esperado dos vetores de ruído da entrada e saída são iguais ao vetor zero (equação 4.3), como também a variância é igual em todas as frequências (equação 4.4). Por último, não existe correlação entre os vetores $\mathbf{N}_u(\mathbf{k})$ e $\mathbf{N}_y(\mathbf{k})$ entradas e as saídas (equação 4.5), como também são independentes dos vetores $\mathbf{U}_0(\mathbf{k})$ e $\mathbf{Y}_0(\mathbf{k})$ nas condições nominais de operação. Conhecendo a equação equivalente para cada sensor que relaciona a medição feita em Volts e a grandeza física, é possível calcular a força em um atuador eletromagnético (equações 3.32 e 3.33) e as posições do eixo, e assim, finalmente pode ser estimada a matriz \mathbf{H}_s (equação 3.58) e, então, extraídos os coeficientes de rigidez e amortecimento equivalentes dos selos anulares.

4.1.1 Estimadores

Com a finalidade de aumentar o SNR das medições obtidas, a aquisição é realizada durante um intervalo de N_b períodos, realizando médias (*averaging*) para realizar o cálculo da função de resposta em frequência. As propriedades das diferentes formas de obter a média das FRFs ou *estimadores* têm sido estudadas em detalhe por Guillaume[28][29] e Verboben[95]. Para sistemas em laço fechado, como é o caso do mancal magnético ativo, esses estudos concluem que o estimador de variáveis instrumentais[95], conhecido também como estimador de três sinais[102], ou também como de tipo indireto Entrada-saída[28], resulta na melhor aproximação linear[67]. Este tipo de estimador se baseia na razão entre a potência espectral da entrada e da saída, com um terceiro sinal, que corresponde à excitação, tendo esta

última uma razão sinal-ruído alta se comparada com os sinais de força de deslocamento. Para o caso da identificação em máquinas rotativas, a equação pode ser expressa como:

$$\mathbf{H}_{JJO}(\omega_k) = \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{F}(\omega_k)^{(l)} \mathbf{S}^*(\omega_k)^{(l)} \right) \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{Q}(\omega_k)^{(l)} \mathbf{S}^*(\omega_k)^{(l)} \right)^{-1}, \quad (4.6)$$

onde $\mathbf{F}(\omega_k)^{(l)} = [\mathbf{f}_{\mathbf{m},1}^-(l) \quad \mathbf{f}_{\mathbf{m},2}^-(l)]$, $\mathbf{Q}(\omega_k)^{(l)} = [\mathbf{q}_{\mathbf{m},1}^-(l) \quad \mathbf{q}_{\mathbf{m},2}^-(l)]$ e $\mathbf{S}^*(\omega_k)^{(l)} = [\mathbf{s}_{\mathbf{m},1}^-(l) \quad \mathbf{s}_{\mathbf{m},2}^-(l)]^*$ representam o conjunto de vetores complexos para a frequência ω_k de forças, deslocamentos e sinais de excitação, respectivamente (equivalente com as matrizes de rigidez dinâmica complexa apresentada nas equações 3.59 e 3.60). O sobrescrito * indica conjugada complexa da matriz. Para sinais de excitação periódicos e iguais em cada l -ésimo bloco, a equação 4.6 pode ser reduzida a [67]:

$$\mathbf{H}_{EIV}(\omega_k) = \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{F}(\omega_k)^{(l)} \right) \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{Q}(\omega_k)^{(l)} \right)^{-1}, \quad (4.7)$$

A equação 4.7 é conhecida como o *estimador de erros nas variáveis*[28]. Outros estimadores baseados na potência espectral também são propostos quando não é possível ter acesso ao sinal de excitação. Entre eles, o \mathbf{H}_{H_1} , que é uma alternativa adequada quando a SNR do sinal da posição é bem maior que o do sinal de força. Para o caso contrário, o estimador \mathbf{H}_{H_2} passa a ser o mais adequado para levar à melhor aproximação linear[95]. Estes estimadores podem ser expressos como [29]:

$$\mathbf{H}_{H_1}(\omega_k) = \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{F}(\omega_k)^{(l)} \mathbf{Q}^*(\omega_k)^{(l)} \right) \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{Q}(\omega_k)^{(l)} \mathbf{Q}^*(\omega_k)^{(l)} \right)^{-1}, \quad (4.8)$$

$$\mathbf{H}_{H_2}(\omega_k) = \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{F}(\omega_k)^{(l)} \mathbf{F}^*(\omega_k)^{(l)} \right) \left(\frac{1}{N_b} \sum_{l=1}^{N_b} \mathbf{Q}(\omega_k)^{(l)} \mathbf{F}^*(\omega_k)^{(l)} \right)^{-1}. \quad (4.9)$$

4.2 Sinais de excitação

Os sinais de excitação mais utilizados nos procedimentos de identificação em máquinas rotativas são sumarizados na tabela 4.1, empregados amplamente por causa da sua disponibilidade nos geradores de sinais encontrados no mercado[77]. A escolha do sinal de excitação adequado para a aplicação é uma etapa importante na realização do experimento. Pintelon[68] faz uma descrição detalhada das propriedades dos sinais de excitação, e mostra que a incerteza em uma função de resposta em frequência é inversamente proporcional à potência total do sinal de excitação e

também à forma do seu autoespectro. A partir disso, duas características podem ser observadas em um sinal de excitação, o fator de crista e o fator de tempo.

4.2.1 Fator de crista

O fator de crista indica quanto um sinal é impulsivo, sendo a razão entre o valor pico do sinal u_{pk} e o seu valor RMS efetivo u_{rmse} , ou seja[68]:

$$Cr(u) = \frac{u_{pk}}{u_{rmse}} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |u(t)|}{u_{rms} \sqrt{P_{int}/P_{tot}}}, \quad (4.10)$$

onde $u_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^2}$ é a raiz do valor quadrático médio do sinal, P_{tot} e P_{int} são a potência total do sinal e a contida na banda de frequência de interesse, respectivamente. De maneira geral, um sinal com um $Cr(u)$ baixo geralmente injeta mais energia no sistema que um sinal com fator de crista alto e o mesmo valor de pico[78].

4.2.2 Fator de tempo

O fator de tempo de um sinal $Tf(u)$ indica a máxima razão do tempo necessário por cada ponto na frequência para obter um valor mínimo de SNR [68], quando comparado com um sinal harmônico. Para sistemas com valores de desvio padrão constante nas entradas e nas saídas, como também amplitudes de FRF constante, o fator de tempo pode ser simplificado a[68]:

$$Tf(u) = \max_{k \in \mathbb{F}} 0.5 Cr^2(u) \frac{U_{rmse}^2}{|U(k)|^2}, \quad (4.11)$$

sendo \mathbb{F} o conjunto de frequências excitadas N_f e $U_{rmse} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_f} \frac{|U(k)|^2}{N_f}}$. Para sistemas com condições diferentes, a expressão do fator de tempo (equação 4.11) já não é mais trivial, e depende das características do ruído na entrada e saída, como também a forma da FRF do sistema. Um valor baixo de $Tf(u)$ em um sinal indica que a energia se encontra melhor distribuída no sistema para excitar adequadamente todas as frequências de interesse, que um sinal com um valor de $Tf(u)$ alto.

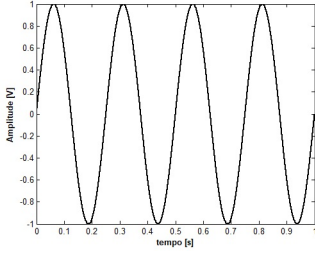
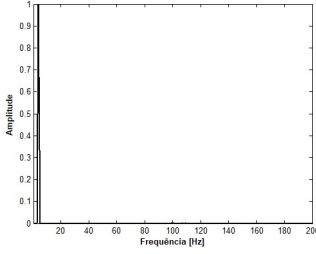
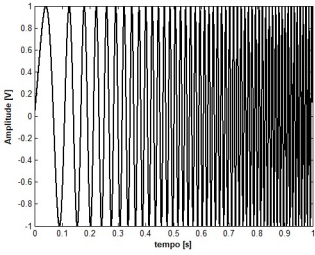
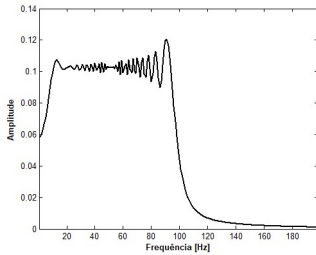
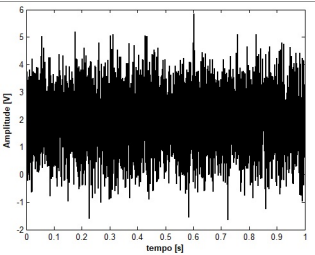
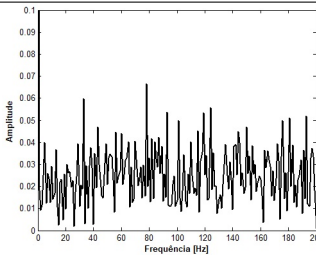
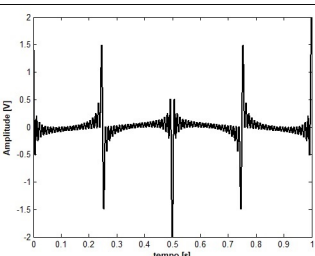
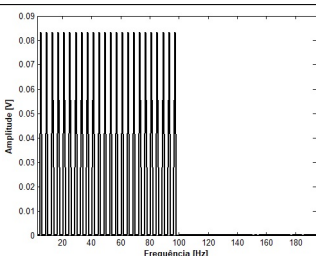
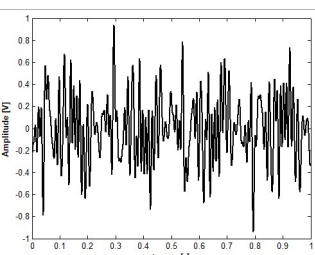
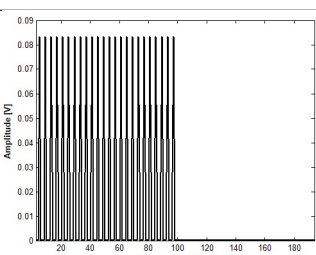
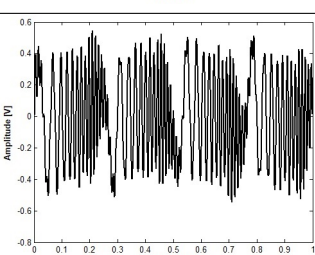
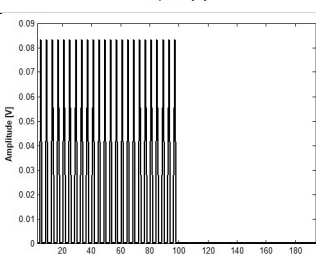
4.2.3 Sinal Harmônico puro ou senoidal

O sinal senoidal, ou harmônico puro pode ser expresso da forma:

$$s(t) = A \cos(2\pi ft), \quad (4.12)$$

onde A e f são a amplitude e a frequência de medição (em Hz), respectivamente. Este tipo de sinal tem um fator de crista $Cr(u) = \sqrt{2}$, e possui a vantagem de

Tabela 4.1: Tipos de sinais de excitação de propósito geral

Tipo de sinal	Resposta no tempo	Espectro (magnitude)	Fator de crista
Harmônico puro ou senoidal			1.41
Varredura em frequências			1.45
Ruído			2.51
Multitônico com fases iguais			11.2
Multitônico com fases aleatórias (distribuição uniforme)			2.32
Multitônico com fases de Schroeder[80]			1.91

armazenar toda sua energia de excitação em uma única frequência.

4.2.4 Varredura de frequências

O sinal tipo varredura de frequências ou *swept*, *sweep* ou também *chirp*, distribui a energia de excitação na faixa de frequências $[f_1 \ f_2]$, durante um período T_0 , onde $f_1 < f_2$. Quando o incremento da frequência nessa faixa se comporta de maneira linear, a expressão desse tipo de sinal pode ser descrita como[68]:

$$s(t) = A \sin((at + b)t) \quad 0 \leq t \leq T_0, \quad (4.13)$$

onde $a = \pi(k_2 - k_1)f_0^2$ e $b = 2\pi k_1 f_0$, $f_1 = k_1 f_0$ e $f_2 = k_2 f_0$ e $f_0 = 1/T_0$. A amplitude deste tipo de sinal não é estritamente plana e possui um fator de crista aproximado típico de 1.45.

4.2.5 Sinal de tipo ruído

O sinal de tipo ruído, resulta da geração de maneira artificial (por meio de algoritmos) de valores aleatórios com uma densidade de probabilidade definida. A maior vantagem do sinal tipo ruído é a sua capacidade de diminuir os efeitos não lineares do sistema[79]. As principais limitações desse tipo de sinal, que distribui a energia em todas as frequências, está relacionado com o vazamento espectral[77] e a sua incapacidade de estabelecer uma forma no espectro. Hoje em dia, esse tipo de sinal pode ser substituído por um multitônico com fase aleatória, devido a que este último não apresenta as limitações mencionadas anteriormente e aproveita as vantagens das propriedades de um sinal aleatório. O fator de crista típico se encontra em 2.5.

4.2.6 Sinal de tipo multitônico

O sinal multitônico consiste na soma de N_f sinais harmônicos, podendo ser expresso como:

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_f} A_k \cos(2\pi f_k t + \phi_k), \quad (4.14)$$

sendo A_k , f_k e ϕ_k a amplitude, a frequência e a fase do k -ésimo harmônico, respectivamente. A escolha das amplitudes e especialmente das fases tem uma forte incidência no fator de crista do sinal, como é possível observar na tabela 4.1. O sinal multitônico com as fases iguais, se bem apresenta o mesmo espectro que o sinal com fases aleatórias (distribuição uniforme), o fator de crista do primeiro ($Cr(u) = 11.2$) é bem maior que o fator do segundo ($Cr(u) = 2.3$). A equação da k -ésima fase

para um fator de crista menor que os dois anteriores foi proposta por Schroeder [80], descrita como:

$$\phi_k = \frac{-k(k-1)\pi}{N_f}, \quad (4.15)$$

e que leva a um valor típico de $Cr(u) = 1.9$.

4.2.7 Tempo de experimento do sinal harmônico e multitônico

O tempo de experimento utilizando como sinal de excitação um harmônico puro, para um número de N_f frequências pode ser rescrito como[78]:

$$T_{ss} = N_e \left(N_f \left[T_w + N_b \sum_{i=0}^{N_f-1} \left(\frac{1}{f_i} \right) \right] \right), \quad (4.16)$$

onde T_w é o tempo de espera que precisa o sistema para sair do estado transiente por causa da mudança de frequência, e N_e representa o número de experimentos a realizar. Para um sinal multitônico, o tempo total do experimento pode ser descrito como[78]:

$$T_{ms} = N_e \left(\frac{N_b}{f_0} + T_w \right), \quad (4.17)$$

sendo f_0 o valor da menor frequência excitada. A maneira de exemplo, suponha que deseja-se excitar 35 harmônicos onde $f_0 = 1$ Hz com resolução de 1Hz e $N_e = 1$. Considerando que o sistema satisfaz as condições da equação 4.11, o número de períodos necessários para o sinal multitônico ter o mesmo valor de SNR que o harmônico puro deverá ser de pelo menos $N_b = 35$ (se considerado um fator de crista baixo). Assim, se o tempo de espera T_w é de 3 segundos, então o tempo total de experimento utilizando sinais harmônicos puros, conforme a equação 4.16, será de aproximadamente 94 segundos, enquanto o tempo de experimento utilizando o sinal multitônico, conforme a equação 4.17, será de 33 segundos. Pintelon[68] conclui que na maioria dos casos o tempo gasto utilizando sinais harmônicos é bem maior que o tempo quando sinais multitônicos são empregados na excitação.

4.3 Sinais multitônicos modificados

Visando diminuir o fator de crista de um sinal, dois algoritmos são apresentados, sendo o primeiro o método de corte no sinal, e o segundo, o método da norma l_p . Estes algoritmos têm como objetivo ajustar iterativamente as fases dos harmônicos do sinal multitônico, e foram implementados no ambiente Matlab®, possibilitando

a geração de um arquivo de texto, para posteriormente serem usados nos ensaios com as bancadas utilizadas neste trabalho.

4.3.1 Método de corte no sinal

O primeiro algoritmo para reduzir o fator de crista em sinais multitônicos foi proposto por Van der Ouderaa *et al.* [90], e consiste em um procedimento iterativo que modifica o sinal “cortando” (clipping) os picos do sinal no tempo. O diagrama do algoritmo é apresentado na figura 4.3, e começa estabelecendo um conjunto de frequências, magnitudes e fases iniciais, construindo assim seu respectivo espectro. Depois, o sinal no tempo é construído mediante a transformada inversa discreta de Fourier (IDFT). Os valores do sinal reconstruído maiores ao valor absoluto do limite determinado previamente ($|U(t)| > |U_{lim}|$) são modificados, com a finalidade de não exceder esse valor. Uma vez modificado o sinal no tempo, é aplicado o algoritmo da transformada de Fourier discreta para obter o espectro do sinal cortado. Logo após, os valores complexos de cada frequência são modificados, de tal maneira que as amplitudes conservem os valores estabelecidos no início do algoritmo, ou seja, alterando unicamente as fases. Uma vez feito isto, o sinal do tempo é de novo reconstruído e o novo fator de crista é calculado. Este processo iterativo é feito até o fator de crista mostrar um comportamento de convergência.

O algoritmo permite a modificação do valor de corte U_{lim} , geralmente sendo reduzido por um valor ΔU , levando como critério de parada do algoritmo, a convergência do fator de crista. Os autores recomendam o uso de fases de Schroeder (equação 4.15) como condições iniciais do algoritmo.

Como exemplo, um sinal multitônico com amplitudes iguais (*espectro plano*) e 17 componentes harmônicos é estabelecido como sinal de entrada do algoritmo. As fases iniciais são escolhidas usando a equação 4.15. O sinal original e o modificado são apresentados na figura 4.4. As linhas horizontais contínuas de cor preta indicam os valores limite U_{lim} da última iteração. No espectro do sinal modificado, é possível observar que várias frequências diferentes das excitadas apresentam uma amplitude pequena, descrito por Ouderaa[90] e Pintelon[68] como *efeito neve*, que podem surgir ao realizar a transformada inversa discreta de Fourier. A evolução do fator de crista é apresentado na figura 4.5. onde é possível observar a redução desse fator (de 1.88 para 1.42), depois de 78 iterações, considerando que as amplitudes fora da faixa de frequências excitadas são relativamente pequenas com as amplitudes das frequências excitadas.

Da mesma maneira, o algoritmo foi aplicado para um sinal com o mesmo número de harmônicos, com a diferença que as amplitudes dos mesmos não são mais iguais. O sinal original e o modificado podem ser observados na figura 4.6, e a evolução

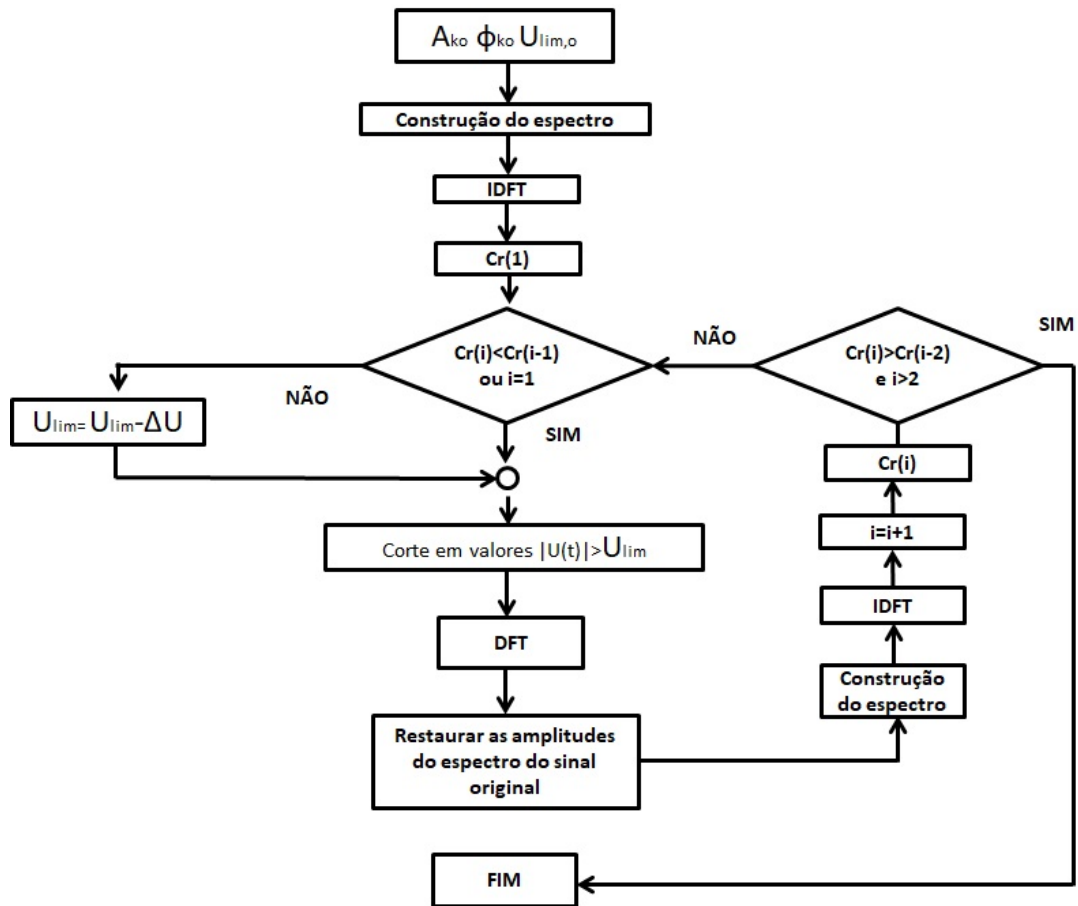


Figura 4.3: Diagrama de fluxo do método de corte nos picos “clipping” de Van de Ouderaa *et al.* [90]

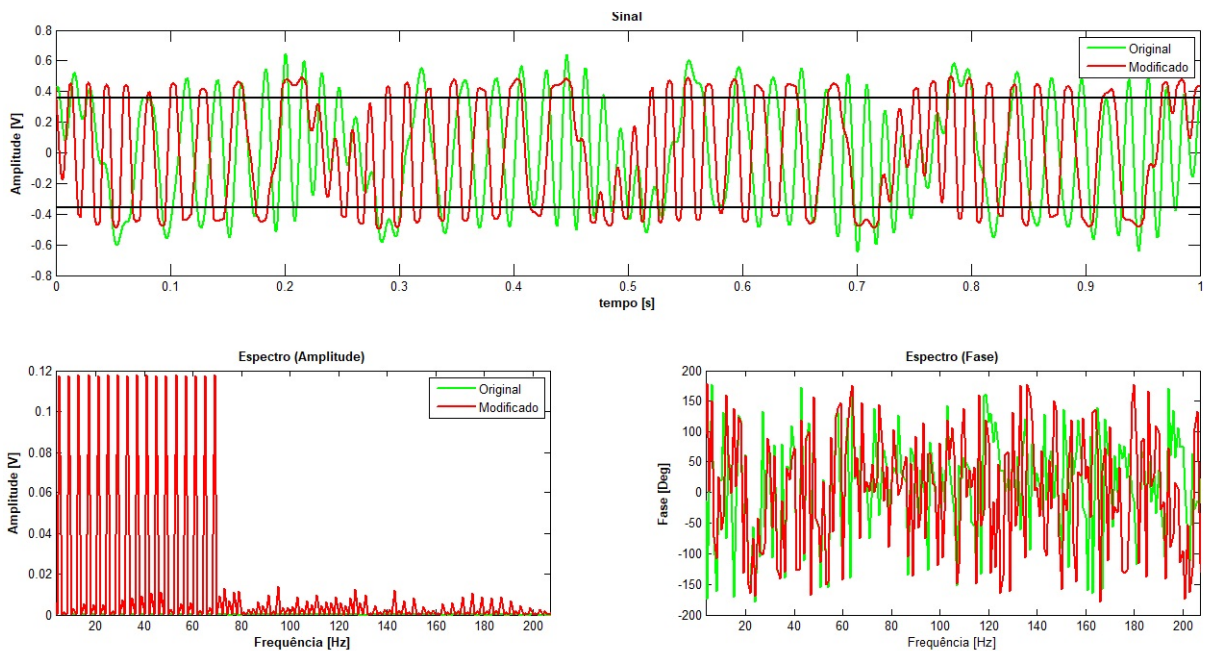


Figura 4.4: Sinal original e modificado utilizando o método de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original iguais.

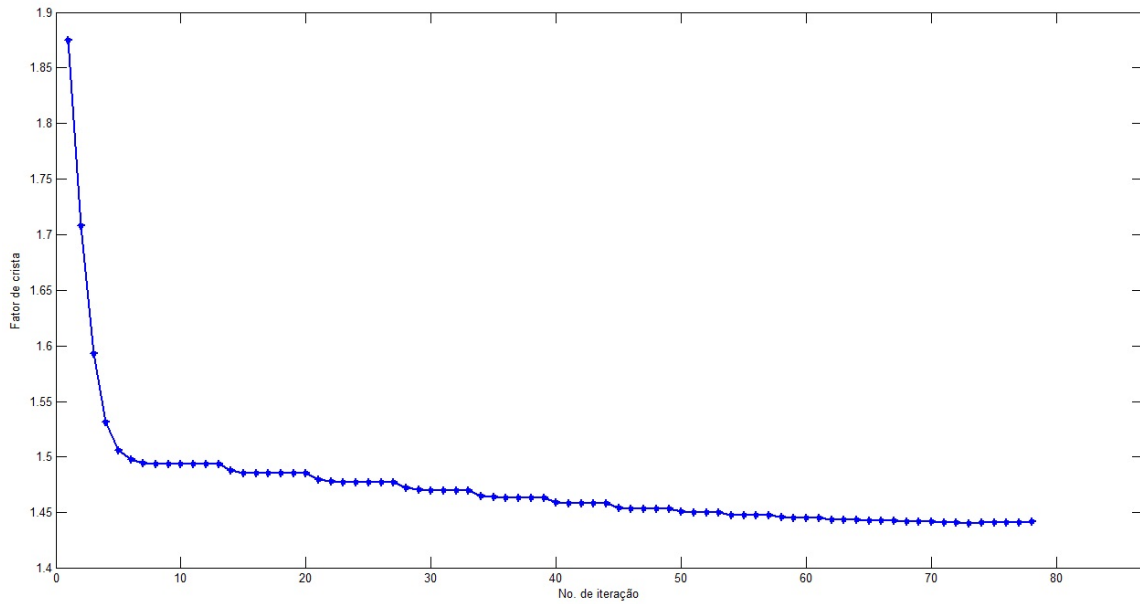


Figura 4.5: Evolução do fator de crista para o algoritmo de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original iguais.

do fator de crista é apresentado na figura 4.7. É possível notar que o número de iterações necessárias para a convergência do fator de crista do sinal multitônico com espectro plano, é quase a metade das iterações necessárias para a convergência do sinal com amplitudes diferentes, e a redução do fator de crista é maior no último caso (22.7% no caso onde o sinal têm as amplitudes dos harmônicos iguais e 30.7% no caso onde as amplitudes são diferentes).

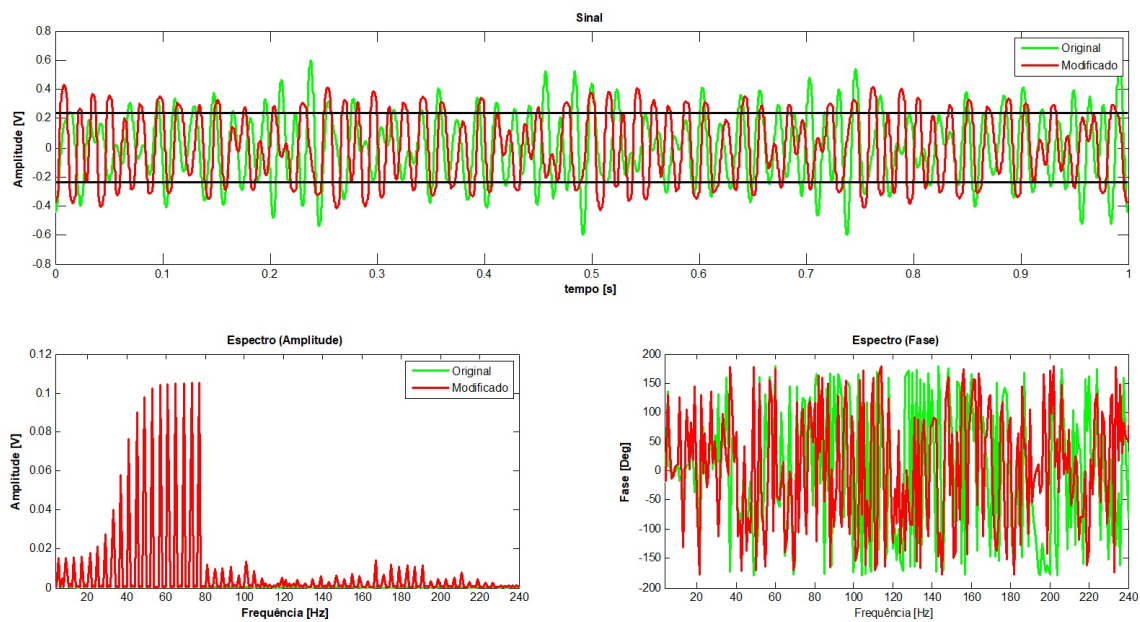


Figura 4.6: Sinal original e modificado utilizando o método de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original diferentes.

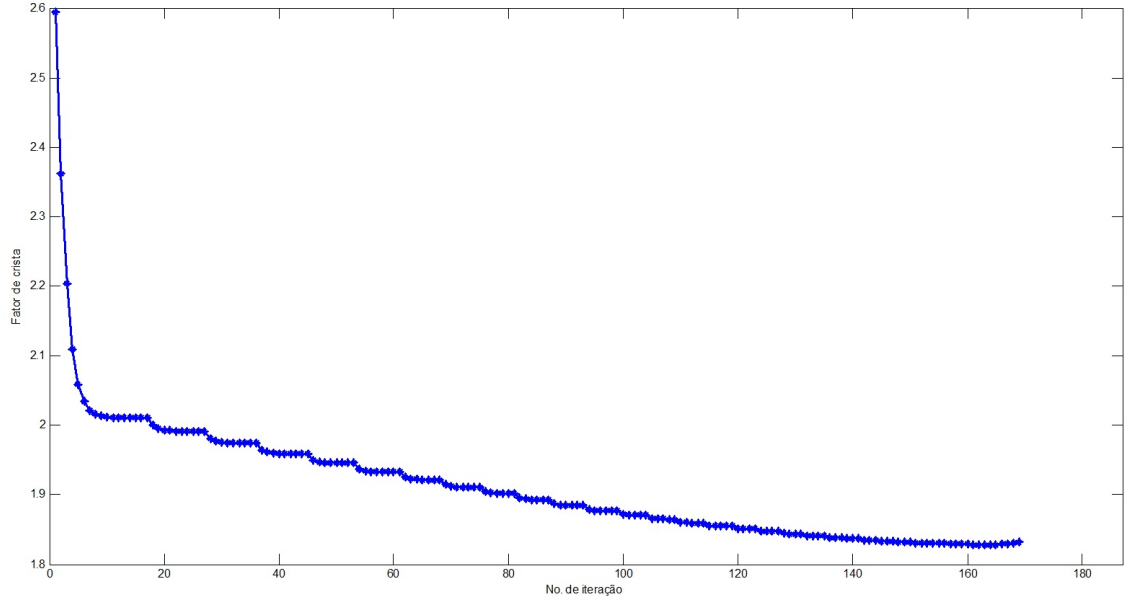


Figura 4.7: Evolução do fator de crista para o algoritmo de corte do sinal, com amplitudes do espectro do sinal original diferentes.

4.3.2 Método da norma l_p

O método da norma l_p foi proposto por Guillaume *et al.*[30]. Consiste basicamente na minimização da p -ésima norma do vetor que representa o sinal de excitação utilizando a abordagem de mínimos quadrados. O algoritmo começa com a construção do sinal inicial de excitação, considerando as amplitudes, fases e frequências iniciais. Para isso, a equação 4.14 é utilizada considerando um período de amostragem T_{sa} , resultando em um vetor de N_{am} amostras, ou seja, $\mathbf{s}_{\mathbf{k}(i)} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ \dots \ s_{N_{am}}]^T$, onde o subíndice (i) indica a i -ésima iteração. Assim, a p -ésima norma ou *norma* l_p , que é representada por um valor escalar é a função de custo, sendo descrita como:

$$l_{p(i)} = \frac{1}{N_{am}} \mathbf{e}_{(i)}^T \mathbf{e}_{(i)}, \quad (4.18)$$

onde $\mathbf{e}_{(i)} = \mathbf{s}_{\mathbf{k}(i)}^q$, e $q = p/2$. O valor inicial de p pode ser estabelecido de tal maneira que em cada incremento seja possível obter um numero inteiro (geralmente $p_{(1)} = 4$). Depois de obtida a norma l_p , a matriz Jacobiana $\mathbf{J}_{(i)}$ é calculada, sabendo que:

$$\mathbf{J}_{(i)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_1}{\partial \phi_1} & \frac{\partial e_1}{\partial \phi_2} & \dots & \frac{\partial e_1}{\partial \phi_{N_f-1}} \\ \frac{\partial e_2}{\partial \phi_1} & \frac{\partial e_2}{\partial \phi_2} & \dots & \frac{\partial e_2}{\partial \phi_{N_f-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e_{N_{am}}}{\partial \phi_1} & \frac{\partial e_{N_{am}}}{\partial \phi_2} & \dots & \frac{\partial e_{N_{am}}}{\partial \phi_{N_f-1}} \end{bmatrix}. \quad (4.19)$$

O denominador de cada elemento da equação 4.19 representa o parâmetro a ser modificados por cada iteração, neste caso a fase de cada componente do sinal. Como a fase do primeiro harmônico é fixada, o número de parâmetros se reduz a $N_f - 1$. O elemento J_{nu} da matriz jacobiana pode ser descrito como:

$$J_{nu} = \frac{\partial e_n}{\partial \phi_u} = -qs_n^{q-1} A_u \sin(2\pi f_u + \phi_u). \quad (4.20)$$

Assim, o vetor de parâmetros da nova iteração $\phi_{(i+1)} = [\phi_1 \ \phi_2 \ \cdots \ \phi_{N_f-1}]_{(i+1)}$ pode ser calculado como:

$$\phi_{(i+1)} = \phi_{(i)} - \left(\mathbf{J}_{(i)}^T \mathbf{J}_{(i)} + \mu \mathbf{\Omega}_{(i)} \right)^{-1} \mathbf{J}_{(i)}^T \mathbf{e}_{(i)}, \quad (4.21)$$

sendo $\mu \mathbf{\Omega}_{(i)}$ a matriz positiva definida de Levenberg-Marquardt[63], e $\mathbf{\Omega}_{(i)} = \text{diag} \left(\mathbf{J}_{(i)}^T \mathbf{J}_{(i)} \right)$. O processo se repete iterativamente, incrementando em duas vezes o valor de p quando o fator de crista apresenta convergência, finalizando o algoritmo quando p atinge um valor máximo p_{max} . Dos ensaios realizados, e as simulações feitas por Guillaume *et al.*[30], o valor máximo foi 512. O diagrama de fluxo desse algoritmo é apresentado na figura 4.8.

O mesmo sinal utilizado no primeiro exemplo da subseção 4.3.1 foi aplicado como entrada para o algoritmo que utiliza o método da norma l_p , onde o sinal original e o modificado são apresentados na figura 4.9. Como pode ser observado, este algoritmo não apresenta efeito neve. A evolução do fator de crista é apresentada na figura 4.10, onde é observado um fator de crista mínimo de 1.6, maior que o valor obtido com o anterior algoritmo (figura 4.5).

No caso onde a amplitude dos harmônicos do sinal multitônico é diferente, o sinal original e modificado são apresentados na figura 4.11. Já a evolução do fator de crista para esse caso é apresentada na figura 4.12, onde é possível observar que o número de iterações para a convergência foi relativamente parecido entre o sinal com as amplitudes do espectro igual e o sinal com amplitudes diferentes, se considerado que o decremento no valor do fator de crista é muito baixo a partir da iteração 40 na figura 4.10.

Comparando a evolução do fator de crista dos dois métodos anteriormente mencionados, pode ser observado que o método do corte no sinal consegue fatores de crista menores quando o sinal de excitação tem um espectro plano, e o método da norma l_p consegue valores menores quando o espectro do sinal não é plano, podendo ser observado, neste último caso, nas figuras 4.10 e 4.12, onde o método do corte no sinal e da norma l_p conseguem uma redução de 30.7% e 40.3%, respectivamente. Cabe destacar também, que para este último caso o algoritmo da norma l_p , além de conseguir uma maior redução no fator de crista, teve uma convergência até 4 vezes mais rápida que o método do corte no sinal.

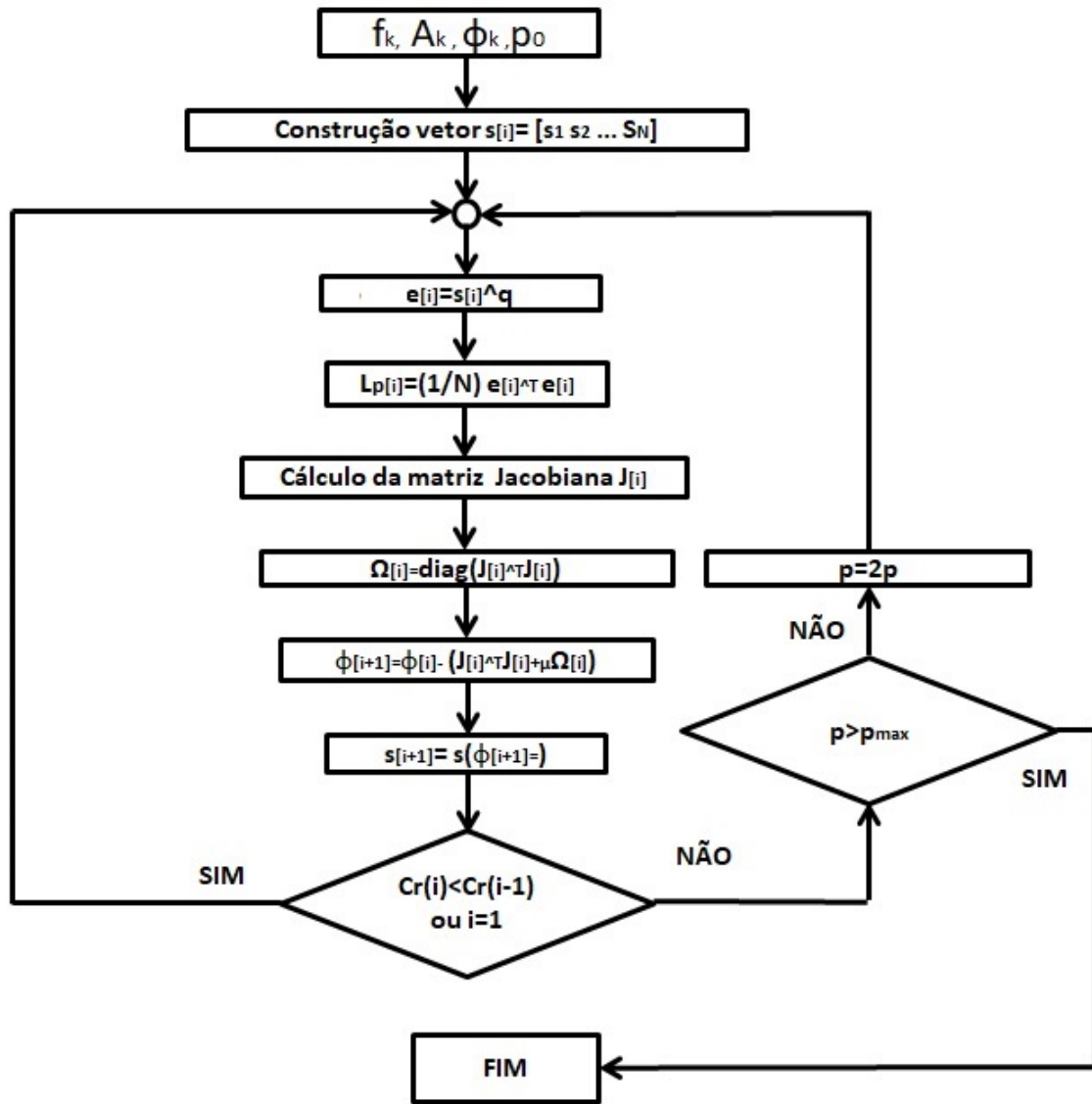


Figura 4.8: Diagrama de fluxo do método da norma l_p proposto por Guillaume *et al.*[30]

4.4 Simulação com mancal magnético ativo

Para realizar as simulações, o modelo de rotor rígido suportado por mancais magnéticos (equação 3.4) foi implementado usando MATLAB® e Simulink®. Conforme a figura 3.2, as especificações dimensionais do sistema, semelhantes à bancada desenvolvida no LAVI, são apresentadas na tabela 4.2.

A equação governante do sistema de mancal magnético com rotor rígido (equação 3.4), conforme à figura 3.2, pode reescrita como[82]:

$$M_{rig} \ddot{\mathbf{q}}_{rig} + \Omega G_{rig} \dot{\mathbf{q}}_{rig} = -K_{ss} \mathbf{q} + T_{mag} K_{mag, i} \mathbf{i}, \quad (4.22)$$

sendo o vetor $\mathbf{i} = [i_{x_A} \ i_{x_B} \ i_{y_A} \ i_{y_B}]$ as correntes equivalentes horizontais e verti-

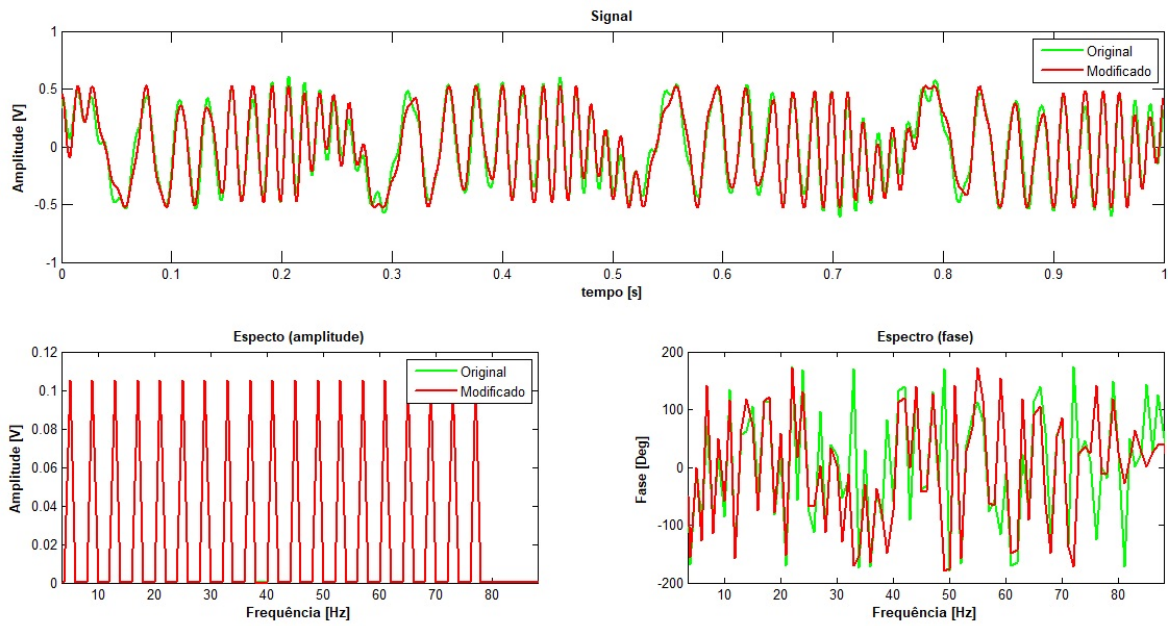


Figura 4.9: Sinal original e modificado utilizando o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original iguais.

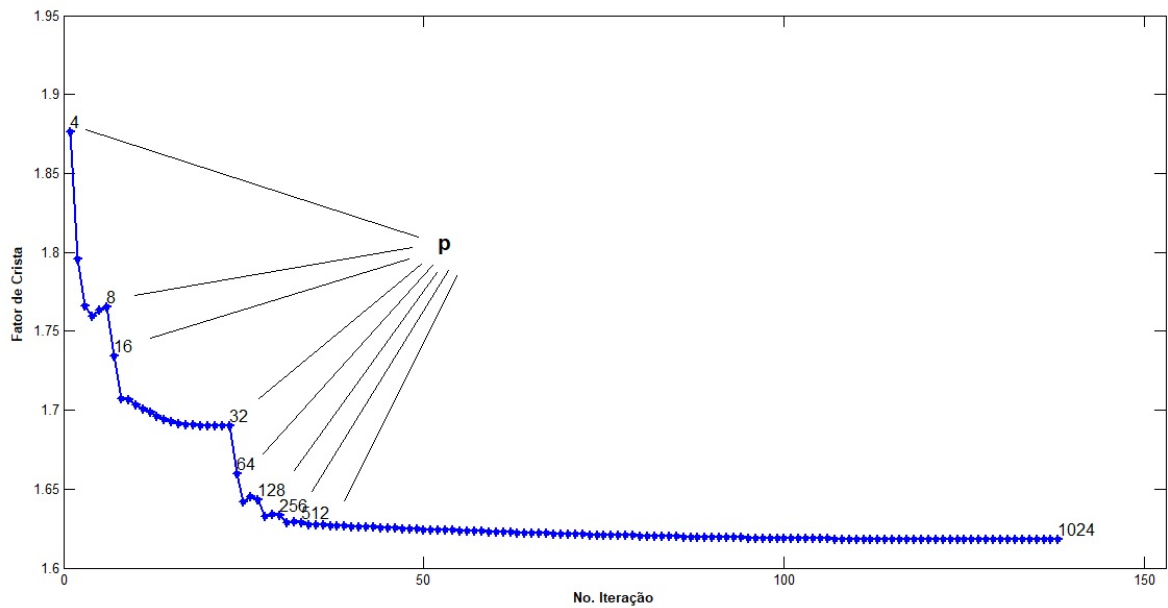


Figura 4.10: Evolução do fator de crista para o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original iguais.

cais de cada atuador, e a matriz \mathbf{K}_{ss} correspondente à rigidez em laço aberto dos atuadores eletromagnéticos, podendo ser expressa como:

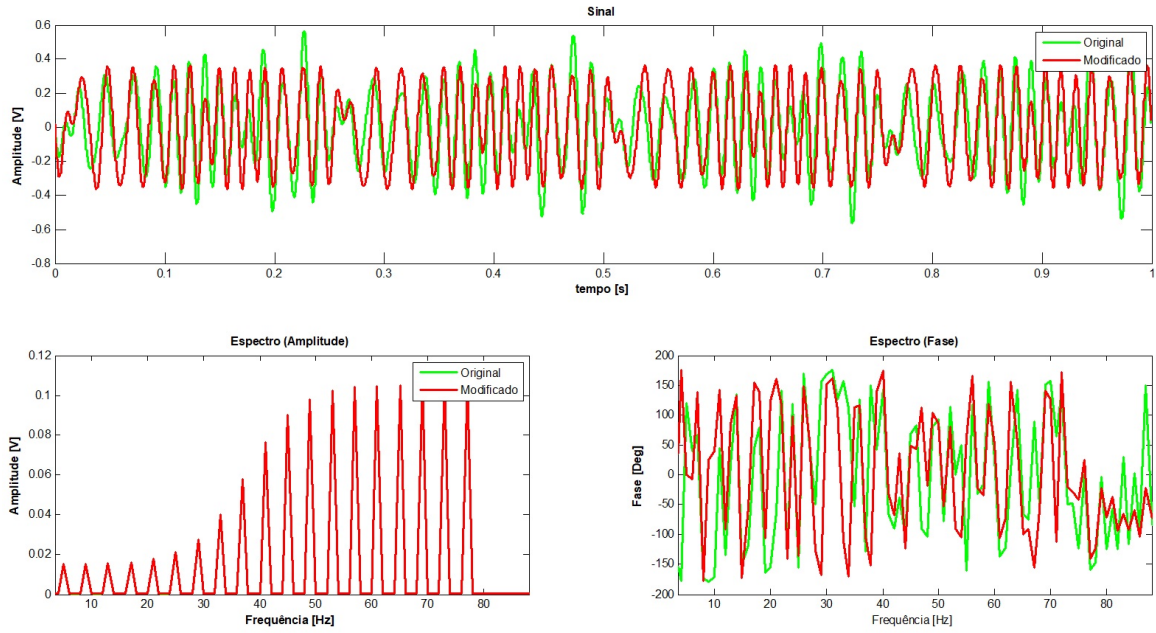


Figura 4.11: Sinal original e modificado utilizando o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original diferentes.

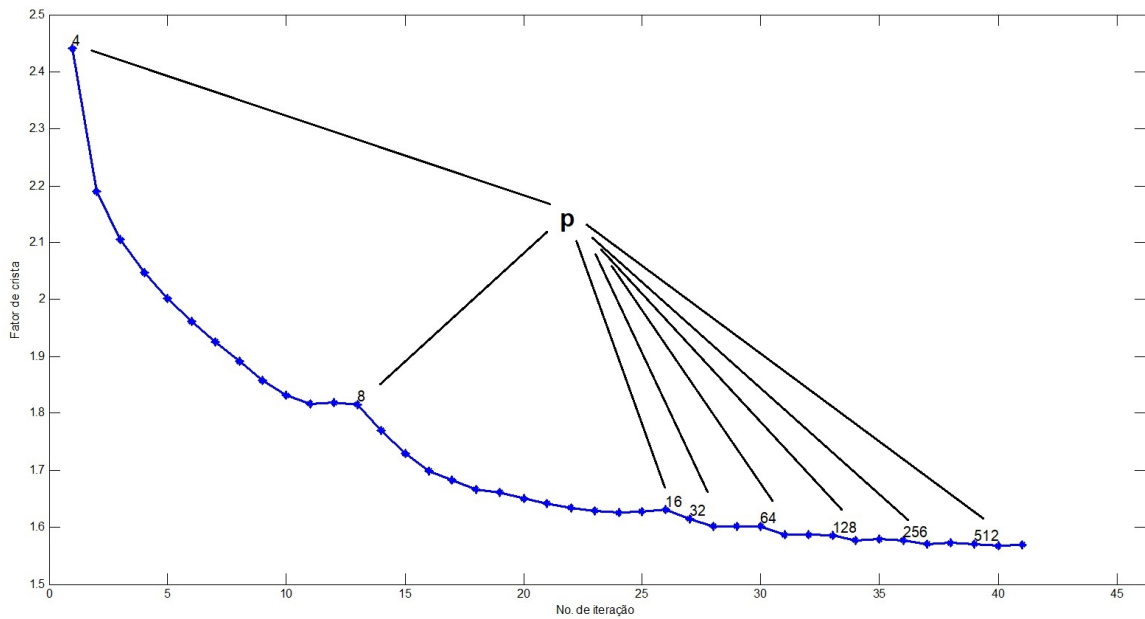


Figura 4.12: Evolução do fator de crista para o algoritmo da norma l_p , com amplitudes do espectro do sinal original diferente.

$$\mathbf{K}_{ss} = \begin{bmatrix} K_{sA}a^2 + K_{sB}b^2 & K_{sA}a + K_{sB}b & 0 & 0 \\ K_{sA}a + K_{sB}b & K_{sA} + K_{sB} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{sA}a^2 + K_{sB}b^2 & K_{sA}a + K_{sB}b \\ 0 & 0 & K_{sA}a + K_{sB}b & K_{sA} + K_{sB} \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Um controlador PID descentralizado para cada eixo de cada mancal foi empregado, usando o método proposto por Schweitzer e Maslen [82], sendo as equações dos ganhos para a parte proporcional e derivativa podem ser calculados mediante as expressões:

$$K_p = \frac{-2K_{mag,x}}{K_{mag,i}}, \quad (4.24)$$

$$K_p = \sqrt{\frac{-mK_{mag,x}}{2}}, \quad (4.25)$$

sendo os valores apresentados na tabela 4.3. O ganho integral K_i foi ajustado manualmente.

Para estas simulações, a função de transferência do amplificador não foi levada em conta, assumindo que a sua resposta é mais rápida que a do atuador eletromagnético. O desempenho do controlador foi testado colocando como condição inicial o eixo fora do centro, e uma vez que o sistema mostrou-se estável, o seguinte passo consistiu na discretização do modelo no espaço de estados, como também os seus respectivos controladores. Para isso, a função de Matlab *c2d* foi empregada, usando uma frequência de 10kHz. Além disso, uma sub-rotina foi implementada para permitir os sinais de excitação. Da mesma maneira, sub-rotinas foram adicionadas para permitir adicionar ruído nos sinais de corrente e posição, conforme apresentado na figura 4.13.

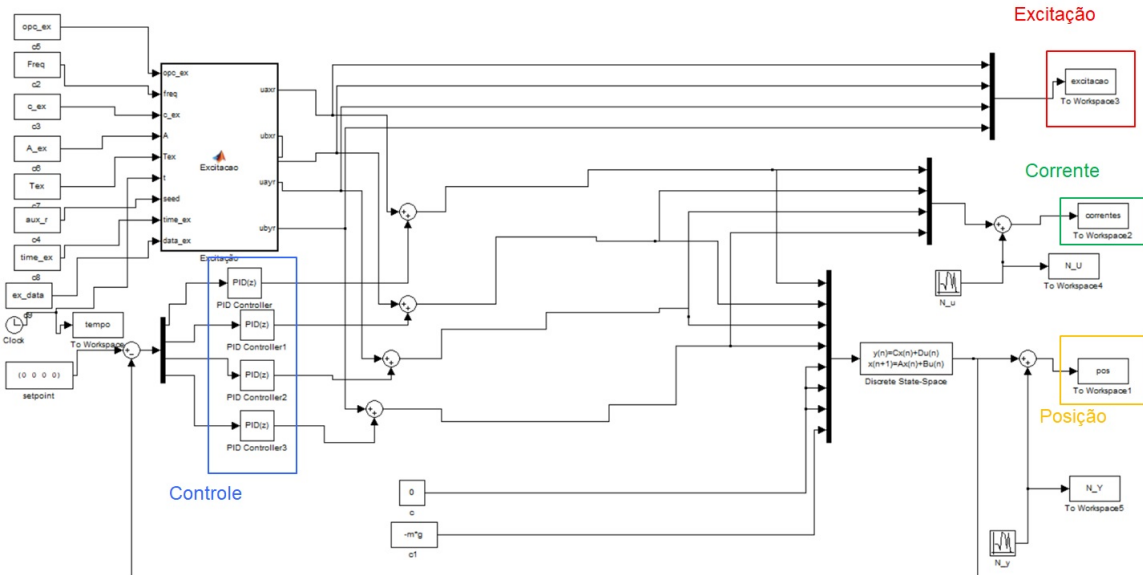


Figura 4.13: Diagrama de blocos do sistema implementado para simulação.

A amplitude máxima de deslocamento foi escolhida para ser $100\mu m$, e foram adicionados intencionalmente coeficientes de rigidez e amortecimento, a fim de in-

Tabela 4.2: Dados dimensionais do AMB a simular

Parâmetro		Valor	Und.
Massa do rotor	m	1	kg
Comprimento do eixo	L_s	400	mm
Diâmetro do eixo	d_s	14.28	mm
Diâmetro do mancal-rotor	d_j	36.4	mm
Distância entre atuadores	$2a$	315	mm
Distância entre sensores	$2c$	36.4	mm
Número de voltas por polo	N_v	130	
Corrente de base nas bobinas	i_b	1	A
Densidade de fluxo de saturação	B_{sat}	1.7	T
Distância nominal do entreferro	g_0	1	mm
Área seccional do polo	A_g	235	mm^2
Rigidez em laço aberto	$K_{mag,x}$	-2.11e4	Nm^{-1}
Ganho do atuador	$K_{mag,i}$	21.14	NA^{-1}

Tabela 4.3: Ganhos para o controlador PID empregados na simulação

Parâmetro		Valor	Und.
Ganho proporcional	K_p	7.5e3	Am^{-1}
Ganho Derivativo	K_d	18.61	Asm^{-1}
Ganho Integrador	K_i	90	$As^{-1}m^{-1}$

cluir um modelo de selo anular no sistema. Os valores escolhidos são apresentados na tabela 4.4, onde também é apresentado o desvio padrão do sinal escolhido para contaminar os sinais de corrente e posição do sistema. O número de períodos para realizar o processo de obtenção das médias foi estabelecido como $N_b = 20$.

Tabela 4.4: Valores de rigidez e amortecimento do selo simulado e desvio padrão do ruído nas correntes e nas posições

Parâmetro		Valor	Und.
Rigidez direta	$K_{xx} = K_{yy}$	4.3e3	Nm^{-1}
Rigidez acoplada	$K_{xy} = -K_{yx}$	4.3e2	Nm^{-1}
Amortecimento direto	$C_{xx} = C_{yy}$	43	Nsm^{-1}
Amortecimento cruzado	$C_{xy} = -C_{yx}$	0	Nsm^{-1}
Desvio padrão sensores corrente	σ_i	0.02	A
Desvio padrão sensores posição	σ_q	1e-6	m

Para realizar as simulações, foram escolhidas 24 frequências, começando em $5Hz$ com incrementos de $4Hz$. Quatro tipos de sinais foram escolhidos para ser comparados: o sinal harmônico, a varredura em frequências, o multitônico com fases de Schroeder, modificado com o algoritmo de corte do sinal e o último utilizando a norma l_p . As amplitudes dos sinais de excitação foram selecionadas de tal maneira que os espectros das posições fossem planos. Para isto, as amplitudes da FRF entre a posição do rotor e o sinal de excitação foram previamente obtidas usando um sinal de excitação de propósito geral, sendo estas amplitudes utilizadas como condição inicial nos dois algoritmos apresentados anteriormente.

A maneira de exemplo, o sinal de excitação, a força e posição do eixo quando o

sinal de excitação é de tipo varredura, referente ao segundo experimento (quando o eixo y é excitado) na condição de *baseline*, pode ser observado na figura 4.14. Já a excitação, força e posição do eixo, quando o sinal de excitação é de tipo multitônico modificado usando o algoritmo da norma l_p , na condição de *experimento* (quando há contribuição do selo).

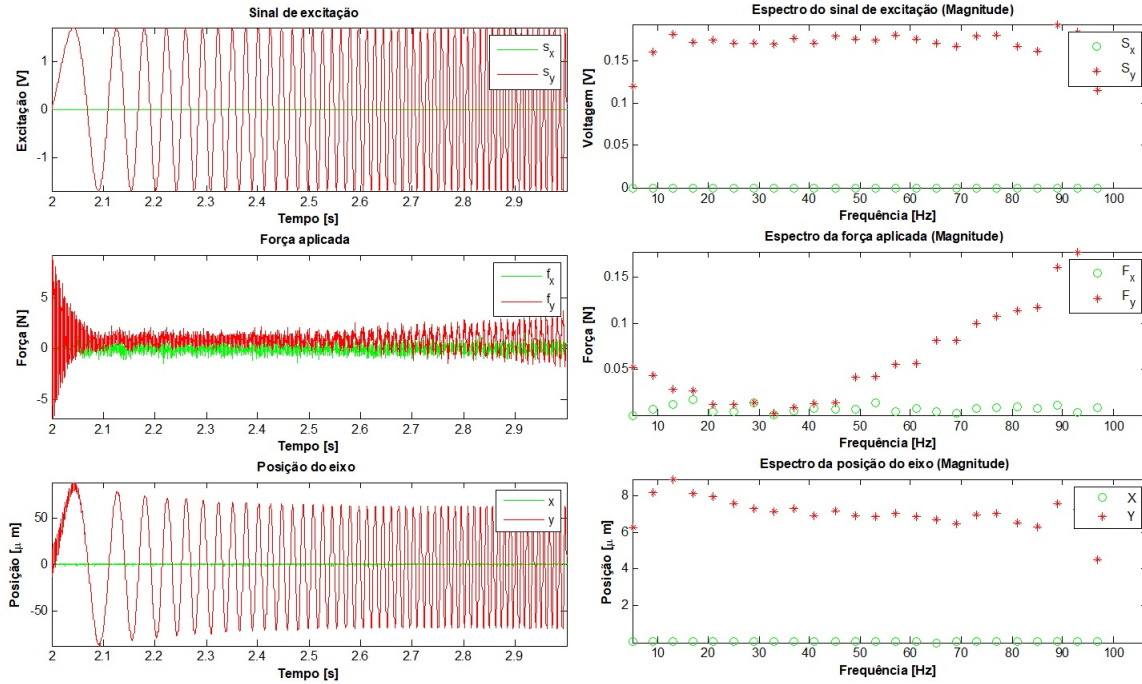


Figura 4.14: Simulação de segundo experimento para um sinal de tipo varredura (Excitação no eixo Y)

Conforme foi descrito na seção 3.4, os coeficientes equivalentes do selo são obtidos mediante a diferença entre a matriz dinâmica complexa considerando o selo e a mesma matriz na condição de *baseline*. Na figura 4.16 são apresentados os coeficientes de rigidez do selo simulado, onde é possível observar que a maior dispersão dos coeficientes obtidos acontece quando o sistema é excitado com sinal de varredura. A linha contínua amarela K_0 é o valor obtido do modelo de referência usado na simulação. Os coeficientes de amortecimento obtidos por cada uma das excitações utilizadas são apresentados na figura 4.17. Nesse último gráfico, os valores se ajustam bem nas maiores frequências, porém, nas baixas os resultados apresentam dispersão.

As diferenças entre os valores obtidos na simulação e o valor de referência foram calculadas para cada frequência excitada e cada sinal de excitação, sendo apresentadas na figura 4.18 para os valores de rigidez, e na figura 4.19 para os valores de amortecimento. Nos coeficientes de rigidez direta, todos os sinais tenderam a manter uma diferença relativamente baixa se comparada com os coeficientes obtidos quando o sinal de varredura é usado, já nos coeficientes cruzados, os comportamentos

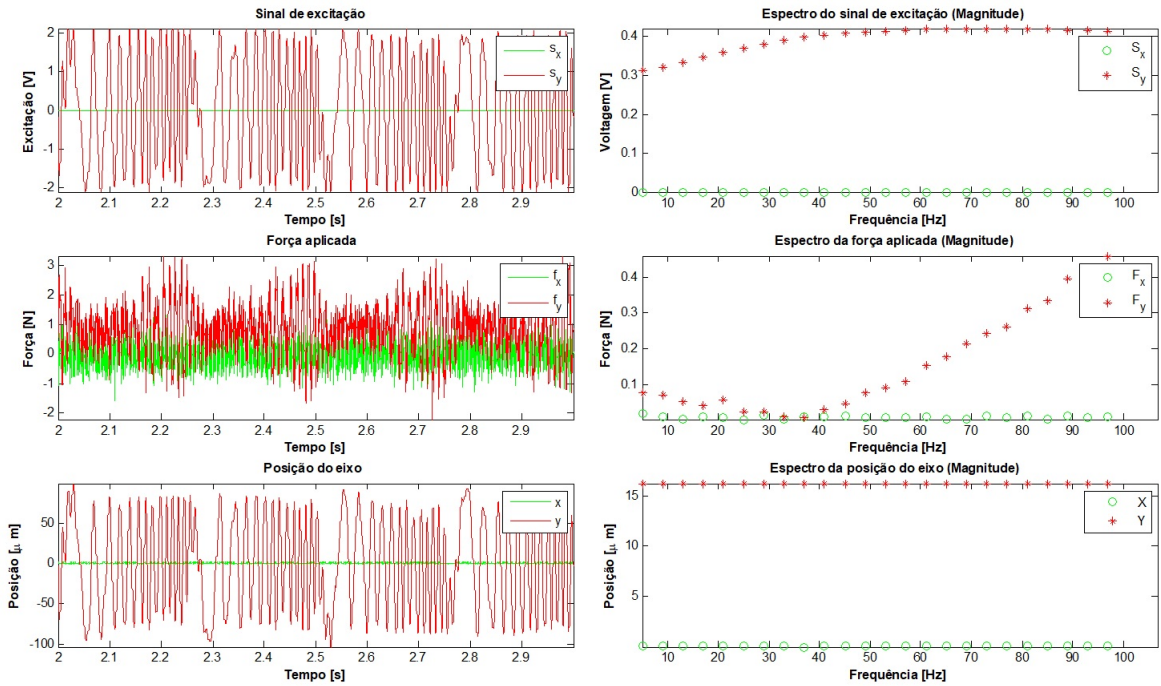


Figura 4.15: Simulação de segundo experimento para um sinal de tipo multitônico modificado usando o algoritmo da norma l_p (Excitação no eixo Y)

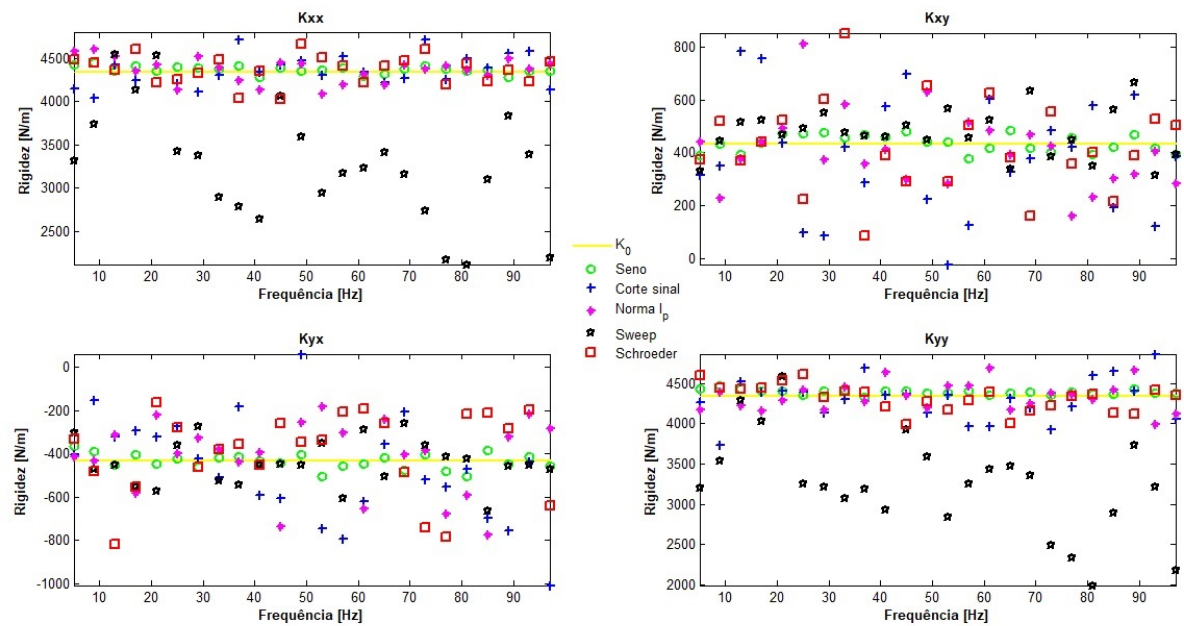


Figura 4.16: Comparação de coeficientes de rigidez do selo usando vários sinais de excitação (simulado)

foi semelhante, destacando o sinal harmônico, que manteve as diferenças com um valor baixo. Para os coeficientes de amortecimento, houve discrepâncias nas baixas frequências, tanto nos coeficientes diretos como também os cruzados.

Finalmente, a média de todas as frequências para cada parâmetro é sumarizada na tabela 4.5. O sinal harmônico teve os menores valores de erro como esperado,

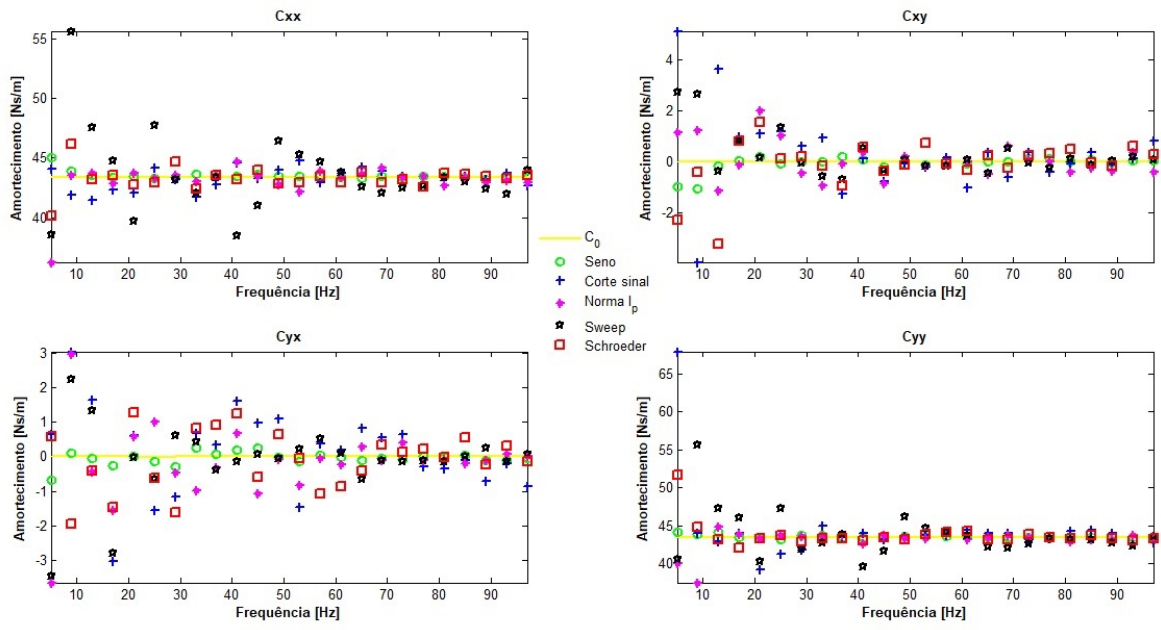


Figura 4.17: Comparação de coeficientes de amortecimento do selo usando vários sinais de excitação (simulado)

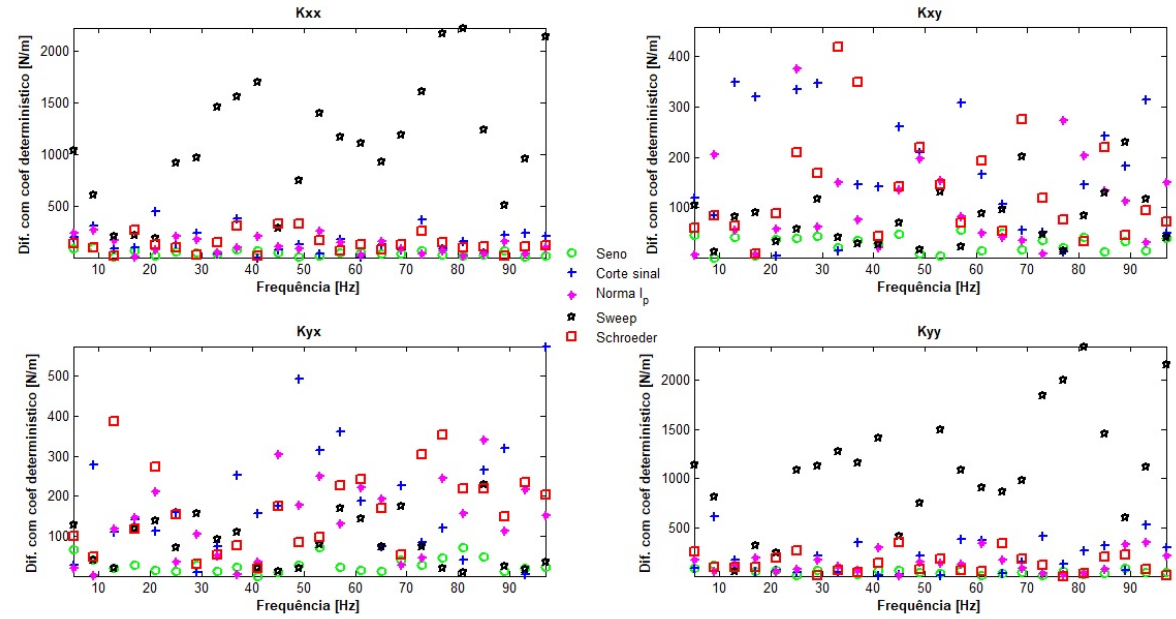


Figura 4.18: Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos na simulação e o valor determinístico

seguido pelo sinal modificado por meio da norma l_p . O sinal com maior valor de diferença correspondeu ao sinal de varredura em frequências. Na tabela 4.6 são apresentadas as diferenças de maneira relativa, onde é possível notar que o erro obtido com o sinal harmônico não ultrapassa o 1.5% nos coeficientes diretos, e consegue ser menor em até 4 vezes do sinal multitônico que conseguiu os valores de diferença mais baixos, sendo o modificado usando o algoritmo da norma l_p . O sinal por varre-

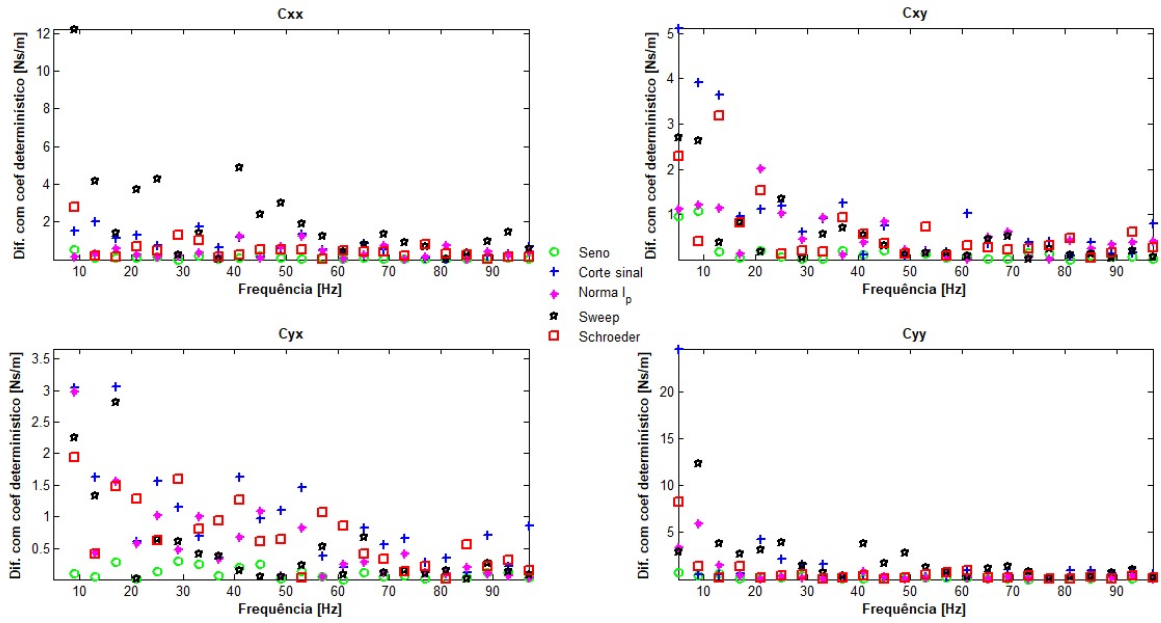


Figura 4.19: Diferença entre os coeficientes de amortecimento obtidos na simulação e o valor determinístico

dura em frequências teve diferenças de até 4 vezes o obtido pelos sinais multitônicos avaliados.

Tabela 4.5: Valores médios de diferença com os coeficientes de referência para vários tipos de sinais

Sinal excitação	K_{xx}	K_{xy}	K_{yx}	K_{yy}	C_{xx}	C_{xy}	C_{yx}	C_{yy}
	N/m	N/m	N/m	N/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m
Valor ref.	4.3e3	4.3e2	4.3e2	4.3e3	43	0	0	43
Seno	41.698	28.71	29.06	49.94	0.1589	0.1623	0.1274	0.175
Corte sinal	160.9	184.63	190.37	200.22	0.69	1.01	0.95	1.82
Modif. norma l_p	116.45	109.59	138.01	140.22	0.66	0.53	0.68	0.65
Sweep	1.10e3	78.63	82.86	1.11e3	2.21	0.51	0.61	2.01
Fases Schroeder	136.22	135.58	166.64	130.81	0.627	0.6	0.68	0.7

Tabela 4.6: Valores médios relativos de diferença com os coeficientes de referência para vários tipos de sinais

Sinal excitação	K_{xx}	K_{xy}	K_{yx}	K_{yy}	C_{xx}	C_{xy}	C_{yx}	C_{yy}
	%	%	%	%	%	%	%	%
Seno	0.97	6.68	6.76	1.16	0.37			0.41
Corte sinal	3.74	42.94	44.27	4.66	1.60			4.23
Modif. norma l_p	2.71	25.49	32.10	3.26	1.53			1.51
Sweep	25.58	18.29	19.27	25.81	5.4			4.67
Fases Schroeder	3.17	31.53	38.75	3.04	1.46			1.63

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Neste capítulo são apresentadas as bancadas que foram utilizadas para realizar os ensaios com o procedimento de identificação. Também são apresentados os ensaios realizados em cada uma delas. A primeira bancada, que consiste em um mancal magnético, foi utilizada para obter os coeficientes equivalentes de rigidez e amortecimento dos mancais, e a segunda, uma bancada para estimar os coeficientes de selos anulares.

5.1 Mancal magnético ativo de pequeno porte

A bancada de mancal magnético ativo de pequeno porte, foi desenvolvida primeiramente para controlar a posição usando a metodologia de modelos deslizantes por Siqueira [83], e posteriormente foi atualizada por Coelho [13] para usar um controlador de tensão elétrica descentralizado PID. Esta última estratégia de controle foi implementada em uma placa controladora NI cRio 9030 com FPGA, permitindo um alto determinismo em períodos inferiores a 1 ms, isto é, um período de execução praticamente constante, sendo o software LabView® a linguagem utilizada para a programação. Na figura 5.1 pode ser observada a bancada completa, com o conjunto de instrumentação para o controle e procedimento de identificação. Na figura 5.2 é possível observar com mais detalhe o rotor, os atuadores eletromagnéticos e os sensores de posição. As características dimensionais e construtivas são as mesmas utilizadas anteriormente na simulação (tabela 4.2).

5.1.1 Procedimento de excitação do rotor no mancal magnético

Para o procedimento de identificação, o algoritmo de controle implementado por Coelho foi modificado para permitir a entrada de sinais de excitação, atendendo o esquema apresentado na seção 4.1. Uma placa dedicada à geração e aquisição de

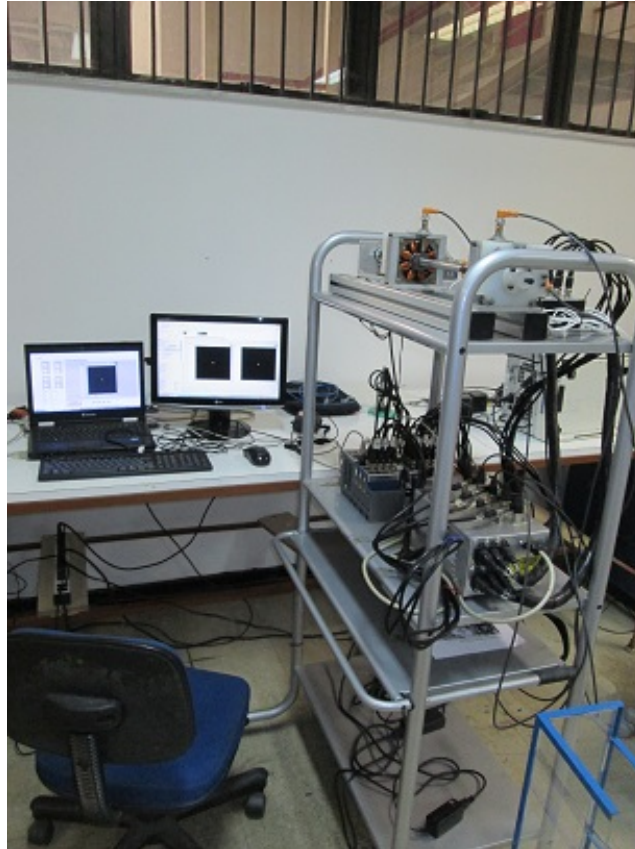


Figura 5.1: Bancada experimental. Mancal magnético ativo.

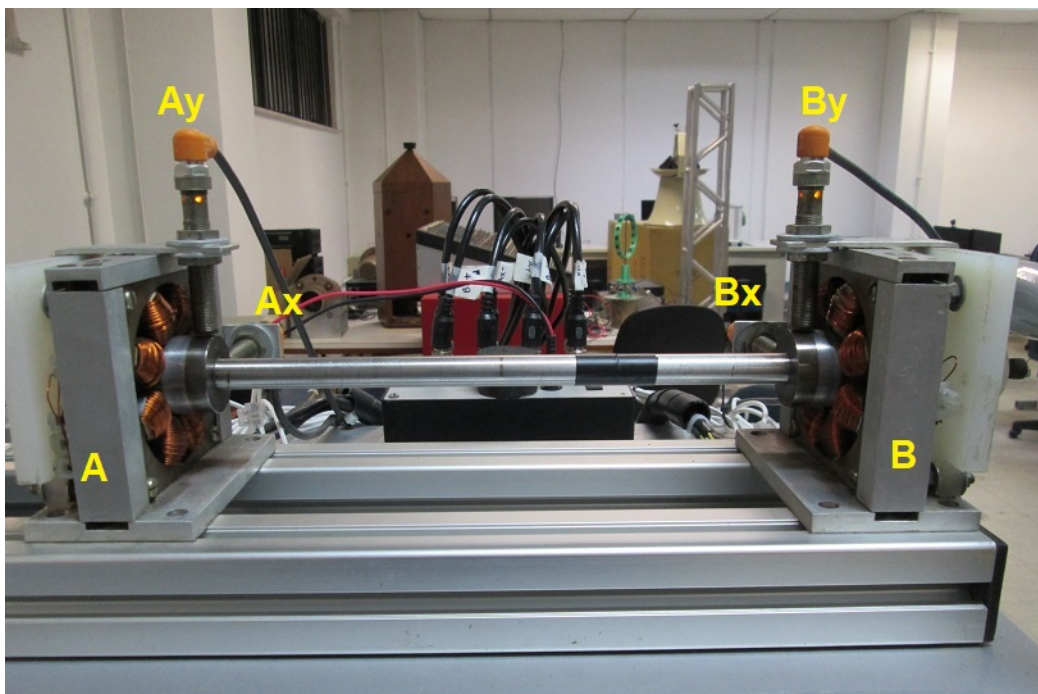


Figura 5.2: Bancada experimental AMB. Rotor e atuadores eletromagnéticos

dados foi adicionada, com um algoritmo independente que permite monitorar as órbitas, realizar algumas análises e medir em tempo real as correntes, os sinais de

excitação e as posições, como também calcular as forças eletromagnéticas em cada atuador. O esquema é apresentado na figura 5.3.

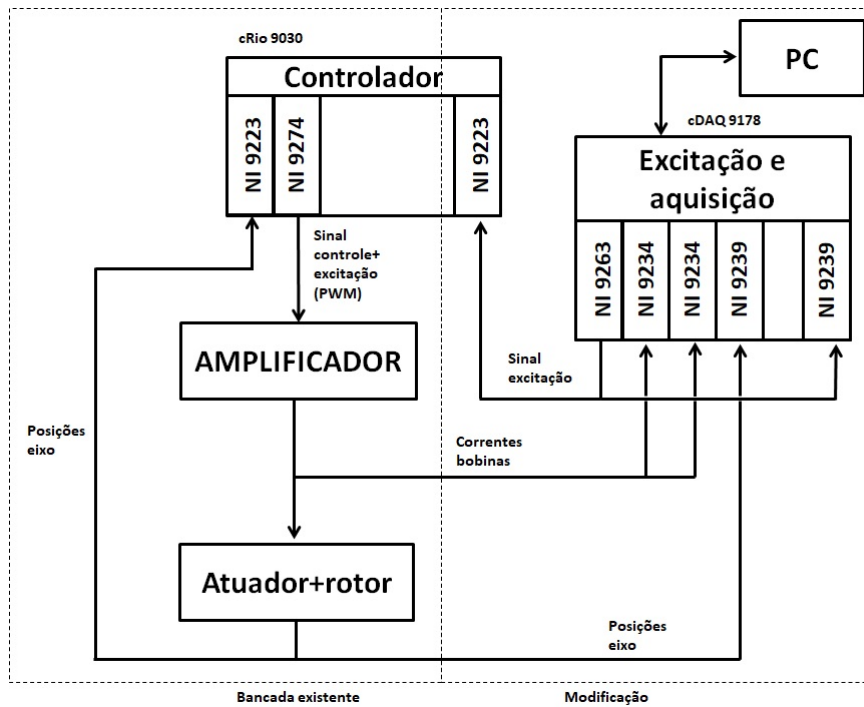


Figura 5.3: Esquema de configuração dos sinais para a bancada de mancal magnético ativo

A interface de operação para o controle do mancal magnético, desenvolvido por Coelho [13] é apresentado na figura 5.4. O primeiro passo é a execução desse algoritmo para levantar o rotor. Após disso, as portas para os sinais de excitação são habilitados.

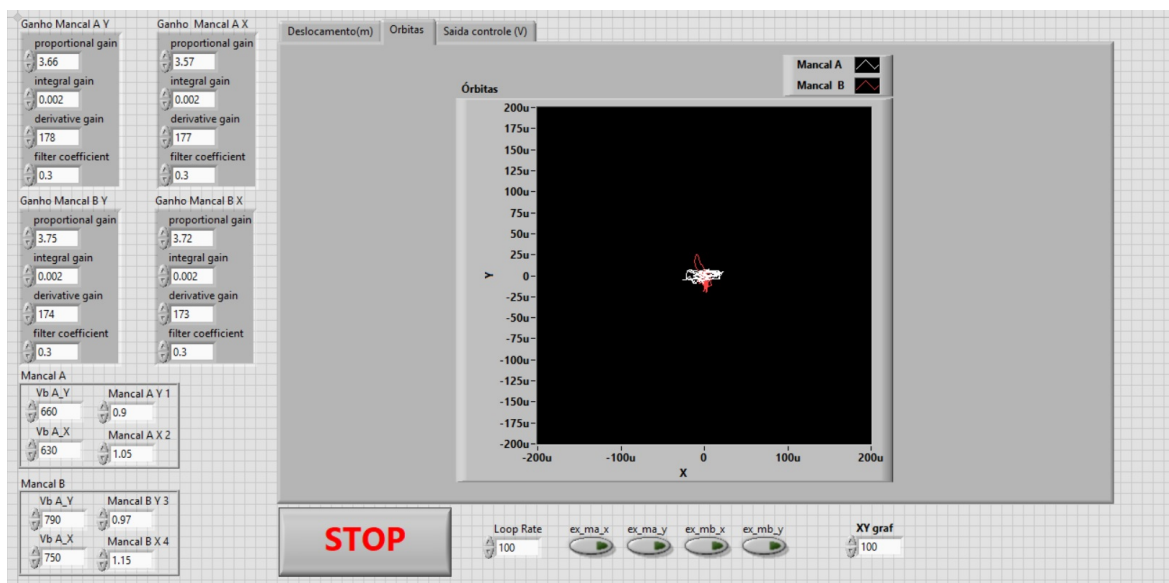


Figura 5.4: Interface para o controle do mancal magnético.

Assim que o rotor se encontra levitando, se executa o programa de excitação e análise preliminar, que consiste em um algoritmo que permite observar tanto as correntes que atravessam as bobinas como também as posições medidas pelos sensores. Além disso, esse algoritmo permite escolher os sinais de excitação, além de gravar as medições em arquivos de texto. A interface do mesmo é apresentada na figura 5.5.

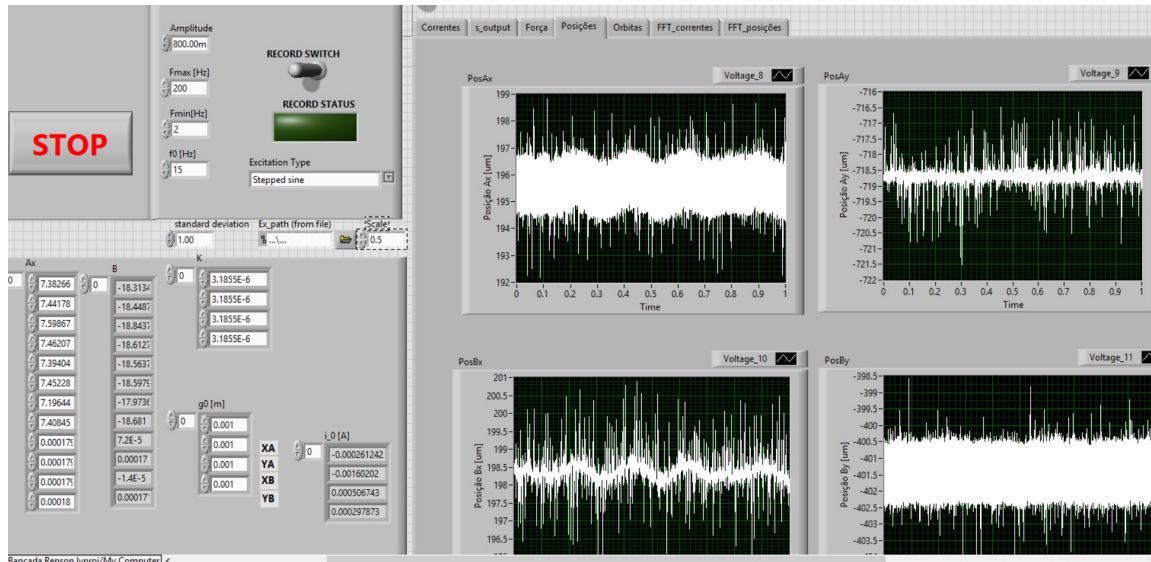


Figura 5.5: Interface para o processo de aquisição e excitação do mancal magnético.

Por ser um controle por tensão, foi necessário incorporar um sensor de corrente para cada par de bobinas, sendo o modelo escolhido ACS712 com faixa de medição $\pm 5A$. Uma calibração estática foi realizada para cada sensor usando como referência um multímetro Fluke 90b conectado em série a um resistor de potência 1kW e uma fonte de voltagem regulada. Variando a voltagem dessa fonte, foram ajustados pontos entre $[\pm 3A]$ a cada 200mA, e a saída em tensão elétrica do sensor foi medida com uma placa de aquisição NI 9223 com resolução de 16 bits, obtendo-se assim as curvas dos sensores. Dessa maneira, foi realizado um ajuste polinomial de grau um. No caso dos sensores de posição, foram os coeficientes obtidos no trabalho prévio de Siqueira [83]. Todos os valores dos coeficientes dos polinômios obtidos encontram-se sumarizados no apêndice A.

5.1.2 Resultados obtidos com a bancada de mancal magnético ativo

Vários sinais de excitação foram utilizados para obter os coeficientes de rigidez e amortecimento equivalente do mancal magnético. Os ensaios foram realizados com o rotor parado ($\Omega = 0$). Um número de períodos $N_b = 10$ foi estabelecido. Os sinais escolhidos para serem comparados são apresentados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Sinais de excitação utilizados na bancada de mancal magnético

	Tipo de sinal	Amplitude do Espectro
1	Sinal harmônico	Plana
2	Varredura de frequências	
3	Ruído branco	
4	Multitônico modificado por algoritmo da norma l_p	Plana
5	Multitônico com fases aleatórias	Modificada
6	Multitônico modificado por algoritmo da norma l_p	Modificada
7	Multitônico modificado com o algoritmo de corte no sinal	Modificada

A amplitude do espectro modificado indica que foi obtida previamente a magnitude da FRF do sinal de excitação e as posições do eixo, com a finalidade de aplicar mais energia nas frequências onde o sistema apresenta uma maior atenuação. Os coeficientes de rigidez equivalente são apresentados na figura 5.6. É possível observar que o coeficiente equivalente de rigidez direto no eixo vertical K_{yy} cresce mais rápido em função da frequência que o coeficiente de rigidez no eixo horizontal K_{xx} . Nas componentes cruzadas, os coeficientes foram bem menores que os valores de rigidez direto, mostrando um sistema praticamente *desacoplado*.

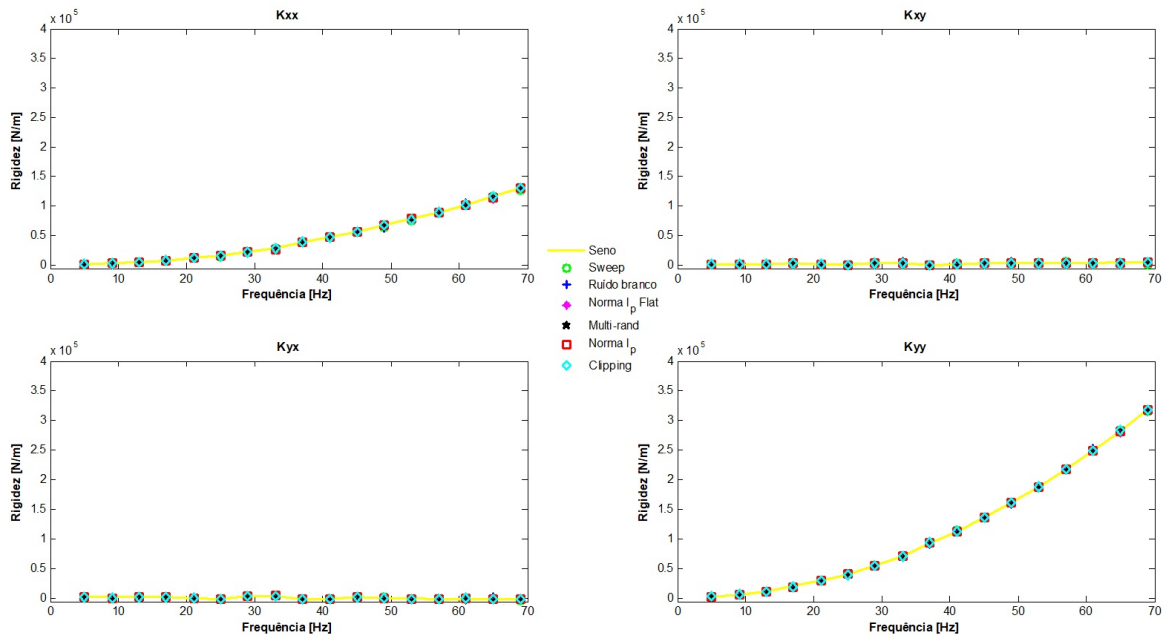


Figura 5.6: Coeficientes de rigidez do mancal magnético

Os coeficientes de amortecimento são apresentados na figura 5.7. De maneira geral, todos os sinais de excitação acompanharam o comportamento do sinal harmônico, salvo por algumas discrepâncias do sinal de varredura nas frequências mais altas.

Com a finalidade de ver de maneira geral as incertezas, foi calculado o desvio padrão entre os coeficientes obtidos em um número de N_b períodos. Assim, para os coeficientes de rigidez, o desvio padrão é apresentado na figura 5.8. Nessa figura,

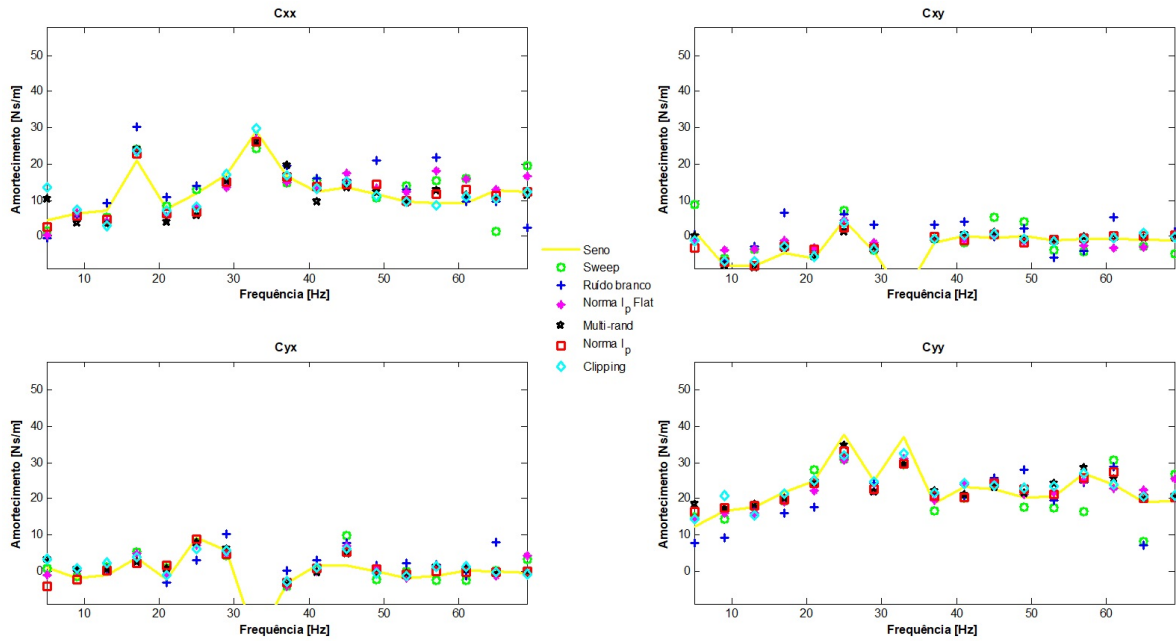


Figura 5.7: Coeficientes de amortecimento do mancal magnético

é possível observar que os sinais que apresentaram maior incerteza foram o ruído branco e o sweep, ou varredura em frequências. A mesma tendência aparece no desvio padrão dos coeficientes de amortecimento, apresentado na figura 5.9.

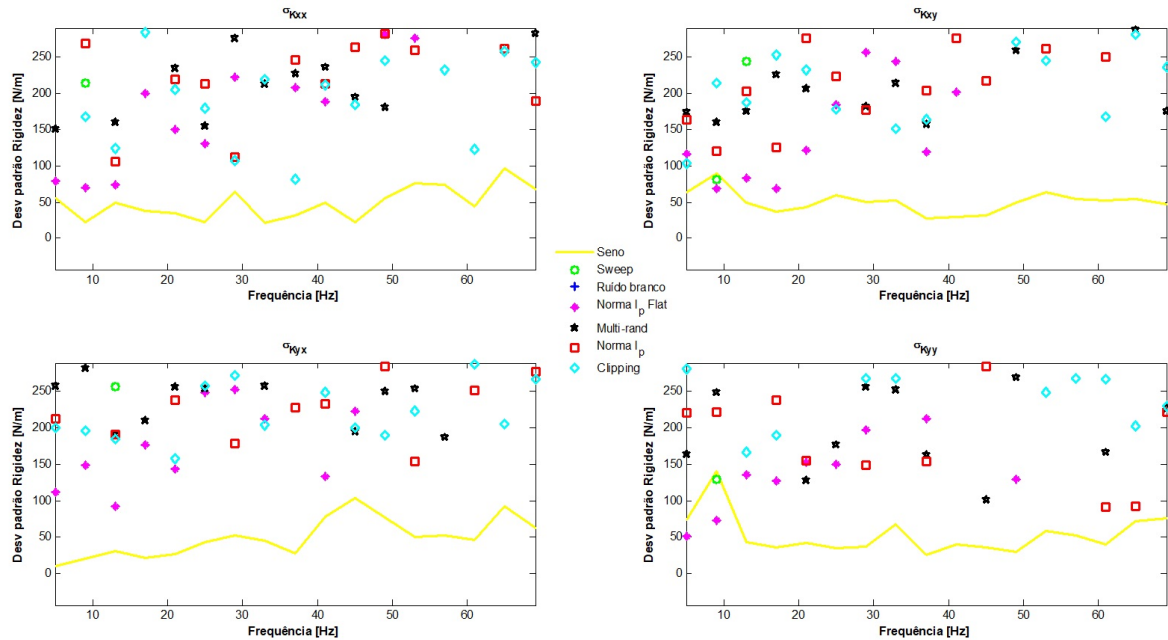


Figura 5.8: Desvio padrão dos coeficientes de rigidez do mancal magnético

A tabela 5.2 sumariza as medias dos valores de desvio padrão para cada coeficiente em todas as frequências. Os sinal harmônico foi o sinal com menor valor de desvio padrão, porém requereu muito mais tempo para levar a cabo o experimento. Os sinais modificados apresentaram também valores relativamente baixos, exceto

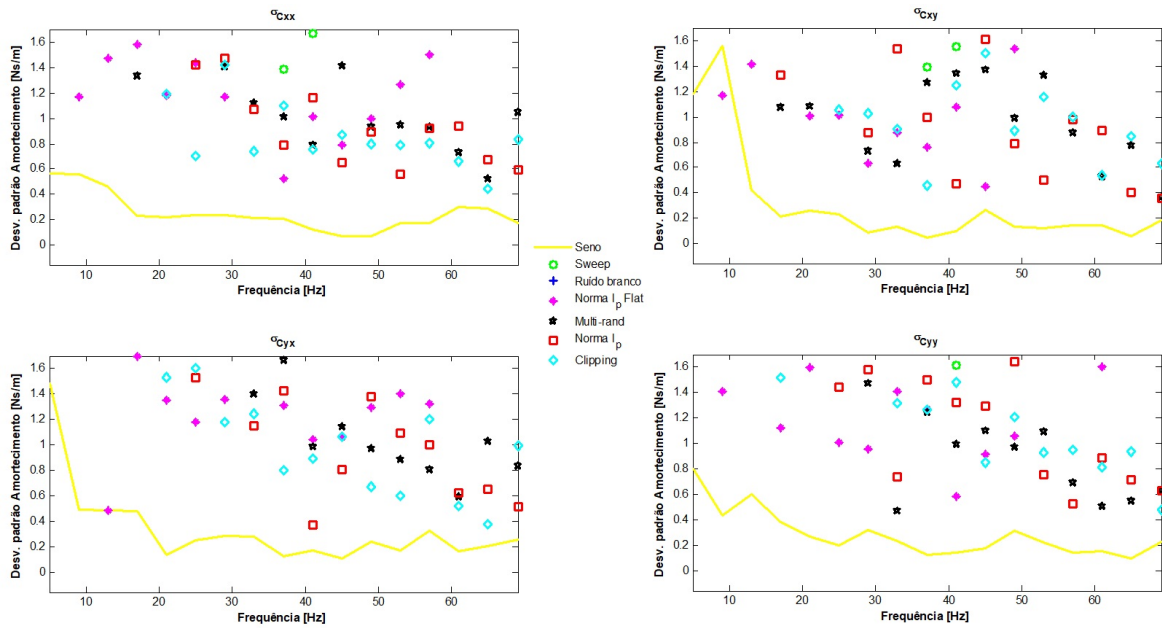


Figura 5.9: Desvio padrão dos coeficientes de amortecimento do mancal magnético

o modificado com espectro plano, devido muito provavelmente a uma distribuição inequitativa da energia nas frequências.

Tabela 5.2: Valores médios de desvio padrão para os tipos de sinal comparados

Sinal excitação	σ_{Kxx}	σ_{Kxy}	σ_{Kyx}	σ_{Kyy}	σ_{Cxx}	σ_{Cxy}	σ_{Cyx}	σ_{Cyy}
	N/m	N/m	N/m	N/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m
Harmônico	48.81	50.20	49.8	53.6	0.256	0.313	0.33	0.28
Sweep	1.01e3	1.48e4	1.03e3	1.48e4	4.31	5.56	4.331	5.65
Ruído branco	5.20e3	4.0611e3	4.05e3	6.32e3	22.6	16.65	19.47	22.39
Modif. norma l_p plano	386.32	422.69	540.84	471.79	1.78	1.81	1.95	1.69
Multi-random	261.02	265.53	273.87	241.97	2.07	1.54	2.06	1.75
Mod. norma l_p	255.15	252.81	268.74	270.53	2.23	1.41	1.91	1.95
Modificado clipping	210.5013	239.73	243.56	299.0376	1.64	1.44	1.74	1.61

Na figura 5.10 são apresentadas as diferenças com os coeficientes de rigidez obtidos usando sinais senoidais puros, para os coeficientes de rigidez estimados experimentalmente. Os sinais com espectro plano mostraram maior divergência nas frequências altas, inclusive os multitônicos modificados por meio de algoritmos. A mesma situação foi observada com as diferenças de coeficientes de amortecimento, apresentadas na figura 5.11.

A tabela 5.3 sumariza a média da diferença dos coeficientes de rigidez e amortecimento obtidos experimentalmente, onde é possível observar que os sinais com os valores médios mais baixos foram os multitônicos cujas amplitudes foram modificadas para injetar mais energia nas frequências altas. Os sinais tradicionais como o ruído branco e o tipo varredura foram os que tiveram a maior incerteza e a maior diferença com os resultados obtidos mediante sinais harmônicos.

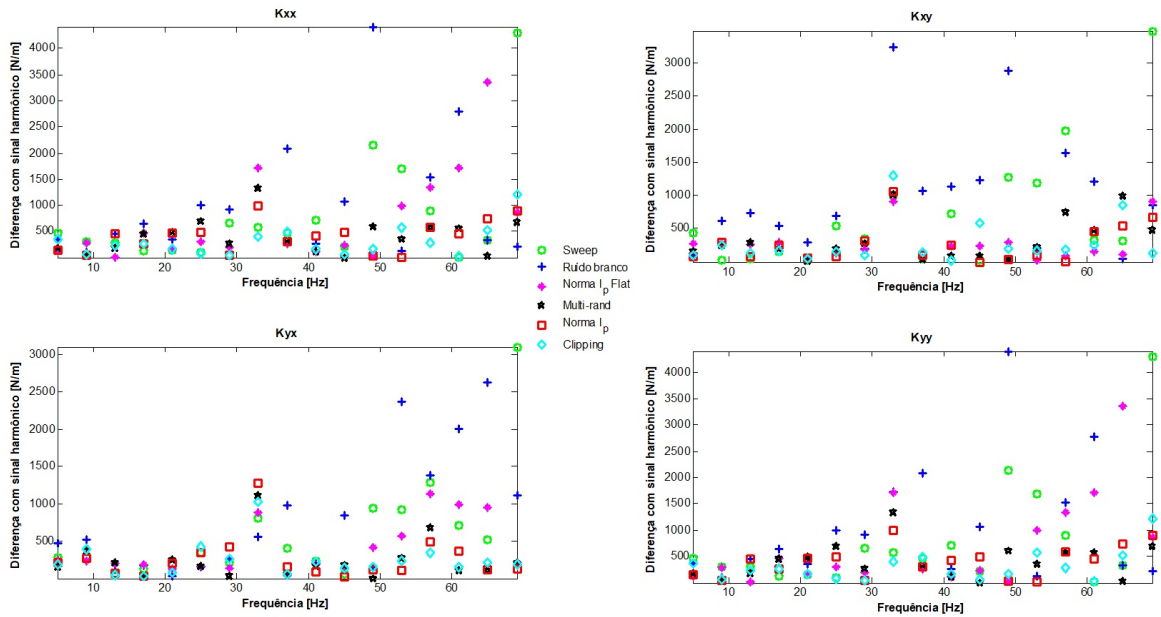


Figura 5.10: Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência

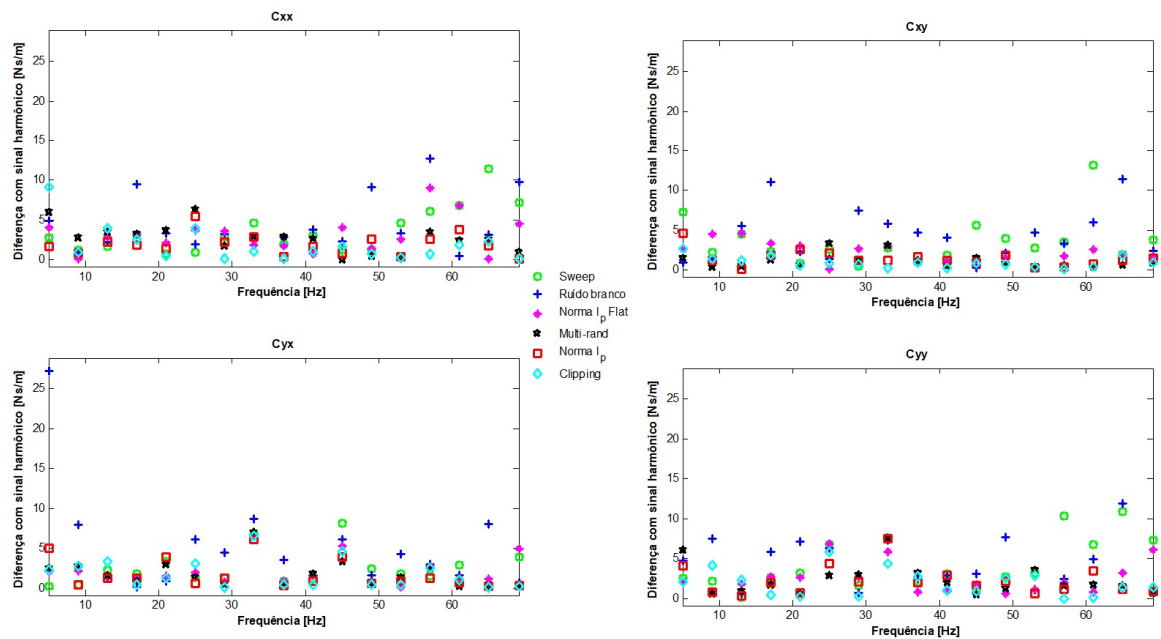


Figura 5.11: Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência

5.2 Bancada de rotor flexível para ensaio de selos anulares

O laboratório de Acústica e Vibrações da UFRJ vem desenvolvendo desde 2015 uma bancada experimental [14] de pequeno porte para a obtenção dos parâmetros de selos anulares, consistindo basicamente em um eixo flexível suportado por ro-

Tabela 5.3: Valores médios de diferença com o sinal harmônico para os tipos de sinal analisados para mancal magnético

Sinal excitação	K_{xx}	K_{xy}	K_{yx}	K_{yy}	C_{xx}	C_{xy}	C_{yx}	C_{yy}
	N/m	N/m	N/m	N/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m
Sweep	791.09	699.47	609.53	791.09	3.57	3.53	2.37	4.35
Ruído branco	1.08e3	981.03	819.89	1.08e3	4.41	4.42	5.11	4.53
Modif. norma l_p plano	713.52	262.16	399.83	713.51	3.05	2.13	2.11	2.51
Multi-random	404.33	325.33	237.90	404.33	2.66	1.05	1.78	2.31
Modif. norma l_p	405.02	255.82	258.13	405.03	1.88	1.41	1.68	2.19
Modif. clipping	299.17	279.63	241.91	299.17	1.79	0.91	1.77	1.91

lamentos, coberto por uma carcaça que permite a instalação de selos internos em configuração *back-to-back*. A bancada permite ser excitada sincronamente (discos com desbalanceamento), ou assincronamente por meio de atuadores eletromagnéticos, onde a força aplicada no eixo pode ser estimada usando a sua posição e as correntes aplicadas nas bobinas dos atuadores. O eixo encontra-se acoplado a um motor elétrico (sem escovas), que é o encarregado de transmitir o torque necessário para manter a velocidade de rotação, controlada por meio de uma placa de desenvolvimento de baixo custo. Para os testes preliminares, foi implementado um circuito pneumático, tendo como fonte um compressor de ar de até 7 Bar, e instalado na bancada selos anulares de tipo labirinto. O circuito pneumático conta com sensores de pressão na câmara de entrada e na descarga de ar[70].

O conjunto de partes que compõem a bancada experimental pode ser dividida em quatro principais partes: A primeira consiste na bancada, composta por um eixo flexível suportado por rolamentos, e coberta por uma carcaça projetada para aturar uma pressão de até 40 Bar. A segunda parte está relacionada com o circuito pneumático necessário para realizar os testes necessários, composto atualmente por um compressor existente no laboratório, um conjunto de válvulas que são operadas manualmente, uma válvula solenoide que pode ser ativada desde o computador destinado para o experimento e um conjunto de sensores para medição de pressão na entrada e na descarga da bancada. A terceira parte está conformada pelo conjunto necessário para ativar e controlar a velocidade de rotação do eixo, sendo uma placa controladora NI myRio, que serve como o controlador e a interface com o computador, um motor sem escovas com o seu respectivo amplificador de corrente (driver), e um sensor de velocidade de tipo foto interruptor, com a finalidade de fechar o laço de controle. A última parte consiste em todos os acessórios dedicados à instrumentação e condicionamento de sinal para excitação, medição de distância do eixo, correntes e pressões, como também o algoritmo desenvolvido no computador para realizar a aquisição e comandos de operação da bancada. O esquema de instrumentação e componentes pode ser observado na figura 5.12[70].

A aquisição é realizada por meio de placas com entradas analógicas com conver-

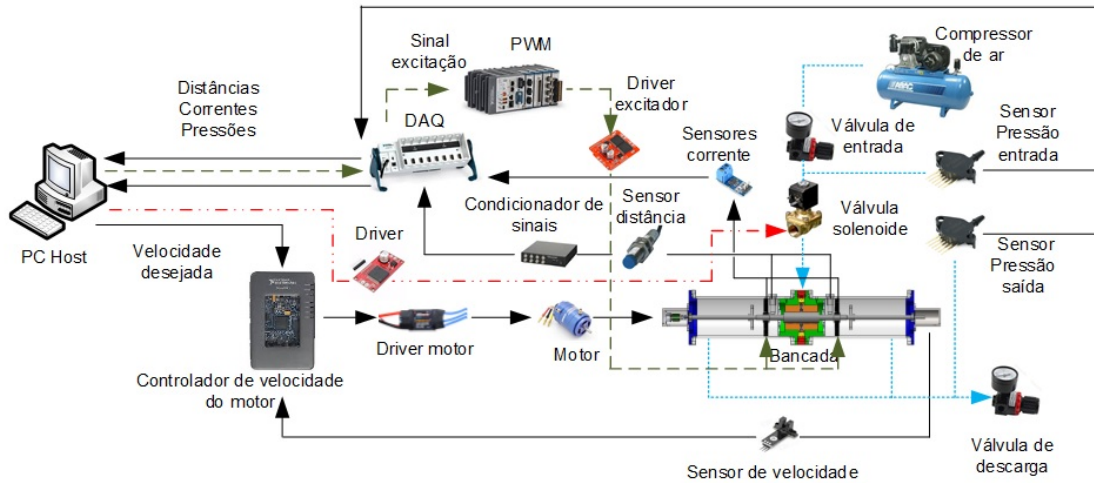


Figura 5.12: Configuração esquemática instrumentação bancada LAVI UFRJ

são analógica digital com o seu respetivo filtro *anti-aliasing*. Tanto o procedimento de excitação como também as medições realizadas são monitoradas mediante um algoritmo implementado em ambiente Labview. A frequência de aquisição foi estabelecida em 5.12 kHz, com resolução de 24 Bits para os sensores de corrente e posição, e de 16 Bits para os sensores de pressão. A excitação é realizada por meio de uma placa com FPGA (CRio- 9030) que permite criar os sinais de largura de pulso modulada necessários para acionar os amplificadores dos atuadores eletromagnéticos. Os sensores de corrente foram escolhidos para terem uma faixa de $\pm 5A$ (ACS715-5A), capacidade máxima da bitola empregada na fabricação do excitador eletromagnético. Os sensores de proximidade são de tipo indutivo e podem trabalhar em uma faixa de até 8mm (Balluff BAW004), sendo todos eles previamente calibrados mediante um ajuste polinomial na faixa de operação, desconsiderando atenuação na frequência. As curvas de calibração para esses sensores podem ser observadas na figura 5.13. Os ensaios experimentais foram feitos considerando que o modelo da força magnética estava calibrado 3.48.

Alguns testes preliminares foram realizados para observar as órbitas, validar as frequências naturais estimadas e avaliar a capacidade do motor instalado [69], conseguindo uma velocidade de rotação máxima de 8000 RPM. A bancada possui dois mancais de deslizamento de proteção (ver figura 5.15), com folga radial nominal de $250\mu m$, que protege o selo do contato com o eixo. O selo tem uma folga radial nominal de $300\mu m$, e é de tipo labirinto com 12 dentes, com a opção de instalar pré-swirl. A vista em corte com dimensões do selo é apresentada na figura 5.14. Dois excitadores eletromagnéticos de oito polos com configuração heteropolar de par acoplado permitem aplicar forças assíncronas no rotor. Tanto na parte do rotor como o estator dos excitadores estão formadas por lâminas ferromagnéticas de $0.5mm$, tendo uma capacidade máxima por cada excitador de 20N. A bancada foi colocada

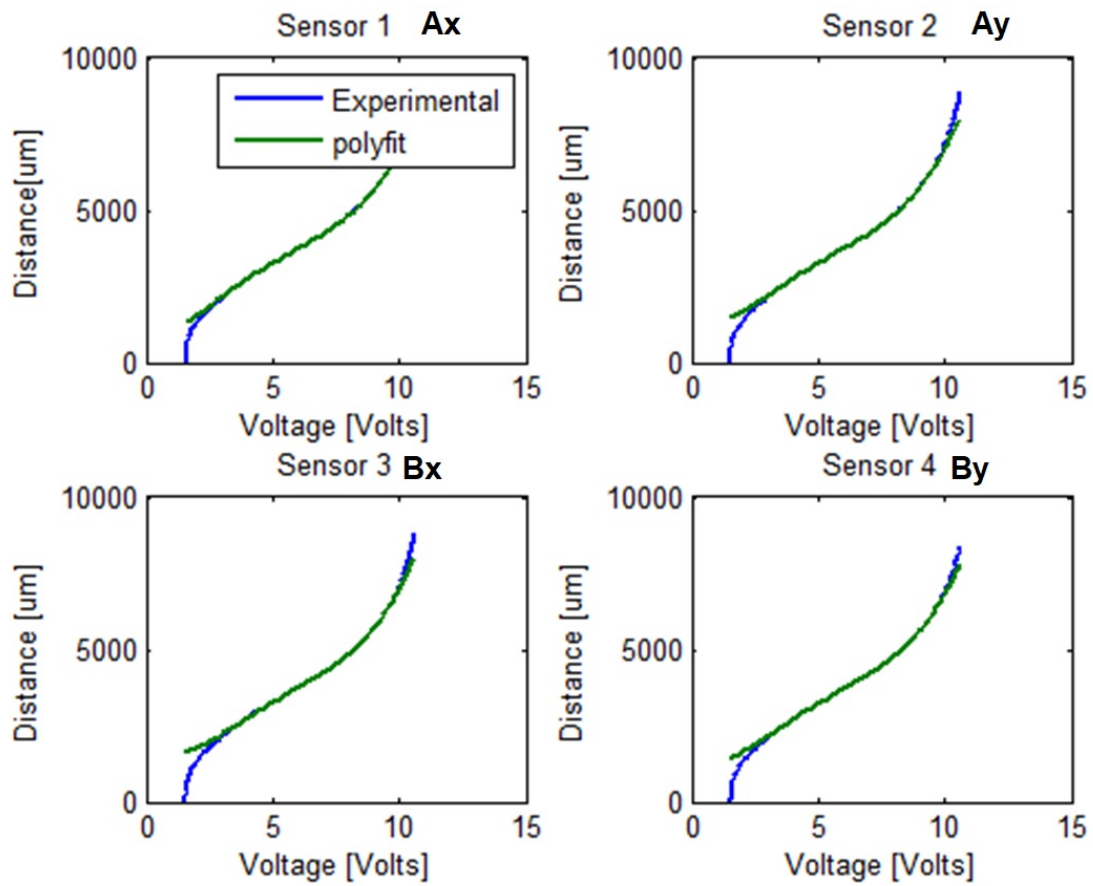


Figura 5.13: Curvas obtidas para os sensores de distância da bancada de selos anulares

de forma vertical, para fazer experimentos sem considerar o efeito da gravidade, como observado na figura 5.15.

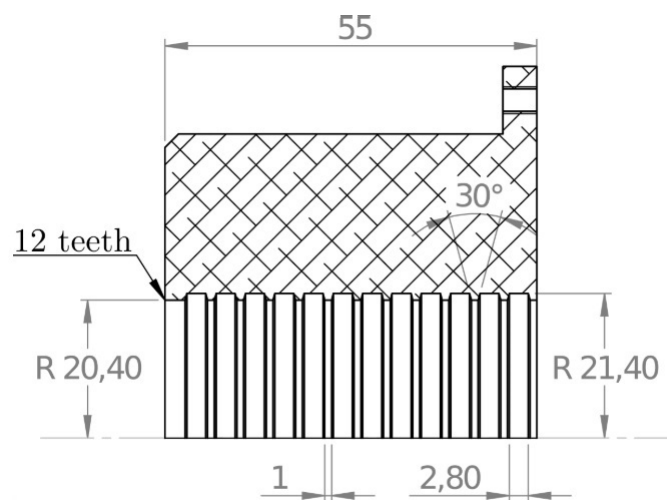


Figura 5.14: Vista em corte do selo anular utilizado nos ensaios [14]

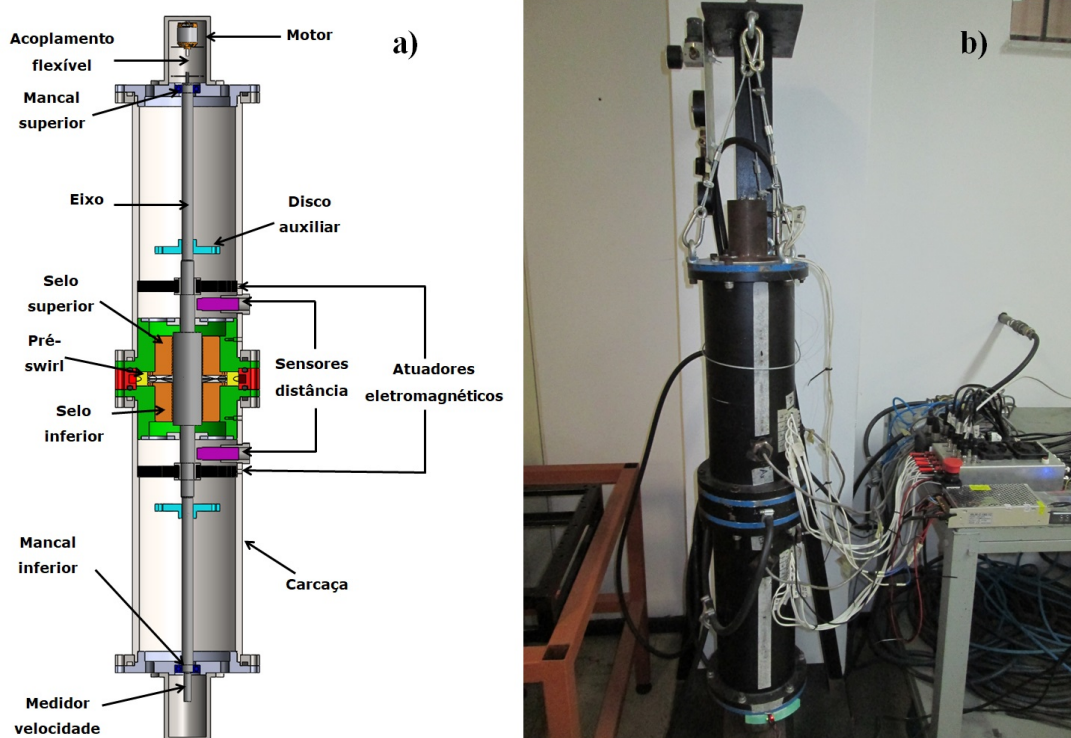


Figura 5.15: Bancada experimental rotor flexível com atuadores eletromagnéticos: a) Desenho esquemático em corte, b) Protótipo.

5.2.1 Preparação do experimento e coleta de dados

A preparação do experimento começa após a escolha das condições de ensaio, como também a seleção do sinal de excitação. Desta forma, os algoritmos de controle do motor, do sinal PWM, e da aquisição de dados, todos implementados em ambiente LABVIEW são abertos. Todos os módulos da bancada são ligados, e o algoritmo de aquisição é ativado. A interface com o usuário pode ser observada na Figura 5.16. Esse algoritmo permite a visualização dos sinais medidos de correntes, posições, órbitas, sinais de excitação, pressões, como também o espectro de cada sinal. Além disso, é possível configurar a pasta e nome do arquivo, assim como o botão de começo de gravação de dados.

Uma vez verificado o adequado funcionamento dos sensores, o passo a seguir é a seleção do sinal de excitação a utilizar, que é permitido ser carregado pelo algoritmo. Após disto, o algoritmo para controlar o sinal PWM é ativado, permitindo configurar assim a corrente de base. A corrente de base é necessária para atender a faixa de operação linear estabelecido no modelo. A interface desse algoritmo pode ser observada na Figura 5.17.

Uma vez é ativada a saída de PWM, equivalente a uma corrente de base, é ativado desde o algoritmo de aquisição o sinal de excitação. Isto com o propósito de verificar que o sinal seja o adequado para excitar o eixo com um SNR elevado mas

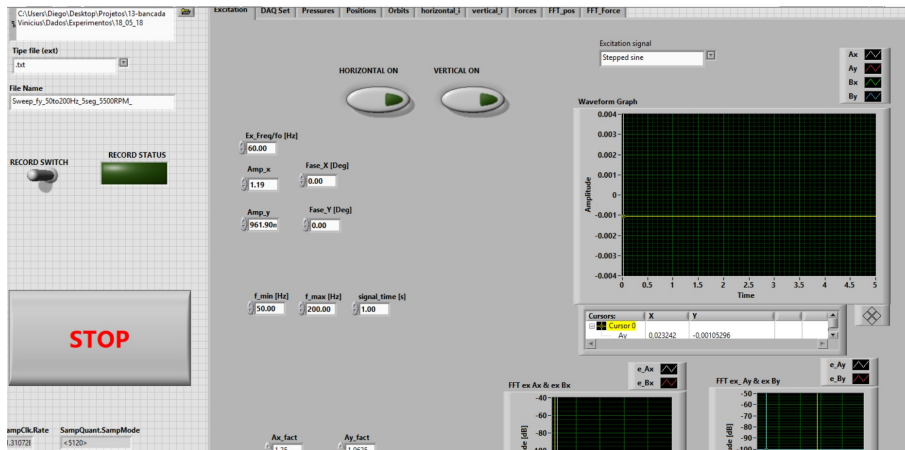


Figura 5.16: Interface para a coleta de dados e sinal de excitação



Figura 5.17: Interface para controle da largura de pulso dos amplificadores

sem exceder o permitido em deslocamento. Este procedimento é feito primeiramente para uma direção radial (e.g. na direção X). Após disso, o algoritmo para o controle de velocidade do motor é ativado, desativando o sinal de excitação, para deixar unicamente a corrente de base. Desta maneira, a velocidade de teste desejada é inserida nesse algoritmo (ver Figura 5.18).

Assim que o controlador estabiliza a velocidade do rotor, o passo a seguir é ativar o sinal de excitação, onde se constata se o eixo não bate no mancal de proteção, e o nível de excitação é o adequado para obter um SNR relativamente alto. Uma maneira prática é a observação do espectro das posições no algoritmo de aquisição.

Após a verificação do nível de excitação, o botão de gravação é ativado, permitindo ao algoritmo o início do experimento. Como ainda a válvula solenoide (em configuração Normalmente Fechada) não foi ativada, não há vazamento de fluido

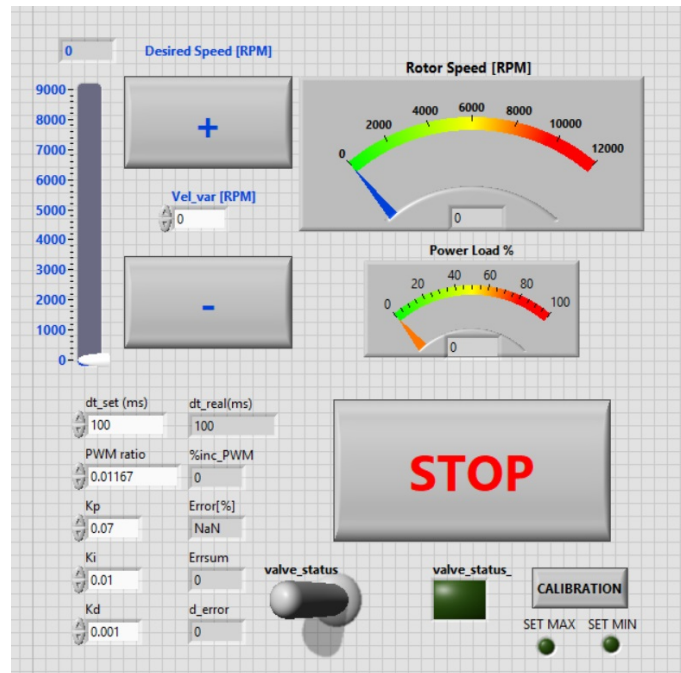


Figura 5.18: Interface para controle da velocidade do eixo

pelo selo. Estas condição pode ser conhecida como referência ou *baseline*. Transcorrido um tempo determinado, a válvula solenoide é accionada desde o algoritmo de controle de velocidade, permitindo assim o ingresso de ar na bancada. Desde o algoritmo de aquisição é visualizada a queda de pressão no sistema até atingir o mínimo permitido para o experimento. Assim, finalmente o botão de gravação é desativado, seguido pelo botão da válvula e posteriormente o botão de excitação. A velocidade desejada é reduzida até o repouso e o algoritmo de excitação é desativado.

O mesmo procedimento é realizado, mas esta vez perturbando a direção perpendicular à direção anteriormente excitada (e.g. na direção *Y*), completando assim a quantidade de experimentos necessários para a estimativa dos coeficientes do selo.

5.2.2 Resultados obtidos com a bancada para ensaio de selos anulares

As condições de experimento são apresentadas na tabela 5.4. A pressão atmosférica foi estabelecida como a pressão de descarga. Medições de deslocamentos, forças, correntes e pressões foram digitalizadas usando uma frequência de aquisição de 5.12 kHz e 5120 amostras, o que fornece uma resolução de frequência de 1 Hz. A figura 5.19 apresenta as medições realizadas alguns instantes antes e depois da válvula de entrada ser acionada, quando a direção *X* é excitada. Entre essas medições encontram-se a pressão e as forças calculadas em cada atuador eletromagnético como também as posições dos sensores nessa mesma direção. É possível observar uma queda de pressão devido à limitação da vazão de ar no sistema de compressão.

Tabela 5.4: Condições do experimento

Parâmetro		Valor	Und.
Pressão de teste	ΔP	3	Bar
Velocidade de rotação do eixo	Ω	4500	RPM
Ângulo de pré-swirl		30	°
Frequências excitadas		5-69	Hz
Corrente de base do atuador	i_b	1.5	A
Velocidade amostragem	f_{sa}	5.12	kHz
Fluido de teste		Ar	

Tabela 5.5: Sinais de excitação utilizados na bancada flexível de selo anular

	Tipo de sinal	Amplitude do Espectro
1	Sinal harmônico	Plano
2	Varredura de frequências	
3	Ruído branco	
4	Multitônico modificado por algoritmo da norma l_p	Modificada
5	Multitônico modificado com o algoritmo de corte no sinal	Modificada
6	Multitônico com fases de Schroeder	Modificada
7	Multitônico com fases iguais	Modificada

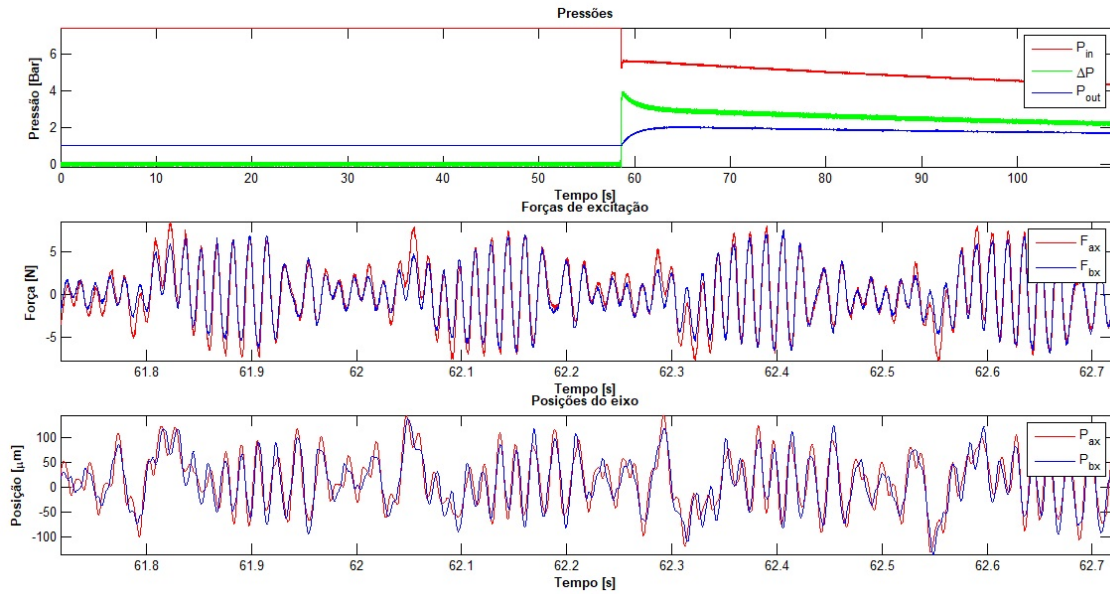


Figura 5.19: Pressões, forças e posições para excitação no eixo X usando sinal o modificado por meio do algoritmo de corte no sinal

Em total, seis sinais de excitação foram escolhidos para serem comparados no experimento. O sinal harmônico puro, a varredura em frequências, ruído branco, sinal multitônico com fases iguais, como também sinais modificados mediante os algoritmos descritos no capítulo 4. As magnitudes de cada componente foram escolhidas de tal maneira a gerar um espectro uniforme da posição. Isso é possível obtendo a amplitude da função de resposta em frequência entre o sinal de excitação e o sinal de posição. Nas figuras 5.20 e 5.21 são apresentados os sinais modificados de excitação obtidos a partir dos algoritmos da norma l_p e corte de sinal, respectivamente.

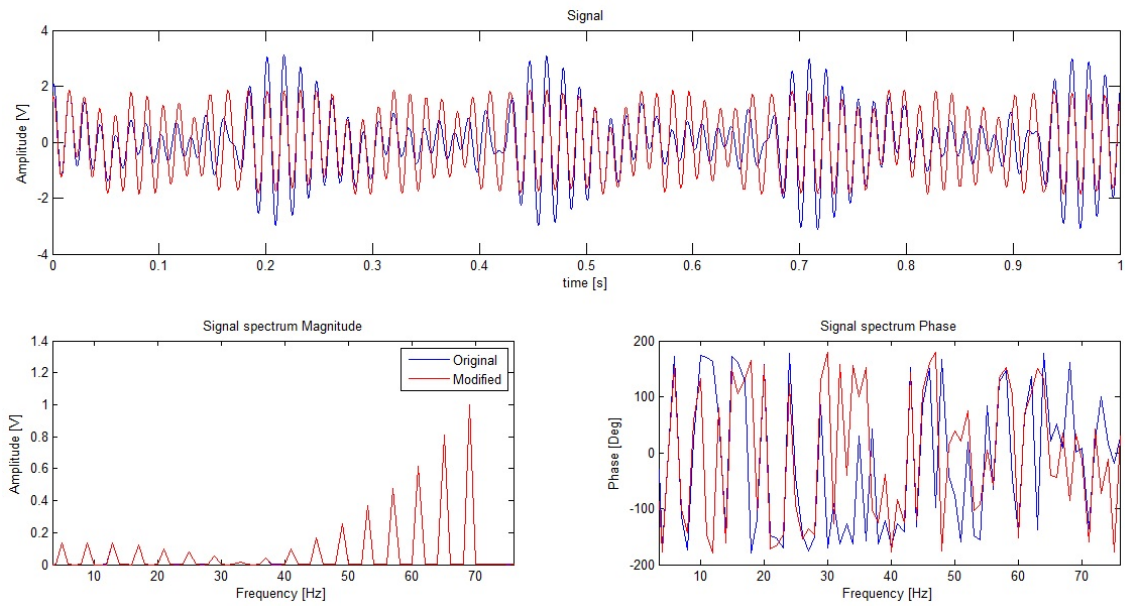


Figura 5.20: Sinal de excitação multitônico e modificado utilizando o algoritmo proposto da norma l_p

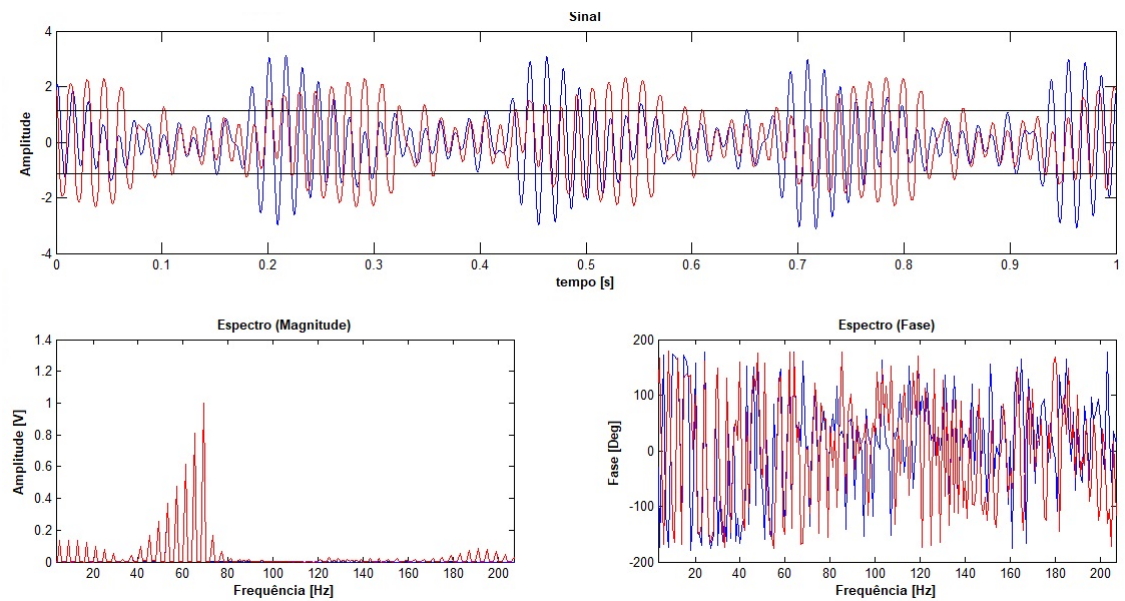


Figura 5.21: Sinal de excitação multitônico e modificado utilizando o algoritmo do corte no sinal

Na figura 5.22 são apresentados os sinais de excitação, força e posição para o caso em que o sinal multitônico modificado por meio do algoritmo da norma l_p é usado, e a excitação é feita no eixo x . É possível observar também a frequência referente à velocidade de rotação do eixo, causada pelo desbalanceamento residual do mesmo. As medições obtidas utilizando os outros tipos de sinal de excitação podem ser observadas no apêndice B.

Com estes sinais, é possível obter a rigidez dinâmica complexa do sistema, tanto na condição onde não há diferença de pressão na bancada (textitbaseline), como

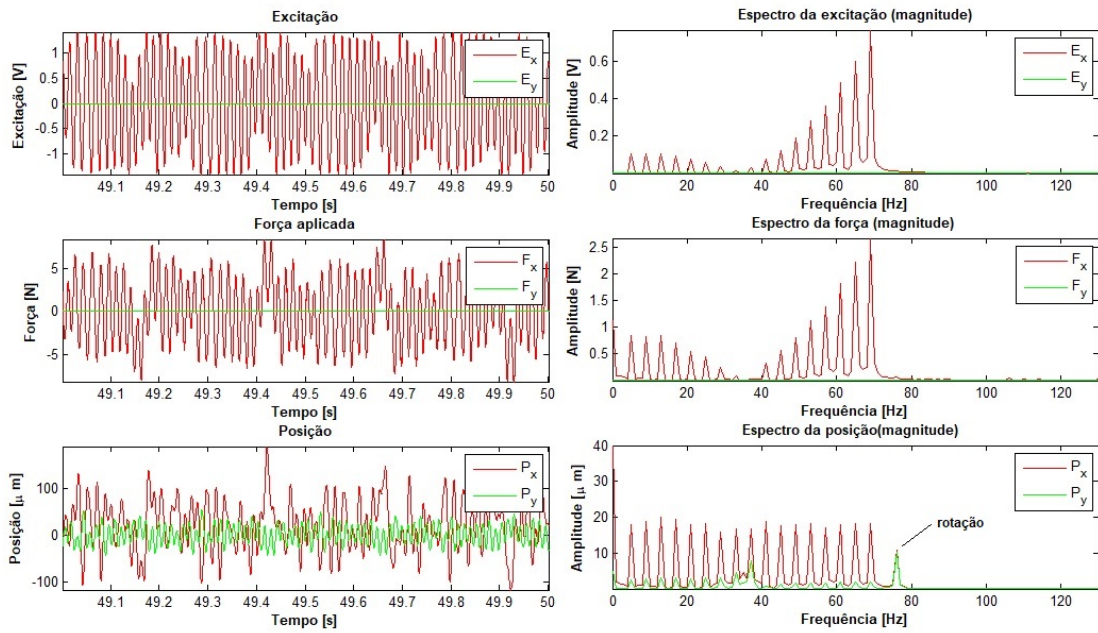


Figura 5.22: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o algoritmo da norma l_p

também quando é aberta a válvula de admissão do fluido (*experimento*). Os valores da parte real são apresentados na figura 5.23, onde as componentes diretas encontram-se próximas entre si. A parte imaginária da matriz CDS é apresentada na figura 5.24.

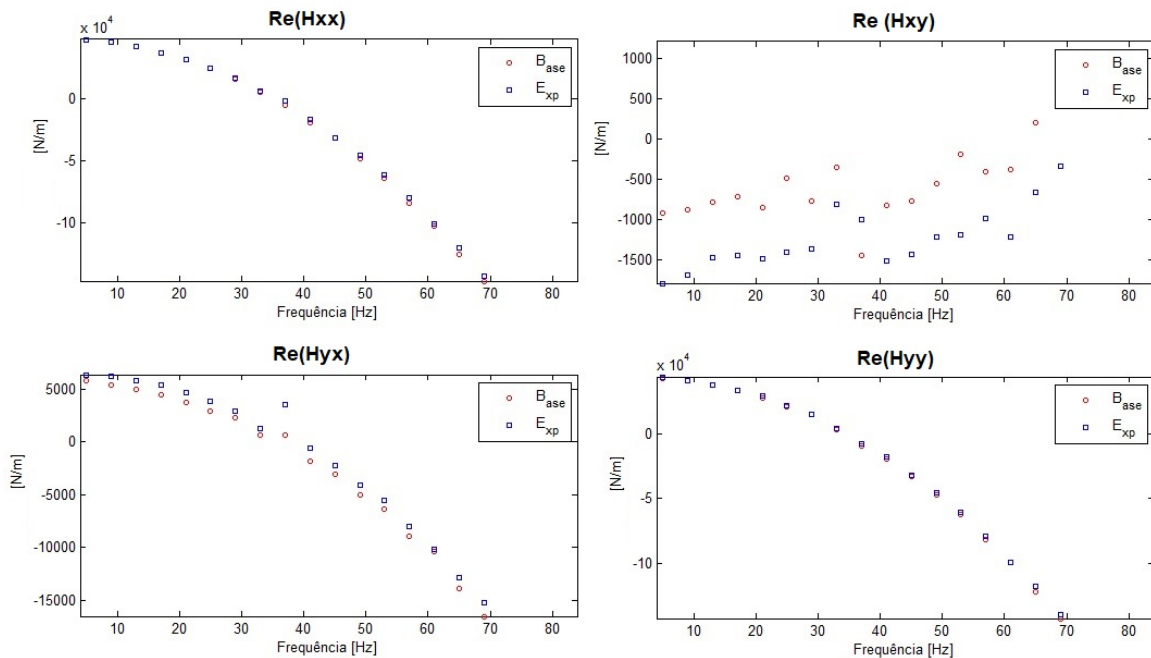


Figura 5.23: Parte real da matriz de rigidez dinâmica utilizando o algoritmo da norma l_p e $N_b = 10$

A comparação dos coeficientes equivalentes do selo, conforme a equação 3.58, é

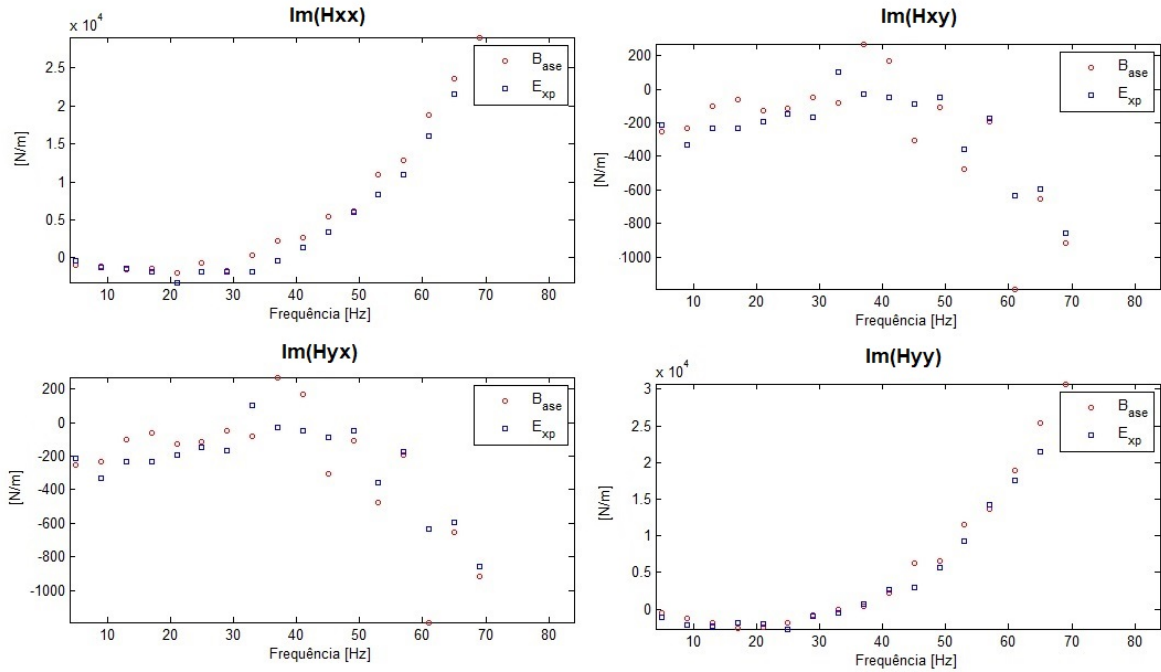


Figura 5.24: Parte imaginária da matriz de rigidez dinâmica utilizando o algoritmo da norma l_p e $N_b = 10$

apresentada nas seguintes figuras. Um número de $N_b = 15$ períodos foi escolhido para a realização das médias e o estimador utilizado foi o apresentado na equação 4.6. Desta maneira, os coeficientes de rigidez do selo são apresentados na figura 5.25. Nessa figura é possível observar a priori a dispersão dos coeficientes quando o sinal de varredura em frequências é utilizado, como também o ruído branco. Os valores de rigidez têm uma tendência a aumentar em função da frequência de excitação, enquanto os valores cruzados permanecem baixos e indicam que não há dependência da excitação para essas condições.

Os valores de amortecimento mostraram magnitudes relativamente baixos, sendo o sinal tipo varredura e o ruído branco os mais dispersos, como apresentado na figura 5.26. Na figura 5.27 é apresentado o desvio padrão dos coeficientes de rigidez do selo para cada sinal de excitação. É claro observar que o sinal harmônico puro é o que tem menor incerteza, contrário ao ruído branco e o sinal de varredura em frequências, que possuem desvios padrões altos. Nos valores de frequência mais altos, as incertezas tenderam a aumentar.

O desvio padrão dos coeficientes de amortecimento para cada sinal de excitação é apresentado na figura 5.28, onde novamente o sinal de varredura produz os resultados mais dispersos com o sinal de tipo ruído branco.

A médias dos valores de desvio padrão dos coeficientes de rigidez e amortecimento é sumarizada na tabela 5.6, onde é possível constatar que os sinais multitônicos com fases de Schroeder como também modificados apresentaram os menores valores de

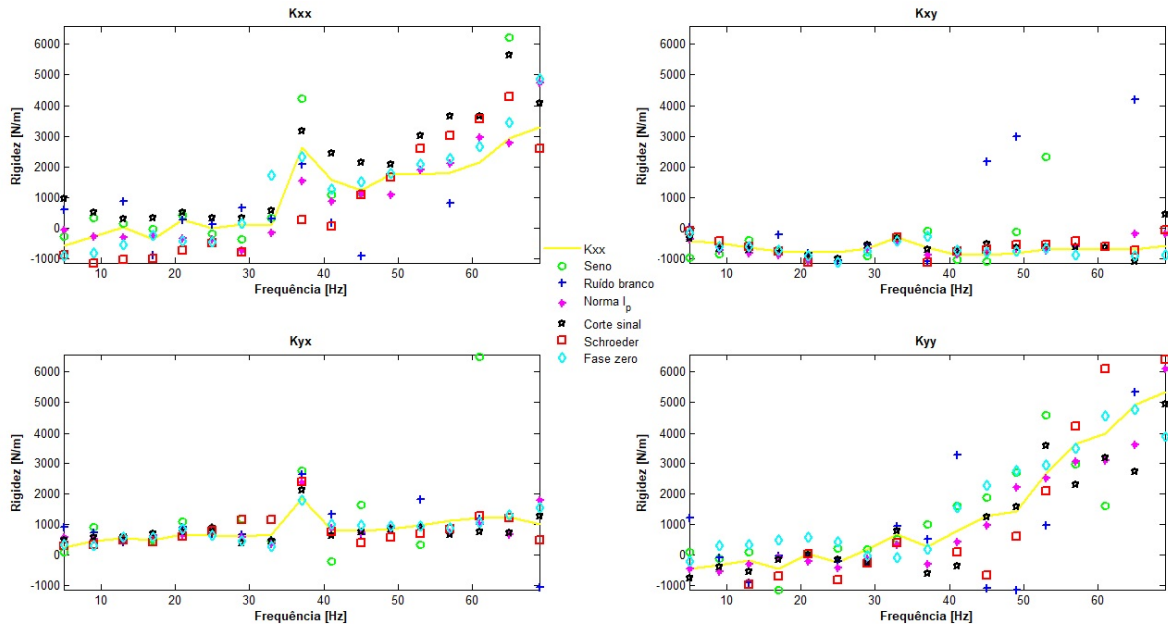


Figura 5.25: Coeficientes de rigidez do selo analisado

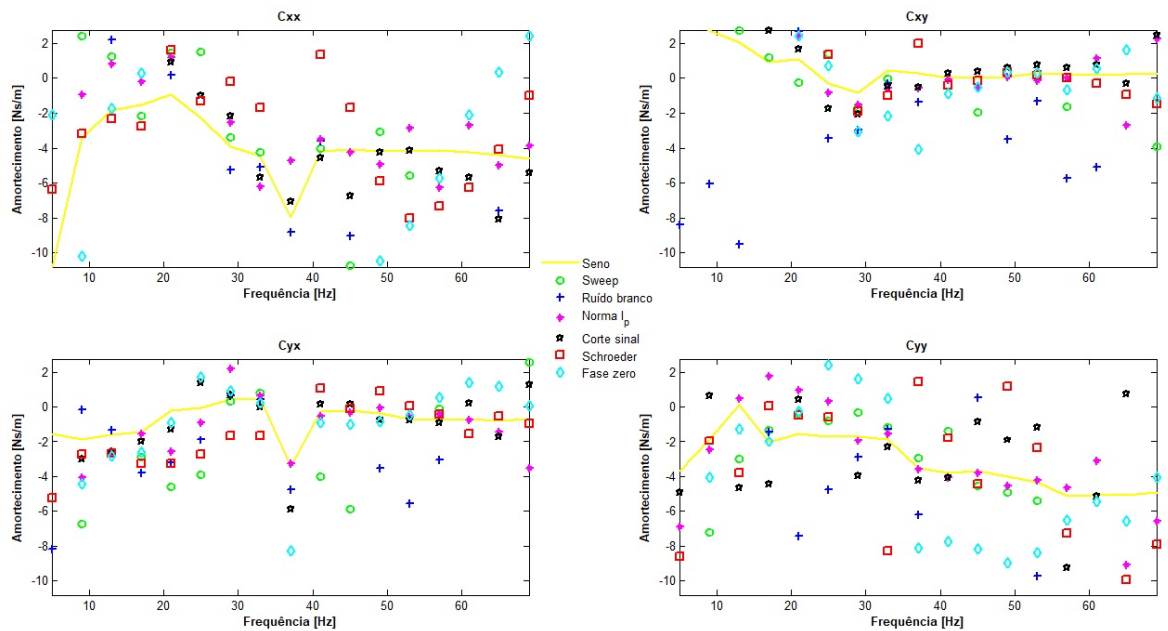


Figura 5.26: Coeficientes de amortecimento do selo analisado

desvio padrão.

Considerando que os coeficientes obtidos utilizando o sinal harmônico puro são os mais aproximados aos valores reais do selo, uma comparação foi realizada entre os resultados obtidos por esse sinal de excitação com os outros sinais empregados para observar a diferença em função da frequência de excitação. Portanto, utilizando os coeficientes de rigidez e amortecimento do selo usando o sinal harmônico como referência, foi determinada a diferença com os coeficientes dos outros sinais. Na figura 5.29 é possível observar a diferença dos valores de rigidez obtidos com os coeficien-

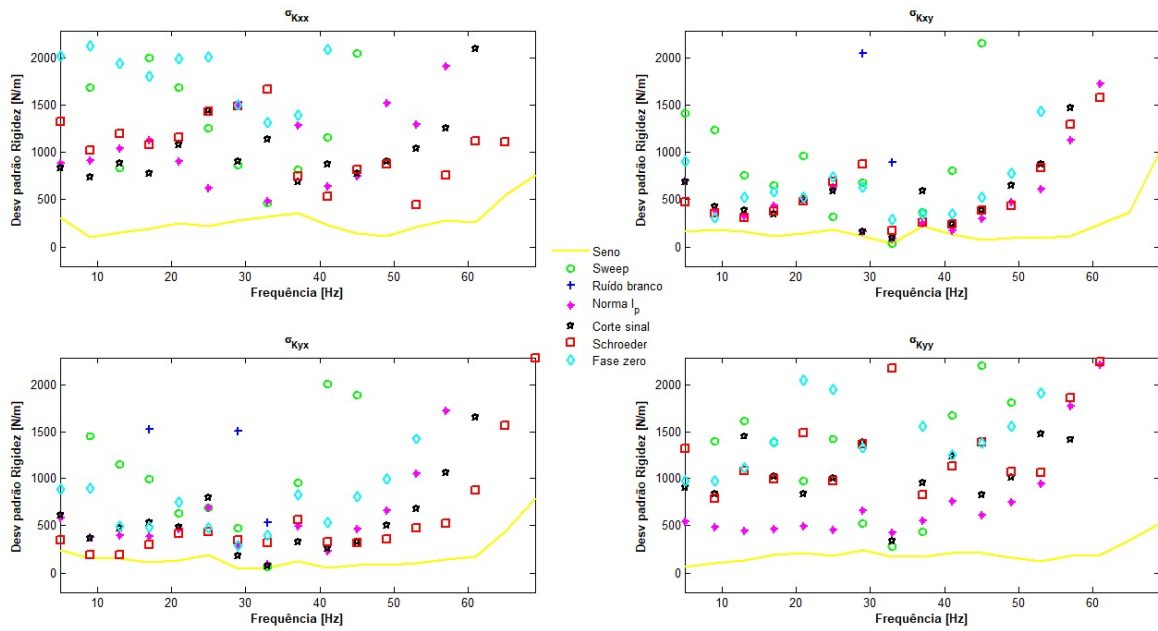


Figura 5.27: Desvio padrão dos coeficientes de rigidez do selo

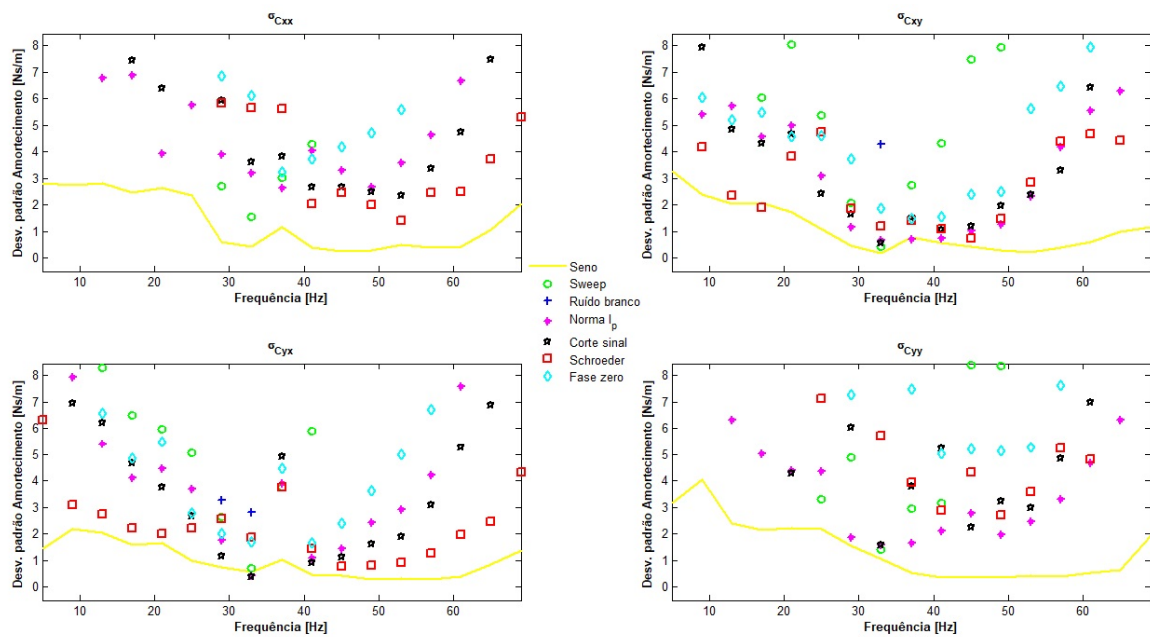


Figura 5.28: Desvio padrão dos coeficientes de amortecimento do selo

tes usando o sinal harmônico. Da mesma forma, a diferença com os coeficientes de amortecimento é apresentada na figura 5.30.

A tabela 5.7 sumariza os valores de diferença média da rigidez e amortecimento quando comparados com o sinal harmônico. Os resultados que mais se aproximaram aos coeficientes usados como referência são os obtidos mediante sinais de excitação modificados e o sinal multitônico com fases de Schroeder. Vale a pena destacar que o tempo do experimento total usando sinais harmônicos, conforme a equação 4.16 foi de aproximadamente 11.5 horas. No caso dos outros sinais, o tempo total que levou

Tabela 5.6: Valores médios de desvio padrão para os tipos de sinal testados

Sinal excitação	$\sigma_{K_{xx}}$	$\sigma_{K_{xy}}$	$\sigma_{K_{yx}}$	$\sigma_{K_{yy}}$	$\sigma_{C_{xx}}$	$\sigma_{C_{xy}}$	$\sigma_{C_{yx}}$	$\sigma_{C_{yy}}$
	N/m	N/m	N/m	N/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m
Harmônico	231.76	195.39	129.9	154.8	1.13	0.77	0.607	1.30
Sweep	8.79e3	1.05e4	9.78e3	2.2e4	33.36	52.88	35.01	38.32
Ruído branco	2.84e4	2.08e4	2.50e4	3.97e4	136.8	79.94	72.66	125.36
Modif. norma l_p	1.04e3	1.01e3	577.62	1.58e3	6.5	3.52	2.48	8.36
Modif. clipping	1.30e3	1.10e3	786.29	1.42e3	6.67	4.26	5.36	4.88
Fases Schroeder	1.46e3	968	1.44e3	1.21e3	7.14	5.01	4.24	6.91
Fases iguais	3.56e3	1.45e3	2.52e3	2.24e3	15.17	7.50	10.51	17.02

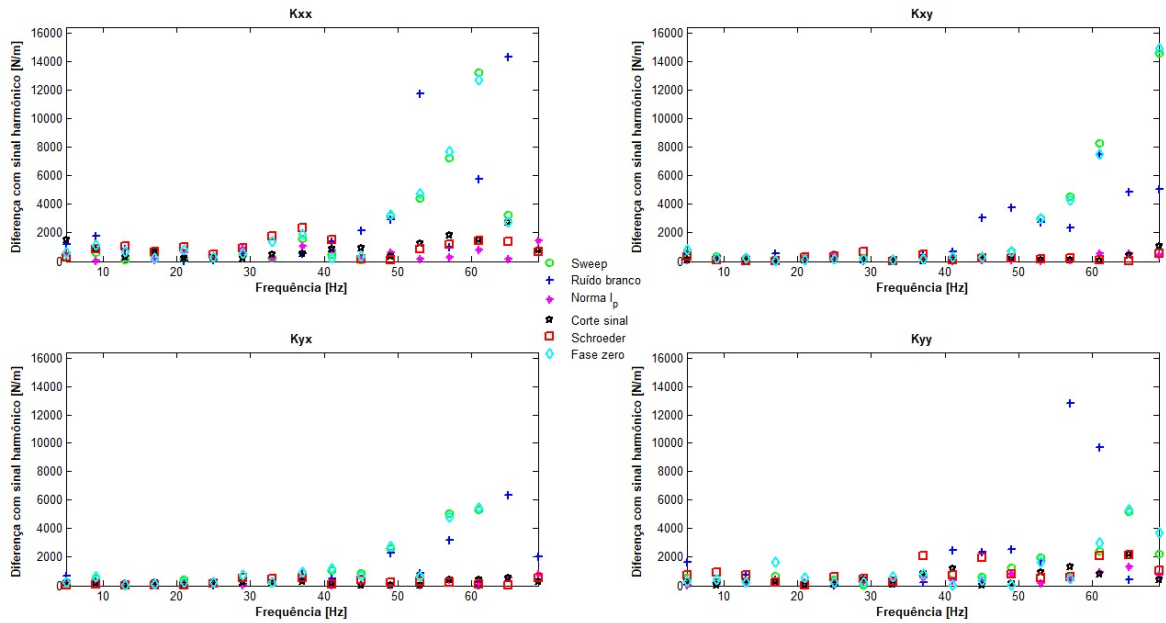


Figura 5.29: Diferença entre os coeficientes de rigidez obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência

o experimento foi de 40 minutos. Isto devido ao tempo de espera para o sistema de compressão pressurizar o cilindro de armazenamento (20 minutos).

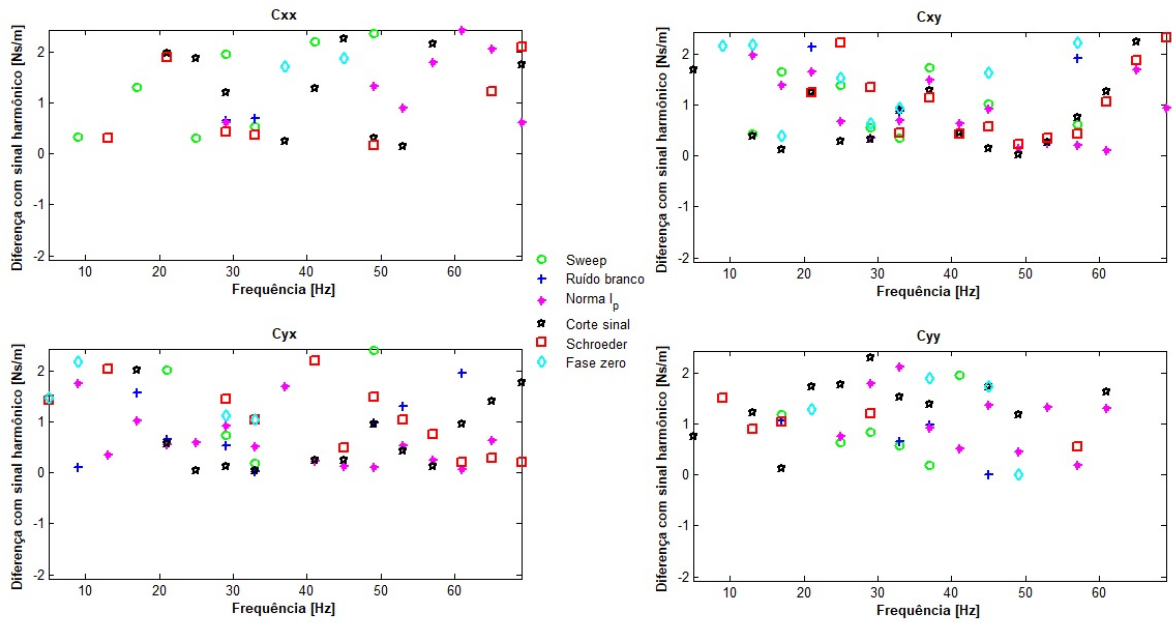


Figura 5.30: Diferença entre os coeficientes de amortecimento obtidos usando os resultados do sinal harmônico como referência

Tabela 5.7: Valores médios de diferença com o sinal harmônico para os tipos de sinal analisados

Sinal excitação	K_{xx}	K_{xy}	K_{yx}	K_{yy}	C_{xx}	C_{xy}	C_{yx}	C_{yy}
	N/m	N/m	N/m	N/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m	Ns/m
Sweep	3.16e3	4.50e4	1.85e3	2.95e4	12.17	13.03	10.93	15.38
Ruído branco	4.08e3	1.64e3	1.72e4	6.03e3	16.47	16.08	5.2	13.268
Modif. norma l_p	536.40	288.49	258.51	389.7	4.62	2.12	1.46	2.97
Modif. clipping	1.18e3	210.25	205.7	637.49	3.82	1.08	1.57	2.70
Fases Schroeder	1.082e3	373.58	284.09	1.01e3	3.49	2.54	1.92	4.84
Fases iguais	3.12e3	4.67e3	1.81e3	3.45e3	16.54	14.29	10.32	17.05

Capítulo 6

Conclusões e trabalhos futuros

6.1 Conclusões

A comparação entre vários tipos de sinais de excitação para identificação de coeficientes dinâmicos em máquinas rotativas, como selos ou mancais, mostrou que a escolha do sinal adequado é uma etapa importante no procedimento de identificação. Tanto as amplitudes como também as fases devem ser escolhidas de tal maneira a distribuir da melhor forma possível a energia aplicada no sistema.

Os sinais multitônicos mostraram ser eficientes devido a sua capacidade de injetar energia só nas frequências especificadas no desenho do sinal. Contudo, o sinal harmônico ou senoidal mostrou a sua alta capacidade de reduzir as incertezas nas medições, uma vez que a energia é aplicada em uma única frequência por vez. Em contraparte, o tempo que leva realizar os experimentos se incrementa proporcionalmente à faixa de frequências desejada.

Além das amplitudes que compõem o espectro, as fases determinam quanto "impulsivo" pode ser um sinal. A distribuição das fases permite aumentar a energia injetada em um sistema respeitando as condições de operação da máquina. Como pode ser observado, o sinal multitônico com fases iguais levou a valores de desvio padrão maiores que os outros sinais multitônicos testados. Da mesma maneira, sinais multitônicos cujas fases foram modificadas, porém, as amplitudes não foram escolhidas de uma maneira adequada (e.g. espectro plano), levaram a valores de desvio padrão altos.

O algoritmo baseado no corte do sinal mostrou reduzir melhor o fator de crista que o baseado na norma l_p , quando os sinais tem um espectro plano. No caso contrário, este último algoritmo apresenta um melhor desempenho, além de necessitar um número menor de iterações para convergir.

A fim de estabelecer uma metodologia para definir a forma de um sinal multitônico utilizando atuadores eletromagnéticos, ou de qualquer tipo que permitam uma

entrada de sinal artificial (excitadores hidráulicos, piezoelétricos, entre outros), poderia ser sugerido uma sequência para um procedimento de identificação no domínio da frequência, sendo assim:

1. **Estabelecer a faixa de frequências:** Definir a faixa de frequências onde será realizado o procedimento de identificação.
2. **Estabelecer as amplitudes das componentes do sinal:** Visando distribuir equitativamente a energia injetada no sistema, as amplitudes de cada componente do sinal multitônico deve ser escolhido de tal maneira que todas as frequências excitadas tenham a mesma razão sinal-ruído. Considerando que o ruído é distribuído uniformemente em todas as frequências, se procede a estimar a função de resposta em frequência entre a entrada do sinal de excitação e a saída do sistema, com a finalidade de obter uma forma aproximada do espectro.
3. **Compactar o sinal:** Uma vez definidas as amplitudes, diversos algoritmos podem ser utilizados (e.g. Método da norma l_p ou corte no sinal) para diminuir o fator de crista e assim permitir aumentar a amplitude da energia injetada.

6.2 Trabalhos futuros

Novos algoritmos de compactação de sinal, onde os parâmetros a serem modificados não ficam limitados nas fases mas também abrangem as frequências e as amplitudes, devem ser levados em consideração nos próximos trabalhos para comparar o desempenho dos algoritmos.

A obtenção da FRF para obter as amplitudes dos sinais multitônicos foi realizada de maneira manual, e antes de efetuar o experimento, considerando que a forma desse espectro não mudasse quando o sistema entra nas condições de ensaio, que não necessariamente acontece em uma máquina rotativa. A maneira de exemplo, a FRF da bancada do selo foi estabelecida quando o ar não estava atravessando o selo. No momento da abertura da válvula, a interação selo-fluido pode levar a mudar a forma do espectro, mudando assim a distribuição da energia nas frequências excitadas. Novos algoritmos para obter o espectro de maneira automatizada e que possuam a capacidade de modificar o sinal "online" devem ser desenvolvidos para tratar essa limitação.

Embora todos os sensores tenham sido calibrados (ao menos de maneira estática), os próximos passos a seguir devem estar baseados no procedimento de calibração das forças eletromagnéticas produzidas pelos atuadores utilizados neste trabalho. Um exemplo de procedimento para calibração é apresentado por Fittro *et. al* [22].

Referências Bibliográficas

- [1] BARRETT, T., PALAZZOLO, A., KASCAK, A., 1995, “Active Vibration Control of Rotating Machinery Using Piezoelectric Actuators Incorporating Flexible Casing Effects”, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, v. 117 (janeiro), pp. 176–187.
- [2] BOYCE, M., 2003, *Centrifugal Compressors. A Basic Guide*. PennWell.
- [3] CANGIOLI, F., VANNINI, G., PENNACCHI, P., et al., 2018, “Rotordynamic Characterization of a Staggered Labyrinth Seal: Experimental Test Data and Comparison with Predictions”. In: *ASME Turbo Expo 2018: Turbomachinery Technical Conference and Exposition*, v. 136, p. 13. ASME, julho.
- [4] CANGIOLI, F., VANNINI, G., PENNACCHI, P., et al., 2018, “Development and Validation of a Bulk-Flow Model for Staggered Labyrinth Seals”. In: *International Conference on Rotor Dynamics-IFTtoMM Vol. 1*, pp. 471–490. Springer, .
- [5] CHIBA, A., FUKAO, T., ICHIKAWA, O., et al., 2005, *Magnetic Bearings and Bearingless Drivers*. Elsevier Newnes.
- [6] CHILDS, D., 1977, “The Space Shuttle Main Engine High-Pressure Fuel Turbopump Rotordynamic Instability Problem”, *J Eng Power Trans ASME*, v. 100 (maio), pp. 48–57.
- [7] CHILDS, D., 1975, *SSME turbopump technology improvements via transient rotordynamic analysis*. Relatório Técnico CR-144165, NASA.
- [8] CHILDS, D., 1993, *Turbomachinery Rotordynamics*. Wiley.
- [9] CHILDS, D., HALE, K., 1994, “A Test Apparatus and Facility to Identify the Rotordynamic Coefficients of High-Speed Hydrostatic Bearings”, *Journal of Tribology*, v. 116, pp. 337–343.

- [10] CHILDS, D., VANCE, J., 1997, “Annular Gas Seals and Rotordynamics of Compressors and Turbines”. In: *Proceedings of 26th Turbomachinery Symposium*, pp. 201–220, Texas, USA.
- [11] CHILDS, D., WADE, J., 2004, “Rotordynamic-Coefficient and Leakage Characteristics for Hole-Pattern-Stator Annular Gas Seals—Measurements Versus Predictions”, *Journal of Tribology*, v. 126 (abril), pp. 326–333.
- [12] CHILDS, D., NELSON, C., NICKS, C., et al., 1986, “Theory Versus Experiment for the Rotordynamic Coefficients of Annular Gas Seals: Part 1—Test Facility and Apparatus”, *Journal of Tribology*, v. 108 (julho), pp. 426–433.
- [13] COELHO, J., 2016, *Aspectos Mecânicos de sistemas de mancais magnéticos*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [14] CÔRTEZ, V., 2017, *Projeto de uma Bancada de Testes para Selos Labirintos em Escala Reduzida*. Relatório técnico, Universidade Federal do Rio de Janeiro. Escola Politécnica.
- [15] DAWSON, M., CHILDS, D., HOLT, C., et al., 2002, “Measurements Versus Predictions for the Dynamic Impedance of Annular Gas Seals—Part I: Test Facility and Apparatus”, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, v. 124 (setembro), pp. 958–962.
- [16] DE SANTIAGO, O., SAN ANDRÉS, L., 2007, “Experimental Identification of Bearing Dynamic Force Coefficients in A Flexible Rotor—Further Developments”, *Tribology Transactions*, v. 50 (maio), pp. 114–126.
- [17] DIAZ, D., PINTO, F., RITTO, T., et al., 2017, “Stepped Sine and Multisine Signal Excitation for Identification in a Small AMB Test Rig”. In: *Proceedings of the 24th International Congress of Mechanical Engineering*, p. 9, Curitiba, Brasil.
- [18] DIAZ, D., PINTO, F., RITTO, T., et al., 2018, “Nonparametric Identification of a Small AMB Test Rig at Several Rotating Speeds”. In: *Proceedings of the 16th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB 16)*, p. 7, Pequim, China.
- [19] DOYLE, H., 1980, *Field experiences with rotordynamic instability in high-performance turbomachinery. [oil and natural gas recovery]*. Relatório Técnico 80N29707, NASA.

- [20] EHRICH, F., CHILDS, D., 1984, “Self-Excited Vibrations in High Performance Turbomachinery”, *Mechanical Engineering*, v. 106 (maio), pp. 66–79.
- [21] ERTAS, B., DELGADO, A., VANNINI, G., 2012, “Rotordynamic Force Coefficients for Three Types of Annular Gas Seals With Inlet Preswirl and High Differential Pressure Ratio”, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, v. 134 (abril), pp. 12.
- [22] FITTRO, R., BAUN, D., MASLEN, E., et al., 1997, “Calibration of an 8-Pole Planar Radial Magnetic Actuator”. In: *International Gas Turbine and Aeroengine Congress and Exhibition*, p. 9, Florida, USA.
- [23] FOWLIE, D., MILES, D., 1975, “Vibration problems with high pressure centrifugal compressors”. In: *Petroleum Mechanical Engineering Conference*, Tulsa, setembro.
- [24] FURTADO, R., 2008, *Desenvolvimento de um Atuador Magnético para Excitação sem Contato de Sistemas Rotativos*. Tese de D.Sc., Universidade Estadual de Campinas UNICAMP, Campinas, SP, Brasil.
- [25] GENTA, G., 2005, *Dynamics of Rotating Systems*. Springer.
- [26] GLIENICKE, J., 1966, “Experimental Investigation of the Stiffness and Damping Coefficients of Turbine Bearings and Their Application to Instability Prediction”, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Conference Proceedings*, v. 181 (junho), pp. 116–129.
- [27] GRIEBEL, C., 2018, “Rotordynamic Force Coefficients of Gas Seals- An experimental Approach with Active Magnetic Rotor Excitation”. In: *International Conference on Rotor Dynamics-IFTToMM Vol. 1*, pp. 192–207, Rio de Janeiro, Brasil. Springer.
- [28] GUILLAUME, P., 1998, “Frequency Response Measurements of Multivariable Systems Using Nonlinear Averaging Techniques”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 47, pp. 796–800.
- [29] GUILLAUME, P., 1992, *Identification of Multi-Input Multi-Output Systems Using Frequency-Domain Models*. Tese de D.Sc., Vrije Universiteit Brussel, Buxelas, Bélgica.
- [30] GUILLAUME, P., SCHOUKENS, J., PINTELON, R., et al., 1991, “Crest-factor minimization using nonlinear Chebyshev approximation methods”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 40, n. 6, pp. 982–989.

- [31] HOAGG, J., LACY, S., BABUSKA, V., et al., 2006, “Sequential Multisine Excitation Signals for System Identification of Large Space Structures”. In: *Proceedings of the 2006 American Control Conference*, p. 6, Minneapolis, USA.
- [32] HUANG, Y., CLERCKX, B., 2016, “Waveform Optimization for Large-Scale Multi-Antenna Multi-Sine Wireless Power Transfer”. In: *Proceedings of the 17th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC 2016)*, p. 5, Edimburgo, Reino Unido.
- [33] HYNYNEN, K., 2011, *Broadband Excitation in the System Identification of Active Magnetic Bearing Rotor Systems*. Tese de D.Sc., Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finlandia.
- [34] HYNYNEN, K., JASTREBSKI, R., SMIRNOV, A., 2010, “Experimental Analysis of Frequency Response Function Estimation Methods for Active Magnetic Bearing Rotor System”. In: *Proceedings of the Twelfth International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB 12)*, pp. 40–46, Wuhan, China.
- [35] IINO, T., KANEKO, H., 1980, “Hydraulic forces caused by annular pressure seals in centrifugal pumps”. In: *NASA. Lewis Res. Center Rotordyn. Instability Probl. in High-Performance Turbomachinery*, pp. 213–225, Texas, USA, maio.
- [36] ISO, 2006, *Mechanical vibration – Vibration of rotating machinery equipped with active magnetic bearings – Part 3: Evaluation of stability margin*. Relatório Técnico ISO 14839-3:2006, International Organization for Standardization.
- [37] JEFFCOTT, H., 1919, “The Lateral Vibration of Loaded Shafts in the Neighbourhood of a Whirling Speed -The effect of Want of Balance”, *Philosophical Magazine Series 6*, v. 37, pp. 301–314,.
- [38] JIN, J., 2012, *The Finite Element Method in Electromechanics*. Wiley.
- [39] JOLLY, P., BONNEAU, O., ARGHIR, M., et al., 2018, “Measurements of Rotordynamic Force Coefficients of Metallic Type Brush Seals”. In: *International Conference on Rotor Dynamics-IFTToMM Vol. 1*, pp. 335–346. Springer.
- [40] KANEKO, S., KAMEI, H., YANAGISAWA, Y., et al., 1998, “Experimental Study on Static and Dynamic Characteristics of Annular Plain Seals With Porous Materials”, *Journal of Tribology*, v. 120 (abril), pp. 165–172.

- [41] KANEKO, S., IKEDA, T., SAITO, T., et al., 2003, “Experimental Study on Static and Dynamic Characteristics of Liquid Annular Convergent-Tapered Damper Seals With Honeycomb Roughness Pattern”, *Journal of Tribology*, v. 125 (junho), pp. 1592–599.
- [42] KANKI, H., KAWAKAMI, T., 1988, “Experimental Study on the Dynamic Characteristics of Pump Annular Seals”, *Journal of Vibration, Acoustics, Stress, and Reliability in Design*, v. 110, pp. 326–331.
- [43] KHADER, S., LIU, B., SJÖBERG, J., 2014, “System Identification of Active Magnetic Bearing for Commissioning”. In: *Proceedings of International Conference on Modelling, Identification and Control*, pp. 289–294, Melbourne, Austrália.
- [44] KOZANECKA, D., KOZANECKI, Z., LECH, T., et al., 2007, “Application of Active Magnetic Bearings for Identification of the Force Generated in the Labyrinth Seal”, *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*, v. 45, pp. 53–60.
- [45] LARSONNEUR, R., 1990, *Design and Control of Active Magnetic Bearings Systems for High Speed Rotation*. Tese de D.Sc., Swiss Federal Institute of Technology Zürich, Zurique, Suíça.
- [46] LEE, C., 2006, “Mechatronics in Rotating Machinery”. In: *Proceedings of the 7th IFToMM-Conference on Rotor Dynamics*, p. 16, Viena, Austria.
- [47] LJUNG, L., 1987, *System identification: Theory for User*. Prentice Hall.
- [48] MALDONADO, D., GODOY, D., CÔRTEZ, V., et al., 2018, “Simulation of a Test Rig and Identification of Annular Gas Seals Coefficients”. In: *International Conference on Rotor Dynamics-IFTToMM Vol. 1*, pp. 157–176, Rio de Janeiro, Brasil. Springer.
- [49] MASLEN, E., 2000, *Magnetic Bearings*. University of Virginia, UVA. Notas de Aula.
- [50] MATROS, M., NORDMANN, R., 1996, “Dynamic Characteristics of a Hydrostatic Bearing Identified by Active Magnetic Bearings”. In: *Proceedings of the workshop in Rotordynamic Instability Problems in High-Performance Turbomachinery*, Austin, USA.
- [51] MENDES, R., 2011, *Desenvolvimento de um Sistema de Atuação Magnética para Excitação de Sistemas Rotativos*. Dissertação de M.Sc., Universidade Estadual de Campinas UNICAMP, Campinas, SP, Brasil.

- [52] MORTON, P., 1975, “The Derivation of Bearing Characteristics by Means of Transient Excitation Applied Directly to a Rotating Shaft”. In: *IUTAM-Symposium*, Lyngby, Denmark.
- [53] MUSZYNSKA, A., 1985, “Rotor/bearing System Dynamic Stiffness Measurements by Nonsynchronous Perturbation”. In: *Proceedings of The international Symposium on Instability in Rotating Machinery*, pp. 447–456, Carson City, USA.
- [54] MUSZYNSKA, A., 2005, *Rotordynamics*. Mechanical Engineering. CRC Press.
- [55] MUSZYNSKA, A., BENTLY, A., 1986, “Modal Testing and Parameter Identification of Shaft/Fluid Lubricated Bearing System”. In: *IV International Modal Analysis Conference*, Los Angeles, USA.
- [56] NELSON, H., 1976, “The Dynamics of Rotor-Bearing systems Using Finite Element”, *Journal of Mechanical Design*, v. 2, pp. 793–803.
- [57] NORDMANN, R., 1994, “Identification Techniques in Rotordynamics”. In: *Diagnostics of Rotating Machines in Power Plants*, pp. 1–24, Vienna. Springer.
- [58] NORDMANN, R., 1984, “Identification of Modal Parameters of an Elastic Rotor with Oil Film Bearings”, *Journal of Vibrations, Acoustics, Stress, and Reliability in Design*, v. 106, pp. 107–112.
- [59] NORDMANN, R., 1984, “Identification of Modal Parameters on Rotors”. In: Mahrenholtz, O. (Ed.), *Dynamic of Rotors. Stability and System Identification*, cap. 4.3, Harburgo, Alemanha, CISM Courses and Lectures No. 273, .
- [60] NORDMANN, R., 1988, “Seal Properties”. In: Rieger, N. (Ed.), *Rotordynamics 2. Problems in Turbomachinery*, cap. 5, Nova Iorque, USA, CISM Courses and Lectures No. 297.
- [61] NORDMANN, R., MASSMANN, H., 1984, *Identification of dynamic coefficients of annular turbulent seals*. Relatório Técnico 85N14133, NASA. Lewis Research Center Rotordynamic Instability Problems in High-Performance Turbomachinery.
- [62] NORDMANN, R., MATROS, M., 1994, “Parameter identification in Rotating Machinery by means of Active Magnetic Bearings”. In: *Proceedings of the IFToMM 4th Int. Conference of Rotordynamics*.

- [63] NORTON, J., 2009, *An Introduction to Identification*. Dover publications.
- [64] OJARAND, J., MIN, M., ANNUS, P., 2014, “Crest Factor Optimization on the Multisine Waveform for Bioimpedance Spectroscopy”, *Physiol Meas*, v. 35, pp. 1019–1033.
- [65] PALAZZOLO, A., JAGANNATHAN, S., KASCAK, A., et al., 1993, “Hybrid Active Vibration Control of Rotorbearing Systems Using Piezoelectric Actuators”, *Journal of Vibration and Acoustics*, v. 115 (janeiro), pp. 111–119.
- [66] PICARDO, A., CHILDS, D., 2005, “Rotordynamic Coefficients for a Tooth-on-Stator Labyrinth Seal at 70 Bar Supply Pressures: Measurements Versus Theory and Comparisons to a Hole-Pattern Stator Seal”, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, v. 127 (outubro), pp. 843–855.
- [67] PINTELON, R., SCHOUKENS, J., 2001, “Measurement of frequency response functions using periodic excitations, corrupted by correlated input/output errors”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 50, pp. 1753–1760.
- [68] PINTELON, R., SCHOUKENS, J., 2012, *System Identification. A Frequency Domain Approach*. Wiley.
- [69] PINTO, F., RITTO, T., MALDONADO, D., et al., 2016, “Evaluation of a Small-Scale Test Rig for Annular Seals Parameter Identification”. In: *Rio Oil and Gas 2016: Expo and Conference*, p. 10, Rio de Janeiro, Brasil, outubro. IBP.
- [70] PINTO, F., RITTO, T., CÔRTEZ, V., et al., 2018, “Bancada experimental para identificação de parâmetros dinâmicos de selos anulares”. In: *VIII Encontro de Máquinas Rotativas ENAM*, p. 10, Rio de Janeiro, RJ.
- [71] PROVENZA, A., DUFFY, K., 2010, “Experimental Methodology for Determining Turbomachinery Blade Damping Using Magnetic Bearing Excitation and Non-contacting Optical Measurements”. In: *Proceedings of ASME Turbo Expo 2010: Power for Land, Sea and Air*, p. 9. ASME, junho.
- [72] RANSOM, D., LI, J., SAN ANDRÉS, L., et al., 1999, “Experimental Force Coefficients for a Two-Bladed Labyrinth Seal and a Four-Pocket Damper Seal”, *Journal of Tribology*, v. 121 (abril), pp. 370–376.

- [73] SAN ANDRÉS, L., 2006, *Annular Pressure Seals and Hydrostatic Bearings*. Relatório técnico, Turbomachinery Laboratory Texas A&M University College Station, novembro.
- [74] SAN ANDRÉS, L., 2003, *A Method for Identification of Force Coefficients in Flexible Rotor- Bearing Systems*. Relatório Técnico TRCB&C203, Texas A&M University.
- [75] SAN ANDRÉS, L., DE SANTIAGO, O., 2004, “Identification of Bearing Force Coefficients from Measurements of Imbalance Response of a Flexible Rotor”. In: *Proceedings of ASME Turbo Expo 2004: Power for Land, Sea, and Air*, Vienna, Austria. ASME.
- [76] SANCHEZ, B., VANDERSTEEN, G., BRAGOS, R., et al., 2011, “Optimal Multisine Excitation Desing for Broadband Electrical Impedance Spectroscopy”, *Measurement Science and Techology*, v. 22, pp. 11.
- [77] SCHOUKENS, J., PINTELON, R., VAN DER OUDERAA, E., et al., 1988, “Survey of excitation signals for FFT based signal analyzers”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 37, pp. 342–352.
- [78] SCHOUKENS, J., PINTELON, R., ROLAIN, Y., 2000, “Broadband Versus Stepped Sine FRF Measurements”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 49, pp. 275–278.
- [79] SCHOUKENS, J., SWEVER, J., PINTELON, R., et al., 2004, “Excitation design for FRF measurements in the presence of non-linear distortions”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, v. 18, pp. 727–738.
- [80] SCHROEDER, M., 1970, “Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation (Corresp.)”, *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 16, n. 1, pp. 85–89.
- [81] SCHWEITZER, G., 2002, “Active Magnetic Bearings – Chances and Limitations”. In: *Proceedings of the IFToMM 6th Int. Conference of Rotordynamics*.
- [82] SCHWEITZER, G., MASLEN, E., 2009, *Magnetic Bearings. Theory, Design and Application to Rotating Machinery*. Springer.
- [83] SIQUEIRA, R., 2013, *Projeto e Implementação de um Mancal Magnético Ativo com Controle por Modos Deslizantes*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

- [84] STEPHAN, R., PINTO, F., GOMES, A., et al., 2013, *Mancais Magnéticos: Mecatrônica sem atrito*. Editora Ciência Moderna.
- [85] TIMOSHENKO, S., 1925, “On the correction for shear of the differential equation for transverse vibrations of prismatic bars”, *Philosophical Magazine Series 6*, v. 41, pp. 744–746.
- [86] TIWARI, R., 2018, *Rotor Systems. Analysis and Identification*. CRC Press.
- [87] TIWARI, R., LEES, A., FRISWELL, M., 2004, “Identification of Dynamic Bearing Parameters: A Review”, *The Shock and Vibration Digest*, v. 36 (março), pp. 99–124.
- [88] TIWARI, R., MANIKANDAN, S., DWIVEDY, S., 2005, “A Review of the Experimental Estimation of the Rotor Dynamic Parameters of Seals”, *The Shock and Vibration Digest*, v. 37 (julho), pp. 261–284.
- [89] ULBRICH, H., WANG, Y., JENS, B., 1994, “Magnetic Actuator Design for Mechanical Engineering Applications”. In: *Proceedings of the Fourth International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 377–382. ETH- Zurich.
- [90] VAN DER OUDERAA, E., SCHOUKENS, J., RENNEBOOG, J., 1988, “Peak Factor Minimization of Input and Output Signals of Linear Systems”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 37, pp. 207–211.
- [91] VANCE, J., ZEIDAN, F., MURPHY, B., 2010, *Machinery Vibration and Rotordynamics*. Wiley.
- [92] VANNINI, G., CAMATTI, M., MASALA, A., et al., 2011, “Full Load Testing of a 12.5MW Vertical High Speed Subsea Motorcompressor”. In: *Proceedings of the Fortieth Turbomachinery Symposium*, pp. 79–92, Houston, USA, .
- [93] VANNINI, G., CIONCOLINI, S., CALICCHIO, V., et al., 2011, “Development of a High Pressure Rotordynamic Test Rig for Centrifugal Compressors Internal Seals Characterization”. In: *Proceedings of the Fortieth Turbomachinery Symposium*, pp. 46–59, Houston, USA, .
- [94] VANNINI, G., CIONCOLINI, S., DEL VESCOVO, G., et al., 2013, “Labyrinth Seal and Pocket Damper Seal High Pressure Rotordynamic Test Data”, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, v. 136 (outubro), pp. 9.
- [95] VERBOBEN, P., 2002, *Frequency-Domain System Identification for Modal Analysis*. Tese de D.Sc., Vrije Universiteit Brussel, Buxelas, Bélgica.

- [96] VOIGT, A., 2016, *Towards Identification of Rotordynamic Properties for Seals in Multiphase Flow Using Active Magnetic Bearings*. Tese de D.Sc., Technical University of Denmark DTU, Lyngby, Denmark.
- [97] VUOJOLAINEN, J., NEVARANTA, N., JASTRZEBSKI, R., et al., 2017, “Comparison of Excitation Signals in Active Magnetic Bearing System Identification”, *Modeling, Identification and Control (MIC)*, v. 38, pp. 11.
- [98] WAGNER, N., 2000, “Reliable Rotor Dynamic Design of High-Pressure Compressors Based on Test Rig Data”, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, v. 123 (agosto), pp. 849–856.
- [99] WAGNER, N., PIETRUSZKA, W., 1988, “Identification of Rotordynamic Parameters on a Test Stand with Active Magnetic Bearings”. In: *Magnetic Bearings. Proceedings of the First International Symposium*, pp. 289–299. Springer.
- [100] WAGNER, N., STEFF, K., 1996, “Dynamic Labyrinth Coefficients from a High-Pressure Full-Scale Test Rig Using Magnetic Bearings”. In: *Proceedings of the workshop in Rotordynamic Instability Problems in High-Performance Turbomachinery*, Austin, USA.
- [101] WAGNER, N., STEFF, K., GAUSMANN, R., et al., 2009, “Investigations On The Dynamic Coefficients Of Impeller Eye Labyrinth Seals”. In: *Proceedings of the 38th Turbomachinery Symposium*, pp. 53–70, Austin, USA.
- [102] WERNHOLT, E., MOBERG, S., 2008, “Experimental Comparison of Methods for Multivariable Frequency Response Function Estimation”. In: *Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control*, pp. 15359–15366, Seoul, Korea, julho.
- [103] WHALEN, J., ALVAREZ, E., PALLISER, L., 2004, “Thermoplastic Labyrinth Seals for Centrifugal Compressors”. In: *Proceedings of the Thirty-Third Turbomachinery Symposium*, pp. 113–126, Texas, USA.
- [104] YAMAMOTO, T., ISHIDA, Y., 2001, *Linear and Nonlinear Rotordynamics: A Modern Treatment with Applications*. Wiley.
- [105] YOON, S., LIN, Z., ALLAIRE, P., 2013, *Control of Surge in Centrifugal Compressors by Active Magnetic Bearings. Theory and Implementation*. Springer.

- [106] ZUTAVERN, Z., CHILDS, D., 2005, “Fiber-optic Strain Gauge Calibration and Dynamic Flexibility Transfer Function Identification in Magnetic Bearings”. In: *Proceedings of ASME Turbo Expo 2005: Power for Land, Sea and Air*, p. 6. ASME, junho.

Apêndice A

Curvas de calibração dos sensores das bancadas experimentais

É apresentado neste apêndice os coeficientes obtidos experimentalmente da calibração estática dos sensores de corrente e posição da bancada referente ao mancal magnético e a de selos anulares

A.1 Constantes de polinômios para sensores de bancada com mancal magnético ativo

As curvas da tabela A.1 foram obtidas por Siqueira[83], utilizando um micrômetro e um objetivo do mesmo material que o eixo a ser medido. No caso dos sensores de corrente, as curvas foram realizadas nos sensores de cada par de bobinas, utilizando um amperímetro como referência. Com uma fonte (ver figura A.1), vários pontos de corrente eram estabelecidos usando um resistor de potência, onde uma placa de aquisição media a tensão elétrica e armazenava por meio de um algoritmo implementado em Labview. Uma vez era realizado o levantamento dos pontos, um ajuste polinomial era realizado.

As curvas obtidas para os 8 sensores de corrente para os quadrantes do mancal magnético, são apresentadas na figura A.2. O ajuste polinomial empregado foi de grau um. O ajuste polinomial para cada sensor é apresentado na tabela A.2.

Tabela A.1: Coeficientes de polinômio para sensores de posição $y = ax + b$

Sensor	a	b
Ax	1.79e-4	5e3
Ay	1.79e-4	1.97e-4
Bx	1.79e-4	50
By	1.8e-4	1.71e-4

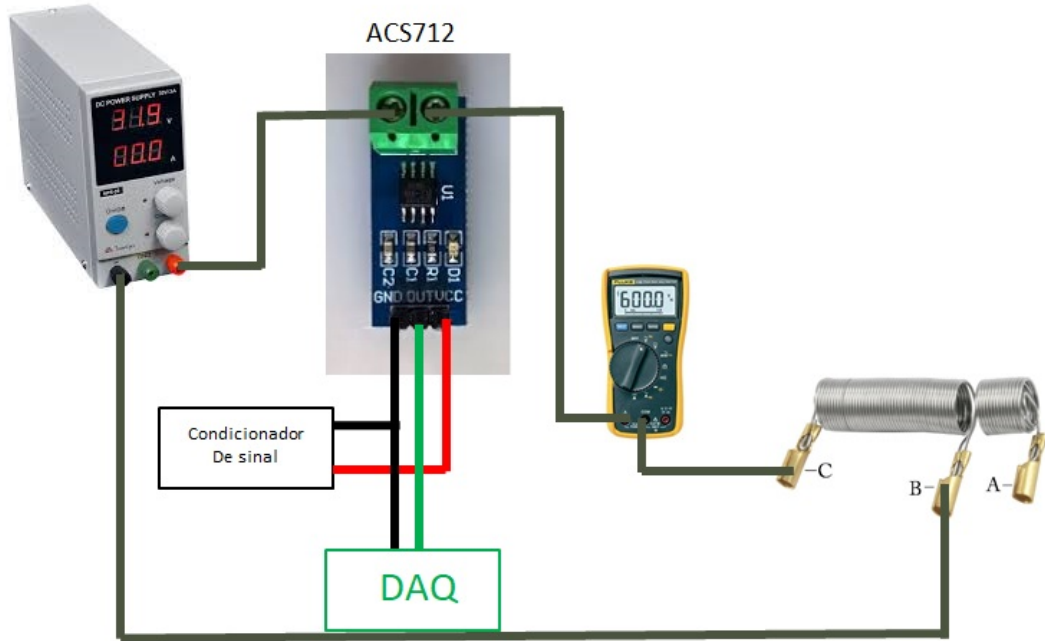


Figura A.1: Diagrama esquemático para calibração de sensores de corrente

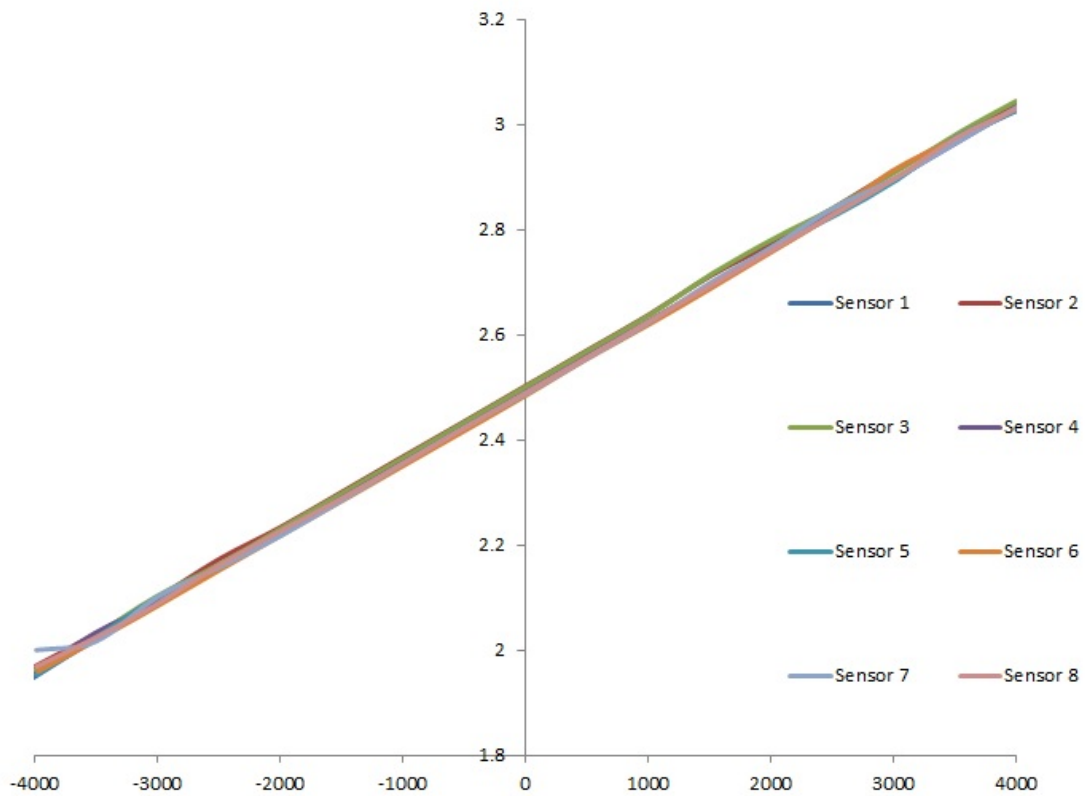


Figura A.2: Curvas obtidas para os sensores de corrente instalados no mancal magnético

Tabela A.2: Coeficientes de polinômio para sensores de corrente do mancal magnético $y = ax + b$

Sensor	a	b
Sensor Ax+	7.38266	-18.3134
Sensor Ax-	7.44178	-18.4487
Sensor Ay-	7.59867	-18.8437
Sensor Ay+	7.46207	-18.8437
Sensor By+	7.38266	-18.5637
Sensor By-	7.39404	-18.5979
Sensor Bx-	7,19644	-17.9736
Sensor Bx+	7,40845	-18.681

A.2 Constantes de polinômios para sensores de bancada de eixo flexível com selo interno

Para efetuar o procedimento de calibração do sensor de posição da bancada do selo interno, foi utilizado um micrômetro que permitia adaptar cada sensor por meio de um dispositivo suporte, e foi utilizado um objetivo cilíndrico com o mesmo diâmetro e material que o eixo onde os sensores seriam instalados, como observado na figura A.3. As curvas obtidas, apresentadas na figura A.4, foram ajustadas a um polinômio na faixa esperada de deslocamento absoluto do eixo ($2500 - 3500\mu m$). O erro médio do ajuste polinomial convergiu quando se utilizava uma equação de terceiro grau, levando os coeficientes aos apresentados na tabela A.3.

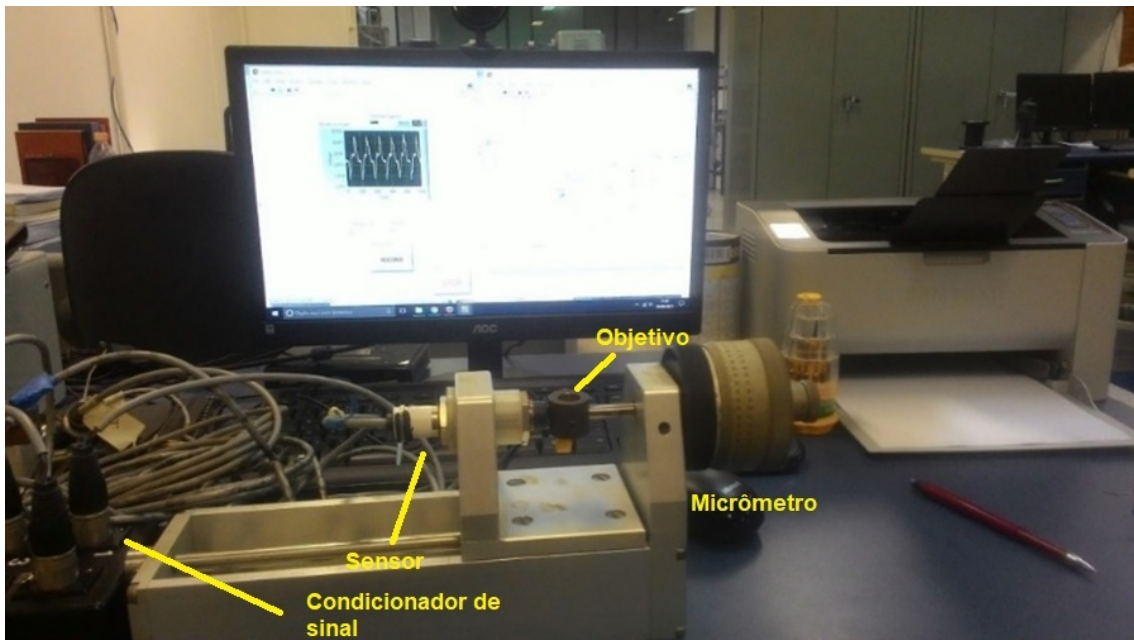


Figura A.3: Diagrama esquemático para calibração de sensores de corrente

Da mesma forma que o procedimento feito com os sensores de corrente montados no mancal magnético, oito sensores de corrente foram calibrados para a bancada para

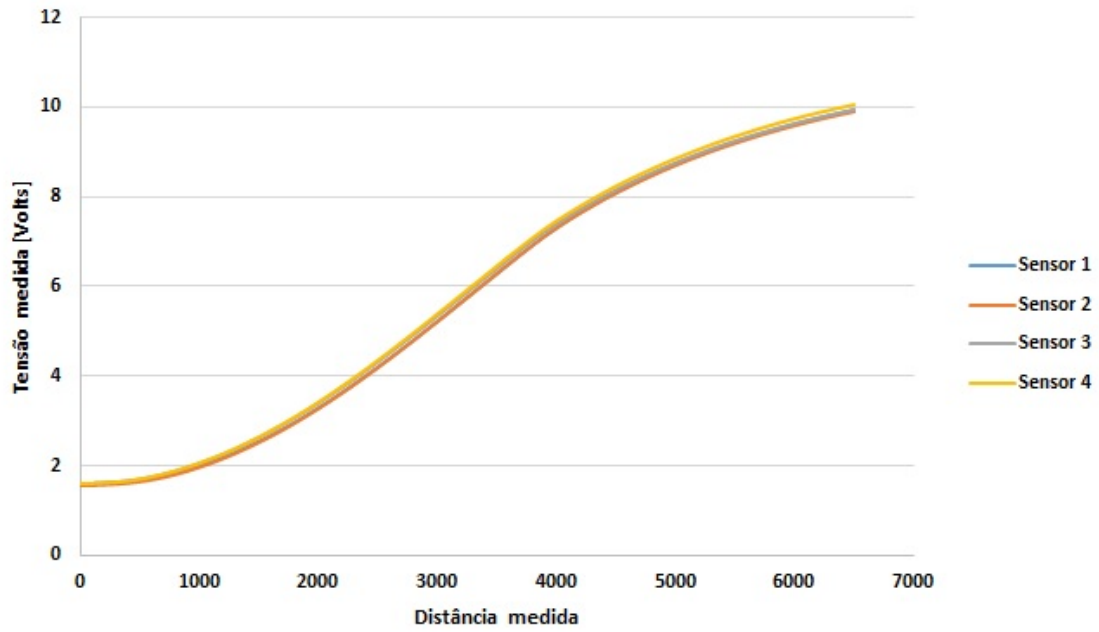


Figura A.4: Curvas obtidas para os sensores de corrente instalados no mancal magnético

selos anulares, obtendo curvas semelhantes à apresentada na figura A.2. Assim, os coeficientes dos polinômios obtidos são sumarizados na tabela A.4.

Tabela A.3: Coeficientes de polinômio para sensores de posição $y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3$

Sensor	a_0	a_1	a_2	a_3
Sensor Ax	-682.2099	1121.3	-115.8472	6.6441
Sensor Ay	-663.5099	1119.7	-114.8165	6.6945
Sensor Bx	-789.7863	1148.6	-119.3653	6.9616
Sensor By	-624.4924	1085.7	-105.9863	6.0892

Tabela A.4: Coeficientes de polinômio para sensores de corrente $y = ax + b$

Sensor	a	b
Sensor Ax+	7.4463	-18,5559
Sensor Ax-	7.3885	-18,4762
Sensor Ay-	7.244	-18,1015
Sensor Ay+	7.4423	-18,5111
Sensor By+	7.3728	-18,3214
Sensor By-	7.4402	-18,47
Sensor Bx-	7.3325	-18,2171
Sensor Bx+	7.4758	-18,5394

Apêndice B

Gráficos de medições experimentais

B.1 Experimentos com a bancada de mancal magnético

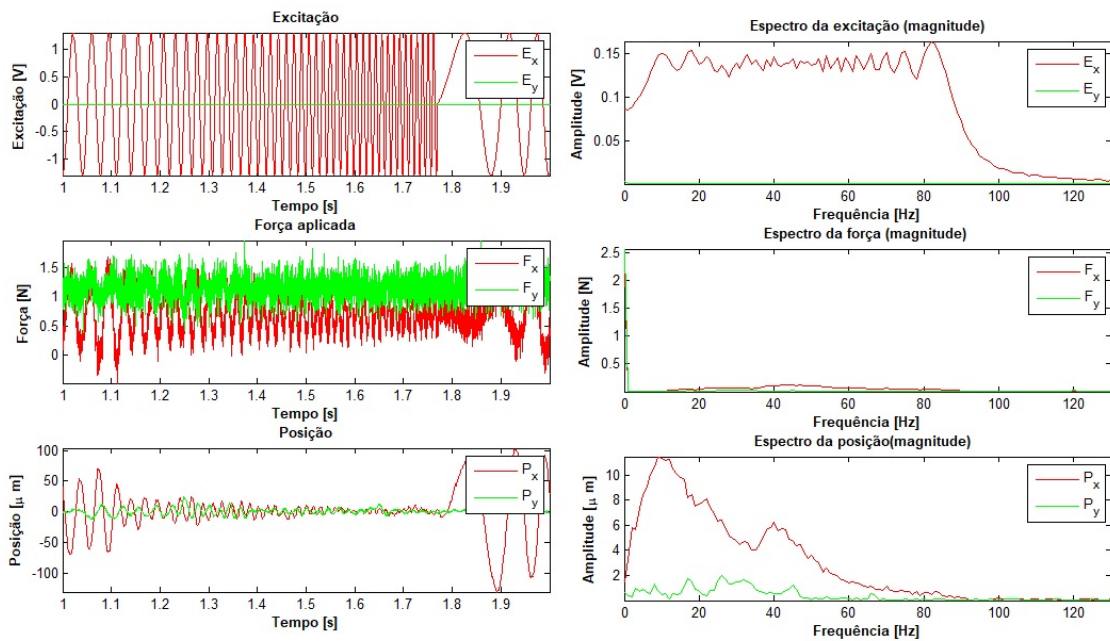


Figura B.1: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo varredura em frequências para teste em AMB

B.2 Experimentos com a bancada de rotor flexível

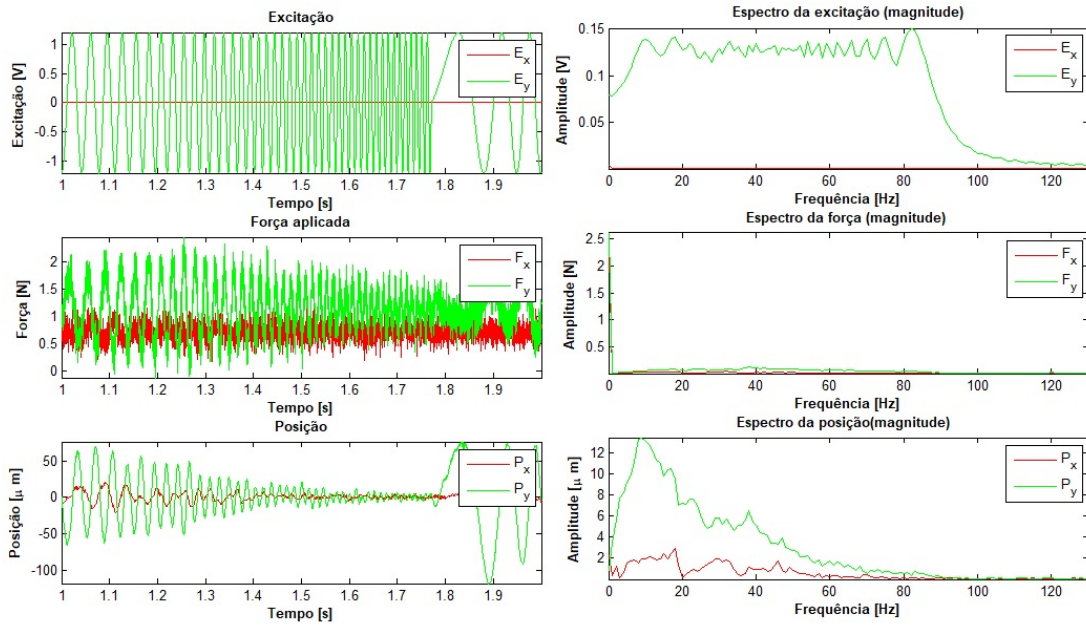


Figura B.2: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo varredura em frequências para teste em AMB

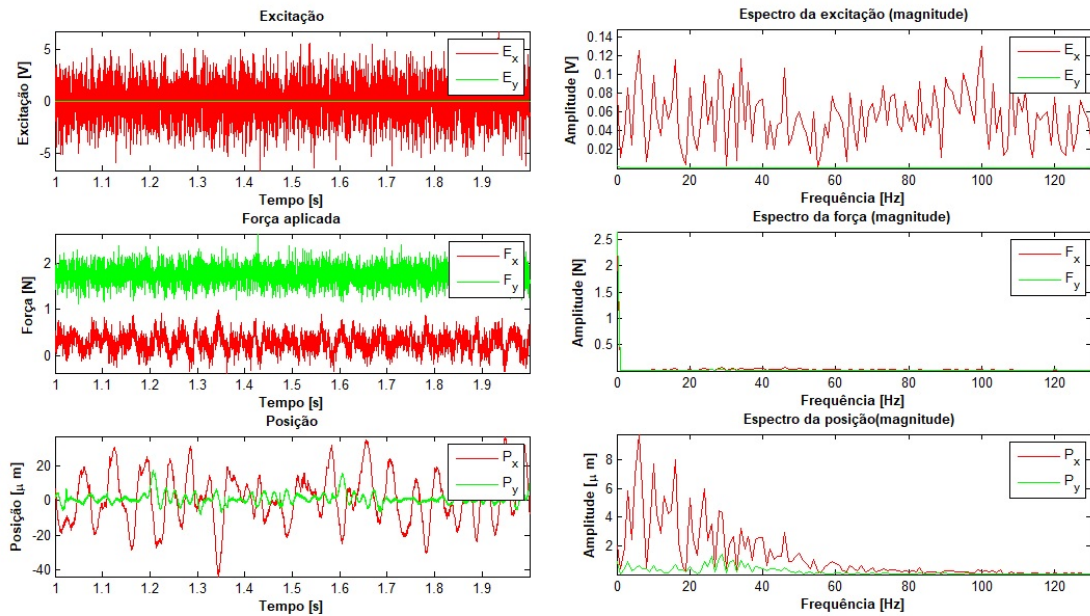


Figura B.3: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo ruído branco para teste em AMB

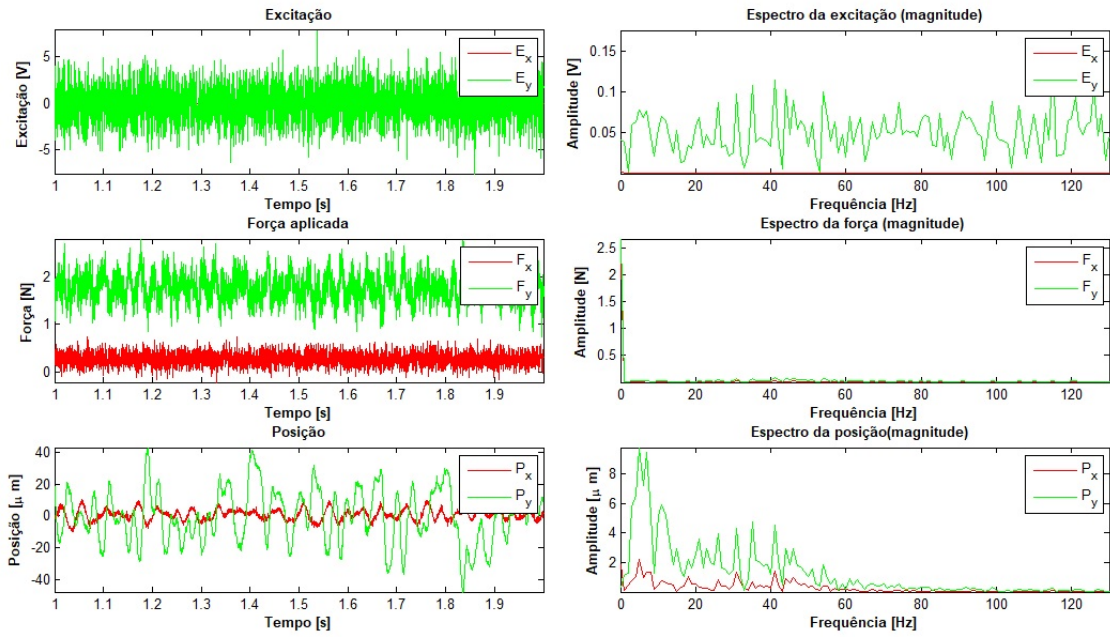


Figura B.4: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo ruído branco para teste em AMB

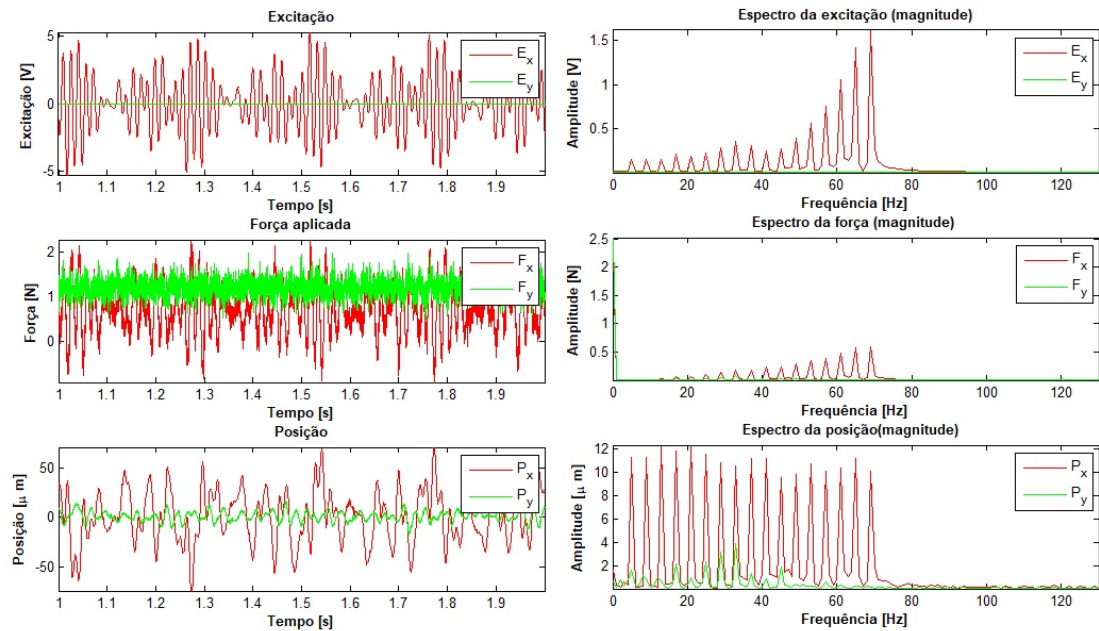


Figura B.5: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo multitônico com fases aleatórias para teste em AMB

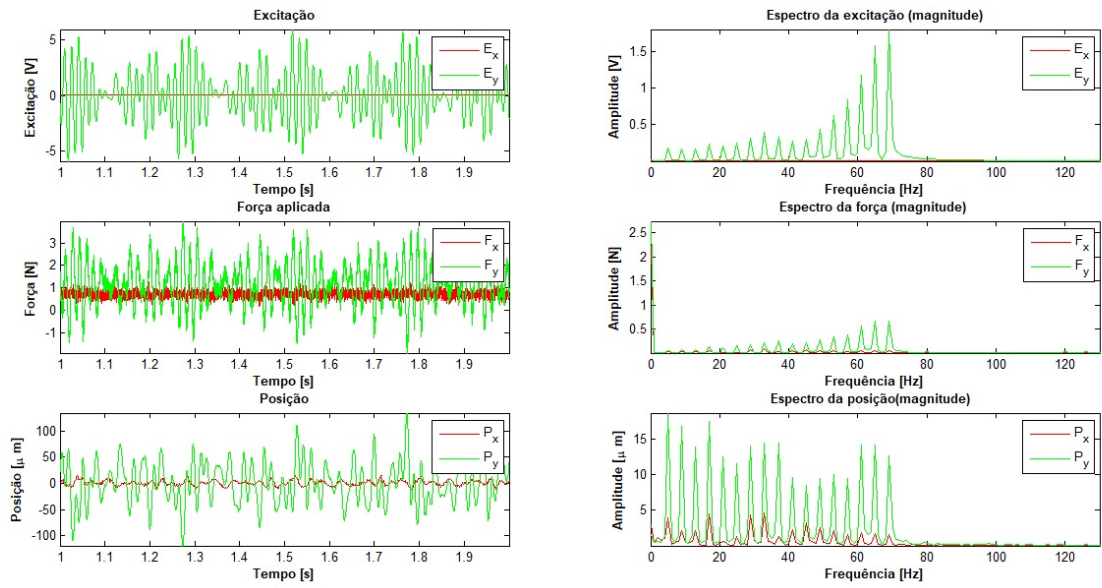


Figura B.6: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo multitônico com fases aleatórias para teste em AMB

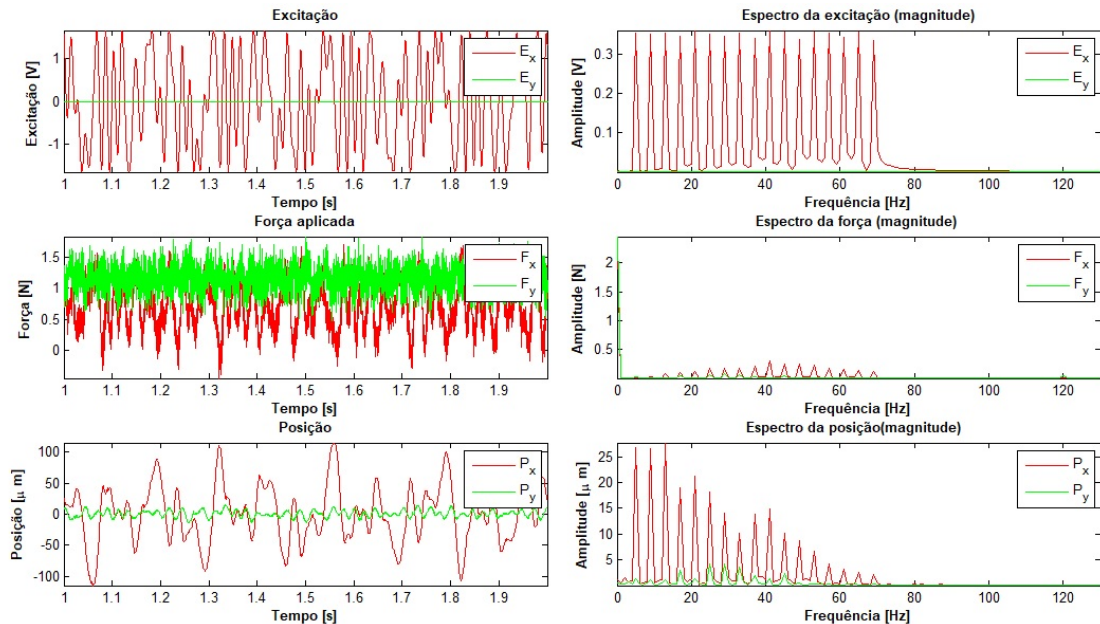


Figura B.7: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p com espectro plano para teste em AMB

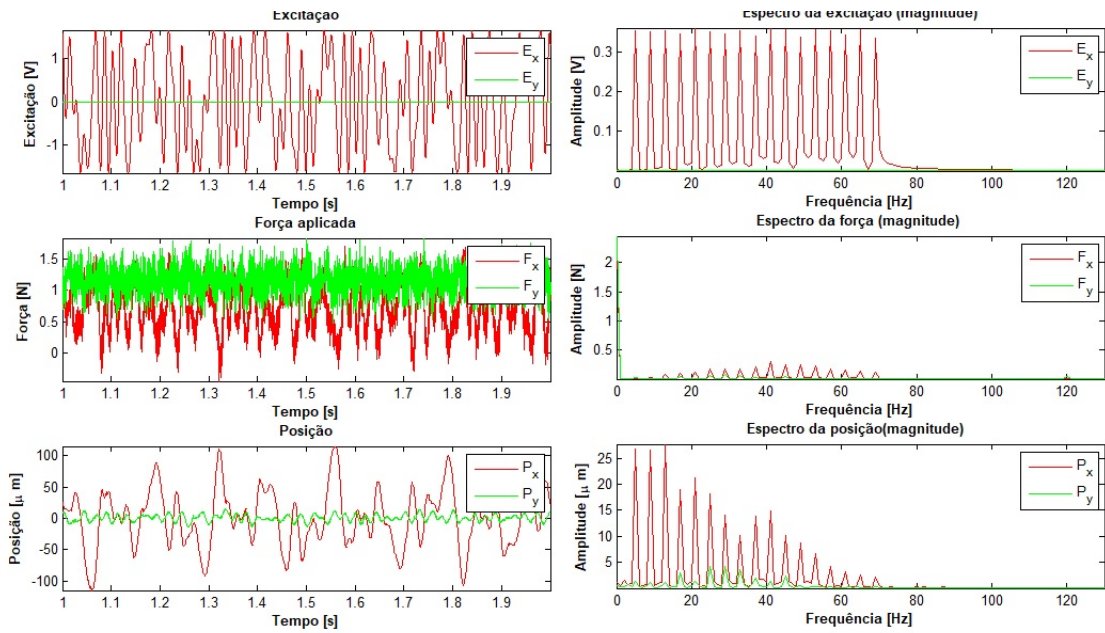


Figura B.8: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p com espectro plano para teste em AMB

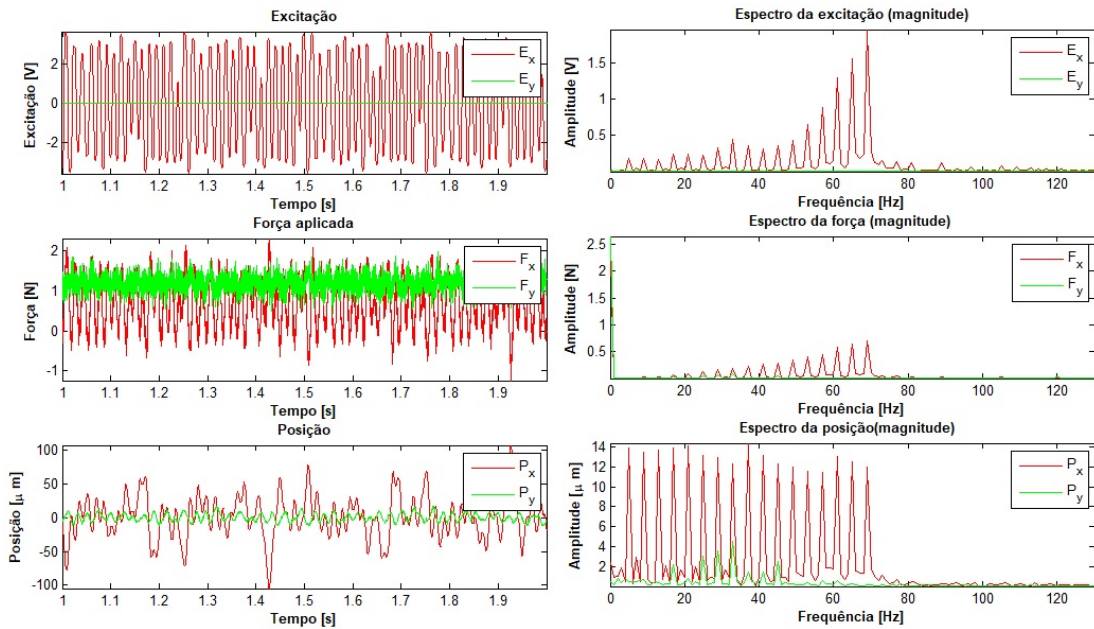


Figura B.9: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo modificado usando o algoritmo do corte no sinal para teste em AMB

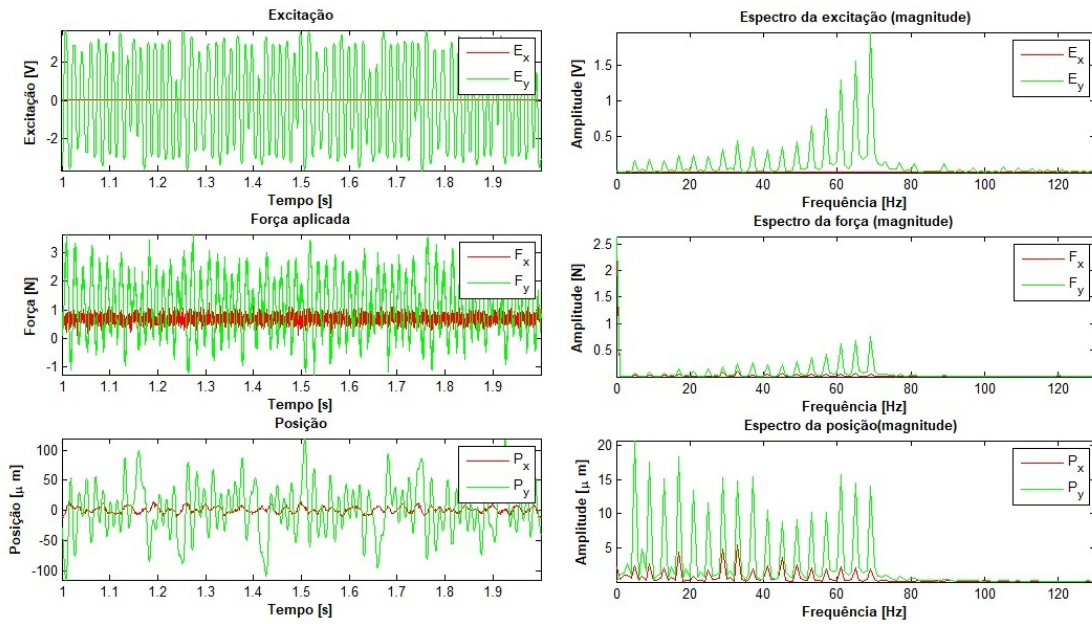


Figura B.10: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo modificado usando o algoritmo do corte no sinal para teste em AMB

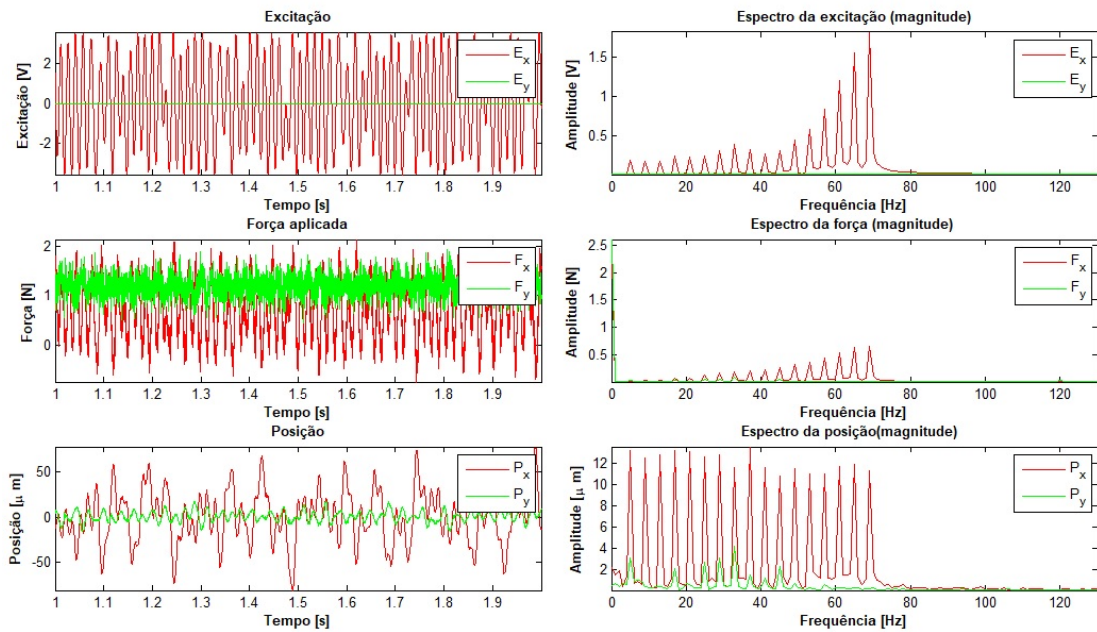


Figura B.11: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p para teste em AMB

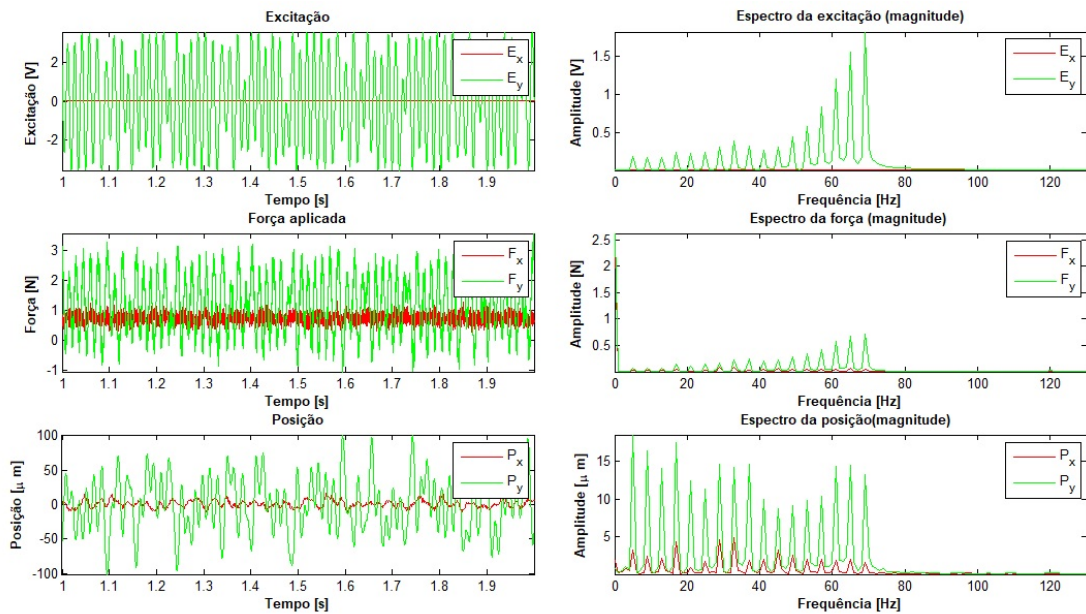


Figura B.12: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo modificado usando o algoritmo da norma l_p para teste em AMB

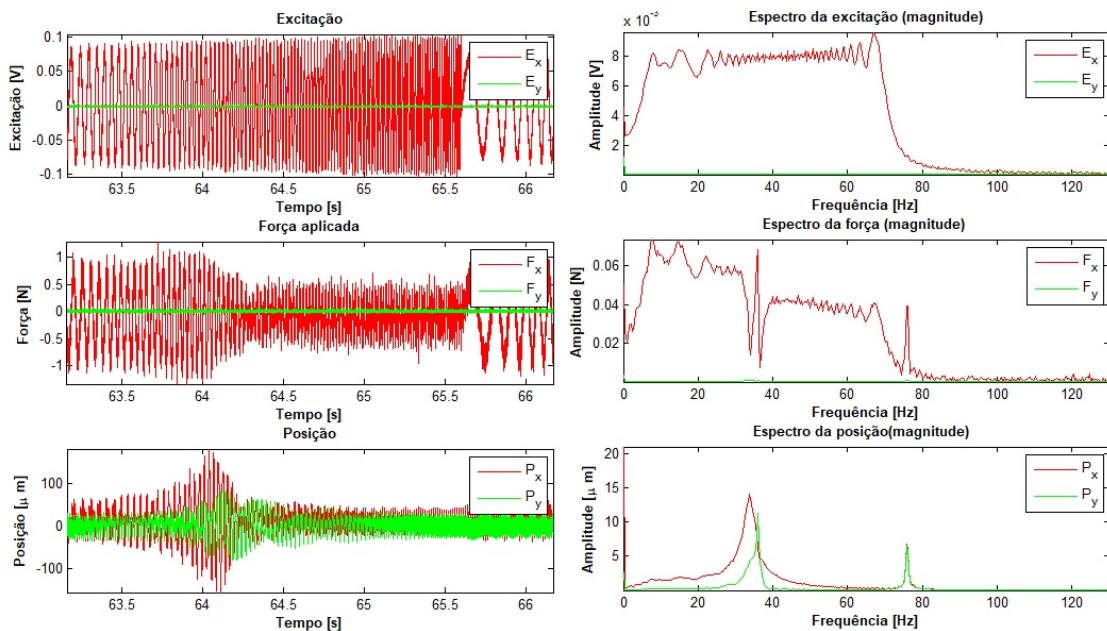


Figura B.13: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo varredura em frequências

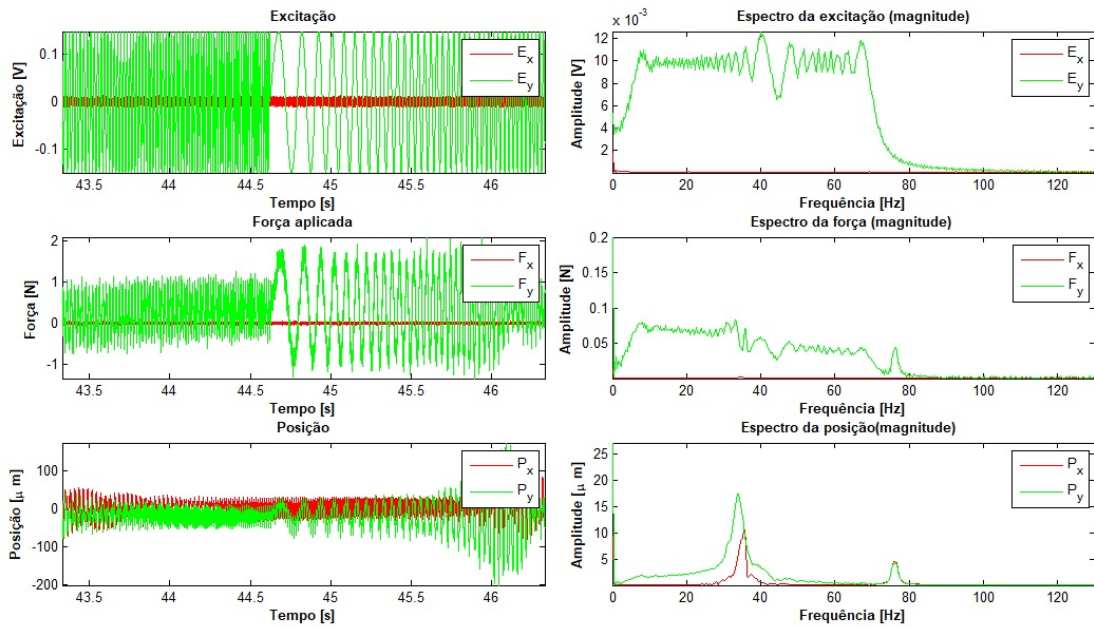


Figura B.14: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo varredura em frequências

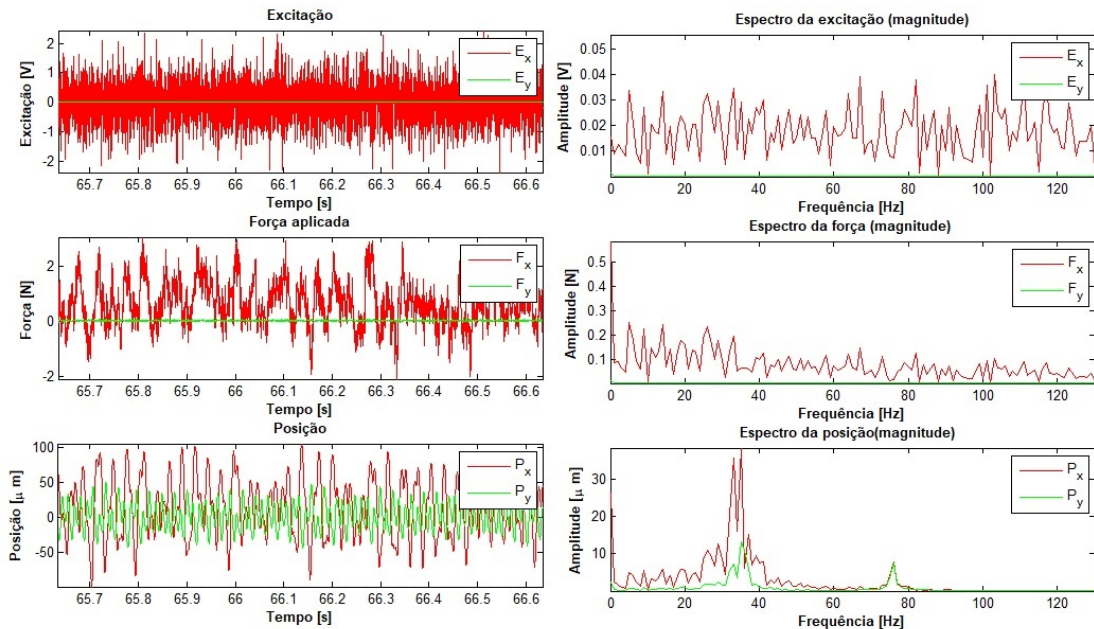


Figura B.15: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo ruído branco

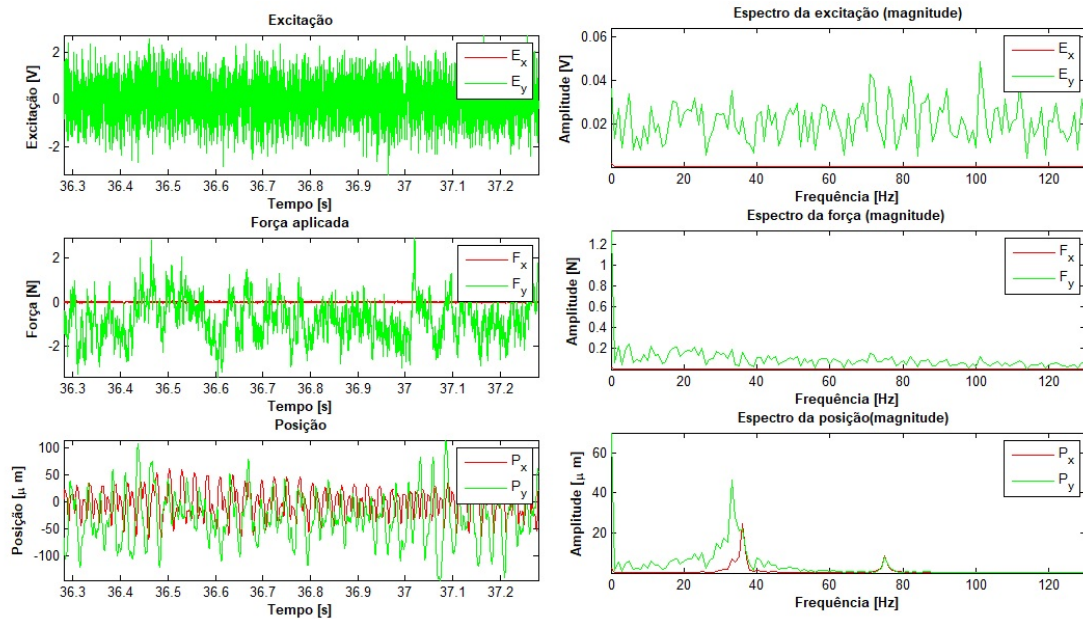


Figura B.16: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo ruído branco

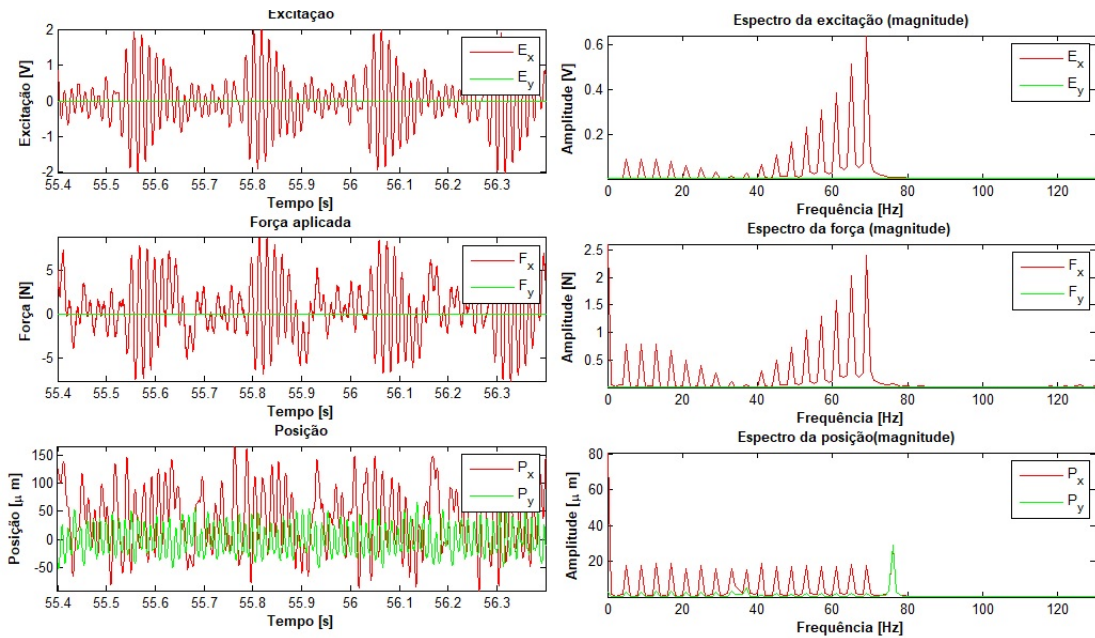


Figura B.17: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x usando sinal tipo multitônico com fases de Schroeder

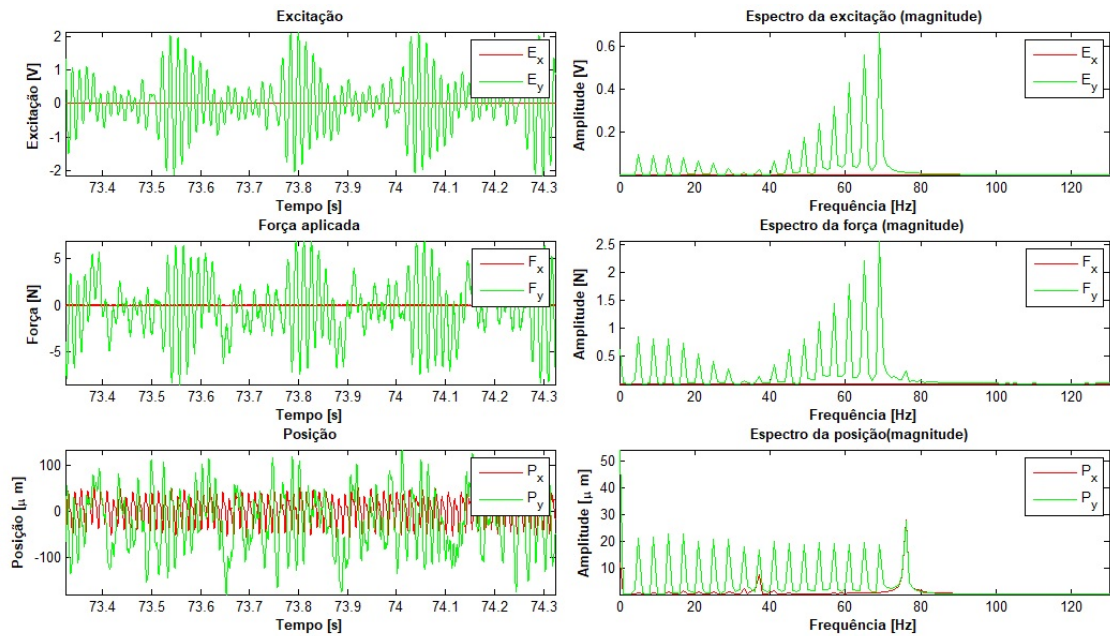


Figura B.18: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y usando sinal tipo multitônico com fases de Schroeder

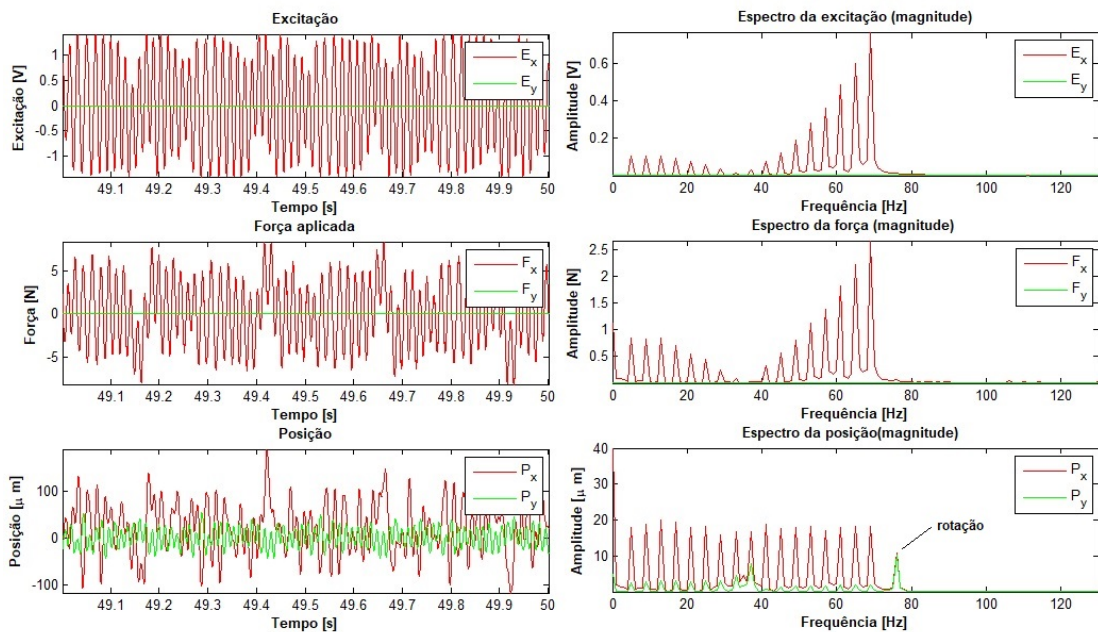


Figura B.19: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o algoritmo da norma l_p

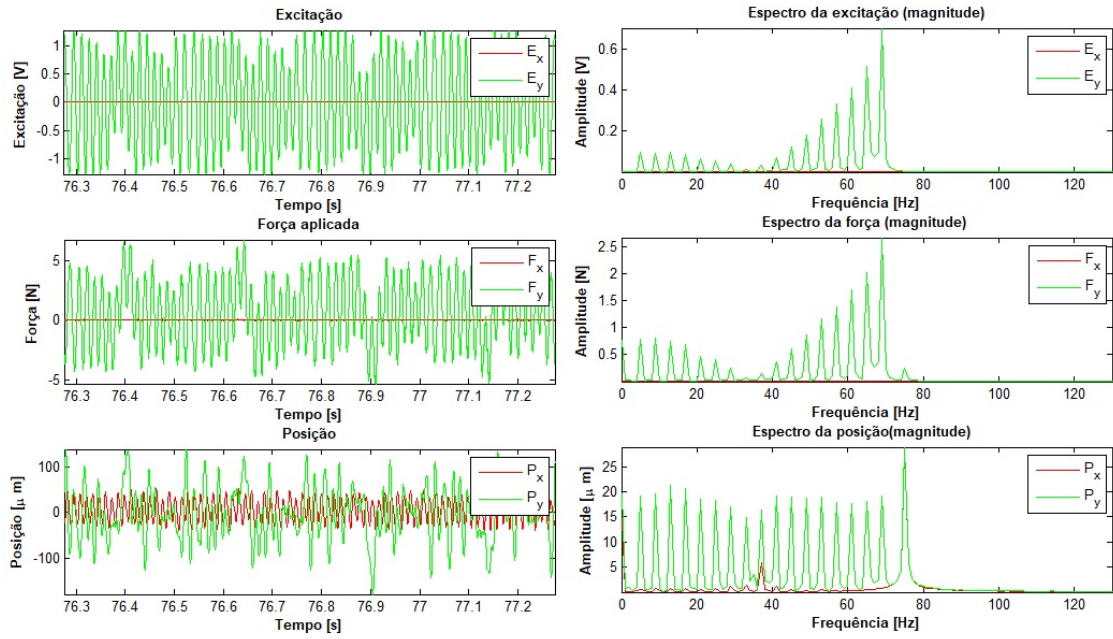


Figura B.20: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y utilizando o algoritmo da norma l_p

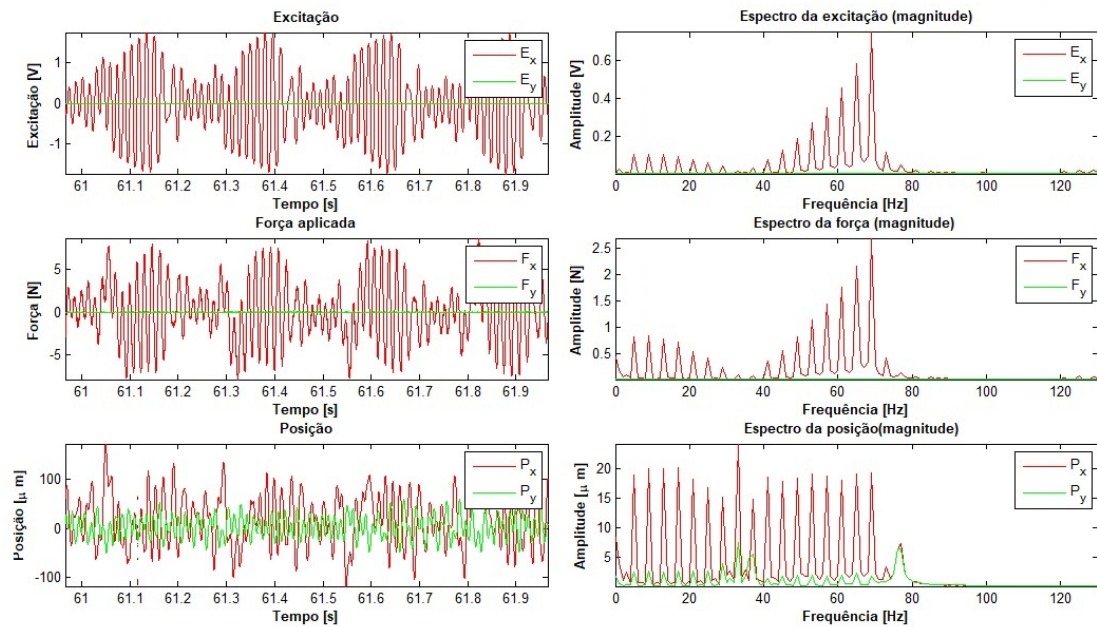


Figura B.21: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o algoritmo do corte no sinal

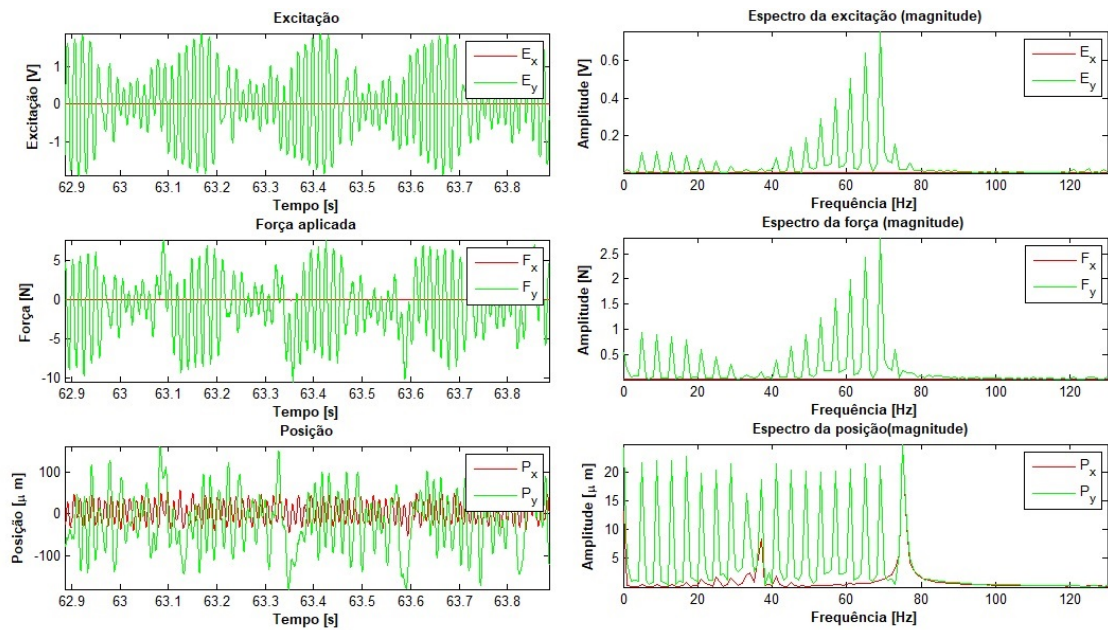


Figura B.22: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y utilizando o algoritmo do corte no sinal

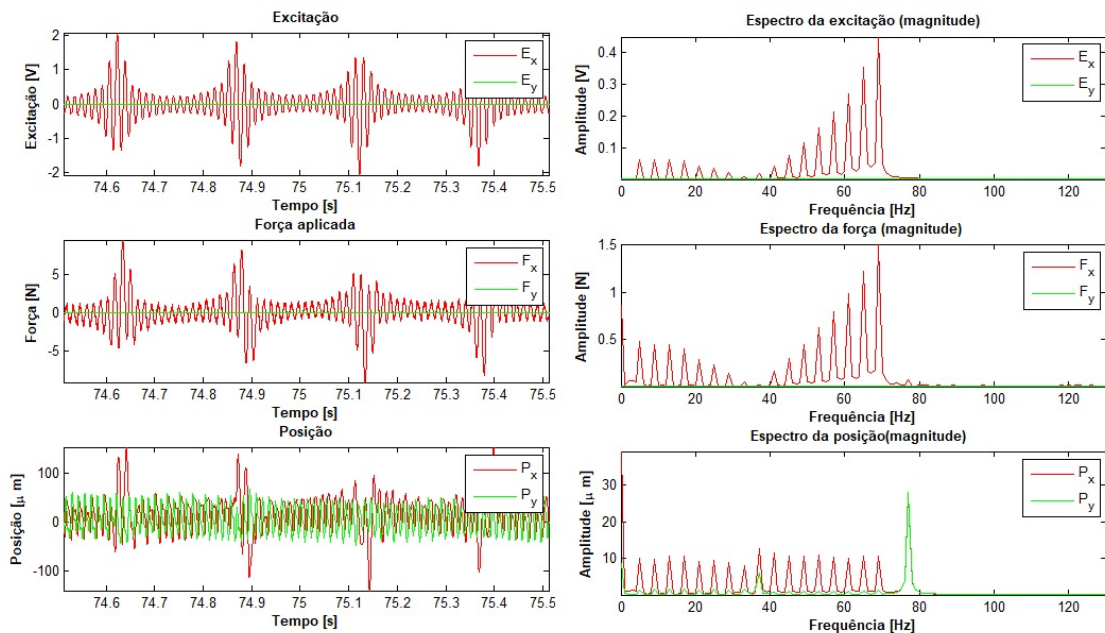


Figura B.23: Excitação, forças e posições para excitação no eixo x utilizando o multitônico com fases iguais

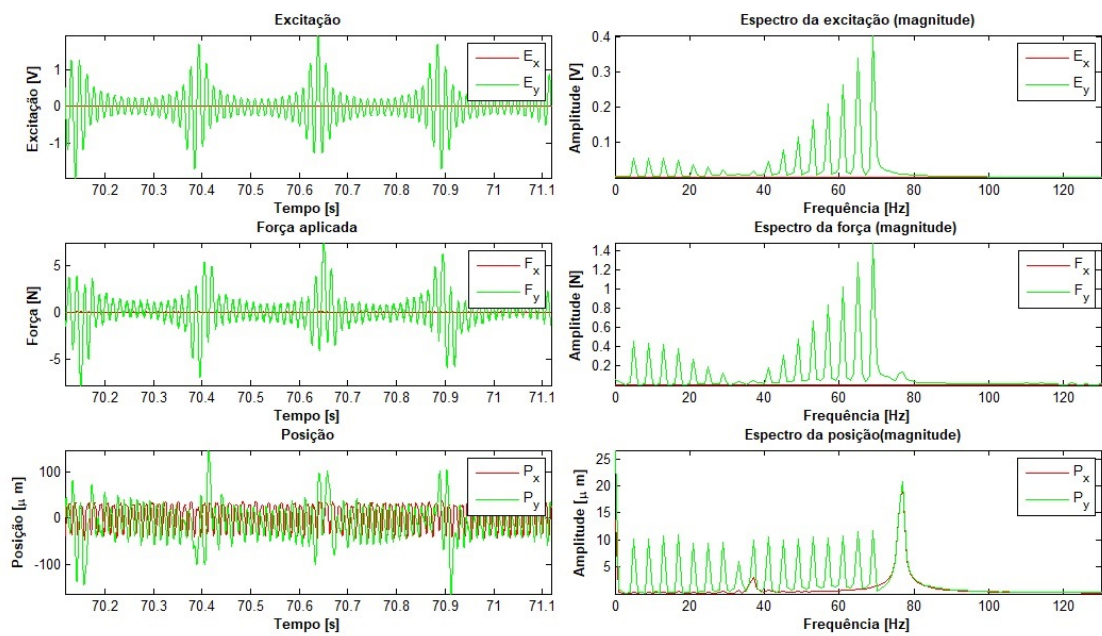


Figura B.24: Excitação, forças e posições para excitação no eixo y utilizando o sinal multitônico com fases iguais