

ANDREI ARAUJO FELIX

**IDENTIFICAÇÃO, PROJETO E COMPARAÇÃO
DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE FORÇA
PARA UMA MICROGARRA ELETROSTÁTICA**

São Paulo
2021 - (Versão Corrigida)

ANDREI ARAUJO FELIX

**IDENTIFICAÇÃO, PROJETO E COMPARAÇÃO
DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE FORÇA
PARA UMA MICROGARRA ELETROSTÁTICA**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

São Paulo
2021 - (Versão Corrigida)

ANDREI ARAUJO FELIX

**IDENTIFICAÇÃO, PROJETO E COMPARAÇÃO
DE TÉCNICAS DE CONTROLE DE FORÇA
PARA UMA MICROGARRA ELETROSTÁTICA**

Versão Corrigida

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração:

Engenharia de Sistemas

Orientador:

Prof. Dr. Diego Colón

São Paulo
2021 - (Versão Corrigida)

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 24 de novembro de 2021

Assinatura do autor: Andrei Araujo Felix

Assinatura do orientador: Diego Colón

Catálogo-na-publicação

Felix, Andrei Araujo

Identificação, projeto e comparação de técnicas de controle de força para uma microgarra eletrostática / A. A. Felix -- versão corr. -- São Paulo, 2021. 145 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1.MEMS 2.Microgarra eletrostática 3.Identificação de sistemas 4.Controle H infinito I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II.t.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por me agraciar com tantas oportunidades em minha vida. Agradeço à minha família pelo apoio e pelo incentivo nesses anos. Agradeço à minha namorada, Nathália Liberato Varussa, que sempre me incentivou e me apoiou em todas as minhas decisões. Agradeço ao meu orientador, Diego Colón, pelo constante apoio e corretivos. Por fim agradeço à todos os envolvidos neste trabalho que me ajudaram e me fizeram crescer como pessoa e profissional.

*“Tu es Petrus et super hanc petram
aedificabo Ecclesiam meam
et portae inferi non praevallebunt adver-
sum eam.
et tibi dabo claves regni caelorum
et quodcumque ligaveris super terram
erit ligatum in caelis
et quodcumque solveris super terram
erit solutum in caelis.”*

-Bíblia, Mateus 16:18-19-

RESUMO

Neste trabalho, faz-se a modelagem de uma microgarra eletrostática com vistas a controle de força, quando esta segura uma micropartícula. As técnicas usadas para obter o modelo matemático da microgarra são as técnicas de Identificação de Sistemas. Ensaios experimentais são feitos com diferentes micropartículas sendo seguradas. Famílias de modelos do tipo ARMAX (autoregressive moving average with exogenous input), OE (Output Error) e BJ (Box-Jenkins) são levantadas em diferentes ensaios com a microgarra segurando diferentes micropartículas. Com os modelos em mãos, projetam-se controladores de força em malha fechada para as microgarras. As técnicas utilizadas para projeto dos controladores são as técnicas clássicas e robusto H_∞ sensibilidade mista. Os controladores são simulados e comparados para verificar sua eficácia. A robustez de estabilidade é avaliada para todos os controladores.

Palavras-Chave – MEMS (miroeletromechanical systems), microgarra eletrostática, Identificação de Sistemas, Controle H_∞ .

ABSTRACT

In this work, we model an eletrostatic microgripper in order to design a closed-loop force control system when the microgripper holds a microobject. In order to obtain the model, diferent experiments are performed with the microgripper holding different micro-objects. System Identification techniques are used in order to determine mathematical models (transfer functions). Three different families of models are determined: ARMAX (autoregressive moving averange with exogenous input), OE (Output Error) e BJ (Box-Jenkins). Closed-loop force controllers are designed for OE and BJ families of models using classical and robust H_∞ techniques. Those controllers are compared in order to determine the best one. Stability robustness is also compared for all the controllers.

Keywords – MEMS (microeletromechanical systems), eletrostatic microgripper, System Identification, H_∞ control.

LISTA DE FIGURAS

1	(a) Microgarra eletrostática FT-G32 da <i>FemtoTools</i> [®] (b) Microgarra e partícula teste.	27
2	Aparato experimental: microgarra, microscópio, robô posicionador e computador de controle.	30
3	Dispositivo Pente de Capacitores: a. (BEYELER et al., 2007); b. (YOUNIS, 2011)	38
4	Resposta ao Degrau.	43
5	Diagrama de Blocos do Sistema de Controle de Força.	46
6	Diagrama de Blocos de um SLIT Malha Fechada.	47
7	Representação de Família de Planta em Gráficos de Nyquist.	50
8	Sistema em Malha Fechada com Incertezas Multiplicativas.	51
9	Sistema em Malha Fechada com Incertezas Multiplicativas Simplificado.	51
10	Micropartículas dos experimentos finais.	61
11	PRBS do décimo sexto Experimento.	64
12	Diagrama de Bode do décimo sexto Experimento.	65
13	Mapa de polos e zeros do décimo sexto Experimento.	66
14	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	67
15	PRBS do décimo sétimo Experimento.	68
16	Diagrama de Bode do décimo sétimo Experimento.	69
17	Mapa de polos e zeros do décimo sétimo Experimento.	70
18	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	71
19	PRBS do vigésimo Experimento.	72
20	Diagrama de Bode do vigésimo Experimento.	73
21	Mapa de polos e zeros do vigésimo Experimento.	74

22	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	75
23	PRBS do vigésimo primeiro Experimento.	76
24	Diagrama de Bode do vigésimo primeiro Experimento.	78
25	Mapa de polos e zeros do vigésimo primeiro Experimento.	79
26	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	80
27	PRBS do vigésimo segundo Experimento.	81
28	Diagrama de Bode do vigésimo segundo Experimento.	82
29	Mapa de polos e zeros do vigésimo segundo Experimento.	83
30	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	84
31	PRBS do vigésimo terceiro Experimento.	85
32	Diagrama de Bode do vigésimo terceiro Experimento.	86
33	Mapa de polos e zeros do vigésimo terceiro Experimento.	87
34	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	88
35	PRBS do vigésimo quarto Experimento.	89
36	Diagrama de Bode do vigésimo quarto Experimento.	90
37	Mapa de polos e zeros do vigésimo quarto Experimento.	91
38	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	92
39	PRBS do vigésimo quinto Experimento.	93
40	Diagrama de Bode do vigésimo quinto Experimento.	94
41	Mapa de polos e zeros do vigésimo quinto Experimento.	95
42	Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.	96
43	Comparação entre os experimentos para o método ARMAX no diagrama de bode.	99
44	Mapa de Polos e Zeros da Família ARMAX.	100
45	Comparação entre os experimentos para o método OE no diagrama de bode.	100
46	Mapa de Polos e Zeros da Família OE.	101

47	Comparação entre os experimentos para o método BJ no diagrama de bode com Máximo, Mínimo e Médio.	102
48	Mapa de Polos e Zeros da Família BJ.	103
49	Diagrama de Bode dos modelos Box Jenkins.	104
50	Diagrama de Bode da família de plantas para o modelo Box Jenkins. . . .	105
51	Diagrama de Bode da planta média com controlador proporcional.	106
52	Diagrama de Nyquist da planta média com controlador proporcional. . . .	106
53	Resposta ao degrau dos modelos Box Jenkins com controlador proporcional.	107
54	Sinal de controle proporcional referente ao degrau unitário sobre os modelos Box Jenkins.	108
55	Diagrama de Bode da planta média com controlador de atraso de fase. . .	109
56	Diagrama de Nyquist da planta média com controlador de atraso de fase. .	110
57	Resposta dos modelos Box Jenkins com controlador atraso de fase ao degrau unitário.	111
58	Sinal de controle atraso de fase.	112
59	Diagrama de Bode da planta média com controlador de fase não mínima. .	112
60	Diagrama de Nyquist da planta média com controlador de fase não mínima.	113
61	Resposta dos modelos Box Jenkins com controlador de fase não mínima ao degrau unitário.	113
62	Sinal de controle de fase não mínima.	114
63	Diagrama de Bode com todos os modelos identificados Output Error. . . .	115
64	Diagrama de Bode dos modelos escolhidos para a família de plantas do Output Error.	116
65	Diagrama de bode da família de plantas para o modelo Output Error. . . .	117
66	Peso das incertezas para a família de plantas do modelo Output Error. . .	117
67	Inverso da função peso de desempenho e a função sensibilidade.	118
68	Sinal de controle.	118
69	Resposta do sistema em malha fechada ao degrau.	119

70	Incerteza máxima e função peso.	119
71	Diagrama de Bode da função sensibilidade.	120
72	Diagrama de Bode da função $KS(j\omega)$	120
73	Diagrama de Bode da função sensibilidade complementar.	121
74	Diagrama de Bode da função $K(s)$	121
75	Diagrama de Nyquist dos modelos Box Jenkins com controlador sensibilidade mista.	122
76	Resposta dos modelos Box Jenkins com controlador sensibilidade mista ao degrau unitário.	122
77	Sinal de controle sensibilidade mista.	123
78	PRBS do experimento 1.	127
79	PRBS do experimento 2.	128
80	Micropartícula dos experimentos 2 e 3.	129
81	Tentativa de identificação.	129
82	Micropartícula dos experimentos 4, 5 e 6.	130
83	PRBS do experimento 7.	131
84	PRBS do experimento 9.	131
85	PRBS do experimento 11.	132
86	Micropartícula dos experimentos 9, 10 e 11.	132
87	Micropartícula do experimento 12.	133
88	PRBS do experimento 14 em Labview.	133
89	PRBS do experimento 14.	134
90	Micropartícula dos experimentos 14 e 15.	135

LISTA DE TABELAS

1	Valores dos Parâmetros do modelo	53
2	Experimentos bem sucedidos realizados	62

LISTA DE SÍMBOLOS

- H_∞ h infinito
- U campo de deslocamento
- ϵ_0 permissividade do ar
- E magnitude do campo elétrico
- Q carga elétrica
- C capacitância elétrica
- l comprimento da placa do capacitor
- t altura da placa do capacitor
- b espessura da placa do capacitor
- d distância entre os pentes do *combdrive*
- V tensão elétrica
- F_x força eletrostática gerada entre as placas do capacitor no eixo x
- F_y força eletrostática gerada entre as placas do capacitor no eixo y
- C_x capacitância no eixo x
- C_y capacitância no eixo y
- N quantidade de dentes no pente
- R distância entre a base e ponta da haste
- r distância entre a base da haste e ponto de aplicação da força eletrostática
- F força aplicada pela ponta da haste
- F_e força eletrostática aplicada na haste
- V_{ino} ponto de linearização
- W_p função peso de desempenho
- ϵ permissividade do material dielétrico
- σ_a coeficiente de amortecimento do componente atuador
- σ_b coeficiente de amortecimento do componente sensor
- g distância entre os dentes do pente de capacitores

hz espessura do dente do pente de capacitores

k_0 rigidez do microobjeto

K_{la} rigidez do componente atuador

K_{lb} rigidez do componente sensor

L comprimento das hastes

M_a massa do componente atuador

M_b massa do componente sensor

N_a número total de dentes do pente de capacitores

x_{ea} distância entre o ponto no qual a força eletrostática atua na haste atuadora e o seu ponto de articulação

x_{eb} distância entre o ponto no qual a haste atua no dispositivo pente de capacitores e o ponto de articulação da haste sensora

f_a frequência de amostragem

LISTA DE ACRÔNIMOS

- MEMS microelectromechanical systems
- LQG linear quadratic gaussian
- LTR loop transfer recovery
- RIE reactive ion etching
- DRIE deep reactive ion etching
- ARX autoregressivo com variável exógena
- FIR resposta infinita ao impulso
- ARMAX autorregressivo de média móvel com variável exógena
- OE output error
- BJ box jenkins
- MPC model predictive control
- PRBS pseudo random binary signal
- LPV linear parameter variable
- BISC built in self calibration
- BIST built in self test
- FPGA field-programmable gate array
- ML maximum likelihood
- PWARX piecewise autoregressive exogenous
- PWAOE piecewise affine output error
- LMN local model network
- ZIR zero input response
- PID proporcional integral derivativo
- FEM finit element method
- IPT instituto de pesquisas tecnológicas de São Paulo
- RBS random binary signal
- SLIT sistema linear invariante no tempo

SUMÁRIO

1	Introdução e Objetivos	25
1.1	Micromanipulação e Micro-objetos	25
1.2	Microgarras Eletrostáticas	26
1.3	Objetivo do Trabalho	28
1.4	Organização do Texto	31
1.5	Contribuições e Trabalhos Publicados	32
2	Introdução Teórica	33
2.1	Revisão Bibliográfica	33
2.2	Força na Microgarra Eletrostática	38
2.3	Modelagem Dinâmica	41
2.4	Identificação de Sistemas	42
2.5	Sinal de Entrada	43
2.6	Tipos de Modelos Abordados	44
2.6.1	Modelo ARMAX	44
2.6.2	Modelo OE	45
2.6.3	Modelo BJ	45
2.7	Controle H_∞	46
2.7.1	Controle Linear e Invariante no Tempo	47
2.7.2	Especificação de Desempenho	47
2.7.3	Ponderação no Esforço de Controle	49
2.7.4	Inclusão de Incertezas no Modelo da Planta	50
3	Identificação do Modelo Matemático da Microgarra Eletrostática	55

3.1	Dedução da Função de Transferência Teórica da Microgarra	55
3.2	Descrição dos Experimentos e Identificação	58
3.2.1	Familiarização com o Equipamento e Preparativos	58
3.2.2	Descrição dos Experimentos Bem Sucedidos	60
3.2.2.1	Experimento 16	62
3.2.2.2	Experimento 17	63
3.2.2.3	Experimento 20	67
3.2.2.4	Experimento 21	73
3.2.2.5	Experimento 22	77
3.2.2.6	Experimento 23	79
3.2.2.7	Experimento 24	82
3.2.2.8	Experimento 25	83
4	Projetos de Controladores de Força para a Microgarra	97
4.1	Famílias de Plantas Obtidas	97
4.1.1	Pré-Seleção dos Modelos	97
4.1.2	Modelos ARMAX obtidos	98
4.1.3	Modelos OE obtidos	99
4.1.4	Modelos BJ obtidos	101
4.1.5	Escolha da melhor Família de Modelos	102
4.2	Projeto de Controladores Clássicos para a Família Box Jenkins	103
4.2.1	Projeto de Controladores Proporcionais	104
4.2.2	Projeto de Controladores de Atraso de Fase	107
4.2.3	Projeto de Controladores de Fase Não-Mínima	108
4.3	Projeto de Controlador H_∞ para Output Error	110
4.4	Projeto de Controlador H_∞ para a Família Box Jenkins	114
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	125

Apêndice A – Testes Descartados	127
Referências	137

1 INTRODUÇÃO E OBJETIVOS

Neste capítulo, introduz-se o problema a ser tratado, que é o da micromanipulação utilizando-se microgarra eletrostática. Apresentam-se também os objetivos do trabalho, a organização do texto e os artigos publicados.

1.1 Micromanipulação e Micro-objetos

Micromanipulação é o processo de manipulação de objetos com dimensões na ordem dos micrômetros. São sistemas que trabalham em um microambiente, isto é, aqueles dispositivos ou grupos deles que atuam ou exercem alguma função em dimensões micrométricas. Na micromontagem (ou micromanipulação) é usual a utilização de micro-piças ou microgarras, podendo ter diferentes propriedades físicas, efetuando tanto a parte sensora (no caso de força) quanto a atuadora. Em nosso trabalho, são utilizadas microgarras eletrostáticas encontradas no mercado. Em geral, a micromanipulação utiliza dispositivos MEMS (Micro Electro Mechanical Systems), em português Sistemas Microeletromecânicos, para segurar e mover micropartículas em um microambiente (YOUNIS, 2011). Alguns exemplos de MEMS são os microsensores, acelerômetro ou giroscópio, ou microatuadores, como microgarras.

Os microambientes são marcadamente diferentes daqueles do dia-a-dia das pessoas, pois nesses microambientes as forças dominantes são de origem superficial e não-lineares, como a tensão superficial, a força de adesão, força de van der Waals e atração eletrostática. As forças dominantes no macroambiente (ou seja, do dia-a-dia das pessoas) são as forças que dependem do volume dos corpos, como a inércia e a gravidade, e podem ser completamente desprezadas na microescala. Isso faz com que a manipulação seja bastante desafiadora, tanto a manual quanto a automatizada (YOUNIS, 2011; MENCIASSI et al., 2004). Além disso, o mundo macroscópico interfere no microambiente, causando ruídos e perturbações, como por exemplos, as vibrações vindas do piso onde se apoia o aparato.

A micromanipulação e a micromontagem têm sido aplicadas em diversas áreas tais

como Medicina, Biologia e Engenharia. Foram usadas, por exemplo, na caracterização mecânica de óvulos de ratos (LIU et al., 2010), na medição de propriedades mecânicas de células de vegetais (KIM et al., 2008; NELSON; SUN; GREMINGER, 2005; LIU et al., 2009), como indicativo de seu crescimento celular (WEBER et al., 2015). Foram usadas ainda na reparação de tecidos fibrosos de células (SAKAR et al., 2016) e em microdispositivos biomédicos (CARROZZA et al., 2000; Vurchio et al., 2019). Em Engenharia de Materiais, a micromanipulação foi usada para caracterização de partículas na escala de micrômetros em espectroscopia de raio-x (TAKEICHI et al., 2014) e também na manipulação de nanotubos de carbono em microscopia eletrônica (Andersen et al., 2009). Outras soluções de métodos de micromanipulação foram utilizadas, que difere do uso de microgarras (LIU et al., 2009).

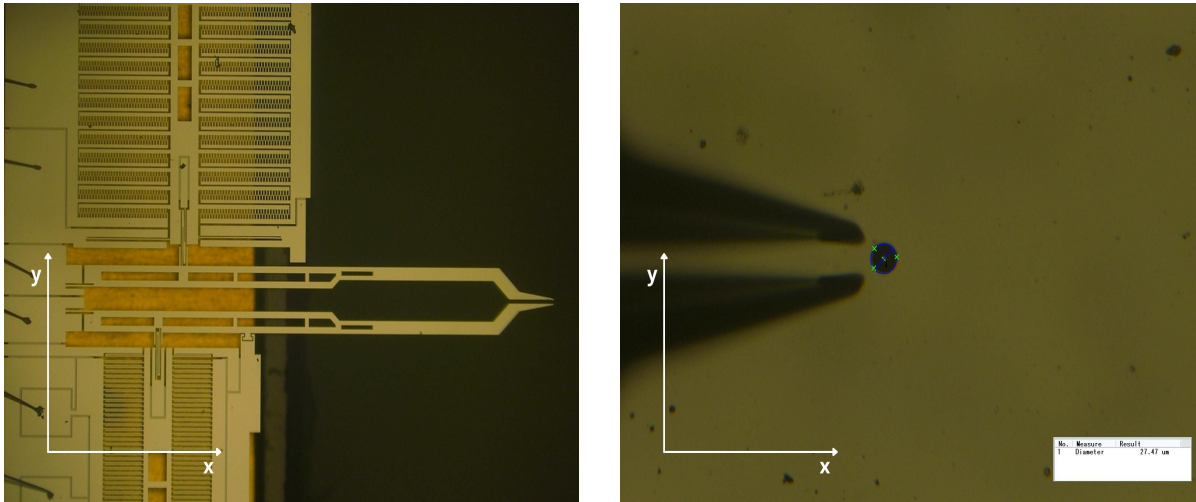
Na micromanipulação, deseja-se controlar a posição de uma microgarra de modo que essa siga uma trajetória de referência, ao mesmo tempo em que se segura um micro-objeto para transportá-lo de um ponto a outro sem danificá-lo, como no caso de uma célula viva. Em situações como essa, normalmente se realiza também um controle de força em malha fechada, ao mesmo tempo em que se controla a posição. Há excelentes artigos de revisão que descrevem diferentes estratégias de micromanipulação, como por exemplo (Savia; Koivo, 2009).

1.2 Microgarras Eletrostáticas

Microgarras são tipicamente compostas de dois braços, com dimensões da ordem de milímetros de modo a segurar objetos de dimensões da ordem de um micrômetro até um milímetro. Na Fig. 1, imagem a esquerda, tem-se uma foto obtida da microgarra que será utilizada neste trabalho a partir de um microscópio óptico, onde se pode notar claramente a presença dos braços. Na Fig. 1), imagem a direita, tem-se uma ampliação da ponta da microgarra, onde também se pode ver o micro-objeto, de diâmetro da ordem de dezenas de micrômetros. Nota-se a gradativa perda de foco à esquerda do micro-objeto, o que é uma característica dos microscópios.

Há três tipos principais de tecnologias de micromanipulação (ou seja, três tipos de princípios de atuação), que são o piezoelétrico, o eletrotérmico e o eletrostático. Em (Xu, 2013), o modelo matemático de uma microgarra piezoelétrica é identificado usando-se um sinal senoidal de frequência variável, com um pico de ressonância em torno de 500 Hz. Diferentes técnicas de controle são implementadas para controle de força neste tipo de dispositivo, como o controle por impedância. Em (Rakotondrabe; Clemy; Lutz, 2007), a

Figura 1: (a) Microgarra eletrostática FT-G32 da *FemtoTools*[®] (b) Microgarra e partícula teste.



Fonte: Autor.

força em uma microgarra piezoelétrica é controlada por uma técnica H_∞ , mas as características do micro-objeto e a sua interação com a microgarra não são considerados, o que causa grandes incertezas no modelo. Nesta dissertação, além de usarmos uma microgarra eletrostática, a interação dela com o micro-objeto será considerada e modelada. Em (Wang et al., 2019), os autores desenvolvem controladores híbridos/chaveados, baseados no controlador PID (proporcional + integral + derivativo) de modo a controlar tanto a posição (na escala de micrômetros) quanto a força (na escala de milinewtons), mas sem o desenvolvimento do modelo matemático. Outros trabalhos, como (CHEN et al., 2020), realizam uma modelagem bastante detalhada usando o Método dos Elementos Finitos (FEM - finite element method). Em nosso trabalho, ao contrário destes artigos, será feita uma modelagem pelo método de Identificação de Sistemas.

Outra tecnologia bastante usada em micromanipulação é a das microgarras eletrotérmicas. Nesta tecnologia, conseguem-se deflexões grandes sem necessidade de aplicação de voltagens altas (ao contrário do que ocorre com a eletrostática, como será visto mais adiante (Sheikh; Shanmuganatham, 2014). Em (Vargas-Chable et al., 2019), os autores desenvolvem uma microgarra eletrotérmica na qual temperaturas tão altas quanto 200 graus Celsius podem ser atingidas, sendo uma das desvantagens desta tecnologia de micromanipulação, que não poderia ser utilizada em aplicações biológicas. Em (Mayyas et al., 2007; PASQUALE; SOMÀ, 2010; MAYYAS; STEPHANOU, 2009), modelos matemáticos de microgarras eletrotérmicas são desenvolvidos.

Neste trabalho, como já foi mencionado, serão utilizadas microgarras eletrostáticas.

Elas recebem este nome pois a força exercida nos braços da microgarra são geradas a partir de efeito eletrostático, isto é, através de aplicação de tensão lentamente variável, um campo eletrostático aparece entre pentes de microplacas, que estão ligadas a um dos braços, pelo qual a força é transmitida ao micro-objeto. Na Fig. 1, pode-se notar, na parte superior, um pente de microplacas sob as quais a tensão é aplicada, e que potencializam o efeito eletrostático. Se o leitor observar detalhadamente, verá que esta estrutura se assemelha a dois pentes, de onde vem o nome utilizado na literatura: *comb drive*.

Entre as vantagens das microgarras eletrostáticas está a máxima frequência dos movimentos que pode ser atingida, maior do que a dos outros tipos de microgarras, e também o baixo consumo de energia. Por outro lado, como já foi dito, tensões mais altas são necessárias, o que dificulta a implementação dos circuitos eletrônicos de potência que devem ser utilizados. Além disso, o *comb drive* visto na Fig. 1 introduz uma característica capacitiva no modelo.

Em (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013), os autores desenvolvem um modelo linear e invariante no tempo para a microgarra eletrostática comercial FT-G32[®] do fabricante suíço FemtoTools[®], que é o aparato experimental utilizado neste trabalho, em parceria com o Laboratório de Micromanufatura do Núcleo de Bionanomanufatura do IPT (Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo). Para se determinar experimentalmente alguns parâmetros, utiliza-se um interferômetro a laser. Para lidar com o efeito do ruído ao mesmo tempo em que controlam a força que a microgarra exerce no objeto, é utilizada a técnica de projeto LQG (linear quadrático gaussiano) e um filtro de Kalman para estimar os estados.

A microgarra do FT-G32[®] pode manipular micro-objetos de diâmetros de 1 a 30 μm , com máxima força de aproximadamente 60 μN . A parte (ou pente inferior) apresentado na Fig. 1 também consiste de microcapacitores. Entretanto, estes funcionam como sensores de força, de modo que podemos dizer que o braço superior da microgarra atua no micro-objeto, gerando a força, enquanto que o braço inferior funciona como sensor, medindo esta força. Este sensor é calibrado de modo a geral um incremento de 1.0 V para cada incremento de 25 μN de força. O máximo sinal medido pelo sensor é, então, 2.4 V.

1.3 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho é determinar modelos matemáticos para uma microgarra eletrostática e um micro-objeto agarrado com a intenção de realizar o controle de força que

esta microgarra exerce sobre o micro-objeto. Também é objetivo o projeto e simulação de leis de controle lineares em malha fechada para controlar a força. Para a obtenção dos modelos, diferentemente de (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013) que faz um híbrido entre modelagem fenomenológica e identificação de sistemas, nesta dissertação o objetivo é determinar um modelo matemático totalmente a partir de técnicas de Identificação de Sistemas, a partir da aplicação de sinais de entrada na microgarra (tensão) e da coleta dos correspondentes sinais de saída (força).

A partir dos dados de entrada e saída coletados, serão ajustados diferentes tipos de modelos e será feita uma avaliação sobre qual o mais adequado para ser usado no projeto das leis de controle. Mais especificamente, serão ajustados modelos lineares e invariantes de tempo discreto do tipo ARMAX (autorregressivo + média movel com entrada externa), BJ (Box-Jenkins) e OE (output-error). Além disso, os modelos determinados serão de fato famílias de modelos, que irão incluir incertezas nos parâmetros da planta e um modelo médio para cada família.

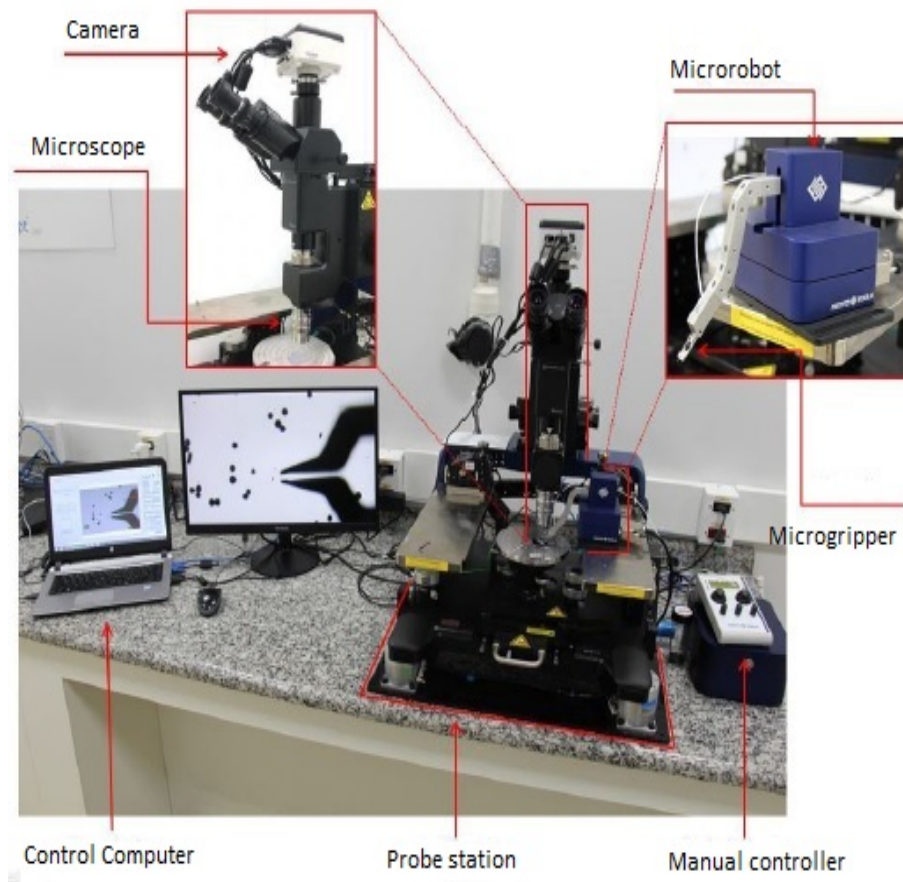
Tendo-se estas famílias de modelos, serão projetados controladores robustos de força por técnicas clássicas e técnicas modernas avançadas, tais como controle H_∞ e controle LQG/LTR. Comparações serão então feitas entre os controladores, por meio de simulação, onde serão levados em conta a robustez de estabilidade, o desempenho e a simplicidade de implementação do controlador.

Para a realização dos experimentos de identificação de sistemas, será utilizado o aparato experimental disponível no Laboratório de Micromanipulação do Núcleo de Bionanomanufatura do IPT, mostrado na Fig. 2. O aparato consiste de uma *probstation* cujo principal componente é formado pela microgarra FT-G32[®] do fabricante FemtoTools[®], montada sobre o robô microposicionador FT-GS1000 também da FemtoTools[®]. Um microscópio óptico com câmera é utilizado para se visualizar as micropartículas bem como a microgarra, que é transmitida para um computador e para monitor. A *probstation* está montada sobre um sistema pneumático sobre uma bancada, que atenua as vibrações ambientais vindas do solo.

Como neste trabalho o objetivo é o controle de força, será utilizado posicionamento manual da microgarra através de um controlador manual que atua diretamente no robô posicionador. O movimento do robô utiliza tecnologia piezoelétrica.

Diferentemente de (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013), nenhum dispositivo caro será utilizado para a determinação do modelo, além do aparato descrito. Mais especificamente, não será usado um interferômetro a laser como no artigo referido. O

Figura 2: Aparato experimental: microgarra, microscópio, robô posicionador e computador de controle.



Fonte: Autor.

próprio aparato será excitado de diferentes formas para que se possa determinar o modelo através de técnicas de Identificação de Sistemas.

As micropartículas são grãos de um pó metálico (descrito mais adiante) que tem diâmetro médio próximo ao que a microgarra pode segurar. Um software de processamento de imagens, associado ao microscópio, será utilizado para estimar o diâmetro das partículas e assim selecionar aquelas que podem ser agarradas.

A microgarra será então posicionada de forma a envolver cada partícula selecionada e um sinal de tensão de entrada na microgarra, que faz o *comb drive* empurrar o braço ativo da microgarra no sentido de fechamento desta, do tipo PRBS (pseudo-random binary signal), será aplicado. Para cada partícula sendo segurada, o experimento será aplicado várias vezes, de forma a se ter diferentes formas de agarre da partícula, já que não é possível saber se a partícula está sendo agarrada no seu ponto de maior largura. O resultado é um modelo médio com incertezas paramétricas que pode ser usado para projeto de controle robusto.

1.4 Organização do Texto

O restante do trabalho se organiza da seguinte forma: no capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica sobre micromanipulação, dando-se ênfase para a tecnologia eletrostática, bem como a descrição da Física envolvida em uma microgarra eletrostática. Aprensa-se também alguns detalhes da modelagem feita em (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013), que foi o artigo base para esta dissertação. No capítulo 3, apresenta-se inicialmente uma análise do modelo matemático de (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013) que não foi feita neste artigo. Esta análise é o primeiro resultado original deste trabalho, onde se deduz a função de transferência $G(s)$ deste modelo, e se prova que se trata de um sistema de fase não-mínima, fato que não é demonstrado em (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013) e que foi amplamente confirmado em nossos experimentos. Tal fato imporá maiores dificuldades no projeto de controladores robustos neste trabalho. Em seguida, descrevem-se os experimentos para realização da identificação do sistemas e obtenção dos modelos matemáticos com objetivo de determinar as famílias de modelos. Finalmente, são obtidas as famílias de modelos de diferentes tipos a partir dos experimentos: ARMAX, BJ (Box-Jenkins) e OE (Output-Error). É importante destacar que o conjunto de dados é o mesmo, e estas três classes de modelos foram ajustadas para os mesmos dados, sendo que uma delas ficou pior que as demais (no caso, a família de modelos ARMAX) e que portanto não será utilizada para projeto de controladores, já que as incertezas ficaram grandes demais. No capítulo 4, a partir de duas famílias de modelos (a família de modelos ARMAX foi descartada), são projetados controladores de força a partir das funções de transferência médias obtidas. Inicialmente, projetam-se controladores clássicos para a família de modelos Box-Jenkins, com ordem crescente de complexidade. Em seguida, projetam-se controladores pelo método da sensibilidade mista H_∞ para o modelo Box-Jenkins e depois para o modelo Output-Error. O projeto de controladores clássicos é interessante porque em geral produzem controladores de ordem baixa, ao contrário dos controladores sintetizados pelo método H_∞ , que tem ordem igual ou maior à da planta estendida (ou seja, incluindo a ordem da planta mais a ordem das funções peso escolhidas no projeto). Finalmente, no capítulo 5, apresentam-se as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

1.5 Contribuições e Trabalhos Publicados

Os resultados apresentados do capítulo 3 em diante são originais deste autor, ou seja, a dedução da função de transferência $G(s)$, o levantamento dos modelos matemáticos da microgarra+partícula e o projeto dos controladores. Em particular, não foi encontrada na Literatura a aplicação da metodologia de projeto de Identificação de Sistemas para microgarras, como é feito aqui, nem o uso desta técnica para determinação de famílias de modelos desta forma.

Os resultados da identificação foram apresentados no 15th International Conference on VIBRATION ENGINEERING AND TECHNOLOGY OF MACHINERY (VETOMAC 2019), realizado em Curitiba, Brasil, de 10 a 15 Novembro de 2019. A partir deste evento, duas publicações foram geradas:

1. **Capítulo de livro:** Andrei A Felix, Diego Colón, Bruno M Verona, Luciana WSL Ramos, Houari Cobas-Gomez, Mario R Gongora-Rubio, *Identification and Controller Design for an Electrostatic Microgripper*. In: José Manoel Balthazar. (Org.). Mechanisms and Machine Science. 1ed.: Springer International Publishing, 2021, v. 95, p. 317-331, DOI 10.1007/978-3-030-60694-7
2. **Artigo de Revista:** Andrei A Felix, Diego Colón, Bruno M Verona, Luciana WSL Ramos, Houari Cobas-Gomez, Mario R Gongora-Rubio, *Identification and Robust Controllers for an Electrostatic Microgripper*. Journal of Vibration Engineering and Technologies, v. 9, n. 3, p. 389-397, Springer Singapore. DOI 10.1007/s42417-020-00241-2

2 INTRODUÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, apresentam-se a revisão bibliográfica realizada para este trabalho de mestrado, bem como a descrição teórica da microgarra, com a dedução da fórmula da força, a modelagem dinâmica, os tipos de modelos para Identificação de Sistemas e um resumo sobre projeto de controlador H_∞ por sensibilidade mista.

2.1 Revisão Bibliográfica

As microgarras ou micropiças podem ser confeccionadas em laboratório como é descrito em diversos artigos. Antes de fabricá-las, entretanto, é necessário projetar adequadamente a sua geometria, o que depende de diversos fatores, como por exemplo o tipo de interação física utilizada (eletrostática, eletrotérmica ou piezoelétrica). O projeto da geometria pode se valer do uso do Método dos Elementos Finitos (FEM) para melhorar o desempenho, com o menor desperdício de material no processo de fabricação. No que tange à fabricação, normalmente se usa o processo de corrosão do material de um *wafer*, muito usada na fabricação de microdispositivos. A corrosão pode ser feita de diferentes modos, utilizando plasma ou ácidos num processo comumente chamado de fotolitografia. Esse processo parece simples, mas exige condições específicas e aparelhos que não existem em qualquer laboratório, além do treinamento ou capacitação de pesquisadores.

A aquisição do material para construção destas microgarras para o nosso projeto não foi subsidiada e, portanto, não podia ser fabricada. Entretanto outros fatores poderiam ter dificultado o processo de fabricá-las. Em (CHEN et al., 2008) a utilização de fornos e controle de atmosfera presente durante o processo também não poderia ser replicada em nosso laboratório por falta de equipamento. A utilização de alumínio para criar contatos e modelar a corrosão é utilizado em conjunto com plasma em (BEYELER et al., 2006). O artigo entretanto, não apresenta muitos detalhes do processo, abordando-o de maneira generalizada. *Reactive ion etching* (RIE), ou corrosão por íons reativos, e *deep reactive*

ion etching (DRIE), corrosão por íons reativos profundos, são técnicas amplamente utilizadas tanto nos artigos citados anteriormente quanto em (XU, 2015), (KIM et al., 2009), (KIM et al., 2008). O forno e outras técnicas supracitadas são necessárias em (BEYELER et al., 2007) para fabricação de microgarras, onde a temperatura necessária é de 450 graus Celsius. Em (KIM et al., 2008), diferentes técnicas de fabricação, e integração delas, são usadas no processo de microfabricação.

A aquisição de microgarras, apesar do alto custo, não é de difícil acesso. Em muitos trabalhos, como (RABENOROSOA; CLÉVY; LUTZ, 2010), são utilizados microsensores do mesmo fabricante da microgarra utilizada em nosso trabalho. Estes sensores são usados para modelar uma microhaste, colocando-a entre eles. A FemtoTools, fabricante das microgarras usadas neste trabalho, fabrica também o microposicionador, que também usamos. O artigo (VIJAYASAI et al., 2010), apesar de usar uma microgarra deste fabricante, usa um posicionador diferente. Neste artigo o controle de posição é mais relevante. Já em (TAKEICHI et al., 2014), as microgarras são utilizadas para manipular partículas para uma caracterização por difração de raio-x.

Em se tratando do processo de modelagem da microgarra, muitos autores explicam os fenômenos físicos ocorridos nas interações de uma microgarra eletrostática, como as cargas expostas em dois pratos paralelos separados por um meio com baixa condutividade, como um capacitor (NAPOLI et al., 2005). Em alguns casos, como em MEMS speakers, são necessárias abordagens que levem em conta a frequência e seus harmônicos gerados através de atividade eletrostática (TUMPOLD et al., 2015). Durante o desenvolvimento de microgarras, suas interações eletrostáticas também são descritas (BEYELER et al., 2006) ou como é descrito em (KIM et al., 2010) cuja interação é somente sensora, utilizada para identificar as características mecânicas de uma micropartícula de hidrogel utilizada para simular uma célula deformável. A geometria da microgarra é de importância crucial. Ela pode melhorar as relações de velocidade, força e tensão aplicada, como é descrito em (XU, 2015) cuja geometria específica a torna capaz de sentir as forças e seus respectivos ângulos. A modelagem dessas peças é normalmente descrita como massa-mola-amortecedor (PASQUALE; SOMÀ, 2010), (SARRAF et al., 2012), (PIRIYANONT; MOHEIMANI; BAZAEI, 2013), neste caso com um sensor eletrotérmico, e, por fim, (CHEN et al., 2008), descrevendo aqui uma microgarra bastante peculiar, cuja atuação depende de quatro hastes e é capaz de sentir forças ortogonais à atuação das hastes.

Quando se trata de Identificação de Sistemas, é preciso inicialmente determinar se a identificação será do tipo caixa preta (como é feito nesta dissertação) ou caixa cinza.

Conhecer a ordem do modelo que será identificado também é importante. O modelo autorregressivo com variáveis exógenas (ARX), que considera uma função mais simples para modelar a perturbação, é encontrado em alguns artigos (LJUNG, 2003) e (SHIRDEL; BÖLING; TOIVONEN, 2016). Uma outra classe de modelos, o de médias móveis (ou MA - moving averages) também é bastante utilizado (conhecido também como FIR - *finite impulse response*) (ESMAILI et al., 2018). O modelo autorregressivo de média móvel com variável exógena (ARMAX) apresenta os modelos do sistema e da perturbação separados, mas ainda existe uma relação entre o sistema e a perturbação nesse modelo que pode ser encontrado em (SHIRDEL; BÖLING; TOIVONEN, 2016). Nesta dissertação, iremos identificar uma família de modelos dessa classe aos dados obtidos. Entretanto, veremos que este tipo de modelo se mostrou o menos adequado aos dados obtidos. Outra classe de modelo bastante utilizado em Identificação de Sistemas é o Output Error (OE), que considera a perturbação como um ruído branco (LJUNG, 2003). Uma outra classe de modelos é de Box Jenkins (BJ), que separa completamente o modelo do sistema do modelo da perturbação. Um exemplo de aplicação, que não é na área de micromanipulação, pode ser encontrada em (ESMAILI et al., 2018) que é desenvolvido numa planta industrial de hidrogel, indicando que estes modelos são mais encontrados na área química. Veremos que esta classe de modelos, quando ajustada para o problema de micromanipulação, conduziu a modelos bastante bons.

Normalmente, trabalhos relacionados a Identificação de Sistemas vêm acompanhados de projeto de controladores em malha fechada. Uma teoria de controle muito encontrada nesses trabalhos é a de Controle Preditivo Baseado em Modelo (em inglês, MPC - Model Predictive Control). O MPC teve origem em processos químicos, que se tratam de processos lentos, isto é, cujo tempo de resposta do sistema é grande ou, podemos dizer também, que o pico de ressonância do modelo do sistema será de baixa frequência, apesar disso, atualmente, há aplicações em processos mais rápidos, porém o termo utilizado é GPC (Generalize Predictive Control). São apresentados modelos de identificação e do MPC em (HERNÁNDEZ; CHINEA-HERRANZ, 2012) e (KHAJURIA; PISTIKOPOULOS, 2011) ambos processos lentos. Uma importante característica do sistema que estamos trabalhando (a microgarra) é a velocidade de sua resposta. De fato, será visto que este sistema possui um pico de ressonância por volta de 10.000 rad/s , o que corresponde a uma oscilação bem rápida. Na busca por trabalhos que façam identificação de sistemas para sistemas com estas características, não foram encontrados muitos artigos. Um dos poucos, que também apresenta um projeto MPC, é (EBADAT et al., 2017).

Para fazer a identificação de um sistema é preciso excitá-lo com um sinal de entrada

e coletar sua resposta para, após sua análise, chegar a um modelo. O sinal de entrada no processo de identificação deve ser adequado para esta tarefa, excitando os modos naturais do sistema com energia adequada (GABANO; POINOT; KANOUN, 2015) (WANG; HASKARA; YANIV, 2011). Além disso, esse sinal deve ser de fácil geração para ensaio do sistema. Uma classe de sinais que possui esta característica é o Pseudo Random binary Signal (PRBS). O uso do PRBS é bastante presente em diversos tipos de trabalho, seja no desenvolvimento de novas técnicas de identificação para sistemas (TUFA; RAMASAMY; SHUHAIMI, 2011), seja para o desenvolvimento de novas técnicas de controle como é encontrado em (EBADAT et al., 2017), neste caso em específico MPC. Ainda o PRBS pode ser utilizado para o desenvolvimento de técnicas já existentes com leves diferenças estruturais no modelo como apresentado em (SHIRDEL; BÖLING; TOIVONEN, 2016).

Nesta dissertação, será visto que ensaios iguais, isto é, com o mesmo sinal PRBS aplicado na microgarra segurando a mesma partícula, pode haver bastante variabilidade no modelo ajustado, de forma que o mais adequado é levantar uma família de modelos para a microgarra + partícula agarrada. Decidiu-se aqui aplicar técnicas de Controle Robusto, porém há formas alternativas de obter modelos para este tipo de sistema com incertezas, como é o caso do *Linear Parameter Variable* (LPV). Trata-se de um modelo linear nos parâmetros, mas com tais parâmetros variando no tempo devido a um sinal externo aplicado, o que o torna um modelo não-linear. Também para o caso de LPV, poucos foram os artigos encontrados onde se aplica identificação de sistemas para sistemas rápidos se comparados com processos lentos. Em (GABANO; POINOT; KANOUN, 2015), é apresentada a modelagem LPV da impedância de um ultracapacitor. Em outras áreas podem ser encontrados modelos do tipo LPV, como na área automobilística (WANG; HASKARA; YANIV, 2011).

Self-Test ou Self-Calibration são uma teoria que aplica a otimização, no caso de um sistema, modelo ou controle, de maneira autônoma, isto é, o próprio sistema trabalha em sua otimização. É possível verificar diversos artigos de identificação especificamente na área de MEMS com este tipo de teoria. É possível também encontrar na literatura diversos trabalhos que aplicam o conceito de autoteste em dispositivos, fazendo calibração autônoma, como em microssensores (COLINET et al., 2005), em testes de MEMS e em circuitos integrados (RUFER et al., 2003). Em alguns microssensores, o chamado Built-in-Self-Calibration (BISC) e Built-in-Self-Test (BIST) é implementado através de um FPGA utilizando de uma sequência pseudo aleatória como ocorre em (SARRAF et al., 2012) e (DHAYNI et al., 2006) que também discute sua eficácia em sistemas lineares e não lineares.

De forma geral, na identificação de sistema a estimativa dos parâmetros é feita pelo método dos mínimos quadrados (SABATER; RHOADS, 2017). Em outros artigos, como (JAFARI, 2017), utiliza-se o método da máxima verossimilhança (ou seja, Maximum Likelihood - ML), para estimar os parâmetros. Entretanto, os parâmetros identificados podem não ter uma alta confiabilidade, pois o sistema pode conter incertezas. Em alguns casos, poderia-se aplicar uma abordagem tipo caixa cinza, onde pode-se tentar garantir a confiabilidade de um parâmetro pelo próprio processo de fabricação, como em (GENNAT et al., 2013). Neste caso, utiliza-se um ciclo de otimização do modelo para melhorar os parâmetros do sistema na fabricação e desenvolvimento do projeto de MEMS.

Variações dos modelos mais encontrados, representados anteriormente, são encontrados sendo aplicados na área de MEMS, neste caso para diminuir a influência do ruído na identificação do sistema separando-o em partes (CANTY; O'MAHONY; CYCHOWSKI, 2012). Em (TUMPOLD et al., 2015) é feito algo semelhante, no qual é apresentado o local model network (LMN), dividindo o sistema de maneira diferente do anterior. Neste artigo é utilizado uma variação do PRBS, o chamado APRBS, que tem sua amplitude modulada. Alguns outros conceitos também são aplicados em MEMS para identificação, como Zero Input Response (ZIR) na identificação de um mecanismo de suspensão diamagnético (ABADIE et al., 2012). Estimativa de parâmetros com técnicas diferentes podem ser encontradas também em (BRENES et al., 2018).

Quando não conhecemos nada a respeito do sistema, ou não seja possível a construção da modelagem ou determinação da ordem do modelo e temos de efetuar uma identificação na qual suas ordens do modelo serão descobertas por tentativa e erro ou otimizados em algoritmo chamamos de identificação de modelo de caixa preta. Uma forma de se fazer esse tipo de identificação é o Fuzzy (ABDEL-HAMID et al., 2006). Outras técnicas de modelagem podem ser usadas, como as redes neurais para estimar os parâmetros, e até auxílio de algoritmos genéticos para seleção entre as opções de parâmetros (MIRZAZADEH; MARIANI, 2017).

Identificação de parâmetros em MEMS é um assunto bem tratado na literatura como apresentado acima, mas muitos outros trabalhos nessa área são encontrados com soluções variadas e técnicas de identificação inovadoras como (CHEN et al., 2008), (NAPOLI et al., 2005) e (PASQUALE; SOMÀ, 2010). Em (Kalaiarasi; Thilagar, 2012), os autores levantam o modelo matemático de uma microgarra eletrostática.

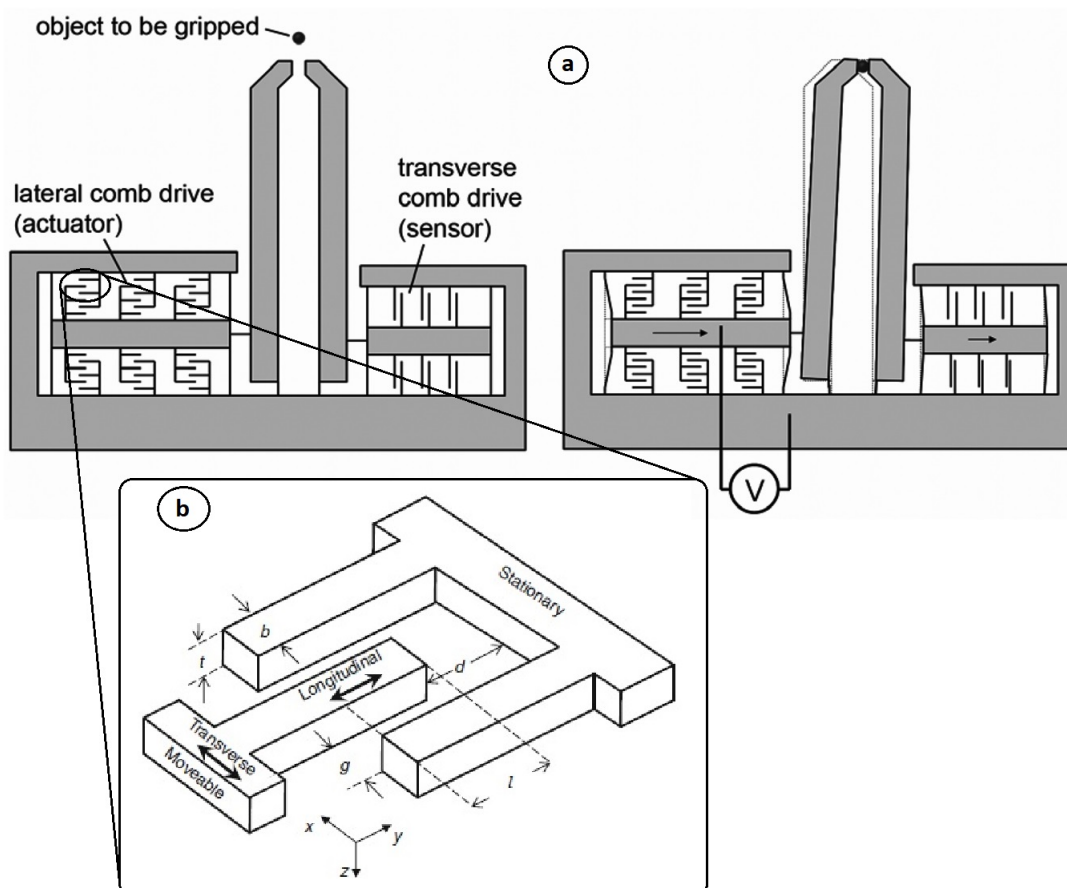
Em certos trabalhos, a micromanipulação de células é tema para automatização ou controle de força (KIM et al., 2008), (BEYELER et al., 2007) exigindo maior abrangência

entre os assuntos MEMS, micromanipulação, identificação, modelagem e controle, descrevendo inclusive o processo de fabricação dessas microgarras.

2.2 Força na Microgarra Eletrostática

Para encontrar a força que surge na microgarra devido à aplicação de tensão, precisamos entender melhor o chamado *comb drive*, ou seja, o pente de capacitores que gera esta força. Na Fig. 3, temos uma representação simplificada da microgarra, o pente do lado de atuação (esquerdo) e o pente do lado sensor (utilizado para medir a força aplicada). Podemos então pensar na parte atuadora como um conjunto de microcapacitores em paralelo, como se pode ver na ampliação da Fig. 3, indicada como (b).

Figura 3: Dispositivo Pente de Capacitores: a. (BEYELER et al., 2007); b. (YOUNIS, 2011)



Inicialmente, é preciso determinar a quantidade de energia contida no campo elétrico que existe em um microcapacitor. Essa energia no campo elétrico, segundo (PELESKO; BERNSTEIN, 2002), pode ser expressa por:

$$U = \frac{\epsilon_0}{2} \int_0^t \int_0^l \int_0^g |E|^2 dx dy dz , \quad (2.1)$$

no qual ϵ_0 é a permissividade do ar e E é a magnitude do campo elétrico entre as placas, que pode ser escrito como:

$$E = \frac{Q}{\epsilon_0 lt} . \quad (2.2)$$

onde Q é a carga acumulada em um microcapacitor. A carga no capacitor é dada pela fórmula $Q = CV$, onde V é a tensão entre as placas.

Pode haver tanto movimento transversal do pente (direção x) quanto movimento longitudinal (direção y). Quando o movimento é transversal, a área do dispositivo permanece lt , porém a distância entre as placas muda, ficando maior de um lado e menor do outro. Segundo (LIU, 2012), a força eletrostática é dada por:

$$F_x = \left| \frac{\delta U}{\delta x} \right| . \quad (2.3)$$

A capacitância encontrada nesses intervalos é determinada pela sua direção e sentido. Considerando que a capacitância varia com a posição "x", segundo (YOUNIS, 2011) temos que as capacitâncias de cada lado são:

$$C_x = \frac{\epsilon_0 lt}{(g \pm x)} . \quad (2.4)$$

Fazendo-se as devidas substituições em (2.3), temos que as duas forças exercidas no pente são dadas por :

$$F_x^\pm = \left| \frac{\delta}{\delta x} \left(\frac{\epsilon_0}{2} \int_0^x \int_0^l \int_0^t \left| \frac{\epsilon_0 lt}{(g \pm x)} \frac{V}{\epsilon_0 lt} \right|^2 dx dy dz \right) \right| = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 lt V^2}{(g \pm x)^2} . \quad (2.5)$$

Essa variação em x é indesejável e normalmente tende a zero, pois as forças eletrostáticas F_x^+ e F_x^- normalmente se cancelam. Essa variação em x é substancialmente provocada por irregularidades na fabricação e se a tensão aplicada for muito alta, ela pode fazer com que haja movimento na direção x , causando instabilidade.

A força que realmente vai causar movimento e acionar o braço da microgarra é a força eletrostática na direção y , ou seja, a longitudinal. Neste caso, a área dos microcapacitores é que varia, ou seja:

$$C_y = \frac{\epsilon_0 y t}{g} .$$

Utilizando-se novamente (2.1) e sendo agora o campo elétrico dado por:

$$E = \frac{Q}{\epsilon_0 t y} = \frac{C_y V}{\epsilon_0 t y} = \frac{V}{g}$$

teremos então:

$$F_y = \frac{\epsilon_0}{2} \int_0^t \int_0^y \int_0^g \frac{V^2}{g^2} dx dy dz = \frac{\epsilon_0}{2} t g \frac{V^2}{g^2} , \quad (2.6)$$

Como para cada dente móvel do pente temos duas capacitâncias, então:

$$F_y^{tot} = 2N \frac{\epsilon_0}{2} t \frac{V^2}{g} . = \frac{\epsilon_0 N t V^2}{g} \quad (2.7)$$

Essa força é aplicada a haste atuadora da microgarra produzindo um torque. Analisando a haste como uma barra rígida, a força F resultante na ponta da haste atuadora é dado por:

$$F = \frac{R^2 F_y^{tot}}{r^2} . \quad (2.8)$$

cujo r é a distância entre a base da haste e o ponto de aplicação da força eletrostática e R é a distância entre a base da haste e a ponta da haste. Podemos, ainda, considerar que a haste não é rígida e pode sofrer deformações, dessa forma aproximando o modelo da realidade.

A descrição das propriedades físicas da microgarra foi elaborada sobre a relação entre a tensão de entrada e a força na ponta da haste atuadora. Note que a haste sensora se comporta de maneira semelhante, mas o processo físico tem como entrada a força sobre a ponta de sua haste e saída a diferença de potencial produzida por seus capacitores.

O aparecimento desta força no *comb drive* deve causar uma deformação na estrutura de forma que a garra tende a se fechar. Também não podemos esquecer que o modelo completo deve incluir a micropartícula agarrada, que acaba acoplando os dois braços e os dois *comb drives*, como pode ser visto no lado direito da Fig. 3. Infelizmente, como se pode averiguar pela Fig. 4 de (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013)), a relação estática entre deslocamento da ponta da garra e a tensão aplicada fica bem diferente do experimental quando se aplica a teoria linear para predizer esta curva, ou seja, conside-

rando deformações elásticas. O que se faz então é considerar que o sistema irá operar em torno de um ponto de operação e que pequenas variações de tensão serão aplicadas, de forma a poder considerar o sistema linear.

2.3 Modelagem Dinâmica

No artigo (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013), além de se considerar a operação em torno de um ponto de equilíbrio, também se supõe neste caso que as hastes não se deformam. O deslocamento da ponta da garra, neste artigo, satisfaz uma equação diferencial parcial de quarta ordem, o que é impraticável de se utilizar. O que os autores fazem é, com a hipótese de rigidez da haste, esta equação pode ser aproximada por uma equação diferencial ordinária linear de segunda ordem, tal como a equação de um sistema massa-mola-amortecedor. Ou seja, a equação que relaciona a ponta de uma haste com a força é da forma:

$$M_a \ddot{y} + \sigma_a \dot{y} + \left(\frac{x_{ea}}{L} K_{nl} \right) y = F \quad (2.9)$$

onde M_a é a massa do *comb drive* + haste, σ_a é o amortecimento total, K_{nl} é o coeficiente elástico variável, x_{ea} é o ponto da haste onde se liga o *comb drive* e L é o comprimento total da haste.

O artigo prossegue com a suposição de que a micropartícula pode ser bem representada por uma mola e a segunda haste da garra (a haste sensora) também é rígida, e pode ser representada por um sistema massa-mola-amortecedor. Achando-se uma representação em espaço de estados para este modelo, que é linear, tem-se então:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{X}}_a \\ \dot{\tilde{X}}_b \end{bmatrix} &= A_{coup} \begin{bmatrix} \tilde{X}_a \\ \tilde{X}_b \end{bmatrix} + B_{coup} \tilde{V}_{in}, \\ F_c &= C_{coup} \begin{bmatrix} \tilde{X}_a \\ \tilde{X}_b \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.10)$$

as quais A_{coup} , B_{coup} e C_{coup} são matrizes de dimensões apropriadas dadas em (2.11):

$$A_{coup} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_{Ia} + \left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} & -\frac{\sigma_a}{M_a} & \frac{\left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} & 0 & \frac{K_{Ib} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} & -\frac{\sigma_b}{M_b} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

$$B_{coup} = \left[0 \quad \left(\frac{L}{x_{ea}}\right) \frac{N_a \epsilon h_z}{g M_a} V_{in0} \quad 0 \quad 0 \right]^T,$$

$$C_{coup} = \left[k_0 \quad 0 \quad -k_0 \quad 0 \right].$$

onde os parâmetros são dados na tabela 1, bem como seu valor numérico (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013).

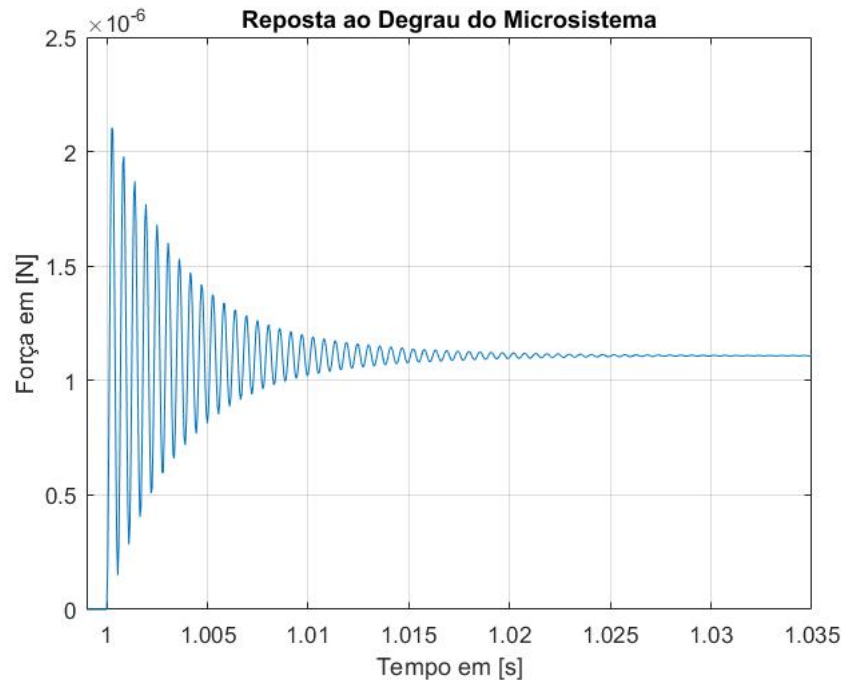
Note que os valores de M_a e σ_a não são apresentados no artigo em questão. Entretanto, é utilizado o mesmo dispositivo em (BOUDAUD et al., 2014), o qual o parâmetro é descrito como $M_a = 3.9843 \cdot 10^{-8} \text{Kg}$. Ainda assim, este modelo não pode ser usado pois falta um valor de parâmetro.

Apesar dos autores de (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013) apresentarem este modelo discretizado, este não é útil para nós, pois seríamos obrigados a utilizar a mesma frequência de amostragem e a mesma tensão de operação que estes usaram, o que seria um limitante. De fato, os dados mais importantes para este trabalho de mestrado que podem ser tirados deste modelo são o número de pólos e de zeros, de modo que se possa escolher acertadamente o melhor tipo de modelo a ser identificado (KHEIR, 1988) (BOSCH; KLAUW, 1994). A partir do modelo discretizado do artigo, foi feita uma simulação de resposta ao degrau 4 para depois fazer uma comparação com os modelos identificados.

2.4 Identificação de Sistemas

Identificação de Sistemas é um conjunto de técnicas que consiste em aplicar sinais de entrada adequados ao sistema que se deseja identificar, coletar as respectivas saídas, e correlacioná-las de forma a se obter o modelo que melhor se ajusta a esses dados. Ou seja, deseja-se obter o sistema que, dadas as entradas, fornece saídas que são as mais próximas possíveis às obtidas, de acordo com uma certa métrica (em geral, mínimos quadrados). Deve-se escolher uma classe de modelos e a ordem desses modelos. Os coeficientes desses modelos (que são funções de transferência) são então determinados por

Figura 4: Resposta ao Degrau.



Fonte: Autor.

um algoritmo numérico. Cada coeficiente determinado com uma certa precisão (faixa de valores e correspondente confiança desta faixa). Em geral, estes modelos já são em tempo discreto, já que o procedimento de identificação é realizado em computador (LJUNG, 2007), (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1988)(ASCHEPKOV et al., 2016). Para se obter um modelo razoável pelo método de identificação de sistemas, três fatores são essenciais: sinal de entrada adequado, frequência de amostragem razoável e aquisição de dados adequada.

2.5 Sinal de Entrada

O sinal de entrada deve ser escolhido adequadamente de forma a excitar todos os modos naturais do sistema, de forma que a correspondente saída contenha uma quantidade adequada de informação. A partir desta informação, que está contida na saída, é possível encontrar o melhor valor para os parâmetros do modelo. O sinal de entrada deve ter algumas características que facilitem a identificação, tornando a reação do modelo linear ajustado, o mais próximo possível do que é adquirido no sistema real (HOF; BOMBOIS; COURSE, 2004). Este sinal de entrada não pode ser constante, já que não se obtém informação sobre as dinâmicas do sistema neste caso, somente a estática. O sinal de entrada deve ser *persistentemente excitante* para se obter informação a respeito da dinâmica do sistema (HOF; BOMBOIS; COURSE, 2004). Geralmente é utilizado um

sinal com espectro de frequência amplo para garantir excitação suficiente sobre o sistema, com amplitude limitada e periódico (LJUNG, 2007) (HOF; BOMBOIS; COURSE, 2004). Um desses tipos de sinais é o chamado de *Random Binary Signal* (RBS) que tem a característica de espectro de um ruído branco, sendo um sinal binário e de amplitude limitada. Entretanto, o sinal RBS é difícil de gerar por existir a possibilidade do espectro ser modificado quando o ruído branco for filtrado para se tornar um sinal periódico (LJUNG, 2007) (HOF; BOMBOIS; COURSE, 2004), além do fato de os números aleatórios puros serem difíceis de gerar em computador.

Como alternativa existe o *Pesudo-Random Binary Signal* (PRBS), que possui as características necessárias acima citadas e é facilmente reproduzido como é exemplificado em (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1988). Utilizando períodos inteiros e completos, tem-se vantagens em aplicar o PRBS, como o fato da matriz de covariância do sinal poder ser invertida analiticamente (LJUNG, 2007).

2.6 Tipos de Modelos Abordados

Como foi dito, identificar um modelo consiste em determinar os parâmetros que melhor se ajustam aos dados de entrada e saída. Entretanto, existem diversas classes de modelos que interpretam de maneira diversa a relação entre sistema e ruído.

2.6.1 Modelo ARMAX

O modelo ARMAX, que significa *Autoregressive–moving-average with exogenous inputs model* é um dos mais utilizados na prática. Eles consistem de uma equação de diferenças do tipo:

$$y(k) + a_1y(k-1) + \dots + a_ny(k-n) = b_1u(k-1) + \dots + b_mu(k-m) + e(k) + c_1e(k-1) + \dots + c_pe(k-p) \quad (2.12)$$

onde $y(k)$ é a saída no instante atual, $u(k)$ é a entrada no instante atual e $e(k)$ é o ruído no instante atual (assumido como sendo branco e gaussiano). Aplicando-se a transformada Z na Eq. 2.12, tem-se:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + C(z^{-1})e(k) \quad (2.13)$$

sendo que $A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_nz^{-n}$ é um polinômio de ordem n , $B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}$ é um polinômio de ordem m e $C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_pz^{-p}$ é um polinômio de ordem p . Vale sempre que $n \geq m$ e $n \geq p$. O processo de identificação consiste em aplicar um sinal PRBS $u(k)$, coletar a correspondente saída $y(k)$ e determinar o vetor de parâmetros $a_1, \dots, a_n, b_1, \dots, b_m, c_1, \dots, c_p$ que melhor se ajustam ao sinal de saída $y(k)$ coletado, segundo um critério de mínimos quadrados (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1988).

2.6.2 Modelo OE

O modelo OE (Output Error) pode ser escrito na forma:

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{F(z^{-1})}u(k) + e(k)$$

onde $B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}$ e $F(z^{-1}) = 1 + f_1z^{-1} + \dots + f_qz^{-q}$. Este modelo é equivalente a dizer que o erro (ruído branco gaussiano) ocorre diretamente na saída, tal como se fosse um erro de medida (LJUNG, 2001)

2.6.3 Modelo BJ

O modelo BJ (Box-Jenkins) tem a mesma estrutura que o modelo OE, na verdade o modelo OE é uma singularidade do modelo BJ, no qual o modelo OE ocorre quando os polinômios $C(z^{-1})$ e $D(z^{-1})$ são iguais ou unitários, uma vez que:

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{F(z^{-1})}u(t) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}e(k) \quad (2.14)$$

onde $B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}$, $F(z^{-1}) = 1 + f_1z^{-1} + \dots + f_qz^{-q}$, $C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_pz^{-p}$ e $D(z^{-1}) = 1 + d_1z^{-1} + \dots + d_rz^{-r}$.

Neste caso, há uma separação completa entre o modelo para o ruído e outro para o sistema, tornando a identificação mais robusta em baixas frequências (LJUNG, 2001). Note que os pólos do modelo ARMAX para o ruído são os mesmos que para o modelo do sistema, enquanto que para o modelo BJ, eles são independentes.

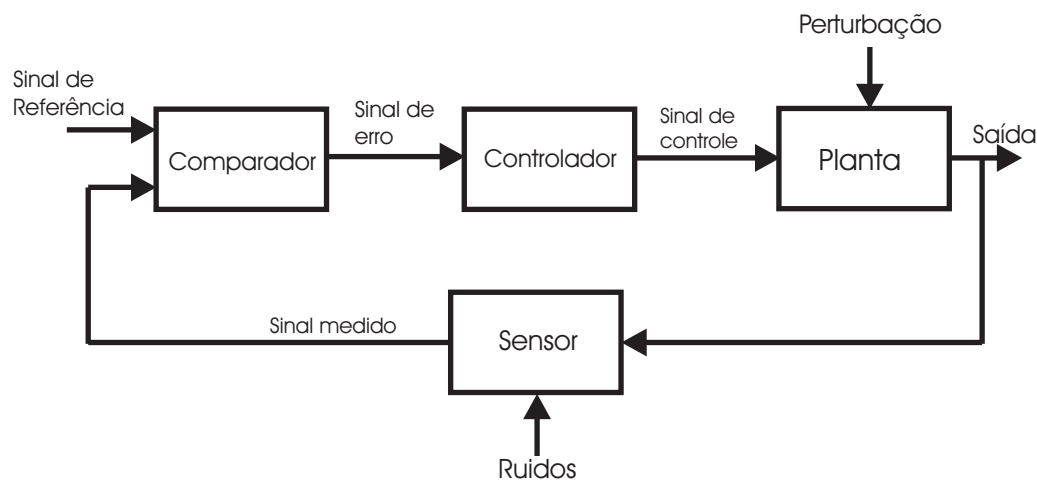
Serão aplicados sinais PRBS na entrada do sistema e coletadas as correspondentes saídas. Para os dados coletados, serão ajustados modelos dos três tipos, como será visto mais adiante.

2.7 Controle H_∞

Nesta dissertação, deseja-se projetar controladores da força aplicada pela microgarra na micropartícula. Esta é medida pelo sensor de força (uma das hastes da microgarra), que adiciona ruído e erros (não intencionais) na medição. A força (saída) é um sinal gerado pela planta, que corresponde à microgarra com a micropartícula, e o seu modelo matemático (família de modelos) será determinado por Identificação de Sistemas. O sinal de controle aplicado à planta é a tensão aplicada na microgarra, que é gerada pelo controlador. Por fim, todos os efeitos ambientais, e que afetam o funcionamento da microgarra, são representados pelos distúrbios. A princípio, os distúrbios não são mensuráveis e nem controláveis. Um bom controlador robusto deve, entretanto, atenuar seus efeitos na força sobre a micropartícula.

O controlador sempre toma suas decisões (isto é, calcula o valor do sinal de controle aplicado na planta), em tempo real, baseado no valor do sinal de erro. Este sinal corresponde à diferença entre o sinal de referência (no caso, a força que se deseja que a microgarra aplique na micropartícula) e o sinal (força) medida pelo sensor. Para efeito de projeto matemático do controlador, assumiremos que esse é representado por uma função de transferência fixa $H(z)$ ou $K(z)$, enquanto que a família de modelos é representada pela função de transferência incerta $G(z)$. Isso significa que estamos assumindo que os modelos são todos lineares e invariantes no tempo (SLIT), ainda que alguns deles tenham parâmetros incertos. Um diagrama de blocos que representa um sistema de controle é apresentado na Fig. 5.

Figura 5: Diagrama de Blocos do Sistema de Controle de Força.



Fonte: Autor.

2.7.1 Controle Linear e Invariante no Tempo

Como todo projeto de controlador, é necessário o uso do modelo matemático da planta $G(s)$, e já que desejamos que ele funcione bem para toda uma faixa de valores de diâmetro de micropartícula, iremos fazer os projetos olhando sempre para toda a família de modelos obtido. Assim, esse controlador também deverá funcionar bem mesmo se a micropartícula for agarrada em pontos diferentes (um pouco acima ou um pouco abaixo do equador). Na Fig. 6, tem-se o mesmo diagrama de blocos da Fig. 5, mas agora com representação matemática (onde se lê s na figura, leia-se z).

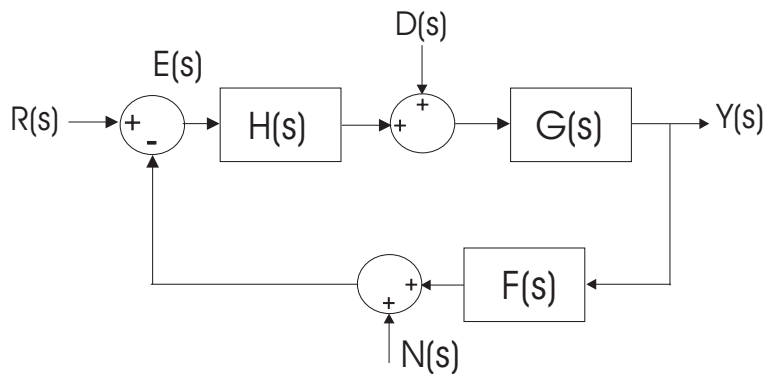


Figura 6: Diagrama de Blocos de um SLIT Malha Fechada.

Considerando $F(s) \equiv 1$ (ou seja, que o sensor não tem dinâmica, pois é muito rápido), tem-se que a saída $Y(s)$ pode ser relacionada com as entradas $R(s)$, $D(s)$ (perturbações) e $N(s)$ (ruído de medida) conforme a Eq. (2.15):

$$Y(s) = \underbrace{\frac{G(s)H(s)}{1 + G(s)H(s)}}_{T(s)} R(s) + \underbrace{\frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}}_{G(s)S(s)} D(s) - \frac{G(s)H(s)}{1 + G(s)H(s)} N(s) \quad (2.15)$$

onde $T(s)$ é conhecida como *função sensibilidade complementar* e $S(s) = (1 + G(s)H(s))^{-1}$ é conhecida como *função sensibilidade*. Tem-se que sempre $S(s) + T(s) = 1$.

2.7.2 Especificação de Desempenho

O erro teórico é $E = -SR + SD - TN$, ou seja, a função sensibilidade S relaciona o erro com referência e com distúrbio. A estratégia adotada em controle H_∞ consiste em impôr um limite superior para $|S(j\omega)|$ em cada frequência, da forma:

$$|S(j\omega)| < 1/|W_p(j\omega)|, \quad (2.16)$$

onde $W_p(j\omega)$ é estável e tem uma característica passa-baixas. Esta função $W_p(j\omega)$ é conhecida como *função peso de desempenho*. Se multiplicarmos ambos os lados da equação pela função peso em (2.16), teremos:

$$|S(j\omega)||W_p(j\omega)| = |S(j\omega)W_p(j\omega)| < 1 \quad (2.17)$$

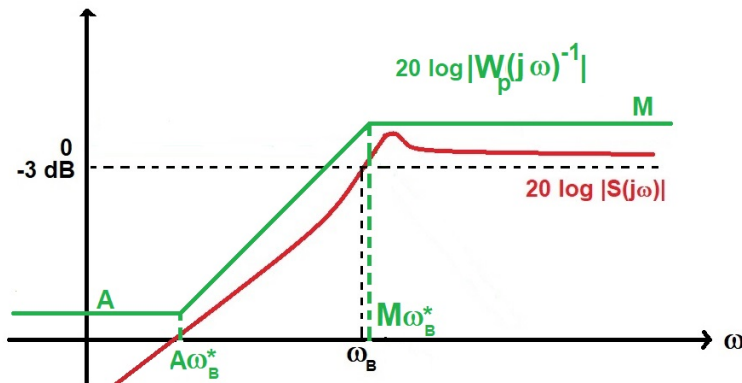
A condição (2.17) seria automaticamente atendida se $\|SW_p\|_\infty < 1$. Buscamos então solucionar o seguinte problema de otimização:

$$\min_{K(s)} \|SW_p\|_\infty \quad (2.18)$$

onde $K(s) \in \mathcal{CE}_G$. Se o algoritmo retornasse um controlador $K(s)$ tal que $\|SW_p\|_\infty < 1$, ou próximo disso, estaríamos satisfeitos, pois assim as especificações estariam garantidas. Achar um controlador $K^*(s)$ que resolva o problema de otimização em (2.18) é uma tarefa computacionalmente muito complicada. Entretanto, uma *solução subótima* é mais que suficiente para os nossos objetivos. Se γ_{\min} é o mínimo atingido pela função $\|SW_p\|_\infty$, para qualquer valor $\gamma > \gamma_{\min}$ temos uma solução subótima. Pode-se mostrar, em uma solução subótima, que:

$$|S(j\omega)| \leq \frac{\gamma}{|W_p(j\omega)|}$$

de modo que se acharmos um $K(s)$ tal que $\gamma \simeq 1$, as especificações estariam parcialmente atendidas. Precisamos de um algoritmo que forneça uma solução subótima para o problema, e não necessariamente a ótima. Existe um algoritmo, a ser apresentado mais adiante, que fornece sucessivas soluções subótimas que vão aproximando de γ_{\min} e que teoricamente convergiria para ele. Para que as especificações de desempenho sejam atingidas no projeto ótimo H_∞ , é necessário que, ao final, $|S(j\omega)|$ esteja abaixo de $|W_p^{-1}(j\omega)|$, como está representado em:



Isto é equivalente a dizer que foi achado um controlador $K^*(s)$ tal que $\|W_p S^*\|_\infty < 1$. A função peso acima é chamada de primeira ordem, pois possui apenas um pólo e um zero. Note que na figura está representada a inversa (na verdade, as suas assíntotas). Esta função tem a expressão matemática dada por:

$$W_p(s) = \frac{\frac{s}{M} + \omega_B^*}{s + A\omega_B^*} \quad (2.19)$$

Para baixas frequências, o ganho de $W_p(s)^{-1}$ é A . Portanto, quanto menor fizermos este parâmetro, menor queremos $|S(j0)|$, e portanto, menor o erro estacionário. Para altas frequências, o ganho de $W_p(s)^{-1}$ é aproximadamente M . Quanto menor fizermos este valor, menor queremos $\|S\|_\infty$, o que implica em um sistema menos oscilatório (e maior robustez de estabilidade). Valores pequenos de $\|S\|_\infty$ (próximos ou abaixo de 1) podem não ser viáveis por restrições de desempenho. Para médias frequências, ω_B vai tender a estar entre $A\omega_B^*$ e $M\omega_B^*$ se as especificações forem atendidas, de modo que quanto maior ω_B^* , maior tende a ser ω_B .

2.7.3 Ponderação no Esforço de Controle

Podemos levar em conta no projeto o esforço de controle. O sinal de controle no sistema em malha fechada é dado por $U = KS(R - D - N)$. Se queremos que o esforço de controle seja pequeno devemos também ponderar a função de transferência $K(s)S(s)$. Adota-se a mesma técnica da função peso de modo que:

$$|K(j\omega)S(j\omega)| < \frac{1}{|W_u(j\omega)|}$$

e se $\|KSW_u\|_\infty < 1$, teremos a condição anterior atendida.

Se queremos que o sinal de controle tenha pouca energia nas altas frequências, fazemos com que $|W_u(j\omega)|$ seja alto nestas frequências, e vice-versa. Deste modo, a restrição $\|W_uKS\|_\infty < 1$ deve ser juntada ao problema de otimização original. Mostra-se que podemos incluir esta restrição na função a ser minimizada da seguinte forma: Seja a matriz de funções de transferência:

$$N(j\omega) = \begin{bmatrix} W_p S \\ W_u K S \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

Para matrizes deste tipo, tem-se que:

$$\|N\|_\infty = \max_{\omega \in \mathbb{R}} \sqrt{|W_p(j\omega)S(j\omega)|^2 + |W_u(j\omega)K(j\omega)S(j\omega)|^2}, \quad (2.21)$$

Se garantirmos que $\|N\|_\infty < 1$, teremos as especificações satisfeitas, bem como a limitação do esforço de controle. Como estamos buscando soluções subótimas, tal que $\|N\|_\infty < \gamma$, e quanto mais próximo γ for do valor um, melhor. Neste caso, teremos:

$$|S(j\omega)| < \gamma/|W_p(\omega)| \quad , \quad |KS(j\omega)| < \gamma/|W_u(\omega)|$$

2.7.4 Inclusão de Incertezas no Modelo da Planta

Uma forma típica de se incluir incertezas em uma planta é representá-la como uma família de plantas. Deste modo, um gráfico de Nyquist da família passa a ser um conjunto tipo cilíndrico, como mostrado na Fig. 7.

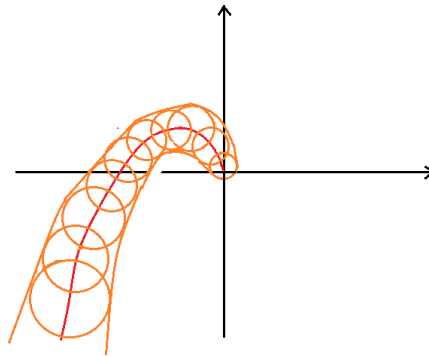


Figura 7: Representação de Família de Planta em Gráficos de Nyquist.

Qualquer planta incerta (ou família de plantas) é então representada por:

$$\bar{G}(s) = G(s)(1 + W(s)\delta(s))$$

onde $|\delta(j\omega)| \ll 1$ e $W(j\omega)$ é um delimitador da família de plantas, conhecida como *função peso de incerteza*. Ambas as funções de transferência são estáveis sempre. Esta representação da planta incerta é conhecida como planta com incertezas multiplicativas. Na Fig. 8, tem-se um sistema em malha fechada com a planta na representação de incertezas multiplicativas.

Se fizermos $\delta(j\omega) \equiv 0$ (o que é equivalente a abrir a malha), podemos determinar a função de transferência em "malha aberta":

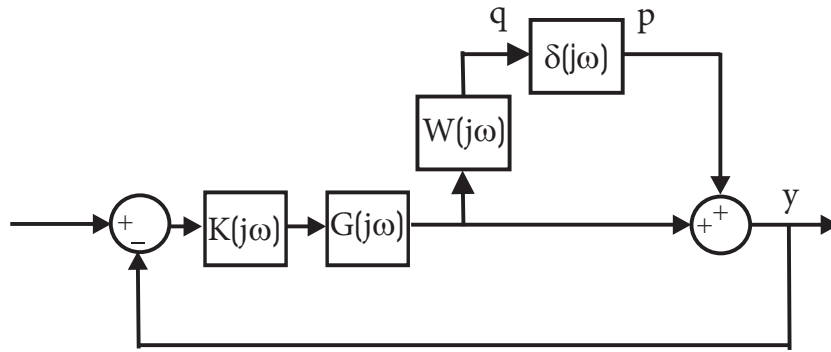


Figura 8: Sistema em Malha Fechada com Incertezas Multiplicativas.

$$\frac{q}{p} = -\frac{WL}{1+L} = -WT = -H(j\omega)$$

de modo que o sistema fica como apresentado na Fig. 9:

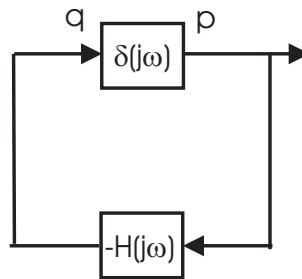


Figura 9: Sistema em Malha Fechada com Incertezas Multiplicativas Simplificado.

Tudo se passa como se tivéssemos um novo sistema em malha fechada onde $\delta(j\omega)$ é a função de transferência de ramo direto, $H(j\omega)$ é a função de transferência de realimentação. Podemos aplicar o critério de Nyquist, onde a função de transferência de malha aberta fica $\delta(j\omega)H(j\omega)$. Como $W(j\omega)$, $\delta(j\omega)$ e $T(j\omega)$ são estáveis, então, aplicando-se o critério de Nyquist, tem-se que o número de pólos de malha aberta no semiplano direito é $P = 0$ para qualquer $\delta(j\omega)$. Como para qualquer $\delta(j\omega)$ o sistema em malha fechada deve ser estável, então $Z = 0$ (número de pólos de malha fechada no semiplano direito). Deste modo, deveremos ter $N = 0$, o que significa que o gráfico de Nyquist de $1 + \delta(j\omega)H(j\omega) \neq 0$ para qualquer $\delta(j\omega)$. Como isso só é possível se somente se $|1 + \delta(j\omega)H(j\omega)| > 0$, como se tratam de números complexos, a pior situação ocorre quando $1 - |\delta(j\omega)H(j\omega)| > 0$. Como $|\delta(j\omega)| \leq 1$, a pior situação ocorre para $|\delta(j\omega)| = 1$, o que significa dizer que $|H(j\omega)| = |W(j\omega)T(j\omega)| < 1$ para qualquer frequência. Então $|T(j\omega)| < 1/|W(j\omega)|$, que é a condição de robustez de estabilidade. Por fim, esta condição também será satisfeita se impusermos $\|WT\|_\infty < 1$.

Se queremos projetar um controlador tal que se tenha robustez de estabilidade, ro-

bustez de desempenho e ainda pondere valores elevados de esforço de controle, podemos definir o seguinte problema de otimização: Dada a matriz de funções de transferência:

$$N_3 = \begin{bmatrix} W_p S \\ W_u K S \\ W T \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

a norma H_∞ é dada por:

$$\|N_3\|_\infty = \max_{\omega \in \mathbb{R}} \sqrt{|W_p S|^2 + |W_u K S|^2 + |W T|^2} < 1 \Rightarrow \max_{\omega} (|W_p S| + |W_u K S| + |W T|) < 1 \quad (2.23)$$

de modo que se garantirmos que $\|N_3\|_\infty < 1$, teremos as especificações satisfeitas, bem como robustez de estabilidade e desempenho.

Como estamos buscando soluções subótimas, tal que $\|N_3\|_\infty < \gamma$, e quanto mais próximo γ for do valor um, melhor. Nesta situação, tem-se que

$$|S(j\omega)| < \gamma / |W_p(\omega)|$$

e

$$|K S(j\omega)| < \gamma / |W_u(\omega)|$$

e

$$|T(j\omega)| < \gamma / |W(\omega)|$$

É evidente que se tivermos $\gamma > 1$ não dá para garantir a priori que teremos robustez de estabilidade e desempenho.

Símbolo	Valor	Unidade de Medida	Significado
ϵ	8.85	ρF	Permissividade do material dielétrico (Ar)
σ_a	-	-	Coefficiente de amortecimento do componente atuador
σ_b	0.71	$mN*s^2/m$	Coefficiente de amortecimento do componente sensor
g	6	μm	Distância entre os dentes do pente de capacitores
hz	50	μm	Espeesura do dente do pente de capacitores
k_0	175.5	N/m	Rigidez do micro-objeto
K_{la}	37.55	N/m	Rigidez do componente atuador
K_{lb}	$2.9546*10^7$	N/m	Rigidez do componente sensor
L	5150	μm	Comprimento das hastes
M_a	-	-	Massa do componente atuador
M_b	0.66	mg	Massa do componente sensor
N_a	1300	-	Número total de dentes do pente de capacitores
V_{in_0}	60	V	Tensão de linearização
x_{ea}	1100	μm	Distância entre o ponto no qual a força eletrostática atua na haste atuadora e o seu ponto de articulação
x_{eb}	850	μm	Distância entre o ponto no qual a haste atua no dispositivo pente de capacitores e o ponto de articulação da haste sensora

Tabela 1: Valores dos Parâmetros do modelo

3 IDENTIFICAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO DA MICROGARRA ELETROSTÁTICA

Neste capítulo, apresentam-se os passos para a obtenção do modelo matemático da microgarra eletrostática relacionando tensão aplicada na microgarra e a força produzida na micropartícula agarrada. A técnica usada para obtenção do modelo é a da Identificação de Sistemas.

3.1 Dedução da Função de Transferência Teórica da Microgarra

Como foi dito no capítulo 2, o modelo matemático linear em espaço de estados dado em (2.10) não pode ser utilizado diretamente neste trabalho, pois nem todos os valores destes parâmetros são fornecidos no artigo em questão. Optou-se então para realizar uma nova modelagem neste trabalho, de forma a podermos trabalhar em diferentes pontos de operação e com diferentes taxas de amostragem. Ao contrário de (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013), que determina os parâmetros diretamente através de experimentos com a microgarra (experimentos estes que envolvem equipamentos de alto custo, como o interferômetro a laser), nesta dissertação iremos aplicar técnicas de Identificação de Sistemas.

Não obstante, para que possamos fazer uma análise mais adequada do sistema, vamos calcular a função de transferência para o modelo na equação (2.10), que vai ficar na forma literal. Iremos então fazer uma análise do modelo para deduzir propriedades do sistema que iremos identificar. Aplicando-se fórmula de transformação do sistema de espaço de estados para uma função da transferência, tem-se:

$$G(s) = C_{coup}(sI - A_{coup})^{-1}B_{coup} \quad (3.1)$$

onde $(sI - A_{coup})^{-1}$ é:

$$\frac{1}{\det(sI - A_{coup})} \text{adj}(Is - A_{coup}) \quad (3.2)$$

Sendo:

$$(sI - A_{coup}) = \begin{bmatrix} s & -1 & 0 & 0 \\ \frac{K_{la} + \left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} & s + \frac{\sigma_a}{M_a} & -\frac{\left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} & 0 \\ 0 & 0 & s & -1 \\ -\frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} & 0 & -\frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} & s + \frac{\sigma_b}{M_b} \end{bmatrix}$$

O determinante é dado por:

$$\begin{aligned} \det(Is - A_{coup}) = s^2 \left(s + \frac{\sigma_a}{M_a} \right) \left(s + \frac{\sigma_b}{M_b} \right) + \frac{\left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} \frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} + \\ + \frac{K_{la} + \left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} \frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} \end{aligned} \quad (3.3)$$

enquanto que a matriz adjunta é dada:

$$\text{adj}(Is - A_{coup}) = C^T = ((-1)^{i+j} M_{ij})_{1 \leq i, j \leq 4}^T \quad (3.4)$$

onde:

$$C^T = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{21} & c_{31} & c_{41} \\ c_{12} & c_{22} & c_{32} & c_{42} \\ c_{13} & c_{23} & c_{33} & c_{43} \\ c_{14} & c_{24} & c_{34} & c_{44} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Entretanto, antes de calcular os coeficientes c_{ij} , é melhor aplicar a fórmula na equação (3.1), pois em geral coeficientes podem ser desnecessários. De fato:

$$C_{coup} \text{adj}(Is - A_{coup}) B_{coup} = (k_0 c_{21} - k_0 c_{23}) \left(\frac{L}{x_{ea}} \right) \frac{N_a \epsilon h_z}{g M_a} V_{in_0} \quad (3.6)$$

Calculando-se então c_{21} e c_{23} , tem-se:

$$c_{21} = ((-1)^{2+1}M_{21}) = (-1)\det \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & s & -1 \\ 0 & -\frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} & s + \frac{\sigma_b}{M_b} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$c_{23} = ((-1)^{2+3}M_{23}) = (-1)\det \begin{bmatrix} s & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -\frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} & 0 & s + \frac{\sigma_b}{M_b} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

que portanto são:

$$c_{21} = s \left(s + \frac{\sigma_b}{M_b} \right) - \frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} \quad (3.9)$$

$$c_{23} = \frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} \quad (3.10)$$

Dessa forma temos que:

$$G(s) = \frac{\left(k_0 \left(s \left(s + \frac{\sigma_b}{M_b} \right) - \frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} \right) - k_0 \left(\frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} \right) \right) \left(\frac{L}{x_{ea}} \right) \frac{N_a \epsilon h_z}{g M_a} V_{in_0}}{s^2 \left(s + \frac{\sigma_a}{M_a} \right) \left(s + \frac{\sigma_b}{M_b} \right) + \frac{\left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} \frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} + \frac{K_{la} + \left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} \frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b}} \quad (3.11)$$

Fazendo a distribuição e separando o ganho, temos:

$$G(s) = \frac{k_0 \left(\frac{L}{x_{ea}} \right) \frac{N_a \epsilon h_z}{g M_a} V_{in_0} \left(s^2 + \frac{\sigma_b}{M_b} s - \frac{K_{lb} + 2\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} \right)}{s^4 + \left(\frac{\sigma_a}{M_a} + \frac{\sigma_b}{M_b} \right) s^3 + \frac{\sigma_a \sigma_b}{M_a M_b} s^2 + \frac{\left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} \frac{\left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b} + \frac{K_{la} + \left(\frac{L}{x_{ea}}\right)^2 k_0}{M_a} \frac{K_{lb} + \left(\frac{L}{x_{eb}}\right)^2 k_0}{M_b}} \quad (3.12)$$

As seguintes conclusões podem ser tiradas desta função de transferência:

1. O polinômio do denominador tem grau quatro, o que significa que o sistema é de ordem quatro (quatro polos).

2. Como se trata de um modelo passivo, isto é, só formado de massas, molas e amortecedores, é de se esperar que seja estável, e portanto, todos os seus polos tem

parte real negativa. Entretanto, isso também pode ser verificado pelo Critério de Routh-Hurwitz.

3. O polinômio do numerador tem grau dois, o que significa que o sistema possui dois zeros.

4. Pelo fato do coeficiente de s^0 do numerador ser sempre negativo, isto significa que o produto das suas raízes (isto é, dos zeros) deve ser sempre negativo e o outro sempre positivo, no caso de serem reais, o que significa que o sistema pode ser de fase não-mínima. De fato, esta propriedade é sempre verificada na prática, como será visto mais adiante.

Dado que obtivemos a ordem do modelo do sistema podemos iniciar os testes de identificação cujo procedimento em todos os testes foi o mesmo e será descrito a seguir.

3.2 Descrição dos Experimentos e Identificação

3.2.1 Familiarização com o Equipamento e Preparativos

Inicialmente, temos que informar que o processo de familiarização deste mestrando com o equipamento foi um processo que levou algum tempo. O processo de encontrar uma partícula é demorado, pois é preciso mover a placa com a amostra de partículas (que é uma poeira metálica de estanho, como já foi dito) e encontrar visualmente, pela tela acoplada ao microscópio, uma partícula candidata. Então, usa-se o processamento de imagens para medir o diâmetro da partícula e ver se é possível agarrá-la com a microgarra disponível.

Além de se movimentar no plano, a microgarra pode se movimentar ao longo do eixo ortogonal ao plano (chamado de eixo z). Esse movimento, porém é o mais delicado, pois ao ser realizado, logo se perde o foco do microscópio. Além disso, como as partículas estão sob a placa de vidro, é necessário mover a microgarra no eixo z até quase o nível da placa para poder agarrar a partícula. Este é o ponto mais crítico do posicionamento manual, pois se a microgarra encostar no vidro, ela pode ser danificada. Infelizmente, isto ocorreu algumas vezes até que a habilidade fosse adquirida, e algumas microgarras foram inutilizadas neste processo.

Durante o projeto, utilizamos duas microgarras diferentes do mesmo fabricante, FemtoTools GmbH, as quais os testes de identificação foram submetidos. São elas a FT-G102 e FT-G32, sendo a primeira com capacidade de manipular microobjetos de até $100 \mu\text{m}$ e a segunda com uma capacidade de até $30 \mu\text{m}$. Como uma microgarra é também um

sensor, ambas tem a capacidade de medir até $120 \mu\text{N}$. Estas microgarras tem cerca de 3mm de comprimento e por serem muito sensíveis são facilmente quebradas. Iniciamos os experimentos com a microgarra FT-G102, que pode agarrar partículas até $100 \mu\text{m}$. Isto porque a quantidade de partículas nesta faixa era maior. Infelizmente, todas as microgarras deste tipo foram danificadas pelos mais diversos motivos, de modo que só restaram as de $30\mu\text{m}$, cujas partículas possíveis são muito mais difíceis de serem encontradas.

Estas microgarras são eletrostáticas o que significa que sua força de agarre provém de um sistema chamado comb drive que consiste em hastes de silício em formatos de pente encaixadas entre si, deixando apenas o ar entre elas o que resulta em diversos capacitores.

Neste capítulo serão abordadas as propriedades físicas da microgarra eletrostática. No dispositivo pente de capacitores, a força eletrostática aplicada por eles sobre a haste da microgarra, no caso da haste atuadora, e da força aplicada sobre a haste sensora gerando uma tensão que é determinada pela lei de Coulomb aplicada a capacitores. Que será detalhada a seguir.

Os procedimentos de geração de dados para o processo de identificação foram efetuados no seguinte setup: a microgarra FT-G32 e FT-G102 estava acoplada a um sistema piezoelétrico (robô posicionador) que foi utilizado para deslocá-la nos eixos x, y e z junto com a abertura e o sinal de força da microgarra são conectadas a um dispositivo de comunicação e controle da FemtoTools conectado a um computador e controlado por um software também da FemtoTools. Interceptando os sinais de entrada e saída de tensão da microgarra e os medindo com um osciloscópio geramos os sinais no Labview e armazenamos os dados destes testes utilizando o osciloscópio em arquivos “.csv”.

A explicação para o uso do osciloscópio é a seguinte: apesar do fabricante fornecer o pacote completo para a operação manual deste equipamento, inclusive com a medição e exibição do valor da força na tela do computador, através de um programa escrito em LabView, como o intuito é descobrir o modelo matemático do sistema (relacionando tensão de entrada e força), este programa não poderia ser utilizado. Não temos como saber qual o processamento que esse programa realiza sobre o sinal de força coletado pelo sensor até ser exibido na tela. Esse programa, dentre outras coisas, poderia realizar alguma filtragem no sinal e até introduzir atrasos, de modo que este sinal processado não poderia ser usado para fins de fechamento de malha de controle. A solução foi tomar o sinal analógico logo na saída da microgarra e medi-lo em um osciloscópio.

Utilizando do microscópio, buscávamos as micropartículas de tamanho mais adequado, isto é, aquelas que tinham diâmetro menor que 30 micrômetros para o FT-G32 e 100

micrômetros para o FT-G102, entretanto havia de se considerar que queríamos notar o deslocamento visualmente do fechamento da microgarra e uma força notável para a variação de tensão na saída, portanto utilizamos micropartículas menores de 27 micrômetros para o FT-G32 e menores que 80 micrômetros para o FT-G102.

Ao encontrar uma micropartícula adequada a microgarra era posicionada com a haste sensora em contato com a micropartícula, mas sem exercer força. Ela então era fechada até o ponto de prender a micropartícula e subia a microgarra afastando-a do solo a uma determinada distância. Algumas interações micrométricas faziam com que a micropartícula ficasse grudada na microgarra, aproveitando desse fator, aplicava-se o PRBS na micropartícula sem atrito com o solo, em alguns testes com força inicial nula.

Inicialmente, foram realizados 15 experimentos que podemos chamar de mal-sucedidos, pois apresentaram resultados incoerentes com o esperado (por várias razões) ou terminavam com a inutilização da microgarra. Não iremos descrever estes testes aqui, mas os deixaremos para o apêndice A. O leitor deve lê-los caso queira uma descrição dos vários problemas que podem acontecer neste tipo de experimento. Alguns resultados não esperados não conseguimos explicar, mas outros foi possível identificar partículas de poeira do ambiente travando o *comb drive*. Para eliminar este problema, foi providenciada uma cobertura em acrílico para proteger o aparato da poeira. Entretanto, o melhor seria realizar o experimento em uma sala limpa. Em alguns outros casos, o algoritmo de identificação não forneceu um índice de ajuste razoável (acima de 95%) devido a problemas com o sinal, o que nos levou a adotar um cabo com maior proteção eletromagnética para a transmissão do sinal para o osciloscópio. Foi necessário fabricar uma placa de circuito impresso com os conectores de cabo coaxial adequados neste caso.

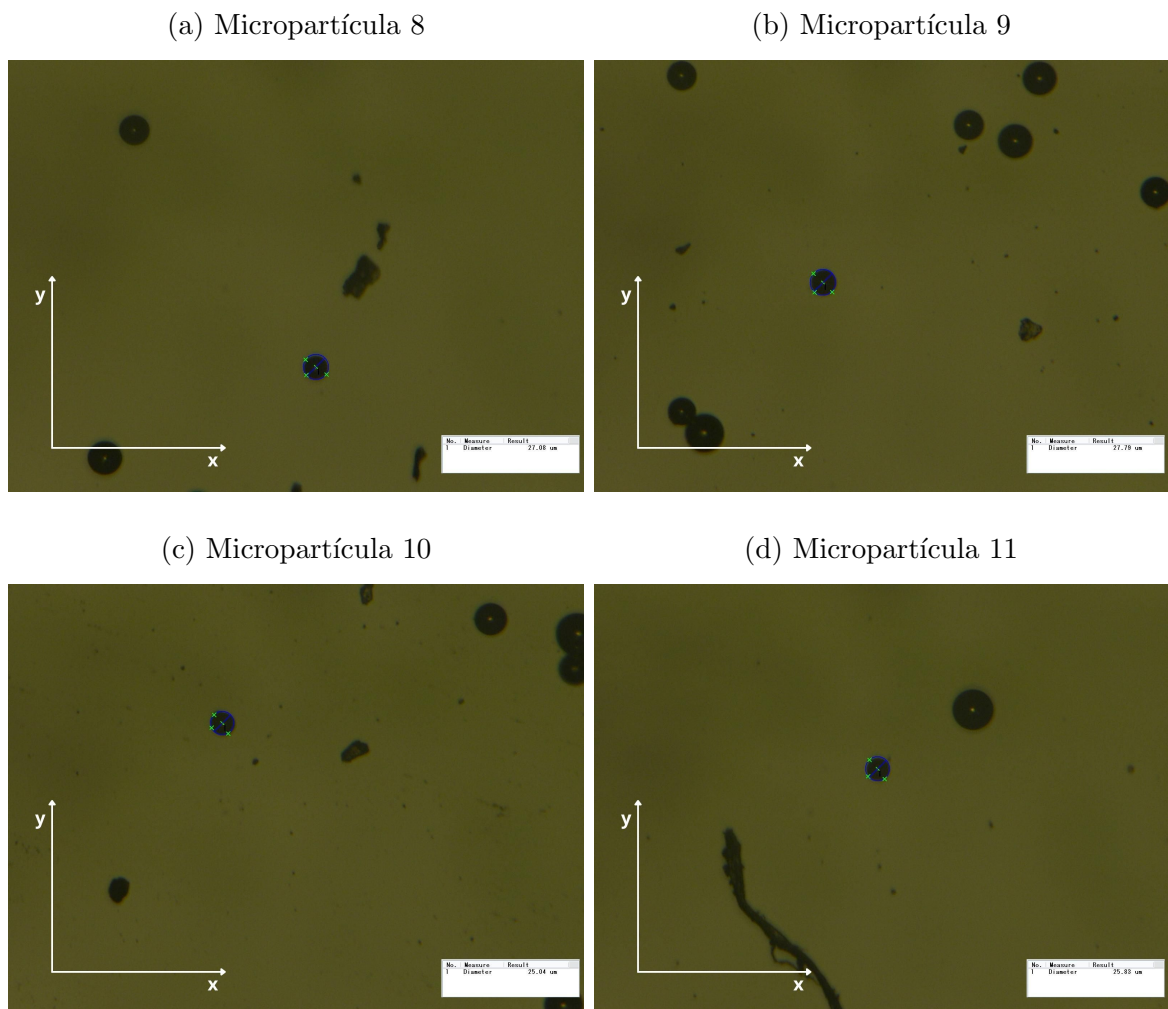
3.2.2 Descrição dos Experimentos Bem Sucedidos

Após o aprendizado prático e familiarização com o equipamento, seguiu-se uma série de experimentos bem sucedidos, no sentido que todos apresentavam resultados conforme o esperado. Sabemos que tal dispositivo deve apresentar um pico de ressonância por volta de 10.000rad/s , o que, a partir deste ponto, todos os modelos identificados apresentaram. A tensão de fechamento de todos os experimentos foi a mesma (em torno de 70V) e a tensão de tangência apesar da mudança das micropartículas (entre 1 à $4\mu\text{m}$ de diferença de diâmetro) se manteve em 40V. Isto também demonstra que não há defeitos nesta microgarra. Diminuímos a altura de elevação do experimento do solo para aumentar a dinâmica dos experimentos, já que ele só precisava estar descolado do solo para não existir

o atrito citado anteriormente.

Os seguintes parâmetros foram utilizados para gerar o sinal PRBS: 1) degrau de 30V a partir da tensão de operação, 2) velocidade de 30kV/s de variação do sinal. A força inicial (medida entre início e fim do degrau de tensão) variou entre 0 e $15\mu\text{N}$ e a final em torno de $45\mu\text{N}$. O ganho de força da microgarra é $25.97\mu\text{N/V}$. Foram usadas duas frequências de amostragem no osciloscópio: 1) 19.2kHz e 2) 38.5kHz, no qual poderemos observar que com uma frequência de amostragem mais alta, o ruído ou perturbação do sistema se torna mais visível no gráfico. Estes testes foram efetuados entre os dias 3 e 12 de julho de 2019.

Figura 10: Micropartículas dos experimentos finais.



Fonte: Autor.

Na tabela 2, apresentam-se os experimentos que foram realizados, bem como a partícula utilizada, a frequência de amostragem do osciloscópio, o número de repetições do experimento e a seção em que está descrito. Para cada experimento, ajustam-se três modelos

Tabela 2: Experimentos bem sucedidos realizados

experimento	seção	partícula	freq.	repet.
16	3.2.2.1	8	19.2 <i>kHz</i>	5
17	3.2.2.2	8	38.5 <i>kHz</i>	5
20	3.2.2.3	9	19.2 <i>kHz</i>	5
21	3.2.2.4	9	38.5 <i>kHz</i>	5
22	3.2.2.5	10	19.2 <i>kHz</i>	3
23	3.2.2.6	10	19.2 <i>kHz</i>	3
24	3.2.2.7	11	19.2 <i>kHz</i>	3
25	3.2.2.8	11	38.5 <i>kHz</i>	3

aos dados de saída: 1) ARMAX, 2) Output-Error e 3) Box-Jenkins, para quais os polos das respectivas funções de transferência dos modelos do sistema eram de ordem quatro, enquanto seus zeros eram otimizados de maneira que fossem menor ou iguais a ordem dos polos, já para os modelos que determinavam polinômios para os ruídos foram otimizados de maneira semelhante, variando as ordens do seus polos e zeros, buscando aumentar o índice FIT. Em todo gráfico que será mostrado, apresenta-se o modelo encontrado em (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013) para efeito de comparação.

3.2.2.1 Experimento 16

Os experimentos 16 e 17 foram efetuados sobre a micropartícula 8, figura 10a. As respostas ao sinal PRBS foram obtidos todos através de um osciloscópio, mas os dados não foram bem sincronizados por uma dificuldade de armazenagem do próprio aparelho de medição. Ainda assim foi possível em todos os testes obter imagens e seus dados em quantidade suficiente para executar o algoritmo de identificação com resultados confiáveis. Note que os sinais são diferentes, pois são pseudoaleatórios, mas mantém uma repetibilidade em sua reação apesar de em alguns momentos existirem cortes nos sinais devido à sincronização. Para realizar a identificação, foram escolhidos momentos em que não existissem cortes. Na figura 11, tem-se os sinais PRBS de entrada e a correspondente saída de força, para cada repetição. Na figura 12 tem-se, para cada repetição, os diagramas de Bode.

Nas repetições 03 e 04 (Figura 12d) houve discrepância no ganho em baixas frequências, mais especificamente, o modelo ARMAX do teste 03 e modelo Output Error do teste 04. Em todos os modelos há diferenças nas altas frequências (perto da amostragem, que é a barra vertical preta), tanto no ganho quanto na fase, mas pode-se notar a presença do pico de ressonância mais ou menos sempre na mesma frequência. Alguns gráficos de fase

aparecem deslocados de 360 graus, o que não é relevante. Existe alterações nas fases dos mesmos dois casos de ganho. Como o pico de ressonância dos modelos identificados e o do artigo estão muito próximos, tem-se aí uma confirmação de que a modelagem está no caminho certo.

Nos mapas de polos e zeros do décimo sexto experimento, que estão representados na figura 13, podemos verificar uma repetibilidade muito maior no comportamento destas funções de transferências identificadas, as quais são todas de fase não mínima, isto é, contém zeros fora da circunferência unitária no plano-z. Enquanto os polos dominantes, relativos à frequência de ressonância, estão localizados na mesma região, mesmo alterando o tipo de modelo matemático.

Na figura 14, são apresentadas respostas dos modelos ajustados à sinais PRBS, juntamente com o índice FIT (em porcentagem), que indicam o erro de ajuste dos modelos. Em todas as comparações apresentadas como na figura citada anteriormente ocorre autovalidação e são predições infinitos passos a frente. Como foi observado anteriormente na análise do diagrama de Bode, os picos de ressonância são coerentes com o resultado expresso nestes gráficos que a frequência de amortecimento dos modelos é a mesma.

3.2.2.2 Experimento 17

No décimo sétimo experimento, a única diferença entre ele e o décimo sexto experimento é a frequência de amostragem que foi maior, de 38.5KHz, o que nos demonstra maior resultados a respeito do ruído presente no sistema.

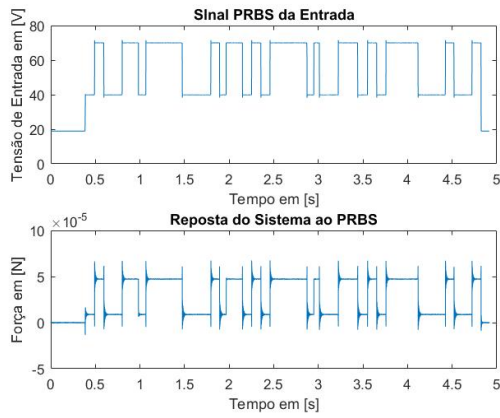
No diagrama de Bode dos modelos ajustados, apresentados na Fig. 16, o pico de ressonância do sistema foi alterado, em todos os casos mudou para uma frequência maior do que na frequência de amostragem do décimo sexto experimento, e em alguns casos houve dois picos.

O mapa de polos e zeros, apresentado na Fig. 17, manteve os resultados do experimento anterior, mantendo as características de fase não mínima e a região em que os polos estão localizados. Nos gráficos da Fig. 18, que apresentam as respostas temporais, vê-se também mudanças no amortecimento e frequências naturais para diferentes modelos ajustados. Assim, verificamos, que os modelos ARMAX e Output Error variam muito, para valores de erro de medição maiores que 10%, o que pode indicar um erro na aplicação do modelo.

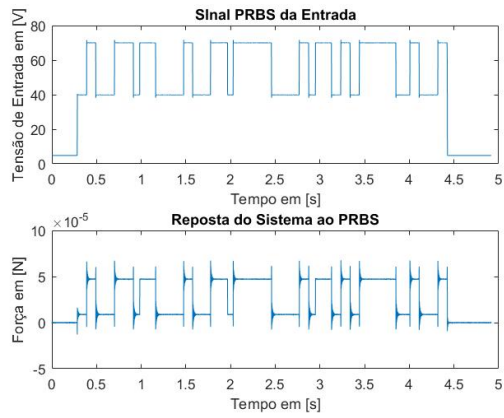
Possivelmente o modelo ARMAX interpreta que o ruído tem alguma relação com

Figura 11: PRBS do décimo sexto Experimento.

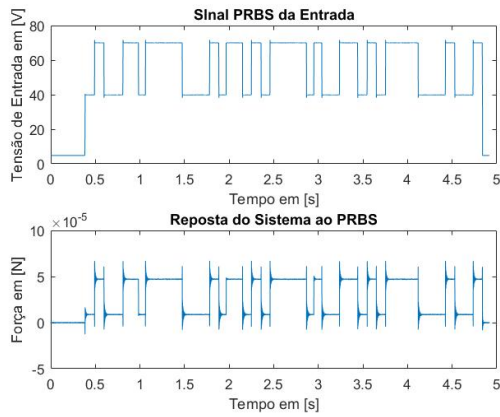
(a) Repetição 01



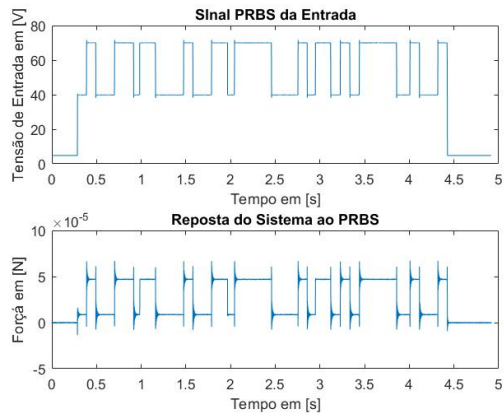
(b) Repetição 02



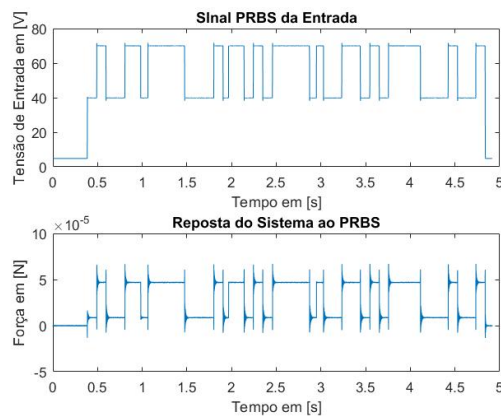
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

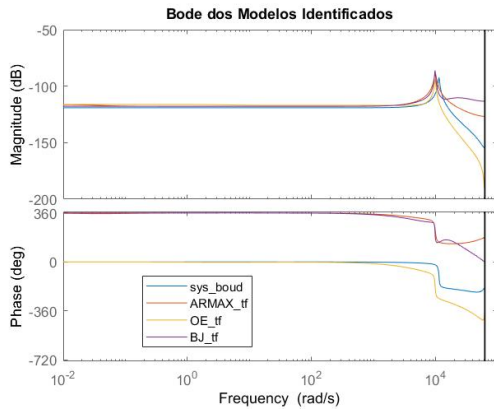


Fonte: Autor.

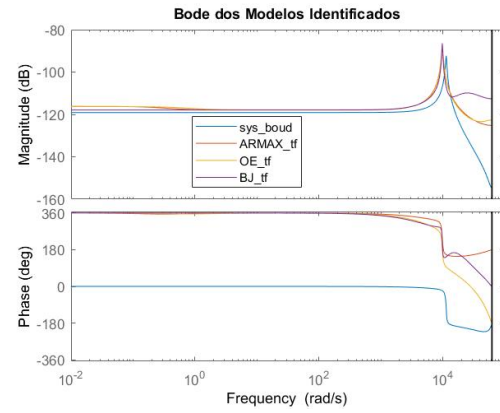
o sistema e o Output Error não indicam um modelo para o ruído e assim fazendo com que o modelo do sistema absorva o ruído em sua função de transferência. Como o Box Jenkins separa os modelos do sistema e do ruído e os torna independentes, o aumento da

Figura 12: Diagrama de Bode do décimo sexto Experimento.

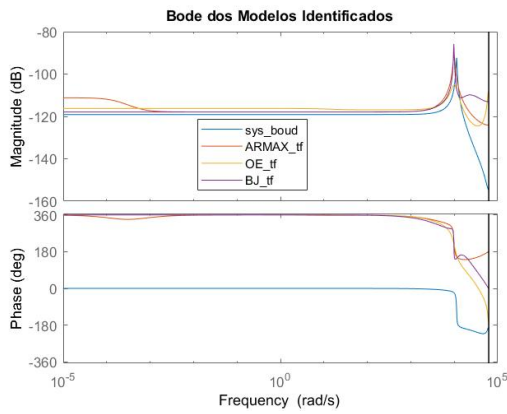
(a) Repetição 01



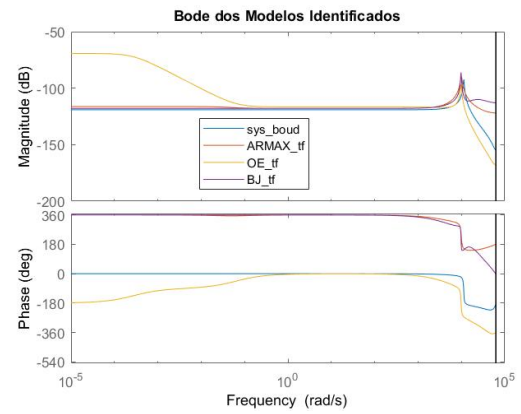
(b) Repetição 02



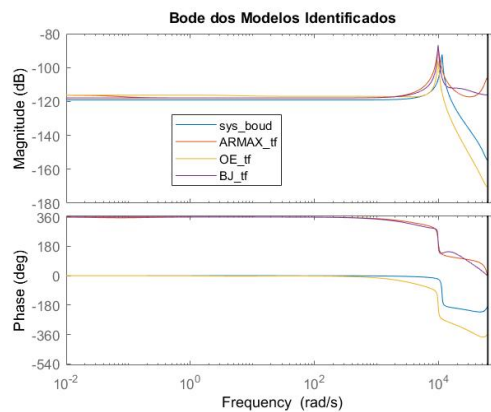
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

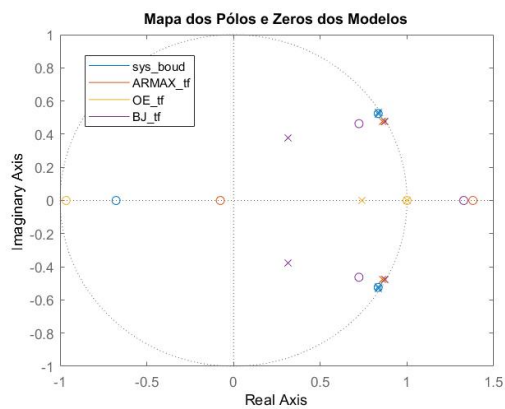


Fonte: Autor.

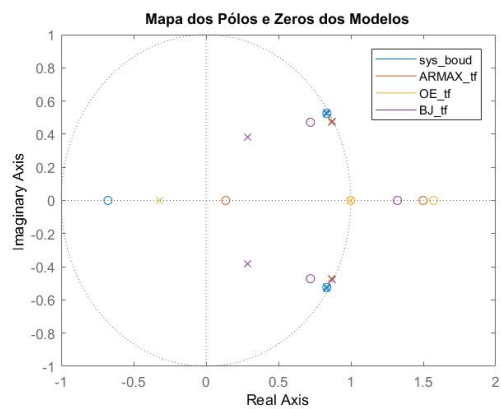
frequência de amostragem favoreceu uma melhor identificação em seus modelos.

Figura 13: Mapa de polos e zeros do décimo sexto Experimento.

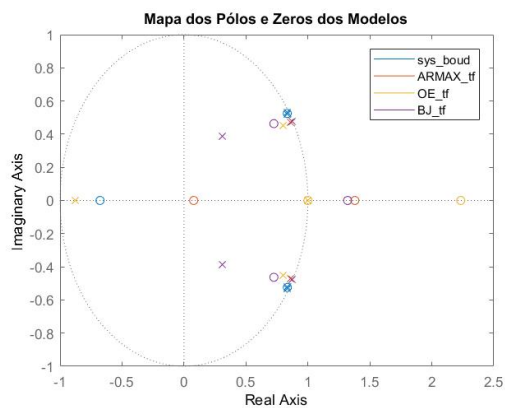
(a) Repetição 01



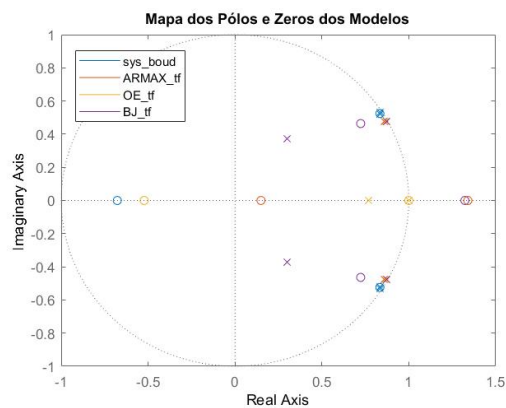
(b) Repetição 02



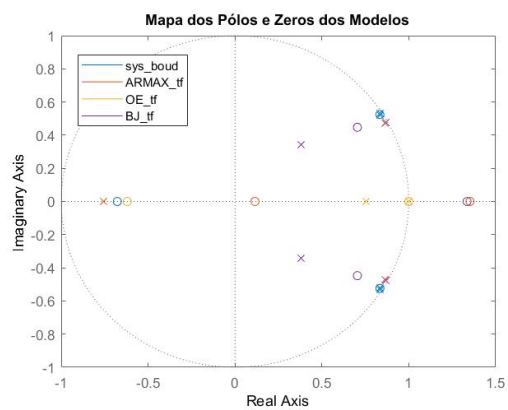
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04

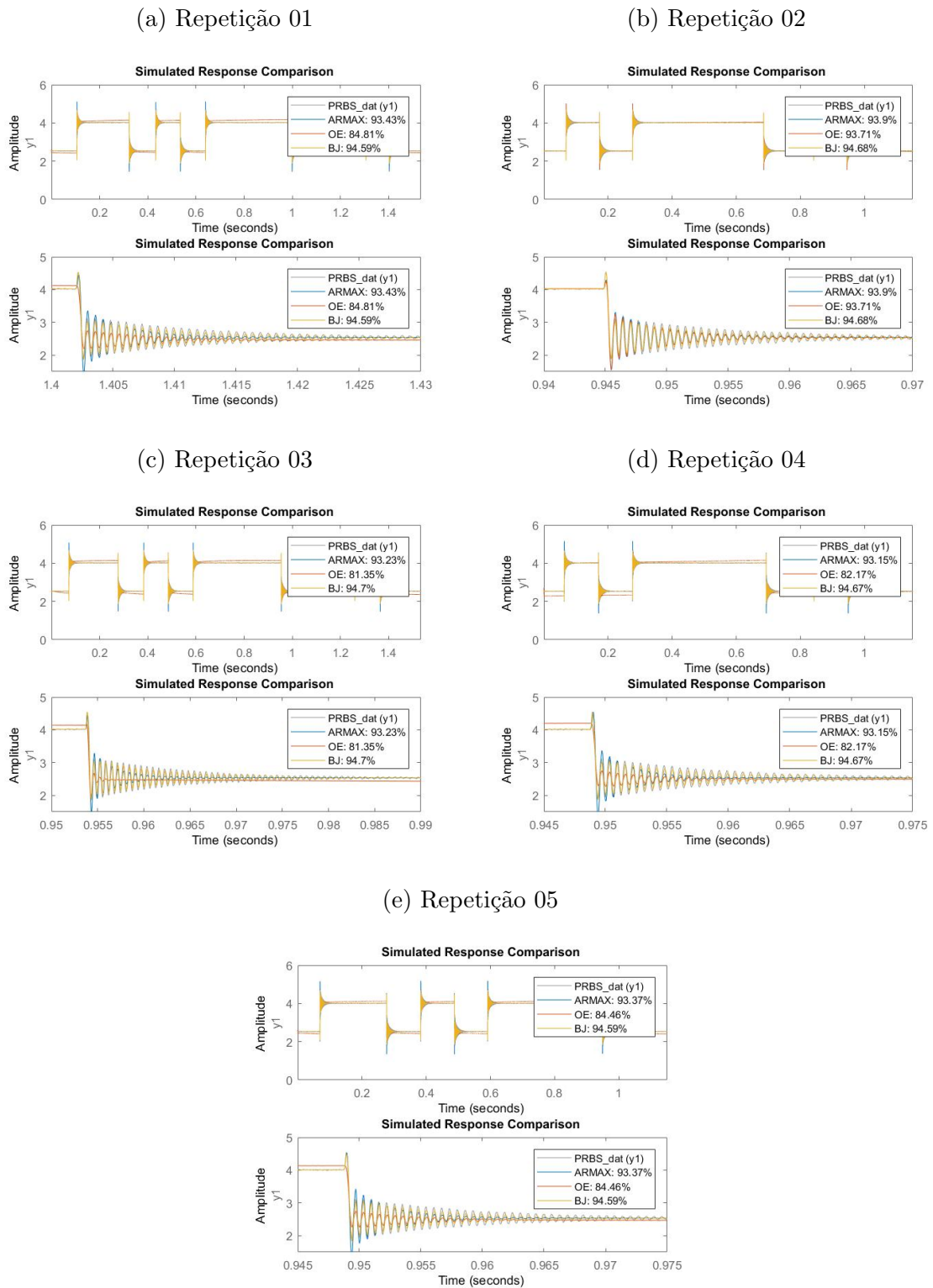


(e) Repetição 05



Fonte: Autor.

Figura 14: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.



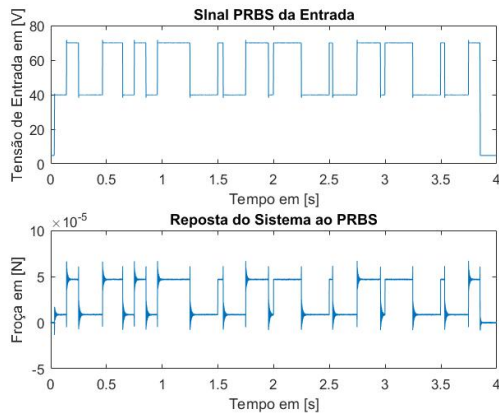
Fonte: Autor.

3.2.2.3 Experimento 20

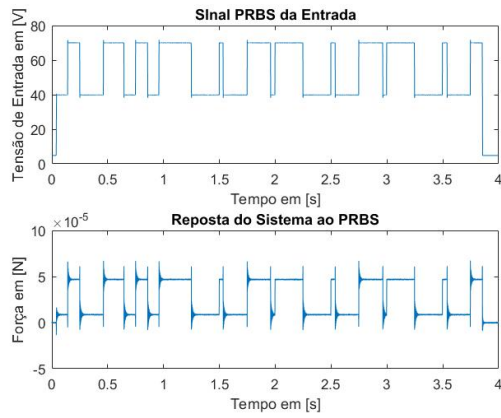
A resposta ao sinal PRBS, mostrado na Fig. 19, demonstrou sua repetibilidade no resultado, inclusive nos diagramas de Bode em Fig. 20 e no mapa de polos e zeros na Fig. 21.

Figura 15: PRBS do décimo sétimo Experimento.

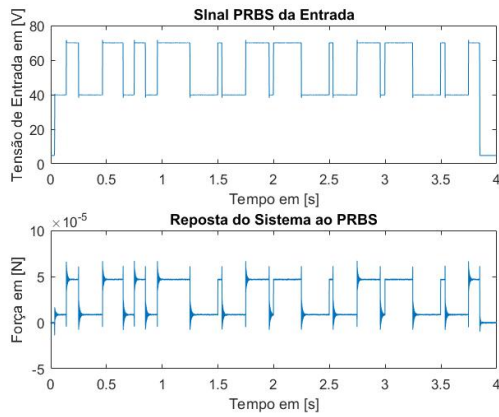
(a) Repetição 01



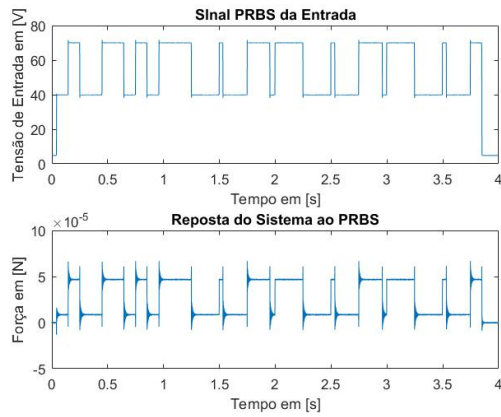
(b) Repetição 02



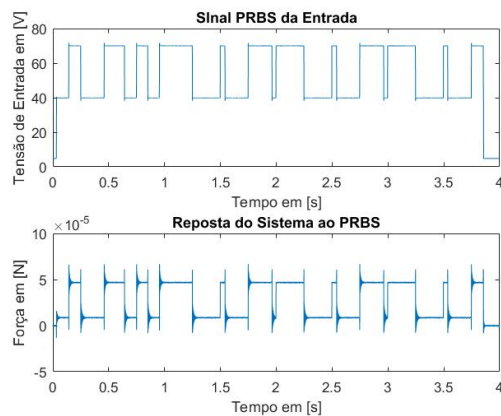
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

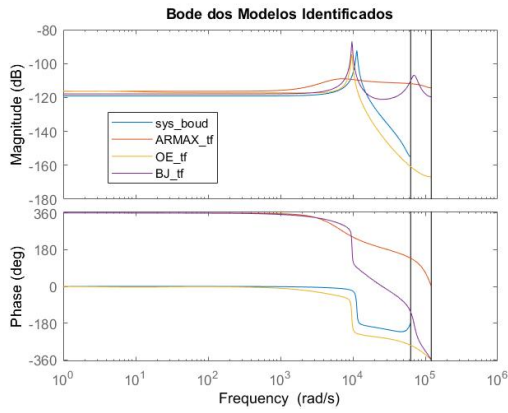


Fonte: Autor.

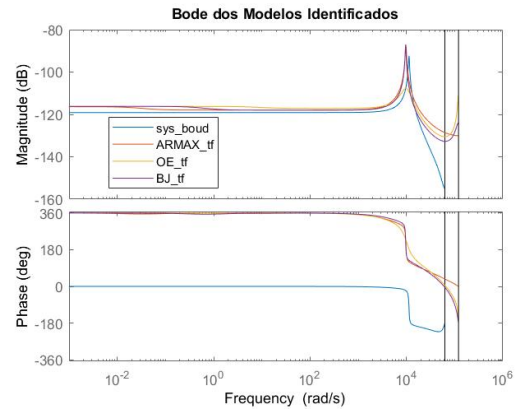
Nota-se que os zero de fase não mínima e polos continuam presentes e na mesma região dos anteriores. No vigésimo experimento, com frequência de amostragem de 19.2KHz, e vigésimo primeiro experimento, a micropartícula 9 apresentada na Fig. 10b foi utilizada.

Figura 16: Diagrama de Bode do décimo sétimo Experimento.

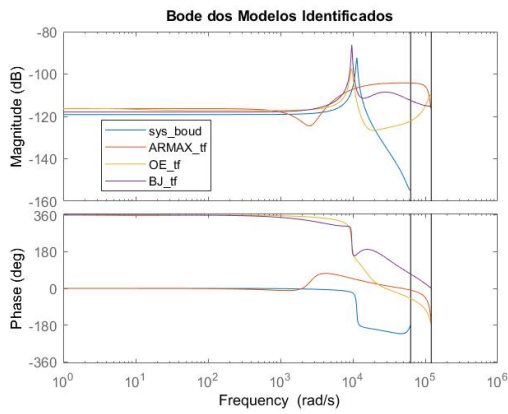
(a) Repetição 01



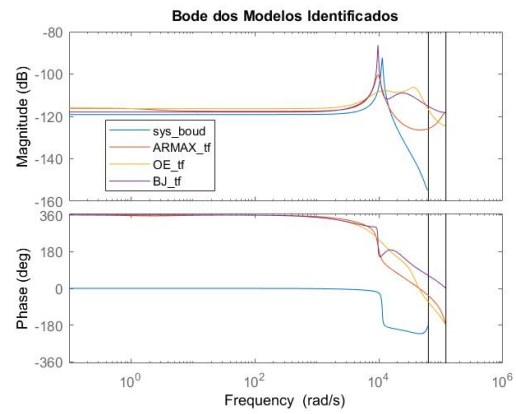
(b) Repetição 02



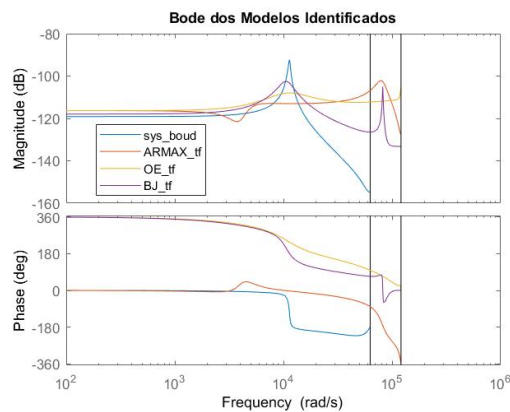
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

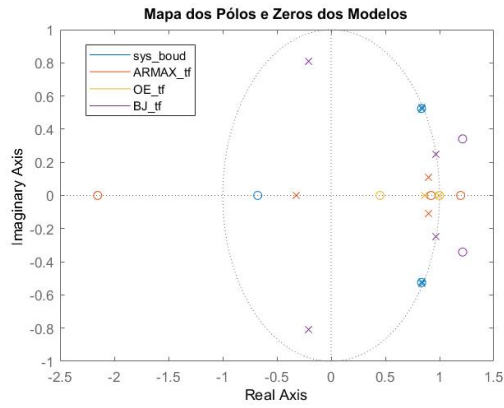


Fonte: Autor.

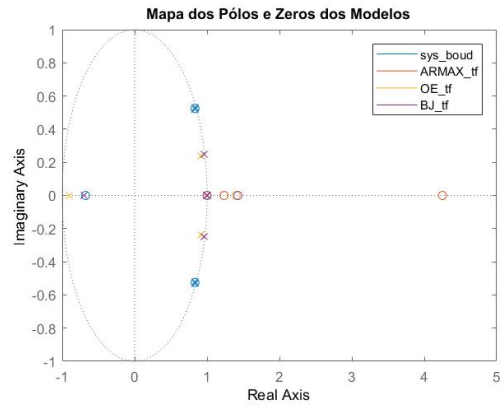
Os resultados do vigésimo experimento estão muito semelhantes aos anteriores, exceto pelo fato de que no diagrama de Bode, apresentados na Fig. 20, não houve variação nos ganhos em baixas frequências e, também, surgiu um novo pico de ressonância nas

Figura 17: Mapa de polos e zeros do décimo sétimo Experimento.

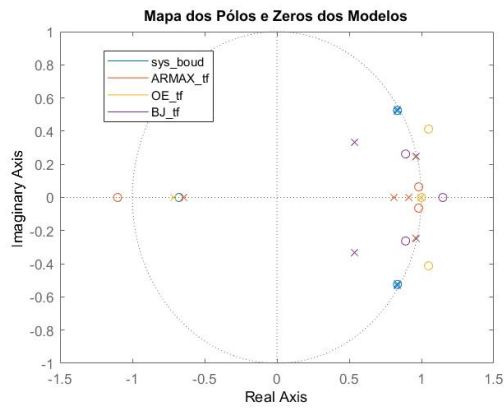
(a) Repetição 01



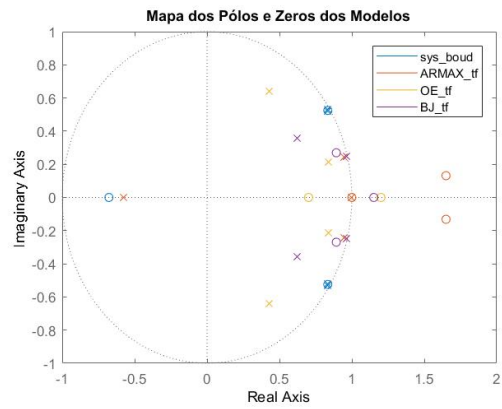
(b) Repetição 02



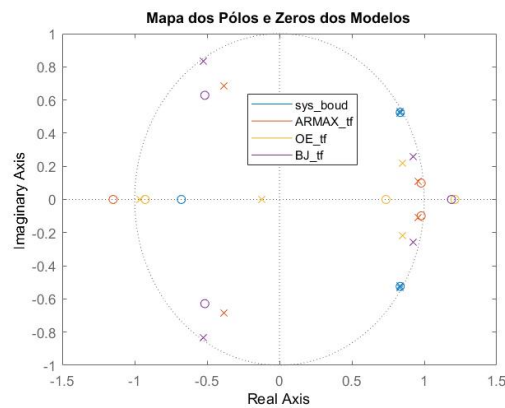
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05



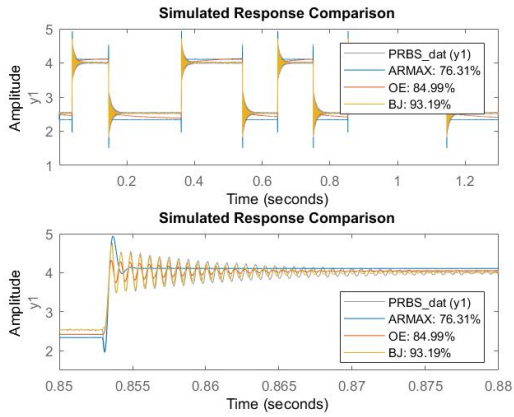
Fonte: Autor.

repetições 02 (Fig. 20b), 03 (Fig. 20c) e 04 (Fig. 20d).

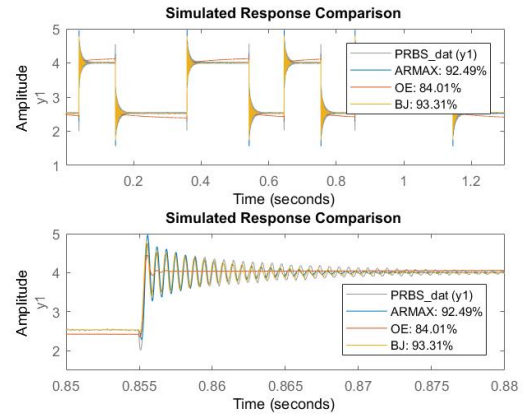
O índice FIT da Fig. 22 manteve seus valores próximos dos do experimento anterior,

Figura 18: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.

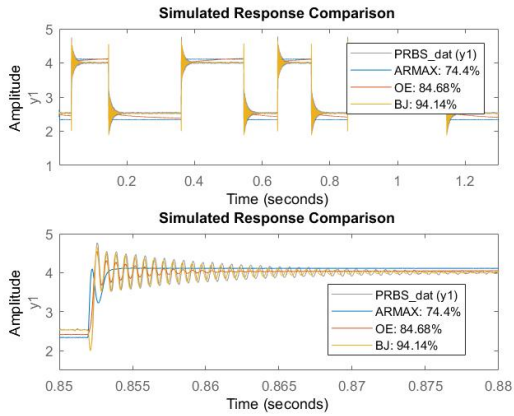
(a) Repetição 01



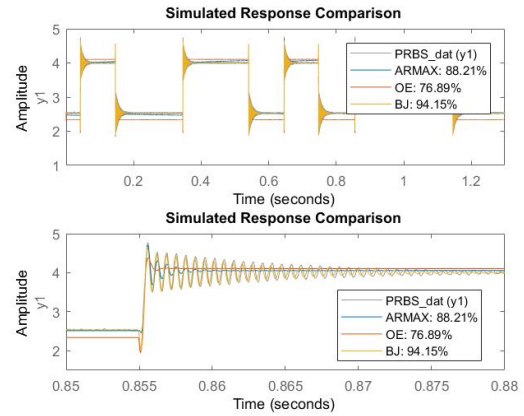
(b) Repetição 02



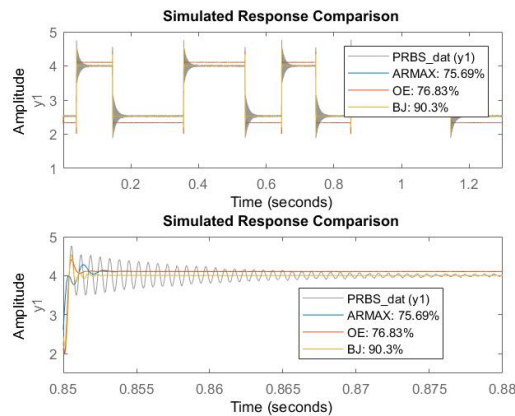
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

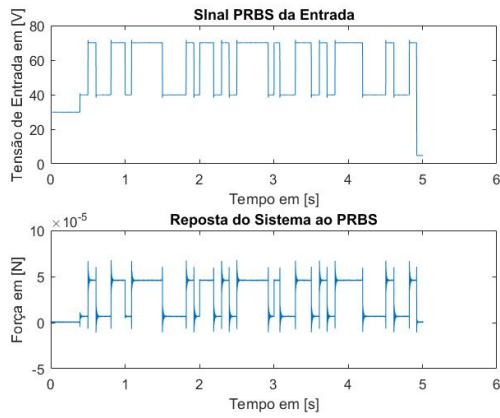


Fonte: Autor.

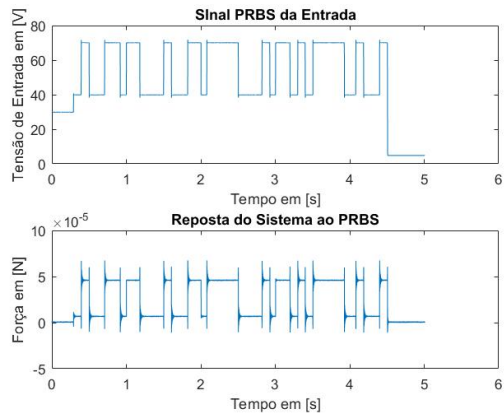
variando em torno de 1% no caso do ARMAX e Box-Jenkins. Entretanto, no caso do modelo Output-Error, nas repetições 03 (Fig. 22c), 04 (Fig. 22d) e 05 (Fig. 22e) seus valores ficaram abaixo de 90%.

Figura 19: PRBS do vigésimo Experimento.

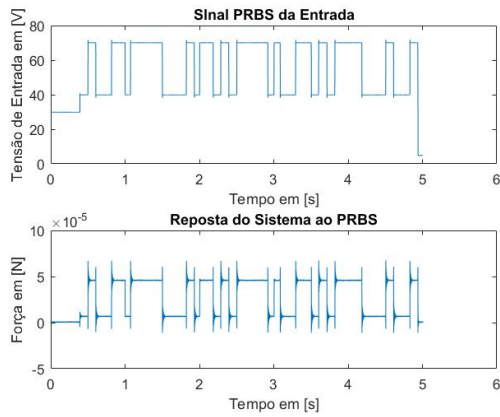
(a) Repetição 01



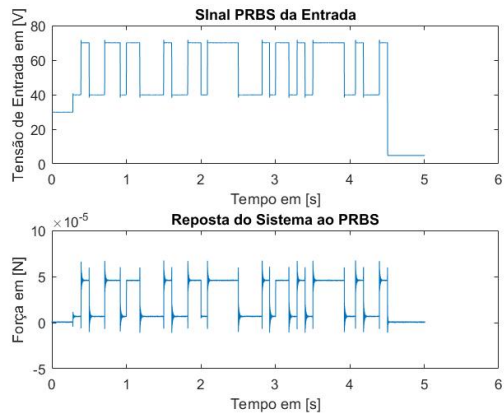
(b) Repetição 02



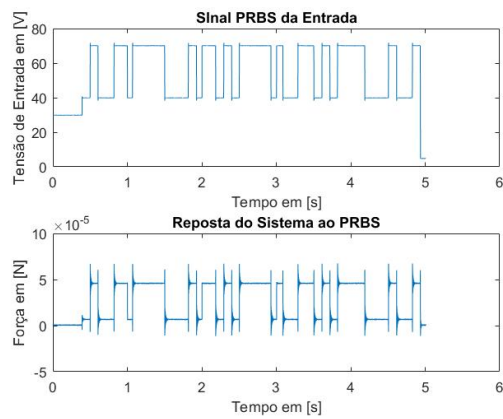
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



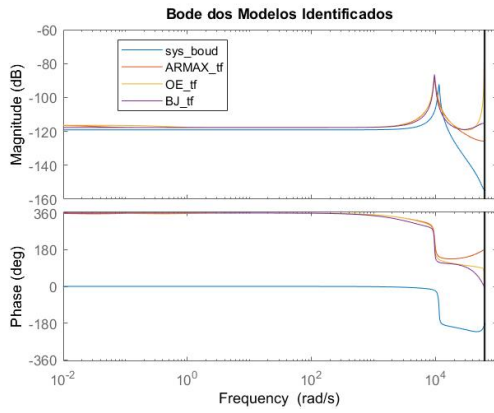
(e) Repetição 05



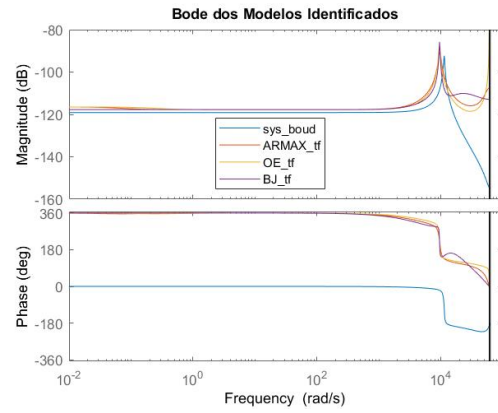
Fonte: Autor.

Figura 20: Diagrama de Bode do vigésimo Experimento.

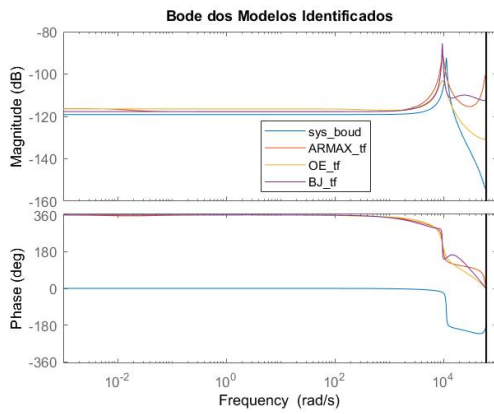
(a) Repetição 01



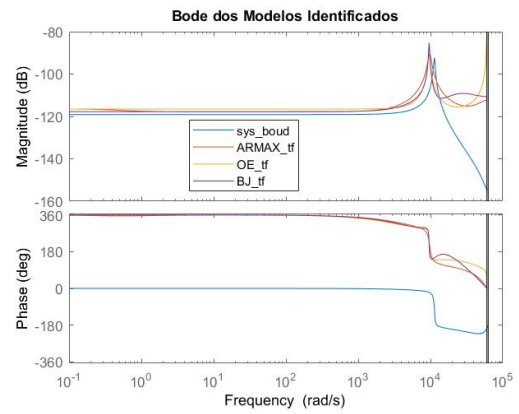
(b) Repetição 02



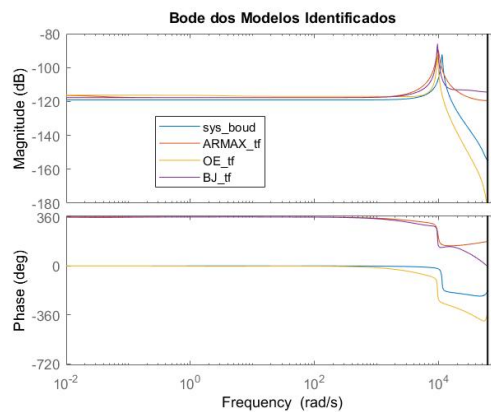
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05



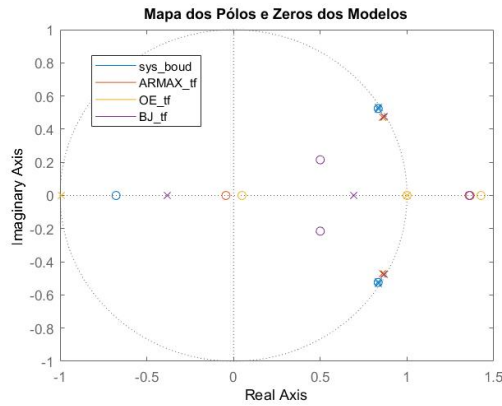
Fonte: Autor.

3.2.2.4 Experimento 21

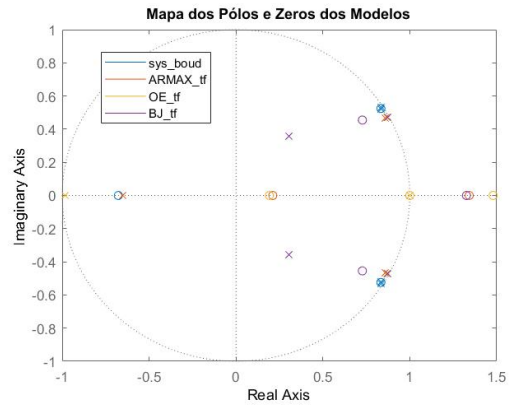
No vigésimo primeiro experimento a frequência de amostragem foi de 38.5KHz, o que trouxe diversos resultados inéditos até este ponto dos experimentos. A resposta da

Figura 21: Mapa de polos e zeros do vigésimo Experimento.

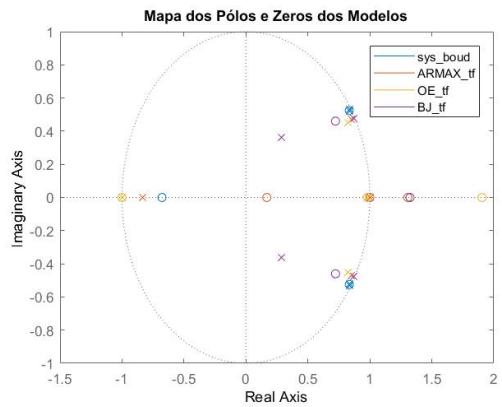
(a) Repetição 01



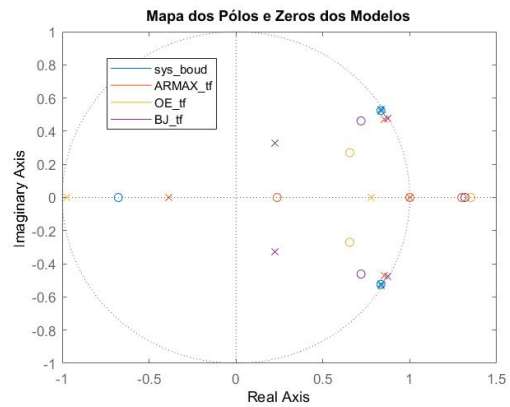
(b) Repetição 02



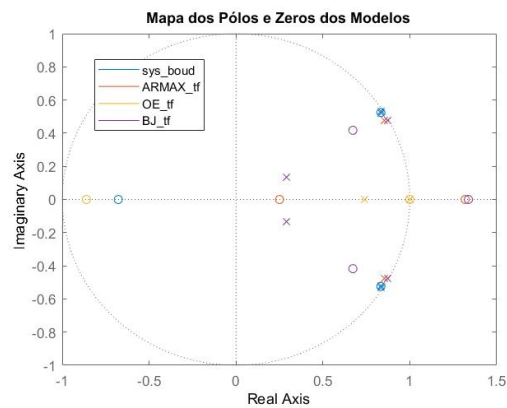
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

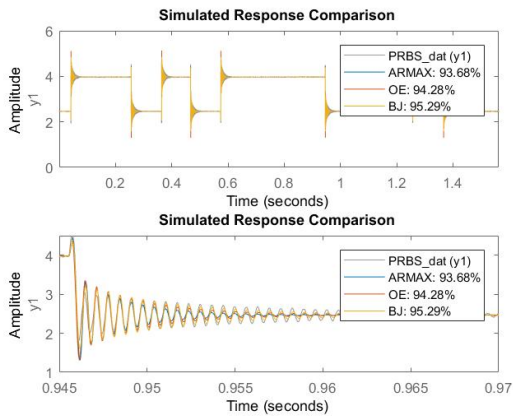


Fonte: Autor.

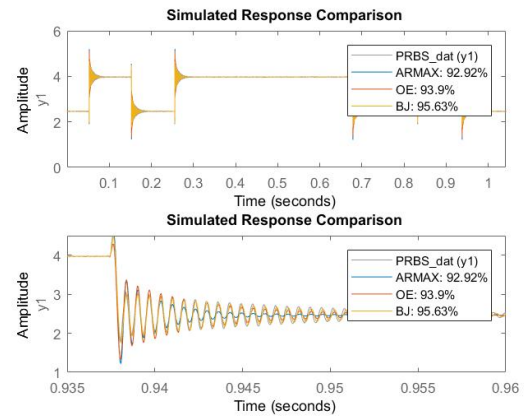
microgarra ao PRBS, mostrados na Fig. 23, se manteve semelhante. Na Fig. 23a, para eliminar o problema de perda de sincronismo do osciloscópio, o intervalo de tempo que foi usado para executar o algoritmo, sem interrupções, é apresentado.

Figura 22: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.

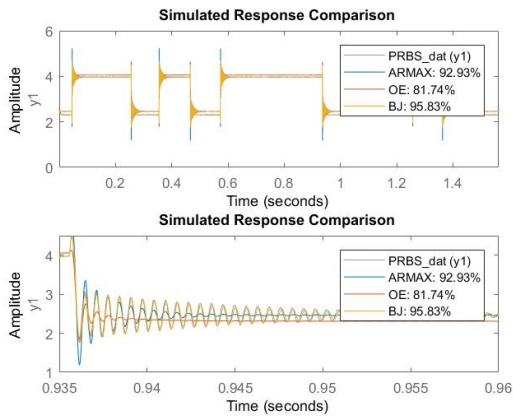
(a) Repetição 01



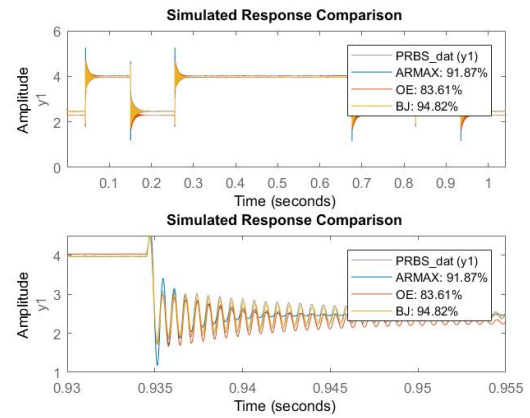
(b) Repetição 02



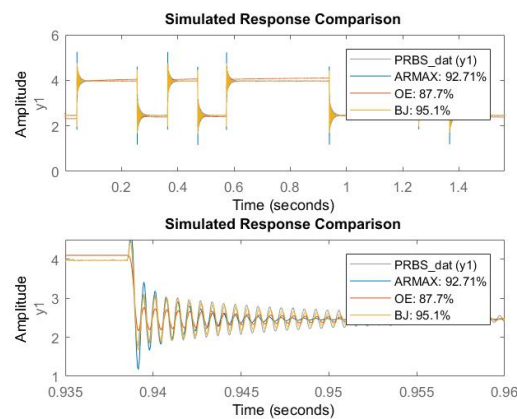
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05

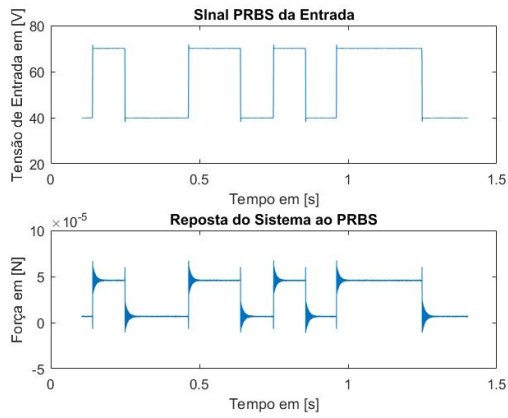


Fonte: Autor.

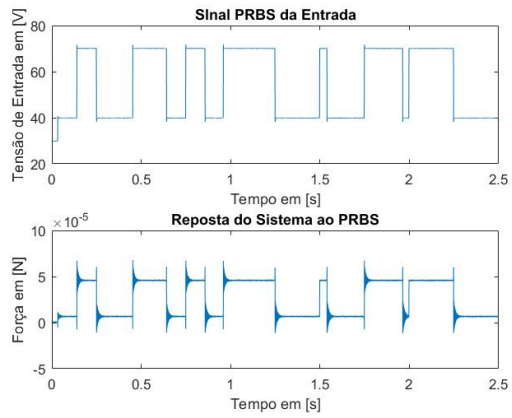
No diagrama de Bode, figura 24, houve uma disparidade de resultados. Em cada repetição, os modelos identificados tiveram reações diferentes, lembrando que as únicas alterações são a frequência de amostragem e a ordem do modelo do ruído. Vamos, então,

Figura 23: PRBS do vigésimo primeiro Experimento.

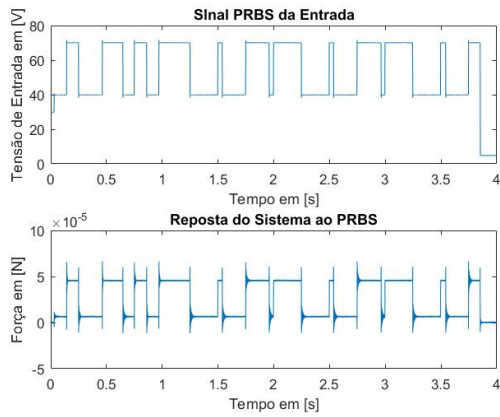
(a) Repetição 01



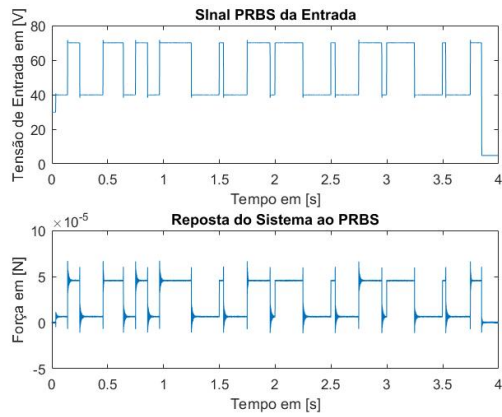
(b) Repetição 02



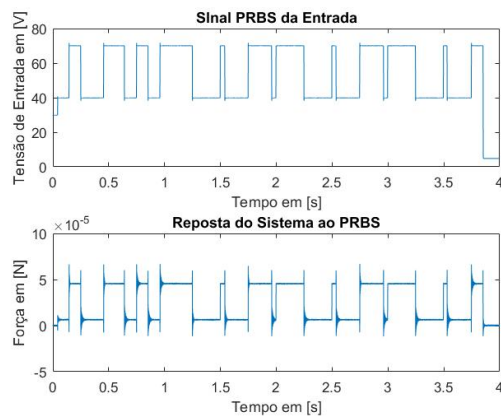
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05



Fonte: Autor.

separar os modelos e analisar seus resultados. Os modelos Box-Jenkins da repetição 01, na Fig. 24a, da repetição 02, na Fig. 24b, e da repetição 04, na Fig. 24d, tiveram dois picos de ressonância, apesar de na segunda repetição, o segundo pico de ressonância ser

bem suave. Isto ocorre também nos modelos Output Error evidentes em todas as quatro primeiras repetições deste experimento. Na última repetição, na Fig. 24e, houve apenas um pico.

Os casos em que houve apenas um pico de ressonância, além do citado acima, os modelos Box-Jenkins restantes da Fig. 24c e Fig. 24e, e no ARMAX houve dois casos na repetição 03, na Fig. 24c, e na repetição 05, na Fig. 24e. O comportamento dos demais modelos ARMAX aqui apresentados não demonstram qualquer semelhança com o desejável para o sistema estudado neste trabalho.

Os zeros de fase não-mínima tiveram uma grande variação ao redor da circunferência unitária no plano-z. Os polos e zeros dentro da circunferência unitária também tiveram resultados espalhados, não favorecendo uma boa análise visual referente ao comportamento do sistema.

Os índices FITs destes modelos, tanto para os tipos ARMAX quanto para Output Error, tiveram resultados com índice FIT abaixo de 91% e uma variação maior que 10%. Enquanto o Box Jenkins manteve seu índice FIT em torno de 95%. Importante ressaltar que o modelo Box Jenkins sempre reagiu muito semelhante ao resultado real e os outros dois modelos não tiveram nem o amortecimento parecido ao real.

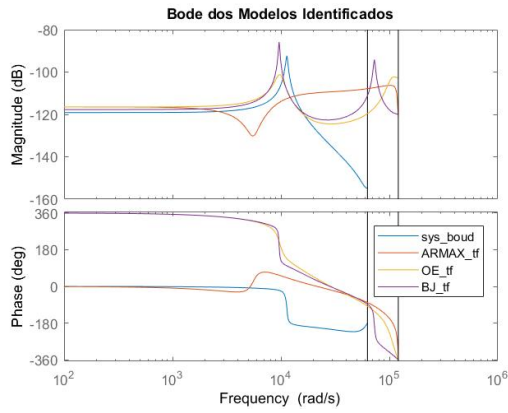
3.2.2.5 Experimento 22

A partir deste experimento, diminuimos o número de repetições, pois foi demonstrado que havia repetibilidade o suficiente para continuar com menos repetições, além de diminuir o tempo dos experimentos. Durante os experimentos vinte e dois e vinte e três, a micropartícula 10 foi usada, que é mostrada na Fig. 10c. Ao longo deste processo, a repetibilidade dos experimentos na frequência de amostragem de 19.2KHz ficou claramente visível, pois a resposta ao PRBS, mostrada na Fig. 27 ficou da mesma forma que os anteriores. Os diagramas de Bode, mostrados na Fig. 28, apresentaram constância e a região na qual os polos e zeros se localizaram no mapa do plano-z, que é mostrada na Fig. 29, está bem clara e restrita.

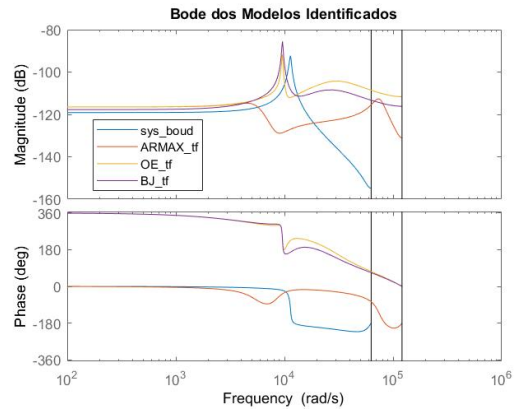
Os valores do índice FIT, encontrados na figura 30, estão bastante estáveis. Para o modelo ARMAX os valores ficaram em torno de 93%, para o modelo Output Error os valores circundaram 90% e para o Box Jenkins em torno de 95%. Os resultados da resposta ao degrau ficaram claros em todos os casos o comportamento como um sistema de fase não mínima. Entretanto a frequência de amortecimento variou bastante e somente teve um resultado confiável o modelo Box Jenkins.

Figura 24: Diagrama de Bode do vigésimo primeiro Experimento.

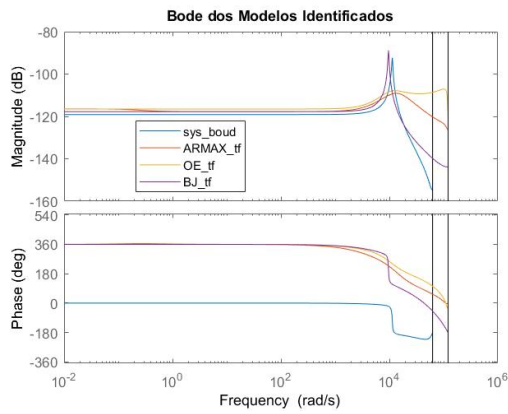
(a) Repetição 01



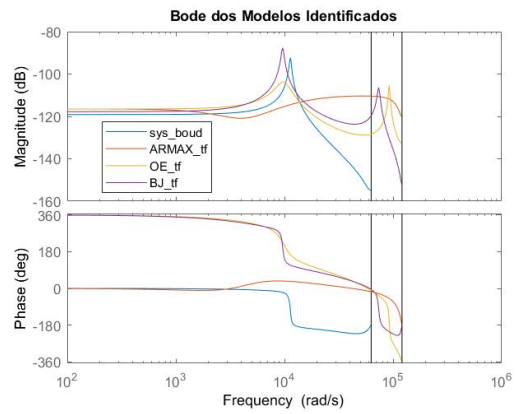
(b) Repetição 02



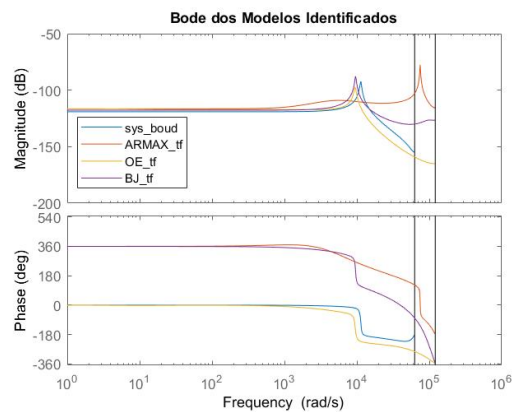
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



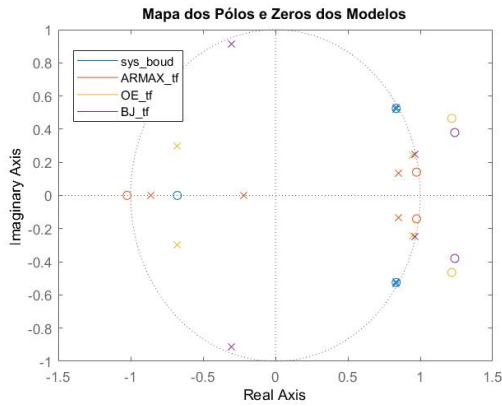
(e) Repetição 05



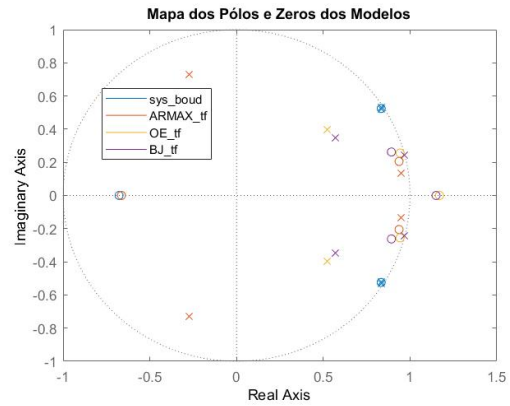
Fonte: Autor.

Figura 25: Mapa de polos e zeros do vigésimo primeiro Experimento.

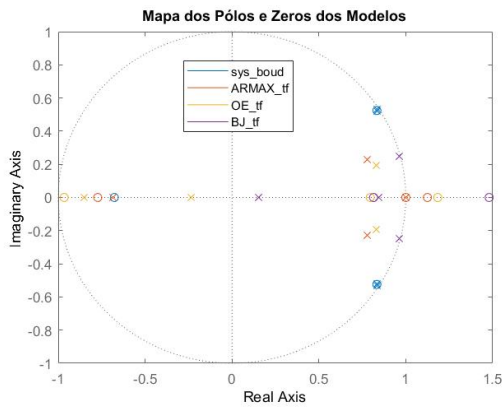
(a) Repetição 01



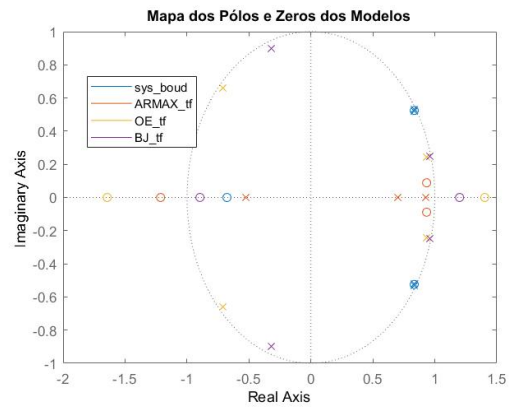
(b) Repetição 02



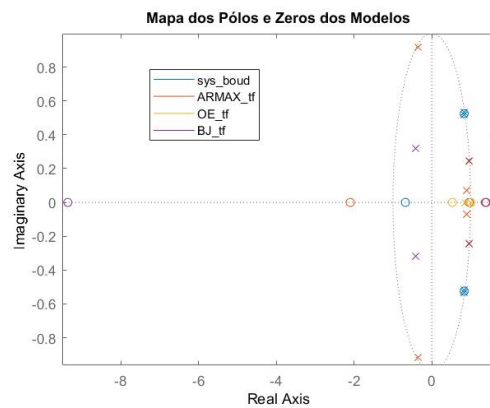
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



(e) Repetição 05



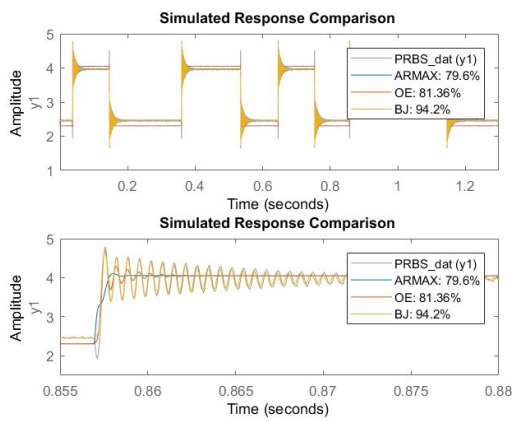
Fonte: Autor.

3.2.2.6 Experimento 23

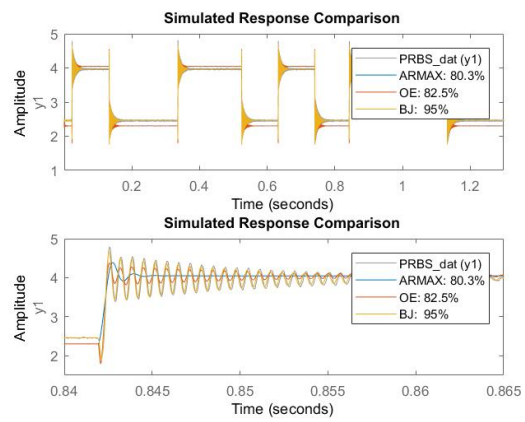
A resposta ao PRBS, mostrado na Fig. 31, mesmo alterando a frequência de amostragem, demonstrou resultados semelhantes a todos os experimentos anteriores. Com isso

Figura 26: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.

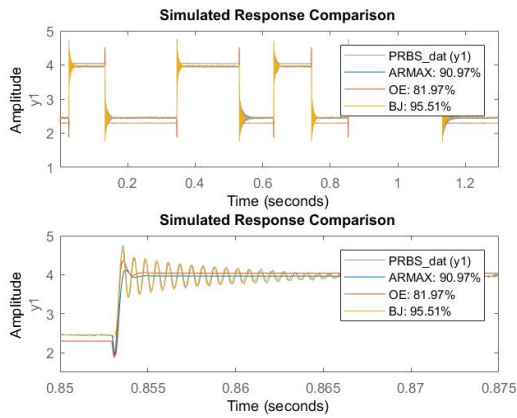
(a) Repetição 01



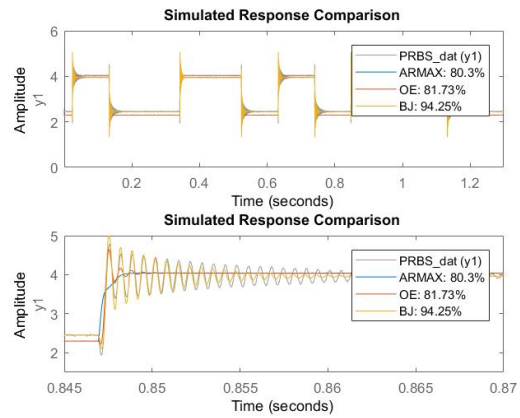
(b) Repetição 02



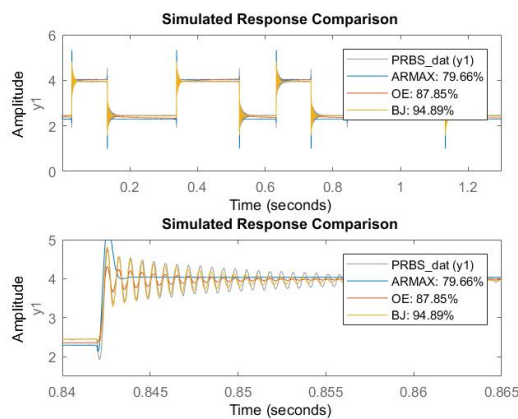
(c) Repetição 03



(d) Repetição 04



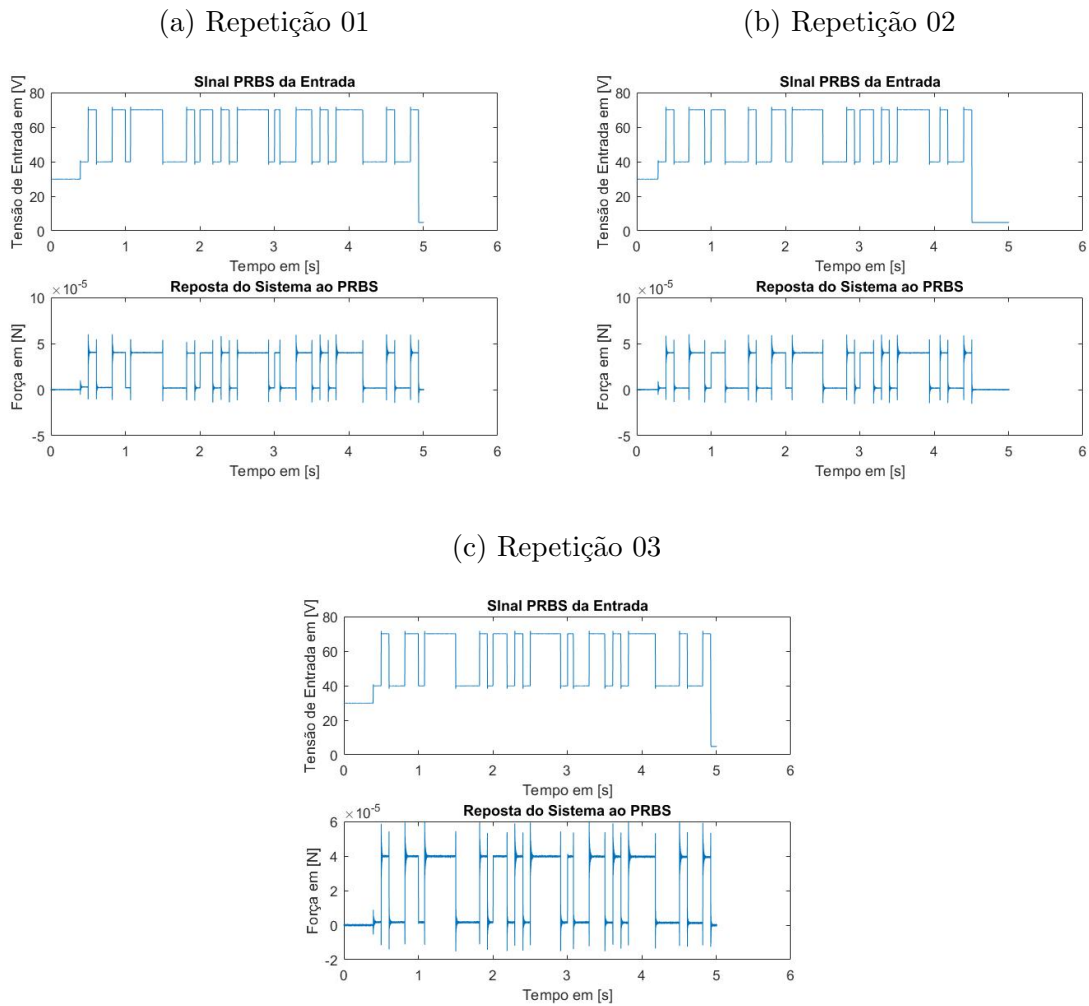
(e) Repetição 05



Fonte: Autor.

já é possível concluir que essa mmicrogarra tem estabilidade no seu modelo de reação, ou pelo menos não é tão afetada assim ao ambiente. O que pode ser resultado de um defeito por parte das microgarras apresentadas no apêndice A.

Figura 27: PRBS do vigésimo segundo Experimento.



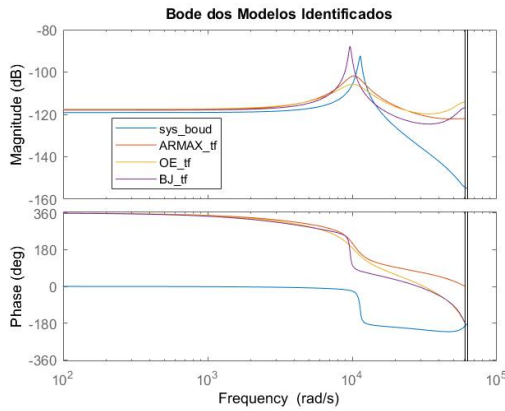
Fonte: Autor.

Já o diagrama de Bode, mostrado na Fig. 32, reagiu como no experimento anterior de mesma frequência de amostragem, no qual os resultados foram bastante diferentes. Apresentando um comportamento padrão de somente um pico de ressonância na mesma região dos experimentos com frequência de amostragem de 19.2KHz, o modelo Box Jenkins para a repetição 03, na Fig. 32c, o modelo Output Error para a repetição 02, na Fig. 32b, e o modelo ARMAX para a repetição 01, na Fig. 32a, apesar de ambos parecerem percorrer um caminho para um novo pico.

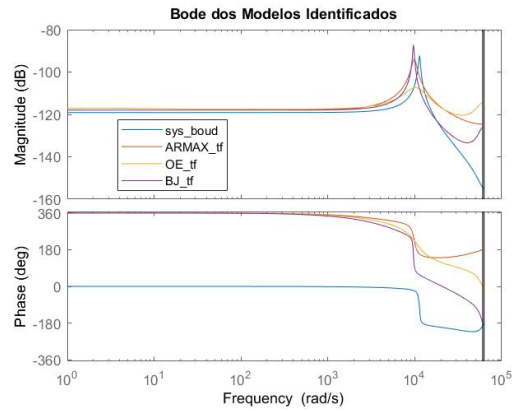
Também obteve-se dois picos de ressonância nos modelos Box Jenkins: para a repetição 01, na Fig. 32a, repetição 02, na Fig. 32b; para o Output Error, repetição 01, na Fig. 32a, na repetição 03, na Fig. 32c. Já no mapa de polos e zeros, a única diferença a ser ressaltada em relação aos demais experimentos é a localização do zero de fase não mínima que ficou muito distante da circunferência unitária em um dos modelos na repetição 03,

Figura 28: Diagrama de Bode do vigésimo segundo Experimento.

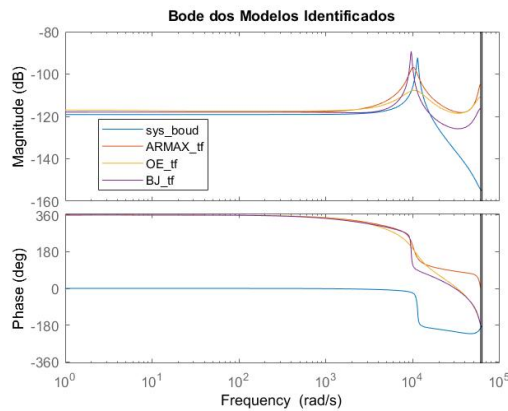
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



(c) Repetição 03



Fonte: Autor.

na Fig. 33c.

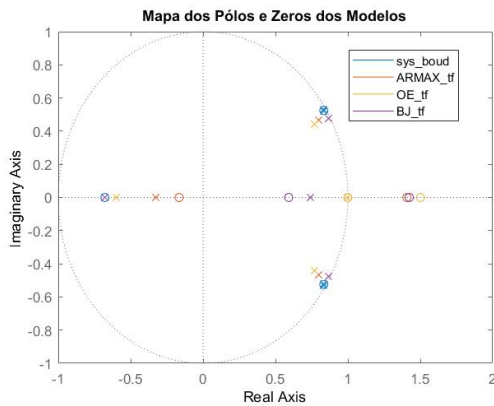
Novamente o comportamento dos modelos ARMAX e Output Error se distanciaram do esperado, ao se mudar a frequência de amostragem para 38.5KHz, enquanto o modelo Box Jenkins manteve-se similar conforme visto nos índices FIT (vide Fig. 34).

3.2.2.7 Experimento 24

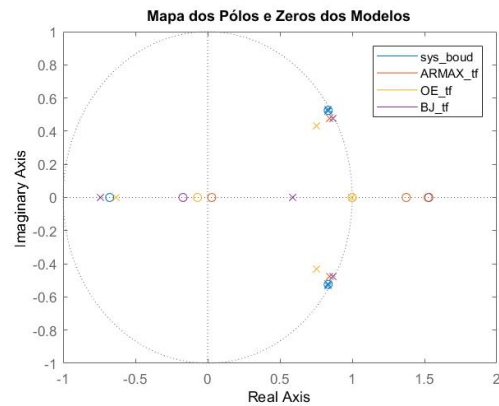
Neste vigésimo quarto experimento, os diagramas de Bode, na Fig. 36, demonstram que a aparição do segundo pico de ressonância pode ocorrer numa frequência de amostragem mais baixa, 19.2KHz, o que nos faz acreditar que um modelo com maior resolução deve apresentar essa característica. As repetibilidades nos comportamentos do PRBS e das regiões de polos e zeros são novamente apresentadas em seus gráficos.

Figura 29: Mapa de polos e zeros do vigésimo segundo Experimento.

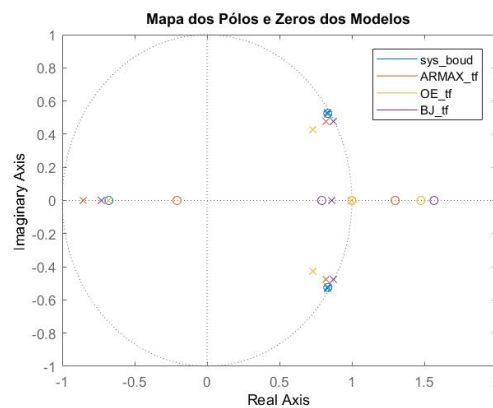
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



(c) Repetição 03



Fonte: Autor.

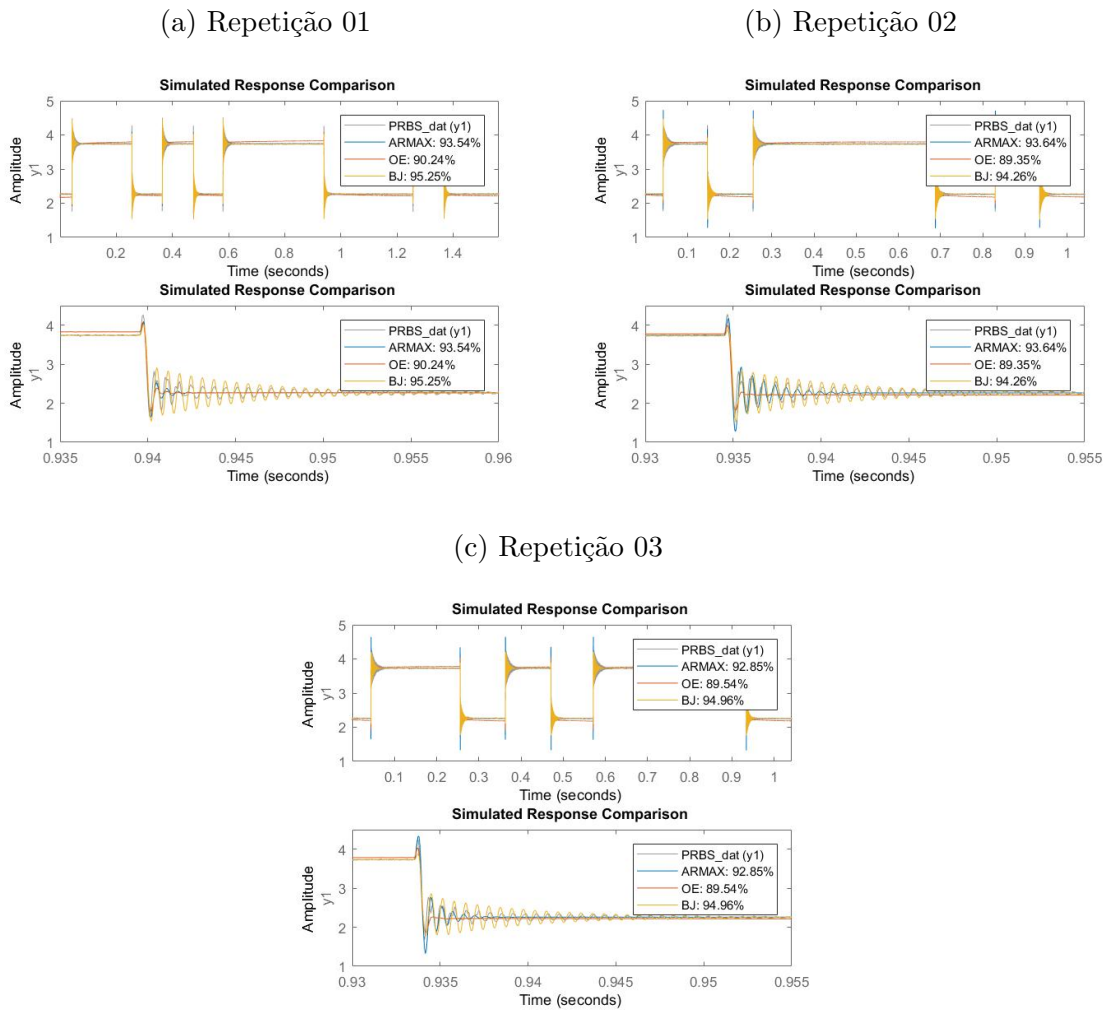
Nesse último teste, do vigésimo quarto experimento, obtivemos o melhor valor de índice FIT para o modelo ARMAX de 95.45%, apresentado na Fig. 38c. Os valores para o modelo Box Jenkins também subiram, estando acima de 95% nos três testes. O modelo Output-Error novamente não mostrou um comportamento padrão para o sistema com um amortecimento rápido e frequência de amortecimento fora do comum.

3.2.2.8 Experimento 25

E, por fim, o último experimento foi realizado com uma frequência de amostragem de 38.5KHz. Este e o experimento anterior foram realizados com a micropartícula 11, mostrada na Fig. 10d. Por fim, neste último teste, muita coisa se repetiu como esperado e, então, vamos ressaltar somente aquilo que se destacou dos demais.

Novamente, a mudança da frequência de amostragem para 38.5KHz causou variação

Figura 30: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.



Fonte: Autor.

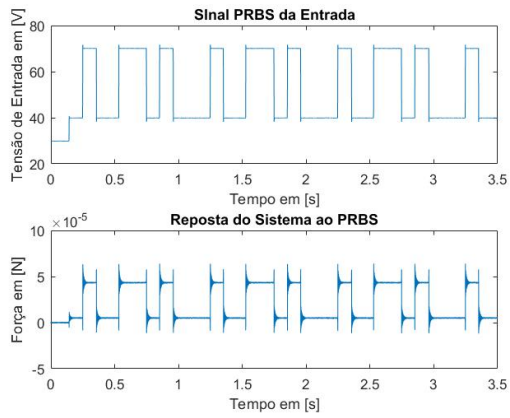
no comportamento dos modelos identificados quando analisados no diagrama de Bode, na Fig. 40, no qual aparece um ou dois picos de ressonância em sua maioria no ponto esperado, mas no caso do teste 02, Fig. 40b, o segundo pico de ressonância que se encontra numa frequência maior que o normal tem uma amplitude maior que o apresentado nos demais resultados.

No mapa de polos e zeros, na Fig. 41, em um dos modelos de identificação o zero de fase não mínima ficou muito distante da circunferência unitária do plano- z na repetição 03, vide Fig. 41c.

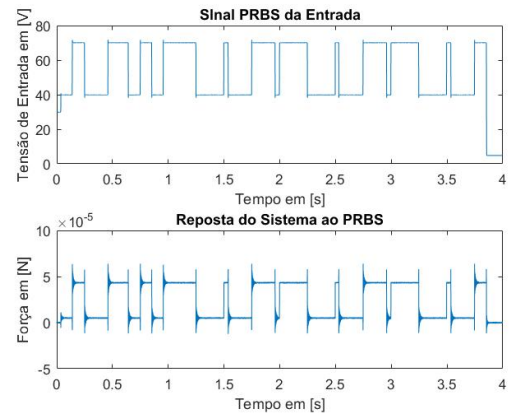
O modelo Box Jenkins demonstrou novamente bons resultados mesmo com o aumento da frequência de amostragem, que causou interferência nos outros dois modelos, se mantendo mais uma vez com um erro de medição não maior que 6%. Tanto que os outros dois modelos nas repetições 01 e 02 não tiveram reação esperada deste sistema,

Figura 31: PRBS do vigésimo terceiro Experimento.

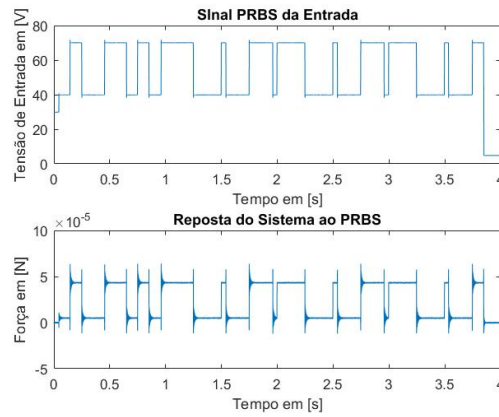
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



(c) Repetição 03

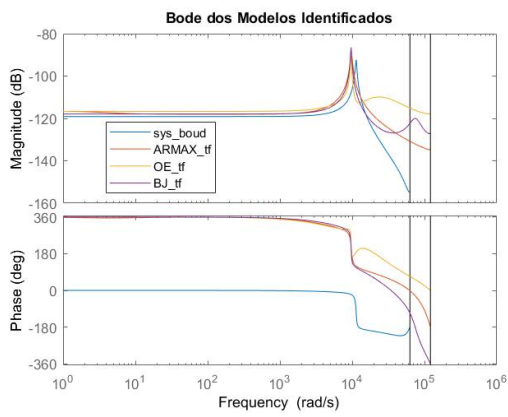


Fonte: Autor.

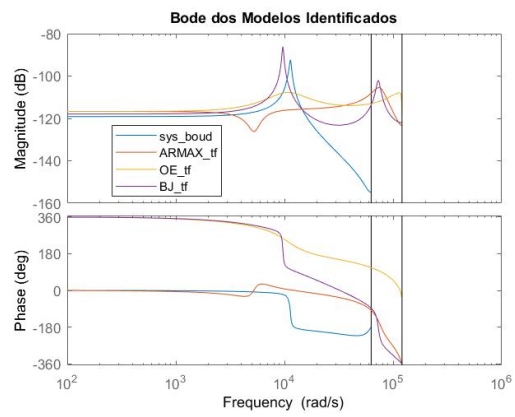
com comportamento distante de semelhanças para com o sistema real.

Figura 32: Diagrama de Bode do vigésimo terceiro Experimento.

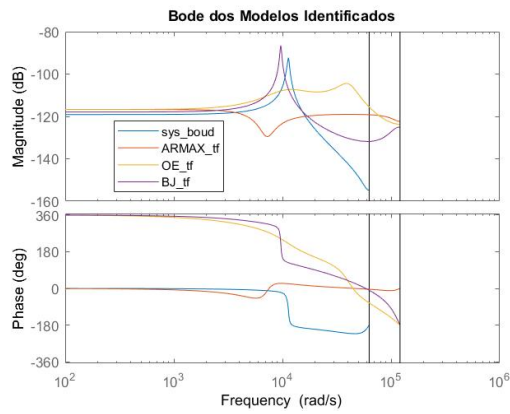
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



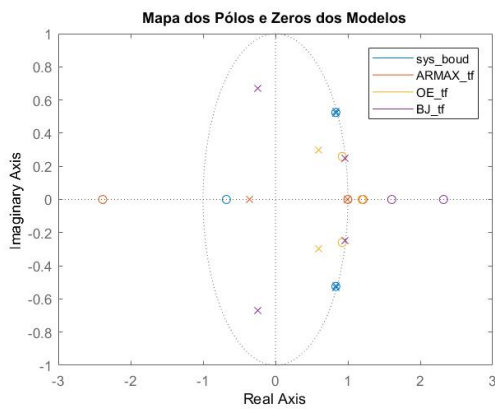
(c) Repetição 03



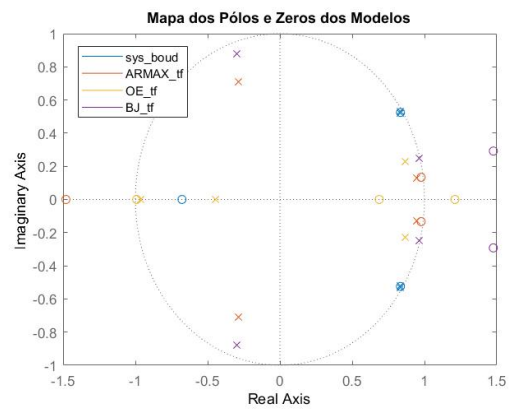
Fonte: Autor.

Figura 33: Mapa de polos e zeros do vigésimo terceiro Experimento.

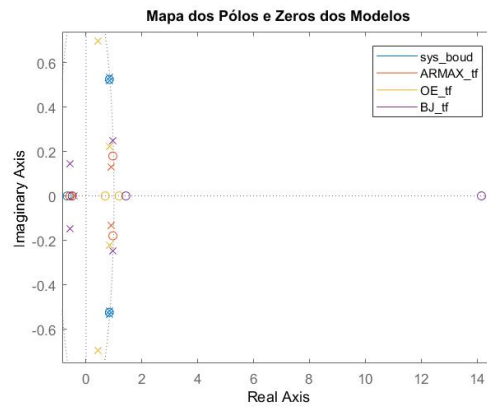
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



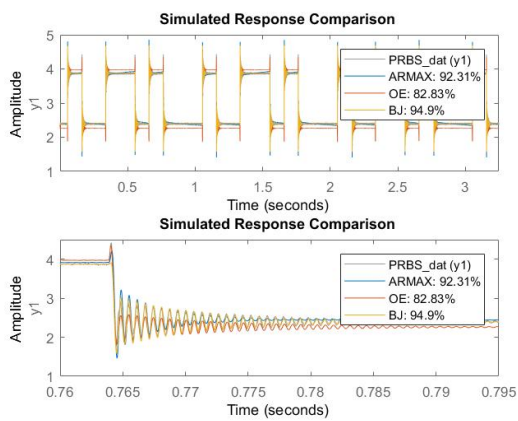
(c) Repetição 03



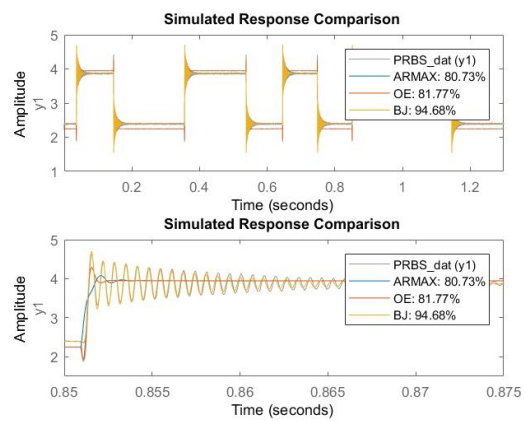
Fonte: Autor.

Figura 34: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.

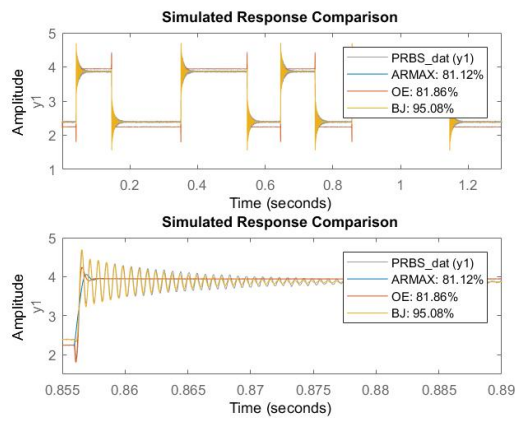
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



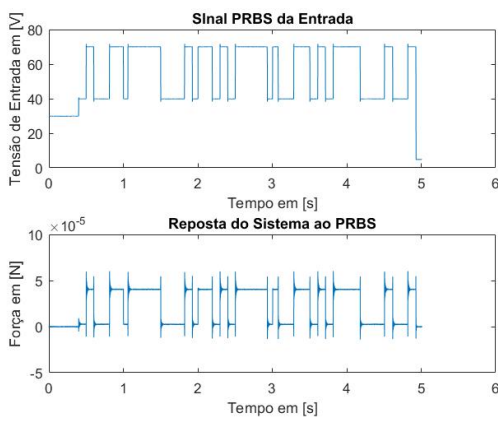
(c) Repetição 03



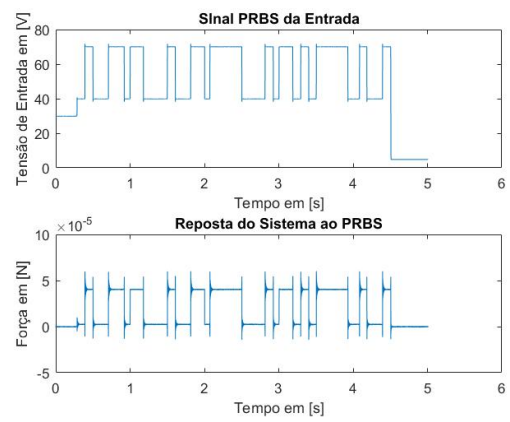
Fonte: Autor.

Figura 35: PRBS do vigésimo quarto Experimento.

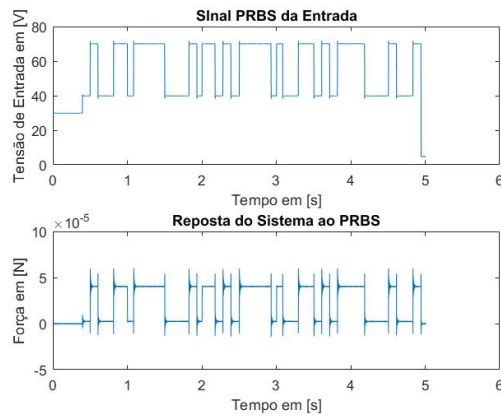
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



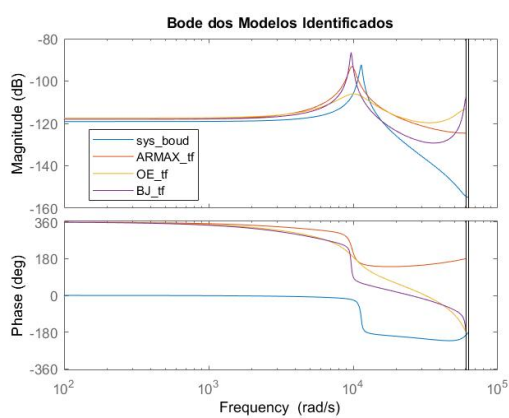
(c) Repetição 03



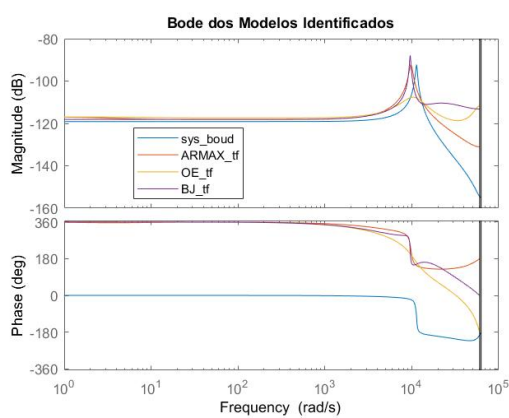
Fonte: Autor.

Figura 36: Diagrama de Bode do vigésimo quarto Experimento.

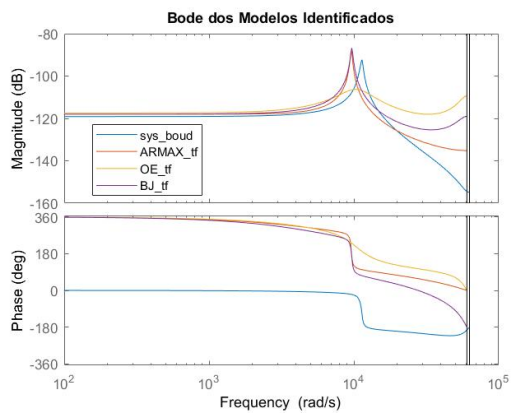
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



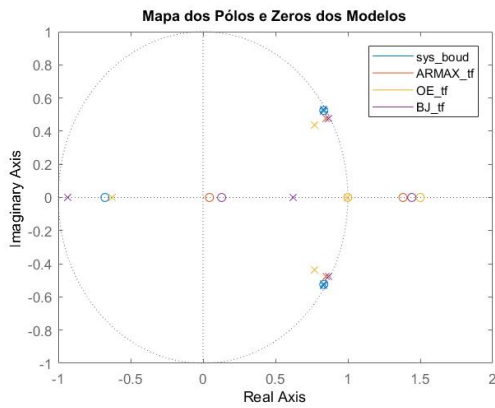
(c) Repetição 03



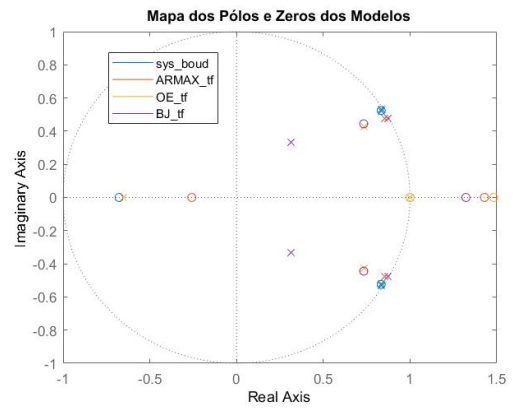
Fonte: Autor.

Figura 37: Mapa de polos e zeros do vigésimo quarto Experimento.

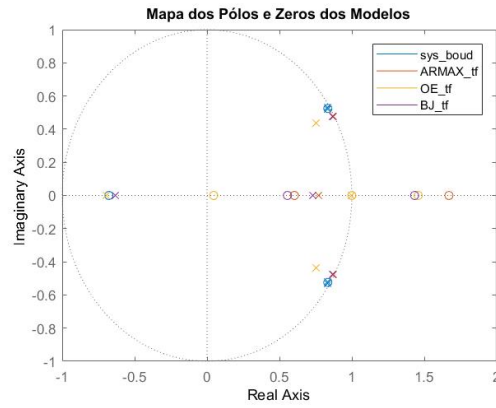
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



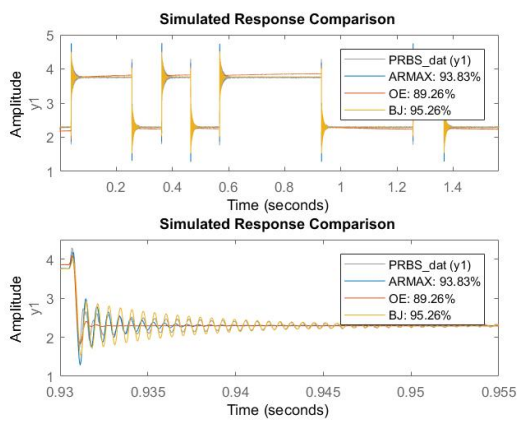
(c) Repetição 03



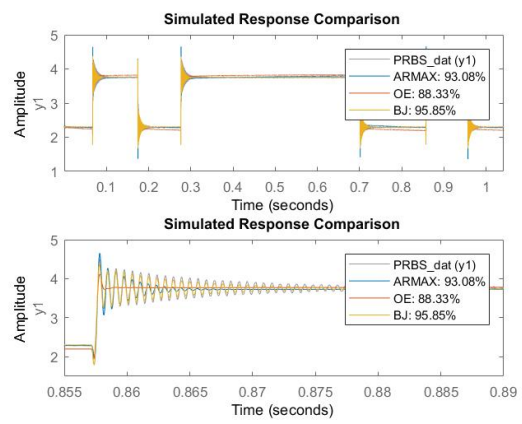
Fonte: Autor.

Figura 38: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.

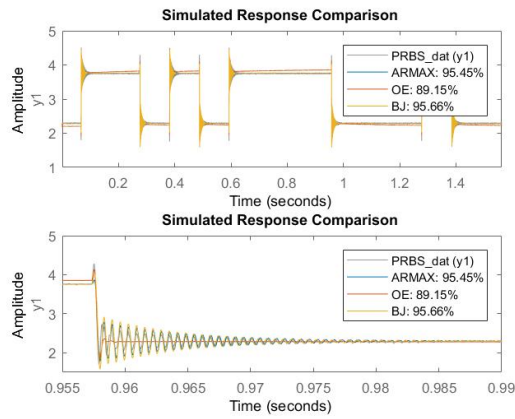
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



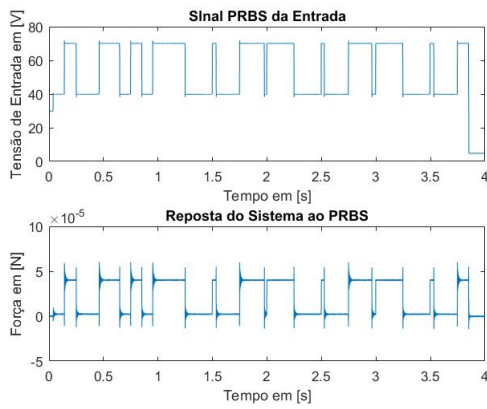
(c) Repetição 03



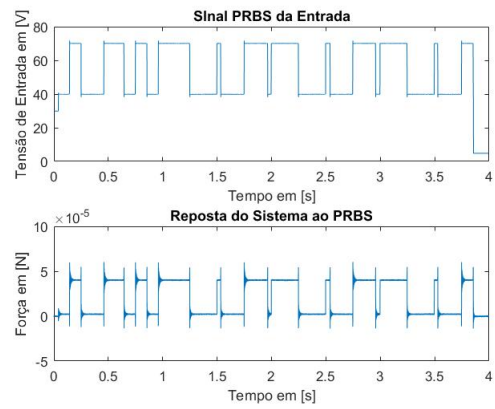
Fonte: Autor.

Figura 39: PRBS do vigésimo quinto Experimento.

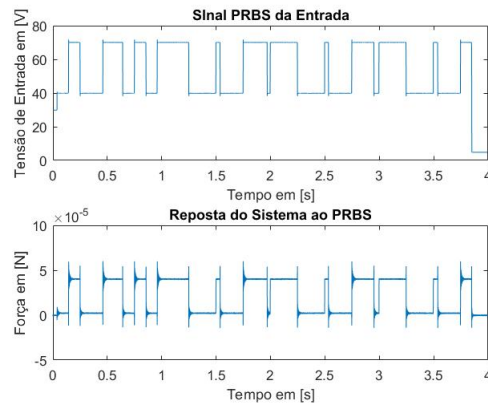
(a) Repetição 01



(b) Repetição 02



(c) Repetição 03

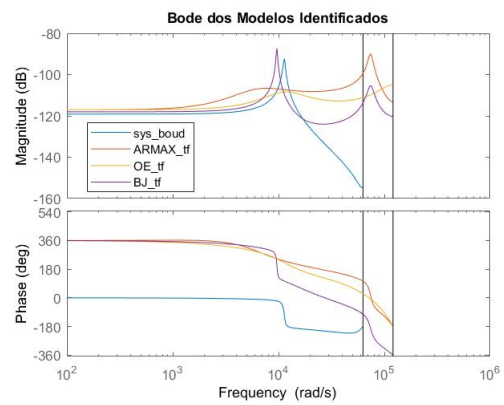
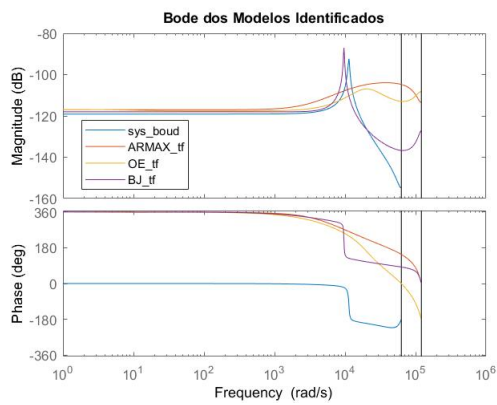


Fonte: Autor.

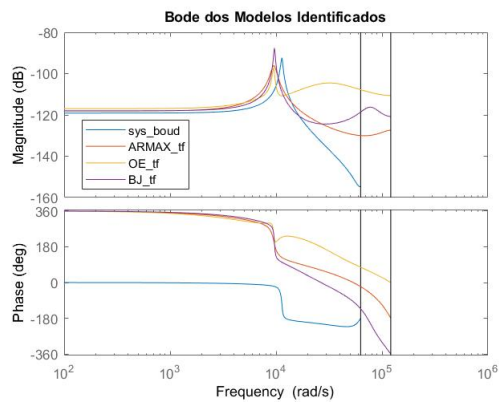
Figura 40: Diagrama de Bode do vigésimo quinto Experimento.

(a) Repetição 01

(b) Repetição 02



(c) Repetição 03

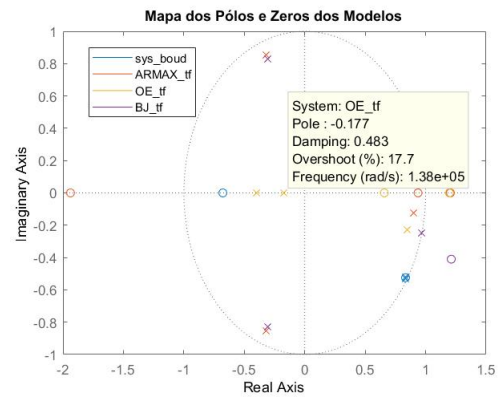
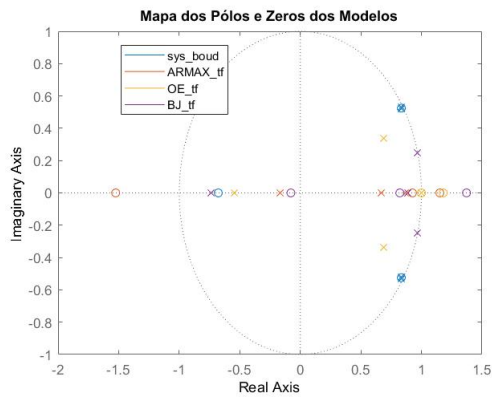


Fonte: Autor.

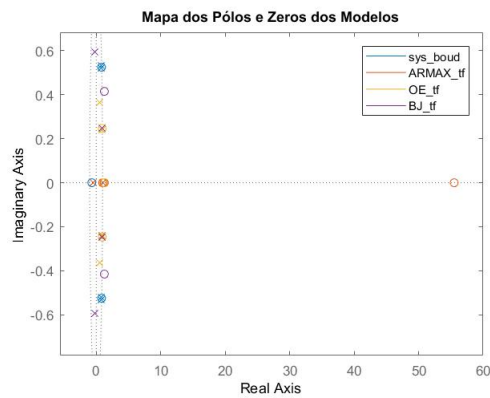
Figura 41: Mapa de polos e zeros do vigésimo quinto Experimento.

(a) Repetição 01

(b) Repetição 03



(c) Repetição 03

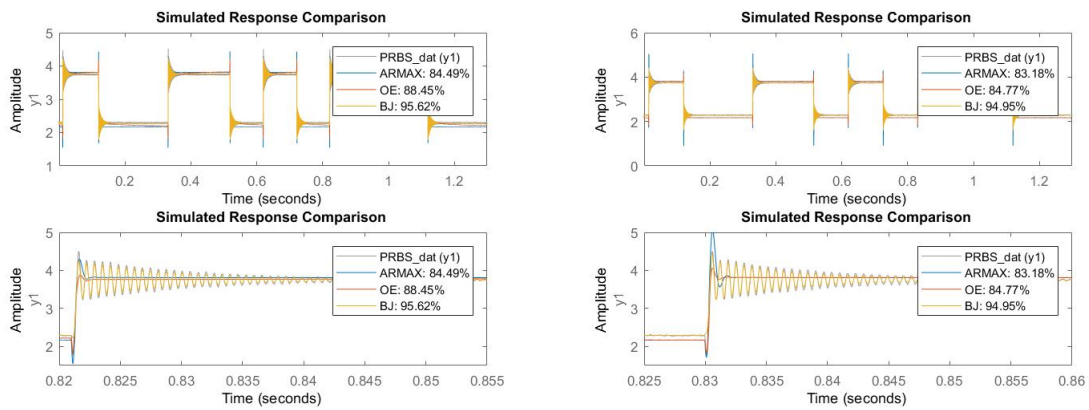


Fonte: Autor.

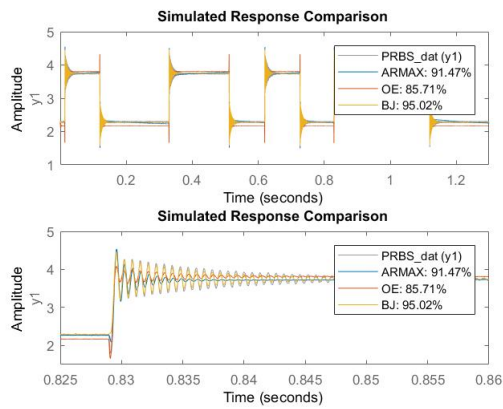
Figura 42: Comparação entre os modelos matemáticos e resposta do sistema.

(a) Repetição 01

(b) Repetição 02



(c) Repetição 03



Fonte: Autor.

4 PROJETOS DE CONTROLADORES DE FORÇA PARA A MICROGARRA

Neste capítulo, apresentam-se projetos de controladores para duas classes de modelos: Box-Jenkins (BJ) e Output-Error (OE). Controlou-se uma família de modelos para cada classe a partir dos modelos ajustados no capítulo 3. Para a família que teve menos variações, que foi a BJ, projetam-se controladores clássicos. Para a família OE, projeta-se um controlador robusto H_∞ . Simulações são feitas para se comparar a robustez e o desempenho dos controladores.

4.1 Famílias de Plantas Obtidas

4.1.1 Pré-Seleção dos Modelos

Inicialmente, convencionou-se que a frequência de amostragem para o projeto de controladores seria de $f_a = 19.2kHz$, uma vez que se trata de uma frequência mais baixa, que pode ser atingida mais facilmente por microcontroladores disponíveis comercialmente. Deste modo, os modelos com frequência de amostragem $f_a = 38.5kHz$ foram retirados. Embora uma mesma microgarra possa ser usada um grande número de vezes nas aplicações (por conta de sua durabilidade), os microobjetos manipulados sempre serão diferentes. Conforme visto anteriormente, para cada microobjeto diferente, o valor do parâmetro k_0 (rigidez do microobjeto) pode variar. Isto é um dos fatores que explica os diferentes modelos identificados. Além disso, os pontos de contato entre a microgarra e o microobjeto podem mudar cada vez que se fizer esta manipulação, já que não há como garantir, mesmo com o auxílio do microscópio, onde serão estes pontos de contato, o que também explica as diferenças nos modelos ajustados. Em algumas vezes, pode ocorrer que o agarramento se dê exatamente no equador. Em outras, pode ser que se dê em algum paralelo acima ou abaixo.

Em suma, foram selecionadas N partículas e para cada uma, a aplicação do sinal

PRBS foi repetido M vezes, o que significa um número total de $N.M$ de repetições. Todo este processo é bastante demorado, durando várias semanas. Para cada um dos $N.M$ experimentos, obtemos um modelo ARMAX, um OE e um BJ, na forma de funções de transferência. Para facilitar o trabalho, adotamos uma notação mnemônica para os diversos modelos:

$$G \begin{matrix} \text{tipo} & i & j \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \text{arm} & \text{p} & \text{r} \\ \text{oe} & \text{a} & \text{e} \\ \text{bj} & \text{r} & \text{t} \\ & \text{t} & \\ & \text{i} & \\ & \text{c} & \\ & \text{u} & \\ & \text{l} & \\ & \text{a} & \end{matrix} (z) \quad (4.1)$$

Foram utilizadas funções do System Identification Toolbox do MATLAB para ajustar os modelos aos dados (sinais de entrada PRBS e respectivas forças geradas), onde o método de ajuste foi o mínimos quadrados. Na Eq. 4.2, tem-se uma função de transferência obtida, já respeitando a nomenclatura definida na Eq. 4.1. Trata-se de um modelo Box-Jenkins correspondente ao primeiro experimento com a partícula dois.

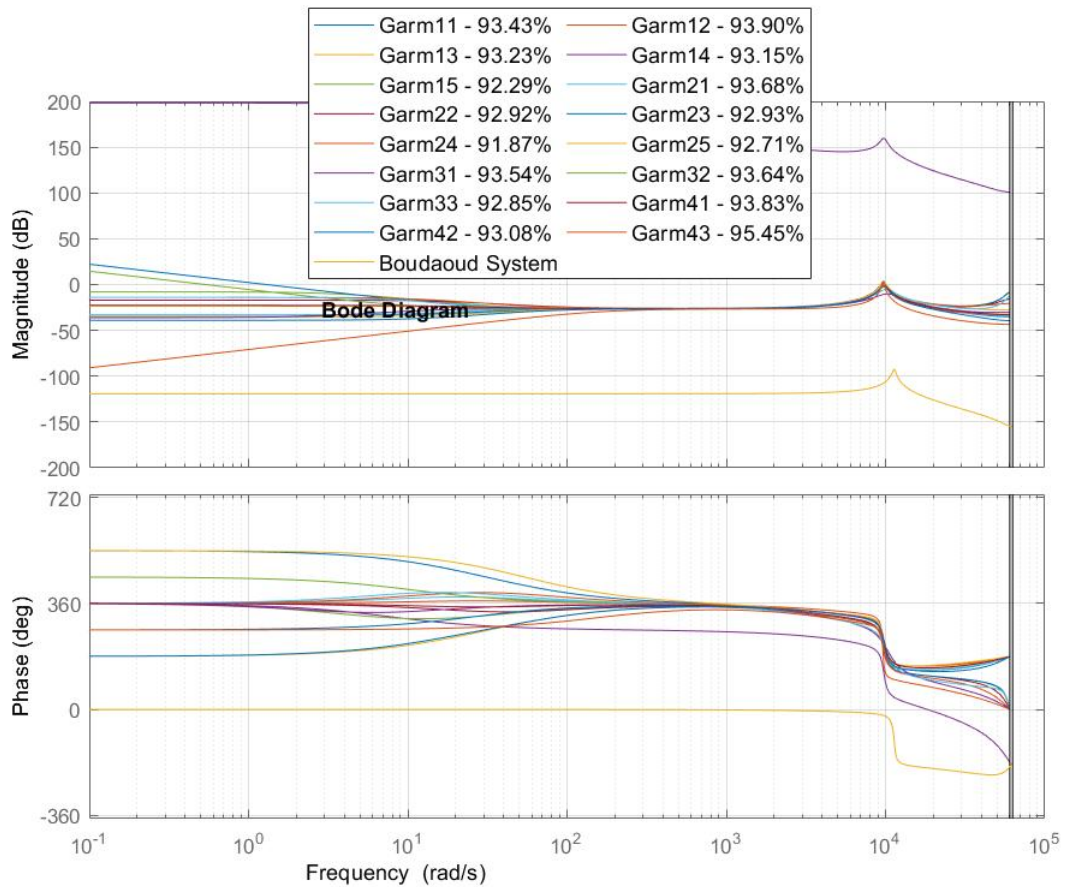
$$G_{bj21}(z) = \frac{-0.04809z^3 + 0.1134z^2 - 0.07951z + 0.01934}{z^4 - 2.051z^3 + 1.257z^2 + 0.1561z - 0.2604} \quad (4.2)$$

A seguir, apresentam-se os resultados experimentais da identificação dos modelos.

4.1.2 Modelos ARMAX obtidos

Após a eliminação dos modelos de frequência de amostragem mais alta, sobraram modelos cada um correspondente a uma função de transferência tal como na equação (2.13). Na Fig. 43, apresentam-se os diagramas de Bode para essas dezesseis funções de transferência, juntamente com os índices FIT. Nota-se que existe uma grande dispersão dos ganhos dos modelos nas baixas frequências. O pico de ressonância, em torno da frequência 10000 rad/s , aparece em todos os modelos, pois é a característica dinâmica mais marcante do sistema microgarra + microobjeto. Apesar dessas diferenças nas baixas frequências, os índices FIT são todos acima de 90%. Na Fig. 44 tem-se o mapa de polos e zeros para a família ARMAX. Nota-se que há uma dispensão significativa na posição dos zeros. Também há uma concentração de polos e zeros próximos do ponto de frequência zero, o que indica problemas com o modelo, pois os modelos sempre deveriam ter ganho DC finito e não-nulo.

Figura 43: Comparação entre os experimentos para o método ARMAX no diagrama de bode.

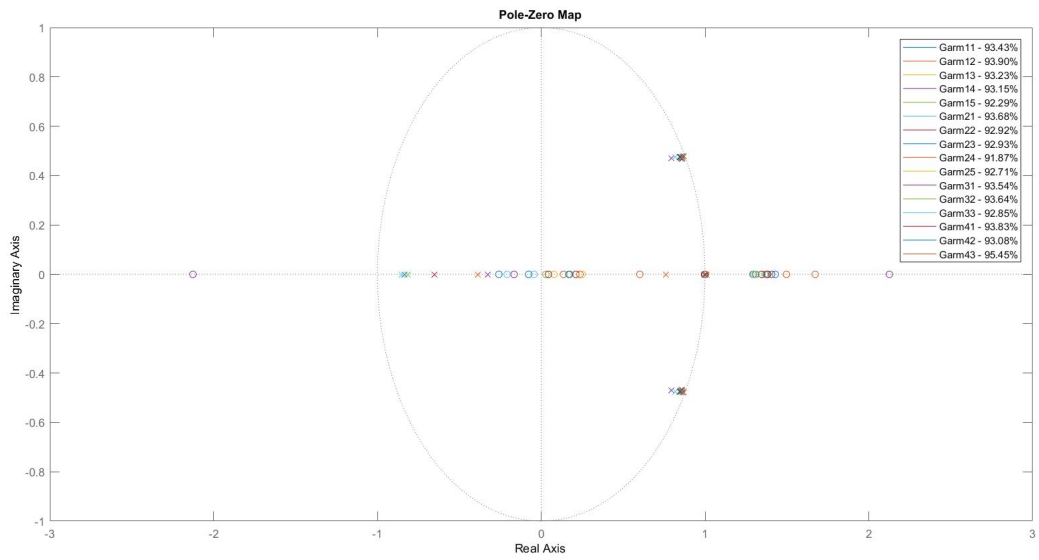


Fonte: Autor.

4.1.3 Modelos OE obtidos

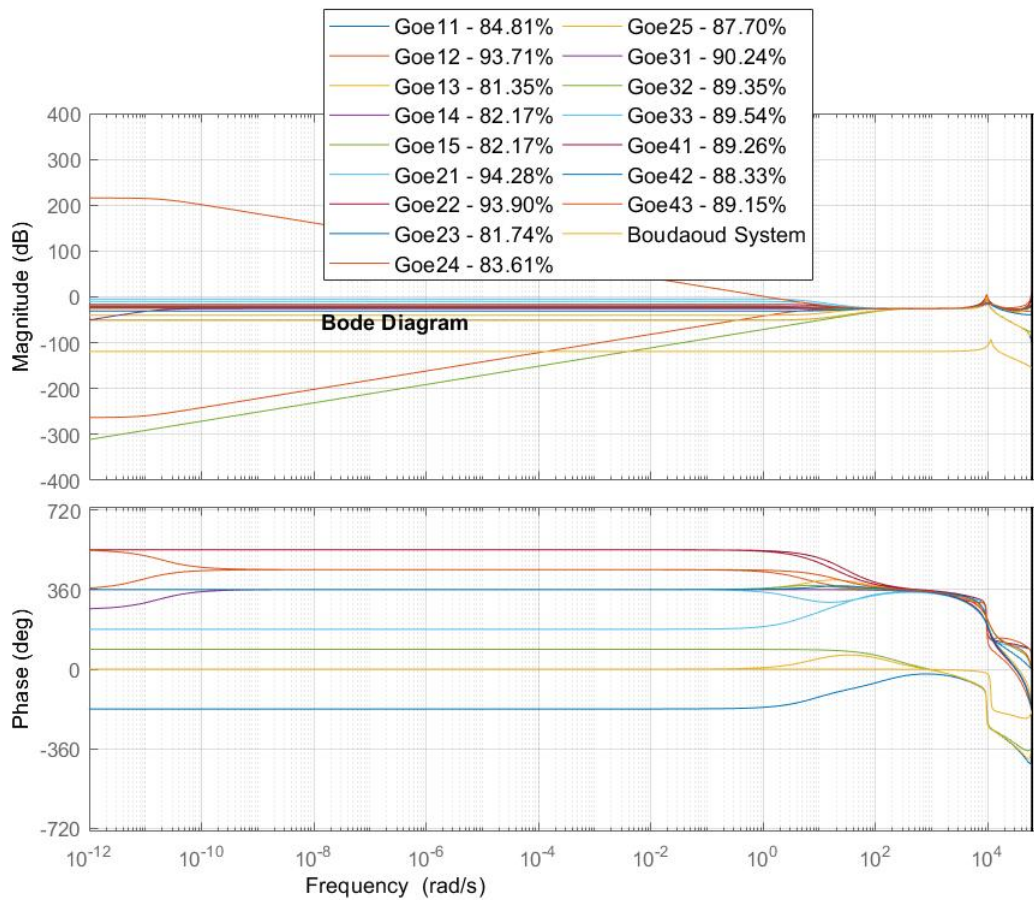
Também sobraram dezesseis modelos Output Error com frequência de amostragem $f_a = 19.2kHz$, cujos diagramas de Bode são apresentados na Fig. 45. Também se nota uma grande dispersão nos ganhos para baixa frequência, e um pico de ressonância em torno da mesma frequência dos modelos ARMAX. Os índices FIT, entretanto, ficaram mais baixos que no caso do ARMAX, o que indica uma menor adequação deste tipo de modelo aos dados coletados. Na Fig. 46 tem-se o mapa de polos e zeros para a família OE. Nota-se que há uma dispersão significativa na posição dos zeros, porém menor do que no caso ARMAX. Também há uma concentração de polos e zeros próximos do ponto de frequência zero, o que indica problemas com o modelo, pois os modelos sempre deveriam ter ganho DC finito e não-nulo.

Figura 44: Mapa de Polos e Zeros da Família ARMAX.



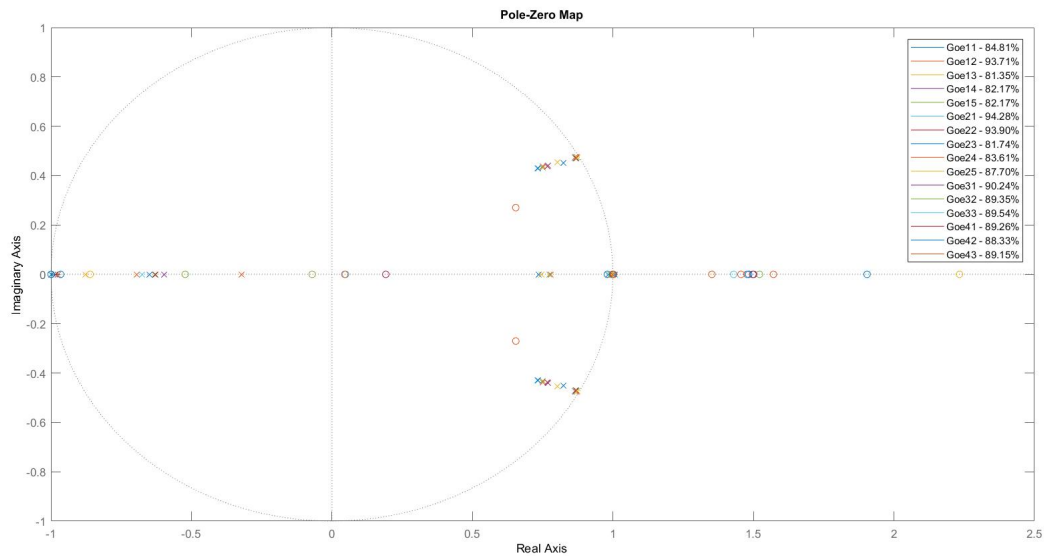
Fonte: Autor.

Figura 45: Comparação entre os experimentos para o método OE no diagrama de bode.



Fonte: Autor.

Figura 46: Mapa de Polos e Zeros da Família OE.



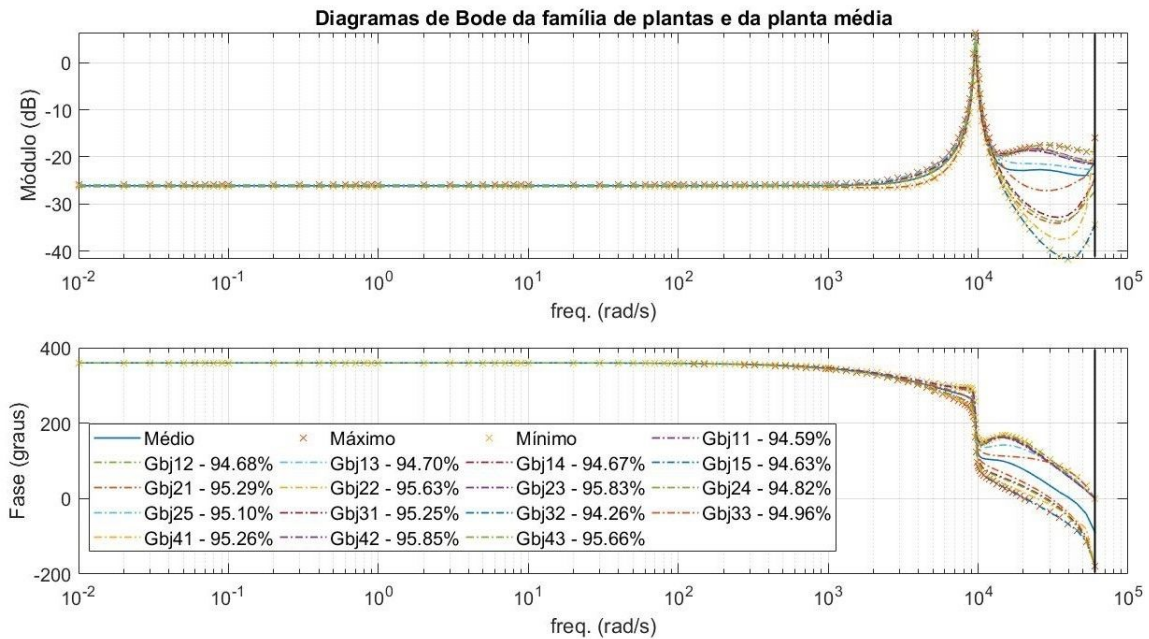
Fonte: Autor.

4.1.4 Modelos BJ obtidos

Novamente, sobraram dezesseis modelos do tipo Box-Jenkins com frequência de amostragem $f_a = 19.2kHz$, cujos diagramas de Bode são apresentados na Fig. 47. Todos os dezesseis modelos tiveram um ganho muito próximo em baixas frequências, bem como praticamente a mesma frequência e altura do pico de ressonância. Há uma dispersão em altas frequências, o que é esperado em todo modelo identificado. Além disso, os índices FIT dos modelos ficaram todos acima de 94 %, que foram os melhores de todos. Deste modo, o modelo Box-Jenkins é o tipo mais adequado para a aplicação em questão.

A razão dos modelos tipo BJ serem os mais adequados neste caso pode ser verificada pela análise dos modelos na seção 2.6. Primeiramente, o modelo OE assume que todo o ruído, que é branco e gaussiano, está presente na saída do sistema, supondo que toda a fonte de incerteza fosse um erro de medida do sensor. Já o modelo ARMAX assume que o ruído adicionado à saída é colorido, isto é, filtrado de alguma forma. Entretanto, os polos desse filtro seriam os mesmos da função de transferência que relaciona a entrada com a saída do sistema. Isto significa que o ruído presente nos dados é como um ruído branco filtrado pela própria planta (ruído de processo). Como os modelos ARMAX ficaram com uma significativa dispersão após a identificação, isso indica que esse tipo de modelo não é o melhor para os dados disponíveis. Já os modelos BJ, onde as funções de transferência entre entrada e saída e ruído branco e saída podem ser completamente diferentes, foram os que forneceram os melhores resultados (melhores ajustes aos dados). Isto indica que

Figura 47: Comparação entre os experimentos para o método BJ no diagrama de bode com Máximo, Mínimo e Médio.



Fonte: Autor.

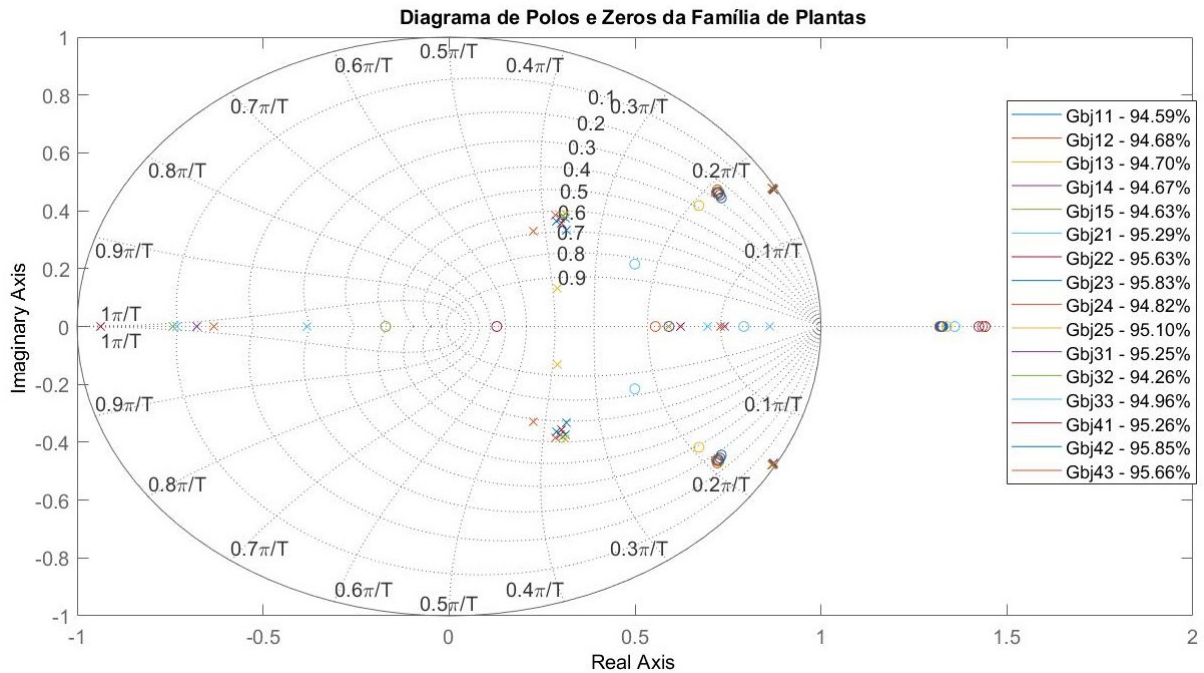
a natureza do ruído no sistema da microgarra, que é colorido, provem de outra fonte que não as perturbações na microgarra, nem tampouco o ruído de medida é dominante. Provavelmente são perturbações vindas de forças dominantes no ambiente microscópico, ou de vibrações vindas do ambiente.

Importante ressaltar que os modelos BJ apresentam várias características já verificadas em (BOUDAUD; HADDAB; GORREC, 2013), tal como erro estacionário não nulo e frequência de ressonância muito próxima da apresentada neste trabalho, o que indica que nosso modelo está bastante coerente (apesar de haver pequenas diferenças entre nossa microgarra e aquela usada no referido artigo). Na Fig. 48, apresenta-se o diagrama de polos e zeros para todos os modelo BJ. Nota-se que todos estes modelos são de fase não-mínima (para todo modelo há zero fora do círculo unitário), o que confirma a predição da Eq. (3.12). Os polos e zeros sofrem uma pequena dispersão, mas agrupam-se em *clusters*, tal como deve ocorrer em famílias de plantas.

4.1.5 Escolha da melhor Família de Modelos

Tendo em vista que a família ARMAX é a que teve maior dispensação dos parâmetros, bem como presença de polos e zeros próximos à frequência zero, esta família foi excluída, já que isto é um indicativo que modelos ARMAX não são adequados. Sobram então

Figura 48: Mapa de Polos e Zeros da Família BJ.



Fonte: Autor.

duas família de plantas: família de modelos Output Error e família de modelos Box Jenkins, ambas com 16 modelos. São todas funções de transferência de tempo discreto com frequências de amostragem $19.2kHz$.

Serão feitos agora uma série de projetos de controladores para estas famílias. Técnicas clássicas serão aplicadas para a família de modelos Box-Jenkins, que são feitos na seção 4.2, e um projeto de controle robusto H_∞ será feito para a família de plantas Output-Error, na seção 4.3.

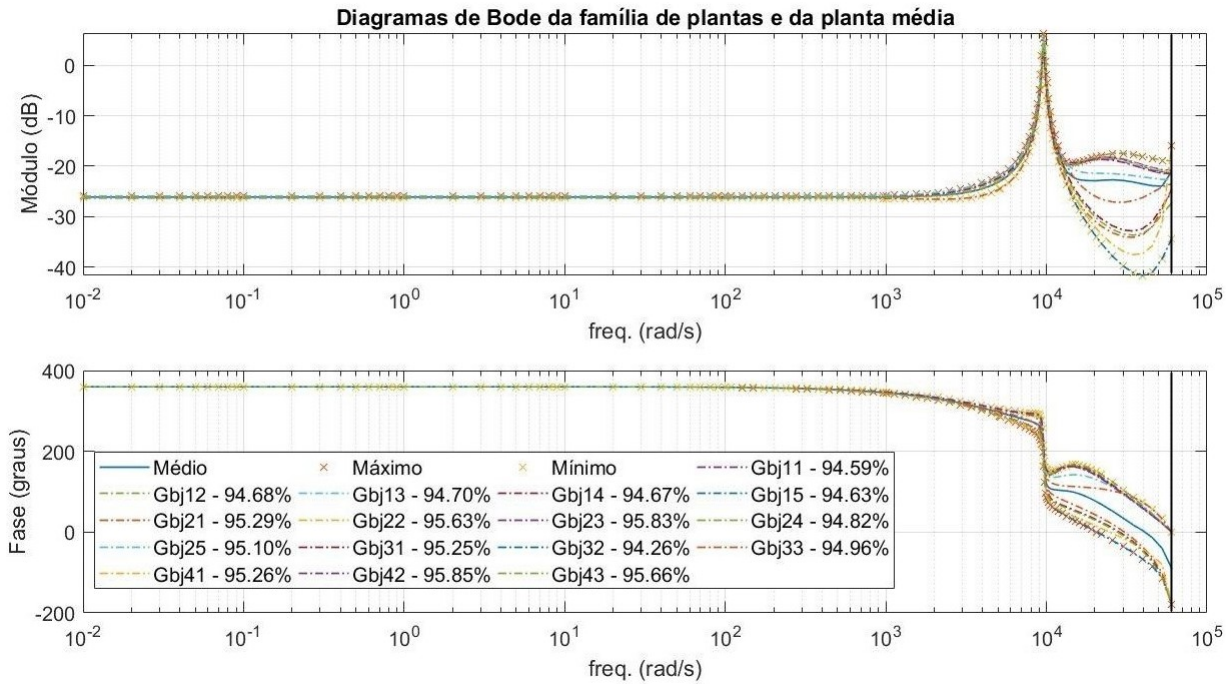
Para a construção das famílias de plantas, escolhemos uma função de transferência nominal que se encontra mais próximo da média entre todas as funções. E as funções máximas e mínimas determinam os limites superior e inferior da família de cada modelo. As funções nominais que efetuamos o desenvolvimento dos controladores, atingindo a robutez para toda a família através de simulação.

4.2 Projeto de Controladores Clássicos para a Família Box Jenkins

Para o modelo Box Jenkins a família de plantas teve uma variação em baixas frequências bem menor que todos outros modelos e teve uma variação em altas frequências aceitável

dado que as perturbações sobre o sistema são todas de alta frequência, em suma vibrações, como segue na figura 49. É demonstrado no índice FIT que esta família de plantas não tem um erro maior que 6%.

Figura 49: Diagrama de Bode dos modelos Box Jenkins.



Fonte: Autor.

Para fazer o projeto, encontrou-se uma função de transferência nominal e, a partir dessa, impôs-se uma variação nos parâmetros de modo a gerar uma família que contemplasse todas as funções determinadas experimentalmente. Na Fig. 50, temos a família de plantas completa desenvolvida em MATLAB[®] variando-se os parâmetros a partir da nominal.

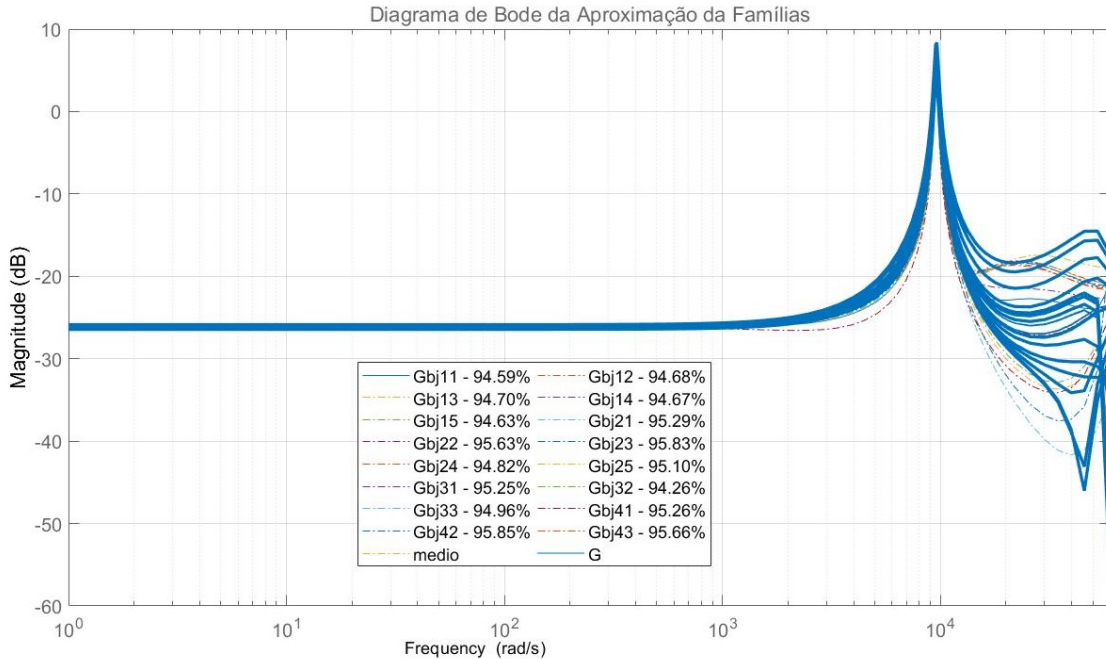
4.2.1 Projeto de Controladores Proporcionais

Com a família de sistemas já definida, foi possível projetar controladores clássicos, assim como fazer simulações e determinar a robustez de estabilidade e desempenho de forma visual. O primeiro controlador a ser simulado foi o controlador proporcional da Eq. (4.3):

$$H(z) = -K, \quad K > 0 \quad (4.3)$$

Vê-se logo que o sinal negativo é necessário, pois pelos diagramas de Nyquist plotados na Fig. 52, é a única possibilidade de ter ganhos mais altos sem ter instabilidade nominal.

Figura 50: Diagrama de Bode da família de plantas para o modelo Box Jenkins.



Fonte: Autor.

A variação do valor do ganho em baixas frequências ocorre devido à variação do valor de K no controlador proporcional na figura 51.

O diagrama de Nyquist da figura 52 demonstra que todos os controladores obtidos são estáveis segundo o critério de Nyquist.

A resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com maior ganho ocorreu para $K = 7$, que está mostrado na Fig. 53. Nota-se que neste caso o sistema em MF têm erro estacionário, uma vez que a família de plantas BJ é formada por plantas de tipo zero. Nota-se também o *undershoot*, uma vez que o sistema é de fase não-mínima. O valor de K máximo foi escolhido como sendo 7 para que se garantisse robustez de estabilidade, uma vez que o diagrama de Nyquist na Fig. 52 é para o sistema nominal e não para toda a família.

O sinal de controle, mostrado na Fig. 54, ficou com valores aceitáveis (em Volts), uma vez que o sensor de força está calibrado para fornecer 1.0 Volt para uma força medida de $25 \mu\text{N}$. Como o valor máximo de tensão de saída do sensor é 2.4 V, isto corresponde a $60 \mu\text{N}$. Neste caso, como o valor estacionário do sinal de força (em Volts) foi em torno de 0.5 V, para atingir o máximo de 2.4 V, teríamos por volta de 53 Volts de pico no sinal de controle.

Como esta fase do projeto não considera a manipulação de microelementos sensíveis,

Figura 51: Diagrama de Bode da planta média com controlador proporcional.

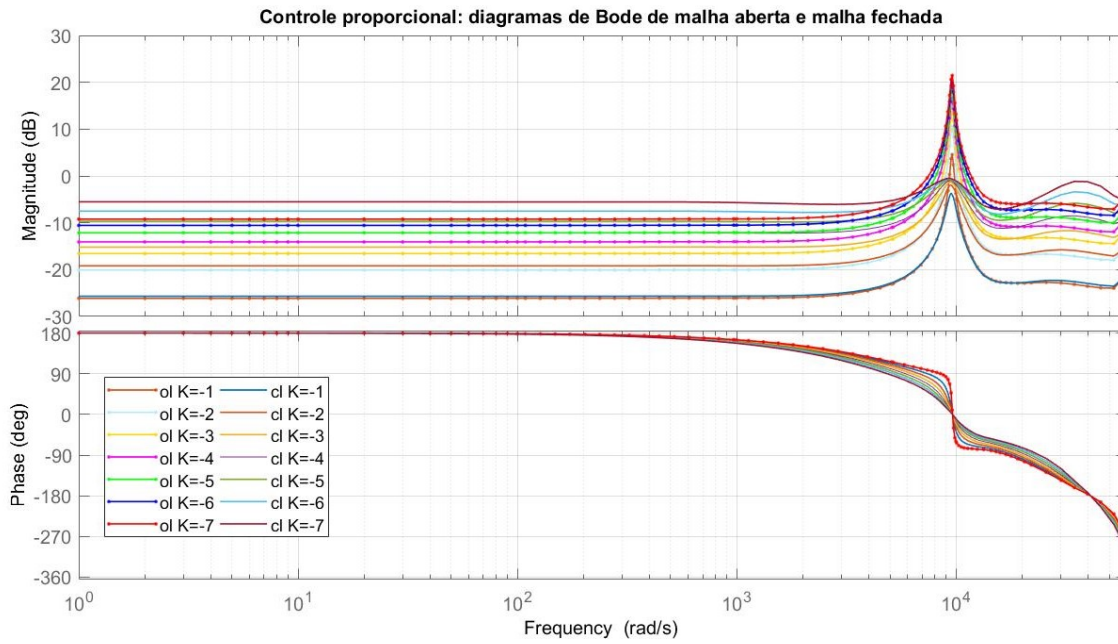
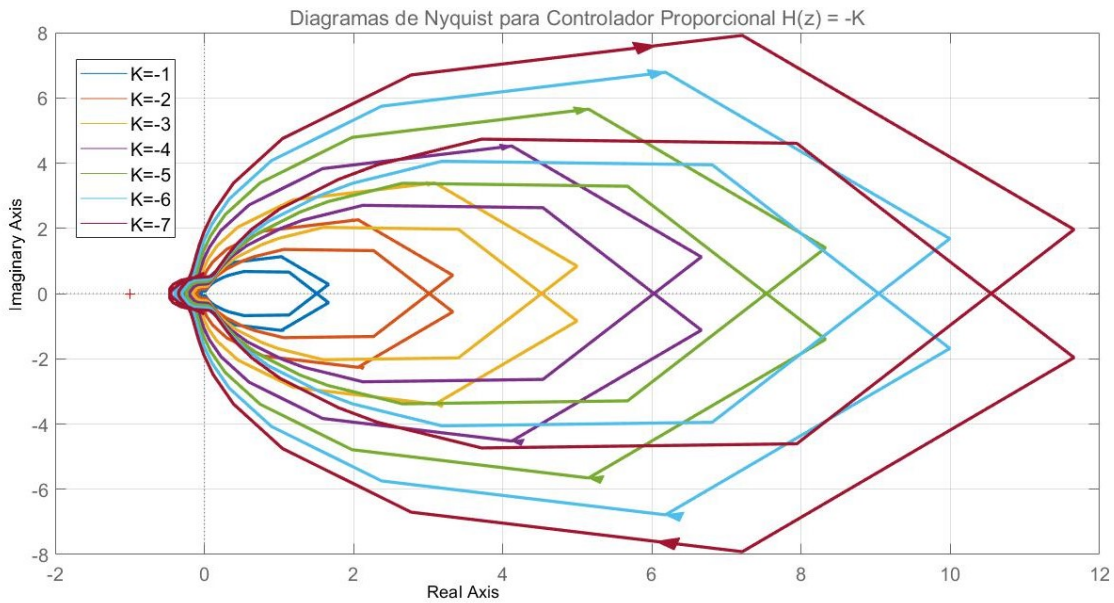
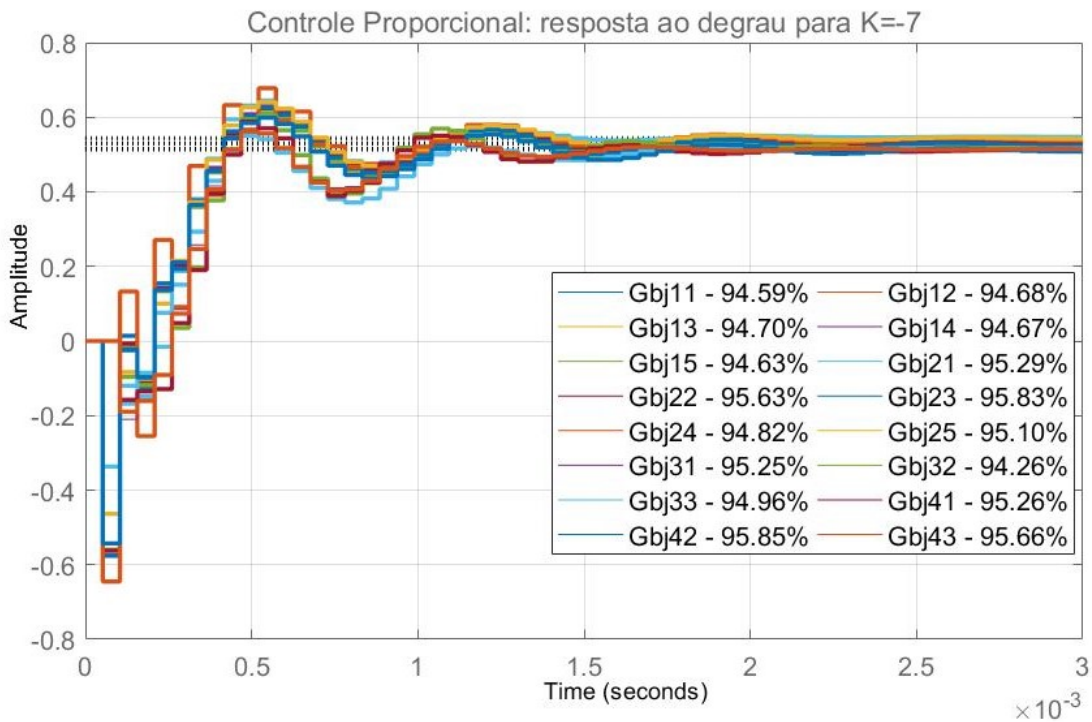


Figura 52: Diagrama de Nyquist da planta média com controlador proporcional.



os ajustes quanto ao desempenho foram efetuados de maneira mais qualitativa, limitando-o numericamente apenas quanto a saturação do sinal de controle que deveria estar entre 0 e 100V e a sua proporção entre o sinal de tensão e saída de força como foi explicado anteriormente.

Figura 53: Resposta ao degrau dos modelos Box Jenkins com controlador proporcional.



Fonte: Autor.

4.2.2 Projeto de Controladores de Atraso de Fase

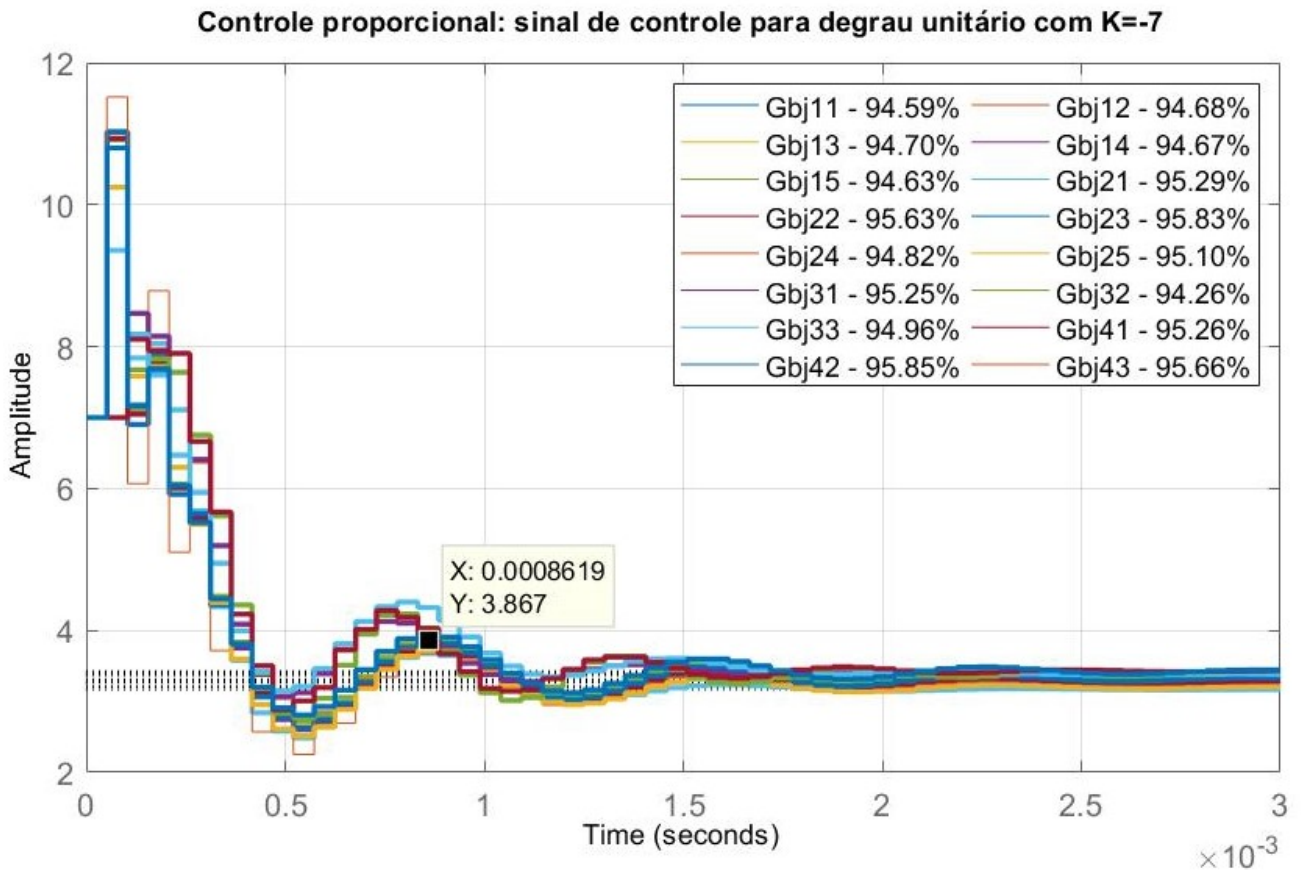
O tempo de acomodação do projeto anterior ficou por volta de $t_a = 2\text{ms}$, o que é bastante rápido. Será que é possível deixar o sistema mais lento em troca de maior robustez de estabilidade?

De fato, usando-se um controlador por atraso de fase, como apresentado na Eq. (4.4), cujo valores dos parâmetros escolhidos foram $a = 0.9$ e $b = -0.9$, pode-se diminuir o erro estacionário, ao mesmo tempo que se diminui o sinal de controle e se aumenta a robustez de estabilidade, e tudo isso com valores menores de ganho K . De fato, pela Fig. 56, vemos que os gráficos de Nyquist nominais, para diversos valores de ganho, ficaram mais distantes do ponto -1 . Os ganhos em baixa frequência, mostrados em Fig. 55, ficaram mais próximos de um, o que indica menor erro estacionário.

$$H(z) = \frac{-K * (z + a)}{(z + b)} \quad (4.4)$$

Pela resposta ao degrau, apresentada na Fig. 57, tem-se um erro estacionário menor, porém um pouco mais disperso. O sistema ficou mais lento, por outro lado, com um tempo de acomodação acima de 0.1 s.

Figura 54: Sinal de controle proporcional referente ao degrau unitário sobre os modelos Box Jenkins.



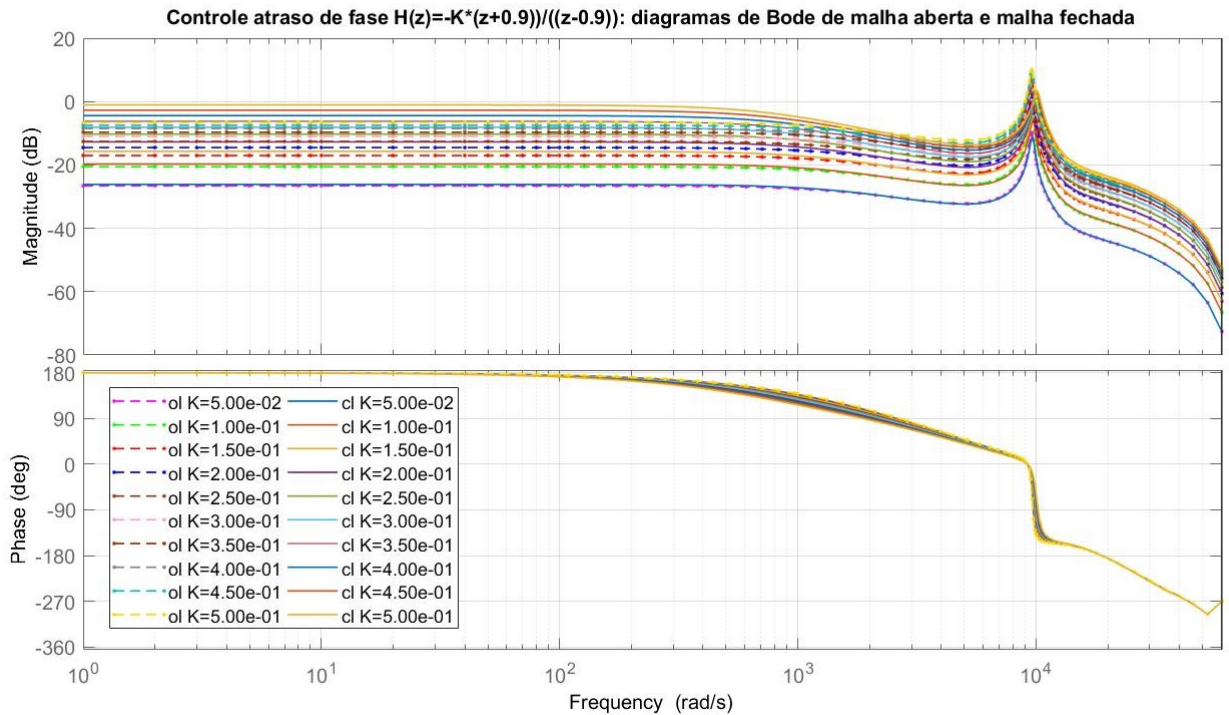
Fonte: Autor.

Já quanto ao sinal de controle, melhorou em relação ao controle proporcional, já que sua proporção entre entrada e saída foi menor, diminuindo os valores máximos efetuados pelo controlador. Nota-se que o pico de tensão de entrada não chegou a $6.5V$. O valor de K escolhido foi de 0.5 .

4.2.3 Projeto de Controladores de Fase Não-Mínima

Dado que temos que a família de plantas BJ contém somente plantas de fase não-mínima, isto é, um ou mais de seus zeros se encontram fora da circunferência unitária do plano- z , uma ideia interessante seria projetar um controlador também de fase não-mínima. Este controlador permitiria, por exemplo, a colocação de um integrador para retirar o erro estacionário. Desta forma, foi tentado um controlador com a função de transferência igual àquela na equação (4.5), com os valores de $a = -1.5980$, $b = 0.1193$ e $c = -0.7486$. O valor de K novamente foi alterado em busca do melhor ganho para a família de plantas.

Figura 55: Diagrama de Bode da planta média com controlador de atraso de fase.



Fonte: Autor.

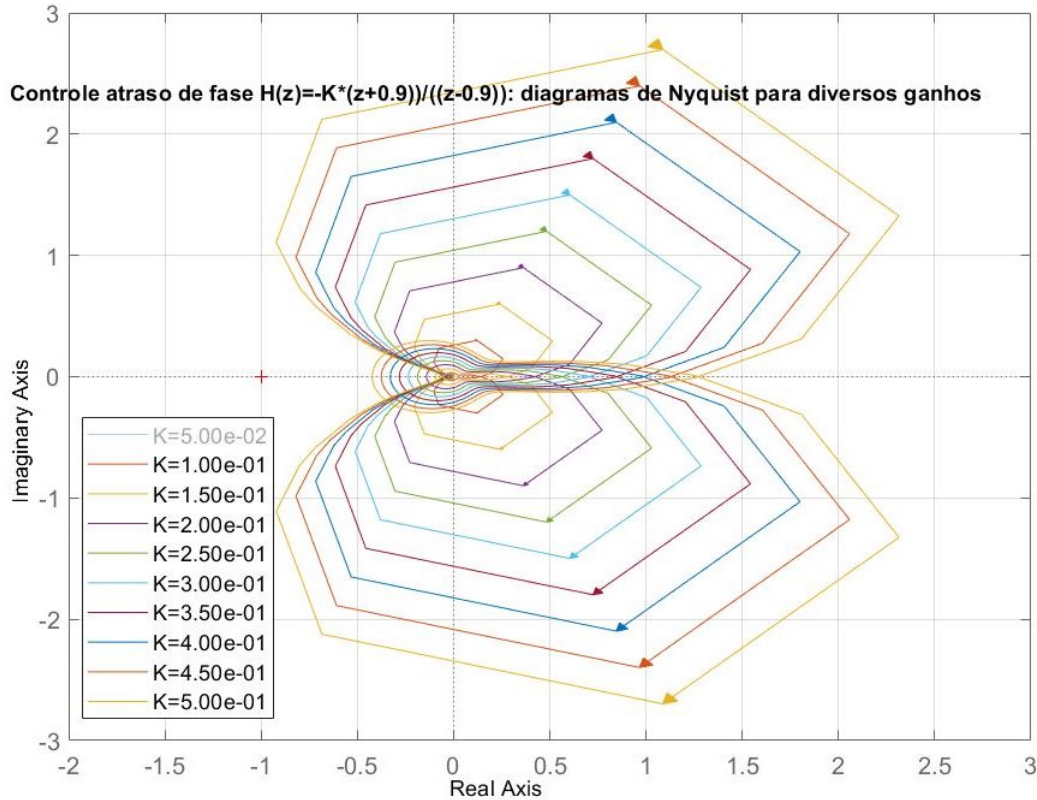
$$H(z) = \frac{-K * (z + a)(z + b)}{(z - 1)(z + c)} \quad (4.5)$$

O diagrama de Nyquist da Fig. 60 demonstra que é possível se atingir robustez de estabilidade mesmo com um integrador no controlador. O valor escolhido para K foi de 0.5, já que demonstrou robustez de estabilidade e desempenho.

Este é o controlador que demonstrou o melhor resultado até agora, pois para todos os modelos dentro da família de plantas demonstrou robustez de estabilidade e desempenho (note a pouca dispersão das respostas ao degrau na Fig. 61), o sobressinal foi em torno de 20% e o tempo de acomodação em torno de 5 ms. Além disso, não apresentou erro estacionário.

O sinal de controle, para se ter erro estacionário nulo para 1 Volt, precisa aplicar 20 Volts de entrada. Também possui um *undershoot* muito pequeno. A proporção entre entrada e saída ficou alta, isto quer dizer que muita energia é gasta para se ter erro estacionário nulo.

Figura 56: Diagrama de Nyquist da planta média com controlador de atraso de fase.



Fonte: Autor.

4.3 Projeto de Controlador H_∞ para Output Error

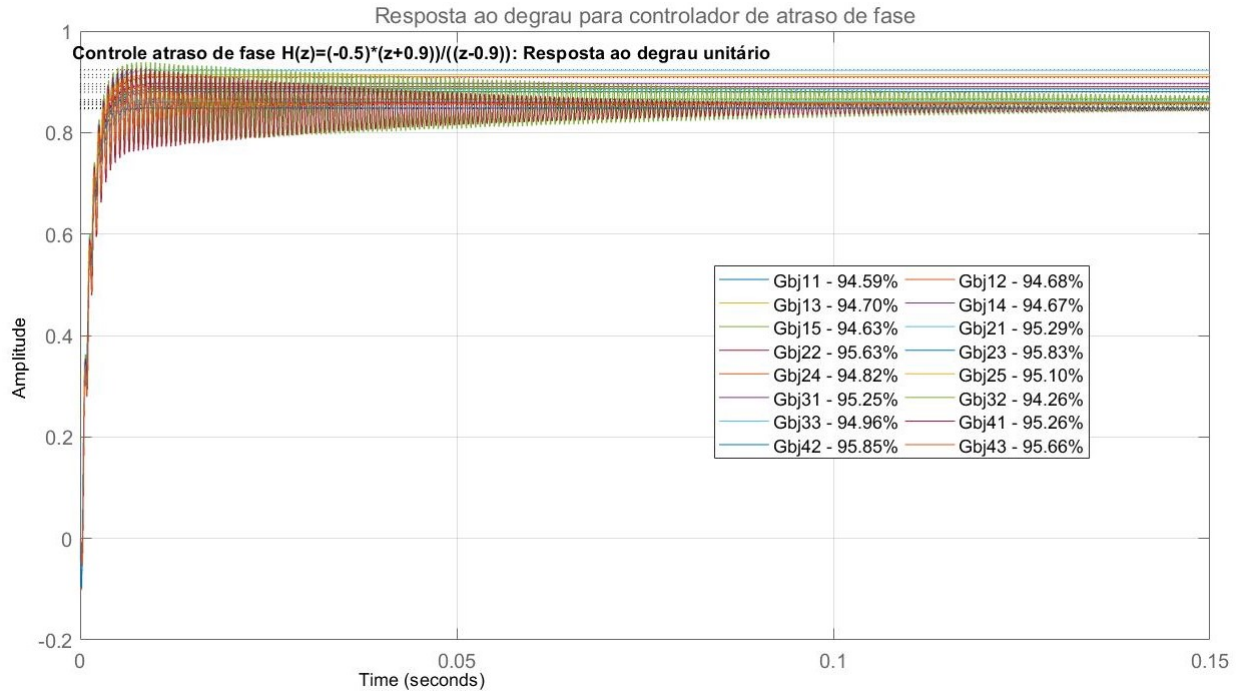
Para a família OE, que tem mais incertezas, sobretudo em baixas frequências, tentou-se uma técnica mais sofisticada de projeto de controle, que é o H_∞ por sensibilidade mista. A família de plantas é apresentada na Fig. 63, na qual podemos visualizar as disparidades entre os modelos identificados para o Output Error.

Os modelos com grandes diferenças do ganho DC foram eliminados, por que se sabe que a técnica H_∞ não produz bons controladores para este caso. Ademais, modelos com ganho muito alto ou muito baixo podem simplesmente estarem errados, por conta de algum erro de medição ou na identificação. Na figura 64, estão os modelos selecionados para a construção da família de plantas OE.

A família de plantas já construída em Matlab segue na figura 65 que nos retorna uma variação considerável que nos remete ao sucesso do controlador.

Utilizando da teoria de controle robusto H_∞ apresentada na seção 2.7, e mais detalha-

Figura 57: Resposta dos modelos Box Jenkins com controlador atraso de fase ao degrau unitário.



Fonte: Autor.

damente em (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2007), precisamos selecionar os pesos de desempenho, incertezas do sistema e do sinal de controle.

A função peso das incertezas $W(j\omega)$ foi encontrada como sendo um limite superior para a incerteza máxima, conforme apresentado na Fig. 66. A expressão analítica é:

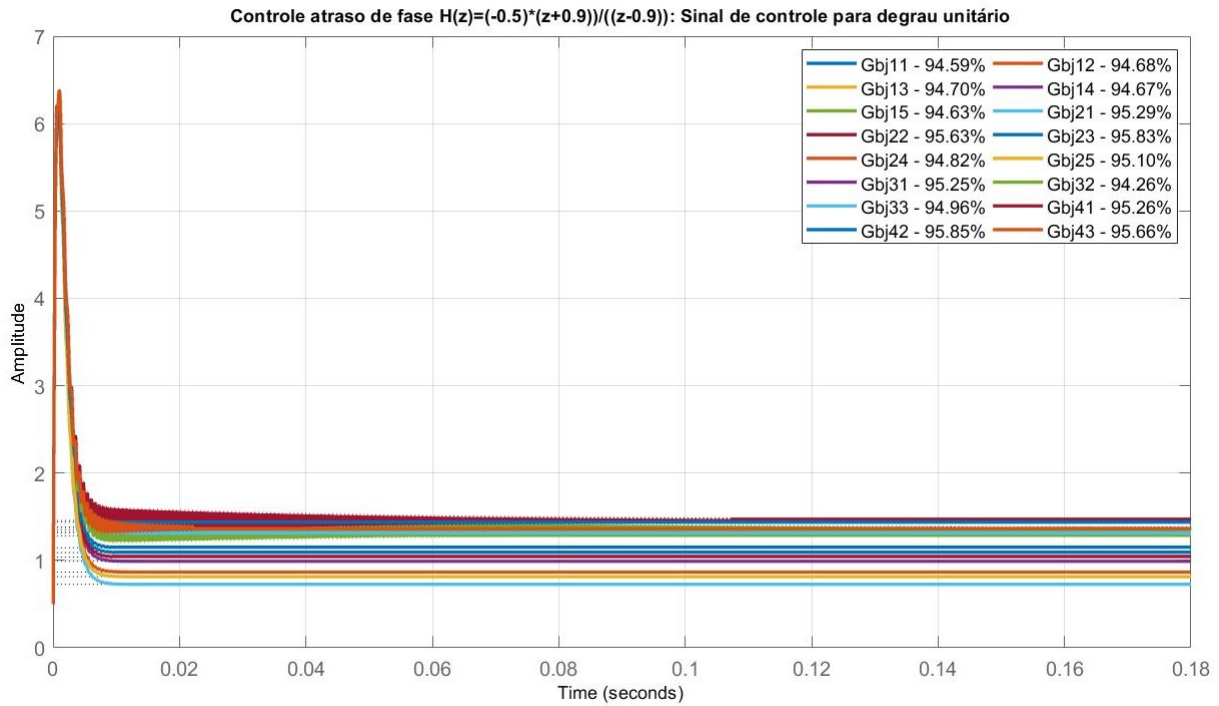
$$W(z) = \frac{1.102z^4 - 4.203z^3 + 6.011z^2 - 3.821z + 0.9106}{z^4 - 3.341z^3 + 4.128z^2 - 2.231z + 0.4446}$$

Enquanto que para o peso de desempenho foi utilizada a fórmula na equação (2.19) de forma que a sua inversa fica como representado na Fig. 67, cuja fórmula foi transformada para o plano- z e os valores escolhidos estão na equação 4.6.

$$W_p(z) = \frac{0.7485z - 0.7329}{z - .99} \quad (4.6)$$

Através dessas fórmulas, podemos configurar o controlador para obter robustez e o desempenho desejado. Isso é alcançado por intermédio do valor de γ o aproximando de 1 e demonstrado na figura 67 que a função sensibilidade está acima da função peso de desempenho.

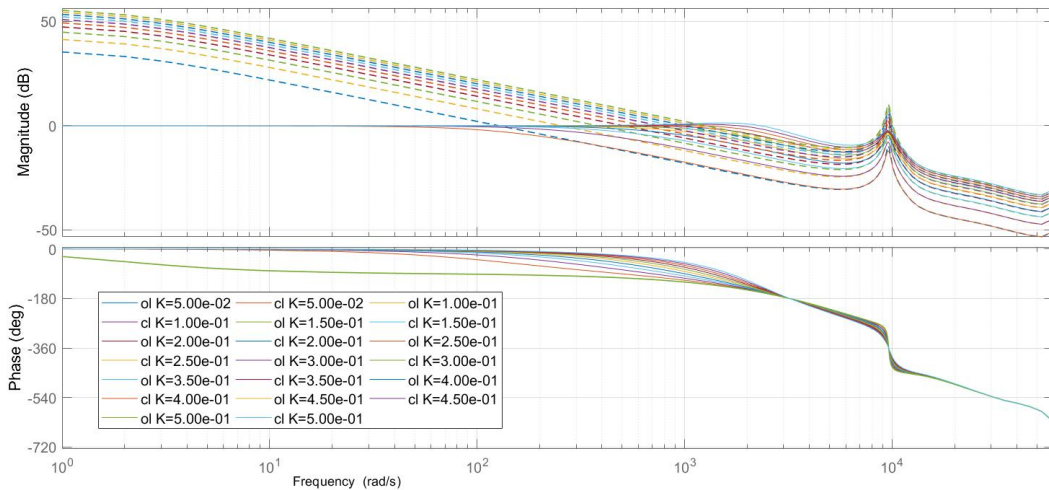
Figura 58: Sinal de controle atraso de fase.



Fonte: Autor.

Figura 59: Diagrama de Bode da planta média com controlador de fase não mínima.

Controle fase não mínima e integrador $H(z)=-(K*(z-1.598e+00)*(z+1.193e-01))/((z-1)*(z-7.486e-01))$: diagramas de Bode de malha aberta e malha fechada

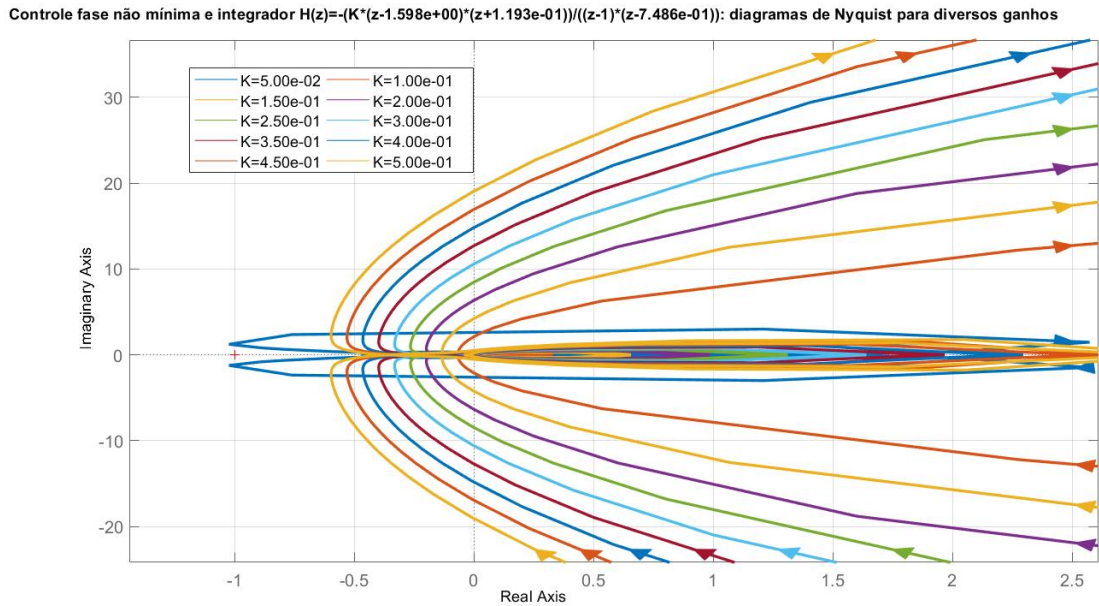


Fonte: Autor.

Para construção do controlador H_∞ sensibilidade mista, foi utilizado o comando *mixsyn* do MATLAB[®] gerando o controlador aqui apresentado. Este controlador apresentou Robustez de Estabilidade.

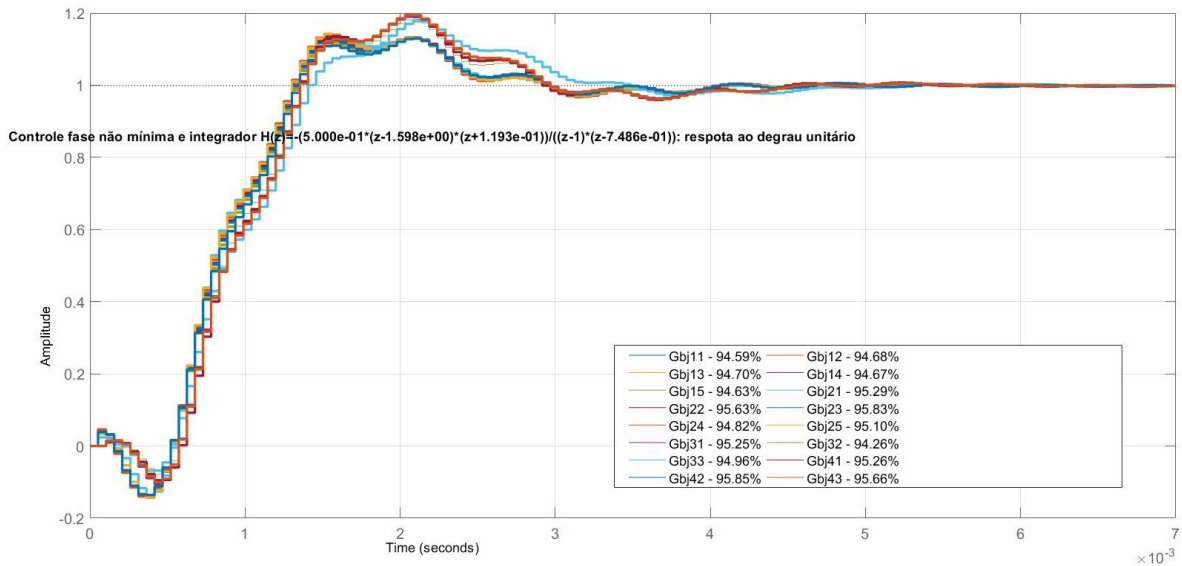
O gráfico Fig. 68 apresenta o sinal de controle para a resposta ao degrau unitário para

Figura 60: Diagrama de Nyquist da planta média com controlador de fase não mínima.



Fonte: Autor.

Figura 61: Resposta dos modelos Box Jenkins com controlador de fase não mínima ao degrau unitário.

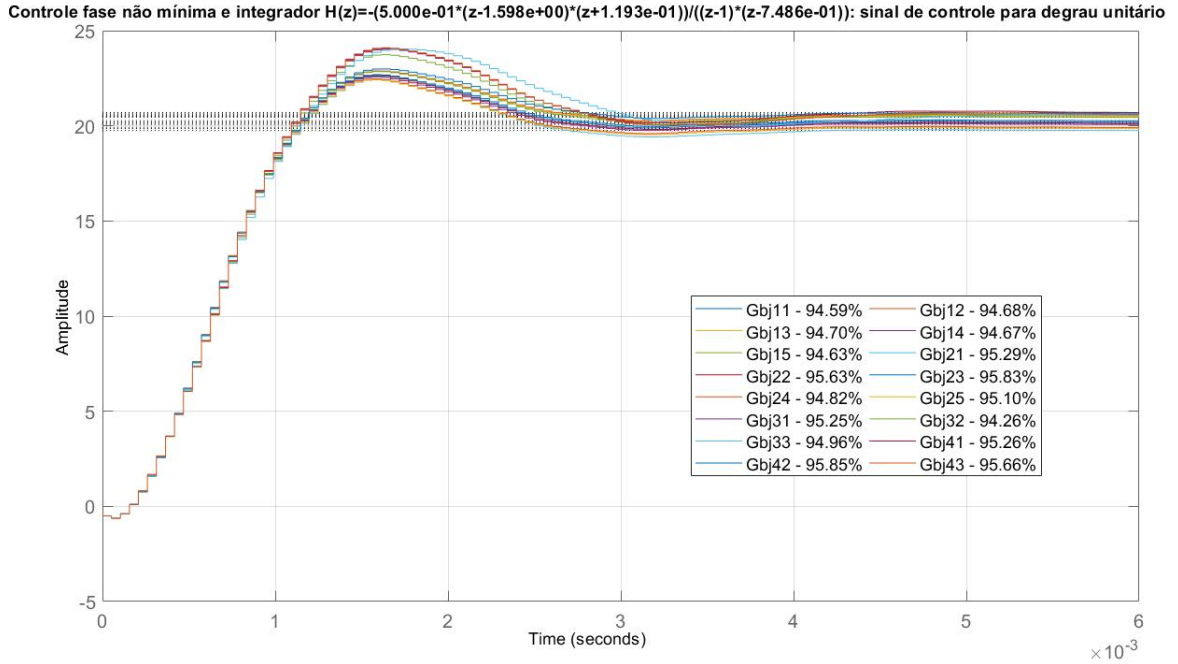


Fonte: Autor.

a algumas plantas da família. Para alguns, a tensão ficou alta, entretanto não ultrapassou o valor máximo de funcionamento. Isto se deve às incertezas significativas em baixas frequências.

Como dito anteriormente o controlador demonstrou robustez de estabilidade, com um

Figura 62: Sinal de controle de fase não mínima.



Fonte: Autor.

overshoot máximo menor que vinte por cento, não teve erro estacionário na maioria dos casos, como é apresentado na Fig. 69.

$$H(z) = \frac{0.3693z^9 - 2.129z^8 + 4.971z^7 - 5.448z^6 + 1.287z^5 + 3.848z^4 - 5.1z^3 + 2.973z^2 - 0.88z + 0.1075}{z^9 - 6.328z^8 + 16.4z^7 - 20.68z^6 + 8.302z^5 + 11.67z^4 - 19.77z^3 + 13.2z^2 - 4.412z + 0.6081}$$

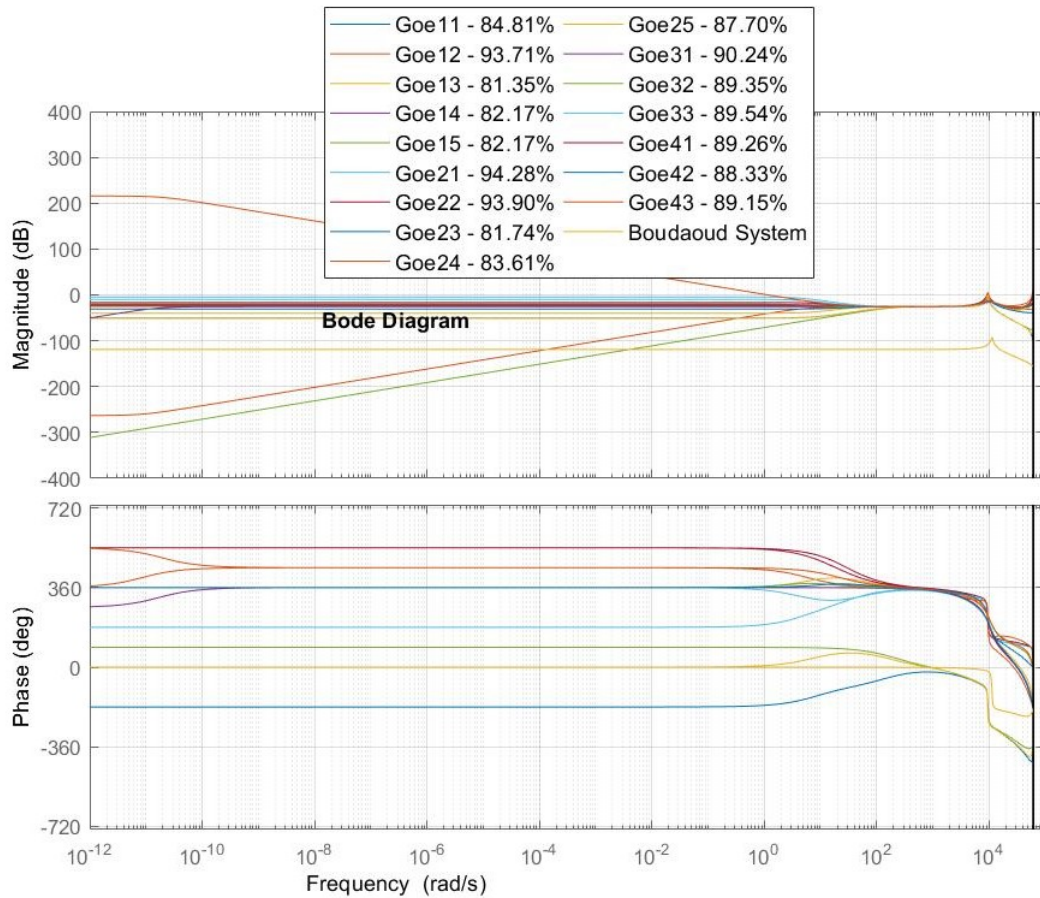
4.4 Projeto de Controlador H_∞ para a Família Box Jenkins

A mesma técnica de projeto do controlador, ou seja H_∞ sensibilidade mista, foi aplicada novamente para a família de modelos Box-Jenkins. Foi calculado o erro máximo para cada frequência a partir da família de plantas, e levantada a curva na Fig. 70. Também foi ajustada uma função de transferência que limitasse superiormente esta, conforme também apresentada na figura.

Foi também usada a função de peso de desempenho do projeto anterior, ou seja:

$$W_p(z) = \frac{0.7485z - 0.7329}{z - .99} \quad (4.7)$$

Figura 63: Diagrama de Bode com todos os modelos identificados Output Error.



Fonte: Autor.

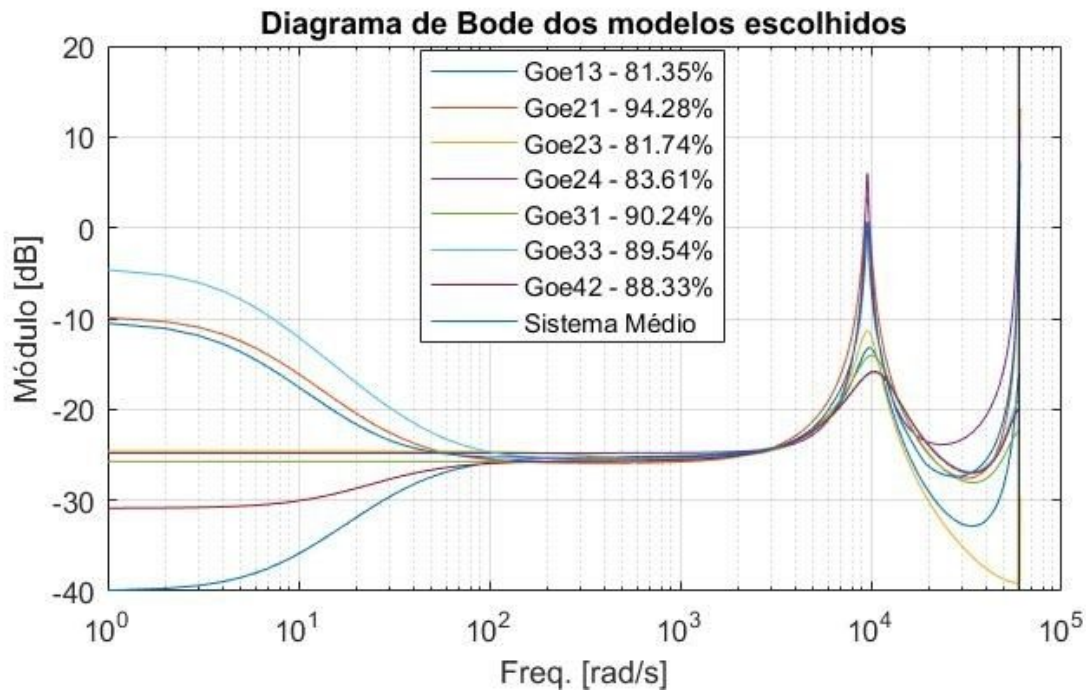
Deste modo, trata-se da mesma especificação de desempenho. O inverso deste gráfico é apresentado na Fig. 71, juntamente com a função sensibilidade obtida após executar a função *mixsym* do MATLAB.

Note que a função de transferência KS , que gera o controle em malha fechada, tem ganho alto nas baixas frequências. O seu diagrama de Bode é apresentado na Fig. 72. Enquanto que a função de controle, figura 74 tem o ganho ainda maior.

Por fim, o inverso da função peso de incerteza e a função sensibilidade complementar são apresentados na Fig. 73, o que mostra que o sistema em malha fechada possui robustez de estabilidade. O diagrama de Bode da função de transferência do controlador é apresentado na Fig. 74.

Os diagramas de Nyquist da família de plantas em série com o controlador são apresentados na Fig. 75 teve muita semelhança com o controlador anterior, mas se tornou mais alongado e para todos os modelos identificados tem-se estabilidade em malha fechada.

Figura 64: Diagrama de Bode dos modelos escolhidos para a família de plantas do Output Error.

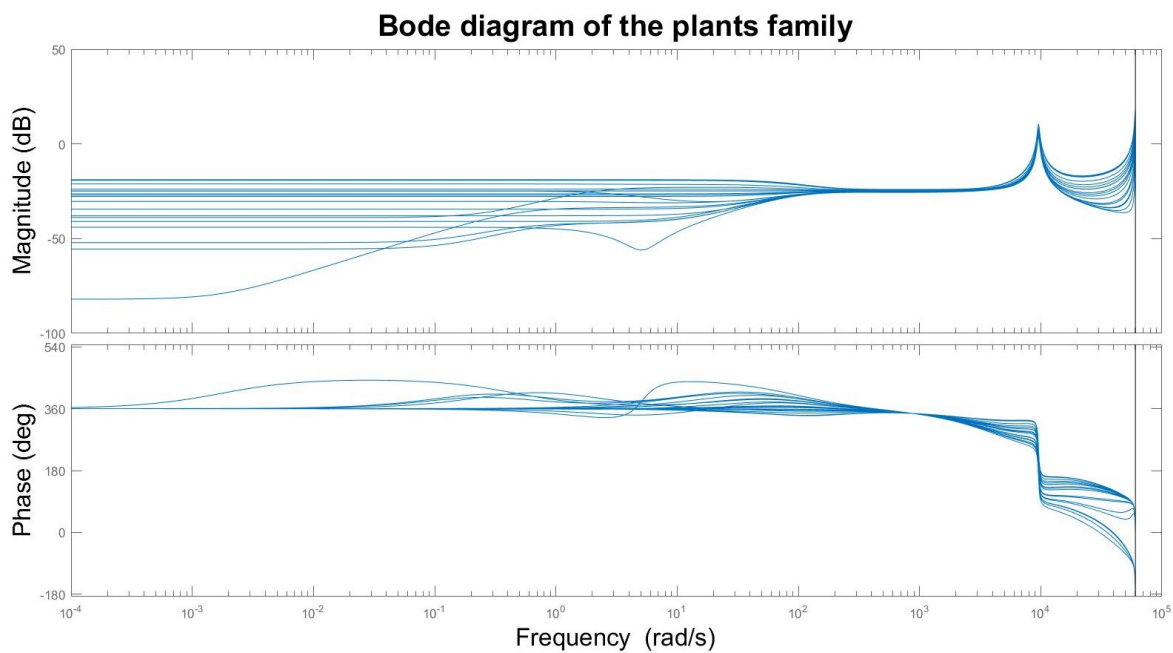


Fonte: Autor.

Apesar de utilizarmos uma técnica de controle mais moderna em relação as anteriores o resultado apresentado pelo controlador de fase não mínima com integrador foi melhor sucedido, como podemos visualizar na Fig. 76 em comparação com a Fig. 61, na qual seu *overshoot* e *undershoot* é maior do que com o controlador anteriormente apresentado. Entretanto, os outros parâmetros de desempenho são semelhantes.

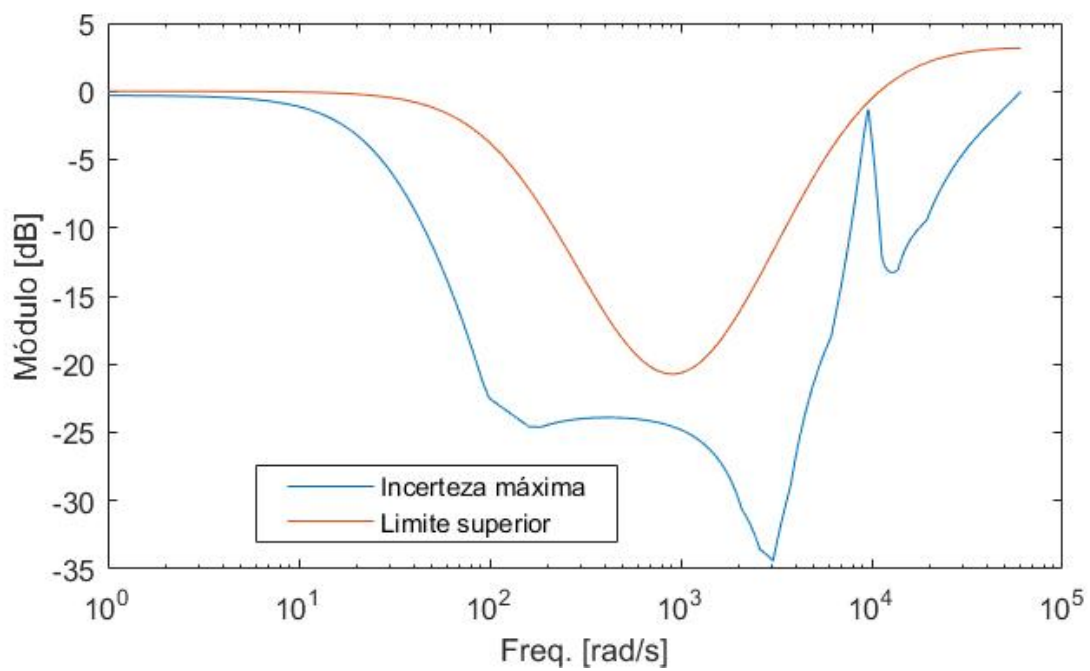
Já para o sinal de controle, na qual a ausência de *undershoot* é mais relevante para manter uma boa estabilidade da estrutura do sistema, obtivemos mais sucesso nesse controlador, pois não houve tensão negativa na entrada do sistema. Como resposta do sensor de força tensão negativa é aceitável. O *overshoot* também foi menor que o anterior que se aproximou dos 25V.

Figura 65: Diagrama de bode da família de plantas para o modelo Output Error.



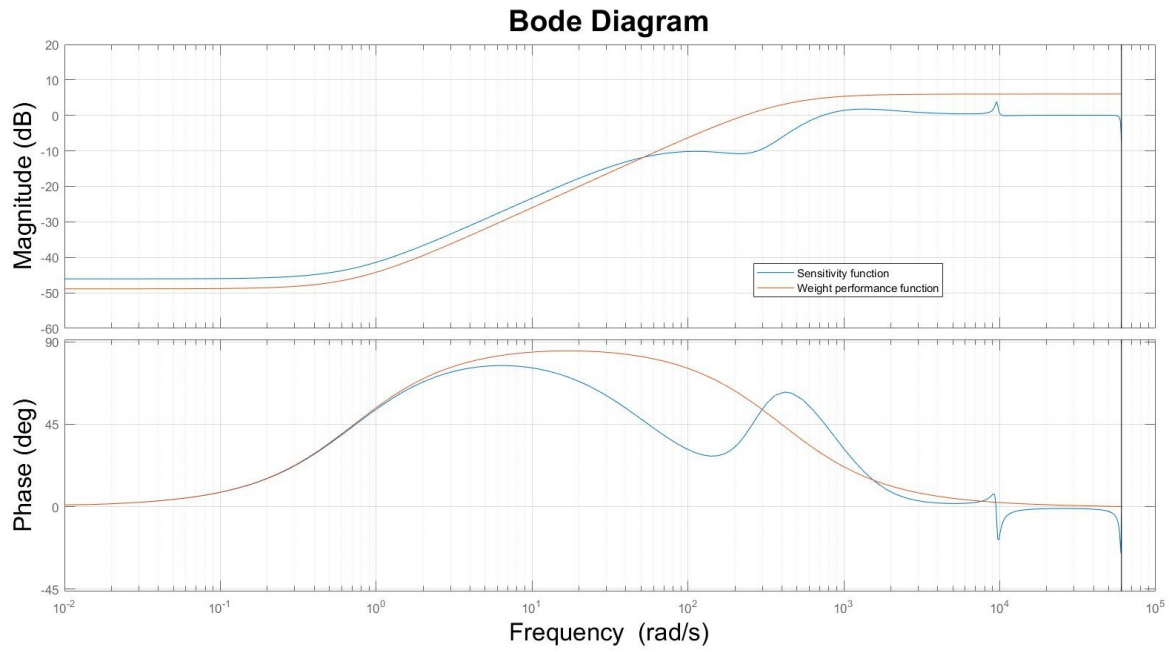
Fonte: Autor.

Figura 66: Peso das incertezas para a família de plantas do modelo Output Error.



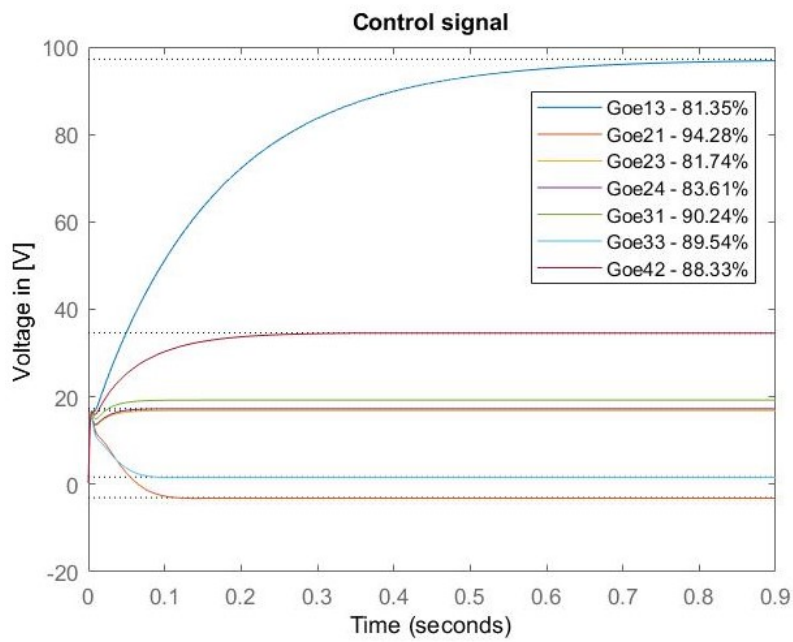
Fonte: Autor.

Figura 67: Inverso da função peso de desempenho e a função sensibilidade.



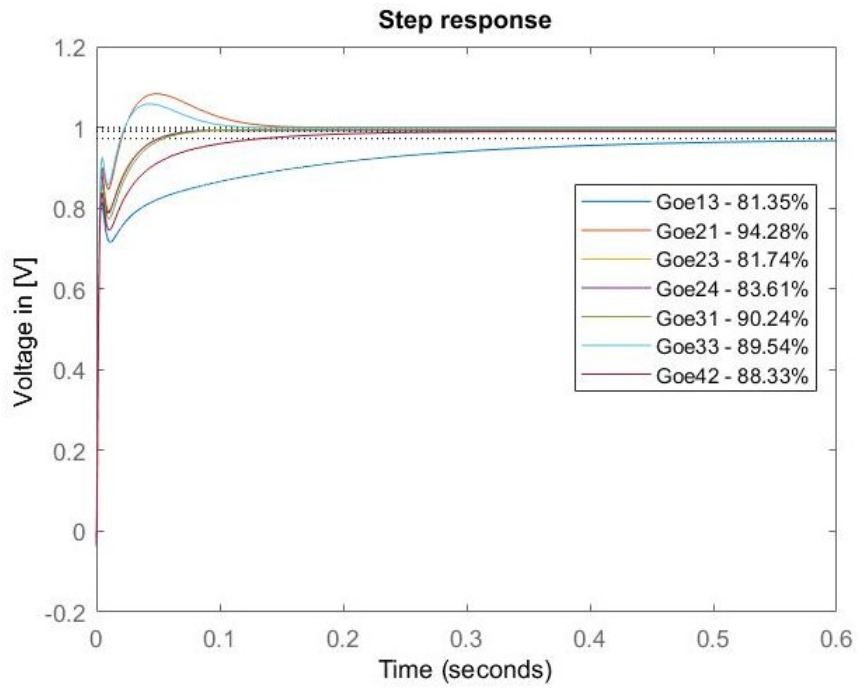
Fonte: Autor.

Figura 68: Sinal de controle.



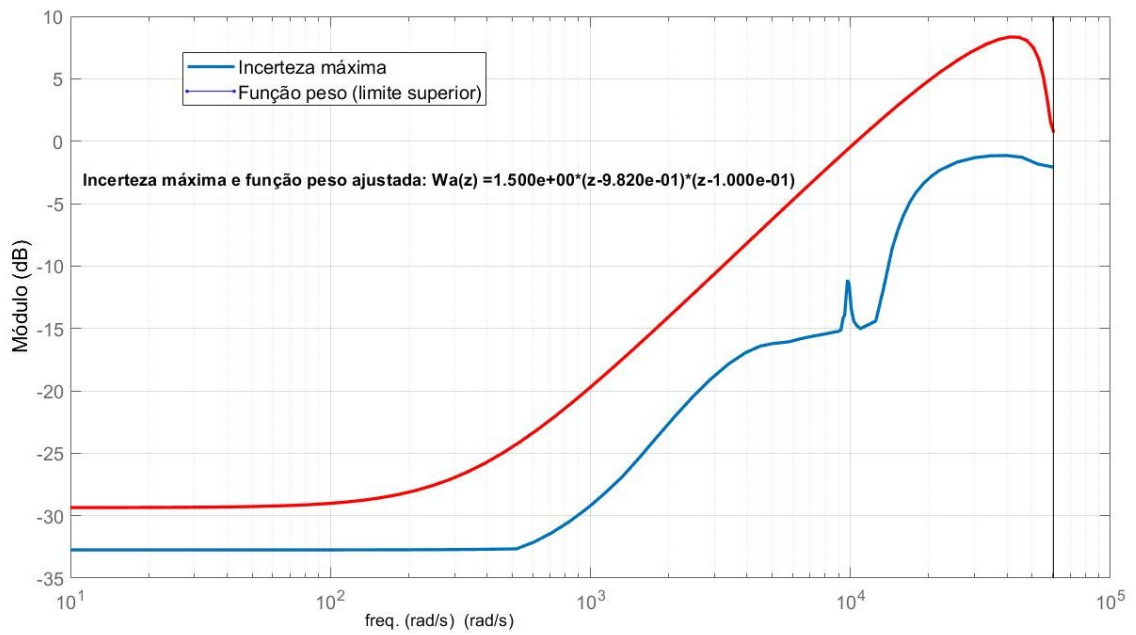
Fonte: Autor.

Figura 69: Resposta do sistema em malha fechada ao degrau.



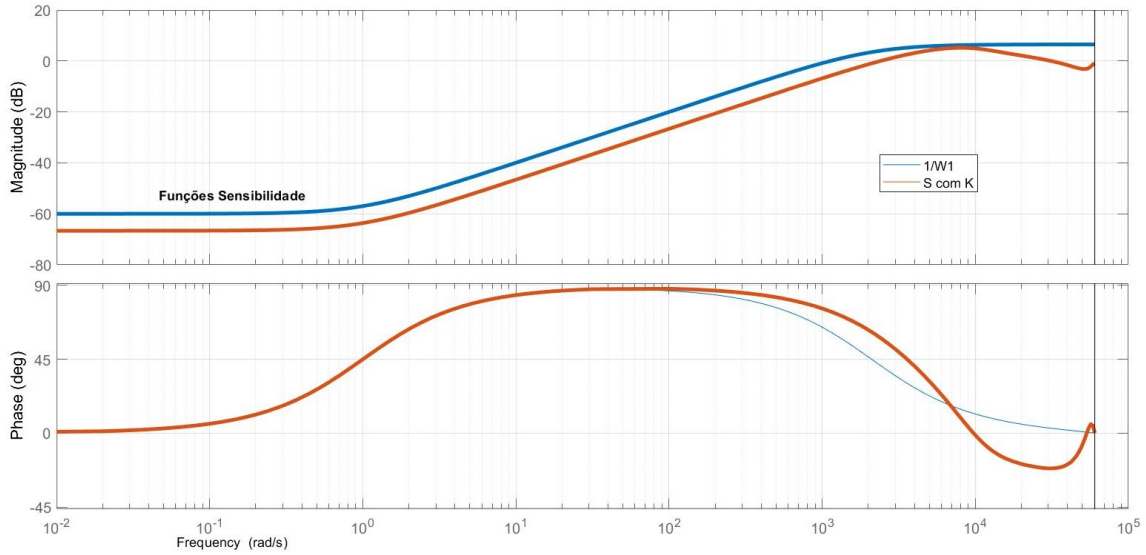
Fonte: Autor.

Figura 70: Incerteza máxima e função peso.



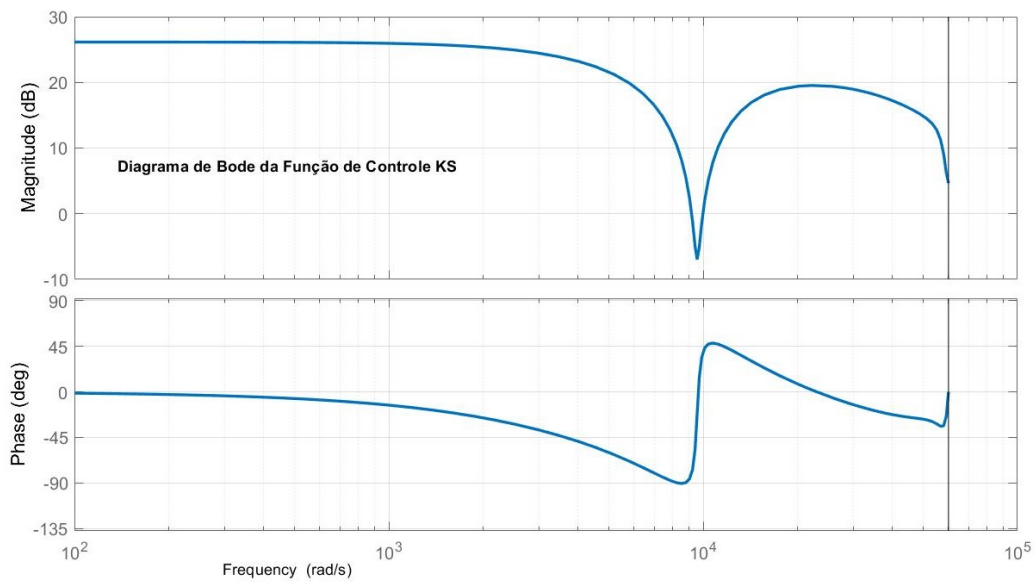
Fonte: Autor.

Figura 71: Diagrama de Bode da função sensibilidade.



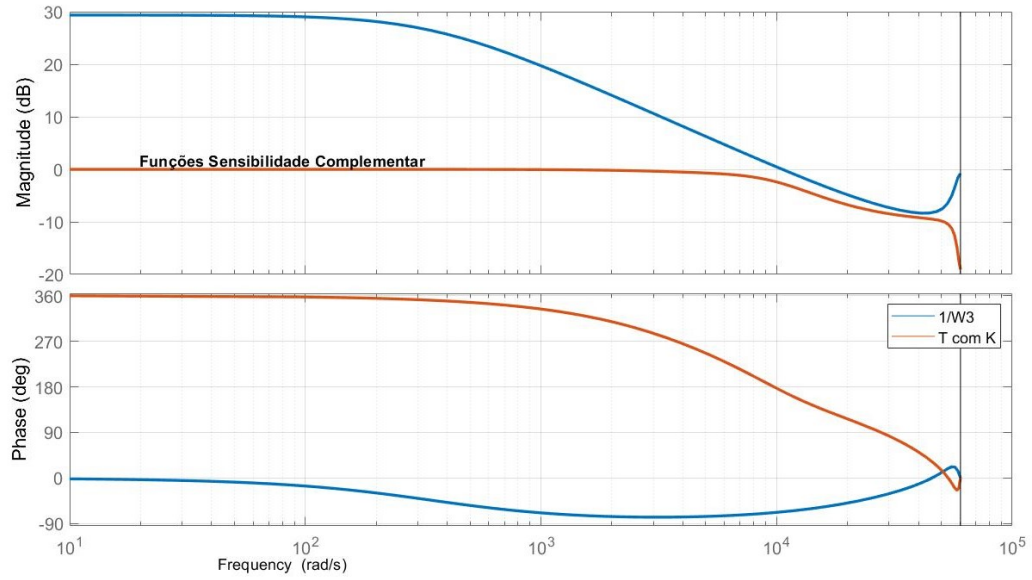
Fonte: Autor.

Figura 72: Diagrama de Bode da função $KS(j\omega)$.



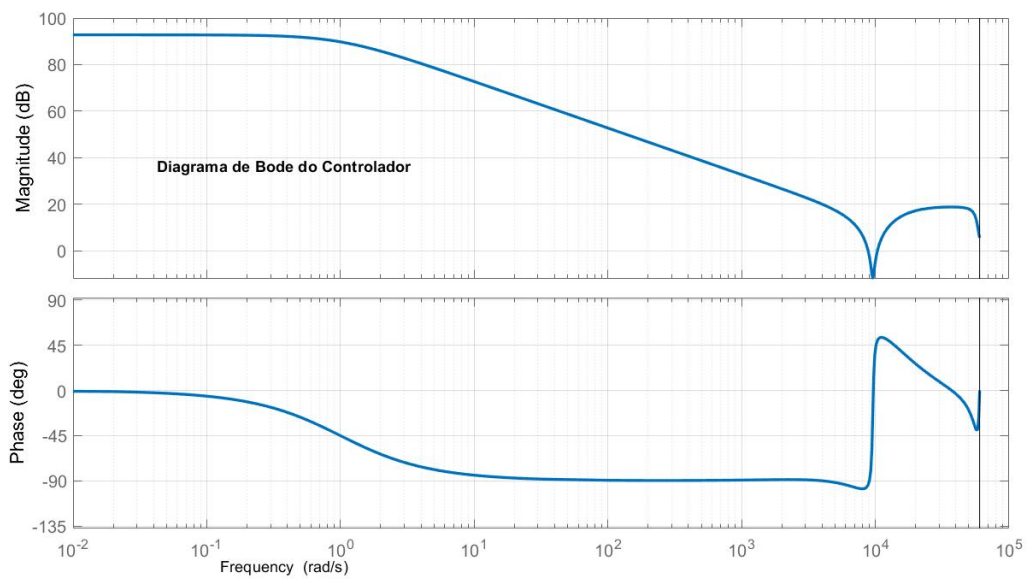
Fonte:Autor.

Figura 73: Diagrama de Bode da função sensibilidade complementar.



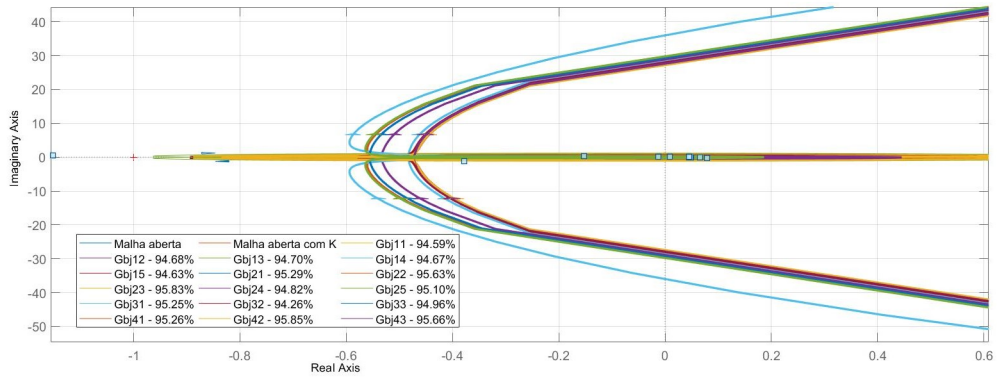
Fonte: Autor.

Figura 74: Diagrama de Bode da função $K(s)$.



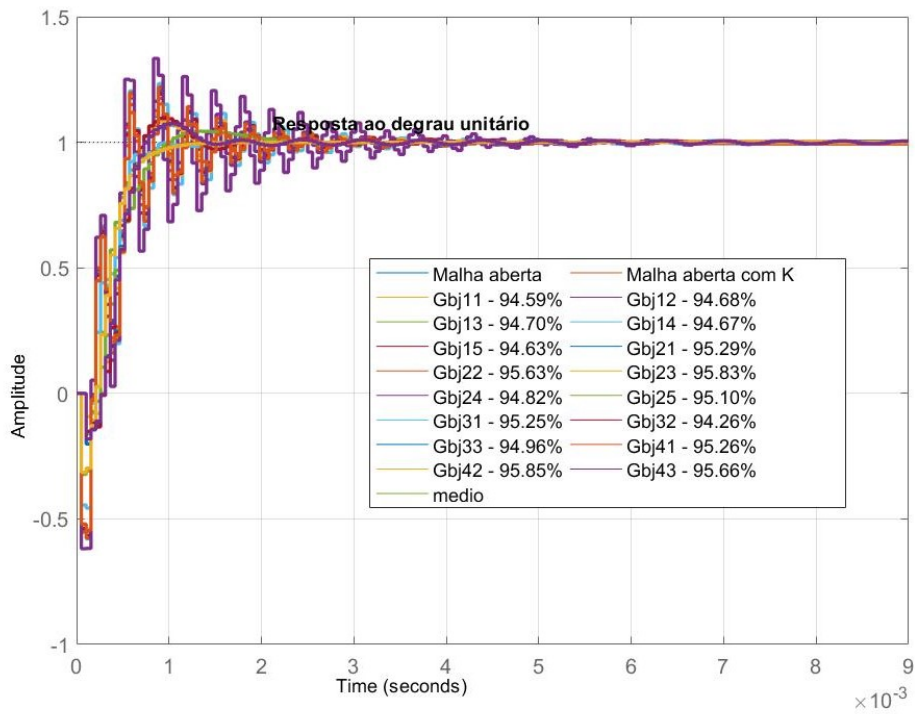
Fonte: Autor.

Figura 75: Diagrama de Nyquist dos modelos Box Jenkins com controlador sensibilidade mista.



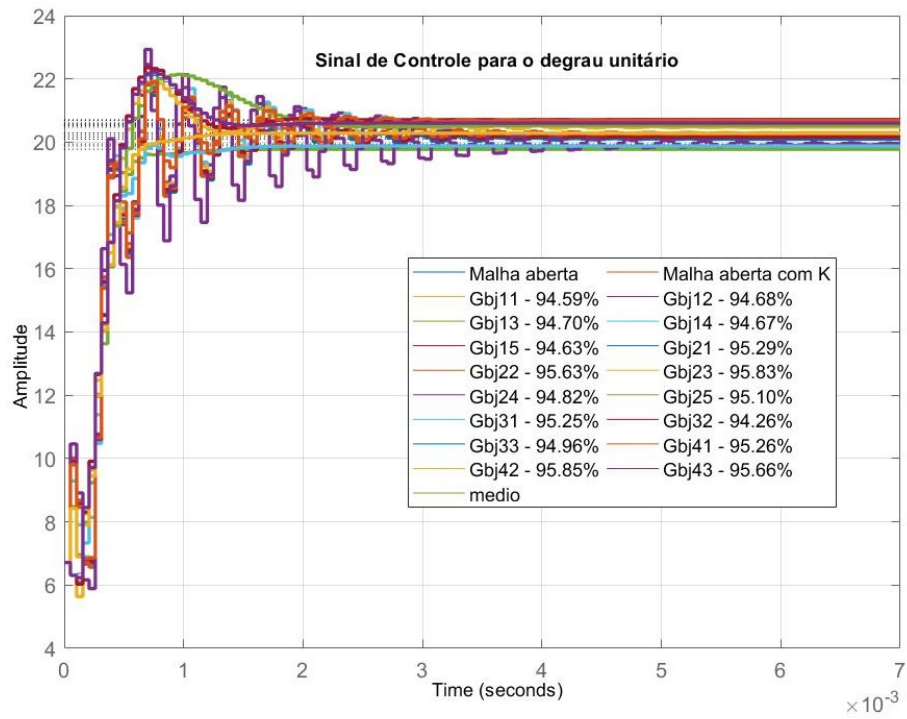
Fonte: Autor.

Figura 76: Resposta dos modelos Box Jenkins com controlador sensibilidade mista ao degrau unitário.



Fonte: Autor.

Figura 77: Sinal de controle sensibilidade mista.



Fonte: Autor.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo, apresentam-se as conclusões deste trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Neste trabalho, foi apresentada uma planta que consiste de uma microgarra posicionada por um robô onde se deseja fazer um controle de força em malha fechada. A microgarra deve segurar uma micropartícula com força controlada, onde esta força é medida pela própria microgarra. A tecnologia tanto de atuação quanto de medição de força na microgarra é eletrostática. Com auxílio de um microscópio óptico, é possível encontrar a micropartícula (em uma poeira metálica cujas partículas tem diâmetros adequados) e posicionar a microgarra para segurar apenas uma partícula. O controlador deve ser implementado por software (o que não foi feito ainda neste trabalho) e deve aplicar tensões na microgarra de forma a efetuar o controle da força. O aparato experimental está disponível no Laboratório de Micromanufatura do Núcleo de Bionanomanufatura do IPT (Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo).

Para poder projetar os controladores de força, modelos matemáticos da microgarra precisam ser levantados. Na literatura, foram encontrados alguns modelos para a microgarra em questão (da FemtoTools), mas nenhum deles pode ser diretamente utilizado, pois havia parâmetros faltando no artigo. Também não era possível fazer os mesmos ensaios que o artigo em questão, uma vez que não se possuía os equipamentos necessários (interferômetro laser). Optou-se então por levantar os modelos matemáticos pelos Métodos da Identificação de Sistemas, utilizando-se funções do MATLAB, System Identification ToolBox.

O aparato experimental foi modificado para se poder coletar o sinal de força analógico diretamente da microgarra através de um osciloscópio. Foram feitos vários ensaios com a microgarra segurando diferentes partículas. Os sinais de entrada da microgarra em malha aberta foram gerados pelo MATLAB e aplicados à microgarra (sinal PRBS). Aos diversos sinais de saída obtidos (tensão proporcional à força aplicada na micropartícula) foram ajustados modelos do tipo ARMAX, OE (Output-Error) e BJ (Box-Jenkins). Foram

então formadas famílias de modelos que seriam usadas para projeto dos controladores. Concluiu-se que a família de modelos ARMAX foi a que ficou menos adequada, portanto não foi utilizada para projetos de controladores. A melhor família de modelos, ou seja, a que ficou mais representativa do comportamento real da microgarra, foi a família Box-Jenkins, pois não apresentou grandes incertezas no ganho em baixas frequências (o que as outras duas apresentaram) e tinha um frequência de ressonância bastante próxima à presente na Literatura para este tipo de microgarra.

Foram feitos os seguintes projetos de controladores, validados por simulação no MATLAB: 1) Projeto de controladores proporcional, atraso de fase e controlador de fase não-mínima para a família BJ; 2) Projeto de controlador H_∞ sensibilidade mista para a família OE e 3) Projeto de controlador H_∞ sensibilidade mista para a família BJ. Com base nos parâmetros de resposta (desempenho) e robustez de estabilidade, concluiu-se que o melhor controlador foi o de fase não-mínima para a família Box-Jenkins.

Infelizmente, não foi possível realizar a implementação dos controladores projetados por conta da epidemia de COVID-19, já que o IPT passou a restringir o acesso às suas instalações. A implementação dos controladores e seus eventuais ajustes serão temas de trabalhos futuros. Seguem ainda mais algumas sugestões para trabalhos futuros:

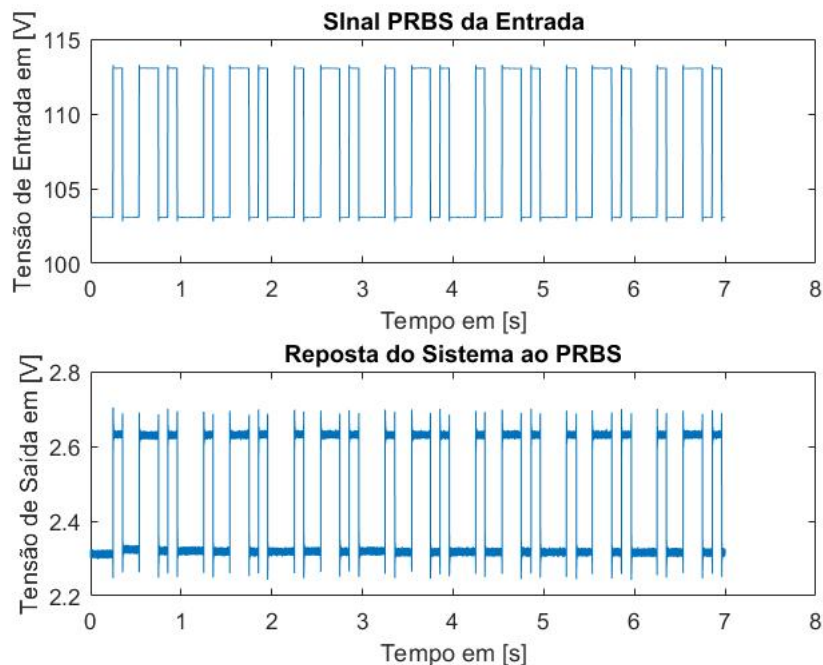
1. Completar a montagem do aparato experimental para que se possa de fato controlar a força na microgarra. As sugestões são implementar ou num computador ou num microcontrolador;
2. Implementar os controladores projetados aqui no computador ou microcontrolador acima;
3. Utilizar novas técnicas de controle para este problema, como o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC).

APÊNDICE A – TESTES DESCARTADOS

Neste capítulo, apresentam-se os testes que não achamos adequados para a execução de nosso trabalho, seja por falta da microgarra que havia sido danificada ou seja por apresentação de resultados incomuns.

O primeiro teste foi feito no dia 11 de maio de 2019 e foi utilizado a microgarra FT-G102 cujo ganho de força era de $50.92\mu\text{N/V}$. O degrau aplicado durante o PRBS foi de 10V com uma velocidade de 10000V/s , iniciando na tensão de tangência, chamado assim a tensão zero do PRBS na qual a força aplicada é nula e as hastes da microgarra estão tangenciando a micropartícula, 103V. A frequência de amostragem foi 38.5KHz.

Figura 78: PRBS do experimento 1.



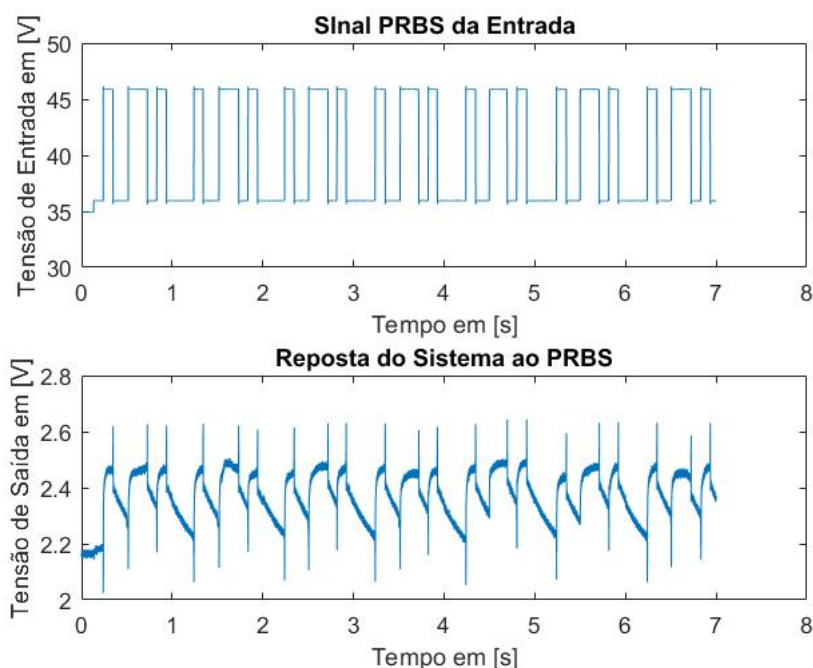
Fonte: Autor.

Apesar do teste ter sido um sucesso, pois a microgarra reagiu conforme o esperado e apresentado em diversos trabalhos na literatura. Essa era a última microgarra deste tipo, já que ela foi danificada não pudemos continuar com os testes.

Dado isso começamos os testes com a FT-G32 que tem uma abertura menor. No qual os seguintes 14 testes foram feitos com a mesma microgarra, cujo ganho de força era de $24.71\mu\text{N}/\text{V}$. A principal mudança entre os testes são as micropartículas agarradas. No primeiro teste a micropartícula utilizada tinha $27.35\mu\text{m}$, apresentada na figura 80, importante ressaltar que essa medida foi efetuada através de um dispositivo de imagem e possui erro de medição baseado na oscilação da luz, a tensão de tangência foi de 36V , a velocidade foi de $10000\text{V}/\text{s}$ e o degrau do PRBS foi de 10V .

No segundo teste foi utilizada a mesma micropartícula, apesar na leve mudança na tensão de tangência 37V , somente mudou a frequência de amostragem, que no primeiro foi de 38.5KHz e no segundo foi de 19.2KHz . Os dois testes foram efetuados no mesmo dia, 22 de maio de 2019.

Figura 79: PRBS do experimento 2.

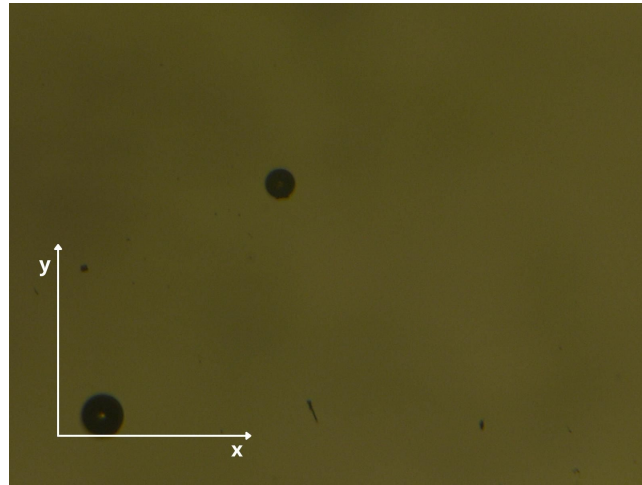


Fonte: Autor.

Como pode ser visualizado na figura 79 a resposta do sistema ao PRBS não ficou como na figura 78 que era o esperado, teve um comportamento como se existisse um segundo amortecimento mais lento do que o primeiro e muitas vezes não atingia a resposta estática. Mesmo com a variação da frequência de amostragem não conseguimos entender o porquê desta mudança. Algumas alterações nos testes seguintes foram feitas com o intuito de erradicar o segundo amortecimento.

No quarto, quinto e sexto experimento aumentamos a velocidade de aumento de tensão de $10000\text{V}/\text{s}$ para $12000\text{V}/\text{s}$ que não deu resultado no quarto teste, então um aumento no

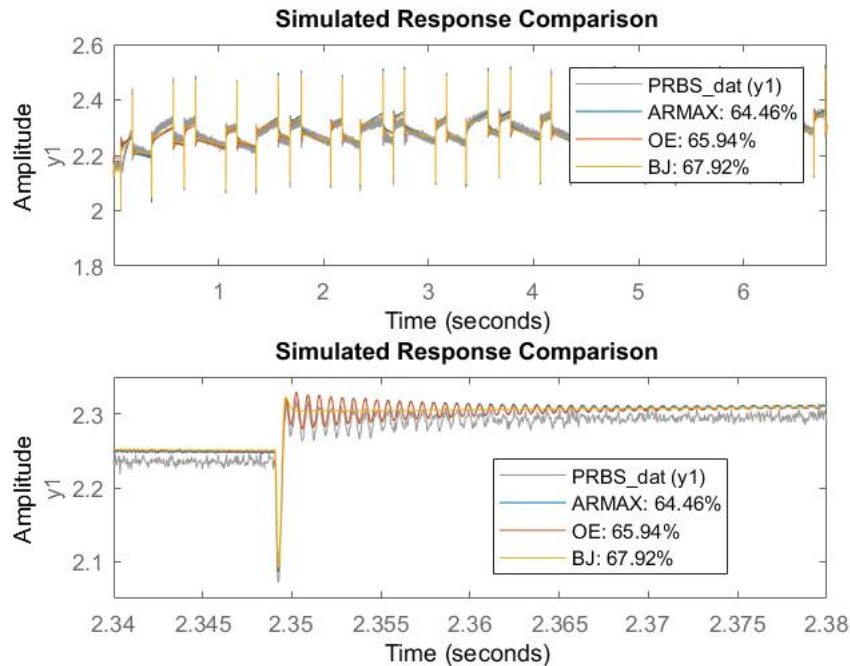
Figura 80: Micropartícula dos experimentos 2 e 3.



Fonte: Autor.

degrau também foi adicionado de 10V para 12V. Sendo o quarto e quinto efetuados numa frequência de amostragem de 38.5KHz e o sexto em 19.2KHz. A micropartícula utilizada aqui tinha um diâmetro de $29.85\mu\text{m}$, apresentado na figura 82 fazendo com que a tensão de tangência estivesse entre 45 e 46V. Apesar das tentativas não teve nenhuma alteração satisfatória para efetuarmos a identificação do modelo matemático do sistema.

Figura 81: Tentativa de identificação.

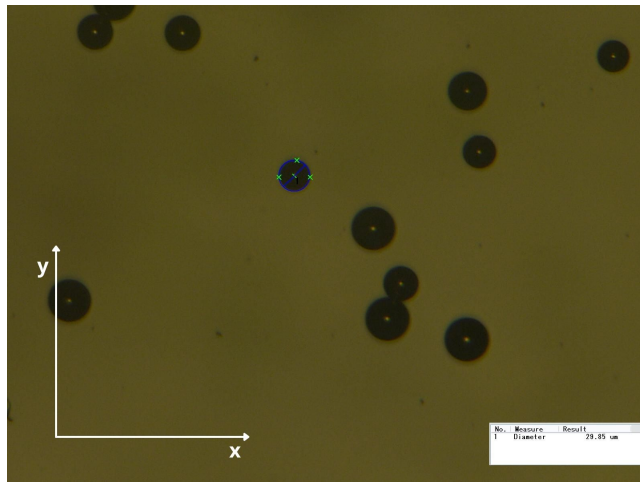


Fonte: Autor.

Na figura 81 podemos visualizar uma tentativa de identificação do quinto experimento que não obteve valor de índice de ajuste FIT aceitável e também verifica-se que existe

um primeiro amortecimento mais rápido sob um segundo mais lento e o sinal de que o sistema é de fase não-mínima.

Figura 82: Micropartícula dos experimentos 4, 5 e 6.



Fonte: Autor.

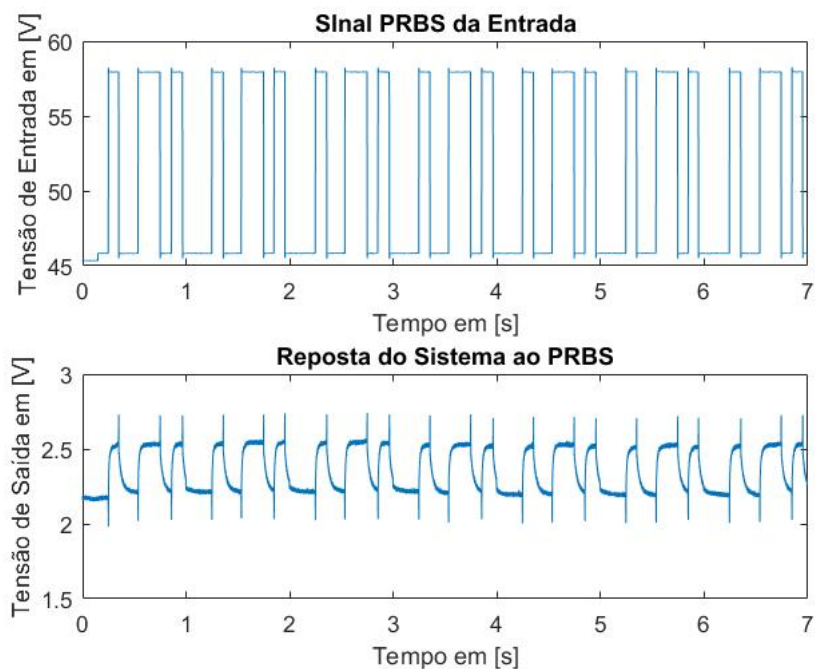
No sétimo e oitavo experimento buscamos uma partícula de menor diâmetro, cujo diâmetro encontrado foi de $27.64\mu\text{m}$, para que mais força fosse exercida sobre ela com o mesmo degrau. A ideia que tínhamos era de uma suspeita de sujeira entre os pentes de capacitores que impedia a microgarra de fechar adequadamente. Então estávamos tentando retirar mecanicamente utilizando do próprio efeito de abrir e fechar e do impacto sobre a micropartícula efetuado pela microgarra. Contudo não houve alteração e ambos os testes saíram como os demais. Todos estes foram feitos no dia 23 de maio de 2019.

Ao chegar no nono experimento aumentamos ainda mais a velocidade de fechamento e o degrau que foram, respectivamente, para 17000V/s e 17V . Comparando as figuras 4 e 84 dá para visualizar bem a diferença entre os picos de fase não-mínima dos dois sistemas graças a diferença do degrau aplicado, importante ressaltar que esse aumento não é linear, mas é muito próximo em certo ponto dessa medição.

Este experimento e os seguintes até o experimento 12 foram feitos no dia 29 de maio de 2019. Também no nono experimento encontramos uma nova micropartícula de $25.21\mu\text{m}$, apresentado na figura 86. Nos testes 9 e 10 a tensão de tangência foi de 50V , enquanto, no teste 10, a velocidade de fechamento e o degrau aumentaram para 20kV/s e 20V . Na figura 84 podemos verificar a aparição de cortes no sinal como efeito da má sincronia entre o osciloscópio e o registro de dados.

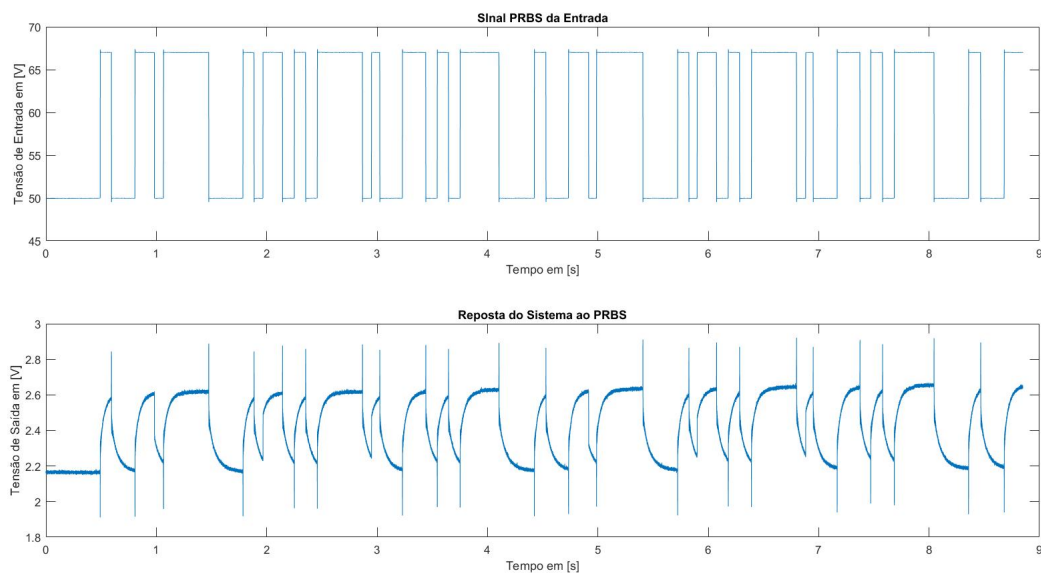
Por alguma razão, apesar da micropartícula ser a mesma, a tensão de tangência se alterou, indo para 55V , no décimo primeiro e décimo segundo teste, apesar da alteração

Figura 83: PRBS do experimento 7.



Fonte: Autor.

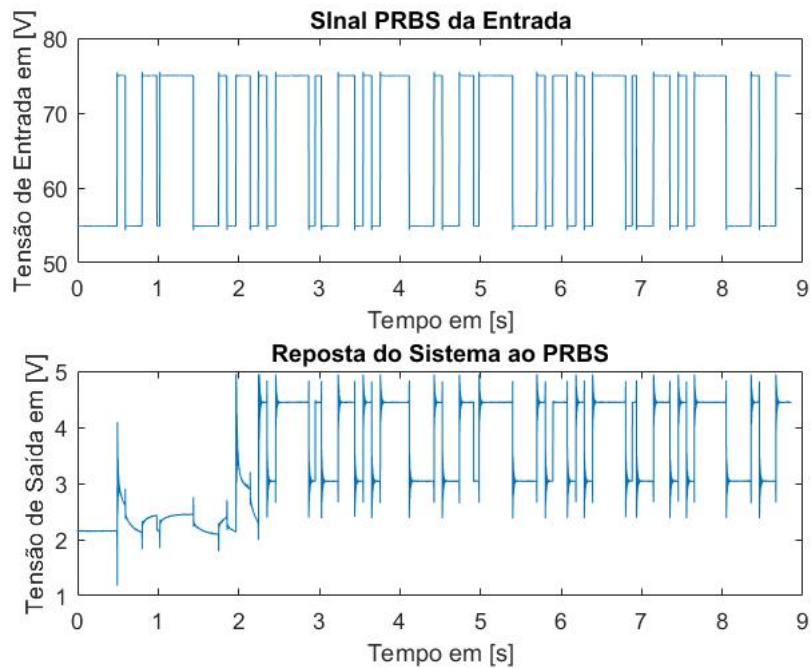
Figura 84: PRBS do experimento 9.



Fonte: Autor.

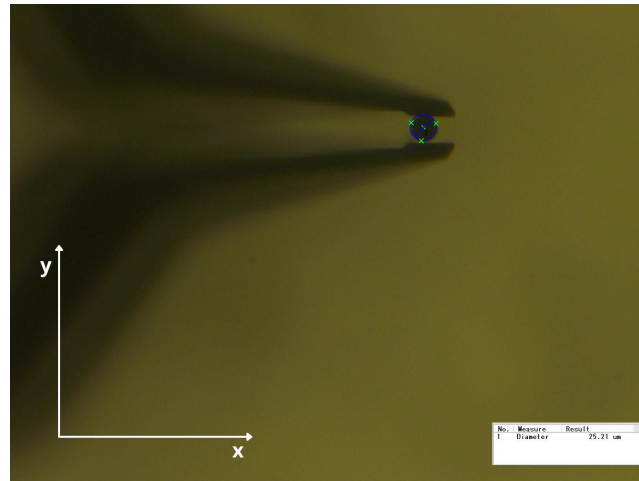
da micropartícula de diâmetro igual a $25.29\mu\text{m}$ como é apresentado na figura 87 provavelmente por conta da força aplicada a micropartícula, aparentemente rígida, se deformou e seu diâmetro diminuiu, entretanto não havia como comprovar essa alteração de medida. Nos últimos 4 experimentos foram amostrados na frequência 19.2KHz. Sendo que no décimo segundo aumentamos o degrau e a velocidade para 31V e 31kV/s.

Figura 85: PRBS do experimento 11.



Fonte: Autor.

Figura 86: Micropartícula dos experimentos 9, 10 e 11.

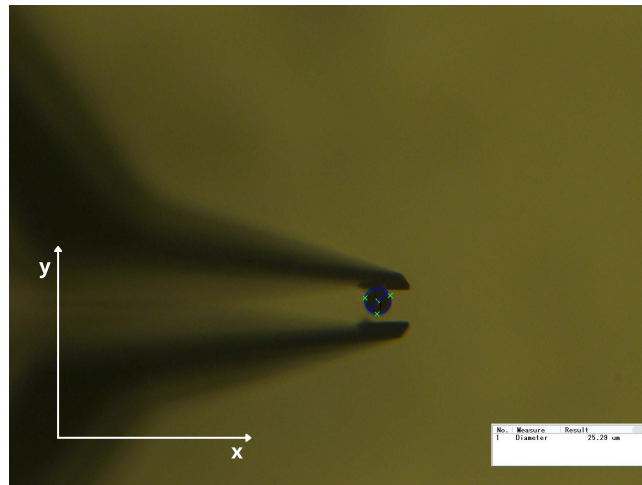


Fonte: Autor.

Na figura 85 está o resultado do décimo primeiro teste que no início teve um sinal tempestuoso e depois de alguns segundos tornou-se estável como desejávamos para a identificação do sistema. Apesar deste bom resultado, não foi possível reproduzi-lo novamente. Resolvemos partir para um novo processo de medição que consistia em avaliar mais informações a respeito de cada teste e repetir várias vezes com as mesmas características.

Dentre as novas características analisadas estão o tipo de cabo utilizado, com intuito de identificar se havia ruído provindo dele, a distância entre o solo e o conjunto microgarra

Figura 87: Micropartícula do experimento 12.

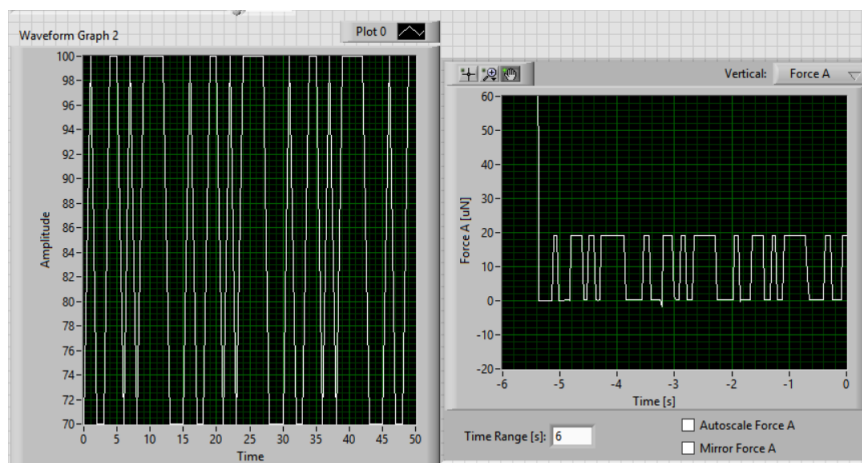


Fonte: Autor.

e micropartícula, Força Inicial junto da tensão de tangência e força final com a tensão final, além do degrau, tensão de fechamento da microgarra sem uma micropartícula antes de cada experimento, o número de repetições e, também, uma foto das micropartículas.

No décimo terceiro experimento a microgarra utilizada foi a mesma dos anteriores com ganho de força de $24.71\mu\text{N}/\text{V}$, velocidade de subida de $30\text{kV}/\text{s}$, feito no dia 4 de junho de 2019, com uma micropartícula de $27.47\mu\text{m}$ de diâmetro, tensão de tangência de 70V , com um degrau de 30V , com cabo construído em laboratório, elevado a $1000\mu\text{m}$ do solo, com frequência de amostragem de 19.2kHz e 30 repetições do PRBS. Note que nesse caso não foi marcado a tensão de fechamento da garra.

Figura 88: PRBS do experimento 14 em Labview.

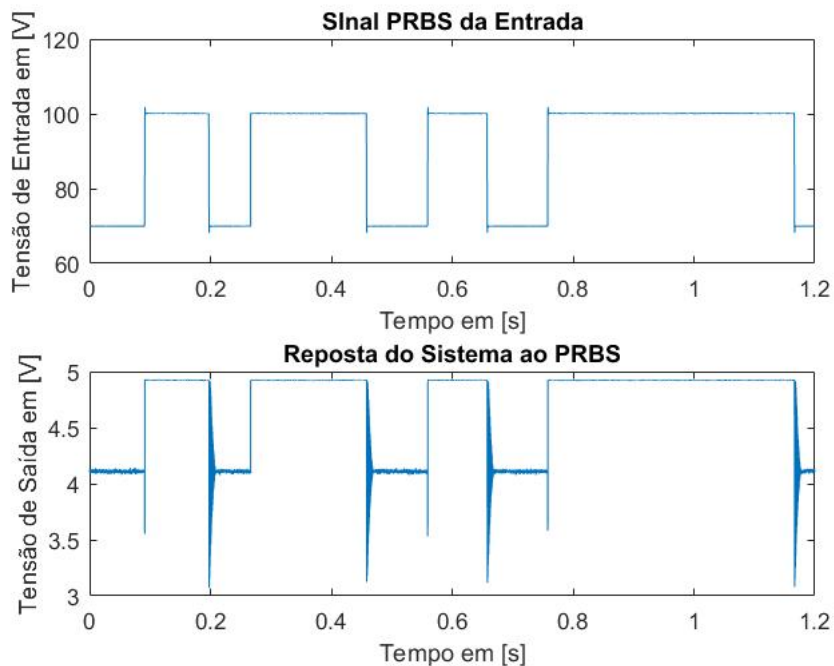


Fonte: Autor.

É importante ressaltar que levantamos o conjunto microgarra e micropartícula, pois o contato com solo causa um atrito maior que a interação gravitacional dado que o peso

da micropartícula em relação a força exercida é basicamente nulo, dado que é comprovado quando a micropartícula fica grudada na microgarra mesmo levantando-a, mas não permanece assim se estiver em contato com o solo.

Figura 89: PRBS do experimento 14.



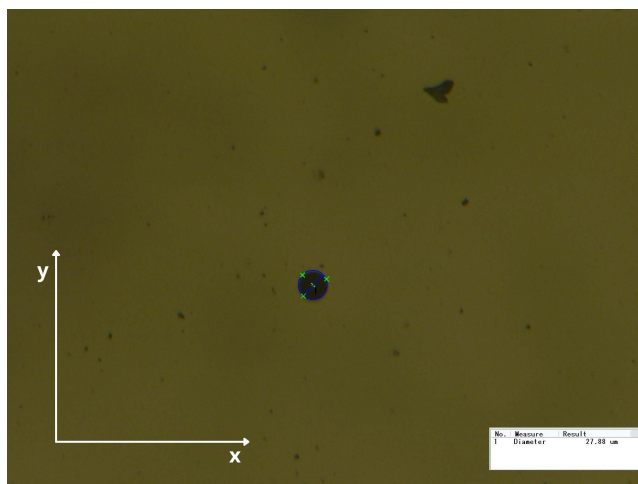
Fonte: Autor.

A partir deste experimento utilizamos um cabo mais robusto que não apresentava muitos ruídos. As mudanças entre o décimo terceiro e décimo quarto experimento são a micropartícula com diâmetro igual a $27.88\mu\text{m}$, representado na figura 90, tensão de fechamento da microgarra de 80V, força inicial de $48\mu\text{N}$ e força final de $68\mu\text{N}$, este experimento foi efetuado no dia 5 de junho de 2019. O PRBS foi construído em labview e está na figura 88 sendo o gráfico a esquerda o PRBS e o da direita a resposta da microgarra.

É demonstrado na figura 89 que o sinal adquirido pelo osciloscópio não ficou sincronizado e houve perda de dados apesar do resultado ter sido bem otimizado em relação à resposta ao PRBS. A força inicial dos experimentos anteriores era zero, entretanto resolvemos aumentar essa força inicial com o objetivo de pressionar a reação do sistema.

No décimo quinto experimento, apesar de ser a mesma micropartícula, a tensão de tangência mudou para 65V, o que pode indicar variação no diâmetro da micropartícula ou alguma deformação na microgarra, entretanto é importante ressaltar que os dois experimentos foram feitos em dias diferentes, sendo este efetuado no dia 6 de Junho de 2019, ainda que a temperatura do laboratório seja constante, algo pode ter acontecido de um dia para o outro.

Figura 90: Micropartícula dos experimentos 14 e 15.



Fonte: Autor.

A variação de tensão foi maior e de força proporcionalmente, ainda assim não houve variação no resultado que se manteve instável e inapropriado para obter uma função de transferência linear, além da tensão de fechamento da microgarra ter subido para 90V. Como visualmente o diâmetro da micropartícula não sofria deformação e dada a repetibilidade da situação já que os últimos três testes foram realizados 30 repetições, concluímos que a microgarra estava com algum defeito que não podíamos resolver nem identificar, então a trocamos.

REFERÊNCIAS

- BEYELER, F. et al. Monolithically fabricated microgripper with integrated force sensor for manipulating microobjects and biological cells aligned in an ultrasonic field. *Journal of microelectromechanical systems*, IEEE, v. 16, n. 1, p. 7–15, 2007.
- YOUNIS, M. I. Vibrations of lumped-parameter systems. In: *MEMS Linear and Nonlinear Statics and Dynamics*. [S.l.]: Springer, 2011. p. 13–56.
- MENCIASSI, A. et al. From”macro”to”micro”manipulation: models and experiments. *IEEE/ASME Transactions on mechatronics*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 311–320, 2004.
- LIU, X. et al. In situ mechanical characterization of mouse oocytes using a cell holding device. *Lab on a Chip*, Royal Society of Chemistry, v. 10, n. 16, p. 2154–2161, 2010.
- KIM, K. et al. Nanonewton force-controlled manipulation of biological cells using a monolithic mems microgripper with two-axis force feedback. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, IOP Publishing, v. 18, n. 5, p. 055013, 2008.
- NELSON, B. J.; SUN, Y.; GREMINGER, M. A. Microrobotics for molecular biology: Manipulating deformable objects at the microscale. In: SPRINGER. *Robotics Research. The Eleventh International Symposium*. [S.l.], 2005. p. 115–124.
- LIU, X. et al. Nanonewton force sensing and control in microrobotic cell manipulation. *The international journal of robotics research*, Sage Publications Sage UK: London, England, v. 28, n. 8, p. 1065–1076, 2009.
- WEBER, A. et al. Measuring the mechanical properties of plant cells by combining micro-indentation with osmotic treatments. *Journal of experimental botany*, Oxford University Press UK, v. 66, n. 11, p. 3229–3241, 2015.
- SAKAR, M. S. et al. Cellular forces and matrix assembly coordinate fibrous tissue repair. *Nature communications*, Nature Publishing Group, v. 7, p. 11036, 2016.
- CARROZZA, M. C. et al. Towards a force-controlled microgripper for assembling biomedical microdevices. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, IOP Publishing, v. 10, n. 2, p. 271, 2000.
- Vurchio, F. et al. Functional characterization of mems microgripper prototype for biomedical application: preliminary results. In: *2019 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications (MeMeA)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- TAKEICHI, Y. et al. Micromanipulation and pick-up system for x-ray diffraction characterization of micrometer-sized single particles. In: IOP PUBLISHING. *Journal of Physics: Conference Series*. [S.l.], 2014. v. 502, n. 1, p. 012008.
- Andersen, K. N. et al. Multimodal electrothermal silicon microgrippers for nanotube manipulation. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, v. 8, n. 1, p. 76–85, 2009.

Savia, M.; Koivo, H. N. Contact micromanipulation—survey of strategies. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, v. 14, n. 4, p. 504–514, 2009.

Xu, Q. Precision position/force interaction control of a piezoelectric multimorph microgripper for microassembly. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, v. 10, n. 3, p. 503–514, 2013.

Rakotondrabe, M.; Clevy, C.; Lutz, P. Modelling and robust position/force control of a piezoelectric microgripper. In: *2007 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 39–44.

Wang, F. et al. Smooth displacement/force switching control of a piezoelectric actuated microgripper for micro manipulation. In: *2019 IEEE International Conference on Manipulation, Manufacturing and Measurement on the Nanoscale (3M-NANO)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 216–219.

CHEN, X. et al. Designing a novel model of 2-dof large displacement with a stepwise piezoelectric-actuated microgripper. *Microsystem Technologies*, v. 26, n. 9, p. 2809–2816, set. 2020. ISSN 1432-1858.

Sheikh, S. A.; Shanmuganatham, T. A novel design microgripper based on electrothermal expansion principle. In: *2014 International Conference on Computer Communication and Informatics*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.

Vargas-Chable, P. et al. A novel electrothermal compliance microgripper. In: *2019 International Conference on Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 74–78.

Mayyas, M. et al. Design tradeoffs for electrothermal microgrippers. In: *Proceedings 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 907–912.

PASQUALE, G. D.; SOMÀ, A. Dynamic identification of electrostatically actuated mems in the frequency domain. *Mechanical Systems and signal processing*, Elsevier, v. 24, n. 6, p. 1621–1633, 2010.

MAYYAS, M.; STEPHANOU, H. Electrothermoelastic modeling of mems gripper. *Microsystem Technologies*, v. 15, n. 4, p. 637–646, abr. 2009. ISSN 1432-1858.

BOUDAUD, M.; HADDAB, Y.; GORREC, Y. L. Modeling and optimal force control of a nonlinear electrostatic microgripper. *IEEE/ASME Transactions on mechatronics*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 1130–1139, 2013.

CHEN, T. et al. Design and fabrication of a four-arm-structure mems gripper. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 56, n. 4, p. 996–1004, 2008.

BEYELER, F. et al. Design of a micro-gripper and an ultrasonic manipulator for handling micron sized objects. In: IEEE. *2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. [S.l.], 2006. p. 772–777.

XU, Q. Design, fabrication, and testing of an mems microgripper with dual-axis force sensor. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 15, n. 10, p. 6017–6026, 2015.

- KIM, K. et al. Elastic and viscoelastic characterization of microcapsules for drug delivery using a force-feedback mems microgripper. *Biomedical Microdevices*, Springer, v. 11, n. 2, p. 421, 2009.
- KIM, K. et al. Micronewton force-controlled manipulation of biomaterials using a monolithic mems microgripper with two-axis force feedback. In: IEEE. *2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. [S.l.], 2008. p. 3100–3105.
- RABENOROSOA, K.; CLÉVY, C.; LUTZ, P. Active force control for robotic micro-assembly: Application to guiding tasks. In: IEEE. *2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. [S.l.], 2010. p. 2137–2142.
- VIJAYASAI, A. P. et al. Haptic controlled three-axis mems gripper system. *Review of Scientific Instruments*, American Institute of Physics, v. 81, n. 10, p. 105114, 2010.
- NAPOLI, M. et al. Characterization of electrostatically coupled microcantilevers. *Journal of Microelectromechanical Systems*, IEEE, v. 14, n. 2, p. 295–304, 2005.
- TUMPOLD, D. et al. Linearizing an electrostatically driven mems speaker by applying pre-distortion. *Sensors and Actuators A: Physical*, Elsevier, v. 236, p. 289–298, 2015.
- KIM, K. et al. Investigation of mechanical properties of soft hydrogel microcapsules in relation to protein delivery using a mems force sensor. *Journal of Biomedical Materials Research Part A: An Official Journal of The Society for Biomaterials, The Japanese Society for Biomaterials, and The Australian Society for Biomaterials and the Korean Society for Biomaterials*, Wiley Online Library, v. 92, n. 1, p. 103–113, 2010.
- SARRAF, E. H. et al. Fpga-based novel adaptive scheme using pn sequences for self-calibration and self-testing of mems-based inertial sensors. *Journal of Electronic Testing*, Springer, v. 28, n. 5, p. 599–614, 2012.
- PIRIYANONT, B.; MOHEIMANI, S. R.; BAZAEI, A. Design and control of a mems micro-gripper with integrated electro-thermal force sensor. In: IEEE. *2013 Australian Control Conference*. [S.l.], 2013. p. 479–484.
- LJUNG, L. Initialisation aspects for subspace and output-error identification methods. In: IEEE. *2003 European Control Conference (ECC)*. [S.l.], 2003. p. 773–778.
- SHIRDEL, A. H.; BÖLING, J. M.; TOIVONEN, H. T. System identification in the presence of trends and outliers using sparse optimization. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 44, p. 120–133, 2016.
- ESMAILI, A. et al. Closed-loop identification for plants under model predictive control. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 72, p. 206–218, 2018.
- HERNÁNDEZ, M. R.; CHINEA-HERRANZ, J. A. Decentralized control and identified-model predictive control of divided wall columns. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 22, n. 9, p. 1582–1592, 2012.
- KHAJURIA, H.; PISTIKOPOULOS, E. N. Dynamic modeling and explicit/multi-parametric mpc control of pressure swing adsorption systems. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 21, n. 1, p. 151–163, 2011.

EBADAT, A. et al. Model predictive control oriented experiment design for system identification: A graph theoretical approach. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 52, p. 75–84, 2017.

GABANO, J.-D.; POINOT, T.; KANOUN, H. Lpv continuous fractional modeling applied to ultracapacitor impedance identification. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 45, p. 86–97, 2015.

WANG, Y.-Y.; HASKARA, I.; YANIV, O. Quantitative feedback design of air and boost pressure control system for turbocharged diesel engines. *Control engineering practice*, Elsevier, v. 19, n. 6, p. 626–637, 2011.

TUFA, L. D.; RAMASAMY, M.; SHUHAIMI, M. Improved method for development of parsimonious orthonormal basis filter models. *Journal of process Control*, Elsevier, v. 21, n. 1, p. 36–45, 2011.

COLINET, É. et al. Digital self-calibration method for mems sensors. *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, IEEE, v. 54, n. 4, p. 1438–1443, 2005.

RUFER, L. et al. On-chip testing of mems using pseudo-random test sequences. In: IEEE. *Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS 2003*. [S.l.], 2003. p. 50–55.

DHAYNI, A. et al. Pseudorandom functional bist for linear and nonlinear mems. In: IEEE. *Proceedings of the Design Automation & Test in Europe Conference*. [S.l.], 2006. v. 1, p. 1–6.

SABATER, A.; RHOADS, J. Parametric system identification of resonant micro/nanosystems operating in a nonlinear response regime. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Elsevier, v. 84, p. 241–264, 2017.

JAFARI, K. A parameter estimation approach based on binary measurements using maximum likelihood analysis-application to mems. *International Journal of Control, Automation and Systems*, Springer, v. 15, n. 2, p. 716–721, 2017.

GENNAT, M. et al. Determination of parameters with uncertainties for quality control in mems fabrication. *Journal of microelectromechanical systems*, IEEE, v. 22, n. 3, p. 613–624, 2013.

CANTY, N.; O'MAHONY, T.; CYCHOWSKI, M. T. An output error algorithm for piecewise affine system identification. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 20, n. 4, p. 444–452, 2012.

ABADIE, J. et al. Modeling and experimentation of a passive low frequency nanoforce sensor based on diamagnetic levitation. *Sensors and Actuators A: Physical*, Elsevier, v. 173, n. 1, p. 227–237, 2012.

BRENES, A. et al. Nondestructive gap dimension estimation of electrostatic mems resonators from electrical measurements. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Elsevier, v. 112, p. 10–21, 2018.

ABDEL-HAMID, W. et al. Improvement of mems-imu/gps performance using fuzzy modeling. *GPS Solutions*, Springer, v. 10, n. 1, p. 1–11, 2006.

- MIRZAZADEH, R.; MARIANI, S. Uncertainty quantification of microstructure—governed properties of polysilicon mems. *Micromachines*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 8, n. 8, p. 248, 2017.
- CHEN, L.-C. et al. Innovative automatic resonant mode identification for nano-scale dynamic full-field characterization of mems using interferometric fringe analysis. *Measurement Science and Technology*, IOP Publishing, v. 19, n. 12, p. 125303, 2008.
- Kalaifarasi, A. R.; Thilagar, S. H. Design and modeling of electrostatically actuated microgripper. In: *Proceedings of 2012 IEEE/ASME 8th IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 7–11.
- PELESKO, J. A.; BERNSTEIN, D. H. *Modeling Memes and Nems*. [S.l.]: CRC press, 2002.
- LIU, C. *Foundations of MEMS*. [S.l.]: Pearson Education India, 2012.
- BOUDAUD, M. et al. An output feedback lqv control strategy of a nonlinear electrostatic microgripper through a singular implicit modeling. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 28, p. 97–111, 2014.
- KHEIR, N. *Systems modeling and computer simulation*. [S.l.]: Marcel Dekker Inc New York, 1988.
- BOSCH, P. P. van den; KLAUW, A. C. van der. *Modeling, identification and simulation of dynamical systems*. [S.l.]: crc Press, 1994.
- LJUNG, L. *Practical Issues of System Identification*. [S.l.]: Linköping University Electronic Press, 2007.
- SÖDERSTRÖM, T.; STOICA, P. *System identification*. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1988.
- ASCHEPKOV, L. T. et al. *Optimal control*. [S.l.]: Springer, 2016.
- HOF, P. Van den; BOMBOIS, X.; COURSE, L. N. D. System identification for control. *Delft Center for Systems and Control, TU-Delft. Lecture notes, Dutch Institute for Systems and Control (DISC)*, 2004.
- LJUNG, L. *System identification Toolbox. United States of America. MathWorks*. [S.l.]: Inc, 2001.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable feedback control: analysis and design*. [S.l.]: Citeseer, 2007. v. 2.