



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica

Amanda Hellen Gonçalves

ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONTROLE DE
MOVIMENTO DE UMA PLATAFORMA STEWART DO
TIPO 6-UPUR

Bauru

2019

Amanda Hellen Gonçalves

ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONTROLE DE
MOVIMENTO DE UMA PLATAFORMA STEWART DO
TIPO 6-UPUR

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Bauru, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica na Área de Projetos Mecânicos, como parte dos requisitos necessários à obtenção de Título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Silveira

Coorientador: Prof. Dr. Mauricio Becerra Vargas

Bauru

2019

Gonçalves, Amanda Hellen.

Estudo experimental do controle de movimento de uma
plataforma Stewart do tipo 6-UPUR / Amanda Hellen

Gonçalves, 2019

137 f. : il.

Orientador: Marcos Silveira

Coorientador: Mauricio Becerra Vargas

Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2019

1. Robô Paralelo. 2. Plataforma de Stewart. 3.
Controle independente das juntas. 4. Identificação de
sistemas. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade
de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE Mestrado de AMANDA HELLEN GONÇALVES, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 19 dias do mês de julho do ano de 2019, às 14:00 horas, no(a) Anfiteatro da Diretoria Técnica de Informática da FEB, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. MARCOS SILVEIRA - Orientador(a) do(a) Departamento de Engenharia Mecânica / Faculdade de Engenharia de Bauru - UNESP, Prof. Dr. DOUGLAS DOMINGUES BUENO do(a) Departamento de Matemática / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Prof. Dr. FABRICIO CESAR LOBATO DE ALMEIDA do(a) Departamento de Engenharia de Biosistemas / Faculdade de Ciências e Engenharia de Tupã - UNESP, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE Mestrado de AMANDA HELLEN GONÇALVES, intitulada **ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONTROLE DE MOVIMENTO DE UMA PLATAFORMA STEWART DO TIPO 6-UPUR**. Após a exposição, a discente foi arguida oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADA . Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. MARCOS SILVEIRA 

Prof. Dr. DOUGLAS DOMINGUES BUENO

P/MARCOS

SILVEIRA Prof. Dr. FABRICIO CESAR LOBATO DE ALMEIDA 

*À minha família que sempre fez o possível e
o impossível para eu chegar onde estou.*

AGRADECIMENTOS

A gratidão transforma de dentro para fora, e deve ser por isso que o “agradecimentos”, pra mim, é a parte mais difícil do trabalho.

Primeiramente gostaria de dizer que se você está lendo meus agradecimentos, é porque por trás de toda minha determinação e força de vontade para alcançar meu objetivo, sempre existiu uma família que me apoiou em todas as minhas decisões e que não mediu esforços para que eu pudesse levar meus estudos adiante.

Dizer também que Deus tem planos para cada um de nós, mas a execução é de nossa responsabilidade. Então, agradeço a Deus por abrir-me as portas e me mostrar os caminhos. Agradeço a Ele por me dar forças para superar todas as dificuldades, e me mostrar mais uma vez que todo meu esforço vale a pena.

Agradeço ao Marcos Silveira por ser meu orientador, pela confiança, paciência e pelo conhecimento transmitido. Ao Maurício Becerra Vargas por ser meu coorientador e por todo tempo dedicado a me ensinar. Obrigada pelas correções, reuniões e amizade.

Aos meus colegas de pesquisa que contribuíram de alguma forma com meu trabalho. Agradeço em especial a Najla Varalta, o Lucas De Haro e a Alana Boaventura, que foram essenciais durante minha passagem por Bauru, obrigada pelas contribuições e pela amizade de vocês.

Agradeço ao meu namorado Bruno Tironi por ser a paciência materializada em um ser. Com você dividi todos os momentos e sua escuta me fortaleceu e incentivou. Aproveitando o parágrafo, agradeço a minha sogrinha por ter lido 150 páginas com amor e carinho, imagino, para ajudar este serzinho que aqui vós fala, obrigada pelas correções.

Agradeço todos meus amigos por ouvir minhas reclamações, me ajudar e incentivar, vocês são demais... até os de humanas ou biológicas.

A FEB - UNESP, o ICTS - UNESP e todo seu corpo docente, por contribuir no desenvolvimento do trabalho, bem como a Coordenação de aperfeiçoamento de pessoal de nível superior (CAPES) por auxiliar financeiramente no desenvolvimento da pesquisa.

Por fim e não menos importante, agradeço a todos aqueles que nunca me perguntaram se eu só estudo, vocês contribuíram para minha saúde mental.

"Eu faço da dificuldade a minha motivação, a volta por cima vem na continuação."

Chorão, Charlie Brown Jr.

RESUMO

GONÇALVES, A.H., ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONTROLE DE MOVIMENTO DE UMA PLATAFORMA STEWART DO TIPO 6-UPUR, Bauru, 2019, 137 p., Dissertação (Mestrado), Faculdade de Engenharia, UNESP - Universidade Estadual Paulista.

Robôs paralelos ou robôs de cadeia cinemática fechada vêm ganhando destaque no cenário industrial e acadêmico, principalmente diante da necessidade de robôs com altas acelerações e velocidades, alta relação capacidade de carga/peso e alta rigidez e precisão, motivo pelo qual são usados em simuladores de voo e robôs *pick-and-place*. Muitos trabalhos foram publicados tratando sobre o controle de posição de robôs paralelos, porém muitos mantiveram-se restritos ao estudo teórico, sem considerar algumas limitações na aplicação prática. Neste contexto, esta dissertação apresenta o projeto e a implementação prática de um controlador PD (Proporcional-Derivativo) independente para cada junta de um robô paralelo de seis graus de liberdade do tipo 6-UPUR (universal-prismática-universal-rotational) acionado por atuadores lineares eletromecânicos. Inicialmente foi realizada a calibração e o acondicionamento do sinal dos sensores de realimentação, do *driver* e dos atuadores eletromecânicos. Posteriormente, modelos matemáticos do comportamento dinâmico dos atuadores lineares foram identificados e, finalmente, considerando critérios de desempenho específicos para simuladores de voo, foram projetados os controladores para cada atuador. O desempenho de cada controlador foi avaliado por meio de sinais de entrada em degrau, rampa e parábola em coordenadas cartesianas e, por meio da cinemática inversa, foram calculadas as entradas desejadas para cada atuador. O desempenho do robô na frequência foi avaliado por meio de trajetórias senoidais em coordenadas cartesianas, funções descritivas e um sensor inercial de seis graus de liberdade. Os resultados obtidos mostraram as limitações do desempenho do robô, devido principalmente à saturação da amplitude da lei de controle, ruído no sensor de realimentação, zona morta e limitações de potência do atuador.

Palavras-chave: Robô paralelo, Plataforma de Stewart, Controle PID, Controle independente das juntas, Identificação de sistemas.

ABSTRACT

GONÇALVES, A.H., EXPERIMENTAL STUDY OF MOTION CONTROL OF A 6UPUR STEWART PLATFORM, Bauru, 2019, 137 p., Dissertation (Master degree), Faculty of Engineering, UNESP - São Paulo State University.

Parallel robots or closed kinematic chain robots has gained more attention from both in industry and in academic research, especially in view of the need for robot which high velocities and accelerations, high payload-weight ratio, high stiffness and accuracy. That is why they are used in flight simulators and robots pick-and-place. Many studies have been published addressing the problem of motion control of parallel robots, but many are limited to the theoretical study, without considering some limitations in practical application. In this context, this dissertation presents the design and practical implementation of independent-joint PD (Proportional-Derivative) controller for a 6-UPRU (universal-prismatic-universal-rotational) degree-of-freedom parallel manipulator driven by electromechanical linear actuators. First, the feedback sensors, drive and electromechanical actuators are calibrated, and their signals are processed. Later, mathematical models of the dynamical behaviour of the linear actuators are identified. Then, considering specific performance criteria for flight simulators, the controller for each actuator is designed. The performance of each controller was evaluated for step, ramp and parabolic inputs in cartesian coordinates, then the cartesian trajectory is converted to desired actuator trajectory by using inverse kinematics. The performance of the robot was evaluated in frequency domain using sinusoidal inputs in cartesian coordinates, describing functions and a six degree of freedom inertial measurement unit (IMU). The results showed the limitations on the performance of the robot, mainly due to controller saturation, feedback sensor noise, dead zone and power limitations of the actuator.

Key words: Parallel robot, Stewart platform, PID control, Independent joint control, System identification.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Justificativa	15
1.2	Objetivos	15
1.3	Descrição da dissertação	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1	Topologia do robô paralelo	18
2.2	Análise Cinemática	20
2.3	Esquemas de controle de um robô paralelo	22
2.4	Estado da arte relacionada com a implementação prática de controladores em topologias robóticas do tipo Plataforma Stewart	24
2.5	Índices de desempenho para resposta de um sistema de controle em malha fechada	28
2.6	Critério de estabilidade	33
2.7	Controle PID	34
2.8	Requisitos de desempenho de plataformas de movimentos de simuladores de voo	35
3	EQUIPAMENTO EXPERIMENTAL	38
3.1	Infraestrutura	38
3.2	<i>Matlab/Simulink</i> e biblioteca RTI (<i>Real Time Interface</i>)	39
3.3	Placa controladora - dSPACE	39
3.4	Kit desenvolvimento MTI-G-700 (Sensor Inercial)	40

3.5	Robô paralelo	45
4	METODOLOGIA	50
4.1	Calibração do sensor de realimentação - Potenciômetro	50
4.2	Análise Espectral	53
4.3	Calibração do <i>driver</i> do atuador linear	56
4.4	Determinação experimental do modelo dinâmico do atuador	58
4.5	Projeto do controlador	62
4.6	Avaliação do desempenho do controlador	67
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	69
5.1	Levantamento da curva de calibração do potenciômetro	70
5.2	Análise espectral do sinal de saída do potenciômetro	73
5.3	Aplicação de um filtro <i>Butterworth</i> no sinal de saída do potenciômetro	75
5.4	Determinação da faixa de saturação do <i>driver</i> do atuador	77
5.5	Determinação da tensão de <i>offset</i> dos atuadores	78
5.6	Determinação experimental da planta por um sistema de 1 ^a ordem (atuadores sem carga)	80
5.7	Determinação experimental da planta por um sistema de 2 ^a ordem criticamente amortecido (atuadores sem carga)	82
5.8	Identificação experimental da planta considerando uma entrada rampa	83
5.9	Sintonia dos controladores PD no domínio da frequência	87
5.10	Sintonia do controlador PD no domínio do tempo	90
5.11	Acompanhamento de trajetórias em espaço das juntas	92
5.12	Função descritiva - acompanhamento em espaço cartesiano	95
6	CONCLUSÕES	98
7	TRABALHOS PUBLICADOS	100
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	101

APÊNDICES	106
A CALIBRAÇÃO DO POTENCIÔMETRO	106
A.1 Dados de aquisição da relação [V] X [mm]	107
A.2 Comparação entre os métodos (<i>Lookup Table</i> e regressão linear)	109
A.3 Validação experimental do método de regressão linear	110
B ANÁLISE ESPECTRAL	112
B.1 Análise dos sinais	113
B.2 Comparação entre os sinais filtrados e não filtrado do potenciômetro	116
C SATURAÇÃO DE TENSÃO DE ENTRADA DO <i>DRIVER</i>	119
D RESPOSTAS TEÓRICAS/EXPERIMENTAIS DO COMPORTAMENTO DA PLANTA	122
D.1 Comparação em velocidade do comportamento teórico em relação ao experimental dos atuadores	123
D.2 Validação da função de transferência identificada	126
E ACOMPANHAMENTO EXPERIMENTAL DE TRAJETÓRIAS PARA UMA ENTRADA DEGRAU, RAMPA E PARÁBOLA DE REFERÊNCIA	127
E.1 Degrau	128
E.2 Rampa	133
E.3 Parábola	135

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem-se testemunhado um desenvolvimento importante no uso de robôs no mundo industrial. No entanto, a estrutura mecânica dos robôs mais populares, os robôs seriais, não parecem apropriadas para certas aplicações que estão sendo cada vez mais utilizadas pela indústria, como por exemplo, robôs *pick and place* ultrarrápidos, simuladores de movimentos, máquinas-ferramentas de alta precisão, etc.

Com o desenvolvimento da automação industrial e da robótica sendo motivado pelas preocupações relacionadas com o aumento da produtividade, qualidade e a segurança no trabalho, permitindo ao ser humano a redução do esforço e o conforto nas atividades do processo produtivo nas indústrias, é comum associar o uso de cadeias cinemáticas abertas (remetendo ao braço humano), robôs seriais, como robôs manipuladores.

Um robô serial consiste em uma sequência de elos conectados em série através de juntas, geralmente, juntas prismáticas ou de revolução, o que permite que o robô realize movimentos envolvendo grandes deslocamentos (amplo espaço de trabalho) comparado com o espaço que eles ocupam, e dependendo do número de graus de liberdade, eles também possuem excelente manobrabilidade (habilidade de contornar obstáculos).

A principal desvantagem desse tipo de robô é sua baixa capacidade de carga devido a sua estrutura serial (comportamento semelhante a uma estrutura engastada), apresentando vibrações com altas velocidades e flambagem de seus elos quando submetido a altas cargas, comprometendo o desempenho dinâmico e a precisão de posicionamento (MERLET, 2006).

Manipuladores paralelos (cadeias cinemáticas fechadas) podem ser adotadas para amenizar o peso do próprio manipulador e conseqüentemente, aumentar a capacidade de carga. Merlet (2006) define um manipulador paralelo como um mecanismo que consiste de uma plataforma móvel com n -graus de liberdade e uma base fixa, interligadas por n -cadeias cinemáticas independentes, formadas por no mínimo dois elos e acionadas por um único atuador linear ou rotacional.

Nesta configuração, como todos os atuadores estão posicionados sobre uma base comum, cada um deles não precisa do apoio ou da unidade de massa dos outros, podendo

dessa maneira, lidar com cargas pesadas e ainda ser energeticamente eficiente, tendo em vista que vários atuadores agem sobre o mesmo corpo, o que resulta uma carga efetiva (*payload*) com baixa inércia. Por conseguinte, movimentos de alta frequência podem ser simulados para a mesma potência de acionamento comparado com robôs seriais. Por esse motivo as estruturas paralelas são usadas em simuladores de voo e robôs *pick-and-place* ultrarrápidos.

A alta precisão de posicionamento desta estrutura deve-se a sua alta rigidez e pela configuração paralela permitir que o erro produzido em sua cadeia cinemática não seja acumulativo como em cadeias cinemáticas abertas. Pode-se citar por exemplo sua aplicação em cirurgias de alta complexidade e a utilização em centros de usinagem de alta precisão. As principais desvantagens em sua utilização, no entanto, referem-se ao espaço de trabalho reduzido, interferência e acoplamento dinâmico entre atuadores e existência de singularidades internas no espaço de trabalho (MERLET, 2006). Não obstante, na maioria dos casos, estas desvantagens podem ser superadas pelo requisitos da aplicação.

Em geral, a escolha de um mecanismo paralelo é justificado pela alta relação capacidade de carga/peso, alta rigidez, alta precisão de posicionamento, alta capacidade de carga e alta velocidade.

Dentre os manipuladores paralelos mais usados, e especialmente utilizados em aplicações de controle de movimento espacial (seis graus de liberdade), está o manipulador paralelo conhecido na área acadêmica como plataforma de Stewart (segundo os fatos históricos, essa configuração deveria ser chamada de plataforma de Gough-Stewart-Capple (BONEV, 2003)). As aplicações deste tipo de estrutura incluem principalmente: Simuladores de movimento (CAE, 2018; TOYOTA MOTORSPORT GMBH (TMG), 2007; NEHAOUA; ARIQUI; MAMMAR, 2011; HE; FAN; MA, 2005), sendo no Brasil a obrigatoriedade do uso de um simulador de direção em todos os Centros de Formação de Condutores para habilitação na categoria “B” prevista na resolução nº 543 de 15/07/2015 /CONTRAN (Conselho Nacional de Trânsito), máquinas-ferramentas de alta precisão (GARAGIC; SRINIVASAN, 2004), dispositivos de alta precisão e sensores de força (PHYSIK INSTRUMENTE (PI), 2018), pesquisa e terapia em reabilitação, simuladores para treinamento equestre (ESKOLA; HANDROOS, 2013), controle de vibração (PREUMONT *et al.*, 2007), dispositivos hápticos (FAULRING; COLGATE; PESHKIN, 2004), guindaste (LYTLE; PROCTOR; SAIDI, 2008), instalador de tubulações (KIM; BERNOLD, 2008), etc.

É importante ressaltar que todas as vantagens das arquiteturas paralelas citadas acima são tipicamente presentes em aplicações práticas se os componentes do mecanismo paralelo (*hardware e software*) apresentam alto nível de desempenho.

1.1 JUSTIFICATIVA

Vários trabalhos detalham uma abordagem teórica sobre o controle de robôs paralelos do tipo plataforma de Stewart, porém, na prática, algumas limitações físicas que podem degradar o desempenho do sistema de controle, especialmente no sistema de acionamento, não são consideradas no projeto teórico, como por exemplo, velocidade máxima dos atuadores, saturação do *driver* de acionamento do atuador, a presença de ruído no sensor de alimentação, a presença de zona morta na resposta do atuador, entre outros.

Diante disso, propõem-se neste trabalho uma abordagem prática no projeto e implementação de uma técnica de controle PID no espaço das juntas para um robô paralelo do tipo 6-UPUR acionado por atuadores lineares eletromecânicos.

De forma geral, o funcionamento lógico do robô é desenvolvido experimentalmente, tendo como legado uma infraestrutura pronta para futuras implementações de novas técnicas de controle com a comunicação do robô assegurada.

Além disso, com o desenvolvimento deste trabalho voltado a controladores sintonizados baseando-se nos requisitos de desempenho aplicados a simuladores de voo, é possível futuramente implementar um simulador partindo de seu sistema de movimento.

1.2 OBJETIVOS

Conforme o que foi exposto anteriormente, o principal objetivo deste trabalho consiste na modelagem, identificação, projeto, simulação e implementação experimental do sistema de controle de um robô paralelo com seis graus de liberdade do tipo 6-UPUR acionado por meio de atuadores lineares eletromecânicos.

1.2.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Obter modelos matemáticos do sistema de acionamento do robô paralelo formado por atuadores lineares eletromecânicos para projetar os controladores;
- Projetar, a partir da técnica de controle PID (proporcional-integrativo-derivativo), um controlador independente para cada junta de um robô paralelo;
- Aplicar a técnica estudada no controle de um robô real;
- Avaliar o desempenho do controlador implementado, viabilizando a aplicação do mesmo fora do ambiente de simulação;
- Comparar os resultados obtidos para detalhar as vantagens para os diferentes projetos realizados.

1.3 DESCRIÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está subdividida em 7 capítulos, sendo o primeiro capítulo composto de uma introdução ao projeto, motivação, objetivos principais da pesquisa e uma breve apresentação dos demais capítulos.

O Capítulo 2 traz uma revisão bibliográfica abordando as estruturas de controle que podem ser aplicadas à manipuladores paralelos, a topologia do mecanismo, um breve histórico com as implementações práticas de controladores para manipuladores paralelos com 6 graus de liberdade, uma revisão definindo os critérios de desempenho para os sistemas de 1ª e 2ª ordem e uma introdução a técnica de controle PID.

No Capítulo 3 são apresentados os equipamentos utilizados para a simulação e o desenvolvimento experimental do projeto.

Aborda-se no Capítulo 4 toda a metodologia utilizada no desenvolvimento da dissertação, desde a calibração do sensor de realimentação do sistema até a determinação e escolha dos requisitos de desempenho para projeto dos controladores.

Apresentam-se no Capítulo 5 os resultados experimentais obtidos após utilização da metodologia descrita no Capítulo 4. Quanto a análise dos resultados, uma breve discussão sobre elas é realizada no decorrer de cada seção.

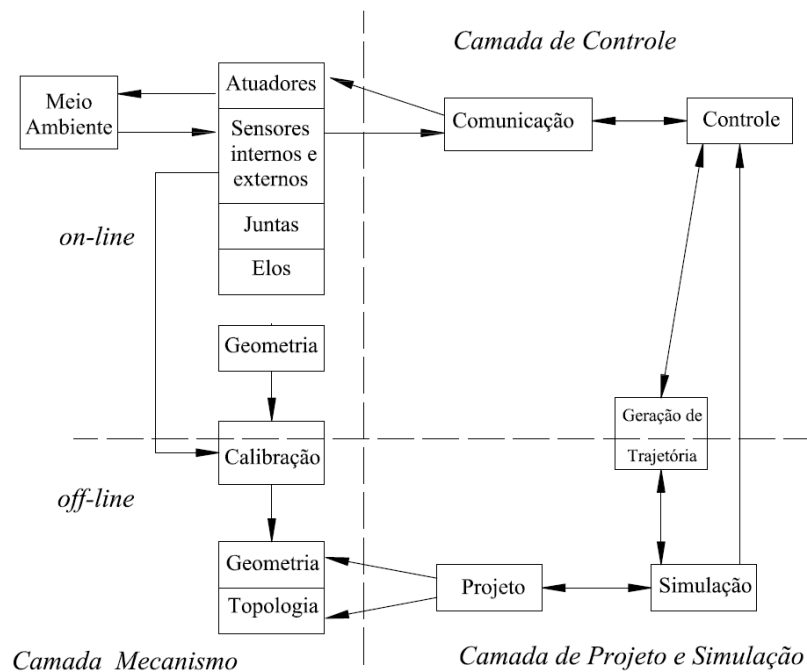
As conclusões do trabalho podem ser encontradas no Capítulo 6. Finalmente no Capítulo 7, são mostrados os trabalhos publicados referente ao trabalho desenvolvido.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os robôs de estrutura mecânica paralela (robôs paralelos) podem ser divididos em camadas como mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1: Divisão por camadas de um robô paralelo



Fonte: (MERLET, 2002), 2018.

1) A camada *mecanismo*, representa a arquitetura mecânica definida inicialmente por um modelo teórico constituído por:

- A topologia do mecanismo, isto é, o arranjo das juntas, dos elos e dos atuadores para produzir o movimento desejado.
- A geometria do mecanismo, isto é, as dimensões dos elos, a distribuição das juntas e localização dos eixos das juntas.

Porém, em aplicações práticas deve ser considerado:

- A geometria real e as características físicas das juntas, dos elos e dos atuadores.
- Os sensores internos (usados para o controle de movimento) e externos (usados para obter informação do ambiente em torno do robô e algumas vezes para o controle de movimento).

2) A camada de *controle* consiste de:

- “Comunicação”, módulo que permite a transferência de informação entre os sensores e atuadores do mecanismo com o controlador.
- “Controle”, que pode ser dividido em
 - Gerador de trajetória, que permite calcular a sequência de movimentos que deve ser acompanhado pelo mecanismo.
 - O controlador, que garante o acompanhamento das trajetórias desejadas.

3) A camada de *projeto e simulação* consiste de:

- Módulo de projeto, que permite determinar teoricamente a topologia e a geometria que melhor se adapte a uma tarefa predefinida a ser realizada pelo mecanismo.
- Módulo de simulação, que permite simular o comportamento do robô para uma dada topologia e geometria.

4) A camada “calibração”, permite compensar erros que não foram levados em conta no modelo nominal em relação a sua estrutura real, tais como, erros nos parâmetros cinemáticos, deformação da estrutura, folgas, desalinhamento, etc.

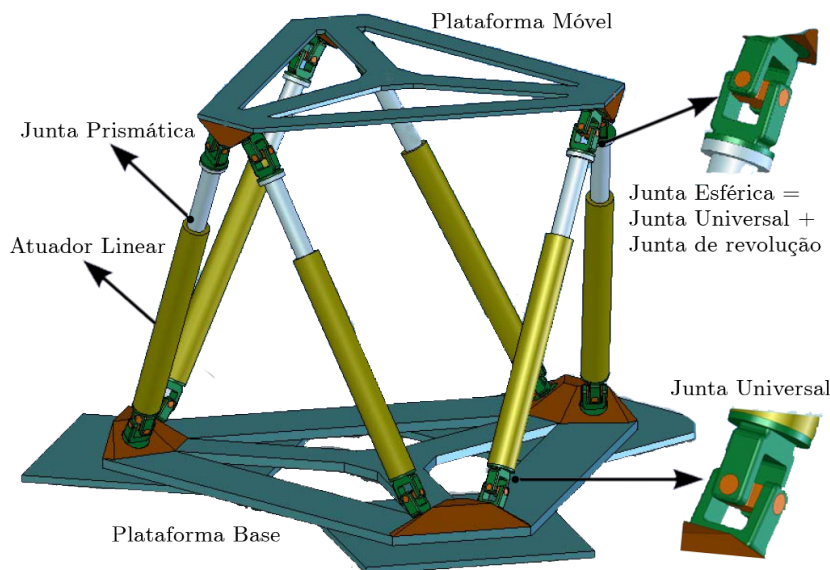
2.1 TOPOLOGIA DO ROBÔ PARALELO

A arquitetura do mecanismo paralelo utilizado neste trabalho é baseada na plataforma de Stewart (BONEV, 2003). Este tipo de arquitetura também é conhecida como arquitetura paralela 6-6 (seis pontos de fixação entre os atuadores, a plataforma base e a plataforma móvel) ou arquitetura paralela 6-UPS (*universal-prismatic-spherical*). A arquitetura 6-UPS, é a mais popular quando trata-se de um robô paralelo de 6 graus de liberdade (GDL), apesar da existência de topologias cinematicamente equivalentes, como a 6-PUS (*prismatic-universal-spherical*) (NARAYANAN *et al.*, 2010), 6-SPS (*spherical-prismatic-spherical*) (HUANG; FU, 2005) e a Hexa robot (UCHIYAMA, 1993).

O robô em estudo consiste basicamente de duas plataformas conectadas por seis atuadores lineares atuando em paralelo como mostra a Figura 2.2. O extremo inferior do

atuador é conectado à plataforma base por meio de uma articulação universal, uma junta prismática entre a haste do atuador e o cilindro, e o extremo superior do atuador é conectado à plataforma móvel por meio de uma articulação esférica. Desse modo, a plataforma móvel tem seis graus de liberdade (dentro de seu espaço de trabalho) relativa à plataforma base. O movimento relativo entre as duas plataformas é produzido variando os comprimentos dos atuadores lineares (BECERRA-VARGAS; BELO, 2014).

Figura 2.2: Arquitetura paralela 6-UPUR, identificação das juntas do robô



Fonte: (BECERRA-VARGAS, 2009).

Devido a problemas de rigidez e o limitado deslocamento angular das juntas esféricas (também conhecidas como terminais de rótula) são usadas juntas universais combinadas com juntas de rotação (cinematicamente equivalente a uma junta esférica) como mostrado na Figura 2.2. Esta configuração poderia ser chamada de 6-UPUR (*universal-prismatic-universal-rotational*).

Os graus de liberdade de um robô representam o número de parâmetros (independentes) necessários para definir a posição e orientação de qualquer componente do robô em qualquer instante de tempo. Fisicamente, o número de graus de liberdade determina a quantidade mínima de juntas motorizadas para poder controlar o robô.

Para determinação dos graus de liberdade de um robô, normalmente emprega-se o critério de *Kutzbach-Chebyshev-Grübler*. O critério de *Kutzbach-Chebyshev-Grübler* para um robô no espaço tridimensional pode ser definido pela seguinte equação (NORTON; WANG, 2004):

$$N = 6(B - 1) - 5n_{j1} - 4n_{j2} - 3n_{j3} - 2n_{j4} - n_{j5}, \quad (2.1)$$

na qual, N representa os números de graus de liberdade, B indica o número total de

corpos (incluindo o solo), n_{j1} , n_{j2} , n_{j3} , n_{j4} e n_{j5} , representam o número de juntas com 1, 2, 3, 4 e 5 graus de liberdade, respectivamente.

Utilizando a Eq.(2.1) para uma plataforma de Stewart (topologia 6-UPS) determina-se que os graus de liberdade é igual a 6.

2.2 ANÁLISE CINEMÁTICA

A análise cinemática é necessária para o controle de movimento de qualquer robô com estrutura mecânica serial ou paralela. A análise cinemática permite o estudo de dois problemas fundamentais da robótica: o problema da cinemática direta e o problema da cinemática inversa. O primeiro descreve o movimento da plataforma móvel como uma função dos movimentos dos atuadores lineares. O último refere-se ao problema inverso e sua solução é de fundamental importância no controle de robôs paralelos no espaço das juntas como mostrado na Seção 2.3.

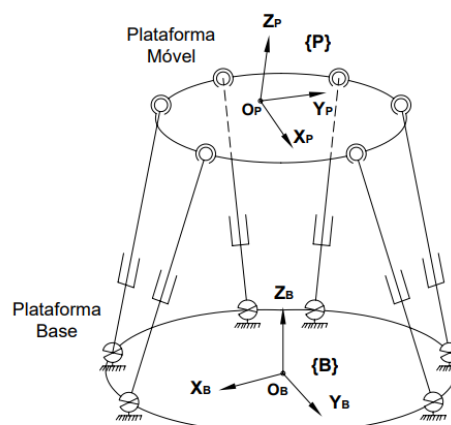
2.2.1 CINEMÁTICA INVERSA

Para o controle do robô paralelo em espaço das juntas, é necessária a transformação das coordenadas cartesianas em coordenadas das juntas por meio da cinemática inversa.

A cinemática inversa possibilita a determinação das variáveis das juntas em termos da posição e orientação do robô paralelo, ou seja, dada a postura do robô, é possível calcular os comprimentos dos atuadores.

Para o cálculo da cinemática inversa é necessário que se determine, primeiramente, dois sistemas de coordenadas de referência fixos no robô para descrever sua posição e orientação (postura), sendo o sistema de coordenadas $\{P\}$ fixo à plataforma móvel e o sistema de coordenadas $\{B\}$ fixo à base, conforme mostra a Figura 2.3.

Figura 2.3: Sistemas de coordenadas da plataforma de Stewart



Fonte: (BECERRA-VARGAS; BELO, 2015).

A partir dos ângulos de Euler, pode-se definir a orientação do sistema de coordenadas $\{\mathbf{P}\}$ em relação ao sistema de coordenadas $\{\mathbf{B}\}$ rotacionando o sistema de coordenadas $\{\mathbf{B}\}$ das seguintes formas:

1. rotação de um ângulo ψ do sistema de coordenadas $\{\mathbf{B}\}$ em torno do eixo Z_B , obtendo o sistema de coordenadas $\{\mathbf{B}'\}$;
2. rotação de um ângulo θ em torno do eixo Y'_B , obtendo o sistema de coordenadas $\{\mathbf{B}''\}$;
3. rotação de um ângulo ϕ em torno do eixo X''_B , obtendo assim o sistema de coordenadas $\{\mathbf{P}\}$.

Sendo assim, a matriz de rotação, \mathfrak{R} , é dada pelo produto das três matrizes de rotação, resultando em:

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_{Z_b}(\psi)\mathfrak{R}_{Y'_B}(\theta)\mathfrak{R}_{X''_B}(\phi) \quad (2.2)$$

Deste modo:

$$\mathfrak{R} = \begin{bmatrix} C\psi C\theta & C\psi S\theta S\phi - C\phi S\psi & C\psi C\phi S\theta + S\psi S\phi \\ C\theta S\psi & C\psi C\phi + S\psi S\theta S\phi & C\phi S\psi S\theta - C\psi S\phi \\ -S\theta & C\theta S\phi & C\theta C\phi \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

na qual, $S(\cdot)$ e $C(\cdot)$ são as funções seno e cosseno, respectivamente.

Considerando o vetor posição, \mathbf{S} (Figura 2.4), o comprimento do atuador pode ser dado por:

$$\mathbf{S} = \mathfrak{R}\mathbf{p} + \mathbf{t} - \mathbf{b}, \quad (2.4)$$

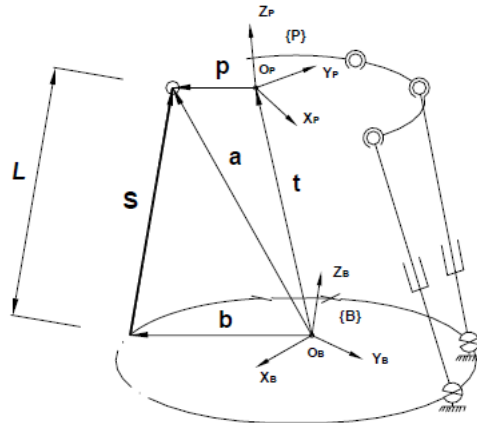
na qual, \mathbf{p} e \mathbf{b} , representam a posição da junta esférica na plataforma móvel e a posição da junta universal na plataforma base respectivamente. A variável \mathbf{t} representa a posição do centroide da plataforma móvel em relação ao sistema de coordenadas $\{\mathbf{B}\}$, deste modo:

$$\mathbf{t} = [x \quad y \quad z]^T, \quad (2.5)$$

na qual, x , y e z representam os deslocamentos da plataforma no plano cartesiano. Assim, a magnitude do comprimento dos atuadores pode ser escrita como:

$$L = \|\mathbf{S}\| \quad (2.6)$$

Figura 2.4: Vetor posição de um atuador



Fonte: (BECERRA-VARGAS; BELO, 2015).

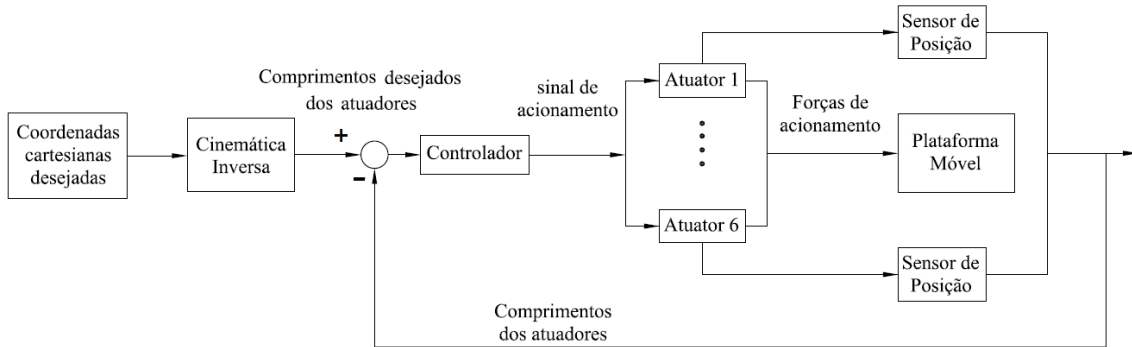
2.3 ESQUEMAS DE CONTROLE DE UM ROBÔ PARALELO

O sistema de controle tem o objetivo de controlar o robô paralelo, por meio do acionamento dos atuadores lineares, de tal forma que o mesmo reproduza as trajetórias desejadas de uma forma precisa, estável e robusta.

As trajetórias desejadas, normalmente, são tratadas em função da posição e orientação da plataforma móvel do robô paralelo (espaço cartesiano), enquanto as ações de controle são realizadas diretamente nos atuadores (espaço das juntas). Esse fato nos leva a considerar dois tipos gerais de esquemas de controle:

- Controle em espaço das juntas (Figura 2.5): As trajetórias desejadas correspondem aos comprimentos dos atuadores calculados a partir da cinemática inversa. Estas trajetórias desejadas são comparadas com os comprimentos reais dos atuadores, isto é, o controlador é alimentado pelos erros de posição dos atuadores. O comprimento de cada atuador é medido por um sensor de posição solidário com a haste do atuador.

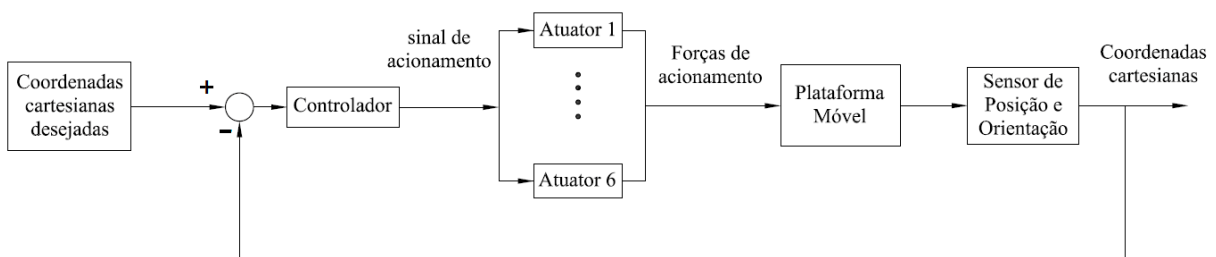
Figura 2.5: Diagrama de blocos representando o esquema de controle em espaço das juntas



Fonte: Adaptado de (BECERRA-VARGAS; BELO, 2012).

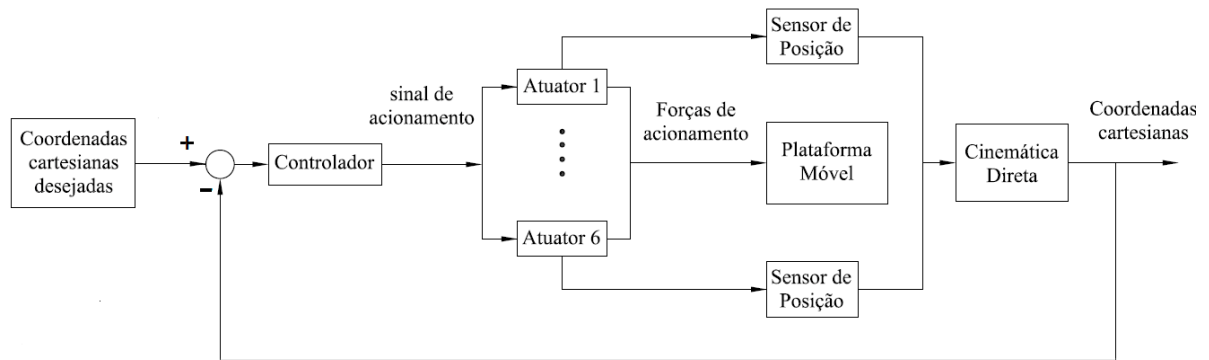
- Controle no espaço cartesiano (Figuras 2.6 e 2.7): As trajetórias desejadas correspondem à posição e orientação da plataforma (coordenadas cartesianas). Estas trajetórias desejadas são comparadas com a posição linear e angular do centroide da plataforma móvel, isto é, o controlador é alimentado pelos erros da posição e orientação da plataforma móvel, como mostrado na Figura 2.6. A posição e a orientação são medidas por um sensor de seis graus de liberdade alojado estrategicamente na plataforma. O uso desse tipo de medição pode ter dois inconvenientes: o custo de aquisição de um sensor de seis graus de liberdade e as incertezas na posição exata do centróide da plataforma móvel. Contudo, quando somente se dispõe das medidas dos comprimentos dos atuadores, que é o mais comum, o problema da cinemática direta deve ser solucionado *on-line* (Figura 2.7).

Figura 2.6: Diagrama de blocos representando o esquema de controle em espaço cartesiano, medindo as coordenadas cartesianas



Fonte: Adaptado de (BECERRA-VARGAS; BELO, 2012).

Figura 2.7: Diagrama de blocos representando o esquema de controle em espaço cartesiano, medindo os comprimentos dos atuadores



Fonte: Adaptado de (BECERRA-VARGAS; BELO, 2012).

2.4 ESTADO DA ARTE RELACIONADA COM A IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE CONTROLADORES EM TOPOLOGIAS ROBÓTICAS DO TIPO PLATAFORMA STEWART

O estado da arte relacionado com o estudo de robôs com estrutura mecânica paralela, tem relacionado tópicos que têm sido amplamente pesquisados durante estas últimas décadas, como por exemplo, o projeto mecânico, a análise cinemática e dinâmica, singularidades, projeto do sistema de controle, entre outras.

Para efeito deste trabalho, nesta breve revisão foram consideradas topologias do tipo plataforma Stewart (acionadas por atuadores eletromecânicos) no que diz a respeito de implementações práticas do sistema de controle, de forma a incluir aspectos relacionados com o esquema e a técnica de controle, trajetórias de referências, atuadores de acionamento, topologia do robô e identificação ou modelagem dinâmica, principalmente e, priorizando o controle de movimento, especialmente, os simuladores de movimento.

A partir do primeiro artigo publicado em relação à análise cinemática, singularidades e alguns meios mecânicos para o controle de um manipulador paralelo acionado por atuadores lineares escrito por Stewart em 1965 (STEWART, 1965), surge um vasto número de artigos relacionados a este tipo de configuração de manipulador paralelo, chamado de plataforma de Stewart.

Um dos primeiros artigos publicados e relacionado com a implementação prática de uma plataforma Stewart do tipo UPS (*Universal-Prismatic-Spherical*) foi desenvolvido por Fichter (1986). O estudo limitou-se a análise cinemática e dinâmica, e a construção do robô foi realizada de tal forma que, a distribuição das juntas na plataforma base e móvel fosse arranjada em hexágonos semi-regulares. Atuadores lineares eletromecânicos foram utilizados para o acionamento do robô.

Posteriormente, alguns trabalhos foram realizados na construção de estruturas robóticas paralelas do tipo plataforma Stewart acionadas por atuadores eletromecânicos (NGUYEN *et al.*, 1991; CLEARY; ARAI, 1991; ARAI *et al.*, 1991), porém, esses trabalhos limitaram-se ao estudo cinemático, singularidades e implementação prática do acionamento do robô sem apresentar informação sobre o projeto e implementação do sistema de controle.

Inicialmente, técnicas de controle independente para cada junta, onde cada atuador é controlado independentemente e não é considerado o acoplamento dinâmico entre atuadores e a plataforma móvel, foram aplicadas neste tipo de topologia robótica como mostrado em Nguyen *et al.* (1993), onde um esquema de controle adaptativo no espaço de juntas foi implementado num manipulador paralelo baseado na plataforma de Stewart acionada por motores elétricos de corrente contínua. A estrutura estudada forma parte de um dispositivo (HRTE) desenvolvido para emular operações espaciais.

O esquema de controle adaptativo é composto de controladores PD cujos ganhos são ajustados por uma lei adaptativa baseada no conceito do controle adaptativo do modelo de referência (MRAC) e o método direto de Lyapunov considerando a hipótese que o movimento da plataforma é lento comparado com a taxa de adaptação do controlador. Neste estudo, o comportamento dinâmico dos atuadores não é considerado. Também não fica claro a conversão entre força e tensão nos atuadores, considerando que a saída do controlador representa as forças desejadas nos atuadores enquanto os atuadores são acionados por tensão.

Estudos experimentais foram realizados considerando trajetórias circulares e verticais de baixa frequência sob mudanças de entradas de grau de carga. Os experimentos mostraram que o esquema de controle adaptativo fornece uma capacidade superior de seguimento comparado com controladores de ganho fixo.

Quando existem requisitos mais severos do comportamento dinâmico do robô, como por exemplo, movimentos de alta frequência, o acoplamento dinâmico entre os atuadores e a plataforma móvel devem ser considerado no projeto de controladores robustos (SLOTINE; LI, 1991).

O método de torque computado (ou controle baseado na dinâmica inversa) é uma técnica baseada na linearização por realimentação de estados para o controle de sistemas não lineares (SPONG; VIDYASAGAR, 2006). A ideia geral desta técnica é linearizar o sistema por meio de uma malha interna que cancela os termos não lineares, e externamente aplicar técnicas controle linear para estabilizar o sistema. Não obstante essa técnica baseia-se no conhecimento exato do modelo dinâmico do sistema. Na realidade, a modelagem dinâmica é simplesmente uma aproximação do modelo real, portanto, a dinâmica não modelada, as incertezas paramétricas do sistema e as perturbações externas podem degradar o desempenho do controlador. Neste contexto, uma grande variedade de técnicas podem ser aplicadas na malha externa para compensar o inexato cancelamento

das não linearidades na malha interna.

Um tipo de controle por estrutura variável (*variable structure control-VSC*) chamado de controle por modos deslizantes (*Sliding Mode Control-SMC*) foi sugerido para ser aplicado na malha externa.

De forma geral, o SMC força o erro de acompanhamento de trajetória a seguir uma superfície predefinida de deslizamento. Uma vez atingida a superfície de deslizamento, a dinâmica da malha fechada em função do erro de acompanhamento é completamente governada pela equação que define a superfície de deslizamento. (SLOTINE; LI, 1991).

Nesse contexto, Kim e Lee (1998) aprimoraram a técnica de controle permitindo simplificar as matrizes do modelo dinâmico na lei controle, considerando apenas dois graus de liberdade. Foi adicionado um termo na lei de controle para compensar distúrbios externos e dinâmica não modelada. A implementação foi realizada num robô paralelo do tipo plataforma de Stewart acionada por meio de servomotores AC e parafuso de potência com esferas e, com sensor de realimentação por meio de encoder. Vários experimentos foram realizados aplicando forças externas no centroide da plataforma e perturbações de movimento em duas direções. O SMC aprimorado mostrou erros de seguimento menores em relação ao SMC convencional. Na implementação prática do controlador não se tem claramente como se ocorre a conversão entre força e tensão nos atuadores, considerando que a saída do controlador representa as forças desejadas nos atuadores enquanto na prática os atuadores são acionados por tensão.

Seguindo o mesmo raciocínio da técnica robusta não linear baseada na dinâmica inversa, Lee *et al.* (2003) implementaram um controlador H_∞ na malha externa do esquema de controle baseada na dinâmica inversa, com o objetivo de compensar erros de modelagem introduzidos pela simplificação das matrizes dinâmicas usadas na lei de controle. Os experimentos foram realizados numa plataforma de Stewart (topologia UPS) acionada por atuadores lineares eletromecânicos e cujo esquema de controle foi implementada em espaço cartesiano.

O comportamento dinâmico do atuador não foi considerado na modelagem e não se define detalhadamente como se ocorre a conversão entre força e tensão nos atuadores, considerando que a saída do controlador representa as forças desejadas nos atuadores enquanto na prática os atuadores são acionados por tensão. Trajetórias de referências circulares de baixa frequência foram usadas para avaliação do controlador. Os experimentos mostraram que o esquema de controle robusto fornece uma capacidade superior de seguimento comparado com controlador baseado apenas na dinâmica inversa.

Controladores PID não lineares, foram implementados por Su, Duan e Zheng (2004) em uma plataforma de Stewart (topologia UPS) acionada por atuadores eletromecânicos. A lei de controle não linear do controlador PID apresentou robustez contra o ruído do sensor de posição. O projeto do controlador foi realizado para cada atuador embora não foi apresentado o modelo matemático usado para representar a planta (atuador).

O acionamento do atuador foi realizado por meio de um motor AC e o controlador foi implementado por meio de placas de processamento de dados e encoders de posição para um período de amostragem de $10[ms]$. Trajetórias senoidais de baixa frequência foram usadas como trajetórias de referências para cada atuador.

Por outro lado, controladores baseados na dinâmica inversa no espaço cartesiano foram implementados por Kim, Cho e Lee (2005) em uma plataforma de Stewart (topologia UPS) acionada por atuadores eletromecânicos. O acionamento do atuador foi realizado por meio de um motor DC e o controlador foi implementado por meio de placas de processamento de dados e encoders de posição para um período de amostragem de $3[ms]$. O controlador foi projetado por meio da teoria de Lyapunov e trajetórias senoidais no espaço cartesiano foram usadas para avaliação do controlador. Um sensor inercial de 6DOF foi usado para medir a aceleração e velocidade das coordenadas cartesianas, porém, o problema da cinemática foi resolvido on-line devido ao uso de encoders nos atuadores como sensores de realimentação. O controlador mostrou experimentalmente robustez na presença de não linearidades, incertezas paramétricas e incertezas nos modelos de atritos adotados. A dinâmica dos atuadores não foi considerada, não obstante, o atrito nas juntas foi estimado e usado na lei de controle. Como no caso dos controladores baseados no modelo descritos anteriormente, não ficou claro a conversão entre força e tensão nos atuadores.

O projeto de controladores independentes das juntas por meio de observadores de estados foram estudados por (SANTOSO *et al.*, 2009), considerando o uso de encoders como sensores da posição linear dos atuadores. Nesta topologia UPS de plataforma de Stewart, a planta para o projeto de controle foi representada por meio de um modelo matemático de um atuador eletromecânico com parafuso de potência acionado por motor D.C. Os polos desejados em malha fechada foram escolhidos segundo a resposta à entrada degrau de funções de transferência de Bessel. Para a implementação prática do controlador foi usada uma placa controladora baseada no DSPICF4013. A placa recebe o sinal do encoder do motor e transmite o sinal para o módulo *driver*. O módulo *driver* alimenta o motor com uma tensão entre $-24[V]$ e $+24[V]$. Para evitar movimentos bruscos, foram usadas trajetórias com interpolação linear combinadas com parábolas. O controlador mostrou experimentalmente um bom acompanhamento das trajetórias, apresentando um erro máximo de posição de $0,85[mm]$.

Usualmente técnicas de controle baseadas no segundo método de Lyapunov tem se aplicado na prática para controle de robôs paralelos tipo plataforma Stewart acionadas por meio de atuadores hidráulicos (KIM; KANG; LEE, 2000; HUANG *et al.*, 2004; KIM; CHO; LEE, 2005), não obstante, Navvabi e Markazi (2018) aplicaram a técnica de modos deslizantes de forma adaptativa e combinada com lógica difusa para o controle de posição de uma plataforma Stewart com topologia UPS acionada por atuadores eletromecânicos com parafuso de potência. A vantagem de usar esta técnica de forma adaptativa é que os limites superiores das incertezas não precisam ser fixos, eles são variáveis e calculados

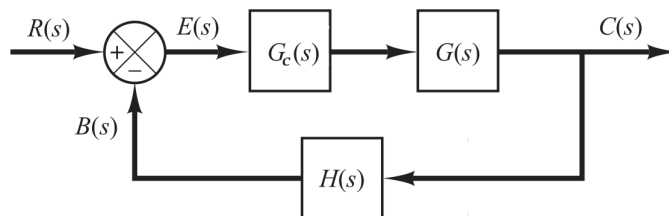
em tempo real. A função de saturação que caracteriza o controle por modos deslizante é substituída por inferência difusa. Trajetórias senoidais no espaço cartesiano foram usadas para avaliar os controladores. O controle adaptativo por modos deslizantes combinado com lógica difusa apresentou melhor robustez contra incertezas comparado com os controladores por modos deslizantes convencionais. Visto que a lei de controle neste tipo de técnicas baseadas no modelo dinâmico do sistema, está função da força dos atuadores, não fica claro, como já citado em alguns casos anteriores, a conversão entre força e a tensão aplicada nos *drives* dos servo-atuadores.

Atualmente tem se usados sensores visuais como sensores de realimentação para controle de robôs paralelos em espaço cartesiano (ROSSELL *et al.*, 2018) visto as dificuldades apresentadas quando são usados sensores inerciais de 6 graus de liberdade. O trabalho apresentou o acompanhamento de trajetórias circulares usando controladores PD para cada grau de liberdade no espaço cartesiano. Futuros trabalhos deveriam direcionar a robustez da técnica considerando movimentos de alta frequência para realmente avaliar a resposta em tempo de real do sensor visual de realimentação.

2.5 ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA RESPOSTA DE UM SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

Inicialmente pode-se definir um sistema de controle como: sistema de controle em malha aberta e sistema de controle em malha fechada, sendo o sistema de controle em malha aberta definido como um sistema em que seu controle é independente de sua saída, e o sistema em malha fechada como um sistema dependente da saída (sistema com realimentação). Mostra-se na Figura 2.8 o diagrama de blocos referente a um sistema de controle em malha fechada.

Figura 2.8: Representação em diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011a).

Representada por $C(s)$, a saída do sistema é multiplicada a um elemento de realimentação definido como $H(s)$, a resposta desta operação resulta na variável $B(s)$ que realimentada ao somador é comparada a entrada $R(s)$, resultando o erro do sistema, definido como $E(s)$. A determinação de $C(s)$ é realizada multiplicando o erro pelo con-

trolador, $G_c(s)$, e posteriormente pela planta $G(s)$. Abaixo são definidas as equações utilizadas para representar o sistema mostrado na Figura 2.8.

$$C(s) = E(s)G_c(s)G(s) \quad (2.7)$$

$$E(s) = R(s) - B(s) = R(s) - C(s)H(s) \quad (2.8)$$

Definido $E(s)$ na Eq.(2.8) e substituindo-o na Eq.(2.7), resulta-se que:

$$C(s) = G_c(s)G(s)[R(s) - H(s)C(s)] \quad (2.9)$$

Segundo Ogata (2011a) uma função de transferência que relaciona $C(s)$ a $R(s)$ é chamada função de transferência de malha fechada, sabendo disto define-se para a Figura 2.8 tal relação a partir da Eq.(2.10).

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + H(s)G_c(s)G(s)} \quad (2.10)$$

2.5.1 SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM

Considerando o sistema de primeira ordem representado pela Eq.(2.11), é realizada uma análise da resposta do sistema a uma entrada degrau considerando as condições iniciais do sistema nulas.

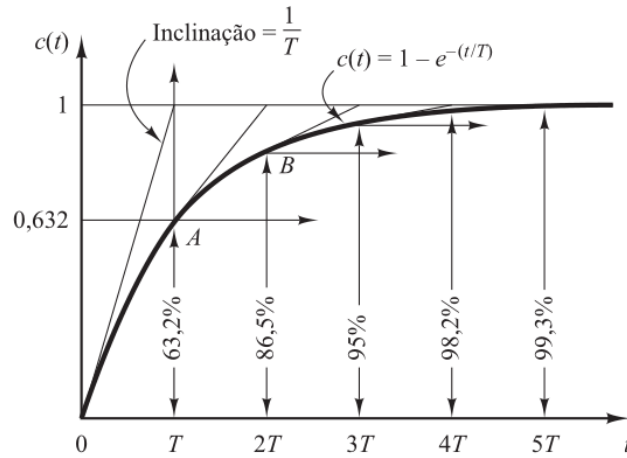
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (2.11)$$

Sabe-se por definição que a equação que representa a inversa de Laplace da função de transferência da resposta do sistema de primeira ordem a uma entrada degrau é dada por:

$$c(t) = e^{-t/T}, \quad \text{para } t \geq 0 \quad (2.12)$$

Estabelecendo inicialmente que a resposta $c(t)$ é zero e, no fim, torna-se unitária, a Figura 2.9 apresenta a resposta da curva exponencial dada pela Eq.(2.12), tendo esta resposta um aspecto fundamental por se tratar de uma curva exponencial. Quando $t = T$ o valor de $c(t)$ é 0,632, ou seja, a resposta $c(t)$ alcançou 63,2% de sua variação total. Nota-se ainda que quanto menor for o valor da constante de tempo T , mais rápida será a resposta do sistema (OGATA, 2011a).

Figura 2.9: Curva exponencial de resposta



Fonte: (OGATA, 2011a).

Ainda ao se analisar a Eq.(2.12) é possível definir que em duas constantes de tempo, a resposta do sistema atinge 86,5% da resposta final, bem como para $t = 3T, 4T$ e $5T$, a resposta alcança 95%, 98,2% e 99,3%, respectivamente, da resposta final. Define-se, assim, que a resposta se mantém a 2% do valor final quando $t \geq 4T$.

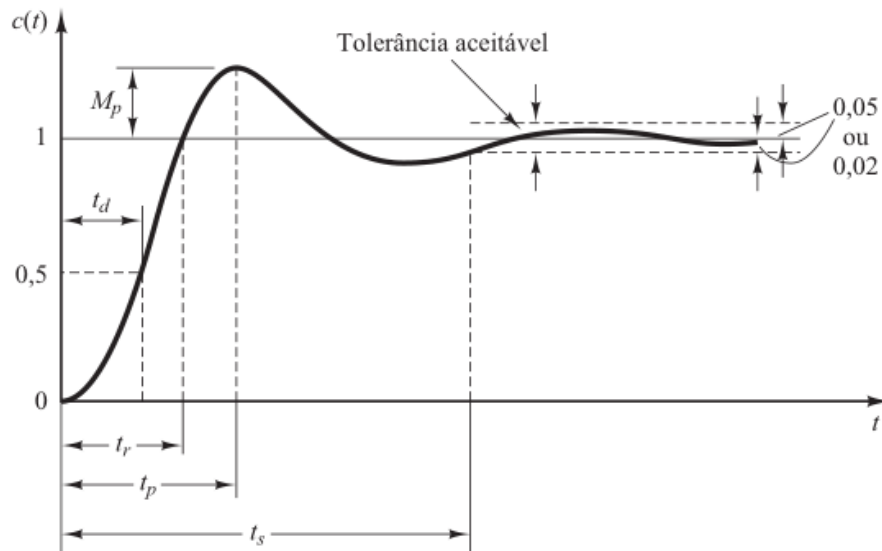
2.5.2 SISTEMAS DE SEGUNDA ORDEM

Pode-se generalizar um sistema de segunda ordem em termos de ζ e ω_n , definidos respectivamente como sendo o coeficiente de amortecimento e a frequência natural não amortecida. Conhecida como forma-padrão do sistema de segunda ordem (OGATA, 2011a), apresenta-se na Eq.(2.13) a função de transferência que representa o sistema.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.13)$$

Aplicando-se uma entrada degrau ao sistema, apresenta-se na Figura 2.10 a resposta obtida.

Figura 2.10: Características da resposta transitória de um sistema de segunda ordem a uma entrada em degrau unitária



Fonte: (OGATA, 2011a).

Segundo Ogata (2011a), quando a resposta a uma entrada em degrau é conhecida, é possível calcular matematicamente a resposta a qualquer tipo de sinal de entrada. Deste modo os índices de desempenho para um sistema de segunda ordem podem ser analisados a partir da resposta mostrada na Figura 2.10.

A determinação dos índices de desempenho variam de acordo com a necessidade do projeto a ser implementado, e necessitam ser observados individualmente de acordo com da resposta que se espera alcançar. Para assegurar que o projeto do sistema seja adequado para aplicação, geralmente ao se projetar um sistema preocupa-se com valores máximos e mínimos para determinadas características da resposta do sistema. Tais determinações garantem a utilização do sistema a ser desenvolvido.

Na Figura 2.10 apresentam-se os índices de desempenho definidos. Abaixo os mesmo são especificados conforme definição feita por Ogata (2011a) para o domínio do tempo.

- Máximo sobressinal ou valor de pico, M_p - é o valor máximo de pico da curva de resposta do sistema, relaciona-se a diferença entre o valor máximo de pico atingido e o valor final, sendo comum utilizar porcentagem máxima de sobressinal, definida por:

$$\text{Porcentagem máxima de sobressinal} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\% \quad (2.14)$$

- Tempo de atraso, t_d - define-se como sendo o tempo determinado para que a resposta atinja na metade de seu valor final pela primeira vez;

- Tempo de subida, t_r - é o tempo em que sistema leva para variar de 10 a 90% do valor final. Podendo variar esse valor como sendo de 5 a 95%, ou de 0 a 100% do valor final. Para sistemas de segunda ordem subamortecidos, o tempo de subida de 0 a 100% é usual e para os sistemas superamortecidos, o tempo de subida de 10 a 90% é comumente utilizado;
- Tempo de pico ou instante de pico, t_p - tempo em que o sistema leva para atingir o primeiro pico de sobressinal;
- Tempo de acomodação, t_s - tempo necessário para que a resposta do sistema alcance e permaneça dentro da faixa de aproximadamente 5% do valor final (geralmente de 2% ou 5%).

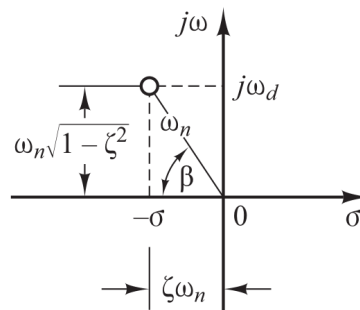
Podendo um sistema de segunda ordem ser classificado em quatro categorias, sendo elas: sistema não-amortecido, subamortecido, criticamente amortecido e superamortecido, pode-se determinar que as especificações realizadas acima não se aplicam necessariamente a todos os casos. Os termos tempo de pico e máximo sobressinal não podem ser aplicados a um sistema superamortecido por exemplo, uma vez que o sistema não possui sobressinal.

Ainda sobre os índices de desempenho para sistemas de segunda ordem, é possível obter os valores de tempo de subida, tempo de pico, máximo sobressinal e o tempo de acomodação do sistema em termos de ζ e ω_n pela Eq.(2.13). A determinação destas equações pode ser encontrada em (OGATA, 2011b), sendo apresentadas abaixo as equações definidas para cada índice citado.

$$t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.15)$$

onde o ângulo β é determinado pela Figura 2.11.

Figura 2.11: Definição do ângulo β



Fonte: (OGATA, 2011a).

Para t_p tem-se que:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.16)$$

Ao supor que o valor final da saída seja unitário, M_p pode ser definido como:

$$M_p = e^{-\left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\pi} \quad (2.17)$$

Finalmente define-se pela Eq.(2.18) o tempo de acomodação para um critério de 2% e de 5% pela Eq.(2.19).

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (2.18)$$

$$t_s = \frac{3}{\zeta\omega_n} \quad (2.19)$$

2.6 CRITÉRIO DE ESTABILIDADE

Além de se relacionar ao tipo de resposta do sistema, os pólos do sistema também são responsáveis por determinar sua estabilidade.

Sabe-se que para ser considerado estável, todos os pólos do sistema devem estar alocados no semiplano esquerdo. Isto ocorre visto que cada pólo representa no domínio do tempo uma exponencial, então, se o pólo estiver no semiplano negativo o resultado para esta exponencial decai até atingir o regime permanente, e caso esteja no semiplano direito o resultado será crescente, divergindo do valor desejado, causando assim instabilidade.

Em sistemas de ordem superior ao de 2ª ordem, o comportamento da resposta não é previsível, não se comporta de forma padrão. Para estes casos, dependendo da existência de pólos dominantes ao sistema, é possível aproximar o sistema para um sistema de 2ª ordem, podendo assim avalia-los analiticamente.

2.6.1 PÓLOS DOMINANTES

Como dito anteriormente, a alocação dos pólos afeta de modo direto a resposta transitente do sistema, desta forma nota-se a necessidade de identificar os pólos que apresentam efeito dominante sobre a resposta (KUO; GOLNARAGHI, 1995). Assim sendo, os pólos que aparecem próximos do eixo imaginário no lado esquerdo, são os pólos que afetam de forma efetiva a resposta transitória. Por sua vez os pólos que encontram-se distantes deste eixo são denominados pólos insignificantes.

A determinação destes dois tipos de pólos relaciona-se a resposta temporal do sistema. Por ter um comportamento exponencial no tempo, ao se dizer que o pólo encontra-se distante do eixo imaginário subentende-se que sua resposta será muito rápida, podendo assim ser “desconsiderada” de modo que não modifique a resposta do sistema, porém ainda assim são usados com o propósito de assegurar que a função de transferência do controlador possa ser realizada por componentes físicos (SANTOS, 2011).

Diante da influência dos pólos, pode-se dizer que a velocidade de resposta do sistema a partir da localização dos pólos dominantes é que: quanto mais distante do eixo imaginário, mais rápido é o decaimento.

2.7 CONTROLE PID

Comumente utilizado no setor industrial (OGATA, 2011a), a técnica de controle PID possui ampla utilização em diversos setores devido a facilidade de projeto e sua eficácia quando aplicada aos sistemas.

Como seu nome já diz, este controlador utiliza ações proporcionais, integrativas e derivativas. Para um controlador com ação proporcional (P), tem-se que ele é essencialmente um amplificador com um ganho ajustável, e a relação entre a saída do controlador $u(t)$ e o erro atuante $e(t)$ é dada por (OGATA, 2011a):

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.20)$$

na qual K_p representa o ganho proporcional.

Para o controlador com ação de controle integral (I), soma-se o erro ao longo do tempo, sendo que um pequeno erro fará com que a componente integral avance aos poucos, levando o erro de estado estacionário para zero (NATIONAL INSTRUMENTS, 2019). A relação entre o valor da saída $u(t)$ é modificado a uma taxa de variação proporcional ao sinal de erro atuante $e(t)$, deste modo (OGATA, 2011a):

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (2.21)$$

ou ainda,

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.22)$$

onde K_i é o ganho integrativo.

Por fim, a ação do controle derivativa (D) é utilizada para diminuir o sobressinal do sistema, atuando e fazendo com que a saída diminua se a variável de processo aumente rapidamente, sendo sua ação descrita pela equação abaixo:

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.23)$$

onde K_d é denominada ganho derivativo.

Combinando as três ações descritas acima, obtém-se o controle PID, com sua equação definida como sendo:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.24)$$

e sua função de transferência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.25)$$

De forma geral, apresentam-se na Tabela 2.1 a ação características de cada termo do controle apresentado em relação a resposta transitória do sistema.

Tabela 2.1: Ação características de cada termo do controle PID na resposta do sistema

Ganho do controlador	Tempo de subida	Sobressinal	Tempo de assentamento	Erro em estado estacionário
K_p	Diminui	Aumenta	Pequena mudança	Diminui
K_i	Diminui	Aumenta	Aumenta	Diminui
K_d	Pequena mudança	Diminui	Diminui	Sem mudança

Fonte: (MESSNER *et al.*, 2011), 2019.

2.8 REQUISITOS DE DESEMPENHO DE PLATAFORMAS DE MOVIMENTOS DE SIMULADORES DE VOO

Com a proliferação de simuladores de voo de companhias aéreas nas década dos 80, normas internacionais têm sido estabelecidas para garantir que todos os simuladores de treinamento operados por diferentes organizações satisfaçam uma única normativa. Essas normas, não apenas garantem um regulamento consistente e instituições solidas de treinamento de voo, senão que permitem aos fabricantes construir simuladores de voo compatíveis em diferente países, promovendo a competência enquanto se garante alta qualidade.

Basicamente duas normas internacionais são adotadas na maioria dos países : a norma americana FAR-PART 60 (FAA, 2012) e a norma europeia JAR-STD 1A (JAA, 1999). Além disso, manuais de procedimentos e métodos para satisfazer essas normas podem ser usados (sempre e quando autorizados pela autoridade civil local). A autoridade civil Brasileira (ANAC) adota a norma americana, e no caso de qualificação de simuladores de voo, a norma FAR-PART 60.

Basicamente são exigidos dois tipos de testes nas normas citadas anteriormente: testes objetivos ou quantitativos e testes subjetivos ou qualitativos. Testes objetivos são basea-

dos na comparação de dados do simulador com dados obtidos na aeronave real, enquanto teste subjetivos são realizados para garantir que a fidelidade da simulação está no nível esperado. Esse processo de avaliação realizado como uma combinação de abordagens qualitativa e quantitativa, é uns dos desafios da simulação de movimento, pois a contribuição real de cada componente funcional para a fidelidade da simulação é principalmente julgado subjetivamente.

Com relação ao requisitos qualitativos de plataformas de movimentos, a norma ainda não define de forma detalhada os requisitos, porém, alguns trabalhos científicos recomendam alguns requisitos baseados nas características do comportamento no piloto na aeronave e baseados na experiência adquirida em simuladores de voo.

O departamento de defesa dos Estados Unidos publicou o documento científico U.S. Department of Defense (1989) indicando alguns requisitos de desempenho em plataformas de movimento no domínio do tempo e no domínio da frequência baseado em experiências adquiridas em simuladores de voo, naquela época.

Para o domínio do tempo, os requisitos recomendados pelo trabalho para uma entrada degrau no grau de liberdade vertical são mostrados abaixo:

- **Tipo de entrada:** onda quadrada com frequência de 2[Hz];
- **Amplitude:** 5% da amplitude máxima de cada grau de liberdade;
- **Atraso de transporte:** 0,05[s];
- **Sobressinal máximo:** 5% ($\zeta = 0,707$).

Entretanto, experiências adquiridas indicam que um valor de atraso de transporte entre 10 e 50[ms], constante de tempo entre 25 e 70[ms] e sobressinal de no máximo 2% , ($\zeta = 0,8$).

No caso dos requisitos no domínio da frequência, para uma entrada senoidal no grau de liberdade vertical os requisitos são mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Valores recomendados para os requisitos no domínio da frequência para uma entrada senoidal no grau de liberdade vertical

Frequência de alcance [Hz]	Máximo deslocamento de fase [deg]	Máxima atenuação [dB]
0,1 - 0,5	- 15	0,5
0,5 - 1,0	- 30	1,5
1,0 - 1,7	- 60	2,5
1,0 - 5,0	Não se aplica	Estímulo perceptível

Fonte: (U.S. DEPARTMENT OF DEFENSE, 1989), 2019.

Baseados em estudos teóricos sobre o comportamento do piloto na execução de manobras de acompanhamento de trajetórias, Heintzman (1996) estabelece que a frequência de corte do simulador deve ser suficientemente ampla para garantir que as frequências até 2[Hz] sejam simuladas sem nenhuma distorção, ou seja, uma frequência de corte de aproximadamente 10[Hz] garante esse requisito (atraso de transporte de aproximadamente 20[ms] até 2[Hz]).

Para o caso de movimentos parasitas, cada atuador é excitado com um sinal de entrada senoidal enquanto os outros atuadores permanecem com deslocamento constante. É recomendado que o movimento parasitas nos atuadores não excitados seja de no máximo 2% do valor total da amplitude do sinal de entrada do atuador excitado sendo este excitado com uma amplitude de 10% do valor máximo.

CAPÍTULO 3

EQUIPAMENTO EXPERIMENTAL

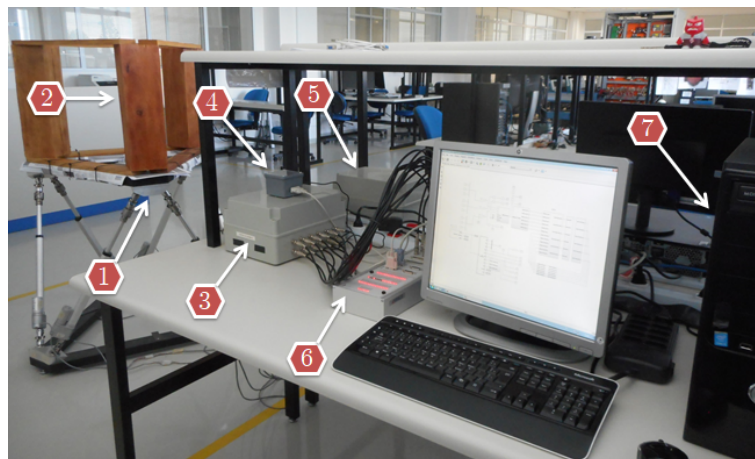
Apresentam-se neste capítulo os equipamentos utilizados para o desenvolvimento deste trabalho, desde o robô serial paralelo até os softwares utilizados para comunicação com a placa controladora. Também são apresentadas características essenciais para a configuração e posterior utilização dos dispositivos.

O robô pertencente a esta infraestrutura foi projetado e construído no próprio laboratório, ficando em minha responsabilidade a lubrificação e a troca de parafusos de fixação de todas as juntas, bem como a troca da barra de fixação do sensor inercial.

3.1 INFRAESTRUTURA

A fase de implementação prática deste projeto considerou a infraestrutura mostrada na Figura 3.1, permitindo a programação de técnicas de controle e gerenciamento em tempo real das variáveis de deslocamento do robô através de *hardware* e *software* que são apresentados nas próximas seções.

Figura 3.1: Infraestrutura experimental utilizada para desenvolvimento do projeto, laboratório da Unesp/Sorocaba



Fonte: Acervo pessoal, 2018.

Apresentados em ordem numérica, os dispositivos são respectivamente: robô paralelo, carga, caixa de *drivers*, caixa de comunicação e alimentação do sensor inercial, caixa de fontes de alimentação, painel de conexões da placa dSPACE1104 e PC (softwares + placa controladora dSPACE 1104).

3.2 *Matlab/Simulink* E BIBLIOTECA RTI (*Real Time Interface*)

Responsável pela interação com a placa controladora, o *Simulink* foi utilizado para programação computacional, sendo duas bibliotecas utilizadas para o desenvolvimento: a biblioteca padrão do *software* e uma biblioteca exclusiva de comunicação com a *dSPACE* e desenvolvimento dos programas RTI. Abaixo apresenta-se uma breve descrição dos principais blocos utilizados para comunicação com a placa:

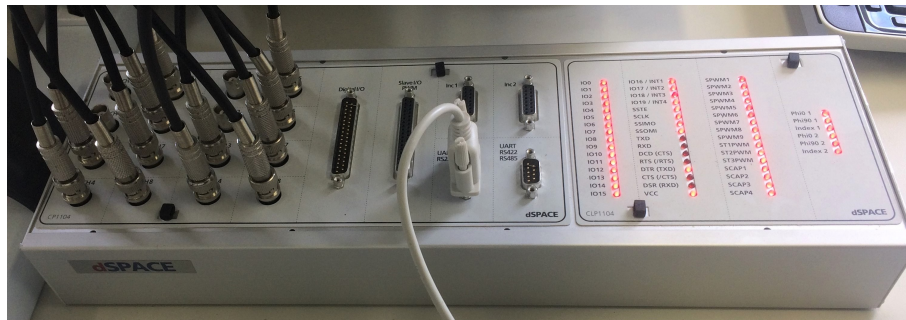
- Bloco DAC: responsável pela conversão digital/analógico do sinal, configurou-se o bloco DAC selecionando o canal da placa a ser utilizada. Para o caso em estudo, utilizou-se este bloco para envio do sinal de controle para o *driver* do atuador.
- Bloco ADC e bloco MUX-ADC: assim como o bloco DAC, os blocos ADC e MUX-ADC são blocos de conversão de sinal, referindo-se a uma conversão analógico/digital. O bloco MUX-ADC se trata de um canal multiplexado, desse modo, os bits de conversão são divididos entre o número de canais utilizados. Experimentalmente este bloco foi empregado no recebimento dos sinais de realimentação do sistema, sinal do potenciômetro.
- Biblioteca Serial: utilizada para realizar qualquer tipo de comunicação serial com a placa, a biblioteca serial foi configurada e utilizada para o recebimento de dados do sensor inercial.

3.3 PLACA CONTROLADORA - dSPACE

A placa *dSPACE DS1104* é instalada ao computador e conectada a um painel com um conjunto de interfaces de entradas e saídas apresentado na Figura 3.2.

O painel é constituído de oito canais de conversão analógico/digital, oito canais digital/analógico, 20 portas digitais I/O, Slave DSP para sinais PWM, duas interfaces para encoders e duas interfaces para comunicação serial (UART/RS232 e UART/RS422/RS485).

Figura 3.2: Painel de I/O dSPACE



Fonte: Acervo pessoal, 2018.

Ao se compilar o projeto desenvolvido via *Simulink* automaticamente é gerado um código computacional em linguagem C do modelo e carregado na placa. Um arquivo “.*sdf*” também é gerado e utilizado posteriormente no *ControlDesk* para manipulação das variáveis em tempo real, sendo este arquivo referente a um arquivo de ficheiro de dados padrão.

3.3.1 *ControlDesk*

O software *ControlDesk* é responsável pela interface gráfica e permite o acesso em tempo real aos canais de entrada e saída disponíveis no painel de conexões da placa *dSPACE*. Sua principal função foi manipular e acompanhar em tempo real as variáveis utilizadas no modelo desenvolvido no MATLAB/Simulink.

As variáveis utilizadas no projeto podem ser registradas enquanto a simulação em tempo real é executada. Existem algumas extensões em que o arquivo de aquisição de dados pode ser salvo, sendo utilizada neste trabalho “.*mat*”, visto que facilita posterior manipulação do arquivo no *Matlab*.

3.4 KIT DESENVOLVIMENTO MTI-G-700 (SENSOR INERCIAL)

O sensor inercial descrito abaixo tem como principal funcionalidade neste projeto a obtenção de acelerações do robô, para posteriormente serem realizadas análises e avaliações conforme normas internacionais.

O Kit de desenvolvimento MTi-G-700, da empresa *xsens*, Figura 3.3, é um kit composto por software + hardware integrado com GPS e uma unidade de medida inercial-IMU, fornecendo dados de posição, velocidade e aceleração linear (3 graus de liberdade), posição angular (ângulos de Euler e Quaternions), velocidade e aceleração angular (3 graus de liberdade), pressão estática e campo magnético terrestre.

Figura 3.3: Kit Sensor Inercial MTi-G-700



Fonte: Acervo pessoal, 2018.

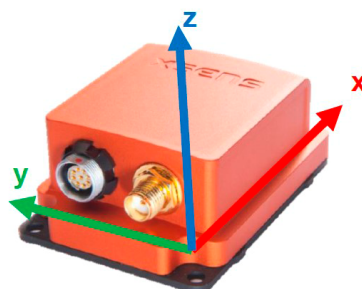
3.4.1 *MT Manager*

O *software* do sensor, *MT Manager*, opera com o sistema operacional Microsoft Windows e permite ao usuário alterar algumas propriedades do sensor, adequando-se assim a necessidade do projeto. Ele permite a seleção dos dados que se pretende coletar, evitando a aquisição de informações desnecessárias, sua frequência de amostragem é configurável, indo em uma faixa de 1 a 400[Hz], sendo 100[Hz] a frequência de aquisição utilizada. É possível ainda dentro do *software* visualizar os dados do sensor em tempo real, bem como visualizar a vista 3D do sensor.

A partir da aquisição de dados do sensor é possível obter dois tipos de aceleração linear: a *Acceleration* e a *FreeAcceleration*, sendo a diferença entre as duas respectivamente a presença da aceleração da gravidade e a ausência da mesma. No caso da *FreeAcceleration* o próprio sensor é capaz de perceber sua inclinação através do giroscópio e descontar a componente da aceleração referente a esse eixo e a essa inclinação. Para o projeto a aceleração adquirida foi a *FreeAcceleration*.

Para descrever o movimento do sensor em relação a um sistema de coordenadas de referência inercial, um sistema de coordenadas de referências é fixado ao sensor como mostrado na Figura 3.4.

Figura 3.4: Sensor Inercial MTi-G-700



Fonte: (XSENS, 2015).

Segundo seu manual (XSENS, 2015), os ângulos de Euler são obtidos a partir de três rotações sucessivas em torno do sistema de coordenadas fixo no sensor. Portanto, a matriz de rotação que mapeia o sistema de coordenadas de referência $\{xyz\}$ ao sistema de coordenadas de referência inercial $\{\mathbf{I}\}$, \mathfrak{R} , é dado pela Eq.(2.2).

3.4.2 COMUNICAÇÃO

São fornecidos dois cabos para comunicação no kit do MTi-G, um para conexão USB e outro serial/RS232.

Segundo o manual do sensor, existem duas descrições de funcionamento fundamentais. A primeira diz que o sensor, por padrão, comunica-se via serial, exceto o caso que esteja conectado via USB. A segunda descrição diz que o sensor mantém a configuração anterior, mesmo após desligado, e se o sensor não estiver sendo configurado, ele entra no modo de leitura de dados. As implicações desses dois fatores são as seguintes: pode-se utilizar a comunicação via USB para configurar o sensor, desconectar e continuar com as mesmas configurações ao realizar a comunicação serial para coleta de dados. Isto é importante visto que a configuração via porta serial é mais trabalhosa e necessita de uma configuração recorrente, sendo necessário configurar o sensor toda vez que for ligado.

A Figura 3.5 mostra a configuração padrão dos parâmetros para a comunicação do sensor com outros dispositivos.

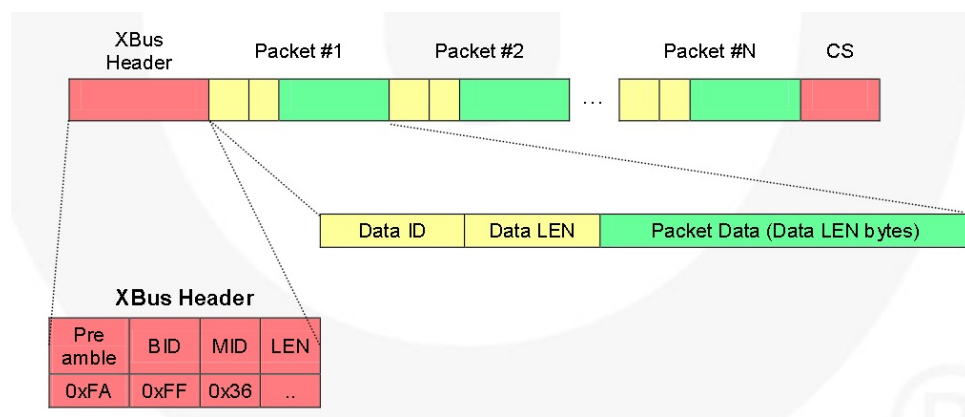
Figura 3.5: Parâmetros da comunicação serial RS232

Setting	Default Value
Bits/second (bps):	115200
Data bits:	8
Parity:	none
Stop bits:	2
Flow control:	none

Fonte: (XSENS, 2015).

O formato da mensagem enviada via RS232 contendo os dados a serem coletados (velocidade, aceleração, etc) na configuração padrão é descrita na Figura 3.6.

Figura 3.6: Formato da mensagem enviada via RS232 para os dados coletados pelo sensor



Fonte: (XSENS, 2015).

- *XBus Header* - Cabeçalho:
 1. *Preamble*: Início da mensagem, com tamanho de 1 byte → 250(0xFA);
 2. *BID*: Identificador do sensor, com tamanho de 1 byte → 255(0xFF);
 3. *MID*: Identificador do tipo de mensagem com tamanho 1 byte. Para o envio dos dados coletados pelo sensor segundo as configurações de saída, o identificador da mensagem é 54(0x36). Existem outros tipos de mensagem que podem ser consultados no manual.
 4. *LEN*: Comprimento do campos de dados em bytes entre o *LEN* e o *CS - Checksum*, incluindo o *Data ID*, *Data Len* e o pacote de dados - *Packet*, com tamanho de 1 byte.
- *Packet* - Pacote:
 1. *Data ID* e *Data Len*: Cada pacote tem como cabeçalho o identificador do pacote (*Data ID* - tamanho 2 byte) e o tamanho do pacote (*Data Len* - tamanho 1 byte).
 2. *Packet Data*: O pacote contém os dados coletados pelo sensor. Cada conjunto de dados é identificado pelo *Data ID*. O *Data ID* também determina o formato do pacote, ou seja, ponto flutuante, ponto fixo, etc.
- *CS - Checksum*: Serve para identificar erros no envio dos pacotes, que podem ter ocorrido durante a transmissão.

É importante ressaltar que a transferência de dados adota a convenção *Big Endian*, onde, o byte de maior ordem - MSB é alocado no endereço mais baixo - LSB.

3.4.3 CAIXA DE ALIMENTAÇÃO E COMUNICAÇÃO

A caixa de alimentação e comunicação do sensor inercial, Figura 3.7, é composta por um conector DB9 fêmea, que transmite o sinal para o painel *dSPACE* por meio de um cabo RS232, um conector DB9 macho, responsável pelo recebimento do sinal do sensor inercial e um conector Jack DC P4 fêmea utilizado para a conexão da fonte de alimentação externa de 6[V] e 1[A].

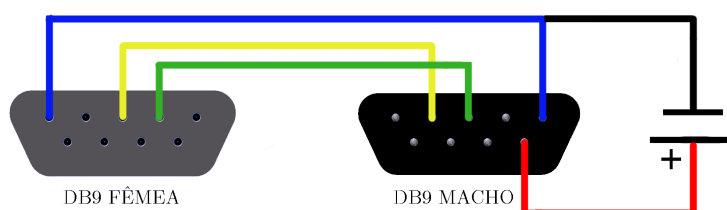
Figura 3.7: Caixa de comunicação e alimentação do serial inercial



Fonte: Acervo pessoal, 2018.

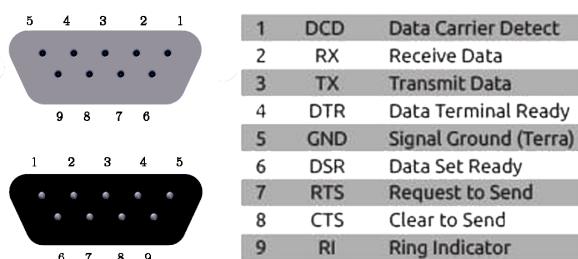
A conexão entre os pinos dos conectores macho e fêmea foi realizada conforme mostra a Figura 3.8. A descrição da pinagem é apresentada na Figura 3.9.

Figura 3.8: Esquema de ligação dos pinos do conector serial e alimentação



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Figura 3.9: Descrição de pinagem cabo DB9

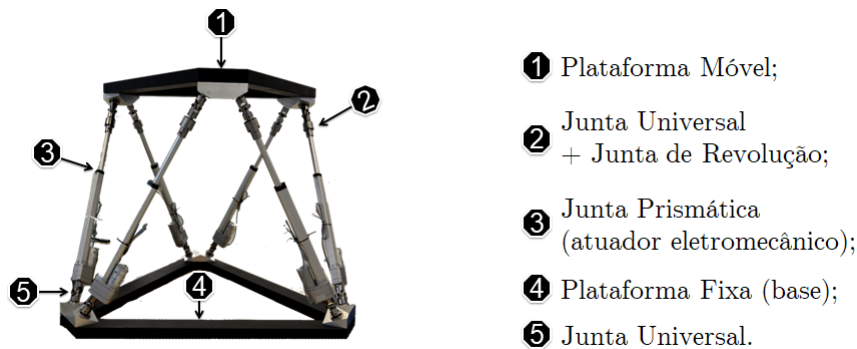


Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

3.5 ROBÔ PARALELO

O robô paralelo apresentado na Figura 3.10 foi construído em laboratório e é constituído por 6 atuadores eletromecânicos que ligam a plataforma fixa à plataforma móvel da estrutura por juntas universais e juntas esféricas (junta de revolução + junta universal), possibilitando assim a obtenção de 3 movimentos lineares e 3 rotacionais, sendo os movimentos de translação nos eixos $\{xyz\}$, e os movimentos angulares expressos como ângulo de Euler, somando assim 6 graus de liberdade (GDL).

Figura 3.10: Robô paralelo com 6 graus de liberdade construído em laboratório



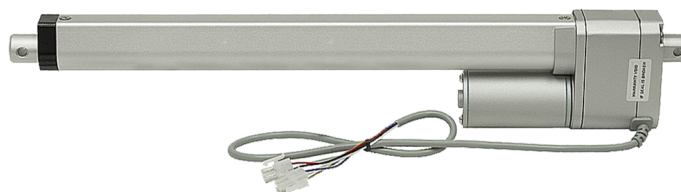
Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

3.5.1 ATUADOR ELETROMECAÂNICO

O conjunto de atuadores instalados na plataforma tem a função de reproduzir movimentos sincronizados que façam com que o robô se coloque na postura (posição + orientação) desejada pelo usuário.

O atuador eletromecânico utilizado é apresentado na Figura 3.11, sendo seu modelo o LACT12P-12V-5 (POLOLU, 2015). Ele é formado por um motoredutor DC de 12[V], um parafuso de potência com rosca utilizado para movimento da haste e um sistema interno de sensoriamento de posição, permitido por um potenciômetro. Sua alimentação foi gerada por uma fonte externa que fornece tensão máxima de 12[V] e uma corrente de até 5[A], conforme solicitação do sistema em funcionamento.

Figura 3.11: Atuador eletromecânico



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

As características do atuador são fornecidas pelo fabricante e apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Características e especificações do atuador informadas pelo fabricante

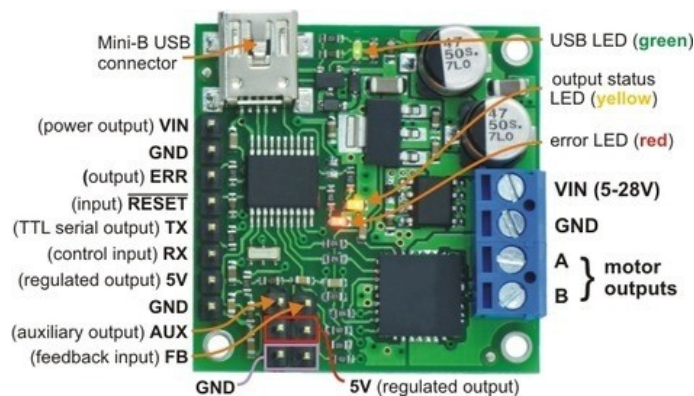
Massa	0,8165[kg]	Corrente sem carga	0,5[A]
Curso	300[mm]	Velocidade sem carga	43,9[$\frac{mm}{s}$]
Passo do parafuso	3[mm]	Velocidade nominal	40[$\frac{mm}{s}$]
Relação de transmissão	5:1	Carga nominal	151,24[N]
Tensão Nominal	12[V] CC	Carga máxima estática	2001,7[N]
Corrente nominal	2[A]	Corrente máxima, com eixo parado	10[A]

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

3.5.2 *Driver* DE ACIONAMENTO

A comunicação entre o atuador e o computador foi realizada a partir do *driver* jrk 21v (POLOLU, 2015), apresentado na Figura 3.12.

Figura 3.12: Descrição de pinagem do *driver* do motor CC



Fonte: (POLOLU, 2015).

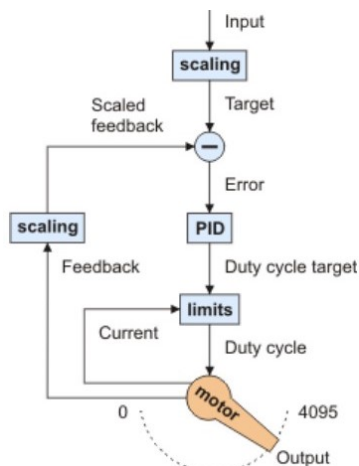
O funcionamento básico deste *driver* é realizado a partir de um sinal de entrada de tensão de 0 a 5[V] (no modo de entrada analógico - pino Rx), este sinal é convertido para um sinal analógico de -12 a +12[V] utilizado para alimentação do motor (portas A e B). As portas VIN e GND são alimentadas por uma fonte externa, que devem ir de 5 a 28[V], para o caso a fonte utilizada foi descritas na Seção 3.5.1.

Para configurações adicionais do *driver* de acionamento do motor, o desenvolvedor fornece o software *Jrk Configuration Utility*, sendo a comunicação realizada via porta Mini-B USB, desta forma algumas características importantes são definidas. Limitou-se a tensão e a corrente máxima que o *driver* fornece para o atuador aos valores nominais do atuador utilizado, Tabela 3.1. Ainda dentre as configurações é possível optar pelo controle em malha aberta ou em malha fechada para o atuador.

CONTROLE EM MALHA FECHADA DO ATUADOR POR MEIO DO *driver*

O diagrama de blocos que exemplifica o funcionamento do *driver* em malha fechada é mostrado na Figura 3.13.

Figura 3.13: Diagrama de blocos representando o controle em malha fechada do atuador por meio *driver*



Fonte: (POLOLU, 2015).

As variáveis do diagrama são descritas a seguir:

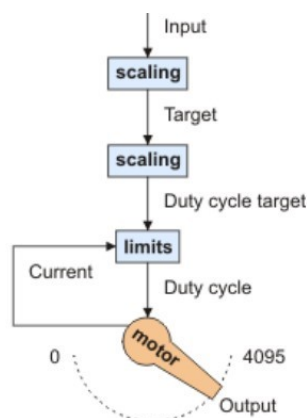
- *Input*: Esta variável corresponde ao sinal de tensão de entrada fornecida para o *driver*. Esta tensão deve estar em um intervalo de 0 a 5[V].
- *Scaling*: Este bloco é responsável por converter internamente a tensão analógica de entrada de 0 a 5[V] para um valor digital quantizado em 12 bits (de 0 a 4095), que posteriormente é representado pela variável *Target*.
- *Feedback*: O sinal de realimentação, assim como a variável *Input*, funciona como um sinal analógico de 0 a 5[V], representado pela variável *Feedback*, passando por um processo de conversão por meio do bloco *Scaling*. O valor digital quantizado é representado neste caso pela variável *Scaled feedback*, escalonado de 0 a 4095, onde 0 deve representar a posição mínima do sistema e 4095 representa a posição máxima.
- *Error*: A variável *Error* é calculada com a diferença entre *Scaled feedback* e *Target*, resultando em valores entre -4095 e +4095. Esta variável é fornecida como entrada para o bloco PID.
- *PID*: O bloco PID representa os três termos que são somados: proporcional, integral e derivativo. As três constantes de proporcionalidade são os parâmetros mais importantes que determinam o comportamento do sistema de controle. O resultado do algoritmo PID é um número de -600 a +600, representado pela variável *Duty cycle target*.

- *Limits*: Bloco responsável por limitar instantaneamente os valores do sistema conforme configuração realizada. Ressaltando que o valor de corrente é medido com um número de 0 a 255, sendo um valor de calibração responsável por relacionar isso a uma corrente real em amperes. Caso a corrente seja elevada, este bloco é responsável por reduzir o valor da variável *Duty cycle target*, sendo denominada a variável de saída *Duty cycle*.
- Variável *Duty cycle*: O valor resultante do bloco *Limits*, *Duty cycle*, torna-se um sinal PWM (modulação por largura de pulso) aplicado ao motor, indo de -600 a +600 determinando assim a direção de giro do motor e a tensão média a ser fornecida a ele da seguinte forma:
 - *Duty cycle* = + 600: corresponde a 100% de ciclo de trabalho no sentido convencional.
 - *Duty cycle* = - 600: corresponde a 100% de ciclo de trabalho no sentido reverso.
 - *Duty cycle* < 0 : o motor gira de forma proporcional no sentido reverso, ocasionando a retração do atuador.
 - *Duty cycle* > 0 : o motor gira de forma proporcional no sentido convencional, ocasionando a extensão do atuador.
 - *Duty cycle*= 0: 0% de ciclo de atividade ou desligado.

CONTROLE EM MALHA ABERTA DO ATUADOR POR MEIO DO *driver*

Visto que o intuito do projeto é avaliar e comparar técnicas de controle aplicadas a manipuladores paralelos, foi necessário configurar o *driver* para funcionamento em malha aberta. A Figura 3.14 apresenta o diagrama de blocos que exemplifica tal funcionamento.

Figura 3.14: Diagrama de blocos representando o controle em malha aberta do atuador por meio do *driver*



Fonte: Adaptado (POLOLU, 2015).

Nesta configuração, o sinal do sensor não realimenta a malha, conseqüentemente o bloco PID não é considerado. Desta forma, um bloco adicional *scaling* é incluído para converter diretamente o sinal do *Target* no sinal *duty cycle Target*. A conversão é realizada da seguinte forma:

- Quando a variável *Target* é 4095, a tensão máxima de sinal correspondendo a +600 no *Duty cycle target* é fornecida;
- Para um valor da *Target* entre 4095 e 2048, é fornecido um valor proporcional entre 0 e +600 *Duty cycle target*;
- Se o *Target* for 2048, corresponde a um sinal intermediário, sendo assim, o resultado será 0 no *Duty cycle target*.
- Com o *Target* entre 0 e 2048, é fornecido um valor proporcional entre 0 e -600 no *Duty cycle target*, funcionando desta forma o motor no sentido reverso.
- Quando a *Target* for 0, é fornecida a tensão máxima de sinal para o giro no sentido reverso do motor, correspondendo a -600 no *Duty cycle target*.

Conclui-se, desta forma, que para parar o motor, é necessário aplicar uma tensão *Input* de 2,5[V], que é a metade do valor máximo possível. Para o avanço do atuador em sua velocidade máxima, deve-se elevar *Input* para 5[V], e caso deseje o retorno do atuador em sua velocidade máxima, deve-se diminuir *Input* para 0[V]. Valores intermediários de tensão resultam em movimentos diretamente proporcionais.

Vale a pena lembrar que, mesmo que o *driver* esteja na configuração de malha aberta, o usuário ainda é capaz de coletar a variável *Feedback*, sinal do potenciômetro.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA

Para se atingir os objetivos propostos, nesta seção são apresentadas as principais etapas que foram seguidas para o desenvolvimento e a conclusão deste trabalho.

Para implementação de um controlador, é necessário anteriormente entender e ajustar os componentes presentes na infraestrutura. Calibração de sensores, *drivers* e atuadores foram realizadas para definição da relação entre as variáveis de saída, zona morta, comparação teórico/experimental de valores determinados pelo fabricante, tensões de *offset*, entre outros.

Identificou-se a partir da calibração dos componentes um alto índice de ruído presente no sensor de realimentação que impossibilita uma aquisição precisa em seu sinal saída. Como solução foi realizada uma análise espectral individual para cada atuador e posteriormente desenvolveu-se um filtro com base nesta análise.

Com os sinais sendo adquiridos com maior precisão, a identificação e modelagem do sistema de acionamento foi realizada utilizando métodos experimentais de determinação. Foram utilizados métodos para sistema de primeira e segunda ordem criticamente amortecido. Inicialmente a entrada de excitação do sistema foi definida como sendo uma entrada degrau e posteriormente fez-se a utilização de uma entrada rampa teórica.

O projeto dos controladores foi realizado via *Simulink* após identificação da planta e posteriormente aplicado a plataforma, sendo a técnica de controle escolhida o PID. Os projetos foram realizados para o domínio do tempo e da frequência para o avanço e recuo dos atuadores.

4.1 CALIBRAÇÃO DO SENSOR DE REALIMENTAÇÃO - POTENCIÔMETRO

Como mencionado na Seção 3.5.1, cada atuador do robô conta com um potenciômetro, sensor responsável pelo monitoramento da posição dos atuadores. Utilizado para realimentação do sistema de controle, o sinal do potenciômetro é essencial para a obtenção de

um controle robusto.

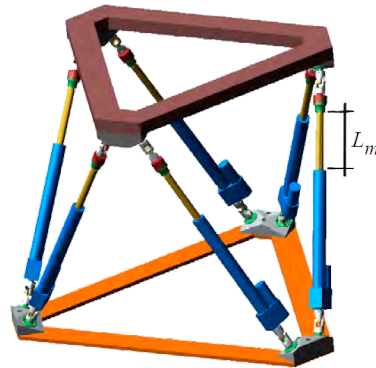
Todo funcionamento lógico do robô trabalha em tensão, assim como qualquer componente eletrônico, porém as entradas fornecidas e cálculos realizados pela cinemática inversa são efetuados em posição, medida em milímetros. Para que a comunicação destas variáveis aconteça, foi necessário calibrar o potenciômetro a fim de conseguir uma relação precisa entre tensão [V] e posição [mm] dos atuadores.

Verificou-se que para se obter tal relação é imprescindível a utilização de um filtro na saída de cada potenciômetro com a intenção de se obter um sinal com menor nível de ruído, uma vez que o sinal puro impossibilita a precisão na aquisição dos dados. O método de desenvolvimento e a posterior determinação e aplicação do filtro são mostradas nas próximas seções.

Com o sinal do potenciômetro filtrado, foi realizada a calibração, sendo a mesma dividida nas seguintes etapas:

1. Desenvolveu-se dois projetos para aquisição de dados e manipulação de variáveis. O primeiro projeto foi destinado a manipulação conjunta dos atuadores e o segundo para manipulação individual;
2. De forma conjunta, colocou-se os atuadores na posição totalmente retraída. É importante salientar que o robô não possui uma construção estrutural geometricamente perfeita, então definiu-se que a posição totalmente retraída fica em aproximadamente 5[mm] do final do curso, evitando assim um esforço indesejado na estrutura;
3. Adicionou-se 5[mm] ao curso de cada atuador de forma individual;
4. Nos intervalos entre o incremento de 5[mm], foi coletada a medida da haste visível de cada atuador com um paquímetro e fez-se a aquisição da respectiva tensão de saída, via *ControlDesk*. Representada por L_m na Figura 4.1, considera-se como haste visível a medida feita da base inferior da junta esférica a base superior do atuador. Este passo foi repetido até que os atuadores chegassem em seu comprimento total, teoricamente 300[mm];

Figura 4.1: Indicação de medida para haste visível dos atuadores



Fonte: Adaptado de (BECERRA-VARGA, 2016)

5. Os valores foram anotados item a item separadamente para cada atuador em uma tabela.

4.1.1 DEFINIÇÃO DA RELAÇÃO ENTRE POSIÇÃO E TENSÃO DE SAÍDA

Relacionou-se os valores obtidos na aquisição de dados realizada utilizando o bloco *lookup table* no *Simulink*.

Manipulando uma tabela de consulta fornecida pelo usuário, o bloco *lookup table* calcula dinamicamente uma aproximação de uma função $y = f(x)$ utilizando os dados fornecidos. A utilização deste bloco permite que alterações de dados sejam feitas sem a interrupção da simulação.

O método de pesquisa e relacionamento de dados utilizado pelo bloco pode ser determinado como: relação entre os dados originais fornecidos, método de interpolação ou extrapolação. Diferente do método que relaciona apenas os dados originais fornecidos, para os métodos de interpolação e extrapolação os valores intermediários (valores entre os dados originais) são estimados.

Escolhe-se para a implementação no projeto o método de interpolação, onde ao se alimentar o bloco com a posição desejada do atuador a interpolação com os dados fornecidos é realizada obtendo o valor da posição desejada em tensão.

O bloco *lookup table* foi replicado para os atuadores, sendo cada um deles alimentado pelos dados obtidos na calibração.

VALIDAÇÃO DA CALIBRAÇÃO DO POTENCIÔMETRO

Para avaliar experimentalmente a confiabilidade da relação de dados realizada, é necessário uma validação. Esta validação consiste em comparar os dados teóricos e experimentais obtidos para cada atuador. Abaixo são apresentadas as etapas realizadas para análise.

1. Colocou-se a plataforma em uma posição aleatória, deslocando-a em z ;
2. Mediu-se a haste visível de cada atuador com o paquímetro e anotou-se os valores em uma tabela;
3. Coletou-se a partir do *ControlDesk* o valor experimental de tensão da saída de cada potenciômetro referente a posição atual dos atuadores e foram anotados os dados;
4. Alimentou-se um programa de simulação com os comprimentos experimentais adquiridos no item 2, obtendo desta forma os valores teóricos de tensão para cada posição, sendo os valores teóricos adquiridos anotados.
5. Repete-se os passos de 1 a 4 quantas vezes se achar necessário.

Com os dados coletados foi possível realizar uma análise comparativa para validação do método utilizado. É importante para análise que se considere teoricamente a variação experimental do sinal do potenciômetro.

4.2 ANÁLISE ESPECTRAL

A análise espectral de um sinal é realizada no domínio da frequência, possibilitando desta forma distinguir as diferentes frequências atuantes no sinal, podendo assim serem analisadas separadamente.

Para aquisição dos sinais definiu-se três frequências de acionamento dos atuadores para análise do sinal de saída do pontenciômetro. Estes valores foram definidos baseados nas limitações físicas de velocidade dos atuadores e por eles apresentarem ruídos diferentes para cada faixa de trabalho.

A aquisição de dados para análise foi realizada em um programa feito no *ControlDesk* que permitiu manipular os valores de frequência e amplitude para cada aquisição. A entrada escolhida para análise é do tipo senoidal e os movimentos são realizados na coordenada cartesiana z .

As análises dos sinais são realizadas no *Matlab* utilizando a função *fft*, que executa a transformada de Fourier do sinal desejado.

4.2.1 FILTRO DO POTENCIÔMETRO

Uma forma comum de lidar com os efeitos adversos do ruído e interferências em sinais, é a utilização de filtros. A ideia básica de um filtro é limitar de alguma forma as frequências que podem ou não passar.

O conjunto das frequências que se deseja rejeitar chama-se banda rejeitada (*stop band*) e o conjunto de frequências que se deseja manter, denomina-se banda passante (*pass band*).

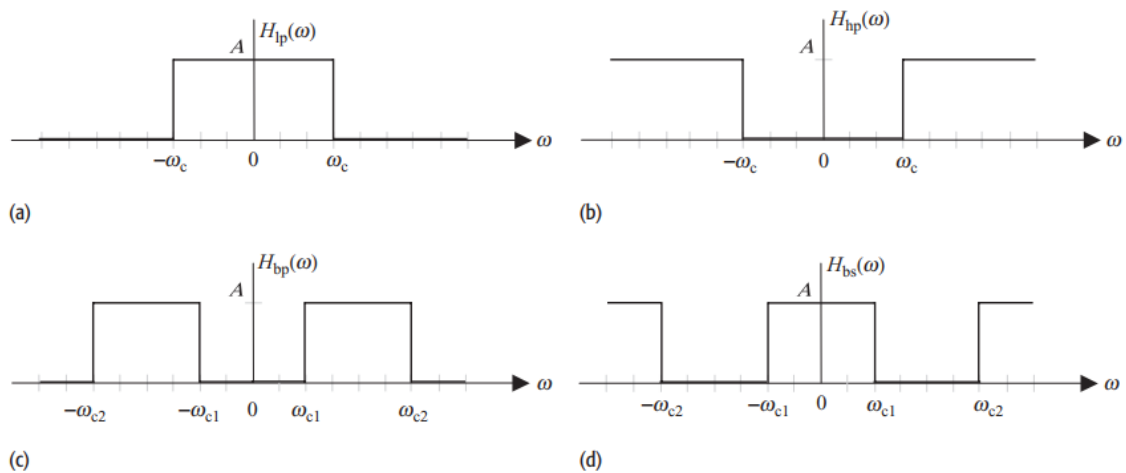
Assim, filtros ideais seriam funções da frequência do sinal ($H(\omega)$), tais que, frequências desejadas contariam com um ganho unitário, com intuito de não mudar o sinal, e para frequências não desejadas, um ganho igual a zero seria aplicado para filtra-las de forma absoluta.

Classifica-se os tipos de filtros da seguinte forma:

- (a) Filtro passa-baixa - onde a frequência desejada encontra-se nas baixas frequências, ou seja, a partir da frequência 0 até uma frequência determinada;
- (b) Filtro passa-alta - onde se considera a frequência desejada como alta frequência, ou seja, a partir de uma frequência desejada até a máxima frequência (infinito);
- (c) Filtro passa-faixa - onde a frequência não filtrada encontra-se em uma determinada faixa de frequências e o resto das frequências é filtrado;
- (d) Filtro rejeita-faixa - inverso ao filtro passa-faixa, este filtro rejeita uma determinada faixa de frequências enquanto deixa passar o resto.

A Figura 4.2 apresenta de forma ilustrativa cada um dos filtros descritos acima.

Figura 4.2: Resposta em frequência para os quatro tipos de filtros ideais apresentados



Fonte: (MANDAL; ASIF, 2007)

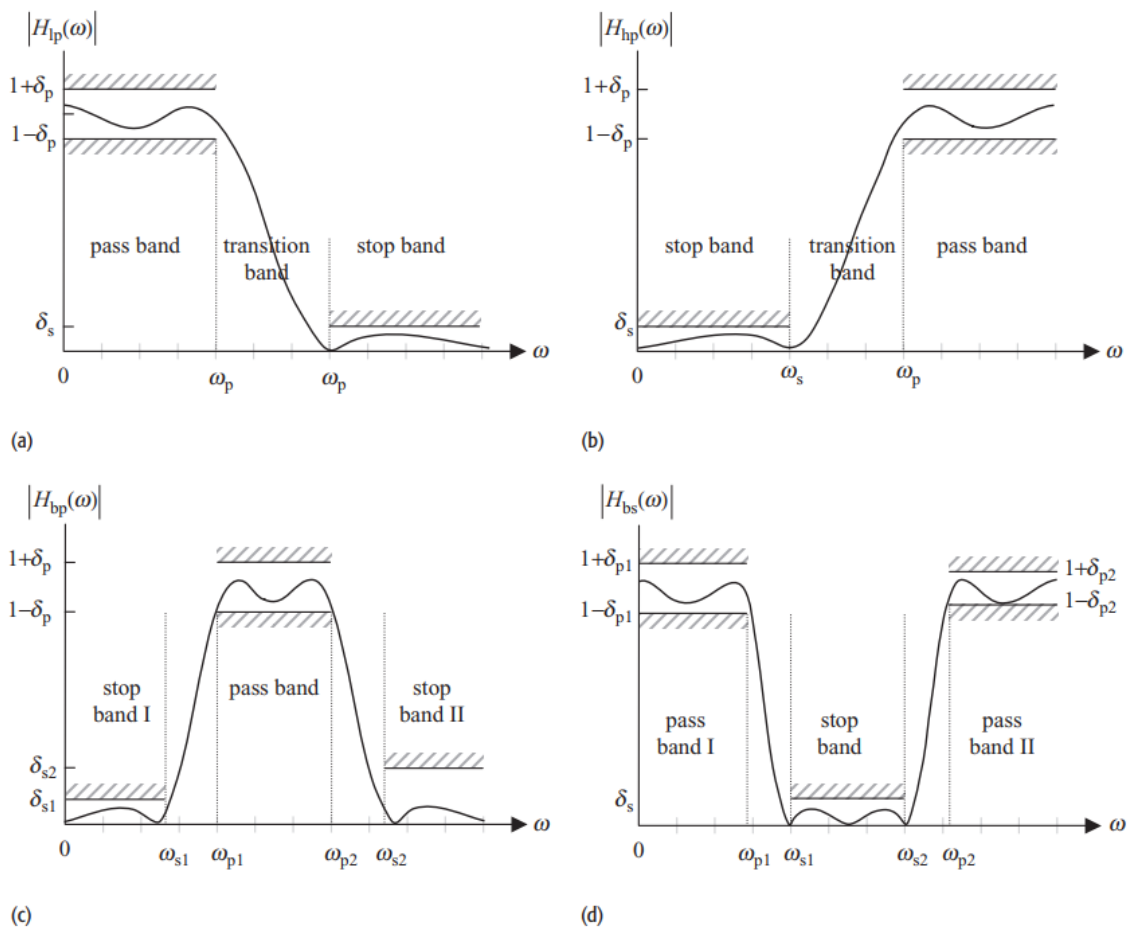
Contudo, implementar estes tipos de filtros em tempo real, seria impraticável (MANDAL; ASIF, 2007), pois não é possível ter ganhos constantes para uma certa banda, além de ocorrer uma transição brusca entre elas. Deste modo, é inevitável trabalhar com uma faixa de variação dentro das características interessadas do filtro. Ao invés de se ter um ganho constante na banda passante, um ganho variável $\pm\delta_p$ é determinado. O mesmo ocorre para a banda rejeitada, sendo determinado um ganho variável δ_s , Eq.(4.1). Esta

faixa de variação é definida como *ripple* e o conjunto de frequências entre a banda passante e banda rejeitada, onde se encontram um conjunto de frequências que o ganho vai diminuindo até se aproximar de 0, denomina-se banda de transição (*transition band*).

$$\begin{aligned} 1 - \delta_p \leq |H(\omega)| \leq 1 + \delta_p & \text{ ,para } \omega \text{ na banda passante} \\ 0 \leq |H(\omega)| \leq \delta_s & \text{ ,para } \omega \text{ na banda rejeitada} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Desta forma, filtros reais são considerados e caracterizados. O comportamento referente a estes filtros são apresentados na Figura 4.3.

Figura 4.3: Resposta em frequência para os quatro tipos de filtros reais apresentados



Fonte: (MANDAL; ASIF, 2007)

Entre os filtros com maior utilização, escolheu-se o *Butterworth* para aplicação por apresentar um menor atraso e uma menor distorção do sinal. A explicação da lógica usada para obter as características desejadas para o filtro é extensa, portanto, abaixo apresenta-se sua relação com a magnitude da resposta na frequência. Informações completas podem ser encontradas na bibliografia (MANDAL; ASIF, 2007).

Sendo o tipo mais simples para aplicação, o filtro *Butterworth* tem a seguinte resposta na magnitude:

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}}} \quad (4.2)$$

na qual ω_c se refere a frequência de corte e N a ordem da função de transferência.

A função de transferência deste filtro é determinada pela Eq.(4.3).

$$H(s) = \frac{1}{\prod_{n=1}^N (s - p_n)} \quad (4.3)$$

Determinadas as características do filtro, sendo elas: *passband*, *stopband*, *passband ripple* e *stopband attenuation*, onde:

- *Passband*: refere-se a frequência de canto da faixa de passagem (*cutoff*).
- *Stopband*: frequência de canto da banda de parada.
- *Passband ripple*: ondulação (variação) de faixa de passagem, especificada como escalar expressa em [dB].
- *Stopband attenuation*: atenuação de faixa de parada, especificada como escalar expressa em [dB].

A obtenção da função de transferência representando o filtro foi obtida através de uma rotina de programação feita no *Matlab* utilizando duas principais funções: a *buttord* que fornece a ordem mais baixa do filtro dentro das características pré determinadas e a *butter* que retorna os coeficientes da função de transferência.

4.3 CALIBRAÇÃO DO *driver* DO ATUADOR LINEAR

Na Seção 3.5.2 a relação entre os valores nominais de tensão de entrada com o de saída do *driver* de acionamento do atuador foi definida pelo fabricante.

Como entrada do *driver* foi determinada a faixa de tensão entre 0 e 5[V], que são convertidos proporcionalmente em uma saída de -12 a +12[V]. A calibração do *driver* consiste em relacionar tais valores, afim de determinar valores mínimos e máximos experimentais de entrada e saída, podendo definir desta forma a zona de saturação do *driver* por exemplo.

Para estabelecer os valores experimentais de operação do *driver*, foi utilizado um *software* para manipulação de variáveis e um multímetro. O software foi responsável por auxiliar na aplicação de tensão de forma gradativa ao *driver*, e o multímetro realizou a leitura instantânea da respectiva tensão de saída, desta forma, definiu-se a faixa de operação experimental do *driver*. O procedimento foi realizado para os 6 *drivers* de forma individual e sequencial.

4.3.1 CALIBRAÇÃO INDIVIDUAL (ATUADOR SEM CARGA)

Determinou-se como atuador sem carga, o atuador fora do sistema de movimento, desacoplado do robô.

Com a faixa de tensão de entrada experimental definida, realizou-se a definição da tensão de *offset* para cada atuador, esta tensão está relacionada a tensão de entrada que deverá existir para se obter uma tensão de saída nula, resultando no atuador parado. Sabe-se que este valor está dentro de uma faixa de valores, e para a sua determinação foi necessário o cálculo da média destes valores. Diante disso, a tensão de *offset* é definida da seguinte maneira:

1. Sabendo que teoricamente o valor de tensão de *offset* dos atuadores é 2,5[V], definida na Seção 3.5.2, fez-se um software para incrementar pulsos de tensão individual para cada atuador a partir deste valor;
2. Ao rodar o *software* observa-se se a tensão de 2,5[V] faz com que certos atuadores se movimentem, caso ocorra o movimento de algum atuador é necessário alterar este valor inicial.
3. Com o atuador parado adicionou-se 0,01[V] em seu *driver* até que ele começasse a avançar. Este valor mínimo de tensão para o avanço (valor inicial definido + valor do incremento) foi anotado em uma tabela.
4. Com o mesmo atuador, é realizado o teste para se obter o valor mínimo de tensão para recuo, incrementou-se -0,01[V] em seu *driver* até que começasse a recuar, sendo o valor de recuo (valor inicial definido - |valor do incremento|), anotou-se o valor obtido na tabela de dados;
5. Foram repetidos os passos anteriores para os demais atuadores;
6. Com os valores mínimos de tensão de avanço e recuo anotados, calculou-se o valor médio entre eles, resultando no valor de parada para cada atuador, tensão de *offset*.

4.3.2 VALIDAÇÃO DA CALIBRAÇÃO COM OS ATUADORES FIXOS A PLATAFORMA (COM CARGA)

A validação da calibração dos atuadores consiste em verificar se a tensão de *offset* definida para os atuadores sem carga pode ser aplicada para os atuadores acoplados a plataforma, com carga.

As etapas para realização desta verificação segue a mesma dinâmica da calibração realizada na Seção 4.3.1, foram definidos valores mínimos de avanço e recuo e tirada a média destes valores individualmente para cada atuador, ficando assim definido o valor da tensão de *offset* de cada um.

É importante garantir ao ligar o sistema de acionamento do robô que todos os atuadores se mantenham parados, o movimento descontrolado dos atuadores para este caso pode causar esforços indesejados a sua estrutura. Os valores iniciais para validação são definidos a partir dos valores utilizados na calibração individual dos atuadores sem carga.

4.4 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO DINÂMICO DO ATUADOR

Usualmente os parâmetros dos servo atuadores de baixo custo não são fornecidos pelo fabricante, e a obtenção do modelo matemático que represente a planta não pode ser deduzido, desta forma, a identificação matemática experimental dos parâmetros foi necessária. Para o caso, esta identificação experimental foi realizada a partir de dados experimentais obtidos por um projeto de aquisição de dados feito em *Simulink*.

A determinação dos parâmetros do sistema através de dados experimentais é conhecida como identificação do sistema. Esta identificação pode ser realizada observando a resposta do sistema a uma entrada conhecida.

Para identificação do modelo deste trabalho foi adotado o esquema de controle em espaço das juntas, este esquema permite que se analise individualmente os atuadores, tendo ao final do modelamento 6 funções de transferência identificadas.

Testes iniciais realizados no robô mostram que para uma entrada degrau, a resposta dos atuadores apresentam uma resposta típica de um sistema de primeira ordem ou segunda ordem criticamente amortecido, além de demonstrar um comportamento diferente de descida em relação a subida.

4.4.1 MODELO IDENTIFICADO POR UM SISTEMA DE 1^ª ORDEM

Supondo que o comportamento do sistema em estudo é similar ao de um sistema de primeira ordem, considerou-se a função de transferência descrita na Eq.(4.4).

$$G(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (4.4)$$

onde K e τ são os dois parâmetros que caracterizam o sistema, e respectivamente se referem ao ganho em estado estacionário e a constante de tempo do sistema.

Utilizando como entrada conhecida um degrau com a transformada de Laplace da função sendo determinada pela Eq.(4.5), obteve-se a resposta do sistema, $V_{out}(s)$, representada pela Eq.(4.6).

$$V_{in}(s) = \frac{V_d}{s} \quad (4.5)$$

$$V_{out}(s) = V_d \frac{K}{s(\tau s + 1)} \quad (4.6)$$

considera-se V_d como sendo um valor de tensão de entrada do *driver*.

Obtendo a resposta em relação ao tempo para a Eq.(4.6) a partir da transformada inversa de Laplace, tem-se:

$$V_{out}(t) = KV_d - KV_d e^{-t/\tau} \quad (4.7)$$

Com a utilização do teorema do valor final, definiu-se o valor do sistema em regime permanente. Este teorema estabelece que o comportamento em regime estacionário de $V_{out}(t)$ é o mesmo que o comportamento de $sV_{out}(s)$ nas proximidades de $s = 0$. Com base neste teorema, calculou-se o valor de V_∞ pela seguinte equação:

$$V_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} V_{out}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sV_{out}(s) \quad (4.8)$$

Efetuada a substituição da definição de $V_{out}(s)$, Eq.(4.6), na Eq.(4.8) obteve-se que:

$$V_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} sV_{out}(s) = sV_d \frac{K}{s(\tau s + 1)} \quad (4.9)$$

Resultando em:

$$V_\infty = KV_d \quad (4.10)$$

Para obtenção do parâmetro K , a Eq.(4.10) foi reorganizada. Deste modo, definiu-se K pela equação a seguir:

$$K = \frac{V_\infty}{V_d} \quad (4.11)$$

O parâmetro τ foi determinado matematicamente considerando a Eq.(4.7).

$$V_{out}(t) = KV_d(1 - e^{-t/\tau}) \Rightarrow 1 - \frac{V_{out}(t)}{KV_d} = e^{-t/\tau} \Rightarrow \ln \left(1 - \frac{V_{out}(t)}{KV_d} \right) = \frac{-t}{\tau} \quad (4.12)$$

Chegando no equacionamento final demonstrado abaixo pela Eq.(4.13):

$$\tau = \frac{-t}{\ln \left(1 - \frac{V_{out}(t)}{KV_d} \right)} \quad (4.13)$$

Experimentalmente a saída do sistema, V_{out} , foi medida em velocidade considerando a derivada da tensão de saída do potenciômetro.

4.4.2 MODELO IDENTIFICADO POR UM SISTEMA DE 2^ª ORDEM CRITICAMENTE AMORTECIDO

Como dito anteriormente, o comportamento observado para o sistema em estudo pode ser definido também como sendo um sistema criticamente amortecido de segunda ordem.

Neste tópico a determinação dos parâmetros do sistema foi realizada adotando uma função de transferência padrão para estes tipos de sistemas, sendo ela descrita abaixo na Eq.(4.14).

$$G(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K}{(s+a)^2} \quad (4.14)$$

na qual K se refere ao ganho em estado estacionário, e a determina o polo do sistema.

Aplicando uma entrada degrau conhecida ao sistema, obteve-se a Eq.(4.16).

$$V_{out}(s) = \frac{K}{(s+a)^2} \left(\frac{V_d}{s} \right) \Rightarrow V_{out}(s) = V_d \left(\frac{K}{(s+a)^2 s} \right) \quad (4.15)$$

$$V_{out}(s) = KV_d \left(\frac{1}{(s+a)^2 s} \right) \quad (4.16)$$

Calculando a inversa de Laplace para obtenção da resposta no tempo, tem-se:

$$V_{out}(t) = \frac{KV_d}{a^2} (1 - e^{-at} - ate^{-at}) \quad (4.17)$$

Como dito na seção anterior, para a determinação experimental do sistema é necessário a definição de seus parâmetros. Definiu-se então, pelo teorema do valor final, Eq.(4.8), a constante V_∞ , Eq.(4.18).

$$\lim_{s \rightarrow 0} sKV_d \left(\frac{1}{(s+a)^2 s} \right) \Rightarrow V_\infty = \frac{KV_d}{a^2} \quad (4.18)$$

Deixando a Eq.(4.18) em função do parâmetro K , tem-se que:

$$K = \frac{V_\infty a^2}{V_d} \quad (4.19)$$

Conhecendo V_∞ , Eq.(4.18), seu valor foi substituído na Eq.(4.17) para se obter o valor de a , uma vez que V_∞ é um valor que pode ser adquirido graficamente a partir da resposta ao degrau do sistema obtida experimentalmente.

$$V_{out}(t) = V_\infty (1 - e^{-at} - ate^{-at}) \Rightarrow 1 - \frac{V_{out}(t)}{V_\infty} - e^{-at} - ate^{-at} = 0 \quad (4.20)$$

4.4.3 MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA POR UM SISTEMA DE SEGUNDA ORDEM CRITICAMENTE AMORTECIDO CONSIDERANDO UMA ENTRADA RAMPA

Por mais que as identificações realizadas anteriormente mostrem-se satisfatórias quando avaliadas graficamente, foi detectado que elas não conseguem representar fielmente a planta real, apesar de ter uma boa aproximação.

Para se obter a saída do potenciômetro em velocidade para a identificação do modelo a partir de uma função de transferência de 1ª e 2ª ordem, deve-se derivar e filtrar o sinal de saída em diversos pontos, estas funções adicionadas ao sistema não são consideradas na identificação do modelo, e uma vez adicionadas mudariam a ordem do sistema e influenciariam na identificação.

Ponderando tal influência, decidiu-se identificar a planta utilizando a saída real do potenciômetro.

Como definido na Seção 4.4.2, uma função de segunda ordem criticamente amortecida pode ser descrita pela Eq.(4.14). Partindo desta determinação e supondo que o sistema se comporta desta forma, aplicou-se ao sistema uma entrada rampa, Eq.(4.21), obtendo a saída expressa pela Eq.(4.22).

$$V_{in}(s) = \frac{V_d}{s^2} \quad (4.21)$$

$$V_{out}(s) = KV_d \left(\frac{1}{(s+a)^2 s^2} \right) \quad (4.22)$$

Obtendo a resposta em relação ao tempo para Eq.(4.22), tem-se:

$$V_{out}(t) = \frac{KV_d}{a^2} \left(\frac{2e^{-at}}{a} + te^{-at} - \frac{2}{a} + t \right) \quad (4.23)$$

Por definição, a resposta em regime permanente de um sistema criticamente amortecido de segunda ordem para uma entrada rampa é uma reta. Com isto, pode-se definir pela Eq.(4.23), as componentes transitória e permanente do sistema, sendo determinadas respectivamente pelas Eq.(4.24) e (4.25):

$$y_{rt}(t) = \frac{KV_d t e^{-at}}{a^2} + \frac{2e^{-at}}{a^3} \quad (4.24)$$

$$y_{rp}(t) = \frac{KV_d t}{a^2} - \frac{2KV_d}{a^3} \quad (4.25)$$

Sabe-se que a equação padrão da reta é representada por $y = mx + b$, sendo m o coeficiente angular, inclinação, e b o coeficiente linear, intersecção. A Eq.(4.25) permite identificar os componentes descritos anteriormente, sendo eles:

$$m = \frac{KV_d}{a^2} \quad (4.26)$$

$$b = \frac{2KV_d}{a^3} \quad (4.27)$$

Utilizando o método de substituição para um sistema de equação com duas incógnitas, obteve-se os parâmetros K e a do sistema, e nesta ordem são definidos pelas Eq.(4.28) e(4.29).

$$a = \frac{2m}{b} \quad (4.28)$$

$$K = \frac{4m^3}{V_d b^2} \quad (4.29)$$

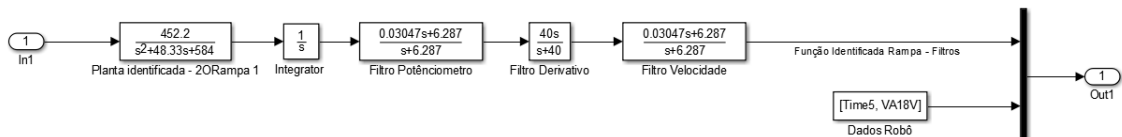
VALIDAÇÃO

Concluída a modelagem do sistema, é imprescindível analisar se o modelo determinado é adequado para utilização. Validações são ações empregadas para verificar se os valores alcançados pelo modelo possui coerência com os gerados pelo sistema experimental.

Segundo Aguirre (2004), a validação para modelos alcançados é realizada a partir de dados coletados que não foram utilizados no processo de modelagem, analisando como o sistema se comporta aos mesmos, desta forma com as funções de transferência de subida e descida identificadas para cada atuador, foi efetuada a validação destas funções quando submetida a uma diferente da entrada utilizada no modelamento.

Um programa para validação foi desenvolvido no *Simulink*, e é composto por um bloco onde estão dispostas as funções de transferência de cada atuador e os respectivos filtros aplicados na implementação experimental, Figura 4.4.

Figura 4.4: Diagrama de blocos simulando o comportamento do sistema experimental para realização da análise comparativa



Fonte: Captura de tela do *Simulink*, 2018.

4.5 PROJETO DO CONTROLADOR

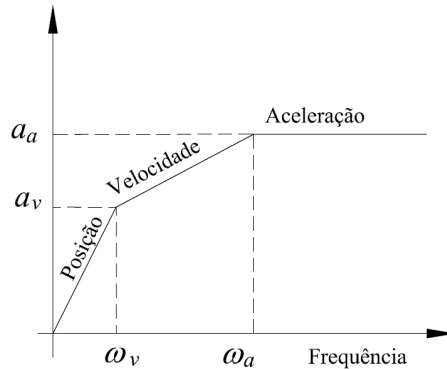
Definiu-se para este trabalho que o projeto dos controladores deve satisfazer os requisitos de projeto definidos para o sistema de movimento de um simulador de voo mostrado

na Seção 2.8. Porém, na prática devemos calcular inicialmente a frequência máxima de simulação do robô, devido as limitações físicas dos atuadores, tais como, velocidade máxima de deslocamento linear e efeitos não lineares, como zona morta.

Segundo Becerra-Vargas e Belo (2014), se considerarmos movimentos senoidais para cada grau de liberdade da plataforma móvel em torno da posição neutra, pode-se observar que dependendo da frequência do movimento, valores máximos de aceleração são estabelecidos. Considerando o movimento em um determinado grau de liberdade como:

$$\begin{aligned} a_{dof} &= -a \sin(\omega t); \\ v_{dof} &= (a/\omega) \cos(\omega t); \\ p_{dof} &= (a/\omega^2) \sin(\omega t), \end{aligned} \tag{4.30}$$

Figura 4.5: Limites de aceleração vs frequência



Fonte: (BECERRA-VARGAS; BELO, 2014)

pode-se determinar que para frequências menores que ω_v , o valor máximo da aceleração é limitado pelo valor máximo de posição, como mostrado na Figura 4.5. No intervalo (ω_v, ω_a) a velocidade máxima limita a aceleração, e para frequências maiores que ω_a , a aceleração é limitada pela potência dos atuadores. Os valores de frequência e aceleração são calculados como:

$$\begin{aligned} \omega_v &= V_{max}/d_{max}; \\ \omega_a &= a_a/V_{max}; \\ a_v &= \omega_v V_{max}, \end{aligned} \tag{4.31}$$

Pode ser observado que frequências altas correspondem a pequenos deslocamentos, dessa forma a máxima frequência permitida na prática, também será limitada pelo mínimo deslocamento que o robô pode simular devido principalmente à zona morta e a resolução do potenciômetro.

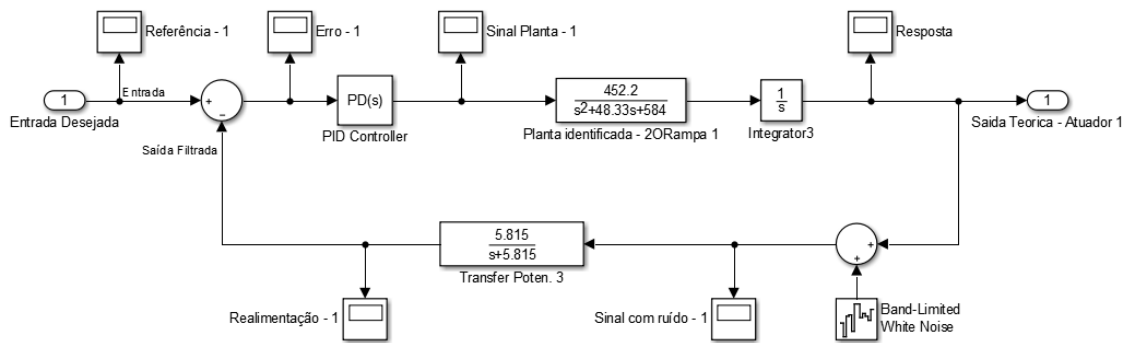
4.5.1 TÉCNICA DE CONTROLE

Identificadas as funções de transferência, iniciou-se o estudo das possíveis técnicas de controle a serem aplicadas ao sistema. As categorias de controle com maior utilização industrial recentemente são: a teoria de controle clássico, teoria de controle moderno e a teoria de controle robusto (OGATA; YANG, 2002)

Neste trabalho, foi realizado o controle em espaço das juntas, e se opta pela implementação prática do controle PID com chaveamento para os movimentos de avanço e recuo dos atuadores.

Uma estrutura que representa o funcionamento real da robô foi desenvolvida no *Simulink* para realização da sintonia dos controladores. A Figura 4.6 mostra a estrutura em malha fechada para um atuador, sendo a mesma estrutura montada para os demais atuadores.

Figura 4.6: Diagrama de blocos representando a estrutura experimental do projeto para sintonia do controlador para atuador 1

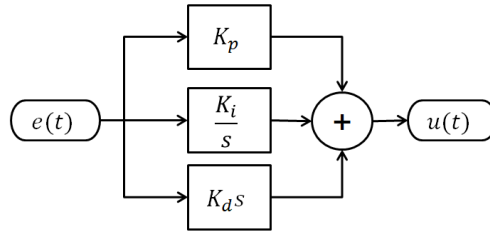


Fonte: Captura de tela do *Simulink*, 2018.

PID

O controle PID pode ser estruturado de várias formas dependendo da aplicação a ser realizada. A estrutura de controle paralela foi a determinada para utilização neste trabalho e é apresenta-se abaixo na Figura 4.7, tendo sua representação algébrica apresentada na Eq.(2.24).

Figura 4.7: Diagrama de blocos representando a estrutura de controle PID paralela



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

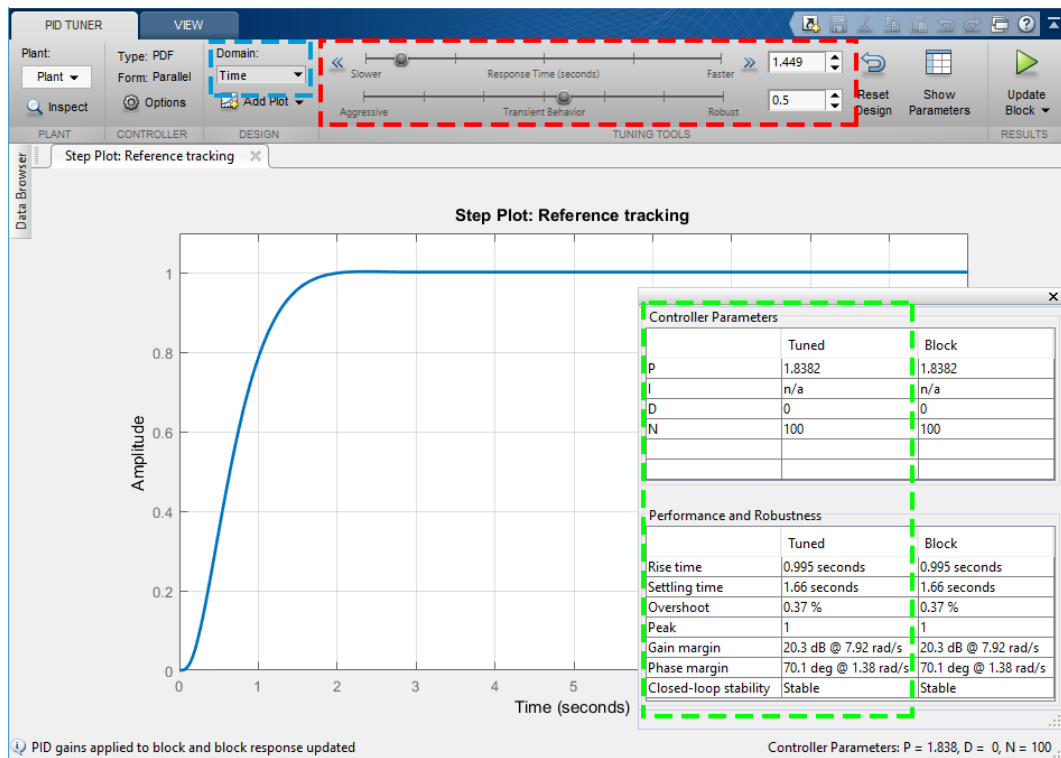
PID TUNER

Visando facilitar o projeto, utilizou-se o *toolbox PID tuner* do *Matlab* para auxiliar na sintonia dos controladores. Este *toolbox* permite ao usuário alterar alguns critérios de desempenho do sistema tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, e acompanhar de forma dinâmica a influência destes critérios em outros.

Em geral, os critérios de desempenho com maior utilização foram descritos na Seção 2.5.2.

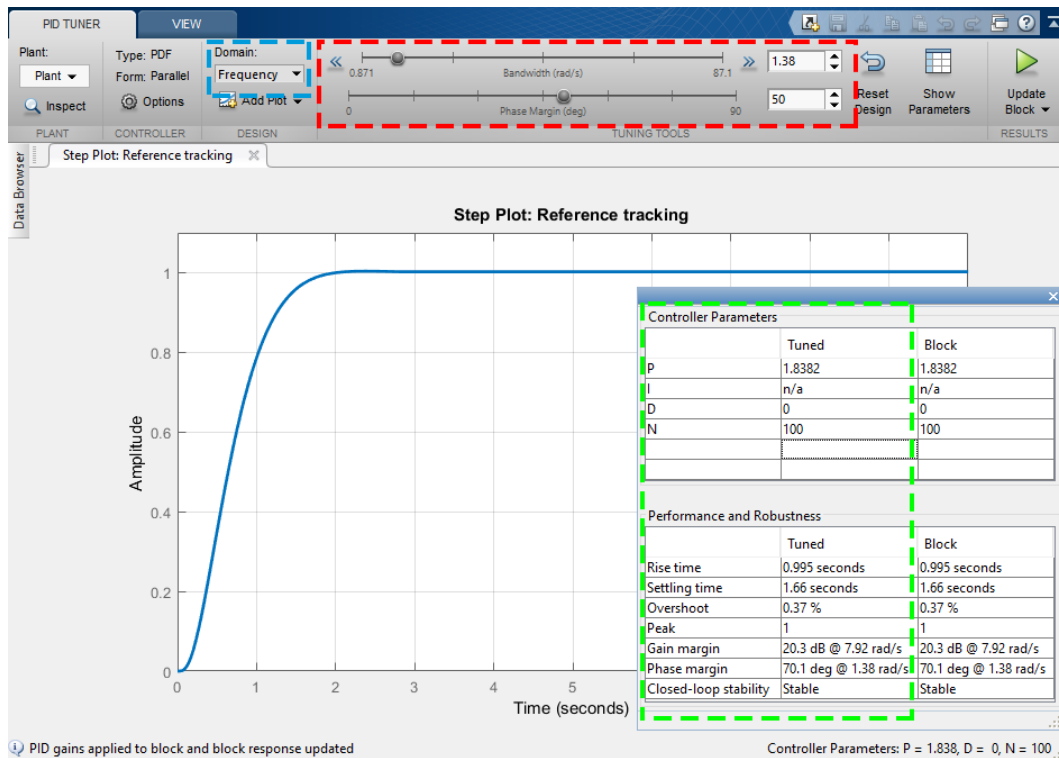
Abaixo, nas Figuras 4.8 e 4.9 são apresentadas as tela de interação do *toolbox* para domínio do tempo e da frequência.

Figura 4.8: *Toolbox PID tuner* para o domínio do tempo



Fonte: Captura de tela do *PID tuner*, 2018.

Figura 4.9: *Toolbox PID tuner* para o domínio da frequência



Fonte: Captura de tela do *PID tuner*, 2018.

Nas figuras acima é possível observar a marcação de 3 setores nas cores azul, vermelha, e verde. Explica-se abaixo a influência de cada setor na sintonia.

- Setor azul - de forma geral, a barra indica o domínio que se deseja sintonizar a planta (tempo ou frequência);
- Setor vermelho - para as barras presentes neste setor, existe uma diferenciação quanto aos domínios em que se está realizando a sintonia;
 - Domínio do tempo - duas barras variáveis são apresentadas neste setor representando dois critérios de desempenho, sendo eles o tempo de resposta [s] e a resposta transiente do sistema. Para o tempo de resposta pode-se defini-lo como lento ou rápido e o comportamento transitório agressivo ou robusto.
 - Domínio da frequência - dois critérios de desempenho para a frequência também são encontrados neste setor, sendo eles a frequência de corte [rad/s] e a margem de ganho indo de 0 a 90 [Deg], podendo ser alteradas conforme necessidade do usuário.
- Setor verde - responsável por mostrar ao usuário de forma dinâmica os parâmetros do sistema. Tais parâmetros podem ser ajustados alterando os valores das barras presentes no setor vermelho tanto para o domínio do tempo quanto para o da frequência;

4.6 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO CONTROLADOR

Com o objetivo de comparar as sintonias aplicadas ao controlador utilizado neste trabalho, foram realizados acompanhamento de trajetórias em espaço das juntas para trajetórias pré definidas para cada um dos controladores.

As trajetórias são geradas por meio da cinemática inversa, onde aplicando a entrada desejada na coordenada cartesiana z a cinemática converte a saída para uma entrada em espaço das juntas, conseguindo assim analisar o acompanhamento de cada atuador.

Para realização dos testes foram escolhidos de forma estratégica 3 entradas, sendo elas:

- Degrau: esta entrada submete o sistema a um acompanhamento de posição, sendo importante ao definir o valor da entrada de grau utilizar uma entrada de referência em que não sature o controlador.
- Rampa: a entrada rampa é definida para acompanhamento de velocidade, neste caso deve-se atentar-se a saturação e ao tempo de aquisição de dados para que os atuadores não cheguem ao fim de curso.
- Parábola: definida para acompanhamento de aceleração do sistema esta entrada também não deve saturar e chegar ao final de curso dos atuadores.

A análise de desempenho no espaço cartesiano é realizado considerando como medida de desempenho o comportamento da aceleração na frequência. A aquisição do sinal é realizada por meio de um sensor inercial de 6 graus de liberdade localizado no centroide da plataforma móvel do robô paralelo.

Cada grau de liberdade é excitado com entradas senoidais de diferentes frequências e a relação entre os sinais senoidais de saída e entrada são analisados por meio da função descritiva. A função descritiva é válida apenas na frequência e na amplitude da medida realizada, porém, para pequenas amplitudes (região de comportamento linear) a função descritiva se aproxima com o comportamento na frequência de um sistema linear (LEAN, 1979).

A função descritiva pode ser calculada como (GRANT, 1986):

$$\mathbf{L}(\omega) = \frac{\Phi_{xy}(\omega)}{\Phi_{xx}(\omega)}, \quad (4.32)$$

na qual, Φ_{xx} , é a densidade espectral de potência e pode ser definida em função da transformada de Fourier da função de autocorrelação do sinal de entrada x , \mathfrak{R}_{xx} , (MANDAL; ASIF, 2007):

$$\Phi_{xx}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathfrak{R}_{xx}(\tau) \exp^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (4.33)$$

Do mesmo modo, Φ_{xy} , é a densidade espectral cruzada e pode ser definida em função da transformada de Fourier da função de correlação entre o sinal de entrada x e o sinal de saída y , \Re_{xy} (MANDAL; ASIF, 2007):

$$\Phi_{xy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Re_{xy}(\tau) \exp^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (4.34)$$

Seis funções descritivas são definidas por cada grau de liberdade: a primeira, a função descritiva principal, relaciona a entrada e a saída do mesmo grau de liberdade, por exemplo, se definirmos os subscritos i e o para a entrada e a saída do sistema respectivamente, a função descritiva principal na direção x é dada por:

$$\frac{\mathbf{a}_{x_o}}{\mathbf{a}_{x_i}} = \frac{\Phi_{x_i x_o}(\omega)}{\Phi_{x_i x_i}(\omega)} \quad (4.35)$$

As outras cinco funções descritivas secundárias (função descritiva cruzada) representam os movimentos parasitas dos outros graus de liberdade em relação ao grau de liberdade acionado, por exemplo, com uma entrada na direção x , deseja-se saber a resposta parasita nos outros graus de liberdade. Como exemplo, as funções descritivas cruzadas de translação em relação a uma entrada de aceleração na direção x são representadas por:

$$\frac{\mathbf{a}_{y_o}}{\mathbf{a}_{x_i}} = \frac{\Phi_{x_i y_o}(\omega)}{\Phi_{x_i x_i}(\omega)}, \quad \frac{\mathbf{a}_{z_o}}{\mathbf{a}_{x_i}} = \frac{\Phi_{x_i z_o}(\omega)}{\Phi_{x_i x_i}(\omega)} \quad (4.36)$$

CAPÍTULO 5

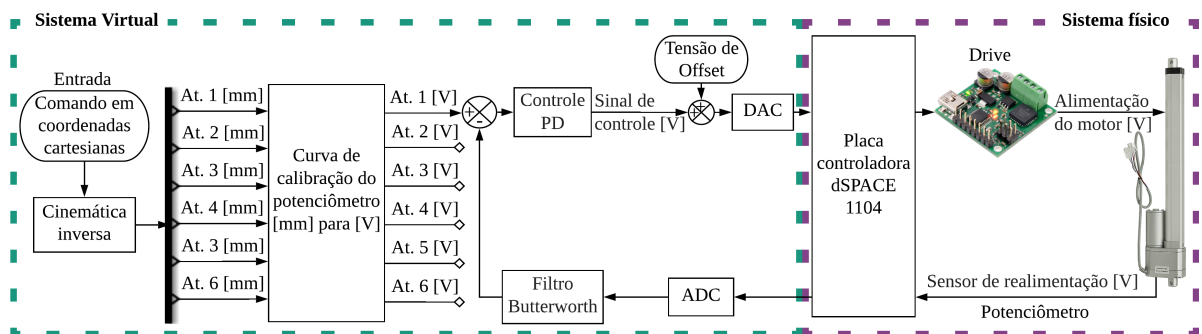
RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Apresenta-se neste capítulo a aplicação da metodologia descrita na Seção 4, sendo possível observar os resultados experimentais obtidos em cada tópico, bem como a comparação numérica para os mesmos.

A arquitetura do sistema de controle foi implementada em espaço das juntas, sendo um sistemas de controle do tipo SISO (*Single-Input Single-Output*), utilizando informações em cada comprimento de atuador apenas. A Figura 5.1 mostra a estrutura básica da implementação do controle realizado experimentalmente, onde, dada uma trajetória cartesiana desejada, a cinemática inversa converte em comprimento dos atuadores do robô paralelo. Cada atuador eletromecânico possui em sua construção um potenciômetro analógico. A curva de calibração do potenciômetro foi obtida plotando a saída de tensão do potenciômetro [V] contra o deslocamento mecânico do atuador [mm] e uma linha reta foi ajustada aos pontos de dados.

Tensões de *offset* foram previamente determinadas para cada atuadores, bem como a realização do projeto de um filtro *Buttherworth* para reduzir o ruído do sinal do potenciômetro e realizar o experimento de calibração e o projeto de controle realimentado.

Figura 5.1: Arquitetura de controle experimental implementada



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

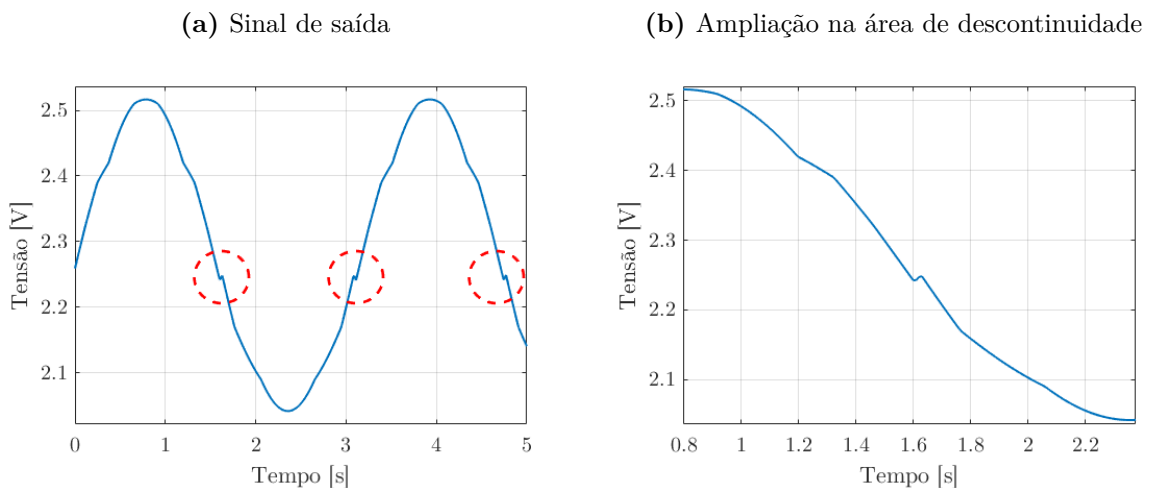
5.1 LEVANTAMENTO DA CURVA DE CALIBRAÇÃO DO POTENCIÔMETRO

Como mencionado na Seção 4.1, para relacionar as tensões de saída dos potenciômetros com o respectivo comprimento da haste do atuador, uma aquisição de dados deve ser realizada. Os dados obtidos a partir desta aquisição são apresentados na Tabela A.1 disponível no Apêndice A.1.

Constatou-se no decorrer da aquisição que ao se aplicar um baixo deslocamento ao atuador o mesmo se mantém parado. Este fenômeno tem uma característica não-linear e é chamada de zona morta. Em termos práticos, a zona morta é a faixa de tensão em que o atuador não responde, seja em seu avanço ou recuo.

Como descrito na Seção 4.1.1, a relação entre as variáveis foi realizado inicialmente utilizando o bloco *lookup table* diretamente no *Simulink*, porém após análise teórica do acompanhamento do sinal de saída da relação realizada pelo bloco a uma entrada senoidal, verificou-se que a saída apresentava descontinuidade em seu sinal para atuador 3. Esta descontinuidade pode ser descrita pela aproximação realizada pelo bloco, em que caso não seja previamente definido os valores de entrada na tabela de consulta, o bloco estima os valores de saída com base nos valores de tabela próximos, desta forma, qualquer variação nos dados experimentais são replicados para no sinal de saída, deixando o método mais sensível as variações. A Figura 5.2 mostra o comportamento descrito acima.

Figura 5.2: Sinal de saída do potenciômetro considerando a relação de variáveis realizado pelo bloco *lookup table*, atuador 3

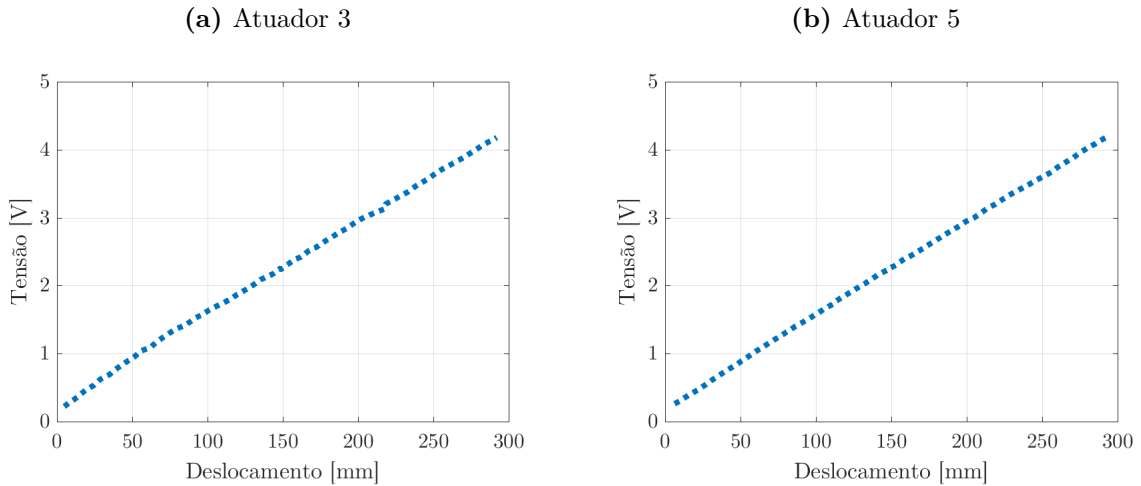


Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Com este empecilho constatado, definiu-se a relação entre tensão e milímetros utilizando o método de regressão. A regressão estabelece qual a melhor curva a ser traçada que se ajusta melhor aos dados obtidos, podendo ser uma reta ou uma curva qualquer.

Para o caso em estudo por se tratar de duas variáveis, é possível observar o comportamento aproximado dos dados experimentais analisando-os graficamente, conforme mostra a Figura 5.3.

Figura 5.3: Relação entre os dados de de saída do potenciômetro [V] com o respectivo comprimento da haste visível do atuador [mm]



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Resultados similares são alcançados para os demais atuadores e são apresentados no Apêndice A.1.

É evidente ao se analisar a Figura 5.3 que os dados se tratam de um polinômio de primeiro grau, podendo assim ser definido pela Eq.(5.1).

$$y = ax + b, \tag{5.1}$$

na qual a é definido como o coeficiente angular da reta e b o coeficiente linear, x e y são os pontos pertencentes à esta reta.

Determinou-se os coeficientes a e b utilizando os dados da Tabela A.1 com o auxílio da função *polyfit* no *Matlab*. Os valores determinados são mostrados na Tabela 5.1.

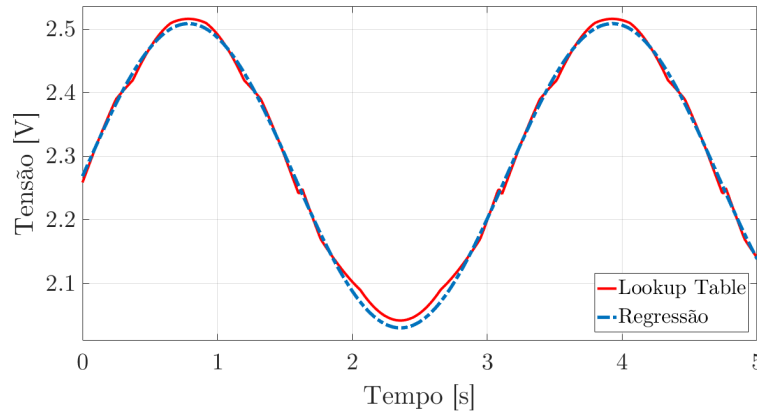
Tabela 5.1: Coeficientes da reta definidos para cada atuador

Atuadores	a	b	R^2
1	0,0136	0,1810	0,9997
2	0,0136	0,1805	0,9996
3	0,0136	0,2346	0,9995
4	0,0137	0,2047	0,9997
5	0,0137	0,2008	0,9998
6	0,0138	0,1278	0,9998

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

O valor R^2 citado na Tabela 5.1 é relacionado ao coeficiente de determinação. Este coeficiente indica a correlação entre duas variáveis e varia entre 0 e 1, indicando o quanto o modelo consegue explicar os valores observados, sendo $R^2 = 1$ um modelo perfeito. É possível afirmar então, que para os dados em questão obtém-se uma relação satisfatória com os coeficientes determinados. A Figura 5.4 mostra a comparação teórica entre os dois métodos utilizados (*Lookup Table* e regressão linear).

Figura 5.4: Comparação entre a tensão de saída do potenciômetro para os métodos aplicados para relacionar as variáveis [V] e [mm], atuador 3



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Analisando a comparação entre os métodos aplicados, foi possível afirmar que a utilização do método de regressão linear mostra-se mais eficaz para o caso, excluindo as discontinuidades apresentadas quando utiliza-se o bloco *lookup table*. As comparações realizadas para os demais atuadores são mostradas no Apêndice A.2.

5.1.1 VALIDAÇÃO DA CALIBRAÇÃO DO POTENCIÔMETRO

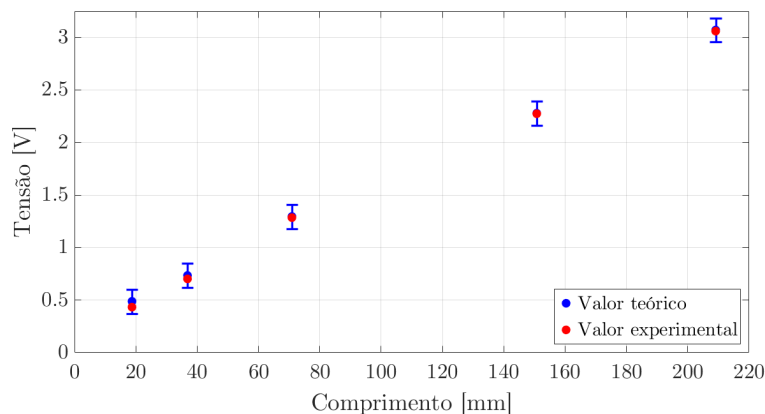
Determinada a regressão linear como o melhor método para se relacionar as variáveis tensão de saída do pontenciômetro e comprimento da haste visível do atuador, a validação

experimental foi realizada conforme Seção 4.1.1.

Para o experimento em questão foram realizados 5 deslocamentos aleatórios no robô, os resultados foram organizados em uma tabela sendo apresentados no Apêndice A.3, Tabela A.2.

Observando os dados individualmente, é apresentado na Figura 5.5 o resultado obtido para um atuador.

Figura 5.5: Validação experimental da aplicação do método de regressão linear para a relação entre as variáveis [V] x [mm], atuador 3



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

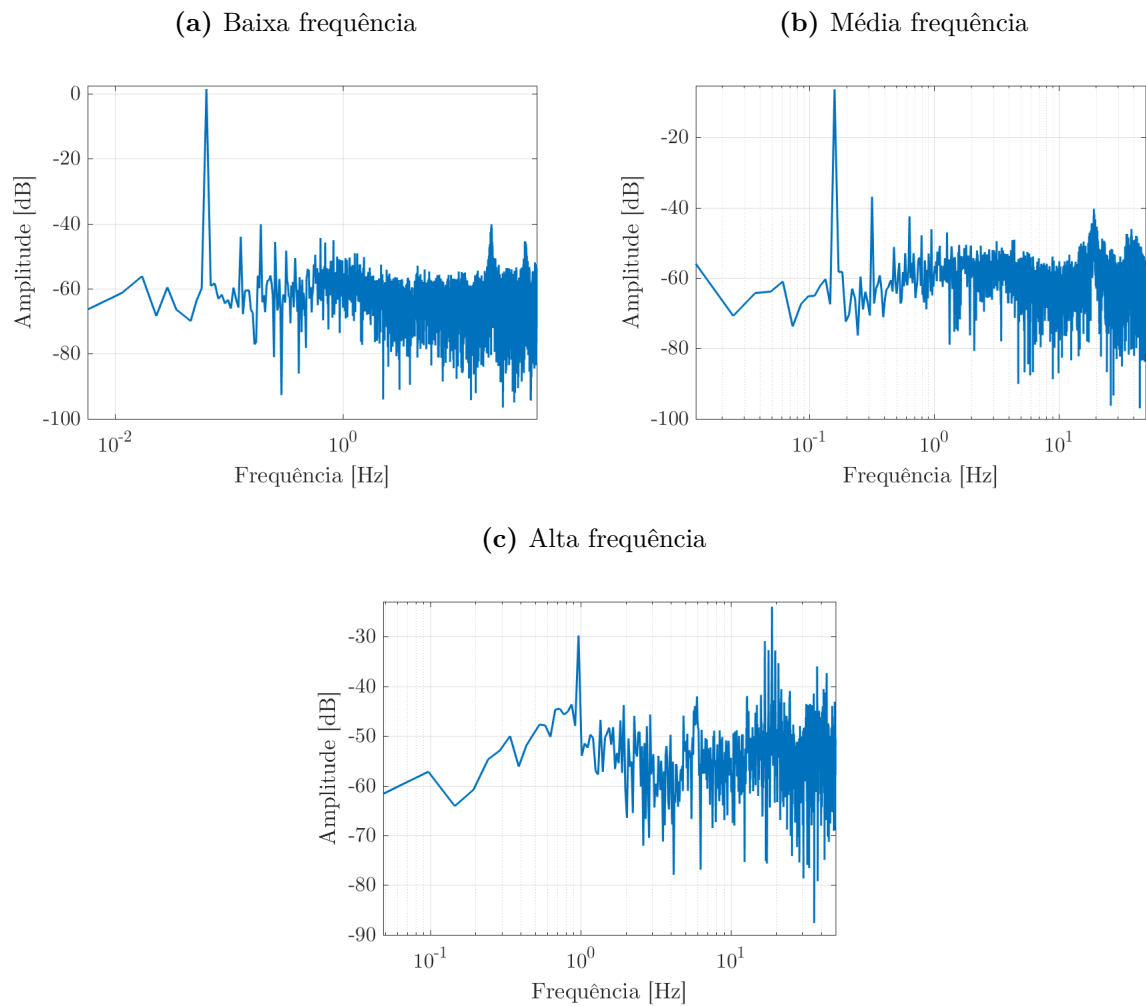
Resultados similares foram obtidos para os demais atuadores e são apresentados no Apêndice A.3.

Nota-se na Figura 5.5 que os pontos teóricos utilizados para comparação e validação da calibração realizada dispõem de uma faixa de variação, esta faixa foi determinada de acordo com a variação do sinal do potenciômetro. Ainda analisando a figura, conclui-se que os dados experimentais obtidos encaixam-se no valor teórico alcançado pelo método de regressão linear, validando o método aplicado.

5.2 ANÁLISE ESPECTRAL DO SINAL DE SAÍDA DO POTENCIÔMETRO

Como definido na Seção 4.2, neste trabalho foram determinadas três frequências de acionamento para aquisição de dados e posterior análise espectral dos sinais. Utilizou-se uma frequência de amostragem de 100[Hz] e tempo de aquisição do sinal de no mínimo 10 ciclos completos para cada frequência de aquisição. Foram estabelecidos para baixa, média e alta frequência os respectivos valores: 0,064[Hz] (0,4[rad/s]), 0,159[Hz] (1[rad/s]) e 0,971[Hz] (6,1[rad/s]). Abaixo na Figura 5.6 são apresentadas as análises espectrais realizadas para cada uma das frequências de aquisição.

Figura 5.6: Análise espectral para as frequências de aquisição predeterminadas, atuador 1



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Observou-se na figura acima a existência de basicamente duas bandas onde o ruído prevalece para as aquisições de baixa e média frequência, uma na região de 20[Hz] e outra perto da própria frequência de referência, aproximadamente 1[Hz]. Para o caso da aquisição em alta frequência, por se tratar de uma combinação com baixas amplitudes por causa da limitação de velocidade do atuador, o atuador apresentou um sinal ruidoso em toda a faixa de aquisição.

Resultados similares foram observados para os demais atuadores e são apresentados no Apêndice B.1.

5.3 APLICAÇÃO DE UM FILTRO *Butterworth* NO SINAL DE SAÍDA DO POTENCIÔMETRO

A caracterização do filtro a ser utilizado foi realizada a partir do processamento de sinais realizado na seção anterior, que consistiu em analisar e extrair as informações necessárias para desenvolvimento do filtro.

Em um primeiro momento, os parâmetros de projeto do filtro foram definidos com uma faixa de variação baixa de *Passband ripple* e de *Stopband attenuation*, além de uma banda de transição pequena de 1[Hz]. Desta forma constatou-se que o filtro determinado possuía uma ordem alta, deixando a posterior sintonia dos controladores mais difícil, além de produzir um atraso maior ao sistema. Por este motivo, optou-se por flexibilizar a determinação dos parâmetros aumentando o *range* dos valores anteriormente definidos, afim de alcançar um filtro eficaz e com ordem baixa.

Utilizando a metodologia descrita na Seção 4.2.1, a obtenção da função de transferência representando o filtro foi obtida através do *Matlab*. O primeiro resultado satisfatório alcançado foi a determinação de um filtro de primeira ordem, sendo os valores dos parâmetros determinados para o projeto apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Valores dos parâmetros de projeto do filtro *Butterworth* de 1ª ordem

Parâmetros	Valores
<i>Passband</i>	1[Hz]
<i>Stopband</i>	10[Hz]
<i>Passband ripple</i>	4[dB]
<i>Stopband attenuation</i>	21[dB]

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

É importante ressaltar que não é necessário a realização de 6 filtros distintos uma vez que os 6 atuadores possuem comportamentos similares. A função de transferência determinada para o filtro a partir do projeto é descrita pela Eq.(5.2).

$$F(s) = \frac{5,815}{s + 5,815} \quad (5.2)$$

A aplicação do filtro de primeira ordem projetado foi realizada e dois controladores foram sintonizados com sua utilização, contudo visando melhorar o tempo de resposta da planta e a utilização do derivativo do PID, optou-se por projetar um segundo filtro que penalize mais o ruído. Apresentam-se na Tabela 5.3 os valores determinados para o segundo filtro, sendo ele um filtro de segunda ordem.

Tabela 5.3: Valores dos parâmetros de projeto do filtro *Butterworth* de 2^a ordem

Parâmetros	Valores
<i>Passband</i>	1[Hz]
<i>Stopband</i>	5[Hz]
<i>Passband ripple</i>	0.8[dB]
<i>Stopband attenuation</i>	21[dB]

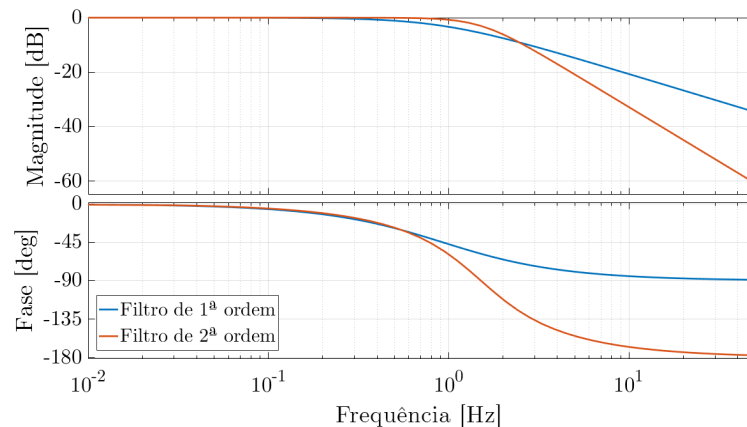
Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

A função de transferência determinada para o segundo filtro a partir do projeto é descrita pela Eq.(5.3).

$$F(s) = \frac{89,79}{s^2 + 13,4s + 89,79} \quad (5.3)$$

Abaixo na Figura 5.7 mostra-se a comparação das características dos filtros projetados.

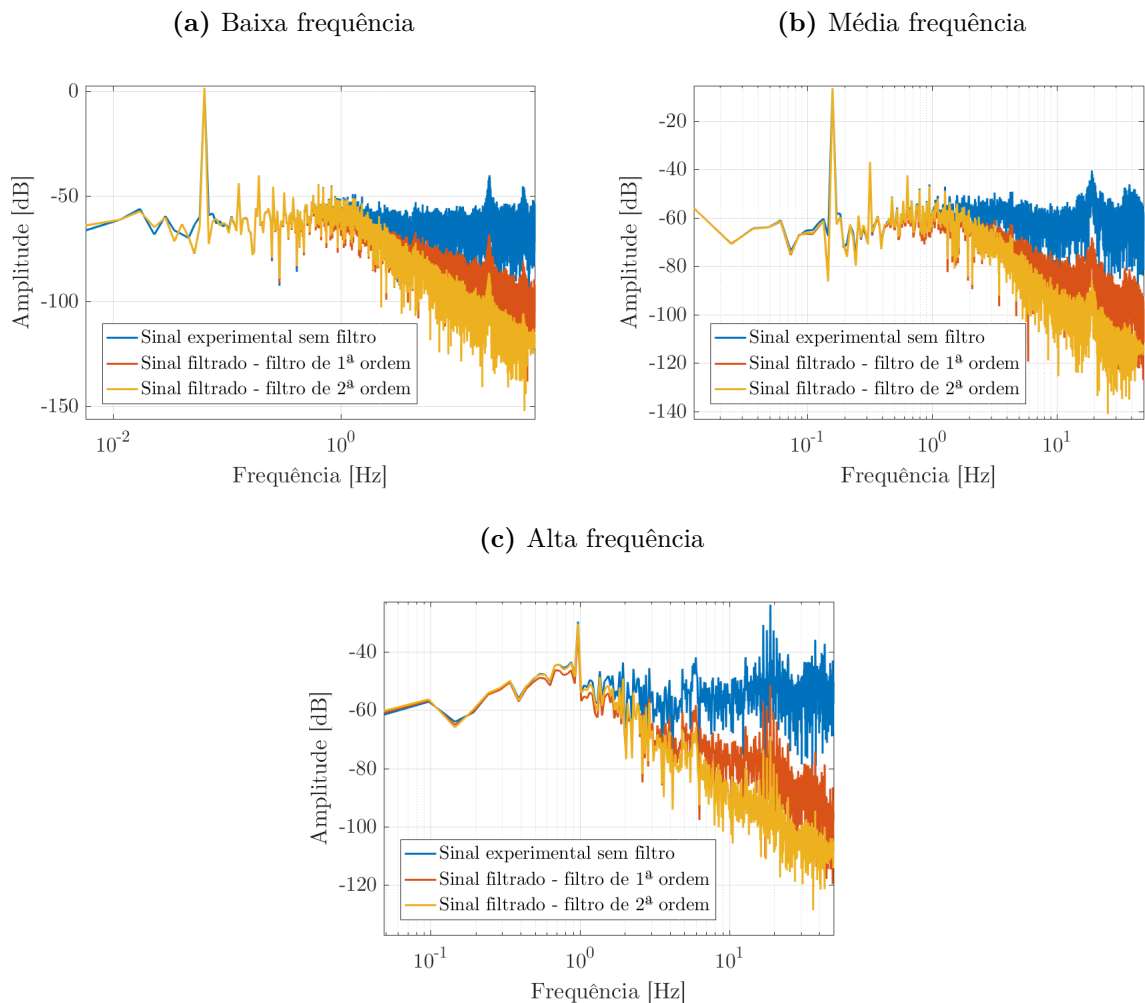
Figura 5.7: Caracterização dos filtros de 1^a e 2^o ordem quanto a sua frequência de corte e fase



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Pode-se observar na figura acima que o filtro de 1^a ordem começa atenuar o sinal antes da frequência de corte determinada, este comportamento é prejudicial ao sistema uma vez que espera-se uma resposta plana dentro da faixa projetada, neste quesito a ação do filtro de 2^a ordem mostrou-se mais palpável, contudo a fase para o filtro de 2^a ordem apresenta um atraso superior, sendo de 160[ms] enquanto o para o filtro de primeira ordem o atraso foi de 130[ms]. Apresentam-se na Figura 5.8 a comparação dos sinais de saída do potenciômetro após aplicação dos filtros para um atuador.

Figura 5.8: Comparação entre os sinais filtrados e não filtrado da saída do potenciômetro. Análise realizada para o atuador 1



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

A partir da figura acima, pode-se afirmar que a utilização do filtro de 2^a ordem é mais efetiva para o caso em estudo, resultando em uma diferença de aproximadamente 7[dB] de atenuação entre os filtros em 6[Hz] para as análises de baixa e alta frequência, e de aproximadamente 9[dB] para os sinais de alta frequência, além de não atenuar a amplitude do sinal dentro da banda passante. Resultados similares foram observados para os demais atuadores e são apresentados no Apêndice B.2.

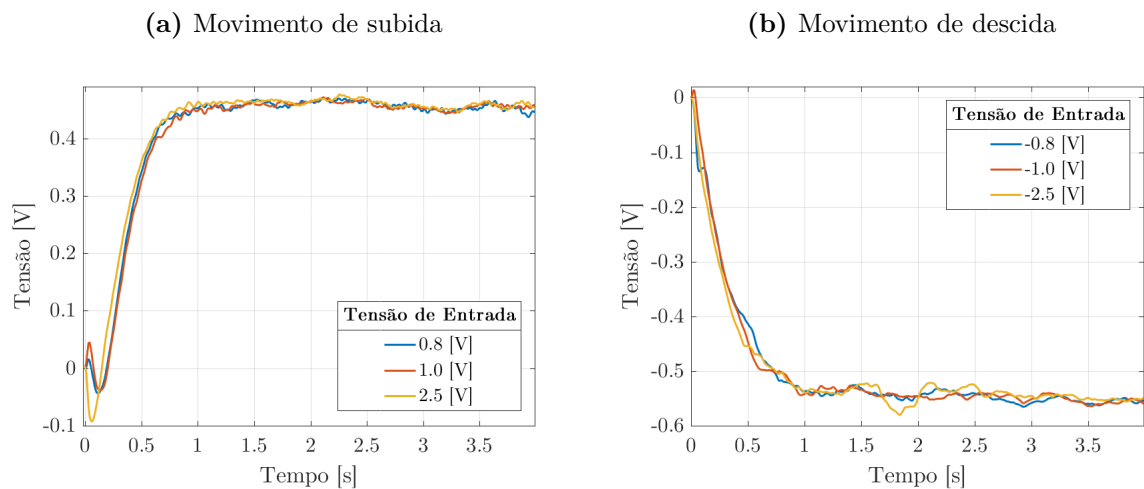
5.4 DETERMINAÇÃO DA FAIXA DE SATURAÇÃO DO *driver* DO ATUADOR

Como determinado na Seção 4.3, incrementos gradativos de tensão são aplicados na entrada do *driver* para determinação de sua faixa de funcionamento experimental.

Verificou-se que o *driver* apresenta uma saída de $+12[V]$ para o motor com sinais de entrada a partir de $3,3[V]$, e uma saída de $-12[V]$ para uma entrada variando de 0 a $1,7[V]$. Com isto, a faixa de variação da tensão de entrada do *driver* fica entre $1,7$ e $3,3[V]$, diferentemente da faixa especificada pelo fabricante.

Pode-se analisar abaixo na Figura 5.9 o comportamento de saturação do sinal de entrada descrito acima para avanço e recuo de um atuador.

Figura 5.9: Análise em velocidade do sinal de saída do potenciômetro para o avanço e o recuo do atuador 1 para diferentes tensões de entrada no *driver*



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

O resultado mostrado na figura acima indica um valor de entrada variando de $0,8$ a $2,5[V]$, diferente do especificado no começo desta seção. Estes valores de entrada são somados a uma tensão de *offset* (tensão responsável por manter os atuadores parados), obtendo desta forma o pulso de entrada efetuado para análise que foi descrita.

Comportamentos similares de avanço e recuo foram apresentados para os demais atuadores e são apresentados no Apêndice C.

5.5 DETERMINAÇÃO DA TENSÃO DE *offset* DOS ATUADORES

Utilizando o método mostrado na Seção 4.3.1 determinou-se as tensões de *offset* dos atuadores. A Tabela 5.4 mostra os dados e resultados obtidos a partir da aquisição realizada para os atuadores sem carga.

Tabela 5.4: Definição de tensão de *offset* dos atuadores sem carga

Atuadores	Avanço [V]	Recuo [V]	Tensão de <i>offset</i> [V]
1	2,39	2,23	2,310
2	2,38	2,16	2,270
3	2,43	2,18	2,305
4	2,39	2,23	2,310
5	2,38	2,22	2,300
6	2,37	2,21	2,290

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Uma análise importante pode ser feita com os valores obtidos. Ao aplicar uma tensão de 2,24[V] ou 2,38[V] ao atuador 1 por exemplo, o mesmo irá responder da mesma forma, ficando parado. Este fenômeno como mencionado na Seção 5.1 tem uma característica não-linear e é chamado de zona morta. Desta forma o valor de zona morta foi definido nesta etapa, sendo ela a diferença entre a tensão de *offset* e o valor de avanço ou recuo do atuador. Os valores de zona morta para cada atuador são mostrados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Valor de zona morta para os atuadores sem carga

Atuadores	1	2	3	4	5	6
Zona Morta [V]	0,08	0,11	0,125	0,08	0,08	0,08

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Na Tabela 5.6 mostra-se os valores determinados para os atuadores com carga, acoplados a plataforma. Estes valores definem de forma geral se as tensões de *offset* obtidas para o atuador sem carga podem ser aplicadas ao robô.

Tabela 5.6: Definição de tensão de *offset* dos atuadores com carga

Atuadores	Avanço [V]	Recuo [V]	Tensão de <i>offset</i> [V]
1	2,44	2,24	2,340
2	2,42	2,14	2,280
3	2,45	2,22	2,335
4	2,44	2,23	2,335
5	2,42	2,22	2,320
6	2,42	2,21	2,315

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Os valores de zona morta para os atuadores com carga são definidos e mostrados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7: Valor de zona morta para os atuadores com carga

Atuadores	1	2	3	4	5	6
Zona Morta [V]	0,10	0,14	0,115	0,105	0,10	0,105

Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

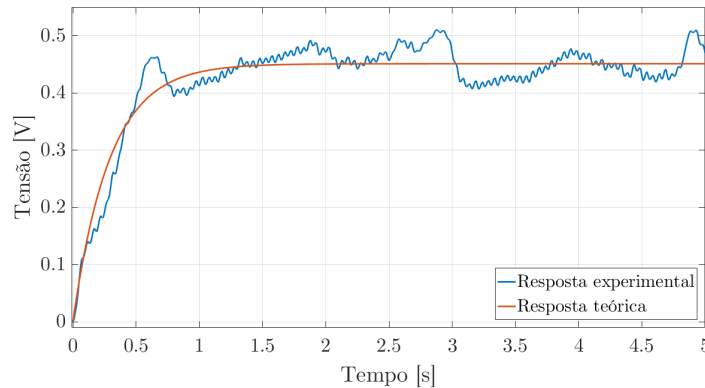
Ao se comparar as tensões de *offset* determinadas para os atuadores com e sem carga, pode-se concluir que apesar de terem resultados diferentes as tensões obtidos para os atuadores acoplados estão dentro da faixa em que o atuador desacoplado se matem parado. Quanto a zona morta, para os atuadores acoplados ela apresenta um leve aumento em seu valor para a maior parte dos atuadores, isso pode ser determinado pela construção geométrica da plataforma que pode exigir um esforço maior dos atuadores por causa de sua assimetria, uma vez que os atuadores tem uma resposta plana quando trabalham dentro de sua carga nominal.

5.6 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA PLANTA POR UM SISTEMA DE 1^A ORDEM (ATUADORES SEM CARGA)

Realizou-se a determinação experimental da planta baseando-se no que foi apresentado na Seção 4.4.1. Considera-se como atuadores sem carga, a identificação realizada com eles desacoplados da plataforma.

A resposta experimental do sistema a uma entrada degrau é demonstrada na Figura 5.10, assim como a resposta teórica obtida através da metodologia descrita.

Figura 5.10: Comparação entre a resposta experimental do sistema e a resposta teórica determinada a partir da função de transferência identificada por um modelo de primeira ordem, atuador 2 sem carga



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Como visto na Seção 5.4 o *driver* de acionamento do atuador possui uma faixa de

saturação, diante disto é importante ressaltar que experimentalmente não é utilizado um degrau unitário para excitação do sistema, ficando determinado uma entrada degrau com o valor mínimo de saturação definido para cada atuador.

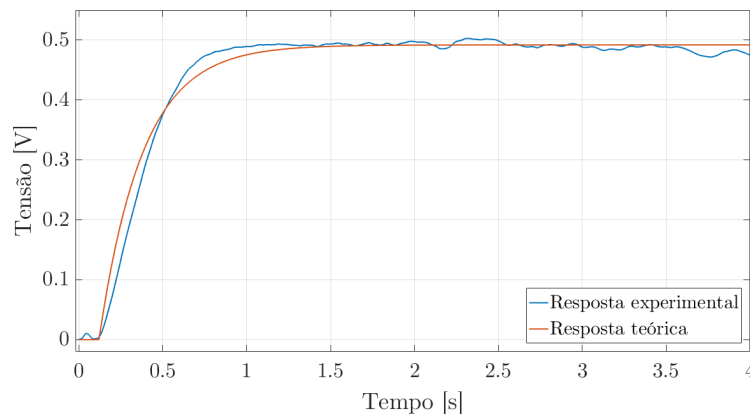
Abaixo na Eq.(5.4) é exibida a função de transferência obtida para o sistema.

$$\frac{0,8225}{0,2921s + 1} \quad (5.4)$$

5.6.1 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA PLANTA POR UM SISTEMA DE 1^A ORDEM (ATUADORES COM CARGA)

Para os atuadores acoplados foi utilizada a mesma metodologia de identificação utilizada para os atuadores sem carga. A resposta ao degrau do sistema experimental e a resposta teórica alcançada a partir da função de transferência identificada são mostradas na Figura 5.11.

Figura 5.11: Comparação entre a resposta experimental do sistema e a resposta teórica determinada a partir da função de transferência identificada por um modelo de primeira ordem, atuador 2 com carga



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Foi possível verificar pela figura, que o sinal de saída possui um atraso, este atraso é considerado na função de transferência e definido pela Eq.(5.5).

$$e^{-0,12s} \quad (5.5)$$

Considerando o atraso à função de transferência, o sistema é determinado pela Eq.(5.6).

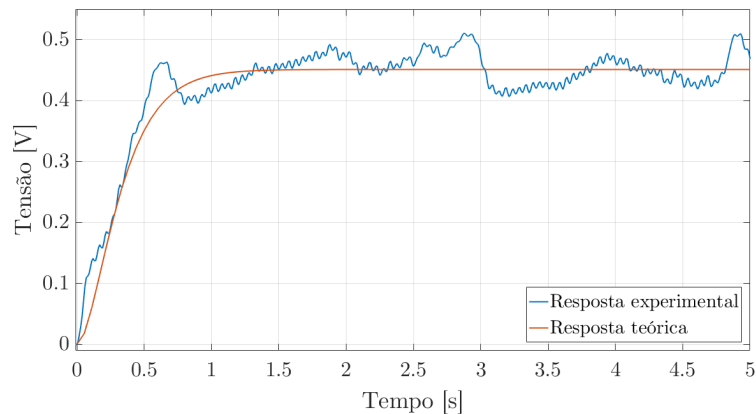
$$e^{-0,12s} \frac{0,7399}{0,2593s + 1} \quad (5.6)$$

5.7 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA PLANTA POR UM SISTEMA DE 2^A ORDEM CRITICAMENTE AMORTECIDO (ATUADORES SEM CARGA)

Nesta seção é realizada a determinação experimental da planta admitindo que ela se comporta como um sistema de 2^a ordem criticamente amortecido. A metodologia utilizada para determinação foi descrita na Seção 4.4.2.

A resposta do sistema experimental a uma entrada degrau e a resposta teórica para a função de transferência identificada são apresentadas na Figura 5.12.

Figura 5.12: Comparação entre a resposta experimental do sistema e a resposta teórica determinada a partir da função de transferência identificada por um modelo de segunda ordem, atuador 2 sem carga



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

É demonstrado na Eq.(5.7) a função de transferência obtida para o sistema.

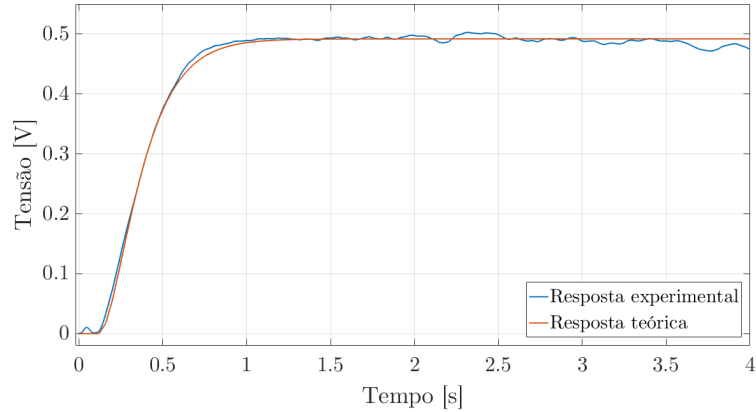
$$\frac{26,84}{s^2 + 11,43s + 32,64} \quad (5.7)$$

5.7.1 DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DA PLANTA POR UM SISTEMA DE 2^A ORDEM (ATUADORES COM CARGA)

Assim como para a identificação do sistema por um sistema de segunda ordem criticamente amortecido para os atuadores sem carga, o mesmo método foi utilizado para determinação da planta para os atuadores trabalhando com carga nominal.

A resposta ao degrau e sua respectiva função de transferência são mostradas a seguir na Figura 5.13

Figura 5.13: Comparação entre a resposta experimental do sistema e a resposta teórica determinada a partir da função de transferência identificada por um modelo de segunda ordem, atuador 2 com carga



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Foi possível identificar na Figura 5.13 o mesmo atraso identificado na seção anterior uma vez que as identificações utilizam os mesmos dados. Deste modo, considerou-se para o sistema o atraso definido pela Eq.(5.5). A função de transferência definida para o sistema considerando o atraso é determinada pela Eq.(5.8).

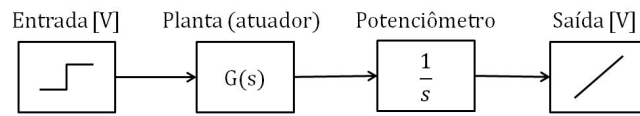
$$e^{-0,12s} \frac{38,59}{s^2 + 14,45s + 52,17} \quad (5.8)$$

Observou-se que para as respostas em velocidade para o atuador sem carga o sinal indica a presença de ruídos diferente da análise realizada para o atuador com carga. Este ruído pode ser explicado pela vibração que a haste apresenta ao se movimentar de forma livre.

5.8 IDENTIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA PLANTA CONSIDERANDO UMA ENTRADA RAMPA

Para se aplicar o método descrito na Seção 4.4.3, foi necessário realizar algumas considerações práticas. Experimentalmente considerou-se que o sistema em estudo funciona conforme mostra a Figura 5.14. Quando submetido uma entrada degrau ao sistema, admitiu-se que o potenciômetro funciona como um integrador do sinal de saída, resultando em uma rampa.

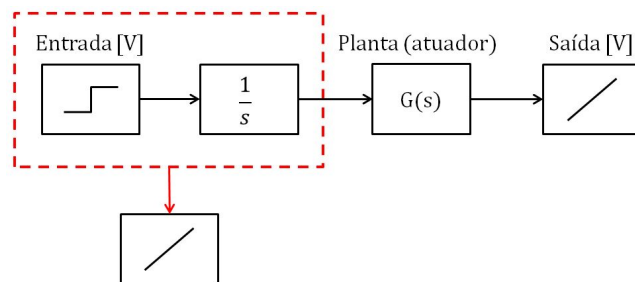
Figura 5.14: Diagrama de blocos representando o comportamento experimental do sistema



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Para implementação prática da identificação experimental da planta utilizando uma entrada rampa, assumiu-se ainda que o sistema possui um comportamento linear, desta forma pode-se admitir teoricamente que o sistema tem o mesmo sinal de saída quando integra-se sua entrada, resultando no esquema mostrado pela Figura 5.15.

Figura 5.15: Diagrama de blocos representando o comportamento teórico do sistema considerando-o como um sistema linear

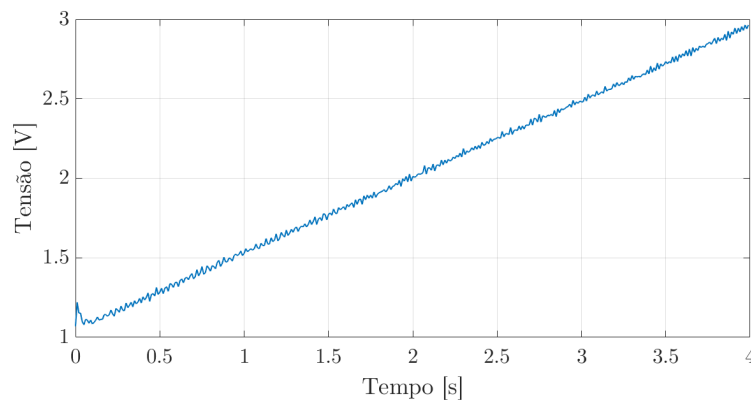


Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Admitindo então que o sistema se comporta experimentalmente como a teoria descrita acima, fez-se a identificação dos parâmetros considerando as equações determinadas na Seção 4.4.3.

A resposta do sistema a uma entrada rampa teórica é apresentada na Figura 5.16.

Figura 5.16: Resposta experimental do sistema a uma entrada rampa teórica, atuador 3



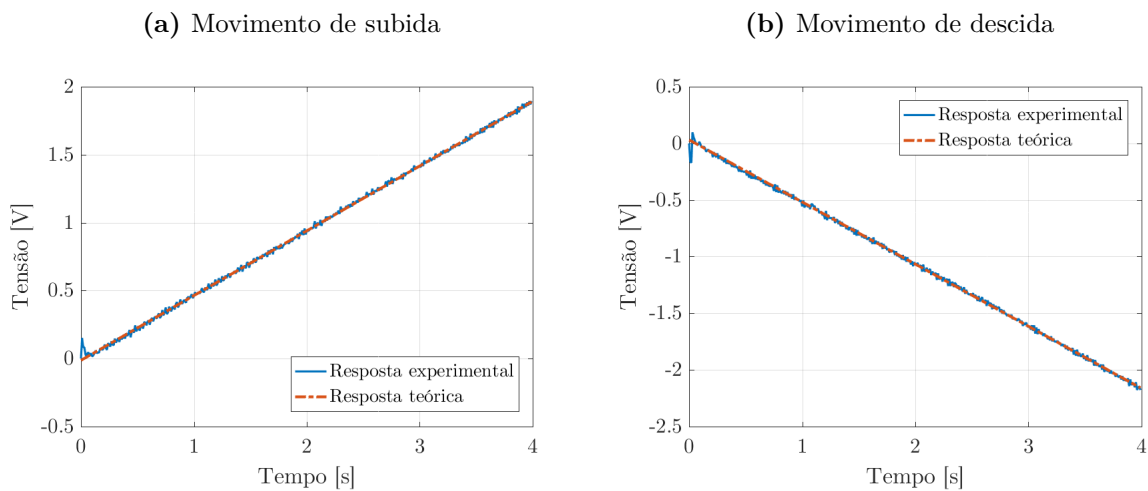
Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Observa-se na figura um *offset* de aproximadamente 1 no eixo y , isto indica experimentalmente que o robô não está na posição totalmente retraída quando foi aplicada a tensão de entrada. Para efeito de cálculo é fundamental que este valor saia da origem, $y = 0$, logo, basta subtrair este valor de *offset* do valor total do dado.

Mencionado na apresentação da Seção 4.4, os atuadores apresentam comportamentos diferentes de subida em relação a descida quando aplicado um sinal de entrada ao sistema. Considerando esta mudança, funções de transferência para avanço e recuo dos atuadores foram identificadas.

Os valores de inclinação e intersecção da reta foram calculados experimentalmente pela função *polyfit* no *Matlab* para cada atuador e substituídos nas Eq.(4.28) e (4.29) para obtenção dos parâmetros da função de transferência. A Figura 5.17 mostra a resposta da rampa experimental e a linha interpolada da resposta do estado estacionário para um atuador. É importante ressaltar que o processo de identificação foi realizado com atuadores montados no robô com carga operacional.

Figura 5.17: Comparação entre a resposta da rampa experimental e a linha interpolada para o atuador 3



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Resultados similares foram identificados para os demais atuadores.

As funções de transferência identificadas para os comportamentos de subida e descida dos atuadores são exibidas na Tabela 5.8.

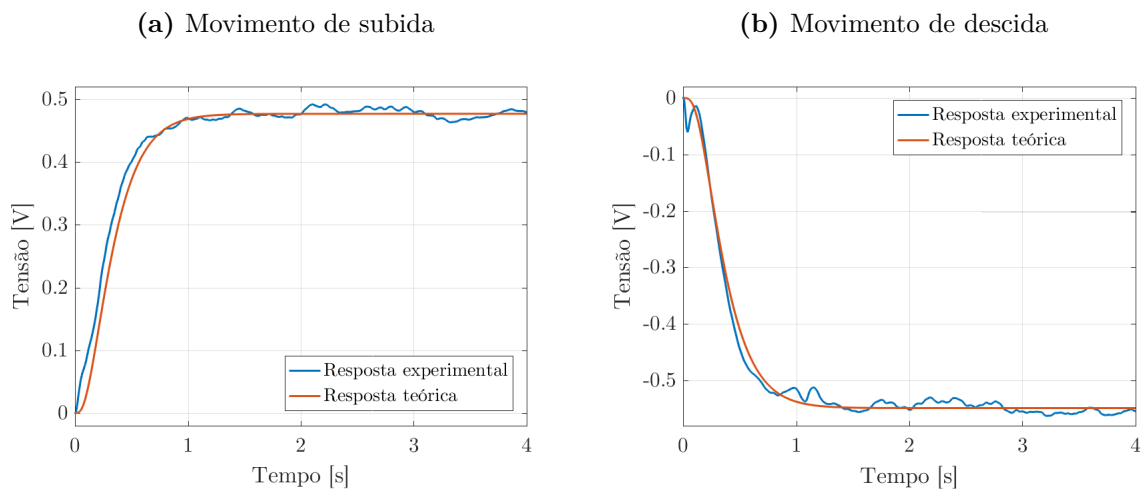
Tabela 5.8: Funções de transferência identificadas pelo método de identificação com uma entrada rampa (teórica)

Atuadores	Função de Transferência (avanço)	Função de Transferência (recuo)
1	$\frac{398,20}{s^2+48,33s+584}$	$\frac{24640}{s^2+347,20s+30140}$
2	$\frac{2876}{s^2+149s+5550}$	$\frac{2310}{s^2+125,6s+3941}$
3	$\frac{3389}{s^2+143,10s+5118}$	$\frac{959,10}{s^2+70,94s+1258}$
4	$\frac{452,80}{s^2+52,90s+699,50}$	$\frac{11940}{s^2+251,60s+15820}$
5	$\frac{283,70}{s^2+39s+380,30}$	$\frac{1354}{s^2+81,84s+1675}$
6	$\frac{584,40}{s^2+59,23s+877}$	$\frac{4219}{s^2+148s+5472}$

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Abaixo são apresentadas na Figura 5.18 uma comparação teórica e experimental do comportamento do atuador para seu avanço e recuo.

Figura 5.18: Comparação entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e a resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada para o atuador 3



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

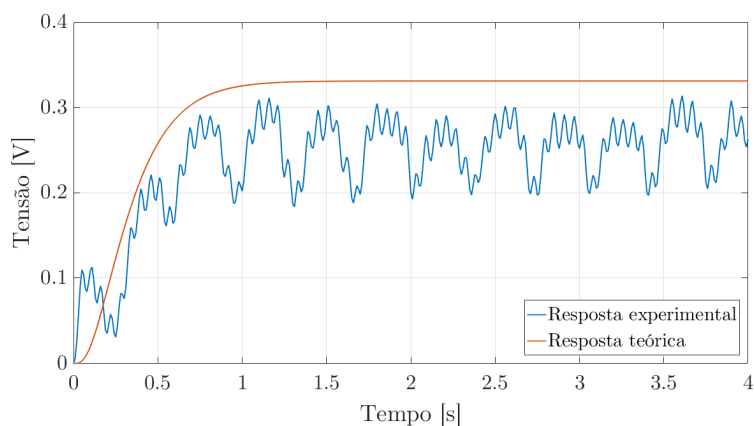
Resultados para os demais atuadores encontram-se no Apêndice D.1.

VALIDAÇÃO DOS MODELOS IDENTIFICADOS

Utilizando o método descrito na Seção 4.4.3, realizou-se a validação experimental das funções de transferência identificadas para cada atuador.

Uma vez que a identificação do modelo do atuador foi realizada com pulsos de 0,8[V] de entrada, para validação foi aplicada uma entrada degrau de 0,5[V] tanto para o sistema experimental, quanto para a estrutura teórica desenvolvida. A Figura 5.19 mostra a comparação entre as respostas obtidas pelo sistema experimental e teórico.

Figura 5.19: Validação da função de transferência identificada para uma entrada de 0,5[V] para o atuador 3



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Pode-se observar na figura acima um alto ruído no sinal de saída quando o sistema é submetido a uma entrada baixa de tensão, supõe-se que este ruído aparece pelo fato da velocidade do atuador ser proporcional a tensão aplicada na entrada, e para baixos deslocamentos o sinal do potenciômetro não consegue ser medido de forma precisa por causa da sua variação, por outro lado, pode ser observado que a média do sinal em regime permanente é diferente do valor de referência, mostrando um comportamento não linear. Encontram-se no Apêndice D.2 as figuras da validação para demais atuadores.

5.9 SINTONIA DOS CONTROLADORES PD NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Para sintonia do controlador PID implementado a este trabalho, foi considerado inicialmente os critérios de desempenho no domínio da frequência definidos na Seção 4.5, contudo experimentalmente a máxima frequência permitida devido às limitações físicas dos atuadores foi determinada como sendo o valor da frequência de corte do atuador mais lento.

Considerando então o limite de velocidade máxima do atuador ($42[mm/s]$ com carga nominal) e considerando sua zona morta, a frequência de corte ficaram determinadas em $0,9549[Hz]$ ($6[rad/s]$) com amplitude de $7[mm]$, como discutido na Figura 4.5.

Outro critério de desempenho considerado no projeto foi o valor de sobressinal. Por se tratar de requisitos pertencentes a área de simuladores de voo, comportamentos oscilatórios podem causar falsas sensações de aceleração ao usuário, ficando assim definido um sobressinal igual a 0, resultando um sistema criticamente amortecido.

Definidos os dois critérios de desempenho na frequência, a sintonia dos controladores foi realizada e mostrou que para a frequência máxima de trabalho determinada anteriormente o sistema não consegue responder de forma criticamente amortecida, sendo necessário ajustes manuais para atender aos dois requisitos. Desta forma foi estabelecida então uma frequência de corte de $0,2228[Hz]$ ($1,4[rad/s]$) conseguindo assim atender aos dois requisitos de desempenho.

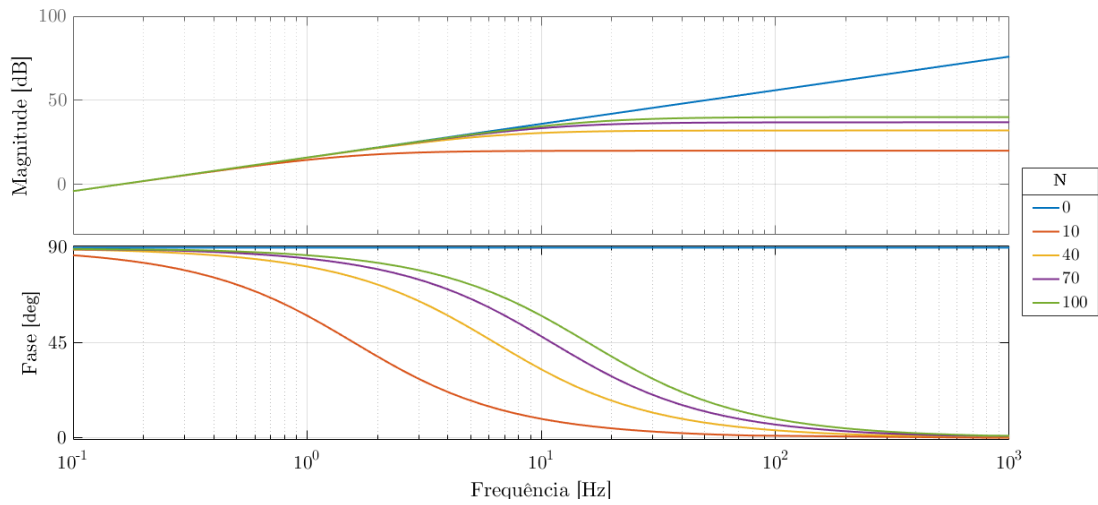
Deve-se considerar também que altos ganhos do controlador proporcional podem diminuir as margens de estabilidade, além de levar o sistema a saturação do sinal de controle, e que a implementação do integrativo ao sistema aumenta a duração da resposta transitória sem redução do erro em regime permanente de posição, pois já se trata de um sistema do tipo 1. Por estes motivos constatados, decidiu-se utilizar um controlador PD para cada atuador.

É importante ressaltar que a utilização do controle derivativo de um PID implica em uma sensibilidade elevada do sistema a ruídos, fazendo com que a ação derivativa acabe amplificando o sinal de ruído quando aplicado. Para evitar que esta influência no sinal seja prejudicial ao sistema, foi utilizado um controlador PID com filtro na parte da ação derivativa do controlador, descrito pela Eq.(5.9).

$$P + I\frac{1}{s} + D\frac{N}{1 + N\frac{1}{s}} \quad (5.9)$$

A Figura 5.20 mostra a influência do valor de N do filtro derivativo quanto a frequências de passagem, podendo ser observado que quanto menor o valor de N maior será a filtragem do sinal.

Figura 5.20: Influência do valor de N no filtro derivativo



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Definidos na Seção 4.5.1 os componentes do *toolbox* para a sintonia no domínio da frequência, determinou-se primeiramente a frequência de corte na barra variável e se ajusta a margem de ganho afim de obter um sobressinal igual a 0. Os ganhos obtidos para as sintonias são apresentados nas Tabelas 5.9 e 5.10. As siglas *At.*, *N.F*, *M.G* e *M.F* representam respectivamente, atuador, valor de N (Eq.(5.9)), margem de ganho e margem de fase.

É importante ressaltar que inicialmente o filtro do sinal do potenciômetro utilizado foi o filtro de primeira ordem determinado na Seção 5.3.

Tabela 5.9: Ganhos do controlador PD projetado para frequência de corte de $1,4[\text{rad/s}]$ - Subida

Atuador	P	D	N.F	Margem de Ganho[dB]	Margem de Fase[deg]
1	2,084	0,050	1,424	20,20	70,80
2	2,780	-	-	28,90	74,30
3	2,176	-	-	28,60	74,20
4	2,208	0,033	1,415	20,80	71,00
5	1,849	0,127	1,469	18,60	71,00
6	2,117	0,070	1,468	21,60	72,40

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Tabela 5.10: Ganhos do controlador PD projetado para frequência de corte de 1,4[rad/s] - Descida

Atuador	P	D	N.F	Margem de Ganho[dB]	Margem de Fase[deg]
1	1,762	-	-	35,90	75,50
2	2,458	-	-	27,50	73,90
3	1,883	0,012	1,413	23,00	72,20
4	1,908	-	-	33,20	75,20
5	1,752	0,045	1,453	24,10	73,60
6	1,868	-	-	28,80	74,30

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

5.10 SINTONIA DO CONTROLADOR PD NO DOMÍNIO DO TEMPO

Para a realização de uma análise comparativa, foi realizada a sintonia no domínio do tempo para os controladores.

Uma vez constatado que o tempo de assentamento dos controladores sintonizados para o domínio da frequência é diferente, adotou-se este critério de desempenho para sintonia no domínio do tempo, além do sobressinal igual a 0.

Como dito na Seção 5.3 dois filtros foram utilizados no decorrer deste trabalho. Inicialmente projetou-se os controladores com a utilização do filtro de primeira ordem, e posteriormente visando melhorar o desempenho dos controladores, foram projetados controladores com a utilização do filtro de segunda ordem.

O requisito de projeto determinado inicialmente foi de 2[s] de tempo de assentamento, tempo mínimo alcançado para o atuador manter um comportamento criticamente amortecido. Os ganhos obtidos para esta sintonia são exibidos nas Tabelas 5.11 e 5.12.

Tabela 5.11: Ganhos do controlador PD projetado para um tempo de assentamento de 2[s] - Subida

Atuador	P	D	N.F	Margem de Ganho[dB]	Margem de Fase[deg]
1	2,081	0,180	1,556	19,60	72,60
2	2,741	0,045	1,412	28,90	75,00
3	2,150	0,044	1,424	28,50	75,00
4	1,995	0,005	1,263	21,80	72,40
5	1,673	0,025	1,219	19,90	71,40
6	1,962	-	-	22,60	72,70

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Tabela 5.12: Ganhos do controlador PD projetado para um tempo de assentamento de 2[s] - Descida

Atuador	P	D	N.F	Margem de Ganho[dB]	Margem de Fase[deg]
1	1,753	-	-	35,90	75,60
2	2,482	0,096	1,538	27,10	75,00
3	1,744	-	-	23,80	73,20
4	1,884	-	-	33,30	75,40
5	1,666	-	-	24,70	73,60
6	1,810	-	-	29,10	74,70

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Aplicando o filtro de segunda ordem ao sistema, foi possível realizar um projeto com o tempo de assentamento de 1,5[s] para um sobressinal igual a 0. Os ganhos determinados são apresentados nas Tabelas 5.13 e 5.14.

Tabela 5.13: Ganhos do controlador P projetado para um tempo de assentamento de 1,5[s] - Subida

Atuador	P	D	N.F	Margem de Ganho[dB]	Margem de Fase[deg]
1	2,311	-	-	13,60	69,00
2	3,497	-	-	15,00	71,60
3	2,732	-	-	14,90	71,50
4	2,476	-	-	13,70	69,30
5	2,021	-	-	13,40	69,30
6	2,453	-	-	13,80	69,60

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Tabela 5.14: Ganhos do controlador P projetado para um tempo de assentamento de 1,5[s] - Descida

Atuador	P	D	N.F	Margem de Ganho[dB]	Margem de Fase[deg]
1	2,299	-	-	15,90	72,50
2	3,050	-	-	14,80	71,30
3	2,211	-	-	14,00	70,10
4	2,465	-	-	15,60	72,20
5	2,125	-	-	14,20	70,40
6	2,351	-	-	15,00	71,50

Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Pode-se analisar a partir dos ganhos alcançados que a diminuição do tempo de assentamento influencia nas margens de fase e de ganho do sistema, isto ocorre pelo fato de que o aumento do ganho do controlador diminui o tempo de resposta do sistema deixando-o mais suscetível a instabilidade. O desaparecimento do derivativo do PID também é percebido, isto acontece em razão do filtro de segunda ordem alterar a dinâmica do sistema em malha fechada.

5.11 ACOMPANHAMENTO DE TRAJETÓRIAS EM ESPAÇO DAS JUNTAS

Como determinado na Seção 4.6, três trajetórias foram definidas para análise de acompanhamento em espaço das juntas, entrada degrau, rampa e parábola.

Segundo Franklin, Powell e Emami-Naeini (2013), como parte do estudo dos erros de estado estacionário para entradas polinomiais, os sistemas podem ser classificados como “tipo” de acordo com o grau do polinômio que ele pode razoavelmente seguir, ou seja, os sistemas de controle podem ser classificados de acordo com sua habilidade em seguir um sinal de referência. Para ser classificado como sistema tipo 1 por exemplo, o sistema deve controlar um polinômio de grau 1 com erro constante. Sabe-se ainda que o tipo do sistema em malha fechada é definido pelo número de integradores (ou pólos em $s = 0$) da função de transferência em malha aberta.

Por definição os erros em regime permanente para cada tipo de sistema são apresentados na Tabela 5.15.

Tabela 5.15: Erro em estado estacionário em função do tipo de sistema

Tipo de sistema	Degrau (posição)	Rampa (velocidade)	Parábola (aceleração)
Tipo 0	$\frac{1}{1+K_P}$	∞	∞
Tipo 1	0	$\frac{1}{K_v}$	∞
Tipo 2	0	0	$\frac{1}{K_a}$

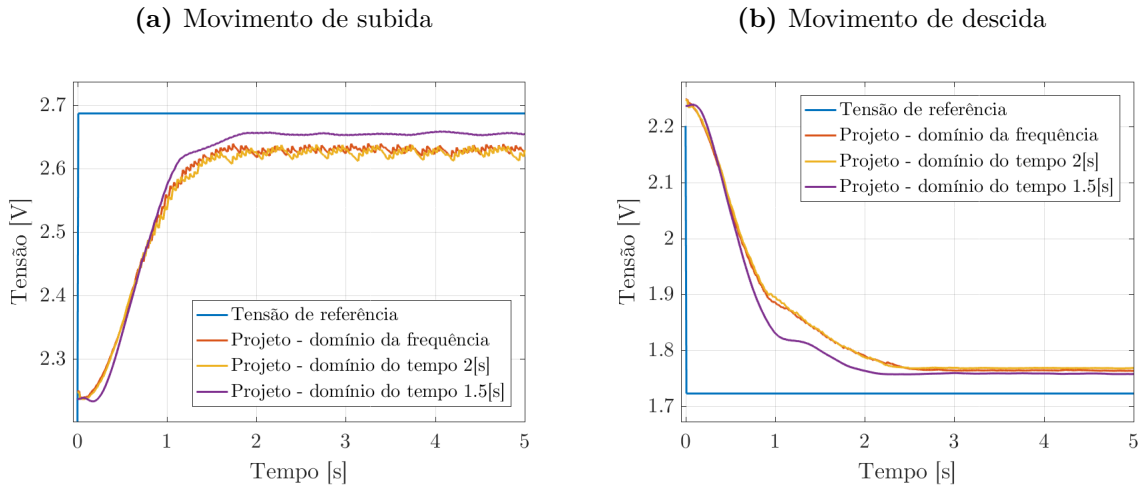
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Por se tratar de um sistema Tipo 1, espera-se que o sistema em estudo se comporte conforme definição apresentada na tabela acima.

Para o acompanhamento a uma entrada degrau foi aplicado ao sistema experimental uma entrada de $40[mm]$ para subida e $-40[mm]$ para descida partindo da posição neutra

(150[mm]). As respostas obtidas são apresentadas na Figura 5.21.

Figura 5.21: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada degrau de referência para o atuador 6

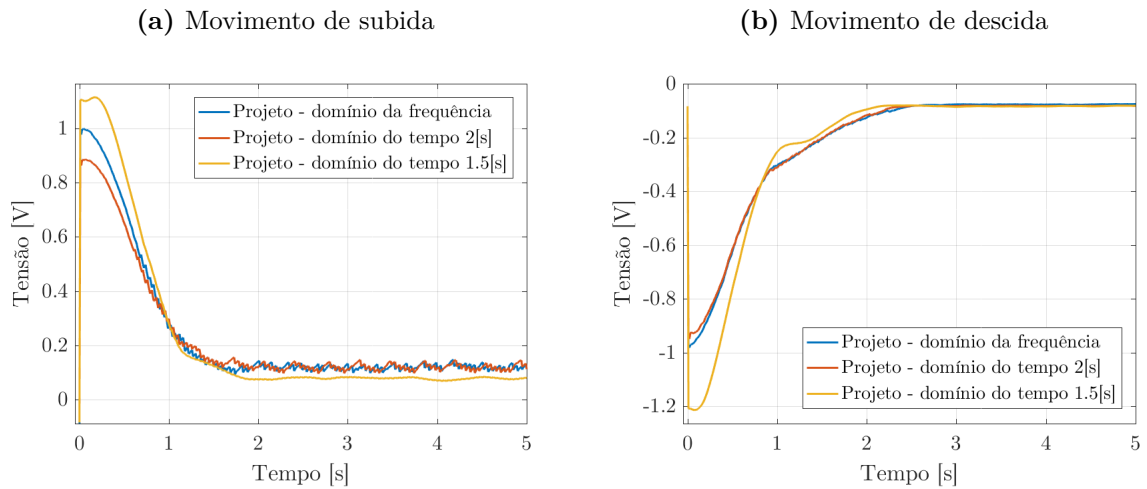


Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Como apresentado na Tabela 5.15, o erro de acompanhamento de posição para sistemas Tipo 1 deve ser 0, contudo pode-se observar na Figura 5.21 que existe um erro em estado estacionário diferente de 0 tanto para o movimento de subida quanto para o de descida do atuador, bem como um melhor acompanhamento para o controlador projetado para 1,5[s] de tempo de assentamento. Estes comportamentos são explicados por dois fatores, o ganho proporcional do controlador e o valor de zona morta do atuador.

Como definido anteriormente, o valor de zona morta do atuador impossibilita que o mesmo se movimente, partindo desta premissa, uma vez que o ganho proporcional seja pequeno, ao multiplicar o erro do sistema o valor do sinal de controle não atinge valor suficiente para movimentar o atuador, a Figura 5.22 apresenta dos sinais de controle para os acompanhamentos mostrados na Figura 5.21.

Figura 5.22: Sinal de controle do sistema referente ao acompanhamento a uma entrada degrau de referência para o atuador 6

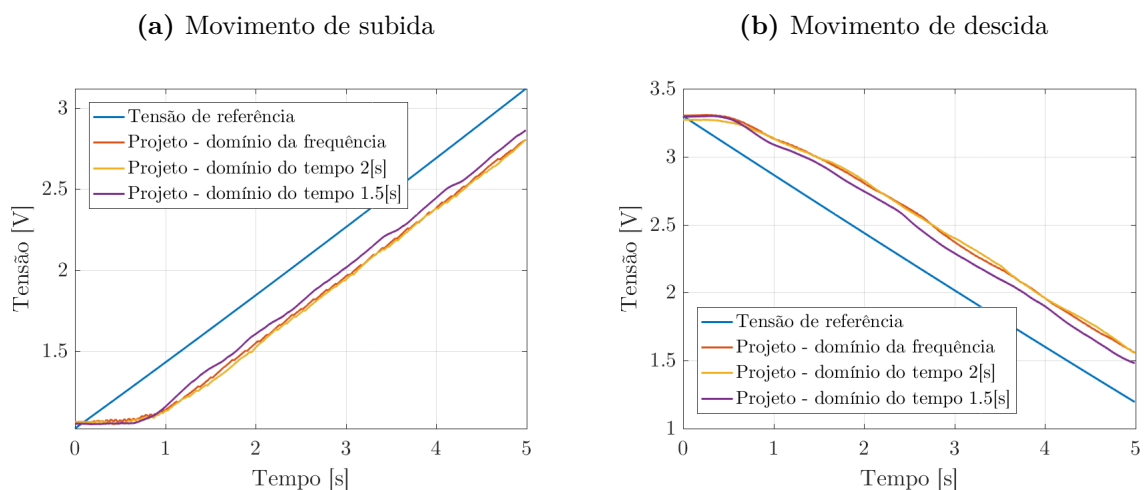


Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

A partir dos sinais de controle apresentados acima foi possível validar os dois fatores que influenciam no erro em estado estacionário para o acompanhamento em posição do sistema.

A análise em velocidade foi realizada com o avanço da plataforma partindo da posição $60[mm]$ e o recuo iniciando de $240[mm]$. Os resultados alcançados são mostrados na Figura 5.23.

Figura 5.23: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada rampa de referência para o atuador 6

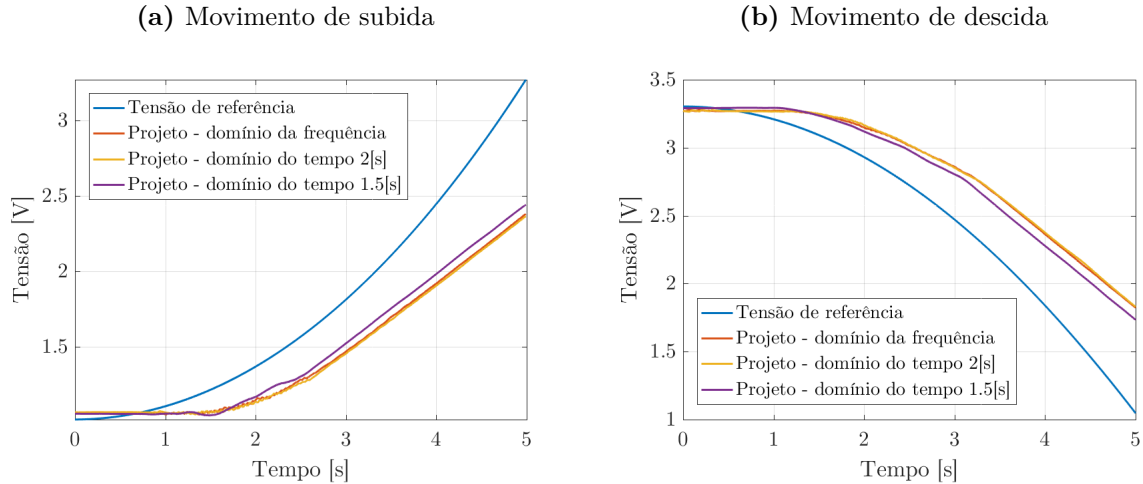


Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Para análise do acompanhamento de aceleração, a entrada parábola foi considerada partindo da posição inicial em $60[mm]$ para subida e $240[mm]$ para descida. Os resultados

são mostrados na Figura 5.24.

Figura 5.24: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada parábola de referência para o atuador 6



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

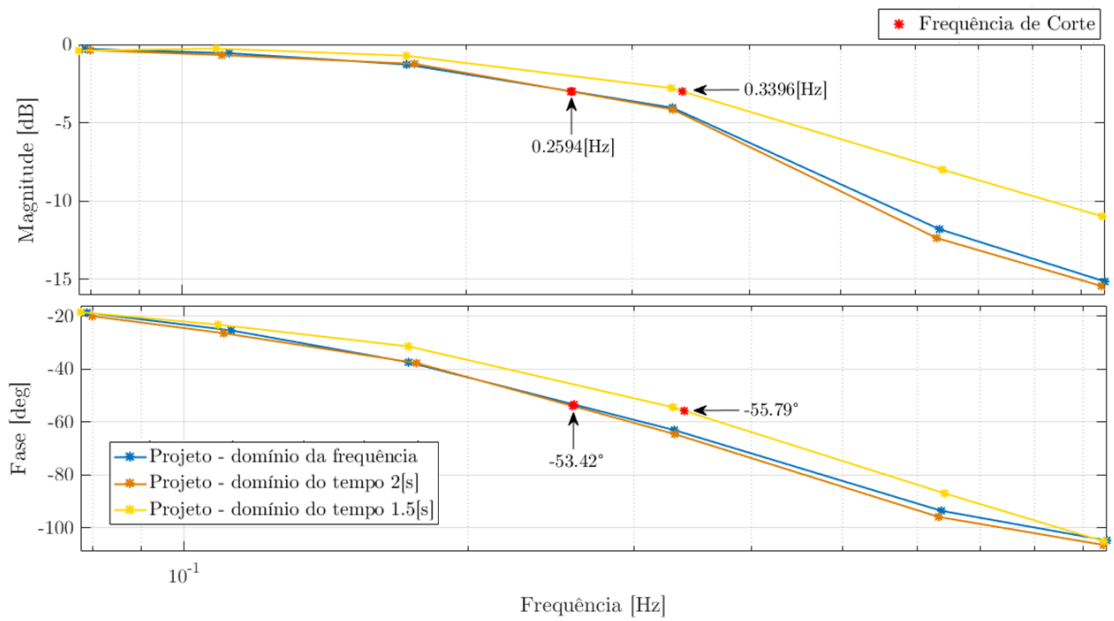
Conforme Tabela 5.15, pode-se inferir que os acompanhamentos em velocidade e em aceleração dos controladores são satisfatórios, observando uma leve melhora para o acompanhamento do controlador projetado com o filtro de segunda ordem para o tempo de assentamento de 1,5[s]. Resultados similares são apresentados para os demais atuadores e podem ser vistos nos Apêndices E.2 e E.3.

5.12 FUNÇÃO DESCRITIVA - ACOMPANHAMENTO EM ESPAÇO CARTESIANO

Foram realizadas funções descritivas para os 3 controladores conforme metodologia descrita na Seção 4.6. Para aquisição dos dados experimentais foram utilizados 6 sinais de entrada senoidal. Os sinais de entrada variaram com frequências indo de 0,0796 a 0,9549[Hz] (0,5 a 6[rad/s]) com amplitudes de 12 a 80[mm].

As análises foram realizadas para a coordenada z , e os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.25, na qual, a magnitude representa a relação entre a saída e a entrada em aceleração, obtidas a partir do sensor inercial e a derivada do sinal de entrada respectivamente, uma vez que a plataforma é acionada em posição.

Figura 5.25: Comparação entre as funções descritivas de aceleração do comportamento do robô para os controladores projetados no domínio do tempo e no da frequência



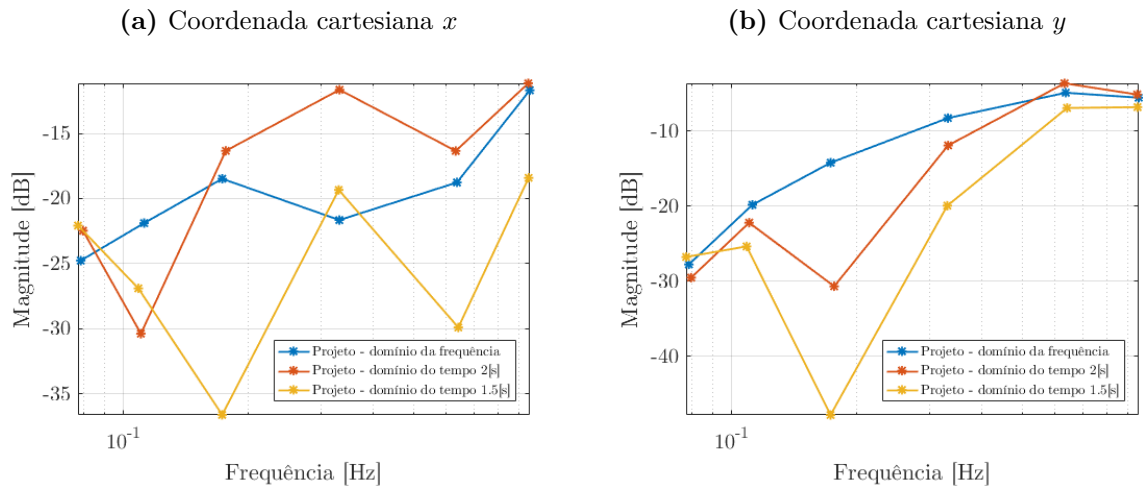
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Pode-se observar a partir das figuras acima que o sistema apresentou uma resposta plana em baixas frequências para ambos controladores, sendo o controlador projetado para 1,5[s] o que apresentou maior frequência de corte.

5.12.1 MOVIMENTOS PARASITAS

Utilizou-se nesta seção a metodologia para análise dos movimentos parasitas, descrita na Seção 4.6. A Figura 5.26 mostra a comparação das funções descritivas obtidas para os movimentos parasitas nas coordenadas cartesianas x e y em relação ao movimento em z para os controladores sintonizados no domínio do tempo e no da frequência. Os valores de entrada utilizados para aquisição de dados seguem o mesmo critério da seção anterior e foram definidos em frequências indo de 0,0796 a 0,9549[Hz] (0,5 a 6[rad/s]) com amplitudes de 12 a 80[mm], bem como a magnitude que é representa pela relação entre a saída e a entrada em aceleração.

Figura 5.26: Comparação dos movimentos parasitas entre os controladores projetados no domínio do tempo e no da frequência



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

De acordo com as figuras expostas acima afirma-se que: para movimentos em baixa frequência os controladores apresentaram maior fidelidade, e ao observar o cenário de forma geral, é possível concluir que a utilização do controlador projetado para 1,5[s] é mais eficaz.

Pode-se observar ainda que o comportamento dos movimentos parasitas em y para os controladores sintonizados no tempo conseguem maior fidelidade em seu movimento. Esse comportamento é explicado pela forma de sintonia dos controladores, que quando projetados na frequência, apresentam um tempo de assentamento diferente, sendo este tipo de influência perceptível quando a plataforma é colocada em movimento, uma vez que cada atuador chega na posição desejada em tempos diferentes.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Inicialmente pode-se assegurar que as calibrações realizadas foram indispensáveis para montagem do sistema de controle do robô, ficando visível nesta etapa as limitações físicas encontrada na infraestrutura, sendo elas: ruído no sinal de realimentação, saturação do *driver*, zona morta, velocidade máxima do atuador e frequência de funcionamento.

Observou-se na fase de identificação da planta, que os atuadores apresentaram comportamento diferente para os movimentos de subida e descida, sendo necessário identificar duas funções de transferência para cada atuador, obtendo desta forma uma maior representatividade no funcionamento do modelo experimental. A identificação experimental do modelo pelo método de identificação do sistema por um sistema de segunda ordem criticamente amortecido considerando uma entrada rampa, representou melhor o sistema em estudo uma vez que os outros métodos necessitavam da derivação do sinal do potenciômetro para se obter a função de transferência.

Ao sintonizar os controladores percebeu-se que ganhos muito altos apesar de retornarem respostas mais rápidas produzem um sobressinal indesejável para o sistema. Teoricamente a utilização de um ganho derivativo solucionaria este problema, porém não é recomendável a utilização de derivativos para sistemas que possuem ruído, pois esta utilização amplifica este sinal. Mesmo com o sistema possuindo um filtro projetado, testes realizados na estrutura experimental inviabilizam a utilização de derivativos com valores altos.

Nota-se nas avaliações realizadas tanto no espaço das juntas quanto no espaço cartesiano que o controlador projetado com um filtro de 2ª ordem obteve melhor resultado, enquanto os demais projetos apresentaram grande similaridade em sua resposta.

A função descritiva por sua vez permitiu analisar a plataforma no espaço cartesiano (acoplada). Nessa análise é possível observar um baixo desempenho da estrutura quando submetida a movimentos de alta frequência (dentro das limitações físicas da plataforma). Ainda, ao se analisar os movimentos parasitas pode-se afirmar que o comportamento dos controladores sintonizados no tempo conseguem maior fidelidade em seu movimento, sendo o controlador projetado para 1,5[s] o que apresentou ainda melhor resultado.

Analisando e comparando os resultados obtidos teoricamente com os dados experimentais, pode-se dizer que o sistema de controle linear desenvolvido atinge resultados satisfatórios, tendo um melhor desempenho em todos os quesitos o controlador projetado com um filtro de 2ª ordem para um tempo de assentamento de 1,5[s]. Pode-se ainda concluir com tais resultados que as não linearidades presentes na planta não possuem grande influência no sistema. Em contra partida, devido as limitações físicas dos atuadores os requisitos de desempenho estipulados para o sistema de movimento de simuladores de voo não são alcançados.

CAPÍTULO 7

TRABALHOS PUBLICADOS

Neste capítulo são apresentados os trabalhos publicados até o presente momento após ingressar no programa de mestrado em Engenharia Mecânica, são eles:

GONÇALVES, A. H.; BECERRA-VARGAS, M.; SILVEIRA, M. Análise comparativa experimental e numérica de técnicas de controle aplicadas ao controle de manipuladores paralelos. In: SEMINÁRIO DA PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA, XII., 2018. Bauru: FEB-UNESP.

GONÇALVES, A. H.; BECERRA-VARGAS, M.; SILVEIRA, M. IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM CONTROLADOR INDEPENDENTE DAS JUNTAS DE UM ROBÔ PARALELO COM SEIS GRAUS DE LIBERDADE PARA USO EM SIMULADORES DE VOO. In: IV Mostra Científica de Robótica e Automação de Sorocaba e Região, 2018, Sorocaba. Sorocaba: FACENS.

GONÇALVES, A. H.; SILVEIRA, M.; BECERRA-VARGAS, M. Análise comparativa experimental e numérica de técnicas de controle aplicadas ao controle de manipuladores paralelos. In: SEMINÁRIO DA PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA, XI., 2017. Bauru: FEB-UNESP.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGUIRRE, L. A. *Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. [S.l.]: Editora UFMG, 2004.

ARAI, T.; STOUGHTON, R.; HOMMA, K.; ADACHI, H.; NAKAMURA, T.; NAKASHIMA, K. Development of a parallel link manipulator. In: IEEE. *Fifth International Conference on Advanced Robotics' Robots in Unstructured Environments*. [S.l.], 1991. p. 839–844.

BECERRA-VARGA, M. *Projeto Integrado do Controle do Sistema de Movimento de um Simulador de Voo*. [S.l.], 2016. 124 p. Relatório de Pesquisa.

BECERRA-VARGAS, M. *Controle de uma plataforma de movimento de um simulador de voo*. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, São Carlos-SP, 2009.

BECERRA-VARGAS, M.; BELO, E. Application of H_∞ theory to a 6 dof flight simulator motion base. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, v. 34, n. 2, p. 193–204, 2012.

BECERRA-VARGAS, M.; BELO, E. Dynamic modeling of a 6 dof flight simulator motion base. *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics* (doi 10.1115/1.4030013), 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1115/1.4030013>>.

BECERRA-VARGAS, M.; BELO, E. M. Determinação das características dinâmicas do sistema de acionamento de um simulador de voo com 6 GDL. In: *CLCA - XVI Congresso Latinoamericano de Control Automático 2014, Libro de resúmenes*. Cancun, México: AMCA, 2014. p. 1–6.

BONEV, I. *The True Origins of Parallel Robots*. 2003. Disponível em: <<http://www.parallemic.org/Reviews/Review007.html>>. Acesso em: Outubro 2018.

CAE. *CAE 7000XR Series - Level D full-flight simulator*. 2018. Disponível em: <<https://www.cae.com/civil-aviation/airlines-fleet-operators/training-equipment/full-flight-simulators/cae7000xr/>>. Acesso em: Outubro 2018.

CLEARY, K.; ARAI, T. A prototype parallel manipulator: Kinematics, construction, software, workspace results, and singularity analysis. In: IEEE. *Proceedings. 1991 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. [S.l.], 1991. p. 566–571.

ESKOLA, R.; HANDROOS, H. Novel horseback riding simulator based on 6-dof motion measurement, a motion base, and interactive control of gaits. *Advanced Robotics*, Taylor & Francis, v. 27, n. 16, p. 1249–1257, 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/01691864.2013.824134>>.

FAA-FEDERAL AVIATION ADMINISTRATION. *14 CFR FAR Part 60: Flight simulation training device initial and continuing qualification and use*. Washington D.C, US, 2012.

FAULRING, E. L.; COLGATE, J. E.; PESHKIN, M. A. A high performance 6-dof haptic cobot. In: *IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA '04. 2004*. New Orleans, USA: IEE, 2004. p. 1980–1985. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ROBOT.2004.1308114>>.

FICHTER, E. A Stewart platform-based manipulator: General theory and practical construction. *International Journal of Robotic Research*, v. 5, n. 2, p. 157–182, 1986.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Sistemas de Controle para Engenharia*. 6. ed. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.

GARAGIC, D.; SRINIVASAN, K. Contouring control of stewart platform based machine tools. In: *Proceedings of the 2004 American Control Conference*. Boston, USA: IEEE, 2004. p. 3831–3838. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.23919/ACC.2004.1384510>>.

GRANT, P. *Motion characteristics of the UTIAS flight research simulator motion-base*. Toronto-Canada, 1986. Technical Note No. 261.

HE, Q.; FAN, X.; MA, D. Full bicycle dynamic model for interactive bicycle simulator. *Journal of Computing and Information Science in Engineering*, The American Society of Mechanical Engineers (ASME), v. 5, n. 4, p. 373–380, 2005. Disponível em: <<https://doi.org/10.1115/1.2121749>>.

HEINTZMAN, R. Determination of force cueing requirements for tactical combat flight training devices. VA.: *Simtec INC*, Manassas-VA-USA, p. 143, 1996.

HUANG, C.-I.; CHANG, C.-F.; YU, M.-Y.; FU, L.-C. Sliding-mode tracking control of the stewart platform. In: IEEE. *Control Conference, 2004. 5th Asian*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 562–569.

HUANG, C.-I.; FU, L.-C. Smooth sliding mode tracking control of the stewart platform. In: *IEEE Conference on Control Applications (CCA)*. Toronto, Canadá: IEEE, 2005. p. 43–48. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/CCA.2005.1507098>>.

JAA-JOINT AVIATION AUTHORITY. *JAR-STD 1A: Aeroplane flight simulators*. Amsterdam, Netherlands, 1999.

KIM, D. H.; KANG, J.-Y.; LEE, K.-I. Robust tracking control design for a 6 dof parallel manipulator. Wiley Online Library, v. 17, n. 10, p. 527–547, 2000.

KIM, H. S.; CHO, Y. M.; LEE, K.-I. Robust nonlinear task space control for 6 dof parallel manipulator. *Automatica*, Elsevier, v. 41, n. 9, p. 1591–1600, 2005.

KIM, K.-I.; LEE, C.-W. High speed tracking control of Stewart platform manipulator via enhanced sliding mode control. In: *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Leuven-Belgium: IEEE, 1998. p. 2716–2721.

- KIM, K.-T.; BERNOLD, L. E. A comparison of two innovative technologies for safe pipe installation - “pipeman” and the stewart-gough platform-based pipe manipulator. *Automation in Construction*, Elsevier, v. 17, n. 3, p. 322–332, 2008. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.autcon.2007.04.004>>.
- KUO, B. C.; GOLNARAGHI, F. *Automatic control systems*. [S.l.]: Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1995. v. 9.
- LEAN, D. *Dynamic characteristics of flight simulation motion systems*. France, 1979. AGARD Advisory Report No. 144.
- LEE, S.-H.; SONG, J.-B.; CHOI, W.-C.; HONG, D. Position control of a stewart platform using inverse dynamics control with approximate dynamics. *Mechatronics*, v. 13, n. 6, p. 605–619, 2003. Disponível em: <[http://dx.doi.org/10.1016/S0957-4158\(02\)00033-8](http://dx.doi.org/10.1016/S0957-4158(02)00033-8)>.
- LYTLE, A.; PROCTOR, F.; SAIDI, K. Control of cable robots for construction applications. In: _____. *Parallel Manipulators - Towards New Applications*. Vienna, Austria: I-Tech Education and Publishing, 2008. cap. 1, p. 1–20.
- MANDAL, M.; ASIF, A. *Continuous and Discrete Time Signals and Systems*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2007.
- MERLET, J.-P. Still a long way to go on the road for parallel mechanisms. In: *ASME 27th Biennial Mechanisms and Robotics Conference*. Montreal, Canadá: ASME, 2002.
- MERLET, J.-P. *Parallel robots*. 2. ed. Inria, França: Springer Science & Business Media, 2006. v. 128. 394 p.
- MESSNER, P. B.; TILBURY, D.; HILL, R.; TAYLOR, J.; OMS, L.; PAGEL, J. *Introduction: PID Controller Design*. 2011. Disponível em: <<http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Introduction§ion=ControlPID>>. Acesso em: Maio 2019.
- NARAYANAN, M. S.; CHAKRAVARTY, S.; SHAH, H.; KROVI, V. N. Kinematic-, static- and workspace analysis of a 6-pus parallel manipulator. In: AMERICAN SOCIETY OF MECHANICAL ENGINEERS. *ASME 2010 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*. Montreal, Canadá, 2010. p. 1456–1456. Disponível em: <<https://doi.org/10.1115/DETC2010-28978>>.
- NATIONAL INSTRUMENTS. *Explicando a Teoria PID*. 2019. Disponível em: <<http://www.ni.com/pt-br/innovations/white-papers/06/pid-theory-explained.html>>. Acesso em: Maio 2019.
- NAVVABI, H.; MARKAZI, A. H. D. Position control of stewart manipulator using a new extended adaptive fuzzy sliding mode controller and observer (e-afsmco). *Journal of the Franklin Institute*, Elsevier, v. 355, n. 5, p. 2583–2609, 2018.
- NEHAOUA, L.; ARIQUI, H.; MAMMAR, S. Review on single track vehicle and motorcycle simulators. In: *2011 19th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED)*. Corfu, Greece: IEEE, 2011. p. 940–945. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/MED.2011.5983083>>.

- NGUYEN, C.; ANTRAZI, S.; ZHOU, Z.; CAMPBELL, C. Experimental study of motion control and trajectory planning for a Stewart platform robot. In: *Proceedings of the 1991 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Sacramento-California: IEEE, 1991. p. 1873–1878.
- NGUYEN, C.; ANTRAZI, S.; ZHOU, Z.; CAMPBELL, C. Adaptive control of a Stewart platform-based manipulator. *Journal of Robotic systems*, v. 10, n. 5, p. 657–687, 1993.
- NORTON, R. L.; WANG, S. S.-L. *Design of machinery: an introduction to the synthesis and analysis of mechanisms and machines*. [S.l.]: McGraw-Hill Higher Education, 2004.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2011.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2011. 155-159 p.
- OGATA, K.; YANG, Y. *Modern Control Engineering*. 4. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- PHYSIK INSTRUMENTE (PI). *Hexapods*. 2018. Disponível em: <<https://www.physikinstrumente.com/en/products/parallel-kinematic-hexapods/>>. Acesso em: Outubro 2018.
- POLOLU. *Concentric LACT12P-12V-5 Linear Actuator with Feedback*. 2015. <<https://www.pololu.com/product/2327>>. Acessado em 20/06/2015.
- PREUMONT, A.; HORODINCA, M.; ROMANESCU, I.; MARNEFFE, B. D.; AVRAAM, M.; DERAEMAER, A.; BOSSENS, F.; ABU-HANIEH, A. A six-axis single-stage active vibration isolator based on stewart platform. *Journal of Sound and Vibration*, Elsevier, v. 300, p. 644–661, 2007. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2006.07.0509>>.
- ROSSELL, J. M.; VICENTE-RODRIGO, J.; RUBIÓ-MASSEGUÉ, J.; BARCONS, V. An effective strategy of real-time vision-based control for a stewart platform. In: *Industrial Technology (ICIT), 2018 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 75–80.
- SANTOS, P. D. C. H. F. dos. *Análise da Resposta Transitória*. 2011. Disponível em: <http://www.foz.unioeste.br/~chsantos/ENG_CONT/Aula_05>. Acesso em: Maio 2019.
- SANTOSO, A. *et al.* Design and control of the stewart platform robot. In: IEEE. *Modelling & Simulation, 2009. AMS'09. Third Asia International Conference on*. 2009. p. 475–480. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/AMS.2009.53>>.
- SLOTINE, J.-J. E.; LI, W. *Applied nonlinear control*. 1. ed. New Jersey-USA: Prentice Hall, Inc., 1991. 459 p.
- SPONG, M.; VIDYASAGAR, M. *Robot Modeling and Control*. 1. ed. New York: John Wiley & Sons, 2006. 478 p.
- STEWART, D. A platform with 6 degrees of freedom. *Proceedings of the institution of mechanical engineers 1965-66*, v. 180, n. 15, p. 371–386, 1965.

- SU, Y.; DUAN, B.; ZHENG, C. Nonlinear pid control of a six-dof parallel manipulator. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, IET, v. 151, n. 1, p. 95–102, 2004.
- TOYOTA MOTORSPORT GMBH (TMG). *TOYOTA MOTORSPORT GmbH DRIVING SIMULATOR*. 2007. Disponível em: <https://www.toyota-motorsport.com/images/tmg/Driving_Simulator_Mini_Brochure.pdf>. Acesso em: Outubro 2018.
- UCHIYAMA, M. A 6 dof parallel robot hexa. *Advanced Robotics*, Taylor & Francis, v. 8, n. 6, p. 601–601, 1993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1163/156855394X00293>>.
- U.S. DEPARTMENT OF DEFENSE. *Simulator, Flight*. U.S., 1989. AFGS-87241A U.S. airforce specification.
- XSENS. *MTi User Manual: MTi 10-series and MTi 100-series*. The Netherlands, 2015.

APÊNDICE A

CALIBRAÇÃO DO POTENCIÔMETRO

Apresentam-se neste apêndice resultados alcançados na calibração do potenciômetro. No Apêndice A.1 é apresentada a tabela de aquisição de dados com os valores de tensão e o respectivo comprimento do atuador, seguido da representação gráfica individual dos dados. O Apêndice A.2 mostra a comparação da utilização dos métodos de relação entre variáveis e o Apêndice A.3 apresenta a aquisição de dados realizada para validar a escolha do método de regressão linear, seguido da representação gráfica individual dos atuadores.

A.1 DADOS DE AQUISIÇÃO DA RELAÇÃO [V] X [mm]

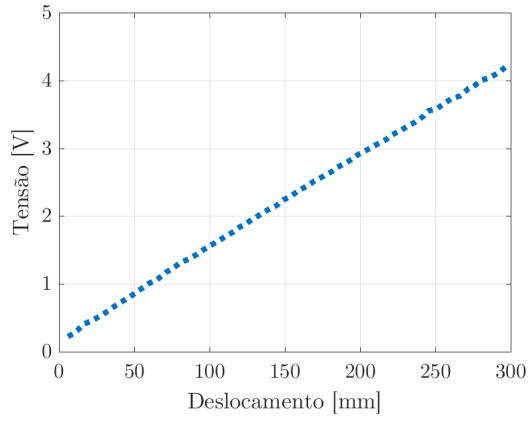
Tabela A.1: Tabela de aquisição de dados realizada para calibração do potenciômetro

Aquisição	Atuador 1		Atuador 2		Atuador 3		Atuador 4		Atuador 5		Atuador 6	
	[mm]	[V]	[mm]	[V]	[mm]	[V]	[mm]	[V]	[mm]	[V]	[mm]	[V]
1	6,00	0,22	8,55	0,25	4,80	0,22	6,70	0,26	6,30	0,26	9,75	0,24
2	9,65	0,27	9,90	0,27	10,30	0,31	10,35	0,30	9,70	0,30	10,25	0,24
3	12,10	0,31	13,75	0,32	11,85	0,33	13,30	0,36	11,45	0,33	11,70	0,27
4	16,60	0,41	16,05	0,36	18,95	0,46	19,65	0,44	17,45	0,41	18,60	0,35
5	21,70	0,45	19,85	0,42	21,90	0,50	24,00	0,49	22,05	0,47	21,85	0,41
6	26,80	0,52	23,35	0,48	24,40	0,53	26,20	0,54	26,70	0,54	27,30	0,48
7	31,30	0,58	27,35	0,55	28,75	0,62	32,95	0,64	31,80	0,62	32,45	0,55
8	36,95	0,67	36,20	0,68	34,90	0,69	37,80	0,73	36,60	0,69	37,90	0,64
9	42,75	0,75	45,60	0,82	38,45	0,76	42,55	0,79	41,45	0,76	42,45	0,71
10	47,35	0,81	51,85	0,87	47,00	0,89	47,75	0,86	47,65	0,84	48,00	0,78
11	52,05	0,89	59,40	1,01	51,35	0,95	50,85	0,89	50,65	0,89	50,90	0,83
12	55,65	0,94	64,90	1,07	56,00	1,04	55,50	0,98	55,50	0,96	56,30	0,90
13	60,10	1,01	69,60	1,15	62,20	1,09	61,40	1,01	60,05	1,03	60,60	0,97
14	65,10	1,06	74,80	1,21	66,55	1,18	65,35	1,11	65,15	1,10	65,50	1,04
15	71,15	1,17	79,20	1,26	72,75	1,27	70,50	1,19	70,70	1,18	71,35	1,13
16	76,90	1,25	84,10	1,34	78,60	1,36	78,25	1,25	76,60	1,26	76,95	1,19
17	81,15	1,32	86,65	1,38	85,60	1,42	82,20	1,35	81,55	1,33	81,95	1,27
18	86,85	1,37	91,65	1,44	91,60	1,52	88,45	1,44	86,35	1,40	86,55	1,34
19	91,95	1,44	96,35	1,51	96,20	1,57	92,95	1,49	91,20	1,46	91,85	1,41
20	96,50	1,51	101,95	1,58	101,15	1,64	98,15	1,56	96,60	1,53	96,35	1,47
21	107,05	1,65	106,40	1,64	105,40	1,69	108,05	1,70	105,90	1,66	107,65	1,63
22	112,20	1,72	107,65	1,65	109,15	1,73	112,45	1,74	112,15	1,74	112,35	1,69
23	116,10	1,77	110,00	1,70	116,10	1,81	114,80	1,80	113,20	1,77	113,55	1,71
24	120,25	1,84	114,15	1,78	119,00	1,86	119,80	1,86	118,30	1,84	118,70	1,79
25	123,80	1,88	121,10	1,86	120,00	1,87	123,65	1,93	122,00	1,89	122,20	1,84
26	128,80	1,96	126,65	1,91	125,35	1,94	128,70	1,98	127,10	1,96	126,95	1,91
27	132,90	2,01	131,65	1,99	130,40	2,01	133,60	2,06	132,55	2,03	132,05	1,98
28	138,55	2,09	135,85	2,05	135,40	2,09	138,90	2,11	137,80	2,11	137,90	2,05
29	144,25	2,15	141,65	2,10	143,30	2,17	143,30	2,19	142,05	2,17	141,95	2,12
30	147,95	2,22	144,00	2,16	148,00	2,25	147,90	2,25	148,25	2,25	148,50	2,20
31	149,25	2,24	146,45	2,20	148,80	2,24	149,15	2,27	148,25	2,24	148,30	2,20
32	154,55	2,30	152,95	2,26	153,75	2,32	154,70	2,32	153,05	2,30	152,80	2,25
33	159,30	2,38	156,05	2,32	158,40	2,39	160,55	2,41	157,70	2,38	157,90	2,32
34	164,65	2,44	161,20	2,39	162,00	2,42	164,70	2,50	163,00	2,44	162,70	2,38
35	169,80	2,52	167,15	2,47	167,10	2,51	171,40	2,55	168,30	2,51	167,60	2,46
36	175,05	2,58	171,90	2,54	172,60	2,57	175,95	2,60	173,20	2,58	173,30	2,54
37	181,45	2,66	177,40	2,60	177,80	2,65	180,00	2,68	179,00	2,66	177,70	2,59
38	184,85	2,72	181,20	2,66	182,30	2,71	184,60	2,74	184,10	2,73	183,30	2,67
39	190,45	2,78	186,80	2,73	187,20	2,78	190,50	2,81	188,40	2,79	188,40	2,73
40	195,85	2,86	191,80	2,80	192,30	2,84	196,10	2,89	193,90	2,86	193,40	2,79
41	199,60	2,92	197,60	2,88	197,40	2,92	205,00	3,00	199,10	2,94	198,70	2,87
42	205,80	2,99	201,40	2,96	202,80	2,99	206,80	3,03	204,95	3,00	203,85	2,94
43	210,50	3,05	206,90	3,01	207,70	3,04	211,70	3,10	208,90	3,06	208,90	3,00
44	217,40	3,13	218,70	3,11	217,70	3,13	215,20	3,15	213,80	3,14	213,35	3,08
45	220,45	3,19	219,20	3,16	218,30	3,20	220,25	3,20	219,10	3,20	217,90	3,14
46	227,50	3,27	225,00	3,23	223,40	3,26	225,45	3,29	224,50	3,28	222,20	3,21
47	231,10	3,32	229,30	3,28	228,15	3,32	230,60	3,35	229,65	3,35	228,15	3,27
48	236,90	3,39	234,45	3,36	233,25	3,38	235,50	3,41	234,65	3,41	233,10	3,35
49	241,90	3,47	240,65	3,44	239,25	3,48	242,90	3,50	240,65	3,48	238,10	3,42
50	245,10	3,55	244,70	3,49	243,35	3,53	247,55	3,57	245,90	3,55	243,30	3,49
51	250,80	3,58	250,25	3,67	247,85	3,59	251,20	3,62	251,20	3,61	248,60	3,56
52	256,40	3,67	254,45	3,64	252,35	3,67	256,10	3,70	256,00	3,67	252,80	3,63
53	260,55	3,73	259,15	3,70	258,10	3,74	262,45	3,78	260,00	3,74	258,80	3,70
54	266,10	3,77	264,85	3,78	263,20	3,80	266,00	3,84	265,90	3,82	263,40	3,76
55	272,00	3,88	269,45	3,84	269,65	3,88	271,95	3,91	270,45	3,88	268,90	3,83
56	275,45	3,91	275,00	3,90	273,90	3,94	275,60	3,94	275,30	3,96	273,95	3,90
57	280,00	4,00	279,50	3,99	278,90	4,01	281,80	4,04	280,45	4,03	279,20	3,97
58	285,70	4,04	284,40	4,04	283,60	4,08	285,70	4,10	285,50	4,09	283,45	4,03
59	291,55	4,11	289,35	4,10	289,80	4,15	290,40	4,15	290,55	4,16	289,10	4,10
60	296,70	4,20	294,25	4,16	292,00	4,18	292,30	4,18	293,15	4,19	292,90	4,14

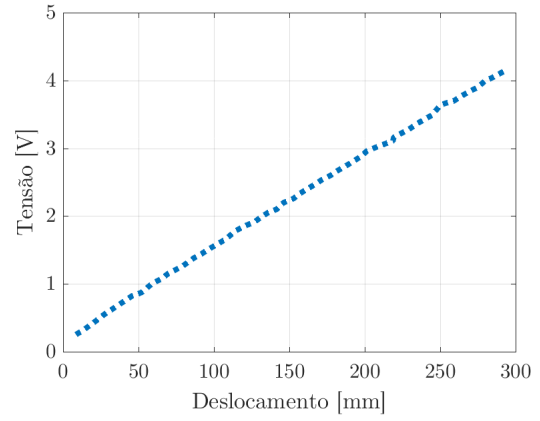
Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Figura A.1: Relação entre os dados de de saída do potenciômetro [V] com o respectivo comprimento da haste do atuador [mm]

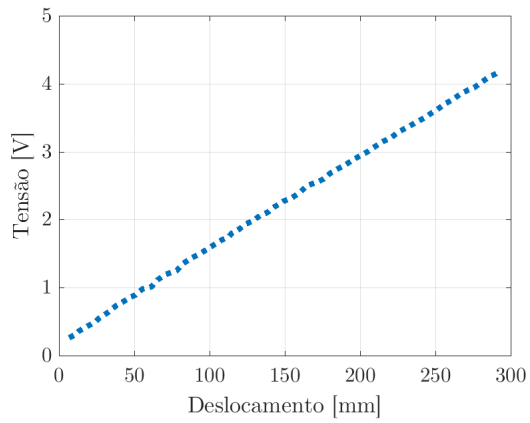
(a) Atuador 1



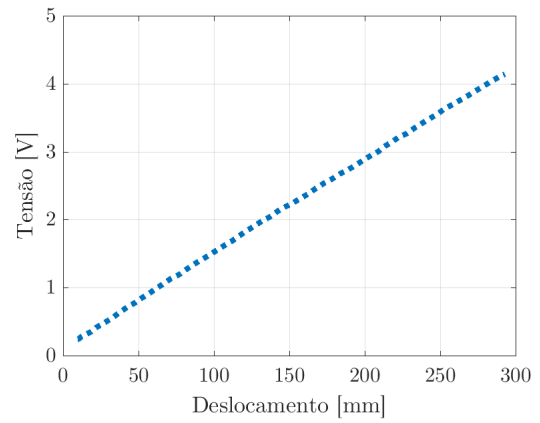
(b) Atuador 2



(c) Atuador 4



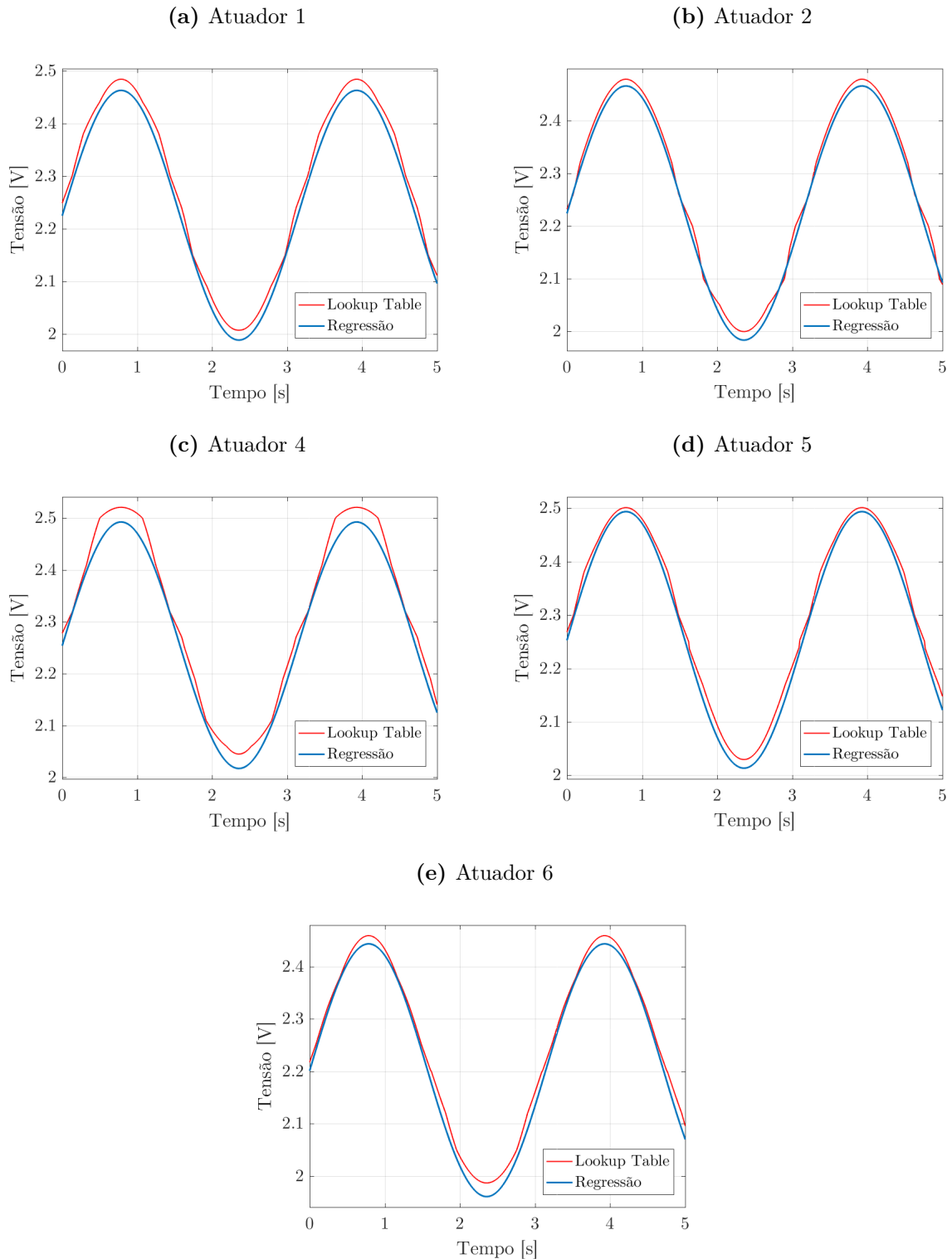
(d) Atuador 6



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

A.2 COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS (*Lookup Table* E REGRESSÃO LINEAR)

Figura A.2: Comparação entre a tensão de saída do potenciômetro para os métodos aplicados para relacionar as variáveis [V] e [mm]



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

A.3 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO MÉTODO DE REGRESSÃO LINEAR

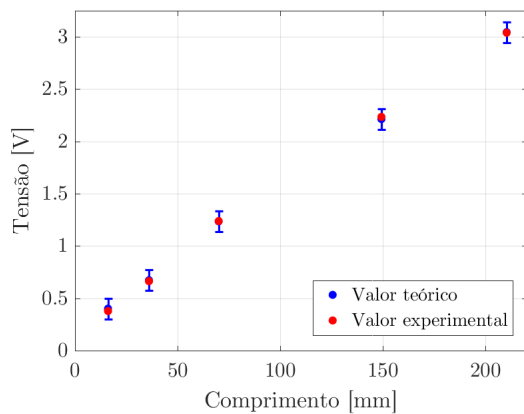
Tabela A.2: Dados obtidos pela validação da calibração do potenciômetro

Medição	Atuadores	Comprimento Experimental [mm]	Tensão Experimental [V]	Tensão Teórica [V]
1	1	36,05	0,663	0,672
	2	32,25	0,642	0,612
	3	36,85	0,702	0,734
	4	35,30	0,681	0,687
	5	35,65	0,692	0,688
	6	34,25	0,624	0,601
2	1	16,10	0,377	0,400
	2	12,10	0,356	0,345
	3	18,75	0,433	0,488
	4	16,60	0,404	0,431
	5	16,70	0,414	0,429
	6	15,05	0,341	0,336
3	1	70,00	1,138	1,135
	2	64,10	1,105	1,054
	3	70,90	1,185	1,196
	4	66,95	1,142	1,119
	5	70,00	1,173	1,158
	6	67,50	1,093	1,061
4	1	149,25	2,235	2,214
	2	141,25	2,180	2,105
	3	150,75	2,274	2,279
	4	146,00	2,228	2,199
	5	150,40	2,273	2,258
	6	146,90	2,216	2,158
5	1	210,25	3,040	3,045
	2	205,95	3,021	2,986
	3	209,10	3,060	3,071
	4	209,00	3,066	3,060
	5	209,20	3,063	3,062
	6	208,55	3,022	3,010

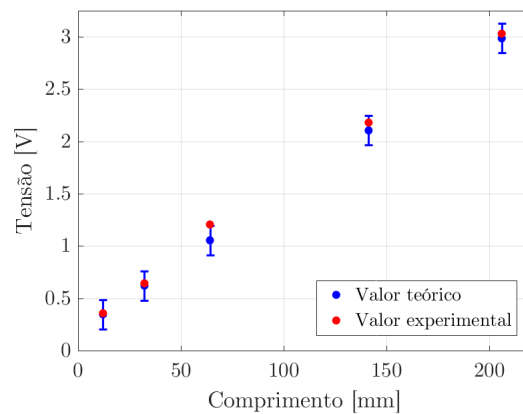
Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Figura A.3: Validação experimental da aplicação do método de regressão linear para a relação entre as variáveis [V] x [mm]

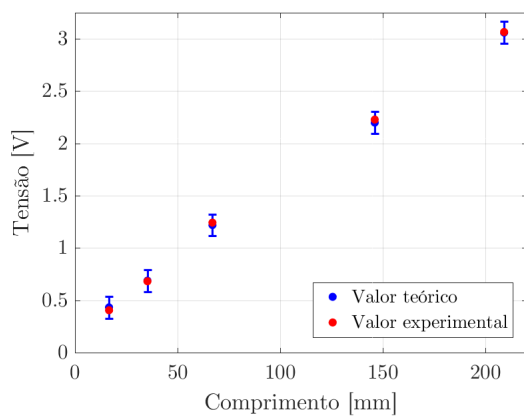
(a) Atuador 1



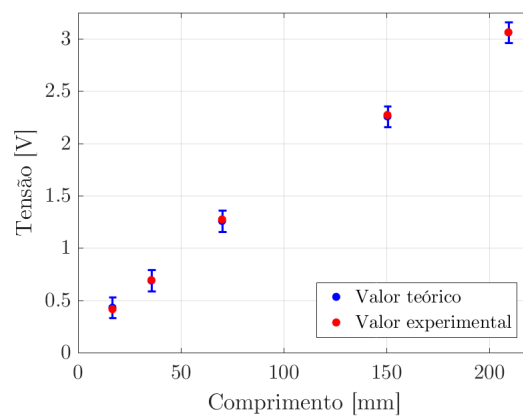
(b) Atuador 2



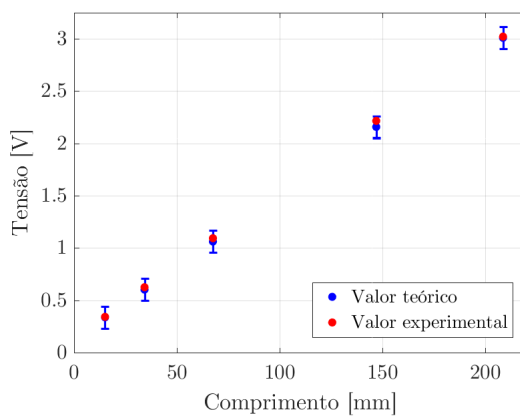
(c) Atuador 4



(d) Atuador 5



(e) Atuador 6



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

APÊNDICE B

ANÁLISE ESPECTRAL

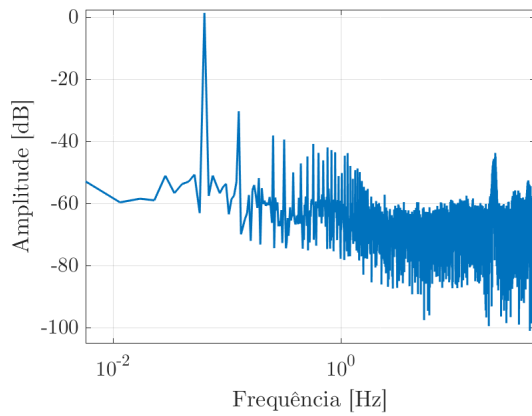
Apresentam-se neste apêndice os resultados obtidos para a análise espectral realizada. Nos Apêndices B.1.1, B.1.2 e B.1.3 são exibidas as figuras referentes as análises espectrais em baixa, média e alta frequência e nos Apêndices B.2.1, B.2.2 e B.2.3 as figuras comparando os sinais filtrados e não filtrado para as mesmas frequências predeterminadas.

B.1 ANÁLISE DOS SINAIS

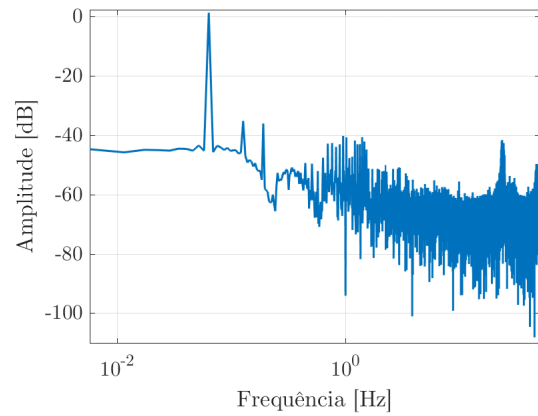
B.1.1 ANÁLISE EM BAIXA FREQUÊNCIA

Figura B.1: Análise espectral em baixa frequência

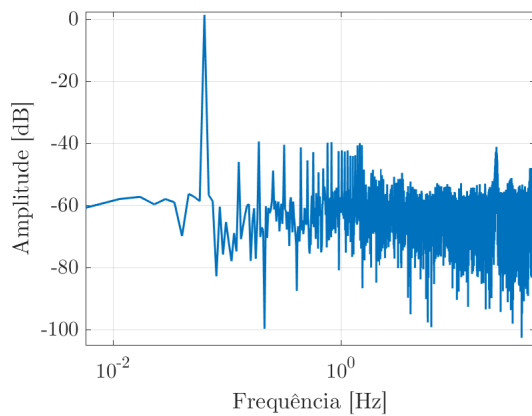
(a) Atuador 2



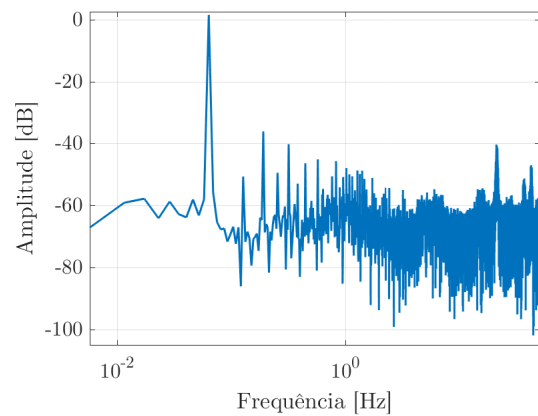
(b) Atuador 3



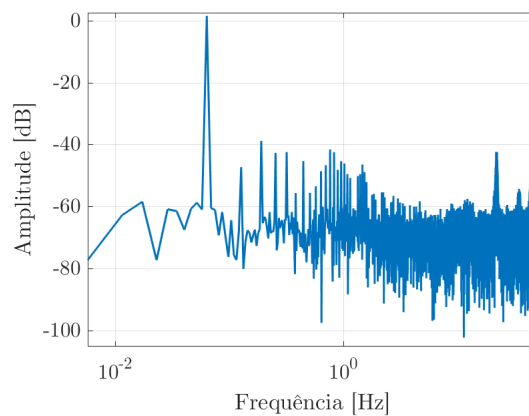
(c) Atuador 4



(d) Atuador 5



(e) Atuador 6

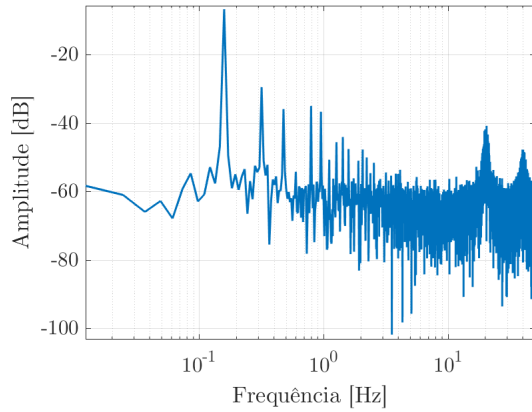


Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

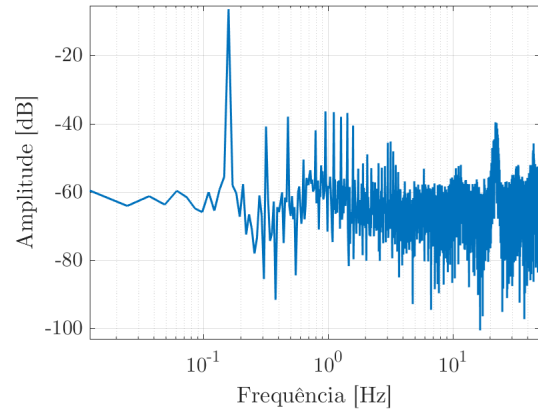
B.1.2 ANÁLISE EM MÉDIA FREQUÊNCIA

Figura B.2: Análise espectral em média frequência

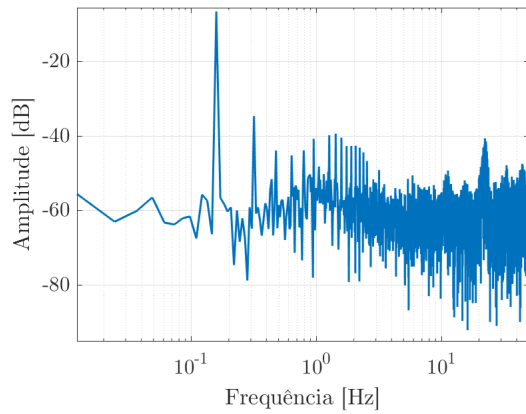
(a) Atuador 2



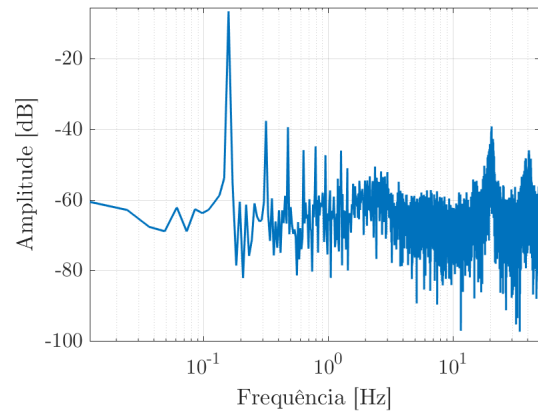
(b) Atuador 3



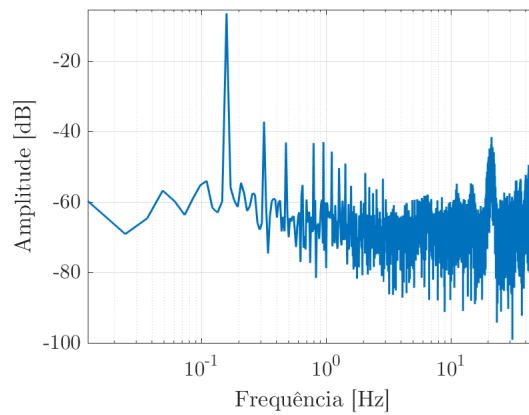
(c) Atuador 4



(d) Atuador 5



(e) Atuador 6

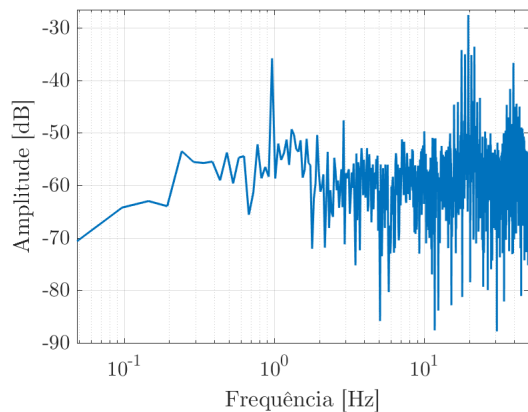


Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

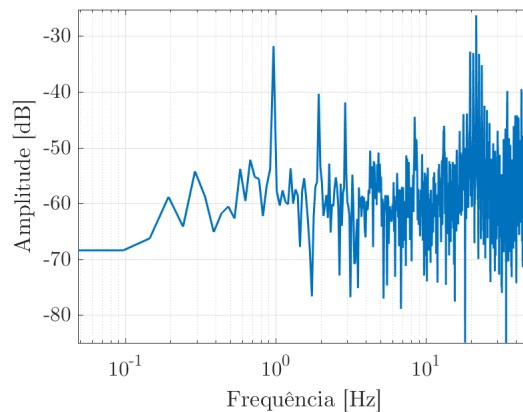
B.1.3 ANÁLISE EM ALTA FREQUÊNCIA

Figura B.3: Análise espectral em alta frequência

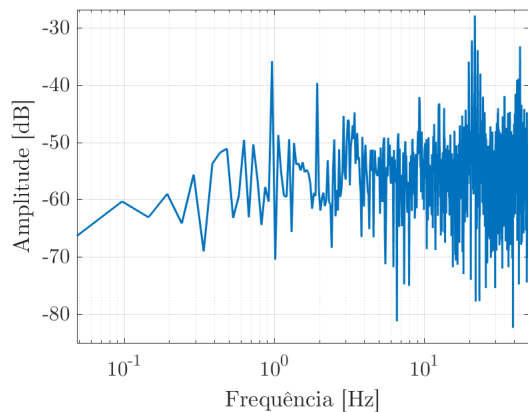
(a) Atuador 2



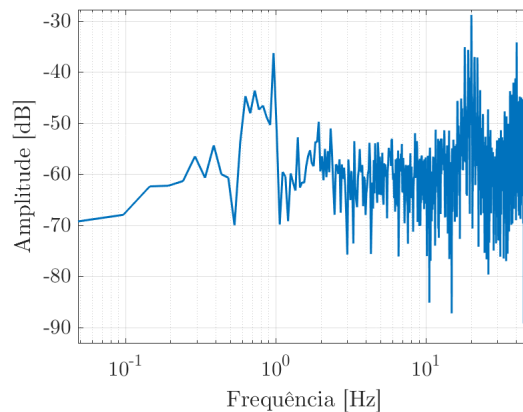
(b) Atuador 3



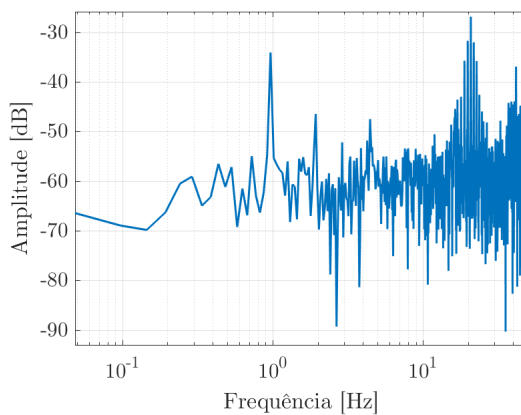
(c) Atuador 4



(d) Atuador 5



(e) Atuador 6

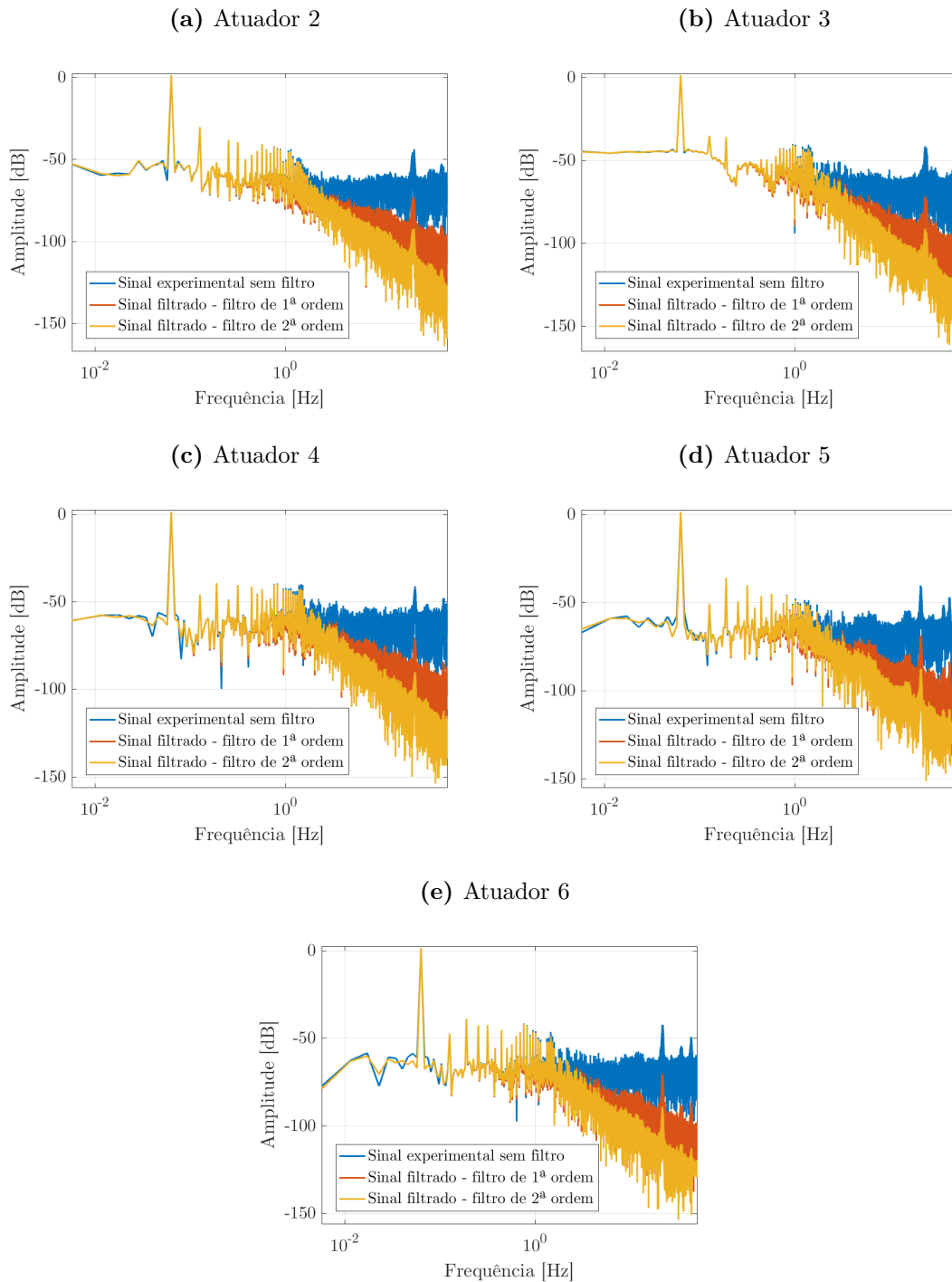


Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

B.2 COMPARAÇÃO ENTRE OS SINAIS FILTRADOS E NÃO FILTRADO DO POTENCIÔMETRO

B.2.1 SINAL DE BAIXA FREQUÊNCIA

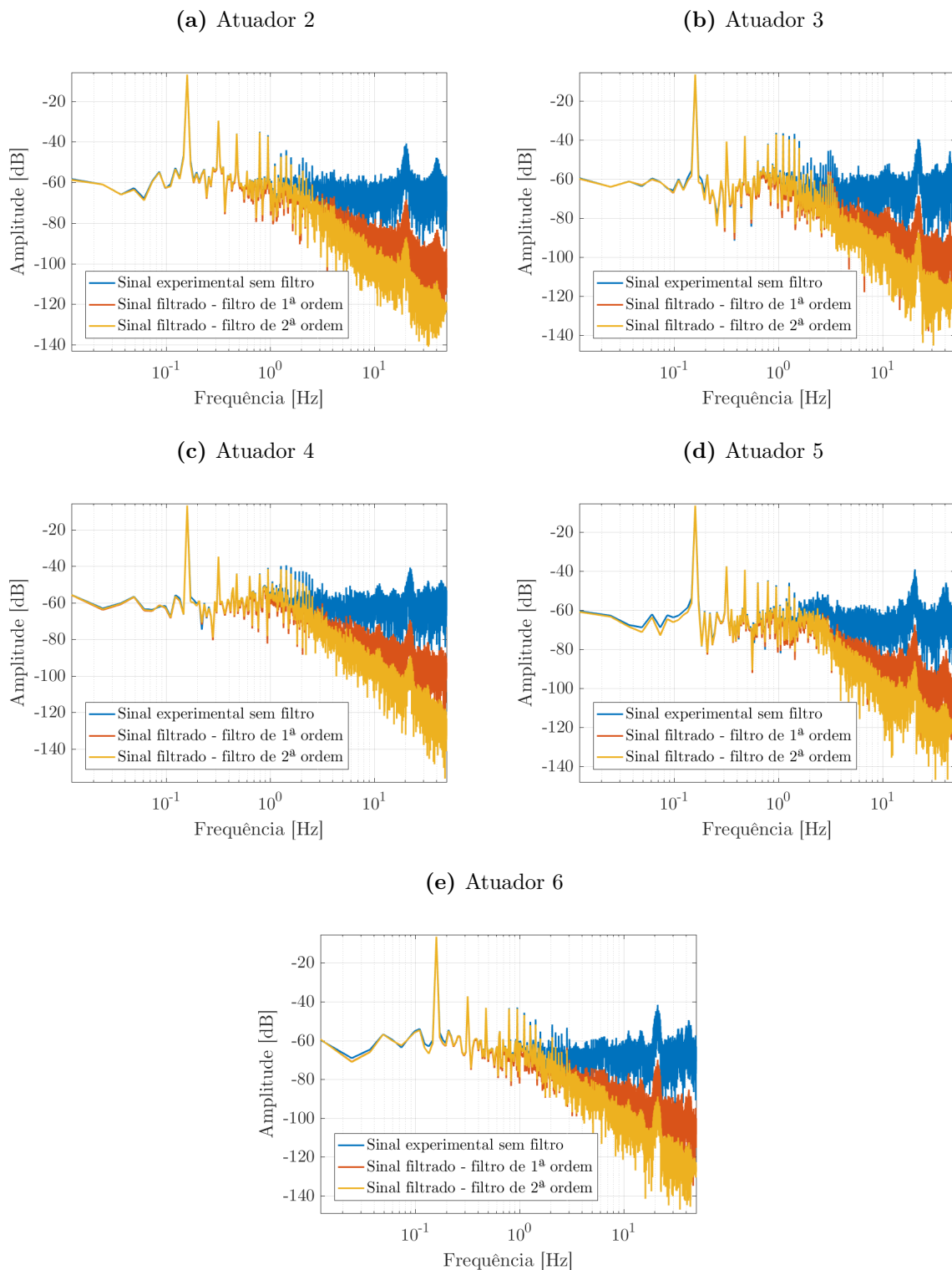
Figura B.4: Comparação entre os sinais com e sem filtro do potenciômetro, aquisição em baixa frequência



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

B.2.2 SINAL DE MÉDIA FREQUÊNCIA

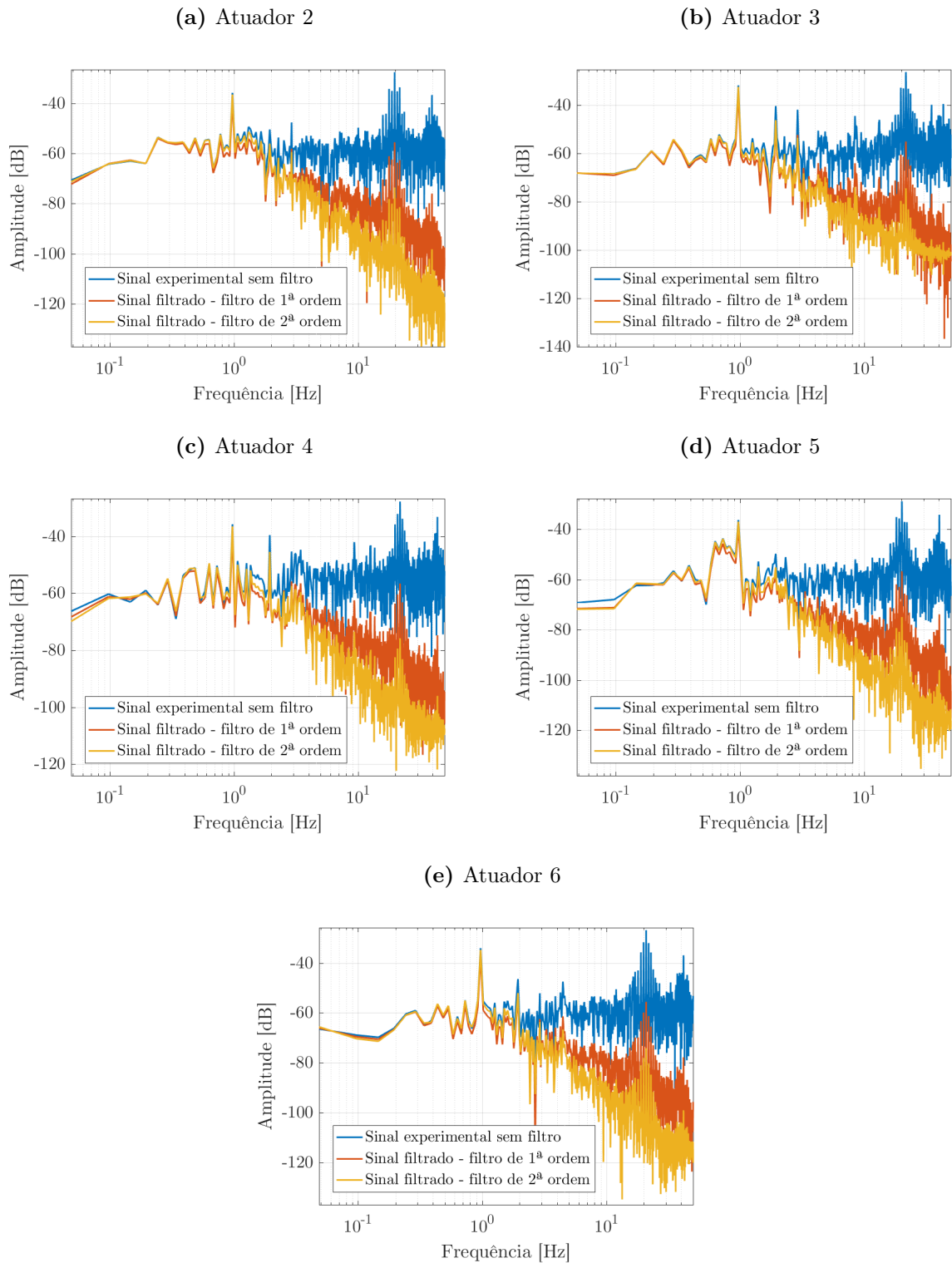
Figura B.5: Comparação entre os sinais com e sem filtro do potenciômetro, aquisição em média frequência



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

B.2.3 SINAL DE ALTA FREQUÊNCIA

Figura B.6: Comparação entre os sinais com e sem filtro do potenciômetro, aquisição em alta frequência



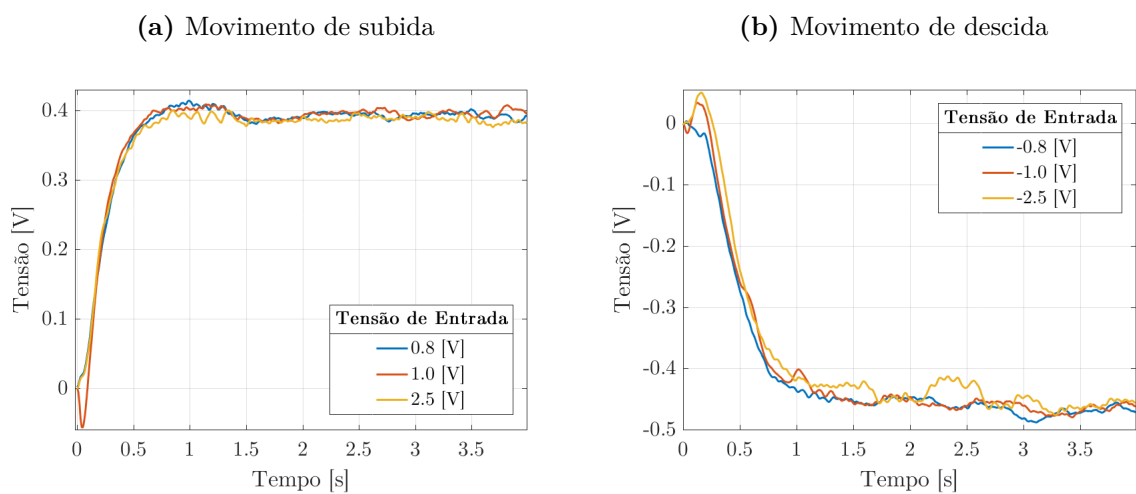
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

APÊNDICE C

SATURAÇÃO DE TENSÃO DE ENTRADA DO *DRIVER*

Neste apêndice são apresentadas as figuras referentes ao comportamento de saturação dos atuadores em seu avanço e recuo.

Figura C.1: Análise em velocidade do sinal de saída do potenciômetro para o avanço e o recuo do atuador 2 para diferentes tensões de entrada no *driver*



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Figura C.2: Análise em velocidade do sinal de saída do potenciômetro para o avanço e o recuo do atuador 3 para diferentes tensões de entrada no *driver*

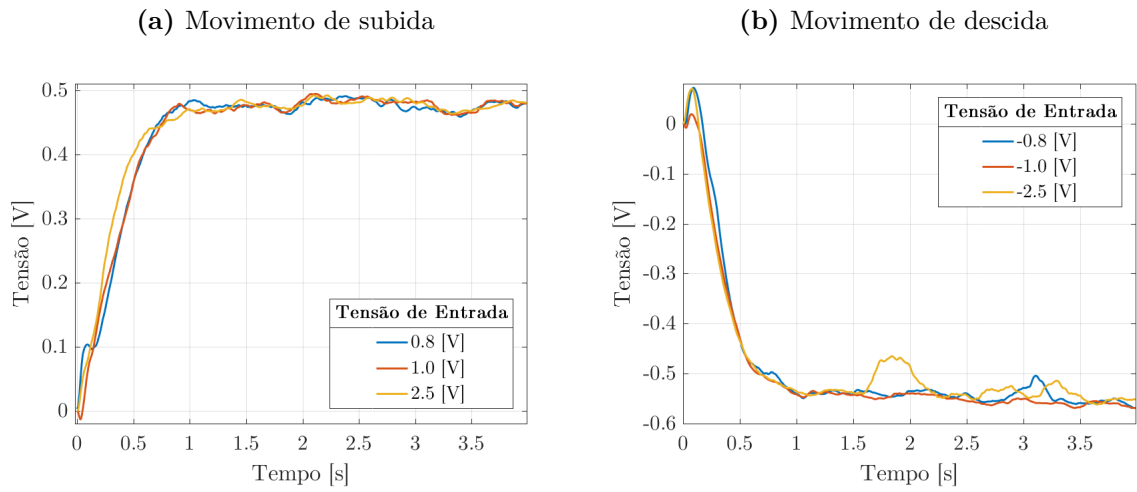


Figura C.3: Análise em velocidade do sinal de saída do potenciômetro para o avanço e o recuo do atuador 4 para diferentes tensões de entrada no *driver*

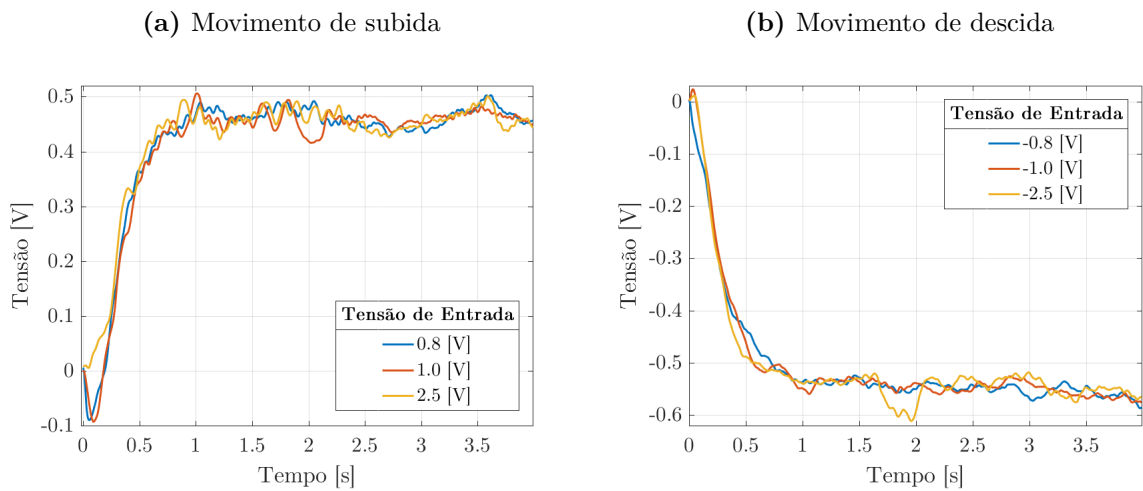
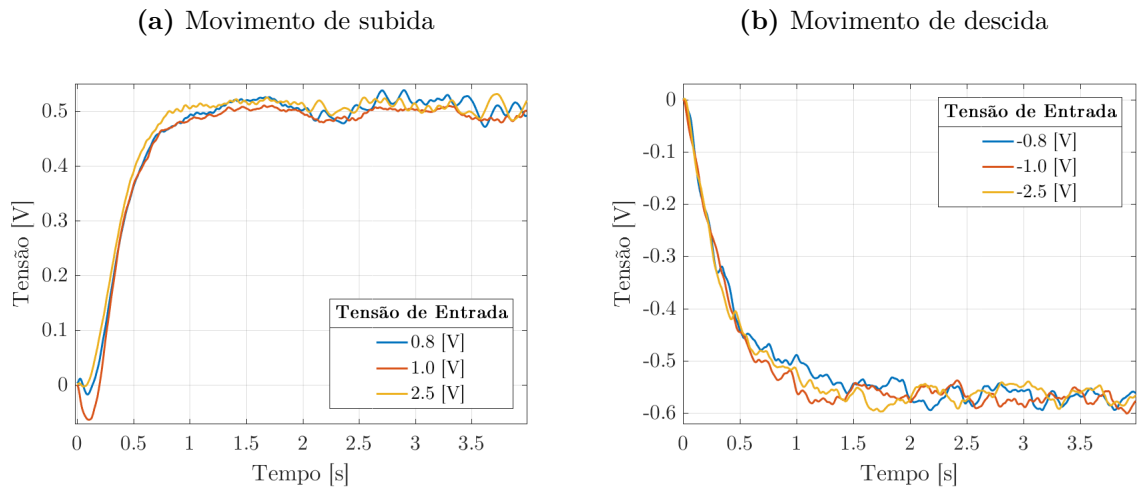
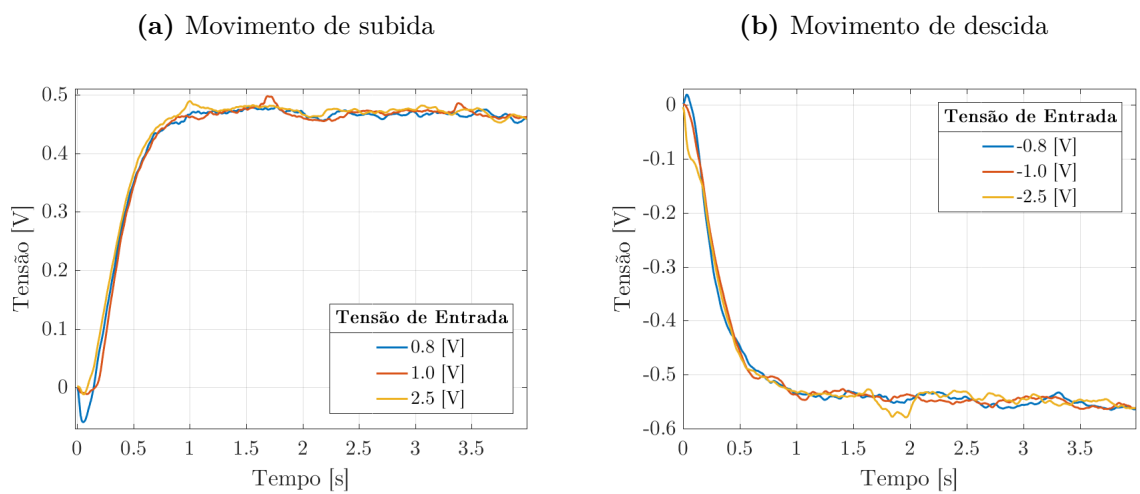


Figura C.4: Análise em velocidade do sinal de saída do potenciômetro para o avanço e o recuo do atuador 5 para diferentes tensões de entrada no *driver*



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

Figura C.5: Análise em velocidade do sinal de saída do potenciômetro para o avanço e o recuo do atuador 6 para diferentes tensões de entrada no *driver*



Fonte: Elaborado pela autora, 2018.

APÊNDICE D

RESPOSTAS

TEÓRICAS/EXPERIMENTAIS DO COMPORTAMENTO DA PLANTA

Neste apêndice são apresentados resultados referentes ao comportamento dos atuadores. O Apêndice D.1 apresenta uma comparação em velocidade entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada e no Apêndice D.2 são mostrados os resultados da validação realizada para estas funções identificadas.

D.1 COMPARAÇÃO EM VELOCIDADE DO COMPORTAMENTO TEÓRICO EM RELAÇÃO AO EXPERIMENTAL DOS ATUADORES

Figura D.1: Comparação em velocidade entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada para o atuador 1

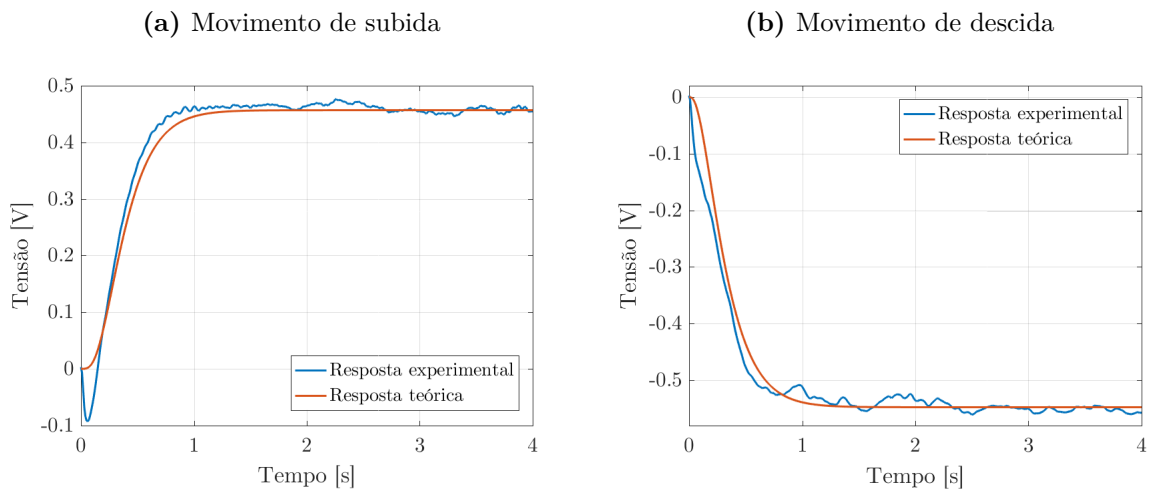


Figura D.2: Comparação em velocidade entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada para o atuador 2

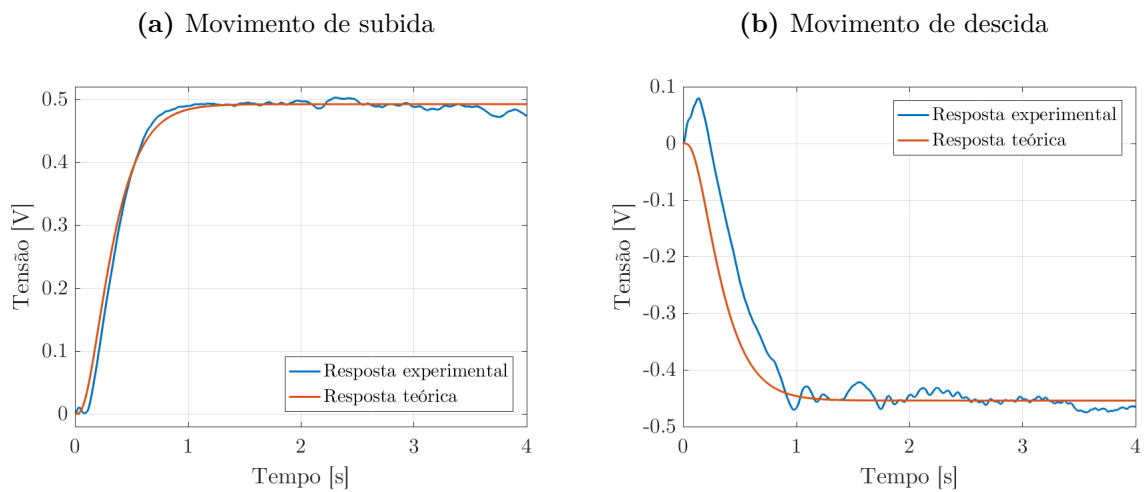
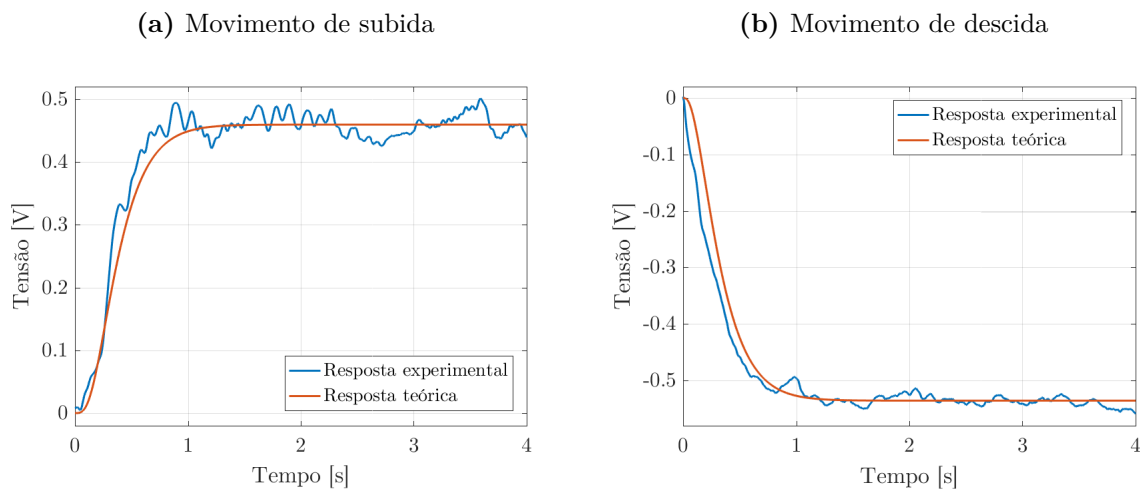
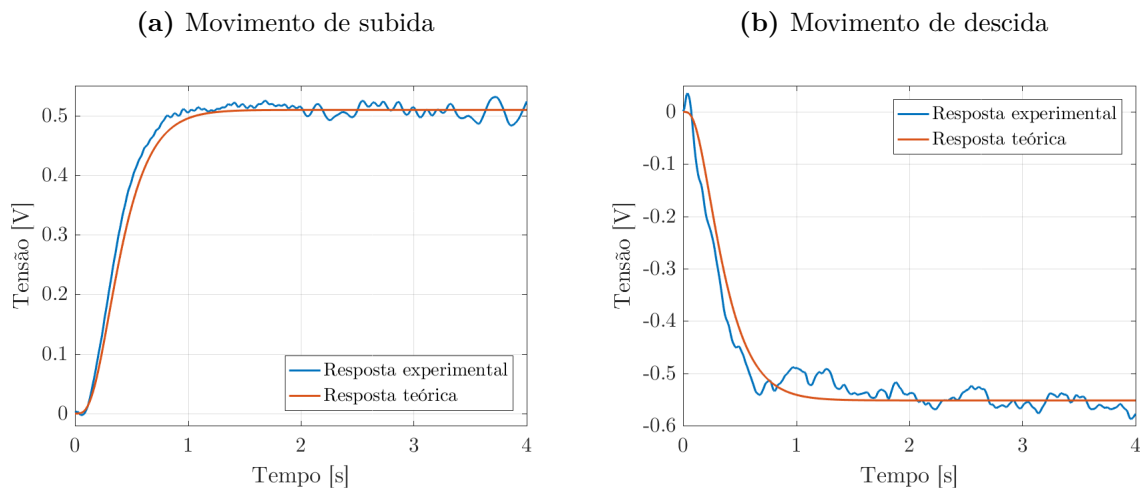


Figura D.3: Comparação em velocidade entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada para o atuador 4



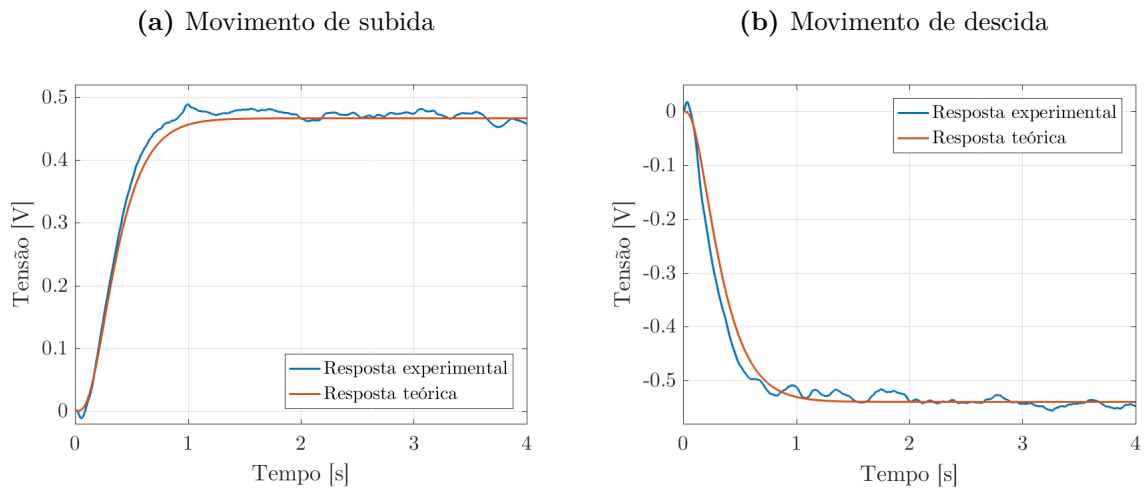
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura D.4: Comparação em velocidade entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada para o atuador 5



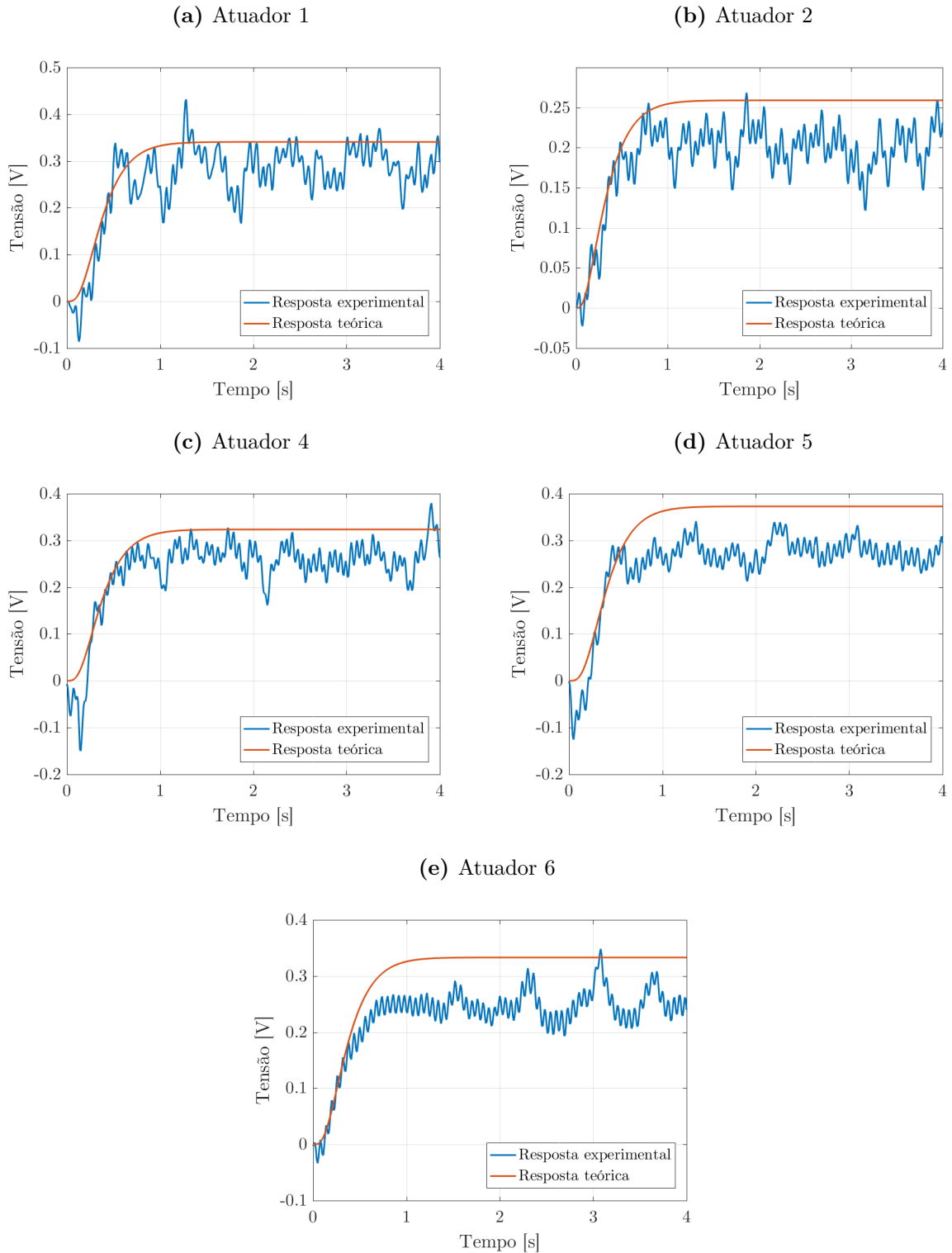
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura D.5: Comparação em velocidade entre a resposta experimental do sistema a uma entrada rampa e resposta da função identificada quando submetida a mesma entrada para o atuador 6



D.2 VALIDAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA IDENTIFICADA

Figura D.6: Validação da função de transferência identificada para uma entrada de 0.5 [V]



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

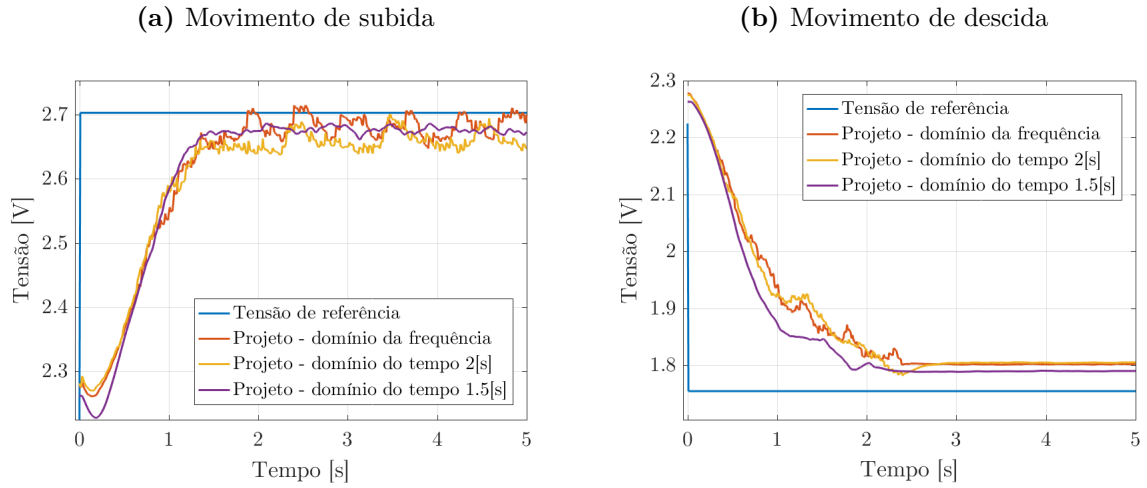
APÊNDICE E

ACOMPANHAMENTO EXPERIMENTAL DE TRAJETÓRIAS PARA UMA ENTRADA DEGRAU, RAMPA E PARÁBOLA DE REFERÊNCIA

Neste apêndice são apresentados resultados referentes ao acompanhamento de trajetórias remanescentes da Seção 5.11, bem como o sinal de controle do sistema quando submetido a uma entrada degrau. No Apêndice E.1 são apresentadas as figuras referentes ao acompanhamento em posição dos atuadores seguido do Apêndice E.1.1 que apresenta os sinais de controle para o acompanhamento mostrado anteriormente e nos Apêndices E.2 e Apêndices E.3 os acompanhamentos em velocidade e aceleração respectivamente.

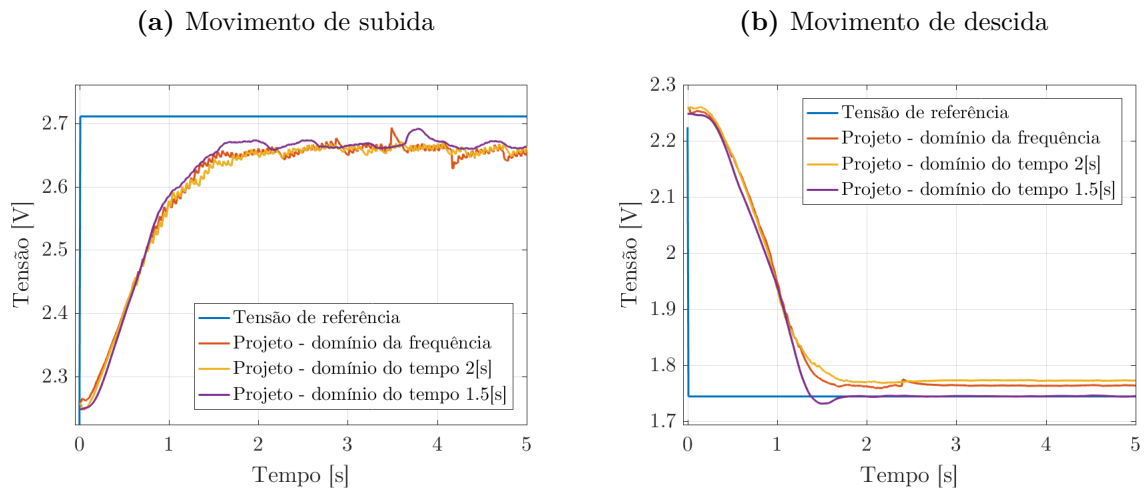
E.1 DEGRAU

Figura E.1: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada degrau de referência para o atuador 1



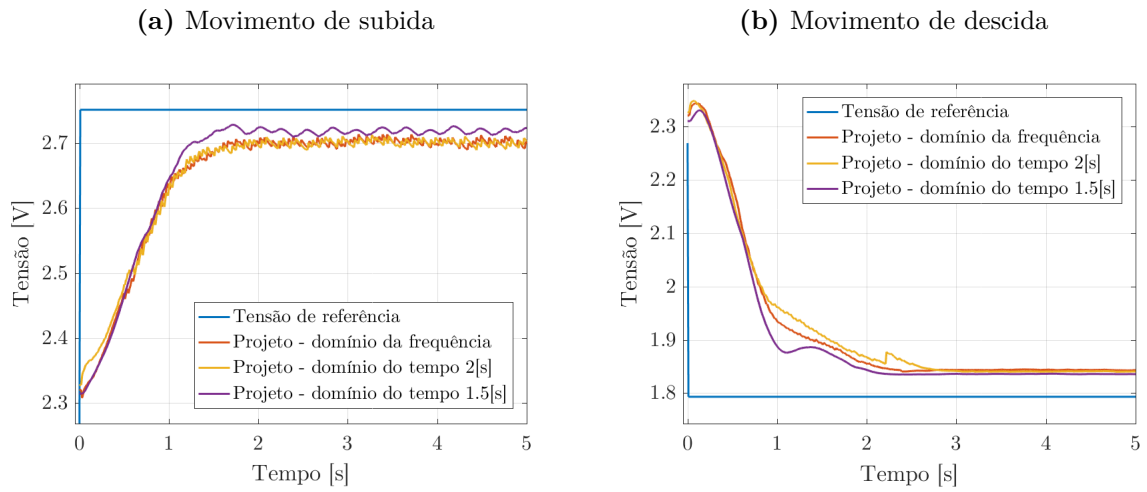
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.2: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada degrau de referência para o atuador 2



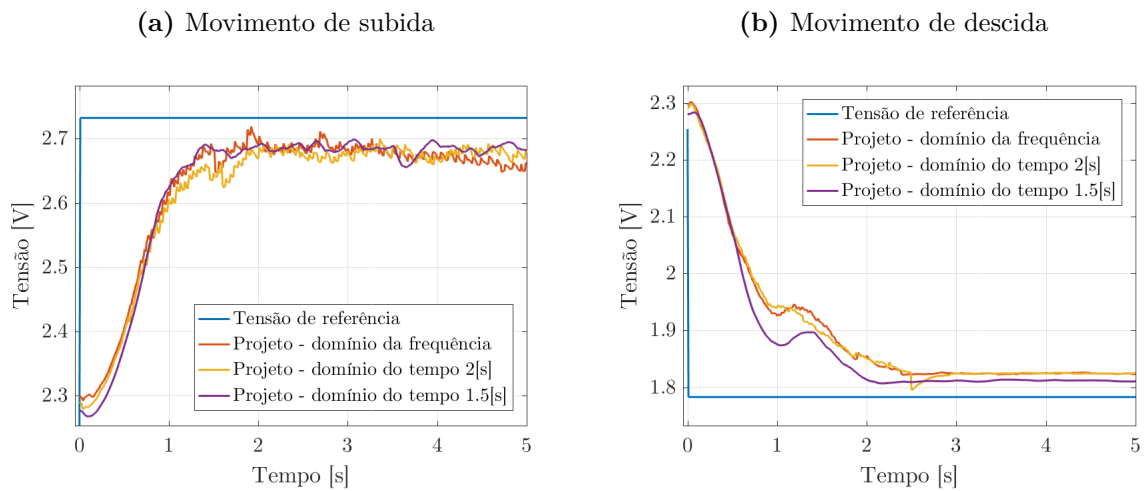
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.3: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada degrau de referência para o atuador 3



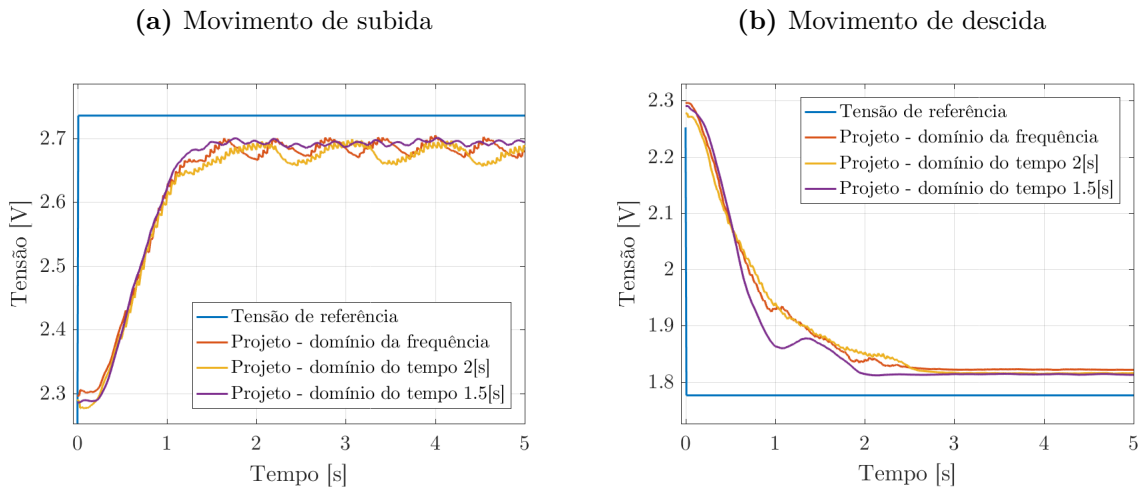
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.4: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada degrau de referência para o atuador 4



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

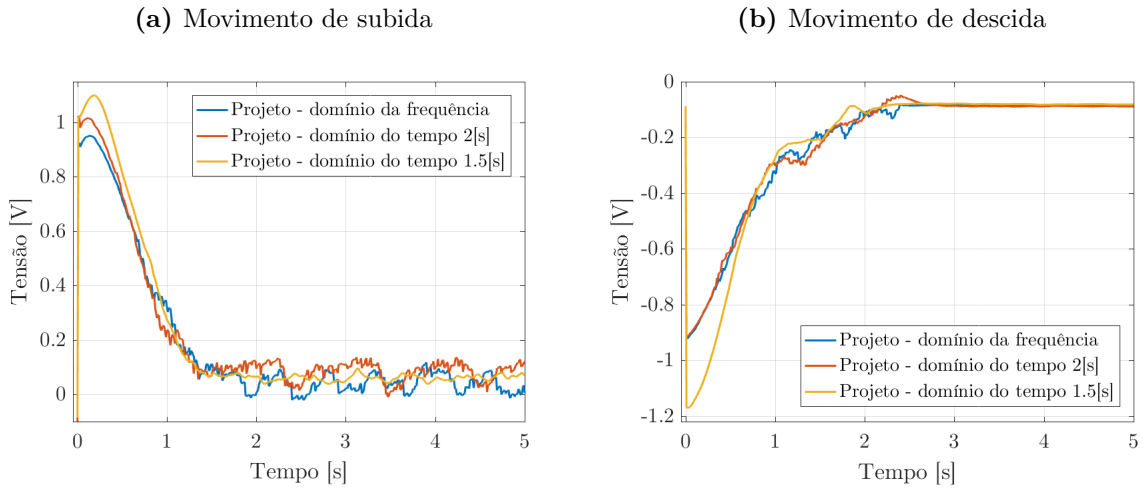
Figura E.5: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada degrau de referência para o atuador 5



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

E.1.1 SINAIS DE CONTROLE

Figura E.6: Sinal de controle do sistema referente ao acompanhamento a uma entrada degrau de referência para o atuador 1



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.7: Sinal de controle do sistema referente ao acompanhamento a uma entrada degrau de referência para o atuador 2

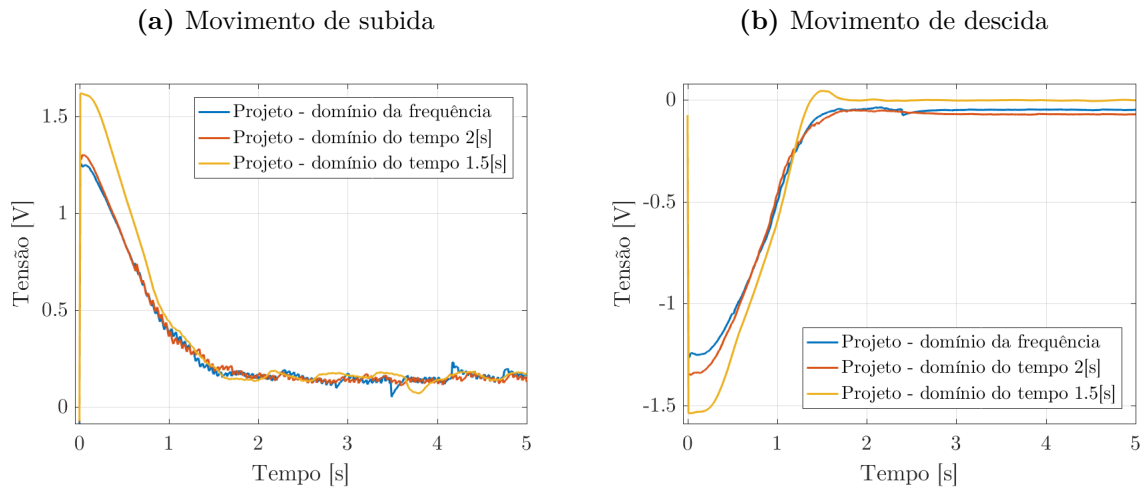


Figura E.8: Sinal de controle do sistema referente ao acompanhamento a uma entrada degrau de referência para o atuador 3

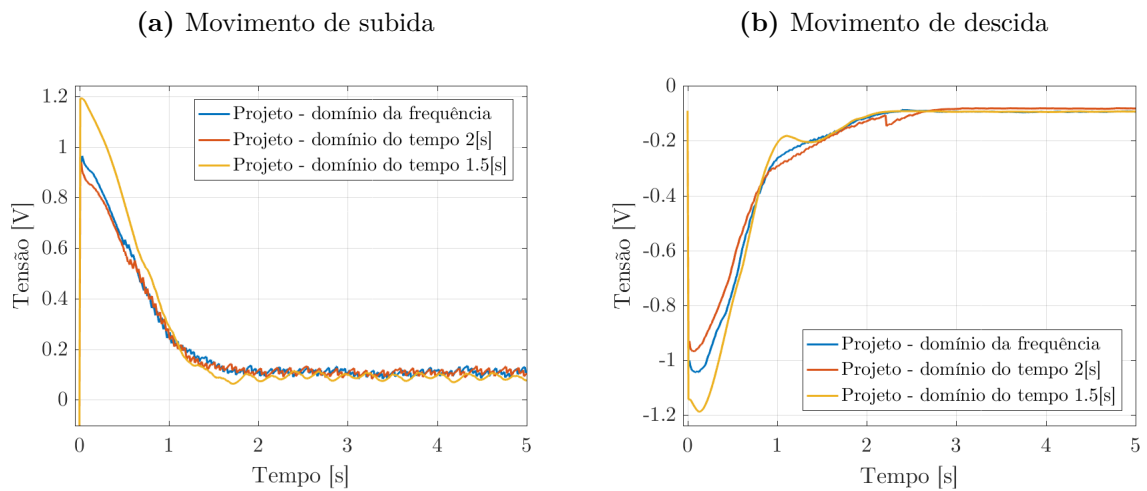
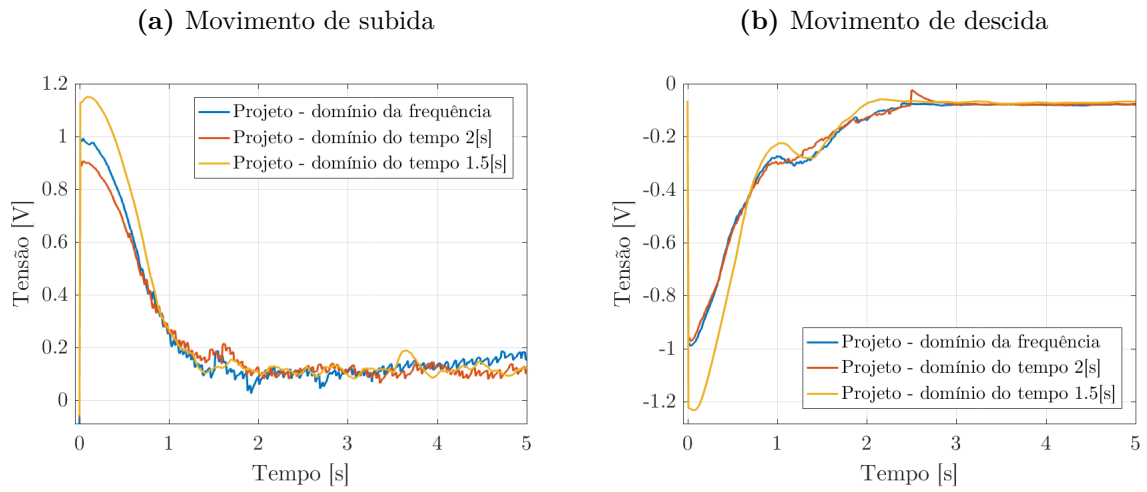
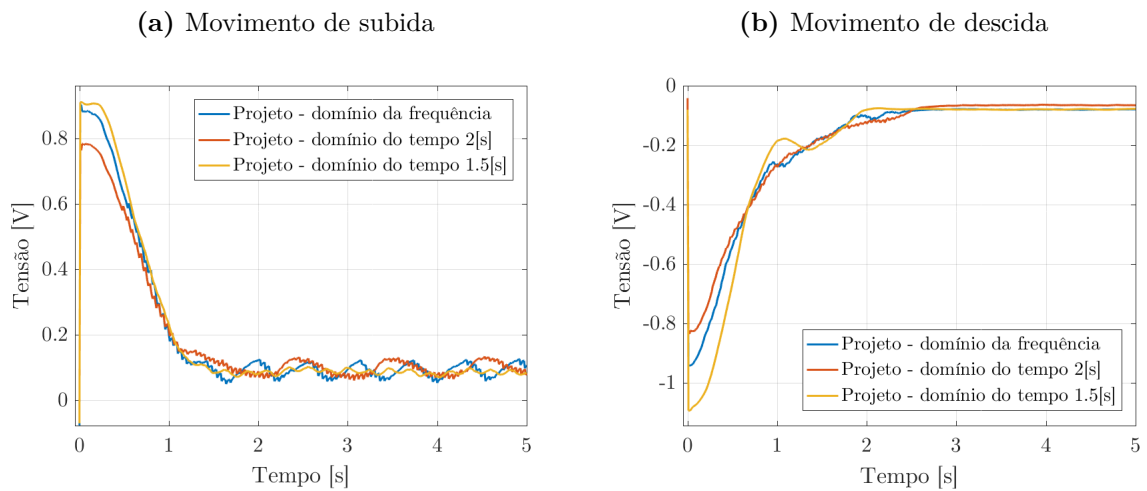


Figura E.9: Sinal de controle do sistema referente ao acompanhamento a uma entrada degrau de referência para o atuador 4



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

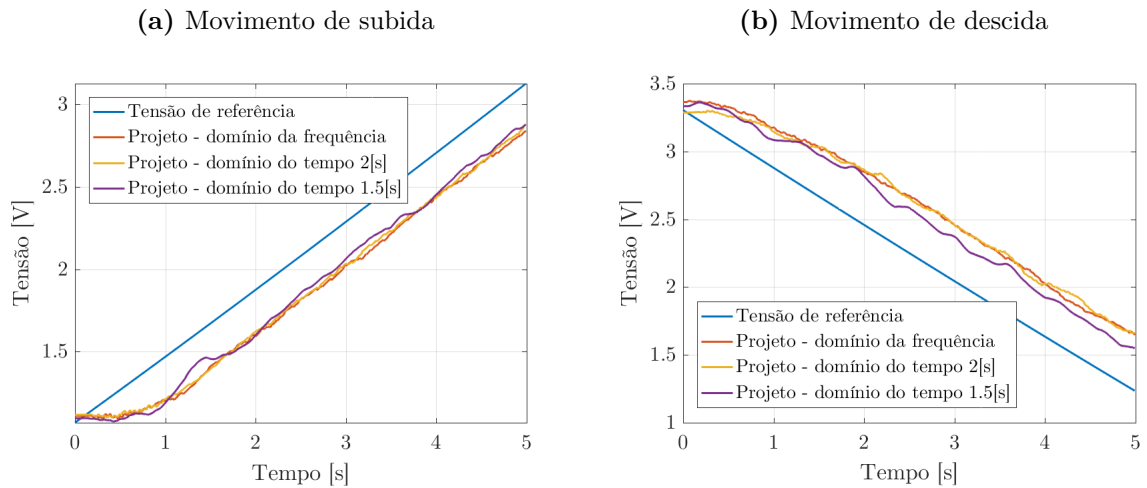
Figura E.10: Sinal de controle do sistema referente ao acompanhamento a uma entrada degrau de referência para o atuador 5



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

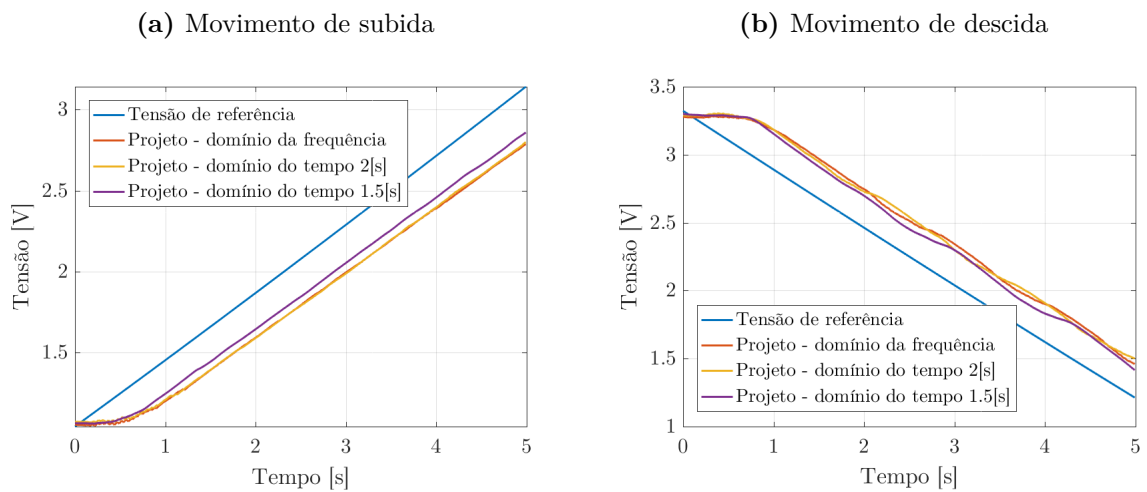
E.2 RAMPA

Figura E.11: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada rampa de referência para o atuador 1



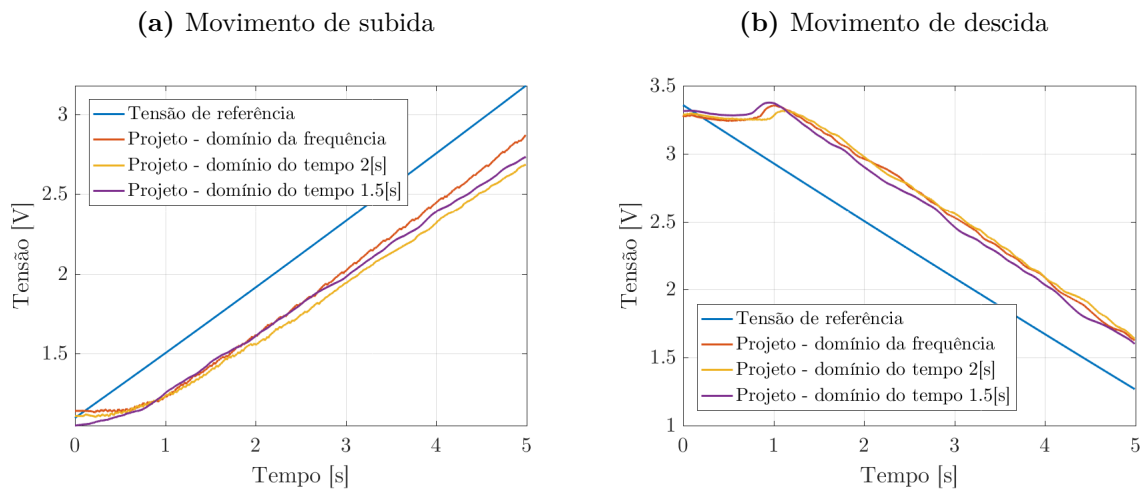
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.12: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada rampa de referência para o atuador 2



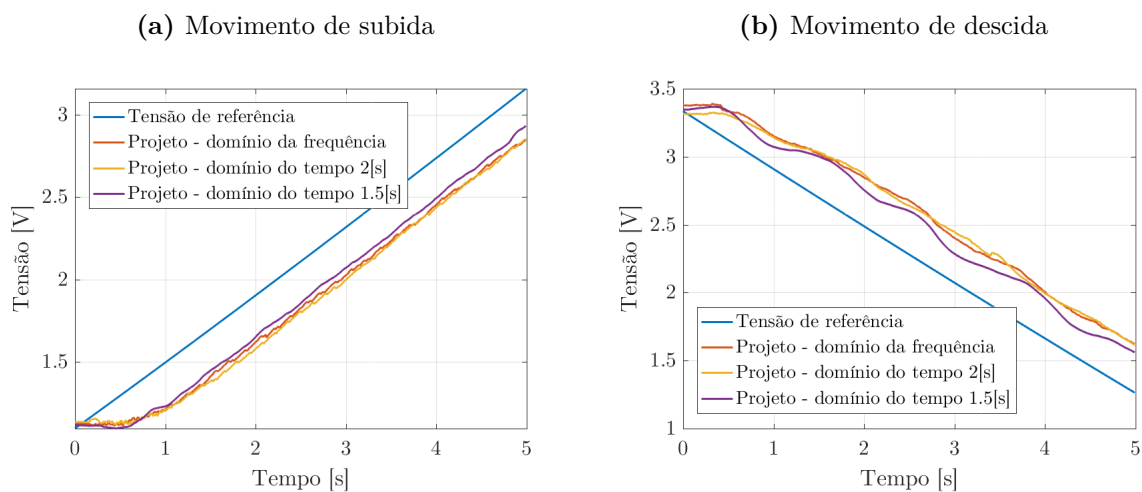
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.13: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada rampa de referência para o atuador 3



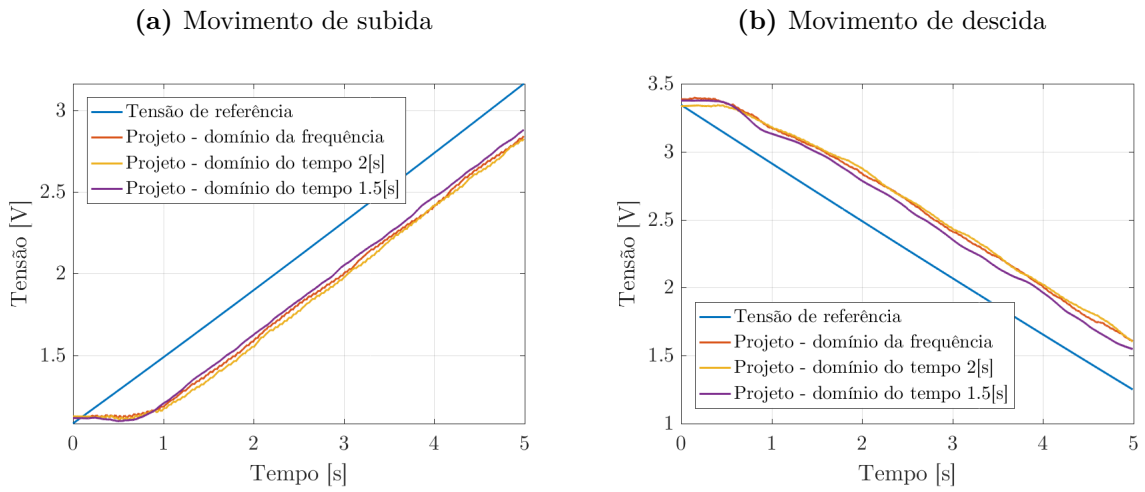
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.14: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada rampa de referência para o atuador 4



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

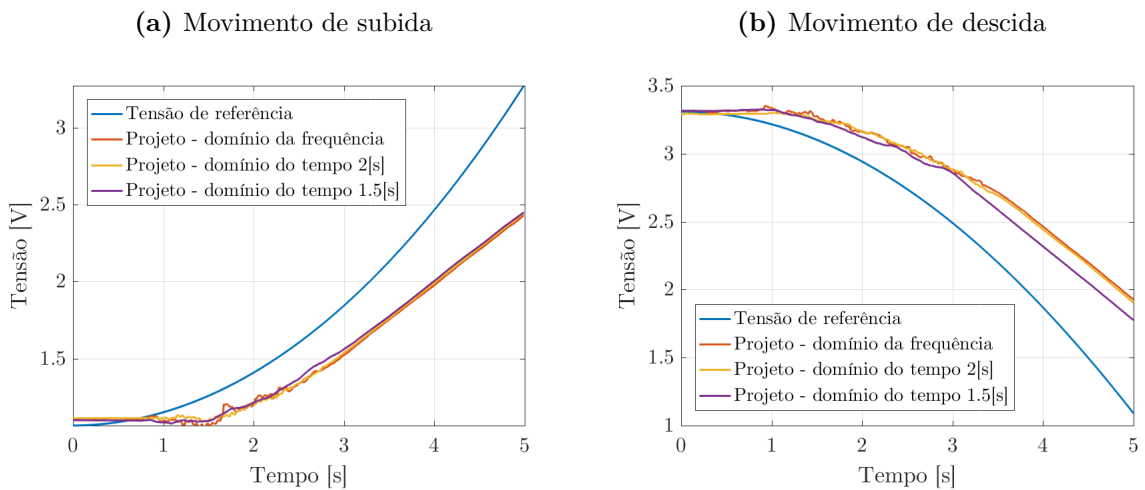
Figura E.15: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada rampa de referência para o atuador 5



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

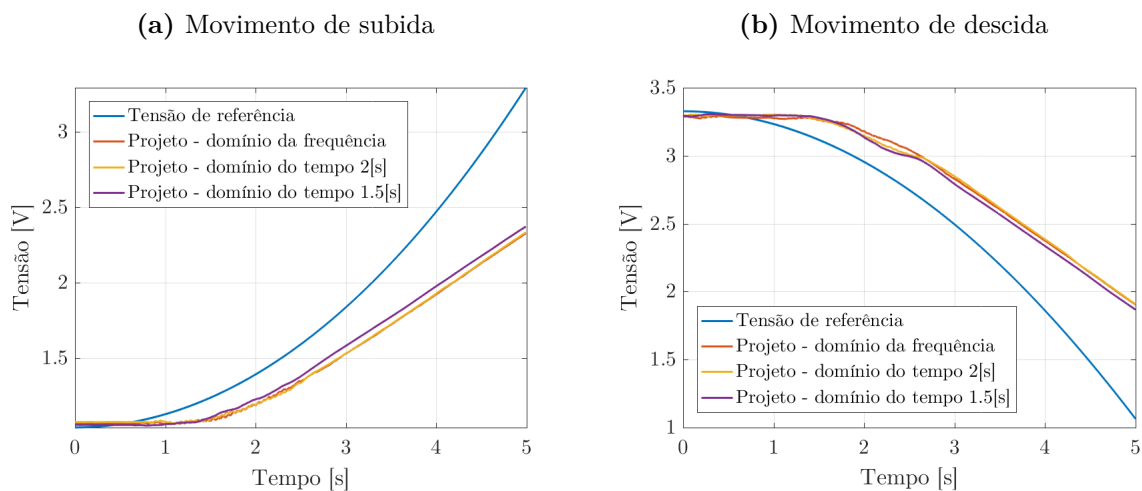
E.3 PARÁBOLA

Figura E.16: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada parábola de referência para o atuador 1



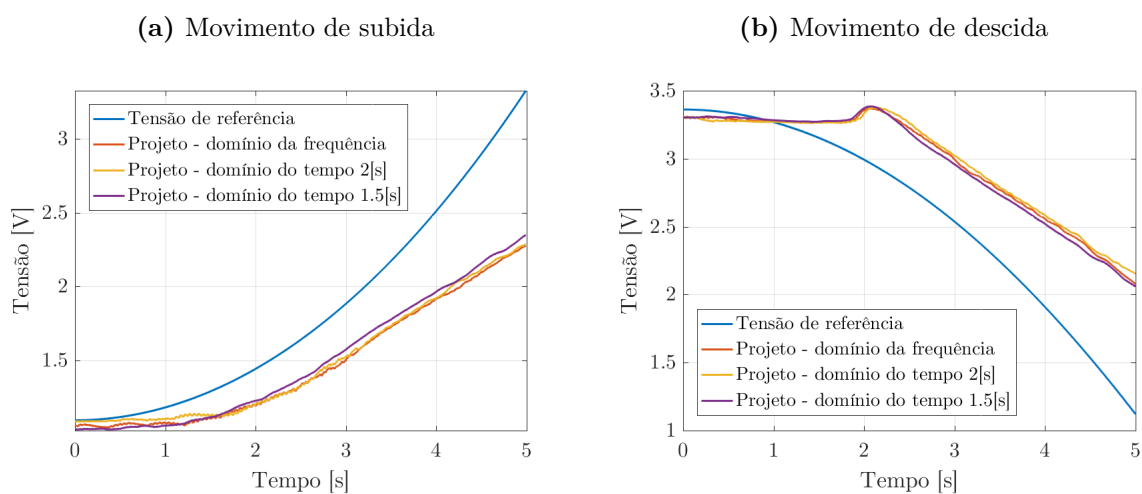
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.17: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada parábola de referência para o atuador 2



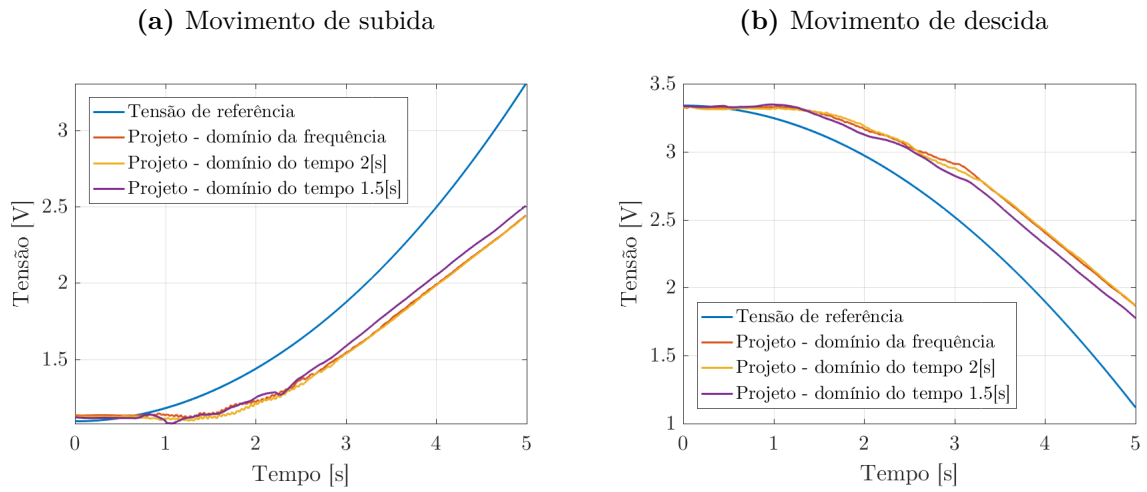
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.18: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada parábola de referência para o atuador 3



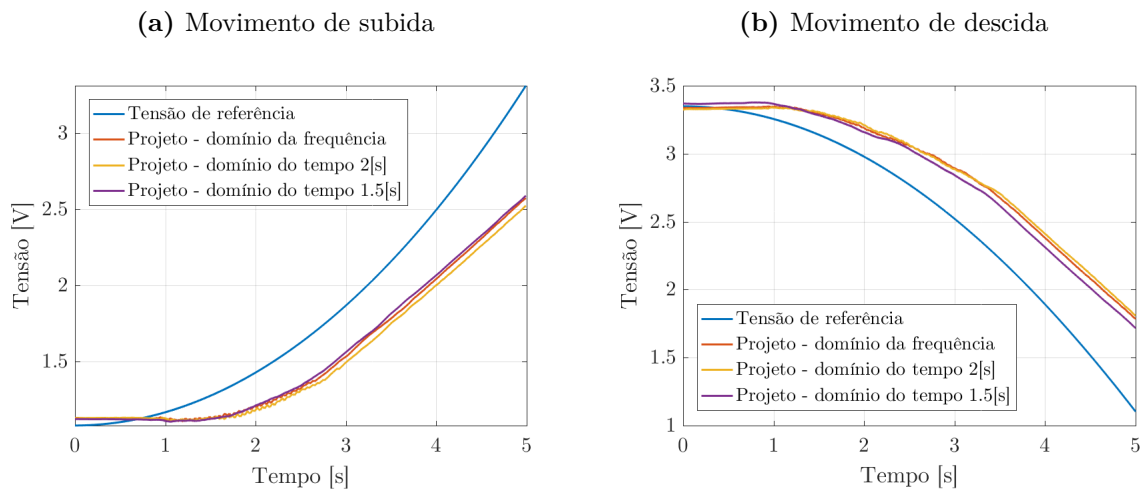
Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.19: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada parábola de referência para o atuador 4



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.

Figura E.20: Acompanhamento experimental de trajetória a uma entrada parábola de referência para o atuador 5



Fonte: Elaborado pela autora, 2019.