



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Estratégias de controle aplicadas a um atuador de liga de memória de forma para o controle de deformação de uma viga engastada

Andrei Henrique Patriota Campos

Dissertação de Mestrado

Campina Grande – PB  
Julho - 2018



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estratégias de controle aplicadas a um atuador de liga de memória de  
forma para o controle de deformação de uma viga engastada

Andrei Henrique Patriota Campos

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal de Campina Grande como parte dos requisitos  
necessários para obtenção do grau de Mestre em Enge-  
nharia Elétrica.

Área de Concentração: Instrumentação Eletrônica e Controle

Prof. José Sérgio da Rocha Neto, D.Sc.

Prof. Jaidilson Jó da Silva, D.Sc.

Orientadores

Campina Grande – PB

Julho - 2018

C198e

Campos, Andrei Henrique Patriota.

Estratégias de controle aplicadas a um atuador de Liga de memória de forma para controle de deformação de uma viga engastada / Andrei Henrique Patriota Campos. – Campina Grande, 2018.

81 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.

"Orientação: Prof. Dr. José Sérgio da Rocha Neto, Prof. Dr. Jaidilson Jó da Silva".

Referências.

1. Atuador de Liga com Memória de Forma. 2. Instrumentação Eletrônica. 3. Controle de Processos. I. Rocha Neto, José Sérgio. II. Silva, Jaidilson Jó da. III. Título.

CDU 621.3(043)

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELO BIBLIOTECÁRIA ITAPUANA SÓARES DIAS CRB = 15/93

**"ESTRATÉGIAS DE CONTROLE APLICADOS A UM ATUADOR DE LIGA DE MEMÓRIA  
DE FORMA PARA O CONTROLE DE DEFORMAÇÃO DE UMA VIGA ENGASTADA"**

**ANDREI HENRIQUE PATRIOTA CAMPOS**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 20/07/2018**



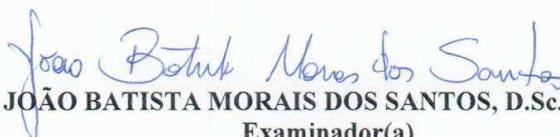
**JOSÉ SÉRGIO DA ROCHA NETO, D.Sc., UFCG**  
Orientador(a)



**JAIDILSON JÓ DA SILVA, D.Sc., UFCG**  
Orientador(a)



**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)



**JOÃO BATISTA MORAIS DOS SANTOS, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)



**EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, D.Sc., UFCG**  
Examinador(a)

**CAMPINA GRANDE - PB**

## Agradecimentos

Homenageio aqui a minha mãe, Quitéria Patriota, por ter me dado o maior presente de todos, a vida, e por sempre ter sido meu porto seguro nas tempestades mais severas. Agradeço também ao meu irmão, Igor Patriota, por sempre ter acreditado no meu potencial e ser o meu companheiro de sempre.

Não poderia deixar de mencionar também o professor Jaidilson, que me orientou por todos esses anos permitindo que eu me inserisse no mundo da pesquisa, e descobrisse minha verdadeira paixão pela ciência, e o professor Jose Sergio, pela orientação e conselhos durante a execução do presente trabalho.

No mais, agradeço a todos que de maneira direta ou indireta contribuíram para mais essa conquista na minha vida, em especial aos colegas e também amigos Marcus Marinhos, Diego Oliveira, Tony Cavalcanti, Breno Henrique, e Augusto Firmo, pelos inúmeros momentos de aprendizado e descontração.

Por fim, agradeço à CAPES pelo suporte durante a execução desse mestrado.

Um forte abraço a todos, e até que enfim!

## Resumo

Os atuadores baseados em Ligas com Memória de Forma tem sido empregados em uma grande variedade de aplicações ao longo das últimas décadas. De fato, devido às suas principais características, como boa razão força por massa, além de sua capacidade de recuperação de forma, mesmo depois de terem sido deformadas pela aplicação de altas tensões mecânicas, este tipo de material tem sido utilizado em aplicações que vão desde a engenharia biomédica à sistemas robóticos, sempre estando associados com deslocamentos silenciosos e suaves. Além do mais, em se tratando de deslocamentos lineares, as características dessa classe de atuadores os colocam como uma opção aos atuadores eletromecânicos convencionais, como máquinas elétricas e solenoides. Entretanto, um principal inconveniente surge em se tratando dessas ligas: o controle de posição baseado em modelo de sistemas mecânicos com atuadores de ligas com memória de forma nem sempre é possível, devido basicamente às dificuldades de modelar precisamente o comportamento do material, cujos parâmetros variam com a temperatura, e cuja característica de mudança de fase, responsável pelo o efeito de memória de forma, apresenta um comportamento histerético. Nesse contexto, o presente trabalho visa a propor técnicas de controle que tentam contornar a necessidade de se obter um modelo analítico de uma planta composta por um atuador de fio de Níquel-Titânio, ao mesmo tempo que busca obter uma representação matemática para esta, tanto por meio das equações matemáticas que regem os seus submodelos, bem como lançando-se mão da identificação de sistemas. Alguns controladores clássicos são vislumbrados, e um controlador Fuzzy-PID híbrido é implementado no intuito de conferir um aspecto inteligente na seleção dos ganhos do controlador PID. Por fim, os índices de desempenho destes controladores são levantados para condições preestabelecidas de operação para fins de comparação.

Palavras-chave: Atuador de Liga com Memória de Forma; Instrumentação Eletrônica; Controle de Processos.

# Abstract

Shaped memory alloy based actuators have been employed in a wide variety of applications over the past decades. In fact, due to its main characteristics, as a good force-by-mass ratio, in addition to its shape recovery capacity, even after being deformed by the application of high mechanical stresses, this type of material has been used in applications ranging from biomedical engineering to robotic systems, always being associated with quiet and smooth displacements. Moreover, when it comes to linear displacements, the characteristics of this class of actuators place them as an option for conventional electromechanical actuators, such as electric machines and solenoids. However, a major drawback arises when dealing with these alloys: position control based on mechanical systems model with shape memory alloys is not always possible, due basically to the difficulties of precisely modeling the behavior of the material, whose parameters vary with the temperature, and whose phase change characteristic, responsible for the shape memory effect, presents a hysteretic behavior. In this context, the present work aims at proposing control techniques that attempt to circumvent the need to obtain an analytical model of a plant composed of a nickel-titanium wire actuator, at the same time as it seeks to obtain a mathematical representation for it, both by means of the mathematical equations that govern its submodels, as well as using a system identification tool. Some classical controllers are glimpsed, and a hybrid Fuzzy-PID controller is implemented in order to provide a smart mechanism for tuning the PID controller. Finally, the performance indices of these controllers are raised considering pre-established operating conditions for comparison purposes.

Keywords: Alloy Actuator with Shape Memory; Electronic Instrumentation; Process control.

# Sumário

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>   | <b>1</b>  |
| 1.1      | Motivação . . . . .   | 2         |
| 1.2      | Objetivos . . . . .   | 2         |
| 1.3      | Metodologia . . . . .   | 3         |
| 1.4      | Organização do texto . . . . .                                | 4         |
| <b>2</b> | <b>Fundamentação Teórica e Revisão Bibliográfica</b>          | <b>5</b>  |
| 2.1      | Efeito de memória de forma . . . . .                          | 7         |
| 2.2      | Extensômetros e medição de deformação . . . . .               | 10        |
| 2.3      | Revisão Bibliográfica . . . . .                               | 15        |
| <b>3</b> | <b>Técnicas de Controle</b>                                   | <b>19</b> |
| 3.1      | Controle P, PI e PID . . . . .                                | 20        |
| 3.1.1    | Controlador P . . . . .                                       | 20        |
| 3.1.2    | Controlador PI . . . . .                                      | 21        |
| 3.1.3    | Controlador PID . . . . .                                     | 21        |
| 3.1.4    | Técnicas de Sintonia . . . . .                                | 22        |
| 3.2      | Controle Fuzzy . . . . .                                      | 25        |
| 3.2.1    | Fuzzificação . . . . .  | 27        |
| 3.2.2    | Implementação da estratégia de controle linguística . . . . . | 28        |
| 3.2.3    | Defuzzificação . . . . .                                      | 29        |
| 3.2.4    | Controladores Fuzzy Híbrido . . . . .                         | 31        |
| 3.3      | Métricas de Desempenho . . . . .                              | 32        |
| 3.3.1    | Índice IAE . . . . .  | 32        |
| 3.3.2    | Índice ITAE . . . . .   | 32        |
| 3.3.3    | Índice ISE . . . . .  | 33        |
| 3.3.4    | Tempo de Subida - $t_r$ . . . . .                             | 33        |
| 3.3.5    | Tempo de Acomodação - $t_s$ . . . . .                         | 33        |
| 3.3.6    | Sobressinal . . . . .   | 33        |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>4</b> | <b>Plataforma Experimental</b>                              | <b>35</b> |
| 4.1      | Extensômetros . . . . .                                     | 37        |
| 4.2      | Circuitos de condicionamento e de acionamento . . . . .     | 38        |
| 4.3      | Placa de aquisição de dados . . . . .                       | 41        |
| 4.4      | Ambiente gráfico LabVIEW . . . . .                          | 42        |
| <b>5</b> | <b>Modelagem e Identificação</b>                            | <b>45</b> |
| 5.1      | Modelagem . . . . .   | 45        |
| 5.1.1    | Modelo Térmico . . . . .                                    | 46        |
| 5.1.2    | Modelo de Mudança de Fase . . . . .                         | 46        |
| 5.1.3    | Modelo Mecânico . . . . .                                   | 48        |
| 5.1.4    | Modelo da Viga Engastada . . . . .                          | 49        |
| 5.1.5    | Simulação do modelo . . . . .                               | 50        |
| 5.2      | Identificação . . . . .                                     | 51        |
| 5.2.1    | Identificação de Funções de Transferência . . . . .         | 53        |
| <b>6</b> | <b>Projeto dos Controladores e Resultados Experimentais</b> | <b>57</b> |
| 6.1      | Sintonia dos Controladores . . . . .                        | 58        |
| 6.2      | Projeto do Controlador Híbrido Fuzzy-PID . . . . .          | 61        |
| 6.2.1    | Fuzzyficação . . . . .                                      | 61        |
| 6.2.2    | Estratégia de Controle Linguística . . . . .                | 62        |
| 6.2.3    | Defuzzyficação . . . . .                                    | 65        |
| 6.3      | Resultados Experimentais . . . . .                          | 65        |
| <b>7</b> | <b>Considerações Finais</b>                                 | <b>76</b> |
| 7.1      | Sugestões para trabalhos futuros . . . . .                  | 77        |
|          | <b>Referências Bibliográficas</b>                           | <b>78</b> |

# Lista de Tabelas

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 3.1 | Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica rápida via curva de reação. . . . .          | 23 |
| 3.2 | Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica moderada via curva de reação. . . . .        | 24 |
| 3.3 | Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica lenta via curva de reação. . . . .           | 24 |
| 3.4 | Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica rápida via ponto crítico. . . . .            | 25 |
| 3.5 | Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica moderada via ponto crítico. . . . .          | 25 |
| 3.6 | Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica lenta via ponto crítico.                     | 25 |
| 5.1 | Parâmetros do modelo térmico do atuador. . . . .  | 46 |
| 5.2 | Temperaturas de transição utilizadas no modelo de transição de fase do fio de LMF. . . . .        | 47 |
| 5.3 | Parâmetros do modelo mecânico do atuador. . . . .   | 49 |
| 5.4 | MSE de ambos os modelos para os diferentes cenários verificados. . . . .                          | 55 |
| 6.1 | Controladores PI sintonizados pelo método da curva de reação. . . . .                             | 58 |
| 6.2 | Controladores PID sintonizados pelo método da curva de reação. . . . .                            | 58 |
| 6.3 | Controladores PI sintonizados pelo método do ponto crítico. . . . .                               | 58 |
| 6.4 | Controladores PID sintonizados pelo método do ponto crítico. . . . .                              | 58 |
| 6.5 | Regras implementadas no controle linguístico do controlador fuzzy. . . . .                        | 63 |
| 6.6 | Índices de desempenho dos controladores PI dada uma referência do tipo degrau sem carga. . . . .  | 73 |
| 6.7 | Índices de desempenho dos controladores PI dada uma referência do tipo degrau com carga. . . . .  | 74 |
| 6.8 | Índices de desempenho dos controladores PID dada uma referência do tipo degrau sem carga. . . . . | 74 |

6.9 Índices de desempenho dos controladores PID dada uma referência do tipo degrau, com carga. . . . . 75

# Lista de Figuras

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.1  | Fotografia de um tampão auto-expansível de Nitinol. Fonte: [40]. . . . .   | 6  |
| 2.2  | Fotografia de uma válvula anti queimadura. Fonte: [12]. . . . .  | 6  |
| 2.3  | Fotografia de vários atuadores de LMF utilizados como interruptores de corrente de baterias. Fonte: [12]. . . . .  | 7  |
| 2.4  | Fotografia de um atuador rotatório com um grau de liberdade baseado em LMF. Fonte: adaptado de [8]. . . . .  | 7  |
| 2.5  | Representação da transformação de fase de uma LMF induzida por temperatura, sem carregamento mecânico. Fonte: adaptado de [20]. . . . .  | 8  |
| 2.6  | Representação da orientação dos variantes da LMF mediante aplicação de uma tensão mecânica. Fonte: adaptado de [20]. . . . .   | 9  |
| 2.7  | Representação da orientação dos variantes da LMF mediante aplicação de uma tensão mecânica, seguido de um aquecimento do material. Fonte: adaptado de [20]. . . . .  | 9  |
| 2.8  | Representação da pseudoelasticidade como um relação entre tensão mecânica e deformação da LMF. Fonte: adaptado de [20]. . . . .  | 10 |
| 2.9  | Representação do efeito de memória de forma de uma LMF de NiTi. Fonte: adaptado de [20]. . . . .   | 11 |
| 2.10 | Representação da deformação sofrida por um material submetido a uma tração. Fonte: adaptado de [13]. . . . .   | 11 |
| 2.11 | Representação dos tipos de deformação (a) axial, e (b) de flexão. Fonte [13]   | 12 |
| 2.12 | Representação dos extensômetros de (a) fio, e (b) folhado. Fonte [24]  | 13 |
| 2.13 | Representação de um <i>extensômetro</i> folhado montado sobre o material do qual se deseja medir deformação. Fonte: adaptado de [13]. . . . .  | 13 |
| 2.14 | Esquema geral de uma ponte de Wheatstone. Fonte: [13]. . . . .   | 14 |
| 2.15 | Diferentes configurações de pontes de Wheatstone para medição de variações relativas de resistências, considerando-se: (a) um elemento ativo; (b) dois elementos ativos; (c) dois elementos ativos em oposição; e (d) dois pares de elementos ativos em oposição. Fonte: adaptado de [17]. . . . . | 14 |
| 2.16 | Representação do modelo dinâmico do fio de LMF. Fonte: o próprio autor.  | 16 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 3.1  | Diagrama de blocos de um sistema de controle de malha fechada genérico. Fonte: adaptado de [10]. . . . .                   | 20 |
| 3.2  | Diagrama de blocos de um controlador PID paralelo. Fonte: o próprio autor.   | 22 |
| 3.3  | Resposta e ao degrau em forma de <b>S</b> . Fonte: adaptado de [27]. . . . .   | 23 |
| 3.4  | Oscilação sustentada obtida no limiar da estabilidade do sistema realimentado. Fonte: adaptado de [27]. . . . .            | 24 |
| 3.5  | Controlador fuzzy genérico com suas principais partes. Fonte: o próprio autor. . . . .                                     | 26 |
| 3.6  | Formas das funções de pertinência padrão. Fonte: [26]. . . . .   | 27 |
| 3.7  | Funções de pertinência associadas a uma variável linguística genérica. Fonte: adaptado de [26]. . . . .                    | 28 |
| 3.8  | Estrutura de um controlador PID auto-sintonizado. Fonte: o próprio autor.  | 31 |
| 3.9  | Estrutura do bloco de inferência fuzzy para a obtenção dos parâmetros do PID. Fonte: adaptado de [19]. . . . .             | 32 |
| 3.10 | Resposta de um sistema de controle genérico a uma entrada do tipo degrau. Fonte: adaptado de [6]. . . . .                  | 34 |
| 4.1  | Ilustrações das vistas (a) isométrica e (b) lateral da plataforma experimental utilizada. Fonte: adaptado de [21]. . . . . | 35 |
| 4.2  | Esquema de deformação utilizado para medir a deformação na viga. Fonte: adaptado de [13]. . . . .                          | 36 |
| 4.3  | Representação em diagrama de blocos do sistema em estudo. Fonte: o próprio autor. . . . .                                  | 37 |
| 4.4  | Representação em diagrama de blocos do problema de controle desenvolvido. Fonte: o próprio autor. . . . .                  | 37 |
| 4.5  | Esquema do circuito do <i>driver</i> para o acionamento da LMF. Fonte: o próprio autor. . . . .                            | 39 |
| 4.6  | Esquema do circuito de condicionamento do sinal de saída da ponte de Wheatstone. Fonte: o próprio autor. . . . .           | 40 |
| 4.7  | Fotografia da placa de aquisição de dados USB-6212 na National Instruments. Fonte: [14]. . . . .                           | 41 |
| 4.8  | Ilustração do painel frontal da VI implementada em LabVIEW para o controle de deformação. Fonte: o próprio autor. . . . .  | 43 |
| 4.9  | Ilustração do diagrama de blocos da VI implementada em LabVIEW para o controle de deformação. . . . .                      | 44 |
| 5.1  | Curva de histerese determinada pelo modelo de mudança de fase do atuador de LMF. Fonte: o próprio autor. . . . .           | 48 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 5.2  | Diagrama de corpo livre que representa a viga atuada pelo fio de LMF. Fonte: adaptado de [21]. . . . .   | 49 |
| 5.3  | Modelo da planta implementado no <i>Simulink</i> . Fonte: o próprio autor. . . . .   | 50 |
| 5.4  | Resposta do modelo identificado para diferentes pontos de operação da planta. Fonte: o próprio autor. . . . .  | 51 |
| 5.5  | Resposta da planta em malha aberta. . . . .  | 54 |
| 5.6  | Resposta do modelo identificado para diferentes pontos de operação da planta. Fonte: o próprio autor. . . . .  | 56 |
| 6.1  | Resposta do sistema com um controlador tipo P. Fonte: o próprio autor. . . . .   | 57 |
| 6.2  | Resposta da planta para um cenário sem carregamento mecânico com a utilização de um controlador PID. Fonte: o próprio autor. . . . .                                 | 60 |
| 6.3  | Ação regulatória do controlador dada a aplicações de duas perturbações na forma de carregamentos adicionais. . . . .   | 60 |
| 6.4  | Resposta do sistema para um cenário sem carregamento mecânico, e com referências senoidais de diferentes frequências. Fonte: o próprio autor. . . . .                | 61 |
| 6.5  | Funções de pertinência dos sinais de (a) erro $e$ , e (b) e de variação do erro $\frac{de}{dt}$ . . . . .  | 62 |
| 6.6  | Funções de pertinência dos ganhos (a) $k_p$ , (b) $k_i$ , e $k_d$ . Fonte: o próprio autor. . . . .  | 64 |
| 6.7  | Superfície de controle determinada pela base de regras associada ao ganho $k_p$ . Fonte: o próprio autor. . . . .  | 65 |
| 6.8  | Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo degrau, em um cenário sem carregamento. Fonte: o próprio autor. . . . .   | 67 |
| 6.9  | Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo degrau, em um cenário com carregamento. Fonte: o próprio autor. . . . .   | 68 |
| 6.10 | Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo senoidal, em um cenário sem carregamento. Fonte: o próprio autor. . . . . | 69 |
| 6.11 | Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo senoidal, em um cenário com carregamento. Fonte: o próprio autor. . . . . | 70 |
| 6.12 | Resultados dos controladores PI e PID moderados para uma referência do tipo quadrada, em um cenário com carregamento. Fonte: o próprio autor. . . . .                | 71 |
| 6.13 | Resultados dos controladores PID com dinâmica lenta para cenários com carregamento. Fonte: o próprio autor. . . . .  | 72 |

|  |    |
|--|----|
| 6.14 Resultados da aplicação do controlador híbrido Fuzzy-PID. Fonte: o próprio autor. . . . .                               | 73 |
| 6.15 Resultados da aplicação do controlador híbrido Fuzzy-PID para diferentes carregamentos. Fonte: o próprio autor. . . . . | 74 |

# Capítulo 1

## Introdução

As Ligas de Memória de Forma (LMF) são materiais caracterizados por apresentarem um efeito de memória de forma e super elasticidade, as quais não são apresentadas por ligas metálicas ordinárias. Este comportamento único foi observado primeiramente numa liga de Ouro com 47,7% de Cádmio em 1951, sendo publicado após sua descoberta numa liga de Níquel-Titânio (NiTi) em 1963 [28]. Nesse sentido, as LMF são uma classe única de materiais que possuem memória de forma, apresentando a capacidade de recuperar uma forma preestabelecida quando sua temperatura é aumentada. Um aumento de temperatura pode resultar em recuperação de forma mesmo mediante a aplicação de cargas elevadas, resultando em altas densidades de energia de atuação. Além disso, em condições específicas, as LMFs podem absorver e dissipar energia mecânica passando por uma mudança de forma histerética reversível quando submetidas a um carregamento mecânico cíclico. Essas características únicas das LMFs tornaram-nas populares em aplicações de sensoriamento e atuação, absorção de impacto e amortecimento de vibrações. LMFs, no entanto, exibem resposta em frequências de atuação baixas. Frequências de atuação mais altas são possíveis para uma classe de LMFs denominada de ligas de memória de forma magnéticas [20]. A aplicação de LMFs tem se expandido por uma grande variedade de setores, indo desde as indústrias aeroespacial e automotiva, até aplicações biomédicas e de exploração de petróleo.

As ligas NiTi têm sido alvo de investigação desde sua descoberta em 1963. No entanto, as ligas de NiTi apresentavam muitas dificuldades com fenômenos muito confusos por quase 20 anos até que em 1982, quando o conhecimento básico foi estabelecido baseando-se na relação entre a microestrutura da liga e o efeito de memória de forma [42]. De fato, o número de aplicações das LMFs de NiTi como atuadores vem crescendo significativamente desde a última década do século 20, sendo capazes de ocasionar deformações consideráveis (até 8% do seu comprimento), em resposta a uma variação de temperatura, apresentando uma vantagem clara no que se refere à razão deformação por peso. Com os benefícios da

alta razão força por massa e deslocamentos suaves e silenciosos, ao contrário dos motores elétricos, os atuadores de LMF sobressaem-se no uso em dispositivos com deslocamento linear e em músculos artificiais, eliminando o uso de engrenagens, problemas de folga e desgastes [41]. Apesar de bastante promissores, os atuadores de LMF apresentam alguns desafios no que se refere ao seu desenvolvimento, dentre eles destacam-se: controle de deslocamento impreciso devido ao comportamento histerético com a temperatura, não-linearidades, parâmetros difíceis de se estimar, dificuldade de medir algumas variáveis fundamentais como a temperatura e perdas energéticas na conversão entre energia térmica e mecânica. Esses desafios fazem do controle de atuadores de LMF um tópico bastante recorrente no que se refere às aplicações com LMF.

## 1.1 Motivação

Na tentativa de controlar sistemas mecânicos baseados em atuadores construídos a partir de LMF, foram testadas na literatura as mais variadas estratégias de controle, muitas das quais baseiam-se em modelos analíticos desse tipo de liga, enquanto que outras apoiam-se em aspectos comportamentais deste material, sendo portanto, regras empíricas. Devido à complexidade do modelo não-linear histerético das LMF, a aplicação desta em sistemas de controle tem se mostrado bastante desafiadora. De fato, existe na literatura vários modelos propostos com a finalidade de representar o comportamento dos atuadores de LMF. Diante deste cenário, o presente trabalho tem por objetivo implementar e comparar algumas técnicas de controle aplicadas a um sistema de controle de deformação de uma viga engastada, o qual é atuado por um fio de LMF.

Assim, o desenvolvimento deste trabalho é motivado pelo seguinte problema de engenharia: Dada uma planta composta por uma viga engastada e de um fio de NiTi com memória de forma, como controlar de maneira apropriada a deformação na extremidade engastada dessa viga por meio da força aplicada pelo fio quando aquecido, mediante as não linearidades e dificuldades de se estimar os parâmetros da liga? Para a solução deste problema propõem-se aplicar tanto técnicas de controle clássicas baseadas em controladores P, PI e PID, bem como técnicas de controle moderno baseadas em lógica Fuzzy, as quais apresentam-se como uma solução para contornar as não linearidades em sistemas reais, valendo-se apenas do conhecimento prévio do sistema pelo projetista.

## 1.2 Objetivos

São propostos os seguintes objetivos para a realização do trabalho:

- Avaliar a viabilidade da aplicação de estratégias de controle presentes na literatura

em um atuador de LMF utilizado no controle de deformação de uma viga engastada;

- Desenvolver modelos para a planta tanto lançando-se mão das equações matemáticas que regem os seus subsistemas, quanto empregado identificação de sistemas;
- Comparar o modelo analítico da planta com o modelo identificado;
- Aplicar estratégias de controle clássicas, bem como estratégias de controle inteligente à planta;
- Comparar as estratégias de controle adotadas no que diz respeito às métricas de desempenho do sistema de malha fechada;

### 1.3 Metodologia

A presente dissertação propõem-se a aplicar e comparar técnicas de controle aplicadas para controlar a deformação na extremidade engastada de uma viga atuada por um fio de LMF.

Inicialmente foram estudados modelos que possibilitassem modelar a planta composta pelo atuador de LMF e pela viga engastada. Paralelamente a isso, foram realizadas melhorias no circuito de medição de deformação, mais especificamente no circuito de condicionamento de sinal utilizado para amplificar o sinal de tensão obtido dos extensômetros fixados na viga.

Antes de iniciar os testes com o fio de LMF, foi necessário realizar o treinamento termomecânico da amostra de fio. A amostra utilizada já havia sido termicamente tratada previamente. Este treinamento foi realizado submetendo-se o fio à uma condição de carregamento constante e aplicando-se uma ciclagem de 1000 ciclos, sendo que em cada ciclo uma tensão de 15 V era aplicada à amostra durante 5 s seguindo um repouso de 25 s.

Além de um modelo analítico, buscou-se obter um modelo identificado para a planta, sendo que para isso foram realizados vários testes com a planta em malha aberta no intuito de se avaliar a resposta da tal para diferentes pontos de operação, sempre observando-se a estabilidade dos modelos obtidos. Os sinais de teste aplicados eram do tipo degrau, de modo que foi implementada uma interface criada em LabVIEW afim de gerar os sinais de teste e coletar os dados obtidos, sendo estes pós-processados no MATLAB afim de serem determinados os modelos resultantes de cada teste. Os modelos foram estimados por meio do método dos mínimos quadrados em tempo contínuo.

De posse dos modelos analítico e identificado, ambos foram comparados do ponto de vista de resposta em malha aberta. Sendo observado que o modelo analítico apresentava respostas imprevisíveis para pontos de operação distintos devido à dificuldade de se ajustar

os parâmetros dos submodelos do fio, optou-se por utilizar o modelo identificado de modo a validar as estratégias de controle projetadas.

Inicialmente, foram projetados controladores PI e PID por meio da análise da curva de reação do método de Ziegler-Nichols. No total, foram desenvolvidos três controladores PI e três controladores PID com diferentes tipos de dinâmicas. Estes controladores foram testados em situações com e sem carga, para sinais de referência quadrados e senoidais. No final foram levantados os índices de desempenho dos seis controladores para a resposta ao degrau. De modo semelhante, foram projetados e testados controladores PI e PID por meio do método do ponto crítico.

No restante do trabalho, foram investigados controladores fuzzy e fuzzy-PID, como uma forma de melhoria dos controladores clássicos. O controlador fuzzy-PID foi desenvolvido em torno do controlador PID com dinâmica rápida, implementado por meio do método do ponto crítico, enquanto que o controlador fuzzy puro foi desenvolvido como uma extensão do controle PI. Ambos os controladores fuzzy foram igualmente testados para cenários com e sem carregamento mecânico e para diferentes sinais de referência.

## 1.4 Organização do texto

Este trabalho é composto por sete capítulos: neste capítulo foram apresentados a motivação que deu origem a este trabalho, bem como os objetivos a serem alcançados; no Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica do trabalho abordando o fenômeno de memória de forma das LMF, bem como um estudo acerca da medição de deformação via extensômetro; no Capítulo 3 abordam-se algumas técnicas de controle propostas neste trabalho, apresentando o embasamento matemático necessário para aplicação dessas técnicas ao sistema em estudo; no capítulo 4 apresenta-se a plataforma experimental que foi utilizada, assim como uma descrição detalhada dos elementos de *hardware* e de *software* que compõem a planta utilizada neste trabalho; no Capítulo 5 são apresentados os esforços de modelagem e identificação da planta, apresentando-se as equações que compõem o modelo analítico, bem como os testes de identificação realizados; no Capítulo 6 são mostrados os resultados da utilização das técnicas de controle aplicadas à planta, bem como uma análise comparativa das mesmas; e por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões deste trabalho, bem como algumas proposições para trabalhos futuros.

## Capítulo 2

# Fundamentação Teórica e Revisão Bibliográfica

As LMFs apresentam duas fases distintas, cada qual com uma estrutura cristalina diferente apresentando, portanto, diferentes propriedades físicas. Uma dessas fases é a fase de alta temperatura, chamada de *austenita* (A), enquanto a outra é a fase de baixa temperatura *martensita* (M). Microscopicamente a LMF apresenta uma estrutura cristalina normalmente cúbica na fase de austenita, enquanto que na fase de martensita esta estrutura pode ser tetragonal, ortorrômbica ou monolítica [20].

Cada cristal da forma martensítica pode estar orientado em uma direção diferente, sendo cada direção denominada de *variante*. O conjunto de variantes martensíticas pode existir em duas formas: martensita maclada ou desorientada ( $M^t$ ), formada por um agrupamento de variantes martensíticas autoacomodados; e martensita de-maclada ou orientada ( $M^d$ ), na qual existe um variante que é dominante sobre os demais.

Ao resfriar-se a LMF na ausência de uma carga aplicada, a estrutura cristalina muda de austenita para martensita, sendo essa mudança chamada *transformação direta*. Em contrapartida, quando a mesma liga é aquecida, a partir da fase de martensita, a estrutura cristalina sofre uma mudança reversa de volta para a fase de austenita, sendo essa transição denominada de *transformação inversa*.

Conforme mencionado por [40], as LMFs têm se estabelecido como o material escolhido para muitas aplicações na indústria médica, sendo o Nitinol a LMF mais popular em tais aplicações. Uma das aplicações mais notáveis das LMFs em dispositivos médicos é na construção de tampões auto expansíveis que possuem formas tubulares, e que são muito utilizados para impedir que vasos recém desobstruídos via cateterismo fechem-se novamente. Na Figura 2.1 apresenta-se um tampão auto expansível de Nitinol utilizado em aplicações médicas.

Apesar das aplicações de LMF serem predominantemente na engenharia biomédica no

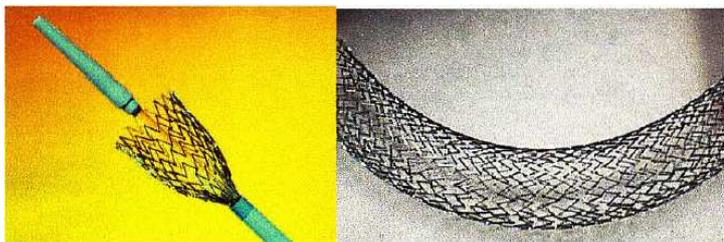


Figura 2.1: Fotografia de um tampão auto-expansível de Nitinol. Fonte: [40].

mercado atual, existem muitas aplicações no setor industrial que têm atingido volumes de produção muito altos, e que de longe superam a fabricação de dispositivos médicos [12]. Uma aplicação de LMF como atuadores térmicos é encontrada, por exemplo, em dispositivos de proteção doméstica contra queimaduras. Estes dispositivos atuam em sistemas de aquecimento de água presentes em chuveiros e pias, fechando a válvula quando a temperatura da água fica excessivamente elevada, evitando, assim, possíveis queimaduras. Uma válvula anti queimadura é apresentada na Figura 2.2.



Figura 2.2: Fotografia de uma válvula anti queimadura. Fonte: [12].

Outro dispositivo de segurança baseado em LMF é um mecanismo interruptor de corrente termicamente ativado utilizado na proteção de baterias de alta densidade de energia, como as baterias de células de íons lítio, de possíveis superaquecimentos causados por sobrecarga ou curto circuito. Os atuadores de LMF utilizados como interruptores de corrente são apresentados na Figura 2.3.

Em [8] são apresentados alguns exemplos de manipuladores baseados em LMF mais complexos como o apresentado na Figura 2.4. Neste dispositivo, o movimento é gerado a partir do aquecimento do fio de LMF, o qual é transferido por meio de um conjunto de polias. O movimento inverso, por sua vez, ocorre quando o fio é resfriado naturalmente por convecção, e a tensão mecânica aplicada pela mola bem como pela carga, são suficientes para alongar o fio.



Figura 2.3: Fotografia de vários atuadores de LMF utilizados como interruptores de corrente de baterias. Fonte: [12].

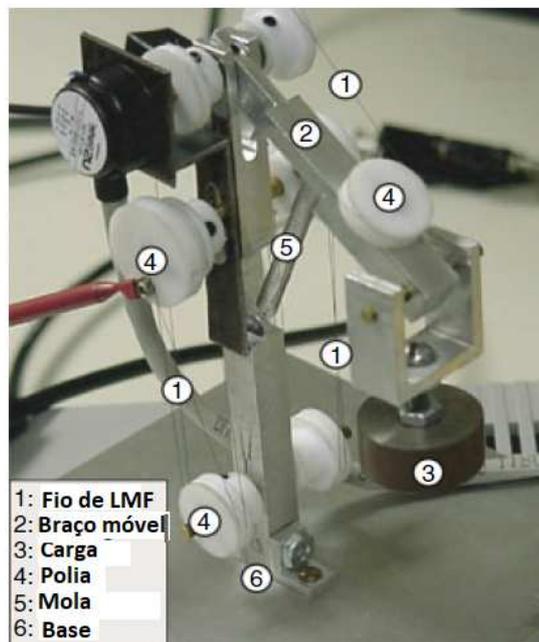


Figura 2.4: Fotografia de um atuador rotatório com um grau de liberdade baseado em LMF. Fonte: adaptado de [8].

## 2.1 Efeito de memória de forma

O termo Efeito de Memória de Forma (EMF) é utilizado para se referir à habilidade de um determinado material de recuperar sua forma original mesmo após sofrer grandes deformações, as quais podem exceder significativamente a capacidade de deformação elástica do material [8].

Um esquema apresentando as estruturas cristalinas das formas de martensita desorientada e austenita da LMF, bem como as transformações induzidas por temperatura entre essas fases são apresentadas na Figura 2.5. É possível identificar quatro temperaturas associadas à transformação de fase de uma LMF. Na transformação direta sem qualquer

tipo de carregamento mecânico, a fase de austenita começa a transição para martensita desorientada na *temperatura inicial de martensita* ( $M_s$ ), completando esta transição na *temperatura final de martensita* ( $M_f$ ). Ao fim da transformação direta, a LMF encontra-se totalmente na forma de martensita desorientada. Do mesmo modo, ao aquecer-se o material, entra em cena a transformação inversa, a qual inicia-se na *temperatura inicial de austenita* ( $A_s$ ), e termina na *temperatura final de austenita* ( $A_f$ ) [20].

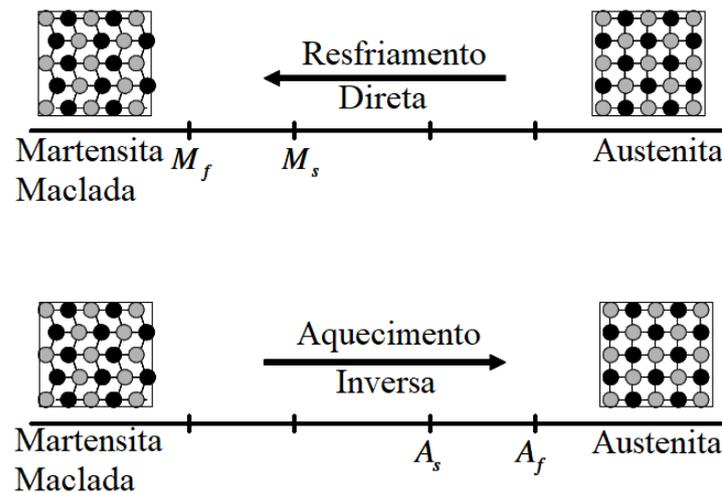


Figura 2.5: Representação da transformação de fase de uma LMF induzida por temperatura, sem carregamento mecânico. Fonte: adaptado de [20].

Ao aplicar-se uma carga mecânica a uma LMF na forma de martensita desorientada, é possível que haja uma reorientação dos variantes, de forma que ocorra uma transição para a fase de martensita orientada, resultando numa mudança na forma do material, a qual é mantida mesmo após a remoção da carga mecânica. O alinhamento dos variantes da LMF é apresentado na Figura 2.6. Quando a LMF deformada é em seguida submetida a uma temperatura superior a ( $A_f$ ), ocorrerá a transformação da fase de martensita orientada para a fase de austenita, havendo, assim, uma recuperação de forma. Por fim, ao resfriar-se a LMF, esta retornará a fase de martensita desorientada inicial. O processo de orientação dos variantes da LMF por meio de uma tensão mecânica, seguido de um aquecimento da mesma é apresentado na Figura 2.7.

Vale notar que a carga mínima que deve ser aplicada à LMF afim de que esta inicie o processo de orientação dos seus variantes é conhecida como a *tensão mecânica de início de orientação*,  $\sigma_s$ , e a carga a partir da qual todos os variantes passam a ser orientados é a *tensão mecânica de fim de orientação*,  $\sigma_f$ , conforme explicitado na Figura 2.6. Quando o material é resfriado mediante a aplicação de uma carga mecânica superior a  $\sigma_s$  na fase de austenita há uma transformação direta para a fase de martensita orientada, ocorrendo uma mudança na forma da LMF. Quando o material é então reaquecido, o mesmo retorna à sua forma austenita, havendo, assim, uma recuperação da forma original. É importante

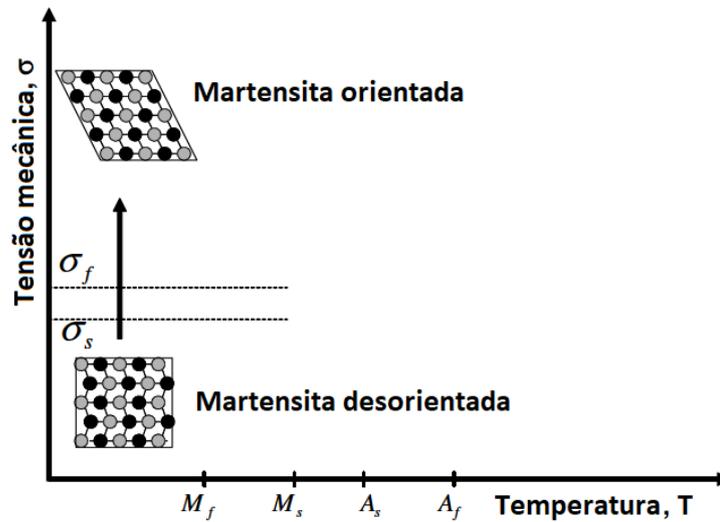


Figura 2.6: Representação da orientação dos variantes da LMF mediante aplicação de uma tensão mecânica. Fonte: adaptado de [20].

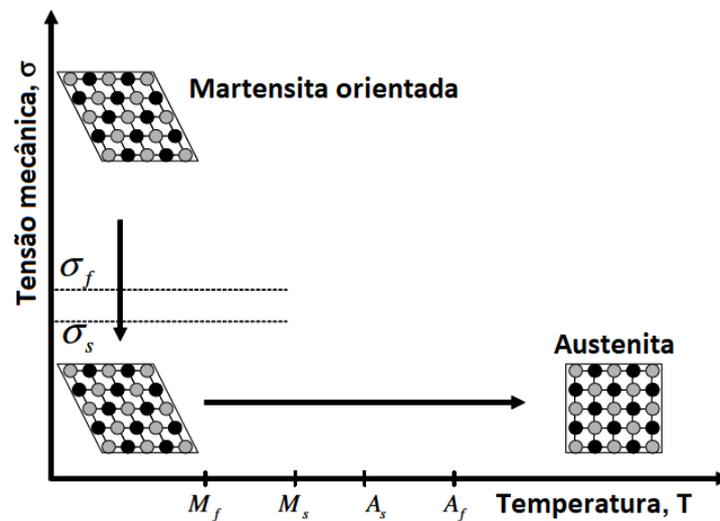


Figura 2.7: Representação da orientação dos variantes da LMF mediante aplicação de uma tensão mecânica, seguido de um aquecimento do material. Fonte: adaptado de [20].

destacar, no entanto, que as temperaturas de transformação,  $M_s$ ,  $M_f$ ,  $A_s$  e  $A_f$  dependem muito da carga à qual é submetida a LMF, sendo tais temperaturas diretamente proporcionais à carga aplicada [20].

Um comportamento das LMFs relacionado à característica de memória de forma é o *efeito pseudoelástico*. Este fenômeno nada mais é do que uma transformação de fase ocasionada pela aplicação de uma carga mecânica suficientemente alta, não sendo, pois, induzida termicamente como descrito anteriormente. Assim, carregando-se uma LMF na fase de austenita ( $T > A_f$ ), ocorrerá uma transformação para a fase de martensita orientada. Ao remover-se a carga mantendo-se a temperatura constante, observa-se uma recuperação da forma da LMF semelhante à descrita para o caso anterior. O efeito ma-

croscópico da pseudoelasticidade é representado na Figura 2.8 na forma de uma curva que relaciona a tensão mecânica aplicada ao material, e a deformação sofrida pelo mesmo, dada a condição descrita anteriormente. É possível notar na Figura 2.8 que a transformação para forma martensita, a partir da fase austenita, inicia-se no valor de tensão  $\sigma^{Ms}$  e termina na tensão  $\sigma^{Mf}$  e, de forma semelhante, a transformação inversa de martensita para austenita inicia-se para a tensão  $\sigma^{As}$  e termina na tensão  $\sigma^{Af}$ , apresentando-se, pois, como um comportamento histerético.

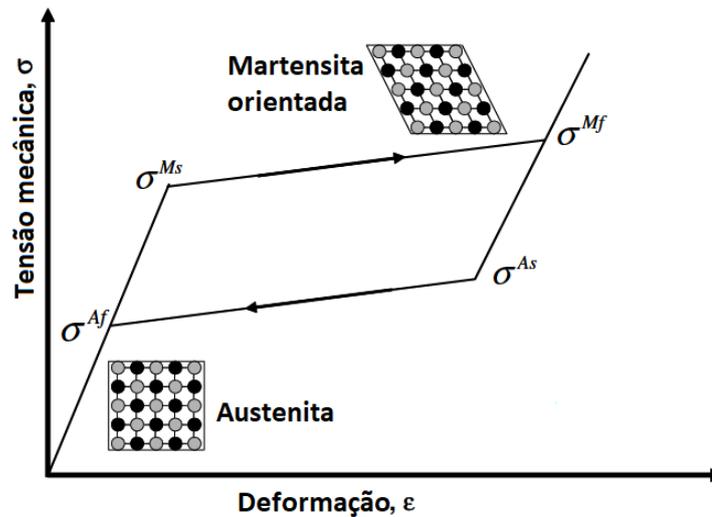


Figura 2.8: Representação da pseudoelasticidade como um relação entre tensão mecânica e deformação da LMF. Fonte: adaptado de [20].

Assim, o EMF de uma LMF pode ser resumido da seguinte maneira: iniciando-se na fase de martensita desorientada, quando o material é deformado por uma certa carga à uma temperatura inferior a  $A_s$ , este sofre uma transformação para a fase de martensita orientada, a qual se mantém mesmo quando a carga que causou a deformação é retirada, de modo que liga mantém parte da deformação que lhe foi causada. Quando esta liga é aquecida à uma temperatura superior a  $A_f$ , ela então irá recuperar a forma original, sem qualquer deformação. Finalmente, ao ser resfriada à uma temperatura inferior a  $M_f$ , a liga assume a mesma estrutura microscópica inicial. Esse fenômeno é representado na Figura 2.9.

## 2.2 Extensômetros e medição de deformação

Em testes com sistemas mecânicos muitas vezes se deseja entender como um objeto reage a diferentes forças passíveis de serem aplicadas. Alterações físicas experimentadas por um material devido à aplicação de uma força são denominadas deformações. Quantitativamente, a deformação é definida como a relação entre a variação de comprimento de um

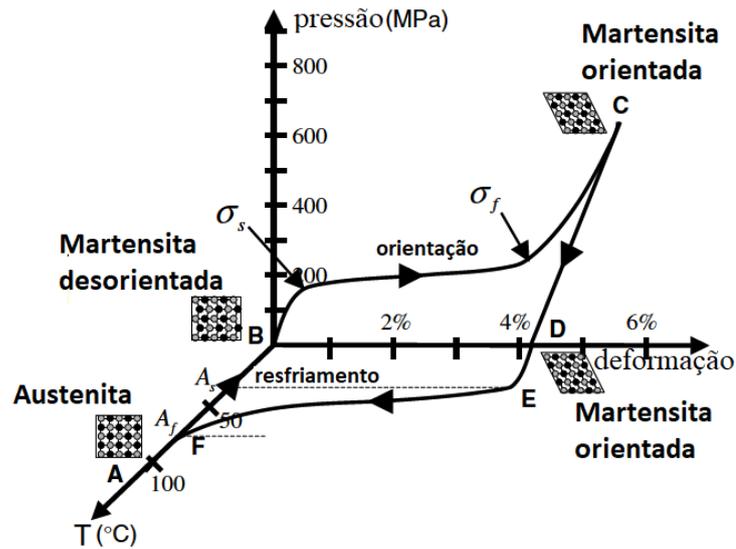


Figura 2.9: Representação do efeito de memória de forma de uma LMF de NiTi. Fonte: adaptado de [20].

material e o seu comprimento original, antes de sofrer qualquer alteração. Na Figura 2.10 apresenta-se a deformação de um material submetido a uma força de tração.

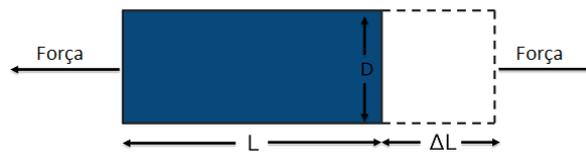


Figura 2.10: Representação da deformação sofrida por um material submetido a uma tração. Fonte: adaptado de [13].

A deformação pode ser positiva (tração) ou negativa (compressão). Ao ser comprimido em uma dada direção, ocorre uma tendência por parte do material de sofrer uma expansão nas outras direções perpendiculares a essa força, a qual é conhecida como efeito de Poisson. A deformação é por definição uma grandeza adimensional, sendo, no entanto, muitas vezes expressa em unidades de  $mm/m$  ou  $\mu m/m$ , sendo esta última bastante utilizada na prática, visto que a magnitude da deformação é geralmente muito pequena. A deformação do material apresentado na Figura 2.10 é expressa por:

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} \tag{2.1}$$

Existem quatro tipos de deformação, sendo eles: axial, de flexão, de cisalhamento, e torção. As deformações mais usuais são a axial e a de flexão, as quais são representadas na Figura 2.11. A deformação axial é causada por uma uma força linear na direção horizontal, que resulta no alongamento ou compressão de um material. A deformação por flexão é

ocasionada pela aplicação de uma força linear vertical, causando a deformação de um lado do material mediante a contração do lado oposto do mesmo material. A deformação por cisalhamento, por sua vez, ocorre quando uma força linear com componentes vertical e horizontal é aplicada a um material. Por fim, a deformação por torção resulta de aplicação de uma força circular que apresenta componentes horizontal e vertical [13].

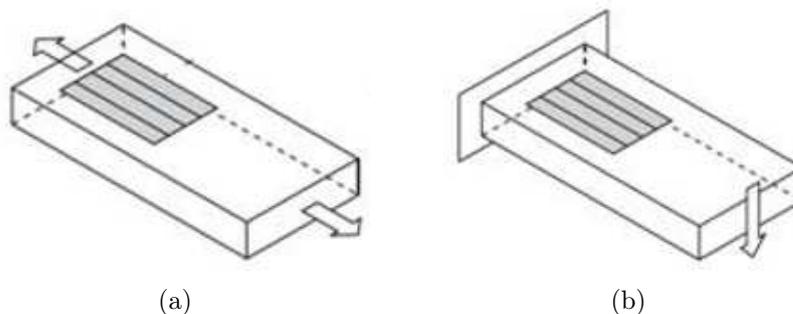


Figura 2.11: Representação dos tipos de deformação (a) axial, e (b) de flexão. Fonte [13]

A maneira mais usual de se medir deformação sofrida por um material ao qual é aplicada uma força é por meio de um *extensômetro*. Os *extensômetros* são dispositivos que experimentam uma mudança na sua resistência elétrica quando são esticados ou deformados. Eles são capazes de medir pequenos deslocamentos, usualmente na faixa de 0 a  $50\ \mu\text{m}$ , sendo geralmente usados como parte de outros transdutores, como, por exemplo em sensores de pressão do tipo diafragmático, que convertem variações de pressão em pequenos deslocamentos do diafragma. A precisão das medições com *extensômetros* são da faixa de  $\pm 0,15\%$  em toda a escala de medição, sendo que tais dispositivos também caracterizam-se por apresentarem uma vida útil bastante longa. *extensômetros* são fabricados com variados valores de resistência nominal, sendo os mais comuns  $120\ \Omega$ ,  $350\ \Omega$  e  $1000\ \Omega$ . A máxima variação típica da resistência de um *extensômetro* de  $120\ \Omega$  é de  $5\ \Omega$ , quando submetido à deflexão máxima [24].

Os extensômetros podem ser formados basicamente de duas formas. A primeira delas consiste em se dispor um fio metálico de seção circular muito fino em um padrão de serpentina sobre uma superfície folhada flexível, de modo que quando uma deformação é aplicada ao dispositivo, a forma e conseqüentemente a área da seção transversal do dispositivo é alterada. Assim, como a resistência por unidade de comprimento do fio é inversamente proporcional à área de sua seção transversal, há uma mudança na resistência do extensômetro. A outra maneira de se fabricar um extensômetro é bastante semelhante a anterior, sendo que, ao invés de se utilizar um fio metálico, utilizam-se folhas metálicas cortadas em um padrão de serpentina, sendo esta mais fácil de confeccionar do que utilizando-se um fio. Os extensômetros são geralmente fabricados utilizando-se uma liga metálica de Cobre-Níquel-Manganês. Na Figura 2.12 apresentam-se os dois tipos

de *extensômetros* supracitados, enquanto que na Figura 2.13 apresentam-se as principais partes de um *extensômetro* folhado aplicado a um corpo de prova.

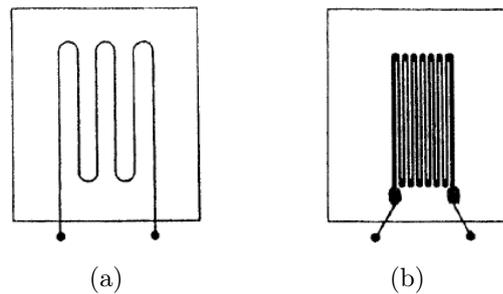


Figura 2.12: Representação dos extensômetros de (a) fio, e (b) folhado. Fonte [24]

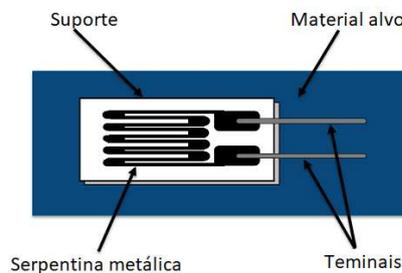


Figura 2.13: Representação de um *extensômetro* folhado montado sobre o material do qual se deseja medir deformação. Fonte: adaptado de [13].

Um parâmetro muito importante na caracterização de um *extensômetro* é o fator gage (GF), o qual é definido como:

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} \quad (2.2)$$

O GF é, portanto, uma medida da variação relativa de resistência do *extensômetro* quando este sofre uma deformação  $\varepsilon$ . *extensômetros* metálicos normalmente apresentam um GF que gira em torno de 2 [13].

Conforme indicado na Figura 2.13, extensômetros são fixados sobre o objeto cuja deformação se deseja medir. A resistência de um extensômetro é normalmente mensurada a partir de ponte de *Wheatstone*, sendo a deformação sofrida pelo dispositivo obtido pela saída em tensão do circuito de ponte. No entanto, como a corrente passível de ser aplicada em um extensômetro normalmente não é superior a  $50 \text{ mA}$ , e a variação da resistência do dispositivo é muito pequena (inferior a 1%), a tensão de saída do circuito de ponte é muito pequena, necessitando, pois, de um ganho bastante elevado. Na Figura 2.14 é apresentada uma configuração geral de uma ponte de *Wheatstone*, sendo a sua saída  $V_o$  dada pela Equação 2.3.

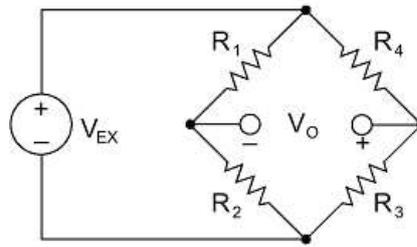


Figura 2.14: Esquema geral de uma ponte de Wheatstone. Fonte: [13].

$$V_o = \left[ \frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_1} \right] \cdot V_{EX} \quad (2.3)$$

Assim, para  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$ , percebe-se que a tensão de saída da ponte será  $V_o = 0$ , estando a ponte equilibrada, de forma que uma variação mínima em qualquer uma das resistências ocasionará uma alteração do valor de  $V_o = 0$ .

Em muitas aplicações de circuitos de ponte, é possível encontrar não um, mas dois ou até quatro elementos cuja resistência varia em função de uma dada grandeza física. A Figura 2.15 apresenta as quatro configurações possíveis de serem realizadas em um circuito de ponte. As expressões das respectivas tensões de saída para cada uma das configurações de ponte das Figuras 2.15(a) a 2.15(d) são dadas pelas Equações 2.4 a 2.7.

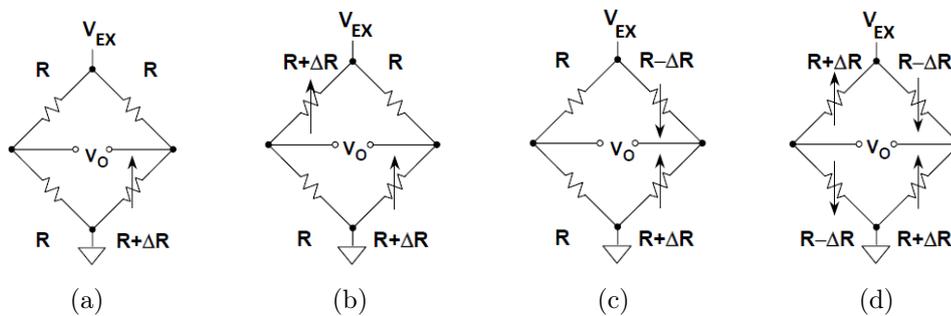


Figura 2.15: Diferentes configurações de pontes de Wheatstone para medição de variações relativas de resistências, considerando-se: (a) um elemento ativo; (b) dois elementos ativos; (c) dois elementos ativos em oposição; e (d) dois pares de elementos ativos em oposição. Fonte: adaptado de [17].

$$V_o = \frac{V_{EX}}{4} \left[ \frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{2}} \right] \quad (2.4)$$

$$V_o = \frac{V_{EX}}{2} \left[ \frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{2}} \right] \quad (2.5)$$

$$V_o = \frac{V_{EX}}{2} \left[ \frac{\Delta R}{R} \right] \quad (2.6)$$

$$V_o = V_{EX} \left[ \frac{\Delta R}{R} \right] \quad (2.7)$$

## 2.3 Revisão Bibliográfica

Na literatura, são encontrados muitos esforços no sentido de utilizar atuadores baseados em LMF em sistemas de controle, especialmente no que se refere a sistemas mecânicos nos quais necessitam-se de deslocamentos lineares. Muitas destas abordagens fazem o uso, em maior ou menor grau, de modelos que representam a dinâmica dos atuadores de LMF, de modo a conferir uma maior robustez em aplicações onde se deseja um controle mais preciso de posição. Entretanto, observa-se também o emprego de técnicas de controle inteligente no intuito de contornar a necessidade de se obter um modelo preciso para este tipo de atuador, o que, por sua vez, depende do quão bem é possível estimar os parâmetros que compõem tal modelo. As técnicas de controle inteligente visam a minimizar a influência da imprecisão dos parâmetros da LMF lançando mão de aspectos comportamentais do processo alvo [19].

Alguns trabalhos também apresentam a aplicação de técnicas bem estabelecidas na teoria do controle clássico, como em [37], onde o autor utiliza um controlador proporcional simples (P) afim de controlar a deflexão de uma barra utilizando a temperatura como a variável manipulada, e em [23] no qual um sinal de PWM é utilizado afim de modular a saída de um controlador proporcional-derivativo (PD) para controlar a posição de um atuador de memória de forma. Em [36] e [33] são apresentadas versões modificadas do controlador proporcional-integral-derivativo (PID) clássico, otimizadas para a aplicação em processos não-lineares.

Modelos dinâmicos do fio de LMF são desenvolvidos em [1], [29], [41] e [34], e, embora estes apresentem graus de detalhamento diferentes, modelam a dinâmica de um fio de LMF por meio de três sub-modelos, que são: um modelo térmico; um modelo de mudança de fase; e um modelo mecânico, sendo que este último geralmente engloba aspectos mecânicos do próprio processo sobre o qual deseja-se atuar. Os três submodelos, bem como a forma com a qual estes se relacionam entre si, são representados na Figura 2.16.

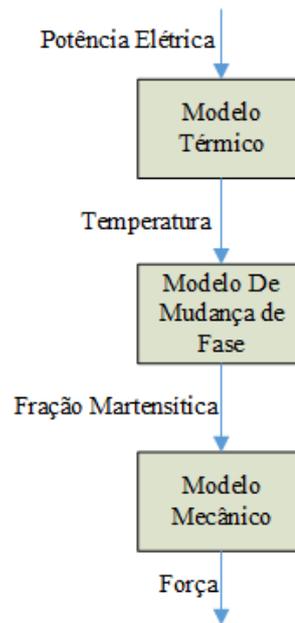


Figura 2.16: Representação do modelo dinâmico do fio de LMF. Fonte: o próprio autor.

Muitos trabalhos visam estabelecer um estudo mais aprofundado à cerca de cada um desses submodelos de maneira individual, como em [4], onde o submodelo térmico de um fio de LMF é apresentado em mais detalhes, sendo estabelecida uma relação de um dos parâmetros do submodelo, o coeficiente de convecção térmica, com a temperatura do fio. Em [41], [30] o submodelo de mudança de fase da LMF é analisado com mais detalhes, sendo apresentado como uma relação não linear entre a fração martensítica do material,  $R_m$ , e a temperatura,  $T$ , do fio de LMF. Em [25], é proposto um modelo mecânico que relaciona diretamente a deformação de um fio de SMA,  $\varepsilon$ , e a temperatura do fio,  $T$ .

No intuito de obter um modelo simplificado para sistemas atuados por LMFs, alguns autores optam por utilizar um modelo identificado ao invés de lançarem mão do modelo analítico de tais sistemas, em virtude de nem sempre ser possível obter todos os parâmetros necessários para a implementação do modelo analítico de um atuador desse tipo, conforme observado neste trabalho. Em [5] são projetados um conjunto de controladores baseados em um modelo identificado a partir da resposta em malha aberta de uma planta composta por estrutura de garra atuada por meio de um fio de LMF, onde deseja-se controlar a posição da garra. De modo, semelhante, em [31], são apresentados alguns modelos identificados por meio da análise da resposta de malha aberta de uma viga engastada atuada por meio de um fio de LMF, os quais são utilizados afim de representar o comportamento do sistema no que se refere às suas constantes de tempo térmica e mecânica.

Visando contornar o problema de modelagem do comportamento histerético encontrado nos atuadores de memória de forma, [38] apresenta um modelo baseado em uma

rede neural de quatro camadas que recebe como entrada o deslocamento do fio de LMF, e retorna como saída a tensão aplicada. Este modelo inverso é utilizado em uma lei de controle de malha aberta.

Em [18] é apresentado um controlador PID adaptativo ajustado em tempo real por meio de lógica fuzzy, utilizado para implementar o controle de posição de um atuador de LMF de modo a contornar o comportamento histerético do mesmo. Uma abordagem semelhante é encontrada em [19], onde os ganhos do controlador PID são ajustados de modo a garantir que a corrente aplicada ao fio de LMF tenha um sobressinal mínimo e a variável de processo, posição angular, tenha um tempo de estabelecimento mínimo. Numa abordagem menos clássica, [7] apresenta um controlador fuzzy com um conjunto de 49 regras para controlar a posição de um atuador de LMF. Uma aplicação de um outro controlador fuzzy híbrido é descrita em [2], na qual um controlador PI fuzzy é utilizado em conjunto com um controlador de modo deslizante com a finalidade de reduzir problemas de sobressinal e erro de regime permanente no rastreamento de sinais de referência do tipo degrau em um atuador de LMF, removendo a influência do acoplamento dos modelos constitutivo e dinâmico da LMF.

Conforme mencionado em [38], muitas vezes a utilização de sensores de posição, como os LVDTs, em atuadores de LMF é impraticável, de modo que é possível empregar um controle em malha aberta a partir do modelo inverso da planta. De modo semelhante a [38], em [39] utiliza-se um controle em malha aberta baseado em um modelo neural inverso do atuador de LMF, associado a um controle de modo deslizante em malha fechada, onde o controlador neural de malha aberta é utilizado com a finalidade de cancelar ou reduzir a histerese atrelada à LMF, enquanto que o controlador de modo deslizante é aplicado afim de compensar incertezas provenientes do cancelamento da histerese e garantir a estabilidade do sistema. Uma estratégia de controle mista baseada em um controle Neuro-Fuzzy adaptativo é aplicada em [11] no controle de posição de um atuador de LMF. Neste trabalho, também foi utilizado um filtro de Kalman afim de se estimar os estados da planta, bem como eliminar o ruído do sinal de saída.

Em [41] o autor propõe a implementação de um controlador adaptativo direto (DAC) cujo sinal de controle foi derivado a partir do método de linearização por realimentação. Uma rede neural de função radial também foi utilizada afim de corrigir o sinal de controle aplicado à planta devido às não-linearidades da LMF. Como o DAC exige a obtenção dos estados do sistema, foi utilizado um filtro de Kalman com o propósito de se estimar esses estados, bem como eliminar o ruído de medição da variável do processo.

Diante do exposto, percebe-se que de fato o problema de controle de sistemas mecânicos atuados por meio de LMFs é bastante complexo, e muitas vezes encontra-se associado à obtenção de modelos analíticos muito precisos. No entanto, também foi obser-

vado que soluções não atreladas a modelos analíticos estão muito presentes na literatura, apresentando-se como uma alternativa à necessidade de se ter em mãos parâmetros que muitos vezes são obtidos apenas via experimentação, não sendo, pois, disponibilizados em folhas de dados de fabricantes.

Neste Capítulo foi apresentada uma revisão sobre os efeitos de memória de forma e de pseudo elasticidade característicos das LMF, bem como acerca do fenômeno da deformação de materiais sólidos e das formas de se medir esta deformação por meio de extensômetros. O Capítulo seguinte trata de uma breve revisão cobrindo algumas técnicas de controle utilizadas na literatura em plantas com atuadores de LMF.

## Capítulo 3

# Técnicas de Controle

Segundo [10], controle é o processo de fazer uma variável de um sistema rastrear uma determinada referência. Um sistema de controle implementado afim de rastrear uma referência passível de variação é denominado de *sistema de controle de rastreo* ou um *sistema servo*. Por outro lado, um sistema de controle implementado afim de manter uma variável de um processo fixa, mesmo mediante a presença de distúrbios, é denominado de *sistema de controle regulador*.

Um sistema que estabeleça uma relação de comparação entre uma saída e uma entrada de referência, utilizando em seguida esta diferença como meio de controle é denominado de *sistema de controle de malha fechada*, ou *sistema de controle com realimentação*. Em oposição aos sistemas de malha fechada, existem os *sistemas de malha aberta*, nos quais o sinal de saída não exerce qualquer ação de controle sobre o sistema. Em outras palavras, nesse tipo de sistema, o sinal de saída não é medido nem realimentado para fins de comparação com a referência [27].

Dentre os componentes de um sistema de controle realimentado, o componente central é o *processo*, cuja saída é a variável a ser controlada, sendo esta denominada de *variável do processo*. O *atuador* é um dispositivo capaz de influenciar a *variável manipulada*, a qual é aplicada ao processo. Sendo assim, o processo estabelece uma relação de causa e efeito entre a variável manipulada aplicada pelo atuador, e a variável do processo. À combinação do atuador e do processo dá-se o nome de *planta* [10].

Um componente fundamental para qualquer sistema de controle é o *controlador*, o qual consiste em um dispositivo capaz de produzir o *sinal de controle* para a planta, com base no erro entre o sinal da referência desejado e o sinal de medição da variável do processo.

O *sensor* é o elemento que permite realimentar parte do sinal de saída do sistema, afim de controlar a variável do processo por meio do erro entre o sinal de referência e o sinal de medição da saída. Assim, o sensor fornece o *sinal de realimentação*.

Quando o sinal de controle não é o único a agir sobre a planta, costuma-se tratar estes

outros sinais como *distúrbios*, sendo um das metas do projeto de controle reduzir o efeito dos distúrbios sobre a variável do processo.

O diagrama de blocos de um sistema de controle genérico com os componentes descritos anteriormente é ilustrado na Figura 3.1.

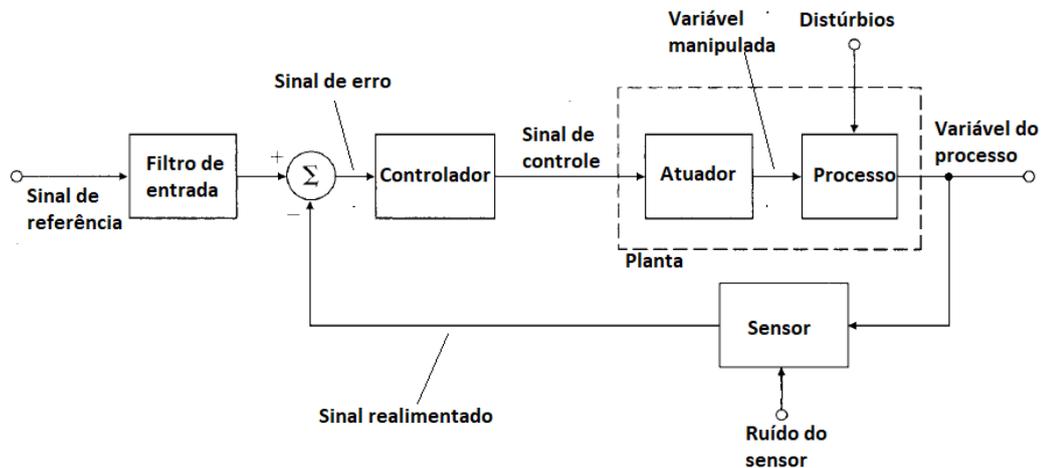


Figura 3.1: Diagrama de blocos de um sistema de controle de malha fechada genérico. Fonte: adaptado de [10].

O projeto de controle consiste em projetar o controlador do sistema. A forma como o controlado gera o sinal de controle a partir do sinal de erro é denominada de *técnica* ou *estratégia de controle*.

Na teoria de controle, as estratégias de controle são divididas em duas categorias: *Controle clássico*, que consiste em técnicas de controle baseadas no uso das transformadas de Laplace ou Fourier, sendo estes métodos dominantes em projetos de controle até a década de 1960; e *Controle moderno*, formado por técnicas de controle baseadas no uso de equações diferenciais ordinárias na forma de espaço de estados, e que foram introduzidas a partir da década de 1960. Estas duas categorias, no entanto, não são auto excludentes, havendo muitas conexões entre elas, [10].

## 3.1 Controle P, PI e PID

Atualmente, o algoritmo PID é o algoritmo de controle mais utilizado na indústria. Geralmente, utiliza-se o controle PID para controlar processos de troca de calor, monitoramento de nível, controle de fluxo, e controle de pressão [26].

### 3.1.1 Controlador P

Um controlador com ação de controle proporcional apresenta uma relação entre o sinal de controle,  $u(t)$ , e o sinal de erro,  $e(t)$ , dada por:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (3.1)$$

ou, no domínio da frequência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (3.2)$$

sendo  $K_p$  denominado de ganho proporcional. Assim, o controlador proporcional nada mais é do que um amplificador com ganho ajustável [27].

O sistema com controle proporcional geralmente apresenta um erro não nulo em regime permanente para um sinal de referência constante, ou para um sinal de distúrbio constante, sendo que este erro será tão menor quanto maior for o ganho  $K_p$ . Para sistemas de ordem mais alta ganhos proporcionais mais altos podem levar o sistema a uma situação de instabilidade. [10].

### 3.1.2 Controlador PI

Um controlador com ação de controle proporcional e integral apresenta uma relação entre os sinais de controle e de erro dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (3.3)$$

ou, no domínio da frequência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.4)$$

onde o termo  $T_i$  é chamado de tempo integrativo [27].

Um dos problemas principais do controle proporcional consiste no fato deste não permitir que o sinal de controle assuma um valor nulo em regime permanente. Para contornar o problema, um termo integral, cuja saída consiste em um somatório de valores passados de  $e(t)$ , é adicionado ao controlador. Assim, mesmo que o sinal de erro seja nulo, o que de fato espera-se que ocorra em regime permanente, a saída do termo integral poderá ser não nula [10].

### 3.1.3 Controlador PID

Um controlador com ações de controle proporcional, integral e derivativa apresenta uma combinação do controle PI apresentado anteriormente com um termo derivativo. A lei de controle desse tipo de controlador é dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.5)$$

ou, no domínio da frequência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.6)$$

em que  $K_p$  é o ganho proporcional,  $T_i$  é o tempo integrativo e  $T_d$  é o tempo derivativo [27]. O controlador PID muitas vezes é apresentado na sua forma paralela, ou seja, em função dos ganho integral,  $K_i$ , e derivativo,  $K_d$ , os quais são dados, respectivamente, por:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3.7)$$

$$K_d = K_p \cdot T_d \quad (3.8)$$

O diagrama de blocos de um controlador PID apresentado na Figura 3.2.

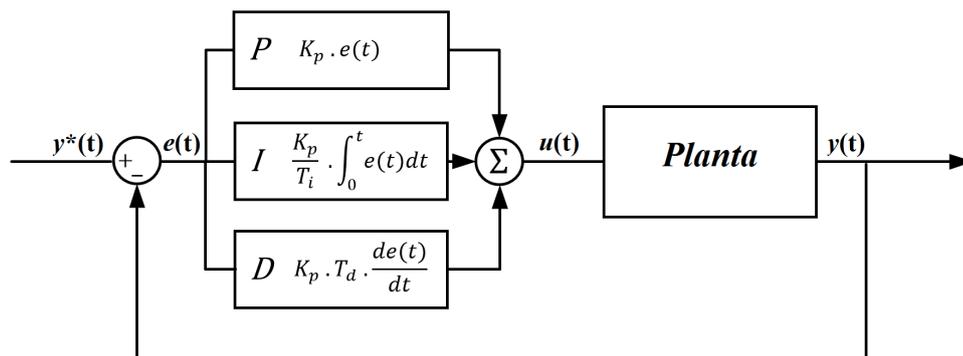


Figura 3.2: Diagrama de blocos de um controlador PID paralelo. Fonte: o próprio autor.

O efeito do termo derivativo depende da taxa de variação do sinal de erro. Assim, o controlador com termo derivativo apresenta uma resposta antecipatório, devendo, pois, ser projetado com cautela, afim de não prejudicar a causalidade do sistema [10].

### 3.1.4 Técnicas de Sintonia

Ziegler e Nichols, baseando-se no transitório da resposta ao degrau de um planta, propuseram um conjunto de regras afim de se determinar os ganhos de controladores P, PI e PID, sendo esta uma técnica muito empregada em campo, visto que os parâmetros utilizados nos cálculos dos ganhos podem ser obtidos experimentalmente. Segundo [27], existem basicamente dois métodos comumente denominados de regras de sintonia de Ziegler-Nichols: o método da curva de reação; e o método do ponto crítico.

### Método da curva de reação

Neste método, a resposta da planta resultante da aplicação de um degrau unitário em sua entrada é obtida experimentalmente. Para este método, espera-se que a resposta da planta tenha um formato de **S**, conforme apresentado na Figura 3.3.

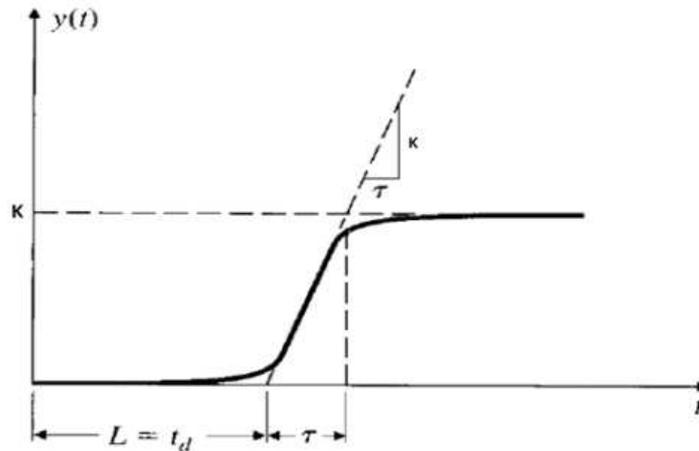


Figura 3.3: Resposta e ao degrau em forma de **S**. Fonte: adaptado de [27].

Desse modo, a resposta do sistema é aproximada pela resposta de um sistema de primeira ordem com atraso, representado pela Equação 3.9.

$$H(s) = \frac{K}{\tau \cdot s + 1} \cdot e^{-L \cdot s} \tag{3.9}$$

onde:  $K$  corresponde ao ganho do sistema;  $L$  representa o atraso de transporte; e  $\tau$  é a constante de tempo do sistema.

Assim, extraindo-se os parâmetros  $K$ ,  $L$  e  $\tau$  da curva em 3.3, é possível calcular três conjuntos de controladores P, PI e PID, para três dinâmicas distintas, conforme as Tabelas 3.1 a 3.3 apresentadas em [26].

Tabela 3.1: Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica rápida via curva de reação.

| Controlador | $K_p$                              | $T_i (s)$         | $T_d (s)$        |
|-------------|------------------------------------|-------------------|------------------|
| P           | $\frac{\tau}{K \cdot L}$           | -                 | -                |
| PI          | $0,9 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | $3,33 \cdot \tau$ | -                |
| PID         | $1,1 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | $2 \cdot \tau$    | $0,5 \cdot \tau$ |

Tabela 3.2: Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica moderada via curva de reação.

| Controlador | $K_p$                               | $T_i(s)$          | $T_d(s)$         |
|-------------|-------------------------------------|-------------------|------------------|
| P           | $0,44 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | -                 | -                |
| PI          | $0,4 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$  | $5,33 \cdot \tau$ | -                |
| PID         | $0,53 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | $4 \cdot \tau$    | $0,8 \cdot \tau$ |

Tabela 3.3: Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica lenta via curva de reação.

| Controlador | $K_p$                               | $T_i(s)$          | $T_d(s)$         |
|-------------|-------------------------------------|-------------------|------------------|
| P           | $0,26 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | -                 | -                |
| PI          | $0,24 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | $5,33 \cdot \tau$ | -                |
| PID         | $0,32 \cdot \frac{\tau}{K \cdot L}$ | $4 \cdot \tau$    | $0,8 \cdot \tau$ |

### Método do ponto crítico

O segundo método consiste em levar o sistema ao limiar de estabilidade ao fechar-se uma malha apenas com um controlador P. Uma vez estabelecida a malha de controle, o ganho  $K_p$  é aumentado até um valor crítico,  $K_{cr}$ , no qual a saída da planta exiba uma oscilação sustentada, com um período fixo  $P_{cr}$ , conforme ilustrado pela Figura 3.4.

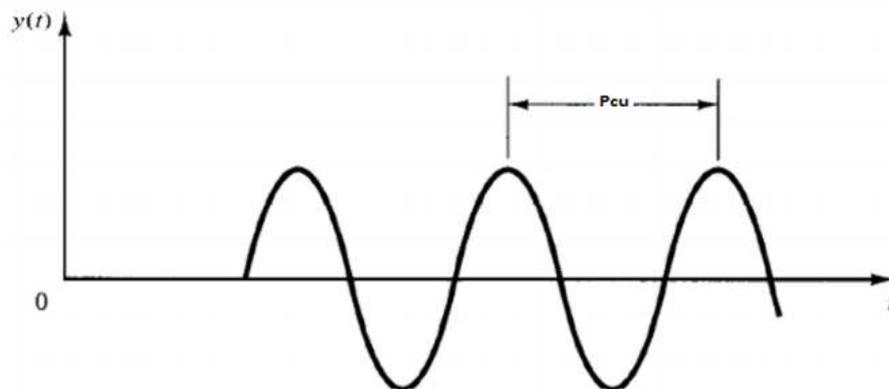


Figura 3.4: Oscilação sustentada obtida no limiar da estabilidade do sistema realimentado. Fonte: adaptado de [27].

De modo semelhante ao método da curva de reação, é possível calcular os três conjuntos de controladores lançado mão dos parâmetros  $K_{cr}$  e  $P_{cr}$  conforme as Tabelas 3.4 a 3.6 de [26].

Tabela 3.4: Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica rápida via ponto crítico.

| Controlador | $K_p$              | $T_i (s)$          | $T_d (s)$           |
|-------------|--------------------|--------------------|---------------------|
| P           | $0,5 \cdot K_{cr}$ | -                  | -                   |
| PI          | $0,4 \cdot K_{cr}$ | $0,8 \cdot P_{cr}$ | -                   |
| PID         | $0,6 \cdot K_{cr}$ | $0,5 \cdot P_{cr}$ | $0,12 \cdot P_{cr}$ |

Tabela 3.5: Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica moderada via ponto crítico.

| Controlador | $K_p$               | $T_i (s)$          | $T_d (s)$           |
|-------------|---------------------|--------------------|---------------------|
| P           | $0,2 \cdot K_{cr}$  | -                  | -                   |
| PI          | $0,18 \cdot K_{cr}$ | $0,8 \cdot P_{cr}$ | -                   |
| PID         | $0,25 \cdot K_{cr}$ | $0,5 \cdot P_{cr}$ | $0,12 \cdot P_{cr}$ |

Tabela 3.6: Fórmulas de sintonia para controladores com dinâmica lenta via ponto crítico.

| Controlador | $K_p$               | $T_i (s)$          | $T_d (s)$           |
|-------------|---------------------|--------------------|---------------------|
| P           | $0,13 \cdot K_{cr}$ | -                  | -                   |
| PI          | $0,13 \cdot K_{cr}$ | $0,8 \cdot P_{cr}$ | -                   |
| PID         | $0,15 \cdot K_{cr}$ | $0,5 \cdot P_{cr}$ | $0,12 \cdot P_{cr}$ |

## 3.2 Controle Fuzzy

A maioria dos algoritmos de controle tradicionais baseia-se na obtenção prévia de um modelo matemático do sistema que se deseja controlar. Entretanto, a modelagem de muitos sistemas físicos é muito complicada ou até impossível. Além do mais, muitos processos apresentam não linearidades ou são muito complexos para se ajustarem às técnicas de controle tradicionais. No entanto, desde de que uma estratégia de controle possa ser descrita qualitativamente, é possível lançar mão da *lógica fuzzy* afim de implementar-se um *controlador fuzzy* capaz de emular uma estratégia de controle baseando-se no comportamento intrínseco do processo. De fato, aplicações que outrora eram consideradas muito complicadas de serem controladas têm sido implementadas facilmente com a lógica fuzzy, uma vez que as regras de um sistema fuzzy são aplicáveis mesmo quando os parâmetros do sistema variam, o que tipicamente não ocorre em sistemas de controle convencionais [9].

Lógica Fuzzy é um método de tomada de decisão baseado em regras utilizado em sistemas inteligentes e no controle de processos. A lógica fuzzy difere da lógica booleana

tradicional no sentido de que a lógica fuzzy permite pertinência parcial em um conjunto. Assim, é possível utilizar lógica fuzzy afim de controlar processos representados por um conjunto de descrições linguísticas subjetivas [26].

Um *sistema fuzzy* é um sistema de variáveis que são associadas utilizando-se lógica fuzzy. Um controlador fuzzy usa regras bem definidas afim de controlar um sistema fuzzy baseando-se nos valores atuais das variáveis de entrada. Sistemas fuzzy consistem de três partes principais: *variáveis linguísticas*, *funções de pertinência*, e um *conjunto de regras*.

As variáveis linguísticas são representações literais das variáveis de entrada e de saída de um sistema alvo. Cada variável linguística deve apresentar-se dentro de uma faixa de valores esperados. Um controlador fuzzy deve apresentar ao menos uma variável linguística de entrada e uma variável linguística de saída.

*Expressões linguísticas* representam, em palavras, categorias nas quais os valores das variáveis linguísticas se encaixam, enquanto que as funções de pertinência são funções numéricas associadas às expressões linguísticas. Assim, um função de pertinência indica o grau de pertinência de uma variável linguística em uma dada categoria, ou expressão linguística. O grau de pertinência indicado por uma função de pertinência é um valor contínuo entre 0 e 1, sendo 0 o grau mínimo de pertinência, e 1 o grau máximo.

As regras descrevem de forma literal a relação entre as variáveis linguísticas de entrada e de saída, baseando-se nas expressões linguísticas a elas atribuídas. Ao conjunto de regras de um sistema fuzzy dá-se o nome *base de regras*, sendo cada regra formada por um conjunto de antecedentes (variável linguística de entrada mais expressão linguística) associados por um dado conectivo (e-lógico ou ou-lógico), e resultam em uma ação (variável linguística de saída mais expressão linguística).

A Figura 3.5 representa um controlador fuzzy genérico.

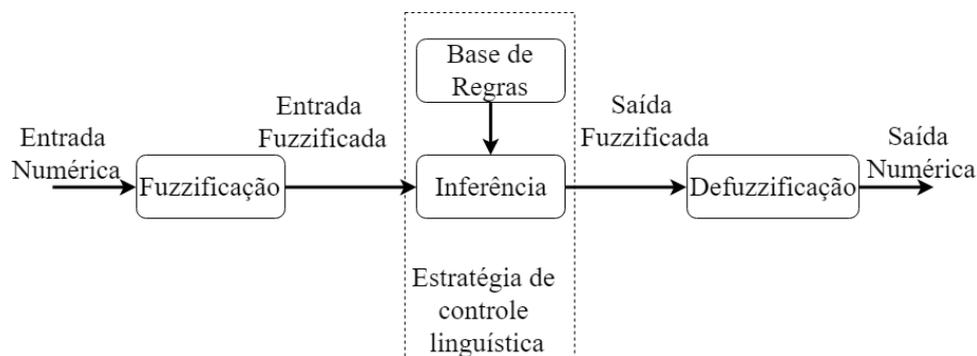


Figura 3.5: Controlador fuzzy genérico com suas principais partes. Fonte: o próprio autor.

A seguir, serão descritas as três etapas de um controlador fuzzy, as quais são representadas na Figura 3.5: a *fuzzificação*, a aplicação da *estratégia de controle linguística*, e a *defuzzificação*.

### 3.2.1 Fuzzificação

Fuzzificação é o processo de associação das variáveis de entrada numéricas às suas respectivas expressões linguísticas. Dependendo de como são implementadas as funções de pertinência das expressões linguísticas de uma variável, esta pode ser associada a mais de uma expressão linguística [26].

As funções de pertinência disponíveis para implementação do estágio de fuzzificação são: triangular, singleton, gaussiana, trapezoidal e sigmoide. Nas Figuras 3.6(a) a 3.6(e) são apresentadas as formas das funções de pertinência supracitadas.

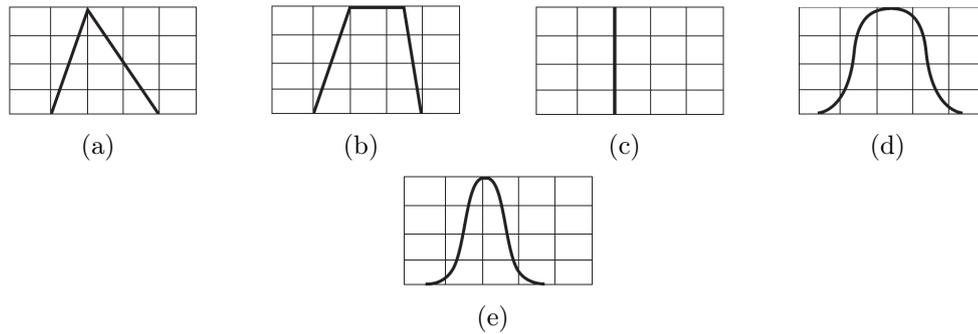


Figura 3.6: Formas das funções de pertinência padrão. Fonte: [26].

A função de pertinência mais utilizada, porém, é a do tipo triangular [7], a qual pode ser descrita pelo sistema de Equações:

$$f(x; \alpha; \beta; \gamma) = \begin{cases} 0, & x \leq \alpha \\ \frac{x-\alpha}{\beta-\alpha}, & \alpha \leq x \leq \beta \\ \frac{\gamma-x}{\gamma-\beta}, & \beta \leq x \leq \gamma \\ 0, & \gamma \leq x \end{cases} \quad (3.10)$$

onde  $\alpha$  e  $\beta$  são as bases do triângulo, e  $\gamma$  é o topo. Na Figura 3.7 é representado um processo de fuzzificação de uma variável numérica de entrada genérica  $x$ , capaz de variar numa faixa de 0 a 10, à qual é possível associar-se cinco expressões linguísticas: *Muito baixo*, *Baixo*, *Médio*, *Alto* e *Muito alto*. As funções de pertinência das expressões *Muito baixo* e *Muito alto* são do tipo trapezoidal, e as demais são do tipo triangular. As funções de pertinência classificam a variável de entrada  $x$  em uma dada categoria atribuindo-lhe um grau de pertinência  $\mu$ , sendo este um número real na faixa de 0 a 1.

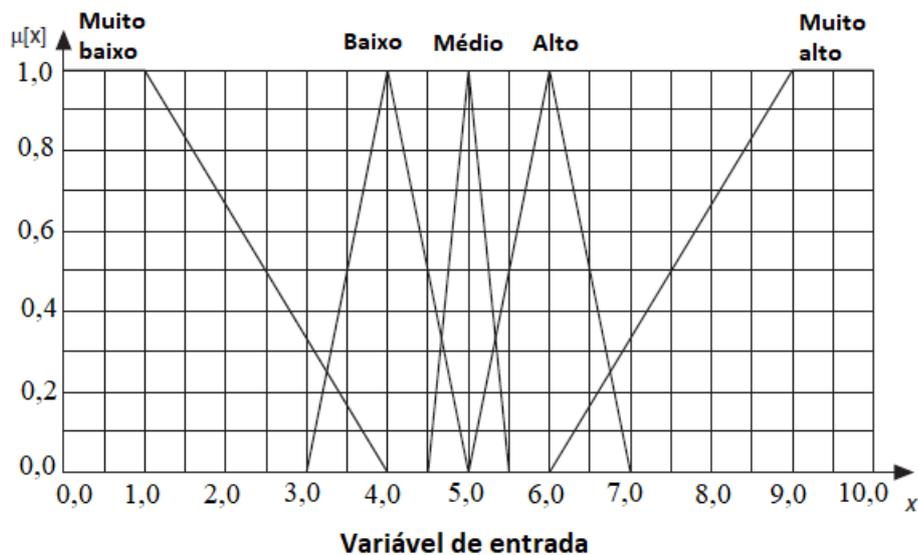


Figura 3.7: Funções de pertinência associadas a uma variável linguística genérica. Fonte: adaptado de [26].

### 3.2.2 Implementação da estratégia de controle linguística

Após o processo de fuzzificação, o controlador utiliza as expressões linguísticas associadas às respectivas variáveis linguísticas de entrada e a base de regras afim de determinar as expressões linguísticas das variáveis de saída [26].

Uma base de regras equivale a estratégia de controle implementada pelo controlador, sendo a principal funcionalidade do controlador fuzzy determinada por esse conjunto de regras. O número de regras de controle possíveis para um sistema fuzzy é dada pela Equação:

$$R = p^n \quad (3.11)$$

onde  $p$  representa o número de funções de pertinência de cada variável linguística de entrada (igual para todas as variáveis), e  $n$  representa o número de variáveis linguísticas de entrada [7]. Um conjunto de regras com pelo menos uma regra para cada combinação possível entre as expressões linguísticas das variáveis de entrada é dita uma base de regras completa [26].

Cada regra da base de regras é formada por duas partes: um antecedente, formado pelas variáveis de entrada com suas respectivas expressões linguísticas, associadas entre si por meio de um conectivo da mesma forma que uma expressão condicional de uma estrutura IF; e uma consequência, que corresponde à associação das variáveis de saída com as suas respectivas expressões linguísticas, como o resultado após o THEN, em uma expressão IF/THEN.

O conectivo determina como será calculado o valor agregado aos antecedentes da regra.

No geral, são quatro os possíveis conectivos de um antecedente: AND (Mínimo), especifica o uso do menor grau de pertinência dos antecedentes como o valor real agregado à regra; AND (Produto), utiliza o produto entre os graus de pertinência dos antecedentes como o valor real da regra; OR (Máximo), usa o maior grau de pertinência dos antecedentes; e OR (Probabilístico), especifica o uso da soma probabilística dos graus de pertinência dos antecedentes.

A estrutura de uma regra cujos antecedentes são formados pelas variáveis linguísticas  $X$  e  $Y$ , associadas às expressões linguísticas *Alto*, com grau de pertinência 0,6, e *Baixo*, com grau de pertinência 0,3, respectivamente, com tais antecedentes conectados por meio de um AND (Mínimo), de forma que a variável linguística de saída  $Z$  assumira a expressão *Médio*, é dada por:

*IF X é ALTO ( $\mu_X = 0,6$ ) AND Y é BAIXO ( $\mu_Y = 0,3$ ) THEN Z é MÉDIO*

Como o conectivo utilizado é o AND (Mínimo), o valor associado à regra e que será utilizado na etapa de defuzzificação é 0,3.

### 3.2.3 Defuzzificação

A defuzzificação é o processo de conversão dos valores fuzzificados, produzidos a partir das regras linguísticas, em valores numéricos de saída por meio das funções de pertinência das variáveis linguísticas de saída e de um dos *métodos de defuzzificação* [7]. Um controlador Fuzzy pode usar um dos seguintes métodos matemáticos para realizar a defuzzificação: Centro de Área (CoA), Centro de Área Modificado (CoA), Centro das Somas (CoS), Centro de Máximo (CoM), ou Média de Máximo [26].

#### Centro de Área (CoA)

No método do Centro de Área, ou como também é conhecido, Centro de Gravidade (CoG), o controlador fuzzy calcula a área sob a função de pertinência escalonada na etapa de inferência, dentro da faixa da variável de saída. O controlador utiliza então, a seguinte Equação afim de calcular o centro geométrico dessa área:

$$\text{CoA} = \frac{\int_{x_{\min}}^{x_{\max}} f(x) \cdot x dx}{\int_{x_{\min}}^{x_{\max}} f(x) \cdot dx} \quad (3.12)$$

#### Centro de Área Modificado (mCoA)

O método do Centro de Área Modificado assemelha-se ao CoA, sendo que no primeiro o controlador fuzzy considera a área total abaixo das funções de pertinência escalonada, mesmo que esta estenda-se para além da faixa da referida variável de saída. A Equação

utilizada afim de se calcular o centro geométrico da área total sob as funções de pertinência é dada por:

$$\text{mCoA} = \frac{\int f(x) \cdot x dx}{\int f(x) \cdot dx} \quad (3.13)$$

### Centro de Somas (CoS)

No método do Centro de Somas, o controlador fuzzy primeiramente calcula o centro geométrico das áreas de cada função de pertinência, para em seguida calcular a média ponderada dos centros das áreas de todas as funções de pertinência, por meio da Equação 3.14

$$x_{final} = \frac{CoA_1 \cdot A_1 + CoA_2 \cdot A_2 + \dots + CoA_n \cdot A_n}{A_1 + A_2 + \dots + A_n} \quad (3.14)$$

onde  $CoA_n$  é o centro geométrico da área da função de pertinência  $n$ , e  $A_n$  é a área da  $n$ -ésima função de pertinência escalonada.

### Centro de Máximo (CoM)

No método de Centro de Máximo, o controlador determina inicialmente o valor numérico típico de cada função de pertinência escalonada, sendo o valor final da variável de saída dado pela média dos valores típicos de cada função de pertinência ponderada pelos seus respectivos graus de pertinência. O controlador utiliza a Equação 3.15 para calcular o valor da variável de saída por meio da média ponderada dos valores típicos das funções de pertinência

$$x_{final} = \frac{(x_1\mu_1 + x_2\mu_2 + \dots + x_n\mu_n)}{\mu_1 + \mu_2 + \dots + \mu_n} \quad (3.15)$$

onde  $x_n$  corresponde ao valor numérico típico da  $n$ -ésima função de pertinência, e  $\mu_n$  é o seu respectivo grau de pertinência.

### Média de Máximo (MoM)

O método da Média de Máximo é utilizado apenas em problemas de classificação, não sendo, pois aplicável a sistemas de controle de malha fechada. Esta método consiste tão somente em selecionar o valor típico da expressão linguística mais plausível de uma variável de saída.

### 3.2.4 Controladores Fuzzy Híbrido

Apesar de algumas aplicações de controle utilizarem controladores fuzzy puro, tal qual descrito anteriormente, geralmente os controladores fuzzy são utilizados em conjunto com outros tipos de controladores convencionais no intuito de conferir a estes uma maior adaptabilidade, possibilitando o ajuste de parâmetros, tais como ganhos, os quais são aplicados ao controlador convencional, ao invés de serem aplicados diretamente aos atuadores do sistema [26].

Assim, pode-se pensar, por exemplo, na utilização de um controlador fuzzy para ajustar constantemente os ganhos de um controlador PID, o qual, apesar de ser o controlador mais amplamente utilizado na indústria, geralmente não possui uma sintonia simples para plantas não lineares com parâmetros variantes.

Dessa forma, por apresentar uma metodologia formal para representar, manipular e implementar um conhecimento humano heurístico a cerca de um sistema de controle, o controle fuzzy apresenta-se como um método bastante conveniente para a construção de controladores não lineares por meio de dados da planta obtidos empiricamente. A Figura 3.8 ilustra a estrutura de PID ajustável via controle fuzzy, enquanto que na Figura 3.9 é apresentado o esquema da base de regras utilizada para o ajuste dos ganhos do controlador PID.

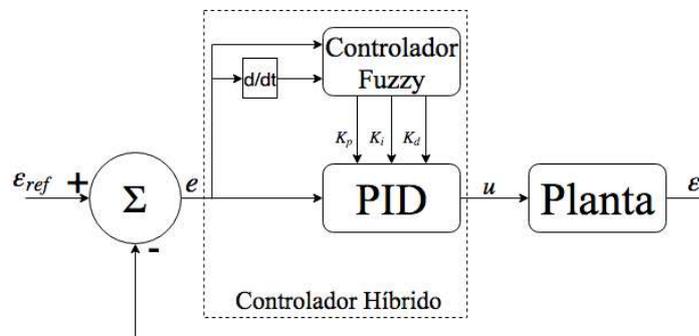


Figura 3.8: Estrutura de um controlador PID auto-sintonizado. Fonte: o próprio autor.

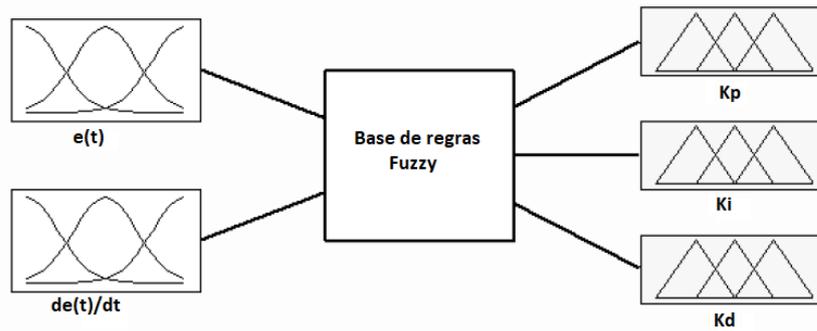


Figura 3.9: Estrutura do bloco de inferência fuzzy para a obtenção dos parâmetros do PID. Fonte: adaptado de [19].

### 3.3 Métricas de Desempenho

Em [6], os autores definem um *índice de desempenho*, no contexto dos sistemas de controle modernos, como uma medida quantitativa do desempenho de um sistema, sendo escolhido de maneira que seja dada ênfase às especificações mais importantes deste. Assim, os sistemas de controle devem ser desenvolvidos no intuito de minimizar tais índices, de modo a garantir um controle ótimo da planta.

A seguir são apresentados alguns parâmetros utilizados na avaliação de sistemas de controle em malha fechada.

#### 3.3.1 Índice IAE

O mais simples dos índices de desempenho, sendo este muito utilizado em simulações computacionais, consiste na integral do erro absoluto, IAE (*Integral of the Absolute magnitude of the Error*), que, como o próprio nome sugere, consiste na integração no tempo do erro de controle dada por:

$$\text{IAE} = \int_0^T |e(t)| dt \quad (3.16)$$

#### 3.3.2 Índice ITAE

Com o intuito de reduzir a contribuição de grandes erros iniciais no processo de integração, além de dar mais ênfase a erros que ocorrem mais a posteriori na resposta do sistema, como por exemplo no regime permanente, pode-se utilizar a integral do erro absoluto ponderado pelo tempo, ITAE (*Integral of Time multiplied by Absolute Error*), que é expressa da forma:

$$\text{ITAE} = \int_0^T t \cdot |e(t)| dt \quad (3.17)$$

### 3.3.3 Índice ISE

Um índice alternativo semelhante ao IAE é a integral do erro ao quadrado, ISE (*Integral of the Square of the Error*), expresso da seguinte forma:

$$\text{ISE} = \int_0^T e^2(t)dt \quad (3.18)$$

sendo, neste caso, o tempo  $T$  geralmente escolhido como sendo igual ao tempo de acomodação,  $t_s$ , de maneira que a integral se aproxime de um valor de regime permanente.

### 3.3.4 Tempo de Subida - $t_r$

O tempo de subida,  $t_r$ , determina a rapidez com que a planta responde a uma referência do tipo degrau. Para sistemas subamortecidos com sobressinal,  $t_r$  corresponde ao tempo em que a variável do processo aumenta de 0 a 100 % do valor de referência, enquanto que em sistemas superamortecidos esse tempo é tomado como sendo o intervalo no qual a variável do processo aumenta de 10 a 90 % da referência. Na Figura 3.10, os tempos de subida para sistemas subamortecidos e superamortecidos são representados por  $t_{r1}$  e por  $t_{r2}$ , respectivamente.

### 3.3.5 Tempo de Acomodação - $t_s$

O tempo de acomodação,  $t_s$ , é definido como o tempo necessário para que a variável do processo se estabeleça dentro de uma determinada faixa percentual,  $\delta$ , em torno do valor de referência. Geralmente, essa faixa é estabelecida como sendo  $\pm 2\%$  ou  $\pm 5\%$ . Na Figura 3.10,  $t_s$  corresponde ao instante a partir do qual  $y(t)$  permanece estritamente dentro da faixa determinada pelas retas  $y(t) = 1,0 + \delta$  e  $y(t) = 1,0 - \delta$ .

### 3.3.6 Sobressinal

O sobressinal da variável do processo para uma referência do tipo degrau unitário é dado pela expressão:

$$\text{O.S.} = \frac{M_{pt} - vf}{vf} \cdot 100\% \quad (3.19)$$

onde  $M_{pt}$  corresponde ao valor máximo da variável do processo durante o transitório de controle, e  $vf$  é o valor final da variável de processo durante o regime permanente, de modo que, em sistemas de malha fechada, espera-se que  $vf$  seja igual ao valor da referência.

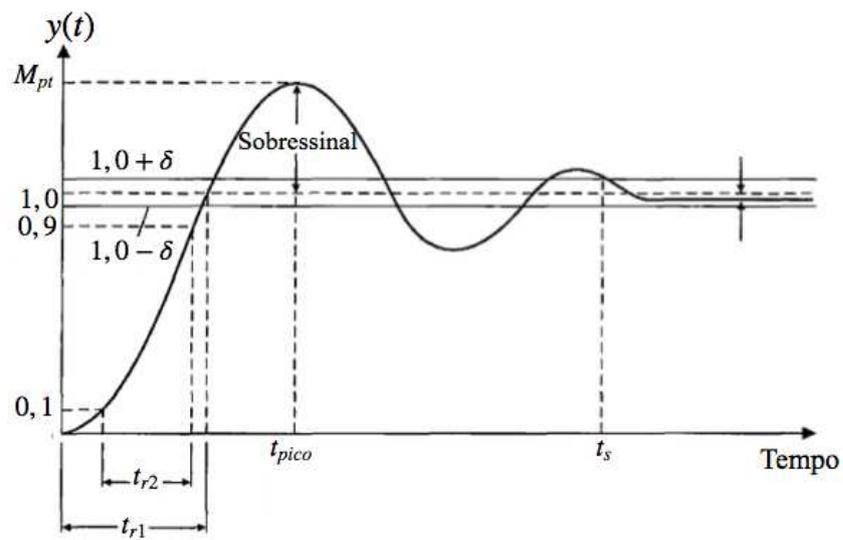


Figura 3.10: Resposta de um sistema de controle genérico a uma entrada do tipo degrau. Fonte: adaptado de [6].

Neste Capítulo foi apresentada uma breve revisão a cerca de algumas técnicas de controle a serem aplicadas no controle da planta em estudo. O Capítulo seguinte trata do aparato experimental a ser utilizado neste trabalho.

# Capítulo 4

## Plataforma Experimental

A plataforma experimental utilizada neste trabalho foi concebida por [21], e é ilustrada na Figura 4.1.

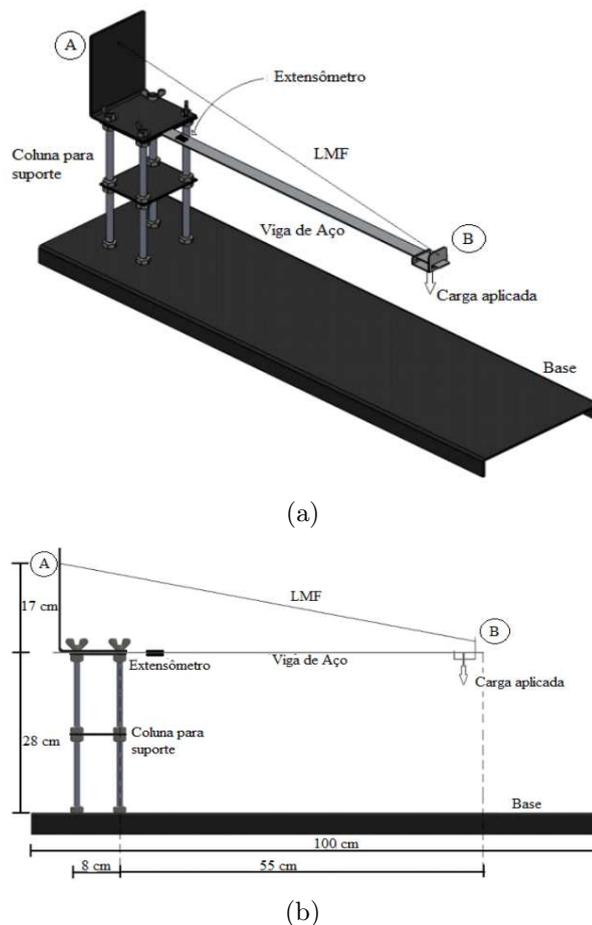


Figura 4.1: Ilustrações das vistas (a) isométrica e (b) lateral da plataforma experimental utilizada. Fonte: adaptado de [21].

A plataforma realizada por [21] possui as seguintes partes: uma *base* retangular de ferro com dimensões  $100\text{ cm} \times 25,7\text{ cm} \times 3,5\text{ cm}$ ; uma *coluna* erguida a partir da base,

formada por 4 parafusos de 28 cm de comprimento por 1 cm de diâmetro fixados em 4 pontos da base que determinam uma área retangular, além de duas placas de fixação transversais de forma retangular com dimensões 10 cm × 12 cm, sendo uma outra placa longitudinal de 22 cm de altura fixada na placa transversal mais elevada, afim de garantir a fixação da LMF; e uma *viga* de aço com dimensões 55 cm × 2,6 cm × 2 mm, apresentando uma extremidade presa entre duas camadas da placa de fixação superior, e outra livre, na qual é fixado o atuador de LMF e cargas são aplicadas.

Próximos à extremidade engastada da viga, são fixados dois extensômetros, um na parte superior e outro na parte inferior da mesma, afim de medir a deformação de flexão nesse ponto, conforme apresentado na Figura 4.2. É importante garantir que ambos os extensômetros estejam a igual distância do ponto de fixação da viga à coluna de suporte, bem como que também estejam alinhados segundo um mesmo eixo longitudinal. Os extensômetros são dispostos de forma que quando um deles é tensionado, o outro é comprimido na mesma proporção, sendo as variações nas resistências dos dois dispositivos,  $\Delta R$ , iguais em módulo, porém apresentado sinais diferentes.

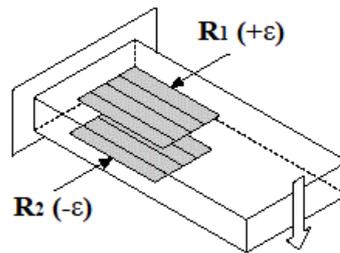


Figura 4.2: Esquema de deformação utilizado para medir a deformação na viga. Fonte: adaptado de [13].

O diagrama de blocos do sistema completo é apresentado na Figura 4.3, no qual é possível identificar as principais partes que compõem o sistema, que são: o subsistema de aquisição de dados, o qual é composto pelo extensômetro, pelo circuito de ponte de Wheatstone e pelo circuito de ganho; o subsistema de atuação, formado pelo driver de tensão e pelo fio de LMF; a placa de aquisição de dados, a qual destina-se a adquirir sinais e aplicar o sinal de atuação sobre o sistema; e uma Interface Humano Máquina (IHM), executada em um computador pessoal (PC), afim processar e apresentar os dados.

O sistema em estudo destina-se a controlar a deformação da viga, a qual é medida por meio dos dois extensômetros colados na extremidade fixa da mesma, por meio da atuação do fio de LMF. Um diagrama de controle semelhante ao apresentado na Figura 3.1 é apresentado na Figura 4.4, no qual é possível identificar os seguintes elementos de controle: o *signal de referência*, o qual corresponde à deformação desejada,  $\varepsilon^*$ ; o *signal realimentado*, que representa o sinal de deformação obtido por meio dos extensômetros,  $\varepsilon'$ ;

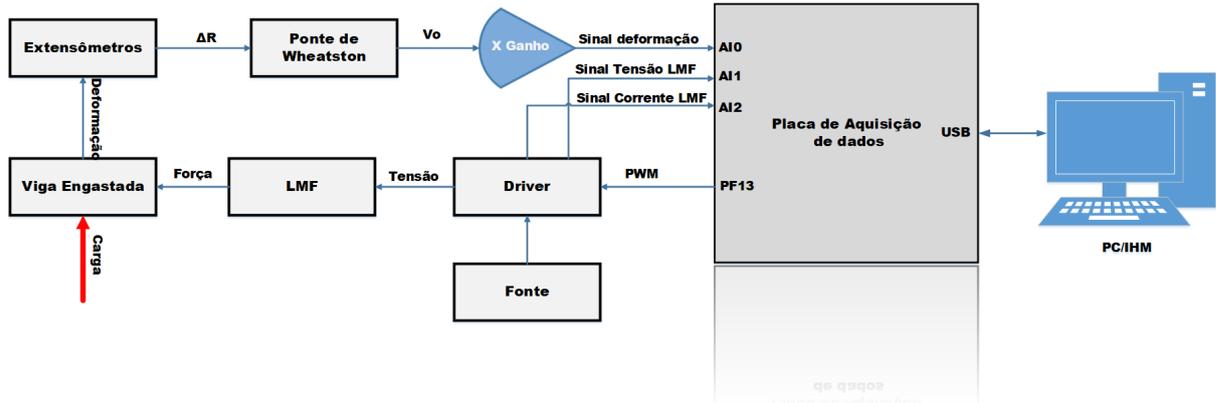


Figura 4.3: Representação em diagrama de blocos do sistema em estudo. Fonte: o próprio autor.

o *signal de erro*, que corresponde à diferença entre a deformação desejada e a deformação medida; o *signal de controle*, que neste caso consiste num sinal de PWM, o qual é aplicado ao conjunto *atuador* Driver/LMF; a *variável manipulada*, que consiste na força exercida pelo fio de LMF sobre *processo* representado pela viga, a qual também sofre influência da carga mecânica a ela aplicada; e, por fim, a *variável do processo*,  $\epsilon$ , que consiste na deformação resultante sofrida pela viga.

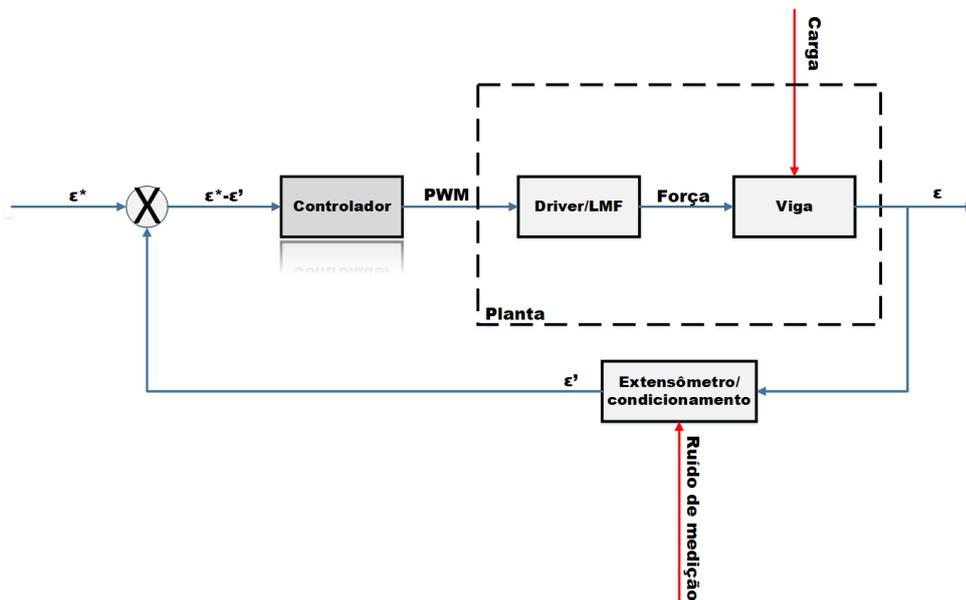


Figura 4.4: Representação em diagrama de blocos do problema de controle desenvolvido. Fonte: o próprio autor.

## 4.1 Extensômetros

O modelo dos extensômetros utilizados nesse trabalho para a medição da deformação da viga engastada é o PA-06-125-BA-350-LEN da Excel Sensores, sendo este um modelo

de extensômetro colável, de resistência unidirecional simples com forma tradicional e resistência nominal de  $350 \Omega$ , e cujo GF é de 2,1. Este tipo de sensor é recomendado para superfícies de aço [35].

Para realizar a transdução da deformação medida pelo sensor para uma tensão elétrica foi utilizado um esquema de meia ponte, conforme indicado pelo esquema da Figura 2.2, de forma que a tensão na saída da ponte é dada pela Equação 2.6. Assim, isolando-se a variação relativa da resistência do extensômetro,  $\frac{\Delta R}{R}$ , nas Equações 2.6 e 2.2, e igualando-se ambas as equações, obtém-se que a deformação sentida pelo sensor é obtida por meio da Equação

$$\varepsilon = \frac{2 \cdot V_o}{V_{EX} \cdot GF} \quad (4.1)$$

No entanto, como a variação de resistência dos extensômetros é muito pequena (inferior a 1% do seu valor nominal), a tensão de saída da ponte,  $V_o$ , também será ínfima, de modo que esta deve ser amplificada por um ganho razoavelmente alto antes de ser adquirida, de modo que  $V_{adquirida} = G \cdot V_o$ . Assim, reescrevendo-se a Expressão 4.1 em função da tensão adquirida e do ganho aplicado,  $G$ , obtém-se

$$\varepsilon = \frac{2 \cdot V_{adquirida}}{V_{EX} \cdot GF \cdot G} \quad (4.2)$$

Assim, escolhendo-se  $V_{EX} = 3,0 V$ , e  $G \approx 3360,77 V/V$ , tem-se que a deformação da viga pode ser obtida por meio da tensão adquirida por meio da Expressão:

$$\varepsilon \approx 9,4461 \cdot 10^{-5} \cdot V_{adquirida}(m/m) \quad (4.3)$$

de forma que para se obter a deformação em  $\mu m/m$ , é possível rearranjar a Equação da 4.3 da forma

$$\varepsilon \approx 94,461 \cdot V_{adquirida}(\mu m/m) \quad (4.4)$$

É importante salientar que a unidade utilizada para deformação é uma medida relativa, representando, pois, a variação de comprimento no ponto deformado para cada metro do corpo sendo deformado.

## 4.2 Circuitos de condicionamento e de acionamento

Para o acionamento do atuador de LMF utiliza-se um *driver* de tensão, o qual é acionado por meio de um sinal de PWM (*Pulse Width Modulation*) de  $5 kHz$  de nível alto de  $5 V$ . Assim, o acionamento do atuador de fio de LMF é ocasionado por efeito Joule ao aplicar-

se uma potência elétrica ao mesmo. O *driver* de tensão é alimentado por uma fonte de tensão de 15 V capaz de fornecer até 1 A, a qual tem-se mostrado suficiente para acionar a LMF. O diagrama do circuito do *driver* é apresentado na Figura 4.5.

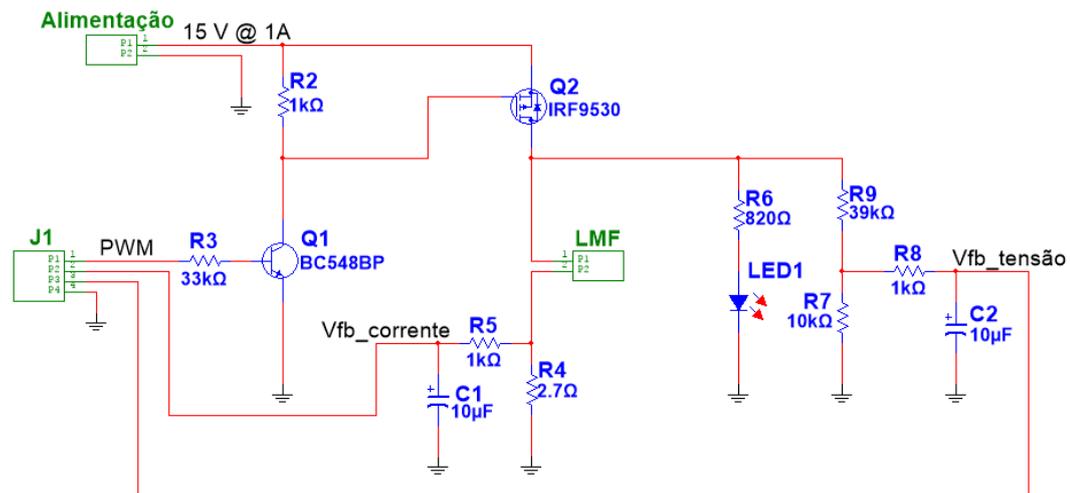


Figura 4.5: Esquema do circuito do *driver* para o acionamento da LMF. Fonte: o próprio autor.

Nesse diagrama, é possível observar que o sinal de PWM advindo da placa de aquisição de dados é aplicado ao transistor Q1 por meio do resistor R3, sendo o sinal invertido obtido no coletor de Q1 transmitido à porta de Q2, o qual permite a passagem de corrente através da LMF quando a tensão no coletor de Q1 é aproximadamente zero ( $V_{GS} \approx -15 V$ ), e cessa a passagem de corrente quando a tensão no coletor de Q1 é de 15 V ( $V_{GS} = 0 V$ ).

O *driver* permite ainda a realimentação dos sinais de  $Vfb_{corrente}$  e  $Vfb_{tensao}$ , os quais são proporcionais, respectivamente, à corrente média,  $I_{LMF}$ , e à tensão média,  $V_{LMF}$ , sobre a LMF, de modo que estas podem ser calculadas por meio das Equações:

$$I_{LMF} = \frac{Vfb_{corrente}}{R_4} = \frac{Vfb_{corrente}}{2,7} \quad (4.5)$$

$$V_{LMF} = \frac{R_7 + R_9}{R_7} Vfb_{tensao} - Vfb_{corrente} = 4,9 \cdot Vfb_{tensao} - Vfb_{corrente} \quad (4.6)$$

Conforme mencionado na seção 4.1, o sinal de saída advindo da ponte de Wheatstone, ocasionado pela deformação dos extensômetros, é muito pequeno para ser alimentado diretamente à um conversor analógico-digital. Desse modo, faz-se necessário aplicar um ganho razoavelmente alto a este sinal antes de adquiri-lo.

Existem muitas formas de se aplicar ganhos elevados a sinais de baixa frequência. No entanto, um problema fundamental de ganhos altos ( $> 100 V/V$ ), é a amplificação do ruído inerente ao processo de medição.

Assim, para amenizar o problema da amplificação do ruído, bem como do surgimento de *offsets* elevados, utiliza-se o amplificador de instrumentação, o qual é capaz de aplicar ganhos bastante elevados em esquemas de amplificação diferencial, com alta rejeição de modo comum e *offset* ajustável.

O circuito de condicionamento utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 4.6, o qual tem por finalidade aplicar o ganho necessária para adquirir o sinal de deformação dos extensômetros de maneira adequada. Neste circuito, foram utilizados dois estágios de amplificação, afim de se reduzir problemas de *offset*, cada qual composto por um amplificador de instrumentação de referência INA101HP, cujo ganho é ajustado por apenas um resistor,  $R_G$ , e é dado pela expressão:

$$G = 1 + \frac{40000}{R_G} \quad (4.7)$$

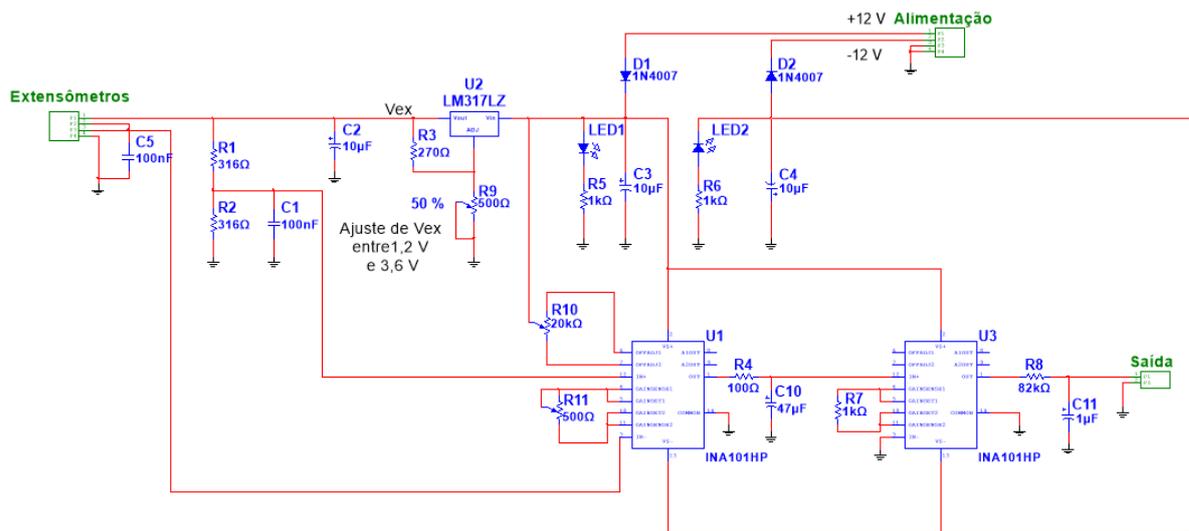


Figura 4.6: Esquema do circuito de condicionamento do sinal de saída da ponte de Wheatstone. Fonte: o próprio autor.

O INA101HP é capaz de aplicar uma ganho máximo de  $1000 V/V$  a um sinal.

O primeiro estágio é formado pelo amplificador U1, e possui um ganho ajustável por meio do trimpot R11, o qual foi ajustado de forma a resultar num ganho de  $81,97 V/V$ , de acordo com a Equação 4.7 ( $R_G = 494 \Omega$ ). É no primeiro estágio de amplificação que ocorre o ajuste de offset por meio do trimpot R10. O segundo estágio consiste no amplificador U2, cujo ganho foi fixado por meio do resistor R7 de  $1 k\Omega$  em  $41 V/V$ . Assim, o ganho resultante foi obtido como sendo aproximadamente  $3360,77 V/V$ .

A tensão de alimentação da ponte,  $V_{EX}$ , também é passível de ajuste por meio do trimpot R5, o qual ajusta a tensão de saída de um regulador de tensão ajustável de referência LM317 entre  $1,2 V$  e  $3,5 V$ .

### 4.3 Placa de aquisição de dados

A placa de aquisição de dados utilizada neste trabalho é a USB-6212 da *National Instruments*, mostrada na Figura 4.7.



Figura 4.7: Fotografia da placa de aquisição de dados USB-6212 na National Instruments. Fonte: [14].

O USB-6212 é uma placa multifuncional voltado para aquisição de dados, fornecendo entradas analógicas, entradas digitais saídas digitais e dois contadores de 32 bits. Além do mais, o dispositivo fornece um amplificador integrado, projetado para proporcionar rápida estabilização em altas taxa de varredura. Outro fator importante é a tecnologia *Signal Streaming*, que possibilita uma transferência de dados bidirecional de alta velocidade de modo similar ao DMA, porém pela porta USB. Esta placa é bastante aplicada em projetos de teste e controle, além de ser utilizada em aplicações envolvendo ensino e pesquisa [14].

A USB-6212 é um módulo leve e portátil, com alimentação pela própria USB. A sua configuração é feita pelo driver NI-DAQmx fornecido pela própria fabricante, de modo que a mesma possui uma integração total com o ambiente LabVIEW , o que simplifica em muito o processo de aquisição de dados e medição.

O fabricante fornece as seguintes especificações para a placa:

- E/S multifuncionais;

- até 32 E/S digitais;
- 2 saídas analógicas de  $250\text{ kS/s}$ ;
- 16 entradas analógicas de 16 bits com  $250\text{ kS/s}$ ;
- configuração das entradas analógicas para medições em relação à terra (até 16 canais), ou diferenciais (até 8 canais);
- faixa de tensão de entrada ajustável de forma independente via software para cada canal analógico, sendo possível escolher-se entre as faixas:  $\pm 0,2\text{ V}$ ,  $\pm 1\text{ V}$ ,  $\pm 5\text{ V}$ ,  $\pm 10\text{ V}$ .

## 4.4 Ambiente gráfico LabVIEW

O LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) consiste em um ambiente de programação gráfica da National Instruments bastante difundido em laboratórios de pesquisa, instituições de ensino e na indústria. Seu pacote de software é poderoso e versátil no que se refere à implementação de sistemas de medição e automação. A linguagem de programação utilizada pelo LabVIEW é denominada *linguagem G*, sendo implementada por meio de diagrama de blocos, e traduzida em linguagem de máquina. O LabVIEW oferece mais flexibilidade do que os instrumentos laboratoriais convencionais por ser inteiramente baseado em software, de modo que os instrumentos virtuais criados neste ambiente são customizáveis e permitem ao programador visualizar e modificar sinais de controle de forma mais eficiente. Desse modo, devido à sua linguagem gráfica bastante intuitiva, o LabVIEW também é bastante utilizado em sistemas medições automatizadas e controle de processos [16].

O programas criados em LabVIEW são chamados de *Virtual Instruments* (VIs), por assemelharem-se tanto em funcionalidade quanto em interface à instrumentos laboratoriais reais, como osciloscópios e fontes. Uma VI é composta por 3 partes principais: o painel frontal; o diagrama de blocos e o painel de ícones.

O *painel frontal* é a IHM da VI que irá interagir diretamente com o usuário, simulando o painel de um instrumento convencional. É no painel frontal que o usuário irá: realizar o controle de dispositivos de hardware; analisar os dados adquiridos; e mostrar os resultados.

No painel frontal é possível incluir objetos de controle (entradas do usuário), como botões, chaves e potenciômetros, que fornecem informações ao diagrama de blocos da VI, além de objetos indicadores, como displays, gráficos e medidores, que mostram os dados adquiridos ou gerados pelo diagrama de blocos. Na Figura 4.8 apresenta-se o painel frontal de uma VI.

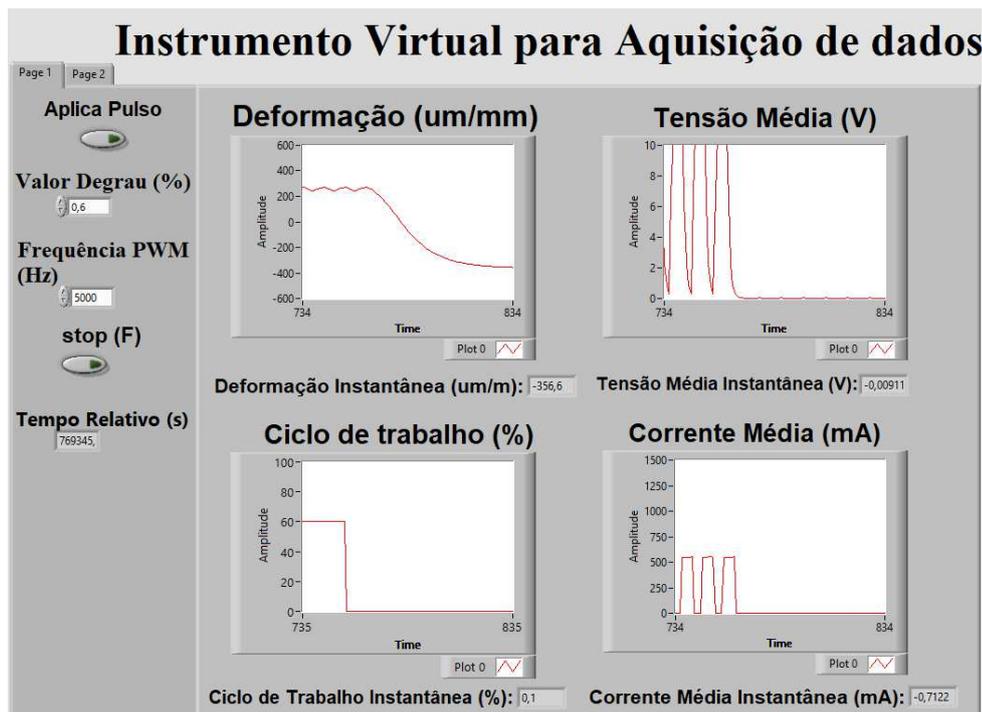


Figura 4.8: Ilustração do painel frontal da VI implementada em LabVIEW para o controle de deformação. Fonte: o próprio autor.

O *diagrama de blocos* corresponde à programação gráfica por trás do painel frontal, de modo que os controles e indicadores presentes neste aparecem como terminais no diagrama de blocos. O diagrama de blocos é composto basicamente por: funções preestabelecidas; constantes; estruturas de controle de execução de programa; além de outras VIs de nível mais baixo. O fluxo de dados entre os objetos no diagrama de blocos é representado por meio de fios que conectam um objeto a outro ou outros. Na Figura 4.9 apresenta-se um diagrama de blocos de uma VI.

Por fim, *painel de ícones* é uma ferramenta que permite modificar a representação gráfica de VI, com seus terminais de entradas de saídas, de forma que a mesma possa ser utilizada como uma subVI dentro de uma outra VI.

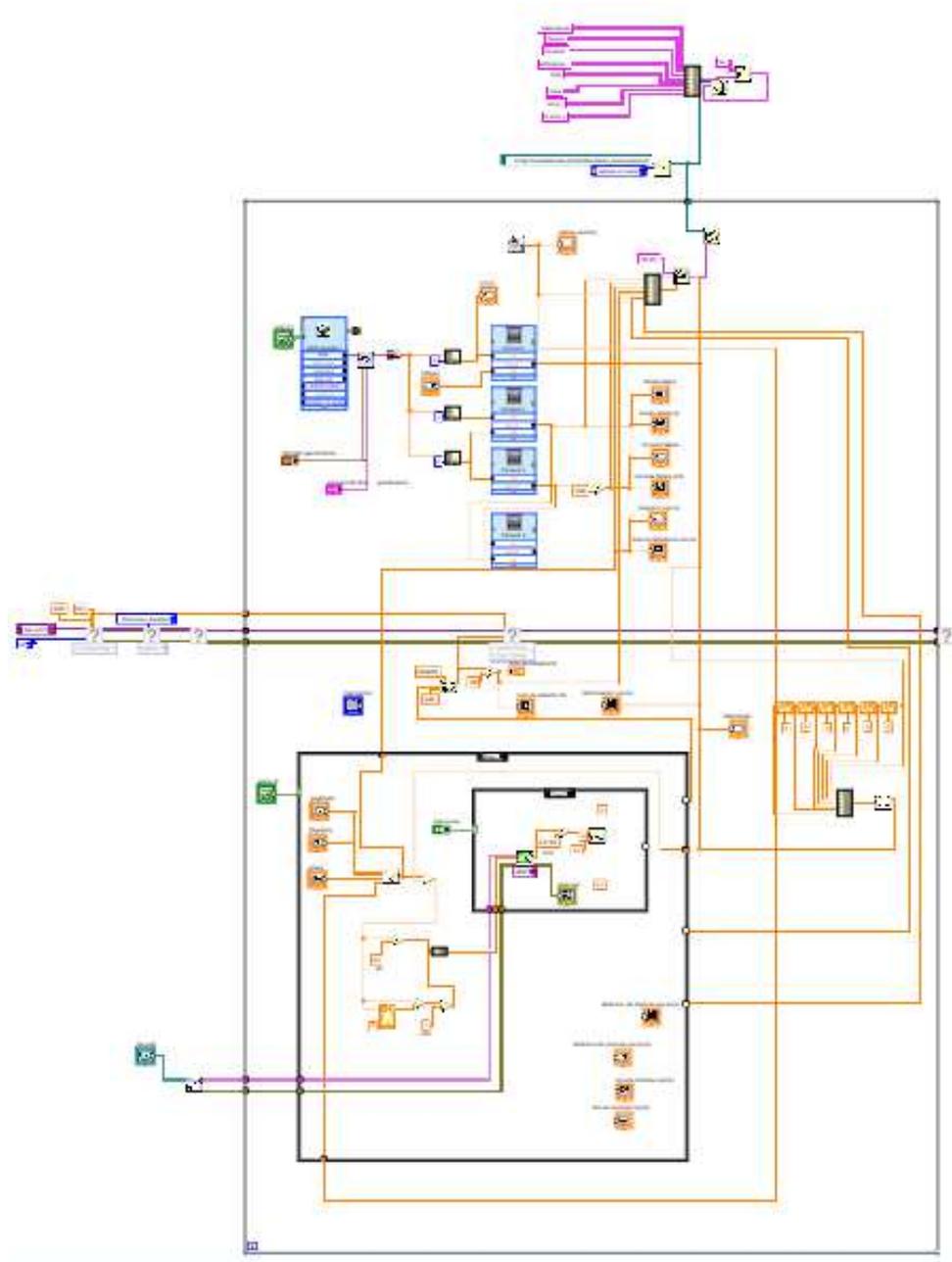


Figura 4.9: Ilustração do diagrama de blocos da VI implementada em LabVIEW para o controle de deformação.

# Capítulo 5

## Modelagem e Identificação

Basicamente, um modelo deve ser construído a partir de dados observados. Modelos gráficos são construídos de um conjunto de medições. Por outro lado, modelos matemáticos podem ser desenvolvidos tomando-se dois caminhos (ou uma combinação de ambos). O primeiro procedimento consiste em analisar partes menores do sistema, as quais apresentam seus comportamento e propriedades bem fundamentados em leis naturais, enquanto que o segundo procedimento, assim como no caso do método gráfico, consiste tão somente na experimentação [22]. Assim, ao primeiro procedimento dá-se o nome de modelagem matemática, e requer um conhecimento mais aprofundado das subpartes de um sistema, enquanto que o segundo procedimento é conhecido como identificação de sistemas, o qual baseia-se no conhecimento do sistema via experimentação.

À seguir serão apresentados dois esforços no intuito de se obter um modelo para a planta em estudo: um focado na modelagem matemática da planta, visando a obter-se um modelo baseado nas leis que regem os seus subsistemas; e o outro pautado na identificação, analisando-se a resposta da planta a estímulos controlados aplicados à sua entrada.

### 5.1 Modelagem

Conforme apresentado na Seção 2.3 e ilustrado pela Figura 2.16, o modelo de um atuador baseado em fio de LMF pode ser subdividido em três submodelos: um modelo térmico; um modelo de mudança de fase; e um modelo mecânico.

Observando-se a Figura 2.16, quando uma corrente elétrica passa através do fio de LMF, este se aquece por efeito Joule, fazendo com que sua temperatura,  $T$ , varie. Esta variação de temperatura faz com que o material passe por uma mudança de fase, a qual é representada quantitativamente por sua fração martensítica  $\xi$ , a qual pode assumir valores de 100% (totalmente martensita) a 0 % (totalmente austenita). Por fim, a fração

martensítica determina a deformação do atuador, resultando na aplicação uma força à carga mecânica alvo.

A seguir, serão explorados cada um destes submodelos, juntamente com o modelo de deformação da viga engastada em função da força resultante aplicada à sua extremidade livre.

### 5.1.1 Modelo Térmico

O modelo térmico do fio de LMF é descrito em [25], [41] e [1], como uma equação diferencial de primeira ordem dada por:

$$m \cdot c_p \cdot \frac{dT}{dt} = P - h \cdot A_s (T - T_{amb}) \quad (5.1)$$

na qual:  $m$  corresponde à massa do fio;  $c_p$  é o calor específico;  $P$  é a potência elétrica entregue ao fio;  $h$  é o coeficiente de convecção;  $A$  é a área superficial do fio;  $T_{amb}$  é a temperatura ambiente; e  $T$  é a temperatura do fio. Observa-se que a constante de tempo térmica do fio é dada por:

$$\tau_{term} = \frac{m \cdot c_p}{h \cdot A} \quad (5.2)$$

Além do mais, como o acionamento do fio foi realizado por meio de uma fonte de tensão, a potência elétrica aplicada ao mesmo é dada por:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (5.3)$$

A amostra de fio utilizada apresenta um diâmetro de  $0,2\text{ mm}$  e uma resistência por metro de  $32\ \Omega/m$ . Utilizando-se dos dados de um fio com estas mesmas especificações apresentado em [34], foram obtidos, a partir de uma folha de dados do fornecedor do material, os parâmetros térmicos apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do modelo térmico do atuador.

| Parâmetro Térmico | Valor   |
|-------------------|---|
| $A$               | $4,9574 \cdot 10^{-4} m^2$                          |
| $m$               | $1,5780 \cdot 10^{-4} Kg$                           |
| $c_p$             | $837 \frac{J}{Kg \cdot K}$                          |
| $h$               | $118,35 \cdot 10^{-4} \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$ |

### 5.1.2 Modelo de Mudança de Fase

Para modelar o comportamento histerético entre a fração martensítica e a temperatura do atuador de LMF, utilizou-se o modelo apresentado por [1], o qual descreve o com-

portamento histerético das LMFs como sendo devido a uma dissipação e assimilação do calor latente devido à transformação de fase. Tal modelo foi escolhido em um primeiro momento por depender exclusivamente das temperaturas de transição  $M_s$ ,  $M_f$ ,  $A_s$  e  $A_f$ , as quais correspondem, respectivamente, às temperaturas: de início de martensita; de fim de martensita; de início de austenita; e de fim de austenita.

O modelo de mudança de fase é descrito matematicamente pelos conjuntos de Equações 5.4 e 5.5, as quais representam a evolução da fração martensítica do fio durante o aquecimento,  $\xi_a$ , e o resfriamento,  $\xi_r$ , respectivamente, sendo o comportamento histerético por estes determinados apresentado na Figura 5.1.

$$\xi_a(T) = \begin{cases} 0, & T > A_f \\ 0,5 \left[ \cos \left( \pi \frac{T-A_s}{A_f-A_s} \right) + 1 \right], & A_s < T < A_f \\ 1, & T < A_s \end{cases} \quad (5.4)$$

$$\xi_r(T) = \begin{cases} 0, & T > M_s \\ 0,5 \left[ \cos \left( \pi \frac{T-M_f}{M_s-M_f} \right) + 1 \right], & M_s > T > M_f \\ 1, & T < M_f \end{cases} \quad (5.5)$$

As temperaturas de transição foram obtidas do trabalho de [34], e são apresentadas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Temperaturas de transição utilizadas no modelo de transição de fase do fio de LMF.

| Temperaturas de Transição | Valor ( $^{\circ}C$ ) |
|---------------------------|-----------------------|
| $M_s$                     | 66                    |
| $M_f$                     | 34                    |
| $A_s$                     | 53                    |
| $A_f$                     | 93                    |

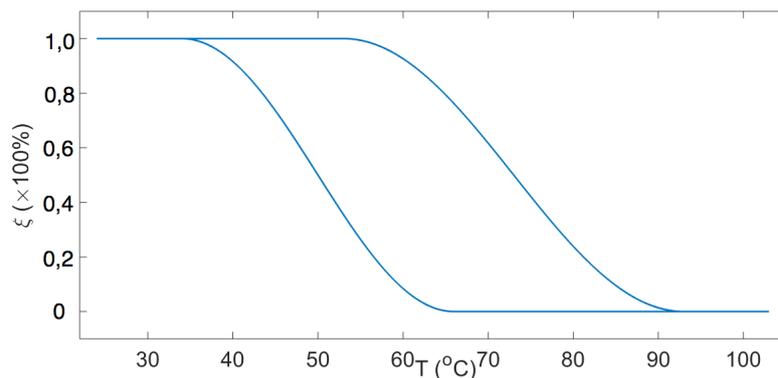


Figura 5.1: Curva de histerese determinada pelo modelo de mudança de fase do atuador de LMF. Fonte: o próprio autor.

### 5.1.3 Modelo Mecânico

O modelo mecânico do atuador de LMF relaciona a deformação sofrida pelo fio,  $\varepsilon$ , com a fração de martensita do material,  $\xi$ , o que resulta na realização de um trabalho mecânico pelo fio, associado a uma tensão mecânica  $\sigma$ . A deformação do fio pode ser representada por meio de uma equação diferencial de primeira ordem conforme em [1], dada por:

$$\tau_{mec} \cdot \frac{d\varepsilon}{dt} = -\varepsilon - \varepsilon_m \cdot [1 - \xi(T)] \quad (5.6)$$

onde:  $\tau_{mec}$  corresponde à constante de tempo mecânica do sistema;  $\varepsilon_m$  é a máxima deformação passível de ser sofrida pelo fio; e  $\varepsilon$  é a deformação do fio em porcentagem do seu comprimento.

A força produzida pelo fio na fase de austenita em função da deformação ocasionada pelo seu aquecimento, é descrita pela Equação 5.7, e depende apenas do seu módulo de elasticidade de Young na fase de austenita,  $E_a$ , e da sua área transversa,  $A_t$ .

$$F_{fio} = E_a \cdot \varepsilon \cdot A_t \quad (5.7)$$

Os parâmetros do modelo mecânico do fio foram utilizados como fatores de ajuste da resposta do modelo, visto que não foi possível obtê-los experimentalmente. Além do mais, tais parâmetros variam bastante na literatura. Os parâmetros utilizados na implementação do modelo analítico são apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros do modelo mecânico do atuador.

| Parâmetros do Modelo Mecânico | Valor                      |
|-------------------------------|----------------------------|
| $\tau_{mec}$                  | 1,5 s                      |
| $\varepsilon_m$               | 5 %                        |
| $E_a$                         | 13,5 GPa                   |
| $A_t$                         | $3,1416 \cdot 10^{-8} m^2$ |

### 5.1.4 Modelo da Viga Engastada

O modelo da viga engastada relaciona a força resultante na extremidade livre da mesma à deformação sofrida pela extremidade fixa. Para uma viga com comprimento  $L$ , largura  $a$ , espessura  $b$ , e módulo de elasticidade de Young  $E_{viga}$  tem-se que a deformação  $\varepsilon_{viga}$  é dada pela Equação 5.8, conforme demonstrado por [32].

$$\varepsilon_{viga} = \frac{6 \cdot F \cdot L}{a \cdot b^2 \cdot E_{viga}} \quad (5.8)$$

O diagrama de corpo livre da extremidade fixa da viga é apresentado na Figura 5.2

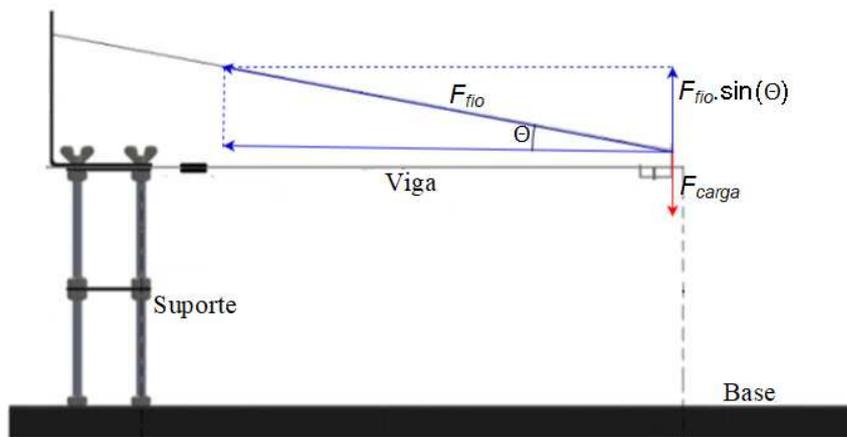


Figura 5.2: Diagrama de corpo livre que representa a viga atuada pelo fio de LMF. Fonte: adaptado de [21].

no qual, fica evidente que a deformação na extremidade fixa da viga pode ser reescrita em função das forças que agem sobre ela da seguinte forma:

$$\varepsilon_{viga} = \frac{6 \cdot L}{a \cdot b^2 \cdot E_{viga}} \cdot [F_{fio} \cdot \sin(\theta) - F_{carga}] \quad (5.9)$$

### 5.1.5 Simulação do modelo

O modelo da planta foi simulado no *Matlab/Simulink*, de modo que cada submodelo foi implementado separadamente, conforme apresentado na Figura 5.3.

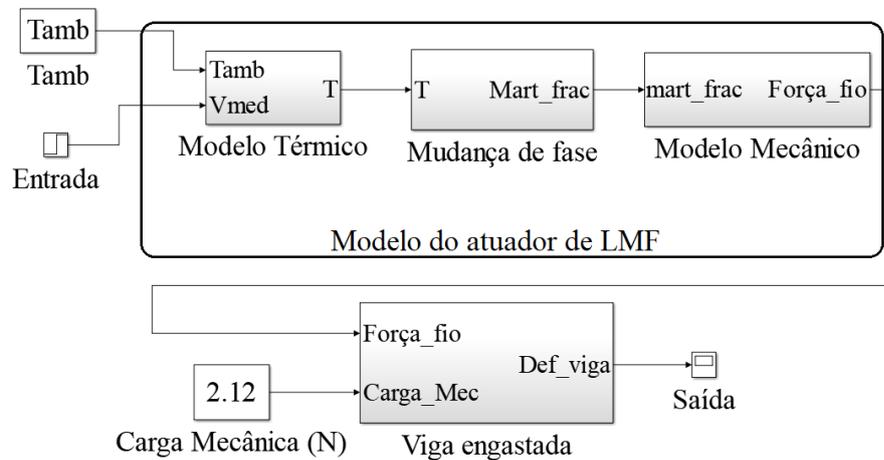
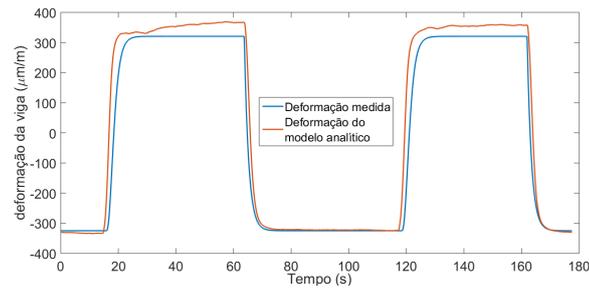


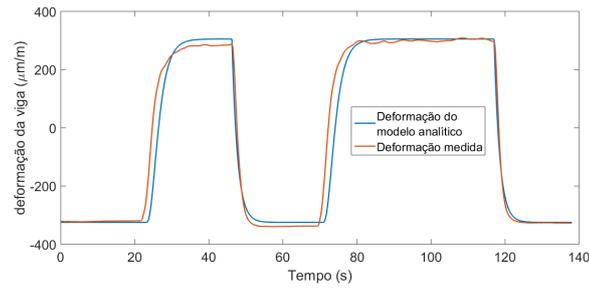
Figura 5.3: Modelo da planta implementado no *Simulink*. Fonte: o próprio autor.

A planta apresenta três entradas, sendo duas delas do modelo do atuador de LMF, e a outra do modelo da viga engastada. As entradas do modelo do atuador são a temperatura ambiente,  $T_{amb}$ , e a tensão média aplicada sobre o fio,  $V_{med}$ , enquanto que a entrada do modelo da viga engastada corresponde ao carregamento mecânico aplicado a sua extremidade livre,  $c_m$ .

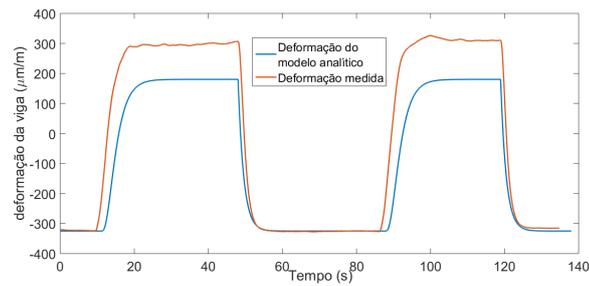
Afim de se testar o modelo analítico, foram aplicados um conjunto de sinais do tipo degrau com valores de ciclo de trabalho de: 75, 70, 65, e 55 %, de modo a verificar o funcionamento do modelo em diferentes pontos de operação. Na Figura 5.4 são representadas as respostas do modelo em contraste com a resposta da planta para os diferentes pontos de operação citados.



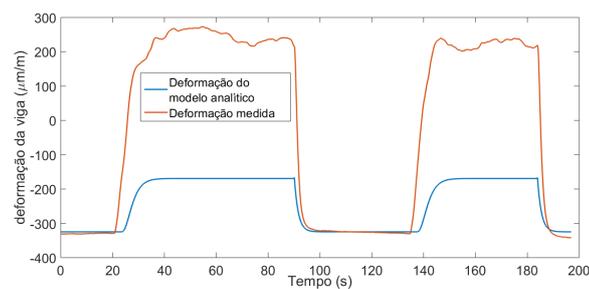
(a) degrau de ciclo de trabalho com valor 75 %.



(b) degrau de ciclo de trabalho com valor 70 %.



(c) degrau de ciclo de trabalho com valor 65 %.



(d) degrau de ciclo de trabalho com valor 55 %.

Figura 5.4: Resposta do modelo identificado para diferentes pontos de operação da planta. Fonte: o próprio autor.

## 5.2 Identificação

Em [3], o autor considera um modelo em tempo contínuo dado pela expressão

$$\frac{dy^n}{dt^n} + a_1 \cdot \frac{dy^{n-1}}{dt^{n-1}} + \dots + a_n \cdot y = b_1 \cdot \frac{du^{m-1}}{dt^{m-1}} + b_m \cdot u \quad (5.10)$$

a qual pode ser reescrita na forma

$$A(p)y(t) = B(p)u(t) \quad (5.11)$$

com  $A(p)$  e  $B(p)$  sendo polinômios no operador diferencial  $p = d/dt$ . Na maioria dos casos, não é possível computar  $p^n y(t)$  de forma conveniente, visto que tal operação envolveria calcular  $n$  derivadas de um sinal. Assim, para amenizar o problema, o autor propõe filtrar o modelo da Equação 5.11 de modo a se obter

$$A(p)y_f = B(p)u_f \quad (5.12)$$

onde

$$y_f(t) = H_f(p)y(t)$$

$$u_f(t) = H_f(p)u(t)$$

e  $H_f(p)$  é uma função de transferência estável com um número de polos igual ou maior a  $n$ . Introduzindo

$$\begin{aligned} \theta &= [a_1 \ \cdots \ a_n \ b_1 \ \cdots \ b_m]^T \\ \varphi^T(t) &= [-p^{n-1}y_f \ \cdots \ -y_f \ p^{m-1}u_f \ \cdots \ u_f] \\ &= [-p^{n-1}H_f(p)y \ \cdots \ -H_f(p)y \ p^{m-1}H_f(p)u \ \cdots \ H_f(p)u] \end{aligned}$$

é possível expressar a Equação 5.12 da forma

$$p^n y_f(t) = p^n H_f(p)y(t) = \varphi^T(t)\theta \quad (5.13)$$

Aplicando-se esses artifícios, torna-se possível aplicar o método dos Mínimos Quadrados convencional, visto que o modelo original foi transformado em um modelo de regressão.

Em [15], são demonstrados algoritmos de estimação paramétrica em tempo contínuo baseados no gradiente de modelos lineares, de modo a eliminar o inconveniente de se ter que converter modelos de tempo discreto, identificados com o método dos mínimos quadrados tradicional, para funções de transferência contínuas, o que às vezes pode resultar em erros.

Nesse contexto, apresenta-se o algoritmo dos mínimos quadrados de tempo contínuo, o qual é desenvolvido no intuito de se minimizar uma função de custo  $J(\theta)$  dada por:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^t |z(\tau) - \theta(t)\varphi(\tau)|^2 d\tau \quad (5.14)$$

sendo  $z$  dado por

$$z = \theta^{*T} \varphi \quad (5.15)$$

onde

$$z = \frac{s^n}{\Lambda(s)} y \quad (5.16)$$

$$\theta^* = \left[ b_m \quad \cdots \quad b_0 \quad a_{n-1} \quad a_0 \right]^T \quad (5.17)$$

$$\varphi = \left[ \frac{s^m}{\Lambda(s)} u \quad \cdots \quad \frac{1}{\Lambda(s)} u \quad -\frac{s^{n-1}}{\Lambda(s)} y \quad \cdots \quad -\frac{1}{\Lambda(s)} y \right]^T \quad (5.18)$$

$$\Lambda(s) = s^n + \lambda_{n-1} s^{n-1} + \cdots + \lambda_1 s + \lambda_0 \quad (5.19)$$

sendo que a minimização dessa função de custo resulta na seguinte expressão:

$$\theta(t) = \left( \int_0^t \varphi(\tau) \varphi^T(\tau) d\tau \right)^{-1} \int_0^t z(\tau) \varphi(\tau) d\tau \quad (5.20)$$

Neste trabalho foram identificadas funções de transferência de primeira e segunda ordem para planta em estudo.

### 5.2.1 Identificação de Funções de Transferência

Considere-se que se deseja identificar uma função de transferência de ordem 2 da forma:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0}{s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (5.21)$$

cuja expressão equivalente no domínio de tempo é dada por:

$$\ddot{y} + a_1 \cdot \dot{y} + a_0 = b_0 \cdot u \quad (5.22)$$

ou, escrevendo-se em função de  $\dot{y}$ :

$$\dot{y} = b_0 \cdot u - a_1 \cdot s - a_0 \quad (5.23)$$

Ao aplicar-se o filtro dado por:

$$\frac{1}{\Lambda(s)} = \frac{1}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0} \quad (5.24)$$

verifica-se que a Equação 5.23 passa a ser da seguinte forma:

$$\underbrace{\frac{z}{s^2}}_{\frac{z}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0}} y = \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 & a_1 & a_0 \end{bmatrix}}_{\theta^{*T}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0} u \\ \frac{-s}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0} y \\ \frac{-1}{s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0} y \end{bmatrix}}_{\varphi} \quad (5.25)$$

Uma vez de posse do sinal  $z$  e do vetor de sinais  $\varphi$ , pode-se aplicar a Equação 5.20 afim de se obter o vetor de parâmetros  $\theta$ .

### Função de Transferência de Segunda Ordem

Para identificar o modelo de função de transferência, foi avaliada a resposta da planta em malha aberto quando aplicado um trem de pulsos à sua entrada. Um dos cenários de testes utilizados é apresentado na Figura 5.5.

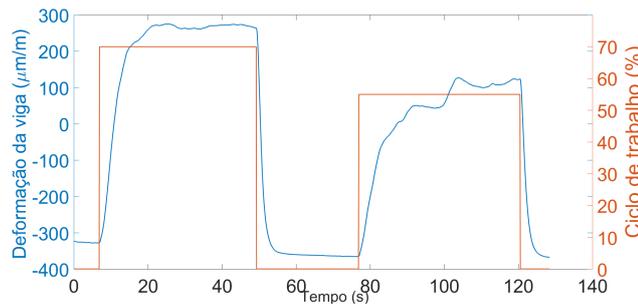


Figura 5.5: Resposta da planta em malha aberta.

O modelo de função de transferência identificado pelo método dos mínimos quadrados de tempo contínuo é apresentado na Expressão 5.26, o qual apresenta polos reais e negativos em  $s_1 = -2,9049$  e  $s_2 = -0,5561$ .

$$H(s) = \frac{14,69}{s^2 + 3,461 \cdot s + 1,615} \quad (5.26)$$

De modo semelhante ao modelo analítico, a resposta do modelo identificado foi testada para diferentes pontos de operação, conforme apresentado na Figura 5.6.

### Função de Transferência de Segunda Ordem

Afim de implementar os controladores pelo método da curva de reação, foi identificado um modelo de primeira ordem com atraso da forma apresentada pela Equação 3.9, de modo que a função de transferência obtida foi:

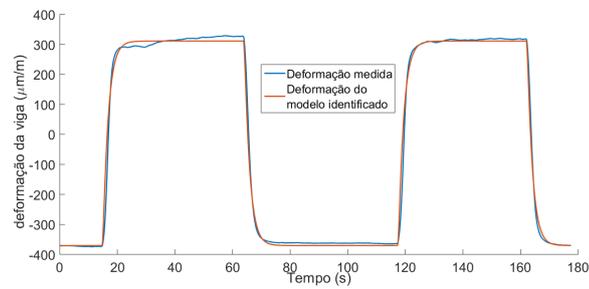
$$H(s) = \frac{868,24}{4,78 \cdot s + 1} \cdot e^{-0,3 \cdot s} \quad (5.27)$$

As médias dos erros quadrados (MSE) para os quatro cenários apresentados nas Figuras 5.4 e 5.6 foram avaliadas tanto para o modelo analítico quanto para o modelo identificado, sendo apresentadas na Tabela 5.4.

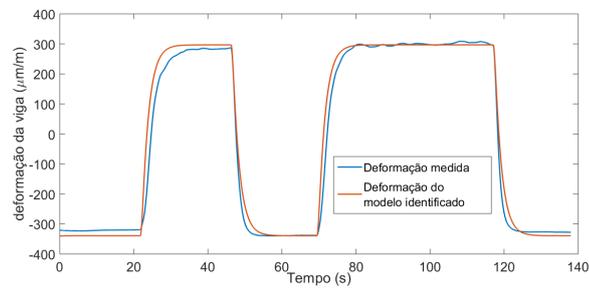
Tabela 5.4: MSE de ambos os modelos para os diferentes cenários verificados.

| Ciclo de Trabalho | Modelo Analítico    | Modelo Identificado |
|-------------------|---------------------|---------------------|
| 75 %              | $4,6297 \cdot 10^3$ | 452,5843            |
| 70 %              | $2,7026 \cdot 10^3$ | $1,4505 \cdot 10^3$ |
| 65 %              | $1,8249 \cdot 10^4$ | $1,9264 \cdot 10^3$ |
| 55 %              | $9,2317 \cdot 10^4$ | $6,8679 \cdot 10^3$ |

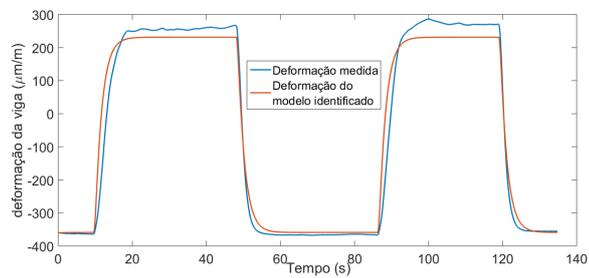
Dessa forma, foi comprovado que o modelo identificado aproxima melhor o comportamento real da planta do que o modelo analítico obtido via modelagem, visto que aquele foi capaz de fornecer erros quadráticos menores do que este.



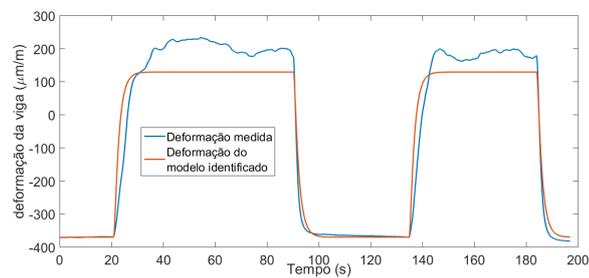
(a) degrau de ciclo de trabalho com valor 75 %.



(b) degrau de ciclo de trabalho com valor 70 %.



(c) degrau de ciclo de trabalho com valor 65 %.



(d) degrau de ciclo de trabalho com valor 55 %.

Figura 5.6: Resposta do modelo identificado para diferentes pontos de operação da planta.  
Fonte: o próprio autor.

## Capítulo 6

# Projeto dos Controladores e Resultados Experimentais

Uma vez consolidadas as etapas de estruturação e de modelagem da planta, foram aplicadas estratégias de controle afim de se obter o controle em malha fechada da deformação da extremidade engastada da viga. Todos os controladores aqui mencionados foram implementados em LabVIEW, e simulados no Simulink. Vale ressaltar que foram projetados apenas controladores PI e PID, visto que os controladores P ocasionaram erros de controle muito altos, conforme apresentado na Figura 6.1. Além do mais, em virtude do fato do controlador híbrido Fuzzy-PID ser implementado de forma paralela, todos os controladores projetados nesse trabalho foram especificados em função dos seus ganhos  $k_p$ ,  $k_i$  e  $k_d$ .

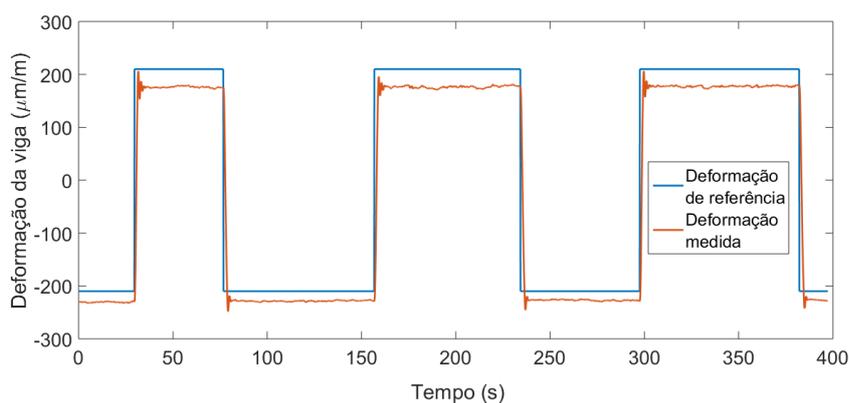


Figura 6.1: Resposta do sistema com um controlador tipo P. Fonte: o próprio autor.

## 6.1 Sintonia dos Controladores

Inicialmente, buscaram-se sintonizar os ganhos dos controladores pelos dois métodos de Ziegler-Nichols, de modo a obterem-se controladores com diferentes dinâmicas, conforme apresentado pelas Tabelas 3.1 a 3.6. Para o método da curva de reação, obtiveram-se os parâmetros:  $K = 868,24$ ;  $\tau = 4,78 s$ ; e  $L = 0,3 s$ , conforme apresentado pela Equação 5.27, enquanto que para o método do ponto crítico foram encontrados:  $K_{cr} = 0,025$  e  $P_{cr} = 2,33 s$ .

Assim, os ganhos calculados para cada um dos conjuntos de controladores são apresentados nas Tabelas 6.1 a 6.4.

Tabela 6.1: Controladores PI sintonizados pelo método da curva de reação.

| Controladores \ Ganhos | $k_p$   | $k_i$   |
|------------------------|---------|---------|
| PI lento               | 0,0044  | 0,00275 |
| PI moderado            | 0,00733 | 0,00456 |
| PI rápido              | 0,0165  | 0,0165  |

Tabela 6.2: Controladores PID sintonizados pelo método da curva de reação.

| Controladores \ Ganhos | $k_p$   | $k_i$   | $k_d$   |
|------------------------|---------|---------|---------|
| PID lento              | 0,0058  | 0,00489 | 0,00141 |
| PID moderado           | 0,00972 | 0,0081  | 0,00234 |
| PID rápido             | 0,022   | 0,0366  | 0,0033  |

Tabela 6.3: Controladores PI sintonizados pelo método do ponto crítico.

| Controladores \ Ganhos | $k_p$  | $k_i$  |
|------------------------|--------|--------|
| PI lento               | 0,0033 | 0,0017 |
| PI moderado            | 0,0045 | 0,0024 |
| PI rápido              | 0,01   | 0,0054 |

Tabela 6.4: Controladores PID sintonizados pelo método do ponto crítico.

| Controladores \ Ganhos | $k_p$   | $k_i$   | $k_d$   |
|------------------------|---------|---------|---------|
| PID lento              | 0,00375 | 0,00322 | 0,00105 |
| PID moderado           | 0,00625 | 0,00536 | 0,00175 |
| PI rápido              | 0,015   | 0,0128  | 0,0042  |

Num primeiro momento, buscou-se definir as faixas de operação da planta, isto é, dentro de quais condições seria estabelecido o controle de deformação. Essas condições foram traduzidas em especificações dentro das quais os controladores aqui projetados foram avaliados.

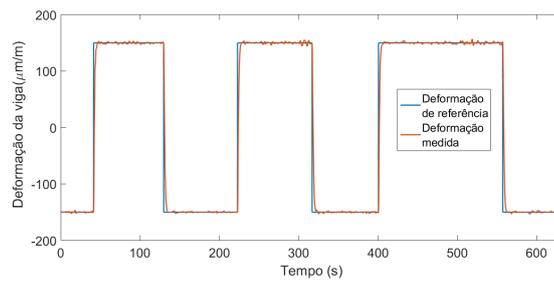
Dentre essas especificações destacam-se: a temperatura ambiente em que os testes foram executados; os limites de deformação alcançados pela viga para as diferentes situações de carregamento, as quais eram implementadas com a aplicação de pesos de referência disponíveis no laboratório; e a frequência máxima de operação à qual a planta poderia ser submetida.

A temperatura ambiente sempre foi verificada antes da aplicações de quaisquer testes, sendo verificado que esta sempre esteve dentro da faixa de  $19$  a  $23^{\circ}C$ . Com relação aos limites de deformação alcançados pela planta, verificou-se que em situações sem carregamento foram alcançadas deformações máximas de  $\pm 250 \mu m/m$ , conforme apresentado na Figura 6.2, onde três condições de referência de deformação distintas foram avaliadas:  $\pm 150$ ;  $\pm 210$ ; e  $\pm 250 \mu m/m$ . Também buscou-se avaliar o funcionamento continuado das estratégias de controle para tempos relativamente altos, de até  $10 \text{ min}$ , afim de garantir que a dinâmica da planta permanece praticamente inalterada com aplicações do controle.

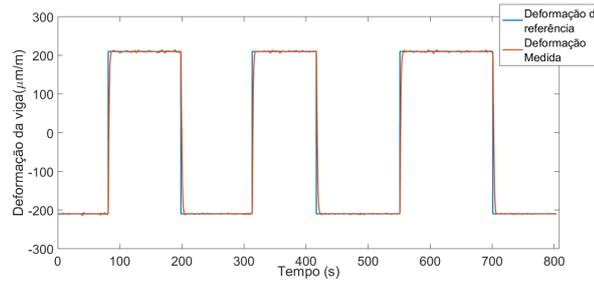
Após a realização de testes com cargas variadas, notou-se que, quanto maiores as cargas aplicadas, menores as faixas dentro das quais os controladores eram capazes de rastrear o sinal de referência de forma apropriada, uma vez que a força do fio tornava-se insuficiente para superar o carregamento mecânico aplicado. Assim, notando-se que para um carregamento de  $1 N$  conseguia-se rastrear de forma apropriada referências de  $\pm 150 \mu m/m$ , essas foram tomadas como padrão para o teste dos demais tipos de controladores, detalhados a seguir.

A capacidade de regulação dos controladores também foi levada em consideração com a aplicação repentina de cargas à extremidade livre da viga. Na Figura 6.3 apresenta-se a resposta do controlador PID com dinâmica rápida, projetado pelo método do ponto crítico, dada uma referência constante de  $100 \mu m/m$ , com a aplicação repentina de uma carga de  $0,5 N$  em  $6,7 s$ , e outra carga de mesmo valor em  $22 s$

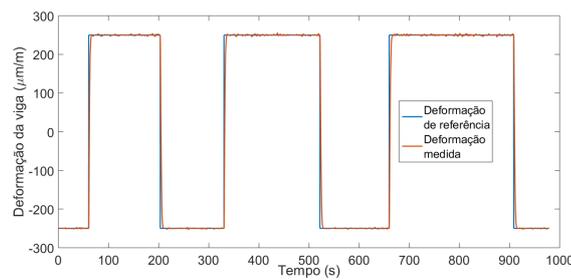
A frequência de operação do sistema foi avaliada aplicando-se sinais de referencia do tipo senoidal. Sabendo-se que os atuadores de LMF apresentam uma dinâmica lenta, foi estabelecida como uma frequência máxima a frequência de  $100 \text{ mHz}$ , uma vez que foi observado que, para frequência superiores a esta ocorria uma defasagem e uma atenuação consideráveis do sinal medido em relação ao sinal de referência. Na Figura 6.4 são apresentados os comportamentos da planta dada a aplicação de sinais de referência senoidais com frequências de:  $10$ ;  $50$ ; e  $100 \text{ mHz}$ . Percebeu-se que, para frequências próximas a  $100 \text{ mHz}$  houve o aparecimento de uma defasagem juntamente com uma atenuação da



(a) Referência de  $\pm 150 \mu\text{m}/\text{m}$ .



(b) Referência de  $\pm 210 \mu\text{m}/\text{m}$ .



(c) Referência de  $\pm 250 \mu\text{m}/\text{m}$ .

Figura 6.2: Resposta da plana para um cenário sem carregamento mecânico com a utilização de um controlador PID. Fonte: o próprio autor.

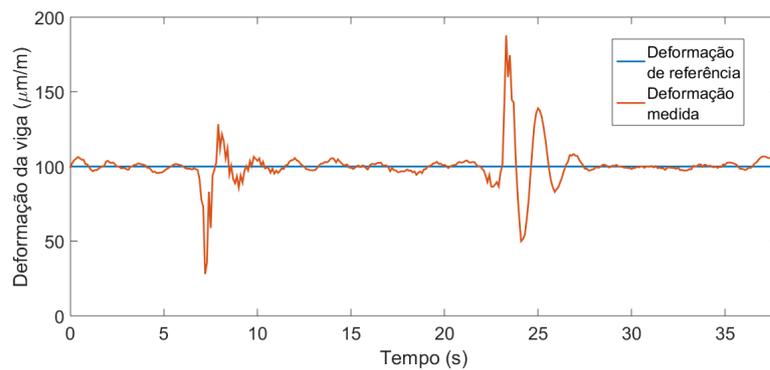


Figura 6.3: Ação regulatória do controlador dada a aplicações de duas perturbações na forma de carregamentos adicionais.

deformação medida em relação à deformação de referência. Dessa forma, afim de padronizar os diferentes cenários de teste, foi escolhida a frequência de  $50 \text{ mHz}$ , uma vez que estes efeitos não se apresentaram tão evidentes.

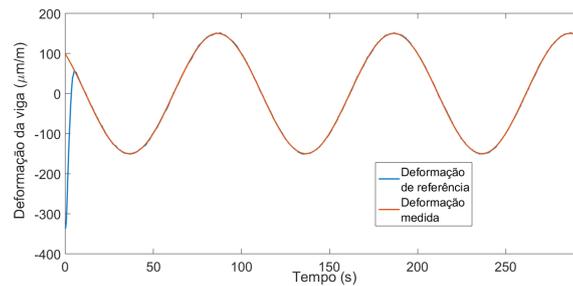
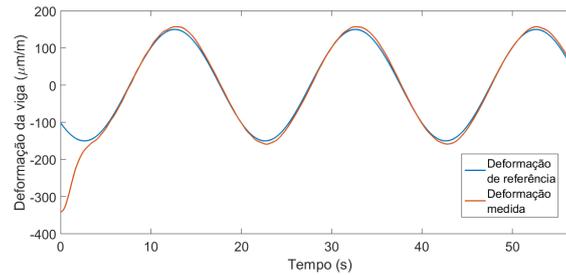
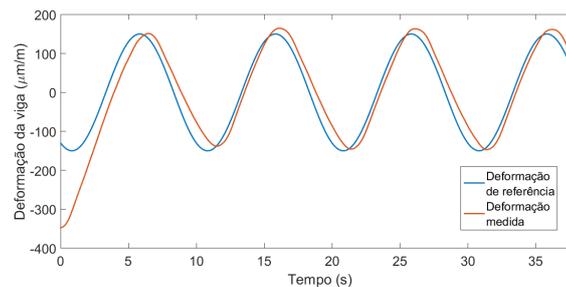
(a) 10 *mHz*.(b) 50 *mHz*.(c) 100 *mHz*.

Figura 6.4: Resposta do sistema para um cenário sem carregamento mecânico, e com referências senoidais de diferentes frequências. Fonte: o próprio autor.

## 6.2 Projeto do Controlador Híbrido Fuzzy-PID

O projeto do controlador híbrido foi implementado de acordo com o diagrama da Figura 3.8. A ideia por trás do controlador fuzzy aqui implementado é fazer com que os ganhos de um controlador PID variem em torno dos valores de ganhos de um dos controladores projetados via Ziegler-Nichols. Assim, foi escolhido o controlador PID com dinâmica rápida implementando via método do ponto crítico de modo a ter seus ganhos ajustados de acordo com a resposta da planta.

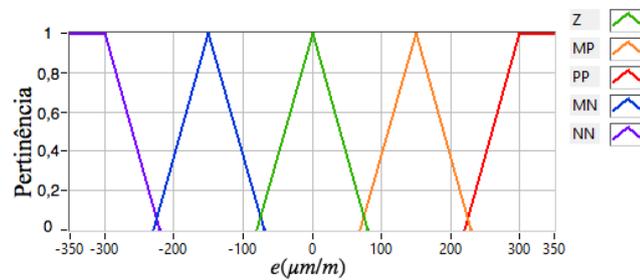
A seguir serão explicitados os três estágios do controlador Fuzzy desenvolvido.

### 6.2.1 Fuzzyficação

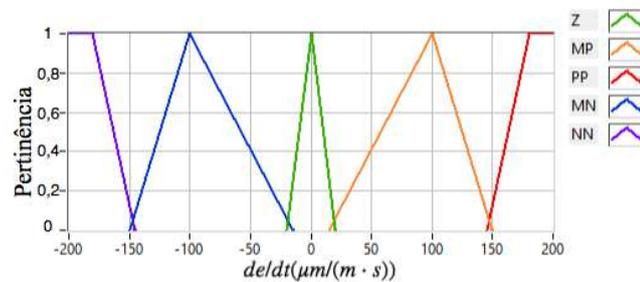
As duas entradas do controlador fuzzy são o erro de controle  $e$ , e sua variação temporal,  $\frac{de}{dt}$ . Inicialmente foram definidas as faixas dentro das quais as entradas poderiam variar.

Para  $e$ , essa faixa foi escolhida como sendo de  $-350$  a  $350 \mu\text{m}/\text{m}$ , enquanto que o sinal  $\frac{de}{dt}$  foi escolhido na faixa de  $-200$  a  $200 \mu\text{m}/(\text{m} \cdot \text{s})$ . A escolha destas faixas foi feita levando-se em consideração: os limites de deformação máximo e mínimo obtidos com a viga para o erro de deformação; e a variação máximo do erro de deformação para as diversas estratégias de controle utilizadas.

Foram definidas cinco funções de pertinência para cada entrada do controlador fuzzy. Estas foram escolhidas como sendo triangulares na região central das faixas de ambas as entradas, e trapezoidais nas bordas positiva e negativa. As funções de pertinência desenvolvidas são apresentadas na Figura 6.5, as quais foram nomeadas da seguinte forma: Grande Negativo ( $NN$ ); Médio Negativo ( $MN$ ); Zero ( $Z$ ); Médio Positivo ( $MP$ ); e Grande Positivo ( $PP$ ).



(a)



(b)

Figura 6.5: Funções de pertinência dos sinais de (a) erro  $e$ , e (b) e de variação do erro  $\frac{de}{dt}$ .

### 6.2.2 Estratégia de Controle Linguística

Como foram definidas 5 funções de pertinência para cada uma das 2 entradas do controlador fuzzy, de acordo com Equação 3.11, foram empregadas 25 regras diferentes para cada uma das 3 saídas do controlador. Semelhantemente às entradas, foram especificadas 5 funções de pertinência para cada uma das saídas, a saber: Pequeno ( $SS$ ); Pequeno Médio ( $MS$ ); Médio ( $M$ ); Médio Grande ( $MB$ ); e Grande ( $GG$ ). As 25 regras foram

implementadas da mesma maneira para cada uma das 3 saídas e são apresentadas na Tabela 6.5.

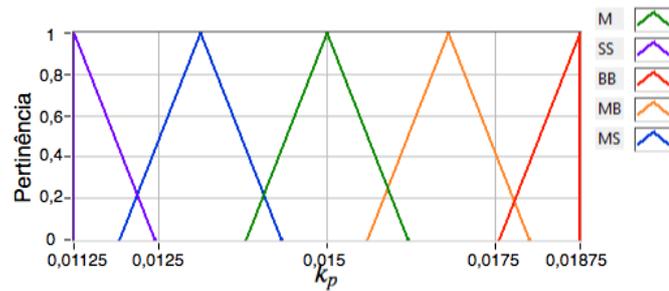
Tabela 6.5: Regras implementadas no controle linguístico do controlador fuzzy.

| $\frac{de}{dt} \setminus e$ | NN | MN | Z  | MP | PP |
|-----------------------------|----|----|----|----|----|
| NN                          | SS | SS | MS | MS | M  |
| MN                          | SS | MS | MS | M  | MB |
| Z                           | MS | MS | M  | MB | MB |
| MP                          | MS | M  | MB | MB | BB |
| PP                          | M  | MB | MB | BB | BB |

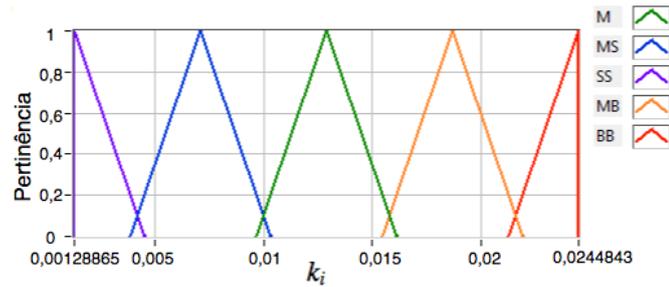
Essas regras foram determinadas experimentalmente considerando a resposta do sistema de malha fechada para controladores com diferentes níveis de agressividade projetados. A lógica utilizada para implementar a base de regras do controlador fuzzy foi baseada na seguinte metodologia:

- para um erro positivo (referência maior que o sinal medido) necessita-se aplicar uma ação de controle mais agressiva (ganhos maiores) caso a variação do erro seja pequena ou nula, sendo a agressividade do controlador tão maior quanto maior for o erro e quanto mais rápido este estiver aumentando;
- caso o erro seja positivo, porém esteja diminuindo, a agressividade da ação de controle será diminuída;
- para um erro negativo (referência menor do que o sinal medido) é preciso diminuir a agressividade da ação de controle (ganhos menores), sendo a agressividade tão menor quanto menor for o erro e quanto mais rápido este estiver diminuindo;
- caso o erro seja negativo, no entanto esteja aumentando, a agressividade da ação de controle será intensificada;
- para um erro pequeno e estável, a agressividade da ação de controle permanece em um nível intermediário.

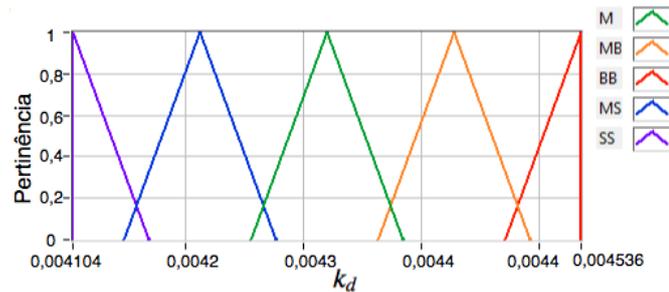
As funções de pertinência empregadas para cada ganho PID são apresentadas na Figura 6.6, sendo estas escolhidas como sendo do tipo triangular. Conforme mencionado anteriormente, escolheu-se o controlador PID com dinâmica rápida obtido pelo método do ponto crítico como ponto de partida para a variação dos ganhos do controlador híbrido, de modo que as faixas de variação dos ganhos foram escolhidas como sendo:  $k_p \in [0, 01125; 0, 01875]$ ;  $k_i \in [0, 00128865; 0, 0244843]$ ; and  $k_d \in [0, 004104; 0, 004536]$ . Estes limites foram determinados baseando-se no trabalho de [19], onde no qual os autores propõem variações de 25, 90, e 5 % em torno dos ganhos  $k_p$ ,  $k_i$ , e  $k_d$ , respectivamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.6: Funções de pertinência dos ganhos (a)  $k_p$ , (b)  $k_i$ , e  $k_d$ . Fonte: o próprio autor.

Como o controlador fuzzy tem duas entradas, é possível determinar uma superfície de controle para cada uma das três saídas. Na Figura 6.7 é apresentada apenas a superfície referente ao ganho P do controlador híbrido por motivos de simplicidade, visto que as três superfícies são semelhantes. É possível observar que a superfície de controle apresenta vários patamares, sendo essa característica devida ao fato da sobreposição das funções de pertinência das variáveis de entrada ser pequena. Essa abordagem foi empregada de forma intencional de modo a garantir que as superfícies de controle não fossem suaves, evitando assim mudanças contínuas dos ganhos do controlador PID as quais poderiam ocasionar variações indesejadas dos sinais de controle.

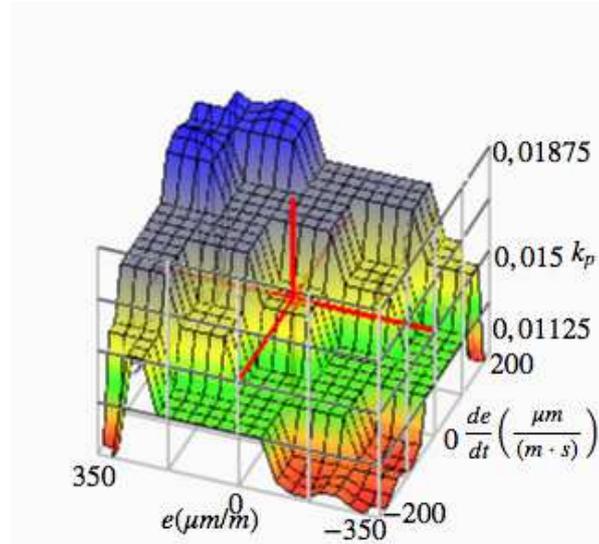


Figura 6.7: Superfície de controle determinada pela base de regras associada ao ganho  $k_p$ . Fonte: o próprio autor.

### 6.2.3 Defuzzyficação

Por fim, mas não menos importante, o método de defuzzyficação escolhido foi o método do centro de área, o qual determina o cálculo das variáveis de saída do controlador fuzzy por meio da Expressão 3.13. Devido às pequenas áreas de sobreposição das funções de pertinência associadas às variáveis de entrada do controlador fuzzy, o método do centro de área produziu praticamente os mesmos resultados do método do centro de máximo.

## 6.3 Resultados Experimentais

A seguir serão apresentados alguns resultados experimentais obtidos com os controladores projetados. Para não estender muito o texto, são mostrados apenas alguns dos vários resultados de testes realizados ao longo deste trabalho.

Inicialmente, nas Figuras 6.8 a 6.11, são apresentados os resultados dos controladores PI e PID mais agressivos para quatro cenários distintos: referência quadrada com e sem carga; e referência senoidal com e sem carga. Os controladores PID claramente apresentam uma melhor resposta nos quatro cenários observados.

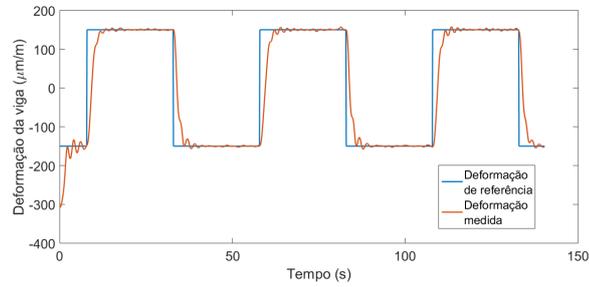
Com relação aos demais controladores, foi observado que os controladores PI e PID com agressividade normal apresentaram uma resposta razoável para situações sem carregamento, enquanto que para situações onde se tinha a aplicação de carga mecânica, os controladores PI obtidos via ponto crítico não apresentaram uma robustez muito boa com relação à regulação da deformação da viga, sendo facilmente susceptíveis a desvios ocasionados por distúrbios, conforma apresentado na Figura 6.12.

Já para os controladores menos agressivos, os quatro controladores PID apresentaram respostas satisfatórias no que se refere ao rastreo do sinal de referência. No entanto, os controladores PI não foram capazes de rastrear o sinal de referência para situação de carregamento. Na Figura 6.13 são apresentadas respostas dos quatro controladores PID para cenários com carregamento.

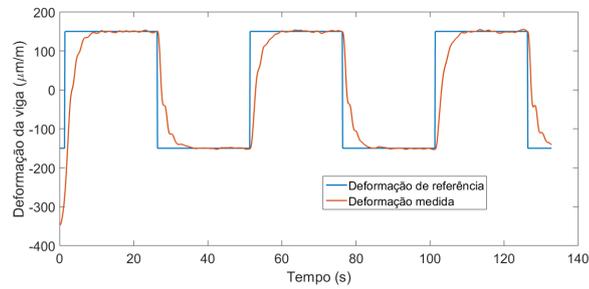
O controlador híbrido, por sua vez, mostrou-se mais robusto para situações com carregamento, havendo apenas algum sobressinal para situações de carga. As respostas do controlador híbrido para os cenários com: referência quadrada sem carregamento; e referência senoidal com e sem carregamento são apresentados na Figura 6.14. Na Figura 6.15 é possível verificar as respostas do controlador para dois cenários de carga distintos:  $0,4 N$  e  $0,7 N$ , de modo que em ambos foi verificada a robustez para situações com diferentes níveis de carga mecânica.

Da análise quantitativa destes controladores foram levantados os índices de desempenho apresentados na Seção 3.3, os quais são destacados nas Tabelas 6.7 a 6.9. Analisando-se os índices, verificou-se que, para um cenário sem carregamento mecânico, dentre os controladores PI, o controlador mais agressivo projetado pela curva de reação apresentou melhores índices de erro, bem como um melhor compromisso entre os tempos de subida e de estabelecimento, resultando, no entanto, em um sobressinal considerável, bem maiores do que os sobressinais obtidos para os controladores obtidos via ponto crítico. Observando-se os mesmos controladores em um cenário com carregamento mecânico, entretanto, o controlador menos agressivo projetado pela curva de reação, apresentou um resultado comparável ao controlador mais agressivo obtido pelo mesmo método.

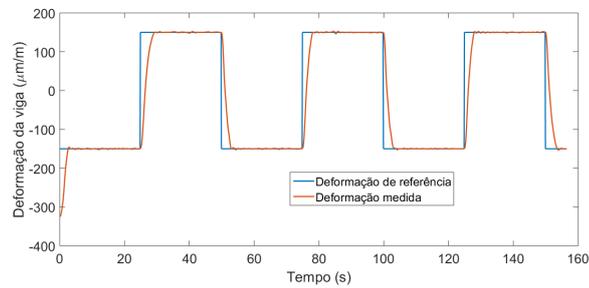
Fazendo a mesma análise para os controladores PID, observou-se que, para uma situação sem carregamento mecânico o controlador mais agressivo projetado pelo método da curva de reação apresentou disparado os melhores índices de desempenho. No entanto, para o cenário em que se tinha a aplicação de carga na extremidade livre da viga, notou-se que este mesmo controlador teve uma mudança drástica nos seus indicadores, apresentando um tempo de subida muito elevado. Nesse contexto, os controladores projetados via curva de reação e o controlador híbrido, resultaram num melhor compromisso entre índices de desempenho e a adição de carregamento mecânico.



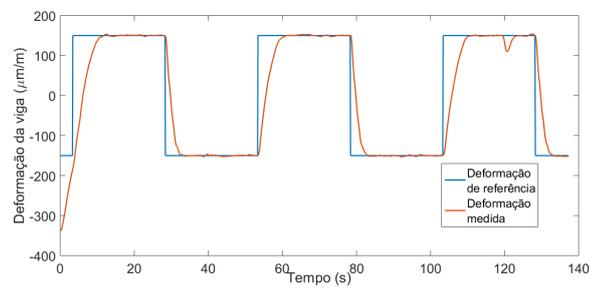
(a) PI-curva de reação.



(b) PI-ponto crítico.

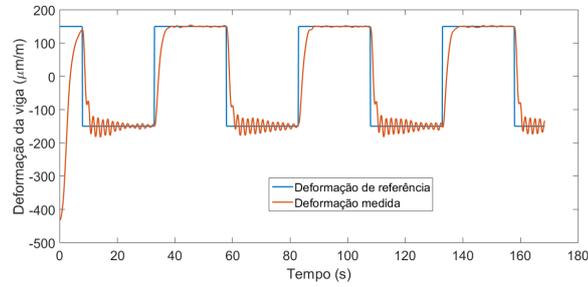


(c) PID-curva de reação.

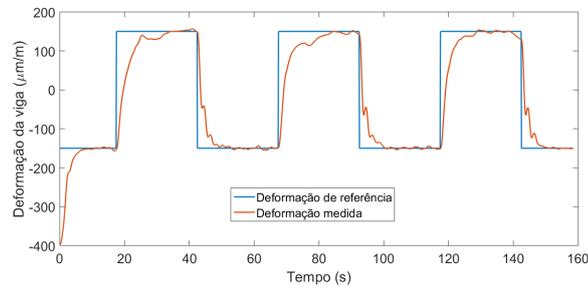


(d) PID-ponto crítico.

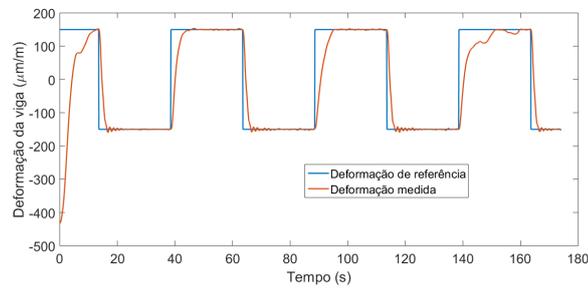
Figura 6.8: Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo degrau, em um cenário sem carregamento. Fonte: o próprio autor.



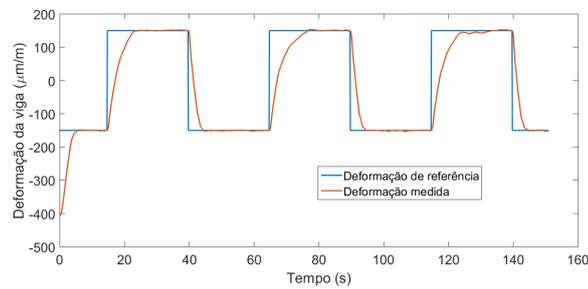
(a) PI-curva de reação.



(b) PI-ponto crítico.

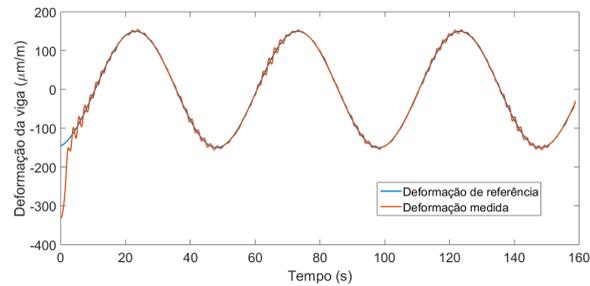


(c) PID-curva de reação.

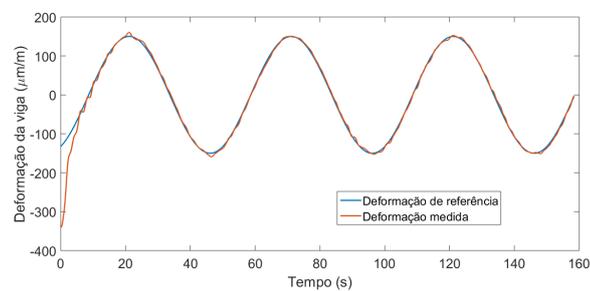


(d) PID-ponto crítico.

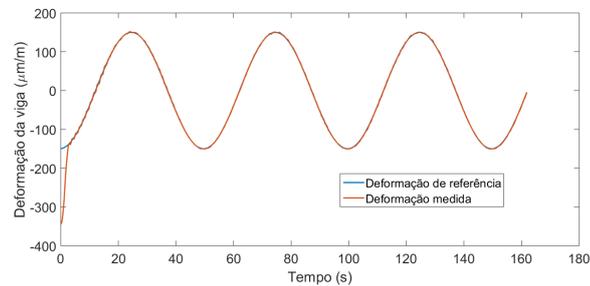
Figura 6.9: Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo degrau, em um cenário com carregamento. Fonte: o próprio autor.



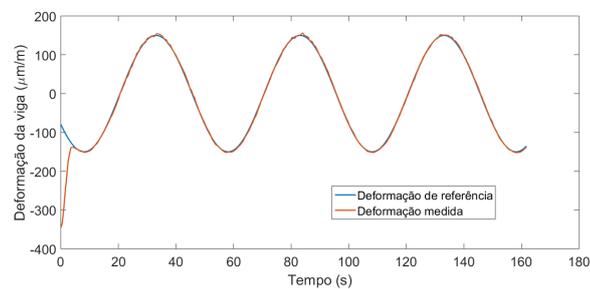
(a) PI-curva de reação.



(b) PI-ponto crítico.

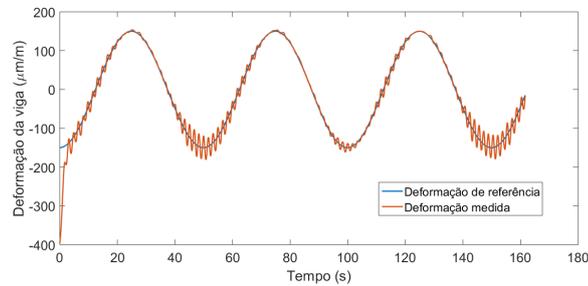


(c) PID-curva de reação.

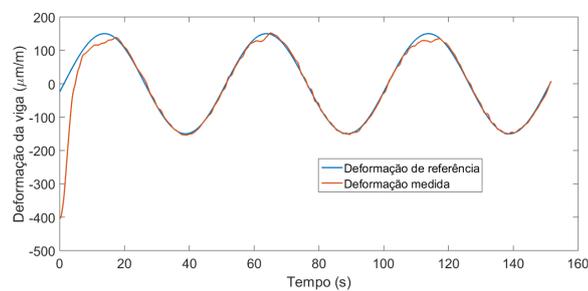


(d) PID-ponto crítico.

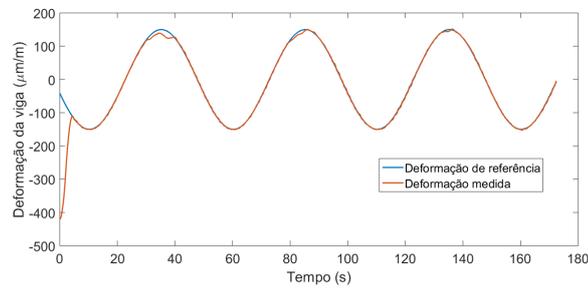
Figura 6.10: Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo senoidal, em um cenário sem carregamento. Fonte: o próprio autor.



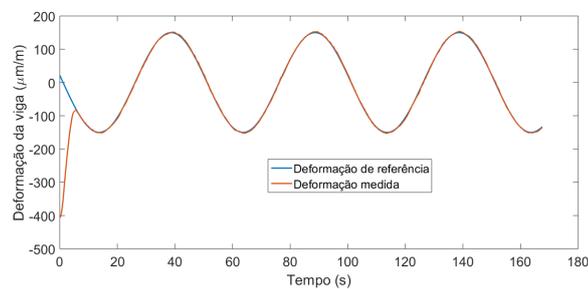
(a) PI-curva de reação.



(b) PI-ponto crítico.

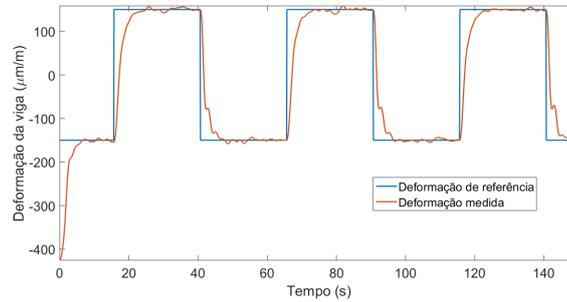


(c) PID-curva de reação.

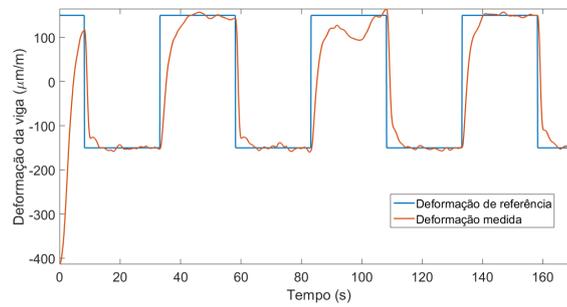


(d) PID-ponto crítico.

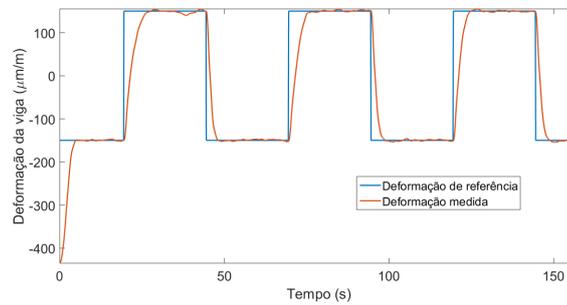
Figura 6.11: Resultados dos controladores PI e PID com dinâmica mais rápida para uma referência do tipo senoidal, em um cenário com carregamento. Fonte: o próprio autor.



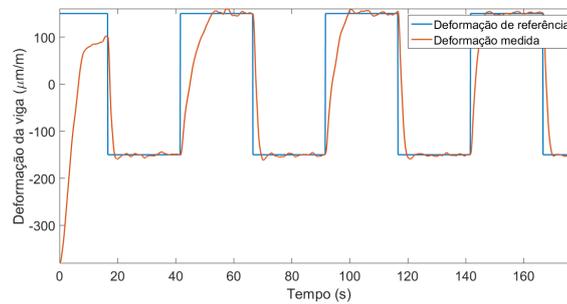
(a) PI-curva de reação.



(b) PI-ponto crítico.

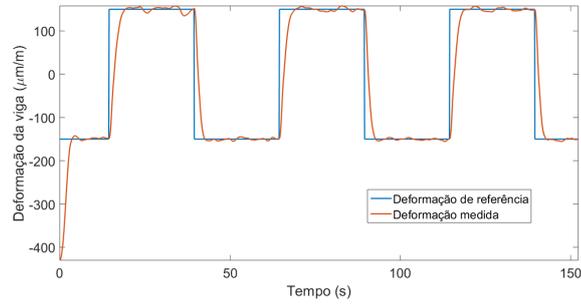


(c) PID-curva de reação.

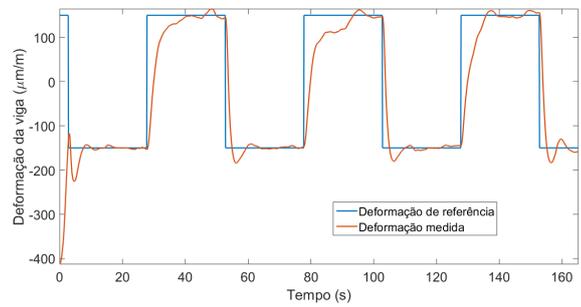


(d) PID-ponto crítico.

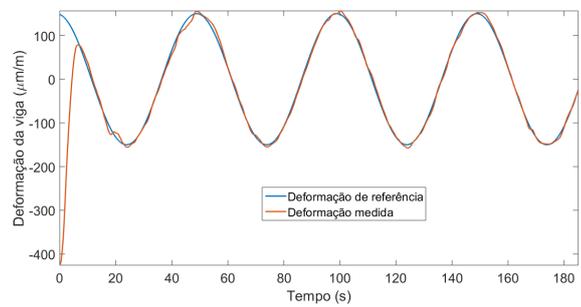
Figura 6.12: Resultados dos controladores PI e PID moderados para uma referência do tipo quadrada, em um cenário com carregamento. Fonte: o próprio autor.



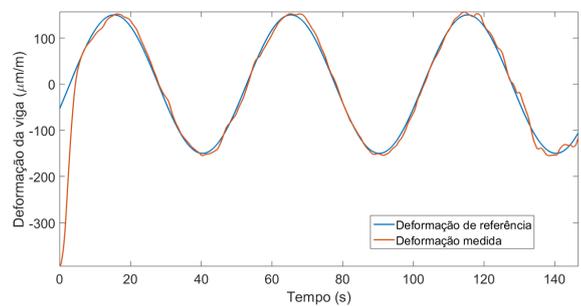
(a) PID-curva de reação.



(b) PID-ponto crítico.

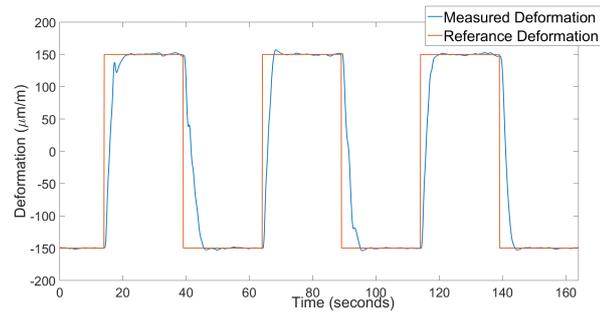


(c) PID-curva de reação.

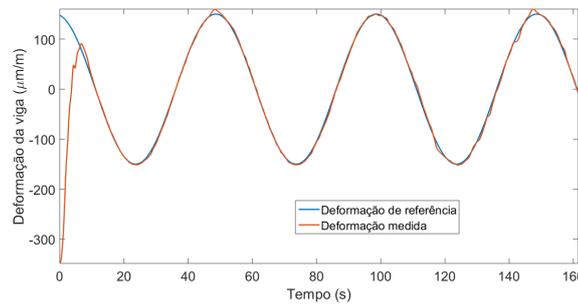


(d) PID-ponto crítico.

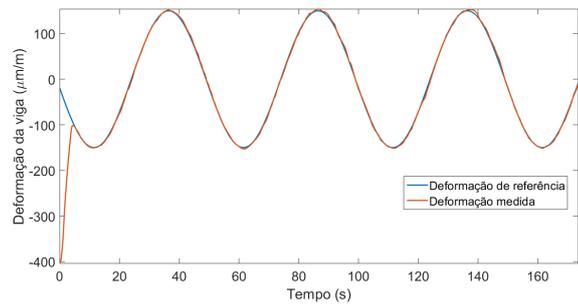
Figura 6.13: Resultados dos controladores PID com dinâmica lenta para cenários com carregamento. Fonte: o próprio autor.



(a) Fuzzy-PID sem carga com referência quadrada.



(b) Fuzzy-PID sem carga com referência senoidal.

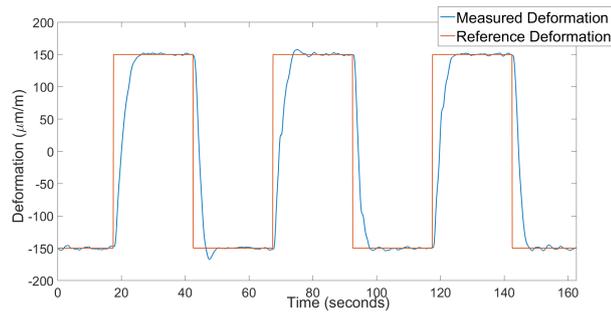


(c) Fuzzy-PID com carga com referência senoidal.

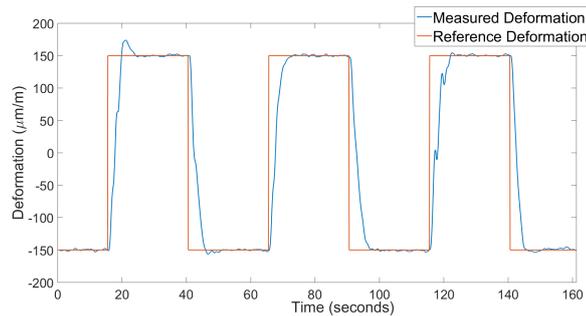
Figura 6.14: Resultados da aplicação do controlador híbrido Fuzzy-PID. Fonte: o próprio autor.

Tabela 6.6: Índices de desempenho dos controladores PI dada uma referência do tipo degrau sem carga.

|                 | PI lento<br>CR      | PI normal<br>CR     | PI rápido<br>CR     | PI lento<br>PC      | PI normal<br>PC     | PI rápido<br>PC     |
|-----------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| IAE             | 602,9117            | 643,1332            | 551,2725            | 727,2806            | 631,6145            | 732,0425            |
| ITAE            | $8,8947 \cdot 10^3$ | $9,5871 \cdot 10^3$ | $7,8150 \cdot 10^3$ | $1,1832 \cdot 10^4$ | $8,7911 \cdot 10^3$ | $1,0823 \cdot 10^4$ |
| ISE             | $9,7304 \cdot 10^4$ | $1,0424 \cdot 10^5$ | $1,0633 \cdot 10^5$ | $1,0677 \cdot 10^5$ | $1,1092 \cdot 10^5$ | $1,2720 \cdot 10^5$ |
| $t_r$           | 7,8                 | 14,3                | 5,0                 | 10,1                | 6,7                 | 10,3                |
| $t_s$           | 19,06               | 14,3                | 5,6                 | —                   | 6,7                 | 10,3                |
| Sobressinal (%) | 5,86                | 4,93                | 5,27                | 12,6                | 4,2                 | 2,8                 |



(a) Fuzzy-PID com referência quadrada e carga de 0,4 N.



(b) Fuzzy-PID com referência quadrada e carga de 0,7 N.

Figura 6.15: Resultados da aplicação do controlador híbrido Fuzzy-PID para diferentes carregamentos. Fonte: o próprio autor.

Tabela 6.7: Índices de desempenho dos controladores PI dada uma referência do tipo degrau com carga.

|                 | PI lento<br>CR      | PI normal<br>CR     | PI rápido<br>CR     | PI lento<br>PC      | PI normal<br>PC     | PI rápido<br>PC     |
|-----------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| IAE             | 587,2133            | 633,6581            | 640,1288            | 721,5647            | 740,0884            | 809,2969            |
| ITAE            | $8,4052 \cdot 10^3$ | $9,1269 \cdot 10^3$ | $8,1944 \cdot 10^3$ | $1,1001 \cdot 10^4$ | $1,0787 \cdot 10^4$ | $1,2770 \cdot 10^4$ |
| ISE             | $9,6924 \cdot 10^4$ | $1,0272 \cdot 10^5$ | $1,0706 \cdot 10^5$ | $1,0166 \cdot 10^5$ | $1,2026 \cdot 10^5$ | $1,2222 \cdot 10^5$ |
| $t_r$           | 6,6                 | 9,1                 | 5,9                 | 17                  | 7                   | 11,2                |
| $t_s$           | 5,5                 | 6,1                 | 4,5                 | 15,7                | 6,5                 | 10,7                |
| Sobressinal (%) | 2,2                 | 0                   | 0                   | 4,4                 | 3,6                 | 2,6                 |

Tabela 6.8: Índices de desempenho dos controladores PID dada uma referência do tipo degrau sem carga.

|                 | PID lento<br>CR     | PID normal<br>CR    | PID rápido<br>CR     | PID lento<br>PC     | PID normal<br>PC    | PID rápido<br>PC    | PID<br>Híbrido      |
|-----------------|---------------------|---------------------|----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| IAE             | 489,4947            | 577,6119            | 429,0986             | 635,0588            | 835,2534            | 862,6107            | 587,5701            |
| ITAE            | $6,5552 \cdot 10^3$ | $8,2001 \cdot 10^3$ | $5,84438 \cdot 10^3$ | $9,2553 \cdot 10^3$ | $1,2108 \cdot 10^4$ | $1,2583 \cdot 10^4$ | $8,3418 \cdot 10^3$ |
| ISE             | $8,4063 \cdot 10^4$ | $1,1002 \cdot 10^5$ | $8,6647 \cdot 10^4$  | $1,1082 \cdot 10^5$ | $1,5108 \cdot 10^5$ | $1,5815 \cdot 10^5$ | $1,1760 \cdot 10^5$ |
| $t_r$           | 3,5                 | 4,5                 | 3,0                  | 4,4                 | 5,9                 | 8,8                 | 6                   |
| $t_s$           | 3,2                 | 4,0                 | 2,8                  | 4,2                 | 5,0                 | 6,7                 | 4,1                 |
| Sobressinal (%) | 3,8                 | 2,53                | 1,8                  | 4,53                | 4,33                | 0                   | 0                   |

Tabela 6.9: Índices de desempenho dos controladores PID dada uma referência do tipo degrau, com carga.

|                 | PID lento<br>CR     | PID normal<br>CR    | PID rápido<br>CR    | PID lento<br>PC     | PID normal<br>PC    | PID rápido<br>PC    | PID<br>Híbrido      |
|-----------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| IAE             | 824,3774            | 786,0283            | 995,3337            | 656,3092            | 642,8796            | $1,0479 \cdot 10^3$ | 841,5931            |
| ITAE            | $1,2649 \cdot 10^4$ | $1,1973 \cdot 10^4$ | $1,6453 \cdot 10^4$ | $1,0116 \cdot 10^4$ | $9,2323 \cdot 10^3$ | $1,6227 \cdot 10^4$ | $1,2343 \cdot 10^4$ |
| ISE             | $1,3549 \cdot 10^5$ | $1,3310 \cdot 10^5$ | $1,3719 \cdot 10^5$ | $1,1104 \cdot 10^5$ | $1,1249 \cdot 10^5$ | $1,7031 \cdot 10^5$ | $1,5685 \cdot 10^5$ |
| $t_r$           | 9,7                 | 8,3                 | 21,3                | 3,3                 | 5,1                 | 11,8                | 8,1                 |
| $t_s$           | 8,8                 | 19,7                | 11,9                | 13,8                | 4,7                 | 10,9                | 6,8                 |
| Sobressinal (%) | 3,93                | 1,93                | 0                   | 4,73                | 2,8                 | 2,13                | 0                   |

# Capítulo 7

## Considerações Finais

Nesta dissertação, foram implementados, com o intuito de se obter o controle da deformação na extremidade fixa de uma viga engastada, um conjunto de controladores PI e PID e um controlador híbrido que agrega uma lógica Fuzzy para ajustar os parâmetros de um controlador PID de modo automático. Os controladores PI e PID foram projetados por meio dos métodos da curva de reação e do ponto crítico, considerando-se diferentes dinâmicas, e diferentes condições de teste, enquanto que o controlador híbrido foi projetado em torno de um controlador PID cujos ganhos poderiam ser ajustados de modo a variar a dinâmica do controlador, deixando-a mais rápida ou mais lenta.

Foi observado, mediante a aplicação de inúmeros testes considerando-se condições variadas, que o controlador híbrido não apresentou a melhor resposta, para uma situação sem carregamento mecânico, dentre os demais controladores projetados. No entanto, em se tratando do sistema carregado mecanicamente, foi observado que o controlador híbrido apresentou-se como o mais robusto dentre os demais. Além do mais, foi constatado que os controladores do tipo PI não apresentaram uma robustez satisfatória, principalmente se tratando de situações onde se tinha carregamento mecânico.

Paralelamente, buscou-se contribuir com o desenvolvimento do modelo da planta, no intuito de se estimular a aplicação de técnicas de controle baseadas em modelo para o controle de deformação da viga. Foram adotadas duas abordagens: a primeira baseada na obtenção de um modelo analítico da planta, apoiando-se no entendimento dos submodelos constitutivos da mesma; e uma segunda abordagem a qual consistiu na aplicação de identificação de sistemas com a técnica dos mínimos quadrados de tempo contínuo. Notou-se que o modelo analítico não apresentou uma resposta satisfatório devido, provavelmente, à impossibilidade de se obterem os parâmetros do fio de LMF de forma adequada. Entretanto, o modelo dinâmico obtido via identificação de sistemas foi capaz de ajustar-se de forma satisfatório às respostas da planta para diferentes pontos de operação.

## 7.1 Sugestões para trabalhos futuros

Com a realização deste trabalho foi possível ter um entendimento muito melhor da planta em questão, abrindo possibilidades antes não vislumbradas. Dadas as limitações relacionadas à obtenção dos parâmetros do fio de LMF utilizado, não foi possível obter-se um modelo analítico confiável da planta. Desse modo, afim de investigar a aplicação de técnicas de controle mais robustas, um esforço adicional deve ser feito no sentido de obter estes valores. Outro fator muito impactante no controle de sistemas dessa classe e que não foram abordadas neste trabalho, envolve a utilização da temperatura do fio como um estado a ser realimentado para o controle apropriado do atuador.

No mais, algumas técnicas que não necessitam de um modelo muito preciso do atuador poderiam ser vislumbradas, como o controle preditivo e o controle de modo deslizante. Assim, como sugestões para trabalhos futuros, são colocados os seguintes pontos:

- Inserir a medição de temperatura no controle da planta, afim de tentar compensar as variações provenientes do modelo térmico do fio de LMF;
- Utilizar técnicas de controle preditivo no intuito de investigar os efeitos de um controlador mais robusto aplicado à planta;
- Tentar estimar alguns parâmetros dos submodelos que compõem o modelo analítico do atuador, tais como os coeficiente de convecção térmica  $h$ , e o módulo de Young  $E_a$  do fio, afim de melhorar o modelo analítico;
- Utilizar o modelo analítico para validar as estratégias de controle aplicadas;
- Testar a robustez do controle da planta mediante perturbações térmicas.

# Referências Bibliográficas

- [1] W. G. A. Abdelaal and G. Nagib. Modeling and simulation of sma actuator wire. *9th International Conference on Computer Engineering & Systems (ICCES)*, 2014.
- [2] Y. M. Alsayed, A. A. Abouelsoud, and A. M. R. F. E. Bab. Hybrid sliding mode fuzzy logic-based pi controller design and implementation of shape memory alloy actuator. *8th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, 2016.
- [3] K. J. Astrom and B. Wittenmark. *Adaptive Control*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., 1994.
- [4] T. A. Barbosa, J. de Jesus Fiais Cerqueira, and A. M. N. Lima. Shape memory alloy modeling using experimental procedure to estimate the heat exchange coefficient. *IX Congresso Nacional de Engenharia Mecânica*, 2016.
- [5] S. K. Chaitanya and K. Dhanalakshmi. Position control of shape memory alloy actuated gripper. *Sixth International Conference on Sensing Technology (ICST)*, 2012.
- [6] R. C. Dorf and R. H. Bishop. *Modern Control Systems*. Pearson Prentice Hall, 11th edition, 2008.
- [7] C. E and S. M. Implementation of a simplified modeling scheme for the control of sma actuators using labview. *10th International Symposium on Mechatronics and its Applications (ISMA)*, 2015.
- [8] M. H. Elahinia. *Shape Memory Alloy Actuators*. John Wiley & Sons, Ltd, Dec. 2015.
- [9] R. Frank. *Understanding Smart Sensors, Second Edition*. Artech House, 2002.
- [10] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini. *Feedback Control of Dynamic Systems, 4th Edition*. Prentice Hall, 2002.

- [11] R. George and Ms.V.Amsaveni. A novel control scheme for a shape memory alloy actuator. *International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*, 2014.
- [12] M. H. Wu. Industrial applications for shape memory alloys. 08 2017.
- [13] N. Instruments. Medições de deformação com strain gage. <http://www.ni.com/white-paper/3642/pt/>. Acessado em: 16/08/2017.
- [14] N. Instruments. Usb-6212. <http://www.ni.com/pt-br/support/model.usb-6212.html>. Acessado em: 21/09/2017.
- [15] P. Ioannou and B. Fidan. *Adaptive Control Tutorial (Advances in Design and Control)*. SIAM, Society for Industrial and Applied Mathematics, 2006.
- [16] J. Jerome. *VIRTUAL INSTRUMENTATION USING LabVIEW*. PHI Learning Private Limited, 2010.
- [17] W. G. Jung. *Op Amp Applications*. Analog Devices, July 2002.
- [18] N. B. Kha and K. K. Ahn. Position control of shape memory alloy actuators by using self tuning fuzzy pid controller. *2006 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, May 2006.
- [19] A. Khodayari, M. M. Kheirikhah, and M. Talari. Fuzzy pid controller design for artificial finger based sma actuators. *2011 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 2011.
- [20] D. C. Lagoudas. *Shape Memory Alloys - Modeling and Engineering Applications*. Springer, Springer Science+Business Media, LLC, 233 Spring Street, New York, NY 10013, USA, 1st edition, 2008.
- [21] W. M. Lima. Plataforma para análise comportamental de atuadores de ligas com memória de forma e para o controle de deformação de uma barra flexível. Master's thesis, Universidade Federal de Campina Grande, Aug. 2008.
- [22] L. Ljung. *System Identification: Theory for the User (2nd Edition)*. Prentice Hall, 1999.
- [23] N. Ma and G. Song. Control of shape memory alloy actuator using pulse width modulation. *SMART MATERIALS AND STRUCTURES*, 2003.
- [24] A. S. Morris. *Measurement and Instrumentation Principles*. Butterworth-Heinemann, third edition, 2001.

- [25] M. Nascimento, C. de Araújo, L. de Almeida, J. da Rocha Neto, and A. Lima. A mathematical model for the strain-temperature hysteresis of shape memory alloy actuators. *Materials & Design*, 30(3):551 – 556, 2009.
- [26] National Instruments. *PID and Fuzzy Logic Toolkit User Manual*, June 2009.
- [27] K. Ogata. *Engenharia de Controle Moderno*. Pearson, 2010.
- [28] K. Otsuka and C. M. Wayman. *SHAPE MEMORY ALLOY MATERIALS*. Cambridge University Press, The Edinburgh Building, Cambridge CB2 2RU, United Kingdom, 1st edition, 1998.
- [29] A. Pai and R. Gorbet. Inverse model-based control and disturbance rejection for a shape memory alloy actuator. *IEEE/ASME international conference on advanced intelligent mechatronics*, 2007.
- [30] A. Pai, M. Riepold, and A. Trächtler. A model extended temperature and strain controller modulated with pwm for precision position control of shape memory alloy actuators. *2016 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, 2016.
- [31] A. H. C. Patriota, E. M. Fernandes, J. J. Silva, and J. S. da Rocha Neto. Deformation closed-loop control of a flexible beam by means of a shape memory alloy. *Proceedings on IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference-I2MTC*, 2018.
- [32] A. Pequeno. Aplicação de métodos de controle em uma estrutura ativa de viga engastada com atuador de liga com memória de forma. Master's thesis, Universidade Federal de Campina Grande, 2012.
- [33] S. M. M. Rahman, K. K. Ahn, and H. P. H. Anh. A comparative study of position control of a sma actuated manipulator. *2008 Second International Conference on Communications and Electronics*, June 2008.
- [34] R. Romano and E. A. Tannuri. Modelagem e validação experimental de um atuador baseado em liga de memória de forma. *Revista Controle & Automação*, 19(1), Jan. 2008.
- [35] E. Sensores. Extensômetros coláveis de resistência elétrica modelos unidirecionais simples - formas tradicionais. <http://www.excelsensor.com.br>. Acessado em: 26/09/2017.

- [36] E. Shameli, A. Alasty, and H. Salaarieh. Stability analysis and nonlinear control of a miniature shape memory alloy actuator for precise applications. *Mechatronics*, Sept. 2005.
- [37] E. D. Silva. Beam shape feedback control by means of a shape memory actuator. *Materials & Design*, 28:1592–1596, 2007.
- [38] G. SONG, V. CHAUDHRY, and C. BATUR. A neural network inverse model for a shape memory alloy wire actuator. *Journal of intelligent material systems and structures*, 14:371–377, June 2003.
- [39] G. Song, V. Chaudhry, and C. Batur. Precision tracking control of shape memory alloy actuators using neural networks and a sliding-mode based robust controller. *SMART MATERIALS AND STRUCTURES*, 2003.
- [40] D. J. T. Duerig, Dieter Stoeckel. *Sma: smart materials for medical applications*, 2003.
- [41] N. T. Tai and K. K. Ahn. Output feedback direct adaptive controller for a sma actuator with a kalman filter. *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, 20(4), July 2012.
- [42] K. Yamauchi, I. Ohkata, K. Tsuchiya, and S. Miyazaki. *Shape memory and superelastic alloys - Technologies and applications*. WOODHEAD PUBLISHING, 80 High Street, Sawston, Cambridge CB22 3HJ, UK, 1st edition, 2011.