

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE HEURÍSTICO DE  
ACELERAÇÃO E TENSÃO MECÂNICA PARA ENSAIOS EM SHAKER  
ELETRODINÂMICO**

por

Juliane Donadel

Porto Alegre, Dezembro de 2012.

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE HEURÍSTICO DE  
ACELERAÇÃO E TENSÃO MECÂNICA PARA ENSAIOS EM SHAKER  
ELETRODINÂMICO**

por

Juliane Donadel  
Mestre em Modelagem Matemática

Tese submetida ao Corpo Docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica,  
PROMEC, da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como  
parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de

Doutor em Engenharia

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos

Orientador: Prof. Dr. Herbert Martins Gomes

Comissão de Avaliação:

Profa. Dra. Carla Diniz Lopes Becker (UCPel/DEEE)

Prof. Dr. Leonardo Dagnino Chiwiacowski (PIPCA/UNISINOS)

Prof. Dr. Philippe Olivier Alexandre Navaux (INF/PPGC/UFRGS)

Prof. Dr. Ignacio Iturrioz (PROMEC/UFRGS)

Prof. Dr. Francis Henrique Ramos França  
Coordenador do PROMEC

Porto Alegre, Dezembro de 2012.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, pelas conquistas alcançadas e principalmente pela vida.

Aos meus pais, Pedro e Loreni, e ao mano Rogério, pela força nos momentos difíceis, pela confiança e apoio incondicional.

Ao professor Orientador Dr. Herbert Martins Gomes, pelo trabalho realizado em conjunto, e a quem sempre pude contar com ajuda e dedicação.

Aos colegas da Engenharia que me auxiliaram no decorrer do curso, principalmente durante as disciplinas, em especial ao Selvino Alegranzi, pelo auxílio na construção dos corpos de prova.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), que juntamente com o Projeto Pró-Engenharias, uma parceria entre a UFPB (Universidade Federal da Paraíba) e a UFRGS (Universidade Federal do Rio Grande do Sul), forneceu o apoio financeiro através da Bolsa de Doutorado, durante os dois primeiros anos do curso.

E a todos que de alguma maneira contribuíram para a realização deste trabalho.

## RESUMO

Por décadas, a qualidade de produtos é determinada por testes em ambientes de laboratório, como testes de acelerados de vibração, ciclagem térmica, choque mecânicos ou térmicos, entre outros. Porém, mais recentemente um novo tipo de técnica tem adquirido a confiança de pesquisadores e projetistas. As técnicas conhecidas como HALT (*Highly Accelerated Life Testing*) e HASS (*Highly Accelerated Stress Screening*), ou seja, testes acelerados e amplificadas que submetem produtos a condições severas, têm mostrado sua importância e eficiência no âmbito da detecção de falha em produtos ainda na fase de produção. Este trabalho tem por objetivo desenvolver e implementar um algoritmo de controle baseado em métodos heurísticos para ser usado em ensaios acelerados usando um *Shaker* eletrodinâmico. Este controlador deve ser robusto o suficiente para se adequar a possíveis efeitos de ressonância do *shaker* que podem vir a alterar a dinâmica do sistema, inviabilizando controles tradicionais com parâmetros fixos. Os resultados obtidos através de vários ensaios mostraram que ambos os sistemas de controle são eficientes, pois o erro entre o sinal desejado (tensão mecânica ou aceleração) e os medidos experimentalmente, tendem rapidamente a zero não apresentando sobressinais consideráveis ou erro em regime permanente, tanto para frequência fixa quanto para varredura de frequência. A comparação entre o controlador tradicional PID e o controle heurístico baseado em Lógica *Fuzzy*, que foram aplicados no *shaker* eletrodinâmico, comprova que, para mudanças na amplitude do sistema, o controle *Fuzzy* apresentou menor sobressinal, o que é mais favorável do ponto de vista mecânico. Logo, a metodologia proposta pode ser aplicada para ensaios HALT/HASS com o intuito de obter grandes vibrações e, por conseguinte tensões, para identificar possíveis falhas de projeto e então, poder corrigi-las.

Palavras-chave: controle heurístico, lógica Fuzzy, shaker eletrodinâmico, controle PID, HALT, HASS.

## ABSTRACT

For decades, product quality is determined by environmental tests, such as accelerated vibration tests, thermal cycling, mechanical or thermal shock, and others. However, more recently a new type of test has gained the trust of researchers and designers. Known techniques such as HALT (*Highly Accelerated Life Testing*) and HASS (*Highly Accelerated Stress Screening*), or accelerated and amplified testing that submit products to severe conditions have shown their importance in the efficiency and fault detection in products still in production phase. This study aims to develop and implement a control algorithm based on heuristic methods in order to be used in a system of accelerated tests in an electrodynamic shaker. This controller must be robust enough to fit the resonance effects of the *shaker* that it can change the system dynamic, invalidating traditional controls with fixed parameters. The results obtained through tests showed both control systems are efficient, because the error between desired signal (mechanical stress and acceleration) and the experimentally measured tend rapidly to zero, there aren't overshoots or steady state errors, both for constant frequency and for sweep frequency. Comparing the PID traditional control and the Logic Fuzzy control, applied in electrodynamic shaker, we proved that to change system amplitude, the fuzzy control presented lower overshoot, that is favorable from the standpoint of mechanical. Therefore, the methodology proposed can be applied to HALT/HASS tests in order to obtain large vibrations and, consequently stress, to identify possible flaws in the design and correct them.

Keywords: heuristic control, Fuzzy logic, electrodynamic shaker, PID control, HALT, HASS.

## ÍNDICE

AGRADECIMENTOS .....	iii
RESUMO .....	iv
ABSTRACT .....	v
ÍNDICE.....	vi
LISTA DE FIGURAS .....	ix
LISTA DE TABELAS .....	xii
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS .....	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS .....	xiv
1 INTRODUÇÃO .....	1
1.1 Motivação .....	1
1.2 Objetivos.....	3
1.3 Estrutura da Tese .....	4
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	6
2.1 Ensaios HALT ( <i>Highly Accelerated Life Testing</i> ) e HASS ( <i>Highly Accelerated Stress Screening</i> ).....	6
2.2 Lógica <i>Fuzzy</i> .....	7
2.3 Controle de <i>Shaker</i> eletrodinâmico.....	13
3 MATERIAIS E MÉTODOS .....	15
3.1 <i>Shaker</i> Eletrodinâmico.....	16
3.2 Modelamento Mecânico de um <i>Shaker</i> Eletrodinâmico.....	17
3.2.1 Modelamento como sistema de 1 GDL .....	17
3.2.2 Modelamento como sistema de 2 GDL .....	19
3.2.2.1 Modelamento para ensaios de fadiga em peças .....	21
3.3 Identificação dos Parâmetros Mecânicos do <i>Shaker</i> .....	22
3.4 Envelope teórico de comportamento e desempenho do <i>Shaker</i> eletrodinâmico.....	25
3.5 Tipos de ensaios e aplicações .....	30
3.5.1 Vibração senoidal com varredura .....	31
3.5.2 Frequência discreta .....	33
3.5.3 Vibração aleatória .....	33
3.5.4 Pesquisa de Ressonância.....	33
3.5.5 Choque .....	33

3.5.6	Queda Livre .....	34
3.6	Características do <i>Shaker</i> empregado .....	34
3.7	Características do Amplificador .....	34
3.8	Características do Condicionador de Sinais.....	35
3.9	Características do Strain Gage .....	36
3.10	Características do Acelerômetro .....	36
3.11	Características das Placas de aquisição de dados .....	37
3.12	Características do Software.....	37
3.13	O Corpo de Prova Ensaiado.....	37
3.13.1	Viga Engastada Livre.....	37
3.13.2	Viga Engastada Livre com Espessura Variável .....	39
3.13.3	Viga Engastada Livre Triangular com Espessura Constante.....	40
4	CONCEITOS DE CONTROLE DE SISTEMAS NO DOMINIO DO TEMPO .....	43
4.1	Controle em Malha Aberta .....	43
4.2	Controle em Malha Fechada .....	44
4.3	Comparação entre Sistemas de Controle de Malha Aberta e Malha Fechada .....	45
4.4	Desempenho de Sistemas de Controle.....	45
4.4.1	Desempenho em Regime Transitório.....	46
4.4.2	Desempenho em Regime Permanente .....	47
4.5	Controladores Analógicos.....	49
4.6	Controladores Digitais .....	49
4.7	Ações de Controle utilizadas .....	50
4.7.1	Ação Liga-Desliga (On-off).....	50
4.7.2	Ação Proporcional .....	52
4.7.3	Ação Integral.....	53
4.7.4	Ação Derivativa .....	55
4.8	Controlador PID (Proporcional, Integrativo e Derivativo).....	56
4.9	A Banda Proporcional.....	57
4.10	O Controlador Proporcional (P).....	58
4.11	O Controlador Proporcional-Integrativo (PI).....	59
4.12	O Controlador Proporcional-Derivativo (PD) .....	60
4.13	O Controlador Proporcional-Integral-Derivativo .....	61
4.14	Ajuste dos Ganhos do Controlador PID.....	63

5	SISTEMAS DE CONTROLE COM LÓGICA FUZZY .....	66
5.1	Estrutura do Sistema de Controle Inteligente .....	66
5.2	Teoria de Conjuntos Fuzzy .....	67
5.3	Operações Básicas do Conjunto Fuzzy .....	72
5.4	Relações Fuzzy .....	73
5.5	Sistemas de Controle com Lógica Fuzzy .....	74
5.5.1	O Processo de Fuzificação .....	76
5.5.2	Base de Regras Fuzzy .....	76
5.5.3	Método Mamdani .....	78
5.5.4	Método Produto Larsen (norma T) .....	78
5.5.5	Método Luckasiewics .....	79
5.5.6	Método Takagi-Sugeno-Kang (T-S-K) .....	79
5.5.7	Inferência Fuzzy .....	81
5.5.8	Processo de Defuzificação .....	82
6	APLICAÇÃO DE UM CONTROLE HEURÍSTICO AO <i>SHAKER</i> ELETRODINÂMICO	
	85	
6.1	Controlador PID .....	88
6.2	Controlador Fuzzy PD + I .....	89
7	RESULTADOS .....	92
7.1	Controle da Tensão Mecânica com Frequência Fixa .....	92
7.2	Controle da Tensão Mecânica com Varredura de Frequência .....	95
7.3	Controle da aceleração com Frequência Fixa .....	101
7.4	Controle da aceleração com Varredura de Frequência .....	107
8	CONCLUSÕES .....	112
8.1	Sugestões para trabalhos futuros .....	113
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	115



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Configuração do sistema de controle.....	15
Figura 2 – Fotos do protótipo e da estrutura do sistema de controle.....	16
Figura 3 - Conjunto Magnético Fixo de uma Mesa Vibratória (Fonte: Gomes <i>et al.</i> , 2008)...	17
Figura 4 – Shaker de 1 GDL equivalente e circuito elétrico equivalente.....	18
Figura 5 – Sistema <i>Shaker</i> com peça ensaiada (2 GDL) e circuito elétrico equivalente.....	20
Figura 6 – Shaker de 1 GDL equivalente e circuito elétrico equivalente.....	22
Figura 7 – Típica resposta o acelerômetro em volts no tempo para impacto no shaker com e sem a massa extra. ....	24
Figura 8 – Típica FFT do sinal do acelerômetro para impacto no shaker com e sem a massa extra. ....	25
Figura 9 – Curva típica de desempenho de um shaker eletrodinâmico (Adaptado de Lang e Snyder, 2001). ....	26
Figura 10 – Limites de frequência para que não seja violado o limite de força máxima nem o limite de amplitude máxima de vibração.....	28
Figura 11 – Valores limites de aceleração para que não seja violado o limite de força máxima nem o limite de amplitude máxima de vibração.....	29
Figura 12 – Faixas de frequências limites para ensaios à amplitude de vibração constante de forma a não violar o limite de força máxima.....	29
Figura 13 – Faixas de frequência limites e valores limites de aceleração de forma a não violar o limite de força máxima. ....	30
Figura 14 – Varreduras de seno para (a) caso linear (1.58 Hz em 240s) e (b) logarítmico (1 oitava por minuto em 240s). ....	32
Figura 15 - Viga engastada livre com carga pontual aplicada na extremidade livre.....	38
Figura 16 - Viga engastada livre com espessura variável .....	39
Figura 17 - Viga engastada livre triangular com espessura constante.....	40
Figura 18 - Sistema de controle.....	43
Figura 19 - Controle em malha fechada. ....	44
Figura 20 - Desempenho em regime transitório (Fonte: Adaptado de Bazanella e Silva Jr., 2005).....	46
Figura 21 - Controle on-off (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005).....	50
Figura 22 - Controlador liga-desliga com histerese (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005).....	51

Figura 23 - Controle On-Off (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005).....	52
Figura 24 - Ação proporcional.....	53
Figura 25 - Banda proporcional.....	58
Figura 26 - Efeito da ação integral. ....	59
Figura 27 – Proporcional Integrativo - PI.....	60
Figura 28 - Interpretação da ação proporcional-derivativa. (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005) .....	61
Figura 29 - Controle PID.....	62
Figura 30 – Estrutura do Sistema de Controle.....	64
Figura 31 – Estrutura do Sistema de Controle.....	65
Figura 32 – Estrutura do Sistema de Controle.....	66
Figura 33 – Função de Pertinência Triangular. ....	69
Figura 34 – Função de Pertinência do tipo Trapezoidal.....	70
Figura 35 – Função de Pertinência tipo Gaussiana. ....	70
Figura 36 – Função de Pertinência tipo Sigmóide.....	71
Figura 37 – Função de Pertinência tipo Gama. ....	71
Figura 38 – Controle da saída de um sistema $y$ para um dado valor de referência $r$ . ....	75
Figura 39 – Controle da saída de um sistema para um dado valor de referência $r$ . ....	75
Figura 40 – Sete janelas de entrada do conjunto Fuzzy para erro ( $e$ ) e variação do erro ( $de$ ). ....	77
Figura 41 – Janela do conjunto de sete saídas <i>Fuzzy</i> para sinal de controle $u(t)$ .....	81
Figura 42 – Janela da saída <i>Fuzzy</i> “clipada” devido à inferência <i>Fuzzy</i> . ....	83
Figura 43 – Estrutura do Sistema de Controle.....	85
Figura 44 – Janela de interface do Agilent Vee com o usuário.....	88
Figura 45 – Funções de pertinência para duas entradas: (a) erro, (b) derivada do erro e (c) saída do sistema.....	90
Figura 46 – Superfície de controle para o controlador <i>Fuzzy</i> PD + I.....	90
Figura 47 – Desempenho do controlador PID para uma excitação do tipo degrau. ....	93
Figura 48 – Desempenho do controlador Fuzzy PD +I.....	93
Figura 49 – Sinal de controle, erro e derivada do erro. ....	94
Figura 51 – Controlador PID com varredura de frequência de 5 Hz a 1000 Hz (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência. ....	96
Figura 52 – Sinal de controlador PID com varredura de frequência de 5 Hz a 200 Hz. ....	96
Figura 53 – Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle PID. ....	97

Figura 54 – Controlador PID com frequência de 5 Hz a 1200 Hz (fora do limite de uso do <i>shaker</i> para controle de tensão) (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência. ....	98
Figura 55 – Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle para controle de tensão mecânica. ....	98
Figura 56 – Sinal de controle <i>Fuzzy</i> com frequência de 5 Hz a 1000 Hz (a) no domínio do tempo (b) no domínio da frequência. ....	99
Figura 57 – Sinal de controlador <i>Fuzzy</i> com varredura de frequência de 5 Hz a 200 Hz. ....	100
Figura 58 - Erro, derivada do erro e sinal de controle para controle da aceleração. ....	100
Figura 59 – Aceleração controlada com controlador PID e frequência fixa. ....	101
Figura 60 – Sinais do erro, derivada do erro e sinal de controle para controlador PID. ....	102
Figura 61 – Aceleração controlada com controlador <i>Fuzzy</i> e frequência fixa. ....	102
Figura 62 – Sinais do erro, derivada do erro e sinal de controle para controlador <i>Fuzzy</i> . ....	103
Figura 63 – Perturbações para: (a) controlador PID e (b) controlador <i>Fuzzy</i> PD + I. ....	104
Figura 64 – Ação do Controle PID em variações da aceleração. ....	104
Figura 65 – Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle. ....	105
Figura 66 – Ação do Controle <i>Fuzzy</i> em variações da aceleração. ....	105
Figura 67 - Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle. ....	106
Figura 68 – Controle PID aplicado à varredura de frequência (a) domínio do tempo e (b) domínio da frequência. ....	107
Figura 69 – Controle <i>Fuzzy</i> aplicado à varredura de frequência (a) domínio do tempo e (b) domínio da frequência. ....	108
Figura 70 – Erro, derivada do erro e sinal de controle para varredura de frequência dos controladores (a) PID e (b) <i>Fuzzy</i> para controle de aceleração. ....	108
Figura 71 – Comparativo entre os controladores PID e <i>Fuzzy</i> para controle da aceleração e varredura da frequência. ....	109

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Pontos que definem a curva simplificada de desempenho de um <i>shaker</i> genérico.	27
Tabela 2 – Características do <i>Shaker</i> empregado.	34
Tabela 3 – Características do Amplificador empregado.	35
Tabela 4 – Características do Condicionador de <i>strain gages</i> empregado.	36
Tabela 5 – Critério da curva de reação do processo de Ziegler-Nichols [Bolton, 1995].	64
Tabela 6 – Critérios do ciclo máximo de Ziegler-Nichols [Bolton, 1995].	65
Tabela 7 – Estrutura para uma base de regras linguística.	80
Tabela 8 – Base de regras para o controlador <i>Fuzzy</i> PD.	91
Tabela 9 – Comparação entre controladores PID e <i>Fuzzy</i> para controle da tensão mecânica com frequência fixa.	94
Tabela 10 – Comparação entre controladores PID e <i>Fuzzy</i> para controle da tensão mecânica com varredura de frequência.	101
Tabela 11 – Comparação entre controladores PID e <i>Fuzzy</i> para controle da aceleração com frequência fixa.	103
Tabela 12 – Comparação entre controladores PID e <i>Fuzzy</i> em variações da aceleração com frequência fixa.	106
Tabela 13 – Comparação entre controladores PID e <i>Fuzzy</i> para controle da aceleração com varredura de frequência.	109
Tabela 14 – Comparação entre controladores PID e <i>Fuzzy</i> para os diversos ensaios realizados.	110

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D: Analógico/ Digital  
AC: Corrente Alternada  
CTE: constante  
D/A: Digital/Analógico  
DC: Corrente Contínua  
DVT: *Design Verification Tests*  
EPT: *End of Production Tests*  
GDL: Graus de Liberdade  
HALT: *Highly Accelerated Life Testing*  
HASS: *Highly Accelerated Stress Screening*  
ID: Índice de Desempenho  
LMI: Desigualdades Matriciais Lineares  
LTI: Lineares Invariantes no Tempo  
LQR: Regulador Linear Quadrático  
MV: Variável Manipulada  
PD: Proporcional Derivativo  
PDC: Compensação Paralela Distribuída  
PI: Proporcional Integrativo  
PID: Proporcional Integral Derivativo  
PSD: *Power Spectral Density*  
PV: Variável do Processo  
RMS: *Root Mean Square*  
SISO: *Single Input Single Output*

## LISTA DE SÍMBOLOS

- $E$ : módulo da Elasticidade, [Pa]  
 $e(t)$ : erro, [V]  
 $G$ : ganho do condicionador [-]  
 $I$ : momento de inércia, [m<sup>4</sup>]  
 $K$ : *gage* fator [-]  
 $K_p$ : ganho proporcional  
 $M$ : momento fletor, [N.m]  
 $P$ : força aplicada, [N]  
 $r(t)$ : sinal de referência, [V]  
 $t$ : tempo, [s]  
 $T_i$ : tempo integrativo, [s]  
 $T_d$ : tempo derivativo, [s]  
 $u(t)$ : sinal de controle, [V]  
 $V_0$ : tensão de excitação, [V]  
 $y(t)$ : saída do sistema, [V]  
 $\Delta V$ : sinal elétrico recebido do condicionador, [V]  
 $\sigma$ : tensão mecânica, [Pa]  
 $\varepsilon$ : deformação [-]  
 $\mu(x)$ : função de pertinência [-]

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Motivação

A necessidade de se controlar sistemas e processos físicos existe desde tempos remotos. Com o avanço tecnológico em máquinas e equipamentos industriais, projetos de engenharia exigem redução de custos, tempo de manufatura e consequentemente prazo de entrega. Para isso, fazem-se necessários sistemas de controle onde se possam ter parâmetros para controle dos ensaios a serem feitos, minimizando tempo para ajustes nos equipamentos e máquinas, erros dos operadores e, portanto, acelerando testes ou ensaios [Rana, 2011].

O controle de sistemas com metodologias tradicionais esbarra grande parte das vezes em problemas de não linearidades, dificuldade de definição matemática do problema, assim como mudanças e incertezas dos parâmetros do sistema. Isto pode diminuir desempenho ou mesmo desestabilizar o sistema de controle projetado com metodologias tradicionais. Neste sentido, sistemas de controle que sejam robustos o suficiente para se adequar e ajustar-se a estas mudanças de características são necessários.

Os métodos convencionais de controle são desenvolvidos via modelagem matemática das plantas, derivando as variáveis a serem controladas em função do estado do processo. Porém, os sistemas envolvidos na prática são complexos e variantes no tempo com não linearidades e com dinâmica mal definidas. De fato, alguns sistemas são difíceis de serem modelados de maneira precisa com modelo matemático rigoroso e isto tem motivado o interesse no uso de controladores “inteligentes”.

Neste contexto, controladores baseados em Lógica *Fuzzy* aparecem como uma alternativa para a solução deste tipo de problema.

A Lógica *Fuzzy* incorpora a forma humana de pensar em um sistema de controle. Os controladores baseados nessa lógica possuem uma abordagem diferente, pois não necessitam da modelagem matemática do processo e sim da modelagem das ações provenientes do conhecimento de um especialista, utilizando para isso termos linguísticos [Julio, 2010]. Além disso, os controladores *Fuzzy* tratam igualmente sistemas lineares e não lineares e ainda controlam sistemas complexos multivariáveis, executando tarefas de tomada de decisão nos mais variados tipos de plantas.

Segundo Al-Odienat e Lawama, 2008, os controladores *Fuzzy* em geral devem permitir a flexibilidade de modificações no controle, além disso, ele é facilmente entendido e ajustável

por especialistas humanos uma vez que o conhecimento do controle colocado em termos das regras de inferência é linguístico.

Resumidamente, pode-se colocar as vantagens no uso de controladores *Fuzzy*, indicados na literatura específica, como: [Jantzen, 2007, Passino e Yurkovich, 1997].

- São conceitualmente fáceis de entender: os conceitos que estão por trás são muito simples e básicos;
- São flexíveis: permitem acrescentar funcionalidades a sistemas Difusos já existentes apenas acrescentando-se novo conhecimento à base de regras pré-existente;
- São tolerantes a dados imprecisos: erros de precisão ou aleatoriedade de medidas de grandezas influenciam pouco do desempenho do sistema com um controlador heurístico;
- Podem modelar sistemas não lineares com complexidade arbitrária: o que já vem sendo feito através de sistemas como *Adaptive Neuro Fuzzy Inference Systems*;
- Podem ser construídos baseados em conhecimento de especialistas sobre comportamentos de sistemas;
- Pode ser facilmente agregado aos sistemas de controle tradicional, oferecendo aumento de desempenho no controle destes sistemas;
- Eles são baseados em linguagem natural humana, o que facilita a inclusão, modificação de novas regras, exceções, novos comportamentos aos sistemas *Fuzzy* pré-existentes.

Controladores *Fuzzy* tem sido usados no controle de qualidade da água, sistema de operação de trem automático, sistema de operação de guindaste automático, controle de elevadores, reatores nucleares, transmissão automobilística, além de sistemas de controle com lógica *Fuzzy* em *hardware* e dispositivos de memória *Fuzzy*. Essa ferramenta mostra-se eficiente no controle de processos complexos mal definidos, mas que podem ser controlados por um operador humano sem o conhecimento da sua dinâmica [Lee, 1990].

Segundo Doertenbach, 2000, as técnicas HALT (*Highly Accelerated Life Testing*) e HASS (*Highly Accelerated Stress Screening*) têm ganhado adeptos na indústria. Segundo os autores, esta técnica tem sido preferida a testes usuais de vida útil, testes de verificação de projetos (DVT – *Design Verification Tests*) e testes de fim de produção (EPT - *End of Production Tests*) devido ao fato de poderem ensaiar não apenas partes de um produto, mas o



produto como um todo sob diversos aspectos. Dentre estes aspectos encontram-se a resistência mecânica propriamente dita, resistência a intempéries, mau uso, defeitos de projeto, entre outros. Os limites aos quais os produtos são submetidos estão além daqueles que usualmente o produto receberá durante a sua vida útil. Isto possibilita às técnicas de HALT e HASS o melhoramento da confiabilidade destes produtos, redução dos custos de garantia e aumento da satisfação dos clientes.

O conceito de testes HALT explora pontos vulneráveis de um projeto através da implementação de limites de solitação que podem ser térmicos ou associados à vibração (intensidade e frequência). Diferentemente de ensaios acelerados de fadiga que possuem apenas o caráter fadiga como interesse, os ensaios HALT são executados com *shakers* e câmaras controladas de temperatura, de forma a possibilitar os ensaios simultâneos. A obtenção de limites de aceleração/tensão a que podem ser submetidos os produtos (geralmente componentes e circuitos eletrônicos e peças automotivas) é de interesse, assim como os pontos de vulnerabilidade (fragilidade) que os mesmos possam apresentar.

Neste sentido é importante notar que para a determinação destes limites é necessário a instrumentação e correta medição destas peças/produtos de forma que uma vez atingido algum dos limites de funcionalidade, estes possam ser posteriormente reportados. Grande parte das vezes, a ressonância é uma condição usualmente aplicada nos testes HALT para que se possa obter grandes vibrações e, por conseguinte tensões, com o intuito de identificar possíveis falhas de projeto. Assim, sistemas que permitam o controle em situações críticas como o da ressonância é extremamente importante.

## 1.2 Objetivos

Desta forma, este trabalho tem como objetivos a serem alcançados, os seguintes.

Objetivos gerais:

- Investigar e implementar sistemas de controle heurísticos;
- Traçar comparações entre o desempenho dos controles estudados com controles tradicionais;

Objetivos específicos:

- A implementação de um sistema de controle heurístico para estabilizar a tensão mecânica sofrida por uma peça metálica em ensaios acelerados de tensão mecânica oscilante em um *shaker* eletrodinâmico;
- A implementação do mesmo sistema de controle para estabilizar a aceleração sofrida pela peça em ensaios de vibração sob frequência constante ou com varredura desta frequência;
- A programação em software específico [Agilent VEE Pro, 2005a e 2005b] das rotinas necessárias para implementação de controle tradicional PID, assim como um controle heurístico *Fuzzy*, com o objetivo de comparar desempenhos e comportamentos dos controles;
- Possibilitar ensaios acelerados com varredura de frequências com velocidade controlada em bandas de oitavas para peças mecânicas.

A importância deste tipo de controle se reveste no fato de que um controle no *shaker* eletrodinâmico deve ser robusto o suficiente para se adequar a possíveis efeitos de ressonância provocados pelos corpos de prova colocados para ensaiar, e que podem vir a alterar a dinâmica do sistema, inviabilizando controles tradicionais com parâmetros fixos. O ineditismo do tema encontra-se no uso deste tipo controlador heurístico para a solução do problema de controle de vibração em sistemas mecânicos, usualmente resolvido com técnicas tradicionais.

### 1.3 Estrutura da Tese

O primeiro Capítulo apresenta uma introdução sobre o método heurístico utilizado, ou seja, controladores baseados em Lógica *Fuzzy*. Primeiramente é apresentada uma motivação com as características e as vantagens desse controlador comparado-se com controladores tradicionais. Em seguida, são apresentados os objetivos propostos por este trabalho junto da relevância do estudo em questão.

No Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica explanando os diversos trabalhos já publicados em controle com Lógica *Fuzzy* e a utilização de *Shaker* eletrodinâmico para esse tipo de ensaio. Neste capítulo são apresentados alguns métodos de controle, bem como os resultados alcançados por esses métodos nos trabalhos apresentados, além de várias técnicas para análise de estabilidade dos controladores mencionados.

A estrutura do sistema utilizado bem como as características de todos os equipamentos componentes desse sistema é indicada no Capítulo 3. Neste capítulo são apresentadas as

características do *shaker* eletrodinâmico utilizado, do amplificador de sinais, do condicionador de sinais, do corpo de prova, dos *strain gages*, os *softwares* utilizados, além dos diversos tipos de ensaios e aplicações que podem ser realizados por um *shaker* eletrodinâmico. Ainda neste capítulo é feita a identificação dos parâmetros do *shaker* e o envelope teórico do comportamento e desempenho do mesmo.

O Capítulo 4 apresenta os conceitos de controle de sistemas no domínio do tempo, explanando os conceitos de controle em malha aberta e malha fechada, os desempenhos dos controladores, bem como as ações de controle usadas. Para finalizar a teoria do controlador convencional PID é apresentado.

O Capítulo 5 é dedicado à revisão dos conceitos envolvendo Lógica *Fuzzy*. São apresentados os sistemas de controle baseados em Lógica *Fuzzy* além das etapas dos mesmos: fuzificação, base de regras, mecanismo de inferência e defuzificação.

O Capítulo 6 mostra o desenvolvimento do sistema de controle usando lógica *Fuzzy*. Particularmente, é aplicado controle *Fuzzy* PD + I, ou seja, controlador *Fuzzy* Proporcional Derivativo tendo como entradas erro e derivada do erro e a parte integrativa advinda da parte do controle convencional PID. Neste capítulo apresenta-se a definição das funções de pertinência, da base de regras e dos métodos de fuzificação e defuzificação utilizados no sistema de controle.

Para finalizar os resultados obtidos com os ensaios são apresentados no Capítulo 7, onde são mostrados gráficos do desempenho dos controladores para controle da tensão mecânica e da aceleração para varredura de frequência e frequência fixa. Ao finalizar cada etapa são feitas comparações entre controladores PID convencional e o controlador baseado em Lógica *Fuzzy*, no caso, o controlador *Fuzzy* PD + I.

E por fim, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões em relação aos objetivos propostos.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A modelagem de situações reais encontradas no dia-a-dia da indústria é necessária pois viabiliza ensaios e experimentos de uma forma mais rápida e fácil, e com menores custos, evitando testes em sistemas reais. Isto pode ser feito através da análise experimental, modelagem matemática ou método heurístico. Este último método consiste em realizar uma tarefa de acordo com a experiência prévia, com regras práticas ou estratégias já frequentemente utilizadas. Essa estrutura de regras é usada por alguns sistemas inteligentes tais como sistemas *Fuzzy* ou Redes Neurais, ou ainda, *Neurofuzzy*.

As subseções a seguir são dedicadas à revisão bibliográfica sobre ensaios HALT/HASS, Lógica *Fuzzy* e controle em *Shakers*.

### 2.1 Ensaios HALT (*Highly Accelerated Life Testing*) e HASS (*Highly Accelerated Stress Screening*)

Por décadas, a qualidade de produtos é determinada por testes em ambientes, como testes de vibração, ciclagem térmica, choque mecânicos ou térmicos, entre outros. Porém, mais recentemente um novo tipo de teste tem adquirido a confiança de pesquisadores e projetistas. As técnicas conhecidas como HALT (*Highly Accelerated Life Testing*) e HASS (*Highly Accelerated Stress Screening*), ou seja, testes altamente acelerado tem mostrado sua importância e eficiência no âmbito da detecção de falha em produtos. O método HALT consiste na aplicação de tensões crescentes para identificar os modos de falha do produto. Essas tensões não simulam todas as situações do ambiente, mas servem para encontrar os modos de falha do produto em fase de projeto, utilizando apenas algumas unidades do mesmo. [Doertenbach, 2000].

Durante o processo HALT, o produto é sujeito a níveis de tensão crescentes (temperatura e vibração, independentemente ou combinadas), transições térmicas rápidas, entre outras tensões sofridas pelo produto na fase de projeto. As tensões aplicadas são intensificadas para além do limite especificado, e só é cessada quando atingir os limites da tecnologia ou o teste se tornar muito caro. O método HALT é mais eficiente se várias combinações de tensões são incorporadas no ensaio, pois assim, é possível exibir os modos de falha que poderiam ocorrer em campo somente sob uma situação de tensão única. Se o corpo de prova suporta o teste ele está aprovado, caso contrário, são tomadas as devidas providências no projeto para eliminar as causas da falha [Vassiliou e Mettas, 2003].

Um ensaio típico HALT consiste em quatro etapas:

- Precipitação: tornar as falhas latentes em evidentes;
- Detecção: observação das anormalidades existentes;
- Análise de falha: determinação das causas da falha;
- Ação corretiva: mudanças no projeto e no processo para eliminar as causas de falha.

Depois de o projeto ser testado e corrigido pelo método HALT, passa-se para a fase de produção. No entanto, essa fase pode introduzir muitos modos de falha que não são encontrados e/ou previstos no projeto. O método HASS destina-se a capturar essas novas falhas provocadas pelo processo de produção mais rapidamente e mais eficientemente que outros testes comumente realizados nessa fase. Antes de iniciar o teste HASS é importante que as falhas encontradas pelo HALT tenham sido corrigidas. O objetivo do método HASS não é danificar o produto, mas sim verificar se as partes do produto continuam a operar corretamente para a ciclagem de variações ocorridas durante o HALT. É notadamente certo que o método HASS encontra defeitos do produto sem conduzir à falha ou reduzir significativamente a vida do produto [Sobral, 2009].

Os ensaios HALT e HASS requerem ambientes especiais para os testes, ou seja, eles são feitos em câmeras de teste para níveis de tensões superiores as especificados no produto. Essas câmeras fornecem vibração simultânea multiaxial na peça, isto é, trata-se de um ensaio com seis graus de liberdade. Esses métodos são implementados usando diferentes tensões, que devem ser extremos térmicos, taxas de variação de extremos térmicos, vibração e a combinação de vibração e térmicos [Barnard, 2012].

## **2.2 Lógica *Fuzzy***

Uma das estratégias de controle inteligente é a baseada em Lógica *Fuzzy*. Segundo Al-Odienat e Lawama, 2008, os controladores *Fuzzy* são mais baratos de se desenvolver se comparados com controladores convencionais, cobrem uma larga gama de condições de operação, são prontamente adaptados em termos de linguagem natural e ainda permitem a flexibilidade de modificações no controle.

A estrutura geral desses controladores inclui fuzificação, uma base de regras e a defuzificação. No desenvolvimento tradicional de controladores *Fuzzy* é usada tentativa e erro

ou a heurística de um especialista para escolha da estrutura e dos parâmetros do controlador. Ju e Yang, 1996, sugeriram um controlador *Fuzzy* baseado em leis de controle natural. No trabalho citado leis de controle natural e conjuntos regulares *Fuzzy* são empregados para modificar o controlador *Fuzzy* auto-organizável e a regra desse controlador. Esse controlador baseado em leis naturais e um controlador de estado linear retroalimentado são implementados para o controle de um servo motor DC (corrente contínua). Os resultados experimentais indicam que controladores *Fuzzy* são obtidos com um número menor de parâmetros sendo que o auto-regulável modificado apresentou um melhor desempenho.

Botura *et. al.*, 1999, apresentaram o projeto de um sistema de controle PD para cancelar o ruído de um incinerador tipo tubo de Rijke. O estudo teórico é baseado em um modelo simplificado desenvolvido no incinerador do Matlab®. Neste trabalho, as variáveis de entrada para o controlador são a pressão e o erro da pressão dentro do tubo. O controlador *Fuzzy* utilizado para ambas as variáveis de entrada são funções de pertinência tipo triangular que varreram os limites do erro em sete níveis *Fuzzy* definidos como: negativo grande, negativo, negativo pequeno, zero, positivo pequeno, positivo e positivo grande. Como saída do controlador foi adotado o nível de pressão sonora a ser introduzida no sistema a fim de cancelar o ruído. Esta variável também foi varrida em sete níveis *Fuzzy*. O método de Mamdani foi utilizado para agregação e defuzificação da saída. Os resultados apresentados revelaram que o controlador funcionou diminuindo o nível de pressão sonora no interior do incinerador para os limites previamente estabelecidos pelo usuário. O tempo de estabilização foi relativamente pequeno (cerca de 0,3s). Neste estudo foi feita uma comparação em relação ao desempenho com os sistemas tradicionais, como o PID.

Fonseca *et. al.*, 1999, implementaram em ambiente Matlab® junto com a ferramenta *FuzzyTech*, um controlador *Fuzzy* para o controle de velocidade de motores trifásicos. Basicamente, o controlador Difuso é também um controlador PD (erro de variáveis de entrada e variação do erro de velocidade do motor) e tem como saída o incremento da velocidade de deslizamento do motor. Este controlador é comparado com um controlador tradicional do tipo PI, utilizando as ferramentas já desenvolvidas pelo *toolbox* Matlab®. As duas variáveis de entrada são discretizadas em cinco níveis com a função de pertinência tipo triangular e a variável de saída é discretizada em sete níveis usando a mesma função de pertinência. Nada é dito sobre a forma como as regras de inferência são projetadas, mas assume-se que sejam do tipo Mamdani. Finalmente, são apresentados os gráficos de comparação entre o controlador e o PI. Na conclusão, os autores afirmam, em termos de gráficos, que o controlador *Fuzzy* apresentou melhor desempenho que o controlador PI, apesar de nenhum valor numérico

destas comparações (como o tempo de estabilização) tenha sido mencionado. Os autores ressaltam que o sistema *Fuzzy* é mais insensível às variações dos parâmetros do sistema, apesar de não trazerem nenhum exemplo que evidencie essas características.

Thathachar e Viswanath, 1997, propuseram um estudo da estabilidade assintótica global para uma classe de sistemas *Fuzzy*, demonstrando a equivalência entre as propriedades de estabilidade de um sistema *Fuzzy* e sistemas lineares invariantes no tempo (LTI). É dada uma condição necessária e uma suficiente para estabilidade de ambos os sistemas.

Lo e Chen, 1999, também propuseram uma técnica para análise da estabilidade do Modelo Difuso Takagi-Sugeno (T-S), usando resultados de estabilidade robusta de uma família de polinômios. Os autores apresentam três problemas não lineares para mostrar que a abordagem proposta pode ser utilizada para resolver problemas de estabilidade de controladores *Fuzzy*.

Teixeira *et al.*, 2000, apresentaram condições relaxadas para o estudo da estabilidade de sistemas não lineares, contínuos e discretos no tempo, descritos por modelos *Fuzzy* Takagi-Sugeno. As análises de estabilidade e problemas de projetos de sistema de controle são descritos como problemas de Desigualdades Matriciais Lineares (LMI), sendo que, neste trabalho, são apresentadas novas condições suficientes de estabilidade de sistemas *Fuzzy* utilizando o método direto de Lyapunov mais relaxadas que as existentes até o momento. São apresentadas provas teóricas e simulações digitais para validar os métodos propostos e finalmente, o controle completo de um pêndulo invertido.

Nagamine, 2001, também aplicou a Lógica *Fuzzy* para controle não convencional de uma viga inteligente. Ele desenvolveu e validou um modelo em elementos finitos da viga inteligente com atuadores piezoelétricos incorporados para garantir o uso no projeto do controlador não convencional. Foram usados dois tipos de metodologia difusa para controle: o modelo de Mamdani e de Takagi-Sugeno-Kang. O controlador difuso é aplicado para reduzir a resposta vibratória da viga inteligente quando submetida a distúrbios mecânicos externos. Através de estudos comparativos pode-se observar que o modelo Takagi-Sugeno-Kang foi o que melhor se ajustou as necessidades e requerimentos do problema, sendo que os resultados satisfatórios mostraram que o uso de controladores difusos para diminuição de vibrações em vigas com atuadores piezoelétricos é apropriado.

Choi *et al.*, 2005, apresentaram um método ativo de controle *fuzzy* modal para a redução da resposta sísmica. O controlador foi projetado no espaço modal. É usado um filtro de Kalman para estimar estados modais e um filtro passabaixa utilizado para eliminar efeitos de “transbordamento” nas aplicações das forças de controle. As vantagens apresentadas estão

baseadas no fato de que trabalhando no espaço modal o tamanho do problema pode ser reduzido, mas nada é dito em relação à forma que o controlador *fuzzy* modal usa variáveis de estado nem em relação à forma como o ganho da matriz é avaliada ou atualizada durante o processo. O método de agregação utilizado foi o método de Takagi-Sugeno. Foi controlado apenas o primeiro modo. A proposta do controlador *fuzzy* tipo A, que usa duas entradas (primeiro modo de deslocamento e primeiro modo de velocidade, cada um com cinco funções de pertinência e uma variável de saída, a força de controle), apresentaram resultados melhores do que um controlador LQR (*Linear Quadratic Regulator*). Todos os resultados apresentados a respeito de uma simulação numérica do histórico de terremotos mostraram que o controlador proposto pode ser eficaz na redução da resposta sísmica de estruturas civis.

O desenvolvimento de sistemas de controle *Fuzzy* normalmente é executado através de métodos heurísticos, incorporando habilidades humanas, o que causa um problema na análise das propriedades estruturais dos sistemas de controle, como estabilidade, controlabilidade e robustez. A análise de estabilidade de um sistema de controle *Fuzzy* está justificada porque só um sistema estável pode assegurar a funcionalidade da planta e, além disso, a redução da perturbação garante estados de equilíbrio desejados, reduzindo o risco de implementação do controlador *Fuzzy*. As principais aproximações em análise de estabilidade em sistemas de controle *Fuzzy* com controladores Mamdani se concentram em: aproximação de espaço de estado baseado no modelo linearizado de um sistema não linear, Teoria de Hiper-Estabilidade de Popov, Método Direto de Lyapunov, Critério do Círculo, Método do Equilíbrio Harmônico, etc [Precup e Preitl, 2006].

Precup e Preitl, 2006, também apresentaram um método de análise de estabilidade dedicado a sistemas de controle *Fuzzy* baseado no uso da teoria de hiper-estabilidade de Popov, com aplicações em mecatrônica. Esse método é usado para controlar plantas SISO (*Single Input Single Output*) quando empregadas a controladores PI- *Fuzzy*. A exemplificação do método é dada por um estudo de caso relativo a um controlador *Fuzzy* desenvolvido para controlar um servossistema eletro-hidráulico. Os resultados de simulações digitais e resultados de experimentos em tempo real validam a proposta apresentada.

Trabalho semelhante, porém mais recente, foi proposto por Chen, 2006, o qual apresenta condições de estabilidade e projetos de controladores para uma classe de sistemas estruturais e mecânicos representados por modelos *Fuzzy* Takagi-Sugeno (T-S). No desenvolvimento do controlador um esquema de compensação paralela-distribuída (PDC) foi utilizado para construir um controlador lógico global *Fuzzy* misturando todos os controladores de estados locais realimentados. A análise de estabilidade foi feita para o modelo *Fuzzy* e para



o sistema mecânico real. Para garantir a estabilidade do sistema foi proposto um critério em termos do método direto de Lyapunov, que baseado na técnica LMI estabiliza o sistema. Um exemplo de simulação foi dado para mostrar a viabilidade do método proposto.

Sala e Ariño, 2007, também propuseram um estudo sobre as condições de estabilidade do modelo *Fuzzy* Takagi-Sugeno. Os autores apresentaram algumas condições LMI relaxadas permitindo condições de estabilidade menos conservadoras. O modelo proposto leva em conta o conhecimento da forma das funções de pertinência, considerando suas fronteiras e produtos cruzados (interpretado como uma sobreposição medida), introduzindo variáveis LMI auxiliares. Exemplos numéricos são usados para mostrar as melhorias alcançadas.

Zhao *et. al.*, 2007, apresentaram um método de controle PID para um sistema de isolamento de duas fases de vibração. De fato, fundamentando-se na base de regra apresentada pelos autores, o controlador proposto deve ser rotulado como um controlador PD-*Fuzzy* desde que utilizado apenas o erro e derivada de erro, como valores de entrada. Todas as variáveis foram discretizadas em sete conjuntos *fuzzy*. Todo o controle foi assumindo no espaço real com uma realimentação de estado completa e a força de controle foi aplicada em apenas um grau de liberdade. Os gráficos apresentam o histórico de aceleração e PSD (*Power Spectral Density*) dos níveis de aceleração para um dos graus de liberdade que mostra uma redução significativa na vibração. Finalmente, concluiu, com base nos resultados numéricos que o método é eficaz para melhorar o desempenho na atenuação de vibrações.

Ahmad, 2008, apresentou comparações entre o controlador LQR e um controlador PD-*Fuzzy* aplicados para o controle de posição angular de um manipulador flexível. O desempenho dos controladores foi examinado em termos de supressão de vibração e cancelamento de perturbações. Exemplos numéricos mostraram que os efeitos das perturbações no sistema podem ser controlados com sucesso por ambos controladores LQR e PD-*Fuzzy*. O controlador *fuzzy* foi projetado com duas variáveis de entrada (ângulo e velocidade do manipulador) e uma saída (torque). Todas as variáveis foram discretizadas em cinco conjuntos *fuzzy*. Apenas o primeiro modo foi controlado. Foi utilizado o método Mamdani para agregação e o número de regras para sintonizar o controlador foi de apenas 11, em vez dos esperados 25 ( $5^2$ ). Gráficos dos deslocamentos modais e da PSD dos deslocamentos modais com controlador LQR e controlador *Fuzzy* são apresentados. Nada é dito sobre as forças de controle.

Sala e Guerra, 2008, apresentaram duas contribuições para análise de estabilidade de sistemas *Fuzzy*: Conhecimento da forma da função de pertinência (ou seja, restrições sobre os valores da função de pertinência) e abordagem polinomial permitindo uma classe mais geral

de modelos *Fuzzy*. Lembrando que as condições LMI apresentadas anteriormente não dependem da forma das funções de pertinência, este trabalho vem contribuir no fechamento das lacunas existentes entre os sistemas *Fuzzy* e sistemas não-lineares, ao menos em matéria de análise de estabilidade. Por um lado, o conhecimento da forma da função de pertinência reduz o conservadorismo, por outro lado, os modelos “locais” não precisam ser lineares e podem ser expandidos por funções polinomiais. Sendo assim, sistemas *Fuzzy* podem ser considerados como um caso particular de polinômios.

Precup *et. al.*, 2009, propuseram a análise de estabilidade de controladores *Fuzzy* Takagi-Sugeno baseada no método Direto de Lyapunov. O teorema apresentado assegura condições suficientes de estabilidade para processos não lineares controlados por uma classe de controladores *Fuzzy* Takagi-Sugeno. O artigo inclui um exemplo ilustrativo que descreve uma aplicação do algoritmo proposto para o desenvolvimento de um sistema de controle *Fuzzy* estável.

Salem e Aly, 2010, aplicaram controle com Lógica *Fuzzy* em um sistema de um quarto de suspensão de um carro. Este trabalho considera um quarto de suspensão e um controlador com lógica *Fuzzy* é projetado para que quando o veículo sofrer alguma perturbação na estrada (como buracos, desníveis na pista ou pavimentação irregular), o corpo do veículo não sofra grandes oscilações e estas devam ser dissipadas rapidamente. O modelo considerado tem dois graus de liberdade e usa um atuador para criar a força de controle entre a massa do carro e a massa da roda. O controlador usado na suspensão ativa possui três entradas: aceleração, velocidade e velocidade de deformação do corpo; e uma saída: a força desejada do atuador. Pelas simulações feitas comparando o controlador *Fuzzy* e um PID, pode-se concluir que o controlador *Fuzzy* apresentou melhores resultados que o PID, sendo que o controlador *Fuzzy* ofereceu uma redução 61,3% na aceleração do corpo, 6,9% no espaço de trabalho da suspensão e amplitude dinâmica de carga do pneu 24,24% menor que o PID. O novo sistema de controle ativo de suspensão é proposto para atingir tanto conforto como boa movimentação do veículo.

Recentemente, Júlio, 2010, apresentou um projeto de controladores *Fuzzy* para uma mesa de coordenadas X-Y com dois graus de liberdade, sendo que as bases que compõem a mesa são acionadas por motores de indução trifásicos alimentados através de inversores de frequência. No ambiente de programação LabVIEW implementaram-se os controladores *Fuzzy*, os quais determinam as variáveis de controle que acionam os motores. Neste trabalho foram criadas duas variáveis de entrada: o erro, definido pela diferença entre o valor de referência e o valor da posição, e a derivada desse erro. As simulações permitiram verificar a

eficácia do controle inteligente pela técnica difusa, o que foi observado nos resultados experimentais das curvas de resposta. Além disso, o controlador mostrou-se eficiente no controle de posição na ocorrência de perturbações, não apresentando sobressinais e erro de regime permanente ao retornar à posição inicial.

### 2.3 Controle de *Shaker* eletrodinâmico

Tratando-se de controladores aplicados em *Shakers*, pode-se citar alguns trabalhos, como, por exemplo, o proposto por Macdonald *et. al.*, 1993, que apresenta um sistema de bobina móvel de um atuador eletrodinâmico para reduzir a distorção total harmônica presente na aceleração de um sistema de vibração. Um modelo do *Shaker* é apresentado para simular o desempenho da aceleração. Resultados experimentais mostraram que a ressonância da armadura do *Shaker* amplia significativamente o conteúdo harmônico do sinal de excitação. Um modelo linear é usado para produzir um deslocamento no pólo e reduzir a distorção da saída mecânica. Testes e simulações que a estratégia de controle usando um controlador baseado em DSP96002 indicam sua viabilidade e apresenta resultados satisfatórios.

Um método de controle da aceleração e o deslocamento de um *Shaker* eletrodinâmico foi apresentado por Fujita e Uchiyama, 2006. A fim de prolongar a banda da frequência controlada, duas variáveis controladas são empregadas em cada banda de frequência para que o sinal de resposta seja maior que o ruído. O controlador de aceleração é usado na mais alta frequência e o controlador de deslocamentos na mais baixa frequência. Ambos os controladores são acoplados em série. Este controlador é projetado para manter a estabilidade robusta mesmo quando existem incertezas. Os resultados foram comparados com o controlador de uma malha única e, a partir daí, conclui-se que o controlador com malha dupla é mais eficiente neste caso.

Flora e Gründling, 2008, apresentaram um controlador digital da aceleração para testes de vibração senoidal usando *Shaker* eletrodinâmico. Os autores fizeram uma varredura de frequência logarítmica, em que o controlador teve que ser robusto para manter a estabilidade, e rápido o suficiente para manter a aceleração no valor desejado. Um compensador em cascata é projetado para atenuar as ressonâncias estruturais do *Shaker*. Os parâmetros do modelo dinâmico do *Shaker* são identificados para projetar o controlador da aceleração. A estrutura do controlador foi desenvolvida baseada na tecnologia do amplificador de potências usado em testes de vibração. Resultados experimentais mostraram que o controlador é capaz de fazer com que o sistema siga a trajetória desejada, obtendo resultados satisfatórios.

Xiangjun *et. al*, 2010, aplicaram um controlador *Fuzzy* PID com estrutura *feedforward* (sem realimentação) e *feedback* (com realimentação) para controlar a trajetória da aceleração para um *Shaker* elétrico. Inicialmente descobriu-se que o campo magnético gerado pelo *Shaker* não é uniforme e que a relação entre a aceleração de saída e sua corrente são não lineares. Assim, dado o modelo matemático do *Shaker* o controlador *Fuzzy* é usado para ajustar o coeficiente proporcional do controlador PID, mostrando em resultados experimentais que essa combinação apresenta resultados satisfatórios, em que a aceleração de saída segue a trajetória desejada.

Rana, 2011, aplicou controlador *Fuzzy* para controlar a amplitude da aceleração senoidal produzida por um *Shaker* eletrodinâmico. A proposta busca reproduzir uma amplitude de aceleração senoidal produzida pela mesa do *Shaker*. Os perfis de vibração senoidal (seno e varredura do seno) são considerados para gerar vibração controlada aplicada em testes aeroespaciais e automotivos. O controlador em questão foi do tipo *Fuzzy* PD, tendo como entradas o erro e a derivada do erro da amplitude da aceleração. Para atenuar os modos de ressonância do *Shaker* foi projetado um compensador baseado no modelo eletromecânico do atuador. Resultados experimentais mostraram que o sistema proposto segue a trajetória desejada apresentando resultados satisfatórios, tanto nos ensaios com carga rígida na mesa do *Shaker* quanto nos ensaios sem carregamento.

Neste contexto, a proposta desta Tese é implementar um sistema de controle baseado em Lógica *Fuzzy*, para controlar a tensão mecânica sofrida por uma peça durante uma varredura de frequências, utilizando um *Shaker* eletrodinâmico para produzir as vibrações. O controle pode ser aplicado em ensaios altamente acelerados como HALT e/ou HASS, que dependem basicamente da variação de tensões.

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

O objetivo deste trabalho é permitir o controle da tensão em peças sob ensaios HALT/HASS utilizando um *Shaker* para gerar deformações/acelerações e, por conseguinte, a tensão mecânica. Pretende-se projetar um controlador para o *Shaker* de forma que a tensão mecânica que é aplicada ao corpo de prova possa ser facilmente controlada e mantida durante os ciclos de carga e descarga do corpo de prova em tempo real. O controlador deve estabilizar o sistema também para a varredura de frequências aplicada à peça. A Figura 1 apresenta um esquema da configuração do sistema de controle.

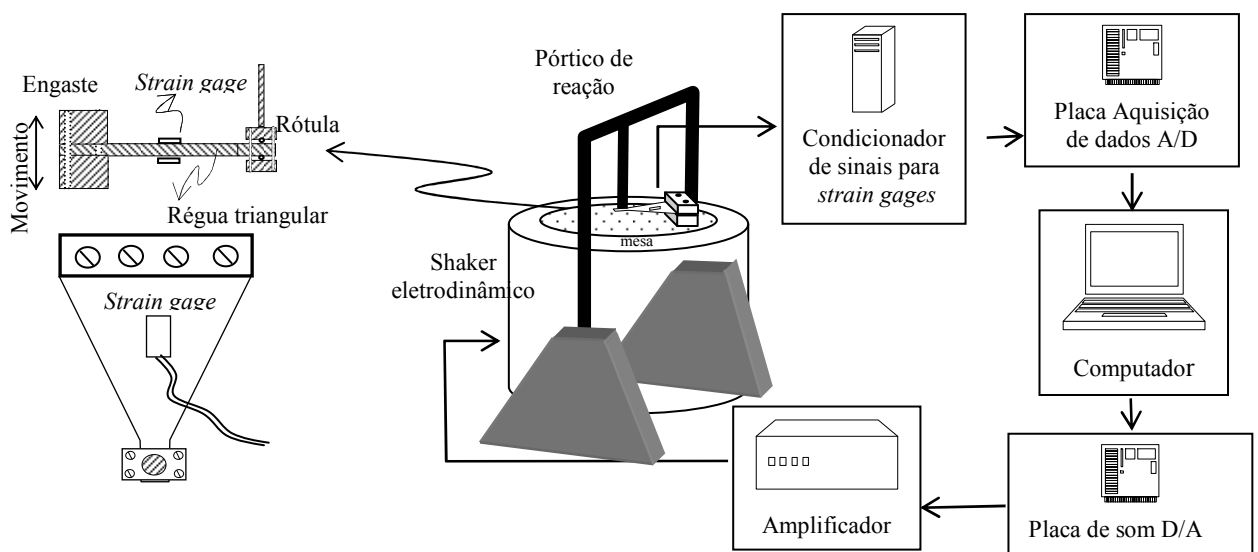


Figura 1 - Configuração do sistema de controle.

O corpo de prova é em formato triangular de forma que a medição da deformação em qualquer ponto de suas faces seja o mesmo, reduzindo as incertezas de medição da deformação por colagem do *strain gage*. A ponta do corpo de prova é rotulada através de roletes de aço e reage contra o pórtico de reação do *Shaker*. A parte fixada deste corpo de prova é rigidamente conectada à mesa vibratória a qual impõe deslocamentos prescritos gerando no mesmo, deformações e tensões mecânicas. Na Figura 2 são apresentadas as fotos do protótipo ensaiado.

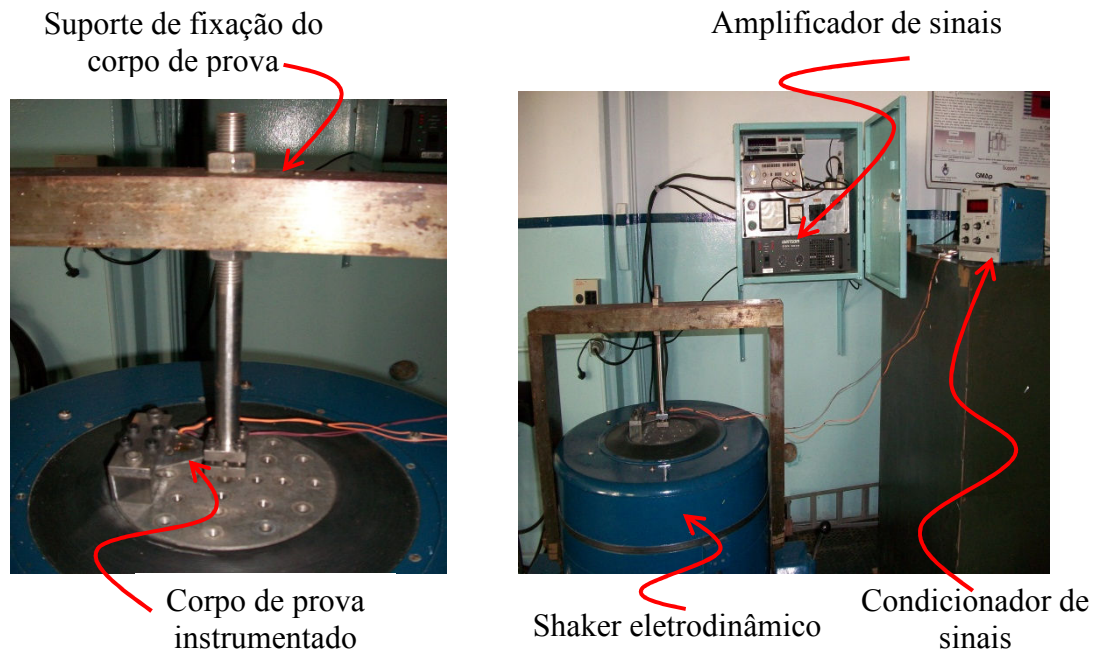


Figura 2 – Fotos do protótipo e da estrutura do sistema de controle.

### 3.1 *Shaker* Eletrodinâmico

O *Shaker* é um instrumento eletrodinâmico que opera como um alto-falante, onde o movimento da armação é produzido por uma corrente elétrica na bobina que produz um campo magnético. Esse campo magnético estático é produzido por um eletroímã composto por uma bobina de cobre. A força produzida é proporcional à corrente que flui pela bobina. Com um *shaker* pode-se aplicar vibração de maneira controlada (aceleração, frequência, etc.) a outro objeto. Pode ser somente mecânico, hidráulico eletromecânico e particularmente, eletrodinâmico.

O dispositivo *shaker* eletrodinâmico é uma mesa magnética que produz vibrações impulsionada a *voice-coils* de alto-falantes profissionais. Os *voice-coils* empregados são dois, com solenóides cuja extensão é de cerca de uma polegada (no *Shaker* aqui empregado), o que fornece certa amplitude para vibrações da mesa em torno do ponto central. Os núcleos magnéticos são montados em oposição, produzindo ao mesmo tempo um duplo mancal para manter o alinhamento do êmbolo central aos mesmos, e um aumento de linearidade por haver sempre mesmo número de espiras totais apresentadas ao entreferro, pois quando um penetra no entreferro, o segundo sai pelo lado oposto (Figura 3).

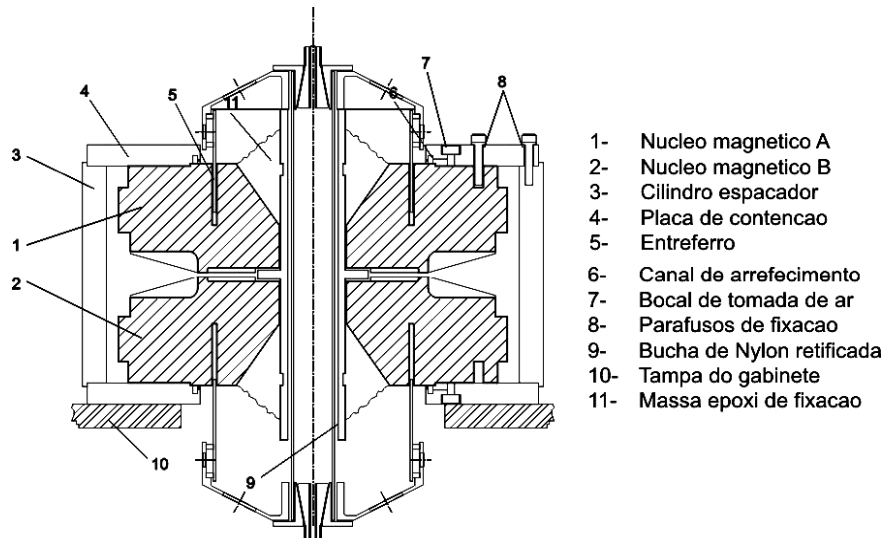


Figura 3 - Conjunto Magnético Fixo de uma Mesa Vibratória (Fonte: Gomes *et al.*, 2008)

O êmbolo dos cilindros dos *voice-coils* são acoplados por flanges cônicos, dos dois lados, a um êmbolo central tubular de Zircal, liga rígida e ultra-leve. O êmbolo de Zircal retificado excursiona dentro de uma bucha de nylon, que contém duas coroas de orifícios pelos quais se pode injetar ar comprimido para a lubrificação intersticial. As placas de alinhamento extremas também possuem coroas de orifícios para soprar ar de arrefecimento sobre os *voice-coils* durante a operação [Gomes *et. al.*, 2008, Flora e Grundling, 2006, Flora e Grundling, 2008 e Lang, 1997].

A amplitude da estimulação é gerada como uma tensão de referência, modulada pela frequência, que resulta em uma senóide (ou outro formato de onda desejado) de tensão proporcional à aceleração desejada. Este sinal é convertido pelo amplificador de potência em corrente sobre os *voice-coil*, que os transformam em força sobre o conjunto da mesa, o que resulta em aceleração sobre o mesmo.

## 3.2 Modelamento Mecânico de um Shaker Eletrodinâmico

### 3.2.1 Modelamento como sistema de 1 GDL

Seja o modelo simplificado de um *shaker* como indicado na Figura 4:

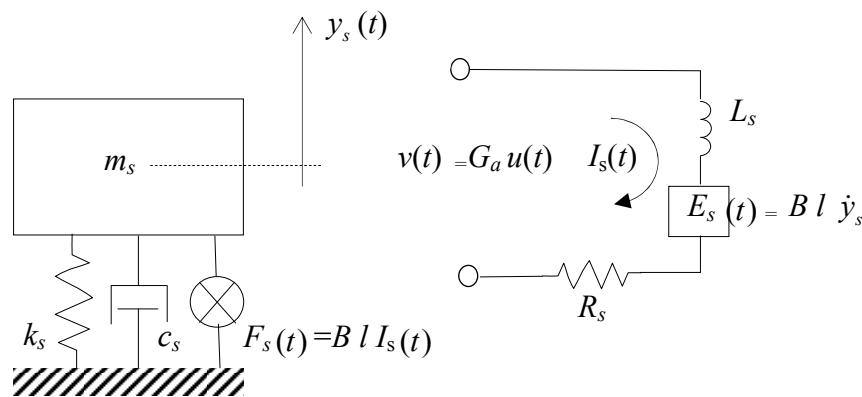


Figura 4 – Shaker de 1 GDL equivalente e circuito elétrico equivalente.

onde  $m_s$  indica a massa da mesa vibratória juntamente com a armadura móvel e o objeto a ser testado,  $k_s$  é a rigidez da suspensão,  $c_s$  é o amortecimento da suspensão,  $F_s$  é a força aplicada à mesa pela interação com o campo magnético gerado pela armadura fixa (estator), a qual é função da densidade de fluxo magnético  $B$  comprimento das espiras móveis  $l$  e da corrente que passa por elas  $I_s$ .  $E_s$  é a força contra eletromotriz função também da densidade de fluxo do campo magnético, comprimento das espiras móveis e da aceleração que estas espiras apresentam neste campo, devido à aceleração da mesa de ensaio  $\dot{y}$ .

O *shaker* eletrodinâmico é baseado no princípio que a força eletrodinâmica, que é gerada em função a uma corrente elétrica aplicada às espiras existentes envoltas no campo magnético permanente, interage com o campo gerado nas espiras do *voice coil*. Assumindo uma densidade de fluxo magnético constante (gerado pelo estator), o comportamento elétrico do *shaker* pode ser representado por um circuito linear equivalente. O modelo esquemático mecânico do *shaker* e seu circuito linear equivalente pode ser visto na mesma figura. Nela  $L_s$  é a indutância do sistema,  $R_s$  é a resistência elétrica equivalente e  $E_s$  é a força eletromotriz equivalente,  $v(t)$  é a tensão aplicada ao sistema, representada pelo ganho de um amplificador  $G_a$  aplicado a um sinal elétrico de controle de entrada  $u(t)$ . A força  $F_s(t)$  e a força contra eletromotriz  $E_s(t)$  podem ser representadas por:

$$F_s(t) = B l I_s(t) \quad \text{e} \quad E_s(t) = B l \dot{y}_s \quad (3.1)$$

A equação do circuito correspondente é dada por:



$$L_s \dot{I}_s(t) + R_s I_s(t) + E_s(t) = v(t) = G_a u(t) \quad (3.2)$$

e a equação correspondente de equilíbrio de forças mecânicas do *shaker*, na direção vertical, é definida por:

$$m_s \ddot{y}_s + c_s \dot{y}_s + k_s y_s = F_s(t) = Bl I_s(t) \quad (3.3)$$

Nesta abordagem e simplificação do problema, não se assume a dinâmica do objeto que está sob teste (sua rigidez e amortecimento), assumindo-se que o mesmo tenha caráter de corpo rígido, descartando eventual interação com o sistema do *shaker*. Esta hipótese restringe bastante o modelamento do sistema o qual apresenta apenas o modo de ressonância da suspensão. Além do mais, assume-se que a base do *shaker* está rigidamente fixa em relação ao solo, de modo que não haverá modo de ressonância deste em relação ao solo.

Vale salientar que, ainda assim, a dinâmica do *shaker* (rigidez, amortecimento e vibração da suspensão) se reflete no circuito elétrico, sob a forma de uma força contra-eletromotriz  $E_s(t)$ .

### 3.2.2 Modelamento como sistema de 2 GDL

Nesta abordagem, assume-se que o objeto a ser testado possua massa, rigidez e amortecimento e que possa vibrar em relação à mesa do *shaker*. Assume-se também que a base do *shaker* está rigidamente fixa em relação ao solo, de modo que não haverá modo de ressonância deste em relação ao solo. Desta forma, o esquema simplificado do *shaker*, fica como indicado na Figura 5:

As correspondentes equações do modelo elétrico e do modelo dinâmico ficam:

$$L_s \dot{I}_s(t) + R_s I_s(t) + Bl \dot{y}_s = v(t) = G_a u(t) \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} m_o \ddot{y}_o + c_o (\dot{y}_o - \dot{y}_s) + k_o (y_o - y_s) &= 0 \\ m_s \ddot{y}_s - c_o (\dot{y}_o - \dot{y}_s) - k_o (y_o - y_s) + c_s \dot{y}_s + k_s y_s &= F_s(t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

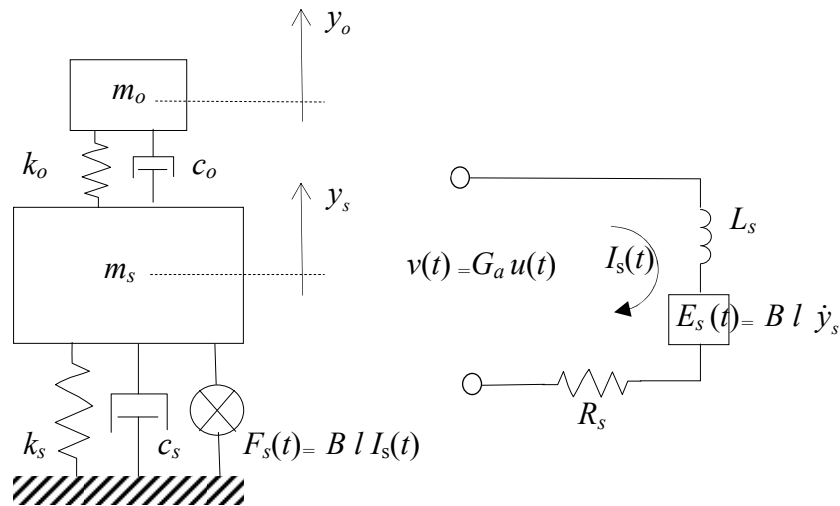


Figura 5 – Sistema *Shaker* com peça ensaiada (2 GDL) e circuito elétrico equivalente.

Segundo De Silva, 2005, o termo  $L_s \dot{I}_s$  pode ser negligenciado sem perdas, pois a constante de tempo elétrica do *shaker* geralmente é muito menor quando comparada com a constante de tempo mecânica do sistema e do objeto a ser testado.

Sendo assim, retirando o valor de  $I_s(t)$  na equação do circuito e aplicando no sistema mecânico de duas equações anteriores, fica-se com:

$$\begin{aligned} m_o \ddot{y}_o + c_o (\dot{y}_o - \dot{y}_s) + k_o (y_o - y_s) &= 0 \\ m_s \ddot{y}_s - c_o (\dot{y}_o - \dot{y}_s) - k_o (y_o - y_s) + c_s \dot{y}_s + k_s y_s &= (Bl/R_s)v(t) - (B^2 l^2 / R_s) \dot{y}_s \end{aligned} \quad (3.6)$$

Chamando-se  $k_b = Bl = cte$  e calculando a transformada de Laplace para ambas as equações, tem-se a Função de Resposta em Frequência do deslocamento em relação à tensão de elétrica de controle  $v = G_a u$ , tem-se:

$$\begin{aligned} (m_o s^2 + c_o s + k_o) y_o - (c_o s + k_o) y_s &= 0 \\ [m_s s^2 + (c_s + c_o) s + (k_o + k_s)] y_s - (c_o s + k_o) y_o &= (k_b / R_s) v(t) - (k_b^2 / R_s) s y_s \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ou, rearranjando,

$$\begin{aligned} y_o &= \frac{(c_o s + k_o)}{(m_o s^2 + c_o s + k_o)} y_s \\ \left\{ m_s s^2 + \left[ c_s + c_o + \left( \frac{k_b^2}{R_s} \right) \right] s + (k_o + k_s) - \frac{(c_o s + k_o)^2}{(m_o s^2 + c_o s + k_o)} \right\} y_s &= \left( \frac{k_b}{R_s} \right) v \end{aligned} \quad (3.8)$$

então,

$$\frac{y_s}{v} = \left( \frac{k_b}{R_s} \right) \frac{\Delta_1(s)}{\Delta_2(s)} \quad (3.9)$$

em que,

$$\begin{aligned} \Delta_1(s) &= m_0 s^2 + c_0 s + k_0 \\ \Delta_2(s) &= m_0 m_s s^4 + \left[ m_0 \left( \frac{B^2 l^2}{R_s} + c_0 + c_s \right) + c_0 m_s \right] s^3 + \\ &+ \left[ c_0 \left( \frac{B^2 l^2}{R_s} + c_s \right) + m_0 (k_0 - k_s) + k_0 m_s \right] s^2 + \left[ k_0 \left( \frac{B^2 l^2}{R_s} + c_s \right) - c_0 k_s \right] s + k_0 k_s \end{aligned} \quad (3.10)$$

Pela função de transferência apresentada, pode-se observar que haverá duas ressonâncias (quarta ordem do denominador em  $s$ ) e uma antirressonância (segunda ordem em  $s$  no numerador) correspondendo à ocorrência da ressonância do corpo de prova.

Na verdade, caso se queira ter um modelo mais completo do *shaker*, mais graus de liberdade podem ser introduzidos na modelagem de forma a representar partes móveis com certa flexibilidade existentes no shaker, como por exemplo, a ligação do *shaker* com o solo através de apoios elásticos, a rigidez lateral do *shaker* ou mesmo flexibilidade originada da ligação da mesa vibratória com as espiras dos enrolamentos móveis. O desenvolvimento segue o mesmo princípio indicado, possibilitando um modelamento mais completo, sendo apenas um pouco mais delicada a identificação e a estimação destes parâmetros do modelo em ensaios experimentais. Para maiores detalhes de um modelo mais completo veja [Flora, 2009].

O uso de um modelo mais detalhado da dinâmica do *shaker* é importante, pois se trabalha com controladores tradicionais, os quais são bastante sensíveis aos parâmetros utilizados no modelo dinâmico. Neste trabalho, esta abordagem não será seguida visto que o foco está no uso de algoritmos Heurísticos que prescindem de um modelamento mais acurado.

### 3.2.2.1 Modelamento para ensaios de fadiga em peças

Quando se utiliza o *shaker* para ensaios de fadiga em peças, esta sofre os ciclos de tensão conectada a um pórtico de reação rigidamente fixo à própria carcaça do *shaker*, de modo que a mesma estará sofrendo uma excitação forçada e desaparecerá o grau de liberdade correspondente. O esquema do ensaio pode ser esboçado como indicado na Figura 6:

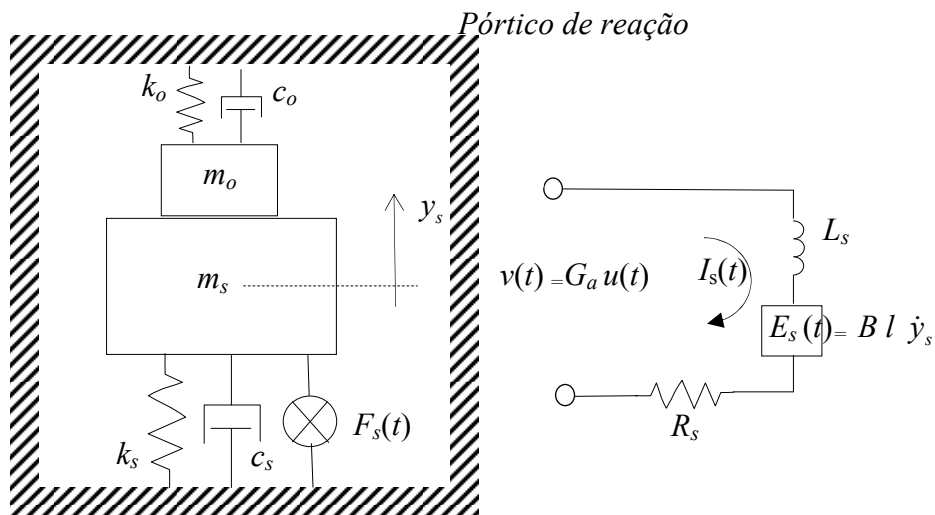


Figura 6 – Shaker de 1 GDL equivalente e circuito elétrico equivalente.

O equacionamento neste caso ficará:

$$L_s \dot{I}_s(t) + R_s I_s(t) + E_s(t) = v(t) = G_a u(t) \quad (3.11)$$

$$(m_s + m_o) \ddot{y}_s + (c_s + c_o) \dot{y}_s + (k_s + k_o) y_s = \frac{k_b}{R_s} (v - k_b \dot{y}_s) \quad (3.12)$$

Muito semelhante ao equacionamento de um *shaker* modelado como 1 GDL onde agora a massa é a soma das massas do objeto juntamente com as partes móveis do *shaker*, a rigidez é a soma das rigidezes do *shaker* com a do objeto e o mesmo para o amortecimento. A função de resposta em frequência do deslocamento da mesa vibratória para a tensão aplicada é:

$$\frac{y_s}{v} = \frac{k_b}{R_s} \frac{1}{(m_s + m_o) s^2 + (c_s + c_o + \frac{k_b^2}{R_s}) s + (k_s + k_o)} \quad (3.13)$$

Que apresentará uma ressonância na frequência do sistema acoplado *shaker* juntamente com o objeto a ser ensaiado. Se esta frequência for baixa o suficiente, restará toda a faixa de frequências acima para que a relação entre a tensão aplicada e deslocamento da mesa vibratória seja linear.

### 3.3 Identificação dos Parâmetros Mecânicos do *Shaker*

A identificação dos parâmetros do Shaker baseou-se na medição da resposta da mesa vibratória frente a um impacto com martelo de borracha e medição com acelerômetro da

resposta mecânica a este impacto. Assumiu-se que o *shaker*, com a mesa livre, possa ser modelado como um sistema de 1 GDL.

A ideia é medir as frequências naturais da estrutura assim como o seu amortecimento e depois acrescentar uma massa extra, alterando a dinâmica da mesa vibratória, e posteriormente voltando a medir estas frequências naturais novamente. Desta forma, poder-se-á montar um sistema de equações que indicam a rigidez  $k_s$  do *shaker*, assim como a sua massa  $m_s$  e seu amortecimento  $c_s$ .

Partindo-se da hipótese que o *shaker* seja um sistema de 1 GDL, a frequência natural amortecida numa situação da mesa limpa, e com uma massa adicional  $m$  do *shaker*, tem-se:

$$\omega_{sm} = \sqrt{\frac{k_s}{m_s}} \sqrt{1 - \xi^2} \quad \text{e} \quad \omega_{cm} = \sqrt{\frac{k_s}{m_s + m}} \sqrt{1 - \xi^2} \quad (3.14)$$

em que  $\omega_{sm}$  e  $\omega_{cm}$  representam a frequência natural amortecida do *shaker* sem e com massa adicional, respectivamente. Uma vez medidas  $\omega_{sm}$  e  $\omega_{cm}$ , pode-se então avaliar a massa  $m_s$  do *shaker*, após alguns algebrismos, como sendo igual a:

$$m_s = \frac{m\omega_{cm}^2}{\omega_{sm}^2 - \omega_{cm}^2} \quad (3.15)$$

e a rigidez do sistema, pode ser obtida, a partir da Equação (3.14), como:

$$k_s = m_s \omega_{sm}^2. \quad (3.16)$$

Para cálculo do amortecimento do sistema, dentre as opções disponíveis, optou-se por medir pelo decremento logarítmico.

Uma vez obtidos os valores de aceleração no tempo para a vibração livre provocada pelos impactos, procede-se ao cálculo do decremento  $\delta$ , obtido a partir da leitura dos picos de vibração livre em um instante 0 e depois de  $n$  ciclos:

$$\delta = \frac{1}{n} \ln \left( \frac{A_0}{A_{0+n}} \right) \quad (3.17)$$

em que  $A_0$  representa o valor do pico inicial e  $A_{0+n}$  o valor do pico depois de  $n$  ciclos da grandeza medida, no caso a aceleração ao longo do tempo.

A razão de amortecimento pode então ser calculada a partir do decremento logarítmico, conforme Equação (3.18):

$$\xi = \frac{\delta}{\sqrt{4\pi^2 + \delta^2}}. \quad (3.18)$$

Assim, pode-se calcular o amortecimento do sistema através da relação:

$$\xi = \frac{c_s}{c_c} = \frac{c_s}{2\sqrt{k_s m_s}} \text{ e } c_s = 2\xi\sqrt{k_s m_s} \quad (3.19)$$

Dez testes de impacto no *shaker* utilizando a mesa vazia e 10 testes utilizando uma massa extra de  $m = 12.2792$  kg, foram realizados. A Figura 7 indica uma resposta típica ao longo do tempo do acelerômetro conectado à mesa vibratória ao receber o impacto com martelo de borracha, medido pelo sistema Agilent Vee 7.5. Na mesma figura, indicam-se os sinais para a condição inicial da mesa limpa, e com uma massa adicional  $m$ .

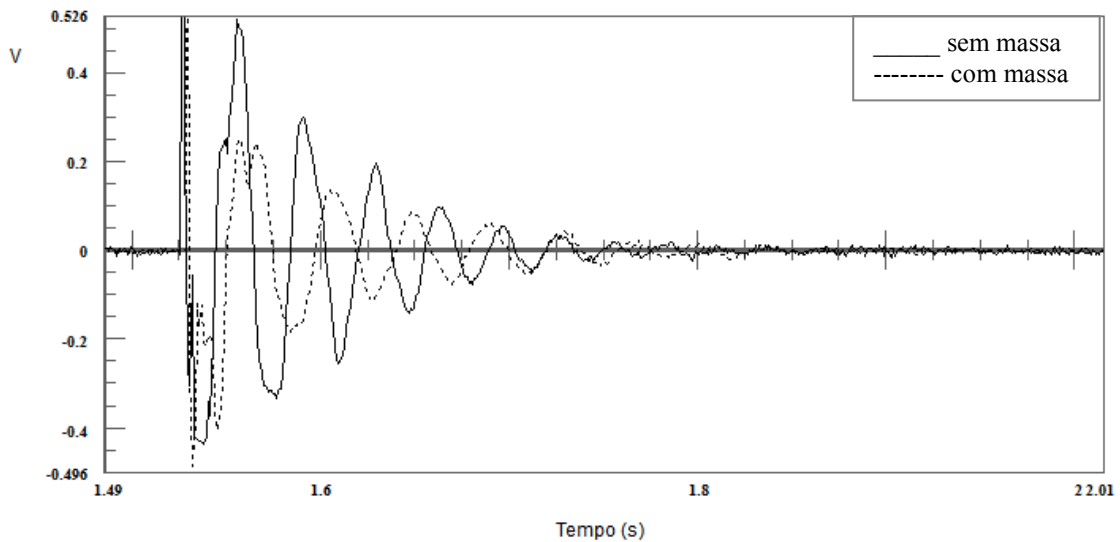


Figura 7 – Típica resposta o acelerômetro em volts no tempo para impacto no shaker com e sem a massa extra.

Na Figura 8, é mostrado o espectro de frequências do sinal anterior para as duas condições (com e sem massa extra).

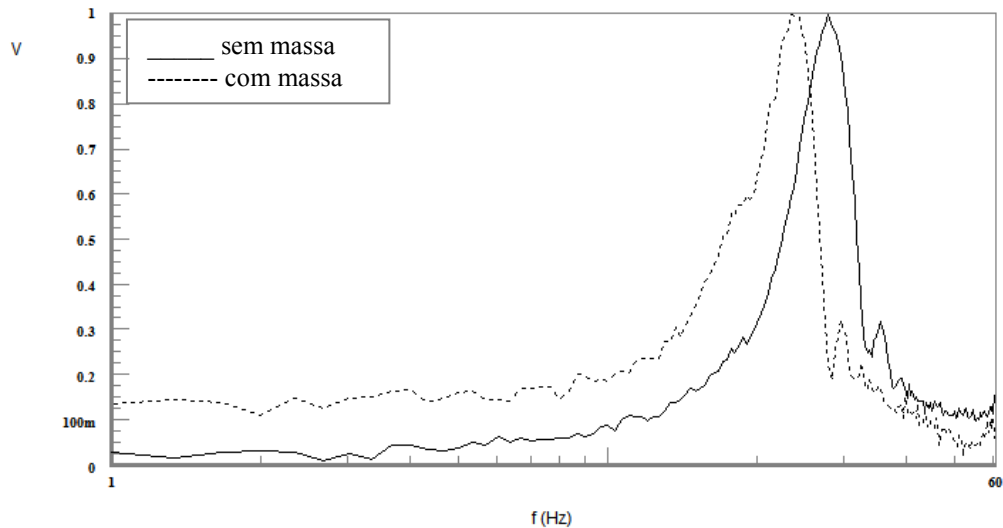


Figura 8 – Típica FFT do sinal do acelerômetro para impacto no shaker com e sem a massa extra.

Obtiveram-se como parâmetros do *shaker*  $m_s = 7.85$  kg com coeficiente de variação de 6.1%, para a rigidez  $k_s = 109526$  N/m com coeficiente de variação de 4.9% e o amortecimento encontrado foi  $c_s = 129$  Ns/m com coeficiente de variação de 7% ( $\xi = 0.07$  com coeficiente de variação de 6.7%).

### 3.4 Envelope teórico de comportamento e desempenho do *Shaker* eletrodinâmico

De acordo com Lang e Snyder, 2001, o desempenho de um *shaker* eletrodinâmico pode ser estimado de uma maneira conservativa sabendo-se nove parâmetros eletromecânicos os quais geralmente são especificados no manual do fabricante. Um gráfico construído com pontos baseados nestes parâmetros, em eixos de frequência e aceleração, fornece uma ideia do potencial de capacidade do referido *shaker*. A correta avaliação do desempenho de um *shaker* pode, sem dúvida alguma, ser também obtida experimentalmente através de testes que submetam o equipamento aos seus limites. Entretanto, estes limites teóricos de desempenho servem como partida para estes ensaios e dão uma visão geral das faixas de frequência que se poderá trabalhar.

Este desempenho está ligado fortemente a pelo menos três modos de vibração do *shaker* (fundação, armadura e mesa de ensaio), ao modo de operação do *shaker* (corrente ou

voltagem) assim como à capacidade do amplificador de sinais utilizado para controlar o *shaker*. Parâmetros como limites elásticos do suporte da mesa, fatores de segurança para as peças, limites térmicos de dissipação de potência, assim como faixas limites de amplitudes máximas de vibração para operação (fins de curso de segurança), também definem o comportamento quanto ao desempenho do *shaker*.

Os pontos necessários para desenhar a referida curva de desempenho estão indicados na Figura 9:

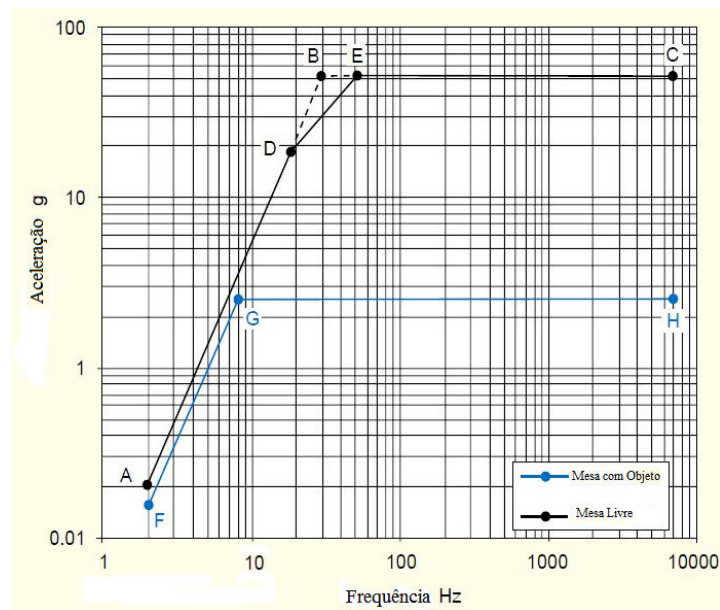


Figura 9 – Curva típica de desempenho de um shaker eletrodinâmico (Adaptado de Lang e Snyder, 2001).

Estes pontos são assim definidos:

Ponto A – limites de frequência mínima de operação do *shaker* e valor da aceleração correspondente com a mesa livre;

Ponto B – limites de frequência de ressonância da mesa com a massa móvel e correspondente de aceleração vinculada ao limite de velocidade do *shaker* nesta condição (função de seu amortecimento);

Ponto C- Frequência máxima de operação e aceleração correspondente para massa móvel e limite de força indicado pelo fabricante;

Ponto D- Frequência correspondente à velocidade de vibração definida pelo fabricante e correspondente aceleração (referente a esta velocidade);



Ponto E- Frequência correspondente à massa móvel e velocidade nominal definida pelo fabricante e correspondente aceleração definida pela força máxima nominal e massa móvel;

Ponto F- Frequência mínima e a correspondente aceleração com o deslocamento nominal corrigido por efeito da fixação do *shaker*;

Ponto G- Frequência correspondente à frequência de ressonância da mesa com a massa móvel e massa nominal máxima do objeto a ser ensaiado, e a correspondente aceleração limitada pela força máxima e massa móvel e nominal de ensaio;

Ponto H- Frequência máxima e a correspondente aceleração limitada pela força máxima nominal e massa móvel e nominal de ensaio.

Estes pontos são definidos como indicado na Tabela 1. Nesta tabela,  $F_{rate}$  é amplitude da força máxima possível de ser aplicada pelo *shaker*,  $M_{rate}$  é a massa nominal máxima possível de ser ensaiada,  $M_{mov}$  é o valor nominal da massa móvel que faz parte da mesa do *shaker*,  $V_{rate}$  é a velocidade máxima de vibração possível do *shaker*,  $K_s$  é a rigidez do sistema da mesa vibratória,  $S_{rate}$  é o deslocamento máximo de vibração admitido pelo *shaker* e  $S_{derate}$  é este mesmo deslocamento corrigido para levar em conta efeitos da fixação do *shaker*, ou seja,  $S_{derate} = IDF[S_{rate} - (M_{rate} g / K_s)]$ , onde IDF é função do tipo de fixação do *shaker* (IDF = 1 para rigidamente fixo ao solo).

Tabela 1 – Pontos que definem a curva simplificada de desempenho de um *shaker* genérico.

Pontos	$f$ (Hz)	$a$ (m/s <sup>2</sup> )
A	$f_{min}$	$(2\pi f_{min})^2 S_{rate}$
B	$\sqrt{K_s / M_{mov}} / 2\pi$	$F_{rate} / M_{mov}$
C	$f_{máx}$	$F_{rate} / M_{mov}$
D	$V_{rate} / 2\pi S_{rate}$	$[2\pi(V_{rate} / 2\pi S_{rate})]^2 S_{rate}$
E	$F_{rate} / (2\pi M_{mov} V_{rate})$	$F_{rate} / M_{mov}$
F	$f_{min}$	$(2\pi f_{min})^2 S_{derate}$
G	$\sqrt{K_s / (M_{mov} + M_{rate})} / 2\pi$	$F_{rate} / (M_{mov} + M_{rate})$
H	$f_{máx}$	$F_{rate} / (M_{mov} + M_{rate})$

Para o *shaker* Tira St. 5000/300, utilizado na tese, os dados obtidos no manual do fabricante são de que  $F_{rate} = 2940 N$  para um amplificador de potência de 1 KW e resistência das espiras do campo móvel de  $R = 8\Omega$ . Como o amplificador original foi substituído por um amplificador de som de 350 W, o limite de força deve ser corrigido para  $F_{rate} = 2940 N$ . A

massa nominal da mesa é de  $M_{mov} = 8.5\text{ kg}$  e a massa nominal máxima para ensaio é  $M_{rate} = 60\text{ kg}$ . A rigidez da mesa de ensaio é nominalmente indicada como sendo  $K_s = 73500\text{ N/m}$ . O limite de amplitude de vibração é de  $S_{rate} = \pm 6\text{ mm}$  e os limites de frequência são de  $f_{min} = 5\text{ Hz}$  e  $f_{máx} = 5000\text{ Hz}$ . Para o cálculo da velocidade nominal de vibração, utiliza-se  $V_{rate} = 2[e_r i_r - i_r^2 R] / F_{rate}$ , onde  $e_r$  é a tensão máxima que o amplificador pode fornecer,  $i_r$  é a máxima corrente passante das espiras do campo móvel e  $R$  é a resistência interna destas espiras. Para o nosso caso,  $e_r = 53\text{ V}$  e  $i_r = 3\text{ A}$ .

Partindo-se da inequação  $F_{rate} \geq m(2\pi f)^2 S_{rate}$  e levando-se em conta o limite de amplitude de vibração especificado, o seguinte gráfico da Figura 10 pode ser construído referente aos limites de frequência que não violam o limite de força máxima nem a amplitude máxima de vibração:

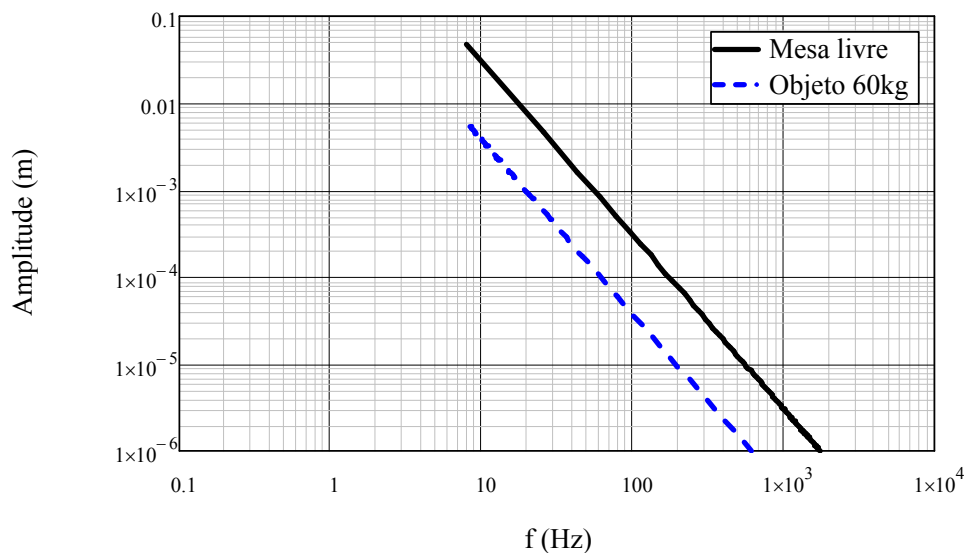


Figura 10 – Limites de frequência para que não seja violado o limite de força máxima nem o limite de amplitude máxima de vibração.

Percebe-se que os limites de frequência vão de 8 Hz a 616 Hz, no caso da mesa com objeto de 60 kg, e de 8 Hz a 1750 Hz para o caso da mesa livre. Em termos de acelerações, estes limites são indicados na Figura 11.

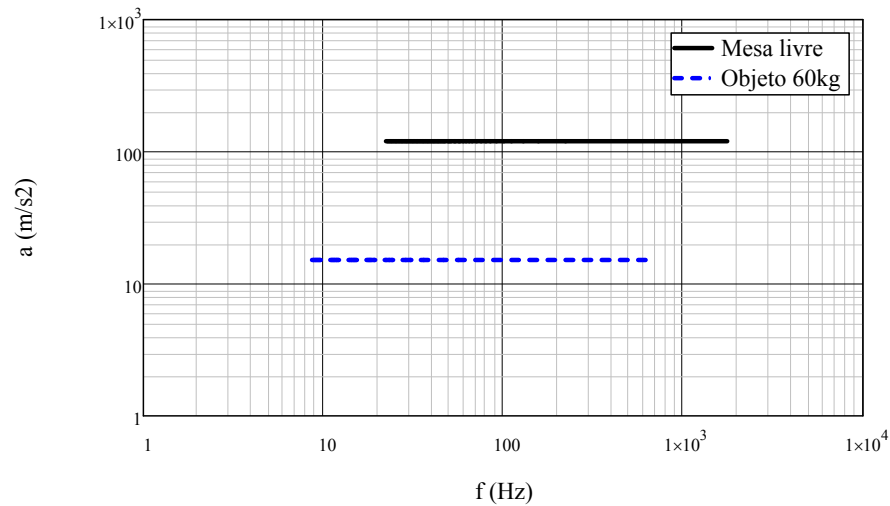


Figura 11 – Valores limites de aceleração para que não seja violado o limite de força máxima nem o limite de amplitude máxima de vibração.

Observando a Figura 11, percebe-se que os limites de aceleração dentro da faixa de frequência permitida, varia de  $15 \text{ m/s}^2$  (de 8 Hz a 616 Hz) para a mesa com objeto de 60 kg e para a mesa livre para  $121 \text{ m/s}^2$  (de 22 Hz a 1750 Hz). A defasagem no eixo das frequências destes dois gráficos deve-se ao fato de que os limites de amplitude máxima e mínima devam ser satisfeitos. Para ensaios que sejam à amplitude constante, o seguinte gráfico da Figura 12 indica o desempenho do *shaker* referente aos limites de frequência possíveis.

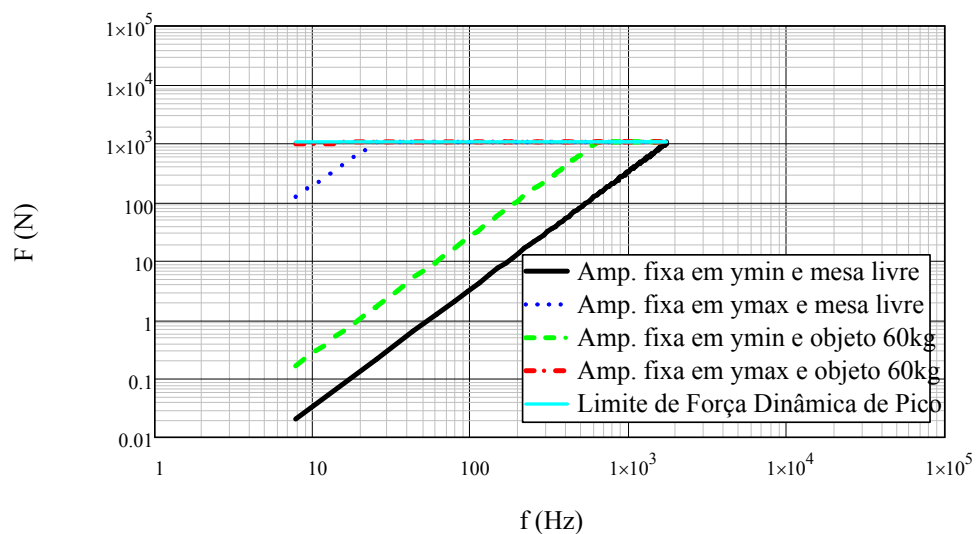


Figura 12 – Faixas de frequências limites para ensaios à amplitude de vibração constante de forma a não violar o limite de força máxima.

Através da Figura 12, observa-se que para o caso do *shaker* estar com a mesa livre e amplitude de vibração máxima fixa, os limites de frequência vão dos 8 Hz a 25 Hz e, com a amplitude mínima fixa, este limite superior se estende até 1750 Hz. No caso do *shaker* estar com objeto de 60 kg na mesa, a faixa de frequências passa para 8 Hz a 20 Hz para a amplitude máxima de vibração fixa, e para a amplitude mínima de vibração fixa, este limite superior passa para 616 Hz.

Por último, utilizando os dados da Tabela 1, a Figura 13 representa o desempenho teórico esperado em frequência e aceleração para o *shaker*, calculados com os pontos da curva indicados anteriormente e com os valores nominais indicados pelo fabricante.

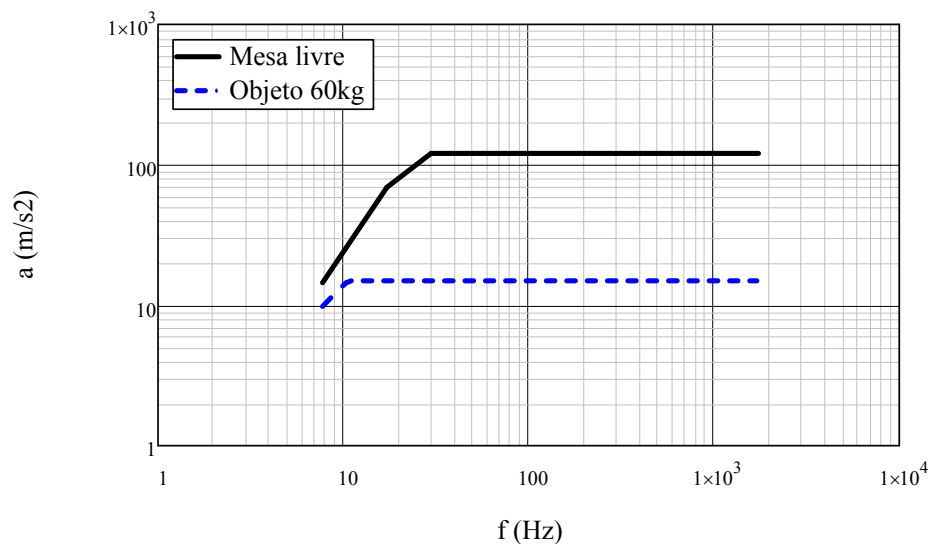


Figura 13 – Faixas de frequência limites e valores limites de aceleração de forma a não violar o limite de força máxima.

### 3.5 Tipos de ensaios e aplicações

Através dos ensaios a serem descritos a seguir, é possível a sua utilização para as aplicações em:

- Vibração Funcional;
- Resistência Mecânica;
- Resistência na Ressonância;
- Simulação de Transporte;

- Reprodução de condições de Campo;
- Fadiga;
- Resistência de Embalagens;
- Impactos, Choques e Quedas.

Assim, os diversos tipos de ensaios são os seguintes:

### 3.5.1 *Vibração senoidal com varredura*

A execução de um ensaio senoidal consiste em submeter o equipamento sob teste a uma vibração senoidal de baixa distorção e com amplitude e frequência que variam suavemente com o tempo de forma que o sistema seja criticamente excitado à medida que a excitação passa por cada frequência de ressonância.

O sinal harmônico (senoidal), desenvolvido dentro de um intervalo específico de frequência, é varrido continuamente a uma taxa de varredura específica que pode ser linear (hertz por segundo) ou logarítmica (oitavas por minuto). Quanto maior for a taxa de varredura, menor será o tempo de duração de uma varredura. A amplitude do ensaio pode ser definida pela aceleração (G), pela velocidade (m/s), pelo deslocamento da mesa (mm) ou até mesmo pela tensão mecânica aplicada ao objeto a ser ensaiado. Em uma mesma curva de excitação pode haver aceleração, velocidade e deslocamento como critérios para especificação da amplitude. A duração do ensaio pode ser definida através do número de varreduras a serem executadas, ou por um tempo pré-determinado [Flora, 2009].

No caso de uma varredura em frequência, é comum desejar-se que o ensaio mantenha constante ou a aceleração imprimida ao objeto a ser ensaiado ou mesmo, no caso de avaliação de fadiga, a mesma tensão oscilante constante. A varredura é feita especificando-se os limites de frequência que se pretende varrer, a velocidade com que esta varredura será feita (geralmente dada em oitavas por minuto para varreduras logarítmicas ou apenas o tempo disponível para fazer a varredura, no caso de varreduras lineares) e o nível de aceleração ou tensão mecânica desejada constante durante a varredura. A geração do sinal de varredura linear (a uma taxa constante), para o caso de uma tensão elétrica de amplitude  $v_0$  segue o equacionamento indicado:

$$v(t) = v_0 \text{sen} \left[ \omega_1 t + (\Delta\omega) \frac{t^2}{2} \right] \quad (3.20)$$

onde  $\Delta\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{T}$  é a velocidade de varredura (em (rad/s)/s),  $\omega_1$  e  $\omega_2$  são a frequência inicial e final respectivamente, e  $T$  é o tempo disponível para fazer a varredura.

No caso da varredura logarítmica, Farina, 2000, indica uma função do tipo:

$$v(t) = v_0 \text{sen} \left( \frac{\omega_1 T}{\ln(\omega_2/\omega_1)} (k-1) \right) \quad (3.21)$$

onde  $k = e^{\frac{\ln(\omega_2/\omega_1)}{T}}$  é a taxa de varredura logarítmica, e os outros termos iguais aos indicados anteriormente.

A escolha entre um ou outro tipo de varredura recai sobre a presença de harmônicos no sinal medido do sistema a ser ensaiado que estejam próximos ou não entre si. Na varredura linear, estes picos de ressonância não serão tão evidentes quanto na varredura logarítmica.

A Figura 14 indica dois exemplos de varreduras para um sinal de 1 V sendo varrido de 20 Hz até 400 Hz com uma taxa linear de 1.58 Hz (linear) e taxa de uma oitava por minuto (logarítmico) por um tempo de  $T = 240$  s.

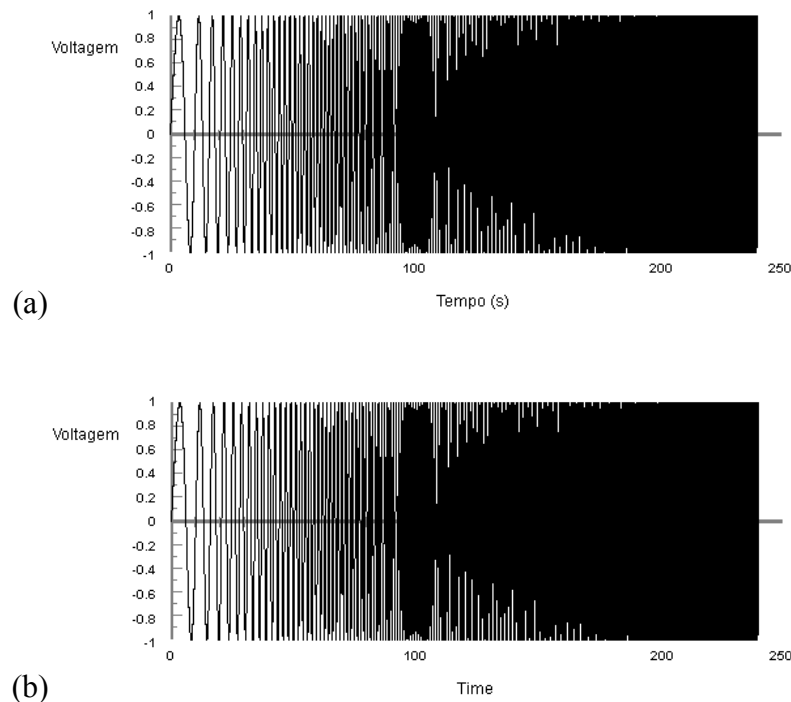


Figura 14 – Varreduras de seno para (a) caso linear (1.58 Hz em 240s) e (b) logarítmico (1 oitava por minuto em 240s).

### *3.5.2 Frequência discreta*

O Ensaio de Frequência discreta é um ensaio caracterizado por uma excitação senoidal numa frequência específica, não havendo varredura. A amplitude do ensaio pode ser definida pela aceleração (G) ou pelo deslocamento de mesa (mm) ou até mesmo pela tensão desejada na peça a ser ensaiada. A duração do ensaio é definida através de um tempo pré-determinado.

### *3.5.3 Vibração aleatória*

O Ensaio de Vibração Aleatória (randômica) têm uma excitação cuja aplicação é aleatória. Esse ensaio não tem velocidade de varredura, pois o controlador escolhe aleatoriamente uma determinada frequência com a sua respectiva aceleração. A amplitude para esse tipo de ensaio é definida através do nível de energia espectral ( $G^2/Hz$ ). A duração do ensaio é feita através de um tempo pré-determinado, já que a aplicação da frequência é aleatória.

### *3.5.4 Pesquisa de Ressonância*

O Ensaio de Pesquisa de Ressonância tem as mesmas características do Ensaio Senoidal, porém é utilizado para descobrir a frequência natural do equipamento sob ensaio. Eles se diferem dos Ensaio Senoidais em alguns pontos como, por exemplo, na taxa de varredura e na aceleração. A taxa de varredura costuma ter valores baixos, pois com uma varredura lenta fica mais evidente e mais precisa qual é a frequência de ressonância. A aceleração também costuma ter valores baixos, já que para fazer a pesquisa de ressonância é necessária uma pequena excitação no equipamento para que ele entre na frequência de ressonância e tenha grandes amplitudes de vibração.

### *3.5.5 Choque*

O Ensaio de Choque é caracterizado pela excitação de pulsos independentes separados por um intervalo de tempo que podem ter a forma de meio-seno, trapezoidal ou dente de serra.

A sua amplitude é definida pela aceleração e pela duração do pulso. Quanto maior for a duração do pulso, maior será a sua amplitude, porém, a aceleração não será alterada. O pulso

pode ser positivo ou negativo. Se ele for positivo, o choque será para cima; já se o pulso for negativo, o choque será para baixo.

O Ensaio de Choque é usado para ensaios em equipamentos onde se deseja observar encaixes e juntas, já que é um ensaio bem severo. Além do mais, pela semelhança a uma excitação do tipo delta de Dirac, neste ensaio, a peça é excitada em praticamente todas as faixas de frequência.

### 3.5.6 Queda Livre

O Ensaio de Queda Livre consiste em deixar que o equipamento embalado caia livremente em uma superfície plana livre de saliências e em alturas especificadas por normas. A altura varia de acordo com o peso do equipamento com a embalagem.

Este ensaio visa determinar se a embalagem do equipamento está projetada para suportar os choques da embalagem com corpos no meio externo.

## 3.6 Características do *Shaker* empregado

As características do *shaker* utilizado são as listadas na Tabela 2:

Tabela 2 – Características do *Shaker* empregado.

Faixa de Frequência de uso	20 -5000 Hz;
Massa do Sistema Móvel	8.5 kg;
Zona de Amplitudes	0 até +/- 6 mm;
Massa do Objeto a ser Ensaiado (Carga Estática)	Até 60 kg;
Potência máxima requerida	500 Watts
Resistência interna enrolamento	4 Ohms
Tensão Blower	220 / 380 V
Potencia do Blower	0.8 kW
Rotação do Blower	2850 RPM

## 3.7 Características do Amplificador

O amplificador tem por finalidade amplificar o sinal recebido da placa de som e enviar este sinal amplificado ao *Shaker*. O amplificador utilizado neste trabalho é o WATTSOM,



modelo DBK 6000, um amplificador profissional de som com as características mostradas a seguir na Tabela 3:

Tabela 3 – Características do Amplificador empregado.

Canais de amplificação	2
Potência de Saída por canal em 4 Ohms (Tensão AC=230V)	350W por canal
Classe de amplificação	AB
Resposta em frequência (-3 dB) em 8 Ohms	15 Hz a 40 kHz
Distorção Harmônica Total + Ruído (THD + N) em 8 Ohms	< 0,05% de 20Hz a 1 kHz e < 0,1% de 20 Hz a 20 kHz.
Impedância de Entrada (desbalanceada)	20 k $\Omega$
Relação Sinal/Ruído (sem ponderação)	> 90 dB

### 3.8 Características do Condicionador de Sinais

A Ponte de *Wheatstone* é o nome genérico dado a um circuito utilizado para medir o desbalanceamento em tensão devido à diferença de resistência entre os extensômetros elétricos, causado pela deformação sofrida da estrutura. O desbalanceamento é medido pela variação de tensão e posteriormente transformado na grandeza desejada. Neste experimento utilizou-se uma configuração de meia Ponte *Wheatstone*, Pois assim consegue-se o dobro do sinal elétrico comparado à configuração de um quarto de ponte, além de compensar efeitos térmicos. No ensaio em questão, para contornar a variação de temperatura ambiente que o corpo de prova pode sofrer, provocando uma variação de resistência no *Strain Gauge* que não corresponde a uma deformação induzida por tensões mecânicas, usa-se, além do extensômetro ativo, um outro, semelhante, colado em faces opostas do material do corpo de prova em análise, para que sejam medidas as deformações de sinais contrários. Para deformações de flexão isto originará um sinal elétrico duplicado ao que se teria utilizando-se apenas um dos *strain gauges*. Também nestas condições, a variação de resistência elétrica sofrida pelos dois extensômetros devido à variação de temperatura é igual, cancelando-se o seu efeito e mantendo-se o equilíbrio da ponte. Dessa forma a ponte de *Wheatstone* registrará apenas as variações de resistência elétrica devido a deformações induzidas por tensões mecânicas.

Para o condicionamento de sinais para a medição de deformação é utilizado um indicador digital de deformações modelo TMDE da empresa TRANSDUTECH. Dados do aparelho são listados na Tabela 4:

Tabela 4 – Características do Condicionador de *strain gages* empregado.

Tensão de alimentação	120-240 V (AC) 50-60 Hz
Tensão de excitação da ponte de Wheatstone	5, 2,5 e 1 V $\pm 2\%$ (DC)
Filtro passa-baixas	10Hz e de 1000Hz
Configurações dos canais	$\frac{1}{2}$ Ponte ou 1/1 Ponte de Wheatstone
Uso de extensômetros	100 a 600 $\Omega$
Sensibilidade ajustável	$\pm 0,05$ a $\pm 50$ mV/V
Sinal de calibração do resistor de Shunt	1 $\pm 2\%$ mV/V
Resposta em frequência	0-1000Hz (-1dB) e 0-10Hz(-1dB)
Tensão de saída Nominal	$\pm 10$ V
Classe de precisão	0,1%

A escolha deste *shaker*, do amplificador e do condicionador de sinais se deve ao fato de serem os equipamentos disponíveis no laboratório para a realização dos ensaios. Além disso, o *shaker* consegue varrer um grande intervalo de frequências, proporcionando a aplicação dos controladores indicados.

### 3.9 Características do Strain Gage

O Extensômetro (*Strain Gauge*) é usado para medir a deformação na superfície do corpo de prova. É um resistor elétrico composto de uma grade metálica sobre uma camada isolante de substrato de polímero. Este é colado sobre uma superfície do corpo de prova em teste a qual é sensível a variação de sua resistência em função de uma carga aplicada, podendo-se então estudá-la, medindo e verificando o comportamento de sua estrutura.

O *strain gage* colado aos corpos de prova ensaiados foi o modelo PA06-125AA-120-LEN para corpos de prova de aço e o PA13-125AA-120-LEN para os confeccionados em alumínio, com resistência nominal de 120  $\Omega$ , todos da empresa Excel Sensores Ltda.

### 3.10 Características do Acelerômetro

Foi utilizado um acelerômetro ADXL203 da empresa Analog Devices com características de limites de aceleração de medição  $\pm 1.7$  g, com resolução de 1 mg, faixa de utilização de 0.5 Hz a 2.5 kHz e sensibilidade nominal de 970 mV/g.

### 3.11 Características das Placas de aquisição de dados

Para aquisição e envio de dados foram utilizadas duas placas diferentes: Para conversão A/D foi usada uma placa A/D – D/A modelo USB - 1208FS de 12 bits, entradas de +/- 5 Volts, 8 canais, taxa máxima de aquisição de 50 kHz, com ganhos programáveis de 1 a 20, da empresa Measurement Computing.

Para conversão D/A foi utilizada a placa de som do computador modelo Soundmax Integrated Digital HD Audio da empresa Analog Devices, com 2 canais, 16 bits, saídas de +/- 1.5 Volts, taxa máxima de envio de 48 kHz.

### 3.12 Características do Software

O software utilizado para a aquisição, processamento e envio de dados foi o Agilent VEE (*Visual Engineering Environment*, ou Ambiente Visual de Engenharia), um poderoso ambiente de programação gráfica para o teste automatizado, a medição e análises avançadas. O sistema consiste de um programa em linguagem descritiva de blocos (tipo fluxograma) com ilimitado número de blocos. A versão utilizada é 7.5.1 [Agilent Vee, 2005a e 2005b].

### 3.13 O Corpo de Prova Ensaiado

#### 3.13.1 Viga Engastada Livre

Supondo uma viga engastada livre, com largura da base constante  $b$ , espessura constante  $t$  ao longo de seu comprimento e carga aplicada na extremidade livre como indicado na Figura 15:

Para uma seção transversal da viga situada a  $x$  do ponto de aplicação da carga, tem-se um momento fletor de:

$$M(x) = P x \quad (3.22)$$

No caso da viga atender às hipóteses para flexão simples de vigas, as tensões em qualquer ponto da seção transversal serão:

$$\sigma(x, y) = \frac{M(x)y}{I_z} \quad (3.23)$$

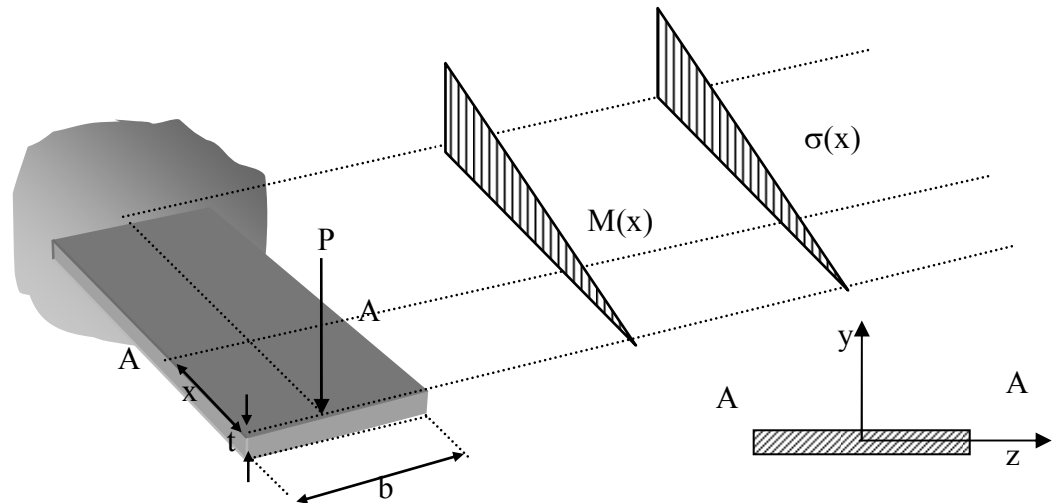


Figura 15 - Viga engastada livre com carga pontual aplicada na extremidade livre

em que para o caso da viga de seção retangular  $I_z = bt^3 / 12$ . Nas fibras mais externas da viga, ou seja, em  $y = \pm t/2$ , as tensões são máximas e valem:

$$\sigma(x) = \pm \frac{Px(t/2)}{bt^3 / 12} \quad (3.24)$$

Sob as mesmas condições, as deformações serão dadas por:

$$\varepsilon(x) = \pm \frac{Px(t/2)}{Ebt^3 / 12} = \pm \frac{6Px}{Ebt^2} \quad (3.25)$$

Observe que a deformação sobre a superfície da viga é função linear da distância do ponto de interesse em relação à carga aplicada. Para admitirmos que esta deformação seja constante ao longo da face superior e independente da distância até a carga aplicada, pode-se alterar a espessura da viga para:

$$t(x) = \sqrt{cx} \quad (3.26)$$

Pois assim tem-se:

$$\varepsilon = \pm \frac{6P}{Ebc} = cte \text{ para } \forall x \quad (3.27)$$

### 3.13.2 Viga Engastada Livre com Espessura Variável

Uma viga engastada livre com espessura variável e tensão e deformação nas faces independentes da distância até a carga aplicada pode ser observada na Figura 16:

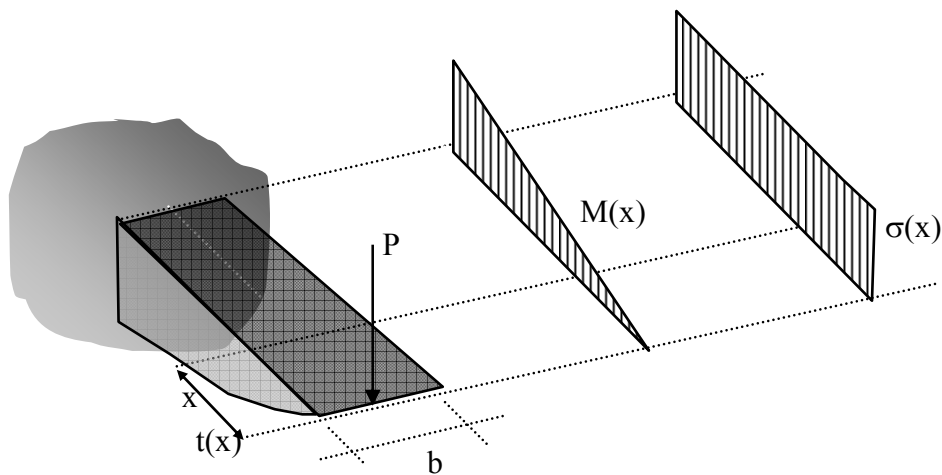


Figura 16 - Viga engastada livre com espessura variável

A construção dessa estrutura é geralmente dispendiosa. Na mesma condição, pode-se fazer na equação  $t(x) = cte$  e  $b(x) = cx$ , desta forma tem-se:

$$\varepsilon = \pm \frac{6Px}{Ebt^2} = \pm \frac{6P}{Ect^2} = cte \quad (3.28)$$

Neste caso, para  $x = L$ , admitindo uma base de  $b = b_0$ ,  $c = b_0/L$ , então:

$$\varepsilon = \pm \frac{6PL}{Eb_0t^2} = cte \quad (3.29)$$

E a tensão será

$$\sigma = \pm \frac{6PL}{b_0 t^2} = cte \quad (3.30)$$

### 3.13.3 Viga Engastada Livre Triangular com Espessura Constante

O cálculo da flecha de uma estrutura como da Figura 17, segue o mesmo raciocínio do cálculo da flecha de uma viga engastada-livre com seção transversal variável.

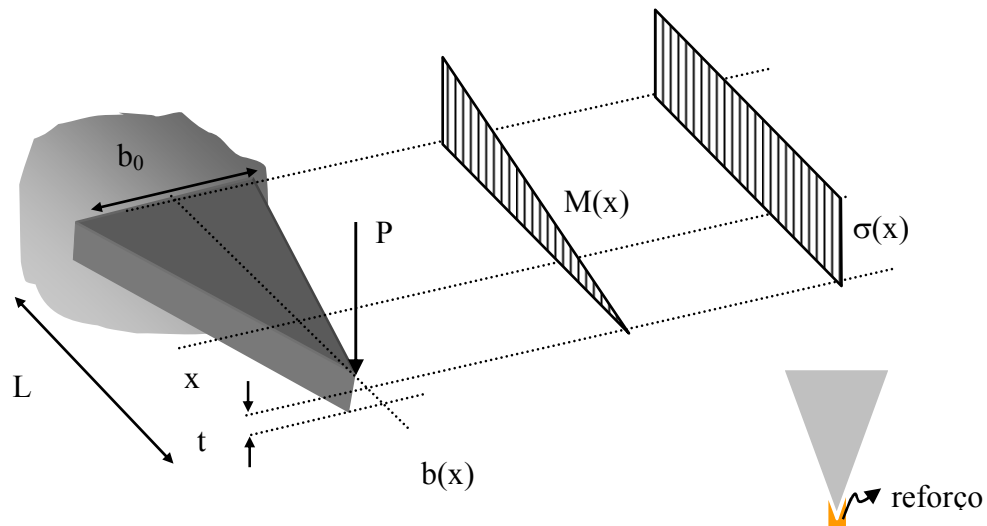


Figura 17 - Viga engastada livre triangular com espessura constante

O momento de inércia da seção em qualquer ponto  $0 < x < L$ , pode ser obtido através de

$$I(x) = \frac{b_0 t^3 x}{12L} \quad (3.31)$$

A curvatura, seguindo a hipótese de Euler-Bernouli da equação diferencial da linha elástica, é dada por:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} = -\frac{M(x)}{EI(x)} \quad (3.32)$$

Se integrarmos a equação anterior, chega-se a:

$$\frac{dy}{dx} = \int -\frac{M(x)}{EI(x)} dx = -\int \frac{Px}{E \frac{b_0 t^3 x}{12L}} dx = -\frac{12PLx}{Eb_0 t^3} + C_1 \quad (3.33)$$

Integrando mais uma vez, tem-se a linha elástica da viga:

$$y = \int \left[ -\frac{12PLx}{Eb_0 t^3} + C_1 \right] dx = -\frac{6PLx^2}{Eb_0 t^3} + C_1 x + C_2 \quad (3.34)$$

Para encontrar as constantes de integração  $C_1$  e  $C_2$  basta aplicar as condições de contorno do problema em  $x = L$ , que são  $y(L) = 0$  e  $dy/dx|_{x=L} = 0$  devido às condições de engastamento. Assim, chega-se à seguinte equação da linha elástica para uma régua com variação linear da seção da base.

$$y(x) = -\frac{6PL}{Eb_0 t^3} x^2 + \frac{12PL^2}{Eb_0 t^3} x - \frac{6PL^3}{Eb_0 t^3} \quad (3.35)$$

Obviamente, para  $x = L$  chega-se a  $y(L) = 0$ . No ponto de aplicação da carga, tem-se a flecha de:

$$y(x)|_{x=0} = y_{m\acute{a}x} = -\frac{6PL^3}{Eb_0 t^3} \quad (3.36)$$

Logo, pode-se relacionar as duas últimas equações para se ter uma única equação que relaciona a flecha no ponto de aplicação da carga e a tensão nas faces da viga:

$$y_{m\acute{a}x} = \pm \frac{\sigma L^2}{Et} \quad (3.37)$$

Ou, colocando a tensão nas faces da viga em termos da flecha no ponto de aplicação da carga, tem-se:

$$\sigma = \pm \frac{E t y_{m\acute{a}x}}{L^2} \quad (3.38)$$

Neste ensaio, o corpo de prova é de geometria triangular, portanto, como mostrado acima, a tensão é a mesma em qualquer ponto da superfície do mesmo. Porém, o valor dessa tensão depende das medidas do corpo de prova.

Nos ensaios e testes realizados nesta Tese de Doutorado os seguintes valores geométricos assim com de propriedades dos materiais são assumidos:  $b_0 = 86 \text{ mm}$ ,  $L = 92.57 \text{ mm}$ ,  $t = 2.01 \text{ mm}$ ,  $E = 210 \text{ GPa}$  e  $y_{\text{max}} = \pm 6 \text{ mm}$  (zona de excursão máxima do *Shaker*). Logo,

$$\sigma = \pm \frac{E t y_{\text{max}}}{L^2} = \pm \frac{210 \times 10^9 \text{ Pa} \times 0.00201 \text{ m} \times 0.006 \text{ m}}{(0.09257 \text{ m})^2} = \pm 295.5 \text{ MPa} \quad (3.39)$$

Os capítulos a seguir apresentarão os conceitos sobre controladores PID e *Fuzzy*, que serão aplicados posteriormente no controle do sistema proposto.



## 4 CONCEITOS DE CONTROLE DE SISTEMAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Um sistema de controle em malha aberta é basicamente um sistema entrada-saída conforme ilustrado na Figura 18.

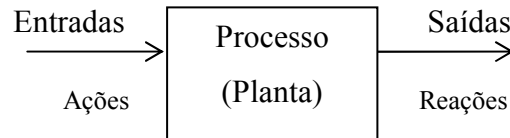


Figura 18 - Sistema de controle.

O sistema a ser controlado é, em geral, chamado de processo ou planta. O processo é um sistema dinâmico, ou seja, seu comportamento é descrito matematicamente por um conjunto de equações diferenciais. Como exemplos de sistemas dinâmicos tem-se: sistemas elétricos, mecânicos, químicos, biológicos e econômicos. A entrada do processo  $u(t)$  é chamada de variável de controle ou variável manipulada (MV) e a saída do processo é chamada de variável controlada ou variável de processo (PV). A filosofia básica de um sistema de controle consiste em aplicar sinais adequados na entrada do processo com o intuito de fazer com que o sinal de saída satisfaça certas especificações e/ou apresente um comportamento particular. Um problema de controle consiste então em determinar os sinais adequados a serem aplicados a partir da saída desejada e do conhecimento do processo [Bolton, 1995 e Bazanella e Silva Jr., 2005].

### 4.1 Controle em Malha Aberta

O controle em malha aberta consiste em aplicar um sinal de controle pré-determinado, esperando-se que ao final de um determinado tempo a variável controlada apresente um determinado comportamento. Neste tipo de sistema de controle não são utilizadas informações sobre evolução do processo para determinar o sinal de controle a ser aplicado em um determinado instante. Mais especificamente, o sinal de controle não é calculado a partir de uma medição do sinal de saída.

As características básicas de um sistema de controle que opera em malha aberta são: imprecisão, nenhuma adaptação a variações externas (perturbações), dependência do julgamento e da estimativa humana. Por outro lado, este tipo de sistema é em geral simples e

barato, pois não envolve equipamentos sofisticados para a medição e/ou determinação do sinal de controle [Bazanella e Silva Jr., 2005].

## 4.2 Controle em Malha Fechada

No controle em malha fechada, também chamado de controle com realimentação ou ainda controle *feedback*, informações sobre como a saída de controle está evoluindo são utilizadas para determinar o sinal de controle que deve ser aplicado ao processo em um instante específico. Isto é feito a partir de uma realimentação da saída para a entrada. Em geral, a fim de tornar o sistema mais preciso e de fazer com que ele reaja a perturbações externas, o sinal de saída é comparado com um sinal de referência (*set-point*) e o desvio (erro) entre estes dois sinais é utilizado para determinar o sinal de controle que deve efetivamente ser aplicado ao processo. Assim, o sinal de controle é determinado de forma a corrigir este desvio entre a saída e o sinal de referência. O dispositivo que utiliza o sinal de erro para determinar ou calcular o sinal de controle a ser aplicado à planta é chamado de controlador ou compensador [Ogata, 2004].

A utilização da realimentação, ou seja, do controle em malha fechada, permite aumentar a precisão do sistema, rejeitar o efeito de perturbações externas, melhorar a dinâmica do sistema e, eventualmente, estabilizar um sistema naturalmente instável em malha aberta, além de tornar o sistema robusto. O diagrama básico de um sistema de controle em malha fechada é mostrado na Figura 19.

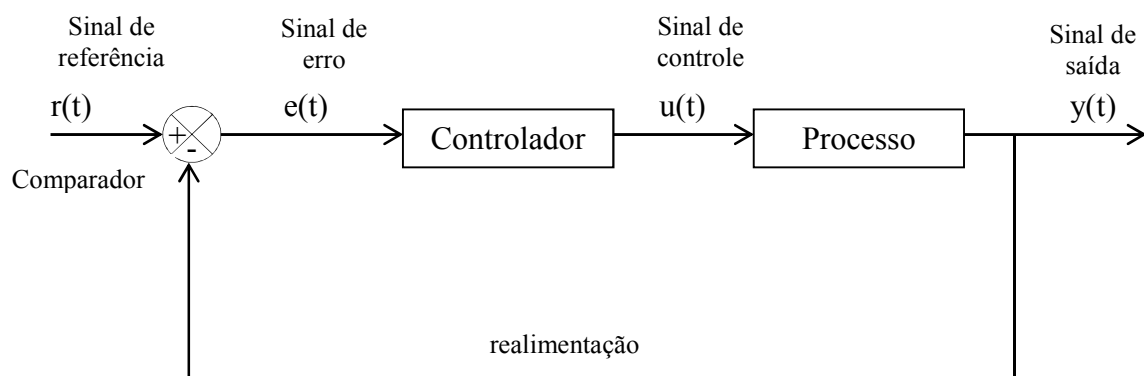


Figura 19 - Controle em malha fechada.

Os principais componentes do sistema de controle de um sistema de malha fechada são definidos a seguir:

- Referência*: valor desejado da variável a ser controlada.
- Comparador*: dispositivo que constrói o sinal de erro entre o valor desejado e o obtido.
- Controlador*: dispositivo que manipula o sinal de erro, gerando um sinal de controle que será aplicado.
- Atuador*: dispositivo que recebe o sinal de controle e gera um sinal com potência suficiente para atuar sobre o sistema [Bazanella e Silva Jr., 2005].

### 4.3 Comparação entre Sistemas de Controle de Malha Aberta e Malha Fechada

Qualquer processo está sujeito a mudanças nas condições ambientais, envelhecimento, ignorância dos valores exatos dos parâmetros e/ou outros fatores naturais que afetam o controle. Nos sistemas de malha aberta todos esses erros/alterações resultam em modificações e inexatidão da saída. Contudo, um sistema a malha fechada percebe a modificação na saída do processo e tenta corrigi-lo

- Os sistemas de malha fechada apresentam uma precisão melhor, ou seja, maior capacidade de seguir fielmente a entrada;
- Os sistemas em malha fechada apresentam menor sensibilidade a variações nas características (por exemplo, parâmetros) do sistema. Variações de parâmetros afetam mais sistemas de malha aberta, provocando grandes erros;
- Os efeitos de não linearidades e distorções são reduzidos em sistemas de malha fechada.
- A faixa de frequências na qual o sistema responde satisfatoriamente é maior em sistemas de malha fechada;
- Os sistemas em malha fechada apresentam maior tendência para oscilação e instabilidade. Um sistema estável em malha aberta pode ser instável em malha fechada se os parâmetros não forem escolhidos adequadamente [Bolton, 1995].

### 4.4 Desempenho de Sistemas de Controle

O desempenho de um sistema de controle pode, basicamente, ser analisado em termos da resposta temporal de sistema a uma dada entrada. A fim de comparação entre dois sistemas, as especificações de desempenho são definidas em função da resposta a certas entradas padrão tais como impulso unitário, degrau e a rampa unitária. A resposta de um sistema estável à aplicação de uma dada entrada pode ser dividida em duas partes: a resposta transitória e a resposta em regime permanente.

#### 4.4.1 Desempenho em Regime Transitório

O desempenho em regime transitório de um sistema de segunda ordem é avaliado, em geral, pela resposta temporal do sistema a uma entrada do tipo impulso unitário. Uma resposta típica a um salto unitário (referência constante) é apresentada na Figura 20. O desempenho do sistema é medido pelo valor das seguintes grandezas:

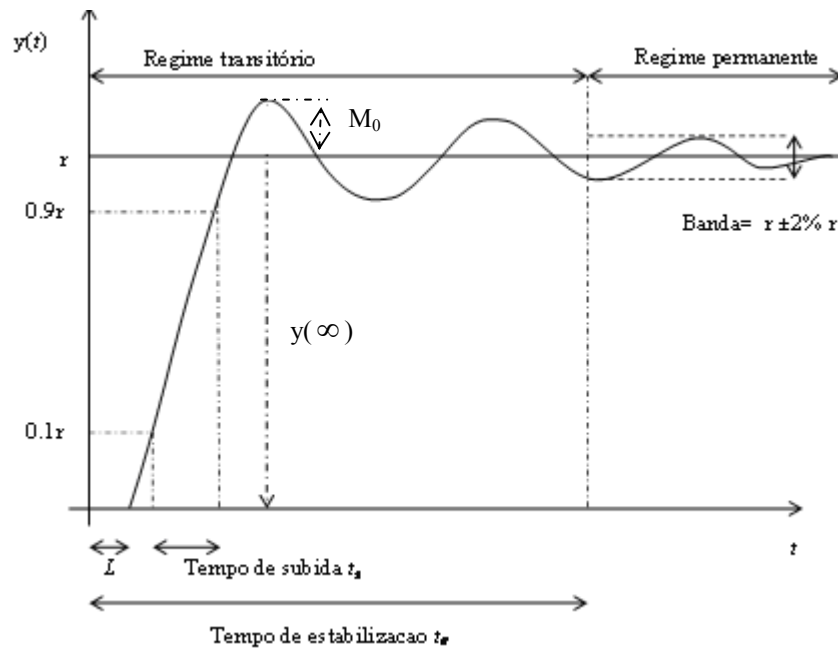


Figura 20 - Desempenho em regime transitório (Fonte: Adaptado de Bazanella e Silva Jr., 2005).

*Máximo sobressinal (overshooting)*: supondo que o valor da saída ultrapasse o valor da referência, a diferença entre o valor de pico máximo atingido pela resposta e o valor desejado do sistema define o máximo sobressinal. Se a saída não ultrapassa o valor da entrada o sobressinal máximo é, por definição igual a zero. O sobressinal máximo é em geral dado em porcentagem:

$$Mo\% = \frac{M0}{y(\infty)} \times 100 \quad (4.1)$$

O máximo sobressinal é um indicativo da estabilidade relativa do sistema. Quanto maior seu valor menor a estabilidade relativa, isto é, mais próximo o sistema estará de apresentar um comportamento instável. Em muitas aplicações, como em controle de posição, por exemplo, sobressinal são extremamente indesejáveis.

*Tempo de subida ( $t_s$ ):* É definido como o tempo transcorrido para a resposta ir de 10% a 90% do seu valor final. O tempo de subida é um indicativo de quão rápido reage o sistema a aplicação de um salto em sua entrada. Muitas vezes a redução excessiva do tempo de subida de um sistema a partir da sintonia dos parâmetros de um controlador pode provocar o aparecimento de um alto sobrepasso. Isto se explica intuitivamente pelo fato que o sistema é "acelerado" de tal maneira que é difícil de "freia-lo" o que leva a saída a ultrapassar de maneira significativa o valor da entrada.

*Tempo de estabilização (ou acomodação) ( $t_e$ ):* é o tempo necessário para que a resposta entre e permaneça dentro de uma faixa percentual (2% ou 5%) em torno do valor de regime permanente.

*Atraso de transporte:* é o tempo decorrente para que uma variação no sinal de referência ou de controle seja efetivamente observada na variável de processo. Assim, aplica-se, por exemplo, uma entrada do tipo impulso unitário em um processo com atraso de transporte, a saída do processo permanecerá "fixa" durante um intervalo de tempo  $L$ . Este tempo  $L$  é o atraso de transporte. Entre as causas de ocorrência do atraso de transporte cita-se: atraso na medida da variável de processo, ou seja, tempo que o sensor leva para sentir que houve efetivamente uma variação, atraso na operação do atuador e atraso na ação do próprio controlador. Em geral, quanto maior o atraso de transporte, mais difícil é o controle do processo.

#### 4.4.2 Desempenho em Regime Permanente

A resposta em regime permanente caracteriza o comportamento da saída do sistema após um longo tempo após a aplicação de um dado sinal de entrada. Esse desempenho é medido a partir da capacidade de um sistema seguir referências padrões (salto, rampa, parábola) e a rejeitar assintoticamente sinais de perturbação também padrões.

Em sistemas de controle em malha fechada é desejável que a saída do sistema em regime permanente seja igualada ao sinal de referência (entrada). Entretanto, em alguns casos esta igualdade não é atingida e tem-se o chamado erro em regime permanente dado pela equação:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} [r(t) - y(t)] \quad (4.2)$$

onde  $r(t)$  é a entrada aplicada ao sistema e  $y(t)$  é a saída do sistema.

A partir do teorema do valor final, dado pela equação [Ogata, 2004]:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (4.3)$$

pode-se concluir que: (i) Para que um sistema siga, com erro nulo em regime permanente, uma entrada de referência do tipo salto (constante), a função de transferência em malha aberta deve ser no mínimo do tipo 1, ou seja, possuir ao menos um pólo na origem. Se o sistema for do tipo 0, tem-se um erro finito em regime permanente. (ii) Para que um sistema siga, com erro nulo em regime permanente, uma entrada de referência do tipo rampa (reta), a função de transferência em malha aberta deve ser no mínimo do tipo 2, ou seja, possuir ao menos dois pólos na origem. Se o sistema for do tipo 1, o sistema apresentará um erro finito e, se for do tipo 0, o erro será infinito, ou seja, a referência e a saída do processo irão divergir em regime permanente [Ogata, 2004].

Considere que o sistema atingiu o regime permanente com relação a uma determinada entrada de referência e que em um dado instante, o sistema é submetido à ação de um sinal externo  $q(s)$  que não se extingue no tempo por si só, por exemplo, um sinal do tipo salto ou rampa. Um sinal deste tipo é chamado *perturbação de carga*. A identificação exata do ponto de entrada da perturbação em um sistema pode-se assumir, sem perda de generalidade, que é aplicada na saída do processo, pois é onde seu efeito será sentido.

Nos sistemas de controle é desejável que o efeito de perturbações de carga na saída do processo seja minimizado ou completamente anulado após um determinado período transitório. No primeiro caso houve uma rejeição parcial e no segundo uma rejeição assintótica à perturbação.

Intuitivamente, para que um dado sistema em malha fechada rejeite assintoticamente uma dada perturbação, ele deve ser capaz de gerar internamente o sinal da perturbação, com sinal oposto a esta, de maneira a existir um cancelamento. Matematicamente, isto equivale a dizer que o laço de realimentação entre a perturbação e a saída deve possuir os pólos do sinal da perturbação. Seguindo um raciocínio análogo ao feito para o problema de seguimento de referência, é possível concluir que: (i) Para um sistema rejeitar assintoticamente uma perturbação do tipo salto, a função de transferência em malha aberta deve ser no mínimo do tipo 1, ou seja, possuir ao menos um polo na origem. (ii) Para um sistema rejeitar

assintoticamente uma perturbação do tipo 2, a função de transferência em malha aberta deve ser no mínimo do tipo 2, ou seja, possuir ao menos dois pólos na origem.

Assim, se o processo a ser controlado não possuir como pólos os pólos da perturbação e deseja-se a rejeição assintótica da mesma, deve-se prover o aparecimento destes pólos no laço de realimentação pela introdução de um controlador [Bazanella e Silva Jr., 2005].

#### 4.5 Controladores Analógicos

Os controladores analógicos trabalham com sinais contínuos no tempo. A variável de processo é medida através de um sensor que converte a grandeza física em um sinal elétrico, pneumático ou mecânico. Este sinal é comparado com uma referência de mesma grandeza. A diferença entre os dois sinais é então aplicada a um controlador que nada mais é que um sistema elétrico, pneumático ou mecânico que irá gerar um sinal contínuo a ser aplicado na entrada da planta a ser controlada [Bazanella e Silva Jr., 2005].

Um controlador analógico pode ser visto também como um filtro analógico. Sua implementação se dá então a partir de uma função de transferência. Assim, por exemplo, este filtro pode ser realizado sob a forma de um circuito passivo ou ativo cuja característica entrada-saída corresponde à função de transferência que o controlador deve apresentar a fim de satisfazer certas especificações de controle.

#### 4.6 Controladores Digitais

O controle digital por meio de microprocessadores está sendo usado cada vez mais em sistemas de controle. Um controlador digital trabalha com sinais numéricos (digitais).

O controle digital de um processo envolve, então, o que pode ser chamado de processo de amostragem. O sinal de saída (ou de erro) é amostrado periodicamente com um período  $\Delta T$ . O sinal amostrado (analógico) passa então por um conversor analógico/digital (A/D) onde é quantizado e transformado em um sinal numérico (palavra de  $n$  bits). Este sinal digital é lido por um microprocessador que realizará operações numéricas com este sinal e gerar uma outra palavra de  $n$  bits correspondente à ação de controle que deverá ser aplicada sobre a planta no próximo instante de amostragem. Este sinal numérico é então convertido novamente em um sinal analógico por um conversor digital-analógico (D/A) que disponibilizará, no próximo *clock* de amostragem, um sinal constante de tensão. Desta forma, entre dois instantes de

amostragem, o sinal efetivamente aplicado pela planta é um sinal contínuo de amplitude fixa. Em resumo, a execução de um controle digital pode ser dividida nas seguintes etapas:

- Amostragem;
- conversão analógico/digital;
- cálculo do controle através de um programa;
- conversão digital/analógica;
- aplicação do sinal de controle calculado até o próximo instante de amostragem.

A escolha da frequência de amostragem deve ser feita considerando-se o Teorema de Nyquist que diz que "a frequência de amostragem,  $f_s$ , deve ser no mínimo duas vezes maior que a máxima frequência contida no sinal analógico a ser amostrado" a fim de evitar o fenômeno de *aliasing* (superposição de espectro). Intuitivamente, ao amostrar-se o sinal com uma frequência muito baixa, perder-se-á informações sobre a evolução do sinal que está sendo amostrado, o que acarretará no cálculo de um controle incorreto. A fim de evitar este fenômeno, um filtro *anti-aliasing* pode ser acrescentado ao sistema. Este filtro, colocado antes do dispositivo mostrador, funciona como um filtro passa-baixa que se encarrega de eliminar as componentes em frequência acima de  $f_s / 2$  [Beckwith *et al.*, 2006].

## 4.7 Ações de Controle utilizadas

### 4.7.1 Ação Liga-Desliga (On-off)

Neste tipo de ação o controlador é modelado por um relé conforme mostra a Figura 21.

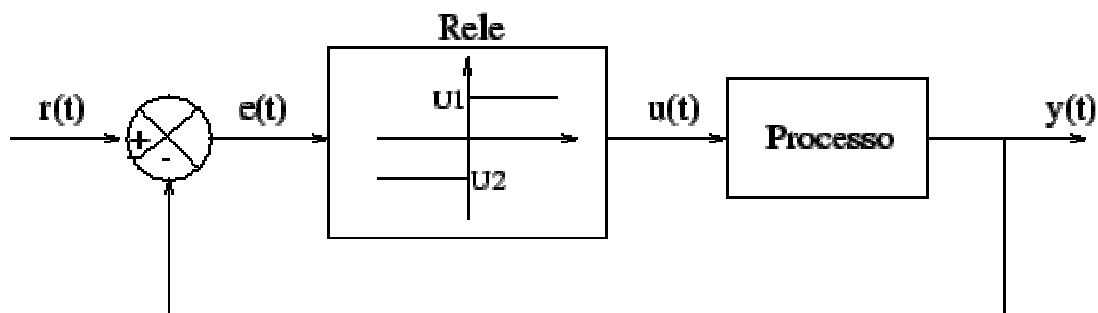


Figura 21 - Controle on-off (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005).

O sinal de controle  $u(t)$  pode assumir apenas dois valores, conforme o erro seja positivo ou negativo. Em outras palavras tem-se:



$$u(t) = \begin{cases} U_1 & \text{se } e(t) > 0 \\ U_2 & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Este tipo de função pode ser implementada como um simples comparador ou mesmo um relé físico. Note que se teria uma inconsistência em zero e, na presença de ruídos, haveria chaveamentos espúrios quando o sinal  $e(t)$  for próximo de zero.

Para evitar este tipo de problema, utiliza-se na prática o que chamamos de controlador liga-desliga com histerese mostrado na Figura 22.

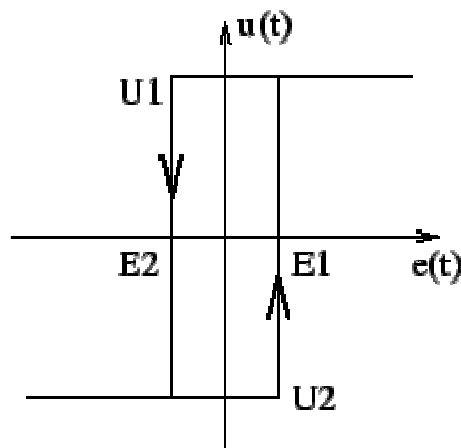


Figura 22 - Controlador liga-desliga com histerese (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005).

Com este tipo de controlador tem-se o seguinte comportamento:

Se  $u(t) = U_1$ , é necessário que o valor de  $e(t)$  desça abaixo de  $-E_2(t)$  para que haja um chaveamento para  $U_2$ .

Se  $u(t) = U_2$ , é necessário que o valor de  $e(t)$  ultrapasse o valor de  $E_1$  para que haja um chaveamento para  $U_1$ .

O gráfico da Figura 23 mostra a curva de resposta em malha fechada e o respectivo sinal de controle para um sistema com controlador liga-desliga com histerese. Note que, em regime permanente, a saída do sistema apresenta uma oscilação em torno do valor de referência. Este fato denota a baixa precisão obtida com este tipo de controlador. A amplitude e a frequência da oscilação são funções do intervalo  $[E_1, E_2]$ . A determinação do intervalo  $[E_1, E_2]$  deve ser feita levando-se em consideração a precisão desejada, os níveis de ruído e a vida útil dos componentes.

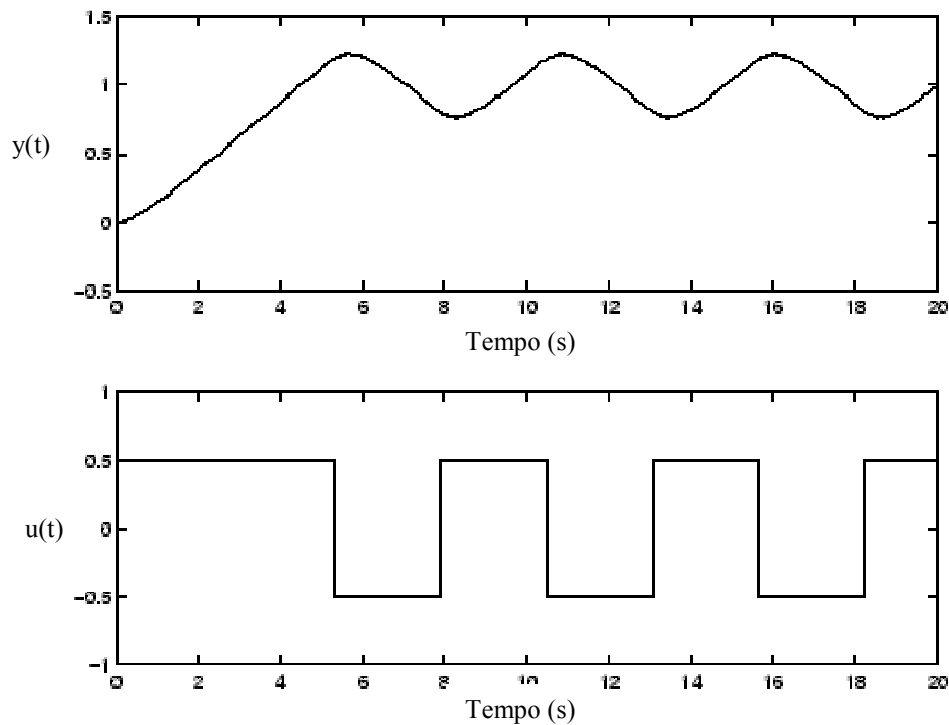


Figura 23 - Controle On-Off (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005).

A ação de controle liga-desliga pode assim ser considerada a ação de controle mais simples e mais econômica. Entretanto, este tipo de ação possui limitações no que diz respeito ao comportamento dinâmico e em regime permanente do sistema em malha fechada. Suas aplicações restringem-se a sistemas onde não é necessário precisão nem um bom desempenho dinâmico. Como exemplo corriqueiro de aplicação deste tipo de controle, tem-se: termostato de geladeira e controle de nível d'água a partir de "bóias".

#### 4.7.2 Ação Proporcional

Neste tipo de ação o sinal de controle aplicado a cada instante à planta é proporcional à amplitude do valor do sinal de erro:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.5)$$

Assim se, em um dado instante, o valor da saída do processo é menor que o valor da referência, isto é, o erro é positivo, então o controle a ser aplicado será positivo e proporcional ao módulo de  $e(t)$ . Porém se o sinal de saída é maior que o valor de referência, ou seja, o erro é negativo, então o controle será negativo.

A Figura 24 mostra a resposta de um sistema considerando-se a aplicação de uma ação proporcional. Note que, quanto maior o ganho  $K_p$  menor o erro em regime permanente, isto é, melhor a precisão do sistema em malha fechada. Este erro pode ser diminuído com o aumento do ganho, entretanto não é possível anular completamente o erro. Por outro lado, quanto maior o ganho, mais oscilatório tende a ficar o comportamento transitório do sistema em malha fechada. Na maioria dos processos físicos, o aumento excessivo do ganho proporcional pode levar o sistema à instabilidade [Fernandes, 2006].

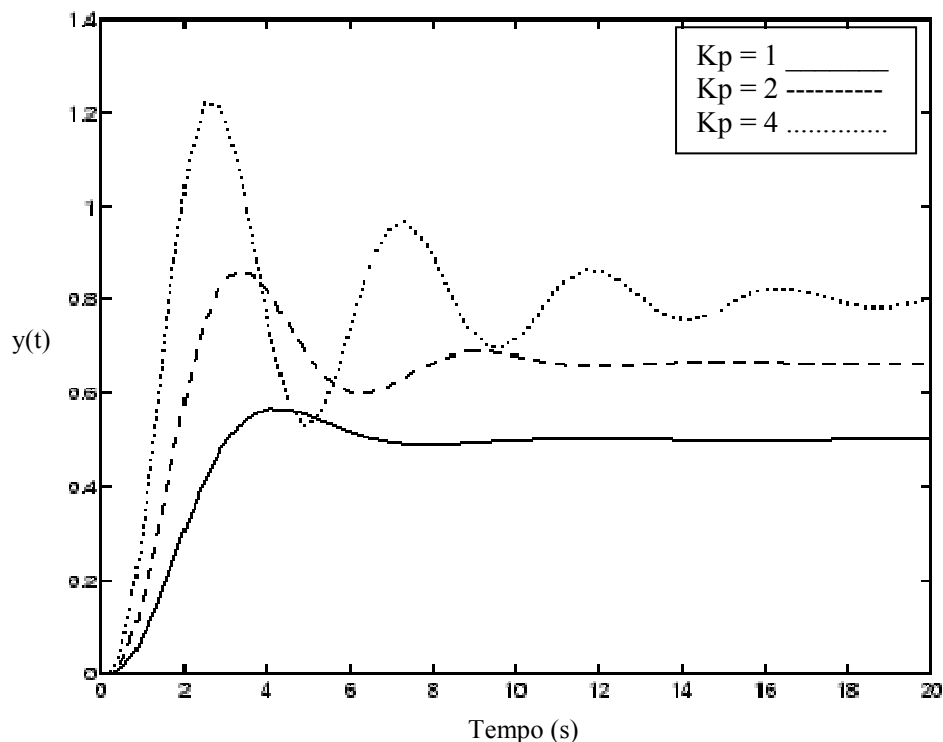


Figura 24 - Ação proporcional.

O termo proporcional discretizado a ser aplicado no instante  $k$  é dado por:

$$P(k) = k_p [r(k-1) - y(k-1)] = k_p [e(k-1)] \quad (4.6)$$

#### 4.7.3 Ação Integral

A ação de controle integral consiste em aplicar um sinal de controle  $u(t)$  proporcional à integral do sinal  $e(t)$ :

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \quad (4.7)$$

onde  $T_i$  é chamado de tempo integral ou *reset-time*. Assim a ação integral tem uma função "armazenadora de energia". Note que, se a partir de um determinado tempo  $t_0$ , erro é igual a zero, isto é  $e(t) = 0$  o sinal de controle  $u(t)$  será mantido em um valor constante proporcional a "energia armazenada" até o instante  $t$ . Este fato permitirá, no sistema em malha fechada, obter-se o seguimento de uma referência com erro nulo em regime permanente, pois a ação integral garantirá a aplicação ao processo de um sinal de controle constante de forma a ter-se  $r(t) = y(t)$ , isto é,  $e(t) = 0$ . A ação integral está, então, diretamente ligada a melhoria da precisão do sistema [Bazanella e Reginatto, 2007].

O termo integral discretizado é dado por:

$$I(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad \text{ou} \quad \frac{dI}{dt} = \frac{K_p}{T_i} e(t) \quad (4.8)$$

Existem várias maneiras de discretizar, ou seja, aproximar numericamente a equação anterior. Apresenta-se, a seguir, dois desses métodos:

**Diferenças finitas a ré:** Neste caso a aproximação para a equação é dada por:

$$\frac{I(k) - I(k-1)}{\Delta T} = \frac{K}{T_i} e(k) \quad (4.9)$$

a qual é equivalente a seguinte equação de recorrência:

$$I(k) = I(k-1) + \frac{K}{T_i} e(k-1) \quad (4.10)$$

**Diferenças finitas centrais:** A aproximação de Tustin, também conhecida como transformação bilinear, fornece a seguinte equação de recorrência:

$$I(k) = I(k-1) + \frac{K \Delta T}{T_i} \left[ \frac{e(k) + e(k-1)}{2} \right] \quad (4.11)$$

#### 4.7.4 Ação Derivativa

Esta ação corresponde a aplicação de um sinal de controle proporcional a derivada do sinal de erro:

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.12)$$

Este tipo de ação implica em um ganho que cresce com o aumento da frequência, fato este que deixaria o sistema extremamente sensível a ruídos de alta frequência. Além disso, a implementação analógica de um derivador puro é fisicamente impossível [Bazanella e Silva Jr., 2005].

A derivada de uma função está relacionada intuitivamente com a tendência de variação desta função em um determinado instante de tempo. Assim, aplicar como controle um sinal proporcional à derivada do sinal de erro é equivalente a aplicar uma ação baseada na tendência de evolução do erro. A ação derivativa é então dita antecipatória ou preditiva e tende a fazer com que o sistema reaja mais rapidamente. Este fato faz com que a ação derivativa seja utilizada para a obtenção de respostas transitórias mais rápidas, ou seja, para a melhora do comportamento dinâmico do sistema em malha fechada. No caso em que, em regime permanente, o sinal de erro é constante a ação derivativa será igual a zero, ou seja, esta ação atua apenas durante a resposta transitória [Bazanella e Silva Jr., 2005].

O termo derivativo pode ser re-escrito da seguinte maneira:

$$\frac{dD}{dt} + Dp = -KT_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.13)$$

Da mesma forma que o termo integral, a equação anterior pode ser discretizada segundo vários métodos. A seguir, apresenta-se dois desses métodos.

#### **Diferenças finitas a ré:**

$$\frac{D(k) - D(k-1)}{\Delta T} + pD(k) = -KT_d \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta T} \quad (4.14)$$

A equação de recorrência é neste caso:

$$D(k) = \frac{1}{1+p\Delta T} D(k-1) - \frac{KT_d \Delta T}{1+p\Delta T} [e(k) - e(k-1)] \quad (4.15)$$

### Diferenças Finitas centrais:

Pela aproximação de diferenças finitas centrais temos a seguinte equação de recorrência:

$$D(k) = \frac{(pT-2)}{(pT+2)} D(k-1) + \frac{2KT_d}{T(pT+2)} [e(k) - e(k-1)] \quad (4.16)$$

## 4.8 Controlador PID (Proporcional, Integrativo e Derivativo)

A combinação das ações proporcional, integral e derivativa apresentadas anteriormente para gerar um só sinal de controle, dá origem ao que chamamos de controlador proporcional-integral-derivativo ou simplesmente PID. O objetivo é aproveitar as características particulares de cada uma destas ações a fim de se obter uma melhora significativa do comportamento transitório e em regime permanente do sistema controlado [Bennett, 1993 e Astrom e Hagglund, 2001].

O sinal de controle gerado pelo controlador PID é genericamente dado pela equação:

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (4.17)$$

Desta forma têm-se três parâmetros de sintonia no controlador: o ganho proporcional  $K_p$  (ação proporcional), o tempo integral  $T_i$  (ação integral) e o tempo derivativo  $T_d$  (ação derivativa).

Apesar da disponibilidade das três ações básicas, dependendo da aplicação não será necessária a utilização de uma ou mais destas ações. Basicamente tem-se quatro configurações possíveis de controladores a partir de uma estrutura PID:

- proporcional (P);
- proporcional-integral (PI);

- proporcional-derivativo (PD);
- proporcional-integral-derivativo (PID).

#### 4.9 A Banda Proporcional

Na prática, por restrições de ordem física ou de segurança, não é possível a aplicação de sinais de controle de amplitudes ilimitadas. Tem-se assim um limite máximo  $u_{máx}$  e um limite mínimo  $u_{min}$  para a variável de controle [Bazanella e Silva Jr., 2005].

O sinal de controle dado por pode ser re-escrito genericamente como:

$$u(t) = K f[e(t)] = K w(t) \quad (4.18)$$

Considerando-se os limites do controle, tem-se que o sinal que será efetivamente aplicado é descrito da seguinte forma:

$$u(t) = \begin{cases} u_{máx} & se \ w(t) > u_{máx} \\ Kw(t) & se \ u_{min} \leq w(t) \leq u_{máx} \\ u_{min} & se \ w(t) < u_{máx} \end{cases} \quad (4.19)$$

Assim, se  $Kw(t) > u_{max}$  ou se diz-se que há saturação de controle. Neste caso, o comportamento do controlador torna-se não linear. Para que o comportamento do controlador PID seja dado exatamente pela equação anterior, ou seja, linear, o sinal  $w(t)$  deve pertencer ao intervalo  $[w_1, w_2]$  onde  $w_1 = u_{min}/K$  e  $w_2 = u_{max}/K$ . A largura do intervalo  $[w_1, w_2]$  é o que chamamos de banda proporcional,  $P_b$ .

$$P_b = w_2 - w_1 \quad (4.20)$$

A partir desta definição pode-se escrever:

$$u_{\max} - u_{\min} = KP_b \quad (4.21)$$

Em resumo: quanto maior a banda proporcional, mais dificilmente ocorrerá saturação de controle, ou seja, maior é a região de comportamento linear para o controlador PID. A Figura 25 ilustra graficamente a banda proporcional.

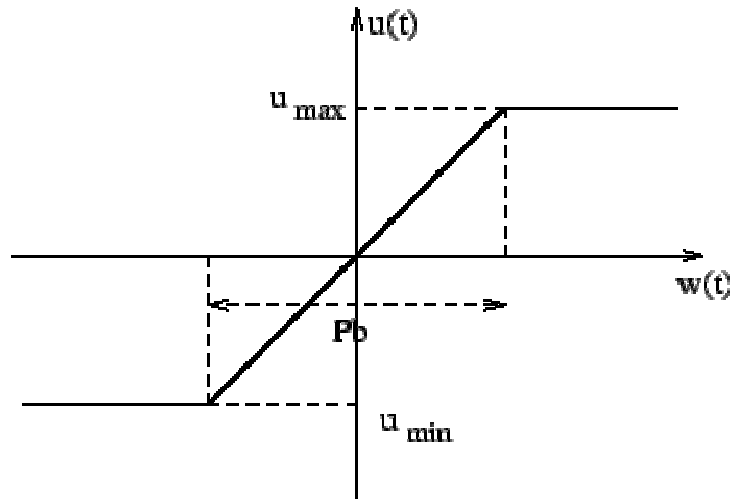


Figura 25 - Banda proporcional.

#### 4.10 O Controlador Proporcional (P)

Muitas vezes, processos simples podem ser controlados satisfatoriamente apenas com a ação proporcional. Neste caso as ações integral e derivativa são simplesmente desligadas. Tem-se:

$$u(t) = K_p [e(t)] \quad (4.22)$$

Em muitos controladores PID industriais, ao invés de especificar-se diretamente o valor de  $K_p$ , especifica-se o valor da banda proporcional em valor percentual. Note que, considerando-se  $u_{\max} - u_{\min} = 100\%$ , tem-se:

$$K_p = \frac{100}{P_b} \quad (4.23)$$

Logicamente, quanto maior o valor de  $K_p$  menor é a banda proporcional. Como visto no estudo da ação proporcional, quanto maior o ganho  $K_p$  menor será o valor do erro em regime permanente, mas este erro nunca será completamente anulado.



#### 4.11 O Controlador Proporcional-Integrativo (PI)

A principal função da ação integral é fazer com que os processos sigam, com erro nulo, um sinal de referência do tipo salto. Entretanto, a ação integral se aplicada isoladamente tende a piorar a estabilidade relativa do sistema. Para contrabalançar este fato, a ação integral é em geral utilizada em conjunto com a ação proporcional constituindo-se o controlador PI, cujo sinal de controle é dado por:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (4.24)$$

O gráfico da Figura 26 ilustra a aplicação da ação integral conjuntamente com a ação proporcional. A partir deste gráfico é possível interpretar  $T_i$ : o tempo integral ou *reset-time*, que corresponde ao tempo em que a parcela relativa a parte proporcional da ação de controle é duplicada.

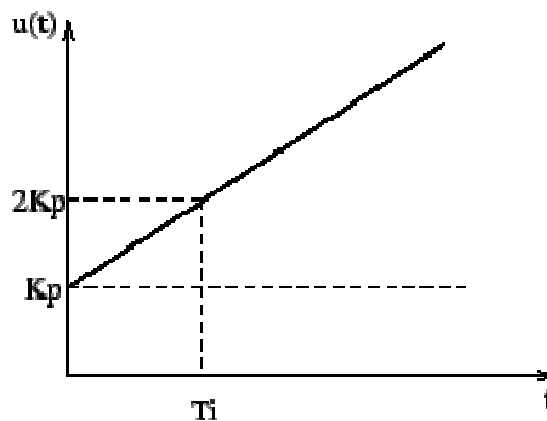


Figura 26 - Efeito da ação integral.

Na figura 27 é ilustrada a influência da sintonia do parâmetro  $T_i$  na resposta do sistema considerando-se o mesmo sistema simulado com  $K_p = 2$  constante. Para altos valores de  $T_i$ , tem-se a predominância da ação proporcional, sendo que  $T_i = \infty$  corresponde ao controlador proporcional. Note que, neste caso, existe um erro em regime permanente. A medida que diminuimos  $T_i$ , a ação integral começa a predominar sobre a ação proporcional e a resposta tende a se aproximar mais rapidamente da referência, ou seja, o erro em regime tende a ser anulado mais rapidamente. Diminuindo-se excessivamente  $T_i$ , observa-se que a resposta começa a ficar mais oscilatória numa tendência de desestabilização.

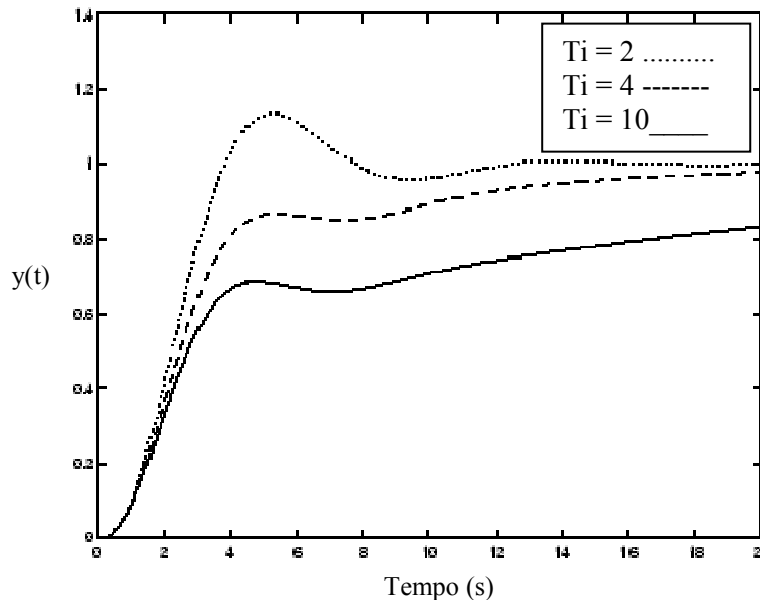


Figura 27 – Proporcional Integrativo - PI

#### 4.12 O Controlador Proporcional-Derivativo (PD)

A saída de um processo apresenta, intuitivamente, certa "inércia" com relação a modificações na variável de entrada. Esta "inércia" explica-se pela dinâmica do processo que faz com que uma mudança na variável de controle provoque uma mudança considerável na saída da planta somente após certo tempo. Outra interpretação é que, dependendo da dinâmica do processo, o sinal de controle estará em "atraso" para corrigir o erro. Este fato é responsável por transitórios com grande amplitude e período de oscilação, podendo, em um caso extremo, gerar respostas instáveis. A ação derivativa quando combinada com a ação proporcional tem justamente a função de "antecipar" a ação de controle a fim de que o processo reaja mais rápido. Neste caso, o sinal de controle a ser aplicado é proporcional a uma *predição* da saída do processo.

A estrutura básica do controlador PD é dada por:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.25)$$

Considerando-se que  $e(t+T_d)$  pode ser aproximado por:

$$e(t+T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.26)$$

tem-se que  $u(t) = K_p e(t + T_d)$ , ou seja, o sinal de controle é proporcional a estimativa do erro de controle  $T_d$  unidades de tempo a frente. Em outras palavras, a predição é feita extrapolando o valor do erro pela reta tangente a curva do erro no instante  $t$ , conforme ilustra a Figura 28.

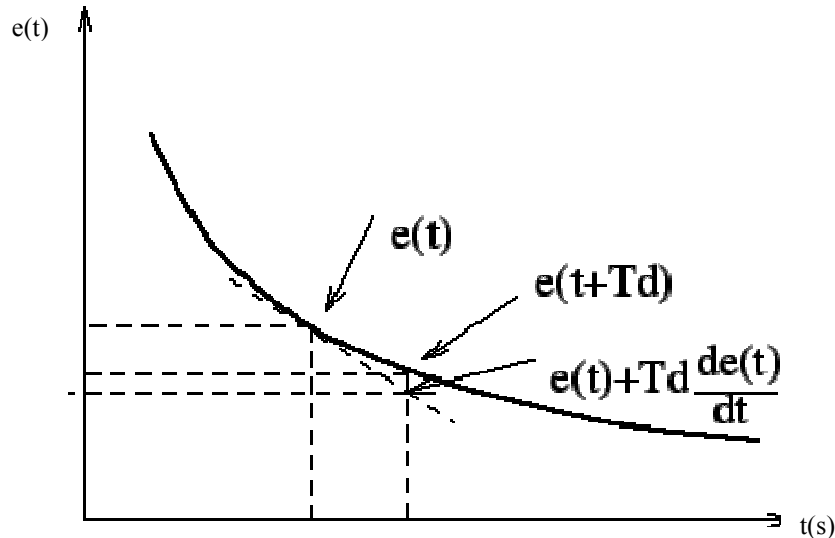


Figura 28 - Interpretação da ação proporcional-derivativa. (Fonte: Bazanella e Silva Jr., 2005)

Esta ação preditiva tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema e a tornar a resposta transitória do mesmo mais rápida. Note que ao aumentarmos  $T_d$ , o zero do controlador tende à origem, significando a predominância da ação derivativa.

#### 4.13 O Controlador Proporcional-Integral-Derivativo

O controlador proporcional combina as vantagens do controlador PI e PD. A ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema sendo responsável pelo erro nulo em regime permanente.

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.27)$$

O efeito desestabilizador do controlador PI é contrabalançado pela ação derivativa que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema, ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais rápida devido ao seu efeito antecipatório. Considerando-se o mesmo sistema

genérico anterior e fixando-se  $K_p = 4$  e  $T_i = 1.5$ , a influência da ação derivativa na resposta do sistema pode ser observada na Figura 29.

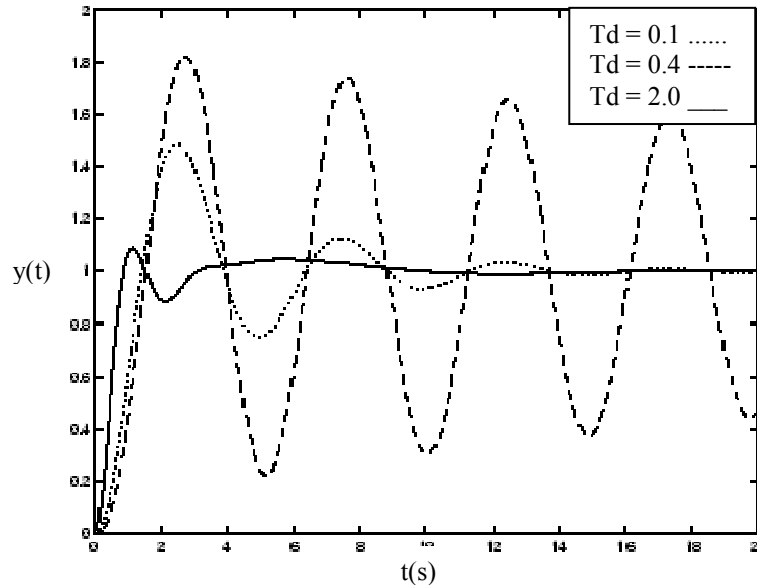


Figura 29 - Controle PID.

A implementação do controlador PID pode ser feita fazendo-se aproximações numéricas das derivadas e da integral que aparecem na lei de controle. Desta forma, é possível descrever cada uma das ações por uma equação de recorrência. As equações de recorrência descrevem as operações matemáticas a serem programadas no microcontrolador ou no microcomputador onde será implementado o PID digital.

Consideremos que o período de amostragem  $\Delta T$  foi convenientemente escolhido de forma a satisfazer o Teorema da Amostragem. O sinal de controle será atualizado apenas nos instantes de tempo  $t_k = k\Delta T$ , ou simplifiadamente, denota-se a saída do processo, o sinal de referência, o sinal de controle e o erro no instante  $t_k$  respectivamente como  $y(t)$ ,  $r(t)$ ,  $u(t)$  e  $e(t)$ . A rotina para a implementação digital do algoritmo de controle PID, pode ser escrita a partir das equações de recorrência de cada uma das ações. A equação seguinte mostra a implementação feita:

$$\begin{aligned}
P(k) &= K_p e(k) \\
I(k) &= I(k-1) + (K_p \Delta T) [e(k) + e(k-1)] / (2T_i) \\
D(k) &= [(p\Delta T - 2) / (p\Delta T + 2)] D(k-1) + [2K_p \Delta T / \Delta T (p\Delta T + 2)] [e(k) - e(k-1)] \\
u(k) &= P(k) + I(k) + D(k) \\
e(k-1) &= e(k) \\
D(k-1) &= D(k) \\
I(k-1) &= I(k)
\end{aligned} \tag{4.28}$$

em que os símbolos  $P$ ,  $D$  e  $I$  são as correções das partes proporcional, integral e derivativo e  $e(t)$  é o erro no instante  $t_k = k\Delta T$ ,  $k$  é o incremento do processo iterativo.

#### 4.14 Ajuste dos Ganhos do Controlador PID

O controlador PID requer três variáveis a serem determinadas para que o sistema de controle tenha comportamento dinâmico desejado: o ganho proporcional  $K_p$ , o ganho integral  $K_i = K_p / T_i$  e o ganho derivativo  $K_d = K_p T_d$ . A seleção dessas variáveis possibilita localizar os polos e zeros introduzidos pelo controlador a ser determinado e, portanto, afetar a estabilidade do sistema de controle.

O termo sintonização é usado para descrever o processo de selecionar a melhor regulação para o controlador de forma que ele tenha uma resposta rápida e que não cause sobressinais elevados. Para isso existem vários métodos e, neste caso, são citados dois deles propostos por Ziegler-Nichols: o método da curva de reação do processo e o método do ciclo máximo.

O procedimento do método da curva de reação do processo consiste na abertura da malha para que não haja realimentação e na obtenção da sua resposta a uma variação salto (amplitude  $M$ ) na entrada de referência. O sinal de teste deve ser o menor possível. A resposta deverá ter uma forma em S (em situação contrária o método não é aplicável) [Bolton, 1995]. A curva pode ser caracterizada por duas constantes, o atraso  $L$  e a constante de tempo  $T$ , sendo estas determinadas traçando-se uma tangente pelo ponto de inflexão da curva. Nos pontos onde a tangente intercepta o eixo das abcissas e a linha horizontal com ordenada  $k$ , obtêm-se  $L$  e  $T$ , respectivamente, conforme a Figura 30.

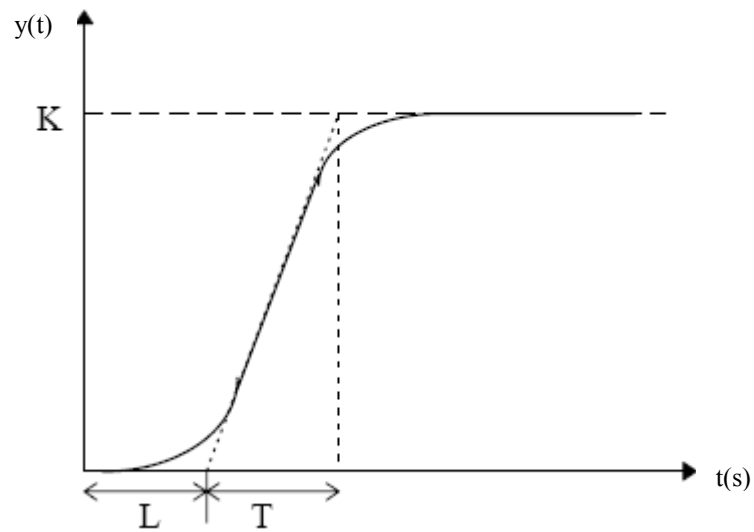


Figura 30 – Estrutura do Sistema de Controle.

Uma vez obtidos os valores de  $L$ ,  $T$  e  $N$  (em que  $N = K/T$ ), pode-se calcular os parâmetros ótimos dos controladores conforme a Tabela 5.

Tabela 5 – Critério da curva de reação do processo de Ziegler-Nichols [Bolton, 1995].

Modelo de controle	$K_p$	$T_i$	$T_d$
Proporcional	$M/NL$		
Proporcional + Integral	$0.9M/NL$	$3.33L$	
Proporcional + Integral + Derivativo	$1.2M/NL$	$2L$	$L/2$

A principal vantagem deste método deve-se ao fato de que, uma vez determinada a curva de reação, os parâmetros podem ser ajustados imediatamente. A desvantagem do método decorre do fato de que grande parte dos sistemas é mais complexo que um simples sistema de primeira ordem com atraso, o que significa que é ainda necessário um último ajuste no ganho antes de se poder considerar que a resposta do sistema é “aceitável”.

O segundo método, o do ciclo máximo é baseado no ajuste de uma malha fechada até se obterem oscilações com amplitude constante. Para isso, são necessárias duas medidas do sistema: o ganho crítico ( $G_u$ : o ganho mínimo que torna o processo criticamente estável) e o período de oscilação correspondente,  $P_u$ . Primeiramente as ações integral e derivativa são reduzidas para seus valores mínimos [Bolton, 1995]. Logo, inicia-se o processo com ganho reduzido, para posteriormente, aumentar o ganho até que a variável controlada entre em oscilações com amplitude constante, enquanto se provocam pequenas perturbações no sistema. Anotar o ganho,  $G_u$ , e o período de oscilação  $P_u$  conforme a Figura 31.

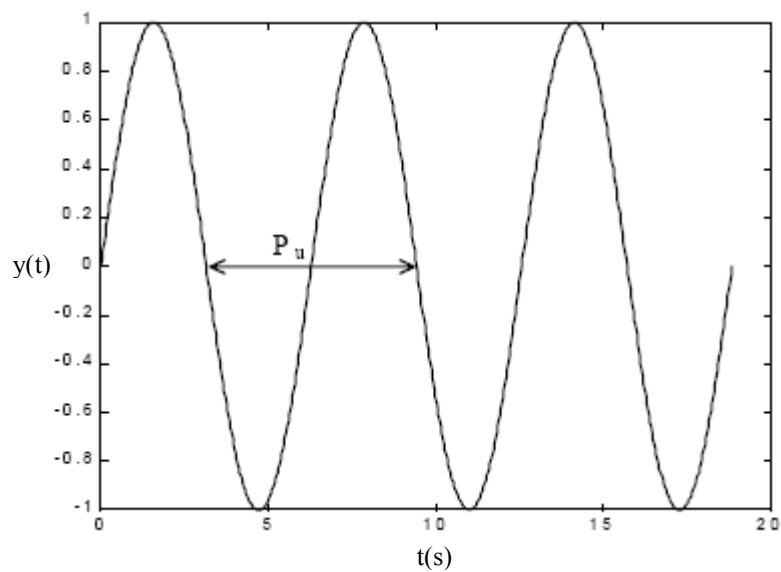


Figura 31 – Estrutura do Sistema de Controle

Com a obtenção desses valores, calculam-se os parâmetros do controlador com base na Tabela 6.

Tabela 6 – Critérios do ciclo máximo de Ziegler-Nichols [Bolton, 1995].

<b>Modelo de controle</b>	$K_p$	$T_i$	$T_d$
Proporcional	$0.5 G_u$		
Proporcional + Integral	$0.45 G_u$	$P_u/1.2$	
Proporcional + Integral + Derivativo	$0.6 G_u$	$P_u/2$	$P_u/8$

Analisando-se a tabela, pode-se concluir que:

- O ganho proporcional é reduzido 10% quando o modo integral é introduzido, uma vez que este torna o sistema menos estável;
- Quando o modo derivativo é adicionado, verifica-se um aumento de P e uma redução de  $T_i$  devido ao efeito estabilizador do derivativo;

No entanto, este método de calibração apresenta algumas desvantagens, pois as fórmulas acima não garantem uma resposta ótima e nem todos os sistemas podem entrar em oscilação, ou não é desejável que isso aconteça [Bazanella e Reginatto, 2007, e Bolton, 1995].

Neste trabalho o critério da curva de reação do processo de Ziegler-Nichols foi utilizado como estimativa inicial dos parâmetros do controlador, os quais sofreram ajustes finos posteriores por tentativa e erro, buscando um melhor desempenho dos controladores.

O próximo Capítulo apresenta uma revisão sobre controladores baseados em Lógica *Fuzzy*, para posterior aplicação desses controladores.

## 5 SISTEMAS DE CONTROLE COM LÓGICA FUZZY

Este Capítulo é dedicado a explanação da teoria sobre Lógica *Fuzzy* e sua aplicação no controle de sistemas. Grande parte deste Capítulo é baseada na teoria proposta por Burns, 2001.

### 5.1 Estrutura do Sistema de Controle Inteligente

Um sistema de controle inteligente é composto pelo conjunto dos três subsistemas mostrados na Figura 32.

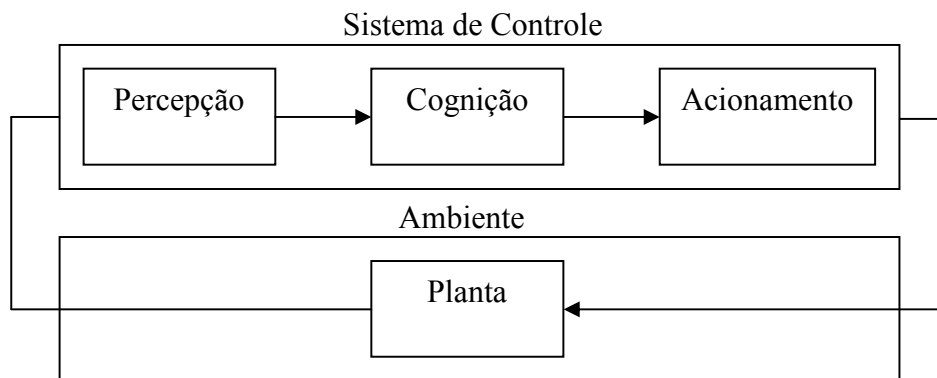


Figura 32 – Estrutura do Sistema de Controle.

Os três subsistemas são os seguintes:

**Percepção:** Este coleta informações a partir da planta e do ambiente e processa de forma adequada para o subsistema cognitivo. Os principais elementos são:

- conjunto de sensores que fornece dados brutos sobre a planta e o meio ambiente;
- processamento de sinal, que transforma a informação em uma forma adequada;
- fusão de dados, que utiliza os espaços de dados multidimensionais para construir representações da planta e do seu ambiente. Uma tecnologia chave neste caso é o reconhecimento de padrões.

**Cognição:** Em sistemas de controle inteligente o subsistema cognitivo é responsável pelo processo de decisão em condições de incerteza. As principais atividades são:

- Raciocínio, usando sistemas baseados no conhecimento ou lógica *Fuzzy*;
- Planejamento estratégico, usando i) avaliação da política ótima; ii) pesquisa adaptativa e algoritmos genéricos; iii) planejamento do caminho.



-Aprendizagem, usando i) aprendizagem supervisionada em redes neurais; ii) aprendizagem não-supervisionada em redes neurais; iii) aprendizagem adaptativa.

**Acionamento:** os atuadores funcionam utilizando sinais do subsistema de cognição, a fim de conduzir a planta a alguns estados desejados. Em caso de falha do atuador (ou sensor), um sistema de controle inteligente poderia ser capaz de reconfigurar sua estratégia de controle.

A seguir são apresentados alguns processos dentro do subsistema de cognição.

## 5.2 Teoria de Conjuntos Fuzzy

O crescente desenvolvimento em controladores *Fuzzy* despertou inicialmente o interesse industrial na década de 80 quando Seiji Yasunobu e Soji Miyamoto, funcionários da Hitachi, que em 1985 apresentaram um sistema de controle *Fuzzy* para o trem de Sendai. O sistema, o qual foi implementado em 1987, previa o controle da aceleração, frenagem e parada do trem. A apresentação por Takeshi Yamakawa de um sistema de controle *Fuzzy* para o problema clássico do pêndulo invertido também impressionou empresas numa conferência internacional sobre Lógica *Fuzzy* em Tokyo. Desde então, diversas empresas e agências (Canon, Mitsubishi, NASA, Boeing, General Motors, Allen-Bradley, Chrysler, Eaton e Whirlpool, etc.) têm se dedicado ao desenvolvimento de produtos e tecnologias que envolvam a lógica *Fuzzy*, com aplicações em sistemas de focos de máquinas fotográficas, ciclos de temperatura de ar-condicionado, programação de ciclos de lavagem de máquinas de lavar pratos e roupas, robôs, elevadores, etc.

Também conhecida como lógica Difusa a Lógica *Fuzzy* foi proposta primeiramente por Zadeh, 1965, e é baseada no conceito de conjuntos *Fuzzy* como uma extensão natural na noção clássica de conjuntos. Diferentemente da teoria clássica em que elementos pertencem ou não a determinado conjunto, esta teoria permite que o grau de pertinência de determinado elemento frente a determinado conjunto possa ser definido de forma gradativa. A validade desta teoria está na aplicação a problemas onde a informação está incompleta ou é imprecisa.

A lógica *Fuzzy* permite criar sistemas especialistas utilizando variáveis lingüísticas para criar uma base de regras. Expressões lingüísticas são típicas da natureza humana de tomar decisões. Por exemplo: "Se estiver *quente* vou ligar o ar condicionado no *máximo*". *Quente* e *máximo* não significam um valor particular de temperatura e potência, mas podem assumir

uma faixa considerável de valores. Pessoas diferentes também podem ter diferentes acepções para o mesmo conceito lingüístico.

Em seus trabalhos, Zadeh enunciou o chamado “Princípio da incompatibilidade”, o qual pode ser verificado em outras áreas das ciências. Ele dizia: “*The closer one looks at a real world problem, the fuzzier becomes its solution*”, indicando que o tratamento de sistemas de uma forma muito detalhada pode levar a soluções que são difusas. De fato, conforme a complexidade de um sistema aumenta, a nossa habilidade de fazer declarações precisas e significativas sobre o comportamento do sistema diminui até alcançar um limite além do qual precisão e relevância tornam-se características mutuamente exclusivas [Zadeh, 1965]. Já Einstein, em 1928 afirmava que: “*As far as the propositions of mathematics refer to reality, they are not certain; as far as they are certain, they do not refer to reality*”. Novamente percebe-se que este princípio parece ter sua parcela de verdade.

Diferentemente da teoria tradicional que classifica os elementos de uma forma decisiva como pertencentes ou não a um conjunto (0 ou 1), a Lógica *Fuzzy* tem a habilidade de classificar os elementos num conjunto através do chamado grau de pertinência (valores entre 0 e 1). Seja então o exemplo de classificar a temperatura num ambiente como quente. Seguindo o raciocínio da lógica tradicional, tem-se:

$$\mu_{quente}(T) = \begin{cases} 1 & \text{se } T \geq 30^{\circ}C \\ 0 & \text{se } T < 30^{\circ}C \end{cases} \quad (5.1)$$

Em que  $\mu_{quente}$  refere-se à classificação de pertence ou não ao conjunto das temperaturas que o indivíduo classifica como quente,  $T$  refere-se à temperatura. Neste caso tem-se uma delimitação brusca (“*crisp*”) da fronteira entre o que vem a ser uma temperatura quente ou não.

Entretanto, diferentes percepções acerca do que vem a ser temperatura quente existem, dependendo de cada pessoa. Talvez uma abordagem mais generalista fosse propor algo como:

$$\mu_{quente}(T) = \begin{cases} 0 & \text{se } T < 20^{\circ}C \\ \frac{T - 20^{\circ}C}{20^{\circ}C} & \text{se } 20^{\circ} \leq T \leq 40^{\circ}C \\ 1 & \text{se } T > 40^{\circ}C \end{cases} \quad (5.2)$$

neste caso a função  $\mu_{quente}$  refere-se ao grau de pertinência da temperatura atual ao conjunto das temperaturas que se aceitam como quentes, tendo uma gradação linear de 0 (não pertence), se menor que 20° C até o valor unitário 1 (pertence) se maior que 40°C. Obviamente, a forma como esta transição se dá pode ter as mais variadas formas. Comumente empregam-se funções de pertinência do tipo triangular, trapezoidal, sigmóide, gaussiana, Gama, etc [Gomes e Vásques, 2010].

A seguir são descritas algumas das funções de pertinência que são utilizadas para a fuzificação da informação:

#### a) Função de Pertinência tipo Triangular

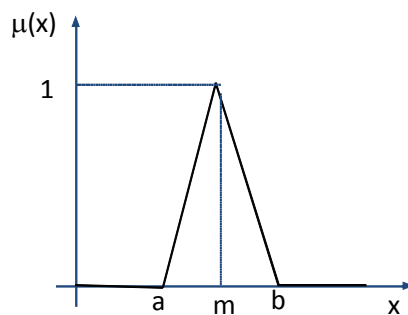


Figura 33 – Função de Pertinência Triangular.

Cujas equações são dadas por:

$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & \text{se } x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a}, & \text{se } x \in [a, m] \\ \frac{b-x}{b-m}, & \text{se } x \in [m, b] \\ 0, & \text{se } x \geq b \end{cases} \quad (5.3)$$

## b) Função de Pertinência tipo Trapezoidal

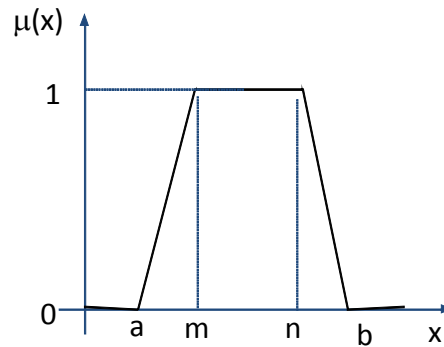


Figura 34 – Função de Pertinência do tipo Trapezoidal.

Cujas equações são dadas por:

$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & \text{se } x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a}, & \text{se } x \in [a, m] \\ 1, & \text{se } x \in [m, n] \\ \frac{b-x}{b-n}, & \text{se } x \in [n, b] \\ 0, & \text{se } x > b \end{cases} \quad (5.4)$$

## c) Função de Pertinência tipo Gaussiana

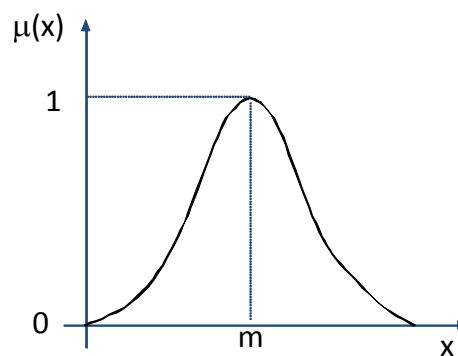


Figura 35 – Função de Pertinência tipo Gaussiana.

Cuja equação é dada por:

$$\mu(x) = e^{-k(x-m)^2}, \quad \text{para } k > 0 \quad (5.5)$$

## d) Função de Pertinência tipo Sigmóide

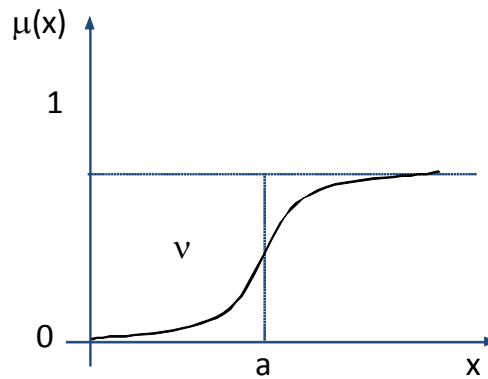


Figura 36 – Função de Pertinência tipo Sigmóide.

Cuja equação é dada em função de “a” e do coeficiente  $\lambda$  que fornece um controle sobre o gradiente da curva em “a”:

$$\mu(x) = 1/(1 + e^{-\lambda(x-a)}), \quad \text{para } k > 0 \quad (5.6)$$

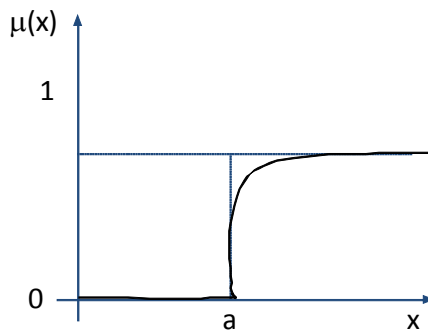
e) Função de Pertinência tipo Gama ( $\Gamma$ )

Figura 37 – Função de Pertinência tipo Gama.

Cuja equação está em função do parâmetro  $k$  que fornece um meio de controle do gradiente da função na proximidade do ponto  $a$ .

$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & \text{se } x \leq a \\ 1 - e^{-k(x-a)^2}, & \text{se } x > a \end{cases} \quad (5.7)$$

A notação para a apresentação de um conjunto *Fuzzy* é indicada como se segue:

$$A = \{x, \mu_A(x)\} \quad x \in X \quad (5.8)$$

a qual se lê como conjunto *Fuzzy* A, composto pelos elementos  $x$  com função de pertinência dada por  $\mu_A(x)$ , sendo  $x$  pertencente ao universo de discurso  $X$ .

De forma bastante genérica pode-se dizer que a teoria de conjuntos tradicionais é um caso particular da teoria de conjuntos *Fuzzy*, onde a função de pertinência apresenta uma função brusca (“*crisp*”) do tipo degrau.

### 5.3 Operações Básicas do Conjunto Fuzzy

Sejam A e B dois conjuntos *Fuzzy* dentro de um universo de discurso  $X$  com funções de pertinência  $\mu_A$  e  $\mu_B$  respectivamente. O seguinte conjunto de operações *Fuzzy* é definido a seguir:

*Igualdade*: Dois conjuntos *Fuzzy* A e B são iguais se eles tem a mesma função de Pertinência dentro de um universo de discurso X, ou seja,  $\mu_A(x) = \mu_B(x), \forall x \in X$  ;

*União*: A união de dois conjuntos *Fuzzy* A e B corresponde a função booleana OR e é dado por  $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A + \mu_B(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}, \forall x \in X$  ;

*Interseção*: A interseção de dois conjuntos *Fuzzy* A e B correspondem a função Booleana AND e á dada por  $\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}, \forall x \in X$  ;

*Complementar*: o complementar de um conjunto *Fuzzy* A corresponde a função Booleana NOT e é dado por  $\mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x), \forall x \in X$  ;

*Produto*: o produto de dois conjuntos *Fuzzy* A e B é dado por  $\mu_{A \cdot B}(x) = \mu_A(x)\mu_B(x)$  ;

*Multiplicação por escalar*: a multiplicação de um conjunto *Fuzzy* A por um escalar  $\alpha \in \mathfrak{R}$  , é dada por  $\mu_{\alpha A}(x) = \alpha\mu_A(x)$  ;

*Potenciação*: Um conjunto *Fuzzy* A elevado a um expoente  $\alpha$  é dado por  $\mu_{A^\alpha}(x) = [\mu_A(x)]^\alpha$  ;

*Concentração*:  $\mu_{CON(A)}(x) = [\mu_A(x)]^2$  ;

*Dilatação*:  $\mu_{DIL(A)}(x) = [\mu_A(x)]^{1/2}$  ;

*Conjunto Vazio:* Um conjunto *Fuzzy* A é vazio  $A = \varphi$  se  $\mu_A(x) = 0 \forall x \in X$ ,

*Conjunto Normal:* se  $\exists \mu_A(x_0) = 1 \mid x \in X$ .

#### 5.4 Relações Fuzzy

Um importante aspecto da lógica *Fuzzy* é a habilidade de relacionar conjuntos com diferentes universos de discursos:

$$SE L ENTÃO M \quad (5.9)$$

Na Equação (5.9) L é conhecido como antecedente e M como conseqüente. A relação é denotada por:

$$A = L \times M \quad (5.10)$$

ou

$$L \times M = \begin{bmatrix} \min\{\mu_L(u_1), \mu_M(v_1)\} \dots \min\{\mu_L(u_1), \mu_M(v_k)\} \\ \min\{\mu_L(u_j), \mu_M(v_1)\} \dots \min\{\mu_L(u_j), \mu_M(v_k)\} \\ \vdots \\ \min(0,0) \dots \min(0,1) \dots \min(0,0.33) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Onde  $u_1 \rightarrow u_j$  e  $v_1 \rightarrow v_k$  são os universos discretizados do discurso.

Considerando a afirmação:

$$SE L \text{ é pequeno } ENTÃO M \text{ é médio}$$

Então para os conjuntos *Fuzzy* L e M, para U de 5 a 35 em passos de 5

$$L \times M = \begin{bmatrix} \min(0.33,0) \dots \min(0.33,1) \dots \min(0.33,0.33) \\ \min(0.67,0) \dots \min(0.67,1) \dots \min(0.67,0.33) \\ \vdots \\ \min(0,0) \dots \min(0,1) \dots \min(0,0.33) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Obtendo-se

$$L \times M = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.33 & 0.33 & 0.33 & 0.33 & 0.33 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0.67 & 0.67 & 0.67 & 0.33 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0.67 & 1 & 0.67 & 0.33 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0.67 & 0.67 & 0.67 & 0.33 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0.33 & 0.33 & 0.55 & 0.33 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Várias declarações de tal forma e estratégia de controle estariam ligadas por sua união

$$A = A_1 + A_2 + A_3 + \dots + A_n. \quad (5.14)$$

## 5.5 Sistemas de Controle com Lógica Fuzzy

Segundo Passino e Yurkovich, 1997, um controlador com lógica *Fuzzy* é composto de quatro elementos básicos, quais sejam:

- Uma base de regras, as quais contêm uma quantificação difusa da descrição lingüística de “*experts*” de como atingir um bom controle;
- Um mecanismo de inferência, o qual “emula” a tomada de decisão do “*expert*” baseada no conhecimento de como deve ser o controle de uma determinada planta;
- Uma interface de fuzificação, a qual converte as entradas que chegam ao controlador em informação que o mecanismo de inferência pode facilmente usar para ativar e aplicar a base de regras;
- Uma interface de defuzificação a qual converte as conclusões a que chegou o mecanismo de inferência em valores de saída de controle para o processo.

A Figura 38 mostra o controlador *Fuzzy* inserido na malha de controle.



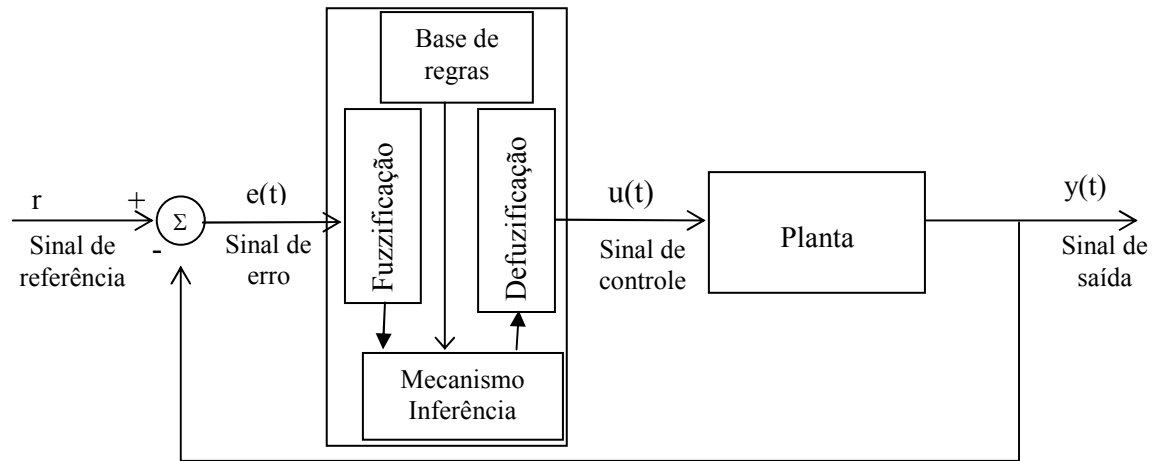


Figura 38 – Controle da saída de um sistema  $y$  para um dado valor de referência  $r$ .

Um controlador *Fuzzy* pode ter, além do sinal de erro do valor de saída da planta, também a derivada ou mesmo a integral do erro, tendo entradas semelhantes a um controlador PID tradicional.

No caso de um controlador do tipo *Fuzzy PD*, a base de regras (leis de controle) pode ser simplificada entendida observando o caso do controle da resposta de uma variável do sistema  $y$  para um valor de referência dado  $r$ .

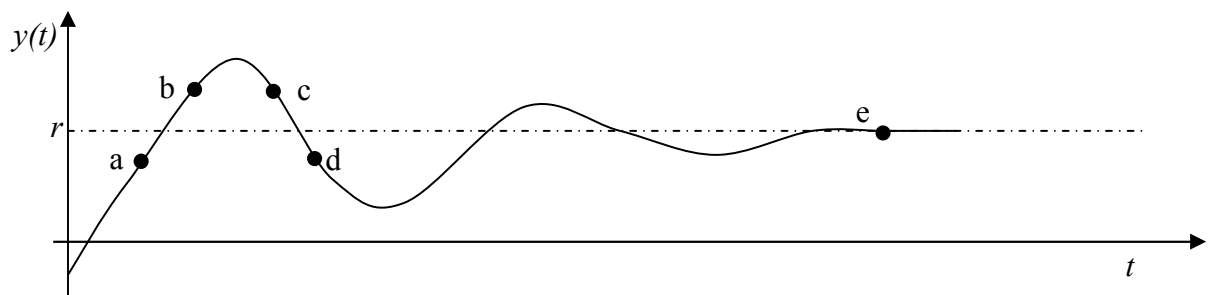


Figura 39 – Controle da saída de um sistema para um dado valor de referência  $r$ .

Sendo o erro definido por  $e(t) = r - y(t)$ , então  $\dot{e}(t) = -\dot{y}(t)$ , cada um dos pontos indicados na Figura 39 podem gerar as 4 regras ( $2^2$ ) para atuação do sistema *Fuzzy PD*, além da regra de desligamento da ação caso os erros ou derivadas dos erros sejam nulos [Jantzen, 2001]. As regras de inferência para um controlador PD são as seguintes:

- Ponto a: Se  $e(t) > 0$  e  $\dot{e}(t) < 0$  então o sistema de controle deve **manter** sua ação prévia;
- Ponto b: Se  $e(t) < 0$  e  $\dot{e}(t) < 0$  então o sistema de controle deve **alterar** sua ação prévia;
- Ponto c: Se  $e(t) < 0$  e  $\dot{e}(t) > 0$  então o sistema de controle deve **manter** sua ação prévia;
- Ponto d: Se  $e(t) > 0$  e  $\dot{e}(t) > 0$  então o sistema de controle deve **alterar** sua ação prévia;

Ponto e: Se  $e(t) = 0$  ou  $\dot{e}(t) = 0$  então o sistema de controle deve **cancelar a** sua ação

Todas as desigualdades podem ser colocadas de forma semântica e com níveis difusos de gradação para os limites do que sejam positivos ou negativos. O erro  $e(t)$ , por exemplo, pode ser “discretizado” em níveis tais como NG (negativo grande), NM (negativo médio), Z (Zero), PM (positivo médio) e PG (positivo grande).

### 5.5.1 O Processo de Fuzificação

Fuzificação é o processo de mapeamento de entradas para o controle *Fuzzy* em valores de pertinência definidos na entrada em diferentes universos de discurso. Decisões precisam ser tomadas a respeito do número de entradas, do tamanho dos universos de discurso e do número e forma dos conjuntos *Fuzzy*.

Um Controlador *Fuzzy* que compete com controlador PD é requerido para minimizar o erro  $e(t)$  e a taxa de variação do erro  $de/dt$  denotada por  $de$ .

O tamanho do universo de discurso dependerá da faixa esperada (usualmente até o nível de saturação) das variáveis de entrada. Assume-se, como exemplo, que  $e(t)$  varia entre  $\pm 6$  e  $de$  entre  $\pm 1$  [Burns, 2001].

O número e a forma de um conjunto *Fuzzy* em um universo particular de discurso é um “*trade-off*” (intercâmbio) entre a precisão da ação de controle e a complexidade computacional em tempo real. Neste exemplo três conjuntos triangulares são usados [Burns, 2001].

A cada conjunto é dado um rótulo linguístico para identificá-lo como “*Positive Big (PB)*”, “*Positive Médium (PM)*”, “*Positive Small (PS)*”, “*Zero (Z)*”, “*Negative Small (NS)*”, “*Negative Médium (NM)*”, “*Negative Big (NB)*”. Os sete conjuntos *Fuzzy*, janelas de entrada para  $e(t)$  e  $de$  são mostrado na Figura 41. Se um instante de tempo  $e(t) = 2.5$  e  $de(t) = -0.2$ , então o conjunto de entrada *Fuzzy* para valores de pertinência são

$$\begin{aligned} \mu_{PS}(e) &= 0.7 & \mu_{PM}(e) &= 0.4 \\ \mu_{NS}(de) &= 0.6 & \mu_Z(de) &= 0.3 \end{aligned} \quad (5.15)$$

### 5.5.2 Base de Regras Fuzzy

Dado uma base de regras de um sistema *Fuzzy*, cada uma destas regras terá proposições e implicações da forma

$$SE\ e(t)\ \acute{e}\ PS\ E\ de(t)\ \acute{e}\ NS\ ENT\tilde{A}\ O\ u(t)\ \acute{e}\ PS \quad (5.16)$$

em que  $e(t)$  é o erro e  $de(t)$  representa a derivada do erro.

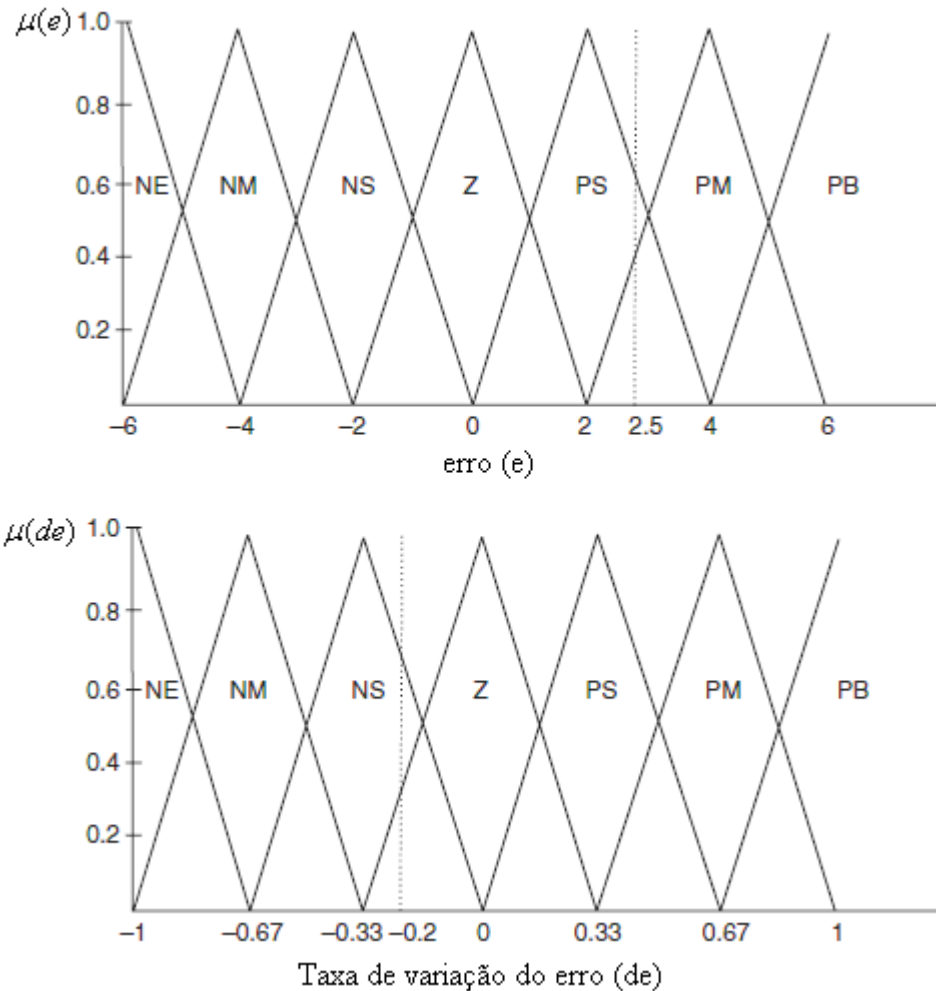


Figura 40 – Sete janelas de entrada do conjunto Fuzzy para erro (e) e variação do erro (de).

A regra base é construída usando um conhecimento *a priori* de uma ou todas das seguintes fontes:

- leis físicas que governam a dinâmica da planta;
- dados da existência de controladores;
- conhecimentos heurísticos imprecisos obtidos por especialistas experientes.

Se c) é usado, então o conhecimento do modelo matemático da planta não é necessário.

O número de proposições pode ser variado conforme o exemplo:

$$\begin{aligned}
\text{Regra 1: Se } & \underbrace{e(t) > 0 \text{ e } \dot{e}(t) < 0}_{\text{Proposições}} \text{ então } \underbrace{\text{manter}}_{\text{Implicação}} \text{ ação prévia} \\
\text{Regra 2: Se } & \underbrace{e(t) < 0 \text{ e } \dot{e}(t) < 0}_{\text{Proposições}} \text{ então } \underbrace{\text{alterar}}_{\text{Implicação}} \text{ ação prévia}
\end{aligned} \tag{5.17}$$

...

Genericamente, pode-se escrever:

$$\text{Regra } j: \text{ Se } \underbrace{x_1 \text{ é } \mu_{A_{1j}} \text{ e } \dots \text{ e } x_n \text{ é } \mu_{A_{nj}}}_{\text{Proposições}} \text{ então } \underbrace{y \text{ é } \mu_{B_j}}_{\text{Implicação}} \tag{5.18}$$

onde  $x_1, \dots, x_n$  são as variáveis de entrada,  $\mu_{A_{1j}}$  e  $\mu_{B_j}$  são conjuntos *Fuzzy* para fuzificação das variáveis de entrada ( $\mu_{A_j}$ ) e para as variáveis de saída ( $\mu_{B_j}$ ).

Existem diversas formas de se agregar as proposições e as implicações na base de regras de um sistema *Fuzzy* [Burns, 2001]. Alguns dos métodos usados são explanados a seguir.

### 5.5.3 Método Mamdani

Inicialmente proposto por Mamdani e Assilian, 1975, é a metodologia mais utilizada e aplicada. Para a agregação das proposições, tem-se:

$$\phi(\langle \dots \rangle, \mu_A(X)) = \langle \text{número} \rangle \wedge \mu_A(X) = \min(\text{número}, \mu_A(X)) \tag{5.19}$$

Para a agregação das implicações, tem-se:

$$\phi(\mu_A(X), \mu_B(X)) = \mu_A(X) \vee \mu_B(X) = \max(\mu_A(X), \mu_B(X)) \tag{5.20}$$

### 5.5.4 Método Produto Larsen (norma T)

Para a agregação das proposições, tem-se:

$$\phi(\mu_A(X), \mu_B(X)) = \mu_A(X) \mu_B(X) \tag{5.21}$$

Para a agregação das implicações, tem-se:

$$\phi(\mu_A(X), \mu_B(X)) = \mu_A(X) + \mu_B(X) - \mu_A(X)\mu_B(X) \quad (5.22)$$

### 5.5.5 Método Luckasiewics

Para a agregação das proposições, tem-se:

$$\phi(\mu_A(X), \mu_B(X)) = \min[(1 - \mu_A(X) + \mu_B(X)), 1] \quad (5.23)$$

Para a agregação das implicações, tem-se:

$$\phi(\mu_A(X), \mu_B(X)) = \mu_A(X) + \mu_B(X) - \mu_A(X)\mu_B(X) \quad (5.24)$$

### 5.5.6 Método Takagi-Sugeno-Kang (T-S-K)

Foi proposta inicialmente por Sugeno, 1985, e posteriormente estendida por Takagi. É similar ao método Mamdani em muitos aspectos. As primeiras duas fases do processo de inferência *Fuzzy* (fuzificação das entradas e a aplicação do operador *Fuzzy*) são exatamente as mesmas. A principal diferença está na função de pertinência da inferência no Método Takagi-Sugeno-Kang (ou simplifcadamente, T-S) é uma função pré-definida para a regra em questão.

$$\text{Regra } j: \text{ Se } \underbrace{x_1 \text{ é } \mu_{A_{1j}} \text{ e } \dots \text{ e } x_n \text{ é } \mu_{A_{nj}}}_{\text{Proposições}} \text{ então } \underbrace{y_j = f(\mu_{A_{1j}}(x_1), \dots, \mu_{A_{nj}}(x_n))}_{\text{Implicação}} \quad (5.25)$$

Para a agregação das implicações, tem-se uma ponderação das implicações de cada uma das implicações das regras. A ponderação é associada ao peso que é dado a cada uma das regras.

$$z = \frac{\sum_{j=1}^{nr} w_j y_j}{\sum_{j=1}^{nr} w_j} \quad (5.26)$$

Consegue-se, com isto ter-se diretamente o valor defuzificado de saída ao aplicar este procedimento. Além disso, diferentemente do Método Mamdani, este método garante a

continuidade da saída do sistema através da definição das funções para as implicações. Também se consegue um melhor comportamento quando se trabalhando com métodos adaptativos ou de otimização de parâmetros, permitindo uma flexibilidade maior de ajuste do modelo *Fuzzy* quando comparado com o Método Mamdani.

Independentemente das regras que se utilizem para Agregação das Proposições e Implicações, todas elas devem atender às regras para os conjuntos *Fuzzy*, sem as quais a teoria perde o sentido de ser.

Contorno

$$\begin{aligned} \phi(0,0) &= 0 \quad \text{ou} \quad \phi(1,1) = 1 \\ \phi(\mu_A(X),1) &= \phi(1,\mu_A(X)) = \mu_A(X) \quad \text{ou} \\ \phi(\mu_A(X),0) &= \phi(0,\mu_A(X)) = \mu_A(X) \end{aligned} \quad (5.27)$$

Monotonicidade

$$\phi(\mu_A(X),\mu_B(X)) \leq \phi(\mu_C(X),\mu_D(X)) \quad \text{se} \quad \mu_A(X) \leq \mu_C(X) \quad \text{e} \quad \mu_B(X) \leq \mu_D(X) \quad (5.28)$$

Comutatividade

$$\phi(\mu_A(X),\mu_B(X)) = \phi(\mu_B(X),\mu_A(X)) \quad (5.29)$$

Associatividade

$$\phi(\mu_A(X),\phi(\mu_B(X),\mu_C(X))) = \phi(\phi(\mu_A(X),\mu_B(X)),\mu_C(X)) \quad (5.30)$$

Dois conjuntos com sete janelas de entrada *Fuzzy* são mostrados na Figura 40 fornecendo  $7 \times 7$  possíveis regras de controle. Essa base de regra pode ser tabelada como num espaço bidimensional conforme a Tabela 7:

Tabela 7 – Estrutura para uma base de regras linguística.

$e \backslash de$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	Z	PM	PB
NM	NB	NB	NB	NM	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NM	NS	PS	PM	PB
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
OS	NB	NM	NS	PS	PM	PB	PB
PM	NB	NM	NS	PM	PB	PB	PB
PB	NB	NM	Z	PM	PB	PB	PB

### 5.5.7 Inferência Fuzzy

A Tabela 1 assume que a janela de saída contém sete conjuntos *Fuzzy* com o mesmo rótulo linguístico como um conjunto de entrada *Fuzzy*. Se o universo de discurso para o sinal de controle  $u(t)$  é  $\pm 9$ , então a janela de saída é mostrada na Figura 41.

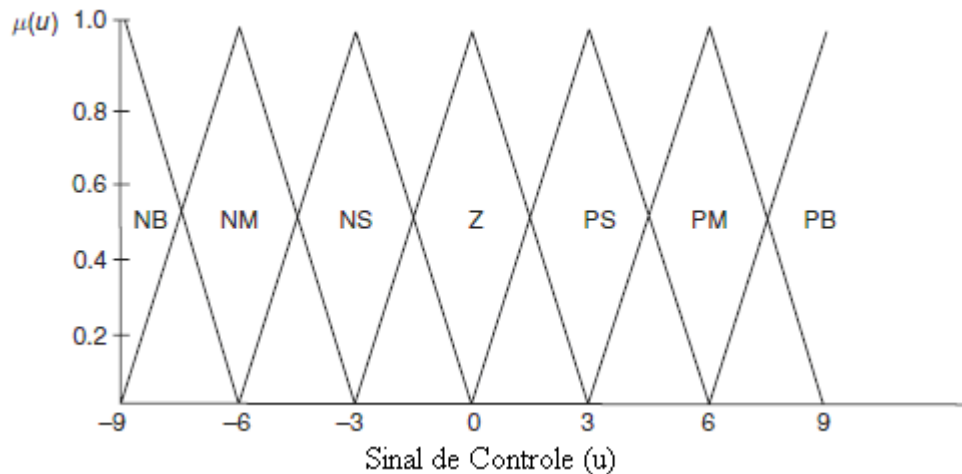


Figura 41 – Janela do conjunto de sete saídas *Fuzzy* para sinal de controle  $u(t)$ .

Assume-se que uma das regras da base é dada pela equação:

$$\text{OU SE } e(t) \text{ é } A \text{ E } de \text{ é } B \text{ ENTÃO } u = C \quad (5.31)$$

A Equação (5.31) pode ser escrita como:

$$\mu_C(u) = \max[\min(\mu_A(e), \mu_B(de))] \quad (5.32)$$

A Equação (5.32) se refere ao processo de inferência máx-mín. Na Figura 41 e Equação (5.31), os conjuntos *Fuzzy* que foram “atingidos” na janela de entrada do erro quando  $e = 2.5$  são PS e PM. Na taxa de janela de entrada de mudança quando  $de = -0.2$ , os conjuntos *Fuzzy* atingidos são NS e Z. Da Tabela 7, as regras relevantes a estas ocorrências são

$$\begin{aligned} & \dots \text{OU SE } e \text{ é } PS \text{ E } de \text{ é } NS \\ & \text{OU se } e \text{ é } PS \text{ E } de \text{ é } Z \\ & \text{ENTÃO } u = PS \end{aligned} \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned}
 & \dots \text{OU SE } e \text{ é PM E de é NS} \\
 & \text{OU se } e \text{ é PM E de é Z} \\
 & \text{ENTÃO } u = PM
 \end{aligned}
 \tag{5.34}$$

Aplicando o processo de inferência máx-mín na Equação (5.33), tem-se

$$\mu_{PS}(u) = \max[\min(\mu_{PS}(e), \mu_{NS}(de)), \min(\mu_{PS}(e), \mu_Z(de))]
 \tag{5.35}$$

Inserindo valores na Equação (5.35)

$$\begin{aligned}
 \mu_{PS}(u) &= \max[\min(0.7, 0.6), \min(0.7, 0.3)] \\
 &= \max[0.6, 0.3] = 0.6
 \end{aligned}
 \tag{5.36}$$

Aplicando o processo de inferência máx-mín na Equação (5.36) tem-se

$$\mu_{PM}(u) = \max[\min(\mu_{PM}(e), \mu_{NS}(de)), \min(\mu_{PM}(e), \mu_Z(de))]
 \tag{5.37}$$

Inserindo os valores da Equação (5.37)

$$\begin{aligned}
 \mu_{PM}(u) &= \max[\min(0.4, 0.6), \min(0.4, 0.3)] \\
 &= \max[0.4, 0.3] = 0.4
 \end{aligned}
 \tag{5.38}$$

A inferência *Fuzzy* é, portanto, o processo de mapeamento dos valores de adesão para as janelas de entrada, através das regras base, para a janela(s) de saída.

### 5.5.8 Processo de Defuzificação

Defuzificação é o procedimento para mapeamento do conjunto de inferência dos sinais de controle *Fuzzy* contido dentro de uma janela de saída para um sinal de controle não *Fuzzy* (“*crisp*”), [Burns, 2001]. O método do centro de área é uma das técnicas de defuzificação mais conhecidas, que em termos lingüísticos pode-se dizer que o sinal de controle “*crisp*” é igual a soma dos primeiros momentos de área dividido pela soma das áreas.

Para um sistema contínuo tem-se:



$$u(t) = \frac{\int u \mu(u) du}{\int \mu(u) du} \quad (5.39)$$

E ainda, para sistema discreto a Equação (5.39) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$u(kT) = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu(u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(u_i)} \quad (5.40)$$

Quando  $e = 2.5$  e  $de = -0.2$ , como um resultado do processo de inferência, a janela de saída *Fuzzy* na Figura 35 é “clipada”, e toma a forma mostrada na Figura 42.

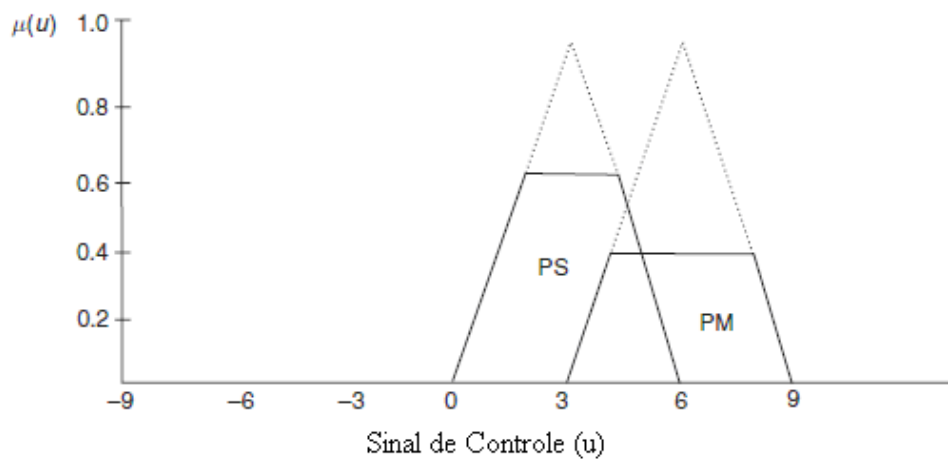


Figura 42 – Janela da saída *Fuzzy* “clipada” devido à inferência *Fuzzy*.

Da Figura 42, usando a equação da área do trapézio, que é dada pela soma da base maior com a base menor, multiplicado pela altura do trapézio e dividido por 2, tem-se:

$$\begin{aligned} Area_{PS} &= \frac{0.6(6 + 2.4)}{2} = 2.52 \\ Area_{PM} &= \frac{0.2(6 + 3.6)}{2} = 0.96 \end{aligned} \quad (5.41)$$

em que 0.6 e 0.2 são as alturas dos trapézios representados por PS e PM, respectivamente, 6 é a medida da base maior de ambos os trapézios, e 2.4 e 3.6 são as medidas das bases menores de PS e PM, respectivamente.

Da Equação (5.40)

$$u(t) = \frac{(2.52 \times 3) + (0.96 \times 6)}{2.52 + 0.96} = 3.83 \quad (5.42)$$

Portanto, para um erro dado de 2.5 e a taxa de variação do erro de -0.2, o sinal de controle para o controlador *Fuzzy* é 3.83.

A seguir far-se-á a aplicação dos controladores tradicional e heurístico ao *shaker* eletrodinâmico.

## 6 APLICAÇÃO DE UM CONTROLE HEURÍSTICO AO *SHAKER* ELETRODINÂMICO

Este trabalho propõe a construção de um sistema de geração de tensão mecânica controlada que possa ser usado para realizar ensaios HALT em materiais metálicos. O Agilent VEE faz o envio de sinais da placa de som do PC, que funciona como um conversor D/A, para o amplificador de sinais e este os envia para o *Shaker*. No PC é gerado o sinal base conforme o valor da tensão mecânica, da frequência e dos parâmetros de controle definidos pelo usuário. Este sinal é enviado gerando uma excitação nas espiras do *Shaker* na forma senoidal o que faz a parte móvel (*voice coil* e mesa) produzir um movimento oscilatório que transmite para o corpo de prova esta vibração produzindo uma deformação e gerando, conseqüentemente, uma tensão mecânica (ou aceleração).

A deformação produzida no corpo de prova é medida pelo *strain-gage* e enviada ao condicionador de sinais, o qual repassa ao computador através da placa de aquisição de dados, a fim de que o sinal recebido seja analisado pelo programa e corrigido para o próximo ciclo (ou no caso de aceleração, medido por um acelerômetro e também repassado ao computador por uma placa de aquisição de dados). O esquema mostrado na Figura 43 mostra essa estrutura.

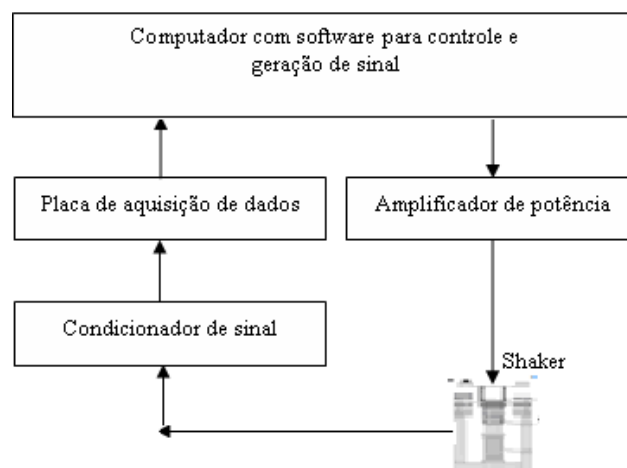


Figura 43 – Estrutura do Sistema de Controle.

O corpo de prova tem uma das extremidades fixa sob a parte oscilante do *Shaker* e a outra extremidade está ancorada em uma estrutura rígida (pórtico de reação). Desta forma todo o movimento oscilatório do *Shaker* induz tensões de tração em compressão na superfície do corpo de prova. Como o objetivo é controlar as tensões geradas em função das deformações aplicadas, não são utilizados corpos de prova padronizados para o ensaio de

fadiga, até porque nos ensaios de HALT e HASS, os produtos podem ter uma geometria qualquer. Sendo assim, foi usado um corpo de prova de aço com geometria triangular para não haver preocupação com o local exato da fixação do *strain gage*, pois com essa geometria as tensões são iguais em qualquer ponto do corpo de prova dentro da área triangular conforme descrito na Seção 3.10.

A deformação do corpo de prova é medida e enviada por um *strain gage* arranjado em meia ponte de *Wheatstone*. Como o módulo de elasticidade e a deformação gerada no corpo de provas são conhecidos, pode-se calcular a tensão a que está submetida aquela região do corpo de prova. O sinal é amplificado e recebido por uma placa de aquisição de dados USB-1208FS da empresa *Measurements Computing* (12 bits e limites de entrada de  $\pm 5V$ ) enviado ao computador através da entrada USB. O computador recebe esse sinal, calcula a tensão resultante desta deformação, compara com a tensão especificada pelo usuário e aplica o controle para posteriormente reenviar o sinal corrigido ao amplificador que por sua vez envia o sinal ao shaker *Shaker*, com o objetivo de fazer com que o valor da tensão calculado através dos dados fornecidos seja o mesmo valor especificado pelo usuário. Os controladores devem ser eficazes o suficiente para manter a tensão estável a cada mudança no valor da frequência quando se realiza a varredura da mesma.

Como já foi especificado, são utilizadas duas placas diferentes de conversão de sinal, a placa de som do computador para conversão D/A e a placa USB de aquisição para conversão A/D. O sistema foi configurado dessa maneira porque a placa de som tem uma resolução maior (entrada  $\pm 1,5V$  e 16 bits) que a placa USB de aquisição ( $\pm 5V$  e 12 bits) disponível no momento.

Como o sinal enviado do PC para o *Shaker* e recebido novamente pelo condicionador é um sinal elétrico, é inserido no programa blocos de processamento para transformação de tensão elétrica para mecânica, usando a seguinte relação com os dados abaixo. Para meia ponte *Wheatstone* a tensão mecânica é dada por:

$$\sigma = \frac{E2\Delta V}{kV_0G} \quad (6.1)$$

onde  $\Delta V$  é o sinal elétrico recebido do condicionador,  $K = 2.0$  (*gage factor*), constante referente ao *Strain Gage*,  $G = 10^6$  representa o ganho do condicionador para extensometria,  $V_0 = 5V$  é tensão de excitação da ponte de *Wheatstone*.

Tanto os valores da tensão desejada como de referência são relativamente baixos devido às limitações do *Shaker*, dimensões do corpo de prova e demais configurações do experimento (o ensaio não pretende deformar plasticamente os corpos de prova ensaiados).

O controle é feito baseado no valor RMS (*Root Mean Square*), ou seja, o valor médio quadrático da tensão, pois esse valor leva em conta a energia presente na vibração. Também chamado de valor eficaz, este valor é dado pela equação (6.2):

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt} \quad (6.2)$$

onde  $X_{rms}$  representa o valor *rms* da variável em questão (tensão mecânica ou aceleração).

Para controlar a tensão mecânica, é aplicada uma tensão prescrita ao amplificador do *shaker*, a qual é estimada pelas equações de controle do *shaker* (volts x amplitude) e de deslocamento da ponta do Corpo de Prova e a tensão mecânica desejada. O programa de controle irá corrigir esta tensão elétrica para que a mesma gere uma tensão mecânica especificada pelo usuário, respeitando as limitações do equipamento. Processo semelhante ocorre para o controle da aceleração, a diferença é que ao invés de controlar a tensão mecânica, o sistema irá controlar a aceleração sofrida pelo corpo de prova, mantendo-a no valor desejado.

O programa está estruturado de maneira que o usuário possa entrar com o valor da tensão ou da aceleração desejada, as frequências máxima e mínima, além da taxa de varredura e dos parâmetros de controle. Nessa mesma janela pode-se visualizar o sinal enviado e o adquirido, além do sinal de controle, o valor do erro e os parâmetros do sistema. Em outra janela encontra-se a estrutura do programa, com todo o procedimento de geração, envio, recebimento e controle do sinal. A Figura 44 mostra a janela de interface com o usuário do programa de controle proposto (PID, neste caso).

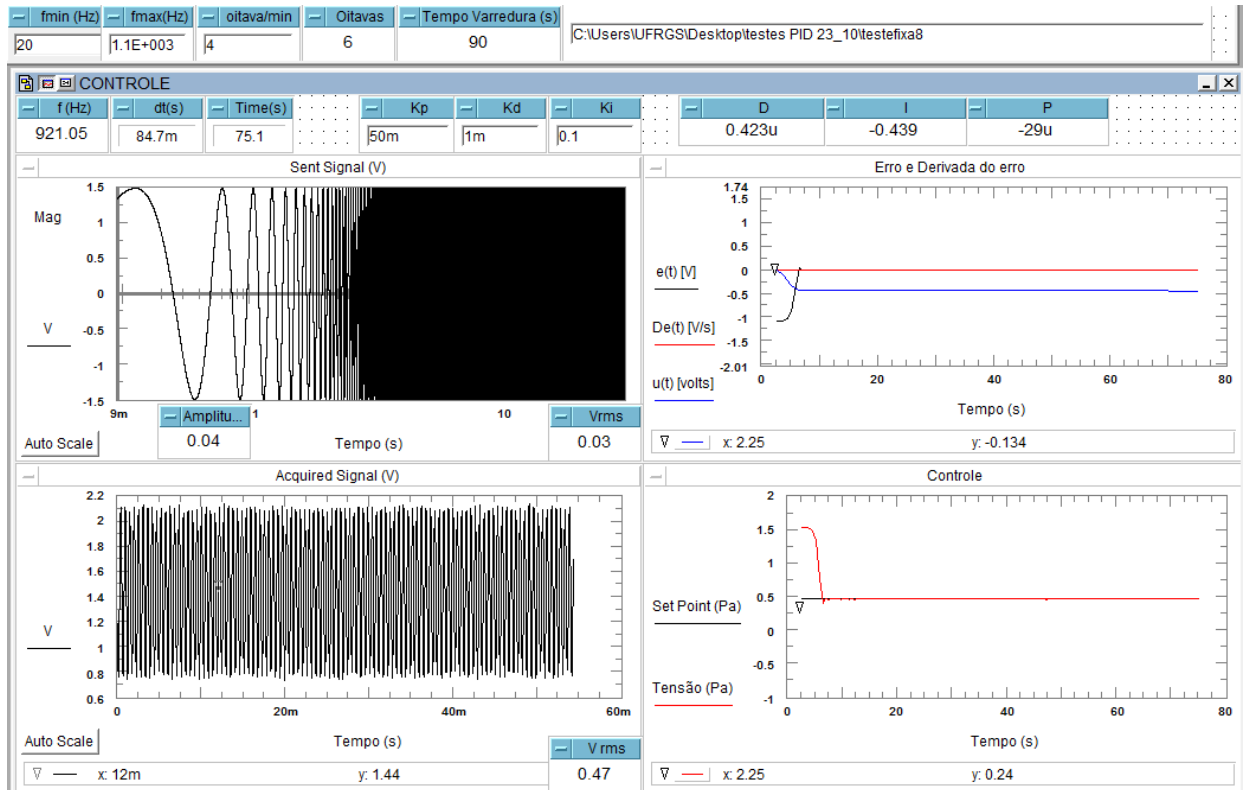


Figura 44 – Janela de interface do Agilent Vee com o usuário.

## 6.1 Controlador PID

O sinal de controle gerado por um controlador PID é dado pela Equação (6.3).

$$\begin{aligned}
 u(t) &= K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] = \\
 &= K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} = P(t) + I(t) + D(t)
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

em que  $K_p$  é o ganho proporcional,  $T_i$  o tempo integrativo e  $T_d$  o tempo derivativo. E ainda, neste trabalho considera-se  $K_i = K_p / T_i$  é o ganho integrativo e  $K_d = K_p T_d$  é o ganho derivativo.

## 6.2 Controlador Fuzzy PD + I

O controlador *Fuzzy* PD + I consiste de um sistema de controle composto por duas partes: proporcional derivativo *Fuzzy* mais a parte integrativa convencional. A parte *Fuzzy* consiste de duas entradas: erro e derivada do erro. O erro é dado pela diferença entre o valor desejado e a saída do sistema, definido por:

$$e(t) = r - y(t) \quad (6.4)$$

A derivada do erro é aproximada pela Equação (6.4):

$$\dot{e}(t) = -\dot{y}(t) \quad (6.5)$$

O sistema de controle *Fuzzy* PD + I é descrito pelas equações (6.5) e (6.6).

$$u(t) = u_F + K_i \int_0^{\tau} e(\tau) d\tau \quad (6.6)$$

$$u_F = \text{Fuzzy}(e, de) \quad (6.7)$$

onde  $u_F$  é a parte do controle *Fuzzy* PD e  $K_i$  é o ganho integrativo da parte do controlador tradicional PID.

Para a fuzificação, as entradas do sistema são dadas em termos de três conjuntos *Fuzzy*: *Positive* (P), *Zero* (Z) e *Negative* (N). As saídas são dadas em termos de cinco conjuntos *Fuzzy*: *Negative Big* (NB), *Negative Médium* (NM), *Zero* (Z), *Positive Médium* (PM) e *Positive Big* (PB). O universo de discurso é o intervalo [-1,1], sendo que o mesmo é multiplicado pelos ganhos definidos pelo usuário. As funções de pertinência para o erro, a derivada do erro e a saída são triangulares, pois após testes com outras funções, essas foram as que melhor se ajustaram ao sistema, apresentando um controle mais efetivo, como mostra a Figura 45.

A Figura 46 mostra a superfície de controle formada pelos diferentes valores das duas entradas erro ( $e$ ) e derivada do erro ( $de$ ) e a saída ( $u_F$ ).

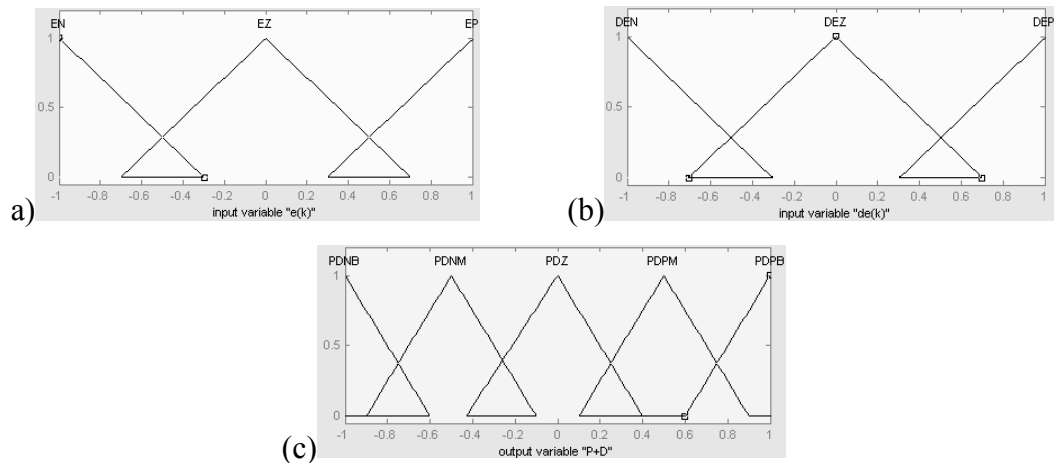


Figura 45 – Funções de pertinência para duas entradas: (a) erro, (b) derivada do erro e (c) saída do sistema

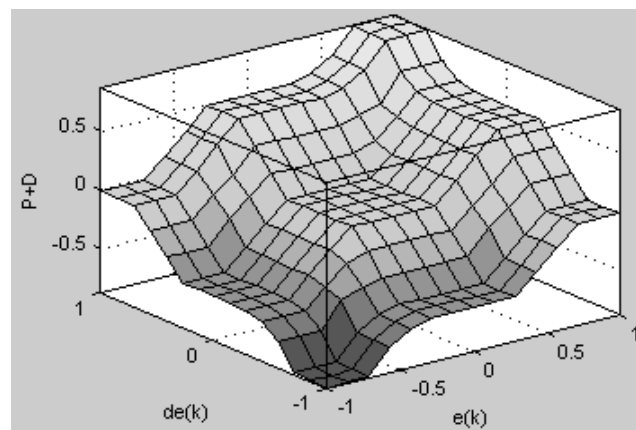


Figura 46 – Superfície de controle para o controlador *Fuzzy* PD + I

A base de regras é usada para capturar conhecimento especializado em controle do sistema através da observação e classificação de interações entre as variáveis, através de regras lingüísticas. A base de regras para o sistema de controle *Fuzzy* PD pode ser resumida pela matriz de ordem 2, como mostra a Tabela 10, desde que as funções de pertinência sejam separadas em três conjuntos *Fuzzy*.

A principal função do mecanismo de inferência *Fuzzy* consiste em calcular o valor total da variável de saída de controlador baseado na contribuição individual de cada regra da base de regra. Neste trabalho foi utilizado o método de Mamdani, que engloba as regras de



operador lógico OR, e cada regra, os operadores lógicos AND e THEN são modelados pelo operador mínimo. Este método foi usado por apresentar melhores resultados em trabalhos semelhantes [Rana, 2011].

Tabela 8 – Base de regras para o controlador *Fuzzy* PD.

	<i>e</i>	N	Z	P
<i>de</i>		N	Z	P
N		NB	NM	Z
Z		NM	Z	PM
P		Z	PM	PB

A etapa de defuzzificação traduz o estado da saída do sinal de controle das variáveis *Fuzzy* para um valor não-*Fuzzy* ("*crisp*"). Neste caso, foi usado o método centro de massa, pois este método fornece uma saída defuzificada que transmite o verdadeiro significado da ação a ser tomada para aquele instante [Rana, 2011].

## 7 RESULTADOS

Os ensaios foram feitos para dois casos diferentes. Primeiramente, controlou-se a tensão mecânica usando o *strain-gage* para medir a deformação sofrida pelo corpo de prova, ou seja, foram utilizados controladores PID e *Fuzzy* para controlar a amplitude do sistema, para frequência constante e também para varredura de frequências. Num segundo momento, os controladores PID e *Fuzzy* foram aplicados para controlar a aceleração, agora com um acelerômetro fixado no corpo de prova, também para ensaios à frequência fixa e para varredura de frequências.

Para realizar a varredura de frequências, primeiramente a placa de som é inicializada para o envio do sinal continuamente para o amplificador e, por conseguinte ao *shaker*. Em seguida são definidas as frequências máxima e mínima, a amplitude do sinal (tensão mecânica desejada ou amplitude da aceleração), além da taxa de varredura, e demais parâmetros relacionados ao controle.

Para ambos os controladores, o ajuste de seus parâmetros foi feito estimando-se os parâmetros para as regras de Ziegler-Nichols e depois, manualmente, feito um ajuste fino manual, para então se obter os melhores desempenhos dos controladores.

### 7.1 Controle da Tensão Mecânica com Frequência Fixa

Neste exemplo, serão testados os controladores para a aplicação de tensões mecânicas oscilantes ao corpo de prova e a verificação do desempenho dos controladores. Neste caso, a tensão mecânica aplicada ao corpo de prova foi de 20 kPa, para uma frequência de oscilação de 50 Hz. Para outros valores de tensão mecânica deve-se observar os limites do *shaker* definidos no Capítulo (3). Para ensaios a frequências maiores, a amplitude máxima da tensão mecânica de oscilação deverá diminuir. Já para frequências menores, a amplitude máxima da tensão mecânica oscilante poderá ser maior que os valores dados anteriormente.

Conseguiu-se obter, para certos valores dos parâmetros dos controladores, um erro máximo na ordem de  $10^{-3}$  V, ou seja, 43 Pa. Variando estes parâmetros, pode-se visualizar uma mudança na estabilidade do sistema, bem como o aumento ou diminuição do valor do sobressinal. Alguns resultados, para o caso da aplicação de uma função degrau de 20 kPa senoidal a 50 Hz, são mostrados a seguir.

Os parâmetros que melhor se ajustaram ao sistema para o controlador PID foram:  $K_p = 0.1$ ,  $K_d = 0.01$  e  $K_i = 0.2$ . O desempenho desse controlador é mostrado na Figura 47.

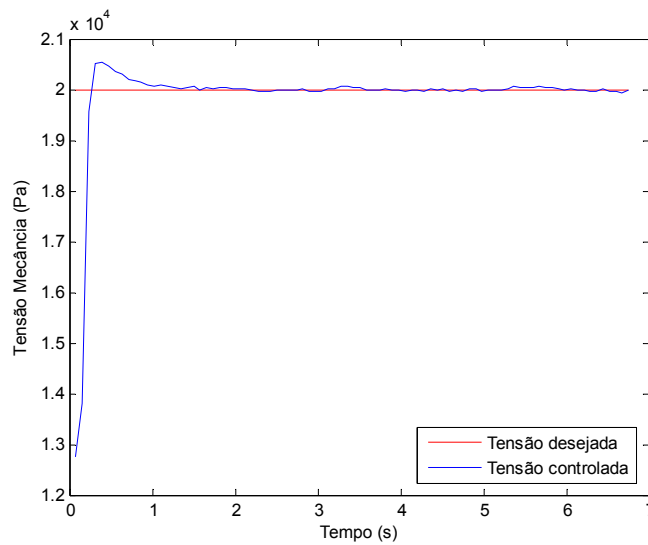


Figura 47 – Desempenho do controlador PID para uma excitação do tipo degrau.

O tempo de subida, definido como o tempo transcorrido para a resposta ir de 10% a 90% do seu valor final, foi medido e resultou em aproximadamente 0.23 s e o tempo de estabilização que é o tempo necessário para que a resposta entre e permaneça dentro de uma faixa percentual de 2% em torno do valor de referência de regime permanente foi de aproximadamente 0.6 s. Já, o sobressinal não ultrapassou 2.8% do valor de referência.

Agora, aplicando o controle baseado em Lógica *Fuzzy*, mais precisamente o controlador *Fuzzy* PD + I, chega-se aos seguintes parâmetros que melhor se ajustaram ao sistema: para a parte integrativa  $K_i = 0.1$  e os ganhos referentes à parte *Fuzzy* foram:  $Ge = 1$ ,  $Gde = 0.01$  e  $Gu = 0.8$ . O desempenho do controlador *Fuzzy*, para este mesmo exemplo, é mostrado na Figura 48.

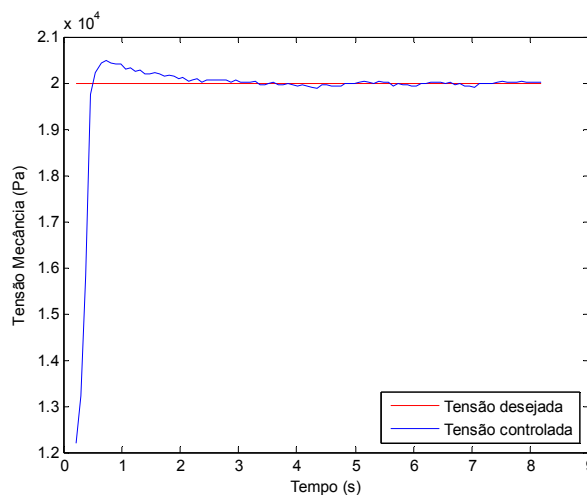


Figura 48 – Desempenho do controlador Fuzzy PD + I.

Neste caso, o tempo de subida foi de 0.6s e o tempo de estabilização de aproximadamente 1s. O máximo sobressinal não ultrapassou 2.5% do valor de referência.

A Figura 49 mostra os sinais de controle, do erro e da derivada do erro (Volts) propriamente ditos.

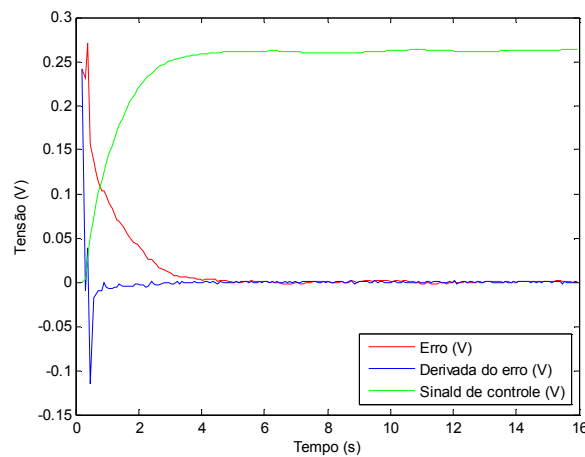


Figura 49 – Sinal de controle, erro e derivada do erro.

Pode-se observar que os sinais do erro e da derivada tendem rapidamente a zero e o sinal de controle se estabiliza próximo ao valor desejado.

A tabela a seguir mostra a comparação dos controladores para controle da tensão mecânica com frequência fixa.

Tabela 9 – Comparação entre controladores PID e *Fuzzy* para controle da tensão mecânica com frequência fixa.

	Tempo de subida (s)	Tempo de estabilização (s)	Sobressinal (%)
Controle PID	0.23	0.6	2.8
Controle <i>Fuzzy</i>	0.6	1	2.5

Assim, pode-se observar que o controle PID é mais rápido, porém apresenta maior sobressinal quando comparado com o *Fuzzy*, no entanto, as diferenças não são significativas, ressaltando que ambos os controladores são similarmente eficientes para esta configuração do sistema.

Outro teste realizado foi o de rejeição de perturbação para ambos os controladores. A perturbação foi obtida sistematicamente aplicando variações no ganho originado pelo amplificador de sinais (+/-6dB (decibéis) de variação no ganho do amplificador). A Figura 50 mostra que o controle PID faz com que o sinal volte rapidamente ao seu valor de referência. No entanto, o controlador *Fuzzy* apresenta melhor desempenho, pois neste caso, o sistema se estabiliza mais rapidamente, uma vez que o tempo médio de estabilização para o controlador *Fuzzy* foi de 1.39s e para o controlador PID foi de 2.08s.

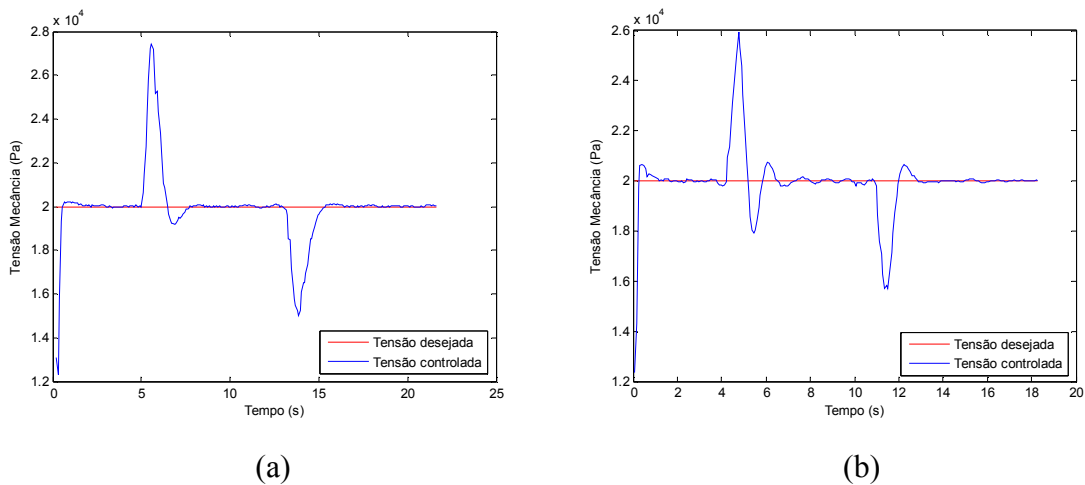


Figura 50 – Perturbações para: (a) controlador Fuzzy PD + I e (b) controlador PID.

De maneira geral pode-se concluir que ambos os controladores são eficientes, alcançando os valores desejados em tempo relativamente baixo e com erro na ordem de  $10^{-3}$  V.

## 7.2 Controle da Tensão Mecânica com Varredura de Frequência

Para efetuar a varredura de frequência, a taxa de varredura foi fixada em oito oitavas por minuto para a variação de frequência de 5 Hz a 1000 Hz, aplicando controladores PID e *Fuzzy* PD + I. Neste caso, a tensão desejada foi fixada em 0.2 V, ou seja, 8.4 kPa.

Os parâmetros que melhor se adequaram para que o controlador PID se mantivesse eficiente durante a varredura de frequência foram:  $K_p = 0.1$ ,  $K_d = 10m$  e  $K_i = 0.2$ . A Figura 51 mostra o sinal de controle para o controlador PID (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

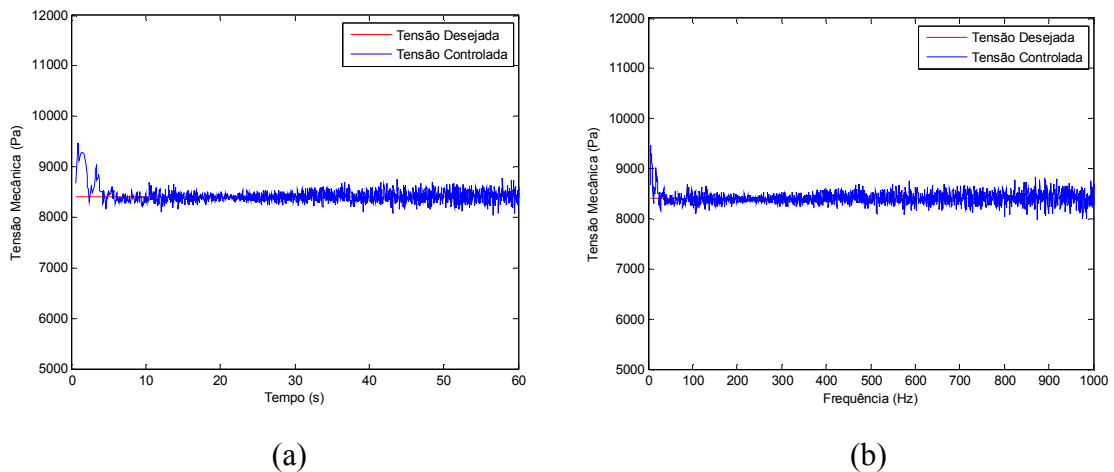


Figura 51 – Controlador PID com varredura de frequência de 5 Hz a 1000 Hz (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

É possível observar que o controlador PID estabiliza o sistema no valor da tensão mecânica desejada. Neste caso, o sistema apresenta um sobressinal inicial, ou seja, o sinal parte da estimativa inicial da tensão elétrica necessária para o ensaio, que foi de 0.1 V (4200 Pa) e ultrapassa o valor desejado em 13% inicialmente, apresentando apenas este pico e estabilizando-se logo em seguida, depois de 0.63 s de ensaio, conforme Figura 52, que mostra de maneira ampliada o que acontece no início do controle.

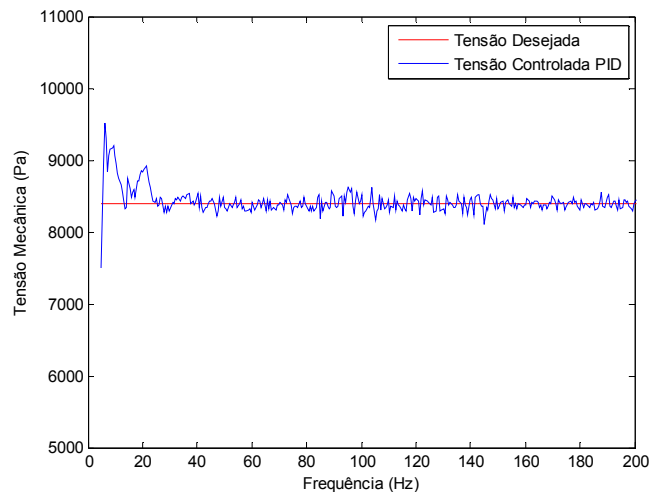


Figura 52 – Sinal de controlador PID com varredura de frequência de 5 Hz a 200 Hz.

Depois desse período inicial, o sistema mantém-se estável ao longo das mudanças de frequência, sendo que o erro máximo obtido durante a varredura é da ordem de  $10^{-3}$  V, não ultrapassando 2% do valor de referência, conforme a Figura 52. O tempo de cada iteração

depende da frequência em questão. Para a frequência inicial o tempo é de 0.25 s aproximadamente, e para as frequências finais (1 kHz) o tempo chega a 34 ms.

A Figura 53 mostra o gráfico do erro, da derivada do erro e do valor de referência do controlador PID para a varredura de frequência.

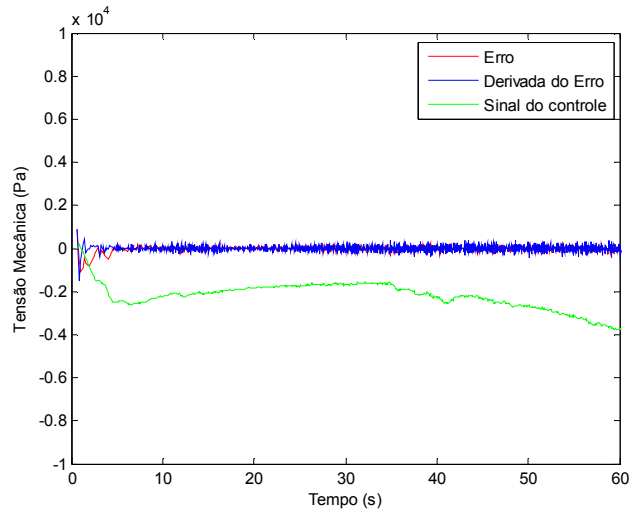


Figura 53 – Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle PID.

Pela Figura 53 pode-se perceber que tanto o erro quanto a derivada do erro mantêm-se em torno de zero, confirmando que o valor medido encontra-se muito próximo do valor desejado e permanece nesse valor a cada mudança de frequência.

Devido às limitações do sistema (*Shaker*, amplificador, placas de aquisição, etc.) como foi definido na Seção 3.3, foi possível controlar a tensão mecânica para valores de frequência de até 1000 Hz. Testando valores maiores o sistema desestabiliza-se, como se pode visualizar na Figura 54 e o que era esperado pelas curvas teóricas de desempenho apresentadas anteriormente, pois nestas condições a força máxima aplicável pelo *shaker* não é atendida.

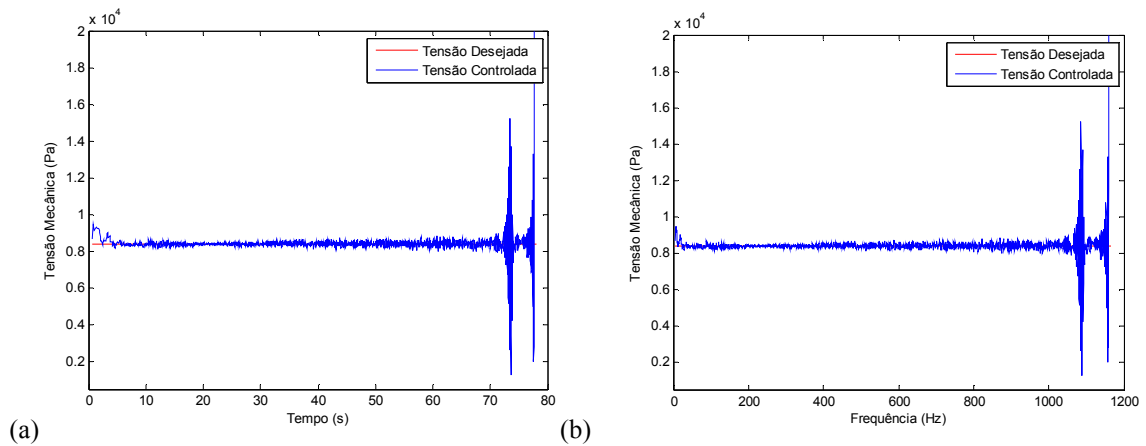


Figura 54 – Controlador PID com frequência de 5 Hz a 1200 Hz (fora do limite de uso do *shaker* para controle de tensão) (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

Para valores de frequência maiores de 1000 Hz o sistema de controle não conseguiu manter o sinal no valor desejado, pois para frequências muito altas a mesa do *shaker* tem de se mover na mesma amplitude numa frequência grande, o que torna o controle inviável pois as forças desenvolvidas excedem os limites do equipamento. A Figura 55 mostra que o sinal do erro, derivada do erro alcançam valores muito altos, pois o sinal de controle não consegue mantê-los no valor desejado, desestabilizando o sistema.

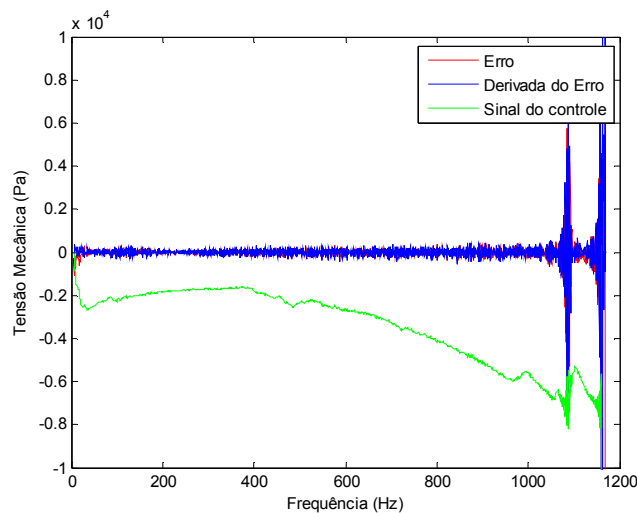


Figura 55 – Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle para controle de tensão mecânica.

As figuras a seguir mostram os resultados obtidos com o controlador Fuzzy PD + I, com os mesmos valores de frequência, tensão mecânica e taxa de varredura. A Figura 56 mostra o



sinal controlado para a varredura de frequência (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

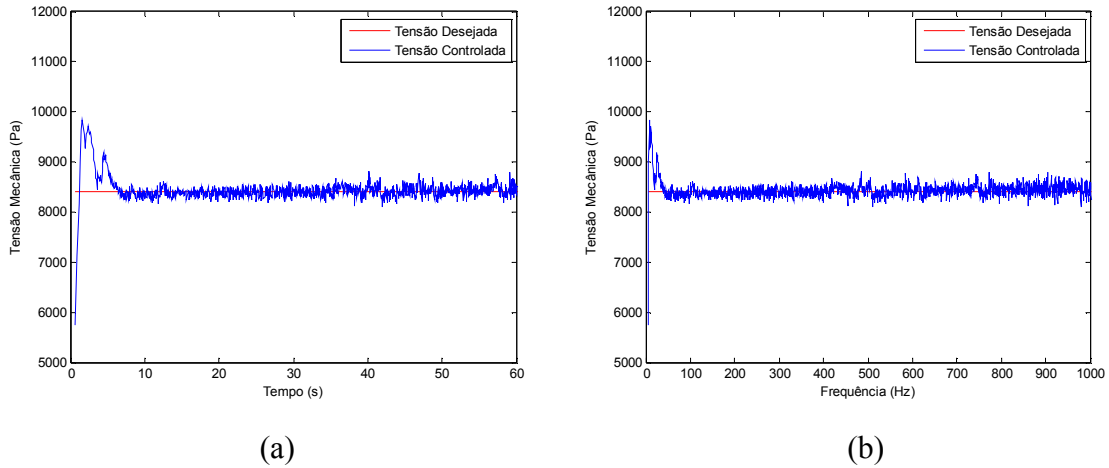


Figura 56 – Sinal de controle *Fuzzy* com frequência de 5 Hz a 1000 Hz (a) no domínio do tempo (b) no domínio da frequência.

Assim como o controlador PID, o *Fuzzy* também se estabiliza em torno do sinal de referência, sendo que apresenta apenas um pico inicial alcançando 17% deste sinal, sendo que o sistema mantém-se em torno de 2% do valor de referência depois de 0.93 s. O tempo de subida e de estabilização é igual, pois o que provoca essa “demora” inicial é a inércia do *shaker*, que deve passar da condição de parado para oscilante para produzir as vibrações. Durante a mudança gradual da frequência, o sistema mantém-se estável, com um erro máximo na ordem de  $10^{-3}$  V, semelhante ao PID. A Figura 57 mostra a ação de controle no início da varredura, ampliando a Figura 56 (b) para os primeiros 200 Hz de varredura.

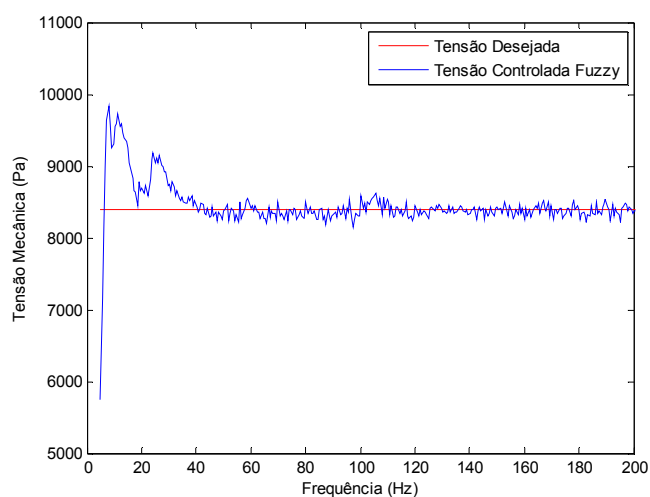


Figura 57 – Sinal de controlador *Fuzzy* com varredura de frequência de 5 Hz a 200 Hz.

A Figura 58 mostra os sinais do erro e de controle na configuração definida acima.

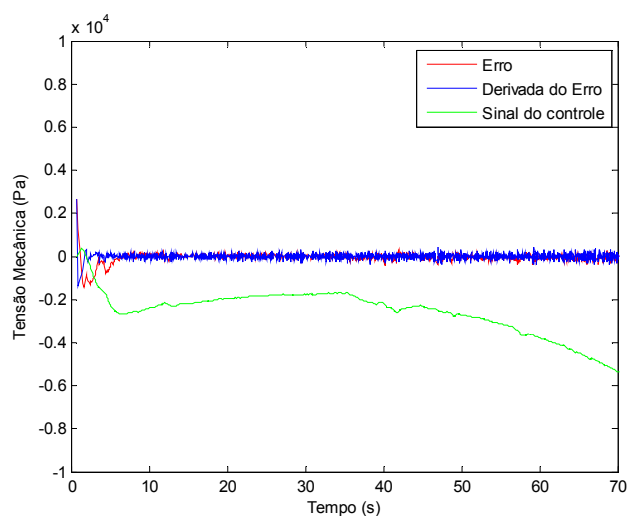


Figura 58 - Erro, derivada do erro e sinal de controle para controle da aceleração.

O tempo de iteração do laço de controle também varia conforme a frequência. Para frequências mais baixas tempos maiores do laço de controle e para frequências mais altas o tempo de iteração diminui consideravelmente. Neste caso, o tempo máximo foi de 0,25 s e o mínimo, quando a frequência atingiu 1000 Hz foi de 36 ms.

A Tabela 10 traz a comparação entre os controladores PID e Fuzzy para varredura de frequência.

Tabela 10 – Comparação entre controladores PID e *Fuzzy* para controle da tensão mecânica com varredura de frequência.

	Tempo de subida (s)	Tempo de estabilização (s)	Sobressinal (%)
Controle PID	0.63	0.63	13
Controle <i>Fuzzy</i>	0.93	0.93	17

Portanto, pela Tabela pode-se concluir que no caso de varredura de frequência, inicialmente o controlador PID é mais rápido, porém, durante toda a varredura ambos os controladores apresentaram resultados satisfatórios, mantendo o sinal em torno do valor de referência.

### 7.3 Controle da aceleração com Frequência Fixa

Para o controle da aceleração com frequência fixa usando o controlador PID, os parâmetros que melhor se ajustaram ao sistema foram:  $K_p = 0.1$ ,  $K_d = 0.01$  e  $K_i = 0.2$ . A frequência utilizada para os ensaios foi de 50 Hz e o valor desejado da aceleração foi de 0.4 V, ou seja, 0.4124 g, utilizando um acelerômetro com sensibilidade de 970 mV/g. A Figura 59 mostra o sinal desejado e o controlado com o controlador PID.

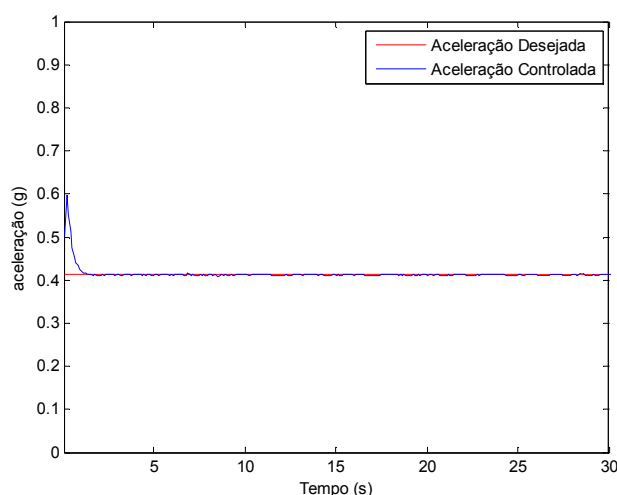


Figura 59 – Aceleração controlada com controlador PID e frequência fixa.

Neste caso, o tempo de subida foi de 0.52 s e o tempo de estabilização foi de 0.83 s, sendo que o sistema não apresentou sobressinal. Vale lembrar que estes valores originam-se

quando o sistema sai do repouso e começa a vibrar na frequência e amplitude de aceleração desejada.

A Figura 60 mostra os sinais do erro, derivada do erro e sinal de controle para essa configuração do sistema. Pode-se perceber que tanto o erro, quanto a derivada do erro permanecem em torno de zero, comprovando a eficácia do controle.

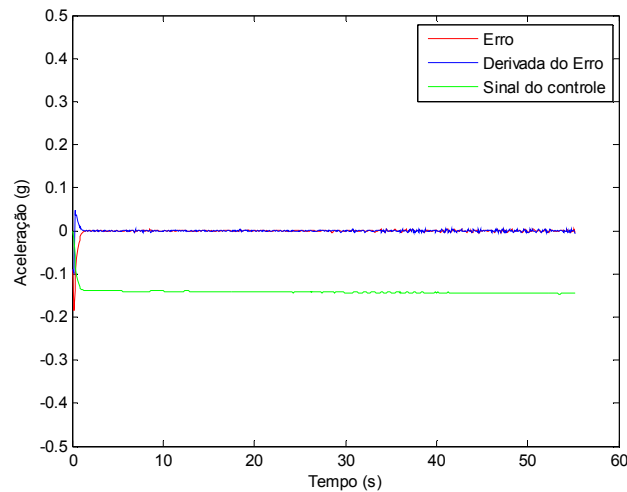


Figura 60 – Sinais do erro, derivada do erro e sinal de controle para controlador PID.

Para a mesma configuração do sistema com frequência constante, também se aplica o controlador *Fuzzy* PD + I. Neste caso, os parâmetros que melhor se ajustaram foram:  $K_i = 0.1$  e os ganhos referentes ao controlador *Fuzzy* foram:  $G_e = 0.1$ ,  $G_{de} = 0.01$  e  $G_u = 0.1$ . A Figura 61 mostra a aceleração controlada em relação ao valor desejado de 0.4124 g.

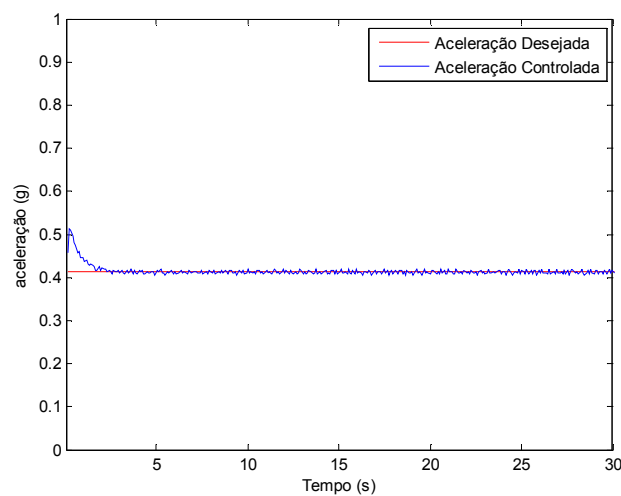


Figura 61 – Aceleração controlada com controlador *Fuzzy* e frequência fixa.

O tempo de subida e de estabilização para o controlador *Fuzzy* foi de 0.78 s e 1.25 s, respectivamente. Semelhantemente ao controlador PID o sistema não apresentou sobressinal.

Para o controlador *Fuzzy*, também foi feito o gráfico dos sinais do erro, derivada do erro e sinal de controle, conforme a Figura 62. Tanto o erro, quanto a derivada do erro permanecem em torno de zero, mostrando que o controlador mantém o sinal em torno do valor desejado.

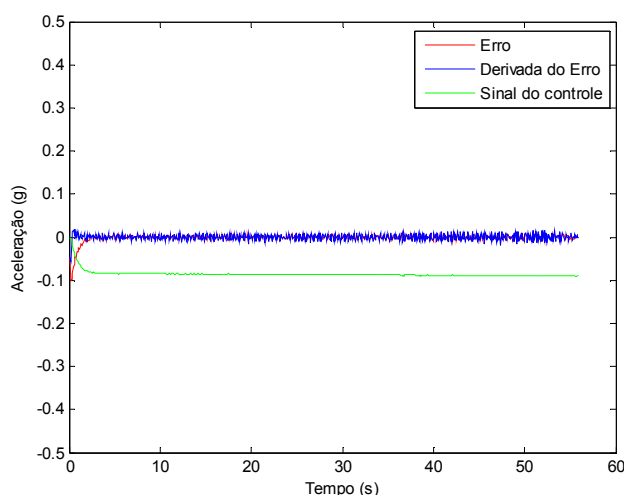


Figura 62 – Sinais do erro, derivada do erro e sinal de controle para controlador Fuzzy.

A Tabela a seguir traz a comparação entre os dois métodos de controle, onde percebe-se que, semelhantemente ao controle da tensão mecânica com frequência fixa em 50 Hz, o controle PID foi um pouco mais rápido, porém, ambos não apresentaram sobressinal, o que é mais favorável do ponto de vista mecânico.

Tabela 11 – Comparação entre controladores PID e *Fuzzy* para controle da aceleração com frequência fixa.

	Tempo de subida (s)	Tempo de estabilização (s)	Sobressinal (%)
Controle PID	0.52	0.83	0.0
Controle <i>Fuzzy</i>	0.78	1.25	0.0

Outro teste realizado foi o de rejeição de perturbação para ambos os controladores. A perturbação foi obtida sistematicamente aplicando pequenas variações através do amplificador

de sinais ( $\pm 6$  dB de variação no ganho do amplificador). Os gráficos da Figura 63 mostram o controle das perturbações através do (a) controlador PID e (b) controlador *Fuzzy*.

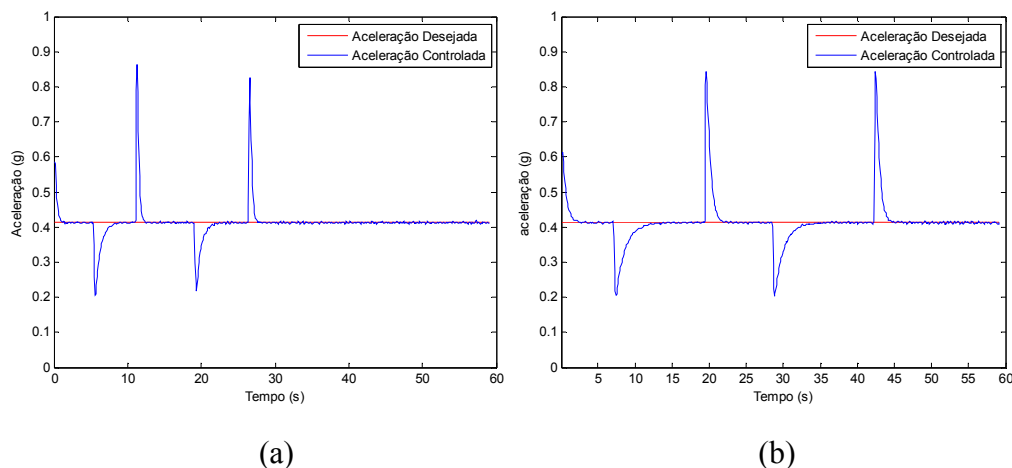


Figura 63 – Perturbações para: (a) controlador PID e (b) controlador Fuzzy PD + I.

O tempo médio de estabilização, após cada perturbação, para o controlador PID e *Fuzzy* foi, respectivamente, de 0.66 s e de 0.9 s. No entanto, pode-se perceber que ambos os controladores foram eficientes quando submetidos às perturbações.

Ainda com a frequência fixa, foram realizados ensaios variando a amplitude da aceleração (degraus) para ambos os controladores, ou seja, foram aplicadas mudanças na amplitude do tipo salto, fazendo com que a aceleração variasse de 0.1031 g até 0.8247 g e depois retornasse ao valor inicial, conforme a Figura 64.

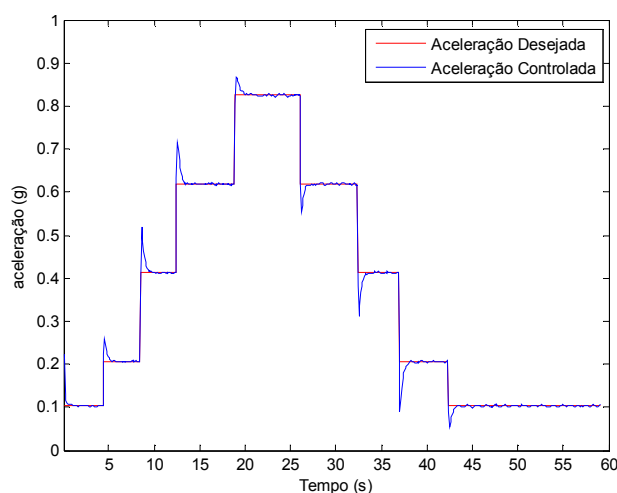


Figura 64 – Ação do Controle PID em variações da aceleração.

Para o controlador PID, o máximo sobressinal ficou em torno de 20% dos valores desejados, em média. O tempo médio de estabilização foi de 0.55 s. A Figura 65 apresenta as variações do erro, derivada do erro e sinal de controle para cada mudança na amplitude do sistema.

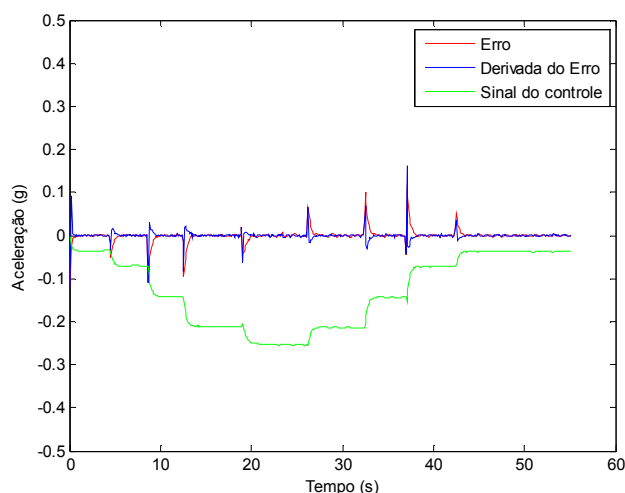


Figura 65 – Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle.

Aplicando o controlador *Fuzzy* para as mesmas variações na amplitude da aceleração tem-se a Figura 66. Neste caso o sobressinal foi de 13.5%, em média e o tempo de estabilização foi de 0.55 s.

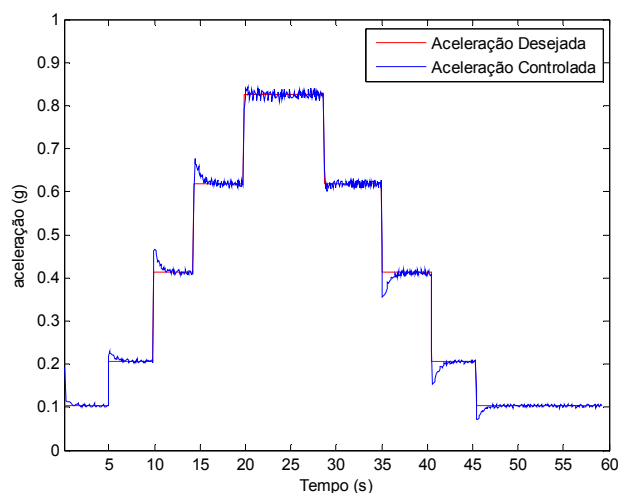


Figura 66 – Ação do Controle *Fuzzy* em variações da aceleração.

A Figura 67 apresenta os sinais do erro para essa configuração do sistema.

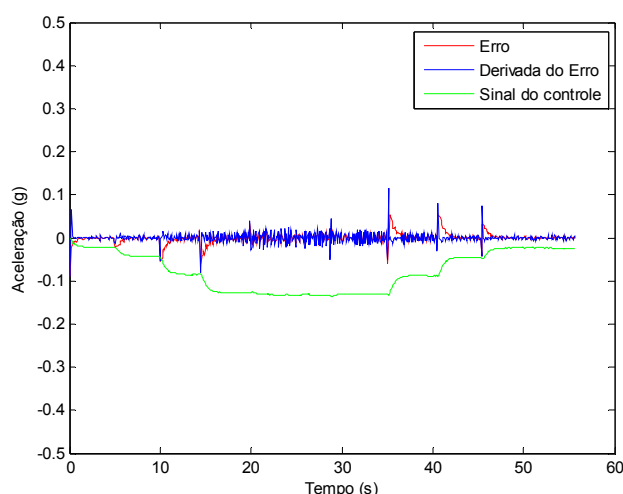


Figura 67 - Sinal do erro, derivada do erro e sinal de controle.

A Tabela 12 apresenta a comparação dos dois métodos de controle.

Tabela 12 – Comparação entre controladores PID e *Fuzzy* em variações da aceleração com frequência fixa.

	Tempo de subida (s)	Tempo de estabilização (s)	Sobressinal (%)
Controle PID	0.55	0.55	20
Controle <i>Fuzzy</i>	0.55	0.55	13.5

Neste caso, os valores obtidos são médias calculadas para cada variação da amplitude da aceleração. Comparando o sobressinal e o tempo médio de estabilização dos controladores *Fuzzy* e PID, percebe-se que ambos têm praticamente a mesma resposta em relação ao tempo, porém o controlador *Fuzzy* apresenta menor sobressinal médio quando o sistema sofre variações na amplitude da aceleração, o que é mais favorável do ponto de vista mecânico.

Sendo assim, quando se trata de controle da aceleração com mudanças do tipo salto e frequência constante, baseado nos exemplos aqui apresentados, percebe-se que o controlador *Fuzzy* é mais eficaz quando comparado com o PID.



## 7.4 Controle da aceleração com Varredura de Frequência

Para o controle da aceleração com varredura de frequência usando o controlador PID, os parâmetros que melhor se ajustaram ao sistema foram:  $K_p = 50m$ ,  $K_d = 1m$  e  $K_i = 0.1$ . A frequência é varrida em uma faixa de 5 Hz a 1000 Hz com 8 oitavas por minuto, sendo que o valor desejado da aceleração foi de 0.4 V, ou seja, 0.4124 g, utilizando um acelerômetro com resolução de 970 mV/g. A Figura 68 mostra o sinal desejado e o controlado com o controlador PID (a) no domínio do tempo e (b) no domínio da frequência.

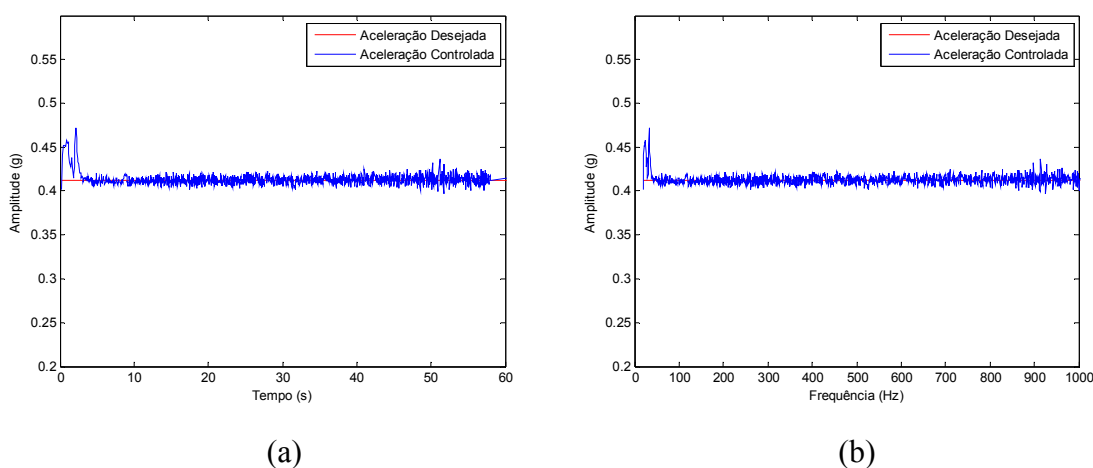


Figura 68 – Controle PID aplicado à varredura de frequência (a) domínio do tempo e (b) domínio da frequência.

Nesta configuração do sistema o controlador PID apresentou um erro inicial de 11% sendo que se estabilizou para um erro de 2% depois de 2.7 s, não havendo sobressinais ou erros superiores a 2% durante a varredura de frequências. Novamente, vale lembrar que este sobressinal inicial deve-se à situação de início do ensaio, quando o *shaker* parte do repouso e começa a oscilar nas condições desejadas.

Aplicado o controle *Fuzzy* PD + I para a varredura de frequência na mesma faixa do controle PID, ou seja, de 5 Hz a 1000 Hz e taxa de varredura, os parâmetros do controle, ajustados manualmente, que apresentaram melhor desempenho foram:  $G_e = 50m$ ,  $G_{de} = 50m$ ,  $G_u = 0.1$  e  $K_i = 0.1$ , sendo que o valor desejado da aceleração foi de 0.4124 g. A Figura 69 mostra o sinal desejado e o controlado com o controlador *Fuzzy* no domínio do tempo e da frequência.

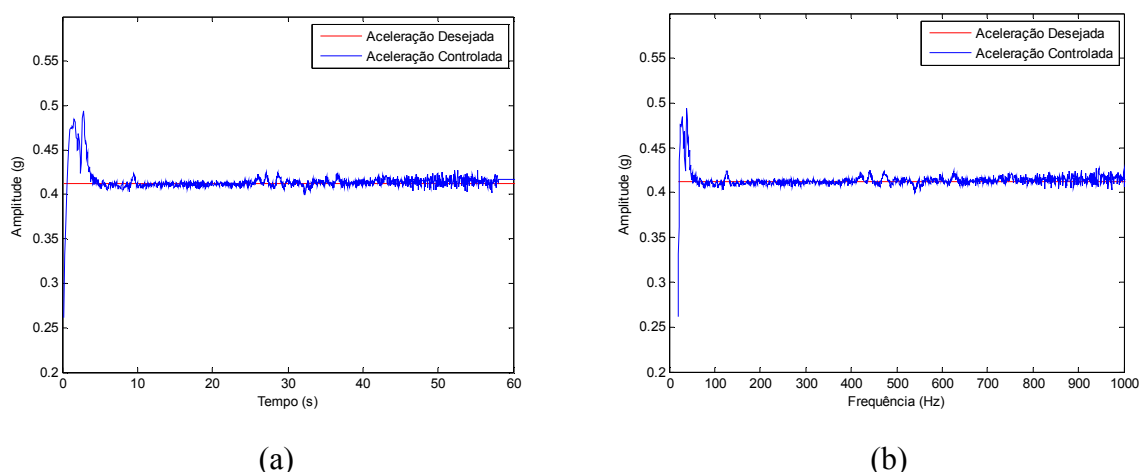


Figura 69 – Controle *Fuzzy* aplicado à varredura de frequência (a) domínio do tempo e (b) domínio da frequência.

Para o controlador *Fuzzy* o erro inicial foi de 17% sendo que se estabilizou para um erro de 2% depois de 3.7 s, não havendo sobressinais ou erros superiores a 2% durante a varredura de frequências. Novamente, vale lembrar que este sobressinal inicial deve-se à situação de início do ensaio, quando o *shaker* parte do repouso e começa a oscilar nas condições desejadas.

Analisando a Figura 70 pode-se perceber que os gráficos são semelhantes e não apresentam mudanças significativas.

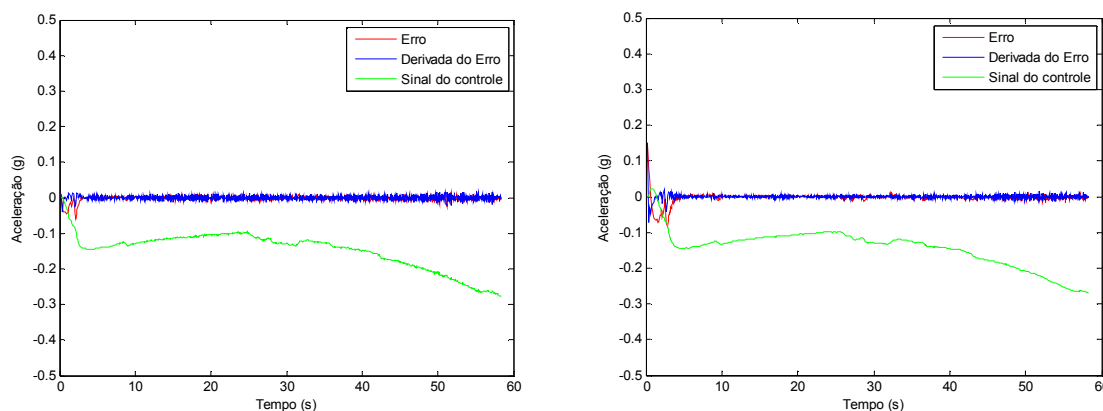


Figura 70 – Erro, derivada do erro e sinal de controle para varredura de frequência dos controladores (a) PID e (b) *Fuzzy* para controle de aceleração.

Aplicando os dois métodos de controle, pode-se obter um comparativo entre os mesmos conforme a Figura 71, para os primeiros 10 segundos.

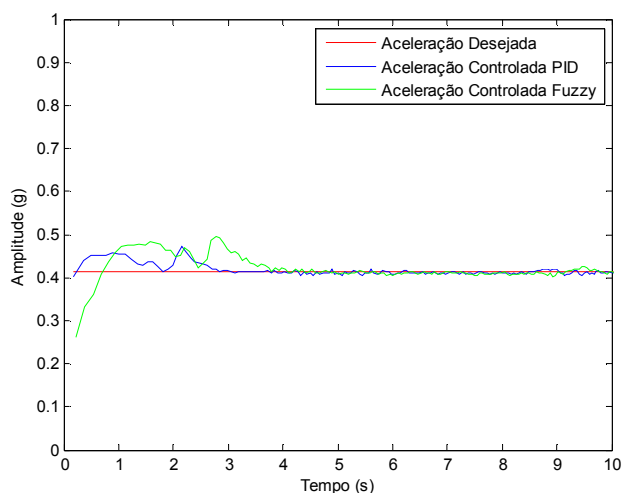


Figura 71 – Comparativo entre os controladores PID e *Fuzzy* para controle da aceleração e varredura da frequência.

A Figura 71 é construída apenas para os primeiros 10 s de varredura, ou seja, a frequência, neste caso, está variando de 5 Hz a 135 Hz. Feito isso é possível analisar os pontos mais “críticos” do controle, que se trata do início do mesmo, pois após o sistema se estabilizar não ocorrem mudanças significativas durante toda a varredura. Pelos cálculos efetuados anteriormente e pelo gráfico da Figura 70 pode-se perceber que o controlador *Fuzzy* demora um pouco mais para estabilizar quando comparado com o PID e apresenta um sobressinal inicial também um pouco maior.

A Tabela 13 mostra os tempos de subida e de estabilização, junto com o sobressinal que o sistema apresenta para ambos os controladores varrendo uma faixa de frequência de 5 Hz a 1000 Hz para o controle da aceleração.

Tabela 13 – Comparação entre controladores PID e *Fuzzy* para controle da aceleração com varredura de frequência.

	Tempo de subida (s)	Tempo de estabilização (s)	Sobressinal (%)
Controle PID	2.7	2.7	11
Controle <i>Fuzzy</i>	3.7	3.7	17

Os ensaios realizados até o momento varrem uma frequência de 5 Hz a 1000 Hz para ambos os controladores com uma taxa de varredura de oito oitavas por minuto.

A Tabela a seguir apresenta um resumo dos resultados obtidos para os diferentes ensaios realizados neste trabalho.

Tabela 14 – Comparação entre controladores PID e *Fuzzy* para os diversos ensaios realizados.

Comparativo dos métodos de controle.	Tempo de subida (s)	Tempo de estabilização (s)	Sobressinal (%)
Controle da tensão mecânica, frequência fixa, PID	0.23	0.6	2.8
Controle da tensão mecânica, frequência fixa, <i>Fuzzy</i>	0.6	1	2.5
Controle da tensão, varredura de frequência, PID	0.63	0.63	13
Controle da tensão, varredura de frequência, <i>Fuzzy</i>	0.93	0.93	17
Controle da aceleração, frequência fixa, PID	0.52	0.83	0.0
Controle da aceleração, frequência fixa, <i>Fuzzy</i>	0.78	1.25	0.0
Controle da aceleração, frequência fixa, PID	2.7	2.7	11
Controle da aceleração, frequência fixa, <i>Fuzzy</i>	3.7	3.7	17
Controle da aceleração, frequência fixa, variação da amplitude, PID	0.55	0.55	20
Controle da aceleração, frequência fixa, variação da amplitude, <i>Fuzzy</i>	0.55	0.55	13.5

Analisando a Tabela anterior, pode-se concluir que os resultados são semelhantes para os controladores PID e *Fuzzy*, em que ambos apresentaram resultados satisfatórios. Porém, em geral o controlador PID apresentou desempenho um pouco mais rápido para o início dos ensaios, quando o *shaker* passa da condição de inerte para vibratório. No entanto, vale

ressaltar que, para mudanças na amplitude, os tempos médios de subida e de estabilização foram iguais para ambos os controladores, sendo que o *Fuzzy* apresentou um sobressinal menor que o PID, o que é menos impactante do ponto de vista mecânico. Este fato, também ressalta a ideia inicial de que o controle heurístico é capaz de se adaptar a mudanças no sistema, mantendo o sinal em torno do valor desejado.

## 8 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvido um algoritmo de controle baseado em dois tipos de controladores para estabilizar a tensão mecânica sofrida por uma peça metálica em ensaios acelerados usando um *shaker* eletrodinâmico. Os métodos de controle utilizados foram PID e *Fuzzy*, usados para o gerenciamento das ações do *shaker* eletrodinâmico visando o controle das tensões geradas em um corpo de prova acoplado entre a estrutura rígida e a mesa oscilatória. Além disso, os controladores também são usados para controlar a aceleração sofrida pela peça em ensaios de vibração, para frequência fixa e varredura da mesma.

Os controladores PID e *Fuzzy*, de maneira geral apresentaram bons resultados, sendo que ambos os sinais de controle tenderam ao valor desejado rapidamente, estabilizando-se em curto período de tempo sem oscilações significativas, tanto para o controle da aceleração quanto da tensão mecânica.

Para realizar a varredura de frequências, o sistema de controle foi eficaz no intervalo de 5 Hz a 1000 Hz, sendo que esses extremos foram definidos pelas limitações físicas do *shaker*, do amplificador de sinais, da placa de som, do acelerômetro e do *strain-gage*, utilizados para medir a aceleração e a deformação sofridas pelo corpo de prova, respectivamente. Pôde-se verificar que, para valores maiores que 1000 Hz, o sistema de controle não conseguiu manter o sinal em torno do valor desejado (principalmente no caso do controle de tensão mecânica), pois neste caso a mesa do *shaker* tem de se mover numa mesma amplitude a uma frequência elevada gerando forças de atuação que superam os limites do equipamento.

Os resultados mostram que o controle com frequência fixa ambos os controladores estabilizaram-se no valor desejado para um período inicial de tempo não maior que 1 s, aproximadamente. Já para a varredura em frequências, tanto no controle da aceleração quanto no da tensão, o tempo inicial de estabilização foi um pouco maior, em torno de 2s, provavelmente devido aos valores muito baixos da frequência, o que fez com que o tempo de cada iteração do laço de controle aumentasse, provocando o aumento no tempo de estabilização. Vale ressaltar que uma vez ultrapassado este tempo inicial de estabilização do sistema, tanto para tensão quanto para a aceleração, os erros ficaram na ordem de  $10^{-3}$  V.

Outro fator relevante é a capacidade de rejeição à perturbações aplicadas ao sistema. Aplicando perturbações sistemáticas, ambos os controladores retornaram rapidamente ao sinal desejado, tanto para controle da aceleração quanto para controle da tensão.

Também foram realizados ensaios variando-se a amplitude da aceleração para ambos os controladores, ou seja, foram aplicadas mudanças na amplitude do tipo salto, provocando mudanças bruscas no valor desejado. Ambos os controladores apresentaram resultados satisfatórios. Porém, o controlador *Fuzzy* se mostrou mais eficiente por apresentar menor sobressinal médio em relação ao PID, o que é mais favorável do ponto de vista mecânico.

Finalmente, comparando os resultados gerais obtidos com os dois controladores propostos, pode-se concluir que ambos são eficientes, pois se estabilizaram em torno do valor desejado, em curto período de tempo e posteriormente mantendo-se no sinal desejado com um erro na ordem de  $10^{-3}$ V.

Sendo assim, pode-se concluir que o controle proposto é eficiente para testes HALT/HASS, pois ambos os controladores mantém o sinal em torno do valor desejado e adaptam-se a mudanças na amplitude da aceleração, rejeitando perturbações do sistema. E ainda, o controle heurístico apresentou menor sobressinal quando a amplitude do sistema sofre mudanças do tipo salto, comprovando a eficácia nesse tipo de controle para se adaptar a possíveis mudanças nos parâmetros do sistema, ou ainda a efeitos de ressonância provocados pelos corpos de prova colocados para ensaiar. Logo, a metodologia proposta pode ser aplicada para ensaios HALT/HASS com o intuito de obter grandes vibrações e, por conseguinte tensões, para identificar possíveis falhas de projeto e então, poder corrigi-las.

## 8.1 Sugestões para trabalhos futuros

Como sugestões para trabalhos futuros, encontra-se a implementação de um controle neural ao *shaker* nos mesmos moldes em que foi implementado o controle heurístico Fuzzy. Também se sugere a compra de um novo amplificador de sinais de forma que a capacidade de aplicação de forças do *shaker* seja restaurada à sua condição inicial como indicada no manual do fabricante. Como alternativa para melhoramento do software desenvolvido, sugere-se a implementação de rotinas de contagem de ciclos de aplicação de tensão mecânica e monitoramento de falha do corpo de prova para a obtenção experimental de curvas S-N. Sugere-se a avaliação experimental mais precisa dos limites de utilização e desempenho do *shaker* a fim de garantir a utilização do mesmo com seu máximo rendimento (faixas de frequência operantes, limites de amplitudes máximas e mínimas, constantes mecânicas do sistema, etc).

Por fim, sugere-se a implementação do sistema aqui desenvolvido para testes de vibração ambiental, com conteúdo de frequência seguindo densidades espectrais definidas por normas, com vistas a testes de limites de resistência (*endurance tests*) de sistemas e produtos comerciais para venda.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Agilent Vee Pro 7.5. **Agilent VEE Pro User's Guide**, Agilent Technologies, Inc., 9th Edition, 2005a.

Agilent Vee Pro 7.5. VEE Pro Advanced Programming Techniques, Agilent Technologies, Inc., 9th Edition, 612 p., 2005b.

Ahmad, M. A. Vibration Reduction Technique using LQR and PD-Type Fuzzy Logic Controller: a Comparative Study, **Proceedings of the International Conference on Electronic Design**, Penang, Malaysia, p. 1-6, 2008.

Al-Odienat, A. I.; Lawama, A. A. The advantages of PID Fuzzy Controllers over the Conventional Types, **American Journal of Applied Sciences**, v.5, n.6, p. 653-658, 2008.

Astrom, K. J.; Hagglund, T. The Future of PID Control, **Journal of IFAC**, Control Engineering Practice, p. 1163-1175, 2001.

Barnard, A. Ten Things you Should Know about HALT & HASS, **Proceedings of IEEE: Annual Reability and Maintainability Symposium**, p. 1-6, 2012.

Bazanella, A. S.; Reginatto, R. Controlador PID: estruturas e métodos de sintonia, **Proceedings of Enciclopédia de Automática: Controle e automação**, p. 261-280. Ed. Blucher, São Paulo, 417 p., 2007.

Bazanella, A. S.; Silva Jr., J. M. G. **Sistemas de Controle. Princípios e Métodos de Projeto**. UFRGS, Porto Alegre, 2005.

Bennett, S. Development of the PID Controller, **Proceedings of IEEE Control Systems**, v. 13, p. 58–65, 1993.

Bolton, W. **Engenharia de Controle**. Makron Books, São Paulo, 1995.

Botura, C. A.; Botura Jr., G.; Carvalho Jr., J. A.; Mesquita, L.; Ferreira, M. A. Lógica Difusa Aplicada ao Controle Ativo de um Incinerador tipo Tubo de Rijke, **Proceedings of the IV Brazilian Conference on Neural Networks**, ITA, Brazil, p.108-113, 1999.

Burns, R. S. **Advanced Control Engineering**. Butterworth Heinemann, 2001.

Chen, C-W. Stability Conditions of Fuzzy Systems and its application to Structural and Mechanical Systems, **Proceedings of Advances in Engineering Software**, v. 37, p. 624–629, 2006.

Choi, K-M.; Cho, S. W.; Kim, D. O.; Lee, I. W. Active Control for Seismic Response Reduction using Modal-fuzzy Approach, **International Journal of Solids and Structures**, n. 42, p. 4779-4794, 2005.

De Silva, C. W. **Vibration Shock Handbook**. CRC Press, Boca Raton, 2005.

Doertenbach, N. Highly Accelerated Life Testing – testing with a different purpose, **Proceedings of the Institute of Environmental Sciences and Technology**, p. 1-7, 2000.

Farina, A. Simultaneous Measurements of Impulse Response and Distortion with a Swept Sine Technique, **AES Conference**, p. 1-13, 2000.

Fernandes Jr., F. G. **Metodologia para Re-Sintonia de Controladores PID Industriais**, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Rio Grande do Norte, 2006.

Flora, L. D. **Contribuição ao Controle de Máquinas de Vibração Eletrodinâmicas**. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2009.

Flora, L. D.; Grundling, H. A. Acceleration Control of an Inverter-fed Electrodynamic Shaker, **Proceedings of the 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Jeju, Korea , p. 2799-2805, 2006.

Flora, L. D.; Grundling, H. A. **An Electrodynamic Shaker Time Domain Sinusoidal Acceleration Controller**, Institutions of Engineering and Technology, Control Theory and Applications, v. 2 , n. 12, p. 1044-1053, 2008.

Fonseca, J. F.; Afonso, J. L.; Martins, J. S.; Couto, C. A. **Evaluacion de la Aplicacion de Técnicas de Lógica Difusa en el Control de Máquinas Eléctricas**. Internal Report, Departamento de Eletrônica Industrial, Universidade do Minho, Portugal, 1999.

Fujita, M.; Uchiyama, Y. Robust Acceleration and displacement Control of Electrodynamic Shaker, **Proceedings of International Conference of Control Application**, Alemanha, p. 746-751, 2006.

Gomes, H. M.; Gaspareto, D. S.; Ferreira, F. S.; Thomas, C. A. K. **A Simple Closed-Loop Active Control of Electrodynamic Shaker by a Acceleration Power Spectral Density for Environmental Vibration Tests**, Experimental Mechanics Springer, v. 48, p. 683-692, 2008.

Gomes, H. M.; Vásquez, C. M. A. **Fuzzy Logic for Control Systems**, Internal Report, Porto, Portugal, 58 p., 2010.

Jantzen, J. **Foundations of Fuzzy Control**. Wiley, England, 2007.

Ju, M. S.; Yang, D. L. Design of Adaptive Fuzzy Controls based on Natural Control Laws, **Journal of Fuzzy Set and Systems**, v. 81, p. 191-204, 1996.

Júlio, E. F. X. **Controlador Fuzzy aplicado a um Sistema de Controle de Posição acionado por Motores de Indução Trifásicos**. Dissertação de Mestrado, Pós Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2010..

Lang, G. F. **Electrodynamic Shaker Fundamentals**, Sound and Vibration Magazine, p.1-8, 1997.

Lang, G. F.; Snyder, D. **Understanding the physics of the electrodynamic shaker performance**, Sound and vibration, Dynamic Testing Reference Issue, Data Physics Corporation, San José, Califórnia, USA, 9 p., 2001.

Lee, C. C. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, **Proceedings of the IEEE, Transaction on Systems, Man and Cybernetics**, v. 20, n. 2, p. 440-418, 1990.

Lo, J. C.; Chen, Y. M. Stability Issues on Takagi–Sugeno Fuzzy Model-Parametric Approach, **Proceedings of IEEE, Transactions on Fuzzy Systems**, v. 7, n. 5, p. 587-607, 1999.

Macdonald, H. M.; Green, T. C.; Willians, B. W. Analysis and Control of a Moving Coil Electrodynamic Actuator, **Proceedings of International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation**, USA, p. 2184-2189, 1993.

Mamdani, E. H.; Assilian, S. An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, **International Journal of Man-Machine Studies**, v. 7, n. 1, p. 1-13, 1975.

Nagamine, R. K. **Lógica Difusa para Controle não Convencional de uma Viga Inteligente**. Dissertação de Mestrado, Pós Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade de São Carlos, São Paulo, 2001.

Ogata, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Prentice-Hall do Brasil, Rio de Janeiro, 2004.

Passino, K. M.; Yurkovich, S. **Fuzzy Control**. Addison-Wesley Longman Inc., 1997.

Phillips, C. L.; Harbor, R. D. **Sistemas de Controle e Realimentação**. Makron Books, São Paulo, 1996.

Precup, R-E.; Preitl, S. Stability and Sensitivity Analysis of Fuzzy Control Systems. Mechatronics Applications, **Journal of Acta Polytechnica Hungarica**, v. 3, n. 1, p. 61-76, 2006.

Precup, R-E.; Tomescu, M-L.; Preitl, S. Fuzzy Logic Control System Stability Analysis Based on Lyapunov's Direct Method, **International Journal of Computers, Communications and Control**, v. 4, n. 4, p. 415-426, 2009.

Rana, K. P. S. Fuzzy Control of an Electrodynamics Shaker for Automotive and Aerospace Vibration Testing, **Journal of Expert Systems with Applications**, p. 11335-11346, 2011.

Sala, A.; Ariño, C. Relaxed Stability and Performance Conditions for Takagi-Sugeno Fuzzy Systems with Knowledge on Membership Function Overlap, **Proceedings of IEEE Transactions on systems, man and cybernetics – Part B: Cybernetics**, v. 37, n. 3, p. 727-732, 2007.

Sala, A.; Guerra, T. M. Stability Analysis of Fuzzy Systems: Membership-Shape and Polynomial Approaches, **17th World Congress the International Federation of Automatic Control**, Seoul, Korea, p. 5605-5610, 2008.

Salem, M. M. M.; Ally, A. A. Fuzzy Control of a Quarter-car Suspension System, **International Journal of Aerospace and Mechanical Engineering**, p. 235-240, 2010.

Sobral, J. A. S. **Execução de Ensaios Acelerados de Vida na Área de Fiabilidade**. Dissertação de Mestrado, Instituto Superior de Engenharia Mecânica de Lisboa, Lisboa, Portugal, 2009.

Sugeno, M. **Industrial Applications of Fuzzy Control**, Elsevier Science Pub. Co., 269 p., 1985.

Teixeira, M. C. M.; Pietrobon, H. C.; Assunção, E. Novos Resultados sobre Estabilidade e Controle de Sistemas não Lineares utilizando Modelos Fuzzy e LMI, **Proceedings of SBA: Controle e Automação**, p. 37-48, 2000.

Thathacar, M. A. L.; Viswanath, P. On the Stability of Fuzzy Systems, **Proceedings of IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, v. 5, n.1, p. 145-151, 1997.

Vassiliou, P.; Mettas, A. Understanding Accelerated Life-Testing Analysis, **Proceedings of Annual Reliability and Maintainability Symposium**, p. 1-14, 2003.

Xiangjun, L.; Yanping, G.; Xinzhong, C.; Zhanjun, M. Fuzzy PID Control of Acceleration for Electric Shaker, **Proceedings of Internacional Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation**, p. 333-336, 2010.

Zadeh, L. A. Fuzzy Sets, **Information and Control**, n. 8, p.338-353, 1965.

Zhao, C-S.; Zhu, S-J.; He, Q-W. Fuzzy PID Control Method for Two Stage Vibration Isolation System, **Journal of Theoretical and Applied Mechanics**, v. 45, n.1, p. 171-177, 2007.