



Universidade Federal de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

LUCIANO DUARTE MEDEIROS

**DEFINIÇÃO DE MODELOS E CONTROLADORES PARA UMA
PLATAFORMA COM VIGA ENGASTADA USANDO
LIGAS COM MEMÓRIA DE FORMA**

Campina Grande, Paraíba
Maio de 2014

LUCIANO DUARTE MEDEIROS

DEFINIÇÃO DE MODELOS E CONTROLADORES PARA UMA
PLATAFORMA COM VIGA ENGASTADA USANDO
LIGAS COM MEMÓRIA DE FORMA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Campina Grande como
parte dos requisitos necessários para a obtenção do
grau de Bacharel em Ciências no Domínio da
Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Sistemas de Controle

Orientador:

Professor Jaidilson Jó da Silva, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba
Maio de 2013

LUCIANO DUARTE MEDEIROS

DEFINIÇÃO DE MODELOS E CONTROLADORES PARA UMA
PLATAFORMA COM VIGA ENGASTADA USANDO
LIGAS COM MEMÓRIA DE FORMA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade
Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da
Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Sistemas de Controle

Aprovado em ____ / ____ / _____

João Batista Moraes dos Santos, D. Sc.
Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Professor Jaidilson Jó da Silva, D. Sc.
Universidade Federal de Campina Grande
Orientador, UFCG

Dedico este trabalho aos meus pais, Lena e Bony, ao meu irmão, Janielson, aos meus sobrinhos, João Victor e Sofia, e a minha avó, Amanda.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por todas as coisas.

Agradeço a toda minha família, em especial aos meus pais, José Bonifácio e Edlene, e meu irmão, Janielson, por sempre acreditarem em mim e pelo apoio e incondicional. E também aos meus sobrinhos, João Vitor e Sofia, por alegrar o meu dia sempre que possível.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica, por todo conhecimento repassado, em especial ao professor Jaidilson, por ter aceitado me orientar durante este trabalho.

Aos meus familiares, que são tantos que não caberiam numa única página, em especial ao meu tio Severino Teodósio, o “seu Buiu”.

Aos amigos de sempre, Alex J. de Brito, Augusto Carvalho, Luciano Leite, Niton Gomes, Raíssa Aquino, Roberta Irizaga, Wellington Alves, e também aos mais recentes, que eu fico feliz em saber que são muitos e que não teria como listar todos.

Aos companheiros, amigos de batalha e futuros colegas de profissão, Eng. Cláudio Moreira De Lima, Eng. José de Sousa Lima Junnior, Eng. Fausto Vilar Gonçalves, Eng. Francisco Luiz de Oliveira Júnior, Eng. Tiago da Silva Balbino e Eng. Wallysson de Sousa, que trilharam comigo parte dessa jornada.

Aos que ficaram ao longo do caminho e aos que já se foram.

A todos vocês, meu muito obrigado.

RESUMO

Inicialmente, foi definido um modelo matemático de uma plataforma de testes com viga engastada, através de ferramentas computacionais. Este modelo é utilizado no projeto de controladores que atuam sobre a viga. Para obter informações sobre a deformação da viga, foram utilizados Extensômetros de Resistência Elétrica. O ajuste da posição de equilíbrio da viga engastada foi realizado através de um atuador de fio de Liga com Memória de Forma, com base nos dados sobre a deformação, obtidos a partir dos extensômetros. O controle é realizado via interface gráfica criada no *software* NI LabVIEW, utilizando controladores do tipo Proporcional Integral Derivativo, sintonizados através de três diferentes métodos de sintonia: SIMC, Ziegler-Nichols e Sintonia Automática. Verificou-se o desempenho dos controladores através de testes para avaliar a resposta a um sinal de referência e a rejeição a distúrbios na saída.

Palavras-chave: Sistemas de Controle, Controlador PID, Ligas com Memória de Forma, Extensômetros, Viga Engastada.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Representação em duas dimensões das Estruturas Cristalinas.....	16
Figura 2.2 – Diagrama esquemático da transformação de fase martensítica.....	16
Figura 2.3 – Transformação entre fases martensita e austenita, seguindo uma mudança de temperatura.....	17
Figura 2.4 – Gráfico que ilustra o Efeito de Memória de Forma	17
Figura 2.5 – Efeito de Memória de Forma: Recuperação da forma sob estresse	18
Figura 2.6 – Diagrama usado para representar um sistema genérico	19
Figura 2.7 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada.....	19
Figura 2.8 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada (Representação em Laplace)	20
Figura 2.9 – Diagramas de blocos do controle proporcional.....	21
Figura 2.10 – Diagrama de blocos do controle integral	22
Figura 2.11 – Diagrama de blocos do controle derivativo	22
Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controlador PID na Forma Acadêmica.....	23
Figura 2.13 – Diagrama de blocos do controlador PID na Forma Paralela.....	24
Figura 2.14 – Diagrama de blocos do PID na Forma Série.....	25
Figura 3.1 – Sistema de controle em malha fechada exibindo os blocos sensor e atuador	28
Figura 3.2 – Diagrama detalhado do Sistema de Controle	28
Figura 3.3 – Plataforma de Testes	30
Figura 3.4 – Extensômetro de Resistência Elétrica	31
Figura 3.5 – Forma adequada de posicionar os extensômetros na viga	32
Figura 3.6 – Ponte de Wheatstone	33
Figura 3.7 – Ponte de Wheatstone de dois elementos ativos com extensômetros.....	33
Figura 3.8 – Representação da etapa de aquisição de dados	35
Figura 3.9 – Diagrama Elétrico da Fonte Simétrica	36
Figura 3.10 – Diagrama do Circuito de Condicionamento do sinal do extensômetro.....	37
Figura 3.11 – Diagrama do Amplificador Somador <i>Offset</i>	38
Figura 3.12 – Diagrama do circuito eletrônico de acionamento da LMF.....	40
Figura 3.13 – Interface do projeto criada no LabVIEW	41
Figura 3.14 – Curva de Histerese do Sistema.....	44

Figura 4.1 – <i>Steps</i> utilizados para obter a resposta ao degrau	46
Figura 4.2 – Degrâu aplicado sobre a LMF	47
Figura 4.3 – Respostas ao degrâu obtidas Experimentalmente	47
Figura 4.4 – Curvas de Sinal de Entrada e Resposta ao Degrâu	48
Figura 4.5 – Resposta ao Degrâu para as Funções obtidas.....	48
Figura 4.6 – Gráfico comparativo entre o modelo e uma das curvas experimentais.....	50
Figura 4.7 – Diagramas de Bode do Modelo do Sistema	51
Figura 4.8 – Curva de Reação do Processo	54
Figura 4.9 – Curva de reação obtida experimentalmente	56
Figura 4.10 – PID <i>Autotuning</i>	57
Figura 4.11 – PID Autotuning Wizard: Janela Final	57
Figura 4.12 – PID Autotuning Wizard: Estimação do nível de ruído	58
Figura 4.13 – <i>PID Autotuning Wizard</i> : Cálculo dos Novos Parâmetros	59
Figura 5.1 – Resposta a sinal senoidal para o Método SIMC. Carga: 0 N.....	61
Figura 5.2 – Resposta a um sinal de onda quadrada para o Método de SIMC. Carga: 0 N	62
Figura 5.3 – Resposta a uma perturbação na saída para o Método SIMC.....	63
Figura 5.4 – Resposta a sinal senoidal para o Método de Ziegler-Nichols. Carga: 0 N.....	64
Figura 5.5 – Resposta a um sinal de onda quadrada para o Método de Ziegler-Nichols. Carga: 0 N.....	65
Figura 5.6 – Resposta a uma perturbação na saída para o Método de Ziegler-Nichols	66
Figura 5.7 – Resposta a sinal senoidal para o Método de Sintonia Automática. Carga: 0 N...	67
Figura 5.8 – Resposta a um sinal de onda quadrada para o Método de Sintonia Automática. Carga: 0 N.....	68
Figura 5.9 – Resposta a uma perturbação na saída para o Método de Sintonia Automática....	69

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Resposta do sistema a variações no PWM	44
Tabela 4.1 – Percentual de Ajuste dos Modelos em relação às curvas	49
Tabela 4.2 – Método de Ziegler-Nichols da Curva de Reação.....	55
Tabela 5.1 – Índices de desempenho	70
Tabela 5.2 – Índices de desempenho real.....	70

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Objetivos	13
1.2	Estrutura do Trabalho	14
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
2.1	Ligas com Memória de Forma	15
2.1.1	Efeito de Memória de Forma.....	15
2.2	Sistemas de Controle	19
2.2.1	Tipos de Controle	21
2.2.1.1	Controle Proporcional (P)	21
2.2.1.2	Controle Integral (I).....	21
2.2.1.3	Controle Derivativo (D)	22
2.2.2	Topologias de Controladores PID	23
2.2.2.1	Forma Acadêmica.....	23
2.2.2.2	Forma Paralela.....	24
2.2.2.3	Forma Série	25
2.2.3	Conversão entre Topologias.....	25
2.3	Índices de Desempenho Baseados no Somatório do Erro.....	26
2.3.1	ISE.....	27
2.3.2	IAE	27
2.3.3	ITAE.....	27
3	DESCRIÇÃO DO APARATO EXPERIMENTAL	28
3.1	Estrutura Física da Plataforma	29
3.2	Sensores e Atuadores.....	31
3.2.1	Extensômetros	31
3.2.1.1	Ponte de Wheatstone	33
3.2.2	Atuador de LMF.....	34
3.3	Aquisição de dados.....	35
3.4	Circuitos de Acionamento e Condicionamento.....	36
3.4.1	Fonte de Alimentação.....	36

3.4.2	Circuito de Condicionamento do Sinal dos Extensômetros	37
3.4.3	Circuito de Amplificação com correção de Offset	38
3.4.4	Circuito de Acionamento da LMF	39
3.5	Interface no LabVIEW	40
3.5.1	Sinal de Referência	40
3.5.2	Controlador PID	41
3.5.3	Filtro	41
3.5.4	Indicador PWM	42
3.5.5	Tela de saída	42
3.5.6	Obtenção das curvas de saída	42
3.5.7	Sintonia Automática	42
3.5.8	Ajuste do Tempo	42
3.6	Outras Características do sistema	43
3.6.1	Deformação Máxima da Viga	43
3.6.2	Histerese	43
4	MODELAGEM DO SISTEMA E PROJETO DO CONTROLADOR	45
4.1	Modelagem	45
4.1.1	Resposta ao Degrau	46
4.1.2	Modelo do Processo	48
4.1.3	Validação dos Modelos	49
4.1.4	Resposta em Frequência	50
4.2	Sintonia do Controlador PID	52
4.2.1	Método SIMC	52
4.2.2	Método de Ziegler-Nichols	54
4.2.3	Sintonia Automática	56
5	TESTES E RESULTADOS	60
5.1	Descrição dos testes	60
5.2	Resultados Obtidos	60
5.2.1	Método SIMC	61
5.2.2	Método de Ziegler-Nichols	64
5.2.3	Sintonia Automática	67
5.3	Análise dos resultados	70
5.3.1	Método SIMC	71
5.3.2	Método de Ziegler-Nichols	71

5.3.3	Sintonia Automática	72
6	CONCLUSÃO	73
6.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	74

1 INTRODUÇÃO

O controle de vibrações em estruturas flexíveis tem sido alvo de diversos estudos, como por exemplo: Lima (2008), Pequeno (2012), e Santos (2011). Uma das formas de conter as vibrações é fazer uso de sensores e atuadores sobre a estrutura, de modo a obter informações sobre as vibrações e atuar sobre o sistema tentando eliminá-las, através do uso de controladores. O uso integrado de sensores, atuadores e controladores permite que um sistema possa responder automaticamente às excitações externas, procurando compensar os efeitos que levariam os níveis de amplitude da resposta a se afastar dos valores aceitáveis.

Segundo Chopra (2013), uma estrutura inteligente (do inglês, *smart structure*) envolve cinco elementos-chave: atuadores, sensores, estratégias de controle, circuitos eletrônicos para condicionamento da alimentação e de sinais e um computador. Ainda segundo Chopra (2013) muitos tipos de atuadores e sensores, tais como materiais piezelétricos e Ligas com Memória de Forma (LMF), entre outros, estão sendo considerados para várias aplicações em estruturas inteligentes.

Neste trabalho, utilizou-se uma plataforma de testes, que possui uma viga de aço engastada a uma coluna por uma das extremidades, e suportada por um fio de LMF, na extremidade oposta, que é conectado entre a viga e a coluna, visando controlar a deformação da viga de aço.

A Plataforma de testes já existia no Laboratório de Instrumentação e Controle (LIEC), mas encontrava-se fora de funcionamento. Também havia disponível outra interface também criada no LabVIEW que foi proposta anteriormente por Pequeno (2012).

1.1 OBJETIVOS

O objetivo inicial do trabalho foi colocar a Plataforma de Testes em funcionamento, realizando possíveis melhorias, tanto nos circuitos e estrutura física, como também na interface.

O objetivo principal foi definir um modelo matemático para a Plataforma, sintonizar controladores do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) para realizar o controle da

posição de equilíbrio da viga, e projetar uma interface gráfica no *software* LabVIEW para realização de testes com a plataforma.

O objetivo secundário é a realização de estudos sobre as Ligas de Memória de Forma, Extensômetros e também sobre a deformação da viga.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

Inicialmente, no Capítulo 2, apresenta-se uma breve revisão bibliográfica sobre Ligas com Memória de Forma e sobre Sistemas de Controle, que visa destacar alguns pontos importantes ao entendimento do trabalho. Depois, no Capítulo 3, são descritos os componentes e características do sistema, o que inclui a plataforma de testes, os sensores e atuadores, os dispositivos para aquisição de dados, os circuitos de acionamento e condicionamento do sinal dos sensores e a interface criada no LabVIEW. No Capítulo 4, realiza-se a identificação de um modelo matemático para o sistema, assim como o projeto dos controladores PID. Os testes realizados com a plataforma, utilizando os controladores projetados, estão descritos no Capítulo 5, juntamente com os resultados. O trabalho é finalizado, no Capítulo 6, com as considerações finais sobre o projeto e com algumas sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, estão descritas, resumidamente, algumas informações básicas sobre as Ligas com Memória de Forma, assim como um breve resumo sobre sistemas de controle, que são úteis ao entendimento do projeto.

2.1 LIGAS COM MEMÓRIA DE FORMA

As Ligas com Memória de Forma (LMF), do inglês *Shape Memory Alloy* (SMA), foram assim nomeadas porque apresentam o Efeito de Memória de Forma (EMF), no qual a liga pode memorizar uma determinada forma. Elas podem ser deformadas permanentemente através de força, mas podem recuperar sua forma memorizada através de aquecimento, e permanecem na sua forma recuperada quando resfriadas (LEONG, 2005, p.15). O interessante destes materiais é que podem realizar trabalho mecânico ao retornarem a sua forma original, ou seja, podem ser utilizados como atuadores.

A liga de Níquel-Titânio (NiTi), denominada Nitinol, é um dos materiais com Efeito de Memória de Forma mais usados em aplicações práticas. O nome Nitinol vem do acrônimo de *Nickel-Titanium Naval Ordnance Laboratory* (PEREIRA, 2006, p.2). Uma homenagem ao instituto onde foi descoberta esta liga.

Segundo Pequeno (2012, p.22), ligas de Níquel-Titânio são as mais flexíveis e com maior capacidade de deformação recuperável, e também são as mais facilmente encontradas no mercado, por apresentarem um preço mais acessível. Segundo Valenzuela (2005, p.17), as LMF possuem a capacidade de desenvolver e recuperar deformações relativamente grandes, podendo alcançar em torno de 8%, sem apresentar deformações plásticas, e já estão disponíveis comercialmente na forma de fios, tubos, chapas e barras.

2.1.1 EFEITO DE MEMÓRIA DE FORMA

O Efeito de Memória de Forma ocorre devido à capacidade que estes materiais possuem em assumir diferentes estruturas cristalinas a distintas temperaturas, por meio de suas duas fases: Martensita e Austenita. (LIMA, 2008, p.8)

A fase Martensita pode ser classificada em duas, dependendo de suas características: Martensita Maclada (*twinned*) e Martensita Demaclada (*detwinned*).

A estrutura cristalina da Martensita Demaclada não segue uma orientação preferencial, podendo apresentar algumas variantes cristalográficas diferentes em relação à fase inicial (*parental phase*). Este tipo de estrutura é obtido através de variações de temperatura. Uma representação bidimensional da estrutura cristalina deste tipo de martensita está ilustrada na Figura 2.1 (a).

A Martensita Demaclada pode ser induzida por uma tensão mecânica, ou tensão e temperatura, na qual ocorre a formação de apenas uma variante cristalográfica, alinhada com a orientação do carregamento mecânico. Uma representação bidimensional da estrutura cristalina deste tipo de martensita está ilustrada na Figura 2.1 (b).

A Austenita é uma fase que ocorre em temperaturas mais altas. Ela é relativamente forte e apresenta uma única estrutura cristalina cúbica. Uma representação bidimensional da estrutura da fase Austenita está ilustrada na Figura 2.1 (c).

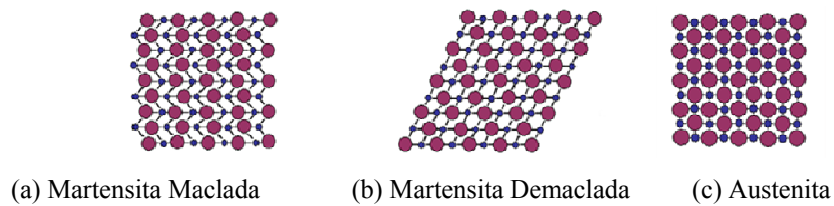


Figura 2.1 – Representação em duas dimensões das Estruturas Cristalinas
 Fonte: Adaptado de LAGOUDAS, 2008, p.10

Na Figura 2.2, está ilustrado um diagrama das transformações de fase martensítica, em função da temperatura e da deformação.

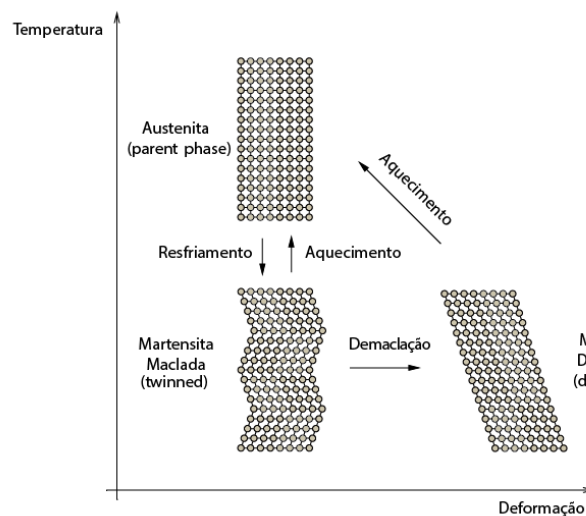


Figura 2.2 – Diagrama esquemático da transformação de fase martensítica.
 Fonte: Adaptado de Santos (2011, p.10)

A relação entre as fases austenita e martensita é caracterizada por um laço de histerese e pelas temperaturas críticas de transformação, como ilustrado na Figura 2.3.

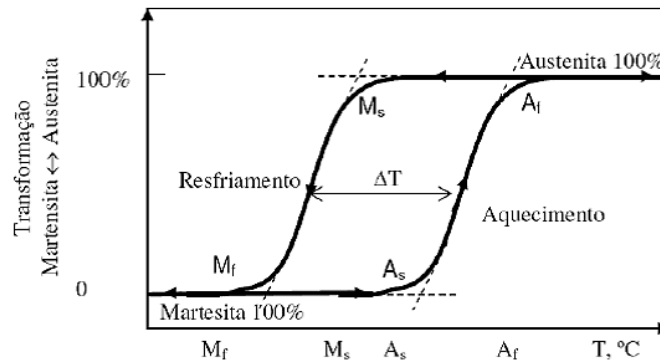


Figura 2.3 – Transformação entre fases martensita e austenita, seguindo uma mudança de temperatura
Fonte: LIMA (2008, p.9)

Onde, definem-se quatro temperaturas críticas: M_s , M_f , A_s e A_f .

M_s e M_f correspondem ao início (*start*) e ao fim (*finish*) da transformação de Austenita para Martensita, durante o resfriamento do material, e A_s e A_f correspondem ao início e fim da transformação de Martensita para Austenita, durante o aquecimento do material. Estas temperaturas são determinadas pela composição da LMF, podendo ser afetadas por outros fatores.

O Efeito de Memória de Forma do Sistema está representado através do gráfico da Figura 2.4, onde σ é a tensão aplicada a LMF, ϵ é a deformação, e T é a temperatura. A análise do gráfico é realizada a partir do ponto de origem, que corresponde ao estado Martensita Maclada.

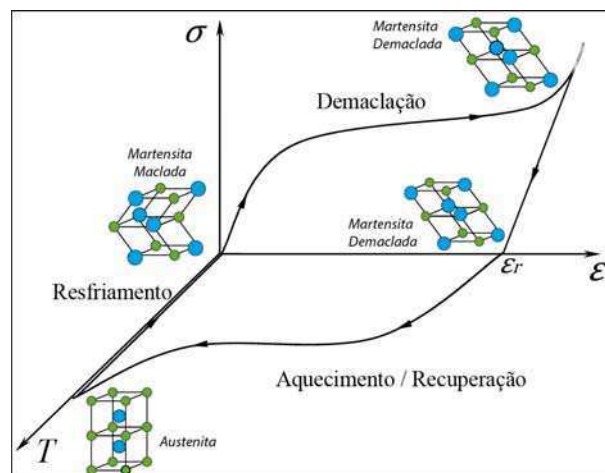


Figura 2.4 – Gráfico que ilustra o Efeito de Memória de Forma
Fonte: Adaptado de LAGOUDAS (2008, p.11)

Durante a fase Martensita Maclada, a aplicação de um carregamento mecânico leva à fase Martensita Demaçada, com deformação da LMF, seguindo a curva de Demaçoção. Quando o carregamento mecânico é removido, a LMF recupera parte de sua forma, permanecendo com uma deformação residual, ϵ_r , mas ainda na fase Martensita Demaçada. Esta deformação pode ser revertida ao aquecer a LMF, que recupera sua forma inicial seguindo a curva de Aquecimento / Recuperação, passando da fase Martensita Demaçada à fase Austenita. Ao ser resfriada, a LMF volta à fase Martensita Maclada.

Para obter o EMF, a LMF necessita ser submetida a um tratamento térmico. Inicialmente, é escolhida uma peça do material com uma forma adequada à aplicação (fios, barras, tubos, etc.). Depois, a peça escolhida é moldada com o formato que se deseja memorizar, e é aquecida a uma temperatura além de A_f , na qual a LMF encontra-se na fase austenítica. Então, é resfriada rapidamente a uma temperatura abaixo de M_f , na qual a LMF encontra-se na fase Martensítica. Feito isso, a peça poderá ser deformada plasticamente. E, caso seja aquecida a uma temperatura acima de A_s , começará a retornar à forma memorizada, terminando em A_f . O tratamento de memorização é feito apenas uma vez.

Outro aspecto importante a ser analisado é a recuperação de forma quando a LMF está sob tensão, como no caso da plataforma de testes utilizada neste trabalho, no qual a LMF está tracionada. Na Figura 2.5, está representado um gráfico que representa o comportamento da LMF nesta situação.

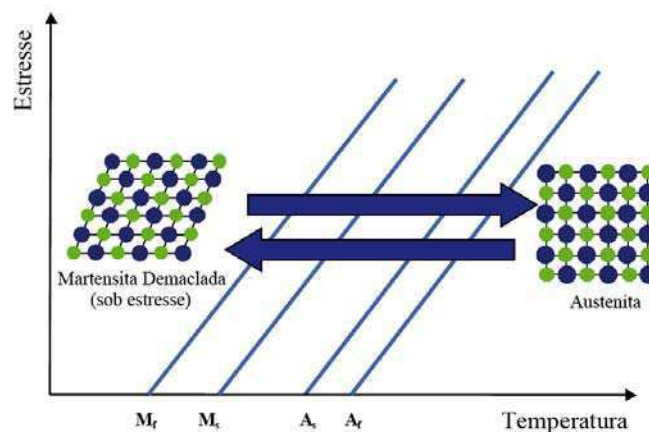


Figura 2.5 – Efeito de Memória de Forma: Recuperação da forma sob estresse

Fonte: Adaptado de LAGOUDAS (2008, p.8)

Como pode ser observado, o estresse sobre a LMF provoca um deslocamento nas temperaturas de martensita e austenita. Ou seja, quanto maior a tração, maiores são as temperaturas necessárias para provocar uma mudança entre os estado de Martensita Demaçada e Austenita.

2.2 SISTEMAS DE CONTROLE

Antes de definir o que é um Sistema de Controle, é necessário definir o que é um sistema. Segundo DISTEFANO (1990), um sistema é um arranjo de componentes físicos conectados ou relacionados de maneira a formar um todo. Na Figura 2.6, está ilustrado o bloco que representa um sistema genérico.

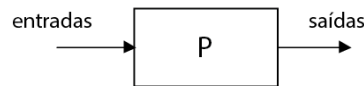


Figura 2.6 – Diagrama usado para representar um sistema genérico

Fonte: Elaborado pelo autor

A palavra controle, geralmente, é usada com o significado de regular ou comandar algo. Deste modo, pode-se definir um Sistema de controle como um arranjo de componentes físicos relacionados de tal maneira a comandar, ou regular, a si próprio ou outro sistema (DISTEFANO, 1990). Como existe um controle, o sistema de controle deve proporcionar uma resposta desejada.

Em um sistema de controle, a saída deve seguir o sinal de referência. O sistema pode depender apenas do sinal de entrada, ou pode existir também uma dependência do sinal de saída, o que caracteriza uma realimentação. Através da realimentação, é possível comparar o valor do sinal de saída com o valor do sinal de entrada (referência), de modo que se possa realizar uma ação corretiva (ação de controle) adequada sempre que o valor de saída for diferente da referência.

Deste modo, os sistemas de controle podem ser classificados em sistemas de malha aberta, quando não possuem realimentação, e sistemas de malha fechada, quando possuem realimentação, ou seja, a ação de controle depende da saída. Um sistema de controle em malha fechada típico está representado na Figura 2.7.

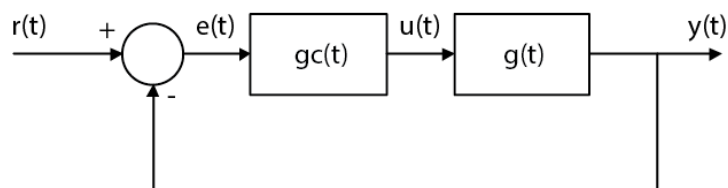


Figura 2.7 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada

Fonte: Elaborado pelo autor

Em que, $g_c(t)$ representa o controlador, $g(t)$ representa o processo, e o erro, $e(t)$, é definido como a diferença entre a referência, $r(t)$, e a saída, $y(t)$, ou seja:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.1)$$

Aplicando a Transformada de Laplace aos elementos do sistema, obtém-se a representação da Figura 2.8.

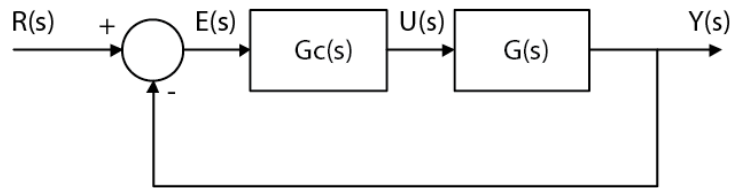


Figura 2.8 – Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada (Representação em Laplace)

Fonte: Elaborado pelo autor

Em que, o erro, $E(s)$, é definido como a diferença entre a referência, $R(s)$, e a saída, $Y(s)$, ou seja:

$$E(s) = R(s) - Y(s) \quad (2.2)$$

A função de transferência que define o sistema em malha fechada é expressa pela equação (2.3).

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s) G(s)}{1 + G_c(s) G(s)} \quad (2.3)$$

Segundo DISTEFANO (1990), sistemas de controle podem, ainda, ser classificados de acordo com os tipos de sinais que são processados: sistemas de tempo contínuos (analógicos), sistemas de tempo discreto (digitais), ou uma combinação de ambos (híbrido).

Sistemas contínuos no tempo são chamados de sistemas de controle analógico, pois processam ou contêm apenas sinais e componentes analógicos.

Sistemas discretos no tempo são também chamados de sistemas de controle de dados discretos, ou de dados amostrados, e possuem sinais ou componentes discretos em um ou mais pontos do sistema.

2.2.1 TIPOS DE CONTROLE

Os três tipos básicos de controle em malha fechada que são amplamente empregados na prática são o Proporcional (P), o Integral (I) e o Derivativo (D).

2.2.1.1 CONTROLE PROPORCIONAL (P)

Neste controlador, a saída é diretamente proporcional ao sinal de erro, como representado nas equações (2.4) e (2.5).

$$uc(t) = K_p e(t) \quad (2.4)$$

$$Uc(s) = K_p E(s) \quad (2.5)$$

Em que, K_p é o ganho do controle proporcional.

O ganho torna a saída do controlador mais sensível aos desvios entre a referência e a variável controlada. Os diagramas de blocos deste controlador estão ilustrados na Figura 2.9.



Figura 2.9 – Diagramas de blocos do controle proporcional
Fonte: Adaptado de PEQUENO (2012, p.45)

2.2.1.2 CONTROLE INTEGRAL (I)

Neste tipo de controle, a ação de controle é proporcional à integral do erro no tempo, como representado nas equações (2.6), para o domínio do tempo, e (2.7), após ser aplicada a Transformada de Laplace. Este tipo de controle é usado quando se faz necessário eliminar o erro em regime permanente.

$$uc(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.6)$$

$$Uc(s) = \frac{K_i}{s} E(s) \quad (2.7)$$

Em que, K_i é o ganho de controle integral.

Os diagramas de blocos que representam este controlador estão ilustrados na Figura 2.10.



Figura 2.10 – Diagrama de blocos do controle integral
Fonte: Adaptado de PEQUENO (2012, p.46)

2.2.1.3 CONTROLE DERIVATIVO (D)

Neste tipo de controle, a saída é proporcional à taxa de variação do erro, como representado pela equação (2.8), para o domínio do tempo, e (2.9), após ser aplicada a Transformada de Laplace. Este controle introduz um elemento de predição na ação de controle, ou seja, estima a tendência do erro.

$$u_c(t) = K_d \frac{d e(t)}{dt} \quad (2.8)$$

$$U_c(s) = K_d s E(s) \quad (2.9)$$

Em que, K_d é o ganho de controle derivativo.

O controle derivativo atua apenas quando existe variação de erro no tempo. Caso o erro seja constante, não há correção. Devido a esta característica, este controle não é utilizado de maneira isolada, mas sempre em conjunto com outros tipos de controle.

Os diagramas de blocos deste controlador estão ilustrados na Figura 2.11.

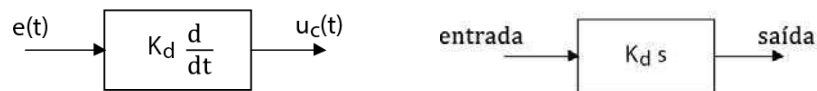


Figura 2.11 – Diagrama de blocos do controle derivativo
Fonte: Adaptado de PEQUENO (2012, p.47)

Os três tipos de controles descritos anteriormente podem ser combinados de modo a formar outros controladores, tais como o Proporcional Integral (PI), o Proporcional Derivativo (PD) e o Proporcional Integral Derivativo (PID). Sendo o controlador PID, que agrupa os três tipos de controle, o mais utilizado na Indústria.

2.2.2 TOPOLOGIAS DE CONTROLADORES PID

A literatura sobre controladores fornece diversos modos para definir um controlador PID. Geralmente, os controladores PID são classificados usando uma das seguintes formas: Acadêmica, Série, ou Paralela. Existem outras formas para se definir este tipo de controlador, mas que não serão abordadas neste trabalho. Cada uma dessas formas produz o mesmo resultado, mas utiliza as informações de uma maneira diferente. A seguir, estão descritas cada uma das três formas utilizadas neste trabalho.

2.2.2.1 FORMA ACADÊMICA

Na forma Acadêmica, cujo diagrama está ilustrado na Figura 2.12, o parâmetro proporcional (P) atua sobre os termos integral (I) e derivativo (D).

Esta forma é representada pela equação (2.10).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{s T_i} + s T_d \right) \quad (2.10)$$

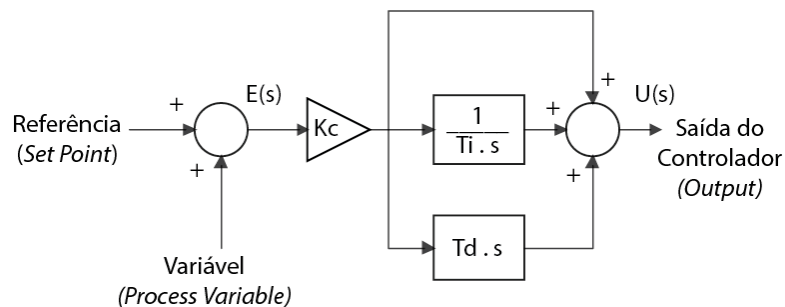


Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controlador PID na Forma Acadêmica

Fonte: Elaborado pelo autor

Um controlador derivativo puro não deve ser aplicado, uma vez que este controlador causa uma amplificação muito elevada do ruído. O ganho do termo derivativo deve, portanto, ser limitado, o que é obtido aproximando o termo $s T_d$, por $\frac{s T_d}{(s T_D + 1)}$, que é denominado filtro derivativo.

Onde, T_D é definido como:

$$T_D = \frac{T_d}{N} \quad (2.11)$$

ou

$$T_D = \alpha T_d \quad (2.12)$$

A função de transferência obtida pela aproximação apresentada possui ganho limitado por N , nas altas frequências. O parâmetro N varia tipicamente entre 3 e 20 e possui um valor típico igual a 10, ou $\alpha = 0,1$.

Usando o filtro derivativo, a equação (2.10) pode ser escrita como na equação (2.13).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{s T_i} + \frac{s T_d}{(s T_D + 1)} \right) \quad (2.13)$$

2.2.2.2 FORMA PARALELA

Na forma Paralela, os três parâmetros Proporcional, Integral e Derivativo são independentes uns dos outros. Esta forma é também referida como PID não interativo e é representado pelo diagrama da Figura 2.13 e pela equação (2.14).

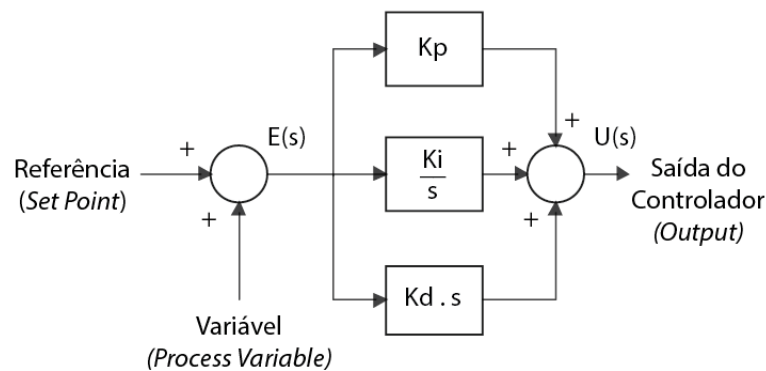


Figura 2.13 – Diagrama de blocos do controlador PID na Forma Paralela

Fonte: Elaborado pelo autor

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.14)$$

2.2.2.3 FORMA SÉRIE

Na forma Série, os parâmetros componentes são acoplados em série, como ilustrado na

Figura 2.14. Esta forma também é chamada de cascata, ou interativa, e é representada pela equação (2.15).

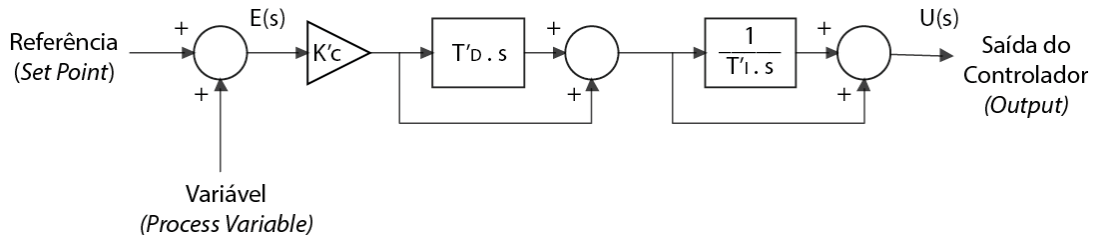


Figura 2.14 – Diagrama de blocos do PID na Forma Série

Fonte: Elaborado pelo autor

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K'_c \left(1 + \frac{1}{s T'_i} \right) (1 + s T'_d) \quad (2.15)$$

2.2.3 CONVERSÃO ENTRE TOPOLOGIAS

Neste trabalho, são tratadas apenas as conversões para a forma Acadêmica, pois este é o modelo dos blocos PID utilizados no LabVIEW.

Para converter um controlador na forma Paralela para a forma Acadêmica, utilizam-se as equações (2.16) a (2.18).

$$K_c = K_p \quad (2.16)$$

$$T_i = \frac{K_c}{K_i} \quad (2.17)$$

$$T_d = \frac{K_d}{K_p} \quad (2.18)$$

E, para converter um controlador na forma Série para a forma Acadêmica, utilizam-se as equações (2.19) a (2.21).

$$K_c = K'_c \left(\frac{T'_I + T'_D}{T'_I} \right) = K'_c \left(1 + \frac{T'_D}{T'_I} \right) \quad (2.19)$$

$$T_i = T'_I + T'_D = T'_I \left(1 + \frac{T'_D}{T'_I} \right) \quad (2.20)$$

$$T_d = \frac{T'_I T'_D}{T'_I + T'_D} = \frac{T'_D}{\left(1 + \frac{T'_D}{T'_I} \right)} \quad (2.21)$$

2.3 ÍNDICES DE DESEMPENHO BASEADOS NO SOMATÓRIO DO ERRO

Para avaliar o desempenho do sistema real utilizando cada controlador, foram utilizados índices de desempenho baseados na integral de erro. A equação geral para os índices baseados na integral de erro está representada na equação (2.22).

$$J = \int_{t_0}^{t_f} g(y(t) - r(t)) \quad (2.22)$$

Em que, $g(\cdot)$ é uma função da saída $y(t)$ e da referência $r(t)$, e t_0 e t_f são os instantes inicial e final do período de avaliação, respectivamente.

Foram aplicados dois índices para avaliar o desempenho dos controladores:

- Integral do Quadrado do Erro, do inglês, *Integrated Squared Error* (ISE);
- Integral do valor Absoluto do Erro, do inglês, *Integrated Absolute Error* (IAE);
- Integral do Tempo multiplicado pelo valor Absoluto do Erro, do inglês, *Integrated Time Absolute Error* (ITAE);

Estes índices são bastante empregados para avaliar o desempenho de controladores. Algumas técnicas de sintonia de controladores também buscam sua otimização. A principal vantagem é sua simplicidade de cálculo e os resultados obtidos podem ser facilmente utilizados para comparar o desempenho de controladores. Quanto menor os índices, melhor é o desempenho em relação a determinadas características.

2.3.1 ISE

O índice ISE é definido como a integral dos erros quadráticos e é calculado através da equação (2.23).

$$\int_{t_0}^{t_f} e^2(t) dt \quad (2.23)$$

2.3.2 IAE

O índice IAE é definido como a integral dos erros absolutos e é calculado através da equação (2.24).

$$\int_{t_0}^{t_f} |e(t)| dt \quad (2.24)$$

2.3.3 ITAE

O índice IAE é definido como a integral dos erros absolutos e é calculado através da equação (2.25).

$$\int_{t_0}^{t_f} t|e(t)| dt \quad (2.25)$$

Indicado para reduzir a contribuição de grandes erros iniciais no valor da integral de desempenho.

3 DESCRIÇÃO DO APARATO EXPERIMENTAL

Neste capítulo, estão relatadas as informações básicas sobre o projeto.

Com base no diagrama em malha fechada da Figura 2.7, é possível expandir a representação do sistema, de modo a exibir alguns elementos que não estavam representados, neste caso, a perturbação, o atuador e o sensor, como representado na Figura 3.1.

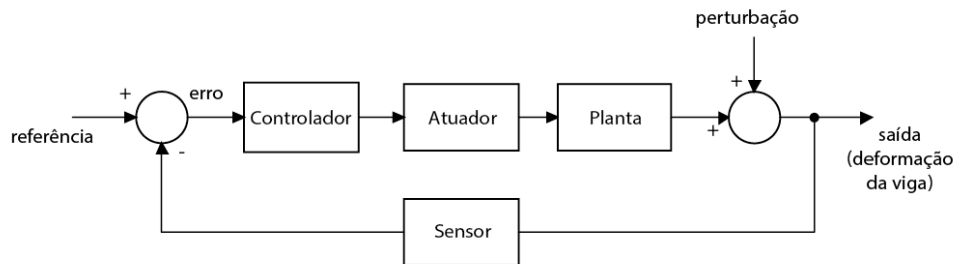


Figura 3.1 – Sistema de controle em malha fechada exibindo os blocos sensor e atuador

Fonte: Elaborado pelo autor

O bloco atuador é constituído pelo circuito de atuação da LMF, mas não inclui a LMF. O bloco sensor converte a deformação de saída em um sinal elétrico, e engloba os extensômetros e seus circuitos de condicionamento de sinal. A planta é formada pela viga de aço em conjunto com a LMF. E o sinal de perturbação age diretamente sobre a saída, ou seja, sobre a viga de aço. O restante do sistema em malha fechada (sinal de referência, somador, realimentação e controlador) foi implementado de maneira computacional utilizando o LabVIEW.

De modo ainda mais detalhado, pode-se representar o sistema em malha fechada pelo diagrama de blocos da Figura 3.2, que é uma representação completa do sistema.

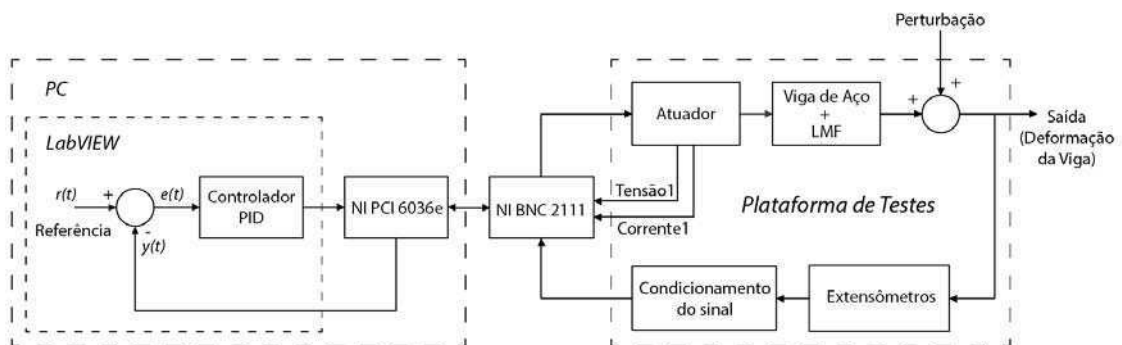


Figura 3.2 – Diagrama detalhado do Sistema de Controle

Fonte: Elaborado pelo autor

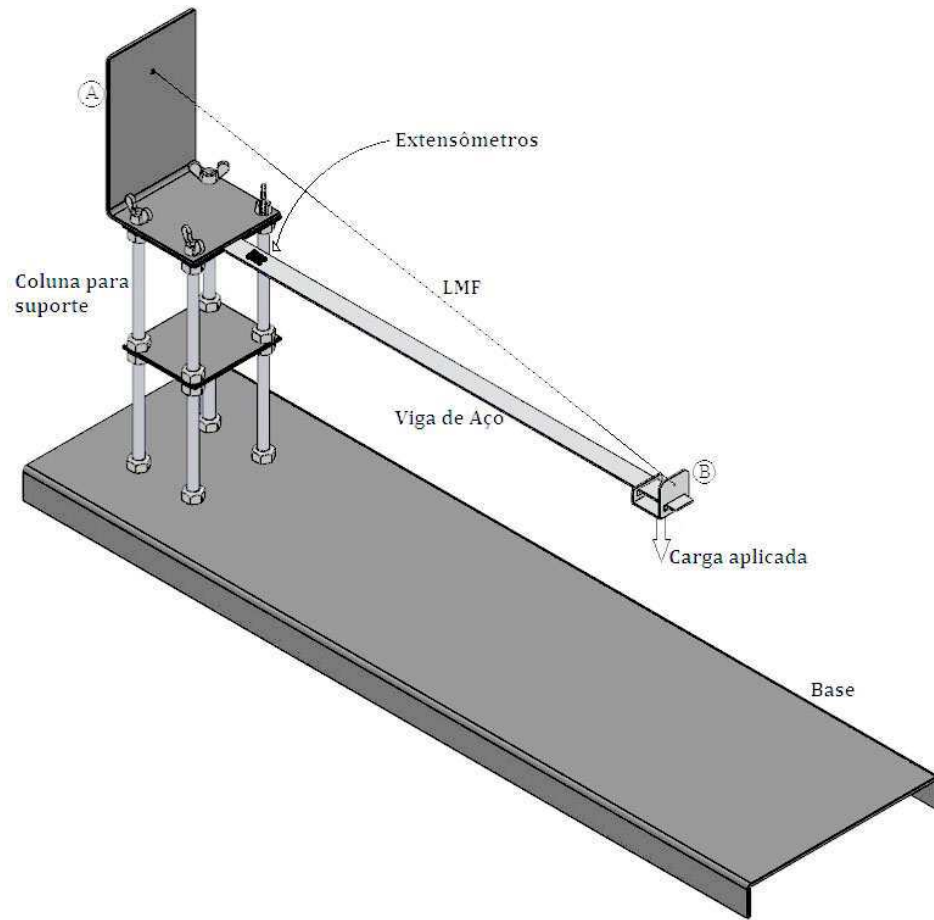
A seguir, são detalhados os blocos que constituem o sistema. A planta do sistema, formada pela estrutura física da plataforma, é descrita na seção 3.1. O circuito atuador e o circuito de condicionamento do sinal são detalhados na seção 3.4. A comunicação entre o PC e a Plataforma é realizada através do bloco denominado NI BNC 2111 em conjunto com o bloco NI PCI 6036e, que está instalada internamente no computador, e é detalhada na seção 3.3. Na seção 3.5, estão detalhadas as funcionalidades da interface criada no LabVIEW são detalhadas. Na seção 3.6, são descritas outras características do sistema.

3.1 ESTRUTURA FÍSICA DA PLATAFORMA

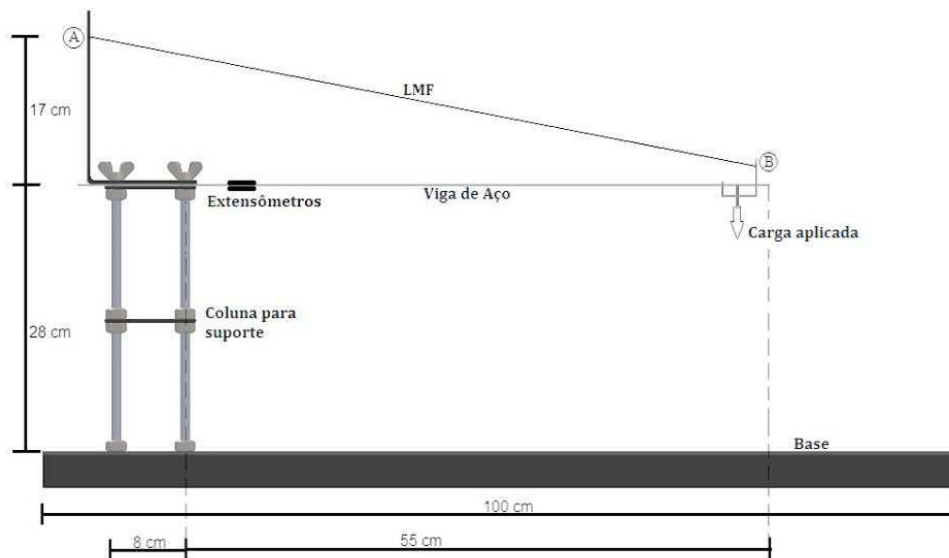
A estrutura física da Plataforma de Testes está representada na Figura 3.3, e é composta, basicamente, por três partes:

- Base: Uma base retangular plana, feita de ferro, e que possui dimensões: 100 cm x 25,7 cm x 3,5 cm (C x L x A);
- Coluna de suporte: Uma coluna erguida sobre a base, composta por 4 parafusos de 28 cm de comprimento e 1 cm de diâmetro, dispostos de maneira espaçada formando um retângulo; duas placas de fixação retangulares medindo 10 cm x 12 cm; e uma terceira placa de 22 cm, posicionada verticalmente, para a fixação da LMF, como pode ser visto no detalhe A da Figura 3.3;
- Viga: Uma viga de aço com 55 cm de comprimento, 2,6 cm de largura e 2 mm de espessura. Uma das extremidades da viga é engastada à coluna de suporte através de duas placas de fixação, e a outra extremidade fica livre, mas conectada ao atuador de LMF através de uma pequena peça metálica, como pode ser visto no detalhe B da Figura 3.3.

Colados às faces superior e inferior da viga, estão os extensômetros de resistência elétrica, que são utilizados para obter dados sobre a deformação da viga. Nas extremidades do fio de LMF, são conectados terminais elétricos, através dos quais será fornecido o sinal elétrico de atuação.



(a) Perspectiva Isométrica



(b) Vista Lateral

Figura 3.3 – Plataforma de Testes

Fonte: PEQUENO, 2012, p.11

3.2 SENSORES E ATUADORES

O funcionamento da Plataforma de testes é baseado em elementos capazes de perceber determinadas alterações físicas e atuar sobre o meio nos quais eles estão inseridos. Esses dispositivos, capazes de transformar uma forma de energia em outra, são chamados de Transdutores. Os transdutores podem ser divididos em sensores e atuadores.

Um conceito bastante usado por engenheiros eletricitas define sensor como todo e qualquer dispositivo que possua a capacidade de perceber uma forma de energia e transformá-la em energia elétrica, e atuador como um dispositivo que seja capaz de realizar o processo inverso, ou seja, transformar energia elétrica em outra forma de energia.

Neste trabalho, são utilizados dois transdutores: os Extensômetros e a Liga com Memória de Forma, funcionando como sensores e atuador, respectivamente.

3.2.1 EXTENSÔMETROS

O extensômetro de resistência elétrica (em inglês, *Strain Gage* ou *Strain Gauge*), é um transdutor resistivo, que converte variações nas dimensões da estrutura ou objeto, ao qual está fixado, em variações de sua resistência elétrica. O formato característico do extensômetro está representado na Figura 3.4.

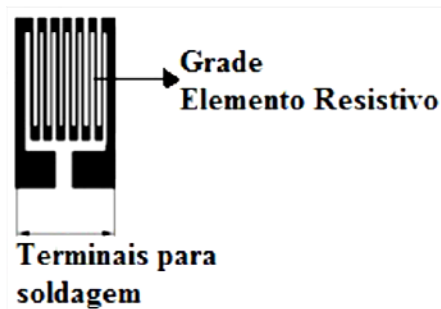


Figura 3.4 – Extensômetro de Resistência Elétrica
Fonte: PEQUENO, 2012, p.13

O extensômetro é constituído por uma fina lâmina metálica em forma de grade.

O princípio de funcionamento do extensômetro baseia-se nas variações da resistência elétrica em função do comprimento e da seção transversal da grade resistiva. Ao tracionar o extensômetro, as linhas que compõem sua grade se estendem, aumentando em comprimento e diminuindo em largura, o que faz com que sua resistência elétrica aumente. O efeito contrário é obtido ao comprimir o extensômetro, fazendo sua resistência elétrica diminuir.

Os extensômetros são fixados à superfície da estrutura através de uma fina camada de adesivo, que tem como função transmitir as deformações da estrutura ao extensômetro e também de servir como isolante elétrico entre ambos. A interligação entre o dispositivo e o circuito elétrico da Ponte de Wheatstone é realizada através de um par de fios soldados aos seus terminais.

O modelo de extensômetro utilizado no projeto é o PA-06-125BA-350-LEN, que é fabricado pela Excel Sensores. Este é um extensômetro colável de resistência elétrica, modelo unidirecional simples - forma tradicional, fabricado com filme metálico de constantan sobre uma base de poliimida, indicado para uso em aço, e que possui resistência nominal de 350Ω .

Segundo o fabricante, para este modelo de extensômetro, o Fator de Sensibilidade (*Gage Factor*), que relaciona a variação de resistência em relação à variação de deformação, possui valor teórico é igual a $K = 2,1$, mas o valor real apresenta pequenas variações, de lote para lote, em torno do valor teórico.

Os extensômetros devem ser colados nas faces opostas da estrutura, observando-se a direção do seu eixo principal, como ilustrado na Figura 3.5. Deste modo, ao deformar a barra, enquanto um extensômetro é tracionado, o extensômetro da face oposta é comprimido na mesma proporção, fazendo com que as resistências sofram as mesmas alterações.

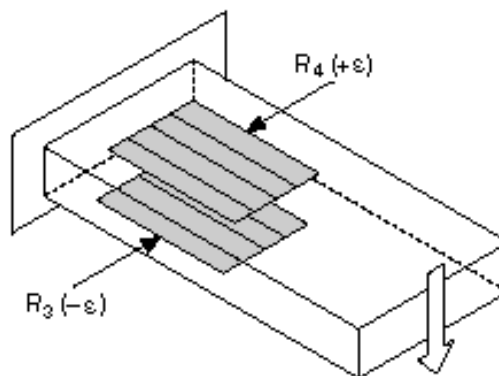


Figura 3.5 – Forma adequada de posicionar os extensômetros na viga
Fonte: LabVIEW Help, 2013

Este tipo de configuração também reduz os efeitos da variação de temperatura sobre os extensômetros, pois estas variações são sensibilizadas pelas duas grades resistivas, o que implica numa maior precisão do sinal medido.

3.2.1.1 PONTE DE WHEATSTONE

Para converter as variações da resistência elétrica dos extensômetros em um sinal de tensão elétrica, utilizou-se uma Ponte de Wheatstone, Figura 3.6.

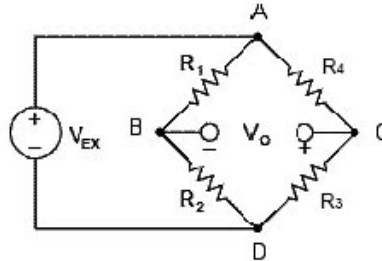


Figura 3.6 – Ponte de Wheatstone

Fonte: LIMA, 2008, p.86.

Através do circuito em ponte, é possível medir variações relativas das resistências, em até dois elementos simultâneos, através da medição da tensão de saída V_o , que pode ser expressa pelas equações (3.1) ou (3.2).

$$V_o = V^+ - V^- \quad (3.1)$$

$$V_o = \left[\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \right] V_{EX} \quad (3.2)$$

A ponte é denominada de ponte de um elemento ativo, ou 1/4 de ponte, quando a resistência de apenas um elemento varia, e ponte de dois elementos ativos, ou 1/2 de ponte, quando as resistências de dois elementos variam simultaneamente.

Neste projeto, são utilizados dois extensômetros, um em tração e outro em compressão, portanto, utilizou-se uma ponte de dois elementos ativos, como representado na Figura 3.7.

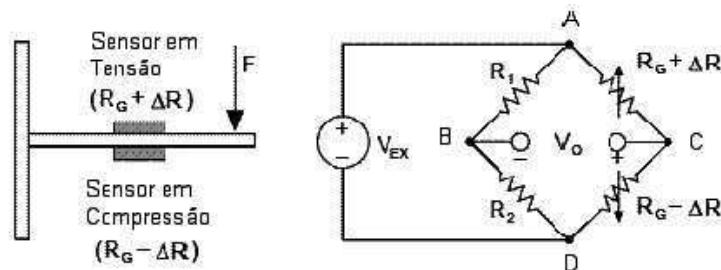


Figura 3.7 – Ponte de Wheatstone de dois elementos ativos com extensômetros

Fonte: LIMA, 2008, p.89

A ponte é composta por dois resistores equivalentes, R_1 e R_2 , e por dois extensômetros, também equivalentes, representados por $(R_G + \Delta R)$ e $(R_G - \Delta R)$, onde R_G é a

resistência nominal do extensômetro e ΔR representa as variações da resistência elétrica devido às deformações.

Considerando:

$$R_1 = R_2 = R_G \quad (3.3)$$

$$R_3 = R_G - \Delta R \quad (3.4)$$

$$R_4 = R_G + \Delta R \quad (3.5)$$

$$\Delta R = K R_G \varepsilon \quad (3.6)$$

Onde, K é o fator de sensibilidade do extensômetro e ε é a deformação sofrida.

Substituindo-se as equações (3.3) a (3.6) na equação (3.2), é obtida a relação entre V_o e V_{EX} em função de K e ε , equação (3.7).

$$\frac{V_o}{V_{EX}} = -\frac{K \varepsilon}{2} \quad (3.7)$$

Que é uma relação é linear. Entretanto, alguns erros de leitura podem ser introduzidos devido ao autoaquecimento dos elementos da ponte (extensômetros e resistores), que altera o valor da resistência elétrica destes componentes.

Para que os valores medidos de deformação sejam coerentes com as expressões apresentadas, é muito importante que a tensão elétrica de excitação seja estável e precisa, portanto, aconselha-se o uso de uma fonte de tensão regulada.

3.2.2 ATUADOR DE LMF

O atuador de LMF é basicamente uma peça de fio de nitinol, com, aproximadamente 70 cm de comprimento e 0,19 mm de diâmetro, presa à estrutura através de dois conectores, que funcionam como suporte mecânico e também como terminais elétricos para aplicação do sinal PWM. Ao retomar a sua forma original, a LMF diminui de tamanho realizando trabalho sobre a viga.

3.3 AQUISIÇÃO DE DADOS

A aquisição dos dados é realizada com o auxílio de três dispositivos da National Instruments: o bloco de terminais NI BNC 2111, o cabo de transmissão de dados NI SH6868 - EP e a placa NI PCI 6036e, representados na Figura 3.8. Estes dispositivos realizam a interligação entre a Plataforma de Testes e o Computador, que controla a plataforma através do LabVIEW.

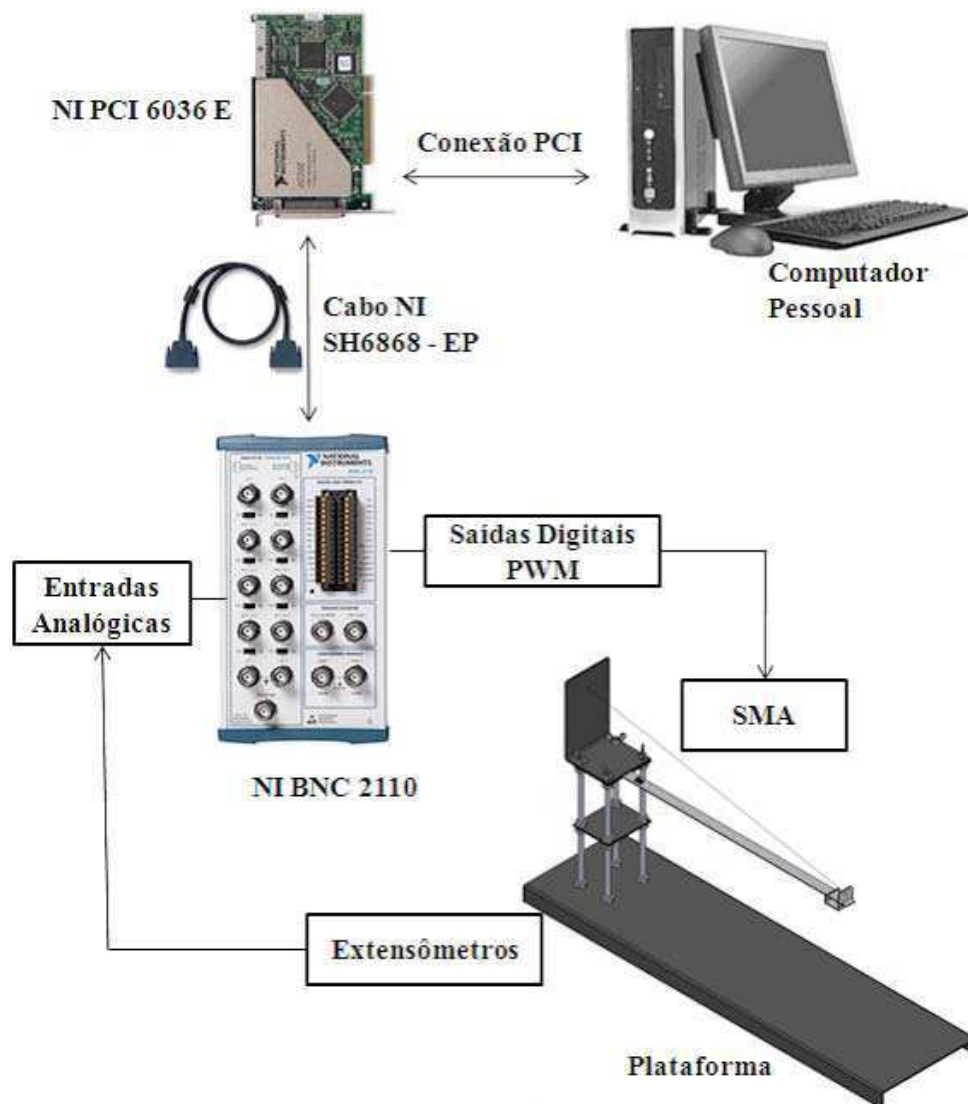


Figura 3.8 – Representação da etapa de aquisição de dados

Fonte: PEQUENO, 2012, p.31

Neste projeto, são utilizadas três entradas analógicas (AI0, AI1 e AI2) e uma saída digital (CTR1) do bloco de terminais NI BNC 2111.

3.4 CIRCUITOS DE ACIONAMENTO E CONDICIONAMENTO

Nas seções subsequentes, estão descritos os circuitos que compõem a plataforma de testes, o que inclui a fonte de alimentação, o circuito de condicionamento do sinal dos extensômetros, o circuito de amplificação com ajuste de *offset* e o circuito de atuação da LMF. Todos estes circuitos estavam disponíveis, mas precisaram ser testados e revisados.

3.4.1 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A alimentação de todos os circuitos da plataforma de testes é realizada através de uma única fonte simétrica regulada, cujo diagrama está ilustrado na Figura 3.9.

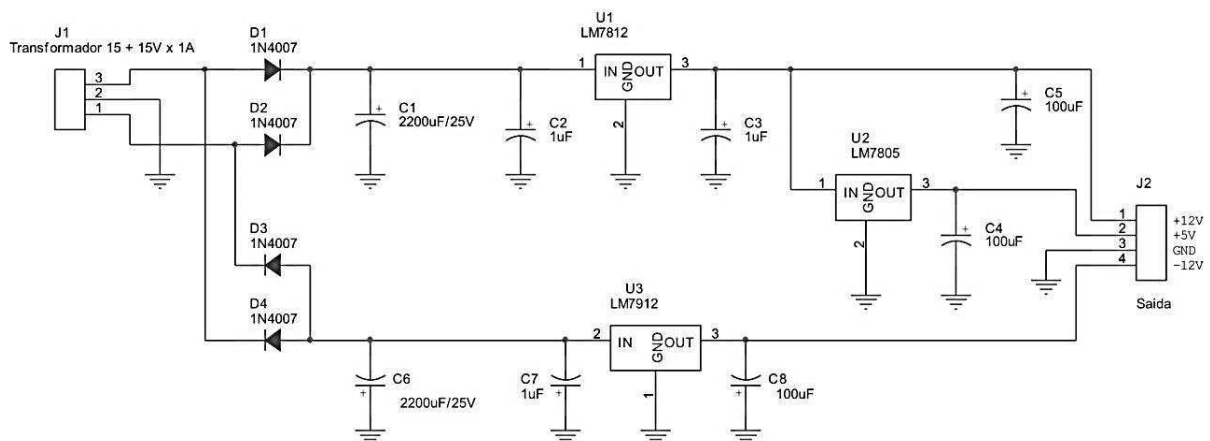


Figura 3.9 – Diagrama Elétrico da Fonte Simétrica

Fonte: Pequeno (2012)

O transformador de entrada possui tensões de entrada 220 V, saída 15 V + 15 V, e corrente máxima igual a 1 A, e é conectado ao circuito através do conector J1. Os diodos D1 a D4 compõem uma ponte retificadora que retifica a tensão em Corrente Alternada (CA), que chega do transformador, em Corrente Contínua (CC) pulsante. Os capacitores C1 e C6 têm como função diminuir a ondulação da tensão retificada. Já os capacitores restantes diminuem a ondulação (*ripple*) da tensão CC em torno do valor médio. Os Circuitos Integrados (CIs) 7812, 7912 e 7805 são reguladores de tensão com tensões nominais de saída +12 V, -12 V e +5 V, respectivamente. Por fim, o conector de saída J2 interliga este circuito aos demais.

3.4.2 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SINAL DOS EXTENSÔMETROS

Na Figura 3.10, está representado o circuito que identifica a deformação da viga e a converte em sinais elétricos. Este circuito é constituído, resumidamente, pela Ponte de Wheatstone, da qual os extensômetros fazem parte, pelo amplificador de instrumentação e por filtros elétricos, cuja função é reduzir o ruído do sinal de saída.

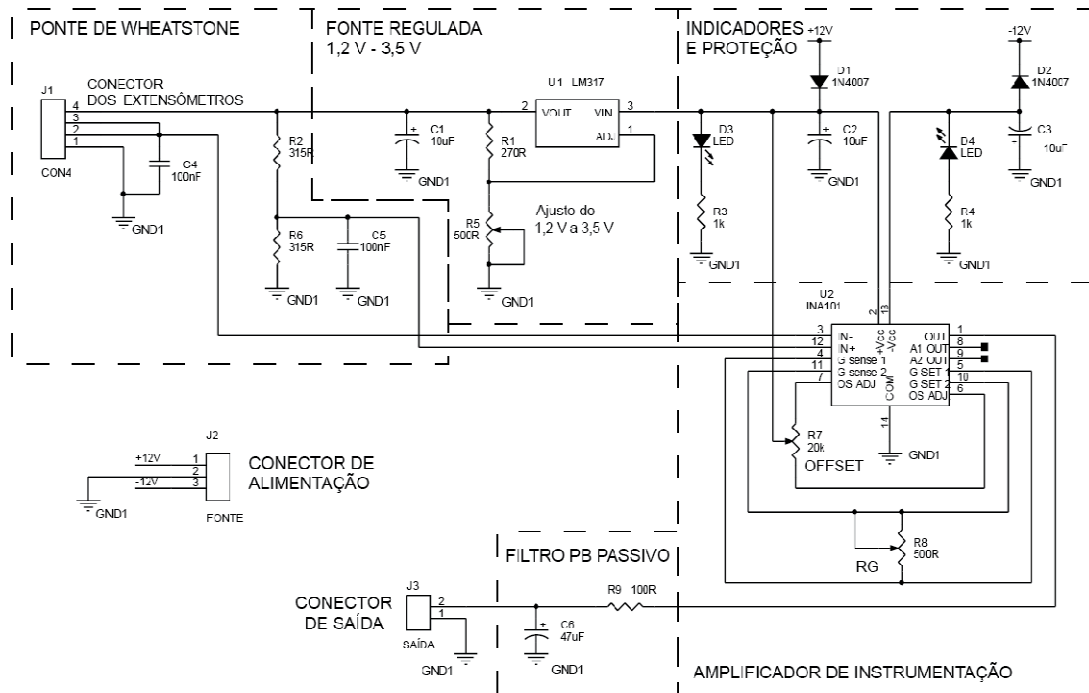


Figura 3.10 – Diagrama do Circuito de Condicionamento do sinal do extensômetro

Fonte: Adaptado de Pequeno (2012)

O circuito é alimentado através dos terminais +12 V e -12 V. Os diodos D1 e D2 têm a função de proteção contra uma possível ligação invertida nos terminais de alimentação, o que poderia danificar o circuito, e os LEDs D3 e D4 indicam se o circuito está alimentado corretamente. A fonte regulada (de 1,2 V - 3,5 V) diminui o valor da tensão de alimentação (+12 V) para que se possa alimentar a Ponte de Wheatstone com 3 V. A regulação da tensão de saída é realizada em R5, que é um potenciômetro de 500 Ω .

Os extensômetros estão conectados à ponte através do conector J1. Os resistores R2 e R6, pertencentes à ponte, são resistores de precisão. Na ponte, existem ainda dois capacitores, C4 e C5, que são utilizados para filtragem do ruído.

A saída da Ponte está conectada às entradas do amplificador de instrumentação, INA101, cuja função principal é elevar o sinal de saída da ponte a valores que possam ser medidos através da placa de aquisição de dados. A tensão de *offset* do sinal de saída do

amplificador pode ser ajustada através do resistor R7, e o ganho do amplificador pode ser ajustado através de R8, que corresponde ao resistor R_G .

A última etapa do circuito é um Filtro Passa Baixas Passivo, composta apenas pelo resistor R9 e pelo capacitor C6, e possui como objetivo diminuir o ruído do sinal de saída, que pode interferir de maneira significativa nas medições. Este filtro possui frequência de corte igual a 33 Hz, aproximadamente. Este valor de frequência foi pensado visando diminuir os ruídos de baixa frequência, como aqueles provenientes da rede elétrica, 60 Hz.

3.4.3 CIRCUITO DE AMPLIFICAÇÃO COM CORREÇÃO DE OFFSET

O sinal que sai do circuito de condicionamento de sinal ainda é baixo, e apresenta um sinal CC agregado. Visando amplificar o sinal e eliminar esse nível de tensão CC, faz-se uso de um circuito de amplificação com correção de *offset*, cujo diagrama está ilustrado na Figura 3.11.

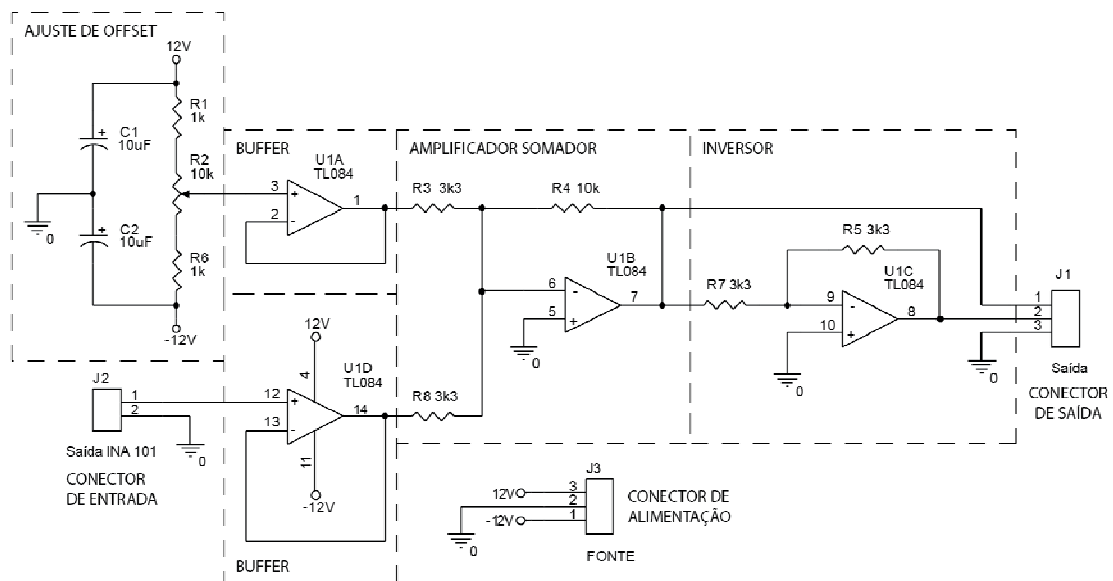


Figura 3.11 – Diagrama do Amplificador Somador *Offset*

Fonte: Fonte: Adaptado de Pequeno (2012)

A correção do nível de *Offset* do sinal de entrada é realizada somando-se este sinal a uma tensão CC de referência. O valor da tensão CC da correção é obtido na saída de um divisor de tensão, composto por R1, R2, R6, e o ajuste é realizado no potenciômetro, R2. Para os valores dos componentes utilizados, o ajuste permite que se possa ajustar o nível de *offset* entre +10 V e -10 V.

O sinal de entrada e a tensão CC de referência são amostrados por dois buffers independentes, cujas saídas estão conectadas ao amplificador somador, que realiza a soma destes dois sinais. O circuito do amplificador possui ganho igual a -3, obtido pela relação $(-R4/R8)$ ou $(-R4/R3)$, ou seja, tem-se um ganho igual a 3, mas com sinal de saída é invertido. A equação (3.8) expressa o sinal de saída em função dos sinais de entrada.

$$V_7 = -\frac{R4}{R3} V_1 - \frac{R4}{R8} V_{14} \quad (3.8)$$

Onde, os índices das tensões correspondem aos terminais do amplificador operacional.

No circuito físico, montado numa placa de circuito impresso (PCI), o resistor R4 está conectado ao circuito através de um soquete de dois terminais, o que permite que este seja trocado, caso se deseje um valor diferente no ganho do amplificador.

O inversor possui como função inverter o sinal de saída do somador para que estejam disponíveis no conector de saída um sinal invertido e um não invertido, o que pode ser útil dependendo da aplicação.

Neste projeto, utilizou-se apenas a saída inversora, terminais 1 e 3, com um conector de saída do tipo BNC, que se conecta ao bloco de terminais BNC 2111 através de um cabo coaxial. Deste modo, o terminal 1 equivale ao condutor central do cabo coaxial, e o terminal 3 à malha do mesmo cabo.

3.4.4 CIRCUITO DE ACIONAMENTO DA LMF

Para o acionamento da LMF foi utilizado um sinal modulado por largura de pulso, do inglês *Pulse Width Modulation* (PWM), fornecido pelo PC através do bloco de terminais BNC 2111. Este sinal foi usado para chavear um transistor Q1, IRF 9540N, que está conectado em série com a LMF, como ilustrado no diagrama da Figura 3.12.

Para verificar o tipo de sinal aplicado, duas amostras desse sinal, uma de tensão e outra de corrente sobre a LMF, são obtidas através dos terminais Tensão1 e Corrente1, respectivamente, usando dois filtros passa baixas compostos por um resistor de 1k e um capacitor de 10 μ F. Estes valores não correspondem aos valores exatos de tensão e corrente sobre a LMF, já que estes não são lidos diretamente sobre, e, portanto, precisam ser ajustados visando obter os valores reais.

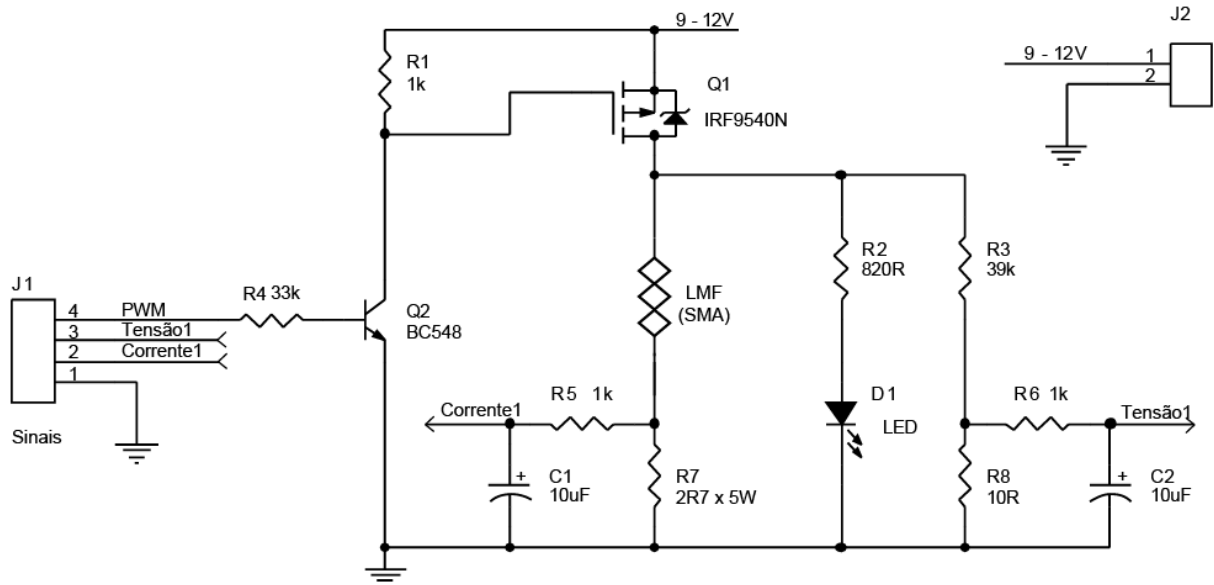


Figura 3.12 – Diagrama do circuito eletrônico de acionamento da LMF

Fonte: Fonte: Adaptado de Pequeno (2012)

O conector J1 realiza a conexão entre o circuito e o bloco de terminais BNC 2111. O sinal Tensão1 está conectado ao terminal A11, o sinal Corrente1 está conectado ao terminal A12, e a entrada do sinal PWM é inserida no terminal CTR1OUT. O terminal terra é comum aos sinais Tensão1, Corrente1 e PWM, e estão interligados ao terminal DGND do BNC 2111.

3.5 INTERFACE NO LABVIEW

A interface do projeto, representada na Figura 3.13, foi criada utilizando o *software* LabVIEW. Através desta interface, é realizado o controle da plataforma.

Nas seções subsequentes, estão descritas as funções e ajustes disponíveis na interface, com base nos detalhes representados.

3.5.1 SINAL DE REFERÊNCIA

As configurações do sinal de referência (Tipo de sinal, Amplitude, Frequência, *Offset* e *Duty Cycle*) são escolhidas no detalhe A da Figura 3.13. Deve-se observar que *Duty Cycle* é um ajuste exclusivo para o sinal de onda quadrada.

O tipo de sinal gerado pode ser senoidal, dente de serra, triangular ou quadrado. A Amplitude e o *Offset* podem ser ajustados entre 0 e 300 mV, com incremento igual a 50 mV. A frequência pode ser ajustada entre 20 e 500 mHz, com incremento variável.

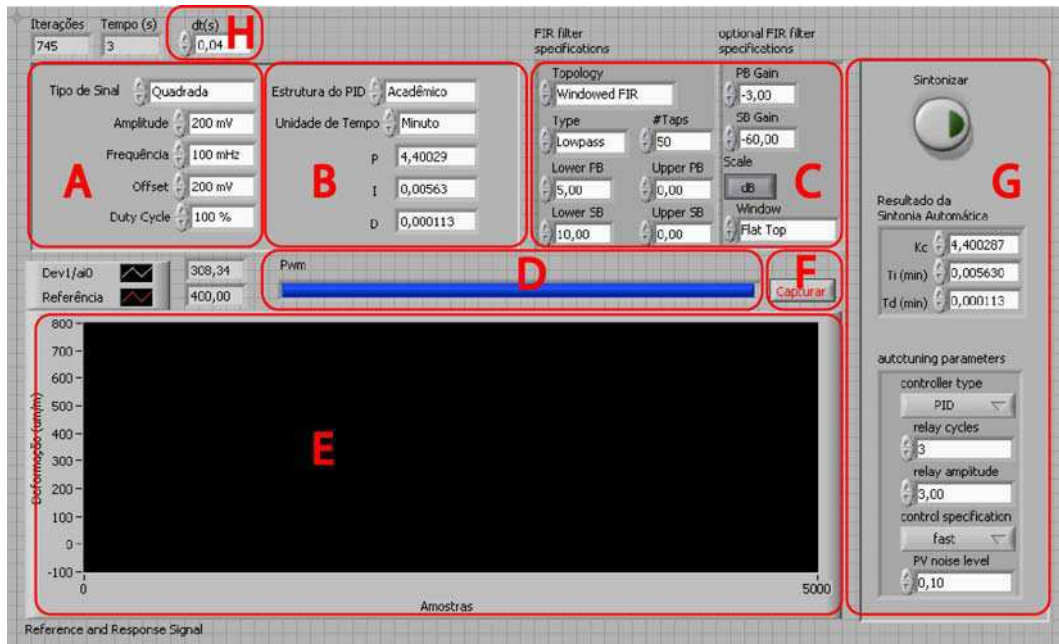


Figura 3.13 – Interface do projeto criada no LabVIEW
 Fonte: Elaborado pelo autor a partir de uma captura de tela

3.5.2 CONTROLADOR PID

Os parâmetros do controlador PID são escolhidos no detalhe B da Figura 3.13.

A estrutura do controlador pode ser escolhida entre três tipos: Acadêmico, Paralelo e Série; e a unidade de tempo dos parâmetros pode ser ajustada em minutos ou segundos.

Os parâmetros P, I e D correspondem aos parâmetros da Estrutura do controlador PID escolhido: K_c , T_i e T_d , para o tipo Acadêmico; K_p , K_i e K_d , para o tipo Paralelo; e K'_c , T'_i e T'_d , para o controlador Série.

Como o bloco PID padrão no LabVIEW utiliza a forma Acadêmica, é realizada uma conversão interna, na própria interface, entre a forma escolhida no detalhe B e a forma Acadêmica, de modo que a estrutura selecionada seja convertida diretamente sem a necessidade de cálculos adicionais.

3.5.3 FILTRO

As especificações do filtro são escolhidas no detalhe C da Figura 3.13. O filtro escolhido para este projeto foi um Filtro Passa Baixas com frequência de corte ajustada em 5 Hz, com ganho igual a -3 dB e banda de rejeição ajustada em 10 Hz, com ganho de -60 dB. Para mais detalhes sobre o filtro FIR, deve-se consultar o manual do LabVIEW.

3.5.4 INDICADOR PWM

O indicador em formato de barra horizontal, detalhe D da Figura 3.13, indica o valor do *Duty Cycle* do sinal PWM que está sendo aplicado à LMF, o que corresponde ao nível de tensão.

3.5.5 TELA DE SAÍDA

Na tela de saída, detalhe E da Figura 3.13, são exibidos o sinal de referência e o sinal de saída, ou seja, o sinal proveniente do Extensômetro. A escala do eixo vertical representa a tensão, em milivolts, e a escala do eixo horizontal representa o número de amostras.

3.5.6 OBTENÇÃO DAS CURVAS DE SAÍDA

Através do botão Capturar, detalhe F da Figura 3.13, obtêm-se as curvas exibidas na tela de saída como uma figura do *software* MATLAB, com eixo horizontal representado numa escala de tempo em segundos.

3.5.7 SINTONIA AUTOMÁTICA

Através do botão Sintonizar, detalhe G da Figura 3.13, é possível realizar a sintonia automática do controlador PID. Os resultados dessa operação são exibidos em Novos Parâmetros.

3.5.8 AJUSTE DO TEMPO

No detalhe H da Figura 3.13, pode ser ajustado o intervalo, ou ciclo de tempo, no qual o PID é chamado. Neste projeto foi utilizado um valor de $dt(s)$ igual a 0,04 s.

Segundo o Manual de utilização do LabVIEW (2009), se $dt(s)$ é menor ou igual a zero, o LabVIEW calcula o tempo desde a última vez na qual o PID foi chamado usando um temporizador interno com 1 ms de resolução. Se $dt(s)$ deve ser menor que 1 ms, o valor deve ser especificado. O valor padrão deste parâmetro no LabVIEW é -1.

3.6 OUTRAS CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA

A seguir, estão descritas duas características da planta do sistema que foram levadas em consideração no projeto. A primeira está relacionada aos limites físicos de deformação do conjunto formado pela viga e pela LMF, e a segunda diz respeito às deformações residuais que podem ser apresentadas.

3.6.1 DEFORMAÇÃO MÁXIMA DA VIGA

A deformação máxima sofrida pela viga de aço corresponde a uma tensão de saída igual a, aproximadamente, 700 mV. Este valor é obtido aplicando-se a máxima tensão de saída, ou seja, um PWM com *Duty Cycle* igual a 100%. Portanto, o sinal de referência deve ser pensado visando não ultrapassar os limites de operação, 0 mV e 700 mV. Vale salientar que estes limites são definidos para a viga sem carga. A adição de pesos à viga altera os limites de deformação.

Para uma máxima variação do sinal de saída, o sinal de referência deve possuir uma amplitude máxima igual a 350 mV e uma tensão de *offset* igual 350 mV, considerando que a saída segue o sinal de referência.

3.6.2 HISTERESE

Antes de se obter a resposta ao degrau, realizou-se um levantamento do comportamento do sistema ao se aplicar níveis de tensão distintos à LMF, na forma de um sinal PWM de frequência fixa. O objetivo deste levantamento inicial foi verificar como o sistema responde às variações do sinal PWM, já que esta é a maneira como a LMF é acionada, assim como verificar o efeito de histerese do sistema.

Para que esta curva fosse traçada de maneira correta, primeiramente, elevou-se a tensão de um valor mínimo até um valor máximo, sempre em incrementos positivos. Depois, a tensão foi diminuída, a partir do valor máximo, até um valor mínimo, sempre com incrementos negativos. Deste modo, foram realizadas medições com o *Duty Cycle* do sinal PWM variando entre 5% e 100%. Não se utilizou o valor mínimo como sendo 0%, porque o sistema não se comportou bem para este valor. Os dados obtidos estão agrupados na Tabela 3.1, e a curva, correspondente aos dados obtidos, está ilustrada na Figura 3.14.

Tabela 3.1 – Resposta do sistema a variações no PWM

Teste com Tensão Crescente		Teste com Tensão Decrescente	
PWM (Duty Cycle)	Tensão na Ponte (mV)	PWM (Duty Cycle)	Tensão na Ponte (mV)
0,05	21	1,00	690
0,10	28	0,90	660
0,15	34	0,80	630
0,20	42	0,70	580
0,30	56	0,60	500
0,40	60	0,50	370
0,50	150	0,40	220
0,60	430	0,30	40
0,70	560	0,20	10
0,80	600	0,15	9
0,90	660	0,10	8
1,00	690	0,05	5

Fonte: Obtido experimentalmente

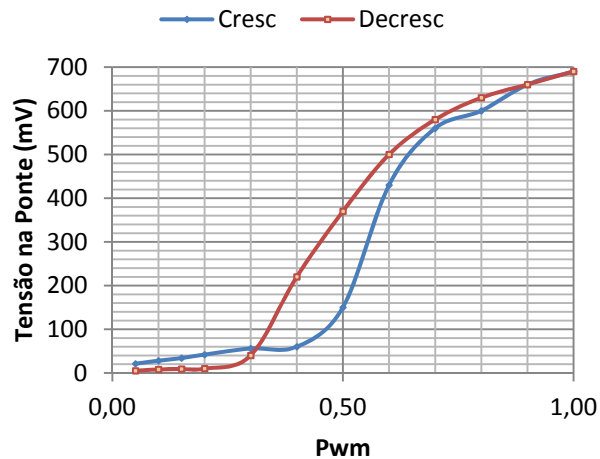


Figura 3.14 – Curva de Histerese do Sistema

Fonte: Obtido experimentalmente

A curva para valores crescentes corresponde ao aquecimento da LMF, e a curva para valores decrescentes corresponde ao resfriamento.

Percebeu-se que o sistema apresenta uma histerese considerável, que deve afetar o comportamento final do sistema controlado. Para contornar esta característica indesejada, decidiu-se realizar o projeto para a situação de funcionamento mais complicada, ou seja, para o caso em que a viga é levantada.

4 MODELAGEM DO SISTEMA E PROJETO DO CONTROLADOR

Antes tentar controlar um sistema, faz-se necessário conhecer seu comportamento, preferencialmente, através de modelos matemáticos. A partir de um modelo aproximado do sistema, projeta-se um controlador, que permite que o sistema responda a um sinal de referência. Com base na resposta final do sistema, deve-se decidir se o controlador ainda necessita de ajustes, ou se este funciona conforme as especificações.

Na seção 4.1, é explicado o processo de identificação de um modelo para o sistema. A seção 4.2 abrange o projeto e sintonização dos controladores. Por fim, na seção 4.3, são avaliados os controladores projetados seguindo alguns critérios de desempenho.

4.1 MODELAGEM

Diversos modelos matemáticos podem ser usados para representar um sistema, desde simples modelos de primeira ordem mais atraso, como o da equação (4.1), até outros mais complexos com ordem mais elevada. O modelo escolhido para representar o sistema da Plataforma de Testes é um Modelo de Segunda Ordem com Polos Reais e Atraso, equação (4.2).

$$G(s) = \frac{Kp}{(1 + T_1 s)} e^{-Ls} \quad (4.1)$$

$$G(s) = \frac{Kp}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} e^{-Ls} \quad (4.2)$$

Onde:

- K_p é o ganho proporcional;
- T_1 e T_2 são as constantes de tempo do sistema;
- L é o atraso de transporte.

A identificação do modelo do sistema foi realizada com o auxílio de dois *softwares*, o LabVIEW SignalExpress e o MATLAB, e foi dividida em duas etapas:

1. Obter a resposta ao degrau do sistema, utilizando o SignalExpress.
2. Encontrar a Função de Transferência correspondente ao modelo especificado, utilizando o aplicativo Ident do MATLAB.

4.1.1 RESPOSTA AO DEGRAU

O LabVIEW SignalExpress é uma das ferramentas computacionais disponibilizadas pela National Instruments para uso com as placas de aquisição de dados da empresa. Este *software* é uma ferramenta bastante útil e de fácil utilização, de modo que não foram necessárias alterações nas conexões entre a plataforma e o bloco de terminais BNC 2110, antes de realizar as medições.

O SignalExpress utiliza blocos virtuais, denominados *steps*, que podem ser configurados como entradas ou saídas de dados, bastando o usuário escolher o tipo de função a ser desempenhada em apenas alguns passos. Para obter a resposta ao degrau do sistema, foram usados dois *steps*, representados na Figura 4.1: o *DAQmx Generate*, para gerar um degrau sobre da LMF (saída CTR1), e o *DAQmx Acquire*, para realizar a leitura dos valores de tensão Ponte de Wheatstone (entrada AI0), que correspondente à deformação da viga.



Figura 4.1 – *Steps* utilizados para obter a resposta ao degrau
 Fonte: Elaborado pelo autor a partir de uma captura de tela

Ainda usando o *DAQmx Acquire*, também foram medidos os sinais nas entradas Tensão1 (terminal AI1) e Corrente1 (terminal AI2), que são amostras dos sinais de tensão e corrente sobre a LMF.

O levantamento da resposta ao degrau foi realizado aplicando sinais na forma de pulso, com diferentes intervalos de tempo para nível alto (9 s) e nível baixo (1 s), como ilustrado na Figura 4.2. Estes intervalos foram escolhidos com base no comportamento observado para o sistema, de modo que o sistema atingisse o regime.

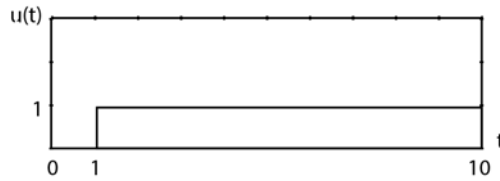


Figura 4.2 – Degrau aplicado sobre a LMF

Fonte: Elaborado pelo autor

O processo de obtenção da resposta ao degrau foi realizado quatro vezes, visando aumentar a precisão do experimento, e os dados foram armazenados em arquivos de texto do tipo txt.

As curvas foram traçadas, utilizando os dados contidos no intervalo entre 1 s e 9 s, que correspondem ao intervalo de duração do degrau unitário, e estão agrupadas no gráfico da Figura 4.3, onde é possível compará-las visualmente.

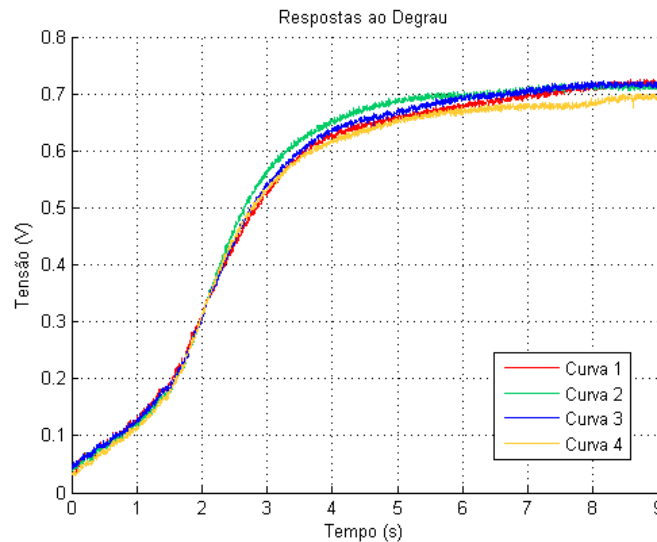


Figura 4.3 – Respostas ao degrau obtidas Experimentalmente

Fonte: Obtido experimentalmente

Nota-se que o valor mínimo do sinal de saída é diferente de zero, isto se deve ao ruído e também às variações no nível de repouso da viga, que pode sofrer leves deformações permanentes, o que reforça a importância de ajustar o nível de *offset* do sinal de saída.

No gráfico da Figura 4.4, estão representadas três curvas correspondentes às amostras de tensão (Tensão1) e corrente (Corrente1) sobre a LMF, bem como a resposta ao degrau do sistema (V_{ponte}), para um dos conjuntos de dados. O sinal Tensão1 possui um nível máximo de tensão menor do que a tensão aplicada à LMF, além do que, esta curva possui uma leve distorção na transição, devido ao efeito de carga do capacitor do filtro passa baixas presente etapa de amostragem.

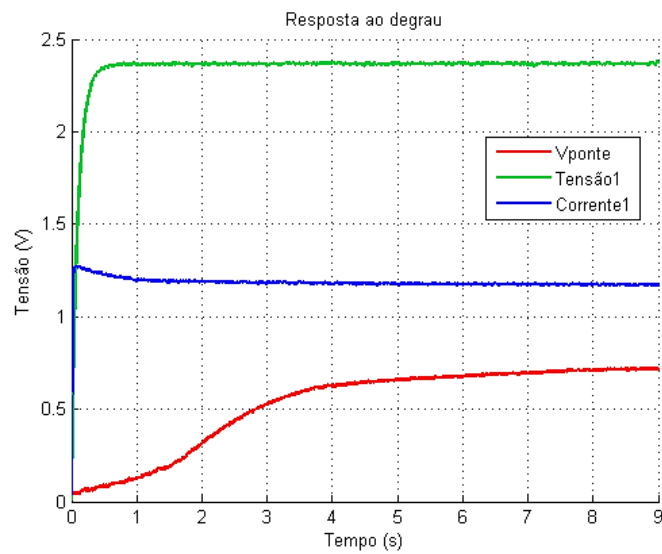


Figura 4.4 – Curvas de Sinal de Entrada e Resposta ao Degrau
Fonte: Obtido experimentalmente

4.1.2 MODELO DO PROCESSO

Utilizando o aplicativo Ident, foram estimados quatro modelos para o sistema, um para cada conjunto de dados. Na identificação do modelo, a tensão de referência foi considerada como um degrau unitário de 1 V, visto que esse é o valor de saída do bloco de terminais BNC 2111. As respostas ao degrau, correspondentes aos modelos, estão agrupadas na Figura 4.5.

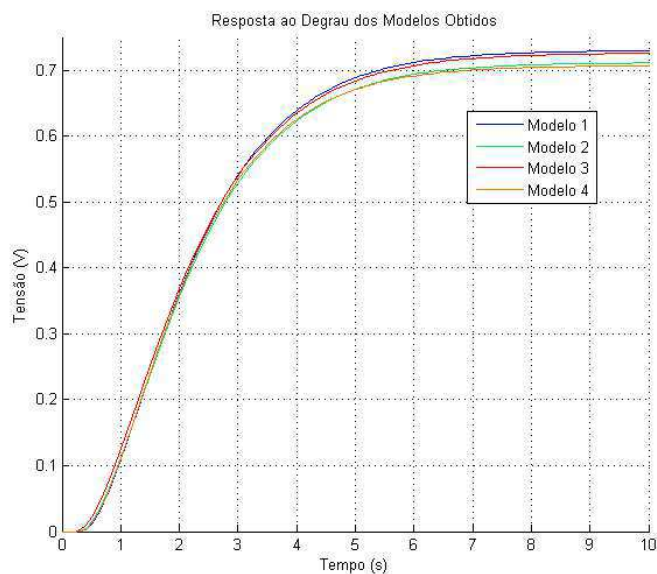


Figura 4.5 – Resposta ao Degrado para as Funções obtidas
Fonte: Obtido através do Ident do MATLAB

Onde é possível observar a semelhança entre as curvas. Mas esta semelhança não garante que os modelos são válidos.

4.1.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS

Apesar de as funções obtidas serem bastante semelhantes entre si, isto não garante que os modelos sejam uma boa representação para o sistema, além do que, deve-se escolher apenas um modelo para representá-lo. Portanto, foi realizada a validação dos modelos.

A validação tem como objetivo determinar quão bem os modelos se aproximam do sistema real, e é realizada através da comparação direta entre a resposta ao degrau dos modelos e as respostas ao degrau obtidas experimentalmente. Este processo foi realizado utilizando a função *Validation Data* do Ident, que realiza esta operação automaticamente e retorna como resultado o percentual de ajuste de cada modelo em relação às curvas. Os percentuais de ajuste obtidos para cada modelo estão organizados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Percentual de Ajuste dos Modelos em relação às curvas

Percentual de Ajuste (%)					
Modelo	Curva 01	Curva 02	Curva 03	Curva 04	Média
01	86,61	90,61	92,59	91,54	90,33
02	90,75	89,25	92,58	92,57	91,28
03	87,63	89,99	92,58	91,77	90,49
04	91,61	89,46	92,68	92,97	91,68

Fonte: Elaborado pelo autor a partir de dados do Ident

Os quatro modelos foram comparados às quatro curvas, e foi calculada a média do percentual de ajuste. De onde, concluiu-se que o melhor modelo é 04, que foi escolhido para representar o sistema. Este modelo possui a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{0,70712}{(1 + 0,999 s)(1 + 0,993 s)} e^{-0,298 s} \quad (4.3)$$

Cujos parâmetros são:

$$K_p = 0,70712$$

$$T_1 = 0,99881$$

$$T_2 = 0,99348$$

$$L = 0,29798$$

Utilizando a função *zpk* do MATLAB, a representação da equação (4.3) foi expressa em função dos zeros, polos e ganho, obtendo como resultado a equação (4.4).

$$G(s) = \frac{0,7126}{(s + 1,007)(s + 1,001)} e^{-0,3s} \quad (4.4)$$

O modelo escolhido possui dois polos reais, praticamente idênticos, iguais a 1,007 e 1,001, não possui zeros, mas possui um atraso de transporte igual a 0,30 s. A curva da resposta ao degrau para este modelo está representada na Figura 4.6, juntamente com uma das curvas experimentais, onde é possível comparar visualmente as duas respostas.

O modelo não é totalmente fiel à curva experimental, mas possui um elevado percentual de ajustamento.

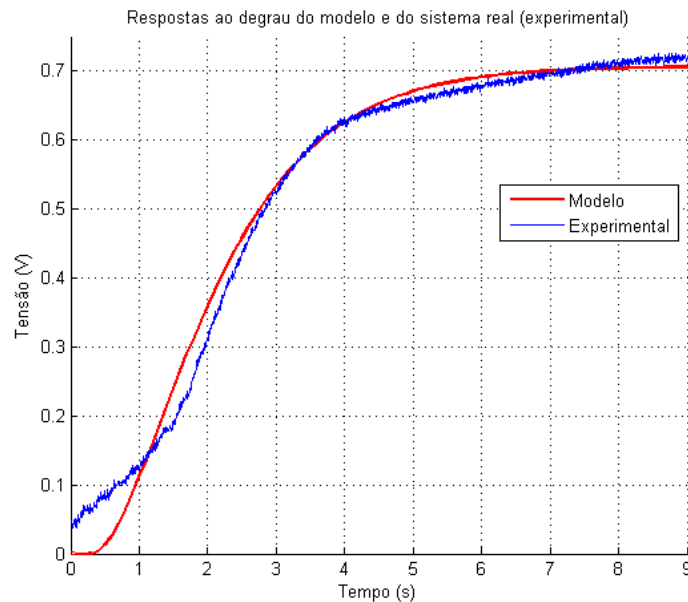
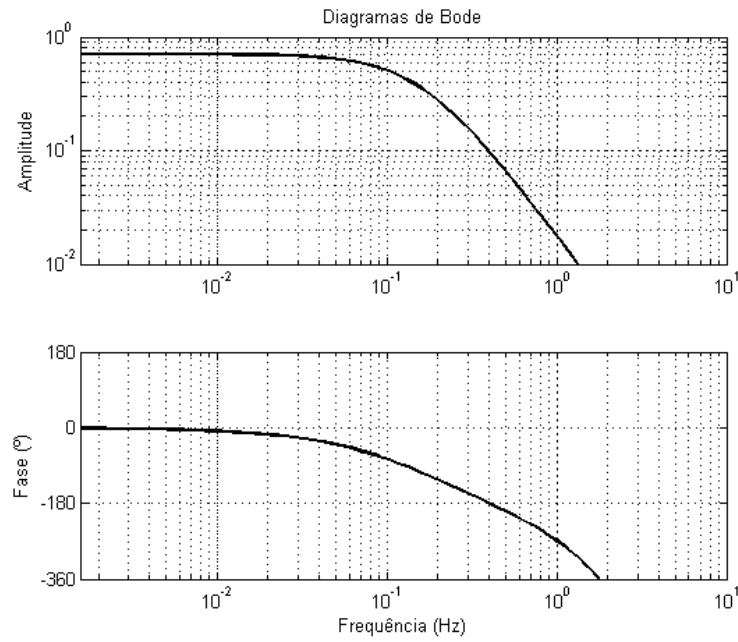


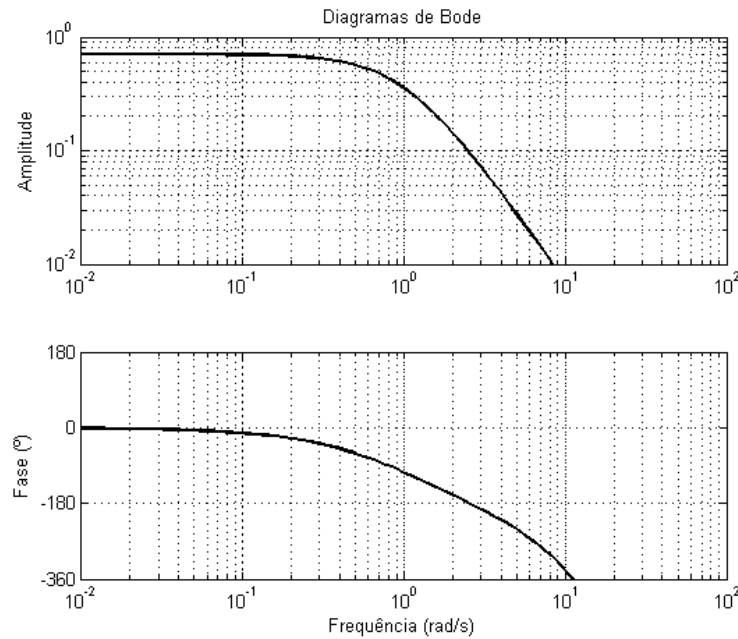
Figura 4.6 – Gráfico comparativo entre o modelo e uma das curvas experimentais
Fonte: Obtido utilizando o Ident do MATLAB

4.1.4 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

As curvas de resposta em frequência, Diagramas de Bode, foram traçadas a partir do modelo matemático do sistema, e estão ilustradas na Figura 4.7. A Figura 4.7 (a) possui frequência expressa em Hertz, enquanto a Figura 4.7 (b) possui escala de frequência expressa em radianos por segundo. As duas representações foram incluídas para que seja possível uma análise da resposta em ambas as escalas sem a necessidade de se converter valores.



(a) Representação com escala em Hertz



(b) Representação com escala em Radianos

Figura 4.7 – Diagramas de Bode do Modelo do Sistema

Fonte: Obtido utilizando o Ident do MATLAB

A frequência de corte do modelo do sistema encontra-se próxima a 100 mHz. Este é um modelo de baixas frequências, que pode refletir algumas características do sistema real, como por exemplo, uma resposta lenta porque existe uma dependência da temperatura. A obtenção da resposta em frequência do sistema real para efeitos de comparação se tornou inviável neste caso, pois o sistema apresenta histerese.

4.2 SINTONIA DO CONTROLADOR PID

Sintonizar o controlador significa ajustar seus parâmetros de forma a obter uma resposta desejada para o sistema. A sintonia do controlador PID foi realizada através de três diferentes métodos. O primeiro método baseia-se numa modificação, proposta por (Skogestad, 2003), para o método *Internal Model Control (IMC)*, que foi chamado de *Simple Internal Model Control (SIMC)*, ou *Skogestad Internal Model Control (SIMC)*. O segundo método utilizado foi o método de Ziegler-Nichols, que é um método clássico na Teoria de Controle. E o terceiro e último método utilizado foi a Sintonia Automática, utilizando bloco *PID Autotuning* do LabVIEW. Os três métodos são descritos a seguir.

4.2.1 MÉTODO SIMC

O método SIMC baseia-se na forma série de controladores PID, descrito na seção 2.2.2.3.

Segundo Skogestad (2003, p.291), este método de sintonia de controladores foi pensado com a ideia de que as regras de sintonia deveriam ser simples e fáceis de memorizar, assim como funcionar muito bem para uma ampla faixa de processos.

Este método é realizado em apenas dois passos:

1. Obter um modelo de primeira ou segunda ordem mais atraso. O atraso efetivo para este modelo pode ser obtido usando a “Regra dos Meios” (*Half-Rule*), proposta no artigo.
2. Obter os parâmetros do controlador, de acordo com o modelo obtido no passo anterior: PI, para um modelo de primeira ordem, ou PID, para um modelo de segunda ordem.

Neste trabalho, utilizou-se apenas o modelo de segunda ordem mais atraso, representado pela equação (4.2), já que o objetivo é projetar controladores do tipo PID. Este modelo foi obtido na etapa de identificação do sistema e, portanto, não foi necessário aplicar a Regra dos Meios.

O cálculo dos parâmetros do controlador PID série é realizado através das equações (4.5) a (4.7).

$$K'_c = \frac{1}{K_p} \frac{T_1}{T_c + L} \quad (4.5)$$

$$T'_I = \min (T_1, 4 (T_c + L)) \quad (4.6)$$

$$T'_D = T_2 \quad (4.7)$$

Onde $\min (a, b)$ é uma função que retorna o valor mínimo entre a e b .

Os parâmetros K_p , T_1 , T_2 e L são obtidos diretamente do modelo, equação (4.2) e o parâmetro T_c é a constante de tempo do sistema em malha fechada desejado, considerando que se deseja uma resposta final de primeira ordem mais atraso, como representada na equação (4.8).

$$\left(\frac{y}{y_s}\right)_{desejado} = \frac{1}{T_c s + 1} e^{-Ls} \quad (4.8)$$

O atraso, L , foi mantido na resposta desejada porque ele é inevitável.

Para uma resposta rápida e com boa robustez, utiliza-se $T_c = L$, o que implica em:

$$K'_c = \frac{0,5 T_1}{K_p L} \quad (4.9)$$

$$T'_I = \min (T_1, 8 L) \quad (4.10)$$

$$T'_D = T_2 \quad (4.11)$$

Os parâmetros do controlador PID série, modelado pelas equações (4.9) a (4.11), considerando $T_c = L$, são:

$$K'_c = 2,3705$$

$$T'_I = 0,9988 \text{ s}$$

$$T'_D = 0,9935 \text{ s}$$

Como estes parâmetros estão na forma série, eles precisaram ser convertidos para a forma Acadêmica, visando a sua utilização no LabVIEW. A conversão foi realizada usando as equações (2.19) a (2.21), obtendo os seguintes resultados:

$$K_C = 7,0925$$

$$T_I = 3,9890 \text{ s}$$

$$T_D = 0,4980 \text{ s}$$

4.2.2 MÉTODO DE ZIEGLER-NICHOLS

Em meados de 1940, Ziegler e Nichols desenvolveram dois métodos empíricos para a sintonia de controladores, que ainda são usados atualmente: o Método da Reação do Processo, também chamado de Método da Tangente, e o Método do Ciclo Contínuo.

Neste trabalho, utilizou-se apenas o Método de Reação do Processo, que fornece os valores dos parâmetros do controlador PID em função de valores obtidos a partir da resposta ao degrau do sistema, chamada de curva de reação do processo, como ilustrado na Figura 4.8. Para utilizar este método, a curva deve possuir um formato de S e ser aproximada por um modelo de primeira ordem mais atraso, como a equação (4.1).

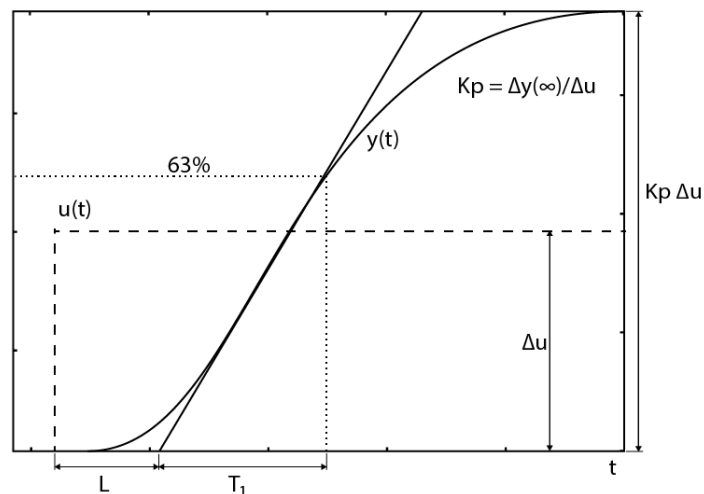


Figura 4.8 – Curva de Reação do Processo
Fonte: Adaptado de Skogestad (2003, p292)

Para obter estes parâmetros, traça-se uma reta que tende a acompanhar a curva na sua região linear. O atraso de transporte L é definido como o ponto onde esta reta intercepta o eixo t . E a constante T_1 é obtida através da diferença entre o tempo em que a resposta atinge 63% do valor de regime e o tempo do atraso de transporte.

O ganho K_p expressa a variação da saída em relação à entrada, não possui unidades e pode ser calculado pela equação (4.12). Ou seja, o ganho é uma razão entre o valor da saída, em regime e o valor do sinal de entrada.

$$K_p = \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta u} \quad (4.12)$$

Os parâmetros obtidos a partir da curva são usados para calcular os parâmetros do controlador PID, através das relações listadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Método de Ziegler-Nichols da Curva de Reação.

Tipo de Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$\frac{T_1}{K_p L}$	-	-
PI	$\frac{0,9 T_1}{K_p L}$	3,3 L	-
PID	$\frac{1,2 T_1}{K_p L}$	2 L	$\frac{L}{2}$

Fonte: Adaptado de BARROS, 2007, p.38

A curva de reação utilizada foi uma das curvas experimentais, representada na Figura 4.9, mas também poderia ser utilizada a curva da resposta ao degrau do modelo obtido na etapa de identificação, já que ela foi comprovada como uma boa aproximação do sistema.

Os parâmetros obtidos a partir da curva são:

$$K_p = 0,707$$

$$L = 1,04 \text{ s}$$

$$T_1 = (2,44 - 1,04) = 1,40 \text{ s}$$

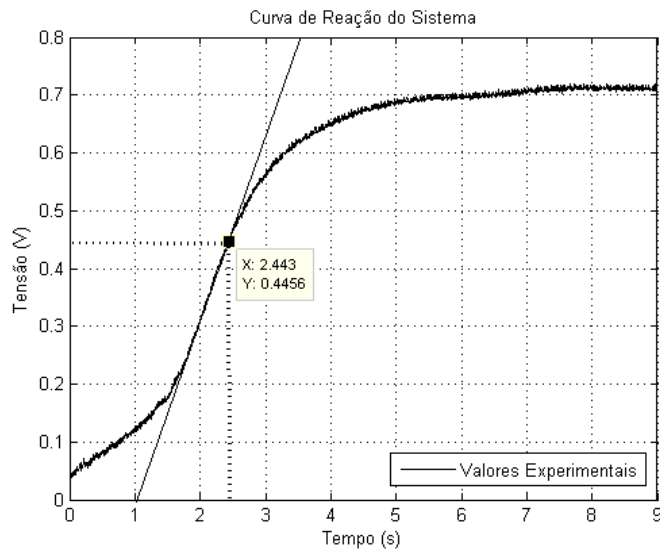


Figura 4.9 – Curva de reação obtida experimentalmente
 Fonte: Elaborado pelo autor a partir de curva do MATLAB

De onde, obtêm-se os seguintes parâmetros do controlador:

$$K_c = 2,2848$$

$$T_i = 2,08 \text{ s}$$

$$T_d = 0,52 \text{ s}$$

A limitação deste método é que ele não pode ser usado em casos onde a resposta ao degrau em malha aberta possuir sobressinal, ou um integrador puro, o que não é o caso deste projeto.

4.2.3 SINTONIA AUTOMÁTICA

A sintonia automática foi realizada utilizando o bloco *PID Autotuning*, disponível no LabVIEW. Este Instrumento Virtual, do inglês *Virtual Instrument (VI)* está representado na Figura 4.10. Como o sistema de controle foi implementado no LabVIEW, este tipo de sintonia também foi um dos métodos utilizados.

O *PID Autotuning* é semelhante ao PID simples, mas possui algumas funções que possibilitam sua sintonia de modo automático, mesmo que não se tenha disponível um modelo do sistema. A sintonia é realizada com base nos parâmetros de entrada e saída, utilizando o Método de Ciclo Contínuo, proposto por Ziegler e Nichols.

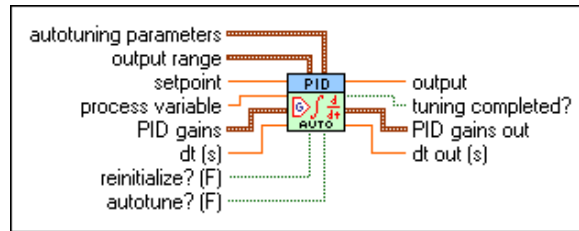


Figura 4.10 – PID *Autotuning*

Fonte: LabVIEW *Help*, 2013

A sintonia automática também pode ser usada para melhorar o desempenho do controlador. Neste projeto, a sintonia automática possui como objetivo melhorar a sintonia do controlador obtido pelo método de Ziegler-Nichols, descrito anteriormente.

Antes de iniciar o processo de sintonia, é necessário estabelecer um controlador que seja capaz de manter a estabilidade do sistema, mesmo que este não esteja sintonizado da melhor maneira, o que é o caso do método anterior, que apresentou um desempenho pobre durante a etapa de testes.

Para iniciar o processo de sintonia automática, deve-se configurar o valor $dt(s)$ como -1, executar o arquivo de forma contínua, inserir os parâmetros iniciais do controlador e, em seguida, clicar no botão Sintonizar da interface, representada na Figura 3.13. Após isto, o PID *Autotuning Wizard* é iniciado e sua janela, representada na Figura 4.11, é apresentada ao usuário.

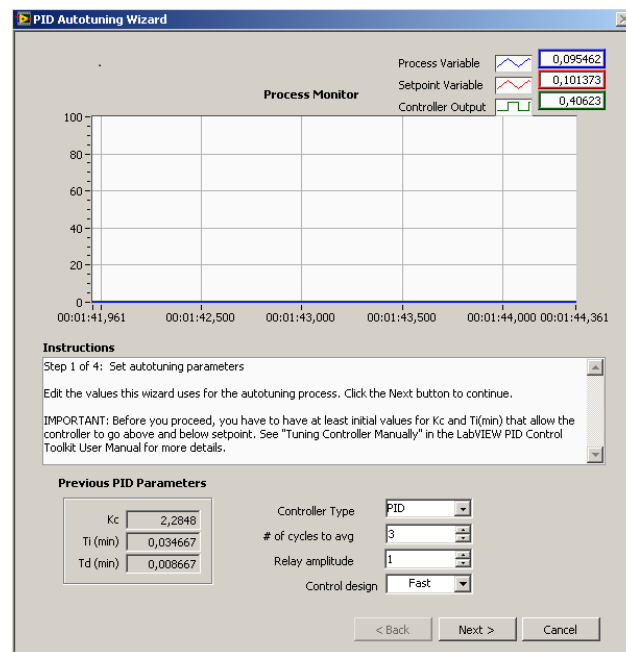


Figura 4.11 – PID *Autotuning Wizard*: Janela Final

Fonte: Elaborado pelo autor a partir de captura de tela

Na janela *PID Autotuning Wizard*, são escolhidas as características principais do controlador desejado: o tipo de controlador (*Controller Type*): P, PI, ou PID; e o modelo do controlador (*Control design*): rápido, normal ou lento (*Fast, Normal* ou *Slow*). *Fast* produz como resultado um controlador rápido, porém com sobressinal, e o *Slow* produz um controlador mais lento, mas que apresenta um sobressinal bem menor.

No próximo passo da sintonia, é estimado o nível atual de ruído (*Current Noise Level Estimate*), o que é feito pelo próprio *Wizard*, como representado na Figura 4.12. Caso o usuário não esteja satisfeito com os valores, estes podem ser estimados novamente.

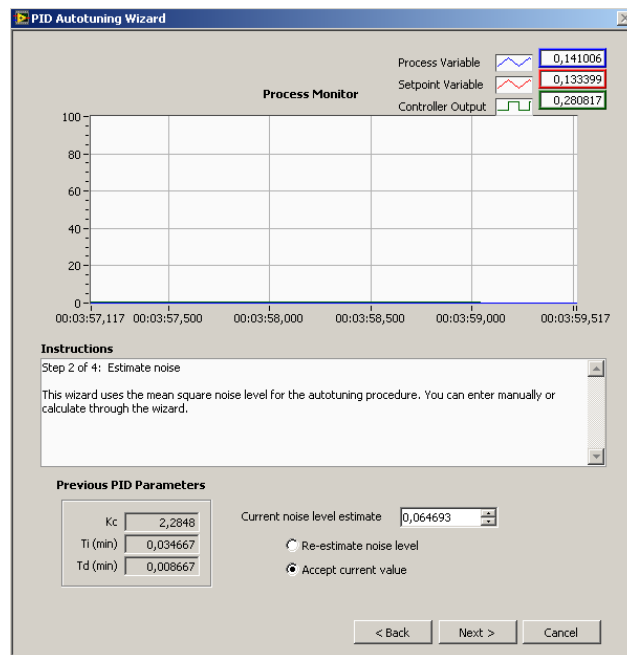


Figura 4.12 – PID Autotuning Wizard: Estimação do nível de ruído

Fonte: Elaborado pelo autor a partir de captura de tela

Por fim, são calculados os novos parâmetros do controlador (*New PID Parameters*), que o usuário pode decidir por aceitar ou usar os valores anteriores do controlador, como representado na Figura 4.13.

Os parâmetros obtidos com a sintonia automática variam a cada execução do *Wizard*, mas as respostas obtidas são semelhantes. Uma observação que deve ser feita é que os parâmetros, K_c e T_i , calculados pelo *Wizard*, estão expressos em minutos.

Os parâmetros obtidos foram:

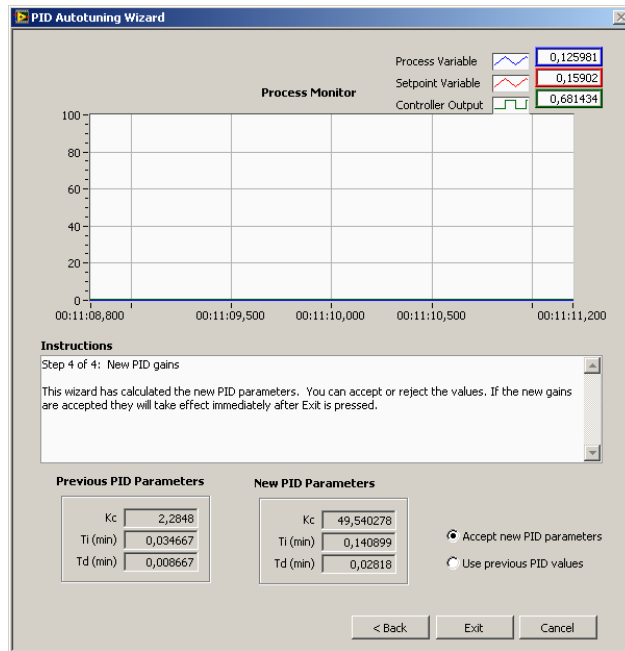


Figura 4.13 – *PID Autotuning Wizard*: Cálculo dos Novos Parâmetros

Fonte: Elaborado pelo autor a partir de captura de tela

5 TESTES E RESULTADOS

Neste capítulo são descritos os testes realizados com o sistema utilizando cada um dos controladores projetados, bem como uma avaliação dos resultados obtidos.

Na seção 5.1, estão descritos os testes que foram realizados. Na seção 5.2, são apresentados os resultados dos testes sob a forma de gráficos. Em seguida, na seção 5.3, é realizada a análise dos resultados apresentados na seção 5.2.

5.1 DESCRIÇÃO DOS TESTES

Para cada um dos controladores, foram realizados três testes com o sistema. Os dois primeiros avaliam a resposta do sistema a entradas do tipo senoidal e onda quadrada, sem carga, e o terceiro avalia a rejeição do sistema a distúrbios na saída.

Para a resposta a um sinal senoidal, foram utilizados dois sinais com frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, tensão de *offset* igual a 200 mV ou 300 mV, e com amplitude igual a 100 mV.

Para a resposta a um sinal onda quadrada, foram utilizados dois sinais com frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, tensão de *offset* igual a 200 mV ou 300 mV, *Duty Cycle* igual a 50%, e amplitude igual 100 mV.

Para a resposta a uma perturbação na saída, foi aplicada uma tensão de referência constante à entrada, de modo que a viga permanecesse numa posição estável. Em seguida, foram adicionados à bandeja pesos com valores distintos, 50g e 100g, de modo a aplicar sobre a viga uma força igual a 196 mN e 490 mN, respectivamente, e que funcionam como um degrau de perturbação aplicado à saída. O instante, no qual a carga foi adicionada à viga varia de um gráfico para outro, visto que essa foi uma operação manual.

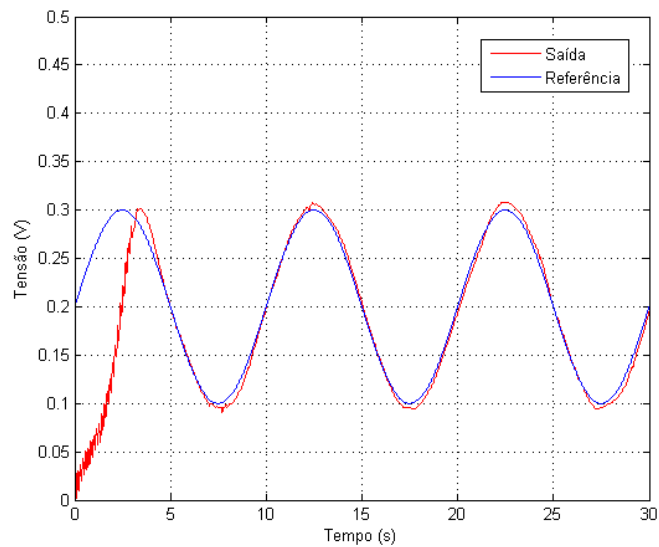
5.2 RESULTADOS OBTIDOS

Os resultados obtidos em cada um dos testes, para os três controladores PID, estão representados nas Figuras 5.1 a 5.9. Estes resultados estão organizados, conforme o tipo de sintonia utilizada.

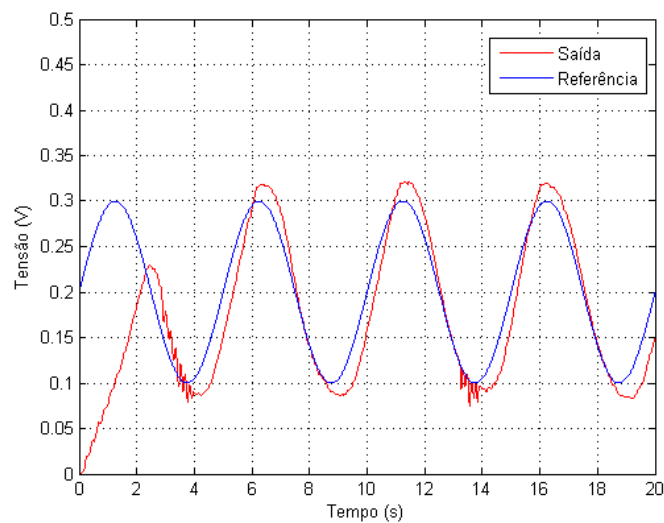
5.2.1 MÉTODO SIMC

A seguir, estão apresentadas as respostas obtidas para os testes com o controlador obtido pelo Método SIMC.

Na Figura 5.1, estão representadas as curvas obtidas para um sinal de referência senoidal, com amplitude igual a 100 mV, tensão de *offset* igual a 200 mV, sem carga na viga. O sinal de referência possui frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, para as Figuras 5.1 (a) e 5.1 (b), respectivamente.



(a) Frequência: 100 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 200 mV

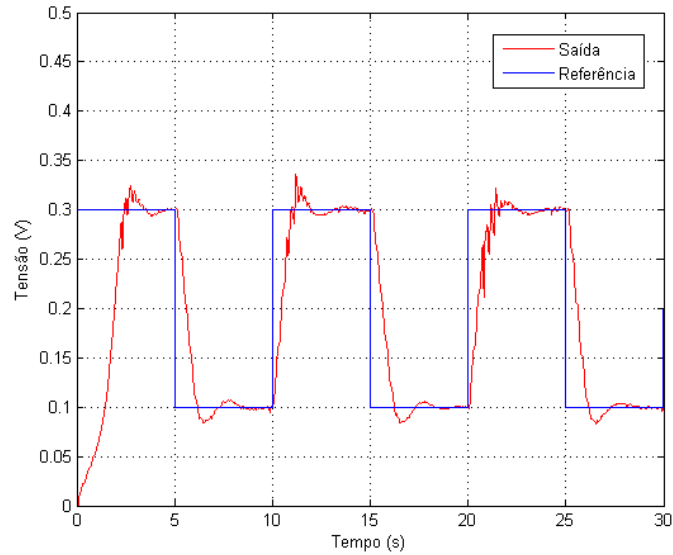


(b) Frequência: 200 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 200 mV

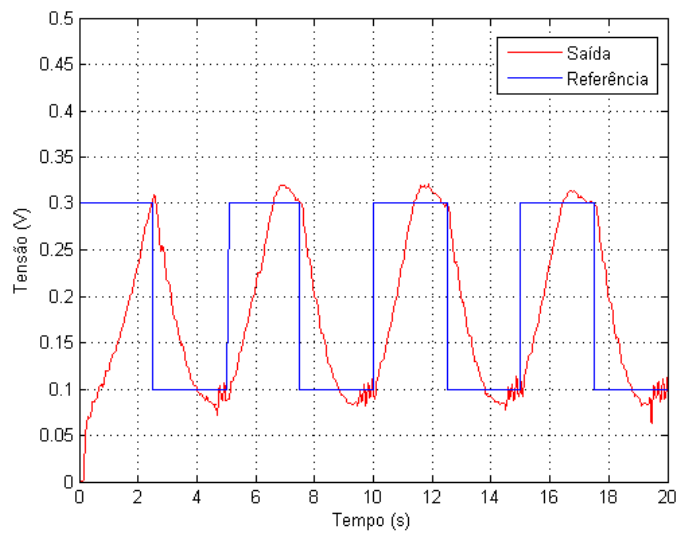
Figura 5.1 – Resposta a sinal senoidal para o Método SIMC. Carga: 0 N

Fonte: Obtido experimentalmente

Na Figura 5.2, estão representadas as curvas obtidas para uma referência do tipo onda quadrada, com amplitude igual a 100 mV, tensão de *offset* igual a 200 mV, sem carga na viga. O sinal de referência possui frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, para as Figuras 5.2 (a) e 5.2 (b), respectivamente.



(a) Frequência: 100 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 200 mV

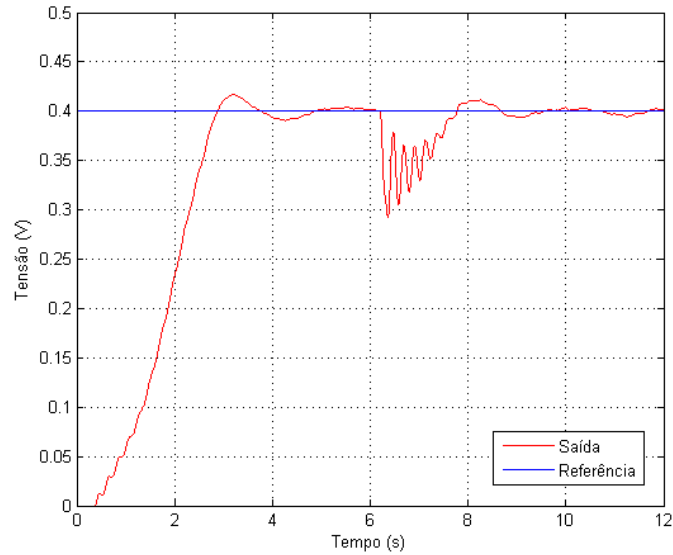


(b) Frequência: 200 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 200 mV

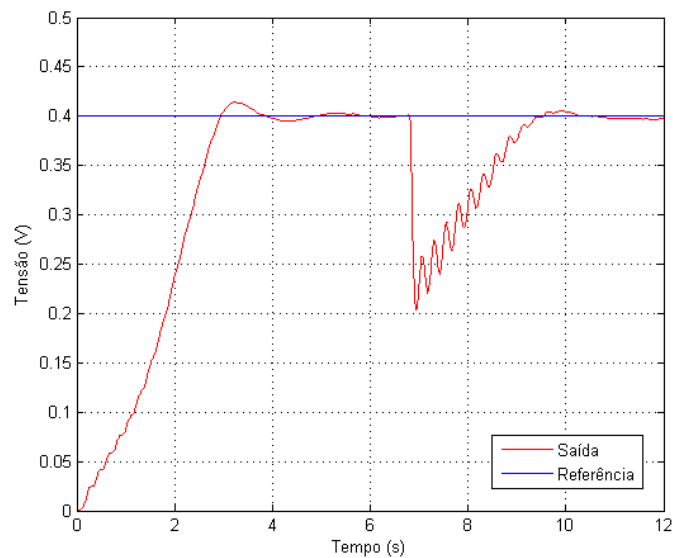
Figura 5.2 – Resposta a um sinal de onda quadrada para o Método de SIMC. Carga: 0 N

Fonte: Obtido experimentalmente

Na Figura 5.3, estão representadas as curvas obtidas para os testes de perturbação, com cargas aplicadas após o sistema se estabilizar em uma referência igual a 400 mV. As cargas utilizadas são iguais a 196 mN e 490 mN, para as Figuras 5.3 (a) e 5.3 (b), respectivamente.



(a) Sinal de Referência: 400 mV; Carga: 196 mN



(b) Sinal de Referência: 400 mV; Carga: 490 mN

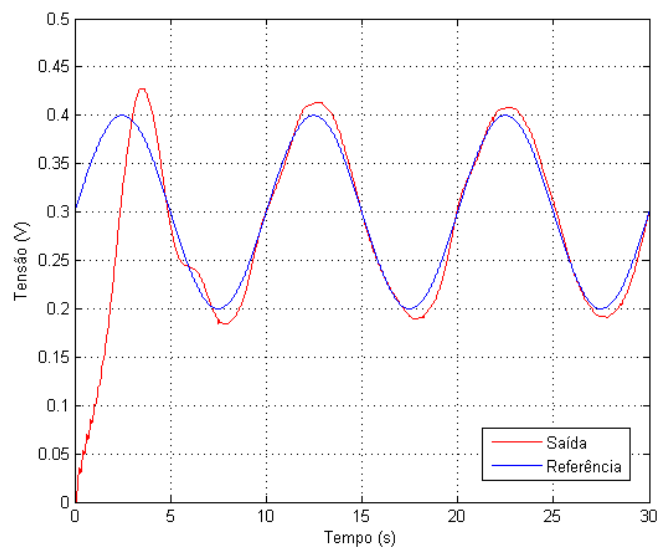
Figura 5.3 – Resposta a uma perturbação na saída para o Método SIMC

Fonte: Obtido experimentalmente

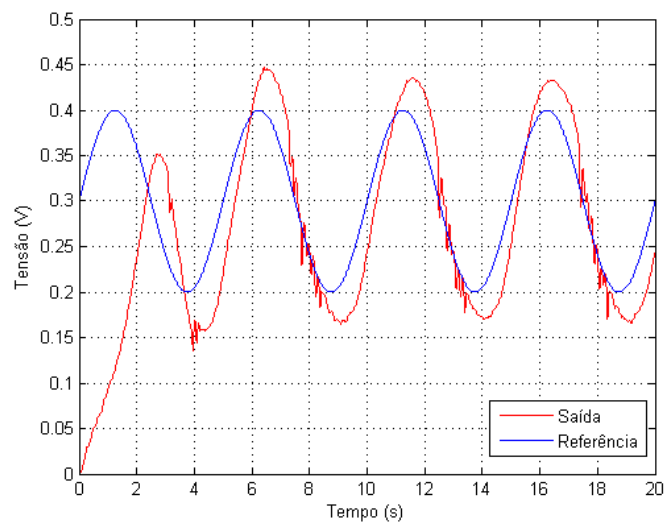
5.2.2 MÉTODO DE ZIEGLER-NICHOLS

A seguir, estão apresentadas as respostas obtidas para os testes com o controlador obtido pelo Método de Ziegler-Nichols.

Na Figura 5.4, estão representadas as curvas obtidas para um sinal de referência senoidal, com amplitude igual a 100 mV, tensão de *offset* igual a 300 mV, sem carga na viga. O sinal de referência possui frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, para as Figuras 5.4 (a) e 5.4 (b), respectivamente.



(a) Frequência: 100 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

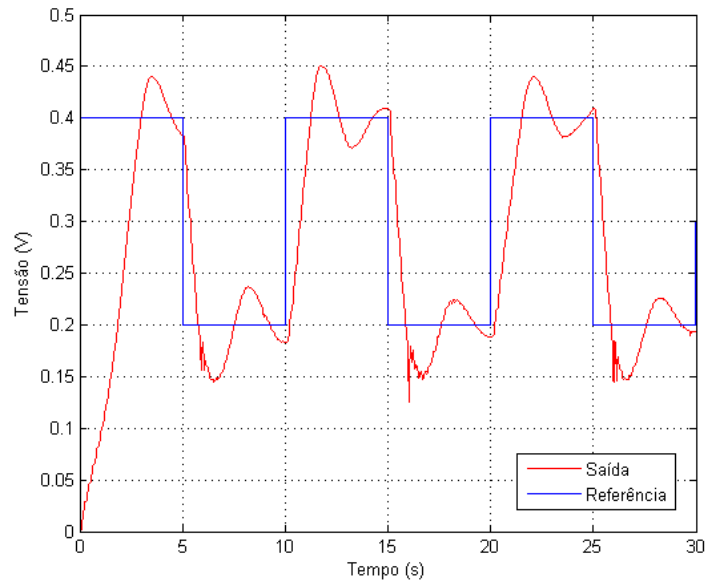


(b) Frequência: 200 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

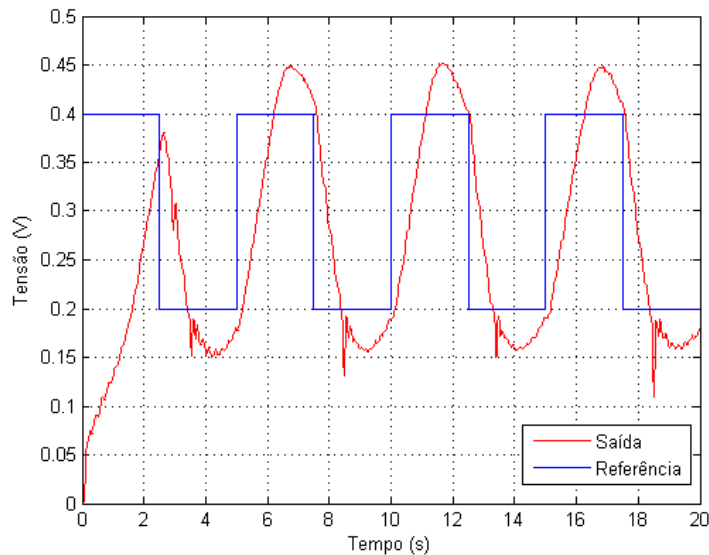
Figura 5.4 – Resposta a sinal senoidal para o Método de Ziegler-Nichols. Carga: 0 N

Fonte: Obtido experimentalmente

Na Figura 5.5, estão representadas as curvas obtidas para uma referência do tipo onda quadrada, com amplitude igual a 100 mV, tensão de *offset* igual a 300 mV, sem carga na viga. O sinal de referência possui frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, para as Figuras 5.5 (a) e 5.5 (b), respectivamente.



(a) Frequência: 100 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

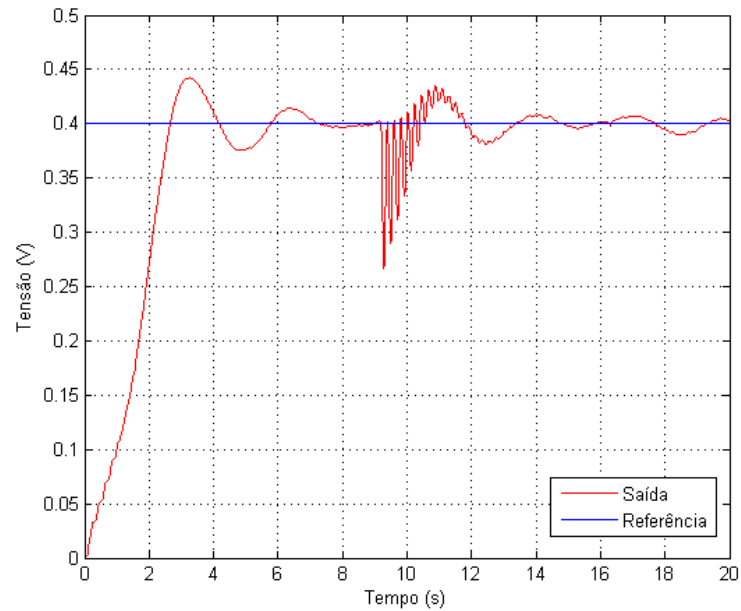


(b) Frequência: 200 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

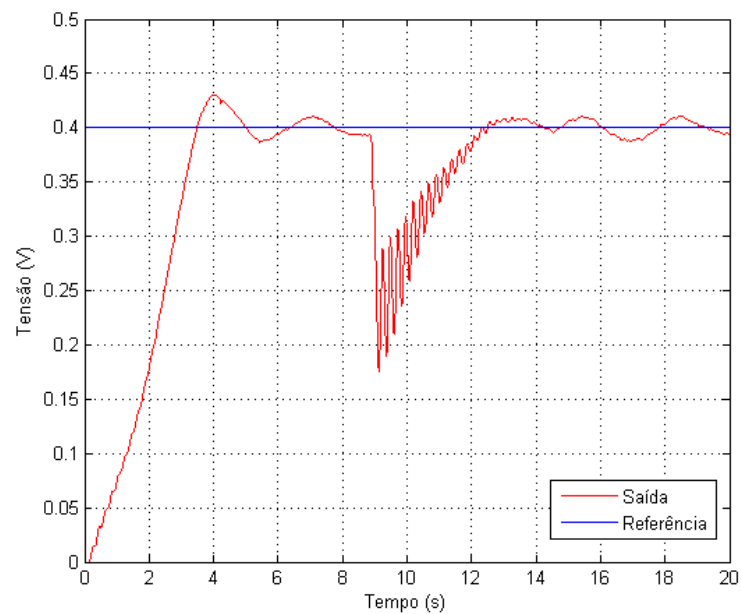
Figura 5.5 – Resposta a um sinal de onda quadrada para o Método de Ziegler-Nichols. Carga: 0 N

Fonte: Obtido experimentalmente

Na Figura 5.6, estão representadas as curvas obtidas para os testes de perturbação, com cargas aplicadas após o sistema se estabilizar em uma referência igual a 400 mV. As cargas utilizadas são iguais a 196 mN e 490 mN, para as Figuras 5.6 (a) e 5.6 (b), respectivamente.



(a) Sinal de Referência: 400 mV; Carga: 196 mN



(b) Sinal de Referência: 400 mV; Carga: 490 mN

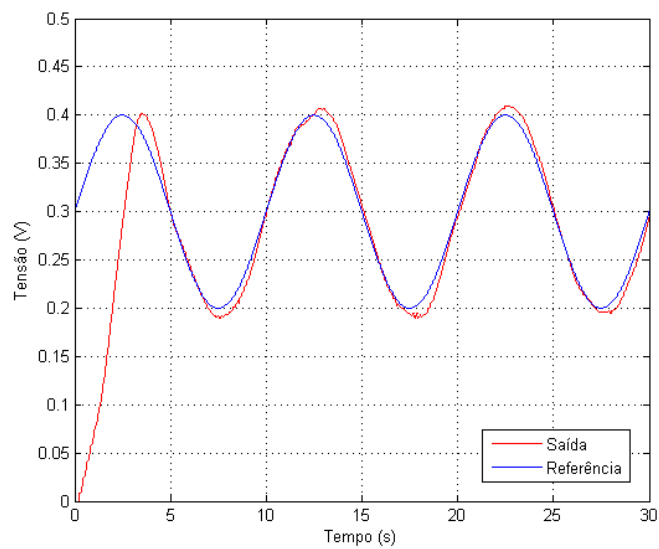
Figura 5.6 – Resposta a uma perturbação na saída para o Método de Ziegler-Nichols

Fonte: Obtido experimentalmente

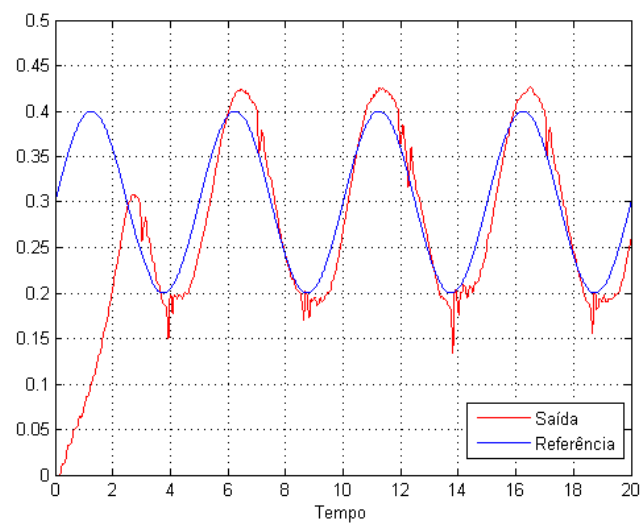
5.2.3 SINTONIA AUTOMÁTICA

A seguir, estão apresentadas as respostas obtidas para os testes com o controlador obtido pelo Método de Sintonia Automática.

Na Figura 5.7, estão representadas as curvas obtidas para um sinal de referência senoidal, com amplitude igual a 100 mV, tensão de *offset* igual a 300 mV, sem carga na viga. O sinal de referência possui frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, para as Figuras 5.7 (a) e 5.7 (b), respectivamente.



(a) Frequência: 100 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

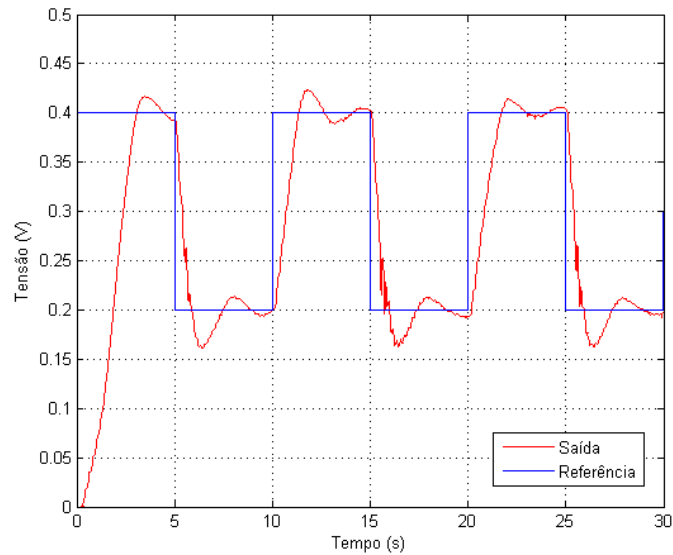


(b) Frequência: 200 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

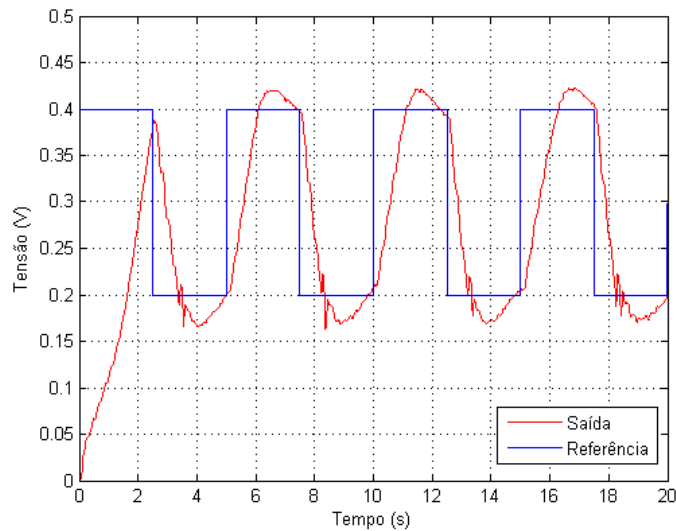
Figura 5.7 – Resposta a sinal senoidal para o Método de Sintonia Automática. Carga: 0 N

Fonte: Obtido experimentalmente

Na Figura 5.8, estão representadas as curvas obtidas para uma referência do tipo onda quadrada, com amplitude igual a 100 mV, tensão de *offset* igual a 300 mV, sem carga na viga. O sinal de referência possui frequências iguais a 100 mHz e 200 mHz, para as Figuras 5.8 (a) e 5.8 (b), respectivamente.



(a) Frequência: 100 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

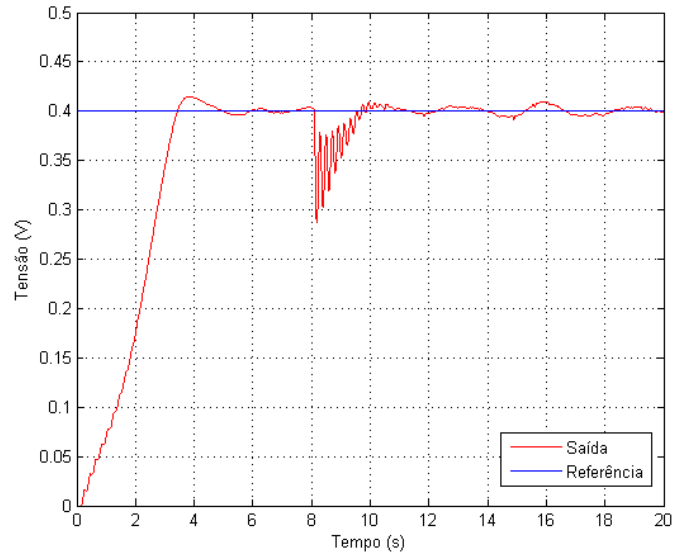


(b) Frequência: 200 mHz; Amplitude: 100 mV; *Offset*: 300 mV

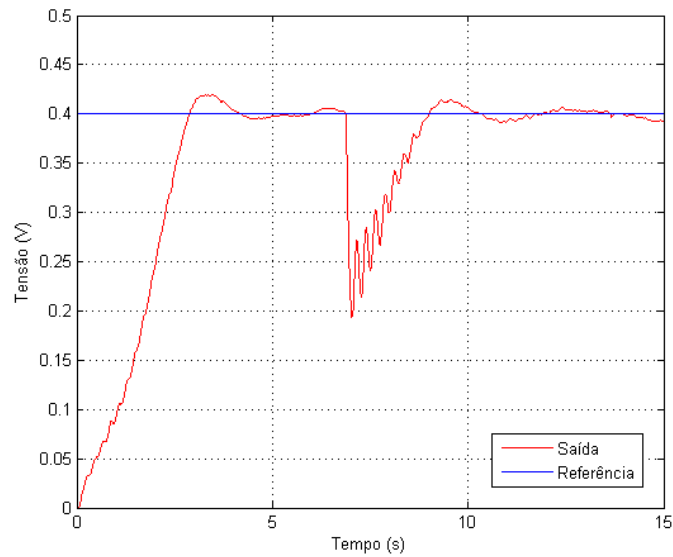
Figura 5.8 – Resposta a um sinal de onda quadrada para o Método de Sintonia Automática. Carga: 0 N

Fonte: Obtido experimentalmente

Na Figura 5.9, estão representadas as curvas obtidas para os testes de perturbação, com cargas aplicadas após o sistema se estabilizar em uma referência igual a 400 mV. As cargas utilizadas são iguais a 196 mN e 490 mN, para as Figuras 5.9 (a) e 5.9 (b), respectivamente.



(a) Sinal de Referência: 400 mV; Carga: 196 mN



(b) Sinal de Referência: 400 mV; Carga: 490 mN

Figura 5.9 – Resposta a uma perturbação na saída para o Método de Sintonia Automática

Fonte: Obtido experimentalmente

5.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Para avaliar os métodos utilizados, foram utilizados diversos índices de desempenho, que estão organizados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Índices de desempenho

Método de sintonia	Tc	Kp	Ti	Td	Ms	IAE	ITAE	ISE
SIMC	0,2980	7,0925	3,9890	0,4980	1,9490	0,9054	2,0277	0,4564
Ziegler-Nichols	-	2,2848	2,08	0,52	1,2256	1,2882	1,3852	0,7878

Fonte: Valores Calculados

De acordo com os índices de desempenho calculados para os controladores, o Método SIMC apresenta melhor desempenho teórico (valores mais baixos) para os índices ISE e IAE, que significa que o controlador se comporta melhor diante de mudanças no sinal de referência. Em relação ao índice Ms, o Método de Ziegler-Nichols apresenta um controlador com menor sobressinal. A análise do método de sintonia automática não foi realizada, pois ela funciona com um tempo de amostragem diferente dos outros controladores, o que impossibilitou uma comparação direta.

Para avaliar o desempenho real dos controladores, foram calculados os índices de desempenho IAE, ITAE e ISE, a partir da resposta ao degrau do sistema utilizando cada um dos controladores. Os resultados estão agrupados na tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Índices de desempenho real

Método de sintonia	Tc	Kp	Ti	Td	IAE	ITAE	ISE
SIMC	0,2980	7,0925	3,9890	0,4980	0,6346	0,7092	0,1727
Ziegler-Nichols	-	2,2848	2,08	0,52	0,6864	1,1377	0,1554
Automática	-	4,4003	0,3378	0,0068	0,6678	0,7801	0,1865

Fonte: Obtidos a partir de dados experimentais

Analisando os índices IAE e ITAE, nota-se que o controlador SIMC apresentou melhor desempenho, seguido pelo método de sintonia automática. Para o índice ISE, os três controladores apresentaram desempenho semelhante, mas o método de Ziegler-Nichols apresentou menor valor.

Pode-se notar também uma divergência entre os índices calculados a partir do modelo e os índices calculados a partir do sistema real.

Nos tópicos subsequentes, é realizada uma análise geral das respostas experimentais obtidas. Esta análise está organizada de acordo com o método de sintonia utilizado.

5.3.1 MÉTODO SIMC

As respostas obtidas para um sinal senoidal foram bastante satisfatórias. O sistema conseguiu acompanhar o sinal de referência com precisão e quase sem atraso.

As respostas para um sinal do tipo onda quadrada apresentaram sobressinal e uma leve oscilação com aparência de ruído. Esta oscilação ocorreu, provavelmente, devido ao efeito de histerese do sistema, que faz com que o controlador precise corrigir a posição da viga várias vezes, para situações em que o sistema responde de modo diferente do esperado. Mesmo com essa distorção, o sistema responde bem a este tipo de sinal.

De modo geral, para sinais com frequências maiores do que 100 mHz, o sistema não consegue acompanhar as variações do sinal de referência, podendo apresentar atraso e atenuação.

A resposta a uma perturbação na saída também apresentou resultados satisfatórios. Para uma carga de 196 mN o sistema se estabilizou em menos de 4 segundos, e, para uma carga de 490 mN, o sistema se estabilizou em aproximadamente 4 segundos. Para ambos os casos, o sistema retornou ao valor de referência.

5.3.2 MÉTODO DE ZIEGLER-NICHOLS

As respostas obtidas para um sinal senoidal foram satisfatórias, apesar de a saída possuir uma amplitude maior que a referência, o que pode indicar uma proximidade da frequência de corte do sistema. As respostas para sinais do tipo onda quadrada apresentaram um sobressinal elevado, e um tempo de estabelecimento de, aproximadamente, 5 segundos. Ambas as repostas também apresentaram pouco atraso em relação à referência.

Para frequências maiores que 100 mHz, o sistema apresentou atenuação e atraso em relação ao sinal de referência, assim como oscilação.

Em relação ao teste de rejeição à perturbação, o sistema apresentou comportamento semelhante para ambas as cargas, 196 mN e 490 mN. A viga retornou à posição de referência após 5 segundos, durante os quais foi notada bastante oscilação. Também foi observada uma oscilação de menor frequência em torno do sinal de referência, após a viga se recuperar da perturbação.

5.3.3 SINTONIA AUTOMÁTICA

As respostas obtidas para um sinal senoidal foram satisfatórias. O sistema apresentou uma melhoria em relação ao sistema usando o Método de Ziegler-Nichols, o que pode ser verificado através dos índices escolhidos como critério de avaliação. De modo semelhante aos outros métodos, a saída apresentou uma resposta com atraso para frequências maiores que 100 mHz.

As respostas para sinais do tipo onda quadrada apresentaram resposta semelhante ao método anterior, com uma pequena melhoria em relação ao sobressinal e ao tempo de estabelecimento.

Para o teste de rejeição à perturbação, o sistema também apresentou melhorias. A viga retornou à posição de referência após, aproximadamente, 3 segundos, para uma carga igual a 196 mN, e 5 segundos, para uma carga igual a 490 mN. A oscilação apresentada no retorno da viga à posição de referência diminuiu. Também foi observada uma oscilação de menor frequência, em torno do sinal de referência, após a viga se recuperar da perturbação.

6 CONCLUSÃO

A principal contribuição desse trabalho foi a identificação de um modelo do sistema que pode ser usado para projetar controladores para a Plataforma com Viga Engastada, e também o desenvolvimento de uma interface no LabVIEW para controle da viga, que permite que sejam utilizadas as principais topologias de controladores PID, sem a necessidade de conversões entre elas.

A partir dos índices de desempenho, utilizados como critério, obtidos a partir dos dados reais do sistema, conclui-se que o Método SIMC apresentou os melhores resultados em termos de sintonia de controladores PID, entre os métodos utilizados. Com este controlador, o sistema foi capaz de seguir os sinais de referência, assim como rejeitar os distúrbios aplicados, retornando aos valores de referência.

O Método de Ziegler-Nichols funcionou bem como uma estimativa inicial para sintonia de controladores, mas o controlador ainda necessitou de alguns ajustes para que pudesse fornecer uma melhor resposta.

O Método de Sintonia Automática funcionou bem como ferramenta para refinar a sintonia do controlador, utilizando um valor de $dt(s)$ igual a -1, que é o padrão do LabVIEW, mas atribuir este valor a $dt(s)$ pode fazer com que a interface perca o sincronismo com o sinal recebido da placa de aquisição, e, conseqüentemente, o controle sobre o sistema, após algum tempo de execução dos testes. Isto ocorre devido a atrasos na medição da deformação da viga, causados, principalmente, pelos *scripts* MATLAB, que estão presentes no arquivo da interface e que consomem bastantes recursos computacionais. Observou-se, ainda, que a sintonia por este método pode ser um pouco mais trabalhosa para valores de $dt(s)$ diferentes de -1.

Ficou evidenciado que, os controladores projetados funcionam muito bem para valores de frequência até 100 mHz. A partir deste valor, a saída pode apresentar atraso e atenuação em relação ao sinal de referência. Essa característica também diz respeito à rejeição à perturbação, para os casos em que os controladores sejam utilizados no controle de vibração, ou seja, caso a saída apresente uma saída oscilatória, as oscilações podem permanecer durante algum tempo até serem estabilizadas.

Destaca-se, ainda, que os *softwares* LabVIEW e MATLAB se apresentaram como ferramentas bastante úteis na identificação de sistemas e projeto de controladores.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como opção para possíveis trabalhos futuros utilizando a plataforma com viga engastada, sugere-se:

- Realizar testes com controladores PID projetados a partir de outros métodos não descritos neste trabalho, como os Métodos de: Cohen-Coon; Chien, Hrones e Reswick; Rovira; e Lopez;
- Realizar o projeto de controladores digitais, ao invés dos modelos analógicos.

REFERÊNCIAS

BARROS, P. R. **Sintonia de Controladores PID**. Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – PB, maio de 2007.

CHOPRA, I.; SIROHI, J. **Smart Structures Theory**. Cambridge University Press, Cambridge, 2013.

DISTEFANO, J. J. STUBBERUD, A. R.; WILLIAMS, I. J. **Schaum's outline of theory and problems of feedback and control systems**. McGraw-Hill, New York, 1990.

LAGOUDAS, D. C. **Shape Memory Alloys: Modeling and Engineering Applications**. Springer, 2008.

LEONG, S. L. **Using Shape Memory Alloy as Dampers: Design Methodology**. Dissertação – Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, 2005.

LIMA, W. M. **Plataforma para Análise Comportamental de Atuadores de Ligas com Memória de Forma e para Controle de Deformação de uma Barra Flexível**. Dissertação – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – PB, 2008.

NASCIMENTO, M. M. S. F. **Contribuição ao Estudo da Histerese em Ligas com Memória de Forma**. 1–17 p. Dissertação – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande - PB, 2002.

NATIONAL INSTRUMENTS. **E Series Multifunction DAQ Datasheet**. 2009.

NATIONAL INSTRUMENTS. **PID and Fuzzy Logic Toolkit User Manual**. 2009.

NATIONAL INSTRUMENTS. **System Identification Toolkit User Manual**. 2009.

NATIONAL INSTRUMENTS. **LabVIEW Professional Development System: help**. Version: 13.0f2, 2013. Documento eletrônico disponibilizado com LabVIEW 2013.

PEREIRA, L. L.; ALMEIDA, S. F. M. de. **Dispositivo de ensaio de ligas com efeito de memória de forma**. Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos – SP, 2002.

PEQUENO, A. A. P. **Aplicação de Métodos de Controle em uma Estrutura Ativa de Viga Engastada com Atuador de Liga com Memória de Forma**. Dissertação – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – PB, 2012.

REIS, R. P. B. dos. **Desenvolvimento de um equipamento para caracterização térmica de atuadores de ligas com memória de forma usando o efeito termoeletrônico**. Dissertação — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande – PB, 2010.

ROCHA, T. L. da. **Modelagem de Estruturas Inteligentes**. Dissertação - Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira – SP, 2004.

ROMANO, R.; TANNURI, E. A. **Modelagem e validação experimental de um atuador baseado em liga de memória de forma.** Controle & Automação, v. 19, n. 1, p. 30–42, 2008.

SANTOS, F. P. A. dos. **Vibration Control with Shape-Memory Alloys: In Civil Engineering Structures.** Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2011.

SKOGESTAD, S. **Simple analytic rules for model reduction and PID controller design.** J. Proc. Control, Vol. 13, p. 291-309, 2003.

VALENZUELA, W. A. V. **Sistema de Articulação Inteligente por Meio da Liga com Memória de Forma.** p. 16–24, Dissertação - UFCG, Campina Grande - PB, 2005.

ZIEGLER, J. G. NICHOLS, N. B. **Optimum settings for automatic controllers.** Trans. ASME, 64: 759-768, 1942.