ANDRÉ SEIJI SANDES IANAGUI

MODELAGEM E CONTROLE DE ATUADOR ANTAGÔNICO DE LIGA DE MEMÓRIA DE FORMA

São Paulo

2012

ANDRÉ SEIJI SANDES IANAGUI

MODELAGEM E CONTROLE DE ATUADOR ANTAGÔNICO DE LIGA DE MEMÓRIA DE FORMA

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

Área de concentração:
Engenharia de Controle e Automação Mecânica

Orientador:
Prof. Dr. Eduardo Aoun Tannuri

São Paulo

2012

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

São Paulo, 27 de novembro de 2012

Assinatura do autor

Assinatura do orientador

FICHA CATALOGRÁFICA

Ianagui, André Seji Sandes
Modelagem e controle de atuador antagônico de liga de memória de forma / A.S.S. Ianagui. – ed.rev. -- São Paulo, 2012.
124 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos.

1. Sistemas não lineares 2. Ligas leves 3. Algoritmos 4.Simulação (Modelagem) I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos II. t.

Dedico este trabalho à minha mãe (em memória), e ao meu pai.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, João e Nesirene, que sempre me deram todo o apoio e carinho por todos os caminhos que trilhei até aqui.

À minha irmã, Marianna, pelo incentivo e apoio.

À Viviane pela infinita paciência, incentivo e ajuda no decorrer do trabalho.

Ao Sr. Roberto Romano, pelo apoio preliminar e auxílio no trabalho.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Eduardo Tannuri, que me guiou, ensinou, ajudou, incentivou e aconselhou; sem seu apoio este trabalho não seria concluído.

À Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, pela oportunidade de realização do curso de mestrado.

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem, identificação de parâmetros e projeto do sistema de controle de um atuador rotacional antagônico com refrigeração forçada baseado em fios de liga de memória de forma, tendo em vista a aplicação em manipuladores robóticos. O modelo é baseado na abordagem de transformação de fases por subcamadas, que leva em conta a alta não linearidade que ocorre devido à dinâmica de transformação de fases do fio de memória de forma (especialmente a alta histerese envolvida). Um algoritmo de otimização por meio de Programação Quadrática Sequencial é então usado para se estimar os parâmetros do modelo de difícil obtenção exata, como as temperaturas de transição de fase dos fios de liga de memória de forma e o coeficiente de convecção. A função objetivo adotada é o erro entre a posição medida experimentalmente e a posição obtida por meio de modelagem e simulação. Parte-se de valores de parâmetros iniciais de tabela para a aplicação do algoritmo. Os resultados são em seguida comparados e avaliados com experimentos independentes em malha aberta, com o modelo apresentando boa correlação com a planta para uma excitação de até 2,0 Hz. Um sistema de controle não linear por modos deslizantes baseado no modelo é desenvolvido e simulado utilizando o modelo estimado, tanto em modo de controle de torque como em controle de posição. Aplica-se um controlador com camada limite e linearização utilizando a realimentação dos estados e o modelo estimado. Este tipo de controlador é robusto a eventuais diferenças entre o modelo e o sistema real. O controlador é então utilizado num sistema experimental, a partir do qual são obtidos resultados de desempenho dinâmico e exatidão do atuador controlado ao mesmo tempo em que são feitas comparações com os resultados das simulações. Por fim, demonstra-se que os objetivos iniciais do trabalho são atingidos, ao se realizar satisfatoriamente o controle de posição e de torque com robustez, exatidão e desempenho dinâmico adequados à aplicação prevista.

Palavras chave: Atuadores de liga de memória de forma, controle não linear, controle por modos deslizantes

ABSTRACT

This work presents the modeling, grey-box parameter estimation and control design of a force-cooled antagonistic shape memory alloy (SMA) rotational actuator, having in mind the application in robotic manipulators. The model is based on a sub-layer phase transformation approach, taking account the large non-linearities that rise from the phase-transformation dynamics (in special, the highly hysteretic dynamics). An optimization Quadratic Sequential Programming Algorithm is used for estimating the model parameters, which are hard to obtain accurately, such as phase transition temperatures of the shape memory alloy wires and the convection coefficient. The objective function adopted is the error between the experimentally measured position and the position obtained by means of modeling and simulation. Initial parameters for the algorithm application are taken from datasheets. The results are then compared and evaluated with independent open loop experiments. A model based nonlinear SMA control scheme is designed and simulated using the estimated model, in torque and position control modes. The control scheme applied uses limit layer and feedback linearization based on the estimated model. This control scheme is robust to eventual mismatch between modeling and the real system. The controller is then used in an experimental model, from which results of dynamic behavior and accuracy of the controlled actuator are obtained and compared with the simulated results. At last, it is showed that the initial objectives of this work are achieved, by satisfactorily performing position and torque control with robustness, accuracy and dynamic performances adequate to the application targeted.

Keywords: Shape memory alloy actuators, nonlinear control, sliding modes control

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Ciclo de atuação de um fio de memória de forma.....15
Figura 2 - Diagrama do atuador de SMA de fio único refrigerado por pastilha termelétrica Adaptado de Romano e Tannuri (2009). 19
Figura 3 - (Esquerda) Rampa de corrente de excitação; (direita) posição da carga. Adaptado de Romano e Tannuri (2009). 20
Figura 5 - Esquema mecânico da montagem do atuador antagônico. Adaptado de Romano e Tannuri (2009). 22
Figura 7 - Comparação da simetria entre resposta a degrau do atuador antagônico (acima) e do atuador de fio único (abaixo). Fonte: Romano e Tannuri, 2009. 23
Figura 8 - Atuador flexível com MIF. Adaptado de Arai et al. (1995).....24
Figura 9 - Diagrama de blocos do sistema de controle por linearização por realimentação. Adaptado de Arai et al. (1995). 25
Figura 10 – Diagrama de blocos do braço manipulador. Adaptado de Elahinia e Ashrafiuon (2002).....26
Figura 10 - Atuador linear de múltiplos fios. Adaptado de Grant e Hayward (1997)..27
Figura 11 - Plataforma de testes do atuador de múltiplos fios. Adaptado de Grant e Hayward (2000).....28
Figura 12 - Modelo do atuador em malha aberta. Adaptado de Grant e Hayward (2000).....29
Figura 13 - Sistema de controle chaveado de estrutura variável. Adaptado de Grant e Hayward (2000).....29
Figura 15 - Configuração do sistema de controle $H\infty$. Fonte: Choi et al. (2001). 32
Figura 16 - Resposta para controle de força com referência degrau simulada (à esquerda) e real (à direita). Adaptado de Choi et al. (2001). 32
Figura 17 - Atuador SMA antagônico com sensoriamento de força. 33
Figura 18 – Fotografia do atuador antagônico com célula de carga.....34
Figura 19 – Diagrama de blocos do amplificador de corrente. 35
Figura 20 – Diagrama de corpo livre do eixo.....37
Figura 21 - Comportamento mecânico da fase martensítica do nitinol.....38

Figura 22 – Ciclo de histerese de uma liga de memória de forma. Adaptado de Ikuta et al. (1991) 42
Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema 43
Figura 24 - Sinal de excitação da planta (esquerda) e resposta estática ao sinal (direita). 45
Figura 25 - Resultado da otimização dos parâmetros do modelo. 46
Figura 27 - Resultado da validação com onda senoidal de baixa frequência. 49
Figura 28 – Validação do modelo para trem de degraus em frequências entre 0,2 Hz e 2 Hz. 50
Figura 29 – Interpretação gráfica da superfície de escorregamento para n=2. 54
Figura 30 - Condição de escorregamento 56
Figura 31 - Fenômeno de *chattering*. 60
Figura 32 - Camada limite para n=2. 61
Figura 33 – Estimativas das frações martensíticas em baixa frequência (0,125 Hz).72
Figura 34 - Estimativas das frações martensíticas em alta frequência (1 Hz). 73
Figura 35 - Estimativas das frações martensíticas em baixa frequência (0,125 Hz). 76
Figura 36 - Estimativas das frações martensíticas em alta frequência (1 Hz). 76
Figura 37 – Erro de estimativa da fração martensítica A à excitação de 1Hz. 77
Figura 38 – Estimativa da velocidade angular e da aceleração angular. 77
Figura 39 – Resposta do observador na presença de erros para trem de degrau a baixa frequência (0,125 Hz). 78
Figura 40 – Erro entre fração martensítica simulada e observada para trem de degrau a baixa frequência (0,125 Hz). 79
Figura 41 - Resposta do observador na presença de erros para trem de degrau a alta frequência (1 Hz). 79
Figura 42 - Erro entre fração martensítica simulada e observada para trem de degrau a alta frequência (1 Hz). 80
Figura 43 - Resposta do observador na presença de erros para seno a baixa frequência (0,125 Hz). 80
Figura 44 - Erro entre fração martensítica simulada e observada para seno a baixa frequência (0,125 Hz). 81
Figura 45 - Resposta do observador na presença de erros para seno a alta frequência (1 Hz). 81

Figura 46 - Erro entre fração martensítica simulada e observada para seno a alta frequência (1 Hz).....82
Figura 47 - Referência de posição angular (Degrau suavizado com 10° de amplitude) 84
Figura 50 - Erro de posição angular experimental para um degrau de 10°.....87
Figura 51 - Comparação de Esforços de controle para degrau 10°.....88
Figura 52 - Resposta simulada e experimental para degrau 20° e ganhos $\mathrm{KSM} = 100000$ e $\mathrm{KSM} = 150000$.....88
Figura 53 - Erro de posição angular experimental para um degrau de 20°.....89
Figura 55 Resposta simulada e experimental para onda senoidal de 10° e 0,57 Hz com ganho $\mathrm{KSM} = 150000$ 90
Figura 56 - Resposta simulada e experimental para onda senoidal de 10° e 0,75 Hz com diferentes ganhos 91
Figura 57 – Resposta à entrada senoidal na frequência do corte do sistema, 0,91 Hz. 92
Figura 58 – Resposta em baixa frequência à onda quadrada, senoidal e triangular. 93
Figura 59 – Erro de posição angular para onda quadrada, senoidal e triangular.....94
Figura 60 – Variável s para onda quadrada, senoidal e triangular. 95
Figura 62 - Série de degraus com amplitudes de -0,01 N.m, -0,02 N.m e -0,03 N.m 97
Figura 63 - Erros de torque para ±0,01 N.m, ±0,02 N.m e ±0,03 N.m.....98
Figura 64 - Respostas experimental e simulada para senóide de amplitude 0,01 N.m e frequências de 0,5 Hz, 1 Hz, 1,1 Hz e 1,25 Hz.....99
Figura 65 - Respostas experimental e simulada a seno 0,01 N.m em suas larguras de banda 99
Figura 67 - Oscilação do controle de força simulado 101
Figura 68 - Resposta a diversas formas de onda.....102
Figura 69 – Variável s (em azul) e camada limite (em vermelho) para diferentes formas de onda. 103
Figura 70 – Esquema de aplicação do distúrbio.....104
Figura 71 – Resposta à aplicação de distúrbio em patamar de 0,01 N.m. 104
Figura 72 – Resposta à aplicação de distúrbio em patamar 0,02 N.m. 105
Figura 73 – Modelo da máquina implementado em Simulink®. 112
Figura 74 – Modelo do fio de memória de forma.....113
Figura 75 – Modelo de transferência de calor. 113

Figura 76 – Modelo de transformação de fases. 113
Figura 78 – Modelo do drive. 115
Figura 79 – Diagrama de blocos do sistema de controle de posição 116
Figura 80 - Funções $b\xi$ e $f\xi$ 117
Figura 82 - Funções f', g' e h' do controle de posição. 119
Figura 83 – Termo de chaveamento do controle de posição. 120
Figura 84 - Termo de chaveamento do controle de torque. 120
Figura 85 – Modelo do estimador de estados. 121
Figura 86 - Diagrama de blocos do sistema de controle de torque. 122
Figura 87 - Funções f', g' e h' do controle de torque. 123

LISTA DE SÍMBOLOS

J	Inércia do eixo de rotação (kg.m²)
m	Massa do pêndulo (kg)
l	Comprimento do pêndulo (m)
θ	Ângulo do atuador (rad)
c_1, c_2, c_3	Coeficientes de atrito
g	Aceleração da gravidade (m/s²)
r	Raio do eixo de rotação (m)
T_a, T_b	Tração nos fios “a” e “b” (N)
T_l	Torque da carga (N.m)
k	Constante elástica da mola (N.m/rad)
σ_A	Tensão mecânica na fase austenítica (Pa)
E_A	Módulo elastico da fase austenítica (Pa)
ε	Deformação do fio (adim.)
σ_M	Tensão mecânica na fase martensítica (Pa)
E_M	Módulo elástico da fase austenítica (Pa)
ε_{My}	Limite de deformação de escoamento (adim.)
ξ_M^a, ξ_M^b	Maior fração martensítica durante o resfriamento
ξ_A^a, ξ_A^b	Valor inicial da fração martensítica durante o resfriamento
T_p^a, T_p^b	Temperatura nos fios (℃)
A_f	Temperatura final da transformação austenítica (℃)
A_s	Temperatura inicial da transformação austenítica (℃)
M_f	Temperatura final da transformação martensítica (℃)
M_s	Temperatura inicial da transformação martensítica (℃)
m_{fio}	Massa do fio por unidade de comprimento (kg/m)
c_p	Calor específico (J/kg℃)
R	Resistência elétrica do fio (Ω/m)
h	Coeficiente de convecção natural (W/m²℃)
A	Área externa por unidade de comprimento (m²/m)

T_{amb}	Temperatura ambiente (℃)
C	Coeficiente de condução de calor (W/℃/m)
T_{past}	Temperatura da pastilha Peltier (℃)
x_d	Sinal de referência de posição (rad)
x_i	Amplitude de posição inicial (rad)
t	Tempo (s)

SUMÁRIO

FICHA CATALOGRÁFICA 6

RESUMO.....9

ABSTRACT.....10

LISTA DE ILUSTRAÇÕES 11

LISTA DE SÍMBOLOS.....15

SUMÁRIO 17

1 INTRODUÇÃO.....14

1.1 Objetivos 17

1.2 Motivação 17

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....18

2.1 Atuadores resfriados por pastilhas termelétricas 18
2.1.1 Atuador SMA de fio único 18
2.1.2 Atuador SMA antagônico refrigerado por pastilhas termelétricas 21

2.2 Controle não linear de posição em atuadores de liga de memória de forma 24
2.2.1 Controle de atuador flexível através de linearização por realimentação..... 24
2.2.2 Braço Manipulador 25

2.3 Sistemas de controle de força baseado em ligas de memória de forma..... 27
2.3.1 Atuador linear de múltiplos fios..... 27
2.3.2 Manipulador robótico flexível 30

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO ATUADOR ANTAGÔNICO.....33

3.1 Descrição da bancada de testes 33

3.2 Modelagem matemática 36

4 IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO 44

4.1 Estimação dos parâmetros do modelo 44
4.1.1 Otimização da resposta quase estática 45
4.1.2 Otimização da resposta dinâmica 47

4.2 Validação do modelo 48

5 SISTEMA DE CONTROLE NÃO LINEAR PARA O ATUADOR COM LIGA DE MEMÓRIA DE FORMA 51

5.1 Controle não linear 51
5.1.1 Linearização por realimentação 52
5.1.2 Controle por modos deslizantes 53
5.1.3 Controle integral 59
5.1.4 Introdução da camada limite 59

5.2 Controle do atuador antagônico por modos deslizantes 62
5.2.1 Controle de posição 62
5.2.2 Controle de torque 69
5.2.3 Estimativa de estados 71
5.2.4 Comportamento do estimador na presença de erros de modelagem 78

6 ANÁLISE DO SISTEMA DE CONTROLE 83

6.1 Curvas de referência adotadas 83

6.2 Controle de posição 85
6.2.1 Variação do ganho de controle Ksm 85
6.2.2 Erro de acompanhamento e camada limite 92

6.3 Controle de Torque 95
6.3.1 Desempenho dinâmico 96
6.3.2 Comportamento 100
6.3.3 Erro de acompanhamento e camada limite 101
6.3.4 Rejeição a distúrbios 103

7 CONCLUSÕES 106

7.1 Trabalhos futuros 108

REFERÊNCIAS 110

APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA IMPLEMENTADO EM SIMULINK® 112

1 INTRODUÇÃO

Ligas de memória de forma (*Shape Memory Alloy* – SMA) são materiais metálicos que possuem a propriedade de recuperar seu tamanho ou formato originais quando aquecidos. Esta característica, chamada de “efeito memória”, pode ser utilizada nas mais diversas aplicações, como constituintes de próteses e órteses, acoplamentos mecânicos, conexões elétricas e atuadores (OTUBO; MEI. KOSHIMIZU, 1997). Embora alguns autores como Kohl (2004) considerem que ligas de memória de forma são elementos mais adequados para aplicação como atuadores em sistemas micro eletromecânicos (MEM’s), estes materiais são também adequados para aplicação uma larga faixa de força e deslocamento. As vantagens desse tipo de atuador são sua altíssima densidade de potência, baixo custo, baixa necessidade de manutenção, alta confiabilidade e a operação silenciosa e limpa. Dessa forma, as ligas de memória de forma são comparadas a músculos metálicos, encontrando aplicações especialmente no campo da robótica, indústria aeroespacial, equipamentos médicos, próteses e indústria militar, entre outras. Como desvantagens, atuadores de memória de forma apresentam alta não linearidade devido à histerese, baixa eficiência energética, incertezas paramétricas, dificuldade de medições de variáveis e baixo desempenho dinâmico.

O efeito memória é explicado por mudanças na estrutura cristalina do material. Em baixas temperaturas, a liga apresenta forma martensítica, com uma estrutura cristalina cúbica tetragonal. Nesta fase martensítica, o limite de escoamento da liga é bastante baixo, tornando seu comportamento mecânico plástico quando submetido a esforço e permitindo elevadas deformações. Quando aquecida à determinada temperatura, a liga muda sua estrutura cristalina para o formato cúbico de face centrada, tornando sua fase austenítica. Esta fase tem como característica mecânica um alto limite de escoamento, o que faz com que o material se contraia. Nas aplicações mais típicas como atuadores, as ligas são submetidas a uma carga em temperatura ambiente ou mais baixa, mantendo-se assim deformadas. Quando necessária atuação, as ligas são aquecidas, contraindo-se e gerando movimento e força. A Figura 1 ilustra o processo de atuação de um fio de memória de forma, da fase fria a quente.

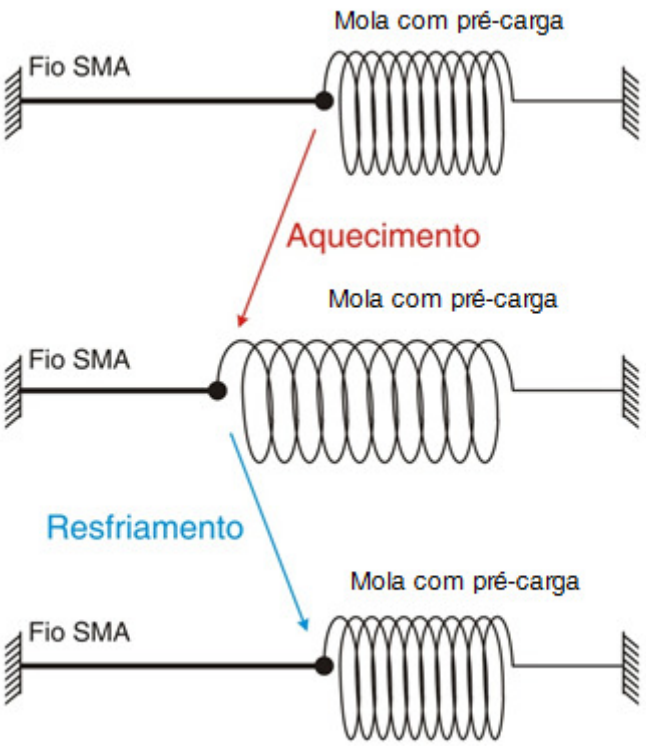

Figura 1 - Ciclo de atuação de um fio de memória de forma

As mudanças cristalinas que ocorrem no processo descrito acima são termodinamicamente irreversíveis, o que resulta numa histerese da transformação em função da temperatura. Enquanto o processo de aquecimento pode ser bastante rápido, normalmente baseado no efeito Joule (corrente é passada pelo material de memória de forma, esquentando-o), o resfriamento acaba por limitar o desempenho dinâmico do atuador, por ser baseado na transferência de calor por condução e/ou convecção, que são processos relativamente lentos. Diversos autores propuseram métodos para que a dinâmica do atuador melhore através de resfriamento mais eficiente. Tanaka e Yamada (1991) utilizaram um fluxo constante de ar por sobre a superfície de um fio de memória de forma, resfriando-o por convecção. Com isso obtiveram uma melhoria no desempenho dinâmico do resfriamento, entretanto, comprometeram um pouco o desempenho de aquecimento devido à perda de calor constante. Gorbet e Russel (1995) propuseram um complexo mecanismo no qual um dissipador de calor entra em contato com o fio de SMA somente nos momentos em que é necessário resfriamento. Asada e Mascaro (2003) integraram ao sistema uma

bomba de água fria que funciona apenas nos momentos em que é necessário resfriamento do fio. Por fim, Romano e Tannuri (2009) propuseram um sistema no qual uma pastilha termoelétrica em constante contato com o fio o resfria por meio do efeito Seebeck-Peltier. Este modelo foi posteriormente melhorado em seu trabalho seguinte (ROMANO; TANNURI, 2009), no qual foi proposto um atuador com dois fios montados em configuração antagônica. Nesta configuração o desempenho dinâmico do atuador é melhorado e tornado simétrico, pois enquanto um fio é aquecido, traciona o fio que opera resfriando.

O sistema de controle utilizado nestes atuadores deve ser capaz de absorver as não linearidades envolvidas no processo de transformação de fase, em especial a alta histerese. Muitos autores utilizam simples controladores PID, que por sua robustez conseguem atender razoavelmente os requisitos desses atuadores. Entretanto, pode-se obter melhor desempenho por meio de controladores não lineares. Romano e Tannuri (2009) compararam os dois tipos de controladores, concluindo que um controlador por Modos Deslizantes é melhor opção que um PID, devido á sua grande capacidade de absorver erros de modelagem e parametrização. Foi obtida uma frequência de corte de 1,14 Hz, contra 0,89 Hz de um controlador PID. Ambos foram utilizados para controlar a posição angular do eixo de saída.

A maioria dos trabalhos com atuadores de memória de forma se propõe a fazer controle de posicionamento do atuador. Entretanto, uma importante aplicação se dá na forma de controle de força desses atuadores. Num manipulador robótico, por exemplo, é essencial a aplicação da correta intensidade de força para que o objeto segurado não se deforme, devido a uma força muito grande, nem escorregue da garra, devido a uma força muito baixa. Por serem leves e silenciosos estes atuadores se mostram bastante adequados a esta tarefa, eliminando problemas normalmente relacionados a atuadores pneumáticos ou hidráulicos em malha aberta.

Grant e Hayward (2000) realizaram servo-controle de força por meio de SMA's, mas se utilizaram de modelagem e controle bastante simples, enfrentando também problemas com a aparição de ciclos limites. Sua largura de banda foi de cerca de 2,00 Hz**.** Choi et al. (2001) também apresentaram um bom sistema controle de força, demonstrando a aplicação numa garra robótica. Os autores utilizaram um

controlador $\mathcal{H}_\infty$e atingiram uma largura de banda de 0,48 Hz. Teh e Featherstone (2007) obtiveram resultados similares aos de Grant, mas utilizando controladores PID e ignorando as não-linearidades do sistema. Finalmente, Elahinia et al. (2004) utilizaram controladores por modos deslizantes e um controlador PID, associados a linearização por realimentação. Apesar da maioria dos trabalhos em que há controle de força utilizar uma construção antagônica, todos os mencionados acima utilizam métodos de refrigeração natural, o que pode ter reduzido o desempenho dinâmico.

1.1 Objetivos

Modelar e validar o modelo de um atuador antagônico refrigerado por pastilhas termelétricas baseado em ligas de memória de forma. A partir dos resultados e através de simulações numéricas, desenvolver um sistema de controle não linear por modos deslizantes capaz de realizar o posicionamento acurado e rápido do atuador. Aplicar o mesmo tipo de controlador para realizar o controle de torque do atuador, de forma a comprovar a eficácia do mesmo em aplicações que exijam esforço controlado, visando à melhoria do desempenho dinâmico e da exatidão dos sistemas descritos na literatura.

1.2 Motivação

Desenvolver as tecnologias existentes de atuação por ligas de memória de forma para adequá-la à utilização em sistemas industriais e produtos finais, como robôs, próteses, máquinas e equipamentos automatizados em geral, satélites, aviões, entre outros. Estudar um para aplicação em um manipulador robótico atuador que não dependa muito da largura de banda.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta dois atuadores baseados em ligas de memória de forma resfriados por pastilhas termelétricas e seu funcionamento, observando-se especialmente as melhorias dinâmicas que a configuração antagônica introduz. Em seguida dispõe-se sobre três esquemas de controle de força descritos na literatura.

2.1 Atuadores resfriados por pastilhas termelétricas

Apresentam-se aqui dois atuadores cujos fios SMA são resfriados por pastilhas termelétricas, evidenciando suas características e diferenças.

2.1.1 Atuador SMA de fio único

Em Romano e Tannuri (2009) foi proposto um atuador no qual é utilizado um único fio de SMA em contato constante com uma pastilha termelétrica, um dispositivo semicondutor que se utiliza do chamado efeito Peltier criar uma diferença de temperatura entre suas duas superfícies. Este efeito é descrito como um fenômeno no qual a passagem de corrente numa junção composta por dois metais diferentes resulta em resfriamento em uma das superfícies e aquecimento em outra (TE Technology, INC, 2012). A Figura 2 ilustra o esquema geral do atuador.

Nesta arquitetura, um fio de memória de forma é ligado a uma polia de transmissão, que por sua vez está ligada a um fio tracionando uma carga. O fio SMA é aquecido por meio de uma corrente elétrica que o atravessa (sinal de controle). Uma pastilha termelétrica é mantida em contato constante com o fio de memória de forma, com uma temperatura constante de 15℃. Um potenciômetro é ligado à polia e por meio de um ganho converte-se sua leitura no deslocamento linear da carga. O sinal de controle provém de um computador Pentium 100 MHz ligado a uma placa de entradas e saídas e é amplificado por meio de um circuito linear de potência transistorizado.

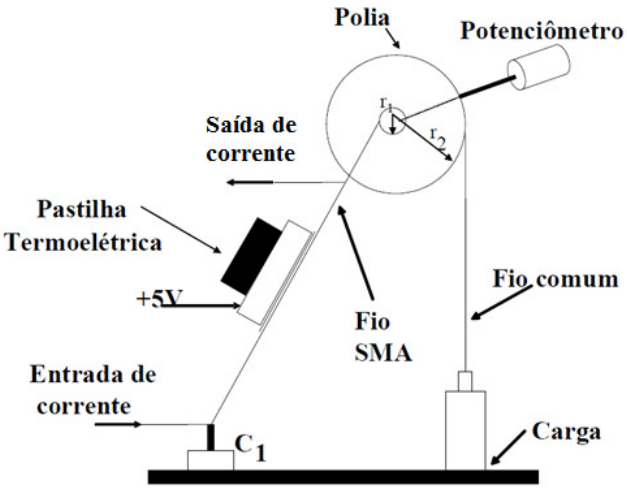

Figura 2 - Diagrama do atuador de SMA de fio único refrigerado por pastilha termelétrica Adaptado de Romano e Tannuri (2009).

No trabalho descrito, Romano e Tannuri (2009) obtiveram um bom modelo matemático do sistema, baseando-se na dinâmica de transformação de fase proposta por Ikuta et. al (1991). Neste modelo, chamado pelos autores de “modelo de subcamadas variáveis”, o comportamento mecânico da liga de memória de forma está associado à fração de fase martensítica (ou austenítica) que está presente em determinado instante do processo de transformação. O modelo também prevê com boa exatidão a histerese apresentada pelo SMA durante esse processo. De posse do modelo, os autores realizaram ensaios para a obtenção dos parâmetros estáticos do atuador (coeficiente de condução de calor, coeficiente de convecção e temperaturas de transformação de fase). Por meio de um algoritmo de programação quadrática sequencial, os valores dos parâmetros do modelo simulado foram ajustados a valores experimentais. A Figura 3 ilustra o experimento e os resultados da identificação do sistema.

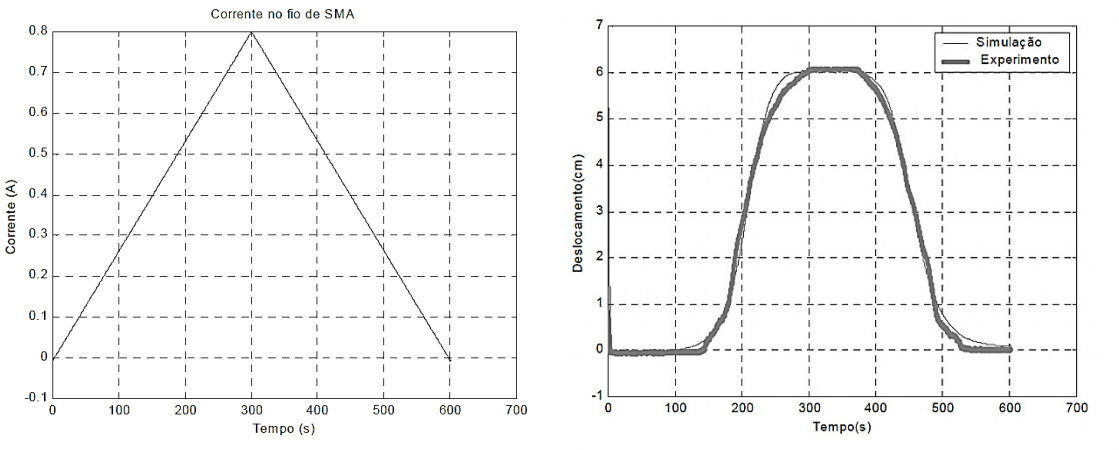

Figura 3 - (Esquerda) Rampa de corrente de excitação; (direita) posição da carga. Adaptado de Romano e Tannuri (2009).

De posse de um modelo bastante acurado, os autores então desenvolveram o sistema de controle do atuador. Devido às altas não linearidades e a eventuais erros de modelagem, foi proposto um sistema de controle baseado em Modos Deslizantes (*Sliding Modes Control*, SMC). Este tipo de controlador não linear é altamente robusto a erros de modelagem ou a distúrbios externos, sendo por isso bastante adequado a estes sistemas. Como resultado, foi obtida uma frequência de corte de 0,69 Hz. A resposta a um degrau de 25 mm levou 0,22 s para se estabilizar durante uma ação de subida e 0,92 s na descida. A Figura 4 ilustra os resultados obtidos para a entrada degrau.

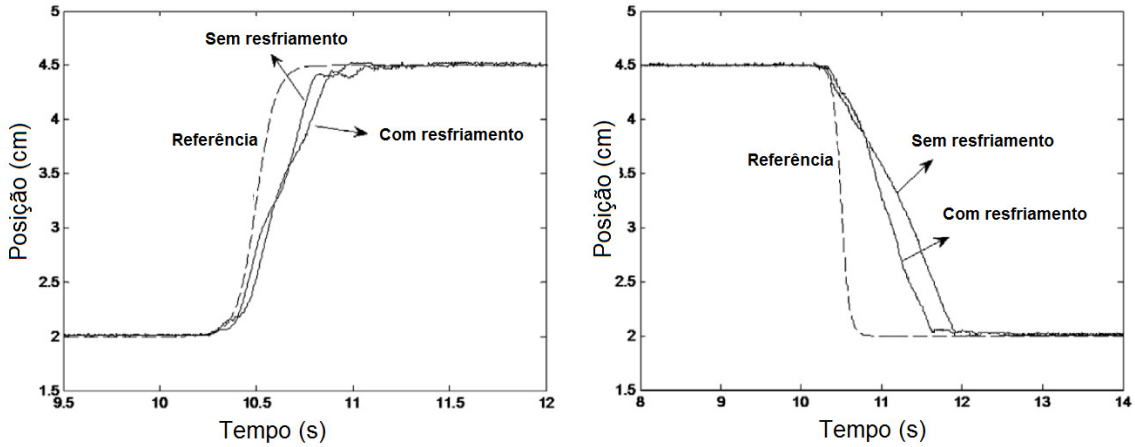

Figura 4 - Resposta à entrada degrau do atuador de fio único. Adaptado de Romano e Tannuri (2009).

O resultado da resposta a degrau evidencia um dos problemas nesta configuração. Por depender apenas do resfriamento e da carga para o controle de “descida” do degrau, a largura de banda do sistema fica limitada e a saída é assimétrica. Além disso, o fato de a pastilha termelétrica estar sempre ligada diminui um pouco a velocidade de resposta durante o aquecimento.

O diferencial do trabalho descrito para outros atuadores de liga de memória de forma na literatura está no uso das pastilhas termelétricas para o resfriamento do sistema. Por terem encapsulamento de reduzidas dimensões e capazes de gerar grande troca térmica, são bastante adequadas para o uso em conjunto com atuadores de memória de forma.

2.1.2 Atuador SMA antagônico refrigerado por pastilhas termelétricas

Em Romano e Tannuri (2009) foi apresentado um atuador baseado em liga de memória de forma montado com uma configuração antagônica. De maneira semelhante ao seu trabalho anterior, foram utilizadas pastilhas termelétricas para acelerar o resfriamento dos fios e melhorar a resposta dinâmica do atuador. O grande diferencial da nova configuração está na melhoria das características de simetria da saída do atuador, além de uma melhoria ainda mais significativa da resposta dinâmica, proveniente do fato de que a reversão de um determinado movimento não está condicionada apenas ao resfriamento do fio. A Figura 5 ilustra o modelo construído naquele trabalho.

Esta configuração é composta por dois fios de memória de forma ligados de forma antagônica a um eixo central. Uma carga inercial é ligada ao eixo. Ambos os fios são resfriados por pastilhas termelétricas e ancorados numa base por parafusos de pré-tensão, que garantem que os fios fiquem esticados e gerem resposta simétrica. Um circuito diferencial transforma a uma referência de tensão em valores de corrente para ambos os fios, garantindo que uma corrente mais alta num fio tenha em contrapartida uma corrente mais baixa em outro. A Figura 6 ilustra o circuito diferencial.

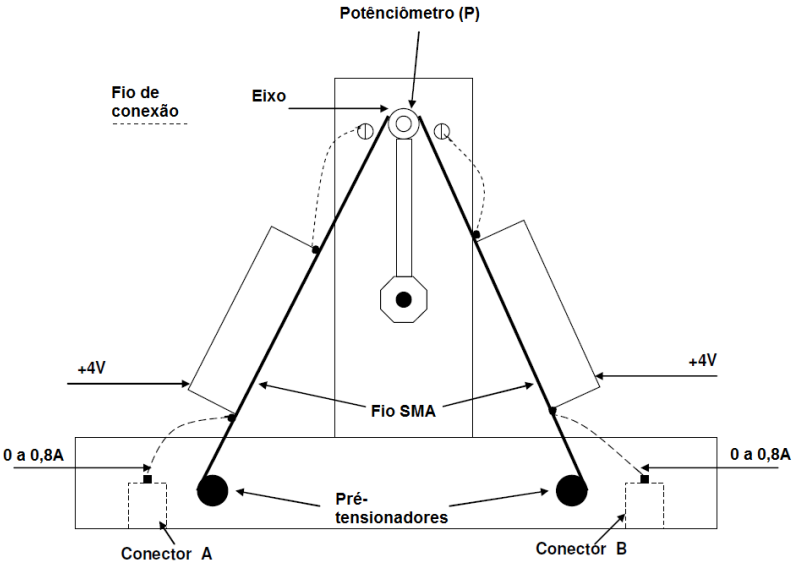

Figura 5 - Esquema mecânico da montagem do atuador antagônico. Adaptado de Romano e Tannuri (2009).

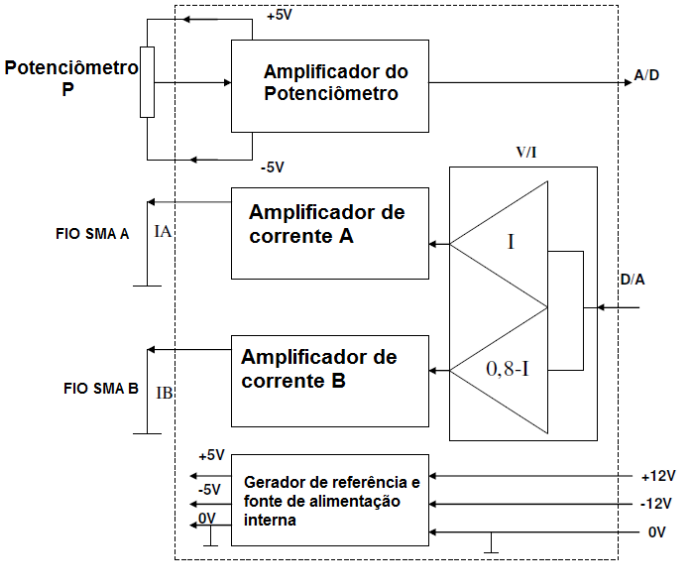

Figura 6 - Circuito diferencial do atuador antagônico de fios SMA. Adaptado de Romano e Tannuri, 2009.

O sistema proposto foi testado e comparado quanto à simetria da saída e quanto à resposta dinâmica ao sistema proposto no trabalho anterior (ROMANO; TANNURI, 2009). Além disso, um comparativo de um sistema de controle PID e um controle por modos deslizantes foi realizado. A Figura 7i lustra a comparação da resposta a

degrau do sistema de fio único com o sistema antagônico, claramente demonstrando as vantagens durante o resfriamento e a simetria obtida.

A frequência de corte do atuador antagônico foi de 1,14 Hz, em controle por modos deslizantes, contra 0,87 Hz do controle PID. Na comparação com os resultados de largura de banda do atuador de fio único, observa-se a vantagem da configuração antagônica, já que a frequência de corte do primeiro com o controlador por modos deslizantes foi de 0,69 Hz e com o controlador PID de 0,37 Hz.

O trabalho descrito não levou em consideração o modelo matemático do atuador, aplicando-se nele controladores de modos deslizantes puramente chaveados, sem a parcela de linearização. Possivelmente, um controlador mais refinado, levando em conta este modelo, poderia trazer resultados ainda melhores.

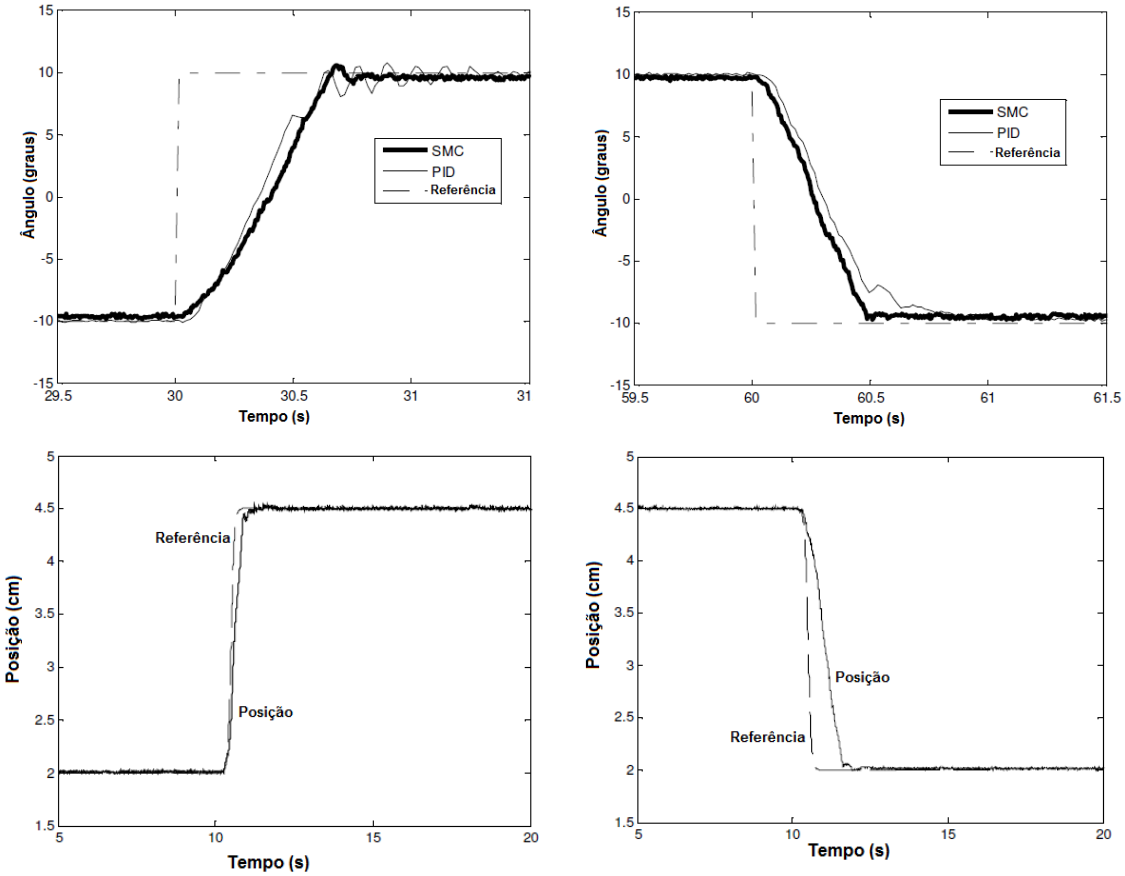

Figura 7 - Comparação da simetria entre resposta a degrau do atuador antagônico (acima) e do atuador de fio único (abaixo). Fonte: Romano e Tannuri, 2009.

Ressalta-se aqui que o presente trabalho baseia-se num atuador similar ao proposto em Romano e Tannuri, 2009, com a diferença que durante o desenvolvimento de seu sistema de controle é levado em consideração seu modelo matemático. Além disso, a configuração antagônica é aplicada no controle do torque aplicado do atuador.

2.2 Controle não linear de posição em atuadores de liga de memória de forma

Apresentam-se aqui dois sistemas de controle de posição nos quais foram utilizadas técnicas de controle não linear para realizar o controle de posição do atuador.

2.2.1 Controle de atuador flexível através de linearização por realimentação

Em Arai et al (1995) foi proposto um atuador baseado numa pequena placa flexível feita de liga de memória de forma. Para realizar o controle, ao invés de se basear no efeito Joule, os autores utilizaram um filme de silício, no qual um aquecedor de Ti-Pt e sensores de temperatura e deformação são integrados. Este componente denominado *Multifunction Integrated Film* (MIF) ou Filme de Múltiplas Funcões Integradas, foi desenvolvido pela Olympus para trabalhar justamente com materiais inteligentes tendo em vista aplicações em endoscópios ativos. A Figura 8 ilustra o conceito do atuador.

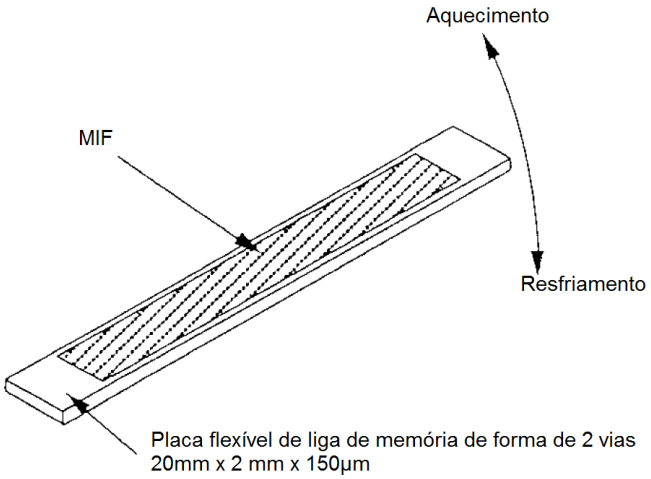

Figura 8 - Atuador flexível com MIF. Adaptado de Arai et al. (1995).

A partir deste atuador os autores propuseram em Arai et Al (1994) um modelo matemático para a descrição das não linearidades da liga de memória de forma. Este modelo, em oposição ao já mencionado modelo de camadas paralelas de Ikuta et al. (1991), procura manter a continuidade do modelo matemático da curva de histerese, através de uma formulação baseada no balanço energético do sistema mecânico. A partir desse modelo, um sistema de controle por linearização por realimentação foi desenvolvido. Por se tratar de um modelo contínuo, a derivação de leis de controle é facilitada. O diagrama de blocos do sistema é apresentado na Figura 9.

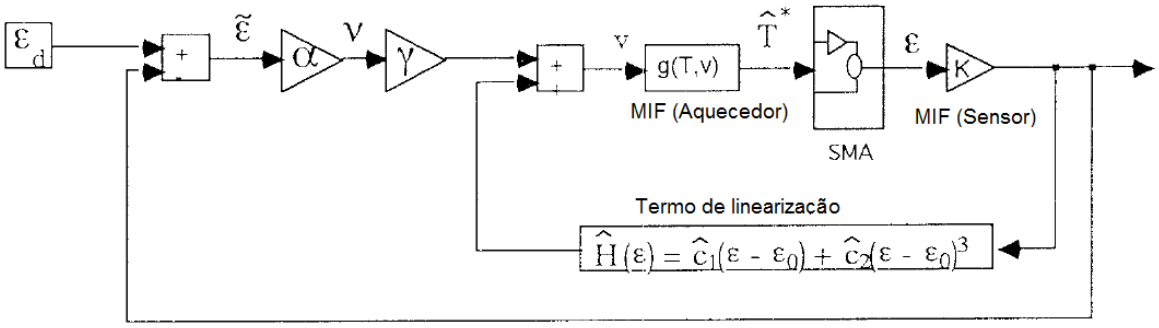

Figura 9 - Diagrama de blocos do sistema de controle por linearização por realimentação. Adaptado de Arai et al. (1995).

Por fim, curvas de resposta do sistema proposto são comparadas com a curva de resposta de um controlador PID. Por meio de linearização por realimentação, o atuador foi capaz de manter exatidão de +- 0,5 mm, com vantagens com relação ao PID na sintonia de ganhos quando há presença de carga.

2.2.2 Braço Manipulador

Elahinia e Ashrafiuon (2002) desenvolveram um manipulador robótico com apenas um grau de liberdade que realiza controle de posição utilizando um controlador por modos deslizantes bastante similar ao utilizado por Romando e Tannuri (2010). Neste trabalho, um modelo completo do atuador, considerando inclusive as

histereses na transformação de fases, é construído. A Figura 10 ilustra o diagrama de blocos desse modelo. Neste sistema não é aplicado nenhum sistema de ventilação além de convecção forçada, o que limita o desempenho dinâmico.

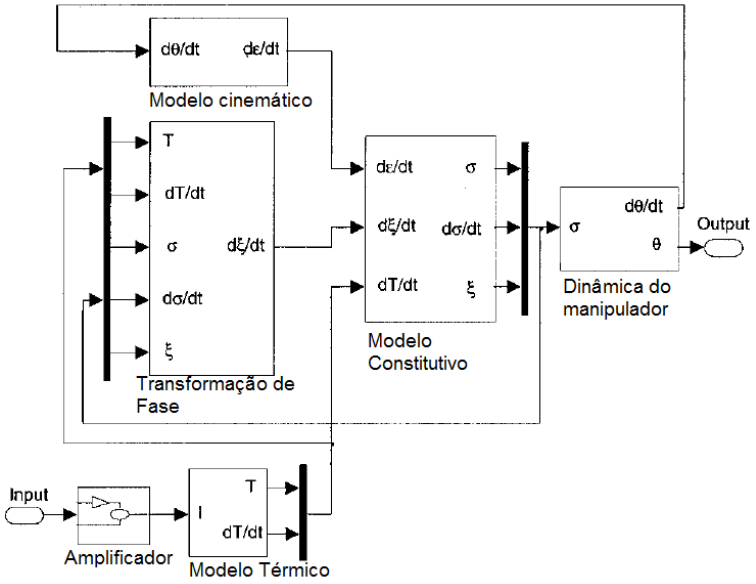

Figura 10 – Diagrama de blocos do braço manipulador. Adaptado de Elahinia e Ashrafiuon (2002).

Apesar do desenvolvimento do modelo, o mesmo não é utilizado na lei de controle, sendo esta realizada sem a parcela de linearização (é aplicado um controle puramente chaveado com camada limite). Num primeiro momento os autores utilizam uma superfície de chaveamento s calculada apenas pelo erro de posição e sem a presença da camada limite, o que ocasiona alto chaveamento (chattering) e comportamento oscilatório, além de sobressinal. Em seguida, os autores introduzem a camada limite e verificam que o comportamento indesejado de chaveamento é eliminado, mas o sobressinal persiste. Por fim, com a introdução de uma superfície de chaveamento definida pela soma ponderada dos erros de posição angular e velocidade angular (conforme será abordado no capítulo 5), o sobressinal é eliminado. O atuador opera numa escala de +/- 45°, obtendo uma exatidão de 5 °a 10°. Resultados de desempenho dinâmico não são avaliados.

2.3 Sistemas de controle de força baseado em ligas de memória de forma

Nesta seção serão apresentados dois sistemas de controle de força baseados em ligas de memória de forma e descritos na literatura. Os dois são então comparados em termos de construção e resposta dinâmica.

2.3.1 Atuador linear de múltiplos fios

Grant e Hayward (2000) desenvolveram um sistema bastante compacto e com elevado desempenho dinâmico. Em seu trabalho anterior (GRANT; HAYWARD, 1997) foi desenvolvido um pequeno atuador linear no qual 12 fios de memória de forma foram trançados em um padrão ondulado através de pequenos discos perfurados. Uma mola garante que os fios sejam tensionados novamente na fase fria. A grande vantagem do sistema é sua forma compacta, que apesar disso produz um bom deslocamento graças à geometria de montagem. A Figura 11 ilustra o esquema de montagem deste atuador.

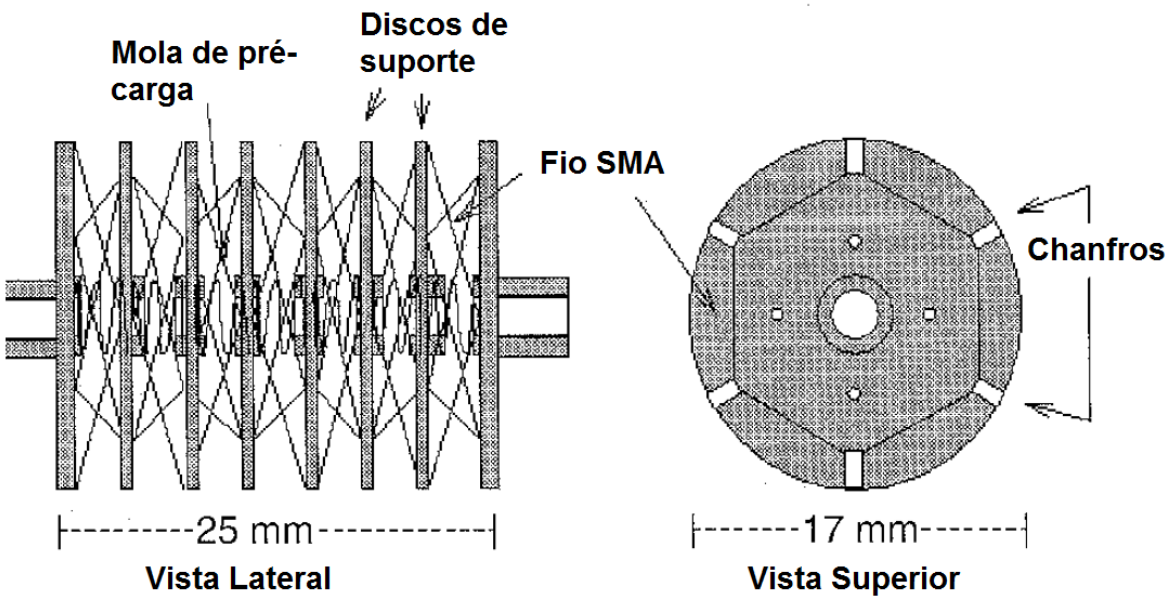

Figura 11 - Atuador linear de múltiplos fios. Adaptado de Grant e Hayward (1997).

Para resultados experimentais, foi montada uma configuração antagônica linear, aplicando-se o esforço numa célula de carga montada na direção do movimento. A

Figura 12 ilustra a plataforma de testes deste atuador. Nela, os atuadores estão rigidamente conectados um ao outro por uma barra roscada, e seu ponto de conexão fica ligado diretamente a uma célula de carga. Uma condição importante é a de que nunca se deve passar corrente pelos dois atuadores simultaneamente. Esta condição é diferente no atuador antagônico de Romano e Tannuri (2009), no qual um circuito diferencial divide a carga entre os dois fios.

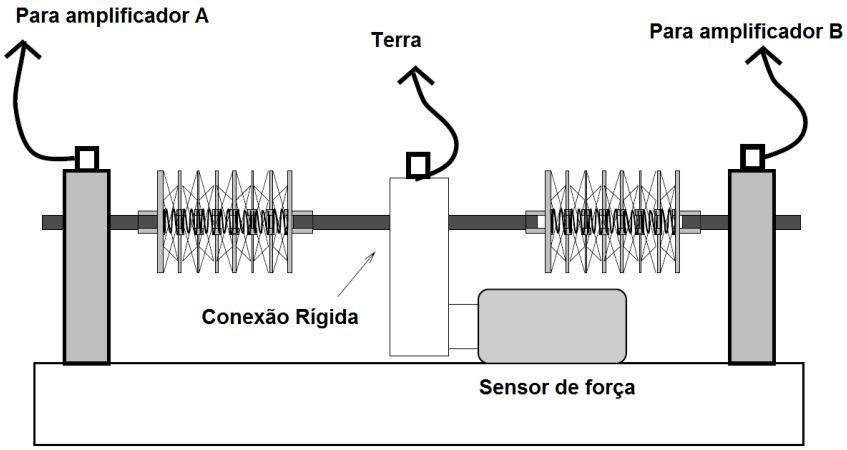

Figura 12 - Plataforma de testes do atuador de múltiplos fios. Adaptado de Grant e Hayward (2000).

O modelo proposto por Grant e Hayward é bastante simples, não levando em consideração a histerese da transformação de fases do fio. A única não linearidade prevista está na entrada de controle, que se trata de um ganho quadrático na corrente de excitação da planta. O uso de um controlador de estrutura variável (classe de controladores no qual se enquadra o controle por modos deslizantes) permite uma robustez grande no sistema que contorna eventuais erros de modelagem.

O diagrama de blocos desse sistema com dois atuadores é ilustrado na Figura 13. Pode-se observar que quando não há corrente este atuador funciona como um integrador, basicamente um sistema de primeira ordem, voltando à posição inicial lentamente. O bloco seletor dirige a corrente para o fio correto de acordo com a polaridade do sinal de controle.

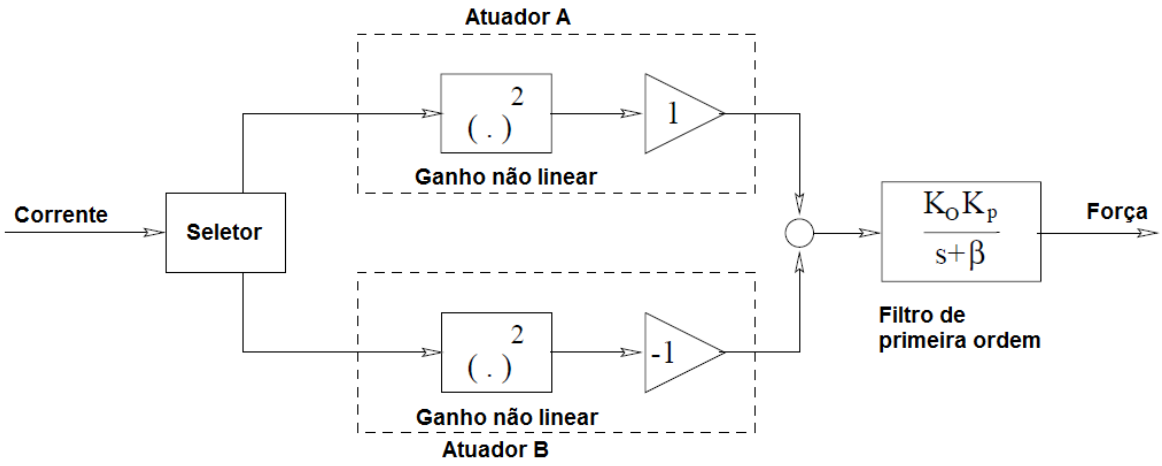

Figura 13 - Modelo do atuador em malha aberta. Adaptado de Grant e Hayward (2000).

A lei de controle proposta por Grant e Hayward é chamada de controle relé ou controle chaveado de estrutura variável, mas se trata de um sistema muito parecido com o utilizado por Romano e Tannuri (2009) em seu atuador antagônico, um controlador por modos deslizantes no qual a variável s é simplesmente o erro de força, a diferença entre o valor desejado e o valor medido da variável controlada. O ganho ou amplitude do controlador chaveado pode assumir dois valores, sendo estes decididos pela amplitude do valor do erro. Quando o erro entra na chamada camada limite (explicada em detalhes no capítulo 4), a amplitude do sinal chaveado é reduzida. O diagrama de blocos deste sistema de controle é ilustrado a seguir, na Figura 14.

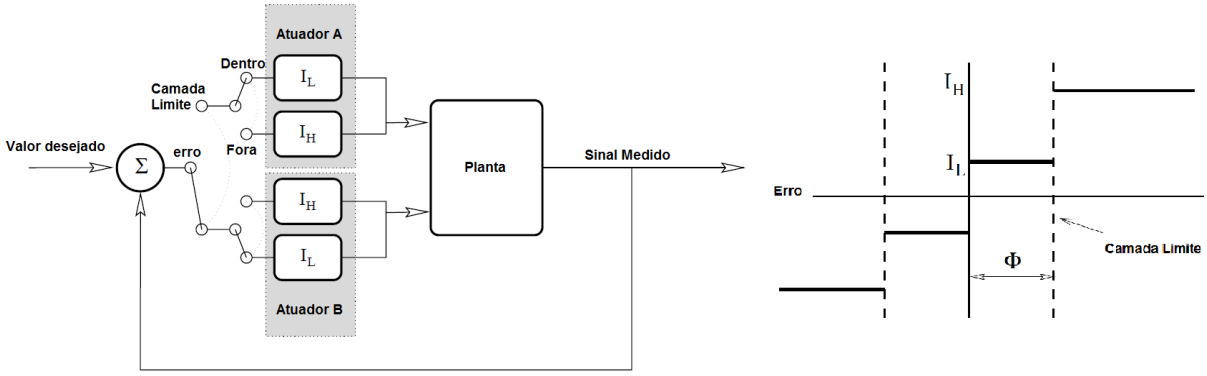

Figura 14 - Sistema de controle chaveado de estrutura variável. Adaptado de Grant e Hayward (2000).

Os resultados de controle de força produzidos pelos autores chamam a atenção pelo desempenho, atingindo uma frequência de mais de 2,00 Hz com uma amplitude de 2 N. Os autores indicam que o sistema pode chegar até a 6,00 Hz com esta amplitude de força, e mantendo um erro da largura da camada limite, apesar de não haver experimento. Um fator interessante é que os resultados foram bem correlacionados com a simulação realizada pelos autores. Um problema encontrado foi um leve ciclo limite introduzido pelo controle, relacionado com o tempo finito de amostragem inerente a qualquer sistema de controle digital, mas cujo efeito é amplificado para sistemas de controle puramente chaveados.

A configuração deste atuador contribuiu muito para o bom desempenho obtido, tendo como único fator desfavorável a falta de um sistema de resfriamento forçado, o que poderia melhorar ainda mais o desempenho dinâmico do sistema. Outro ponto importante está no fato de que na bancada de teste utilizada os atuadores ficam rigidamente conectados à célula da carga, o que reduz a energia de atuação gasta com inércia, sendo toda esta utilizada para a deformação do elemento sensor, o que aumenta a largura de banda da máquina.

2.3.2 Manipulador robótico flexível

Choi et al. (2001) desenvolveu uma aplicação bastante interessante de um atuador baseado em ligas de memória de forma, um pequeno manipulador robótico com duas vigas flexíveis atuadas por molas de memória de forma antagônicas. A Figura 15 mostra o manipulador de Choi et al. Esta é uma aplicação clássica de controle de força, uma vez que a correta intensidade do esforço que o manipulador aplica para segurar um objeto é essencial. Se for colocada muita força, o objeto pode ser danificado; se for colocada pouca força, o objeto cai.

A modelagem matemática deste atuador é bastante complexa por levar em consideração a equação da linha elástica dos dedos flexíveis, uma equação de ordem elevada.

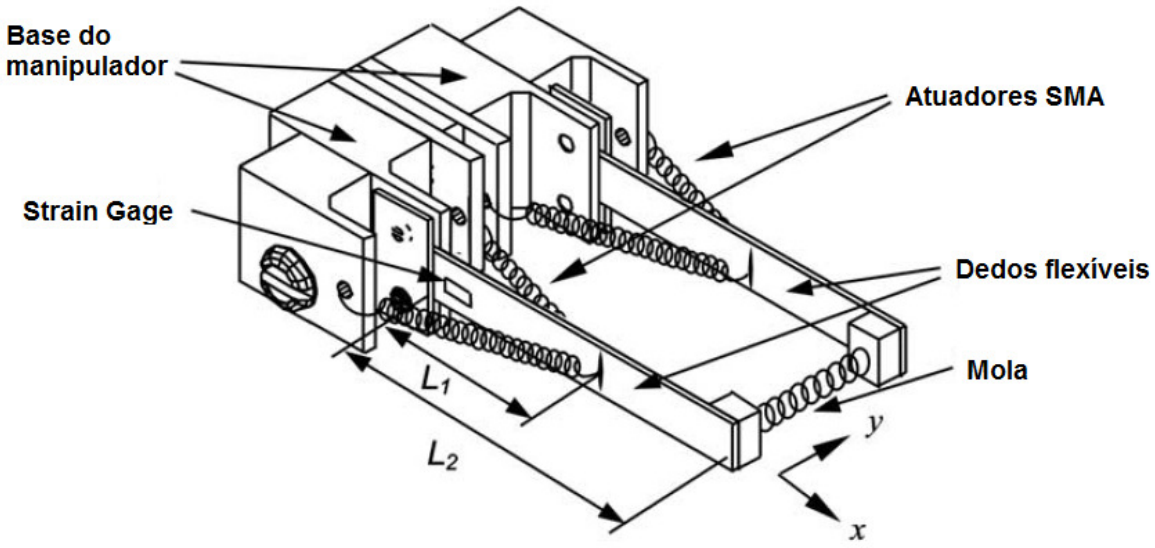

Figura 15 - Manipulador robótico atuado por SMA. Adaptado de Choi et al. (2001).

Em contrapartida à complexa modelagem proposta para a mecânica do manipulador, a modelagem da dinâmica da mola SMA para controle de força é bastante simples. Os autores utilizaram uma função de transferência de primeira ordem, na qual a constante de tempo é uma média da constante de tempo do sistema durante o aquecimento e durante o resfriamento, adicionando um parâmetro de incerteza.

Apesar da complexidade do sistema, a abordagem de controle utilizada por Choi et al. (2001) é puramente linear, baseada em um controlador robusto $\mathcal{H}_\infty$. O diagrama de blocos do controlador é indicado na Figura 16.

A planta e sua incerteza estão representadas pelas interações das variáveis Δ_N, Δ_M, $\widetilde{N}$, $\widetilde{M}$. O problema de controle está em se determinar o pré-filtro K_1 e o compensador de realimentação K_2, de forma a se atingir estabilidade robusta e boas características de seguimento de trajetória de força. W é uma função de peso adicionada para que se obtenha boas características do formato da resposta em malha fechada, M_0é o modelo desejado para se obter as características de robustez requeridas e os fatores S e ρ são de escalonamento.

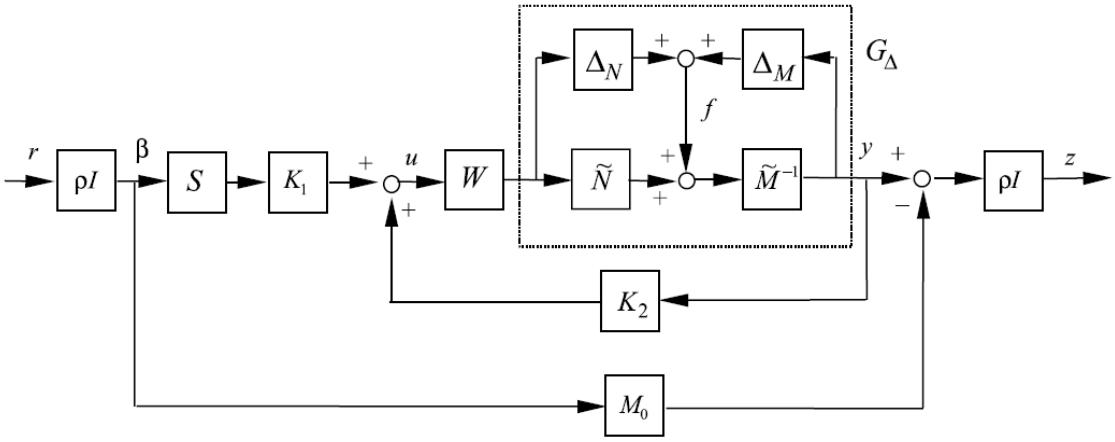

Figura 16 - Configuração do sistema de controle $\mathcal{H}_\infty$. Fonte: Choi et al. (2001).

Como resultado, Choi et al. (2001) conseguiram uma freqüência de corte de cerca de 0,48 Hz, com um tempo de estabilização para entrada degrau de 0,9s.

Um ponto em comum nos dois trabalhos sobre força analisados até este ponto é a necessidade de um controle robusto de forma a contornar os erros provocados por uma modelagem relativamente simples. Outro fator que chama a atenção é o fato de que ambos os modelos apresentados possuem dinâmica de primeira ordem relacionando a força aplicada à corrente de entrada.

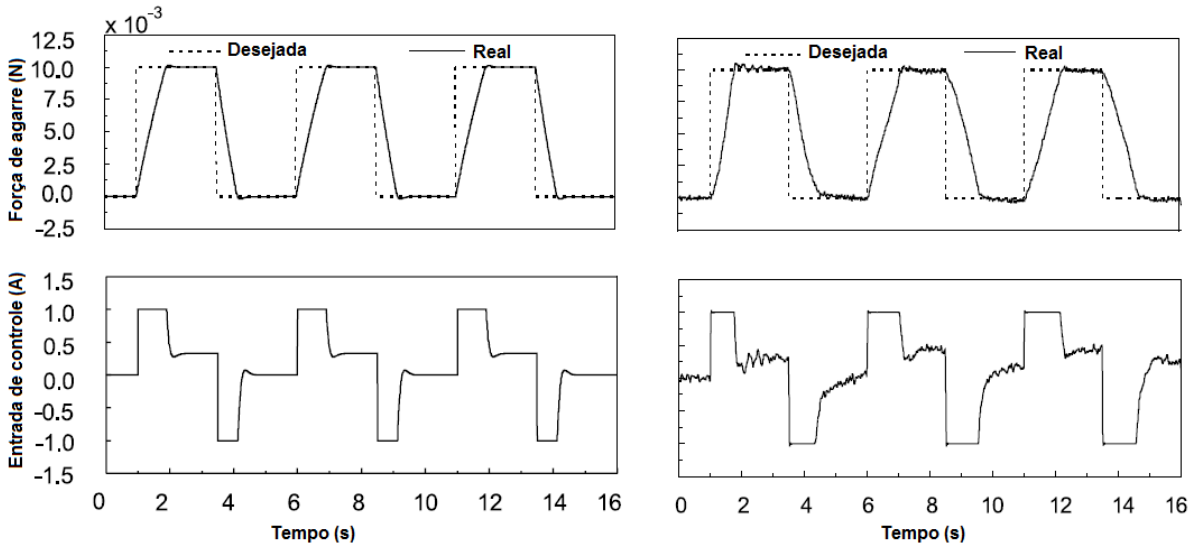

Figura 17 - Resposta para controle de força com referência degrau simulada (à esquerda) e real (à direita). Adaptado de Choi et al. (2001).

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO ATUADOR ANTAGÔNICO

O atuador utilizado neste trabalho é basicamente o mesmo utilizado em Romano e Tannuri (2009). Trata-se do atuador antagônico refrigerado por pastilhas termelétricas. Uma das mudanças introduzidas foi a adição de uma célula de carga para a medição do torque produzido pelo atuador, de forma a se obter controle de torque.

3.1 Descrição da bancada de testes

A Figura 18 ilustra o esquema do modelo com a célula de carga e a Figura 19 traz a fotografia do sistema montado.

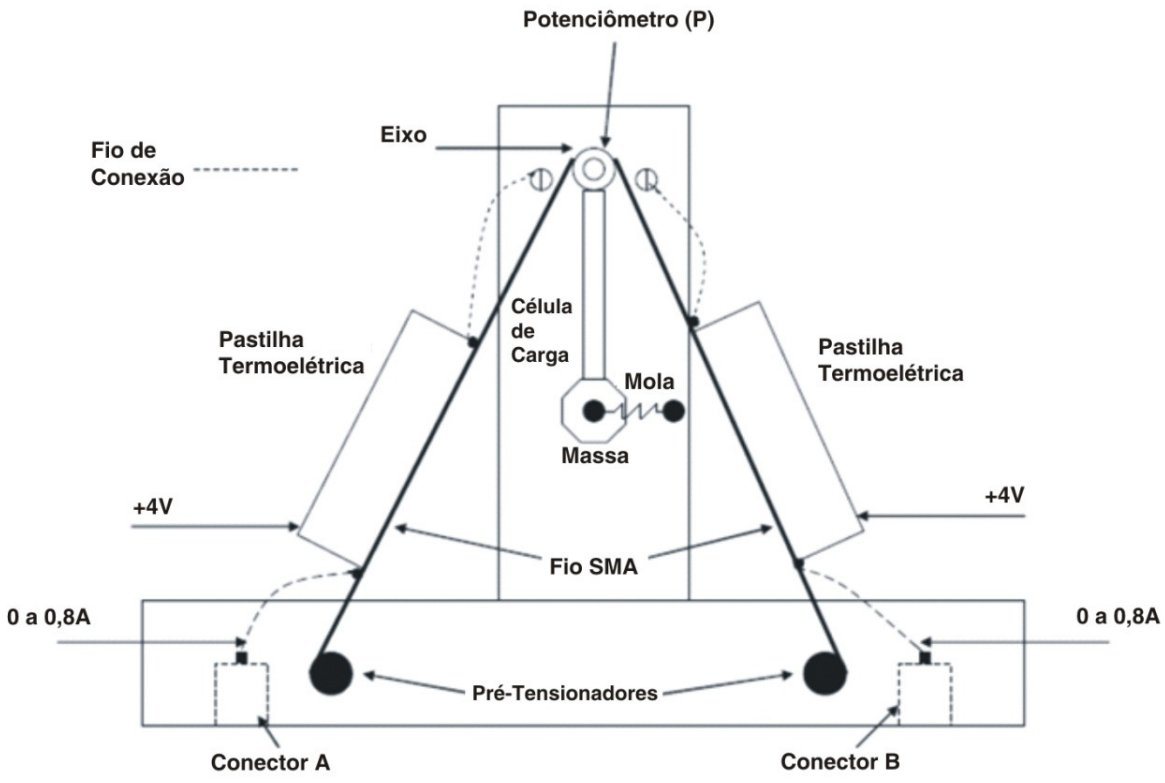

Figura 18 - Atuador SMA antagônico com sensoriamento de força.

Os fios de liga de memória de forma utilizados foram fios feitos de Nitinol Flexinol ®, de 0,2 mm de diâmetro e capacidade de 0,57 kgf a 0,8 A de corrente. A célula de carga instalada, da HBM (1-PW4C3/300G-1), é um modelo de ponto único de aplicação de carga com capacidade de 0,3 kgf e sensibilidade de 1 mV/V. Para simular a carga, foi adicionada uma mola conectada à ponta da célula de carga e à estrutura da máquina. A constante da mola foi estimada em 0,37 N.m/rad, por meio de regressão linear de experimentos onde foram tomadas a carga na mola e o ângulo lido no potenciômetro.

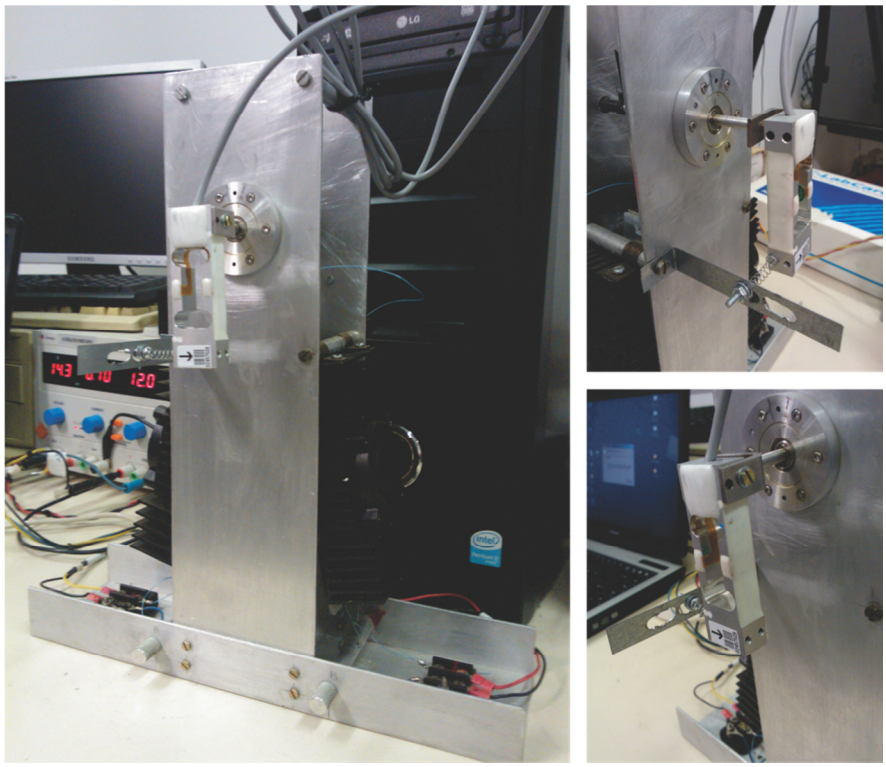

Figura 19 – Fotografia do atuador antagônico com célula de carga.

O condicionamento dos sinais da célula de carga foi realizado através de um módulo amplificador isolado ADAM-3016, da Advantech, configurável para entradas da ordem de ± 10 mV, ± 20 mV, ± 30 mV, ±50 mV e ±100 mV. A tensão de excitação das células também é configurável de 1 a 10 Vdc, e o módulo tem saída de tensão (±5 V, ±10 e 0 a 10V) ou corrente (0 a 20 mA).

Para a excitação dos fios foi utilizado o mesmo amplificador de corrente desenvolvido em Romano e Tannuri (2009). A Figura 20 ilustra o diagrama de blocos

do amplificador. O amplificador é composto por um circuito comparador diferencial que recebe sinal de tensão entre +4 e –4V, converte em referência de corrente e direciona a corrente para o fio A ou B de acordo com a polaridade do sinal de entrada. Transistores funcionando em modo linear fazem a amplificação do sinal e impõem corrente variando de 0 a 0,8 A nos fios. O circuito diferencial distribui a corrente nos fios linearmente, impondo corrente de 0,4 + I de um lado e 0,4 – I do outro, onde I representa o valor de entrada entre -0,4 e 0,4.

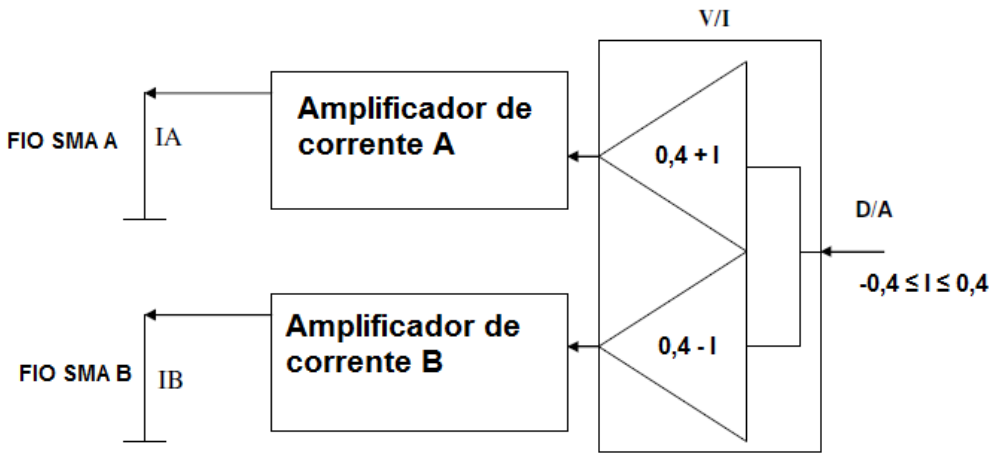

Figura 20 – Diagrama de blocos do amplificador de corrente.

Para a realização da aquisição digital de sinais e conversão digital/analógica foi utilizado um módulo USB da Advantech (USB-4711-A). Trata-se de um módulo que possui 16 entradas analógicas de resolução 12 Bits, 8 entradas digitais, 8 saídas digitais e 2 canais de saída analógica 12 Bits. Os sinais de entrada analógica são configuráveis entre ±10, 5, 2.5, 1.25 e 0.625V, e os sinais de saída analógica podem ser unipolares (5V, 10V) ou bipolares (±5V, ±10V). Esta placa de aquisição possui capacidade de realizar 150.000 amostragens por segundo.

Todos os sistemas de controle e aquisição de dados foram implementados através do Simulink®, sendo o acesso do módulo USB realizado através de um servidor ActiveX disponibilizado no driver do dispositivo. Para realização do controle e amostragem em tempo real foi utilizado o Real Time Blockset, disponibilizado em Daga (2007).

3.2 Modelagem matemática

O sistema mecânico da Figura 18 pode ser descrito pela equação (1), obtida através do diagrama de corpo livre (Figura 21) e da aplicação do teorema do momento angular. Neste sistema é utilizado um modelo de atrito completo, com termo viscoso não linear e termo constante de Coulomb.

$$(J + ml^2)\ddot{\theta} + c_1\left(\dot{\theta}\right)^{c_2 sgn(\dot{\theta})} + c_3 sgn\left(\dot{\theta}\right) + mgl\,sin\,\theta = r(T_a - T_b) - T_l \quad . \tag{1}$$

Na qual:

J	Inércia do eixo de rotação (kg.m²)
m	Massa do pêndulo (kg)
l	Comprimento do pêndulo (m)
θ	Ângulo do atuador (rad)
c_1, c_2, c_3	Coeficientes de atrito
g	Aceleração da gravidade (m/s²)
r	Raio do eixo de rotação (m)
T_a, T_b	Tração nos fios “a” e “b” (N)
T_l	Torque da carga (N.m)

O torque da carga é, no caso da bancada de testes para controle de Torque, uma função aproximadamente linear da posição angular, ou, como descrito pela equação (2):

$$T_l = k\theta \quad , \tag{2}$$

na qual:

k	Constante elástica da mola (N.m/rad)

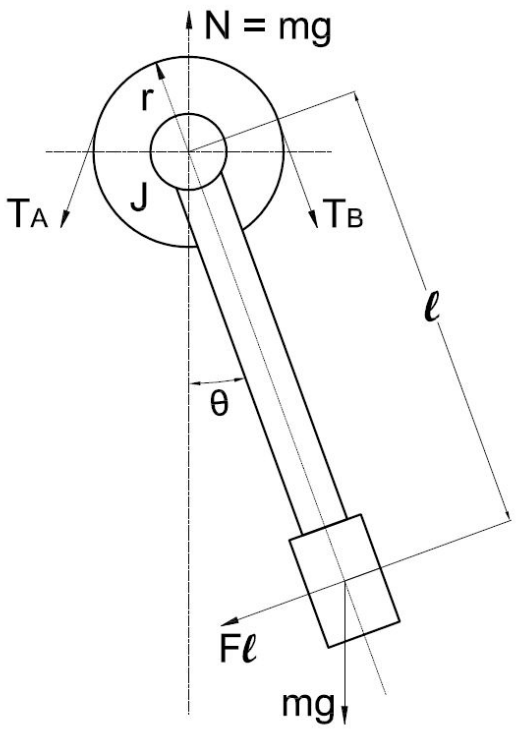

Figura 21 – Diagrama de corpo livre do eixo.

A tração nos fios T_a e T_b muda com a alteração do módulo elástico do nitinol, que é ditada pela concentração martensítica da liga, chamada aqui de ξ. As propriedades mecânicas de deformação das ligas de memória de são extensamente explicadas pelo modelo de múltiplas camadas no trabalho de Ikuta et al. (1991). Enquanto o comportamento mecânico da fase austenítica é elástico, a martensítica possui um comportamento aparentemente plástico com uma tensão de escoamento baixa. A Figura 22 ilustra este comportamento.

Para a fase totalmente austenítica ($\xi = 0$), a relação tensão-deformação em um fio pode ser aproximada por (3):

$$\sigma_A = E_A \varepsilon \quad , \tag{3}$$

na qual:

σ_A Tensão mecânica na fase austenítica (Pa)

E_A Módulo elástico da fase austenítica (Pa)

ε Deformação do fio (adim.)

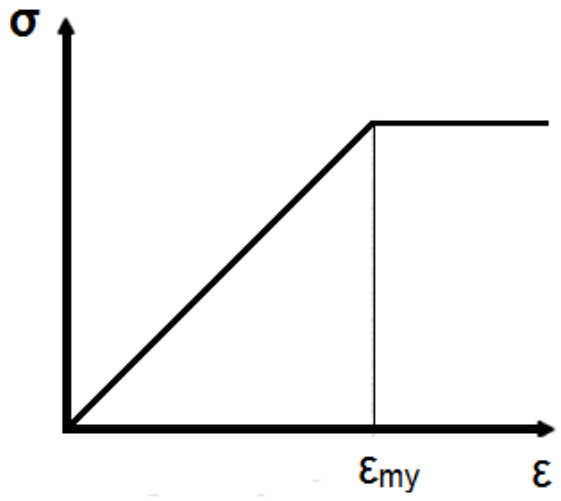

Figura 22 - Comportamento mecânico da fase martensítica do nitinol.

Para a fase totalmente martensítica ($\xi = 1$), pode-se escrever a relação tensão-deformação em um fio de acordo com a equação (7):

$$\begin{cases} \sigma_M = E_M \varepsilon & se\ |\varepsilon| \leq |\varepsilon_{My}| \\ \sigma_M = E_M \varepsilon_{My} & se\ |\varepsilon| > |\varepsilon_{My}| \end{cases}, \tag{4}$$

Na qual:

σ_M Tensão mecânica na fase martensítica (Pa)

E_M Módulo elástico da fase austenítica (Pa)

ε_{My} Limite de deformação de escoamento (adim.)

Para um caso intermediário, no qual $0 < \xi < 1$, o modelo de múltiplas camadas de Ikuta et al. (1991) é dado por (5):

$$\sigma = \xi\sigma_M + (1-\xi)\sigma_A \Rightarrow \varepsilon = \begin{cases} \frac{\sigma}{\xi E_M + (1-\xi)E_A} & se\ |\varepsilon| \leq \left|\varepsilon_{My}\right| \\ \frac{\sigma - \xi E_M \varepsilon_{My}}{(1-\xi)E_A} & se\ |\varepsilon| > \left|\varepsilon_{My}\right| \end{cases} \quad . \tag{5}$$

Dada esta relação podem-se estimar T_a e T_b utilizando a geometria do atuador.

Quando na fase austenítica, o fio apresenta seu comprimento inicial l_0. Na fase martensítica, o fio apresenta seu comprimento máximo, l_{max}. A diferença entre l_0 e l_{max} é de aproximadamente 4% de l_{max}. Como há pré-tensão no fio, estima-se que quando o pêndulo está a 0° a deformação em ambos os fios é de 2%. A relação entre o ângulo do atuador e o comprimento deformado no fio é dada por uma simples relação linear:

$$\frac{2\pi r}{\Delta l} = \frac{2\pi}{\theta} \Leftrightarrow \Delta l = r\theta \quad , \tag{6}$$

na qual Δl é a diferença de comprimento do fio entre a posição inicial ($\theta = 0$) e uma posição arbitrária θ. Uma das extremidades dos fios é presa na superfície do eixo, de forma que não há escorregamento. A diferença de comprimento em cada fio será dada por:

$$\begin{cases} \Delta l_a = 0{,}02 l_{max} - r\theta \\ \Delta l_b = 0{,}02 l_{max} + r\theta \end{cases} \quad . \tag{7}$$

Utilizando as equações (4) e (5), e considerando que o limite elástico da fase martensítica é desprezível, pode-se escrever:

$$\begin{cases} \sigma_a = \dfrac{T_a}{A_{fio}} = (1-\xi_a)E_A\varepsilon_a = (1-\xi_a)E_A\dfrac{\Delta l_a}{l_0} \\ \sigma_b = \dfrac{T_b}{A_{fio}} = (1-\xi_b)E_A\varepsilon_b = (1-\xi_b)E_A\dfrac{\Delta l_b}{l_0} \end{cases} , \tag{8}$$

na qual A_{fio} é a área da seção transversal do fio de nitinol.

Por fim, colocando a equação (7) em (8):

$$\begin{cases} T_a = K_0(1-\xi_a)(0{,}02l_{max} - r\theta) \\ T_b = K_0(1-\xi_b)(0{,}02l_{max} + r\theta) \end{cases} , \tag{9}$$

na qual

$$K_0 = \frac{E_A A_{fio}}{l_0} \quad . \tag{10}$$

Com os resultados acima equação (1) foi então definida em função da fração martensítica do material, que por sua vez é função da temperatura e, de acordo com o modelo de Ikuta et al. (1991), é dada por:

$$\begin{cases} \xi_a = \dfrac{\xi_M^a}{1 + exp\left[\dfrac{6{,}2}{A_f - A_s}\left(T_p^a - \dfrac{A_s + A_f}{2}\right)\right]} \\ \xi_b = \dfrac{\xi_M^b}{1 + exp\left[\dfrac{6{,}2}{A_f - A_s}\left(T_p^b - \dfrac{A_s + A_f}{2}\right)\right]} \end{cases} , \dot{T} \geq 0 \quad . \tag{11}$$

Conforme a própria condição da equação, ela só é válida quando o fio está esquentando, ou seja, $\dot{T} > 0$. Quando o fio está esfriando, as frações martensíticas são dadas por:

$$\begin{cases} \xi_a = \dfrac{1 - \xi_A^a}{1 + exp\left[\dfrac{6{,}2}{M_s - M_f}\left(T_p^a - \dfrac{M_s + M_f}{2}\right)\right]} + \xi_A^a \\ \xi_b = \dfrac{1 - \xi_A^b}{1 + exp\left[\dfrac{6{,}2}{M_s - M_f}\left(T_p^b - \dfrac{M_s + M_f}{2}\right)\right]} + \xi_A^b \end{cases}, \dot{T} < 0 \quad , \tag{12}$$

nas quais

ξ_M^a, ξ_M^b	Maior fração martensítica durante o resfriamento
ξ_A^a, ξ_A^b	Valor inicial da fração martensítica durante o resfriamento
T_p^a, T_p^b	Temperature nos fios (℃)
A_f	Temperatura final da transformação austenítica (℃)
A_s	Temperatura inicial da transformação austenítica (℃)
M_f	Temperatura final da transformação martensítica (℃)
M_s	Temperatura inicial da transformação martensítica (℃)

As equações (11) e (12) modelam a forte histerese em função da temperatura presente na transformação de fase, assim como os ciclos internos de histerese que ocorrem quando não há completa transformação de fase. A Figura 23 ilustra o comportamento da fração martensítica em função da temperatura de uma liga de Nitinol.

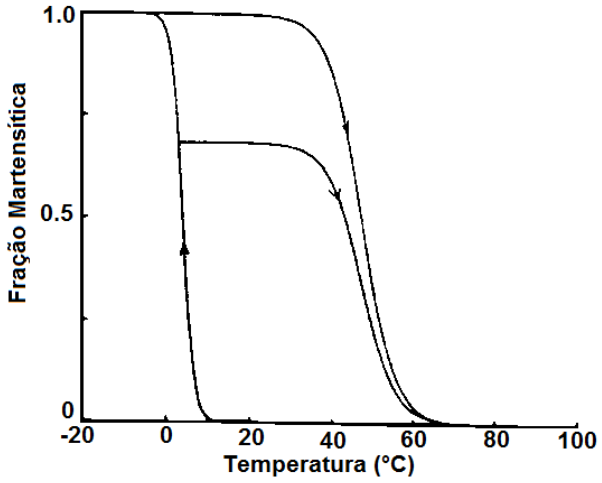

Figura 23 – Ciclo de histerese de uma liga de memória de forma. Adaptado de Ikuta et al. (1991)

A temperatura em cada fio, T_p^a e T_p^b possui dinâmica de acordo com a transferência de calor com a pastilha termoelétrica e o ambiente, além da dissipação de energia por efeito Joule induzida pela corrente.

$$\begin{cases} m_{fio} c_p \dot{T_p^a} = i_a^2 R - hA\left(T_p^a - T_{amb}\right) - C\left(T_p^a - T_{past}\right) \\ m_{fio} c_p \dot{T_p^b} = i_b^2 R - hA\left(T_p^b - T_{amb}\right) - C\left(T_p^b - T_{past}\right) \end{cases}, \quad (13)$$

na qual:

m_{fio}	Massa do fio por unidade de comprimento (kg/m)
c_p	Calor específico (J/kg°C)
R	Resistência elétrica do fio (Ω/m)
h	Coeficiente de convecção natural (W/m²°C)
A	Área externa por unidade de comprimento (m²/m)

T_{amb} Temperatura ambiente (℃)

C Coeficiente de condução de calor (W/℃/m)

T_{past} Temperatura da pastilha peltier (℃)

A Figura 24 ilustra o diagrama de blocos do sistema, relacionando a dinâmica da posição angular do atuador com a corrente de entrada. A partir daqui parâmetros deverão ser estimados usando-se de dados de catálogo e tabelas físicas para que se tenha um modelo de simulação o mais próximo possível do sistema real.

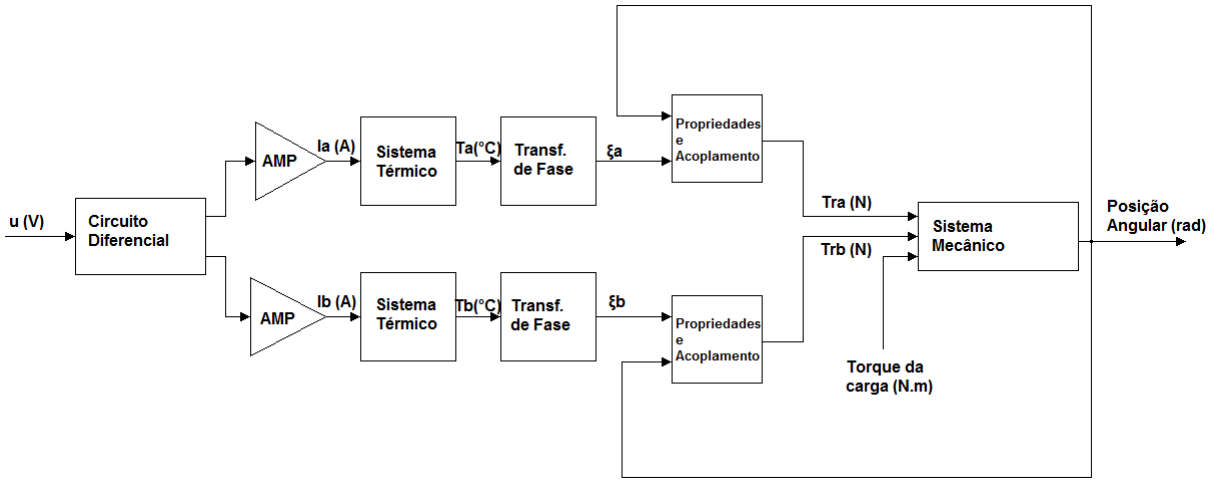

Figura 24 – Diagrama de blocos do sistema

4 IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO

Nesta seção será demonstrado o procedimento de obtenção dos parâmetros do modelo matemático da planta e a validação experimental.

4.1 Estimação dos parâmetros do modelo

Para que se complete o modelo é necessária a estimação dos parâmetros do atuador. Dados de catálogo são uma boa aproximação inicial, mas acabam trazendo perda de exatidão na medida em que são aplicados em condições diferentes dos experimentos a partir qual foram levantados, além de apresentarem faixa de erro nas próprias tabelas. Parâmetros como a inércia e os coeficientes térmicos de transferência de calor podem também ser calculados utilizando teoria já bem estabelecida, entretanto, o resultado desses cálculos também podem se mostrar inexatos quando variáveis externas, como temperatura ambiente e fluxo de ar não são totalmente controladas. Para que o se obtenha o máximo de correlação entre o modelo matemático e o modelo experimental, foi aplicado um método de identificação de parâmetros aplicado à estrutura do modelo já construída (referido na literatura como identificação caixa-cinza). Os parâmetros a ser estimados são as temperaturas finais das fases martensítica e austenítica (A_s, A_f, M_s, M_f), o coeficiente de condução de transferência de calor (C), o coeficiente de convecção (h), o calor específico (c_p), a inércia mecânica e os coeficientes de atrito não linear (J, c_1, c_2 e c_3) do sistema.

O método utilizado para a estimativa dos parâmetros utiliza resultados experimentais de excitação do sistema real em duas etapas. Na primeira, para a obtenção dos parâmetros térmicos, uma corrente em forma de triângulo com amplitude máxima e mínima correspondente aos valores extremos permitidos do sistema (0,8 A) é aplicada lentamente, para que se obtenha a resposta da excitação em modo quase estático. Na segunda etapa, discutida mais adiante, são aplicados sinais de tensão senoidais com frequência entre 0,2 Hz e 2 Hz, para obtenção dos parâmetros de inércia e atrito.

4.1.1 Otimização da resposta quase estática

A Figura 25 ilustra a corrente de entrada triangular em baixa frequência e a resposta do sistema experimental a essa excitação.

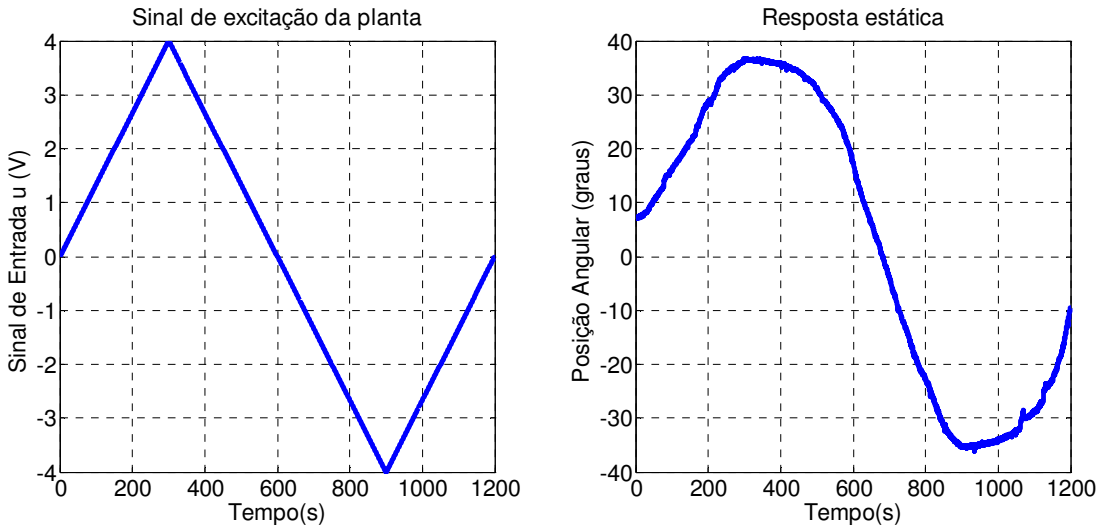

Figura 25 - Sinal de excitação da planta (esquerda) e resposta estática ao sinal (direita).

Uma vez realizado o experimento, um algoritmo baseado em Programação Quadrática Sequencial(PQS), pertencente ao pacote de otimização do software Matlab ® foi utilizado para minimizar a função de erro quadrático entre os valores de posição angular obtidos no experimento e os valores de posição angular estimados por meio da simulação do modelo matemático, definida por $\sum(\theta - \theta_{est})^2$. O método PQS é bastante difundido em softwares comerciais na implementação de algoritmos para a solução de problemas de minimização não-lineares. A idéia básica da Programação Quadrática Sequencial é modelar o problema para uma dada solução x^k através de um subproblema de programação quadrática, e em seguida usar a solução para construir uma melhor aproximação x^{k+1}. Boggs e Tolle (1996) descrevem maiores detalhes do funcionamento e aplicação desse método.

Os valores de iniciais para os coeficientes térmicos estáticos na foram $A_s = 53\ °\mathrm{C}$, $A_f = 93\ °\mathrm{C}$, $M_s = 66\ °\mathrm{C}$, $M_f = 34$, $h = 7\ \mathrm{W/m^2 °C}$ e $C = 0{,}2\ \mathrm{W.m/°C}$. Optou-se por se utilizar dos resultados obtidos em Romano e Tannuri (2009) como ponto de partida, por se considerar que os mesmos apresentariam um valor inicial mais próximo que o

apresentado pela tabela do fabricante. Dadas as condições descritas acima, formula-se o seguinte problema de otimização:

$$\min_{A_s,A_f,M_s,M_f,h,C} \sum_{k=1}^{N} [\theta(k.\Delta t) - \theta_{est}(k.\Delta t)]^2$$

$$tal\ que \begin{cases} 3 \leq A_s \leq 103 \\ 43 \leq A_f \leq 143 \\ 16 \leq M_s \leq 116 \\ -6 \leq M_f \leq 84 \\ 1 \leq h \leq 15 \\ 0{,}05 \leq C \leq 0{,}35 \end{cases}$$

Na formulação acima, N é o número total de pontos obtidos, Δt é o período de amostragem e k é o índice de contagem. Foram consideradas fronteiras de restrições bem amplas. A Figura 26 traz o resultado da otimização, que não apresentou problemas de convergência nesta etapa. Observa-se que com as variáveis iniciais o sistema simulado respondia à excitação bem mais rápido que o sistema experimental. Após a minimização da função erro, a resposta quase estática da simulação ficou praticamente igual à resposta do experimento.

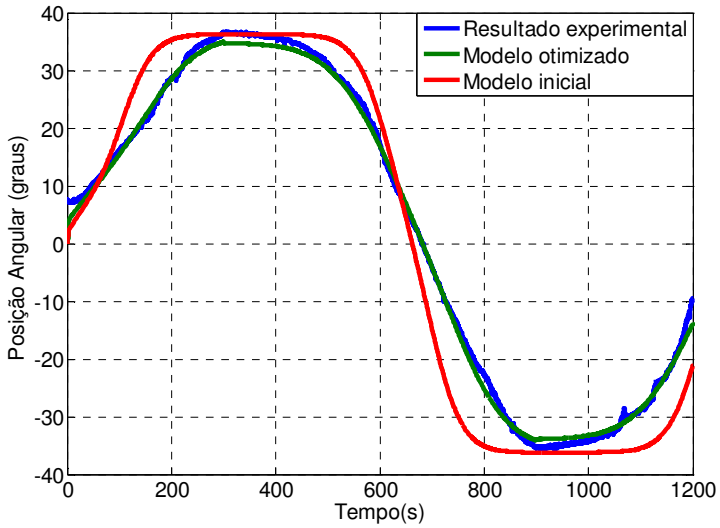

Figura 26 - Resultado da otimização dos parâmetros do modelo.

Os parâmetros obtidos foram $A_s = 57{,}43\ °\mathrm{C}$, $A_f = 139{,}25\ °\mathrm{C}$, $M_s = 90{,}77\ °\mathrm{C}$, $M_f = 26{,}39\ °\mathrm{C}$, $C = 0.20\ \mathrm{W.m/°C}$ e $h = 13{,}99\ \mathrm{W/m^2°C}$.

4.1.2 Otimização da resposta dinâmica

Após a obtenção dos parâmetros térmicos estáticos, a segunda etapa foi a realização experimentos aplicando entradas senoidais de maior frequência (de 0,2 Hz a 2 Hz) para se obter a inércia e o atrito viscoso do sistema. O mesmo algoritmo PQS foi aplicado. A otimização dos parâmetros foi executada para cada uma das respostas, obtendo-se em seguida valores médios da inércia do eixo, do calor específico do fio e do atrito. Foram utilizados valores iniciais de $J = 1.06 \times 10^{-6}\ \mathrm{kg.m^2}$ (calculado teoricamente), $c_1 = 0.01$, $c_2 = 1$ e $c_3 = 0.01$, (estimados) e $c_p = 837\ \mathrm{J/kg.^\circ\ C}$. Os valores estimados foram $J = 1.49 \times 10^{-8}\ kg.m^2$, $c_1 = 0.0112$, $c_2 = 0{,}84$ e $c_3 = 0.002$, e $c_p = 1244{,}8\ \mathrm{J/kg.°C}$. A formulação do problema de otimização é bastante similar:

$$\min_{J,c_1,c_2,c_3,c_p,C} \sum_{k=1}^{N} [\theta(k.\Delta t) - \theta_{est}(k.\Delta t)]^2$$

$$tal\ que \begin{cases} 0 \le J \le 10^{-4} \\ 0 \le c_1 \le 1 \\ 0 \le c_2 \le 1 \\ 0 \le c_3 \le 1 \\ 500 \le c_p \le 2000 \end{cases}$$

A Figura 27 ilustra a resposta do sistema identificado comparado às curvas de resposta do experimento. Pode-se observar aqui também pela comparação que a resposta modelo está bastante similar à dos experimentos. A pouca variação que se verifica em parte nas amplitudes se dá pela diferença na pré-carga dos fios no experimento, que no caso não é prevista no modelo.

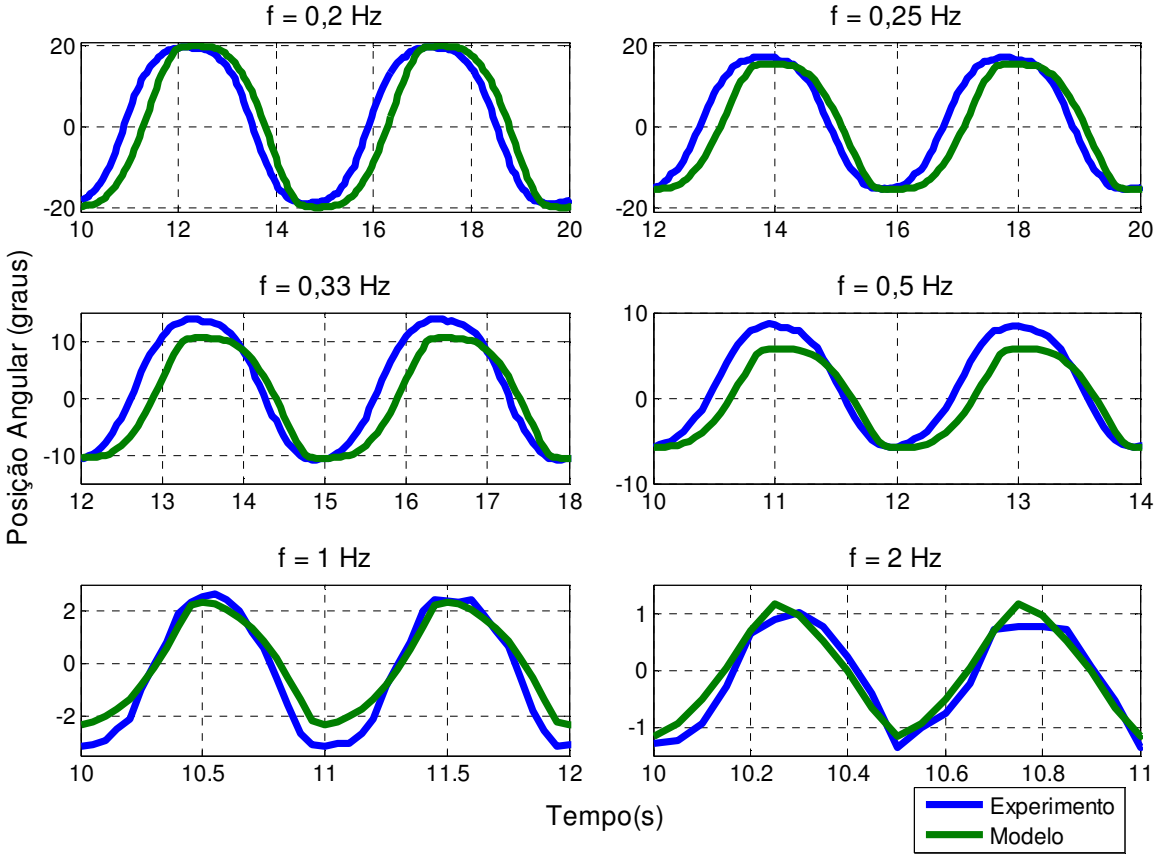

Figura 27 – Resultado da otimização da resposta dinâmica para frequências de 0,2 Hz a 2 Hz.

4.2 Validação do modelo

Uma vez identificados os parâmetros, experimentos de validação foram realizados de forma a comprovar os resultados da otimização. Para a verificação do resultado da resposta estática, utilizou-se um sinal de entrada senoidal de mesma amplitude e frequência do sinal triangular do primeiro experimento. Na Figura 28 são ilustrados os resultados da validação do modelo estático.

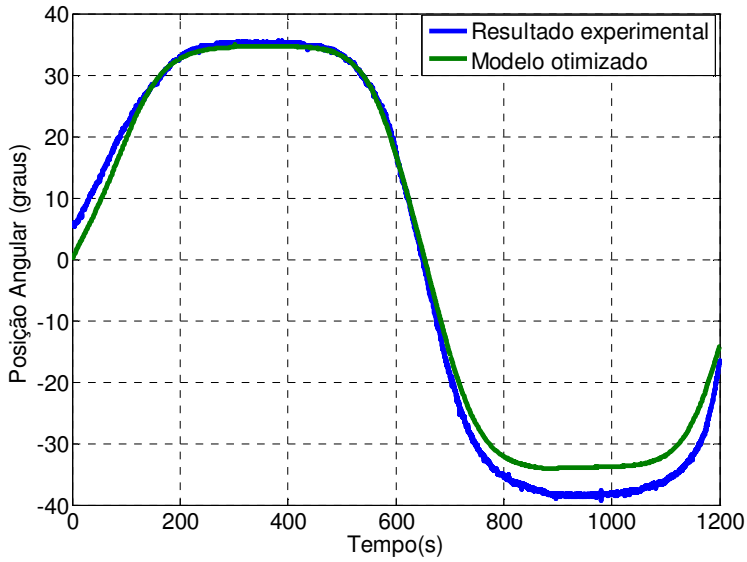

Figura 28 - Resultado da validação com onda senoidal de baixa frequência.

Observa-se que o resultado foi bastante satisfatório, com a ocorrência de uma leve discrepância no final da curva, causada provavelmente por assimetria na pré tensão dos fios.

Para a validação das variáveis obtidas durante a otimização em frequência foi utilizado um trem de degraus de amplitude ± 4V com frequências variando de 0,2 Hz a 2 Hz. O resultado pode ser verificado na Figura 29. Através da mesma pode-se observar que a resposta do modelo está bem ajustada ao experimento, com uma pequena perda de exatidão na amplitude apenas na frequência de 2 Hz. Conclui-se que o modelo representa bem o comportamento do sistema na faixa de frequência verificada. Nota-se que o ajuste se dá não só pela resposta em frequência e a amplitude do sinal, mas que o modelo reflete também o formato do sinal de saída do experimento.

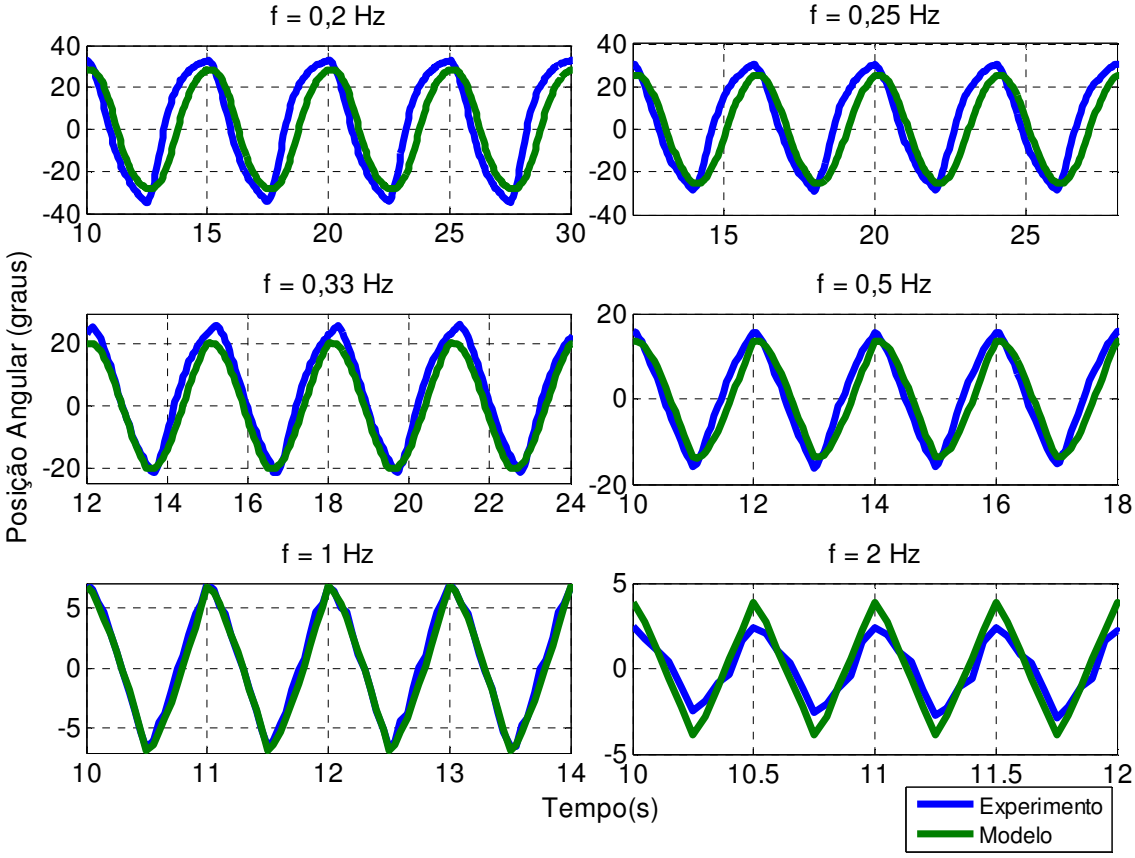

Figura 29 – Validação do modelo para trem de degraus em frequências entre 0,2 Hz e 2 Hz.

5 SISTEMA DE CONTROLE NÃO LINEAR PARA O ATUADOR COM LIGA DE MEMÓRIA DE FORMA

Neste capítulo será abordada a teoria e o projeto do sistema de controle adotado no atuador antagônico de liga de memória de forma, tanto para o sistema de controle de posição como para o sistema de controle de força.

5.1 Controle não linear

A alta histerese envolvida no processo de transformação de fase faz com que o sistema seja difícil de ser controlado com desempenho satisfatório por meio de controladores puramente lineares. Por esse motivo a maioria dos autores busca se utilizar de sistemas de controle não lineares para uma boa resposta dinâmica. Dentro da classe de controladores não lineares pode-se destacar o uso de controladores de estrutura variável, utilizados especialmente na forma de controladores por modos deslizantes com camada limite ou variações, como em Grant e Hayward (2000), Elahinia et al. (2004) e Romano e Tannuri (2009).

O controlador por modos deslizantes se mostra adequado para este tipo de sistema pelo fato de ser bastante robusto a erros de modelagem e perturbações. Este método foi introduzido por Utkin (1978) para lidar com sistemas com incerteza em sua modelagem.

Por sua facilidade de implementação, elevado desempenho dinâmico e as já descritas características de robustez, este é o controlador proposto no atuador antagônico de memória de forma. Apesar de Romano e Tannuri (2009) já o terem testado de forma simplificada no atuador aqui descrito, na ocasião o modelo do mesmo não foi levado em consideração. A abordagem de projeto seguida é baseada no trabalho de Slotine e Li (1991), que introduziram o termo de suavização da lei de controle (camada limite) de forma a diminuir o elevado esforço de controle e a oscilação causada pelo mesmo, inerentes ao sistema de controle por modos deslizantes puro descrito por Utkin.

Para melhor compreensão da formulação do controle por modos deslizantes dividiu-se a teoria em duas partes, primeiramente a linearização por realimentação, em seguida introduzindo-se o controle por modos deslizantes.

5.1.1 Linearização por realimentação

A linearização por realimentação consiste em se utilizar dos estados do sistema para criar uma lei de controle que cancele os termos não lineares da planta, fazendo com que o sistema em malha fechada tenha comportamento linear.

Dado um sistema de ordem n conforme a equação de estados (14):

$$x^{(n)} = f(\boldsymbol{x}, t) + b(\boldsymbol{x}, t)u \quad , \tag{14}$$

na qual $\boldsymbol{x} = \left[x\ \dot{x}\ \dots\ x^{(n-1)}\right]^T$ é o vetor de estados, x é a saída do sistema (como a posição ou a força), u é a variável de controle (como, por exemplo, a corrente ou a tensão de um sistema elétrico ou o torque de um motor), $f(\boldsymbol{x}, t)$ e $b(\boldsymbol{x}, t)$ são funções de estado genéricas e não lineares que modelam o sistema com boa exatidão. Visando uma notação mais fácil a variável de tempo (t) será suprimida.

Uma lei de controle em malha fechada que mantém a saída próxima a uma referência desejada x_d é dada pela equação (15):

$$u = \frac{1}{b(\boldsymbol{x})}\left(\nu(\boldsymbol{x}) - f(\boldsymbol{x})\right) \quad . \tag{15}$$

Nela, $b(\boldsymbol{x}) \neq 0$, $\nu(\boldsymbol{x}) = x_d^{(n)} - k_0\tilde{x} - k_1\dot{\tilde{x}} - \cdots - k_{(n-1)}\tilde{x}^{(n-1)}$ e $\tilde{x} = x - x_d$ é o erro de acompanhamento. Os parâmetros k_i são sintonizados de forma a fazer com que os

pólos do sistema em malha fechada se mantenham no semi-plano esquerdo do plano complexo.

Substituindo (15) em (14):

$$x^{(n)} = \nu(\boldsymbol{x}) \Leftrightarrow \tilde{x}^{(n)} + k_{(n-1)}\tilde{x}^{(n-1)} + \cdots + k_1\dot{\tilde{x}} + k_0\tilde{x} = 0 \quad . \tag{16}$$

Pode-se verificar que, dados parâmetros k_i corretamente escolhidos, a dinâmica em malha fechada representada pela equação (16) converge exponencialmente para um valor nulo ($\tilde{x}_d \to 0$).

A técnica de linearização por realimentação funciona bem para sistemas cujo modelo é bem conhecido, entretanto falha em prover desempenho quando há incerteza nos parâmetros ou no próprio modelo. Por esse motivo, esta ferramenta é difícil de ser usada diretamente e uma possível alternativa para se contornar tal problema é o uso do controle por modos deslizantes.

5.1.2 Controle por modos deslizantes

Considera-se agora que a equação (14) possui incerteza nas funções $f(\boldsymbol{x}, t)$ e $b(\boldsymbol{x}, t)$. Essas incertezas podem decorrer de simplificações na modelagem de um sistema, da presença de uma variável aleatória na modelagem ou até mesmo de um eventual não conhecimento do modelo por completo. Enquanto normalmente estes efeitos podem não aparecer em frequências próximas ao ponto de corte em malha aberta, eles podem ser significativos em frequências mais elevadas, que podem ser atingidas com controle em malha fechada. Seja $x_d(0) = x(0)$ e o vetor de erro de acompanhamento $\tilde{\boldsymbol{x}} = \left[\tilde{x}\ \dot{\tilde{x}}\ \ldots\ \tilde{x}^{(n-1)}\right]^T$. Por uma simplificação de notação, a variável de tempo t será omitida. O problema de controle se torna projetar uma lei de controle que leve o erro de acompanhamento a zero mesmo na presença de distúrbios ou incertezas de modelagem.

Define-se uma superfície de escorregamento $S(t)$, com dinâmica escolhida pelo projetista, e na qual todas as trajetórias dentro da superfície convirjam para os valores desejados. A metodologia de controle por modos deslizantes consiste em fazer com que as trajetórias dos estados convirjam para a chamada superfície deslizante $S(t)$.

Seja $S(t)$ definida no espaço $\mathbb{R}^n$ por uma equação escalar $s(\boldsymbol{x}, t) = 0$, onde:

$$s(\boldsymbol{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} \tilde{\boldsymbol{x}} \quad , \tag{17}$$

no qual λ é uma constante estritamente positiva e n é a ordem do sistema. Por exemplo, para um sistema de segunda ordem $(n = 2)$ a superfície é dada por $s = \dot{\tilde{x}} + \lambda\tilde{x} = 0$. Observa-se então que $\tilde{x}$ é a saída de um filtro passa baixa aplicado na variável s, com λ igual à frequência de corte do filtro. O problema de acompanhamento é reduzido a se manter sobre a superfície $S(t)$, com $s = 0$, para todo $t > 0$. De fato, $s = 0$ representa uma equação diferencial linear cuja solução é $\tilde{\boldsymbol{x}} = 0$. A Figura 30 ilustra a interpretação gráfica da superfície de escorregamento.

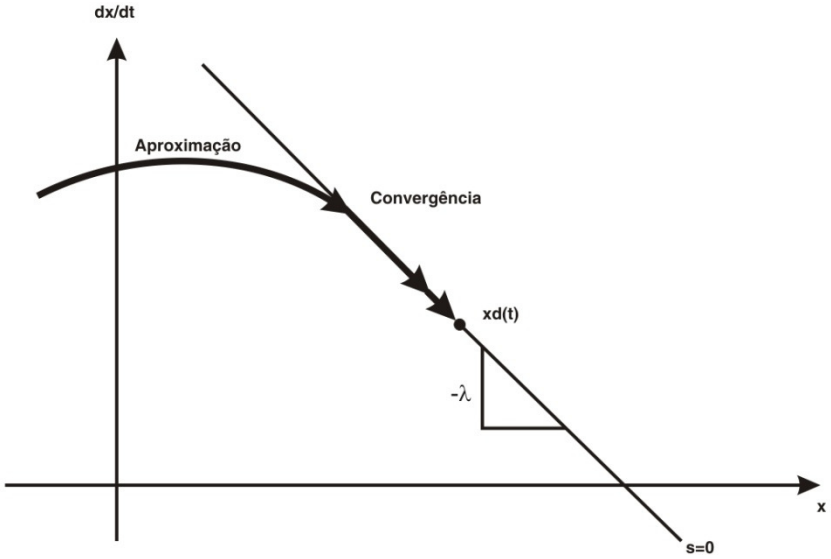

Figura 30 – Interpretação gráfica da superfície de escorregamento para n=2.

Em Slotine e Li (1991) é demonstrado que a relação entre o erro de acompanhamento e o módulo da variável s é dada por:

$$|s(t)| < \Phi \Rightarrow \left|\tilde{x}^{(i)}(t)\right| < \frac{2^i}{\lambda^{n-i-1}}\Phi, \quad para\ \forall\Phi\ e\ i = 0,1,2 \ldots n-1 \quad . \tag{18}$$

Por exemplo, para um sistema de segunda ordem o erro de acompanhamento de $\tilde{x}$ $(i = 0)$ será:

$$|\tilde{x}(t)| < \frac{\Phi}{\lambda} \quad . \tag{19}$$

Para que todas as trajetórias de fora da superfície de escorregamento sejam levadas para dentro da mesma, deve-se atender a seguinte relação, também chamada de condição de escorregamento:

$$\frac{1}{2}\frac{d}{dt}\ s^2 \leq -\eta|s| \quad , \tag{20}$$

em que η é uma constante estritamente positiva, relacionada com a velocidade com que a trajetória converge para a superfície deslizante. A equação acima impõe que a distância quadrática da superfície, medida aqui por s^2, diminui ao longo de todas as trajetórias do sistema com uma velocidade η, portanto, fazendo com que todas as trajetórias apontem para a superfície deslizante, conforme a Figura 31. Mais ainda, o atendimento da equação (20) torna a superfície um conjunto invariante e pode-se, dessa forma, comprovar a estabilidade do sistema tomando-se a condição de escorregamento como candidata à função de Lyapunov (SLOTINE E LI, 1991).

O tempo necessário para que a trajetória a atinja a superfície quando $x(0) \neq x_d(0) \Leftrightarrow s(0) \neq 0$ será dado por:

$$t_{alcance} = \frac{|s(0)|}{\eta} \quad . \tag{21}$$

Uma vez atingida a condição de escorregamento, o erro de acompanhamento tende exponencialmente a zero conforme dinâmica de s já discutida, com constante de tempo $1/\lambda$.

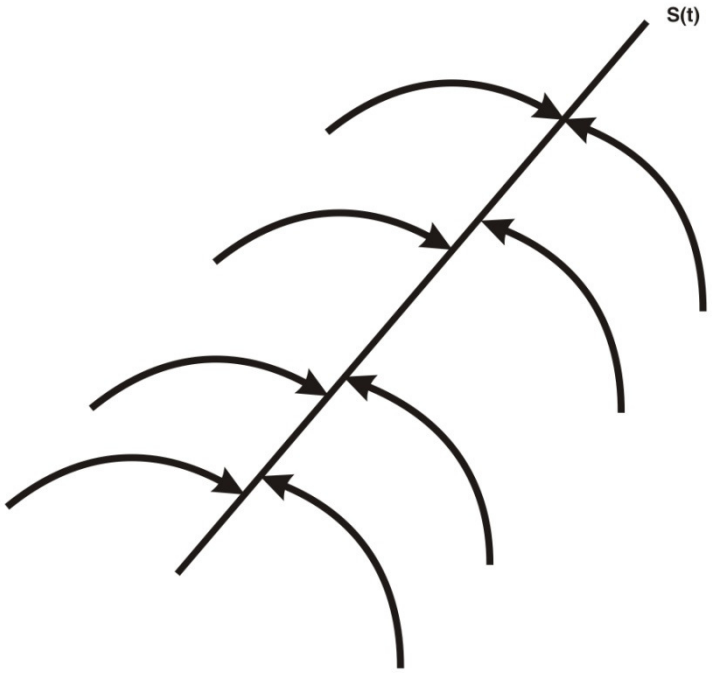

Figura 31 - Condição de escorregamento

Tome-se, por exemplo, um sistema de segunda ordem da seguinte forma:

$$\ddot{x} = f + bu \quad , \tag{22}$$

na qual f é uma função não linear não conhecida exatamente. Será derivada uma lei de controle que satisfaça as condições de escorregamento. Considera-se que a extensão da incerteza de f pode ser, sendo $\hat{f}$ a função estimada e F o maior erro de modelagem:

$$\left|\hat{f} - f\right| < F \quad . \tag{23}$$

Define-se então uma superfície de escorregamento $S(t)$, definida por $s = 0$, para o sistema da equação (22) que é de segunda ordem, sendo a variável escalar s dada por:

$$s = \dot{\tilde{x}} + \lambda\tilde{x} \quad . \tag{24}$$

Deriva-se uma única vez a equação (24) em relação ao tempo para se obter a lei de controle:

$$\dot{s} = \ddot{\tilde{x}} + \lambda\dot{\tilde{x}} = f + bu - \ddot{x}_d + \lambda\dot{\tilde{x}} \quad . \tag{25}$$

Na ausência de erros de modelagem a melhor estimativa de lei de controle $\hat{u}$ faz com que $s = \dot{s} = 0$. Neste caso,

$$\hat{u} = \frac{1}{b}\left(-\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda\dot{\tilde{x}}\right) \quad . \tag{26}$$

Quando se consideram as incertezas presentes na modelagem e decorrentes de distúrbios, deve se acrescentar um termo descontínuo na superfície $S(t)$, fazendo com que a lei de controle se torne:

$$u = \hat{u} - k.sinal(s) \quad , \tag{27}$$

sendo $sinal(s)$ definida por

$$sinal(s) = \begin{cases} -1 & se\ s < 0 \\ 1 & se\ s \geq 0 \end{cases} \quad . \tag{28}$$

O termo k é o ganho do termo chaveado acima, a ser calculado pelo projetista de acordo com a condição de escorregamento:

$$\begin{gathered} \frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\ \mathrm{s}^2 \leq -\eta|\mathrm{s}| = \dot{\mathrm{s}}\mathrm{s} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\ \mathrm{s}^2 \leq \left\{f + b\left[\frac{1}{b}\left(-\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda\dot{\tilde{x}}\right) - k.sinal(s)\right] - \ddot{x}_d \right. \\ \left. + \lambda\dot{\tilde{x}}\right\} s \Leftrightarrow \frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\ \mathrm{s}^2 \leq \left(f - \hat{f}\right) - k|s| \quad . \end{gathered} \tag{29}$$

A condição de escorregamento será atendida então para todos os valores admissíveis de f se:

$$k \geq F + \eta \quad . \tag{30}$$

A expressão (30) indica que o ganho chaveado k deve ser tão grande quanto a incerteza presente na modelagem.

5.1.3 Controle integral

Pode-se introduzir um termo integral na lei de controle desenvolvida acima, para se eliminar o erro estacionário. O custo dessa operação é o aumento a ordem do sistema. Para um sistema de segunda ordem, por exemplo, define-se uma nova variável s da seguinte forma (SLOTINE E LI, 1991):

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^2 \int_0^t \tilde{x}\, dr = \dot{\tilde{x}} + 2\lambda\tilde{x} + \lambda^2 \int_0^t \tilde{x}\, dr \quad . \tag{31}$$

O novo termo estimado $\hat{u}$ da variável de controle, realizando a linearização por realimentação de forma a garantir $\dot{s} = 0$ será:

$$\hat{u} = \frac{1}{b}\left(-\hat{f} + \ddot{x}_d - 2\lambda\dot{\tilde{x}} - \lambda^2\tilde{x}\right) \quad . \tag{32}$$

5.1.4 Introdução da camada limite

A introdução do termo chaveado $sinal(s)$ na lei de controle, apesar de garantir a robustez do sistema, pode fazer com que um elevado esforço de controle ocorra quando a trajetória das variáveis de estado está próxima à superfície de deslizamento. Este esforço se traduz na presença de um chaveamento de alta frequência, que pode excitar modos de vibrar não modelados, causando efeitos indesejados, além de provocar desgaste prematuro do atuador.

Este fenômeno de chaveamento é conhecido como *chattering* e está ilustrado na Figura 32.

O *chattering* se torna mais pronunciado quanto maiores forem as incertezas do sistema, ou seja, quanto maiores a perturbação e o erro de modelagem.

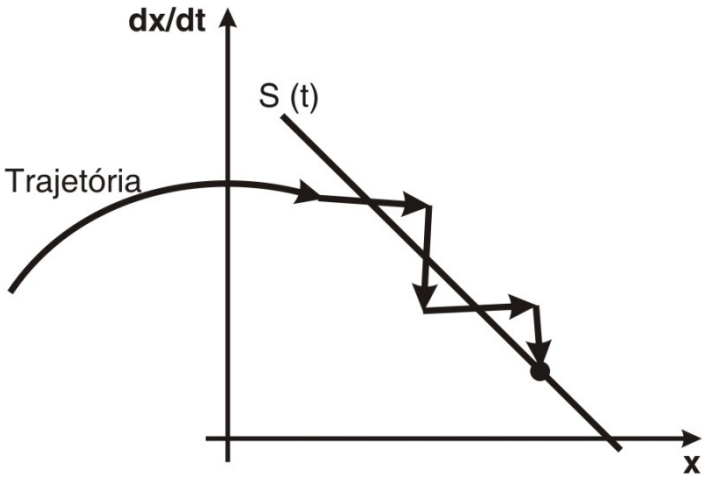

Figura 32 - Fenômeno de *chattering*.

Slotine e Li (1991) propõem uma técnica de redução de *chattering* por meio de uma suavização da função $sinal(s)$. Coloca-se uma camada limite em torno da superfície de escorregamento dentro da qual ocorrerá a transição de sinal, conforme mostra a lei de controle da equação (33).

$$u = \hat{u} - k.sat(s) \quad , \tag{33}$$

na qual:

$$sat\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} 1, & \frac{s}{\phi} > 1 \\ \frac{s}{\phi}, & -1 \leq \frac{s}{\phi} \leq 1 \\ -1, & \frac{s}{\phi} < 1 \end{cases} \quad . \tag{34}$$

O controle fica introduzido dentro da camada limite, onde $sat\left(\frac{s}{\phi}\right) = \frac{s}{\phi}$ conforme a Figura 33:

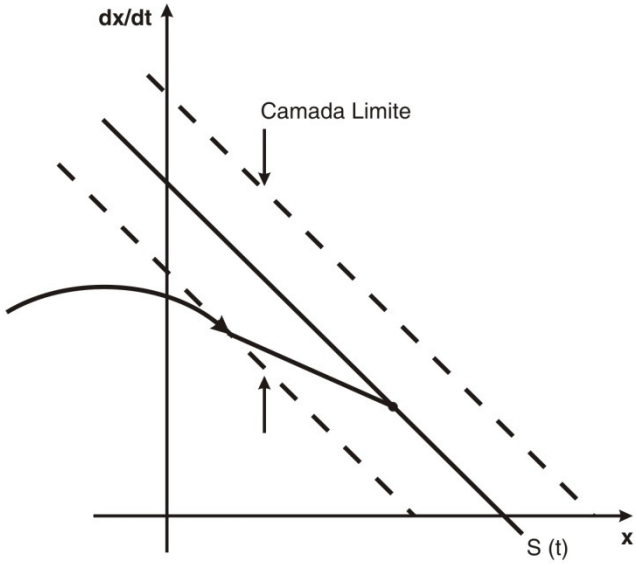

Figura 33 - Camada limite para n=2.

Fora da camada limite o controle u satisfaz a condição de escorregamento e a trajetória aponta para dentro da camada limite, com erro de acompanhamento limitado pela largura da camada limite:

$$|\tilde{x}(t)| < \frac{\phi}{\lambda^{n-1}} \quad . \tag{35}$$

Segundo Slotine e Li (1991), a introdução da camada limite é equivalente à introdução de um filtro passa baixa na dinâmica da variável s, eliminando-se assim as oscilações (ou *chattering*).

Os parâmetros ϕ, λ e k são sintonizados de acordo com a extensão do erro de modelagem (no caso de k) e o erro de acompanhamento admissível (no caso de ϕ). O parâmetro λ, que está relacionado com a velocidade de convergência do sistema quando sobre a superfície de escorregamento, não pode ser aumentado

indefinidamente, pois também se relaciona com a banda passante do sistema. Slotine e Li (1991) definem os critérios para a definição de λ da seguinte forma:

I. λ deve ser menor que a primeira frequência de ressonância não modelada do sistema (ν_r), conforme a relação $\lambda < \frac{2\pi}{3\nu_r}$;
II. λ deve ser menor que inverso do maior tempo de atraso do sistema (T_a) conforme a relação $\lambda < \frac{1}{3T_a}$;
III. λ deve ser menor que a taxa de amostragem do sistema (ν_s) conforme a relação $\lambda < \frac{1}{5}\nu_s$;
IV. O λ escolhido será o menor dos valores calculados acima.

5.2 Controle do atuador antagônico por modos deslizantes

O objetivo dos controladores projetados neste capítulo é controlar a posição angular θ ou controlar o torque da carga T_l. A variável de controle é a corrente aplicada nos fios. O método o sistema de controle desenvolvido a seguir foi originalmente descrito em Ianagui e Tannuri (2011), no qual se apresentaram validações apenas por simulação numérica.

Para se criar uma lei de controle por realimentação $u(\theta, \dot{\theta}, T_l, \xi_a, \xi_b)$, é necessário que o modelo do sistema seja reorganizado de forma a se mostrar os estados do sistema em função da entrada de controle. Primeiramente será focado o controle de posição, assumindo-se $T_l = 0$. Em seguida é introduzido o controle de torque, no qual a variável controlada é o próprio T_l.

5.2.1 Controle de posição

Derivando-se a equação (1) (para simplificação considera-se o termo de atrito linear) obtém-se:

$$(J + ml^2)\dddot{\theta} + c\ddot{\theta} + mgl\dot{\theta}\cos\theta = r(\dot{T}_a - \dot{T}_b) \quad . \tag{36}$$

Derivando-se a equação (9) e realizando a devida manipulação algébrica tem-se:

$$\begin{cases} \dot{T_a} = -\dot{\xi_a} K_0 \delta_a - (1 - \xi_a) K_0 r \dot{\theta} \\ \dot{T_b} = -\dot{\xi_b} K_0 \delta_b + (1 - \xi_b) K_0 r \dot{\theta} \end{cases}, \tag{37}$$

sendo:

$$\begin{cases} \delta_a = 0{,}02 l_{max} - r\theta \\ \delta_b = 0{,}02 l_{max} + r\theta \end{cases} \tag{38}$$

e

$$\begin{cases} \dot{\xi_a} = f_\xi(\xi_a) + b_\xi(\xi_a) u_a \\ \dot{\xi_b} = f_\xi(\xi_b) + b_\xi(\xi_b) u_b \end{cases}. \tag{39}$$

As funções $f_\xi(\xi)$ e $b_\xi(\xi)$ são dadas por:

$$\begin{aligned} f_\xi(\xi) = -\frac{\alpha}{\xi_0 m c_p} [\xi_0(\xi - k) - (\xi - k)^2] \Big\{ hAT_{amb} - CT_{tablet} \\ - (hA + C) \left[\frac{1}{\alpha} \ln\left(\frac{\xi_0}{\xi - k} - 1 \right) + \beta \right] \Big\} \end{aligned} \tag{40}$$

e

$$b_\xi(\xi) = -\frac{\alpha}{\xi_0 m c_p}[\xi_0(\xi - k) - (\xi - k)^2]R \quad , \tag{41}$$

com

$$\begin{cases} \alpha = \dfrac{6{,}2}{A_f - A_s}; \beta = \dfrac{A_s + A_f}{2}; \xi_0 = \xi_M; k = 0 & \text{se } \dot{T_p} > 0 \\ \alpha = \dfrac{6{,}2}{M_s - M_f}; \beta = \dfrac{M_s + M_f}{2}; \xi_0 = 1 - \xi_A; k = \xi_a & \text{se } \dot{T_p} < 0 \end{cases} .$$

Em (39), $u_a = i_a^2$ e $u_b = i_b^2$.

No lado direito da equação (36) tem-se:

$$\dot{T_a} - \dot{T_b} = K_0\left[-\dot{\xi_a}\delta_a + \dot{\xi_b}\delta_b + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2)\right] \quad . \tag{42}$$

Da equação (39) tem-se então:

$$\dot{T_a} - \dot{T_b} = K_0\left[-\delta_a f_\xi(\xi_a) + \delta_b f_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a)u_a + \delta_b b_\xi(\xi_b)u_b + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2)\right] \quad . \tag{43}$$

O circuito diferencial que aciona os fios impõe as seguintes relações:

$$\begin{cases} i_a = 0{,}4 + \dfrac{u}{10} \\ i_b = 0{,}4 - \dfrac{u}{10} \end{cases} , \tag{44}$$

o que resulta

$$\begin{cases} u_a = 0{,}16 + 0{,}08u + 0{,}01u^2 \\ u_b = 0{,}16 - 0{,}08u + 0{,}01u^2 \end{cases} . \tag{45}$$

Substituindo (45) em (43):

$$\dot{T}_a - \dot{T}_b = K_0 \Big[-\delta_a f_\xi(\xi_a) + \delta_b f_\xi(\xi_b) + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2) + 0{,}16 \Big(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a) \Big) - 0{,}08u \Big(\delta_a b_\xi(\xi_a) + \delta_b b_\xi(\xi_b) \Big) + 0{,}01u^2 \Big(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a) \Big) \Big] \quad , \tag{46}$$

e finalmente, de (46) em (36):

$$(J + ml^2)\ddot{\theta} = -c\ddot{\theta} - mgl\dot{\theta}\cos\theta + rK_0 \Big\{ -\delta_a f_\xi(\xi_a) + \delta_b f_\xi(\xi_b) + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2) + 0{,}16 \Big(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a) \Big) \Big\} - 0{,}08rK_0 \Big(\delta_a b_\xi(\xi_a) + \delta_b b_\xi(\xi_b) \Big) u + 0{,}01rK_0 \Big(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a) \Big) u^2 \quad . \tag{47}$$

Pode-se então escrever:

$$\ddot{\theta} = f' + g'u + h'u^2 \quad , \tag{48}$$

na qual:

$$f' = \frac{1}{(J+ml^2)} \Big\{ -c\ddot{\theta} - mgl\dot{\theta}\cos\theta + rK_0 \Big[-\delta_a f_\xi(\xi_a) + \tag{49}$$

$$\delta_b f_\xi(\xi_b) + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2) + 0{,}16\left(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a)\right)\Big]\Big\}$$

$$g' = \frac{-0{,}08rK_0}{(J+ml^2)}\left(\delta_a b_\xi(\xi_a) + \delta_b b_\xi(\xi_b)\right) \quad , \tag{50}$$

$$h' = \frac{-0{,}01rK_0}{(J+ml^2)}\left(\delta_a b_\xi(\xi_a) - \delta_b b_\xi(\xi_b)\right) \quad . \tag{51}$$

Pode-se observar na equação (48) que a forma geral de $\dddot{\theta}(u)$ é a de um polinômio em u de grau 2. Trata-se, portanto, de um sistema não-afim na entrada, o que dificulta a formação do termo de linearização na lei de controle. Para se obter o controlador por modos deslizantes, deve-se cancelar a parte não linear estimada do sistema (como numa linearização por realimentação).

Primeiramente, assume-se o seguinte formato:

$$\dddot{\theta} = f' + U \quad , \tag{52}$$

com

$$U = g'u + h'u^2 \quad . \tag{53}$$

A raiz dessa equação pode ser real ou imaginária, dependendo dos valores assumidos por g', h'e U. Há então duas situações:

$$\begin{cases} \Delta = g'^2 + 4h'U > 0 \Leftrightarrow u \in \mathbb{R} \\ \Delta = g'^2 + 4h'U < 0 \Leftrightarrow u \in \mathbb{C} \end{cases} \quad . \tag{54}$$

Quando $u \in \mathbb{R}$ a solução é simplesmente:

$$u = \frac{-g' \pm \sqrt{\Delta}}{2h'} \quad . \tag{55}$$

A ação de controle u tem então até duas soluções.

Quando $u \in \mathbb{C}$ não há solução real, e o que pode se fazer é obter a melhor aproximação possível da equação (53):

$$\min(h'u^2 + g'u - U) \quad . \tag{56}$$

A lei de controle u que satisfaz a condição (56) é:

$$u = -\frac{g'}{2h'} \quad . \tag{57}$$

Finalmente, definindo-se o erro de acompanhamento:

$$\tilde{\theta} = \theta - \theta_d \quad , \tag{58}$$

pode-se então definir a variável s como:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \tilde{\theta} = \ddot{\tilde{\theta}} + 2\lambda\dot{\tilde{\theta}} + \lambda^2\tilde{\theta} \quad . \tag{59}$$

Logo,

$$\dot{s} = \dddot{\theta} - \dddot{\theta}_d + 2\lambda\ddot{\tilde{\theta}} + \lambda^2\dot{\tilde{\theta}} = f' + U - \dddot{\theta}_d + 2\lambda\ddot{\tilde{\theta}} + \lambda^2\dot{\tilde{\theta}} \quad . \tag{60}$$

Para se atingir $\dot{s} = 0$ é necessário então

$$\widehat{U} = -\hat{f}' + \dddot{\theta}_d - 2\lambda\ddot{\tilde{\theta}} - \lambda^2\dot{\tilde{\theta}} \quad , \tag{61}$$

com $U(u)$ sendo dado por (53), (55) e (57).

A lei de controle é então escrita:

$$U = -\hat{f}' + \dddot{\theta}_d - 2\lambda\ddot{\tilde{\theta}} - \lambda^2\dot{\tilde{\theta}} - K_{SM} sat\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad . \tag{62}$$

Aqui, $\hat{f}'$ é a melhor estimativa de f', K_{SM} é um ganho de controle relacionado com os erros de parâmetros e modelagem, ϕ é a espessura da camada limite, e $sat\left(\frac{s}{\phi}\right)$ é a função saturação definida na expressão (34).

As variáveis de estado ξ_a e ξ_b são assumidas conhecidas através da medição das temperaturas dos fios e as derivadas de θ são obtidas por meio de filtro passa-baixa.

5.2.2 Controle de torque

Agora a equação (1) (também considerando o termo de atrito linear) é diferenciada assumindo-se que a carga é diferente de zero e medida por meio de uma célula de carga:

$$(J + ml^2)\dddot{\theta} + c\ddot{\theta} + mgl\dot{\theta}\cos\theta = r\left(\dot{T}_a - \dot{T}_b\right) - \dot{T}_l \quad . \tag{63}$$

A equação (46) é então substituída na expressão (63):

$$\begin{aligned}\dot{T}_l = rK_0 \Big[&-\delta_a f_\xi(\xi_a) + \delta_b f_\xi(\xi_b) + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2) \\ &+ 0{,}16\left(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a)\right) \\ &- 0{,}08u\left(\delta_a b_\xi(\xi_a) + \delta_b b_\xi(\xi_b)\right) \\ &+ 0{,}01u^2\left(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a)\right)\Big] - (J + ml^2)\dddot{\theta} - c\ddot{\theta} \\ &- mgl\dot{\theta}\cos\theta \quad .\end{aligned} \tag{64}$$

Mais uma vez toma-se o seguinte formato:

$$\dot{T}_l = f'' + g''u + h''u^2 \quad , \tag{65}$$

com

$$\begin{aligned}f'' = -(J + ml^2)\dddot{\theta} - c\ddot{\theta} - mgl\dot{\theta}\cos\theta + rK_0 \Big[&-\delta_a f_\xi(\xi_a) + \\ &\delta_b f_\xi(\xi_b) + r\dot{\theta}(\xi_a + \xi_b - 2) + 0{,}16\left(\delta_b b_\xi(\xi_b) - \delta_a b_\xi(\xi_a)\right)\Big] \\ &,\end{aligned} \tag{66}$$

$$g" = -0{,}08rK_0\left(\delta_a b_\xi(\xi_a) + \delta_b b_\xi(\xi_b)\right) \quad , \tag{67}$$

$$h" = -0{,}01rK_0\left(\delta_a b_\xi(\xi_a) - \delta_b b_\xi(\xi_b)\right) \quad . \tag{68}$$

Propõe-se então a mesma estrutura da equação (52):

$$\dot{T}_l = f'' + U \quad . \tag{69}$$

Sob as mesmas condições dadas pelas equações (53) a (57), pode-se escrever o erro de acompanhamento e a variável s:

$$s = \widetilde{T}_l = T_l - T_{ld} \quad , \tag{70}$$

e

$$\dot{s} = \dot{T}_l - \dot{T}_{ld} = f'' + U - \dot{T}_{ld} \quad . \tag{71}$$

A lei de controle U para se atingir $\dot{s} = 0$ será:

$$U = -\hat{f}'' + \dot{T}_{ld} - K_{SM} sat(s/\phi) \quad . \tag{72}$$

Novamente, $\hat{f}''$ representa a melhor aproximação de f'' e K_{SM} é sintonizado de forma a compensar erros de modelagem.

5.2.3 Estimativa de estados

As leis de controle descritas acima apresentam dificuldade de serem implementadas devido à necessidade de realimentação de estados que não estão disponíveis, como velocidade, aceleração e principalmente as frações martensítica, ξ_a e ξ_b. Uma maneira simples de se estimar a velocidade e a aceleração do atuador seria o uso das derivadas diretas da posição, no entanto, as estimativas ficariam prejudicadas pelo alto ruído que se apresenta neste método. Já o valor das frações martensíticas seria possível de ser estimado com a leitura direta da temperatura dos fios; entretanto, a geometria do atuador e as próprias tecnologias de leitura de temperatura disponíveis impossibilitam esta leitura.

Em Romano e Tannuri (2009) as frações martensíticas foram estimadas considerando uma condição quase estática do atuador, no qual os valores de fração martensítica viram função da posição angular do mesmo. Aplicando-se este método ao modelo proposto, obtém-se a equação (73).

$$mgl\,sin\,\theta = rK_0[(1-\xi_a)(0{,}02l_{max} - r\theta) - (1-\xi_b)(0{,}02l_{max} + r\theta)] \quad . \tag{73}$$

Na equação acima há duas variáveis desconhecidas, ξ_a, e ξ_b e apenas uma variável conhecida, θ, impossibilitando a estimativa das mesmas. Para que seja possível tal estimativa, considera-se que a tração no fio oposto ao fio cuja fração se quer calcular tem valor igual a zero, conforme equação (74):

$$\begin{cases} mgl\,sin\,\theta = rK_0(1-\xi_a)(0{,}02l_{max} - r\theta) \\ mgl\,sin\,\theta = -rK_0(1-\xi_b)(0{,}02l_{max} + r\theta) \end{cases} \quad . \tag{74}$$

Obtém-se então valores de estimativas das frações martensíticas considerando o modelo em regime estático, de acordo com a equação (75):

$$\begin{cases} \hat{\xi}_a = \dfrac{rK_0(0{,}02l_{max} - r\theta) - mgl\sin\theta}{rK_0(0{,}02l_{max} - r\theta)} \\ \hat{\xi}_b = \dfrac{mgl\sin\theta + rK_0(0{,}02l_{max} + r\theta)}{rK_0(0{,}02l_{max} + r\theta)} \end{cases} . \tag{75}$$

na qual

$\hat{\xi}_a, \hat{\xi}_b$ Estimativa das frações martensíticas a e b

Esta estimativa funciona bem para oscilações de baixa frequência, mas é incapaz de realizar uma estimativa acurada quando há movimentação rápida do atuador. Neste caso o ganho de controle quando em malha fechada deverá ser maior para compensar os erros de estimativa. Além disso, este modelo não prevê a limitação dos valores da fração martensítica entre 0 e 1, o que pode causar inconsistências nas funções de realimentação dos termos não lineares.

A Figura 34 apresenta o resultado de simulações da planta com a comparação entre os valores de frações martensíticas estimados por essas funções e os valores produzidos pelo modelo matemático. Verifica-se que o modelo é capaz reproduzir a fração com relativa exatidão, entretanto, conforme indicado anteriormente, em muitos pontos o valor da fração passa de 1.

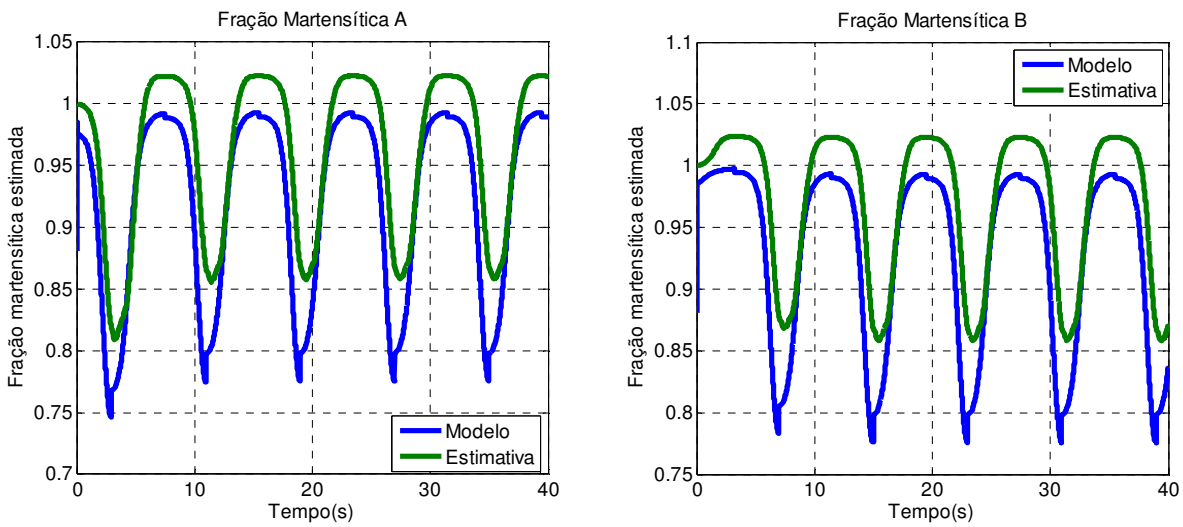

Figura 34 – Estimativas das frações martensíticas em baixa frequência (0,125 Hz).

A Figura 35 apresenta as estimativas em frequência de 1 Hz. Neste caso pode se observar uma grande diferença entre os valores estimados e os valores da planta simulada, com uma grande atenuação nos mesmos provocada pela própria diminuição da amplitude de posição angular do atuador.

Tendo em vista a busca da melhoria da estimativa desses estados, propõe-se a seguir um estimador de estados simples baseado no trabalho de Slotine et al (1987). Neste trabalho os autores propõem um observador de estados construídos da mesma forma que controladores por modos deslizantes, ao definir uma superfície deslizante e forçar a dinâmica do erro de estimativa se estabilizar sobre a mesma.

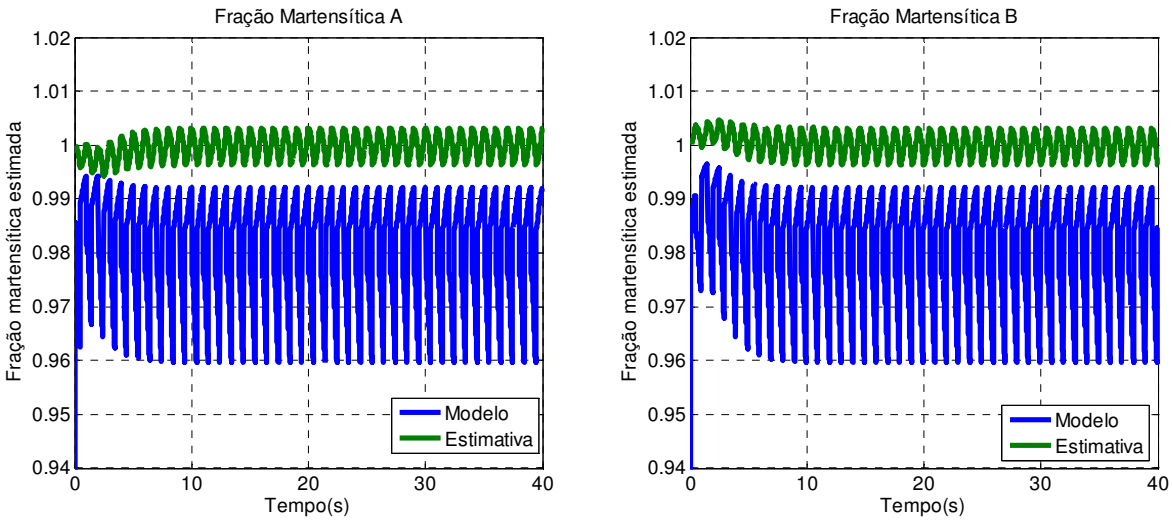

Figura 35 - Estimativas das frações martensíticas em alta frequência (1 Hz).

Seja uma dinâmica não linear de ordem n definida pela equação (76):

$$\dot{\boldsymbol{x}} = f(\boldsymbol{x}, t), \qquad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^{\boldsymbol{n}} \quad , \tag{76}$$

e um vetor de medições $\boldsymbol{z}$ linearmente relacionado com o vetor de estados de acordo com a equação (77):

$$\boldsymbol{z} = \mathbf{C}\boldsymbol{x}, \qquad \mathbf{z} \in \mathbb{R}^{\boldsymbol{p}} \quad . \tag{77}$$

Define-se então um observador com a estrutura da equação (78):

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \hat{f}(\boldsymbol{x}, t) - \mathbf{H}\bar{\boldsymbol{z}} - \mathbf{K}\mathbf{l}_{\mathbf{s}} \quad . \tag{78}$$

na qual $\hat{\boldsymbol{x}} \in \mathbb{R}^{\mathbf{n}}$, $\hat{f}$ é o modelo de f, $\mathbf{H}$ é uma matriz de ganho $n\ x\ p$ do observador de Luenberger obtida a partir da linearização da função não linear, $\mathbf{K}$ é uma matriz de ganho $n\ x\ p$ calculada de forma que seus componentes sejam maiores que o erro de estimativa da função f, e $\mathbf{l}_{\mathbf{s}}$ é o vetor $px1$ definido por (79):

$$\mathbf{l}_{\mathbf{s}} = [sinal(\overline{\boldsymbol{z}_{\mathbf{1}}}) \quad sinal(\overline{\boldsymbol{z}_{\mathbf{2}}}) \quad \ldots \quad sinal(\overline{\boldsymbol{z}_{\boldsymbol{i}}})]^{\mathbf{T}} \quad . \tag{79}$$

com:

$$\bar{\boldsymbol{z}} = \boldsymbol{c}_{\boldsymbol{i}}\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{z}_{\boldsymbol{i}} \quad . \tag{80}$$

Para o modelo proposto do atuador, que possui como medida apenas a posição angular, têm-se então as estimativas da temperatura (mais uma vez considerando a tração no fio oposto ao que se calcula igual a zero) nas equações (81) e (82). Os valore estimados são denotados pela presença da ênfase ^.

$$\widehat{\dot{T}_p^a} = \frac{\left((-hA+C)\widehat{T_p^a} + (hAT_{amb} + CT_{tablet}) + Ri_1^2\right)}{mc_p} - K_{o1}\left(\hat{\theta} - \theta\right) - K_{osm1}sinal\left(\hat{\theta} - \theta\right) \ , \tag{81}$$

e

$$\widehat{\dot{T_p^b}} = \frac{\left((-hA+C)\widehat{T_p^b}+(hAT_{amb}+CT_{tablet})+Ri_2^2\right)}{mc_p} - K_{o2}\left(\hat{\theta}-\theta\right) - K_{osm2}sinal\left(\hat{\theta}-\theta\right) \quad . \tag{82}$$

Nas equações acima, K_{oi} e K_{osmi} são os ganhos das matrizes **H** e **K,** respectivamente.

Com base nos valores de temperatura estimados, podem-se calcular as estimativas de ξ_a e ξ_b de acordo com as equações (11) e (12), que definem a fração martensítica em função da temperatura.

Os valores estimados de aceleração e velocidade são definidos pela equação (83) e (84):

$$\hat{\ddot{\theta}} = \frac{\left(-(2K_0r^2)\hat{\theta}-mglsin(\hat{\theta})+(K_0r^2)\hat{\theta}(\widehat{\xi_a}+\widehat{\xi_b})+(0.02l_{max}rK_0)(\widehat{\xi_a}-\widehat{\xi_b})-sgn\left(\hat{\theta}\right)\left(c_1\hat{\theta}^{c_2}+c_3\right)\right)}{(J+ml^2)} - K_{o3}\left(\hat{\theta}-\theta\right) - K_{osm3}sinal\left(\hat{\theta}-\theta\right) \quad , \tag{83}$$

e

$$\hat{\dot{\theta}} = -K_{o4}\left(\hat{\theta}-\theta\right) - K_{osm4}sinal\left(\hat{\theta}-\theta\right) + \int \hat{\ddot{\theta}}\, dt \quad . \tag{84}$$

Os resultados da simulação dos estimadores acima associados à planta com excitação em baixa e alta frequência são reproduzidos na Figura 36 e na Figura 37.

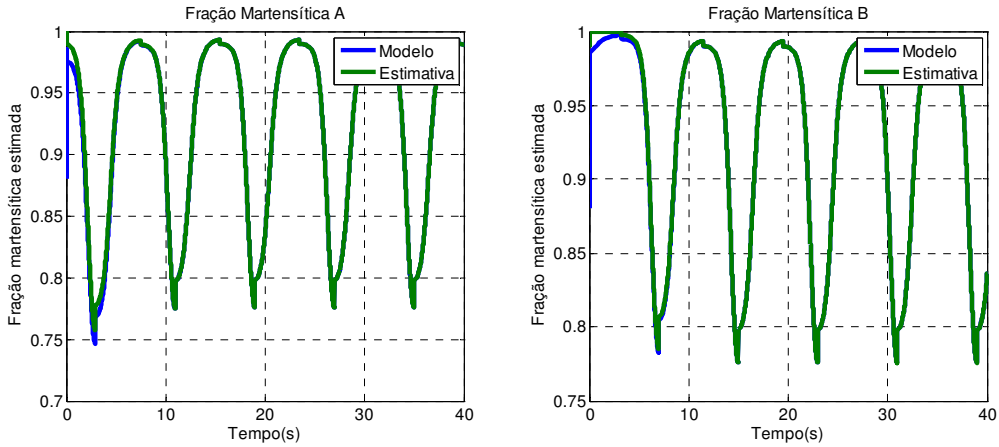

Figura 36 - Estimativas das frações martensíticas em baixa frequência (0,125 Hz).

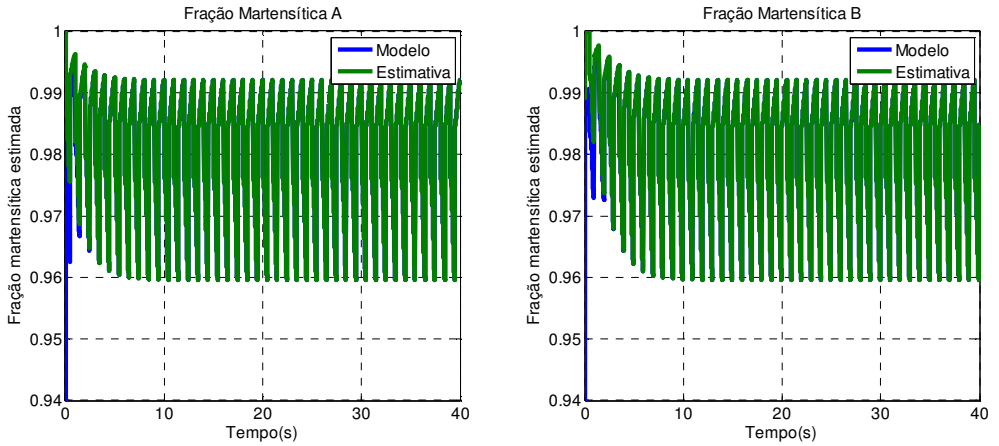

Figura 37 - Estimativas das frações martensíticas em alta frequência (1 Hz).

Por incorporar na estimativa as dinâmicas da planta, os valores de ξ_a e ξ_b estimados foram bem mais próximos, inclusive quando simulado em frequências mais altas. A Figura 38 ilustra o detalhe da dinâmica do erro de estimativa da fração martensítica A, mostrando que o mesmo chega a zero em cerca de 2,5 s.

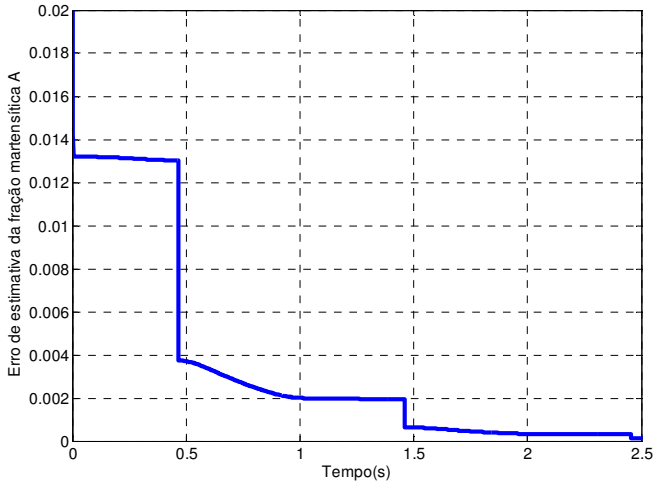

Figura 38 – Erro de estimativa da fração martensítica A à excitação de 1Hz.

De maneira similar, podemos obter o gráfico da velocidade angular estimada e da aceleração angular estimada. A Figura 39 ilustra as curvas de ambos para uma entrada senoidal a 0,125 Hz. Observa-se que os valores simulado e estimado são bem próximos e suas amplitudes iguais.

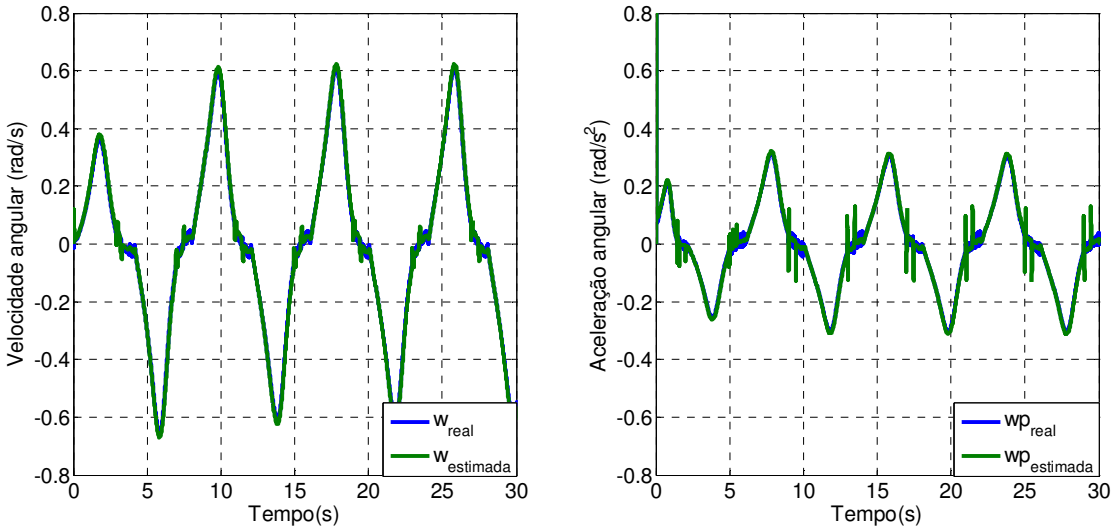

Figura 39 – Estimativa da velocidade angular e da aceleração angular.

5.2.4 Comportamento do estimador na presença de erros de modelagem

A seguir verifica-se o comportamento do estimador quando há presença de erros na estimativa de variáveis. Para realizar estas simulações foram inseridos erros de 10℃ nos valores das frações martensíticas, realizando simulações da planta em malha aberta para entradas em degrau e seno.

A Figura 40 apresenta as curvas de resposta para as frações martensíticas A e B a uma entrada de corrente na forma de trem de degraus, com uma frequência de 0,125 Hz.

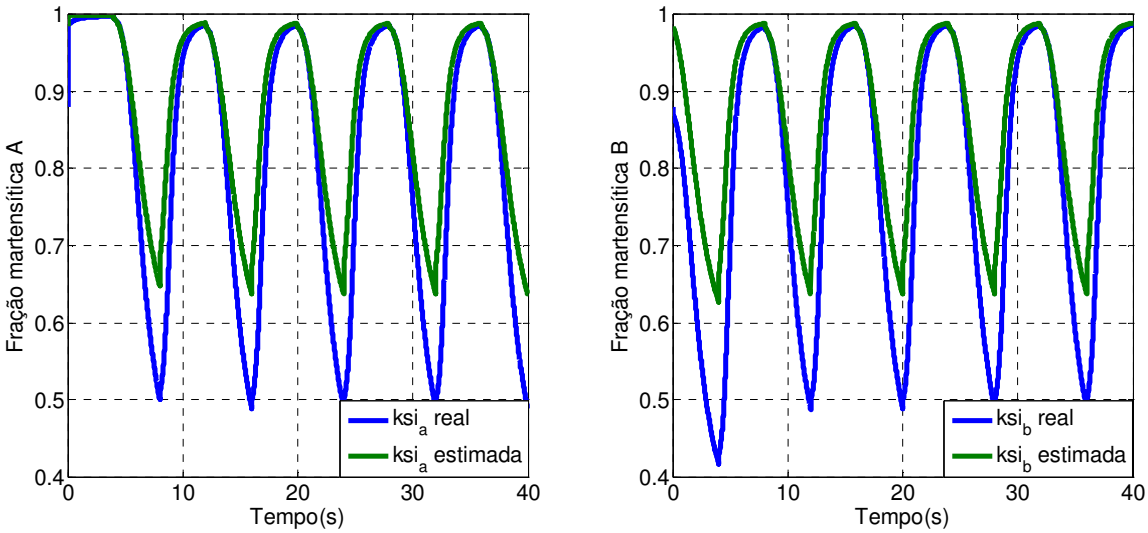

Figura 40 – Resposta do observador na presença de erros para trem de degrau a baixa frequência (0,125 Hz).

Observa-se que a introdução do erro de parâmetro introduz uma diferença significativa, da ordem de até 20% da amplitude máxima como pode ser observado na Figura 41. Entretanto, a forma da curva se mantem coerente, assim como a fase,

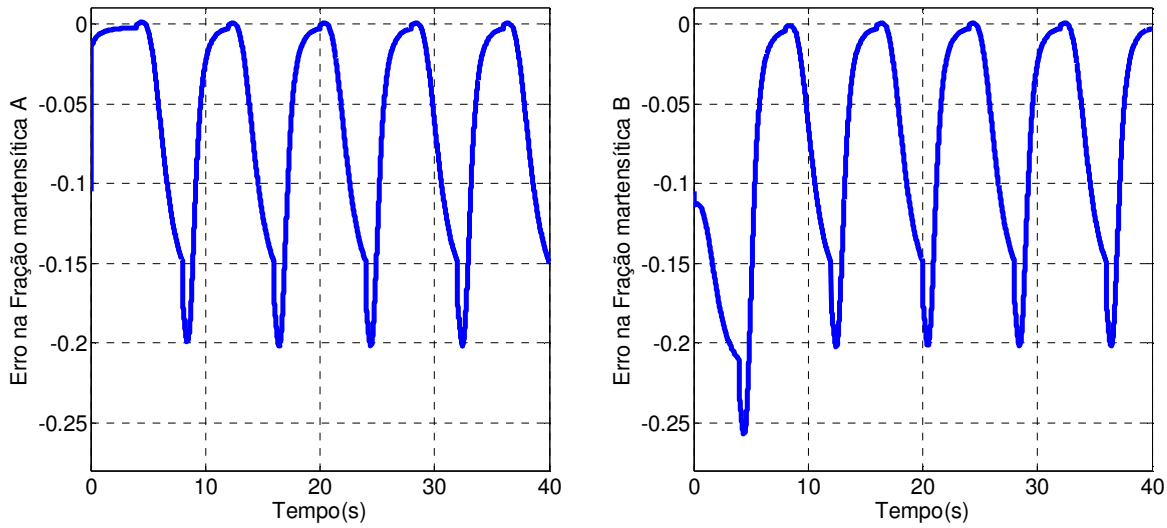

Figura 41 – Erro entre fração martensítica simulada e observada para trem de degrau a baixa frequência (0,125 Hz).

Aumentando-se a frequência percebe-se uma diminuição do erro como se observa na Figura 42.

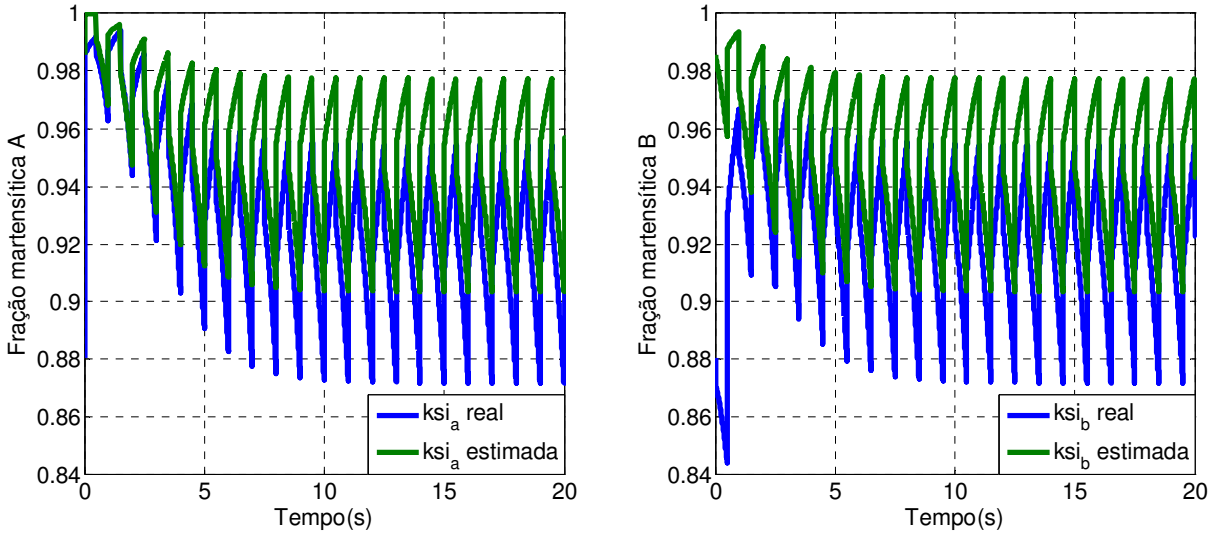

Figura 42 - Resposta do observador na presença de erros para trem de degrau a alta frequência (1 Hz).

Neste caso, o erro observado foi da ordem de 4%., conforme a Figura 43.

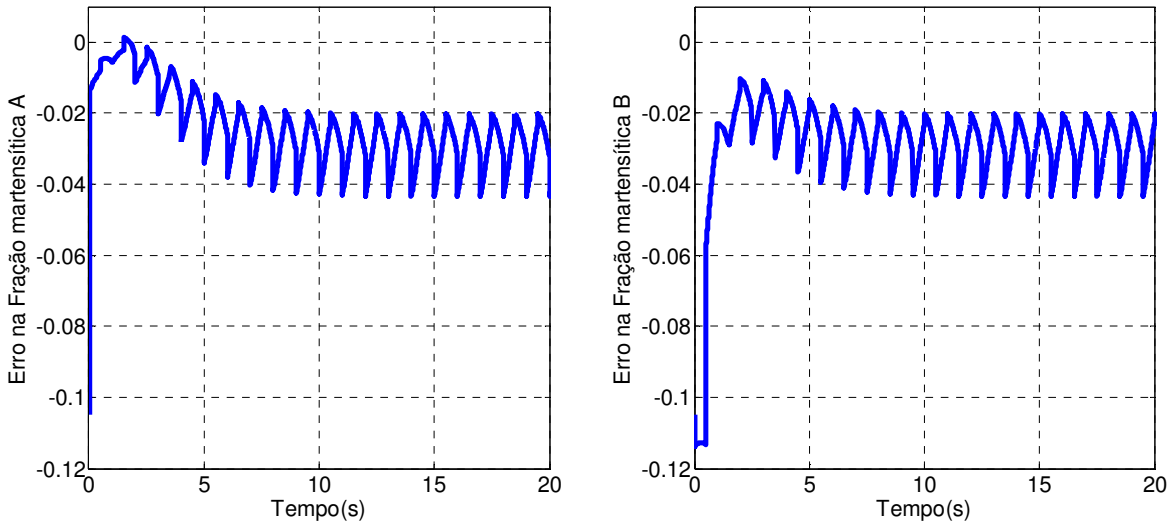

Figura 43 - Erro entre fração martensítica simulada e observada para trem de degrau a alta frequência (1 Hz).

Quando uma curva mais suave, como uma senóide, é introduzida, verifica-se também um erro do estimador mais baixo que o erro observado no trem de degraus em baixa frequência. O erro observado em regime é da ordem de 8%. A Figura 44 ilustra a resposta do estimador, e a Figura 45 apresenta o erro de estimativa.

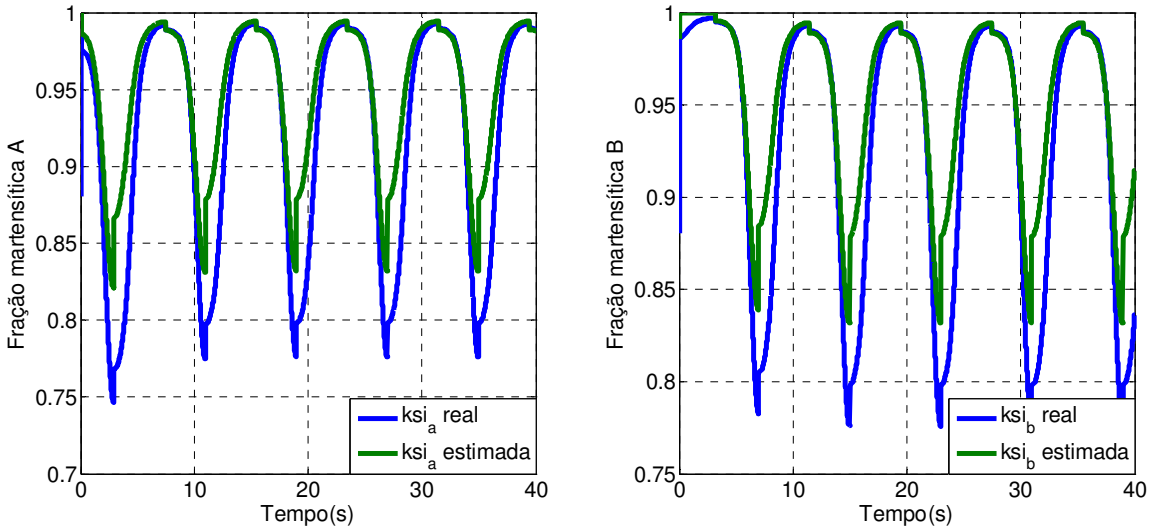

Figura 44 - Resposta do observador na presença de erros para seno a baixa frequência (0,125 Hz).

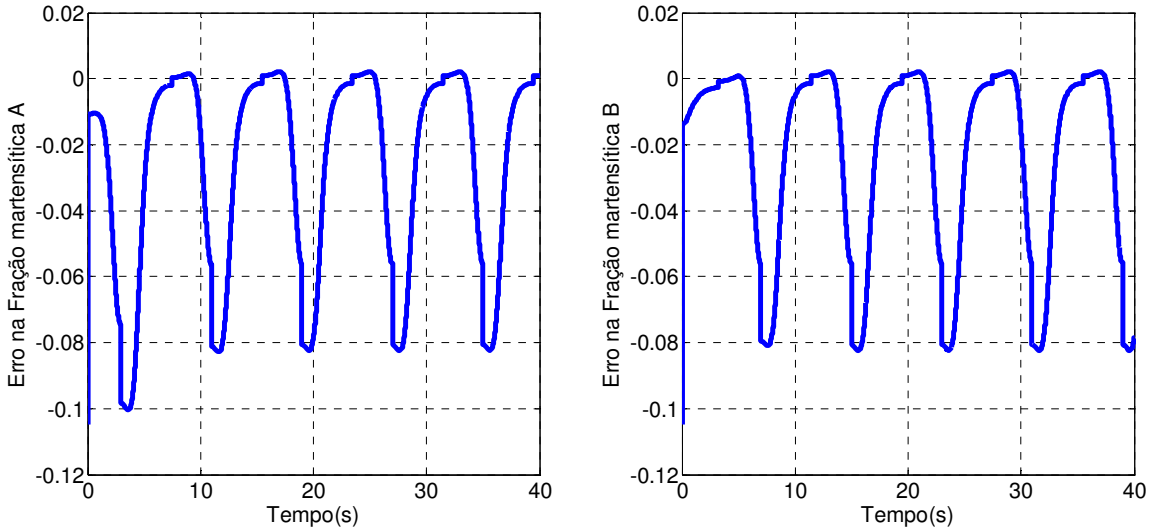

Figura 45 - Erro entre fração martensítica simulada e observada para seno a baixa frequência (0,125 Hz).

A Figura 46 apresenta as curvas para uma entrada senoidal em alta frequência (1 Hz). Pode-se verificar que o erro observado é o menor de todos, com amplitude máxima de 0.6%, como se observa na Figura 47.

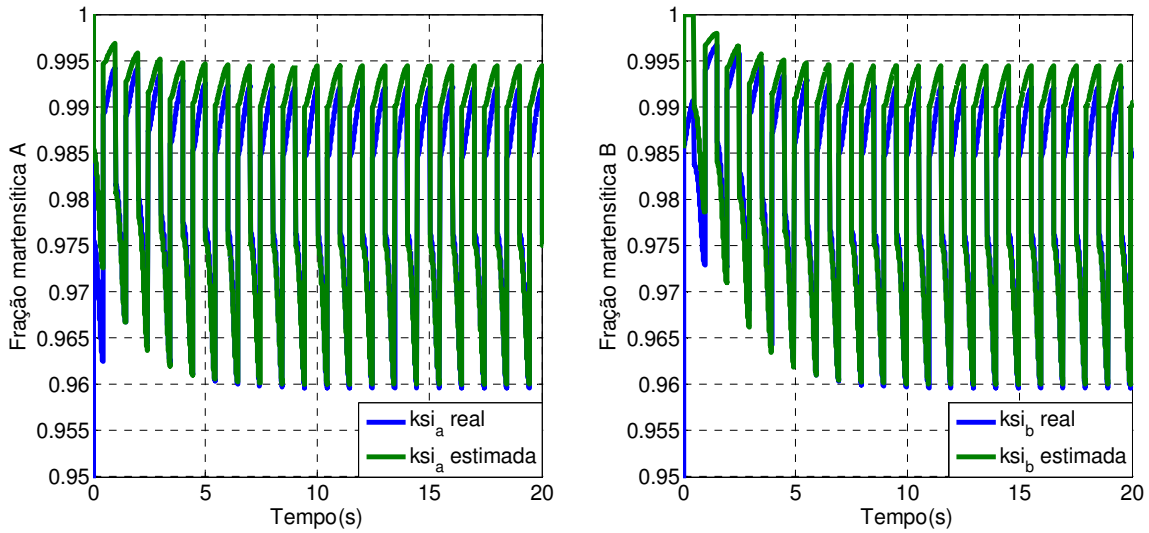

Figura 46 - Resposta do observador na presença de erros para seno a alta frequência (1 Hz).

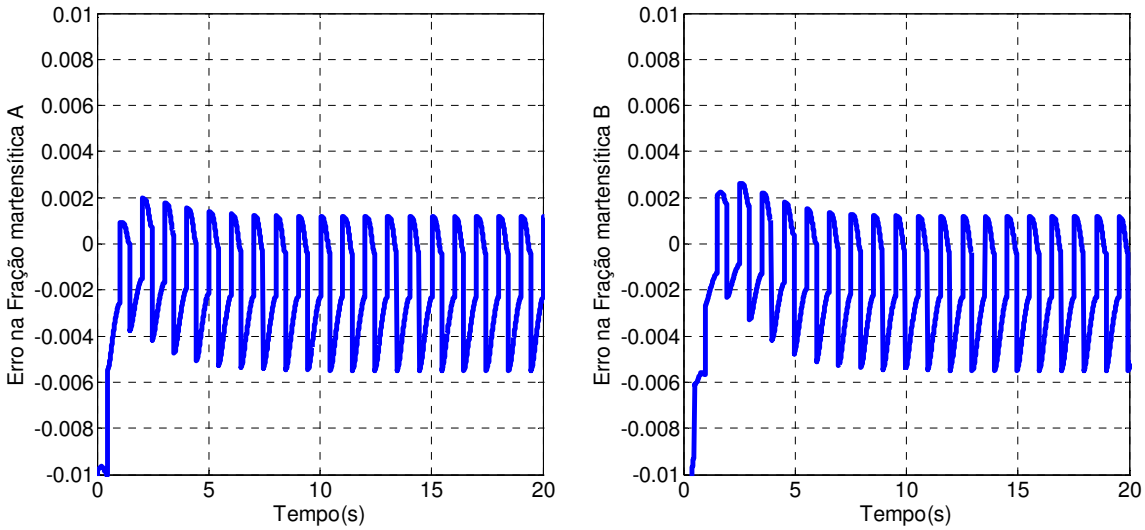

Figura 47 - Erro entre fração martensítica simulada e observada para seno a alta frequência (1 Hz).

As respostas obtidas indicam que, na presença de erros de modelagem, o erro de estimativa tende a crescer quando há aumento na amplitude das frações martensíticas. Em amplitudes mais baixas (como quando há frequências mais altas e a inércia térmica impede grandes variações de temperatura), o observador tende a responder com maior exatidão.

6 ANÁLISE DO SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle desenvolvido foi aplicado na máquina, sendo realizadas simulações com o modelo matemático criado e experimentos com o sistema físico. As simulações e experimentos foram realizados de forma a testar as leis de controle de torque e de posição. Seguem nesta seção os resultados simulados e experimentais da aplicação dos conceitos descritos até agora.

6.1 Curvas de referência adotadas

Para que se possa aplicar o sistema de controle por modos deslizantes na forma projetada, é necessário que existam derivadas dos sinais de referência para o cálculo da lei de controle. Desta forma, funções com descontinuidades (como no caso do degrau) ou com picos e pontos de tangência vertical devem ser suavizadas de forma a garantir a diferenciabilidade. Para que se possa realizar análise satisfatória dos critérios adotados, o sistema foi excitado com sinais do tipo degrau ou onda quadrada, sinais senoidais e sinais de onda triangular.

Os sinais senoidais são naturalmente deriváveis em todos os pontos, portanto facilmente implementados em diversas frequências para a aplicação do controle. Já para o sinal degrau foi adotada a função tangente hiperbólica de acordo com a equação 85. A Figura 48 demonstra o formato do sinal com escala de tempo ampliada para uma amplitude de 10°. A mesma função foi adotada como referência de degrau do controle de força, alterando-se somente a escala da amplitude.

$$x_d = x_i + \frac{(x_d - x_i)}{2}[1 + \tanh(10t - 105)] \tag{85}$$

Onde:

x_d Sinal de referência de posição

x_i Amplitude de posição inicial

t tempo

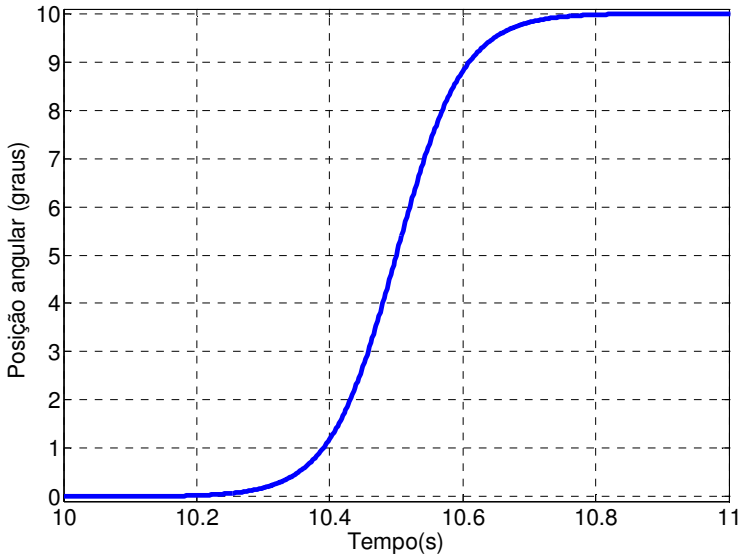

Figura 48 - Referência de posição angular (Degrau suavizado com 10° de amplitude)

Para a obtenção de sinais periódicos (ondas quadradas) foram utilizados sinais degrau suavizados com defasagem de tempo entre si.

Na análise da resposta ao sinal descrito deve-se lembrar de que o mesmo introduz um tempo atraso entre o início do degrau e a estabilização da curva de 0,8 s, como se pode observar na Figura 48.

A forma de onda triangular foi obtida através da integração dos sinais de onda quadrada. A Figura 49 ilustra o formato de uma onda triangular adotada com amplitude de 10° e frequência de 0,5 Hz.

Uma desvantagem da aplicação da suavização é que com o aumento da frequência o sinal começa a ser atenuado. Por outro lado, dificilmente aplicam-se sinais de referência de controle de sistemas mecânicos sem que se haja uma suavização, uma vez que descontinuidades introduzem movimentos e esforços bruscos nos componentes, resultando em maior impacto e consequente fadiga e redução da vida

útil. Exemplos de sinais suavizados são as curvas de aceleração em “S” aplicadas em servo-motores no controle de robôs e máquinas CNC.

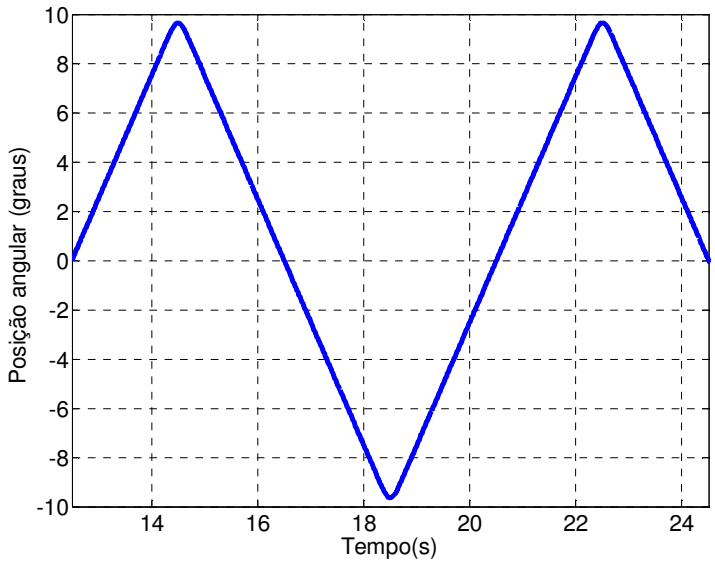

Figura 49 - Forma de onda triangular de amplitude 10° e frequência de 0,5 Hz

6.2 Controle de posição

A aplicação de um atuador de liga de memória de forma em modo de controle de posição envolve normalmente o controle de juntas lineares ou rotacionais de forma a posicionar um robô, uma prótese ou uma válvula de controle. Critérios de desempenho neste modo de controle variam de máquina para máquina, mas no geral pode-se avaliar a exatidão de posicionamento, tempo de acomodação, esforço de controle e largura de banda.

6.2.1 Variação do ganho de controle Ksm

O ganho de controle K_{SM} deve ser escolhido de forma a compensar os erros de modelagem, introduzindo a robustez característica do controle por modos deslizantes. A escolha de um K_{SM} alto pode refletir num sistema de controle bastante imune a erros e ruídos, entretanto também causa elevado esforço de controle e possível introdução de ciclo limite.

Foram realizados experimentos de controle de posição com ganhos K_{SM} a partir de 100000. Este valor elevado se deve à grande dimensão do valor de f', que aumenta ainda mais por ser dividido pelo valor da inércia, que é bem baixa (equação 49). O ganho foi obtido inicialmente de forma a se sobrepor às grandezas do sistema. Foi adotado um $\lambda = 250$, para que a resposta atinja a referência o mais rápido possível quando dentro da condição de escorregamento, mantendo-se ainda dentro dos critérios descritos no capítulo 5.

6.2.2.1 Resposta a degrau com amplitudes de 10° e 20°

A Figura 50 demonstra a resposta a uma entrada degrau de amplitude 10°, com ganho $K_{SM} = 100000$ em comparação com a resposta a degrau num controlador com ganho $K_{SM} = 150000$. São impressos sinais obtidos na simulação e experimentalmente.

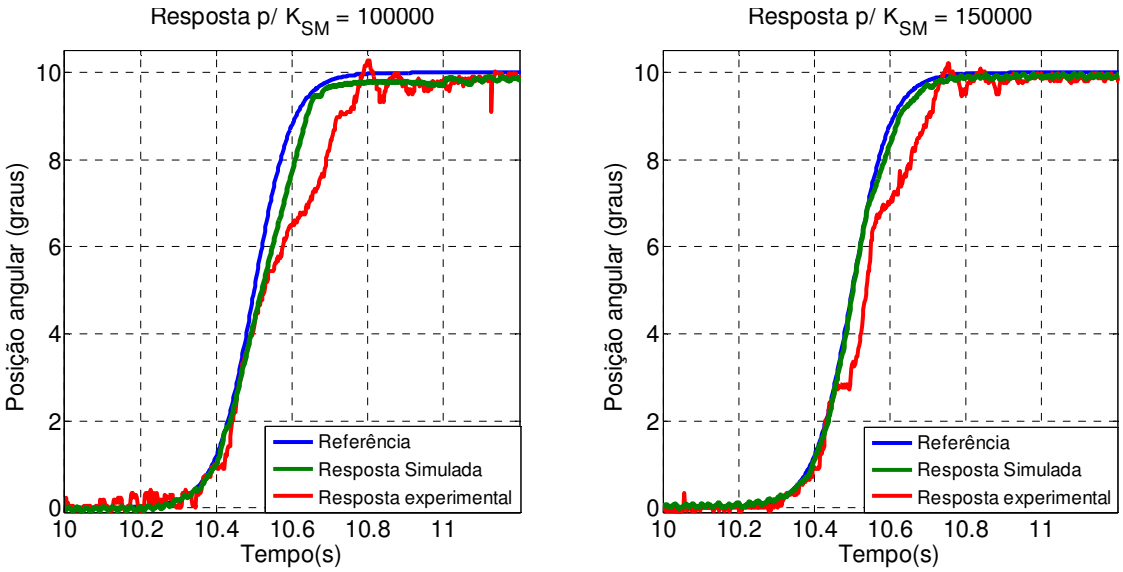

Figura 50 - Resposta simulada e experimental para um degrau 10° e ganhos $K_{SM} = 100000$ e $K_{SM} = 150000$.

Observa-se que o desempenho na simulação é melhor, tendo o sinal de saída seguido a referência de maneira bem próxima. Pode-se verificar uma diferença significativa na resposta experimental, com um atraso de cerca de 100 ms entre a

simulação e o experimento. Com o aumento do ganho, ocorre também melhoria do desempenho nas respostas de ambos os sistemas (modelado e experimental). A diferença é mais significativa no modelo, mas conforme pode-se observar a seguir há também melhoria no experimento. A Figura 51, ilustra o erro de posição angular. O tempo de acomodação (critério de 5%) é de cerca de 0,4 s para o experimento com ganho de 100000. Para o ganho de 150000 este tempo cai um pouco, para cerca de 0,3 s. A amplitude do erro também diminui com o aumento do ganho, diminuindo de pouco mais de 2,5° para cerca de 2,2° de pico.

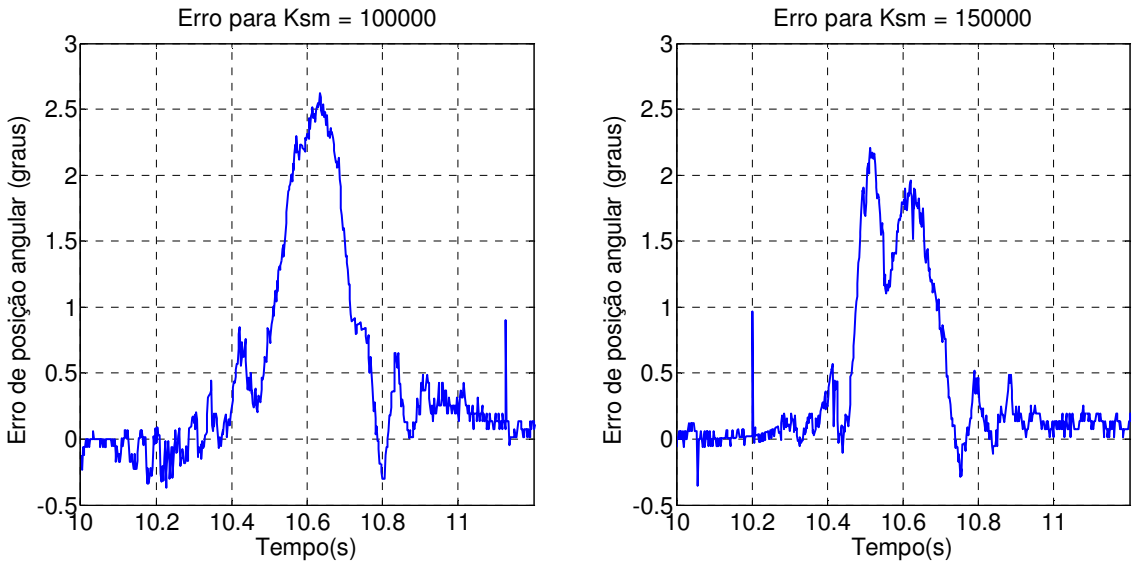

Figura 51 - Erro de posição angular experimental para um degrau de 10°

Na Figura 52 são apresentados os esforços de controle para os diferentes ganhos, não apresentando diferenças significativas entre ambos, ao menos para a amplitude de 10°.

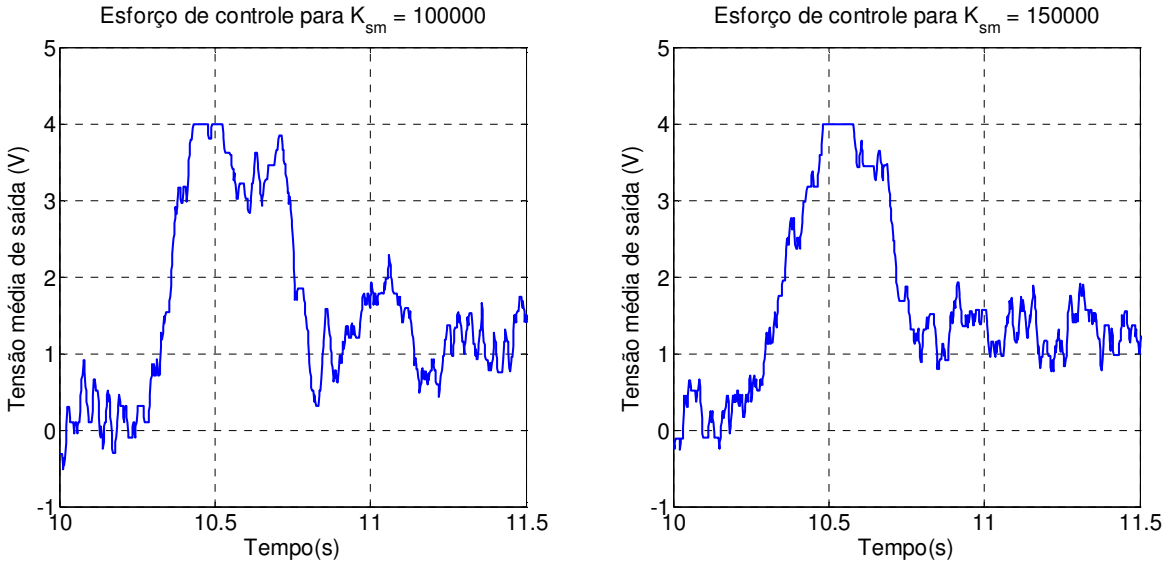

Figura 52 - Comparação de Esforços de controle para degrau 10°

A Figura 53 ilustra a resposta para um sinal degrau com amplitude de 20°. Na mesma observa-se uma diferença bem maior no tempo de acomodação do sinal. Com base na Figura 54 verifica-se um tempo de acomodação de aproximadamente 1,35 s para um ganho 100000, enquanto o tempo de acomodação para o ganho de 150000 é de cerca de 1 s. A amplitude do erro também diminui bastante, sendo a mesma no sistema com menor ganho de aproximadamente 11°, e no sistema com maior ganho de cerca de 9°.

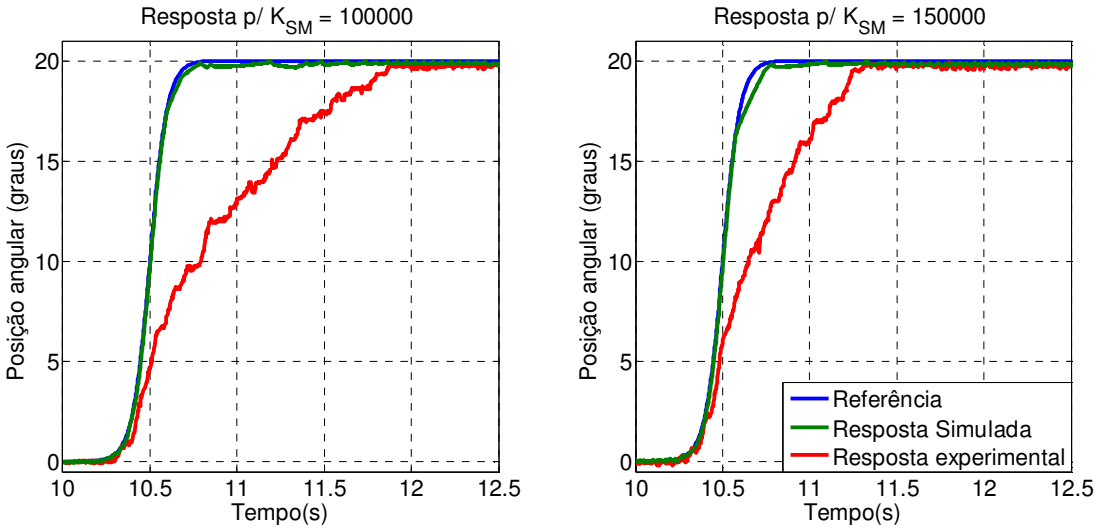

Figura 53 - Resposta simulada e experimental para degrau 20° e ganhos $K_{SM} = 100000$ e $K_{SM} = 150000$.

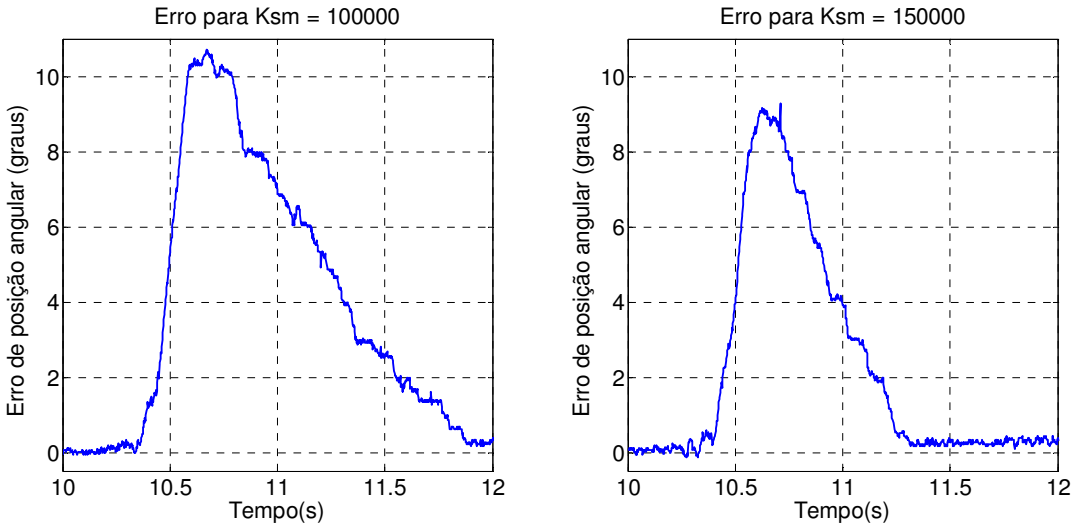

Figura 54 - Erro de posição angular experimental para um degrau de 20°

Nota-se uma tendência nas respostas experimentais que aparenta saturação do controle durante a subida. Pode-se verificar pela Figura 55 que de fato o controle satura no momento de maior derivada do degrau. Pela mesma figura verifica-se também que para uma amplitude de 20° na referência o esforço de controle apresenta diferenças mais significativas com o aumento do ganho.

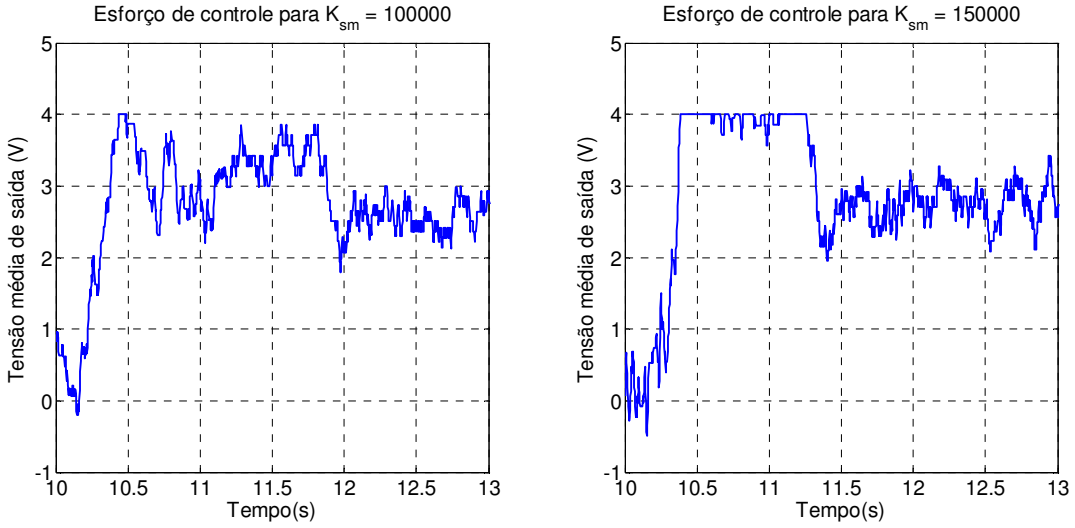

Figura 55 – Comparação de Esforços de controle para degrau 20°

6.2.2.2 Influência do ganho na largura de banda

Analisam-se a seguir as diferenças na largura de banda para entradas senoidal e diferentes ganhos, partindo de $K_{SM} = 150000$. Na Figura 56 verifica-se que a 0,4 Hz o sistema ainda responde de forma satisfatória tanto para o modelo simulado quanto para o sistema experimental, mantendo 99% da amplitude da referência.

Entretanto, ao se aplicar frequências mais elevadas, nota-se a redução de amplitude na resposta para o mesmo ganho, chegando-se a uma largura de banda de 0,75 Hz no sistema experimental para um ganho $K_{SM} = 150000$. Foram realizados experimentos aumentando os ganhos para 200000, 250000 e 300000. O registro de resultados pode ser verificado na Figura 57. Ganhos maiores possibilitaram maior amplitude no sinal de resposta, melhorando a largura de banda experimental.

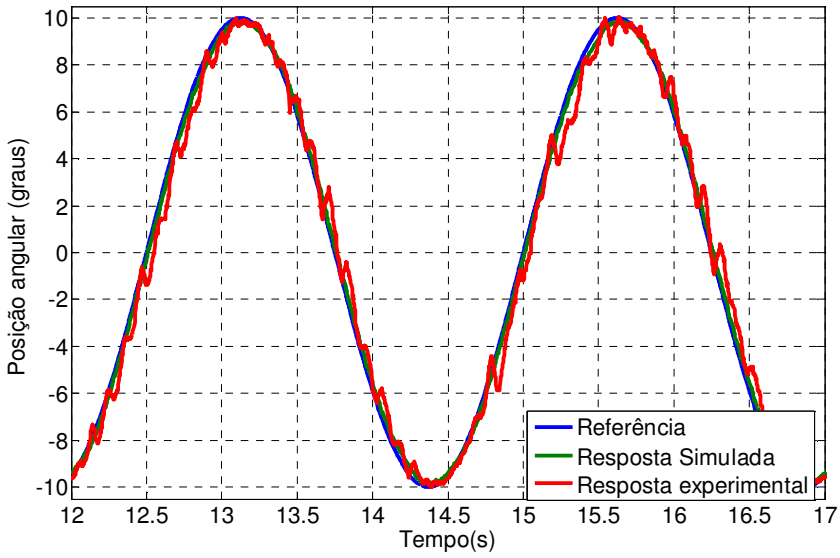

Figura 56 Resposta simulada e experimental para onda senoidal de 10° e 0,57 Hz com ganho $K_{SM} = 150000$

A diferença de amplitude percentual para $K_{SM} = 150000$ foi de 27,3%. Um ganho de 200000, esta diferença cai para 13,8%, e para aumentos subsequentes ($K_{SM} = 250000$ e $K_{SM} = 300000$) têm–se erros de amplitude de 10,21% e 9,62%, respectivamente. Conclui-se que até certo ponto o aumento de ganhos melhora a

largura de banda do sistema. Isto se explica pelo aumento da compensação de erros de modelagem. Com o aumento do ganho, o controle também passa a se comportar de maneira próxima a um controle puramente chaveado, uma vez que sua influência na tensão de saída se torna maior que a da parte de linearização por realimentação.

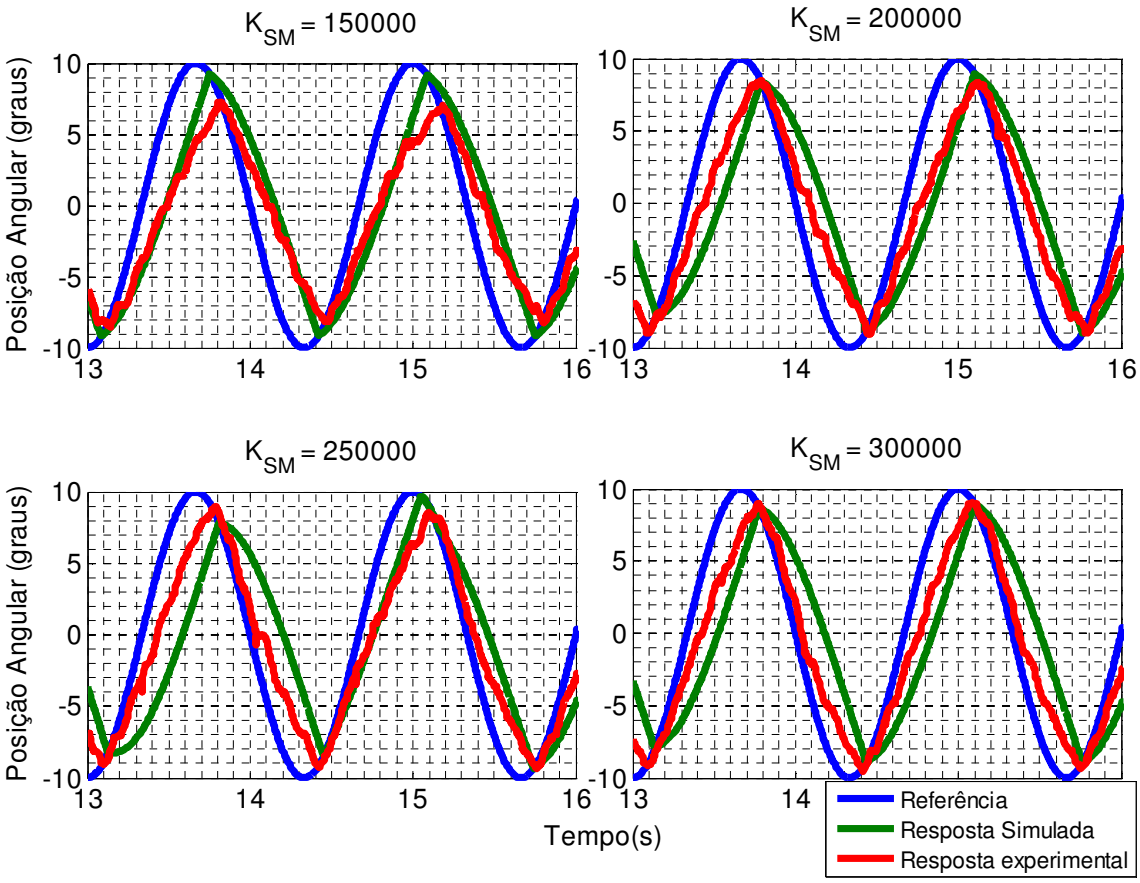

Figura 57 - Resposta simulada e experimental para onda senoidal de 10° e 0,75 Hz com diferentes ganhos

A Figura 58 apresenta a resposta da simulação e do experimento para a frequência limite na qual se pode considerar que o sistema está dentro da largura de banda, a 0,91Hz. Nesta situação verifica-se que a amplitude da posição tem aproximadamente 70,1% da amplitude da entrada. A resposta para esta frequência se mostra bastante similar tanto para a simulação como para o experimento.

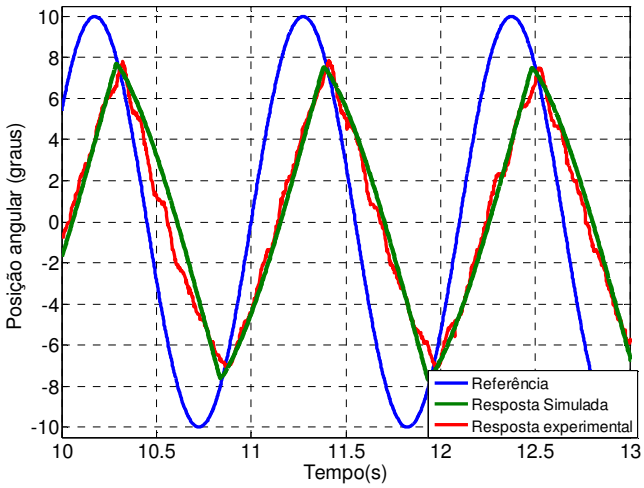

Figura 58 – Resposta à entrada senoidal na frequência do corte do sistema, 0,91 Hz.

6.2.2 Erro de acompanhamento e camada limite

O erro de acompanhamento é aqui definido como a diferença percentual entre o sinal de referência em sua amplitude máxima e a resposta do sistema em amplitude máxima. São analisadas respostas para ondas quadradas, senoidais e triangulares, observando-se aqui o erro estático e a capacidade do sistema de se manter dentro da camada limite.

A Figura 59 apresenta a resposta às diferentes ondas propostas com frequência na qual o sinal consegue acompanhar a referência. O ganho utilizado foi de 150000. O resultado dinâmico (tempo de acomodação) para a onda quadrada é bastante similar ao obtido nas respostas a degrau das Figura 50 e Figura 53, lembrando que entre o ponto inferior e o superior da curva há uma variação de 20°. Verifica-se visualmente que o sistema consegue seguir perfeitamente os três formatos de onda quando em frequência mais baixa.

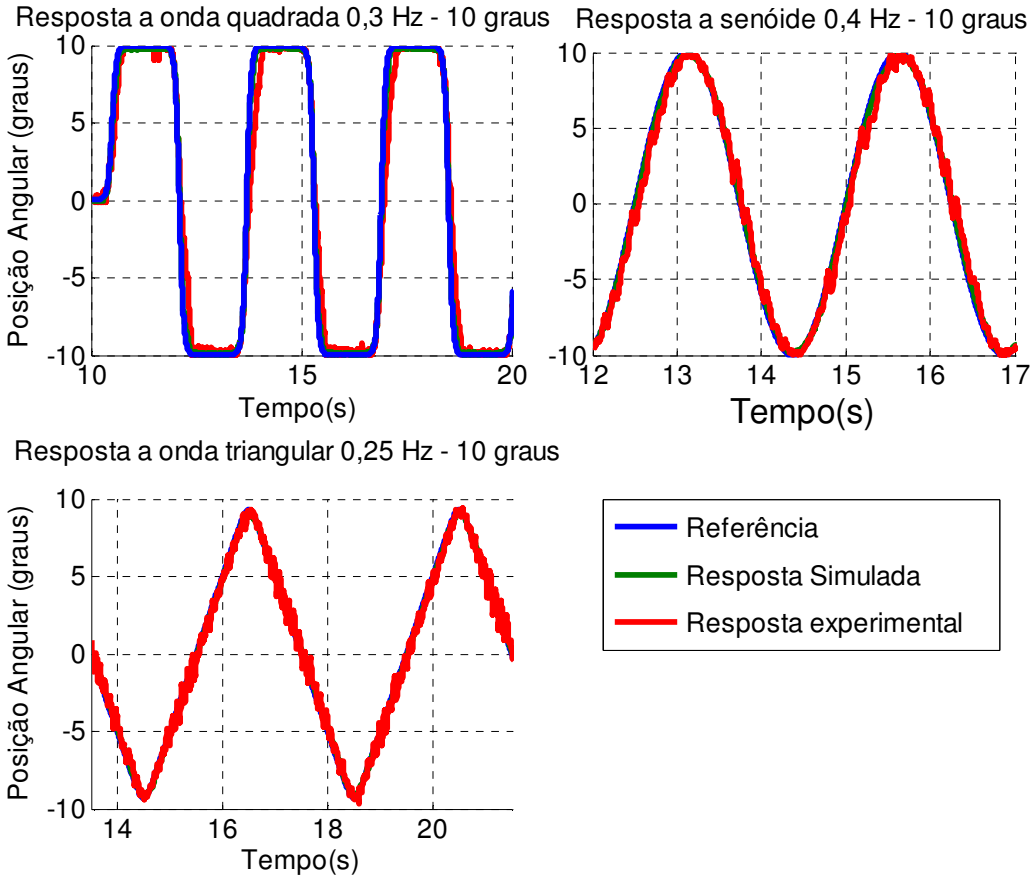

Figura 59 – Resposta em baixa frequência à onda quadrada, senoidal e triangular.

A Figura 60 ilustra o erro de acompanhamento para as três curvas. Quando em patamar estável, no caso do degrau, o erro de posição angular é de 1,01% (0,1°), com um erro relativamente grande aparecendo somente durante a variação do sinal de entrada, relacionado ao tempo necessário para se atingir a superfície de escorregamento. Nas curvas em que há variação constante, no caso do seno e do triângulo, o erro fica na faixa de 1 a 2 graus, com a diferença de amplitude ficando na faixa de 1%.

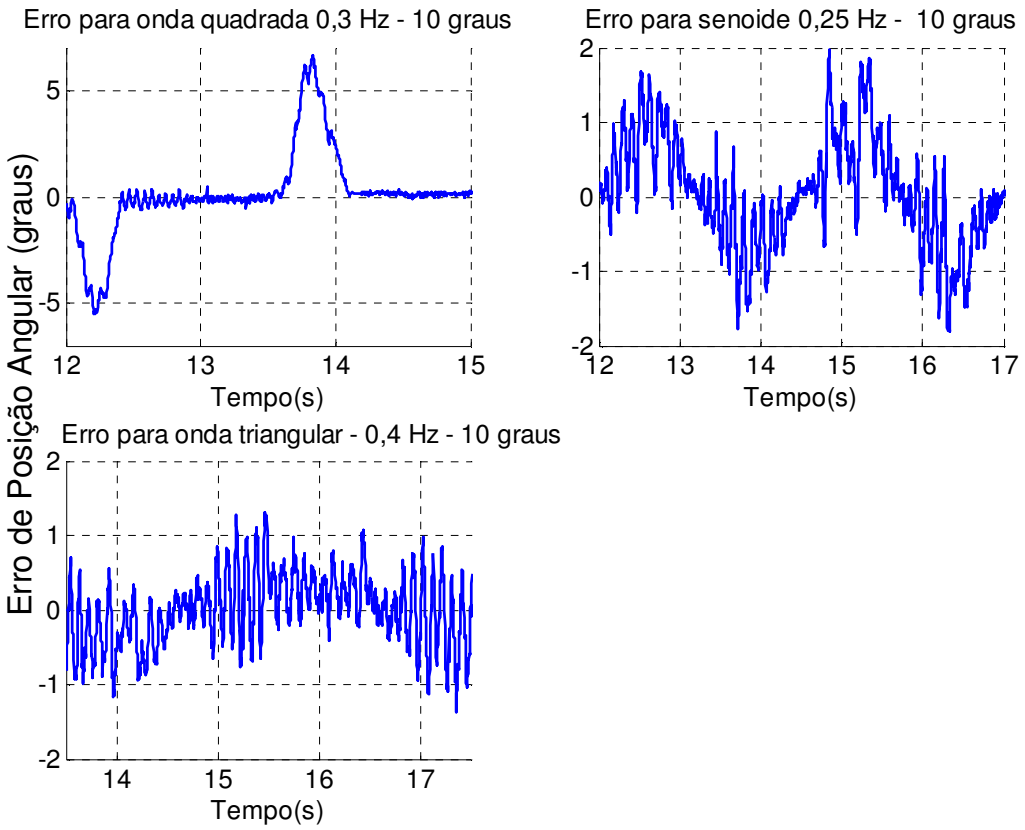

Figura 60 – Erro de posição angular para onda quadrada, senoidal e triangular.

Na Figura 61 observa-se que para as três curvas a variável s se mantém dentro da camada limite (representada pela linha vermelha) com pouca margem, escapando da mesma em alguns momentos. Isso indica que a camada limite está um pouco reduzida dada a energia disponível para controle; entretanto o erro de posição em patamar estável é baixo o suficiente, como verificado acima.

Há ainda presença de chattering dentro da camada limite. O mesmo se explica pela natureza chaveada da saída de controle u, que assume formas diferentes de acordo com as equações (55) e (57).

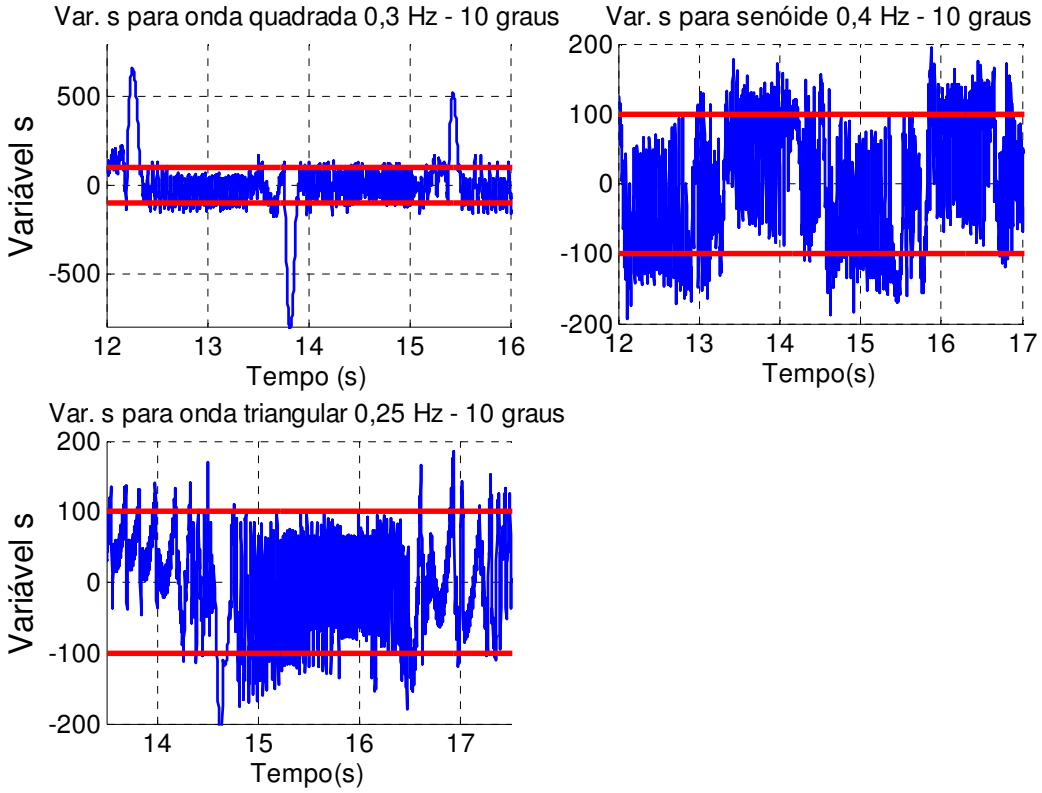

Figura 61 – Variável s para onda quadrada, senoidal e triangular.

6.3 Controle de Torque

Atuadores de liga de memória de forma podem ser bastante adequados ao uso em modo de controle de torque ou de força, tendo como vantagem suas pequenas dimensões e alto coeficiente potência/massa. Desta maneira, podem ser aplicados como atuadores em manipuladores para robôs (garras) de pressão constante, motores de torque em comandos de servoválvulas e atuadores de ferramentas de aplicação de torque constante. Os critérios de desempenho avaliados foram a exatidão de torque, o tempo de assentamento, a capacidade de rastreamento da referência e largura de banda. Os parâmetros de controle utilizados foram $K_{SM} = 1000$ e $\phi = 0.001$, com frequência de amostragem de 500 Hz.

6.3.1 Desempenho dinâmico

São analisados a seguir os tempos de assentamento do atuador de torque controlado para sinal degrau de diversas amplitudes, assim como a largura de banda para sinais senoidais.

6.3.2.1) Resposta a degrau

As Figura 62 e Figura 63 apresentam uma série de degraus com amplitudes de até ±0.03 N.m, que é o máximo esforço que o fio é capaz de fornecer. Observa-se que para a amplitude de 0,01 N.m, o atuador é capaz de acompanhar perfeitamente o sinal de referência, tendo um tempo de assentamento para o degrau suavizado de menos de 0,05 s, que pode ser obtido na Figura 64. Quando verificada a mesma amplitude para uma referência negativa, o tempo de assentamento sobe um pouco, para cerca de 0,15 s, reforçando a hipótese de que há um desbalanceamento entre as pré-cargas nos fios. Esta hipótese é confirmada ao observarmos os sinais de amplitudes maiores. Para +0,02 N.m e -0,02 N.m, os tempos de assentamento são de 0,35 s e 0,75 s, respectivamente. Para +0,03 N.m, o tempo de assentamento é de 0,78 s, enquanto que para -0,03 N.m o atuador nunca chega aos 10% da amplitude considerados no critério de assentamento.

Nas mesmas figuras onde são apresentadas as séries experimentais têm-se plotadas as respostas simuladas. Um comportamento que chama a atenção é o fato de que, apesar de haver uma boa correlação entre os as respostas de menor amplitude (referências de ±0,01 N.m), as respostas simuladas de maior amplitude apresentam sobressinal tanto em degraus positivos quanto em degraus negativos. O motivo está em descontinuidades que aparecem na função de transformação de fase, que acabam sendo amplificadas nesse modo de controle.

Os comportamentos de subida dos sinais experimentais e dos sinais simulados são bastante próximos para os degraus positivos, apresentando uma leve diferença no caso do sinal de amplitude mais alta. A diferença de cerca de 0,25 s aparece pelo fato de que não é previsto no modelo a saturação de esforço do atuador, que está próxima a seu limite.

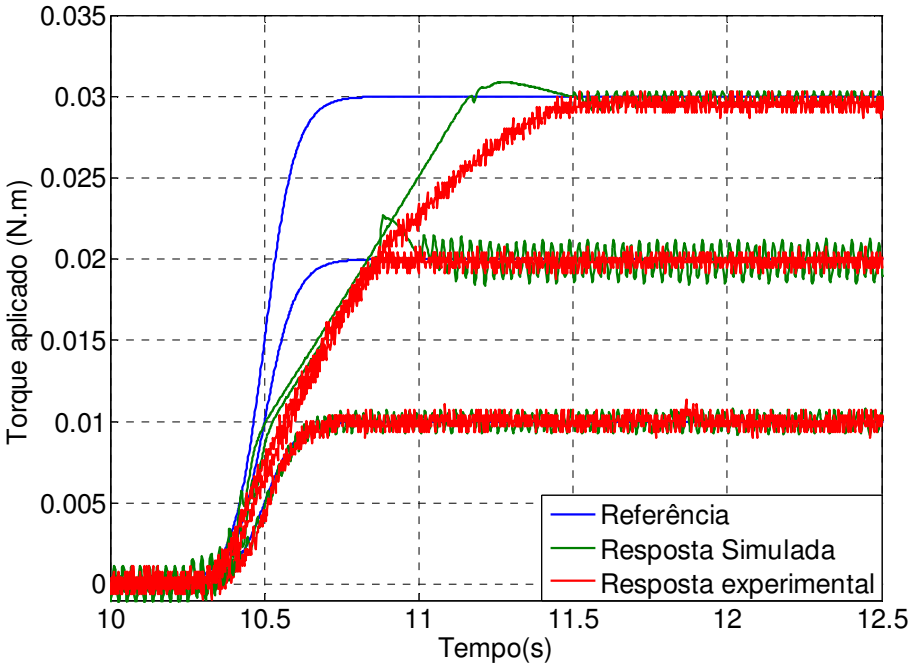

Figura 62 - Série de degraus com amplitudes de 0,01 N.m, 0,02 N.m e 0,03 N.m

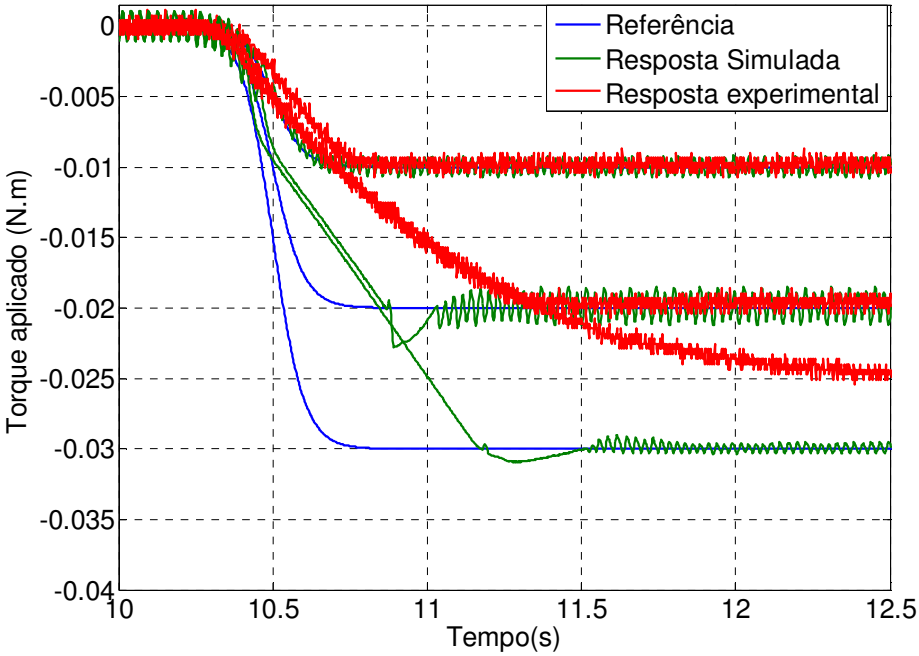

Figura 63 - Série de degraus com amplitudes de -0,01 N.m, -0,02 N.m e -0,03 N.m

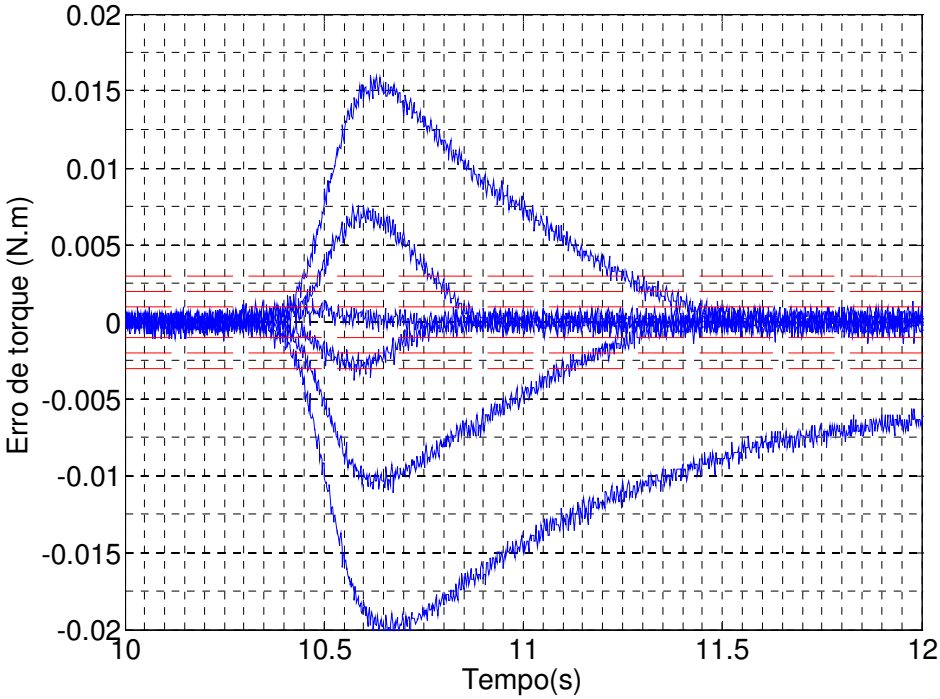

Figura 64 - Erros de torque para ±0,01 N.m, ±0,02 N.m e ±0,03 N.m

6.3.2.2) Resposta a seno

A Figura 65 apresenta uma série de gráficos de resposta a sinais de excitação de 0,5 Hz a 1,25 Hz. Verifica-se que para uma frequência baixa, os sinais simulados e experimentais seguem perfeitamente a curva de entrada, apresentando inclusive a mesma característica de vibração em torno da referência esta vibração pode ser considerada como um ciclo limite e é discutida adiante.

Com o aumento da frequência há um natural descolamento entre a referência e as respostas, mas nota-se que a simulação e o experimento ainda se mantêm em fase entre si, e que a 1 Hz amplitude de resposta ainda é bastante similar, com uma leve atenuação no pico da resposta experimental comparada com a resposta simulada.

A 1,1 Hz o modelo experimental atinge sua largura de banda com, com amplitude por volta de 0,707 do valor de referência. A largura de banda do modelo simulado fica em torno de 1,25 Hz.

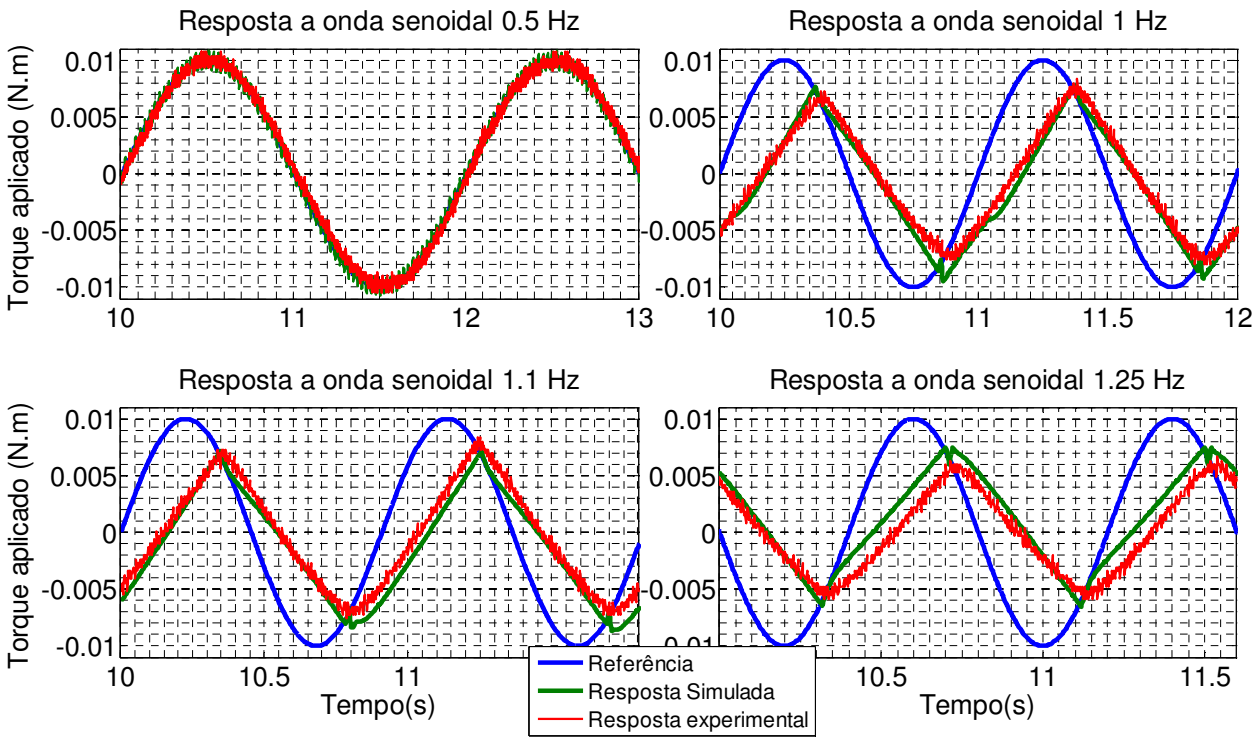

Figura 65 - Respostas experimental e simulada para senóide de amplitude 0,01 N.m e frequências de 0,5 Hz, 1 Hz, 1,1 Hz e 1,25 Hz

A Figura 66 apresenta o detalhe das amplitudes simulada e experimental em suas respectivas frequências de corte. Observa-se que nestas frequências o experimento mantém ainda a pequena oscilação, enquanto que a simulação não apresenta este comportamento.

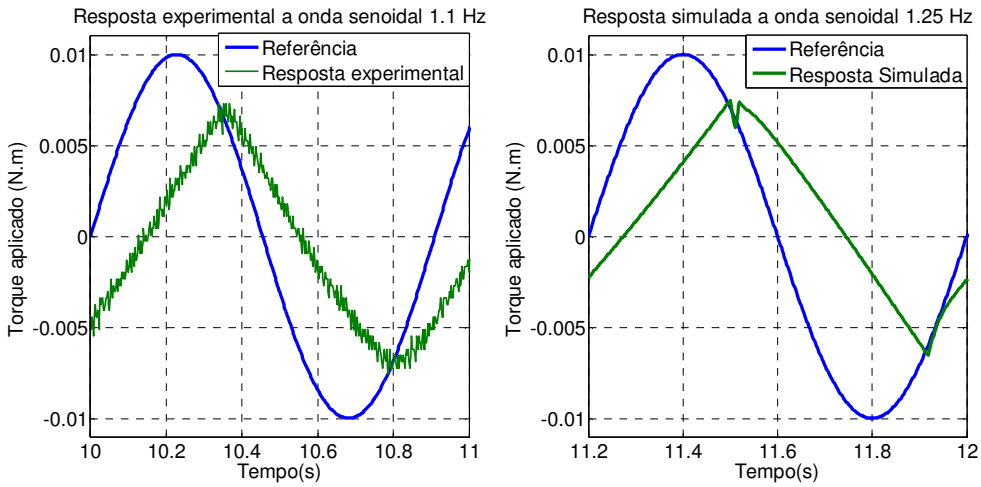

Figura 66 - Respostas experimental e simulada a seno 0,01 N.m em suas larguras de banda

6.3.2 Comportamento

O comportamento oscilatório apresentado é mantido mesmo quando em patamar de controle estável. A Figura 67 apresenta em detalhes esta oscilação para o sistema experimental em torque estável (patamar superior do degrau) e durante comando senoidal. A oscilação para ambos tem uma amplitude de cerca de 0.001 N.m, 10% da amplitude de referência. No entanto, como se pode observar em figuras anteriores, esta amplitude se mantém mesmo para referências de amplitude maior. Adianta-se aqui que esta amplitude está, na verdade, definida pela camada limite imposta à superfície de escorregamento, de 0,001 N.m. A mesma é reproduzida também na simulação, como é notado na Figura 68.

Segundo Grant e Hayward (2000), esta oscilação teria origem na "natureza chaveada do controlador e na taxa de amostragem finita". Conforme exposto na revisão bibliográfica, o trabalho de Grant e Hayward consiste num atuador em que o controle é feito através de uma forma simples de controle por modos deslizantes, onde há presença de camada limite, mas mesmo dentro dela a natureza do controlador é chaveada; no trabalho em questão o controlador também não se baseia no modelo do atuador.

Seria de se esperar que, quando dentro da camada limite, o controlador por modos deslizantes apresentado tenderia a ter sua saída e sinais de controle suavizados. Entretanto, além do chaveamento em torno da superfície deslizante S, também há outro fator de chaveamento no controle sobreposto a esse, relacionado com a decisão da ação de controle exposta nas equações 57, 58 e 60 (a ação de controle depende da existência de solução real para o termo de linearização).

Por fim, tem-se a possível presença de fatores como a frequência natural do sistema inercial elástico associado ao pêndulo. Os corpos elásticos aqui considerados são a mola e os próprios fios de nitinol. Soma-se a isso o ganho proporcional inserido pela lei de controle, o que aumenta a frequência natural do sistema.

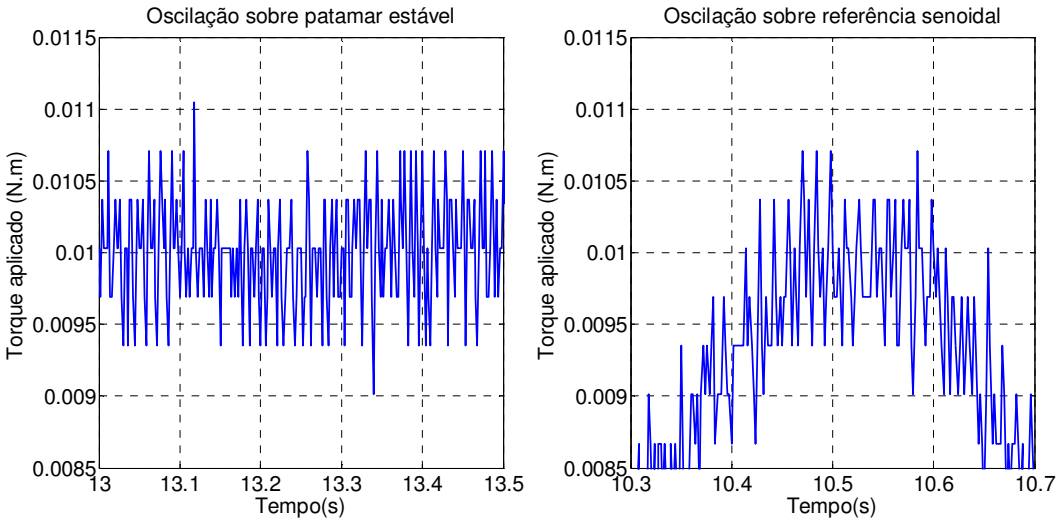

Figura 67 - Oscilação do controle de força experimental

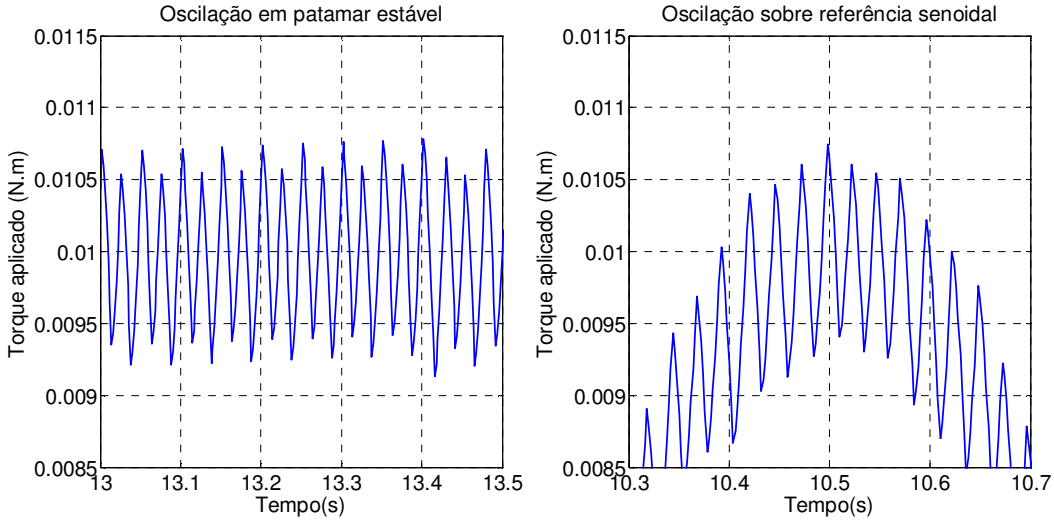

Figura 68 - Oscilação do controle de força simulado

6.3.3 Erro de acompanhamento e camada limite

A Figura 69 apresenta os torques desenvolvidos para diversas formas de onda. Visualmente é possível se afirmar que, para baixas frequências, atuador é capaz de seguir a referência com exatidão, mantendo-se dentro da camada limite apesar da oscilação já descrita.

Os resultados para onda quadrada reproduzem o desempenho dos sinais degrau já analisados, assim como os resultados para onda senoidal de baixa frequência. Os erros em regime podem ser observados na Figura 70, onde são apresentados os valores das diferenças entre a referência e a o torque lido. No caso, do controle de torque, esta mesma diferença equivale em módulo à variável s, de forma que a camada limite se torna a fronteira do erro estático admissível.

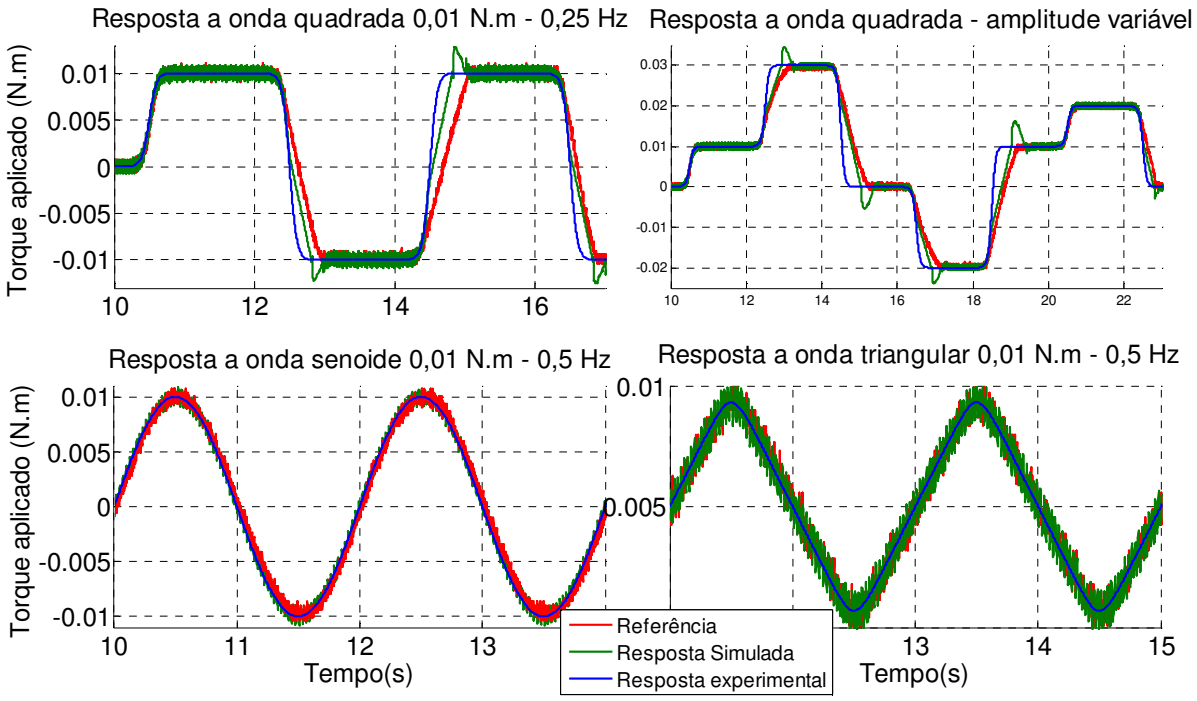

Figura 69 - Resposta a diversas formas de onda

Nos pontos estáveis e nas ondas suaves, o erro se mantém dentro da camada limite, como esperado, dando assim ao controle uma resolução de 0,001 N.m, ou 3,33% do máximo esforço que o atuador consegue realizar.

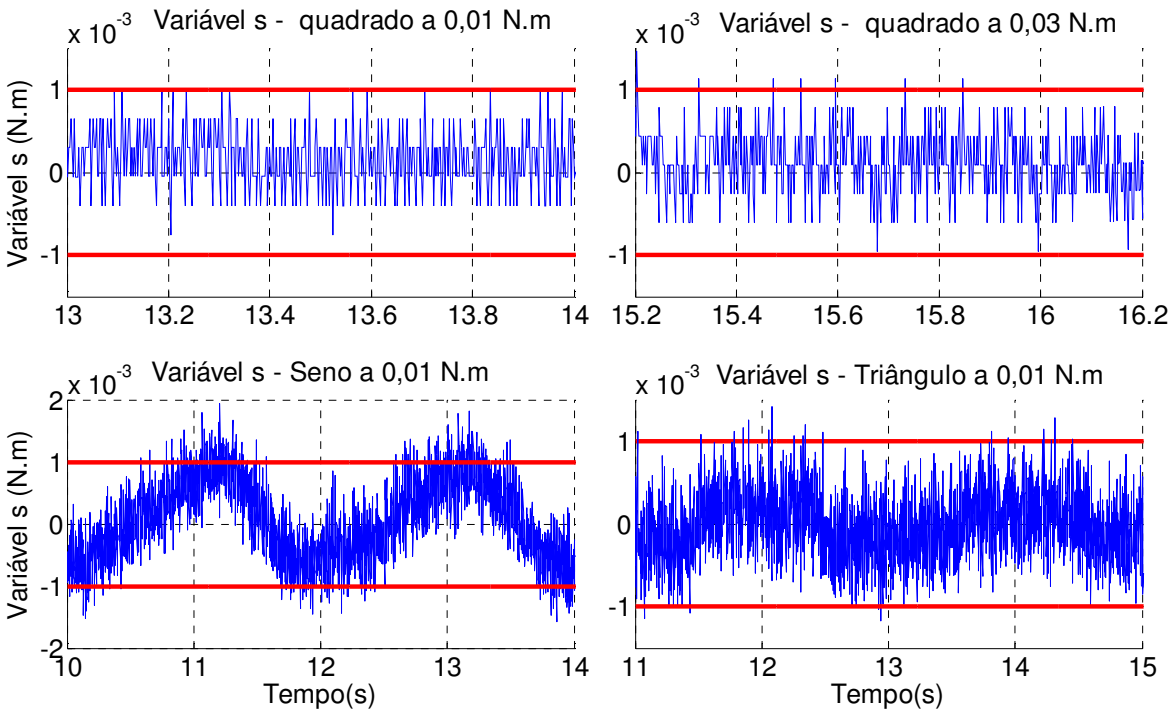

Figura 70 – Variável s (em azul) e camada limite (em vermelho) para diferentes formas de onda.

6.3.4 Rejeição a distúrbios

Uma característica importante para a aplicação do controle de torque com fio de memória de forma é a rejeição a distúrbios de torque. Na aplicação de tal atuador num manipulador robótico, por exemplo, o sistema deve manter a força de agarre constante mesmo sob efeito das altas acelerações às quais é exposto durante a movimentação do braço. Para observar as características de rejeição a distúrbios, foram realizados experimentos nos quais uma carga de aproximadamente 0,026 N.m é adicionada ao atuador quando em patamar estável a 0,01 N.m e 0,02 N.m (nesta situação o esforço de controle tende a diminuir para compensar a carga a mais, reduzindo a força elástica da mola de carga normal). A Figura 71 apresenta o esquema de como é feita a aplicação da carga de distúrbio.

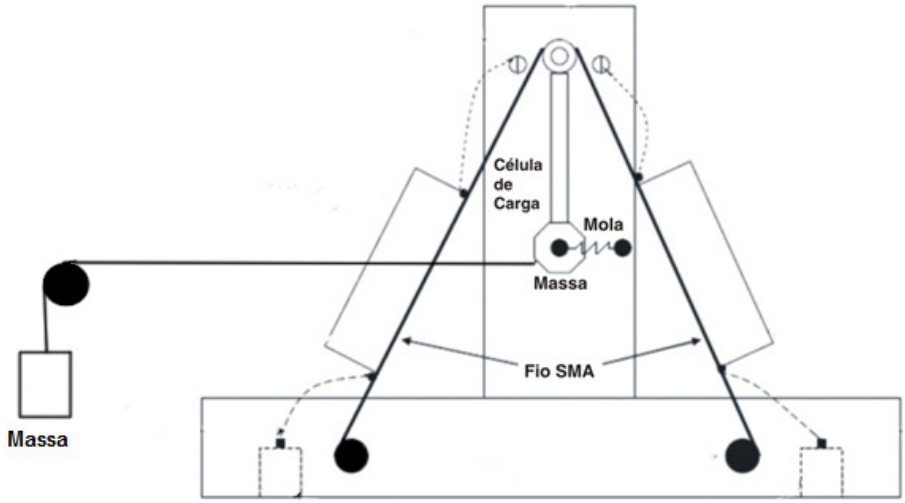

Figura 71 – Esquema de aplicação do distúrbio.

A Figura 72 e a Figura 73 apresentam as curvas de resposta com a aplicação da carga suavemente e com a carga aplicada de uma vez, simulando impacto, acompanhadas dos esforços de controle nestas situações. Para a melhor visualização dos pontos de aplicação de carga, foi aplicada uma média móvel na leitura da carga.

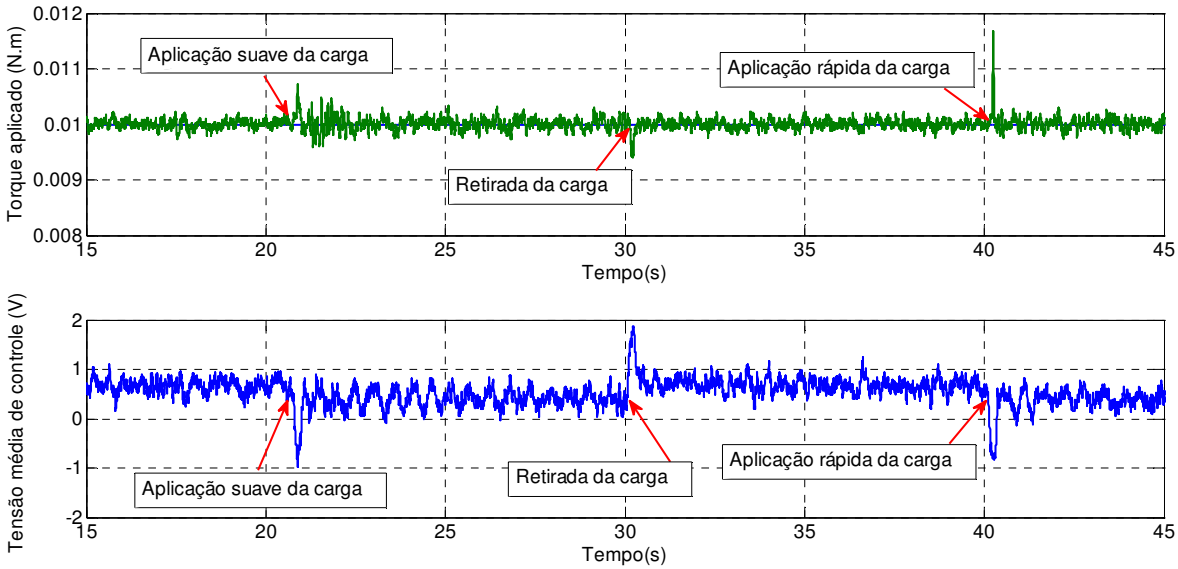

Figura 72 – Resposta à aplicação de distúrbio em patamar de 0,01 N.m.

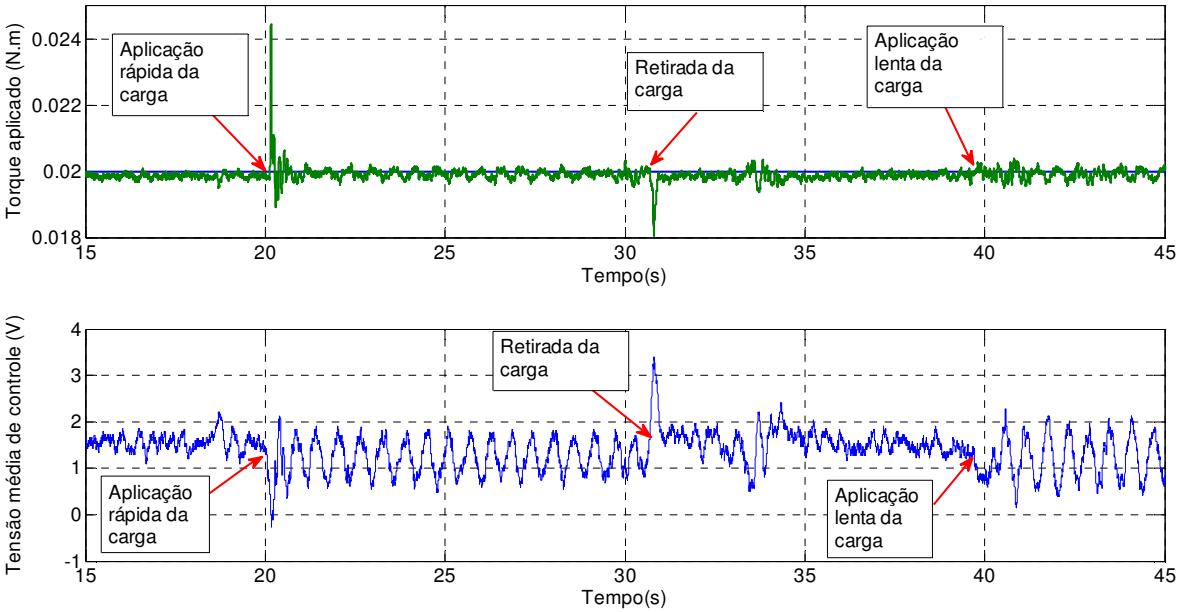

Figura 73 – Resposta à aplicação de distúrbio em patamar 0,02 N.m.

Observa-se que, apesar da carga de amplitude similar à referência, o sistema responde rapidamente mesmo em situação de impacto. A variação de patamar é bastante baixa, com o erro voltando a menos de 5% em aproximadamente 0,6 s e, como esperado, o atuador reduz levemente o esforço de controle para diminuir o esforço na mola. Quando a carga extra é aplicada suavemente, a resposta pouco se altera.

7 CONCLUSÕES

A partir da bibliografia estudada e de trabalhos anteriores foi possível o desenvolvimento de um modelo matemático completo de um atuador antagônico baseado em fios de liga de memória de forma, levando-se em consideração as fortes não linearidades inerentes ao sistema físico, como a histerese e as forças de atrito não viscoso. Parâmetros do modelo foram levantados por meio de um método de identificação através da minimização do erro entre valores obtidos experimentalmente e por meio de simulações.

Verificou-se então que o modelo criado e os parâmetros obtidos apresentaram boa correlação com o sistema experimental, mantendo similaridade de amplitude e forma na resposta em frequências de até 2,0 Hz, desempenho considerado satisfatório para a escala de aplicação do atuador. A metodologia de otimização aplicada em duas etapas se mostrou bastante adequada para a estimativa de variáveis que afetam o sistema em escalas de tempo diferentes, não apresentando problemas de convergência para os valores de iniciais dos parâmetros adotados.

O modelo levantado não leva em conta complexidades introduzidas pela pré-carga e o desbalanceamento de carga nos fios de nitinol, o que traz algumas imprevisibilidades relacionadas principalmente à assimetria nas respostas quando em malha aberta. Estudos de Ikuta et. al (1991) levam em consideração tais pré-cargas, mas introduzem estados de difícil medição dada a forma construtiva da máquina.

Melhorias no modelo envolveriam uma melhor compreensão do processo de transformação de fase, buscando eliminar algumas descontinuidades apresentadas pelo modelo utilizado, que embora não causem grandes erros de estimativa no modelo em malha aberta, têm seu efeito amplificado em ocasiões de controle em malha fechada, como verificado nos sobressinais apresentados durante o a simulação controle de torque.

Com base no modelo foi possível o projeto de controladores não lineares de modos deslizantes e suas sintonias para controle de posição e de torque. Os controladores projetados tiveram seus parâmetros sintonizados com base em simulações com o

modelo matemático, dada a dificuldade de se estimar a extensão dos erros de modelagem. Tal procedimento simplificou sua aplicação no modelo experimental.

O desempenho dos controladores se limitou pela saturação dos mesmos quando aplicados valores de referência próximos ao limite de atuação dos fios, entretanto, os mesmos tiveram desempenho de resposta a degrau e exatidão de controle bastante satisfatórios quando em escala de referência reduzidas a cerca de 1/3 dos limites de atuação dos fios. A largura de banda para controle de posição se mostrou um tanto reduzida quando comparada à de atuadores descritos na literatura, especialmente quando observado o trabalho de Romano e Tannuri (2009), no qual a mesma máquina adotada neste experimento atinge frequências de corte mais elevadas (da ordem de 1,14 Hz). Aqui foi possível atingir uma largura de banda de 0,91 Hz, com um tempo de assentamento na resposta a degrau de 0,3 s e exatidão de 0,1° em patamar estável. No caso do controle de torque, o desempenho da resposta em frequência e resposta a degrau foram satisfatórios, apresentando valores adequados à aplicação que se tem em mente (manipuladores robóticos). A largura de banda atingiu 1,1 Hz, com um tempo de assentamento na resposta a degrau de menos de 0,1 s e exatidão de 10^{-3} N.m.

Um método de estimativa de estados de sistemas não lineares foi desenvolvido e implementado. O mesmo se mostrou adequado para a aplicação na máquina em questão, mas trata-se de um campo que pode ser estudado mais profundamente e melhor desenvolvido em trabalhos dedicados. Houve dificuldade de validação no modelo experimental pela falta da medição da temperatura do fio para uma verificação efetiva do observador.

Concluiu-se que há espaço para melhorias no controle, especialmente relacionadas à diminuição das oscilações, que foram bastante pronunciadas no controle de torque. Pode-se também pensar na redução do alto chaveamento produzido na saída de controle, que não tem origem no termo chaveado do controle por modos deslizantes, mas sim na descontinuidade necessária ao termo de linearização lei de controle introduzida pela não afinidade na entrada da planta. Esta melhoria envolveria o desenvolvimento de um novo driver no qual as correntes para os fios A e B da máquina fiquem desacopladas.

Os objetivos iniciais do trabalho foram atingidos, demonstrando-se a capacidade de realização do controle de torque deste tipo de atuador, assim a robustez e desempenho do sistema quando associado a controladores por modos deslizantes. Com base no mesmo controle e no mesmo atuador, foi também realizado controle acurado de posição. O sistema desenvolvido mostra-se portanto bastante adequado e versátil para aplicações diversas, em especial no controle de manipuladores.

7.1 Trabalhos futuros

Tendo em vista melhorias nos resultados obtidos no presente trabalho e o desenvolvimento de aplicações mais práticas, podem-se definir alguns tópicos que proporcionam maiores campos de estudo.

Primeiramente, o desenvolvimento de novas estruturas de atuação, ainda baseados no sistema antagônico, mas visando a miniaturização, de forma a tirar vantagem das características dos atuadores de liga de memória de forma. A miniaturização também proporciona melhorias no desempenho dinâmico, uma vez que a diminuição dos atuadores diminui também a inércia térmica do sistema. Esta característica aproxima os mesmos das vantagens que os MEM's têm no uso de ligas de memória de forma. A segunda iteração desse atuador também deverá prever melhorias do ponto de vista prático, como a inserção de sistemas que diminuam a necessidade de ajuste de pré-carga, o que tira a simetria do atuador.

É possível também realizar uma melhor caracterização dos materiais, através da realização de ensaios mecânicos para o levantamento de curvas mais exatas dos fios e consequente melhoria do modelo, especialmente no que concerne as não-linearidades verificadas neste trabalho.

Como comentado acima, os observadores não lineares para a obtenção de variáveis de estado apresentam um grande campo de estudos. Em conjunto, melhorias no sensoriamento e até mesmo introdução de novas técnicas, como a obtenção da resistência ôhmica em tempo real e métodos de medição de temperatura podem ser introduzidos.

Por fim, no campo do controle, podem ser verificadas formas de aplicar um sistema de controle por modos deslizantes com duas entradas (sistema MISO) no atuador antagônico, controlando os fios através de correntes independentes.

REFERÊNCIAS

ARAI, K., Aramaki, S., Yanagisawa, K., **Continuous system modeling of shape memory alloy (SMA).** Micro Machine and Human Science, 1994. Proceedings., 1994 5th International Symposium on.p.97-99.

ARAI, K., Aramaki, S., Yanagisawa, K., **Feedback Linearization for SMA (Shape Memory Alloy).** In: 34th SICE Annual Conference - SICE'95, Sapporo, 1995. Proceedings: New York, IEEE, 1995. P. 1383-1386.

ASADA, HH.; MASCARO, S., **Wet shape memory alloy actuators.** In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ROBOTICS AND AUTOMATION, Taipei, 2003. Proceedings. New York: IEEE, 2003. p. 282-287.

BOGGS, P.T., TOLLE, J.W., **Quadratic Sequential Programming.** Acta Numerica, 1996, p.p. 1-000, 52p.

CHOI, S.B., HAN, Y.M., KIM, J.H. E CHEONG, C.C., **Force tracking control of flexible gripper featuring shape memory actuators.** Mechatronics 11, Elsevier Science Ltd., 2001, p. 667-690.

DAGA, LEONARDO. Disponível em < <http://leonardodaga.insyde.it/>. Acessado em Dezembro de 2010.

ELAHINIA, M.H., ASHRAFIUON, H., **Nonlinear Controlo f a Shape Memory alloy Actuated Manipulator.** Transactions of ASME, Vol. 124, 2002, p.566-575.

ELAHINIA, M.H., SEIGLER, T.M., LEO, D.J. AND AHMADIAN, M., **Nonlinear Stress-Based Control of a Rotary SMA-Actuated Manipulator.** Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Vol. 15, 2004, p. 495-508.

GRANT, D. AND HAYWARD, V., **Constrained Force Control of Shape Memory Alloy Actuators.** In: International Conference on Robotic and Automation, San Francisco, 2000. Proceedings. New York: IEEE, 2000, p. 1314-1320.

GRANT, D. AND HAYWARD, V., **Variable Structure Control of Shape Memory Alloy actuators.** IEEE Control Systems, Volume 17, Issue:3 , 1997, p. 80-88.

GORBET, B.R.; RUSSEL, A.R., **Improve the response of sma actuators.** In: International Conference On Robotic and Automation, Nagoya, 1995. Proceedings. New York: IEEE, 1995. p. 2299-2303.

IANAGUI, A., Tannuri, E., **Modelling and Control of an Antagonistic Shape Memory Alloy Actuator**. In: Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, Natal, 2011. Proceedings.

IKUTA, K., TSUKAMOTO, M. AND HIROSE S., **Mathematical model and experimental verification of shape memory alloy for designing micro actuator.** Proceedings of the IEEE on micro electromechanical systems, an investigation of microstructures, sensors, actuators, machines, and robots, 1991, p. 103-108.

KOHL, M., **Shape Memory Microactuators.** Berlin: Springer, 2004, 247p.

OTUBO, J., MEI, P.R. AND KOSHIMIZU, S., 1997, **Materials with Shape Memory Effect, main characteristics and possible applications.** In: XIV Brazilian Congress of Mechanical Engineering, COBEM'97, Bauru, Brazil, 1997.

ROMANO, R. AND TANNURI, E.A., **Modeling, control and experimental validation of a novel actuator based on shape memory alloys.** Mechatronics 19, 2009, p.1169-1177.

ROMANO, R. AND TANNURI, E.A., **Comparison between single-wire and antagonistic shape memory alloy actuators.** In: XIII International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics, DINAME 2009, Angra dos Reis, Brazil, 2009.

SLOTINE, J.J.E.; HENDRICK, J.K. e MISAWA, E.A., **On Sliding Observers for Nonlinear Systems.** Transactions of ASME: Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control 109, 1987, p. 245-252.

SLOTINE, J.J.E. AND LI W., **Applied nonlinear control.** Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1991, 461p.

TANAKA, Y.; YAMADA, A., **A Rotary actuator using shape memory alloy for a Robot, and Analysis of the Response with Load.** In: IEEE/RSJ INTERNATIONAL WORKSHOP ON INTELLIENT ROBOTS AND SYSTEMS, Osaka, 1991. Proceedings IROS '91, New York: IEEE, 1991. P. 1163-1168.

TE Technologies, INC. **Peltier Effect Definition**. Disponível em http://www.tetech.com. Acesso em 03 de novembro de 2012.

TEH, Y.H. AND FEATHERSTONE, R., 2007, **Accurate Force Control and Motion Disturbance on Robotic and Automation.** Roma, 1991. Proceedings. New York: IEEE, 1991, p. 10-14.

APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA IMPLEMENTADO EM SIMULINK®

A.1 Modelo da máquina

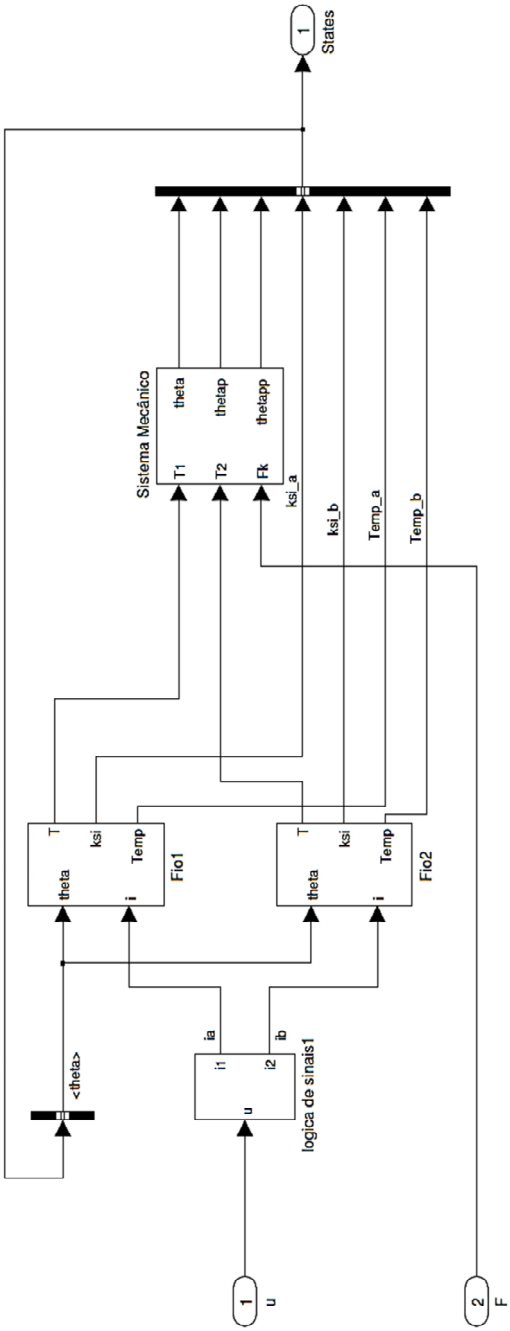

Figura 74 – Modelo da máquina implementado em Simulink®.

A.2 Modelo do fio

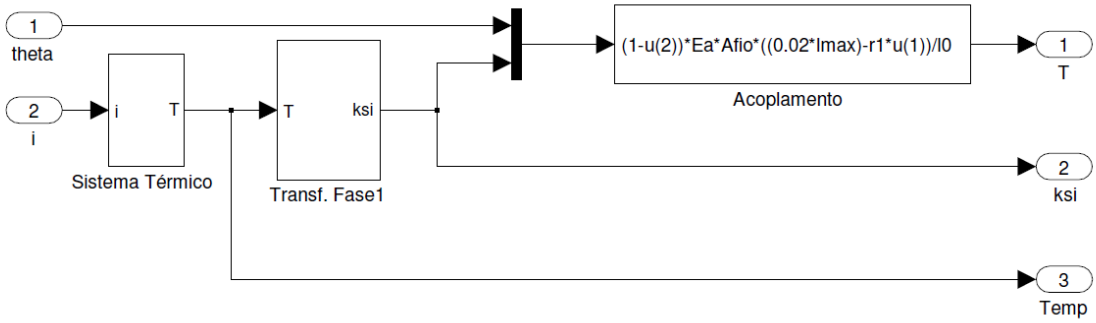

Figura 75 – Modelo do fio de memória de forma.

A.3 Sistema térmico

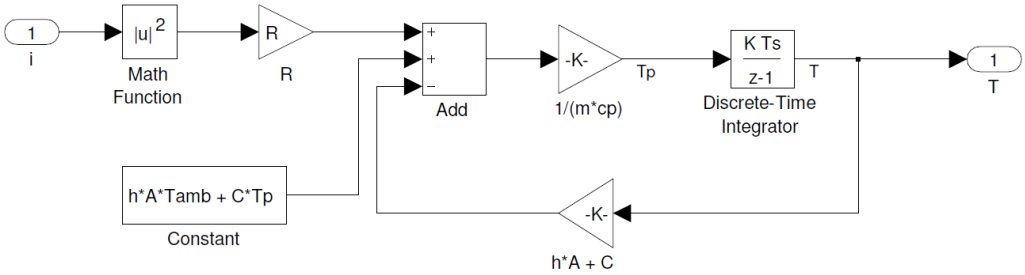

Figura 76 – Modelo de transferência de calor.

A.4 Transformação de fases

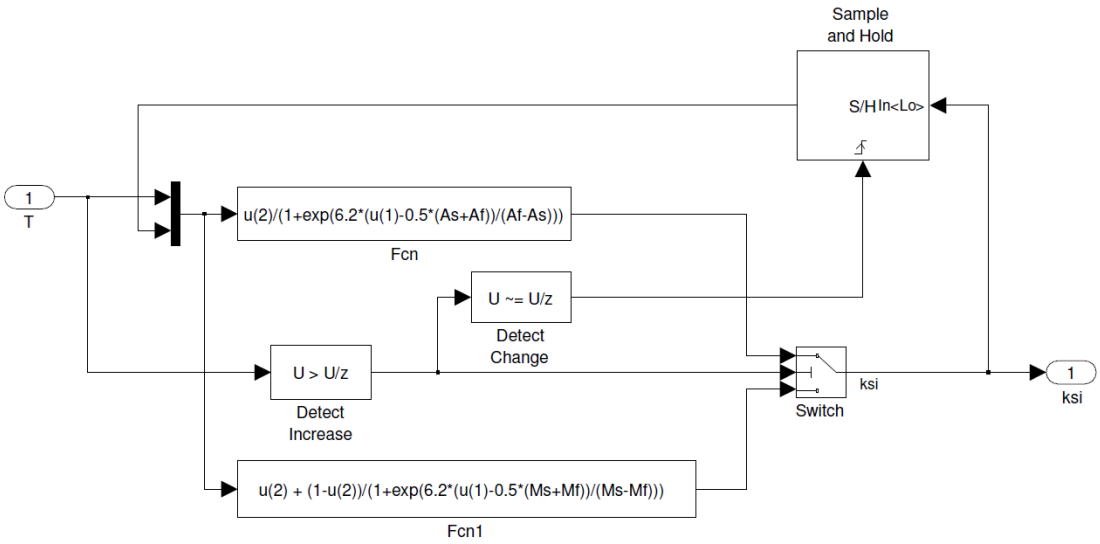

Figura 77 – Modelo de transformação de fases.

A.5 Sistema mecânico

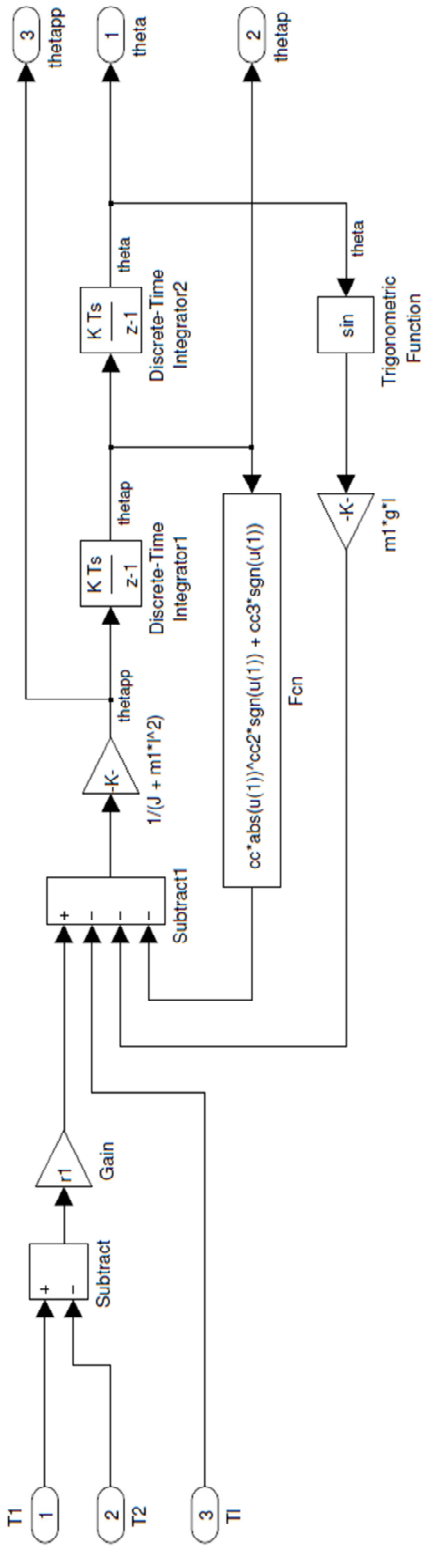

Figura 78 – Modelo do sistema mecânico.

A.6 Lógica de Sinais

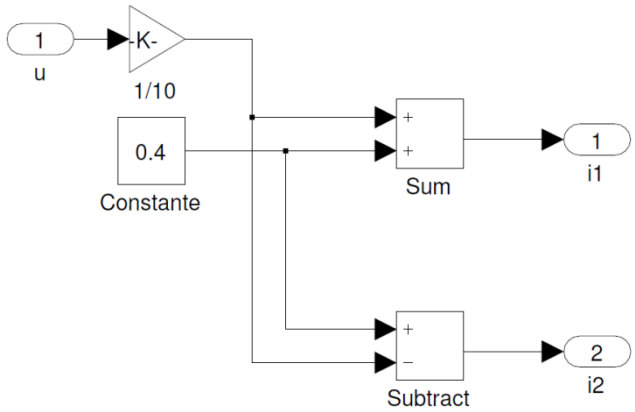

Figura 79 – Modelo do drive.

A.7 Modelo do sistema de controle de posição

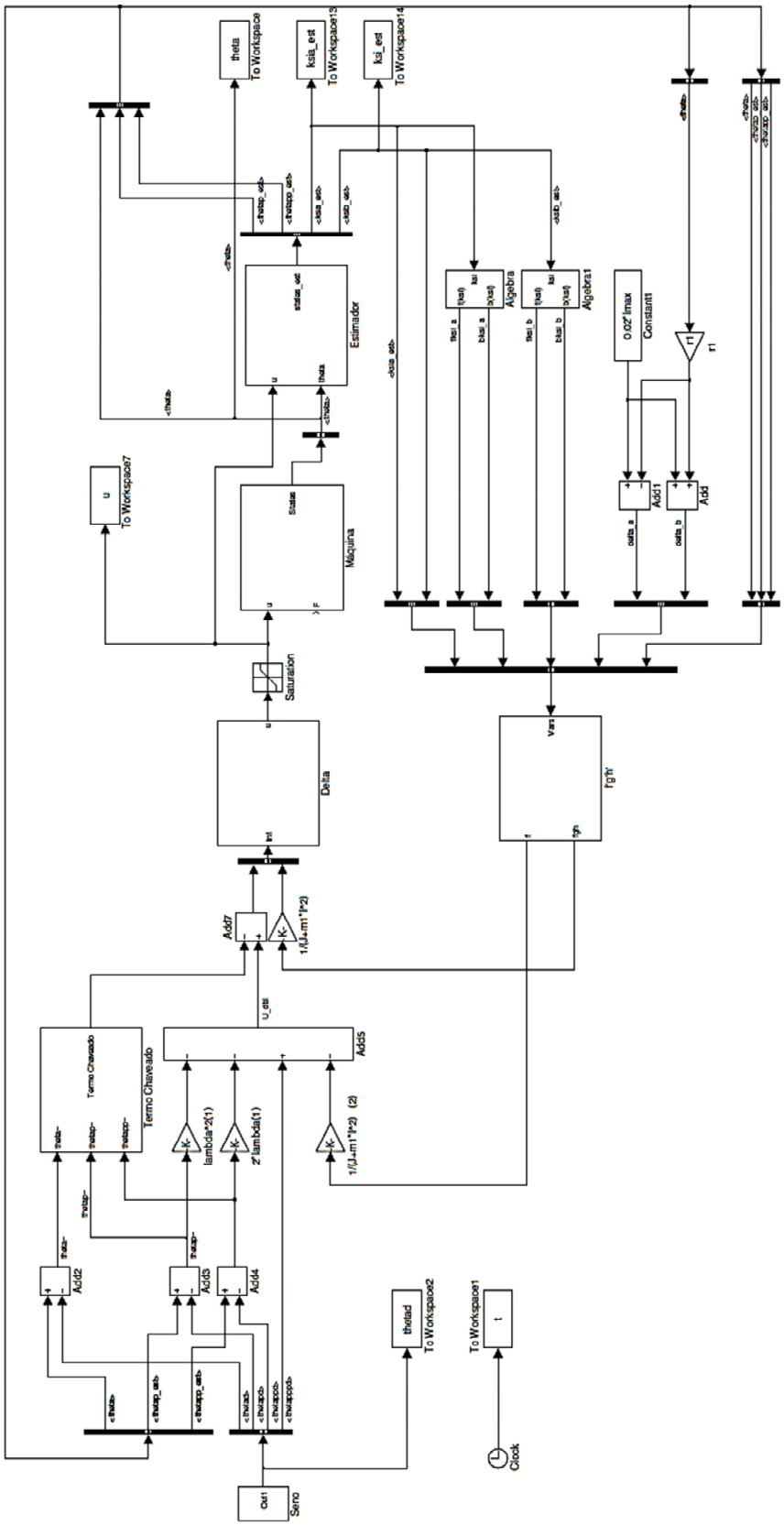

Figura 80 – Diagrama de blocos do sistema de controle de posição

A.8 Funções $b(\xi)$ e $f(\xi)$

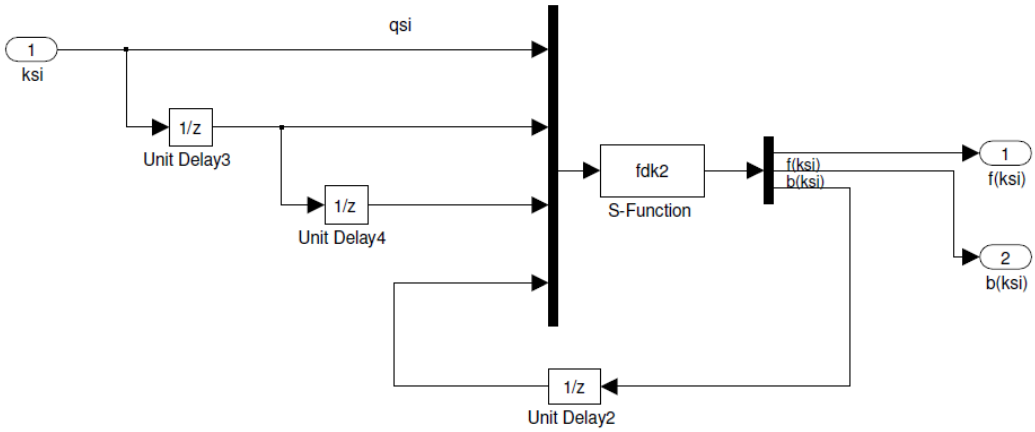

Figura 81 - Funções $b(\xi)$ e $f(\xi)$

```
function [sys,x0,str,ts] = fdk(t,x,u,flag,As, Af, Ms, Mf , m , cp , h , A , Tamb , C ,
Tpast , R)

switch flag,

  %%%%%%%%%%%%%%%%%%
  % Initialization %
  %%%%%%%%%%%%%%%%%%
  case 0
    [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(As, Af, Ms, Mf , m , cp , h , A , Tamb , C ,
Tpast , R);

  %%%%%%%%%%%
  % Outputs %
  %%%%%%%%%%%
  case 3,
    sys = mdlOutputs(t,x,u,As, Af, Ms, Mf , m , cp , h , A , Tamb , C , Tpast , R);

  %%%%%%%%%%%%%
  % Terminate %
  %%%%%%%%%%%%%
  case { 1, 2, 4, 9 }
    sys = []; % do nothing

end
%=============================================================================
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function.
%=============================================================================
%
function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(As, Af, Ms, Mf , m , cp , h , A , Tamb ,
C , Tpast , R)

sizes = simsizes;

sizes.NumContStates  = 0;
sizes.NumDiscStates  = 0;
sizes.NumInputs      = 4;
sizes.NumOutputs     = 3;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1;

sys = simsizes(sizes);
x0  = [];
str = [];
ts  = [-1 0];

% end mdlInitializeSizes
```

```
%=============================================================================
% mdlOutputs
% Return the output vector for the S-function
%=============================================================================
%
function sys = mdlOutputs(t,x,u,As, Af, Ms, Mf , m , cp , h , A , Tamb , C , Tpast ,
R)

qsi = u(1,1);
qsia = u(2,1);
qsia2 = u(3,1);
qsim = u(4,1);

if(qsi < qsia) %aquecimento
   if(qsia >= qsia2) %antes estava resfriando
      qsim = qsia;
   end;

   a = 6.2/(Af-As) ;
   b = (As+Af)/2;
   k = 0;
   qsi0 = qsim;


else %resfriamento
   if(qsia<=qsia2)
      qsim = qsia;
   end;
   a = 6.2/(Ms-Mf);
   b = (Ms+Mf)/2;
   k = qsim ;
   qsi0 = 1-qsim;
end;


fcirc = - a / (qsi0*m*cp) * (qsi0*(qsi-k)-(qsi-k)^2) * ...
   (h*A*Tamb+C*Tpast-(h*A+C)*(1/a*real(log(qsi0/(qsi-k)-1))+b));


bcirc = - a / (qsi0*m*cp) * (qsi0*(qsi-k)-(qsi-k)^2)*R;

if (isnan(fcirc)) fcirc = 0; end;
if (isinf(fcirc)) fcirc = 0; end;


sys = [fcirc bcirc qsim];
```

A.9 Função Delta

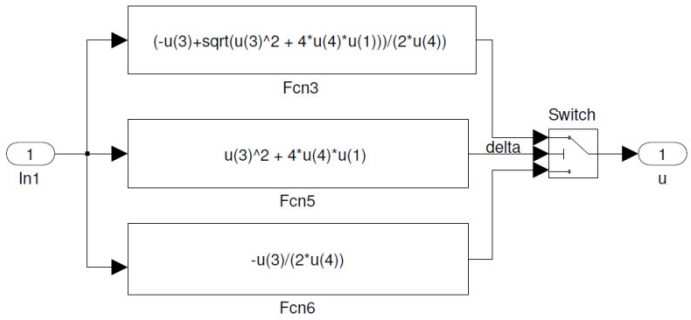

Figura 82 – Função de seleção de saída.

A.10 Funções f', g' e h' (controle de posição)

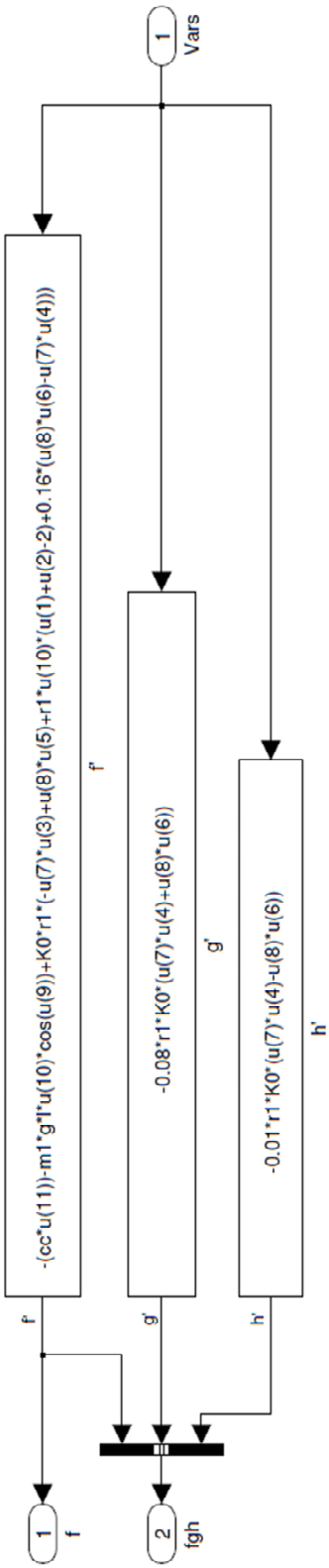

Figura 83 - Funções f', g' e h' do controle de posição.

A.11 Termo chaveado (controle de posição)

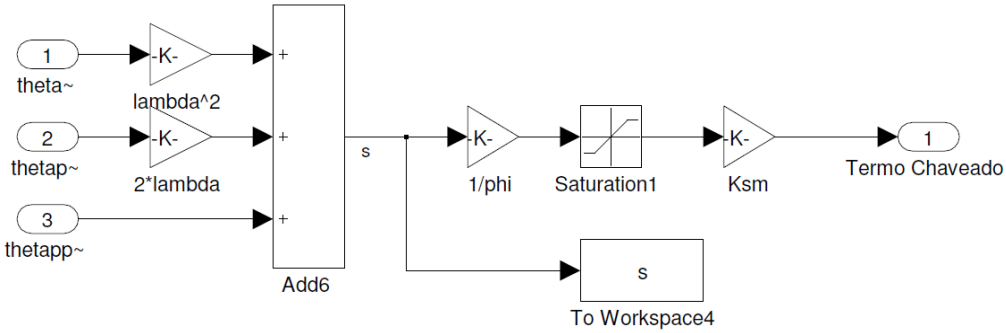

Figura 84 – Termo de chaveamento do controle de posição.

A.12 – Termo chaveado (controle de torque)

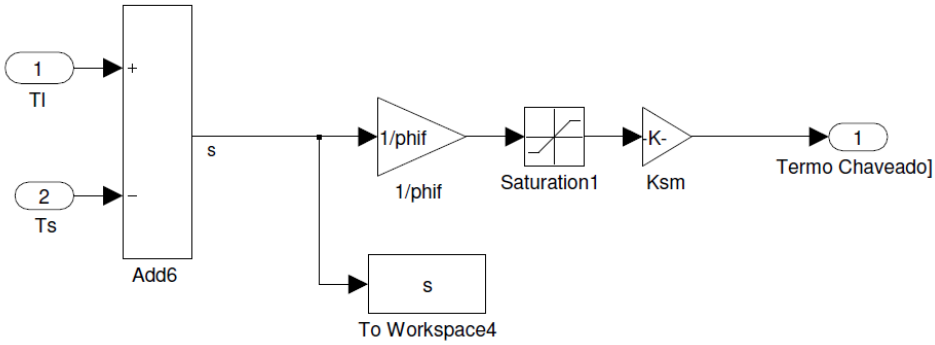

Figura 85 - Termo de chaveamento do controle de torque.

A.13 – Estimador de estados

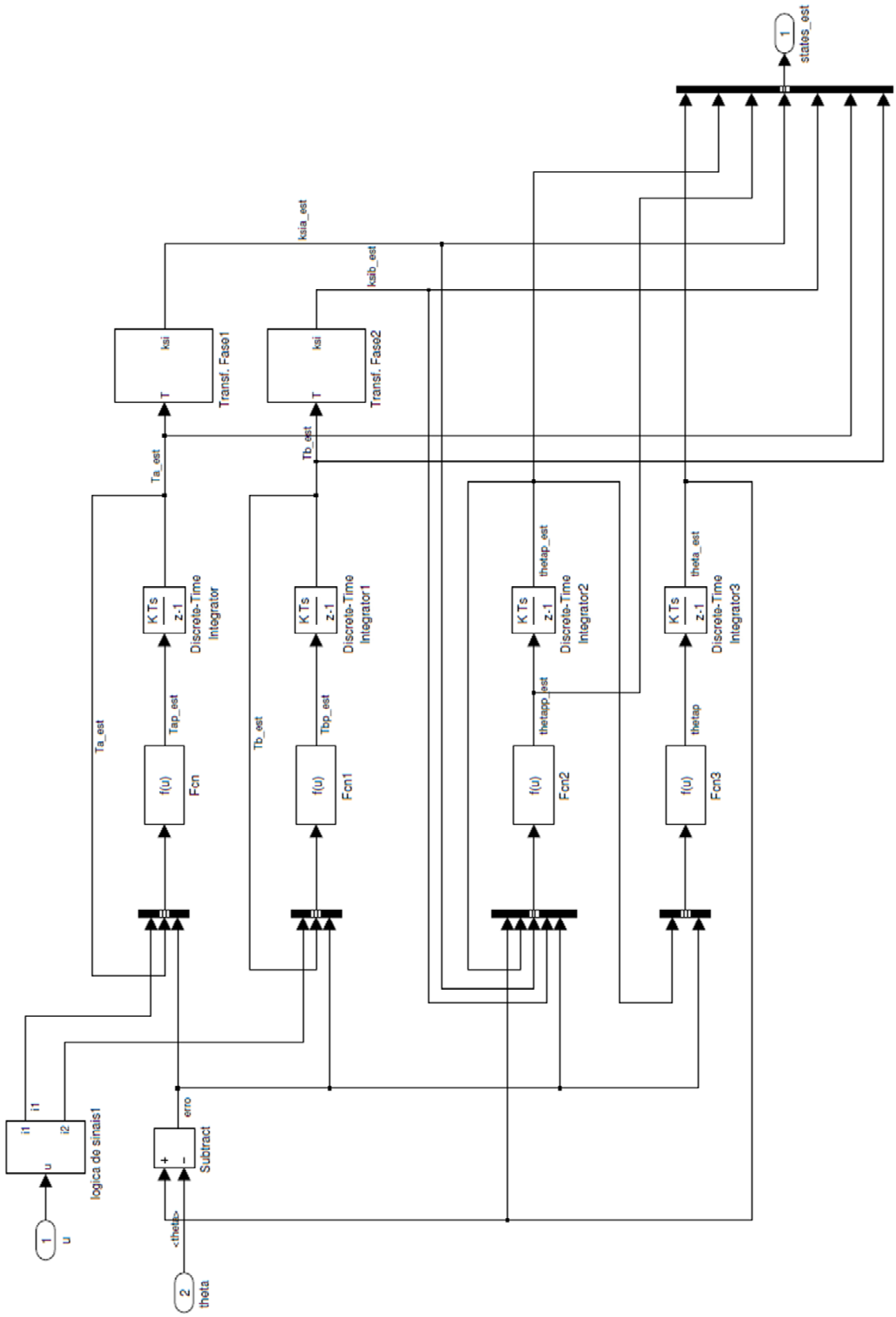

Figura 86 – Modelo do estimador de estados.

A.14 – Modelo do sistema de controle de Torque

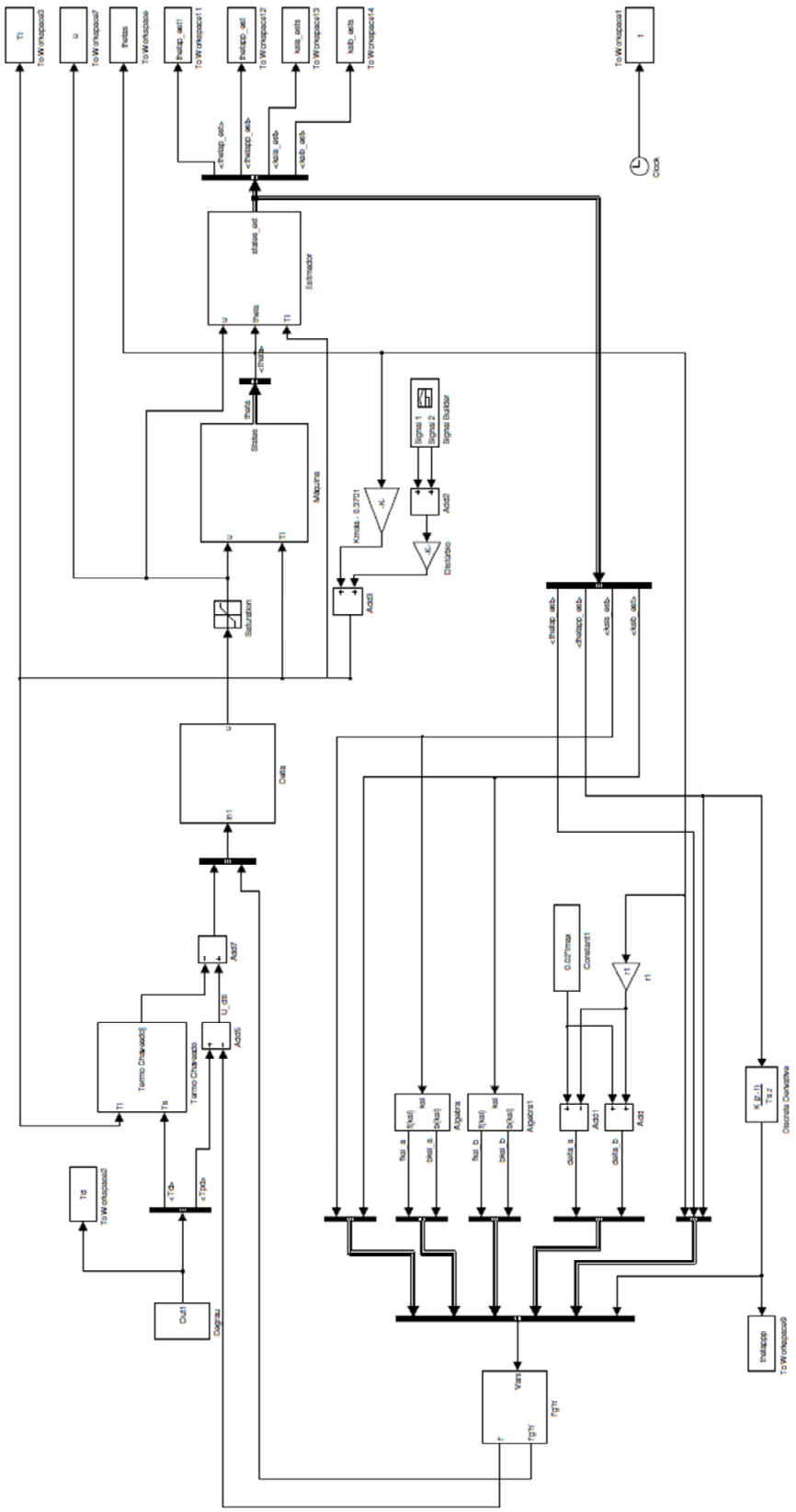

Figura 87 - Diagrama de blocos do sistema de controle de torque.

A.15 Funções f', g' e h' (controle de torque)

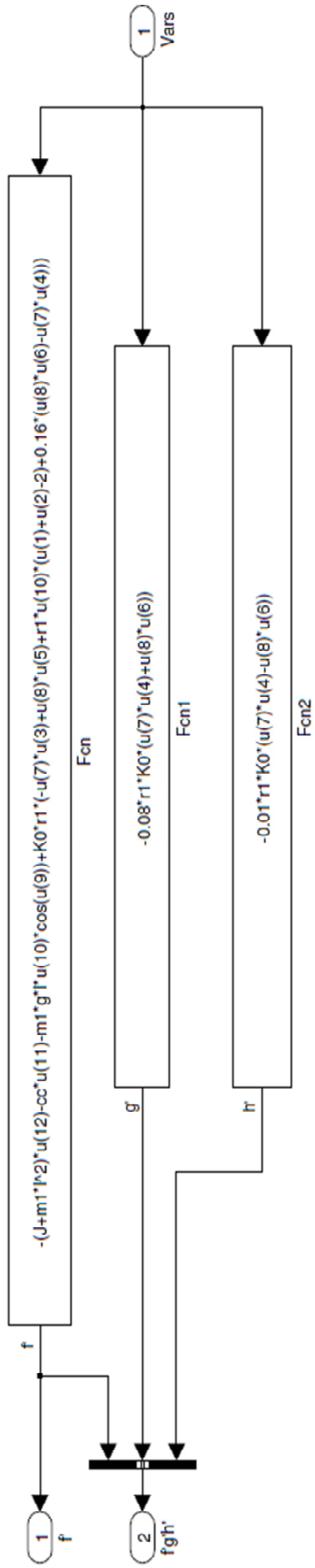

Figura 88 - Funções f', g' e h' do controle de torque.