

PROJETO DE UM CONTROLADOR ROBUSTO, UTILIZANDO A TÉCNICA H^∞ , PARA UM MANIPULADOR PLANAR DE DOIS GRAUS DE LIBERDADE

Maria de Lourdes Guerra Luna¹
Benedito Santana de Oliveira ²
Simplício Arnaud da Silva³
James Sidney Freitas de Carvalho⁴
mlgl@terra.com.br
bene@ct.ufpb.br
arnaud@ct.ufpb.br
Jamessidney10@yahoo.com.br

¹Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica - UFPB - Campus I

^{2;3}Departamento de Tecnologia Mecânica – CT-UFPB – Conjunto Castelo Branco, Cidade

⁴Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica - UFPB - Campus I -

Resumo. Neste trabalho, avalia-se o desempenho de um manipulador robótico planar de dois graus de liberdade, sob a ação de um controlador H^∞ , no controle de posição. O robô manipulador é constituído de dois subsistemas: uma junta prismática acionada por uma válvula eletropneumática e uma junta rotacional acionada por um motor de corrente contínua. Os dois subsistemas foram considerados, operando de forma desacoplada e seus modelos matemáticos obtidos usando a técnica de identificação paramétrica. Com base nesses modelos, projetou-se controladores H^∞ para cada subsistema, atendendo a critérios de projeto previamente estabelecidos. A avaliação do desempenho do sistema será feita com base em resultados obtidos através de simulações e experimentos. Palavras-chave. Controle de Posição, Identificação de Sistemas, Controle Robusto, Manipulador Robótico.

DESIGN OF ROBUST CONTROLLER, USING H^∞ TECHNIQUE, TO A PLANAR MANIPULATOR OF TWO DEGREES OF FREEDOM

Abstract In this paper, is evaluated the performance of a planar robotic manipulator of two degrees of freedom, under the action of a H^∞ controller, on the control of position. The manipulator robot comprises two subsystems: a prismatic joint set in motion by an electropneumatic valve and a rotational joint set in motion by a direct-current engine. The two subsystems were considered operating in an uncoupled way and their mathematical models were obtained using technique of parametric identification. Based on these models, H^∞ controllers were projected for each subsystem, meeting criteria of project previously established. The evaluation of the system's performance will be made based on results obtained with simulations and experiments. Keywords. Position control, Systems identification, Robust Control, Robot manipulator.

1. Introdução

Nas últimas décadas, áreas da automação industrial e da robótica têm se desenvolvido consideravelmente, mediante ao avanço da tecnologia e o interesse pelo aumento da produtividade e segurança no trabalho. Os robôs manipuladores estão presentes nas indústrias, desde a década de 60, executando tarefas de manipulação de materiais, posicionamento e montagem de peças etc. O controle de movimento de manipuladores robóticos, do ponto de vista do controle automático à realimentação, pode ser um problema difícil. Isto depende das características do sistema, tais como: equações de movimento não lineares acoplados; sistema composto de vários corpos acoplados com movimentos simultâneos; flexibilidade nos elos e / ou juntas; controle de posição e controle de trajetória; parâmetros incertos e/ou variantes no tempo; processamento de sinais externos; efeitos de atritos e folgas. Devido ao aumento de sistemas de automação nas indústrias para executarem tarefas que exigem grandes desafios, os sistemas de automação devem ter características ótimas de desempenho e de estabilidade, o que motivou o desenvolvimento de técnicas de projeto de controle de sistemas, visando à robustez dos mesmos. Um sistema é considerado robusto, quando é capaz de manter as suas qualidades ótimas de desempenho e de estabilidade, mesmo atuando em condições de operações distintas das consideradas no projeto. O seu desempenho é avaliado pela sua capacidade de acompanhar sinais de referência, rejeitar distúrbios, ter insensibilidade a variações do sistema e atenuar ruídos de medição. A estabilidade é a sua capacidade de retornar à condição de equilíbrio estável em um tempo relativamente curto, na presença de qualquer perturbação, (Cruz, 1996 e Luna et al., 2007). A técnica de controle robusto H^∞ foi inicialmente formulada por Zames, tendo como principal objetivo projetar sistemas de controle robusto perante as incertezas do modelo da planta, principalmente para sistemas com Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas, denominados de sistemas MIMO. Essa técnica de projeto é um problema de controle ótimo e tem por finalidade encontrar controladores que minimizem a norma H^∞ da função de transferência de malha fechada. A norma H^∞ , para o caso de sistema SISO, corresponde ao pico do gráfico da amplitude da resposta no domínio da frequência, e, em sistemas MIMO, a norma H^∞ corresponde ao maior dos picos dos valores singulares. Este trabalho tem como objetivo analisar e projetar um controlador H^∞ para um robô manipulador de dois graus de liberdade, visando o controle de posição. Os resultados experimentais foram obtidos em uma bancada de testes, cuja montagem é descrita na seção 2. O subsistema de rotação, servomotor, e o de translação, servoposicionador eletropneumático, foram analisados, considerando que os mesmos trabalham de forma desacoplada e, dessa forma, foram obtidos os modelos dos mesmos, utilizando-se a técnica de identificação de sistemas, cujo procedimento está descrito na seção 3. Esses modelos foram utilizados nos projetos dos controladores H^∞ , para cada subsistema, seguindo as regras de projeto apresentada na seção 4. Os resultados simulados e experimentais e as conclusões são apresentadas nas seções 5 e 6, respectivamente.

2. Montagem Experimental

O Robô Manipulador planar de dois graus de liberdade foi projetado para realizar dois movimentos, um de translação e outro de rotação. A junta de translação consta de uma válvula proporcional de cinco vias, marca FESTO, tipo MPYE – 5-1/8HF-010B, com pressão de suprimento de 0 a 1000 kPa e um sinal de excitação de tensão contínua que varia de 0 a 10V, um cilindro de dupla ação de haste passante marca FESTO, tipo DN-32-400 PPV; um regulador de pressão que também serve como filtro de ar e lubrificador, e um sensor linear potenciométrico marca FESTO, tipo NLO-POT-225-TFL. Esse subsistema de translação se encontra montado em uma plataforma que faz parte do subsistema de rotação, denominado de junta de revolução. Essa plataforma se encontra conectada a um eixo de transmissão, cujo movimento de rotação é feito por meio de um motor de corrente contínua de 12V. Para medir a posição angular, foi instalado no eixo de transmissão um amplificador de rotação, constituído de duas engrenagens de dentes retos, com relação de transmissão de 10:1. Na saída do amplificador de rotação, foi conectado um potenciômetro de dez voltas, cuja tensão elétrica é proporcional à posição angular da plataforma de apoio do subsistema de translação. Uma placa para entrada e saída de dados marca Quatech tipo DAQ 801, foi utilizada como interface entre a planta e um computador Pentium III 650 MHz, juntamente com um programa computacional LabVIEW. A Fig. (1) mostra o robô manipulador planar utilizada nesta

pesquisa. O controle do robô foi feito utilizando dois controladores independentes, um para o controle da junta de translação e o outro para o controle da junta de rotação. O sistema de controle da junta de translação visa controlar a posição de deslocamento da haste do cilindro pneumático, através de uma tensão elétrica contínua, que varia entre 0 e 10V, aplicada à válvula proporcional. Esta tensão de excitação é controlada por um controlador implementado em um programa computacional labView. O controle de posição do servomotor visa controlar a posição angular da junta de rotação, por meio da tensão elétrica aplicada à armadura do motor de corrente contínua, que varia -10 a +10V, sendo esse intervalo de tensão necessário para acionar o motor nos dois sentidos de rotação. A variável de controle (tensão de saída do computador), que varia entre 0 e 10V, é amplificada pelo amplificador de potência para fornecer uma corrente em níveis adequados para excitar a armadura do motor. O sinal de tensão de excitação é controlado por um controlador digital que é implementado em um programa computacional labView.

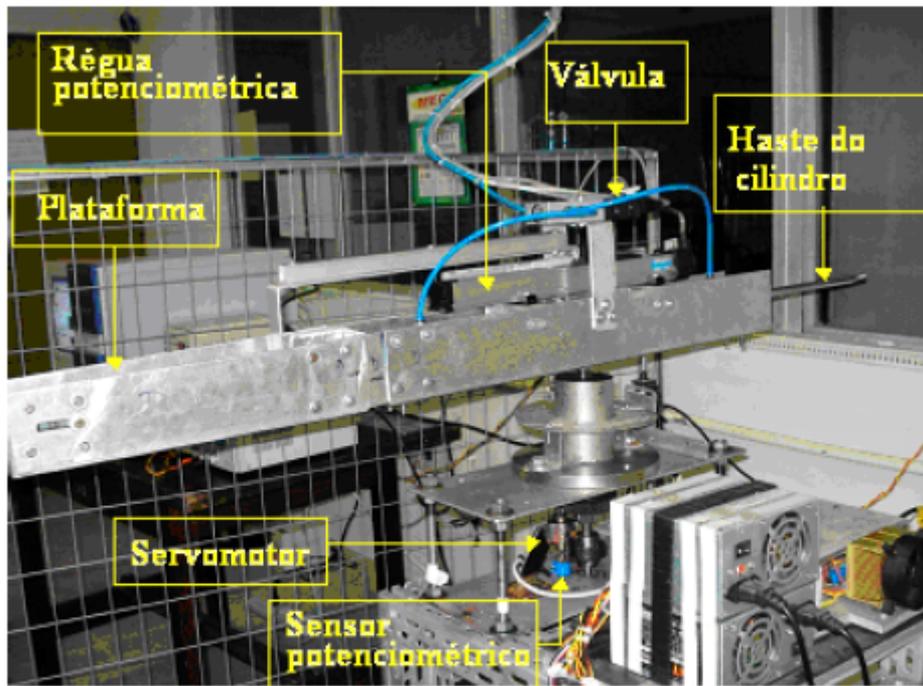


Figura 1. Fotografia da montagem.

3. Modelo Matemático do Sistema

Os modelos matemáticos dos subsistemas do robô manipulador planar foram obtidos, usando-se a técnica de identificação paramétrica em malha aberta, com um tempo de amostragem de 5ms, por meio do modelo de identificação Box Jenkins (BJ). Os subsistemas de rotação e translação foram analisados independentemente, e um modelo de cada junta foi obtido. Na identificação do subsistema da junta de revolução, o servomotor foi excitado em malha aberta com sinais de entrada do tipo pulso, com largura de 2s, e amplitude de pulso de 4,58V. Após a sintonia e a validação do modelo em malha aberta e em malha fechada, a função de transferência obtida da junta de revolução corresponde a um modelo de terceira ordem, conforme a Eq. (1).

$$G_r(s) = \frac{0,002034s^2 + 1,285s + 263,6}{s^3 + 60,62s^2 + 250,7s + 19,37} \quad (1)$$

Para obter o modelo matemático da junta de translação, utilizou-se uma entrada do tipo pulso, com amplitude de 6,5V e uma largura de 0,08s sobre a servoválvula, sendo este pulso combinado com um sinal do tipo PRBS, (“Pseudo Random Binary Sequence”), com espectro de frequências ajustadas e amplitude igual a 2% do valor do pulso. A faixa de operação escolhida para a identificação foi um deslocamento de 60mm no sentido avanço. Utilizando a curva de resposta para o respectivo ponto de operação, determinou-se a função de transferência da junta de translação. E, após sintonia e a validação, em malha aberta e em malha fechada, a função de transferência do modelo da junta de translação resultou na Eq. (2).

$$G_t(s) = \frac{0,59s^2 - 345,72s + 68460,0}{s^3 + 23,95s^2 + 2619,85s - 0,38} \quad (2)$$

4. Projeto do Controlador H_∞

O problema do controle H_∞ consiste em determinar um controlador $K(s)$ que, baseado na informação de y , gere um sinal de controle u que tente minimizar a influencia das entradas exógenas w sobre as saídas reguladas z , mostradas na Fig. (2). Este procedimento de projeto é um problema de otimização e consiste em minimizar a norma da função de transferência, denominada de transformação fracional linear T_{zw} , entre z e w . O sistema sob a ação do controlador precisa apresentar estabilidade interna, ou seja, nenhum de seus componentes deve ter modos instáveis e a injeção de sinais externos limitados, em qualquer ponto do sistema, deve resultar em sinais de saída limitados, medidos em qualquer ponto do mesmo, (Skogestad & Posthethwaite, 1996 e Luna et al., 2005). Os parâmetros da planta aumentada $P(s)$, da Eq. (3), são determinados em função dos parâmetros do sistema a ser controlado, das entradas exógenas e das saídas reguladas, além da lei de controle definida pela Eq. (6). O vetor de saída tem como componentes as saídas reguladas, que podem ser a resposta do sistema, a variável de controle ou o erro de acompanhamento de trajetória. O vetor de entradas exógenas w tem como componentes o distúrbio, o ruído e as entradas de referência.

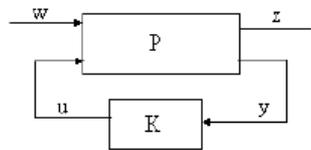


Figura 2. Diagrama de blocos para o controle H_∞

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

A função de transferência do sistema é representada pelas seguintes equações.

$$z = P_{11}w + P_{12}u \quad (4)$$

$$y = P_{21}w + P_{22}u \quad (5)$$

$$u = Ky \quad (6)$$

$$T_{zw} = F_1(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (7)$$

A representação da função de transferência na forma de espaço de estados, para a descrição do controlador H_∞ é:

$$\dot{x} = A_G x + B_1 w + B_2 u \quad (8)$$

$$z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \quad (9)$$

$$e = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \quad (10)$$

As matrizes A_G , B_2 , D_{22} e C_2 correspondem às matrizes da equação de espaço de estado para cada subsistema. Para a junta de revolução, tem-se:

$$A_G = \begin{bmatrix} -60,6170 & -250,7101 & -19,3656 \\ 1,0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 1,0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = [0,0020 \quad 1,2845 \quad 263,5542]$$

$$e \text{ D}_{22} = [0].$$

Tendo sido escolhidos os pesos $V=3,8$; $dk=1$; $qu=0,1$; $L=0$ e $F=0$, foram obtidas as matrizes C_1 , B_1 , D_{11} ; D_{12} e D_{21} , que são dadas por:

$$A_G = \begin{bmatrix} -60,6170 & -250,7101 & -19,3656 \\ 1,0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 1,0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = [0,0020 \quad 1,2845 \quad 263,5542]$$

$$e \text{ D}_{22} = [0].$$

Tendo sido escolhidos os pesos $V=3,8$; $dk=1$; $qu=0,1$; $L=0$ e $F=0$, foram obtidas as matrizes C_1 , B_1 , D_{11} ; D_{12} e D_{21} , que são dadas por:

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0,002034 & 1,2845 & 263,5541 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 3,8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,1 \end{bmatrix} \text{ e } D_{21} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1].$$

As matrizes A_G , B_2 , C_2 e D_{22} da planta da junta translação são:

$$A_G = \begin{bmatrix} -23,95 & -2619,85 & -0,38 \\ 1,0 & 0 & 0 \\ 0 & 1,0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 1,0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = [0,59 \quad -345,72 \quad 68460,0] \text{ e}$$

$$D_{22} = [0].$$

Tendo sido escolhidos os pesos $V=0,1255$; $dk=1,0$; $qu=1$; $L=0,01$ e $F=0$, foram obtidas as matrizes C_1 , B_1 , D_{11} ; D_{12} e D_{21} , que são dadas por:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0,125 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0,59 & -345,72 & 68460,0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ e } D_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -0,01 & 1 \end{bmatrix}.$$

Segundo (Skogestad & Postlethwaite, 1996 e Zhou & Doyle, 1998), para que o problema de obtenção do controlador H^∞ tenha solução, via equação de Riccati, algumas hipóteses devem ser satisfeitas:

- a) O par (A, B_2) é estabilizável, e (A, C_2) é detectável;
- b) O par (A, B_1) é controlável e (C_1, A) é observável;
- c) A matriz D_{12} tem posto pleno de coluna e a matriz D_{21} tem posto pleno de linha;
- d) Por simplicidade, é assumido também que $D_{21} = \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix}$ e $D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$;
- e) $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix}$ a matriz tem posto completo para coluna para todo valor de ω ;
- f) $\begin{bmatrix} A - j\omega & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix}$ a matriz tem posto completo para linha para todo valor de ω .

As hipóteses e) e f) garantem que o controlador projetado não provoque o cancelamento de pólos ou zeros sobre o eixo imaginário, o que resultaria em instabilidade de malha fechada. Satisfeitas as suposições acima, tenta-se encontrar um controlador ótimo, tal que $\|T(s)_{wz}\|_\infty < \gamma$, onde $\gamma > \gamma_{\min}$ e γ_{\min} é o menor valor de $\|T(s)_{wz}\|_\infty$ sobre todos os controladores $K(s)$ estabilizantes. Para resolver o problema de controle ótimo, deve-se determinar um valor de γ que satisfaça aos critérios de projeto, utilizando-se algoritmos de pesquisa para determinar o valor ótimo de γ . Segundo Skogestad & Postlethwaite, (1996) deve-se obedecer às seguintes condições:

- i) $X_\infty \geq 0$ (positiva semi - definida) é a solução da equação algébrica de Riccati.

$$A^T X_\infty + X_\infty A + C_1^T C_1 + X_\infty (\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T) X_\infty = 0 \quad (11)$$

- ii) $Y_\infty \geq 0$ (positiva semi - definida) é a solução da equação algébrica de Riccati.

$$A Y_\infty + Y_\infty A^T + B_1 B_1^T + Y_\infty (\gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2) Y_\infty = 0 \quad (12)$$

- iii) O raio espectral do produto das soluções das equações de Riccati deve obedecer a esta condição $\rho(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$.

Satisfazendo-se as condições acima para o sistema em malha fechada, a função de transferência do controlador numa forma compacta é obtida por meio da Eq. (13).

$$K(s) = \begin{bmatrix} A_\infty & Z_\infty K_e \\ -K_c & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Onde:

$$A_\infty = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - B_2 K_c - Z_\infty K_e C_2 - \gamma^{-2} Z_\infty K_e D_{21} B_1^T X_\infty \quad (14)$$

$$K_c = (D_{12}^T D_{12})^{-1} (B_2^T X_\infty + D_{12}^T C_1), \quad K_e = (Y_\infty C_2^T + B_1 D_{21}^T) (D_{21} D_{21}^T)^{-1} \quad (15)$$

$$Z_\infty = (I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1} \quad (16)$$

O controlador $K(s)$, dado na Eq. (13), pode ser separado por uma matriz de ganhos de realimentação K_c e por um estimador de estados K_e (Shahian & Hassul, 1993 e Oliveira et al., 2004).

$$u = -K_c \hat{x} \quad (17)$$

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B_2 u + Z_\infty K_e (y - C_2 \hat{x} - \gamma^{-2} D_{21} B_1^T X_\infty \hat{x}) + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty \dot{x} \quad (18)$$

Os termos X_∞ e Y_∞ são soluções das seguintes equações de Riccati:

$$X_\infty = \text{Ric} \begin{bmatrix} (A - B_2 (D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1) & (\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 (D_{12}^T D_{12})^{-1} B_2^T) \\ -(\bar{C}_1 \bar{C}_1^T) & -(A - B_2 (D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T C_1)^T \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$Y_\infty = \text{Ric} \begin{bmatrix} (A - B_1 D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2)^T & (\gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2) \\ -(\bar{B}_1 \bar{B}_1^T) & -(A - B_1 D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} C_2) \end{bmatrix} \quad (20)$$

Onde:

$$\bar{B}_1 = B_1 (I - D_{21}^T (D_{21} D_{21}^T)^{-1} D_{21}) \quad \text{e} \quad \bar{C}_1 = (I - D_{21} (D_{12}^T D_{12})^{-1} D_{12}^T) C_1 \quad (21)$$

O sistema em malha fechada é dado pelas Eq. (22) e (23).

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B_2 K_c \\ Z_\infty K_e C_2 & A - B_2 K_c + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - Z_\infty K_e (C_2 + \gamma^{-2} D_{21} B_1^T X_\infty) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ Z_\infty K_e D_{21} \end{bmatrix} w \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & -D_{12} K_c \\ C_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D_{21} \end{bmatrix} w \quad (23)$$

As funções de transferência dos controladores H^∞ , para cada junta (revolução e translação), foram determinados usando um programa computacional elaborado no ambiente Matlab, seguindo o algoritmo apresentado acima. Os critérios de desempenho adotados para uma entrada de referência do tipo degrau no subsistema da junta de revolução foram: 1) tempo de acomodação para um critério de 5%, $T_a \leq 2,5s$; 2) resposta do sistema com sobre-sinal menor do que 10%; 3) variável de controle $-10V \leq u \leq 10V$; 4) erro em estado estacionário menor do que 5%. Para um valor de $\gamma = 2.8$, obtive-se respostas com simulações, cujos critérios acima citados foram atendidos. A função de transferência do controlador H^∞ para esta junta é representada pela Eq.(24).

$$K(s)_\infty = \frac{44,21s^2 + 2699,61s + 12173,2}{s^3 + 70,37s^2 + 888,74s + 5235,16} \quad (24)$$

Os critérios de desempenho adotados para uma entrada degrau no subsistema da junta de translação foram: 1) tempo de acomodação para um critério de 2%, $T_a \leq 0,35s$; 2) sobre-sinal menor que 10%; 3) variável de controle $u \leq 10V$. Para um valor de $\gamma = 1.05$, conseguiram-se respostas com simulações, cujos critérios acima citados foram atendidos. Através de simulações, determinou-se o controlador H^∞ , cuja função de transferência no domínio de Laplace é dado pela Eq.(25).

$$K(s)_\infty = \frac{27,58s^2 + 651,96s + 71933,5}{s^3 + 80,8s^2 + 5236,0s + 180825,87} \quad (25)$$

5. Resultados

Neste experimento, o comportamento dos dois subsistemas do manipulador planar, operando simultaneamente sob ação dos seus respectivos controladores, é analisado quanto ao acompanhamento de trajetórias, as quais são descritas pelas Eqs. (26) e (27), para a junta de revolução e para a junta prismática, respectivamente.

$$y_{dm}(t) = 0 \quad 0 < t \leq 0,26 \text{ s} \quad (26.1)$$

$$y_{dm}(t) = 49,45(t_f - 0,26) \quad 0,26 < t \leq 2,08 \text{ s} \quad (26.2)$$

$$y_{dm}(t) = 90 \quad 2,08 < t \leq 12,48 \text{ s} \quad (26.3)$$

$$y_{dm}(t) = -49,45(t_f - 14,3) \quad 12,48 < t \leq 14,3 \text{ s} \quad (26.4)$$

$$y_{dm}(t) = 0 \quad 14,3 < t \leq 16 \text{ s} \quad (26.5)$$

$$y_{dp}(t) = 39, \quad 0 < t \leq 2,08 \text{ s} \quad (27.1)$$

$$y_{dp}(t) = 450(t_f - 2,08) + 39 \quad 2,08 < t \leq 2,34 \text{ s} \quad (27.2)$$

$$y_{dp}(t) = 156, \quad 2,34 < t \leq 6,5 \text{ s} \quad (27.3)$$

$$y_{dp}(t) = -450(t_f - 6,76) + 39, \quad 6,5 < t \leq 6,76 \text{ s} \quad (27.4)$$

$$y_{dp}(t) = 39, \quad 6,76 < t \leq 7,8 \text{ s} \quad (27.5)$$

$$y_{dp}(t) = 450(t_f - 7,8) + 39, \quad 7,8 < t \leq 8,06 \text{ s} \quad (27.6)$$

$$y_{dp}(t) = 156, \quad 8,06 < t \leq 12,22 \text{ s} \quad (27.7)$$

$$y_{dp}(t) = -450(t_f - 12,48) + 39, \quad 12,22 < t \leq 12,48 \text{ s} \quad (27.8)$$

$$y_{dp}(t) = 39, \quad 12,48 < t \leq 16 \text{ s} \quad (27.9)$$

A Figura (3) mostra as respostas simulada e experimental da trajetória da junta rotacional e da junta prismática. Nota-se que as respostas experimental e simulada de acompanhamento de trajetória da junta prismática apresentaram diferenças. Em relação à junta rotacional, as respostas experimental e simulada apresentam respostas praticamente idênticas. O comportamento da variável de controle a uma entrada rampa em duplo sentido para o motor, com repetição para o pistão, é mostrado na Fig. (4). Constatou-se que em todas as respostas, simuladas e experimentais, não houve saturação, tanto na junta rotacional como na junta prismática.

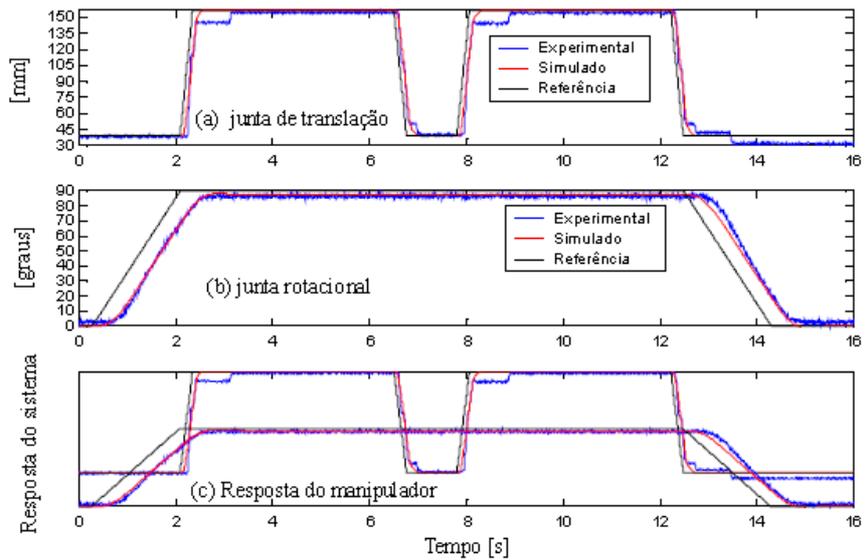


Figura 3. Resposta do manipulador sob ação do controlador H_{∞} , a uma entrada rampa em duplo sentido para o motor, com repetição para o pistão.

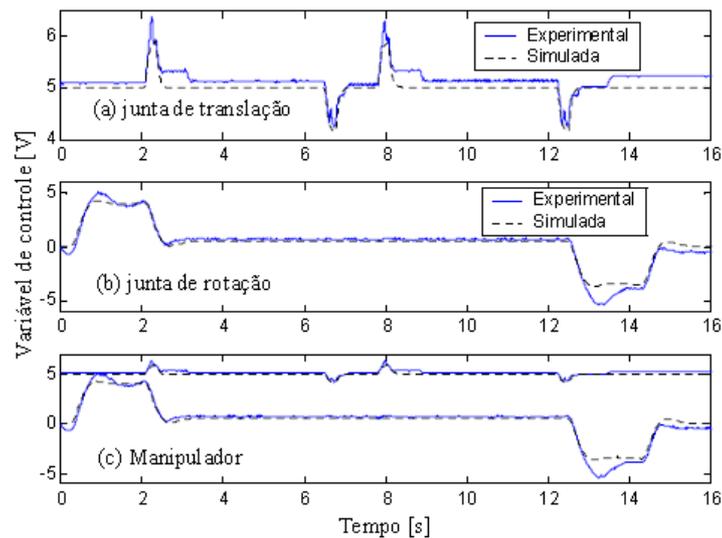


Figura 4. Sinal de controle do manipulador, a uma entrada rampa em duplo sentido para o motor, com repetição para o pistão.

A Figura (5) mostra as curvas de erros de acompanhamento de trajetória para os dois subsistemas (rotacional e prismática) sob a ação do controlador H_{∞} .

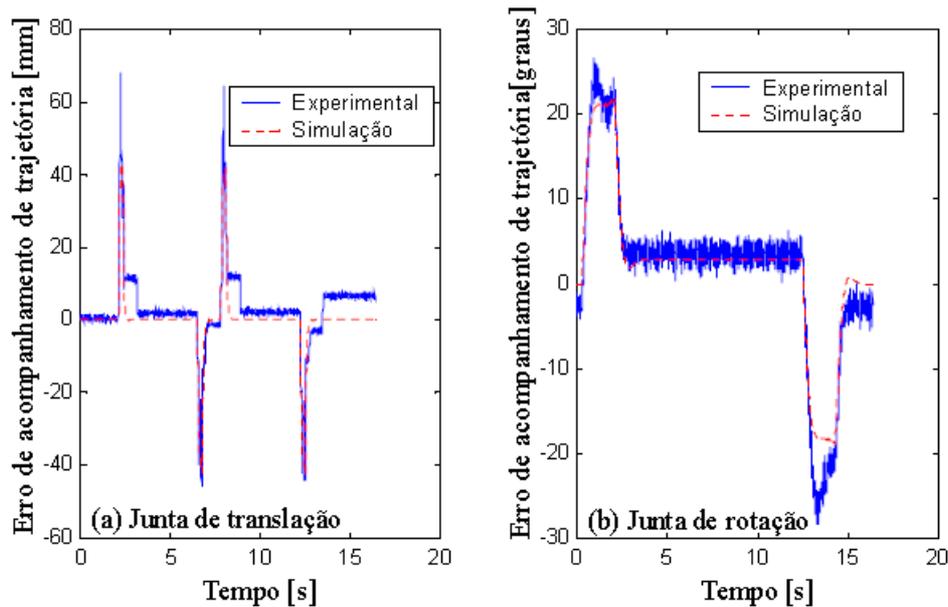


Figura 5. Curvas de erro de seguimento, para a trajetória do manipulador planar, sob a ação do controlador H_{∞} .

6. Conclusões

Os erros de posicionamento apresentados pelo manipulador já eram esperados, principalmente no posicionamento efetuado pela junta de translação, cujo movimento é executado pelo atuador eletropneumático que tem característica não linear, devido a existência de atritos, a compressibilidade do ar e a zona morta existente na servoválvula. Porém, para o posicionamento angular foi constatado que o erro apresenta-se menor, mesmo que na junta de revolução exista problemas com zona morta e folgas nas engrenagens, mas este comportamento já era esperado, tendo em vista que o motor de corrente contínua tem característica mais linear do que os atuadores eletropneumáticos. Assim, conclui-se que o tipo de aplicação é que vai determinar se o desempenho do sistema é satisfatório. Visando melhorar as características de robustez do sistema já iniciou-se um estudo utilizando controladores adaptativos, que são técnicas de controle mais adequadas para sistemas não lineares.

7. Referências

- Aguirre, L.A., 2000, "Introdução à Identificação - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas à Sistemas Reais", Editora UFMG, Belo Horizonte, Brasil.
- Cruz, J. J., 1996, "Controle Robusto Multivariável", Ed. Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil.
- Ljung, L., 1987, "System Identification: Theory for the User", Editora Prentice - Hall, Inc, Englewood Cliffs, New Jersey.
- Luna, M. L. G; Oliveira, B. S. de, Silva, S. A. da; Riul, J. A., 2005, "Projeto de um controlador robusto H_{∞} aplicado para um dinamômetro eletromagnético", In: UNINDU, Ubatuba, São Paulo, setembro.
- Luna, M. L. G; Oliveira, B. S. de, Silva, S. A. da; Riul, J. A., 2007, "Design of robust H_{∞} controller applied to an electromagnetic dynamometer", Revista Ciências Exatas, v.13, nº 1, pp. 77 – 83.
- Oliveira, B. S. de, Riul, J. A., Montenegro, P. H. de M., Silva, E. C. M. da, 2004, "Controle robusto H_{∞} para um sistema eletropneumático" In: CONEM, Belém- Pará- Brasil, agosto.
- Shahian, B., and Hassul, M., 1993, "Control System Design Using Matlab", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- Skogestad, S. and Postlethwait, I., 1996, "Multivariable Feedback Control Analysis and Design", New York. John Wiley & Sons, Inc.

Zhou, Kemin; Doyle, C. J. , 1998, "Essential of Robust Control"; Ed. Prentice Hall, New Jersey Zames, G. 1981, "Feedback and optimal sensitivity: model reference transformations, multiplicative seminorms and approximate inverses". IEEE Trans. Automatic Control, 1981, 26, 2, 301-302.

8. Direitos Autorais

Os autores são os únicos responsáveis pelo conteúdo do material impresso incluído neste trabalho.