

CONTROLE ROBUSTO H_∞ PARA UM SISTEMA ELETRO-PNEUMÁTICO

Benedito Santana de Oliveira

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa , e - mail: bsa@openline.com.br

José Antônio Riul

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa, e - mail: riul@ct.ufpb.br

Paulo Henrique de Miranda Montenegro

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa, e - mail: phmontenegro@bol.com.br

Esly César Marinho da Silva

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa, e - mail: eslymarinho@yahoo.com.br

RESUMO. *Os atuadores pneumáticos têm sido bastante utilizados em diversas tarefas no campo industrial, principalmente na execução de tarefas que necessitam trabalhar com cargas leves, elevadas velocidades e acelerações e menores riscos de contaminação de produtos, tal como nas indústrias farmacêuticas e de alimentos. Eles são de baixo custo e fácil manutenção. Apesar das vantagens apresentadas, os modelos matemáticos destes atuadores são difíceis de serem determinados em face das não linearidades que os mesmos apresentam e dificuldades na determinação exata dos parâmetros e coeficientes utilizados nestes modelos. A expansão dos mesmos no campo industrial deve-se ao desenvolvimento de técnicas de controle que os tornaram uma ótima alternativa. Este trabalho tem como objetivo a avaliação do desempenho de um sistema eletro - pneumático sob a ação de um controlador H_∞ projetado a partir de uma planta identificada. As respostas no tempo e a variável de controle são avaliadas para diversas posições de referência através de simulações e experimentos. Estas respostas são comparadas com as obtidas com o sistema sob a ação de um controlador ótimo LQG, sob as mesmas condições de trabalho.*

Palavras Chave: *pneumático, controlador, robusto*

1. INTRODUÇÃO

A técnica de projeto de controle robusto H_∞ surgiu na década de 1980 como um método de otimização no domínio da frequência, e foi formulado primeiro por G. Zames. Desde então, a robustez que é uma característica desejável para qualquer sistema, tornou-se a principal preocupação (Shahian, 1993). Um sistema é robusto quando mantém 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 rejeitar ruídos de medidas. A estabilidade é a sua capacidade de retornar a condição de equilíbrio estável, em um tempo relativamente curto, na presença de qualquer perturbação (Cruz, 1996). Esta técnica de projeto desenvolveu sua própria terminologia, anotação e paradigma. Por exemplo, o diagrama de blocos clássico foi modificado para abranger os tipos mais gerais de problemas. O diagrama de blocos contém dois blocos principais (Fig. (1)): A planta P e o controlador K. No bloco da planta existem duas entradas e duas saídas. As entradas da planta são classificadas como controle u e entradas

exógenas w . O controle u é a saída do controlador. A entrada w é um conjunto de entradas tais como distúrbios, ruídos e referências. A principal distinção entre w e u é que o controlador não manipula com w . A saída da planta é classificada em dois grupos: As saídas y são medidas da resposta do sistema e são ao mesmo tempo entradas do controlador; as saídas z são saídas reguladas e correspondem a todas as variáveis que se pretende regular tais como os estados, erros e sinais de controle.

Este trabalho tem como objetivo a avaliação do desempenho de um sistema eletro - pneumático sob a ação de um controlador H_∞ projetado a partir de uma planta identificada. As respostas no tempo e a variável de controle são avaliadas para diversas posições de referência através de simulações e experimentos. Estas respostas são comparadas com as obtidas com o sistema sob a ação de um controlador ótimo LQG, sob as mesmas condições de trabalho.

2. FORMULAÇÃO E SOLUÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE H_∞

O problema de controle H_∞ consiste em determinar um controlador $K(s)$ tal que o sistema não apresente instabilidade interna. Existem dois tipos de formulações, um problema padrão e outro de controle ótimo (Shahian, 1993, Zhou, 1996). A Figura (1) mostra o diagrama de blocos utilizado no projeto de controle H_∞ , (Zhou, 1998).

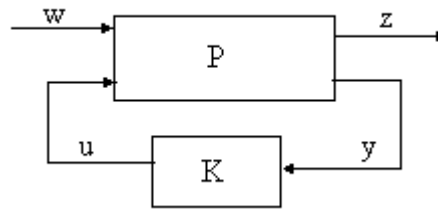


Figura (1). Diagrama de blocos para o controle H_∞

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

$$z = P_{zw} w + P_{zu} u \quad (1)$$

$$y = P_{yw} w + P_{yu} u \quad (2)$$

$$u = Ky \quad (3)$$

A função de transferência entre a saída regulada z e as entradas exógenas w é determinada como segue:

$$z = [P_{zw} + K(I - P_{yu}K)^{-1} P_{yw}] w = T_{zw} w \quad (4)$$

onde T_{zw} é denominada de transformação linear fracional :

$$T_{zw} = P_{zw} + K(I - P_{yu}K)^{-1} P_{yw} \quad (5)$$

As Equações (6, 7 e 8) definem a função de transferência na forma de espaço de estados.

$$\dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \quad (6)$$

$$z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \quad (7)$$

$$y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \quad (8)$$

No problema padrão determina-se $K(s)$ de forma que a norma da função de transferência T_{zw} seja menor que um valor escalar γ . No problema ótimo determina-se $K(s)$ através da minimização da norma de T_{zw} . Em resumo as duas formulações podem ser escritas como:

Projeto padrão \rightarrow Determinar $K(s)$ tal que $\|T_{zw}\|_{\infty} \leq \gamma$

Problema de controle ótimo \rightarrow Determinar $K(s)$ tal que $\min \|T_{zw}\|_{\infty}$ seja obtida

O problema padrão é mais prático. O projeto de controle de sistema está mais como um ato de ajustes, e uma solução matematicamente ótima pode não ser tão satisfatória quanto a desejável. Para resolver o problema de controle ótimo deve-se determinar um valor de γ que satisfaça aos critérios de projeto. Pode-se utilizar algoritmos de pesquisa para determinar o valor ótimo de γ .

Para que o problema tenha solução, certas hipóteses devem ser satisfeitas, considerando-se que $\dim(x) = n$; $\dim(w) = m_1$; $\dim(u) = m_2$; $\dim(z) = p_1$ e $\dim(y) = p_2$.

a) O par (A, B_2) é estabilizável e (C_2, A) detectável. Esta hipótese é necessária para garantir a existência de um controlador que estabilize o sistema

b) O posto (rank) de $D_{12} = m_2$ e de $D_{21} = p_2$. Esta condição é necessária para assegurar que a função de transferência do controlador é própria. Isto também implica que a função de transferência de w para y não se anula em alta frequência. Ao contrário da primeira suposição que é normalmente satisfeita, esta suposição freqüentemente é violada (por exemplo se a planta original é estritamente própria) a menos que o problema seja formulado tal que esta condição seja satisfeita.

c) O posto de $\begin{bmatrix} (A - j\omega I) & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} = n + m_2$ para todas as frequências

d) O posto de $\begin{bmatrix} (A - j\omega I) & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = n + p_2$ para todas as frequências

e) $D_{11} = D_{22} = 0$. Esta não é necessária, mas pode simplificar as equações para a solução do problema.

A solução dos problemas de controle H_{∞} e LQG são bem similares. Ambos usam estimador e realimentação de estados estimados (Shahian, 1993). Os ganhos do regulador e do observador são determinados a partir das equações algébricas de Riccati. A diferença existe apenas nos coeficientes das equações de Riccati e nos termos extras que aparecem no estimador. Neste caso K_c corresponde ao ganho do regulador K e $Z_{\infty}K_e$ corresponde ao ganho do observador L do projeto LQG. A formulação do problema é como segue:

$$u = -K_c \hat{x} \quad (9)$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B_2 u + B_1 \hat{w} + Z_{\infty} K_e (y - \hat{y}) \quad (10)$$

onde $\hat{w} = \gamma^{-2} B_1^T X_{\infty} \hat{x}$ e $\hat{y} = C_2 \hat{x} + \gamma^{-2} D_{21} B_1^T X_{\infty} \hat{x}$. A função de transferência do controlador pode ser escrita numa forma compacta como mostrada na Eq.(11).

$$K(s) = \begin{bmatrix} A - B_2 K_c - Z_{\infty} K_e C_2 + \gamma^{-2} (B_1 B_1^T - Z_{\infty} K_e D_{21} B_1^T) X_{\infty} & Z_{\infty} K_e \\ -K_c & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

O termo extra \hat{w} da Eq. (10) é uma estimativa do pior caso de entrada de distúrbio no sistema e \hat{y} é a saída do estimador. O ganho do regulador K_c e o ganho do estimador K_e são:

$$K_c = \bar{D}_{12} (B_2^T X_{\infty} + D_{12}^T C_1) \text{ onde } \bar{D}_{12} = (D_{12}^T D_{12})^{-1} \quad (12)$$

$$K_e = (Y_\infty C_2^T + B_1 D_{21}^T) \bar{D}_{21} \text{ onde } \bar{D}_{21} = (D_{21} D_{21}^T)^{-1} \quad (13)$$

$$\text{O termo } Z_\infty \text{ da Eq. (10) é dado por: } Z_\infty = (I - Y^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1} \quad (14)$$

E os termos X_∞ e Y_∞ da Eq. (12) e da Eq. (13) são soluções das equações de Riccati, isto é:

$$X_\infty = \text{Ric} \begin{bmatrix} (A - B_2 \bar{D}_{12} D_{12}^T C_1) (Y^{-2} B_1 B_1^T - B_2 \bar{D}_{12} B_2^T) \\ -(\bar{C}_1^T \bar{C}_1) & -(A - B_2 \bar{D}_{12} D_{12}^T C_1)^T \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$Y_\infty = \text{Ric} \begin{bmatrix} (A - B_1 D_{21}^T \bar{D}_{21} C_2)^T (Y^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T \bar{D}_{21} C_2) \\ -(\bar{B}_1 \bar{B}_1^T) & -(A - B_1 D_{21}^T \bar{D}_{21} C_2) \end{bmatrix} \quad (16)$$

onde $\bar{C}_1 = (I - D_{12} \bar{D}_{12} D_{12}^T) C_1$ e $\bar{B}_1 = B_1 (I - D_{21}^T \bar{D}_{21} D_{21})$. O sistema de malha fechada é:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}} \\ \dot{\hat{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B_2 K_c \\ Z_\infty K_e C_2 & (A - B_2 K_c + Y^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - Z_\infty K_e (C_2 + Y^{-2} D_{21} B_1^T X_\infty)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ Z_\infty K_e D_{21} \end{bmatrix} w \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & -D_{12} K_c \\ C_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D_{21} \end{bmatrix} w \quad (18)$$

Finalmente, deve-se provar que as soluções das equações algébricas de Riccati são positivas semi definidas e que o raio espectral do produto destas soluções atende a condição: $\rho(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$.

3. BANCADA DE TESTES PARA O SERVOPOSICIONADOR ELETRO - PNEUMÁTICO

A Figura (2) mostra um esquema da bancada de testes, utilizada na coleta de dados experimentais.

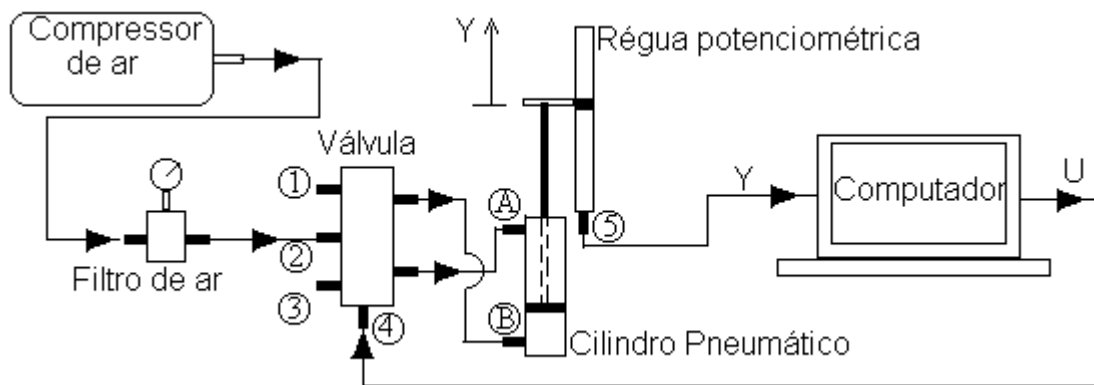


Figura (2). Bancada de testes do servoposicionador eletro - pneumático.

O servoposicionador eletro – pneumático utilizado neste trabalho é constituído de uma válvula eletropneumática proporcional de cinco vias, marca FESTO, tipo MPYE – 5 - 1/8HF – 010B, pressão de suprimento de 0 a 10bar, sinal de excitação de 0 a 10V; cilindro de dupla ação com 25mm de diâmetro, haste simples e 200mm de curso, marca PARKER, tipo : P1A – R025DS – 0200. Para obter-se os resultados experimentais montou-se uma bancada de testes, composta por um computador PC – K6II – 500, com 32Mb de memória RAM; um compressor SCHULZ, modelo :

MS -2,6/60; filtro de ar com duas saídas de pressão reguláveis, marca Ar Air Fil 1 e uma régua potenciométrica da FESTO, modelo NLO – POT – 225 – TFL, para captar o sinal do deslocamento do pistão. A interface entre o computador e o sistema é realizada através de uma placa de entrada e saída de dados, marca Quatech, modelo DAQ.801 e do programa computacional LabVIEW.

4. MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

O modelo matemático do servoposicionador pneumático foi obtido através de técnica de identificação paramétrica. A técnica de identificação utilizada foi a BJ (Box Jenkins Model), do programa de identificação do Matlab. Na identificação utilizou-se um sinal de excitação do tipo pulso, num circuito de malha aberta, com o cilindro se deslocando no sentido avanço, com um tempo de amostragem de 7ms. O modelo linear obtido foi de terceira ordem e do tipo um. Após ajustes e sintonia dos parâmetros, a função de transferência do modelo no domínio de Laplace é definida pela Eq.(19) (Oliveira, 2001).

$$G(s) = \frac{90445}{s^3 + 57,64s^2 + 2745,76s} \quad (19)$$

O modelo do servoposicionador na forma de espaço de estados é definido pelas Eq's. (20).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (20.a)$$

$$y = Cx + Du + \mu \quad (20.b)$$

onde as matrizes A, B, C e D são das seguintes formas:

$$A = \begin{bmatrix} -57,64 & -2745,76 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = [0 \ 0 \ 90445,3] \text{ e } D = [0].$$

5. PROJETO DO CONTROLADOR H_∞ PARA O SERVOPOSICIONADOR ELETRO - PNEUMÁTICO

No projeto do controlador H_∞ seguiu-se a formulação padrão. Os vetores de entrada e de saída escolhidos foram $w = \{d \ \mu \ r\}^T$ e $z = \{u \ e\}^T$, respectivamente. No vetor de entrada w , "d" corresponde ao distúrbio na entrada da planta, " μ " é o ruído de medida e "r" é a entrada de referência. O vetor de saída é composto da variável de controle "u" e do erro de acompanhamento de trajetória "e". A variável "y" corresponde à resposta do sistema contaminada pelo ruído " μ ". Desta forma determinou-se a seguinte relação:

$$\begin{Bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x \\ w \\ u \end{Bmatrix} \quad (21)$$

As matrizes A, B_2 , D_{22} , C_2 correspondem às matrizes A, B, D e -C, da equação de estado da planta do atuador. As matrizes C_1 ; D_{11} ; D_{12} e D_{21} são dadas por:

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 90445,3 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_{11} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad D_{21} = [0 \ 1 \ -1]$$

A função de transferência do controlador H_∞ foi determinada através de um programa computacional elaborado, no ambiente Matlab, seguindo o algoritmo apresentado na seção 2. Os critérios de desempenho adotados para a referência degrau de 150mm foram: 1) tempo de acomodação $T_a \leq 0,20s$; 2) resposta do sistema sem sobre-sinal e 3) variável de controle de controle $u \leq 10V$. Estes critérios foram baseados nas respostas obtidas com o servoposicionador sob a ação de um controlador LQG (Oliveira, 2001). Para um valor de $\gamma = 2,72$ obteve-se respostas com simulações cujos critérios acima citados foram atendidos. A função de transferência no domínio de Laplace do controlador H_∞ projetado é como a definida pela Eq.(22).

$$K_\infty(s) = \frac{68,2s^2 + 3975,5s + 182488,7}{s^3 + 135,5s^2 + 9638,8s + 369536} \quad (22)$$

6. CONTROLADOR LQG

O controlador LQG possui na sua estrutura uma realimentação de estados através de um regulador e um observador. De acordo com o teorema da separação os ganhos do regulador e do observador podem ser projetados separadamente (Cruz, 1996, Oliveira, 2002). O projeto dos mesmos é baseado numa lei de controle ótimo, considerando-se o processo estocástico. O projeto do regulador é baseado numa lei de controle que é determinada quando minimiza-se o Hamiltoniano definido pela Eq.(23). A matriz de penalização de estados Q deve ser positiva semi-definida e a do controle R positiva definida. Neste projeto (A,B) deve ser controlável e (AC) observável (Bryson e Ho,1987).

$$H(x,\lambda,t) = \frac{1}{2}(x^T Q x + u^T R u) + \lambda^T (Ax + Bu) \quad (23)$$

Da minimização de H , a matriz de ganho do regulador é igual a: $K_r = -R^{-1}B^T P$. P é a solução da equação algébrica de Riccati definida pela Eq. (24).

$$A^T P + PA + Q - PBR^{-1}B^T P = 0 \quad (24)$$

Para que o sistema seja estável é necessário que os autovalores da matriz $[A - K_r B]$ estejam no semi-plano esquerdo do plano complexo.

O ganho do observador, ou do filtro de Kalman, é determinado considerando-se que o sistema é contaminado com ruído de estados, ψ , e de medida μ , de forma que os mesmos sejam ruídos brancos gaussianos. Ou seja:

$$E[\psi(t)] = 0; \text{ (Média nula do ruído de estados)} \quad (25.a)$$

$$E[\mu(t)] = 0; \text{ média nula do ruído de medida} \quad (25.b)$$

$$E[\psi(t) \psi^T(\tau)] = Q_0 \delta(t - \tau); \text{ covariança do ruído de estados} \quad (26.a)$$

$$E[\mu(t) \mu^T(\tau)] = R_0 \delta(t - \tau); \text{ covariança do ruído de medida} \quad (26.b)$$

O par (A,C) é suposto observável e o sistema é definido pelas Eq's. (27)(Cruz,1996).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + L\Psi(t) \quad (27.a)$$

$$y(t) = Cx(t) + \mu(t) \quad (27.b)$$

O ganho do observador é igual a: $K_o = P_o C^T R_o^{-1}$. P_o é a solução da equação algébrica de Riccati definida por:

$$-AP_o - P_o A^T - LQ_o L^T + P_o C^T R_o C P_o = 0 \quad (28)$$

Os critérios de desempenho para o sistema sob a ação do controlador LQG foram atendidos, considerando-se: $L = B$; $Q = 0,9 \times C^T C$; $R = 0,007$; $Q_o = 0,7$ e $R_o = 0,1$. No domínio de Laplace a função de transferência do controlador LQG é definida pela Eq.(29).

$$K_{LQG}(s) = \frac{104,32s^2 + 6152,6s + 271336}{s^3 + 149,3s^2 + 12233,8s + 539064,6} \quad (29)$$

7. RESULTADOS

Para uma posição de referência de 150,0mm, o resultado obtido com simulação está mostrado na Fig.(3). Verifica-se que as respostas do sistema sob ação dos controladores H_∞ e LQG apresentaram resultados bastante similares. A principal diferença encontra-se no comportamento da variável de controle U , mostrada na Fig. (4), onde verifica-se que a ação de controle H_∞ oferece maior vantagem que a ação LQG por não apresentar saturação.

Os resultados experimentais para as posições de referência de 120,0mm; 150,0mm e 180,0mm estão mostrados na Fig. (5). Neste caso, os erros de posicionamento cometidos com ação de controle H_∞ são menores que os cometidos com ação LQG e ambas as ações apresentam os mesmos tempos de acomodação. Quanto ao tempo de subida a ação H_∞ apresentou desvantagem com relação a ação LQG para todas as posições. Essas diferenças, apesar de existirem, não são significativas. A principal vantagem da ação de controle H_∞ está no comportamento da variável de controle U , pois esta ação de controle, para qualquer posição de referência, trabalhou com menor nível de energia que a ação LQG, tal como mostrado nas Fig's. (6.a e 6.b). Os resultados experimentais apresentados confirmam o desempenho para as duas ações de controle previamente analisadas por simulações.

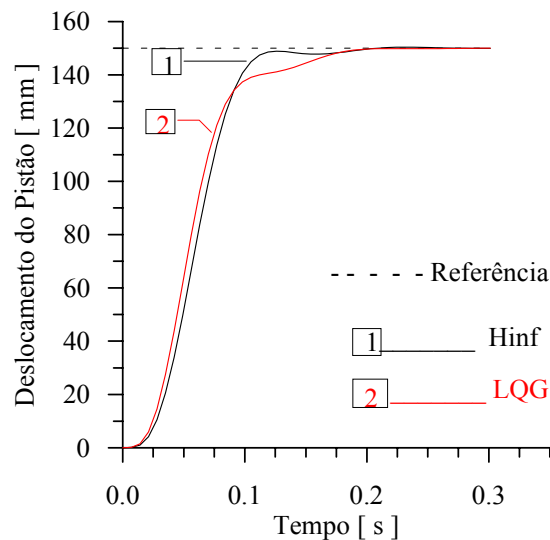


Figura (3). Respostas Simuladas do sistema, para a referência degrau de 150,0mm.

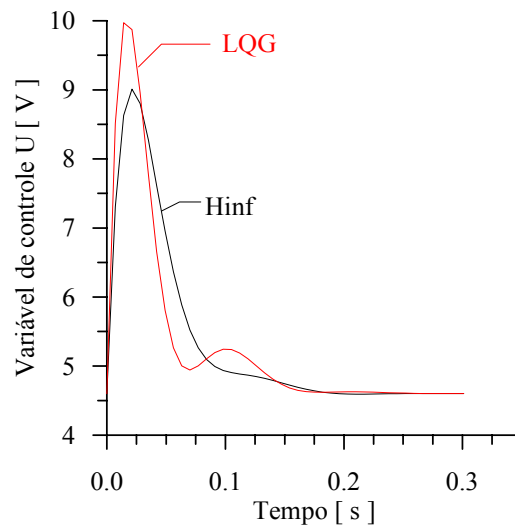


Figura (4). Comportamento da variável de controle para as ações de controle H_∞ e LQG.

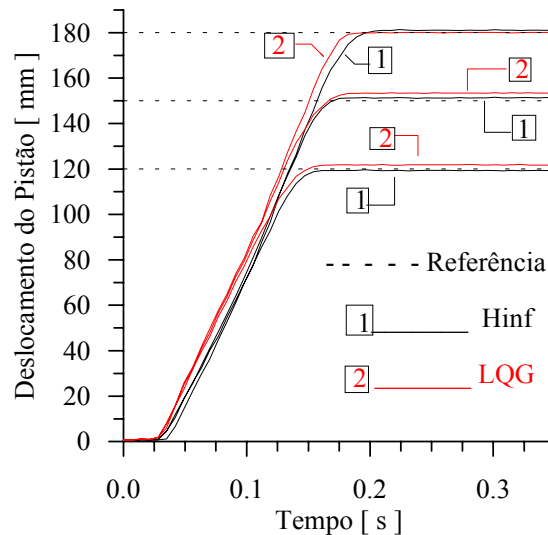


Figura (5). Respostas do sistema sob as ações de controle H_∞ e LQG, obtidas experimentalmente.

A Tabela (1) mostra um resumo da resposta no domínio do tempo, para resultados obtidos com simulação e experimentos, para uma referência de 150,0mm. O Tempo de subida foi determinado usando o critério de 90% do sinal de referência, e o de acomodação para um erro de $\pm 2\%$ do valor final.

Tabela (1).Respostas no tempo do sistema sob as ações de controle H_∞ e LQG, para a referência de

Ação de controle	Tipo de resposta	Tempo de subida (s)	Tempo de acomodação (s)	Erro (mm)	Sobre - Sinal %	Máximo valor de U (V)
H_∞	Simulação	0,091	0,112	0,00	0,0	9,0
	Experimental	0,154	0,161	1,40	0,0	8,8
LQG	Simulação	0,091	0,168	0,00	0,0	10,0
	Experimental	0,147	0,161	3,50	0,0	10,0

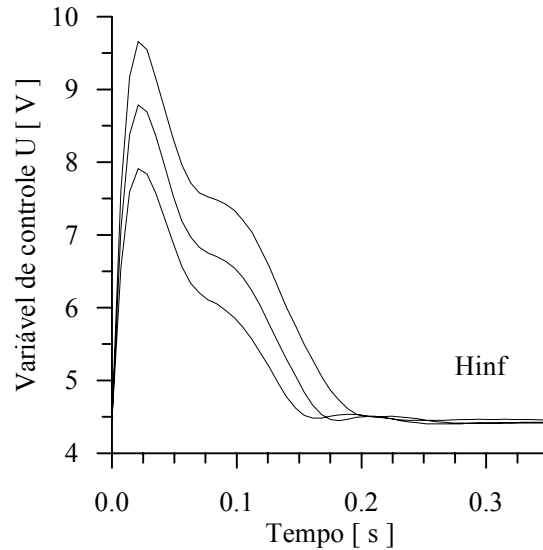


Figura (6.a). Comportamento da variável de controle U para a ação de controle H_{∞} .

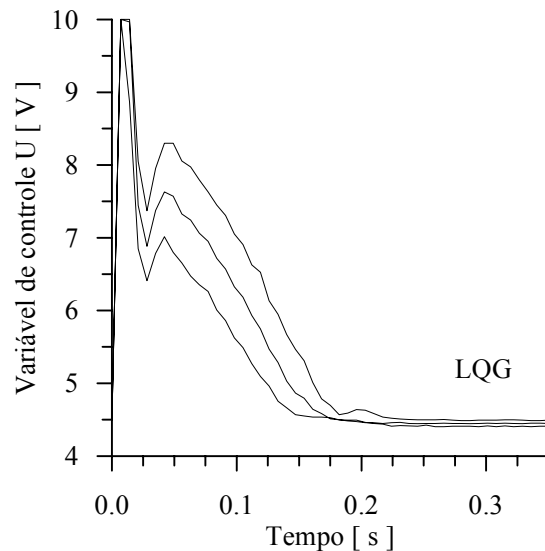


Figura (6.b). Comportamento da variável de controle U para a ação de controle LQG.

8. CONCLUSÕES

Do ponto de vista de posicionamento, a ação de controle H_{∞} teve um desempenho melhor que a ação de controle LQG por apresentar menor erro de posicionamento, apesar dos tempos de acomodação de ambas ações serem praticamente iguais e a ação LQG ter apresentado uma ligeira vantagem com relação ao tempo de subida. A principal diferença entre as ações de controle usadas, encontra-se no comportamento da variável de controle U, onde a ação H_{∞} trabalhou com níveis máximos menores que os máximos da ação LQG, e sem saturação deste sinal de controle, conforme Tab. (1). Estes resultados apenas confirmam o que tinha sido previsto através de simulação. Uma outra vantagem da aplicação da técnica H_{∞} , é que a execução do projeto depende de um único parâmetro γ , enquanto que no projeto com a técnica LQG deve-se escolher, de forma conveniente, as matrizes Q, R, Q_0 e R_0 . As similaridades entre as duas técnicas de projeto é que ambas dependem da solução de duas equações algébricas de Riccati para determinar as matrizes de ganho do regulador e do observador. Para futuros trabalhos pretende-se inserir no projeto controlador H_{∞} .

incertezas devidas a erros de modelagem, objetivando melhorar o desempenho do sistema sob esta ação de controle.

9. REFERÊNCIAS

- Bryson, A.E., Ho,Y.,1975,“Appllied Optimal Control, Optimization, Estimation and Control”,Ed.Taylor & Francis, USA.
- Cruz, J. J.,1996, “ Controle Robusto Multivariável”, Ed. Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil.
- Oliveira, B. S., Araújo, C. S., Silva, S. A., Riul, J. A., “Projeto de um Controlador LQG Para um Sistema Pneumático”, COBEM 2001, Uberlândia – MG, Brasil.
- Oliveira, B. S., 2002, “Avaliação de Desempenho de um Posicionador Pneumático Sob a ação de um Controlador LQG”, Tese de Doutorado, UFPB, Paraíba, Brasil.
- Shahian, B., Hassul, M., 1993, “Control System Design Using Matlab”, Ed. Prentice Hall, New Jersey.
- Zhou, Kemin; Doyle,C. J. , 1996, “ Robust Optimal Control”; Ed. Prentice Hall, New Jersey.
- Zhou, Kemin; Doyle,C. J. , 1998, “Essential of Robust Control”; Ed. Prentice Hall, New Jersey.

10. DIREITOS AUTORAIS

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

H_{∞} ROBUST CONTROL FOR AN ELETRO - PNEUMÁTIC SYSTEM

Benedito Santana de Oliveira

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa , e - mail: bsa@openline.com.br

José Antônio Riul

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa, e - mail: riul@ct.ufpb.br

Paulo Henrique de Miranda Montenegro

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa, e - mail:phmontenegro@bol.com.br

Esly César Marinho da Silva

Universidade Federal da Paraíba - DTM – CT – João Pessoa, e - mail: eslymarinho@yahoo.com.br

Abstract: The pneumatic actuators have been widely used in several functions in industries, mainly in accomplishment of tasks that deal with light loads, high speed and acceleration, and contamination risks from products as in pharmaceutical and foods companies. They are cheap and easy to maintain. In spite of the advantages mentioned above, the mathematic models of these actuators are difficult to be determined because of the non - linearity that they present and the problems in the exact determination of the parameters and coefficients used in these models. The expansion of these actuators in industries is due to the development of control techniques that turned them into a great choice. This work has as aim the appraisal of the performance of an eletro-pneumatic system controlled by the action of an H_{∞} controller projected from an identified plant. The responses in time and the control variable are rated for several reference positions through simulations and experiments. These responses are compared to the ones obtained with the system under the action of an optimal controller LQG, under the same work conditions.

Key Words: pneumatic, controller, robust.