

# Projetos de controladores proporcionais derivativos via alocação de pólos para um atuador eletropneumático

## DERIVATIVE PROPORTIONAL CONTROL AND FIRST ORDER CONTROL WITH POLE PLACEMENT FOR A SERVOPOSITIONER ELECTROPNEUMATIC

---

Esly César Marinho da Silva  
Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica – CT-UFPB  
Benedito Santana de Oliveira  
José Antônio Riul  
Simplício Arnaud da Silva  
Departamento de Tecnologia Mecânica - CT - UFPB

### RESUMO

Os atuadores pneumáticos têm sido usados constantemente em processos industriais por apresentarem uma boa relação de força, velocidade e aceleração quando comparados a mecanismos elétricos e eletrônicos, além do baixo custo para sua manutenção. A fim de explorar as vantagens do uso desses atuadores, com avanço da tecnologia computacional tem aumentado o número de pesquisas em projeto de controladores para superar as não linearidades do sistema, devido a compressibilidade, baixa rigidez do ar, atrito, etc., e melhora a robustez de resposta desses atuadores. Este trabalho tem como finalidade avaliar o desempenho de um servoposicionador eletropneumático, utilizando técnicas de alocação de pólos, sob as ações de dois controladores: um controlador proporcional derivativo com filtro e outro atraso de fase projetado com base índice de desempenho ITAE. Com a planta identificada, simulações e experimentos são realizados para diversas posições de referência. As respostas do sistema sob as ações desses controladores, no domínio do tempo, são comparadas e analisadas, para as mesmas condições de trabalho.

### PALAVRAS CHAVE

Pneumático. Atuadores. Filtro.

### ABSTRACT

the pneumatic actuators have been widely used in industrial process because of their good relation between power, speed and acceleration when compared to electric and electronic mechanisms, besides their low cost for maintenance. In order to take advantage of the use of these actuators, together with the enhancement of the computer technology, the number of research projects about controllers has increased aiming at the overcoming of the non-linearity of the system, due to compressibility, low air stiffness, friction and etc., and at the improvement of the robustness of the responses of these actuators. This work has in view to evaluate the performance of an electro-pneumatic servopositioner, using techniques of poles allocation, under the action of two controllers: a derivative proportional controller with filter and another phase delay with performance index basis ITAE. After the identification of the plant, simulations and experiments are made to the diverse reference positions. The responses of the system, under the actions of these controllers, in the time domain, are compared and analyzed to the same work conditions.

### KEYWORDS

Pneumatic. Actuators. Filter.

## INTRODUÇÃO

A motivação para o desenvolvimento de técnicas de controle deve-se principalmente as necessidades das indústrias de melhorar cada vez mais a produtividade e reduzir os custos de produção através da automação industrial. O processo de automação consiste em integrar tecnologias mecânica, eletrônica e da informática, que juntas processam informações para o controle de máquinas e equipamentos. Esta integração proporciona maior confiabilidade dos produtos, flexibilidade nos processos de fabricação e segurança nos processos de fabricação, além da redução no peso, tamanho dos equipamentos e no consumo de energia devido à substituição de peças mecânicas por dispositivos eletrônicos, (Bollmann, 1997).

Os servoposicionadores eletropneumáticos oferecem inúmeras vantagens para serem utilizados no campo industrial. Uma das maiores preocupações é com a determinação dos modelos matemáticos que regem o comportamento dinâmico dos mesmos, pois são difíceis de serem determinados com precisão através das leis físicas. Modelos determinados através dessas leis têm demonstrado comportamento não linear, o que dificulta o desenvolvimento de projetos controladores com baixos custos e com bons desempenhos. A integração das novas técnicas de controle, juntamente com o desenvolvimento de novos dispositivos eletrônicos, tem contribuído para o desenvolvimento de diversas pesquisas com resultados satisfatórios, proporcionando uma maior aceitação da aplicação desses sistemas na execução de tarefas que antes eram difíceis de serem efetuadas pelos mesmos, (Oliveira, 2002). Este fato motivou o projeto de um controlador Proporcional Derivativo com filtro para um servoposicionador descrito na seção 2, via alocação de pólos, cujo desempenho é avaliado no domínio do tempo e comparado com o desempenho do mesmo sistema sob a ação de um controlador do tipo atraso de fase, submetido as mesmas condições de operação.

## DESCRIÇÃO E MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

O servoposicionador eletropneumático é constituído de uma válvula eletropneumática proporcional de cinco vias, marca FESTO, tipo MPYE – 5 - 1/8HF – 010B com pressão de suprimento de 0 a 10bar, sinal de excitação de 0 a 10V; cilindro de dupla ação com 25mm de diâmetro com haste simples e 200mm de curso, marca PARKER, tipo : P1A – R025DS –0200. Para obter os resultados experimentais montou-se uma ban-

cada 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. A Figura 1 mostra o esquema da bancada de testes utilizada para no desenvolvimento do trabalho.

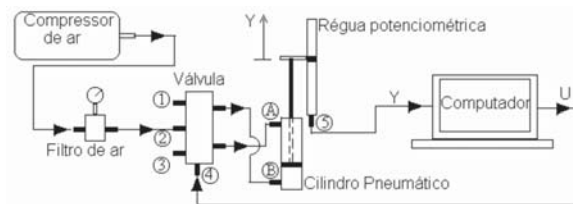


Figura 1- Esquema da bancada de testes experimentais.

O modelo matemático desse sistema foi determinado através da técnica de identificação paramétrica. A sua função de transferência no domínio de Laplace é representada por um sistema de terceira ordem e definida pela Eq. (1). Esta função possui na sua estrutura um integrador o que garante erro nulo em regime estacionário a entrada degrau. Por isto, não é necessário projetar um controlador para o sistema que necessite da ação integral, (Oliveira, 2002).

$$G(s) = \frac{39269,47}{s^3 + 39,25s^2 + 1781,55s} \quad (1)$$

## PROJETO DO CONTROLADOR PD COM FILTRO VIA ALOCAÇÃO DE PÓLOS

Um controlador PD simples introduz um zero na função de transferência em malha aberta, provocando aumento na margem de ganho do sistema, o que pode amplificar sinais de ruídos, tais como os introduzidos pelos sensores de medidas, principalmente em altas frequências onde os mesmos são mais significativos. Para evitar este problema sugere-se que a estrutura do controlador PD seja contemplada com um filtro tal como a definida pela função de transferência da Eq. (2), onde K é o ganho proporcional e  $T_d$  o tempo derivativo. N é um fator positivo e recomenda-se que o mesmo seja escolhido entre 3 e 20, (Caon Júnior,1999).

$$G_C(s) = K \left( 1 + \frac{T_d s}{1 + s \frac{T_d}{N}} \right) \quad (2)$$

Sendo o modelo do sistema de terceira ordem, desenvolveu-se inicialmente um projeto de um controlador PD com filtro para trabalhar em cascata com uma planta generalizada tal como a definida pela Eq. (3), cuja função de transferência a malha fechada é representada pela Eq. (4).

$$G_p(s) = \frac{K_0}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \quad (3)$$

$$T(s) = \frac{K_0 K_0 (1+N)s + \frac{N K_0 K_0}{T_d}}{s^4 + \left(a_1 + \frac{N}{T_d}\right) s^3 + \left(a_2 + \frac{N a_1}{T_d}\right) s^2 + \left(a_3 + \frac{N a_2}{T_d} + K_0 K_0 (1+N)\right) s + \frac{N}{T_d} (K_0 K_0 + a_3)} \quad (4)$$

O desempenho do sistema sob esta ação de controle depende da posição dos pólos do polinômio característico de T(s). Então é possível selecionar pólos  $s_{1,2} = s \pm jw$ , de forma que T(s) satisfaça aos critérios de desempenhos que se pretende para o sistema. Os pólos desejados  $s_1$  e  $s_2$  determinam um polinômio de segunda ordem definido pela Eq. (5) e é um fator do polinômio característico,  $P_c(s)$ , onde  $w_n$  é a frequência natural desses pólos, determinada pela Eq. (6).

$$P_D(s) = (s - s_1)(s - s_1) = s^2 - 2\sigma s + \omega_n^2 \quad (5)$$

$$\omega_n = \sqrt{\sigma^2 + \omega^2} \quad (6)$$

$$P_c(s) = s^4 + \left(a_1 + \frac{N}{T_d}\right) s^3 + \left(a_2 + \frac{N a_1}{T_d}\right) s^2 + \left(a_3 + \frac{N a_2}{T_d} + K_0 K_0 (1+N)\right) s + \frac{N}{T_d} (K_0 K_0 + a_3) \quad (7)$$

Como  $P_c(s)$  é um polinômio de quarta ordem e  $P_D(s)$  de segunda ordem, deve existir outro polinômio  $P_o(s)$ , de segunda ordem, que também é fator de  $P_c(s)$ . Seja este polinômio da seguinte forma:

$$P_o(s) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1 p_2 \quad (8)$$

onde  $p_1$  e  $p_2$  são pólos que devem estar no semi-plano esquerdo do eixo imaginário para que o sistema em malha fechada seja estável.

Como  $P_c(s)$  é igual ao produto de  $P_D(s)$  com  $P_o(s)$ , desta igualdade determina-se as seguintes equações:

$$a_1 + \frac{N}{T_d} = -(2\sigma + p_1 + p_2) \Leftrightarrow (p_1 + p_2) = -\frac{(a_1 + 2\sigma)T_d + N}{T_d} \quad (9)$$

$$a_2 + \frac{N}{T_d} = \omega_n^2 + 2\sigma(p_1 + p_2) + p_1 p_2 \quad (10)$$

$$a_3 + \frac{N a_2}{T_d} + K_0 K_0 (1+N) = -[\omega_n^2(p_1 + p_2) + 2p_1 p_2 \sigma] \quad (11)$$

$$\frac{N}{T_d} (K_0 K_0 + a_3) = \omega_n^2 p_1 p_2 \Leftrightarrow p_1 p_2 = \frac{N}{T_d} (K_0 K_0 + a_3) \quad (12)$$

Uma vez que  $T_d$  e  $N$  são positivos e  $(p_1 + p_2) < 0$ , da Eq. (9) conclui-se que os pólos desejados  $s_1$  e  $s_2$  devem ser posicionados no semi-plano esquerdo do eixo imaginário de forma que a parte real desses pólos estejam no intervalo,  $-(a_1/2) < s < 0$ .

Das Equações (9), (10) e (11), o tempo derivativo é determinado conforme a Eq. (13).

$$T_d = \frac{[\omega_n^2(a_1 + 2\sigma) - (a_3 + K_0 K_0)]}{\omega_n^2 - 2\sigma(a_1 + 2\sigma) - a_2} \quad (13)$$

De forma similar, das Equações (9), (1) e (12), o tempo derivativo é determinado de acordo com a Eq. (14).

$$T_d = \frac{[\omega_n^2(a_2 - \omega_n^2) - 2\sigma(a_3 + K_0 K_0)]}{\omega_n^2(a_1 + 2\sigma) - a_3 - K_0 K_0(1+N)} \quad (14)$$

As Equações (13) e (14) dependem apenas dos parâmetros do modelo do sistema, dos pólos desejados e do ganho proporcional  $K$ . Igualando-se essas duas equações obtém-se a seguinte equação:

$$\frac{[\omega_n^2(a_1 + 2\sigma) - (a_3 + K_0 K_0)]}{\omega_n^2 - 2\sigma(a_1 + 2\sigma) - a_2} = \frac{[\omega_n^2(a_2 - \omega_n^2) - 2\sigma(a_3 + K_0 K_0)]}{\omega_n^2(a_1 + 2\sigma) - a_3 - K_0 K_0(1+N)} \quad (15)$$

A partir da Eq. (15), para  $s$  e  $N$  especificados, é possível determinar valores positivos de  $K$  e consequentemente de  $T_d$ , em função de  $w_n$ , de forma que o controlador projetado atenda aos critérios de projeto. Para o servoposicionador deste trabalho os critérios foram: Tempo de acomodação menor que 0,25s para um critério de 2% do valor final; tempo de subida menor que 0,15s para 90% do valor final e sobre sinal máximo de 5%.

O modelo matemático do servoposicionador proposto possui os parâmetros:  $K_0 = 39269,47$ ;  $a_1 = 39,25$ ;  $a_2 = 1781,55$  e  $a_3 = 0$ . Para  $s = -12$  e  $N = 3$ , da Eq. (15) determinou-se dois valores de  $K$  em função de  $w_n$ ,

representados na Fig. 2. Verifica-se que os mesmos assumem valores positivos no seguinte intervalo:  $33\text{rad} < \omega_n < 45\text{rad}$ .

Com os valores positivos de  $K$  determinou-se os valores de  $T_d$  em função de  $\omega_n$  e verificou-se que os mesmos assumem valores positivos para  $37,5\text{rad} < \omega_n < 45\text{rad}$ , como mostrado nas Figuras 3 e 4. Nesta faixa de frequência os valores dos pólos  $p_1$  e  $p_2$  são ambos negativos, o que garante estabilidade do sistema sob a ação do controlador projetado, com os parâmetros do controlador escolhidos dentro deste intervalo de frequência. Para  $\omega_n = 42\text{rad}$ ,  $K_1 = 0,62$  e  $T_d = 0,0134$ , a função de transferência do controlador representada pela Eq. (16) tem a característica de um controlador do tipo avanço de fase e obteve-se respostas que atenderam aos critérios de projeto, considerado-se  $s$  e  $N$  previamente estabelecidos.

$$G_c(s) = \frac{4,03(s+55,6)}{(s+223,9)} \quad (16)$$

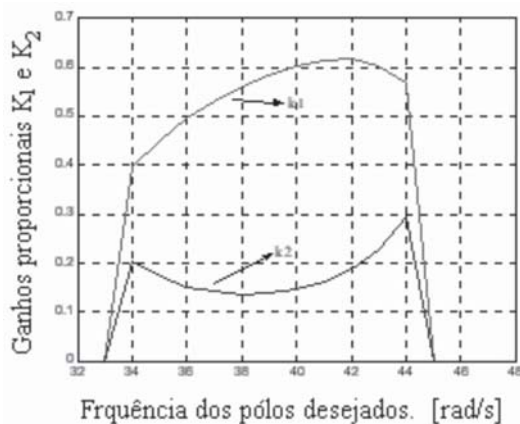


Figura 2- Valores de do ganho proporcional  $K$  em função de  $\omega_n$ .

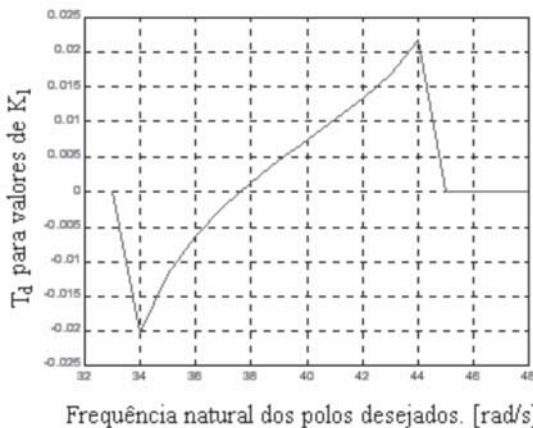


Figura 3 - Comportamento de  $T_d$  em função de  $\omega_n$ , para valores de  $K_1 > 0$ .

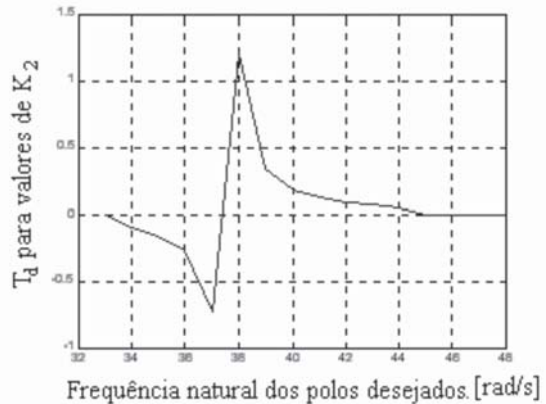


Figura 4 - Comportamento de  $T_d$  em função de  $\omega_n$ , para valores de  $K_2 > 0$ .

### PROJETO DE UM CONTROLADOR DE ORDEM UM PARA O SERVOPOSICIONADOR ELETROPNEUMÁTICO, ATRAVÉS DO ÍNDICE DE DESEMPENHO ITAE.

Os projetos de controles convencionais são normalmente baseados em métodos com base no lugar das raízes e domínio da frequência. Com o advento dos computadores e da evolução da teoria de controle moderno é possível projetar controladores com desempenho satisfatórios. Entre esses métodos destaca-se o que utiliza o índice de desempenho ITAE (Integral do Tempo Multiplicado pelo Valor Absoluto do Erro), que tem apresentado bons resultados para sistemas do tipo 1, mas quando aplicado a sistemas do tipo 2 conduz à sobre sinal excessivo, (D'azzo, 1988). Este fato motivou o projeto de um controlador, de primeira ordem, utilizando esta metodologia de projeto.

A relação de controle para um sistema com retroação geralmente tem a seguinte forma:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K(b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_{m-1}s + b_m)}{a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n} \quad (17)$$

Onde  $Y(s)$  e  $R(s)$  são respectivamente a resposta do sistema e a entrada de referência. O erro em regime estacionário é da seguinte forma:

$$e_{ss} = (a_n - Kb_m)r + (a_{n-1} - Kb_{m-1})Dr + (a_{n-2} - Kb_{m-2})D^2r + \dots \quad (18)$$

onde  $D^j r$  representa a  $j$ -ésima derivada da referência  $r(t)$ . Quando o numerador da relação de controle possui apenas um termo constante, o erro estacionário depende apenas da relação,  $a_n - Kb_m$ . Se  $Kb_m = a_n$ , para  $s=0$ , a eq. (17) possui ganho estático igual a 1 e é denominado sistema de erro estacionário nulo ao de-

grau, (D'azzo, 1988). Se o numerador da Eq. (17) tem ordem 1, com  $a_n - Kb_m = 0$  e  $a_{n-1} - Kb_{m-1} = 0$ , o sistema é denominado com erro estacionário nulo à rampa.

Um sistema de controle é ótimo quando o índice de desempenho selecionado for minimizado. Contudo, o valor ótimo dos parâmetros depende diretamente da definição de ótimo, isto é, do índice de desempenho, (Dorf, 2001).

O índice de desempenho ITAE, (Integral do Tempo Multiplicado pelo Valor Absoluto do Erro), é definido pela Eq. (19) e os coeficientes que minimizam este índice para uma solicitação em degrau foram determinados para uma função de transferência em malha fechada, com erro estacionário nulo e ganho estático igual a 1. Os coeficientes ótimos para o critério ITAE são dados na Tabela 1.

$$ITAE = \int_0^T te^2(t) dt \quad (19)$$

Tabela 1 - Formas padronizadas para o critério ITAE aplicadas a sistemas com erro estacionário nulo ao degrau

Ordem	Formas padronizadas dos polinômios característicos
1	$s + \omega_n$
2	$s^2 + 1,4\omega_n s + \omega_n^2$
3	$s^3 + 1,7\omega_n s^2 + 2,15\omega_n^2 s + \omega_n^3$
4	$s^4 + 2,1\omega_n s^3 + 3,4\omega_n^2 s^2 + 2,7\omega_n^3 s + \omega_n^4$

O controlador a ser projetado para o servoposicionador é de primeira ordem e definido pela Eq. (20), com  $p_1 > 0$  e  $b_1 / b_0 > 0$  para que o sistema seja estável.

$$G_c(s) = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} = \frac{b_0 s + b_1}{s + p_1} = b_0 \cdot \frac{\left(s + \left(\frac{b_1}{b_0}\right)\right)}{(s + p_1)} \quad (20)$$

Na função de transferência do servoposicionador eletropneumático o termo  $a_3$  da Eq. (3) é nulo, de forma que a função de transferência do sistema em malha fechada, sob a ação do controlador proposto, é definida pela Eq. (21) e possui polinômio característico de quarta ordem.

$$T_1(s) = \frac{K_0 b_0 s + K_0 b_1}{s^4 + (p_1 + a_1) s^3 + (p_1 a_1 + a_2) s^2 + (p_1 a_2 + K_0 b_0) s + K_0 b_1} \quad (21)$$

Utilizando-se o critério de desempenho ITAE, o polinômio característico de  $T_1(s)$  deve ser igual ao polinômio de quarta ordem da Tabela 1, ou seja:

$$p_1 + a_1 = 2,1\omega_n, \quad \Rightarrow \quad p_1 = 2,1\omega_n - a_1 \quad (22)$$

$$p_1 a_1 + a_2 = 3,4\omega_n^2 \quad (23)$$

$$p_1 a_2 + K_0 b_0 = 2,7\omega_n^3 \quad (24)$$

$$K_0 b_1 = \omega_n^4 \quad (25)$$

Como  $p_1$  deve ser positivo, da Eq. (22) conclui-se que  $\omega_n > a_1/2,1$ . Substituindo-se a Eq. (22) na Eq. (23) obtém-se a seguinte equação:

$$(2,1 * \omega_n - a_1) a_1 + a_2 = 3,4\omega_n^2 \Rightarrow \omega_n^2 - \left(\frac{2,1}{3,4}\right) a_1 \omega_n - \left(\frac{a_2 - a_1^2}{3,4}\right) = 0 \quad (26)$$

Resolvendo-se a Eq.(26) determina-se  $\omega_n$  e  $p_1$  é determinado através da Eq. (22). Os demais parâmetros do controlador são calculados a partir da Eq. (27) e da Eq. (28).

$$p_1 a_2 + K_0 b_0 = 2,7\omega_n^3 \Rightarrow b_0 = \frac{(2,7\omega_n^3 - p_1 a_2)}{K_0} \quad (27)$$

$$K_0 b_1 = \omega_n^4 \Rightarrow b_1 = \frac{\omega_n^4}{K_0} \quad (28)$$

Sendo  $b_1$  na Eq. (28) um número positivo,  $b_0$  na Eq. (27) também tem que ser positivo conforme as restrições acima citadas. Resolvendo-se as Eq. (26), (27) e (28), determinou-se os seguintes valores:  $\omega_n = 26,30$  rad/s,  $p_1 = 15,98$ ,  $b_0 = 0,52$  e  $b_1 = 12,18$ . Substituindo-se esses parâmetros na Eq. (20), a função de transferência do controlador projetado é definida pela Eq. (29).

$$G_c(s) = \frac{0,52(s + 23,17)}{(s + 15,98)} \quad (29)$$

Este controlador é do tipo atraso de fase e não altera os ângulos das assíntotas, mas, como o mesmo introduz um zero a esquerda do pólo, o ponto de interseção das assíntotas se aproxima do eixo imaginário o que pode tornar o sistema instável, (Bolton, 1995).

A função  $T_1(s)$  não possui ganho estático igual a um. Isto sugere a adoção de uma função de transferência  $G_f(s)$ , como pré-filtro, mostrado a Fig. 5. Neste caso, a função de transferência em malha fechada,  $T_2(s)$ , é definida pela Eq. (30) e deve possuir ganho estático igual a um (Dorf, 2001).

$$T_2(s) = \frac{G_f(s)G_c(s)G_p(s)}{1 + G_f(s)G_c(s)G_p(s)} = \frac{K_0 b_1}{s^4 + (p_1 + a_1) s^3 + (p_1 a_1 + a_2) s^2 + (p_1 a_2 + K_0 b_0) s + K_0 b_1} \quad (30)$$

Figura 5 - Diagrama de blocos com a adição de um pré-filtro ao sistema

A função de transferência  $G_f(s)$  que satisfaz a Eq. (30), com a condição imposta, foi determinada e definida pela Eq. (31). Os resultados obtidos também atenderam aos critérios de projeto.

$$G_f(s) = \frac{b_1/b_0}{s + (b_1/b_0)} \Rightarrow G_f(s) = \frac{23,17}{s + 23,17} \quad (31)$$

## RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM OS CONTROLADORES PROJETADOS

O desempenho dos controladores projetados são apresentados nesta seção, avaliando-se as respostas experimentais do sistema sob as ações desses controladores a entradas de referências do tipo degrau, com amplitudes de 140mm e 180mm, tal como mostrado na Fig. 6. Na Figura 7 apresenta-se o comportamento da variável de controle para cada experimento. Verifica-se que o controlador do tipo atraso de fase, com filtro prévio, foi o que apresentou os menores níveis de máxima tensão na servoválvula, enquanto que o controlador PD com filtro tende a saturar esta variável.

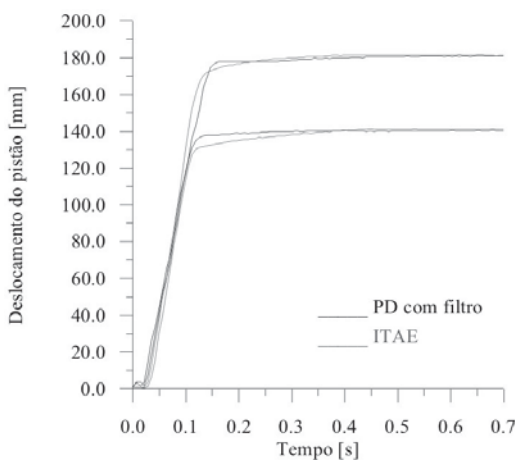


Figura 6 - Respostas experimentais para os diversos controladores projetados.

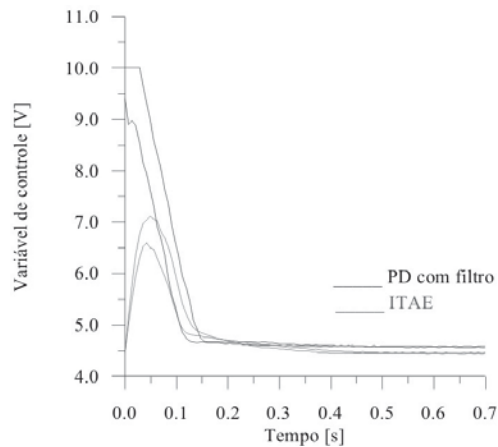


Figura 7 - Variável de controle solicitada pelo sistema sob a ação dos controladores PD com filtro, atraso de fase com filtro prévio para referências de 140 mm e 180 mm.

A Tabela 2 mostra um quadro resumo do desempenho do sistema sob as ações dos controladores projetados. Com relação ao tempo de subida, de acomodação e sobre sinal, ambos controladores atenderam aos critérios. Apenas o controlador avanço de fase demonstrou ser mais lento que o PD com filtro. Porém, o mesmo tem a vantagem de não saturar a variável de controle.

Tabela 2 - Resumo das respostas experimentais do sistema, sob a ação dos controladores projetados, no domínio do tempo

Tipo de controlador	Posição [mm]	Tempo de subida [s]	Tempo de pico [s]	Tempo de acomodação [s]	Sobre sinal [%]	Erro de posicionamento [mm]	Umax. [V]
PD com filtro	140,0	0,11	*****	0,13	*****	0,3	9,4
Atraso de fase	140,0	0,11	*****	0,25	*****	1,1	6,6
PD com filtro	180,0	0,13	*****	0,15	*****	0,6	10,0
Atraso de fase	180,0	0,12	*****	0,19	*****	1,4	7,1

## CONCLUSÃO

As técnicas de projeto aqui apresentadas são fáceis de serem executadas, e os parâmetros dos controladores projetados por essas técnicas são determinados de forma simples e não necessitam de ajustes para atender aos critérios de projeto, tal como os parâmetros dos controladores projetados por métodos clássicos, tal como o método de Ziegler - Nicholls utilizado no projeto de controladores PID.

As respostas apresentadas atenderam aos critérios de projeto e os erros de posicionamento se encontram na faixa de  $\pm 2$ mm, que normalmente os servoposicionadores eletropneumáticos apresentam, devido principalmente a presença de atritos. Conforme a Tabela 2, o controlador atraso de fase projetado pelo critério ITAE tem resposta similar ao controlador

PD com filtro, porém o mesmo não tende a saturar a variável de controle, sendo o mesmo de melhor desempenho. Além do mais, o projeto do controlador atraso de fase com filtro prévio, por ser baseado no índice de desempenho ITAE, garante qualidades de respostas que são previamente estabelecidas, enquanto que o projeto do controlador PD com filtro, via alocação de pólos, a qualidade da resposta depende do bom posicionamento dos pólos para atender aos critérios de projeto estabelecidos.

## REFERÊNCIAS

- Bollmann, A ., Guenther, R., Posicionadores Hidráulicos e Pneumáticos: Características e Técnicas de Controle. SENAI/CTAI. Florianópolis, SC, 1997.
- Bolton, W. Engenharia de Controle. São Paulo: Mackron Books, 1995.
- Dorf, R. C., Bishop R. H., Sistemas de Controle Modernos, Ed LTC. 8ª edição, Rio de Janeiro, RJ. 2001.
- Hemerly, E. M., Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos São Paulo: ed. Edgard Blucher LTDA, 1996.
- Ogata, K., Engenharia de Controle Moderno, Rio de Janeiro, Ed. LTC, terceira edição, 2000.
- Oliveira, B. S., Avaliação de Desempenho de um servoposicionador pneumático sob a ação de um controlador LQG, Tese de doutorado, UFPB, Agosto-2002.
- Perondi, E., A. , Controle Não-Linear em Cascata de um Servoposicionador Pneumático com Compensação do Atrito. Florianópolis, 2002. (Tese de Doutorado).