

CONTROLE DE UM SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICO POR MODOS DESLIZANTES

Eduardo A. Perondi

Raul Guenther

Laboratório de robótica – Departamento de Engenharia Mecânica – Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC - 88040 – 900 - Florianópolis - SC

Resumo

Este artigo relata um estudo experimental de um esquema de controle por modos deslizantes (SLM) aplicado ao controle de posição de um servoposicionador pneumático. O algoritmo SLM utilizado caracteriza-se pela simplicidade e facilidade de implementação. A convergência do movimento à superfície de deslizamento é provada a partir do método de Lyapunov para o caso de uma superfície de chaveamento linear e invariante no tempo. Seus resultados são comparados com os fornecidos por um controlador por realimentação de estados convencional (PVA) e mostram que o controlador SLM é mais robusto que o PVA quanto a variações da inércia da carga deslocada.

Palavras-chave: Servoposicionadores pneumáticos, Controle a Estrutura Variável, Robótica.

1. INTRODUÇÃO

Apesar de os servoposicionadores pneumáticos apresentarem algumas vantagens relativas (são baratos, leves e limpos), eles têm a sua aplicação industrial limitada pela dificuldade do seu controle. Isto se deve principalmente à alta compressibilidade do ar e das altas não-linearidades inerentes ao seu funcionamento.

Este artigo dá seguimento ao trabalho de desenvolvimento de um controlador que supere as dificuldades inerentes aos servoposicionadores pneumáticos permitindo a sua aplicação em robótica. Dentro desta linha de pesquisa já foi investigado a possibilidade de utilização dos controladores por realimentação de variáveis de estado PVA e PΔP (Perondi e Guenther, 1999a) e da possibilidade de compensação do atrito para um controlador PVA através do uso de um observador de estados (Perondi e Guenther, 1999b). Uma dificuldade encontrada com o uso destes controladores é a falta de robustez quanto à variação da inércia deslocada, pois muitos mecanismos de precisão apresentam esta característica (a maioria dos robôs, por exemplo, tem a inércia dos seus braços dependente da sua configuração geométrica variável no tempo e trabalham com variação da massa da carga deslocada).

O controle por modos deslizantes (SLM - *slide mode control*) é um tipo de controle a estrutura variável que se caracteriza por apresentar baixa sensibilidade a perturbações e a variações nos parâmetros do sistema. Esta característica deve-se à capacidade do SLM de operar com altos ganhos, pois na vizinhança do modo deslizante a entrada do controlador é próxima de zero enquanto que a saída é um valor limitado. A utilização de altos ganhos é uma maneira usual de minimizar a influência das perturbações e incertezas. Vários autores têm proposto o uso de algoritmos de controle por modos deslizantes em servoposicionadores pneumáticos (Thomasset et al., 1993; Bouri et al., 1994; Tang e Walker, 1995; Surgenor et al., 1995; Pandian et al., 1997).

O presente artigo descreve os procedimentos de projeto e a aplicação prática de um esquema SLM proposto por Surgenor et al. (1995). Neste artigo a prova da convergência do movimento à superfície de deslizamento é realizada a partir do método de Lyapunov. Os resultados obtidos (equivalentes aos de Surgenor et al. (1995) e de Pandian et al. (1997)) comprovam que o controlador SLM apresenta performance bastante superior à do controlador tradicional por realimentação de estados PVA, principalmente no que diz respeito à robutez quanto à variação da massa deslocada.

2. O SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICO

O sistema em estudo está ilustrado na Fig.1. Uma servoválvula proporcional 5/3 (MPYE-5-1/8 FESTO) aciona um cilindro de dupla ação com transmissão de movimento por fita com diâmetro interno de 0,025 m e curso 1 m (DGPL-1000 FESTO). A válvula possui vazão nominal (medida) $Q_N = 7.10^{-3} \text{ m}^3/\text{s}$ (420 l/min) independente da pressão de suprimento devido a uma realimentação interna. Este recurso garante também um comportamento aproximadamente linear de abertura da válvula em função da tensão aplicada. Um pequeno sobrepassamento (*overlap*) ocasiona uma zona-morta de cerca de 4%. O êmbolo móvel do cilindro é conectado a um sensor linear (Festo POT-1000-TFL) de curso igual ao do cilindro atuador (1,0 m). Três sensores piezoelétricos de pressão medem a pressão absoluta em cada câmara do cilindro e a pressão manométrica de suprimento. O aparato de controle e aquisição de dados consiste em uma placa de controle rápida (dSPACE GmbH – DS1102) acoplada a um microcomputador IBMPC DX266MHz. O tempo de amostragem utilizado é de 1 ms. Nas conversões AD e DA, a placa utilizada apresenta programas auxiliares para gerenciamento da aquisição de dados e módulos de acoplamento para o *MatLab/Simulink*. Assim, os algoritmos em tempo real de medições e controle estão programados via módulo *dSPACE* para o *MatLab/Simulink* (ver dSPACE GmbH, 1996).

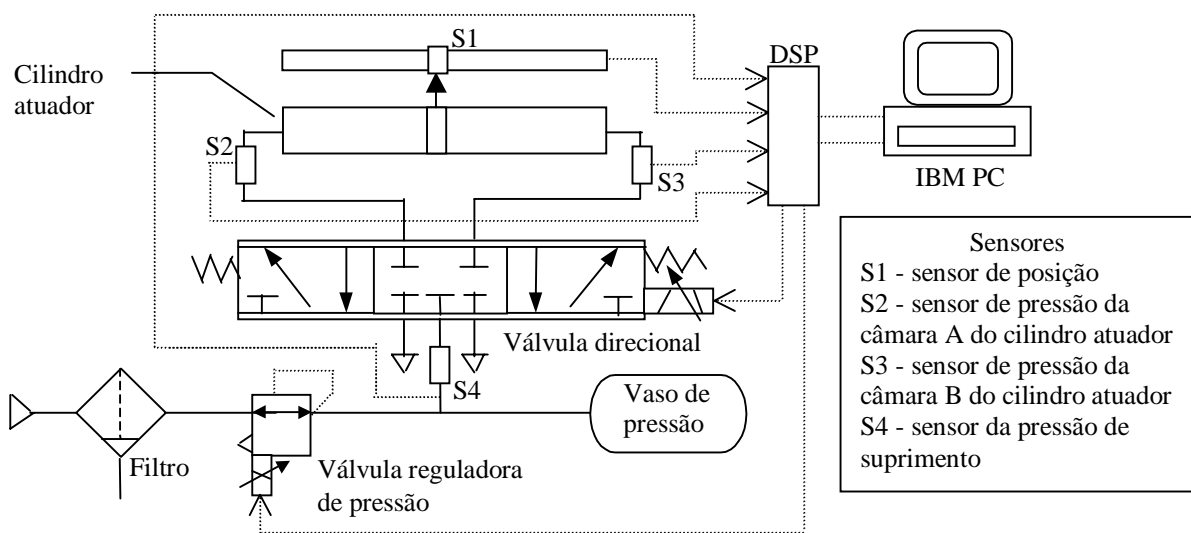


Figura 1. Esquema do servoposicionador pneumático.

3. O CONTROLE DO SERVOPOSICIONADOR

Os controladores apresentados neste trabalho foram desenvolvidos considerando o posicionador pneumático representado por uma função de transferência de terceira ordem

entre o sinal de controle em tensão da servoválvula (u – entrada) e o deslocamento do pistão (y – saída), com a forma

$$T(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0}{s(s^2 + a_2s + a_1)} \quad (1)$$

cuja correspondente equação diferencial é dada por

$$\ddot{y} + a_2\dot{y} + a_1y = b_0u \quad (2)$$

onde s é a variável de Laplace e b_0 , a_1 e a_2 são parâmetros que dependem das características do sistema ($a_1 = 327$, $a_2 = 229$ e $b_0 = 4113$, calculados para o sistema experimental em estudo). Esta representação é utilizada por diversos autores (veja, por exemplo, Uebeling e Vaughan, 1997 e Perondi e Guenther, 1999a) e resulta da linearização do modelo obtido a partir da descrição da vazão mássica e evolução da variação da pressão em cada câmara do cilindro atuador e do equilíbrio de forças no êmbolo do pistão.

Com uma realimentação proporcional o modelo linear de terceira ordem (1) tem pólos em malha fechada que se deslocam para o semiplano complexo da direita à medida que o ganho aumenta. Desta forma, para que não haja risco de instabilidade, o ganho proporcional fica limitado a pequenos valores, o que limita o desempenho do posicionador. Performances melhores podem ser obtidas utilizando uma realimentação de estados, pois como o modelo linear representado pela Eq.(1) é controlável, pode-se desta forma alocar os pólos do sistema em qualquer posição do plano complexo. Assim, através do projeto adequado dos ganhos de um controlador de estados, teoricamente é possível obter a performance desejada para o sistema.

Diversos autores desenvolvem controladores com realimentação de estados tomando o modelo linear de terceira ordem como base, Wikander (1988), Virvalo, (1995). Estes controladores são referenciados como controladores PVA pois utilizam medidas de *posição* (P), *velocidade* (V) e *aceleração* (A). Sendo y_d o sinal de referência fixa para a posição, a lei de controle um controlador PVA para um sistema de 3ª ordem é dada por

$$u = K_p(y_d - y) - K_v\dot{y} - K_a\ddot{y} \quad (3)$$

Como a posição dos pólos do sistema dependem dos seus parâmetros, a variação destes afeta sua posição e, conseqüentemente, a performance dinâmica do sistema realimentado. Isto introduz a necessidade do uso de controladores robustos às variações dos parâmetros. Esta propriedade torna-se muito importante em sistemas pneumáticos de posicionamento preciso pois variações paramétricas são inerentes ao funcionamento de sistemas altamente não-lineares e também podem ocorrer em função de alterações de características durante do sistema durante o seu funcionamento (mudança no valor da inércia deslocada, por exemplo).

4. O CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES APLICADO A UM SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICO

No controle a estrutura variável a estrutura do controlador é trocada de acordo com uma determinada regra. Para isso utilizam-se leis de controle chaveadas com o objetivo de dirigir a trajetória do sistema no espaço de estados em direção a hipersuperfícies conhecidas como *superfícies de deslizamento*. Estas superfícies, definidas em projeto, uma vez atingidas devem

confinar a trajetória do sistema de forma que ela deslize sobre a superfície até o equilíbrio. Este comportamento caracteriza o regime de deslizamento ou de modo deslizante.

Utkin (1978), DeCarlo et al.(1988) e Slotine e Li (1991) abordam extensivamente a teoria e aplicações do controle a estrutura variável. No presente trabalho é apresentado o desenvolvimento de um controlador com estrutura variável aplicado ao controle de posição do servoposicionador pneumático.

4.1 Projeto de um controlador por modos deslizantes para o servoposicionador pneumático

Para um servo-sistema pneumático com dinâmica dada pela função de transferência da Eq.(1), Surgenor et al. (1995) sugerem o uso da seguinte superfície de deslizamento,

$$S = -c_1 e + c_2 \dot{y} + \ddot{y} = -c_1(y_d - y) + c_2 \dot{y} + \ddot{y} = -c_1 y_d + c_1 y + c_2 \dot{y} + \ddot{y} = 0 \quad (4)$$

onde $e \equiv y_d - y$. Quando a trajetória dos estados encontra a superfície de deslizamento $S = 0$, a sua dinâmica passa a ser dada por

$$\frac{y}{y_d} = \frac{c_1}{s^2 + c_2 s + c_1} \quad (5)$$

Esta dinâmica deve ser projetada de forma que $y \rightarrow y_d$ quando $t \rightarrow \infty$. Para tanto, uma condição suficiente é que os seus coeficientes c_1 e c_2 sejam estritamente positivos.

Uma condição de convergência da trajetória de estados em direção à superfície de deslizamento pode ser estabelecida escolhendo o sinal de controle u de forma que a distância quadrática (medida por S^2) decresça ao longo de qualquer trajetória do sistema. Para tanto, pode-se projetar o sinal de controle de forma que a função tipo de Lyapunov $V = S^2 / 2$ possua derivada primeira em relação ao tempo negativa ($\dot{V} = S\dot{S} < 0$), garantindo-se assim que $S \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$, assintoticamente.

A convergência da trajetória em direção à superfície de deslizamento também pode ser obtida pela escolha da lei de controle de forma que

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 = S\dot{S} \leq -\eta |S| \quad (6)$$

onde $\eta > 0$ pode ser interpretado com uma medida da velocidade de deslocamento da trajetória em direção à superfície de deslizamento. Slotine e Liu (1991) demonstram que se o estado inicial do sistema é tal que $S(t=0) \neq 0$ (ou seja, a trajetória se encontra inicialmente fora da superfície de deslizamento) e a condição de convergência da Eq.(6) é satisfeita, a superfície de deslizamento é alcançada pela trajetória do estado em um tempo finito t_a dado por $t_a < |S(t=0)| / \eta$.

O controle por modos deslizantes do sistema de 3ª ordem em estudo necessita do projeto de um sinal de controle para que a trajetória obedeça à condição de convergência (6). Para o projeto do sinal de controle, \dot{S} pode ser calculado a partir da Eq.(4), ou seja, $\dot{S} = c_1 \dot{y} + c_2 \ddot{y} + \ddot{\ddot{y}}$. Isolando $\ddot{\ddot{y}}$ na Eq.(2) e substituindo na equação acima, resulta em $\dot{S} = (c_1 - a_1) \dot{y} + (c_2 - a_2) \ddot{y} + b_0 u$ e portanto $S\dot{S} = S[(c_1 - a_1) \dot{y} + (c_2 - a_2) \ddot{y} + b_0 u]$.

Existem diversas possibilidades para a escolha do sinal de controle para que a condição de convergência (6) seja satisfeita. Surgenor et al. (1995) propõem um controlador com sinal de controle dado por $u = -V_{\max} \text{sgn}(S)$ onde V_{\max} é o valor da tensão de controle máxima aplicada à servoválvula. Para este controlador Surgenor et al. (1995) não provam a convergência do movimento em direção à superfície de controle.

Um sinal de controle equivalente pode ser dado por:

$$u = -\frac{\eta}{\hat{b}_0} \text{sgn}(S) \quad (7)$$

onde \hat{b}_0 é uma estimativa do parâmetro b_0 .

Neste caso, $S\dot{S} = [(c_1 - a_1)\dot{y} + (c_2 - a_2)\ddot{y}]S - \eta|S|b_0/\hat{b}_0$. Assim, quando $S > 0$, a condição dada em (6) é satisfeita se $[(c_1 - a_1)\dot{y} + (c_2 - a_2)\ddot{y}] - \eta b_0/\hat{b}_0 < 0$, o que é verdade se

$$\eta > \frac{\hat{b}_0}{b_{0\min}} \left(\overline{a_1 c_1} |\dot{y}_{\max}| + \overline{a_2 c_2} |\ddot{y}_{\max}| \right) \quad (8)$$

onde $\overline{a_1 c_1} = \max(|c_1 - a_{1\min}|, |c_1 - a_{1\max}|)$ e $\overline{a_2 c_2} = \max(|c_2 - a_{2\min}|, |c_2 - a_{2\max}|)$. Os subíndices *min* e *max* referem-se aos valores extremos máximo e mínimo em módulo que os parâmetros ou estados podem assumir no sistema enquanto que a função $\max(x_1, x_2)$ é definida como $\max(x_1, x_2) = x_1$ para $x_1 \geq x_2$ e $\max(x_1, x_2) = x_2$ para $x_1 < x_2$. Com $S < 0$ a Eq.(8) também satisfaz a condição de convergência dada pela Eq.(6).

A Eq.(8) permite concluir que o controlador proposto necessita apenas do conhecimento do limite superior de η . Basta então que as incertezas paramétricas sejam limitadas para que a condição de deslizamento seja sempre satisfeita. Esta equação indica ainda que à medida em que a dinâmica desejada se afasta da dinâmica (natural) do sistema (o valor de c_1 se distancia do valor de a_1 e o valor de c_2 se distancia do valor de a_2) é necessário uma atividade mais intensa de controle, aumentando efeitos indesejáveis (como, por exemplo, o desgaste maior dos componentes a longo prazo). Além disso, como o chaveamento real ocorre em uma velocidade limitada, surgem sinais de alta frequência indesejáveis conhecidos como *chattering*.

4.2 Projeto de um controlador de posição por modos deslizantes para o servoposicionador pneumático

Lembrando que o erro de posição é definido como $e = y_d - y$ e que a função de transferência a malha fechada no modo de deslizamento ($S = 0$) é dada pela Eq.(6), pode-se definir $c_1 \equiv \omega_n^2$ e $c_2 = 2\zeta\omega_n = 2\zeta\sqrt{c_1}$, onde ω_n e ζ são a frequência natural e o índice de amortecimento da resposta de 2ª ordem com relação à posição desejada y_d . Os parâmetros ω_n e ζ podem ser especificados por qualquer critério de projeto baseado nas características estáticas e dinâmicas da resposta desejada.

Como o projeto de um controlador com modos deslizantes pode resultar em um controlador inadequado devido ao excessivo *chattering* no sinal de controle, uma alternativa é modificar a lei de controle para incluir a chamada camada limite (*boundary layer* - ver

Slotine e Li, 1991). Este procedimento consiste na introdução da seguinte modificação do sinal de controle

$$u = -\frac{\eta}{\hat{b}_0} \text{sat}(S) = -V_{\max} \text{sat}(S) \quad (9)$$

onde $\text{sat}(S)$ é definida como $\text{sgn}(S/\phi)$ quando $|S| > \phi$ e como S/ϕ quando $|S| \leq \phi$. $V_{\max} = \eta/\hat{b}_0$ é o valor da tensão de saturação (tensão máxima aplicada). Na condição $|S| \leq \phi$ (no interior da camada limite), o controlador se comporta como um controlador de estados com vetor de ganhos $(V_{\max}/\phi)[-c_1 \ c_2 \ 1]$ e vetor de estados $[e \ \dot{y} \ \ddot{y}]$. É importante salientar que existe um compromisso entre o *chattering* do sinal de controle e o erro de regime de posição pois ambos dependem da largura ϕ da camada limite. Assim, quanto maior ϕ , menor o *chattering* e maior o erro de regime.

A definição de ω_n e ζ pode ser realizada a partir do tempo de assentamento da resposta e da escolha de um sobrepasso máximo aceitável. A exemplo de Surgenor et al.(1995), neste trabalho foram definidos os valores máximos aceitáveis de 0,2s e 1,5% para o tempo de assentamento (critério de 2%) e sobrepasso, respectivamente. Estes valores implicam em uma frequência natural $\omega_n = 25 \text{ rad/s}$ e em um índice de amortecimento $\zeta = 0,8$ para a dinâmica do movimento deslizante, resultando em $c_1 = 625$ e $c_2 = 40$.

Para a implementação do controlador é necessário a definição dos fatores V_{\max} e ϕ .

Através de um estudo dos parâmetros do sistema linear foram obtidas estimativas para os valores extremos de b_0 , a_1 e a_2 . Por simulação foram determinados os valores aproximados para \dot{y}_{\max} e \ddot{y}_{\max} , o que, a partir da Eq.(8), resultou em $V_{\max} > 0,05 \text{ V}$. Testes experimentais mostraram que valores desta ordem para V_{\max} ocasionam atrasos muito grandes no momento do arranque inicial do movimento possivelmente devido ao efeito do atrito estático. Este atraso no arranque leva à necessidade de uso de valores maiores para V_{\max} . Optou-se assim pela utilização de $V_{\max} = 1,5 \text{ V}$. Com relação à largura da camada limite da superfície de deslizamento o valor utilizado é de $\phi = 35$. Este valor é resultante de um compromisso entre o nível de *chattering* mínimo e a precisão aceitável para o erro de posicionamento.

5. Resultados

Na figura 2 estão apresentadas as curvas referentes às respostas experimentais da posição y ao longo do tempo para dois casos de massas (0,3 e 1,4Kg) com o uso dos controladores PVA e SLM.

Os ensaios foram realizados considerando, a exemplo de Pandian et al.(1997), um curso de 0,3m em torno da posição central do cilindro. Os ganhos do controlador PVA foram ajustados para a resposta com a massa de 0,3Kg considerando a seguinte relação $K_p = 4$, $K_v = K_p/50$ e $K_a = K_v/1000$ (Perondi e Guenther, 1999a). O controlador SLM está de acordo com o projeto apresentado na seção 4.2 com os fatores V_{\max} e ϕ ajustados para uma melhor resposta com a massa de 0,3Kg. Em ambos os controladores o sinal de velocidade foi obtido pela derivação numérica do sinal medido de posição amostrado a 1ms. A velocidade foi filtrada digitalmente por um filtro *butterworth* passa baixa com frequência de corte a

100rad/s. O sinal de aceleração foi obtido pela derivação numérica do sinal de velocidade. Não foram utilizados filtros adicionais.

Para diminuição do erro de regime e dos efeitos da assimetria inerente ao funcionamento da válvula, a zona-morta de aproximadamente 4% foi compensada em ambos os controladores. Isto foi realizado através da soma de valores fixos de compensação aos sinais de controle de acordo com a direção de abertura da válvula, resultando nas seguintes expressões para o sinal de controle efetivo: $u_{efet} = u + zm_1$ para $u > 0$ e $u_{efet} = u - zm_2$ para $u < 0$, onde zm_1 e zm_2 são os valores de compensação da zona morta. Foram utilizados $zm_1 = 0,056$ V e $zm_2 = 0,02$ V.

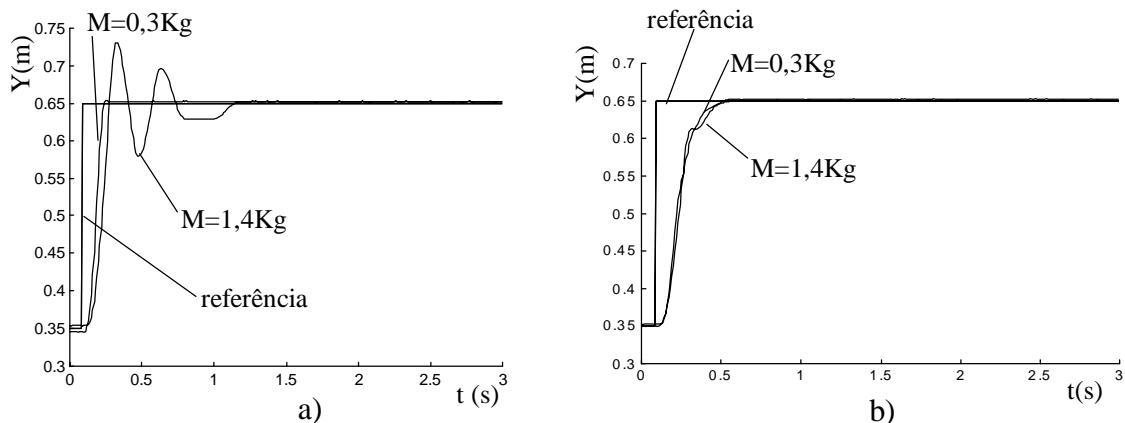


Figura 2. a) deslocamentos com controle PVA b) deslocamentos com controle SLM.

A figura 2 apresenta as respostas de posição dos controladores PVA e SLM para as duas massas ensaiadas. Os resultados indicam que para a massa de 0,3Kg ambos os controladores mostram bons resultados, com baixos tempos de assentamento e com erros de regime menores que $\pm 2,4$ mm e $\pm 0,2$ mm para os controladores PVA e SLM, respectivamente. Para o caso da massa de 1,4Kg percebe-se que o controlador SLM, apesar de apresentar uma perda de desempenho com tempo de assentamento e erro de regime ($\pm 1,6$ mm) maiores, mantém o comportamento da resposta relativamente próximo ao do caso anterior enquanto que a resposta para o controlador PVA é muito oscilatória, com tempo de assentamento muito maior, além de apresentar sobrepasso.

6. Conclusões

Os resultados obtidos experimentalmente comprovam que no controle de posição do servoposicionador pneumático o controle por modos deslizantes é mais robusto que o controlador de estados PVA quanto à variação da inércia.

Uma dificuldade prática encontrada na implementação que afeta a performance do SLM decorre do ruído proveniente da derivação do sinal de velocidade para obtenção da aceleração. O ruído soma-se ao *chattering* inerente ao SLM aumentando significativamente a intensidade de trabalho da válvula (o que pode resultar em desgaste dos seus componente a longo prazo) levando à necessidade de aumento da camada limite. Visando contornar este problema, a utilização de um controlador que não necessite da derivação do sinal de velocidade será objeto de futuros estudos.

REFERÊNCIAS

- Bouri, M., Thomasett, D., Richard, E., Scavarda, S., 1994, “Nonlinear Sliding Mode Control of an Electropneumatic Servodrive”, Proc.7th Bath Int.Fluid Power Workshop, Vol.6, Bath,UK,pp.501-504.
- DeCarlo, R. A., Zak, S. H., Matthews, G. P., 1988, “Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial”. Proceedings of the IEEE, vol. 76, nº.3.
- dSPACE digital signal processing and control engineering, 1996, DS1102 User’s Guides, Germany.
- Liu, S., Bobrow and J.E. ,1988, “An analysis of a pneumatic servo system and its application to a computer-controlled robot”, Transactions of the ASME, vol. 110, pp. 228-235.
- Pandian, S. R., Hayakawa,Y., Kanazawa,Y., Kamoyama, Y., Kawamura, S., 1997, “Practical Design of a Sliding Mode Controller for Pneumatic Actuators”. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol.119, pp. 666-674.
- Perondi, E.A. e Guenther, R., 1999a, “Controle em Malha Fechada de um Servoposicionador Pneumático”, anais do XV Congr. Bras. de Eng. Mec. – COBEM 99 - Águas de Lindóia, SP, Brasil.
- Perondi, E.A. e Guenther, R., 1999b, “Controle com compensação de atrito de um servoposicionador Pneumático”, anais do IV Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica, CIDIM '99 Santiago, Chile.
- Slotine, J.J.E., Li, W., 1991, “Applied Nonlinear Control”, Prentice-Hall Inc..
- Surgenor, B. W., Vaughan, N. D. and Uebling, M., 1995, “Continuous sliding mode control of a pneumatic positioning”, System, Design and Performance, Proceedings of 8th Bath International Fluid Power Workshop, pp. 270-285.
- Thomasset, D., Richard, E., Scavarda, S., Lin, X.F., Sesmat, S., Bouhal, A., 1993, “Control of an electro-pneumatic servodrive: a state-affine or a sliding approach”. IFAC World Congress, Sydney.
- Uebling, M. and Vaughan, 1997, “On linear dynamic modeling of a pneumatic servo system”, The fifth Scand. Int. Conf. on Fluid Power, SICFP'97, Linköping, Sweden, pp. 363-378.
- Utkin, V.I., 1978, “Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems”. MIR Publishers, Moscow.
- Virvalo, T. ,1995, “Modeling and design of a pneumatic position servo system realized with commercial components”, PhD Thesis, Tampere, Finland.
- Wikander, J., 1988, “Adaptive Control of Pneumatic Cylinder”. Dr. Thesis, Stockholm.