外乱オブザーバを用いた空気圧位置決め制御系の設計[†]

則次俊郎*・高岩昌弘*

Design of Pneumatic Positioning Servo System Using Disturbance Observer

Toshiro NORITSUGU* and Masahiro TAKAIWA*

This paper describes the positioning control of slide table comprising pneumatic cylinder and PCM control valves. A pneumatic servo system has advantages of the ease in constructing the control equipment, anti-explosibility and so on, however air compressibility makes it so sensitive to the friction and parameter variations that it is not easy to achieve high accurate control performances.

A Control system using a disturbance observer is constructed. It can estimate the friction force and parameter variation as a disturbance and compensate them, so the improvement of positioning accuracy and robustness for the parameter variations can be expected. Further, Smith's method is introduced to improve the lowering of stability margin caused by the dead time existing in almost pneumatic systems.

In this control system, the control performance depends on filter Q . One method to design Q using a inverse vector trajectory is proposed. By this method Q can be rationally designed considering both the stability margin and the gain of sensitiveness simultaneously. As a application of this method, control parameters which reconcile the improvement of sensitiveness and the positioning response without overrun are chosen.

Through some experiments, the validity of proposed control method is confirmed.

Key Words: pneumatic servo system, positioning control, robust control, disturbance observer, Smith's method

1. 緒 言

空気圧駆動系は制御系の構築が比較的容易で防爆性などを有するため、その高機能化が期待されている。しかし、空気の圧縮性による低剛性のため摩擦力の影響を受けやすいなどさまざまな問題を抱えており、高度な制御性能を実現するためには制御手法に工夫が必要である。

本研究では、空気圧シリンダによる対象物の搬送作業を想定し、高精度な位置決めが可能であり、かつ荷重変動時にオーバーランが生じない駆動系の設計を目的とする。そこで、外乱として作用する摩擦力などの影響を低減し、さらに荷重変動に対するロバスト性が期待できる外乱オブザーバを用いた制御系を位置決め制御に応用する。また、空気圧駆動系では多くの場合に存在するむだ時間による安定性の低下を抑えるためスミス法に基づい

たむだ時間補償回路を付加する¹⁾。

外乱オブザーバを用いた制御系において、目標値追従特性および外乱抑圧特性などの制御性能は自由パラメータであるフィルタに依存する。このフィルタに関しては、プラントモデルとのプロパ性を考慮した次数の制約があるのみで具体的な設計指針がなく、そのパラメータ設定は設計者の試行錯誤によるのが現状である²⁾。そこで、逆ベクトル軌跡を用いた簡易なパラメータ設定法を提案する。本手法によれば、むだ時間の同定誤差を考慮した閉ループ系の位相余裕や低周波数域での感度関数のゲイン特性を簡単に知ることができる。これを用いて閉ループ系の安定性を損なうことなく低周波数域における外乱抑圧特性を改善できる補償器を新たに設計する。

本論文では、外乱オブザーバを用いた制御系とPI制御系との制御性能を比較した後、外乱抑圧特性に対する上記補償器の効果を示す。また、この補償器を用いることにより高精度な位置決めと搬送荷重増加時にオーバーランが生じない応答が両立できることを実験により示す。このような応答を実現するためのフィルタのパラメータは提案した手法により合理的に決定することがで

[†] 計測自動制御学会中国支部 30 周年記念学術講演会で発表 (1993・12)

* 岡山大学工学部 岡山市津島中 3-1-1

* Faculty of Engineering, Okayama University, Okayama

(Received February 23, 1994)

きる。

2. 位置制御系の構成

2.1 外乱オブザーバを用いた制御系

Fig. 1 に外乱オブザーバを用いた制御系を示す。\$X_r\$, \$u\$, \$d\$, \$X\$ はそれぞれ目標位置, 制御入力, 外乱および制御量であり, \$P\$, \$P_n\$, \$Q\$ はそれぞれプラント, プラントのノミナルモデル, フィルタの伝達関数を示す。なお, 伝達関数の \$(s)\$ は省略する。

空気圧駆動系では, 制御弁の動作遅れなどによるむだ時間が存在するため, 通常の外乱オブザーバを用いた場合には, 安定性と外乱抑圧特性の両立が困難になる。そこで図に示すようにむだ時間を含むプラントを考え, むだ時間補償法の一つであるスミス法から導出した補償器 \$R\$ を制御入力 \$u\$ のフィードバックループに挿入している¹⁾。\$R\$ は次式で表わされる。

$$R = 1 - PP_n^{-1} + PP_n^{-1}e^{-Ls} \quad (1)$$

制御系の入出力特性を (2) 式に示す。特性方程式にむだ時間要素が含まれず, むだ時間による安定性の低下は生じない。

$$X = \frac{e^{-Ls}\{X_r + d(1 - RQ)\}}{P_n^{-1}Q + P^{-1}(1 - Q)} \quad (2)$$

また, 外乱抑圧特性およびロバスト安定性の指標となる感度関数 \$S\$ および相補感度関数 \$T\$ は次式となる。

$$S = \frac{P^{-1}(1 - RQ)}{P_n^{-1}Q + P^{-1}(1 - Q)} \quad (3.a)$$

$$T = \frac{P_n^{-1}e^{-Ls}Q}{P_n^{-1}Q + P^{-1}(1 - Q)} \quad (3.b)$$

フィルタ \$Q\$ を 1 に近づければ, 閉ループ伝達関数は \$e^{-Ls}P_n\$ に近づきプラントのパラメータ変動に対するロバスト性が向上する。また, \$S\$ のゲインが小さいほど外乱抑圧特性が向上し, \$T\$ のゲインが小さいほどロバスト安定性が向上する。ここで \$S + T = 1\$ であり, 外乱抑圧特性とロバスト安定性のトレードオフの下でフィルタ \$Q\$ を適切に設計する必要がある。種々の制御特性はフィルタ \$Q\$ の選択に大きく依存する。したがって, 安定性や外乱抑圧特性などの制御特性を考慮にいたった合理的なフィルタ設計手法の開発が望まれる。

Fig. 1 Control System Using Disturbance Observer with Smith's Compensator

2.2 フィルタのパラメータ設定法

プラントのむだ時間を同定誤差 \$\Delta L\$ を考慮して \$L + \Delta L\$ とする。また, \$P = P_n\$ が成立していると仮定すると \$R = e^{-Ls}\$ となり, Fig. 1 の系の開ループ伝達関数 \$G\$ は次式で与えられる。

$$G = \frac{Qe^{-Ls}}{1 - Qe^{-Ls}} \frac{P}{P_n} e^{-\Delta Ls} \quad (4)$$

ここで,

$$E = \frac{Qe^{-Ls}}{1 - Qe^{-Ls}} \quad (5)$$

とおき, この逆数 \$E^{-1} = Q^{-1}e^{Ls} - 1\$ を考え,

$$E(j\omega) = Me^{ja} \quad (6)$$

$$Q^{-1}(j\omega)e^{Lj\omega} = x + jy \quad (7)$$

と表わすと

$$\left. \begin{aligned} M^{-1} &= \sqrt{(x-1)^2 + y^2} \\ -\alpha &= \tan^{-1}(y/(x-1)) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

となる。すなわち, \$M\$—一定の軌跡は複素平面において半径 \$M^{-1}\$, 中心 \$(1, 0)\$ の同心円群を表わし, \$\alpha\$—一定の軌跡は点 \$(1, 0)\$ を通り実軸と角度 \$-\alpha\$ をなす放射線群となる。

Fig. 2 に示すように, 複素平面上に \$Q^{-1}e^{Ls}\$ のベクトル軌跡を描くことで \$E\$ のゲインと位相を調べることができる。\$Q\$ は定常ゲインが 1 のローパスフィルタであるため, ベクトル軌跡は点 A \$(1, 0)\$ を出発する。点 C において点 A を中心とする単位円と交わる。点 C における周波数 \$\omega_c\$ がゲイン交点周波数となる。(4) 式より, \$G\$ の位相は \$\alpha\$ からむだ時間の同定誤差による位相遅れ \$\Delta L\omega\$ を差し引いたものであるため, 位相余裕は図中の角度 \$\gamma\$ から \$\Delta L\omega_c\$ を差し引いたものとなる。

また, 感度関数は \$P = P_n\$ とすると (3.a) 式より,

$$S = 1 - Qe^{-Lj\omega} = \frac{x-1+jy}{x+jy} \quad (9)$$

となる。Fig. 2 において, たとえば B 点に対応する \$S\$ の

Fig. 2 Schematic Diagram of Estimation Function

ゲインは $\overline{AB}/\overline{OB}$ で表わされる。よって、実線に示すように、B 点における周波数において B' 点を通るように Q を設定すれば、 S のゲインが低下し、外乱抑圧特性が向上する。

したがって、 $Q^{-1}e^{Ls}$ のベクトル軌跡を描いて、安定性に及ぼす $Q^{-1}e^{Ls}$ とむだ時間の同定誤差の影響を考慮しながら、 S のゲインができるだけ小さくなるように Q のパラメータを調節すれば、より合理的にフィルタ Q を設計できる。以後、 $Q^{-1}e^{Ls}$ を評価関数と呼ぶ。

3. 空気圧駆動系の構成

Fig. 3 に空気圧駆動系を示す。空気圧ロッドレスシリンダ(内径 25 mm, ストローク 800 mm)を内蔵したスライドテーブルを水平に設置する。供給圧力は $P_a=450$ kPa である。スライドテーブルの変位はプリーを介してロータリーエンコーダ(分解能 7.8 μm)で検出し、両シリンダ室の圧力を圧力センサ(分解能 0.52 kPa)で検出する。これらの検出信号はそれぞれカウンタおよび A/D 変換器を通して制御用コンピュータに入力される。コンピュータで計算された制御信号 u は弁ドライバ回路を介して 3 ポート電磁弁と 8 ビットの PCM デジタル制御弁³⁾を駆動する。3 ポート電磁弁はテーブルの移動方向を切り換え、PCM 弁はテーブルの速度をメータアウト方式により調節する。また、制御信号は $-255 < u < 255$ の整数で、等価的に制御量と同じ単位を有するとする。 u の符号が 3 ポート電磁弁、絶対値が PCM 弁の駆動信号に対応する。制御プログラムは C 言語で記述し、サンプリングタイムは 1.7 msec である。

4. 実験結果および考察

4.1 比例制御系

Fig. 4 に比例制御系を示す。PCM 弁制御信号 u を制御入力、テーブルの変位を制御量 X とするとプラント

は次式で表わされる⁴⁾。

$$P = \frac{A\omega^2}{s + (s^2 + 2\zeta_p\omega_p s + \omega_p^2)} \quad (10)$$

安定化のために両シリンダ室の差圧 $P_l - P_r$ を用いたフィードバック補償を付加している。

外乱抑圧特性および荷重変動に対するロバスト性を調べる。荷重増加時にはプラントは低減衰となり、位置決め時にオーバーランが発生するなど、制御性能の悪化につながりやすいため、本研究では荷重変動として荷重の増加を考える。Fig. 5 は目標位置 $X_r=500$ mm のステップ応答を示す。点線は制御信号印加 1 秒後に $d=50$ mm のステップ状外乱をソフトウェア上で加えた場合、実線はテーブル上に 10 kg の荷重を加えた場合である。各制御パラメータは、荷重を加えない場合に立ち上がり時のオーバーランが生じないように $K_p=0.5$, $K_q=1.0 \times 10^{-6} \text{ mmPa}^{-1}$, $T_f=0.05$ s と設定した。外乱に対して 0 型であるため外乱抑圧効果がないことはいうまでもないが、荷重増加時には応答が振動的となり満足できる制御性能を得ることは容易でない。

4.2 外乱オブザーバを用いた制御系

Fig. 4 の比例制御系を新たに一つのプラントとみなし、Fig. 1 に示す外乱オブザーバを用いた制御系を構成する。簡単のためプラントはむだ時間部分 e^{-Ls} と集中定数部分 P に分離できるものと仮定する。 P を 2 次系で近似し P_n , Q も次式のような 2 次系とする。

Fig. 4 Proportional Control System

Fig. 3 Pneumatic Servo System

Fig. 5 Feedback Characteristics of Control System shown in Fig. 4

$$P_n = \frac{1}{(1 + T_n s)^2} \quad (11)$$

$$Q = \frac{1}{(1 + T_q s)^2} \quad (12)$$

Fig. 5 の応答よりむだ時間 $L=50$ ms, ノミナルモデルの時定数 $T_n=0.11$ s とする. $P=P_n$ が成立しているとみなし, (1) 式より $R=e^{-0.05s}$ とする.

(1) PI 制御系との特性比較

基本的な制御性能を PI 制御系のものと比較する.

Fig. 6 にスミス法を用いた PI 制御系を示す. 開ループ伝達関数 G_{PI} および感度関数 S_{PI} は,

$$G_{PI} = \frac{e^{-Ls} / (P_n^{-1} C^{-1} + 1)}{1 - e^{-Ls} / (P_n^{-1} C^{-1} + 1)} \frac{P}{P_n} e^{-dLs} \quad (13)$$

$$S_{PI} = \frac{1}{1 + G_{PI}} \quad (14)$$

となる. ここで, $C=K_p + K_I/s$ である. (4) 式の場合と同様に, 評価関数 $(P_n^{-1} C^{-1} + 1)e^{Ls}$ のベクトル軌跡を描けば, PI 制御系の位相余裕および感度特性を求めることができる. (4) 式と (13) 式を比較してわかるように次式の関係能满足するとき両者の制御性能は等しくなる.

$$Q = 1 / (P_n^{-1} C^{-1} + 1) \quad (15.a)$$

(11) および (12) 式を代入して,

$$\frac{1}{1 + (2T_q s + T_q^2 s^2)} = \frac{1}{1 + s(1 + T_n s)^2 / (K_p s + K_I)} \quad (15.b)$$

となる. (15.b) 式の左辺と右辺の分母第二項の周波数特性が等しいとき両者のフィードバック特性は等しくなる. また, 低周波数域における両者の外乱抑圧特性は,

$$T_q = 1 / (2K_I) \quad (16)$$

を満たすとき等しくなる. 通常 T_q はかなり小さく設定されるため, 両制御系の外乱抑圧特性が等しくなるように K_I を設定すると PI 制御系では安定性が損なわれる恐れがある.

Fig. 7 に両制御系の評価関数のベクトル軌跡を示す. 実線は外乱オブザーバを用いた制御系で, 約 60° の位相余裕をもつように $T_q=0.02$ s に調節したときの評価関数を示す. 点線は PI 制御系において実線に示す場合と同等の低周波数外乱抑圧特性をもつように (16) 式を満足し, かつ, (15.b) 式のそれぞれ分母第二項ができるだけ等しくなるように $K_p=5$, $K_I=25$ s^{-1} とした場合であ

Fig. 6 PI Control System with Smith's Compensator

る. Fig. 6 に示す PI 制御系において $P=P_n$, $\Delta L=0$ のとき閉ループ伝達関数は $P_n C e^{-Ls} / (1 + P_n C)$ となり評価関数の逆数となる. そこで, 破線は PI 制御系において実線の場合と同等の位相余裕をもち, さらに, 閉ループ伝達関数にゲイン 1 の低域濾過特性をもたせるため, 評価関数のベクトル軌跡が原点を中心とする単位円に沿うように $K_p=1$, $K_I=6$ s^{-1} とした.

図中の●印は $\omega=5$ rad/s における値を表わす. 感度関数のゲインは Fig. 2 で示したように原点および点 A(1, 0) から評価関数のベクトル軌跡上の点までの距離の比で表わされるため, PI 制御系において位相余裕をほぼ等しく設定した場合, たとえば $\omega=5$ rad/s での PI 制御系の感度関数のゲインは外乱オブザーバを用いた制御系に比べて約 2 倍になることがわかる. 一方, 外乱抑圧特性を変化させないためには, 位相余裕が大きく減少し, 安定性が低下する.

Fig. 8 はこのときの制御性能を調べた結果である. 制御信号印加 3 秒後に $d=400$ mm のステップ状外乱をソフトウェア上で印加している. PI 制御系で $K_p=5$, $K_I=25$ s^{-1} のとき外乱オブザーバを用いた制御系とほぼ同等な外乱抑圧特性が確認できるが安定性が低下するため振動的な応答となる. $K_p=1$, $K_I=6$ s^{-1} の場合には非振動的な応答が得られるが外乱の影響が長時間制御量に残る. これに対し, 外乱オブザーバを用いた制御系では非振動的な応答を実現し, かつ外乱の影響は速やかに消滅している.

(2) 外乱抑圧特性に与える補償器の効果

一般に, スミス法を適用すると制御系の安定性が向上する反面, 外乱抑圧特性は悪化する⁹⁾. Fig. 9 に示すように新たに補償器 H を Q の後に挿入することにより外乱抑圧特性を改善する. H は, 系の安定性に影響しないように ω_c 付近の Q の周波数特性に影響を与えないようにする. また, オフセットが生じないように $Q(0)H(0)$

Fig. 7 Vector Trajectories of Estimation function

$=1$ とする。このような H を次式により与える。

$$H = \frac{s^2 + 2\xi_2\omega_h s + \omega_h^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_h s + \omega_h^2} \quad (17)$$

ω_h を ω_c よりも十分小さくとり、 $\xi_1 < \xi_2 = 1$ となるように設定することにより、共振特性を利用して低周波域における QH のゲインを高め、外乱抑圧特性を改善する。 ξ_1 を小さくし共振値を高めるほど外乱抑圧特性の改善が期待されるが、この場合 ω_c 付近の周波数特性に影響を及ぼしやすくなるため ω_h を低周波域へ移動させる必要がある。望ましい ω_h と ξ_1 は $Q^{-1}H^{-1}e^{Ls}$ のベクトル軌跡を描くことにより Fig. 2 で述べた手法に基づいて調整できる。

Fig. 10(a) に Fig. 9 の制御系の評価関数のベクトル軌跡、(b) に感度関数を示す。点線がスミス法を用いない場合 ($R=1, H=1$)、破線がスミス法を用いた場合 ($R=e^{-Ls}, H=1$)、実線がスミス法と補償器を用いた場合 ($R=e^{-Ls}, H$: (17) 式) である。 $T_q=0.02$ s とし、スミス法を用いた場合の ω_c が 11.5 rad/s であるため、補償器のパラメータは $\omega_h=6$ rad/s, $\xi_1=0.85$, $\xi_2=1$ とした。スミス法を用いない場合、 $\gamma=75^\circ$ であるが、 $\omega_c=25.1$ rad/s, $L=0$ s, $\Delta L=0.05$ s であるため、実際の位相余裕はむだ時間の同定誤差による位相を差し引いて 2.6° となり、ほとんど安定限界である。スミス法を用いた制御系に補償器を挿入した場合、ゲイン交点周波数および位相余裕はほとんど変化なく、補償器の挿入は安定性に影響を与えない。また、(b) 図より、補償器を用いることにより $\omega < 1$ rad/s においてスミス法を用いない場合と

ほぼ同程度の外乱抑圧特性を実現できることがわかる。

Fig. 11 にこれらに対応する外乱抑圧特性を示す。制御信号印加 2 秒後に $d=400$ mm の外乱を印加している。スミス法を用いない場合、優れた外乱抑圧特性を示すが、安定性が低下するため振動的応答となる。スミス法を用いた場合、補償器は安定性に影響しないため補償器の有無に関わらず非振動的応答となる。外乱抑圧性能はスミス法を適用しない場合に比べて低下するが、補償器の挿入により悪化の程度が軽減できる。

4.3 荷重変動時の過渡応答改善

搬送作業では安全性などの点から荷重変動時に位置決

(a) Vector Trajectories of Estimation Function

(b) Sensitivity Function

Fig. 10 Effect of Compensator H

Fig. 8 Comparison of Feedback Characteristics

Fig. 9 Control System Using Disturbance Observer with Compensator

Fig. 11 Step Response with Step Disturbance

め目標位置からのオーバーランのない応答が望ましい。ここでは、荷重変動時にオーバーランが発生せず、外乱抑圧特性も良好な制御パラメータを設計する。

T_q を小さくすれば荷重変動時の応答においてオーバーランが発生しにくくなる。これは、(2)式でプラント P^{-1} の係数 $(1-Q)$ が0に近づき、制御量にプラントの影響が現れにくくなるためである。しかし安定性の面から T_q はあまり小さくできず、プラントの大きなパラメータ変動に対し、フィルタの時定数を調節するのみでオーバーランのない応答を実現することは困難である。

Fig. 12 は Fig. 1 を等価変換した結果である。点線内の直結フィードバックループ部において、開ループ伝達関数 G のゲイン交点周波数と位相余裕が変化しないとき、点線内の系の過渡応答は変化しない。プラントのノミナルモデル P_n は、通常荷重変動前のプラントに等しく設定されるが、本研究では P_n の時定数 T_n をノミナル値よりも若干大きな値に設定する。その結果、 G の高周波域のゲインが増加し安定性が低下するがフィルタ Q の時定数 T_q も大きく設定することにより G のゲイン交点周波数の変化と位相余裕の減少を防止する。その結果、点線内の系の過渡応答に変化は生じない。 T_n を大きくしたため前置き補償部分の P_n の極が原点に近づき、Fig. 12 に示す系の過渡応答の振動を低減できる。すなわち安定性を維持したままでオーバーランが生じにくい応答を得ることができる。

ただし、外乱抑圧特性の悪化が問題となる。低周波域では $P=P_n$ とみなせ、 S は(3.a)式より $1-Qe^{-Ls}$ となるため T_n の増加は低周波域の外乱抑圧特性には影響を与えないが、 T_q の増加は外乱抑圧特性を悪化させる。これを提案した補償器により改善する。

Fig. 13(a) はこのときの G のベクトル軌跡を示す。なお P は Fig. 5 の応答から $P=1/(1+0.11s)^2$ として計算した。点線は $T_n=0.11s$, $T_q=0.02s$ 、破線は T_n を $0.14s$ に大きくした場合、実線は T_q も $0.04s$ に大きく設定した場合である。 $T_q=0.02s$ で、 $T_n=0.14s$ と大きく設定した場合 $\omega_c=17.7 \text{ rad/s}$ となりゲイン交点周波数が增大してゲイン余裕も低下するが、 T_q を $0.04s$ に増加することで ω_c および位相余裕を維持している。同図(b)にこのときの感度関数を示す。破線で示すように

Fig. 12 Equivalent Transformation of Fig. 1

T_q を $0.04s$ とすると、点線で示す $T_q=0.02s$ の場合に比べて外乱抑圧特性が悪化するが、補償器を挿入することにより、実線で示すように外乱抑圧特性を改善できる。

Fig. 14 に荷重増加時の応答を示す。点線は $T_n=0.11s$, $T_q=0.02s$ で補償器なしの場合である。Fig. 5 の実線に示す比例制御系の場合と比べると優れたロバスト性が確認できるが、依然オーバーランが生じている。実線は $T_n=0.14s$, $T_q=0.04s$ とし、補償器を挿入した場合である。振動的ではあるがオーバーランのない応答を実現できる。

4.4 位置決め精度

補償器 H による外乱抑圧特性改善の効果を示すために位置決め精度を調べる。目標位置 $X_r=500 \text{ mm}$ のステップ応答を 30 回繰り返し、制御信号印加 2 秒後の位置偏差 X_r-X を Fig. 15 に示す。ここで $T_n=0.14s$, $T_q=0.04s$ である。(a) は補償器なしの場合、(b) は補償器を用いた場合である。補償器なしの場合、Fig. 13 に示したようにフィルタの時定数を大きく設定したことによる感度関数のゲインの増加のため位置決め精度が低下するが、補償器を挿入した場合には外乱抑圧特性が改善されるため、位置偏差はすべて 0.1 mm 以内に収まる。(c) は(b)において 10 kg の荷重を加えた場合であるが、位

(a) Vector Trajectories of Estimation Function

(b) Sensitivity Function

Fig. 13 Effect of Compensator H

Fig. 14 Step Response in Load Change

置偏差は ± 0.3 mm 以内に収まる。これら位置決め精度は空気圧系として十分満足のいくものである。

5. 結 言

空気圧スライドテーブルの位置決め制御に外乱オブザーバを用いた制御系を応用し以下の結論を得た。

- 1) 多くの場合空気圧駆動系はむだ時間が存在する。これによる安定性の低下はスミス法を適用することにより効果的に補償できる。
- 2) 外乱オブザーバを用いた制御系の制御性能はフィルタの設計に大きく依存する。その一つの設計法として、逆ベクトル軌跡を用いた簡易なパラメータ調整法を提案した。これによれば閉ループ系の位相余裕、安定性に及ぼすむだ時間ミスマッチの影響および外乱抑圧特性を定量的に調べることができ、フィルタの設計を合理的に行うことができる。
- 3) このパラメータ調整法を用いて、外乱オブザーバを用いた制御系と PI 制御系の制御性能を比較し、外乱オブザーバを用いた制御系は安定性を維持したままで優れた外乱抑圧特性を有することを示した。このことは実験によっても確認された。
- 4) スミス法による外乱抑圧特性の低下を改善するために新たに補償器を挿入し、安定性を損なうことなく外乱抑圧特性のみを改善するように、提案したパラメータ調整法を用いてこの補償器を設計した。実験により、安定性の維持と外乱抑圧特性の改善が確認された。
- 5) ノミナルモデルの時定数も制御パラメータに含めて設計することで、安定性および外乱抑圧特性を損ねることなく荷重変動時にオーバーランのない過渡応答を実現できる制御パラメータを導出した。

以上、提案した手法は空気圧駆動系の性能向上に有効であり、空気圧駆動系の応用範囲の拡大が期待できる。

参 考 文 献

- 1) 則次, 高岩: 外乱オブザーバを用いた空気圧サーボ系のインピーダンス制御, 計測自動制御学会論文集, 30-6, 677/684 (1994)

(a) Without H

(b) With H

(c) With H (load change)

Fig. 15 Positioning Accuracy

- 2) 大西公平: 電動機およびロボットの制御, 電気学会誌, 110-8, 657/660 (1990)
- 3) 則次, 和田: マイコン制御による PCM 方式デジタル空気圧サーボの構成, 計測自動制御学会論文集, 23-3, 253/259 (1987)
- 4) 則次俊郎: 空気圧システムの設計と制御, パワーデザイン, 30-11, 9/71 (1992)
- 5) 渡部慶二: スミス法の外乱補償と安定性について, 計測自動制御学会論文集, 23-7, 727/733 (1987)

[著 者 紹 介]

則 次 俊 郎 (正会員)

1974 年, 岡山大学大学院工学研究科修士課程生産機械工学専攻修了。津山工業高等専門学校を経て, 86 年岡山大学工学部生産機械工学科(現機械工学科)助教授, 91 年同教授, 現在に至る。空気圧サーボ技術を中心としたロボティクス, 振動制御, 制御理論の機械システムへの応用に関する研究に従事(工学博士)。

高 岩 昌 弘 (正会員)

1992 年, 岡山大学大学院工学研究科修士課程生産機械工学専攻修了。同年同大学機械工学科助手。空気圧サーボ系を中心としたロボティクス制御の研究に従事。日本機械学会, ロボット学会, 電気学会, 日本油空圧学会などの会員。