[計測自動制御学会論文集]
Vol. 29, No. 1, 86/93 (1993)

外乱オブザーバを用いた空気圧サーボ系のロバスト制御†

則次俊郎*・高岩昌弘*

Robust Control of a Pneumatic Servo System Using Disturbance Observer

Toshiro NORITSUGU* and Masahiro TAKAIWA*

Recently, a pneumatic servo system is expected to be applied to various automation systems, because it has some advantages such as high power/weight ratio, functions of impact absorption and rigorous force control owing to air compressibility. However, the compressibility makes it a high order and nonlinear system, so its exact modelling and parameter estimation are not easy. To cope with this problem, the development of the control scheme with the robustness for disturbances and parameter changes are required.

We apply a disturbance observer, which is one of methods to attain the robust control, to the position and force control of a pneumatic servo system comprising a bellofram type pneumatic cylinder and a PCM digital control valve. The content of this paper is summarized as follows.

1) To compare the robustness of some types of control systems, we propose a estimation function being the ratio between open loop transfer functions included in the sensitivity function. Referring to this estimation function, control parameters can be rationally adjusted to improve the robustness of control system.

2) Comparing dynamic responses of the control system using a disturbance observer with the usual PI control system, it is proved that a disturbance observer is more effective to lower the sensitivity to both disturbances and plant parameter changes.

3) To avoid the trade-off problem between the low sensitivity and the high stability in the conventional control system using a disturbance observer, we add a compensator in the feedback loop of control input. The improved control system can provide the sufficient stability without sacrificing the low sensitivity to parameter changes.

4) The robust control system using a disturbance observer can achieve the satisfactory position and force control. Its availability to a pneumatic servo system is confirmed.

Key Words: pneumatic servo system, robust control, disturbance observer, positioning

1. 緒　　言

空気圧アクチュエータは，当て止め方式による単純な対象物搬送作業から組み立て作業などのより高度で複雑な作業へと応用範囲の拡大が期待されている．これは，空気圧駆動系は出力/重量比が大きく，接触作業においては衝突力を緩和し微細な力制御が容易であるなど数多くの特長を有するためである．反面，空気圧駆動系は空気の圧縮性や制御弁の圧力流量特性により高次で非線形な系となる．このため，より高度な作業を遂行するための制御系を設計するために必要な厳密なモデル化や，そのパラメータの同定は容易でない．実作業においては，作業環境の変化などにより制御対象(プラント)のパラメータが変動することが多い．これらのプラントパラメータの同定誤差や動作途中での変動に対して制御量が不感となるロバスト性および制御系の安定性が阻害されないロバスト安定性を有する制御法の開発は，空気圧アクチュエータのより高度な応用を促進するために重要である．

† 第1回計測自動制御学会中国支部シンポジウム・学術講演会で発表(1991・12)

* 岡山大学工学部　岡山市津島中3-1-1
* Faculty of Engineering, Okayama University, Okayama

(Received May 25, 1992)

TR 0001/93/2901-0086 © 1992 SICE

本研究では，空気圧アクチュエータの位置および力制御にロバスト制御の一手法である外乱オブザーバ[1]を応用し，従来のPI制御による制御結果と比較する．また外乱オブザーバを用いたロバスト制御系において，従来の単一フィルタを用いた制御系設計法の限界を明らかにし，これを改善するために，制御入力のフィードバックループに補償器を挿入する方法を提案する．それぞれの制御法をベロフラム形空気圧シリンダとPCMディジタル制御弁[2]よりなる空気圧サーボ系に応用し，制御性能を比較する．

その結果，外乱オブザーバを用いた制御系はPI制御系に比べてロバスト性に優れること，また，提案した制御法によれば外乱やパラメータ変動に対するロバスト性を悪化させることなくロバスト安定性を改善できることを明らかにする．

2. 外乱オブザーバを用いたロバスト制御系

2.1 ロバスト性およびロバスト安定性

Fig. 1 に外乱オブザーバを用いたロバスト制御系を示す．

y_r, d および ξ はそれぞれ目標入力，外乱および観測雑音を表わし，P, P_n および Q はそれぞれプラント，プラントのノミナルモデル(以後ノミナルモデルと呼ぶ)およびフィルタの伝達関数である．入出力特性は(1)式となる．

$$y=\frac{y_r+(1-Q)d-P_n^{-1}Q\xi}{P_n^{-1}Q+P^{-1}(1-Q)} \tag{1}$$

(1)　感度関数と相補感度関数

Fig. 1の制御系における感度関数 S_0 と相補感度関数 T_0 は次式で表わされる[3]．

$$S_0=\frac{1}{1+P(1-Q)^{-1}P_n^{-1}Q}=\frac{y}{Pd} \tag{2.a}$$

$$T_0=\frac{1}{1+\{P(1-Q)^{-1}P_n^{-1}Q\}^{-1}}=-\frac{y}{\xi} \tag{2.b}$$

(2.a)式の分母第二項は，系の開ループ伝達関数に相当する．ロバスト性の指標となる感度関数 S_0 は外乱 d から制御量 y までの伝達関数をプラントの伝達関数で除したものに等しく，ロバスト安定性の指標となる相補感度関数 T_0 は観測雑音 ξ から制御量 y までの伝達関数に等しい．

フィルタ Q を1に近づけると，閉ループ伝達関数がノミナルモデルに近づくと同時に，感度関数のゲインが小さくなり制御量は外乱の影響を受けにくくなる．また，フィルタ Q を0に近づけると相補感度関数のゲインが小さくなり，制御量は観測雑音の影響を受けにくくなると同時に，系の安定範囲内でより大きなプラントの変動を許容できるようになる．しかし，感度関数と相補感度関数の和は1であり，全周波数域において両者のゲインを小さくすることは不可能である．したがって制御系設計において，外乱 d は比較的低周波数域，観測雑音 ξ は高周波数域にあるという前提の下に低周波数域では感度関数を小さく，高周波数域では相補感度関数を小さくするようにフィルタ Q が決定される[4]．

(2)　ロバスト制御系とPI制御系の特性比較

外乱オブザーバを用いたロバスト制御系とPI制御系を比較する．**Fig. 2** にPI制御系を示す．その感度関数 S_1 と相補感度関数 T_1 は次式となる．

$$S_1=\frac{1}{1+PC}=\frac{y}{Pd} \tag{3.a}$$

$$T_1=\frac{1}{1+(PC)^{-1}}=-\frac{y}{\xi} \tag{3.b}$$

ここで，

$$C=K_P+K_I/s \tag{4}$$

ロバスト制御系とPI制御系の感度関数を比較する．次式に示すように，(2.a)式および(3.a)式中にあるそれぞれの制御系の開ループ伝達関数の比を評価関数 Π

$$\Pi=\frac{P(1-Q)^{-1}P_n^{-1}Q}{PC} \tag{5}$$

として導入する．Π はプラントに依存せず，コントローラのみにより決定される．$|\Pi|>1$ であれば，$|S_0|<|S_1|$ となり，ロバスト制御系のほうがPI制御系よりも外乱やパラメータ変動に対して低感度となる．(2.b)式および(3.b)式より，相補感度関数については，$|\Pi|<1$ のとき $|T_0|<|T_1|$ となる．したがって，ロバスト制御系がPI制御系に比べて，低周波域では感度関数を小さく，高周波

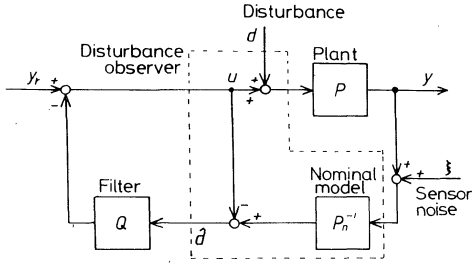


Fig. 1　Structure of robust control system using disturbance observer

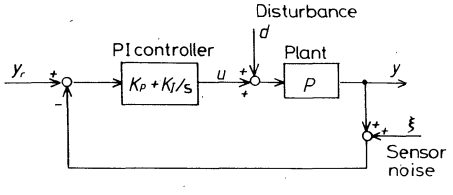


Fig. 2　Structure of PI control system

数域では相補感度関数を小さくするためには，

$$|\Pi|>1 \qquad \omega\in\text{低周波数域} \qquad (6.a)$$

$$|\Pi|<1 \qquad \omega\in\text{高周波数域} \qquad (6.b)$$

とする必要がある．以下，ω は角周波数を表わす．

評価関数 Π に基づいて，Fig. 1 と Fig. 2 の制御系の特性を比較する．正確に外乱を推定するためには $P_n=P$ とすることが望ましいが，本研究では簡単のためノミナルモデルを次式とする．

$$P_n=\frac{1}{1+T_n s} \qquad (7)$$

$P_n\neq P$ の場合には，$\hat{d}$ には外乱 d のほかに P_n と P の相違によって生じる誤差も含まれ，モデル化誤差やパラメータ変動の影響も外乱としてまとめて推定することになる．

また内部安定性を保証するためには $P_n^{-1}Q$ がプロパとなる必要があるため，フィルタ Q は次式とする．

$$Q=\frac{1}{1+T_q s} \qquad (8)$$

(7)式と(8)式を(5)式に代入すると，

$$\Pi=(1+T_n s)T_q^{-1}(K_p s+K_I)^{-1} \qquad (9)$$

となる．(6.a)式を満足するためには，$\lim_{s\to 0}\Pi>1$ より

$$T_q<1/K_I \qquad (10)$$

また，(6.b)式を満足するためには，$\lim_{s\to\infty}\Pi<1$ より

$$T_n/T_q<K_p \qquad (11)$$

(10)式および(11)式を満足するようにフィルタの時定数 T_q を与えれば，Fig. 1 の制御系はロバスト性とロバスト安定性の両者において Fig. 2 の制御系より優れることになる．

2.2　ロバスト制御系の特性改善

(1)　補償器の挿入

Fig. 3 は Fig. 1 の制御系について感度関数 S_0 と相補感度関数 T_0 のゲインを計算したものである．計算では(7)式のノミナルモデルの時定数 $T_n=0.2$ s とし，プラント P には実験に用いた空気圧駆動系の伝達関数を用いた(第 3 章参照)．点線は(8)式のフィルタの時定数 $T_q=0.05$ s，実線は $T_q=0.07$ s の場合である．T_q を小さくすると，感度関数は高周波側へ移行して外乱に対するロバスト性が向上するが，相補感度関数も高周波側へ移行するためプラントのパラメータ変動に対するロバスト安定性が低下する．

このような単一のフィルタを用いた制御系設計の限界を改善するため，**Fig. 4** に示すように制御入力のフィードバックループに次式に示す補償器 R を挿入する．

$$R=\frac{1+T_2 s}{1+T_1 s} \qquad (12)$$

この系の感度関数 S_2 と相補感度関数 T_2 は次式となる．

$$S_2=\frac{1}{1+P(1-RQ_c)^{-1}P_n^{-1}Q_c} \qquad (13.a)$$

$$T_2=\frac{1}{1+\{P(1-RQ_c)^{-1}P_n^{-1}Q_c\}^{-1}} \qquad (13.b)$$

(13.a)式の分母第 2 項は系の開ループ伝達関数に相当し，Q_c は補償器を挿入した系のフィルタを表わす．

Fig. 1 と Fig. 4 の制御系の感度関数 S_0 と S_2 を比較するため，次式のようにそれぞれの制御系の開ループ伝達関数の比を評価関数 Γ として導入する．

$$\Gamma=\frac{P(1-RQ_c)^{-1}P_n^{-1}Q_c}{P(1-Q)^{-1}P_n^{-1}Q} \qquad (14)$$

Γ はプラントおよびプラントのノミナルモデルに依存しない．$|\Gamma|>1$ のとき $|S_2|<|S_0|$，$|\Gamma|<1$ のとき $|T_2|<|T_0|$ となる．したがって，次式を満足するように補償器 R とフィルタ Q_c を設計すれば，補償器を挿入しないもとの制御系に比べてロバスト性とロバスト安定性の両者を改善できる．

$$|\Gamma|>1 \qquad \omega\in\text{低周波数域} \qquad (15.a)$$

$$|\Gamma|<1 \qquad \omega\in\text{高周波数域} \qquad (15.b)$$

(2)　補償器の効果

補償器 R とフィルタ Q_c を以下の手順により与え，補償器の効果を考察する．Q_c は(8)式と同様に一次遅れフィルタとする．評価関数 Γ を構成する要素のゲインを

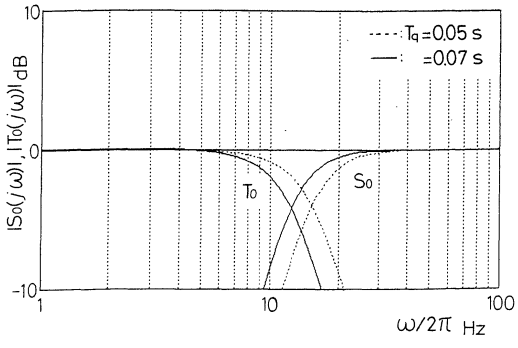


Fig. 3　Sensitivity and complementary sensitivity functions

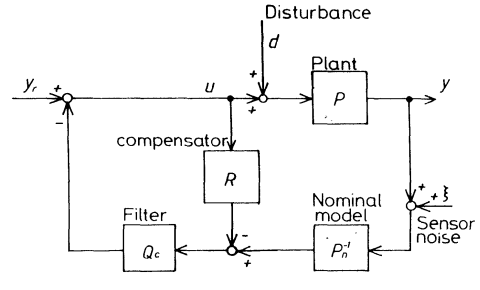


Fig. 4　Structure of improved robust control system with compensator

Fig. 5(a)に示す．$(1-Q)Q^{-1}$ は交点周波数 $1/T_q$ の1次微分要素となる．補償器の時定数を次式のように与える．

$$T_1=T_q,\quad T_2=T_{qc} \tag{16}$$

T_{qc} はフィルタ Q_c の時定数である．このとき，$(1-RQ_c)^{-1}(1-Q)Q^{-1}$ は折点周波数 $1/T_q$ の一次進み要素となる．ここで，

$$T_{qc}>T_q \tag{17}$$

とすると，評価関数 Γ は Fig. 5(b)に実線で示すようになる．また，この場合の感度関数 S_2 と相補感度関数 T_2 を計算した結果を **Fig. 6** の実線で示す．計算ではつぎの値を用いている．

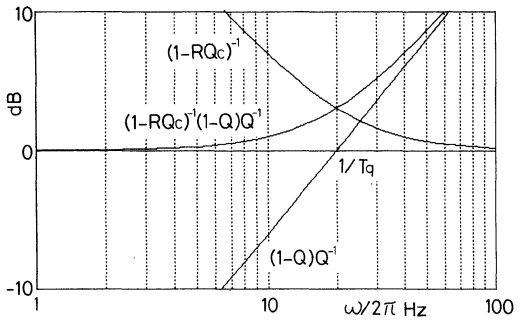
$$T_1=T_q=0.05\text{ s},\quad T_2=T_{qc}=0.07\text{ s} \tag{18}$$

補償器を挿入することにより，低周波数域で $|\Gamma|=1$ を維持したまま高周波数域において $|\Gamma|<1$ とできる．その結果，感度関数を変化させることなく相補感度関数を小さくできる．

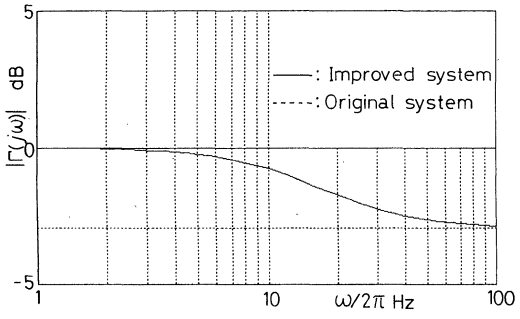
Fig. 5(b)の点線は，$R=1$ とし，Fig. 1 の制御系において $T_q=0.05$ s から $T_q=0.07$ s に変えた場合に相当する．全周波数領域において $|\Gamma|$ は一定であり，この場合，相補感度関数は小さくできるが感度関数は大きくなることがわかり，Fig. 3 の結果と一致する．

制御系の外乱やパラメータ変動に対するロバスト性を悪化させることなくロバスト安定性を改善できることが，補償器の効果である．

なお，$T_1<T_q$ とすれば，低周波数域において $|\Gamma|>1$ とすることができロバスト性も改善できるが，この場合，補償器を挿入する前の系に比べて開ループ伝達関数が大きくなり安定性が低下する．また，$T_2(=T_{qc})$ を大きくすれば，さらなるロバスト安定性の向上が期待できるが，この場合にも制御系自体の安定性が低下する．以上のように，T_1, T_2 などの選択には制御系自体の安定性の立場から制約がある．



(a) Elements of estimation function



(b) Characteristics of estimation function

Fig. 5 Effect of compensator to improve trade-off between sensitivity and complementary sensitivity functions

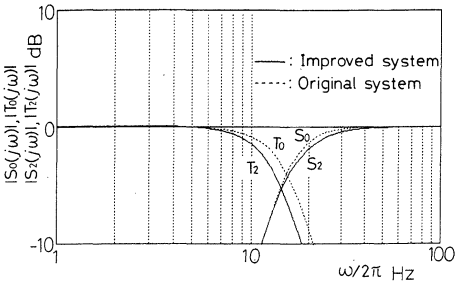


Fig. 6 Improvement of sensitivity and complementary sensitivity functions with compensator

3. 実験装置および方法

実験で用いた空気圧サーボ系の構成を **Fig. 7** に示す．片ロッド複動型ベロフラムシリンダ(内径 40 mm，ストローク 24 mm)を鉛直に設置し，ロッド先端に力センサを介して負荷荷重を加える．ピストン変位はシリンダに取り付けたポテンショメータ，発生力は力センサにより検出され，A/D 変換器をとおして制御用コンピュータへ入力される．ポテンショメータの分解能は 10.5 μm，力センサの分解能は 0.24 N である．コンピュータからの出力は弁ドライバ回路をとおして PCM(パルス符号変調)方式を用いた7ビットのディジタル制御弁[2]を駆動する．制御弁の供給圧力は $P_s=441$ kPa とする．上部シリンダ室は一定圧力 $P_0=215$ kPa とし，制御入力 u はこれに平衡するためのバイアス入力 u_0 からの変化量とする．

本制御系においては制御入力 u からピストン変位 y までをプラントと考え，その伝達関数を次式とする[5]．

$$P=\frac{Ke^{-Ls}\omega_n^2}{s(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2)} \tag{19}$$

制御入力は $-58\leqq u\leqq 69$ の整数であり，等価的に制御量と同じ次元をもつものとする．(19)式の各パラメータの同定値は，$K=8\times10^3$, $\omega_n=50$ rad/s, $\zeta=0.5$, $L=0.015$ s である．

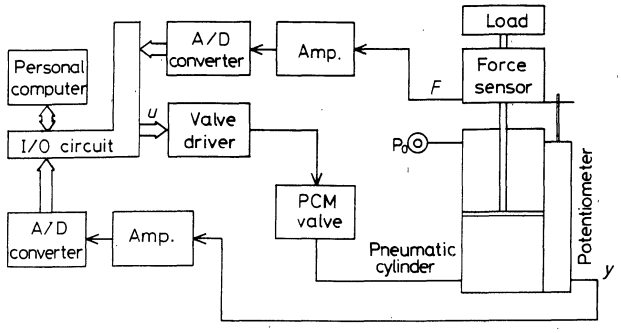


Fig. 7　Experimental pneumatic servo system

4. 実験結果および考察

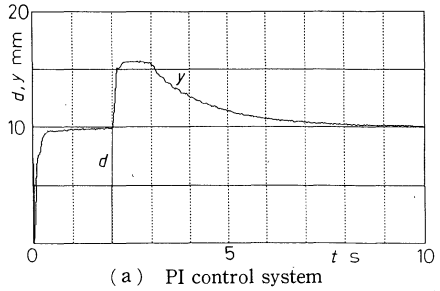
4.1 位置制御

(1)　PI 制御系との特性比較

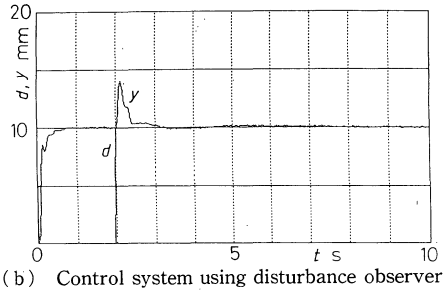
Fig. 1 に示したロバスト制御系が Fig. 2 の PI 制御系に比べてロバスト性に優れていることを実験により確認する．

目標位置 $y_r=10$ mm のステップ応答において，目標入力印加の 2 秒後にステップ状外乱 $d=10$ mm を制御入力 u に加えた結果を **Fig. 8** に示す．(a)は PI 制御系，(b)はロバスト制御系の応答である．各制御系の制御パラメータは応答が最良となるように設定したものであり，$K_p=1.5$, $K_I=1.0\,s^{-1}$ および $T_n=0.2$ s, $T_q=0.07$ s である．**Fig. 9** は同様にランプ状外乱 $d=d_0/s^2=10$ mm/s を加えた結果である．ランプ状外乱に対する定常偏差は，PI 制御系では(3.a)式より d_0/K_I，ロバスト制御系では(1)式より d_0T_q となり，実験結果はこれらとよく一致している．(10)式の関係が成立し，ロバスト制御系は PI 制御系に比べて外乱に対して低感度であり，ランプ状外乱に対して定常偏差を小さくできることが確認できる．

つぎに，プラントパラメータの変動に対するロバスト性を考察するため，シリンダロッド上に 3 kg の荷重を加えて，目標位置 $y_r=10$ mm のステップ応答を行った．その結果を **Fig. 10** に示す．PI 制御系では負荷の増加により速応性が大きく低下するが，ロバスト制御系では速応

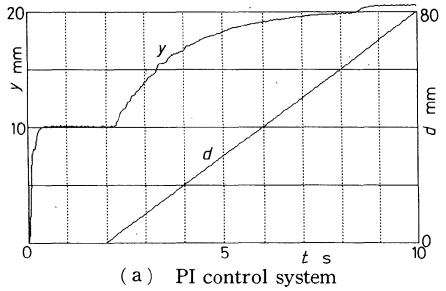


(a)　PI control system

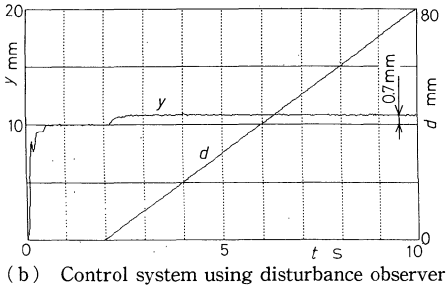


(b)　Control system using disturbance observer

Fig. 8　Influence of step disturbance

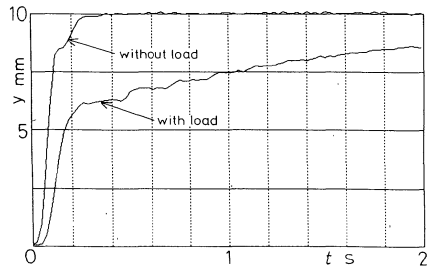


(a)　PI control system

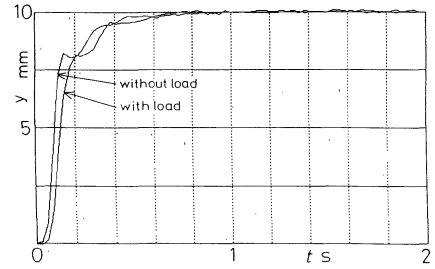


(b)　Control system using disturbance observer

Fig. 9　Influence of lamp disturbance

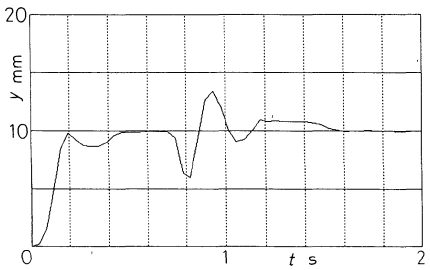


(a) PI control system

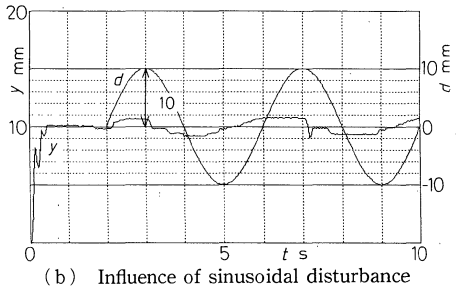


(b) Control system using disturbance observer

Fig. 10 Influence of change in load mass



(a) Influence of increase in load mass



(b) Influence of sinusoidal disturbance

Fig. 11 Control performance of system shown in Fig. 1 with $T_q=0.05$ s

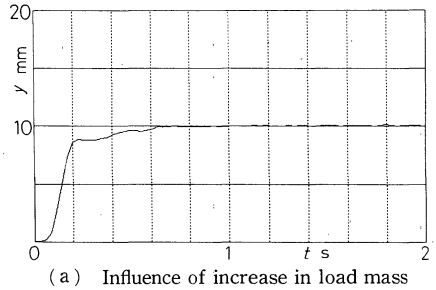
性の低下は認められない．

以上より，(10)式の関係を満足するように T_q を与えればFig. 1のロバスト制御系はPI制御系に比べて，外乱およびプラントのパラメータ変動に対してロバスト性に優れた制御系となることが確認できる．

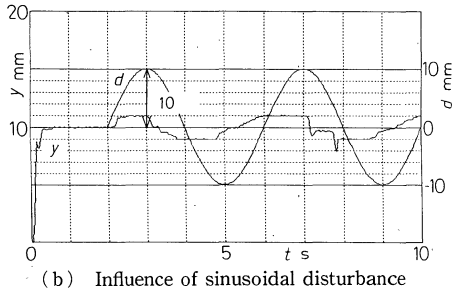
(2) 補償器の効果

Fig. 11 は，Fig. 1の制御系において $T_q=0.05$ s とした場合の $y_r=10$ mm に対するステップ応答である．(a)は3 kgの荷重を加えた場合であり，荷重増加によるパラメータ変動により応答は振動的となりロバスト安定性が不十分であることがわかる．(b)は目標入力印加の2秒後に外乱 $d=10\sin(0.5\pi t)$ mm を加えた結果である．**Fig. 12** は $T_q=0.07$ s として同様の実験を行った結果である．Fig. 3に示したように T_q を大きくすることによりロバスト安定性は向上し，Fig. 12(a)に示すように応答は安定となるが，外乱に対するロバスト性は低下する．その結果，Fig. 12(b)ではFig. 11(b)に比べて外乱により生じる誤差が幾分増大している．このように，Fig. 1の制御系において T_q の調整のみでは外乱に対する低感度化とロバスト安定化の両立に限界があることが実験からも明らかである．

これに対して，**Fig. 13** は補償器を挿入したFig. 4の制御系において $T_1=0.05$ s, $T_2=T_{qc}=0.07$ s とした場合の結果である．(a)に示すように負荷を加えた場合にも応答は安定である．また，(b)の外乱の影響はFig. 11(b)と同程度であり，外乱に対するロバスト性の低下は



(a) Influence of increase in load mass



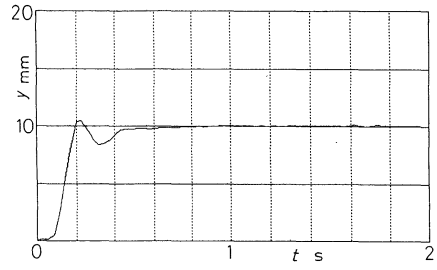
(b) Influence of sinusoidal disturbance

Fig. 12 Control performance of system shown in Fig. 1 with $T_q=0.07$ s

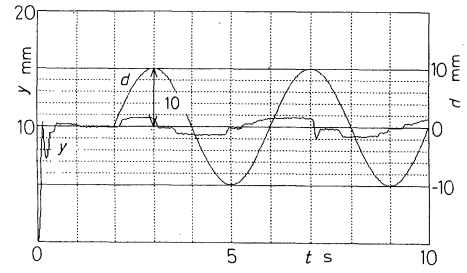
認められない．以上より，補償器を付加したFig. 4の制御系の有効性は明らかである．

(3) 位置決め精度

目標位置 $y_r=10$ mm に対して位置決めを30回繰り

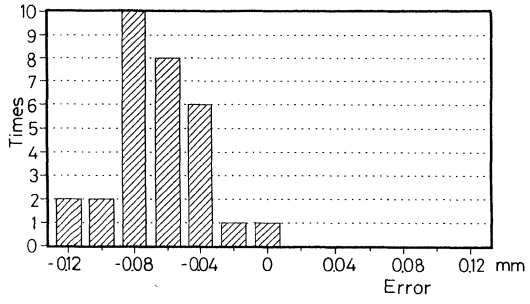


(a) Influence of increase in load mass

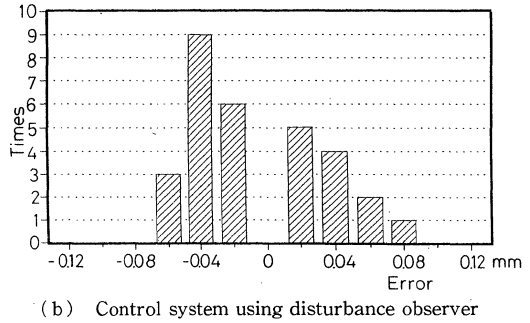


(b) Influence of sinusoidal disturbance

Fig. 13 Control performance of system shown in Fig. 4 with $T_1=0.05$ s, $T_2=T_{qc}=0.07$ s



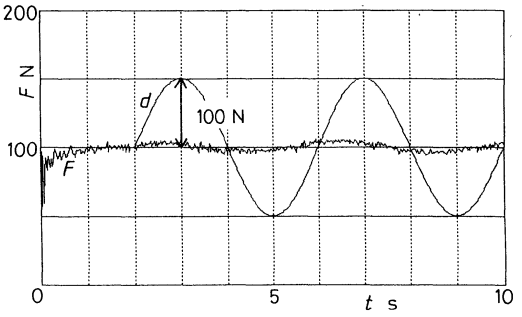
(a) PI control system



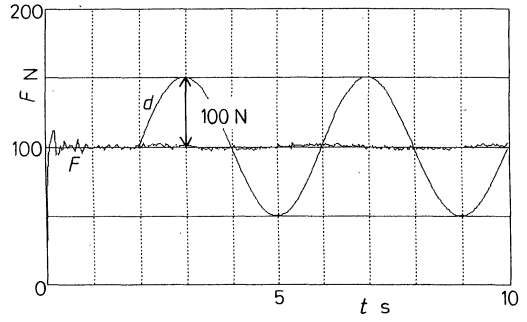
(b) Control system using disturbance observer

Fig. 14 Positioning accuracy

返したときの位置決め誤差のヒストグラムを **Fig. 14** に示す．ここでは，荷重および外乱 d を加えず，基本的な位置決め精度を調べる．(a)は Fig. 2 の PI 制御系にお



(a) PI control system



(b) Control system using disturbance observer

Fig. 15 Influence of sinusoidal disturbance on force control

いて $K_p=1.5$, $K_I=1.0\ \mathrm{s}^{-1}$ とした場合，(b)は Fig. 1 の制御系において $T_n=0.2$ s, $T_q=0.07$ s とした場合の結果である．負荷や外乱がない場合には，いずれの制御系においても位置決め誤差が目標位置の 1%前後の高精度な位置決めを行うことができる．負荷や外乱がある場合には，位置決め精度の立場からも外乱オブザーバを用いた制御系が有利であることはいうまでもない．

4.2 力制御

Fig. 1 の制御系を力制御に応用し，その外乱に対するロバスト性を Fig. 2 の PI 制御系と比較する．Fig. 7 において，シリンダのロッドを力センサを介して対象物に拘束し，力検出信号 F をフィードバック信号として用いる．**Fig. 15** は目標力 $F_r=100$ N に対するステップ応答を実施し，目標入力印加の 2 秒後に外乱 $d=100\sin(0.5\pi t)$ N を加えた結果である．(a)は PI 制御系，(b)は Fig. 1 の制御系によるものである．各制御系の制御パラメータは応答が最良となるように，$K_p=10$, $K_I=20\ \mathrm{s}^{-1}$ および $T_n=0.03$ s, $T_q=0.005$ s と設定した．Fig. 1 の制御系のほうが PI 制御系に比べて，外乱に対するロバスト性に優れている．これは(10)式を満足するように T_q を設定したためであり，前述の位置制御系と同様の議論が力制御系においても成り立つことがわかる．

5. 結　　言

空気圧サーボ系は空気の圧縮性により低剛性であり，一般に外乱やプラントのパラメータ変動に敏感である．本研究ではこの問題に対処するため，外乱オブザーバを用いた制御法を空気圧サーボに応用しその有用性を理論と実験により考察した．主な結果は以下のとおりである．

1) 各種制御系の特性比較を行うため，開ループ伝達関数を用いた評価関数を提案した．これによれば，ロバスト性やロバスト安定性の向上を目的としたパラメータ調整を合理的に行うことができる．

2) 外乱オブザーバを用いた制御系はPI制御系に比べて，外乱や負荷変動に対するロバスト性に優れ，空気圧サーボ系の位置制御や力制御に有効である．

3) 単一フィルタのパラメータ調整による感度関数と相補感度関数のトレードオフの問題を改善するため，制御入力のフィードバックループに補償器を挿入した制御系を提案した．これによれば，そのパラメータを適切に設定することにより制御系のロバスト性を悪化させることなくロバスト安定性を改善することが可能である．

4) 外乱オブザーバを用いた制御系は位置決め精度向上のために有利である．

今後，本制御系を空気圧ロボットの多点位置決めに応用するとともに，より系統的な制御系設計法について検討する予定である．

参 考 文 献

1) 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)
2) 則次，和田：マイコン制御によるPCM方式ディ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)
3) 古田，ほか：メカニカルシステム制御，104/117，オーム社(1984)
4) 梅野，堀：2自由度制御系のパラメトリゼーションに基づくロバストサーボ系の設計，電気学会論文集，**109**-11，825/832(1989)
5) 佐藤三禄監修：油空圧便覧(日本油空圧学会編)，561/562，オーム社(1989)

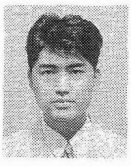
[著 者 紹 介]

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生産機械工学専攻修了．同年岡山大学工学部機械工学科助手．空気圧サーボ系を中心としたロバスト制御の研究に従事．日本機械学会，日本油空圧学会などの会員．