ロバストオブザーバを併合したサーボ系の外乱ロバスト性*

伊藤 彰 啓^{*1}, 白石 昌 武^{*2}Disturbance Robustness of the Servo Mechanism
with Robust ObserverAkihiro ITO^{*3} and Masatake SHIRAISHI^{*3} Sankyo Seiki Mfg. Co. Ltd.,
6100 Uenohara, Ina-shi, Nagano, 396-8511 Japan

In industrial applications, a servo controller with state feedback signals generally includes a PID or PI compensator. This controller shows a disturbance robustness to the coulomb friction and gravity as constant disturbances, and thus steady state errors asymptotically approach zero. When the state signals are not available, however, a differentiator is used in the control loop. On the other hand, the use of a differentiator causes phase delays and has a limitation in the control system characteristics. The use of observer basically gives a solution to this inconvenience but, at the same time, loses the disturbance robustness in the original control system. In this paper, the proposed disturbance robust observer designed in a frequency domain is simply described and the overall control characteristics are analyzed when this observer is applied to the system. It is suggested through the analysis that the disturbance response with the robust observer has a disturbance model itself in its numerator characteristics. Finally, the effectiveness of using the robust observer is confirmed by the motor positioning control system.

Key Words: Robust Control, Observer, Servo Mechanism, Positioning

は じ め に

従来より産業界の現場では古典的なサーボ制御器が多く使用されている。ロボットやメカトロニクス系に対しては、速度等の状態フィードバック信号を PID や PI 制御器に印加する図 1 の Type-A の構造が多い^{(1)~(3)}。これらの制御器は、摩擦や重力等の定値外乱に対して偏差を零にする積分機能を有するロバストな制御系である。状態信号が得られない場合は通常微分器を使用するが、実際の微分器は遅れ要素を含むため位相遅れが生じ、制御系の特性を制限する結果となる。推定器として、微分器ではなくオブザーバを使用することでこのような問題は解消される。しかしオブザーバを使用した Type-B のようなオブザーバ併合系構造とすると、元来有していた積分機能を損なうことになる。積分機能を有するオブザーバ併合系としては、これまで Type-C のようにオブザーバのフィードバック点を積分補償器の後段に持ってくる構造、補償器ごと推定する構造、あるいは補償器をフィードバックループに挿入する手法などが提案されている^{(3)~(8)}。しか

し産業界の実情としては、これまでに蓄積した経験や資産の継承という面からも実績がある Type-A のような従来構造をそのまま使用しつつ、位相遅れを生じる微分器の代わりにオブザーバを使用したい場合が多々ある。その際には Type-B 構造での外乱ロバスト性が求められる。また Type-B のオブザーバ併合系において積分機能が保持できれば、新たな制御構造の選択肢も増加するが、これまでこのような観点から実際に従来型 PID 制御器の構造にそのまま状態オブザーバを併合するような研究は見受けられなかった。

著者らは最近周波数領域でのオブザーバ設計法を新しく提案し⁽⁹⁾、その中で入力外乱にロバストな推定信号を得るオブザーバの構成法を示した。

本論文では、産業界でよく用いられる Type-A の制御構造をそのまま踏襲したオブザーバ併合の Type-B の構造においても、ロバストオブザーバを使用することで外乱ロバストなサーボ制御系を構成できることを示す。従来はオブザーバを用いることで制御構造上の制約を受けたが、本研究ではそのような制約はなくなる。その結果、PI 制御等の古典的なサーボ制御器に対しても、従来構造をそのまま保ちつつ微分器の代わりにオブザーバによる状態推定信号を使用することが可能となる。

* 原稿受付 2003 年 11 月 17 日。

^{*1} 正員、(株)三協精機製作所(☎396-8511 伊那市上の原 6100)。^{*2} 正員、茨城大学工学部(☎316-8511 日立市中成沢町 4-12-1)。

E-mail: akihiro.ito@sankyoseiki.co.jp

Fig. 1 Three-type control structures

本提案法をメカトロニクスシステムの代表である同期モータの位置決め制御系に適用し、低次元オブザーバを併合した Type-B の構造では積分機能が失われるが、ロバストオブザーバを併合した Type-B の構造では積分機能が保持されることを実証確認したので、以下に報告する。

1. 制御対象の記述

制御対象を式 (1) のような伝達関数で表わす。

$$y(s) = \frac{r(s)}{p(s)}(u(s) + d(s)) \quad (1)$$

ここに s はラプラス演算子を表す。 $y(s)$ は出力、 $u(s)$ は制御入力、 $d(s)$ は外乱入力である。式 (1) の伝達関数は厳密にプロパーで、分母多項式 $p(s)$ は n 次モニック、分子多項式 $r(s)$ はたかだか $n-1$ 次である。 $p(s)$ と $r(s)$ は互いに素であり、観測対象は可制御かつ可観測とする。また出力を除いた $n-1$ 次元の独立な状態 $\mathbf{x}(t)$ は、 s 領域で

$$\mathbf{x}(s) = \frac{\mathbf{a}(s)}{p(s)}(u(s) + d(s)) \quad (2)$$

と表わすことができる。ここでベクトル $\mathbf{a}(s)$ はたかだか $n-1$ 次の多項式 $a_i(s)$ ($i = 1, \dots, n-1$) で構成される。出力を除いた状態フィードバックは、フィードバックゲイン $\mathbf{f}$ を用いて

$$w(s) = \mathbf{f}^T \mathbf{x}(s) \quad (3)$$

のような線形関数として表すことができる⁽⁹⁾。

次に、システムに印加される外乱 $d(s)$ がラプラス変換形で

$$d(s) = \frac{d_n(s)}{d_d(s)} \quad (4)$$

のように n_d 次モニックな分母多項式 $d_d(s)$ と、たかだか n_d 次の分子多項式 $d_n(s)$ とで表される場合を考える。このような外乱としては、例えば下記のような多項式外乱が考えられる。

$$d(t) = d_0 + d_1 t + \dots + d_{n_d-1} t^{n_d-1} \quad (5)$$

これは実際の外乱モデルとしても妥当であり、ラプラス変換すると

$$d(s) = \frac{d_0}{s} + \frac{d_1}{s^2} + \dots + \frac{d_{n_d-1}}{s^{n_d}} \quad (6)$$

となる。ここで $n_d = 1$ とすると一般的な重力や摩擦を考慮したステップ状外乱となる。

2. 状態フィードバックによるサーボ制御系

まず、図 1 の Type-A のような状態フィードバックによる従来型のサーボ制御器を考える。前置補償器 $C(s)$ は

$$C(s) = \frac{c_n(s)}{c_d(s)}, \quad c_d(s) = d_d(s) \quad (7)$$

のように設定する。ここに $c_d(s)$ は外乱 $d(s)$ の分母多項式とし、 $c_n(s)$ は分母次数に合わせた安定多項式で、 $C(s)$ はプロパーとする。規範指令入力を $v(s)$ とすると、制御入力 $u(s)$ は図 1 の Type-A より前置補償器 $C(s)$ の出力であるため

$$\begin{aligned} u(s) &= C(s)[g\{v(s) - y(s)\} - w(s)] \\ &= C(s)\{gv(s) - gy(s) - w(s)\} \end{aligned} \quad (8)$$

で、 g は比例ゲインである。例えば速度制御ループに PI 又は PID 制御器を使用し、その外側に比例制御で位置制御ループを構成した P-PI 制御は式 (8) で表されるタイプの制御器であり、メカトロニクスシステムでのモータ制御等に使用されることが多い^{(1) (3)}。

さてこの場合の指令応答特性、つまり $v(s)$ から $y(s)$ にいたる特性を解析するため、 $d(s) = 0$ とする。式 (2)、(3) を式 (8) に代入すると

$$\begin{aligned} u(s) &= \frac{gc_n(s)}{c_d(s)}v(s) - \frac{c_n(s)}{c_d(s)}\frac{\mathbf{f}^T \mathbf{a}(s)}{p(s)}u(s) \\ &\quad - \frac{gc_n(s)}{c_d(s)}y(s) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\therefore u(s) = \frac{gc_n(s)p(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)\mathbf{f}^T \mathbf{a}(s)} \times (v(s) - y(s)) \quad (10)$$

これを式 (1) に代入し、

$$y(s) = \frac{gr(s)c_n(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)} \times (v(s) - y(s)) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \therefore (1 + \frac{gr(s)c_n(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)})y(s) \\ = \frac{gr(s)c_n(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)}v(s) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \therefore y(s) = \frac{gr(s)c_n(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)(f^T a(s) + gr(s))}v(s) \\ = \frac{gr(s)c_n(s)}{m(s)}v(s) \end{aligned} \quad (13)$$

となる。ここに $m(s)$ は

$$m(s) = c_d(s)p(s) + c_n(s)(f^T a(s) + gr(s)) \quad (14)$$

である。制御系の特性多項式 $m(s)$ が安定になるように、またできるだけ望ましい応答特性を持つように g , f と $c_n(s)$ を調整かつ設定することになる。

次に外乱 $d(s)$ の影響を調べる。 $d(s)$ から $y(s)$ にいたる特性を解析するため、今度は規範入力 $v(s) = 0$ とする。式 (2), (3) を式 (8) に代入すると

$$\begin{aligned} u(s) = -\frac{c_n(s)f^T a(s)}{c_d(s)p(s)}u(s) - \frac{c_n(s)f^T a(s)}{c_d(s)p(s)}d(s) \\ - \frac{gc_n(s)}{c_d(s)}y(s) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} = \frac{c_d(s)p(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)} \\ \times \frac{c_n(s)}{c_d(s)}(-\frac{f^T a(s)}{p(s)}d(s) - gy(s)) \end{aligned} \quad (16)$$

これを式 (1) に代入し、

$$\begin{aligned} y(s) = \frac{r(s)}{p(s)}d(s) \\ - \frac{r(s)}{p(s)} \times \frac{p(s)c_n(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)} \\ \times (\frac{f^T a(s)}{p(s)}d(s) + gy(s)) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \therefore (1 + \frac{gr(s)c_n(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)})y(s) = \frac{r(s)}{p(s)} \\ \times (1 - \frac{c_n(s)f^T a(s)}{c_d(s)p(s) + c_n(s)f^T a(s)})d(s) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \therefore y(s) = \frac{c_d(s)p(s)(r(s)/p(s))}{c_d(s)p(s) + c_n(s)(f^T a(s) + gr(s))}d(s) \\ = \frac{r(s)c_d(s)}{m(s)}d(s) \end{aligned} \quad (19)$$

となる。式 (19) の分母多項式は式 (14) の指令応答の特性多項式 $m(s)$ と等しいので、安定となるように選ばれる。また式 (7) から $c_d(s) = d_d(s)$ であり、し

たがって式 (19) に式 (4) の入力外乱 $d(s)$ を代入すると $d_d(s)$ がキャンセルされ、結局最終値の定理から、外乱による出力への影響である式 (19) は漸近的に 0 に収束する。

3. オブザーバの周波数領域表現

状態を直接観測できない場合はオブザーバを使用することになる。ここではオブザーバを使用した場合の制御系の特性を解析しやすいように、まずオブザーバの周波数領域表現を与える。状態フィードバック信号となる式 (3) の線形関数 $w(s)$ を推定する周波数領域でのオブザーバ構成は、前報でも述べたように 3 ステップで行われる⁽⁹⁾。つまり、 m 次の任意モニック安定な特性多項式 $q(s)$ として

$$q(s) = s^m + q_{m-1}s^{m-1} + \dots + q_1s + q_0 \quad (20)$$

を選び、推定値 $\hat{w}(s)$ のオブザーバを式 (21) のように構成する方法である。

$$\hat{w}(s) = \frac{k(s)}{q(s)}u(s) + \frac{h(s)}{q(s)}y(s) \quad (21)$$

このとき、 m 次の多項式 $h(s)$ と、 $m-1$ 次の多項式 $k(s)$ を、式 (22) のような多項式行列方程式 (diophantine equation) を満たすように決定する。

$$k(s)p(s) + h(s)r(s) = q(s)f^T a(s) \quad (22)$$

ここで式 (21) が信号 $w(s)$ を推定するオブザーバであることを示す。オブザーバの推定誤差 $e(s) = w(s) - \hat{w}(s)$ に、式 (2), (3), (21), (22) を代入し整理すると、

$$\begin{aligned} e(s) &= w(s) - \hat{w}(s) \\ &= \frac{f^T a(s)}{p(s)}(u(s) + d(s)) \\ &\quad - \frac{k(s)}{q(s)}u(s) - \frac{h(s)}{q(s)}y(s) \\ &= \frac{q(s)f^T a(s)}{q(s)p(s)}u(s) - \frac{k(s)p(s) + h(s)r(s)}{q(s)p(s)}u(s) \\ &\quad + \frac{q(s)f^T a(s) - h(s)r(s)}{q(s)p(s)}d(s) \\ &= \frac{k(s)}{q(s)}d(s) \end{aligned} \quad (23)$$

となる。ここで、 $q(s)$ は安定に選んであるので誤差システムは安定となり、観測システムに有界な入力外乱 $d(s)$ が印加された場合でも、推定誤差 $e(s)$ は有界となる。また外乱 $d(s) \rightarrow 0$ の場合は推定誤差も漸的に 0 に収束する。したがって、式 (21) は信号 $w(s)$ を推定するオブザーバである。Type-A と Type-B の制御系をこのオブザーバ表現を用いてまとめたブロック線図を図 2 に示す。

Fig. 2 Control structures of Type-A and Type-B

4. オブザーバ併合系による前置補償器の機能喪失

状態を直接フィードバックする図2のType-Aの場合は、前置補償器 $C(s)$ が外乱 $d(s)$ の影響を減じる働きをする。しかし図2のType-Bのようなオブザーバフィードバックの場合は、前置補償器におけるこの機能が失われる。ここでは、改めてこの問題を解析し機能喪失の原因を明確にする。

図2のType-Bの制御器は、式(8)の代わりにオブザーバによる推定値 $\tilde{w}(s)$ を用いて、

$$\begin{aligned} u(s) &= C(s)(gv(s) - \tilde{w}(s) - gy(s)) \\ &= \frac{c_n(s)}{c_d(s)}(gv(s) - \frac{k(s)}{q(s)}u(s) \\ &\quad - \frac{h(s)}{q(s)}y(s) - gy(s)) \end{aligned} \quad (24)$$

となる。まず指令応答特性を解析するため外乱 $d(s) = 0$ とする。式(24)の制御器は、

$$\begin{aligned} u(s) &= \frac{gc_n(s)}{c_d(s)}v(s) - \frac{c_n(s)}{c_d(s)}\frac{k(s)}{q(s)}u(s) \\ &\quad - \frac{c_n(s)}{c_d(s)}\frac{h(s)}{q(s)}y(s) - \frac{gc_n(s)}{c_d(s)}y(s) \quad (25) \\ &= \frac{c_n(s)q(s)}{c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)} \\ &\quad \times (gv(s) - \frac{h(s) + gq(s)}{q(s)}y(s)) \quad (26) \end{aligned}$$

これを式(1)に代入し、

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{r(s)}{p(s)} \times \frac{q(s)c_n(s)}{c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)} \\ &\quad \times (gv(s) - \frac{h(s) + gq(s)}{q(s)}y(s)) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \therefore (1 + \frac{gr(s)c_n(s)(h(s) + gq(s))}{p(s)c_d(s)q(s) + p(s)c_n(s)k(s)})y(s) \\ = \frac{gr(s)q(s)c_n(s)}{p(s)c_d(s)q(s) + p(s)c_n(s)k(s)} \times v(s) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \therefore y(s) &= ((gr(s)q(s)c_n(s))/ \\ &\quad (p(s)c_d(s)q(s) + c_n(s)(p(s)k(s) + r(s)h(s)) \\ &\quad + gr(s)c_n(s)q(s))) \times v(s) \\ &= \frac{gr(s)c_n(s)}{p(s)c_d(s) + c_n(s)(f^T a(s) + gr(s))}v(s) \\ &= \frac{gr(s)c_n(s)}{m(s)}v(s) \end{aligned} \quad (29)$$

となり、状態を直接フィードバックした図2のType-Aの場合(式13)と同じになる。

次に外乱 $d(s)$ の影響を調べるため規範入力 $v(s) = 0$ とする。式(24)の制御器は、

$$\begin{aligned} u(s) &= -\frac{c_n(s)}{c_d(s)}\frac{k(s)}{q(s)}u(s) - \frac{c_n(s)}{c_d(s)}\frac{h(s)}{q(s)}y(s) \\ &\quad - \frac{gc_n(s)}{c_d(s)}y(s) \quad (30) \\ &= -\frac{c_n(s)q(s)}{c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)} \\ &\quad \times \frac{h(s) + gq(s)}{q(s)}y(s) \end{aligned} \quad (31)$$

これを式(1)に代入し、

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{r(s)}{p(s)}d(s) - \frac{r(s)}{p(s)} \\ &\quad \times \frac{c_n(s)(h(s) + gq(s))}{c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)}y(s) \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \therefore (1 + \frac{r(s)}{p(s)}\frac{c_n(s)(h(s) + gq(s))}{c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)})y(s) \\ = \frac{r(s)}{p(s)}d(s) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \therefore y(s) &= ((p(s)(c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)))/ \\ &\quad (p(s)(c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)) \\ &\quad + r(s)c_n(s)(h(s) + gq(s)))) \times \frac{r(s)}{p(s)}d(s) \\ &= ((r(s)(c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)))/ \\ &\quad (p(s)c_d(s)q(s) + c_n(s)(p(s)k(s) \\ &\quad + r(s)h(s) + gr(s)c_n(s)q(s)))) \times d(s) \\ &= ((r(s)(c_d(s)q(s) + c_n(s)k(s)))/ \\ &\quad (q(s)(p(s)c_d(s) + c_n(s)f^T a(s) \\ &\quad + gr(s)c_n(s))) \times d(s) \\ &= \frac{r(s)c_d(s)}{p(s)c_d(s) + c_n(s)f^T a(s) + gr(s)c_n(s)}d(s) \\ &\quad + ((r(s)c_n(s)k(s))/ \\ &\quad (q(s)(p(s)c_d(s) + c_n(s)f^T a(s) \\ &\quad + gr(s)c_n(s)))) \times d(s) \\ &= \frac{r(s)c_d(s)}{m(s)}d(s) + \frac{r(s)c_n(s)k(s)}{q(s)m(s)}d(s) \end{aligned} \quad (34)$$

となる。式(34)の第1項は、状態を直接フィードバックした場合と同一であるので漸近的に0に収束する。

しかし、オブザーバの影響が第2項に残り、定常的な入力外乱 $d(s)$ の影響を減じることができない。このためオブザーバを併合した Type-B の制御系では、指令応答特性は保たれるが元々補償器 $C(s)$ が持っていた外乱補償機能が失われることになる。

5. ロバストオブザーバによる前置補償器の機能回復

入力外乱にロバストなオブザーバでは、式 (21) の $k(s)$ の因子に入力外乱 $d(s)$ の特性因子を含ませることで、その入力外乱の影響を抑制できる⁽⁹⁾。

$$\begin{aligned} k(s) &= \bar{k}(s)d_d(s) \\ &= (\bar{k}_{m-n_d-1}s^{m-n_d-1} + \dots + \bar{k}_0)d_d(s) \end{aligned} \quad (35)$$

とすると、式 (23) より状態推定誤差 $e(s)$ は

$$\begin{aligned} e(s) &= \frac{k(s)}{q(s)}d(s) \\ &= \frac{\bar{k}(s)d_d(s)}{q(s)}d(s) \end{aligned} \quad (36)$$

となり、最終値の定理から

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} se(s) &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s\bar{k}(s)d_d(s)}{q(s)} \frac{d_n(s)}{d_d(s)} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (37)$$

となって、推定値に対する外乱の影響が漸近的に 0 に収束する。なおこの場合のロバストオブザーバの構成条件は、文献⁽⁹⁾より

$$m \geq n_d + n - 1 \quad (38)$$

$$m \geq n_d + 1 \quad (39)$$

である。

さて、オブザーバを使用した Type-B 構造における外乱の影響は、式 (40) で表されるが

$$y(s) = \frac{r(s)c_d(s)}{m(s)}d(s) + \frac{r(s)c_n(s)k(s)}{q(s)m(s)}d(s) \quad (40)$$

通常の低次元オブザーバや同次元オブザーバの場合は、上述したとおり第2項目が残るため、外乱補償機能が失われる。これは従来のオブザーバでは、外乱を含んだ入力信号ではなく外乱を含まない入力信号を使用するため、外乱 $d(s)$ の信号が直接補償器に流れ込まないためである (図 2)。したがって、外乱 $d(s)$ の信号モデルをオブザーバに組み込むことによってこの問題を解決することを考える。ここで上述のロバストオブザーバでは推定信号に対するロバスト性を付加するために式 (35) のようにオブザーバの分子多

項式 $k(s)$ に外乱モデル $d_d(s)$ を組み込んでいる。これを式 (40) の外乱特性に代入すると

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{r(s)c_d(s)}{m(s)} \frac{d_n(s)}{d_d(s)} + \frac{r(s)c_n(s)\bar{k}(s)d_d(s)}{q(s)m(s)} \frac{d_n(s)}{d_d(s)} \\ &= \frac{r(s)d_n(s)}{m(s)} + \frac{r(s)c_n(s)\bar{k}(s)d_n(s)}{q(s)m(s)} \end{aligned} \quad (41)$$

となり、最終値の定理より

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} sy(s) &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{sr(s)d_n(s)}{m(s)} + \frac{sr(s)c_n(s)\bar{k}(s)d_n(s)}{q(s)m(s)} \right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (42)$$

となって、式 (40) の第1項目は補償器 $C(s)$ の外乱補償機能によって第2項目はロバストオブザーバの外乱補償機能によって各々外乱の影響は漸近的に 0 に収束する。つまり、オブザーバを使用しない場合の外乱の影響は、式 (19) のように式 (40) の第1項目のみであり、補償器 $C(s)$ の外乱補償機能でその影響を除去でき、オブザーバを使用することで、式 (40) の第2項目の影響が現れるため外乱補償機能が喪失されるが、ロバストオブザーバを使用することで、その第2項目の影響を除去することができるため、図 2 の Type-B のようなオブザーバ併合系の場合も、外乱補償機能を回復・保持することができるようになる。

6. 実験

ロバストオブザーバを併合したサーボ制御系を同期モータの位置制御に適用し、外乱ロバスト性が保持されることを実証する。実験装置の概要を図 3 に示す。実験に使用したのは最大 $1Nm$ 、 $4rps$ 程度の試作した小型モータである。位置検出はロータリエンコーダで、分解能は $5.625 \times 10^{-3} \text{deg/div}$ である。モータの無負荷時パラメータを、入出力データから最小自乗法によりシステム同定した結果は以下の通りである。

$$p(s) = s^2 + 23s$$

$$r(s) = 137472.0$$

この場合のステップ状外乱に対応した制御系を構成し、オブザーバにより速度信号を推定する。 $n = 2$ 、 $n_d = 1$ であるから、ロバストオブザーバの次数を $m = 2(\geq 2)$ とする。オブザーバの特性多項式を

$$q(s) = s^2 + 1200s + 360000$$

とすると、式 (22) で

$$k(s) = 137472.0s$$

$$h(s) = 1177s^2 + 360000s$$

Fig. 3 Experimental system

Fig. 4 Error of motor positioning control

となる。前置補償器はステップ状外乱モデルを含めて

$$C(s) = \frac{s + 250}{s}$$

とする。以上の制御器をサンプリング周期 0.25ms で離散化して MPU に実装してモータを駆動した。

図4は、従来の低次元オブザーバを使用した場合、そして提案したロバストオブザーバを使用した場合の各々について、位置決め制御における位置偏差をプロットした結果である。オブザーバを使用しない場合についても参考に載せてある。モータ制御の場合は軸受けの摩擦力が働いたため、低次元オブザーバを使用した場合はこの影響により定常偏差を生じている。一方ロバストオブザーバを使用した場合は、オブザーバを使用しない場合と同様定常偏差は0に収束しており外乱補償機能が保持されることが確認できた。

おわりに

メカトロニクスシステムで用いられる図1に示した Type-A の制御構造の外乱応答特性には、外乱モデルでもある補償器の分母特性多項式が含まれているため、外乱の影響が減じられる。一方、この構造をその

まま踏襲してオブザーバを併合した Type-B の制御構造の外乱応答特性には、補償器の分母特性多項式のみならずオブザーバの分子多項式をも含んでいる。このため補償器の機能だけでは外乱を補償しきれず、サーボ制御系全体の外乱補償機能が不完全となる。これに対し著者らが提案した周波数領域での外乱ロバストなオブザーバでは、その分子多項式部分に外乱モデルを含む構造となっている。つまりロバストオブザーバを Type-B 構造のサーボ制御系に適用することで、外乱応答特性に含まれるオブザーバの分子特性にも外乱モデルを持つことになり、外乱の影響を減じることができるようになる。その検証のため、実際にメカトロニクスシステムの代表である同期モータの位置決め制御系に本方式を適用した。従来の低次元オブザーバを使用した場合との比較実験を行い、ロバストオブザーバによって外乱ロバスト機能が回復することを確認した。本方式により、従来の Type-A 構造において微分器の代わりにオブザーバを使用することができるようになり、制御系構成の幅が広がった。特に産業界の現場で、蓄積された経験や資産を生かしつつ短期間に性能アップをはかる場合に有効と思われる。

また、本提案のロバストオブザーバを併合した制御系の性能については、オブザーバを使用しない場合など他の手法と種々の使用条件下で比較することも興味あるテーマであり、今後の研究課題としたい。

参考文献

- (1) 加来靖彦：サーボ技術の現状，機械設計臨時増刊，日刊工業新聞社，Vol.35, No.8, (1991), pp.30-36.
- (2) 二見茂：機構振動を考慮した位置制御系のPIとI-P速度制御の比較，精密工学会誌，Vol.54, No.8, (1988), pp.1469-1474.
- (3) 伊藤彰啓，白石昌武：メカトロ機器におけるロバスト制御の動向とその簡易設計例，精密工学会誌，Vol.66, No.5, (2000), pp.811-815.
- (4) E.J.Davison：The Robust Control of a Servomechanism Problem for Linear Time-Invariant Systems，IEEE Trans., AC-21-1, (1976), pp.25-34.
- (5) 愛田一雄，北森俊行：感度を考慮した最適ロバストサーボ系の設計，計測自動制御学会論文集，Vol.27, No.6, (1991), pp.647-654.
- (6) 藤崎泰正，安田一則，平井一正：2自由度ロバストサーボ系の制御構造，計測自動制御学会論文集，Vol.30, No.11, (1994), pp.1334-1340.
- (7) 白石昌武：入門現代制御理論，日刊工業新聞社，(1995).
- (8) A.Ito, M.Shiraishi：Robust Decoupling Control for Articulated Robot, JSME International J., Series C, Vol.40, No.1, (1997), pp.89-96.
- (9) 伊藤彰啓，白石昌武：オブザーバの新しい設計法－周波数領域による方法－，精密工学会誌，Vol.67, No.5, (2001), pp.781-785.