

等価入力外乱推定による外乱除去性能の向上

余 錦華*・大山 恭弘*
小林 裕之*・忻 欣**

Improvement of Disturbance Rejection Performance by Equivalent Input Disturbance Estimation

Jin-Hua SHE*, Yasuhiro OHYAMA*,
Hiroyuki KOBAYASHI* and Xin XIN**

This paper presents a new method of improving the disturbance rejection performance of a servo system by estimating an equivalent input disturbance. First, the concept of equivalent input disturbance is defined. Next, the configuration of an improved servo system employing the new disturbance estimation method is described. Then, a method of designing a control law employing the disturbance estimate is explained. Finally, the positioning control of a two-finger robot hand is used to demonstrate the validity of the method.

Key Words: disturbance estimation, disturbance rejection, equivalent input disturbance, servo system, perfect regulation

1. はじめに

近年, 制御系の制御性能を高めるために, 外乱を推定する手法が数多く提案されている^{1)~7)}。しかし, 提案手法のほとんどは出力の微分値を必要としている。一方, 1)~4) は出力の微分値が必要ではないが, 1), 2) は未知入力外乱にランク条件を課し, 3) は外乱の最大値に関する情報が必要であり, 4) は制御対象の逆モデルが外乱推定に直接用いられていた。これらの問題点を解決するために, 8) は外乱曲率モデルに基づく手法を提案した。この手法は出力の微分値を必要としないだけでなく, 不安定なゼロ・極消去を引き起こす恐れのある制御対象の逆モデルも直接に用いていない。しかし, 外乱推定に制御対象の状態が必要であった。

外乱抑制問題においては, 制御入力を用いて外乱を抑制しなければならないため, 外乱そのものを推定するよりは, 制御入力チャンネルにおいて, 出力に同じ効果をもたらす等価的な入力信号(本論文ではこれを等価入力外乱とよぶ)を推定することが望ましいと考えられる。

本論文では, まず, 等価入力外乱を定義し, 次に, 制御対象の出力を用いた外乱推定の新しい手法を提案する。そのう

* 東京工科大学バイオニクス学部 東京都八王子市片倉町 1404-1

** 岡山県立大学情報工学部 岡山県総社市窪木 111

* School of Bionics, Tokyo University of Technology, 1404-1 Katakura, Hachioji, Tokyo

** Faculty of Computer Science and System Engineering, Okayama Prefectural University, 111 Kuboki, Soja, Okayama

(Received November 1, 2004)

(Revised November 1, 2004)

えて, その推定値を融合した新しいサーボ系を構築し, 外乱除去性能の向上を図る。

2. 新しいサーボ系

本章では, 等価入力外乱を定義し, その存在性を示した後, 等価入力外乱の推定器を従来のサーボ系に挿入し, 新しいサーボ系を構築する。

2.1 等価入力外乱

Fig. 1 に示す以下のような線形時不変な制御対象を考える。

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) + B_d d(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1)$$

上式において, $A \in \mathcal{R}^{n \times n}$, $B \in \mathcal{R}^{n \times n_u}$, $B_d \in \mathcal{R}^{n \times n_d}$, $C \in \mathcal{R}^{n_y \times n}$ とする。

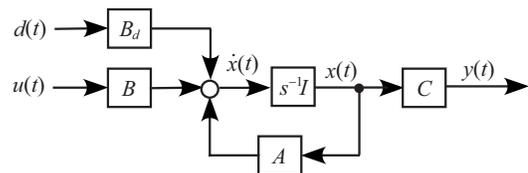


Fig. 1 Plant.

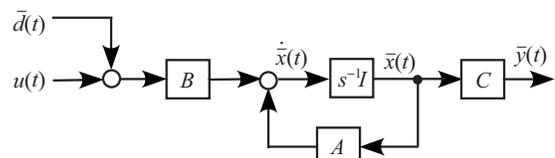


Fig. 2 Plant with an equivalent input disturbance.

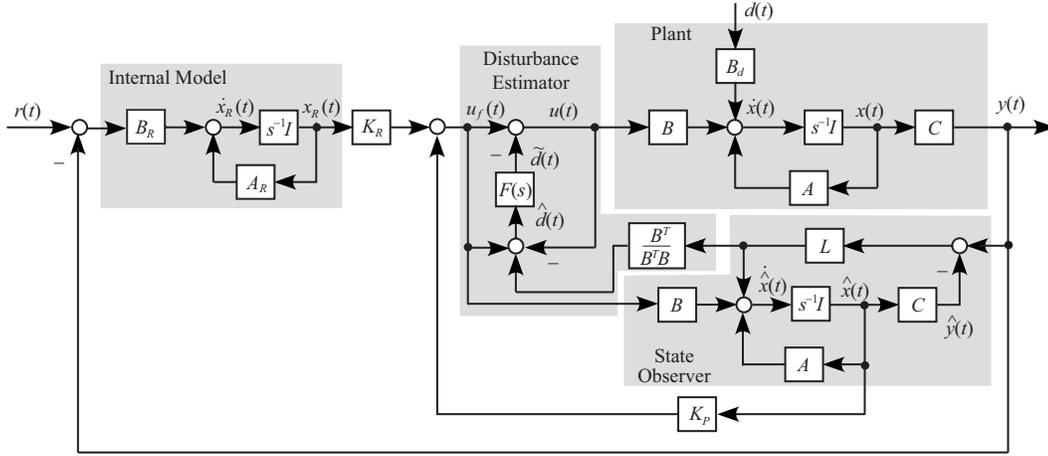


Fig. 3 Configuration of improved servo system.

この制御対象に関して、以下の標準的な仮定をおいておく。
 [仮定 1] (A, B) は可制御であり、 (C, A) は可観測である。

本論文では 1 入力 1 出力 (SISO) の場合、すなわち、 $n_u = 1$ と $n_y = 1$ の場合だけ考える。外乱は制御入力と違うチャンネルから印加される可能性があるため、 B と B_d の値および次元は違うこともあり、特に、外乱の入力チャンネルは 1 以上になる可能性もある。一方、外乱は制御入力チャンネルより印加される (Fig. 2) とすると、制御対象は以下となる。

$$\begin{cases} \frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + Bu(t) + B\bar{d}(t) \\ \bar{y}(t) = C\bar{x}(t) \end{cases} \quad (2)$$

したがって、等価入力外乱を以下のように定義する。

【定義】 制御入力 $u(t) = 0$ 、状態 $x(\pm\infty) = 0$ とする。外乱 $d(t)$ に対する制御対象 (1) の出力を $y(t)$ とし、外乱 $\bar{d}(t)$ に対する制御対象 (2) の出力を $\bar{y}(t)$ とする。すべての $t \geq 0$ に対して、 $\bar{y}(t) = y(t)$ が成り立つならば、 $\bar{d}(t)$ は $d(t)$ の等価入力外乱と呼ぶ。

もし、外乱 $d(t)$ により生じる出力が $y(t) \in L_1 \cap L_\infty$ となるならば、stable inversion^{9),10)} という概念に基づいて、制御入力チャンネルにおける等価入力外乱 $\bar{d}(t) \in L_1 \cap L_\infty$ が構築できることが知られており、以下の補題を得る。

【補題 1】 制御対象 (1) に印加される外乱 $d(t)$ により生じる出力が $L_1 \cap L_\infty$ に属す場合、その等価入力外乱 $\bar{d}(t) \in L_1 \cap L_\infty$ は必ず存在する。

2.2 等価入力外乱の推定

本論文で提案する新しいサーボ系の構成を Fig. 3 に示す。このシステム構成は、従来のサーボ系 (内部モデル、状態オブザーバおよび状態フィードバック) と等価入力外乱を推定する外乱推定器とを融合したものと考えられる。このシステムにおいて、 K_R と K_P は状態フィードバックゲイン、 L はオブザーバゲイン、 $F(s)$ は外乱推定の周波数範囲を選定するローパスフィルタである。

以下では等価入力外乱を持つ制御対象 (2) を対象に議論を

展開する。Fig. 3 において、状態オブザーバに関して、

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + Bu_f(t) + LC[x(t) - \hat{x}(t)] \quad (3)$$

が成り立つ。また、制御対象 (2) の状態 $\bar{x}(t)$ および等価入力外乱の真値 $\bar{d}(t)$ について、

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + B[u(t) + \bar{d}(t)] \quad (4)$$

が成り立つ。ここで、

$$\bar{x}(t) = \hat{x}(t) - x_e(t) \quad (5)$$

と分解し、それを式 (4) に代入して整理すると

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + \left\{ B\bar{d}(t) + \left[\frac{dx_e(t)}{dt} - Ax_e(t) \right] \right\} \quad (6)$$

を得る。一方、逆システムの実現アルゴリズム¹¹⁾ より状態 $x_e(t)$ を生成する制御入力 $\Delta d(t)$ は存在し、以下を満たす。

$$\frac{dx_e(t)}{dt} = Ax_e(t) + B\Delta d(t) \quad (7)$$

上式を式 (6) に代入し、等価入力外乱の推定値を

$$\hat{d}(t) = \bar{d}(t) + \Delta d(t) \quad (8)$$

として整理すると、

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B[u(t) + \hat{d}(t)] \quad (9)$$

を得る。式 (8) と (9) は、等価入力外乱をもつ制御対象の状態を常にオブザーバの状態と同じく、 $\hat{x}(t)$ とした場合、実状態との差は等価入力外乱の推定誤差に帰着できることを意味する。

$B^T B \neq 0$ 、式 (3) と (9) より

$$\hat{d}(t) = \frac{B^T}{B^T B} LC[x(t) - \hat{x}(t)] + u_f(t) - u(t) \quad (10)$$

が得られる。さらに、 $\hat{d}(t)$ をローパスフィルタ $F(s)$ に通す。ここで、 $F(s)$ は外乱推定の周波数帯域を選定する働きを持つ。したがって、最終的に得られた等価入力外乱の推定値 $\tilde{d}(t)$ は

$$\tilde{D}(s) = F(s)\hat{D}(s) \quad (11)$$

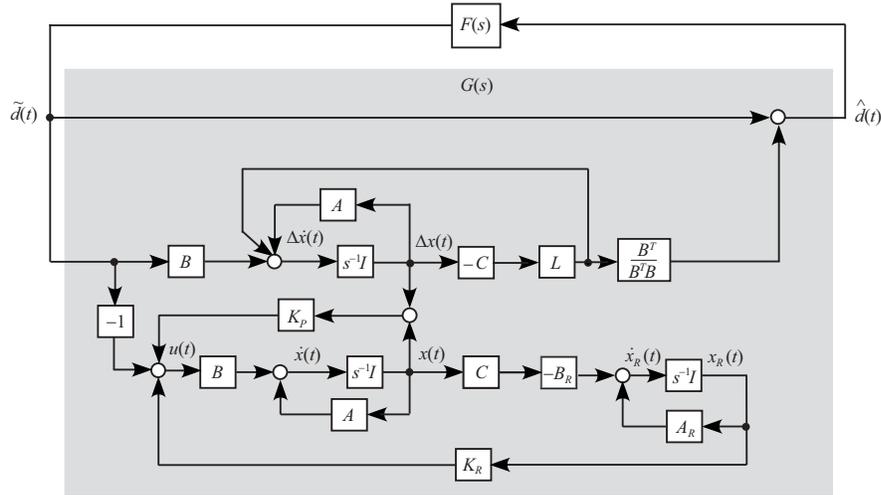


Fig. 4 Block diagram for design of low-pass filter and state observer.

により与えられる。ただし、ここで、 $\tilde{D}(s)$ と $\hat{D}(s)$ はそれぞれ信号 $\tilde{d}(t)$ と $\hat{d}(t)$ のラプラス変換である。

備考：等価入力外乱を推定するので、得られた等価入力外乱の印加チャンネルは、実際の外乱の印加チャンネルとは違う。そのため、一般的に同一次元オブザーバを用いる必要がある。また、外乱が存在する場合、その影響により推定された等価入力外乱をもつ制御対象の状態は実際の制御対象の状態とは異なる。

2.3 外乱除去

等価入力外乱の推定結果とものサーボ系の制御則を融合すると、以下の制御則

$$u(t) = u_f(t) - \tilde{d}(t) \quad (12)$$

が得られる (Fig. 3)。この新しい制御則はシステムの外乱除去性能を向上させる。本制御則は従来の手法に見られない以下の特徴がある。

- (1) システム構成が非常にシンプルである。
- (2) 外乱の推定結果を既存のサーボ系の制御則と直接融合することにより、外乱除去性能が容易に向上できる。

特徴1について、本論文で提案する新しいサーボ系は従来のサーボ系に外乱推定器をプラグインした構造と考えられるため、その構造自身は非常に簡単でわかりやすい。特徴2について、適切なオブザーバの設計は、 $\hat{d}(t)$ が $\tilde{d}(t)$ に収束することを保証し、また、適切なローパスフィルタ $F(s)$ により $|\hat{d}(t) - \tilde{d}(t)| < |\hat{d}(t)|$ となることが保証される。したがって、 $\hat{d}(t)$ は $\tilde{d}(t)$ の適切な近似となる。

2.4 状態オブザーバとローパスフィルタの設計

このシステムでは、現代制御理論における分離定理 (閉ループ系の極を制御に関するものと観測に関するものに分離できる)¹²⁾ もそのまま成り立つ。すなわち、状態フィードバックゲインの設計がオブザーバのゲインおよびローパスフィルタの設計と独立にできるという特徴も持っている。以下では、状態フィードバックゲインがすでに設計されているとし、システム安定性の立場から状態オブザーバとローパ

スフィルタの設計に的を絞り具体的に検討する。

状態オブザーバのゲイン L とローパスフィルタ $F(s)$ は、システムの安定性が保証されるように設計しなければならない。システムの安定性を考える場合、 $r(t) = 0$ および $d(t) = 0$ とおき、また、 $\Delta x(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ として、システムを Fig. 4 のように描きなおす。このとき、制御対象は

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (13)$$

となる。式 (3)、(12) および上式より

$$\frac{d\Delta x(t)}{dt} = (A - LC)\Delta x(t) + B\tilde{d}(t) \quad (14)$$

を得る。一方、式 (10) は

$$\hat{d}(t) = -\frac{B^T}{B^T B} LC\Delta x(t) + \tilde{d}(t) \quad (15)$$

と等価であるため、(14) と (15) より $\tilde{d}(t)$ から $\hat{d}(t)$ までの伝達関数が

$$\begin{aligned} G(s) &= 1 - \frac{B^T}{B^T B} LC[sI - (A - LC)]^{-1} B \\ &= \frac{B^T (sI - A)[sI - (A - LC)]^{-1} B}{B^T B} \end{aligned} \quad (16)$$

で与えられ、スモールゲイン定理¹³⁾ より以下の定理を得る。《定理1》状態フィードバックにより系を安定化するフィードバックゲイン $[K_P \ K_R]$ に対して、

$$\|G(s)F(s)\|_\infty < 1 \quad (17)$$

ならば、制御則 (12) は制御系 Fig. 3 の安定性を保証する。

備考：提案するサーボ系の安定性は二つの部分に分けて考えることができ、すなわち、状態フィードバックサーボ系の安定性と条件 (17) である。条件 (17) におけるパラメータは L と $F(s)$ だけであるため、ローパスフィルタで系全体の安定性を保証しなければならない外乱オブザーバ⁴⁾ の設計に比べ、本論文で提案する手法は非常に簡単である。

外乱を除去する角周波数領域

$$\Omega_r = \{\omega : \omega \leq \omega_r\}$$

において、ローパスフィルタ $F(s)$ は

$$|F(j\omega)| \approx 1, \forall \omega \in \Omega_r \quad (18)$$

と選ぶことが望ましい。そのため、式 (17) を満たすようなオブザーバのゲイン L は

$$|G(j\omega)| < \frac{1}{|F(j\omega)|}, \forall \omega \in [0, +\infty) \quad (19)$$

を満たすように選べばよい。ここでシステム

$$\begin{cases} \frac{dx_L}{dt} = A^T x_L + C^T u_L \\ y_L = B^T x_L \end{cases} \quad (20)$$

を構築し、それに対して、以下のようなスカラーパラメータ $\rho \geq 0$ を含む状態フィードバック

$$u_L = -L_\rho^T x_L$$

を考える。もし (A^T, C^T, B^T) が最小位相系ならば、

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} [sI - (A - L_\rho C)]^{-1} B = 0$$

が成り立つ完全制御^{14), 15)}を達成する L_ρ^T は存在することが知られている。ここで、 $[sI - (A - L_\rho C)]^{-1} B$ は $G(s)$ の分子の一部であることに注目すると、十分に大きな ρ は、すべての $\omega \in \Omega_r$ に対して、 $|G(j\omega)|$ を十分に小さくすることができる。したがって、完全制御という概念に基づいて、条件 (17) を満たす適切な L と $F(s)$ を求めることができ、その設計手順を次節にまとめる。

2.5 設計手順

以上の議論をまとめると、本論文で提案するサーボ系の設計アルゴリズムは以下となる。

設計アルゴリズム：

- Step 1. 従来の手法（たとえば、最適制御）により状態フィードバックゲイン K_P と K_R を設計する。
- Step 2. 外乱を除去する角周波数帯域 Ω_r を選択し、式 (18) を満たすローパスフィルタ $F(s)$ を選択する。
- Step 3. 式 (19) が成り立つように、十分に大きな ρ を選択し、対応するオブザーバゲイン L を計算する。

3. 数値例

本章では、いままで説明した新しいサーボ系の設計法を二本指口ポットハンド¹⁶⁾の位置決め制御に適用し、その有効性を示す。二本指口ポットハンドは、Fig. 5 に示すように、二本の指の中、一本が固定され、もう一本がプーリベルト機構と DC モータにより駆動される。そのダイナミクスは次式により与えられる。

$$M \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + K_f \frac{dy(t)}{dt} = f(t) + d_f(t)$$

ただし、ここで、 $y(t)$ [m] はハンドの移動距離、 M [kg] は可動部の質量、 K_f [kg/s] は粘性摩擦係数、 $f(t)$ [N] はモータの駆動力、 $d_f(t)$ [N] は力外乱である。モータの電機子の動特性が無視できない場合は、次式のように表せる。

$$\begin{aligned} R_e i(t) + L_e \frac{di(t)}{dt} &= u(t) - K_E \frac{dl(t)}{dt} + d_u(t) \\ f(t) &= K_T i(t) \end{aligned}$$

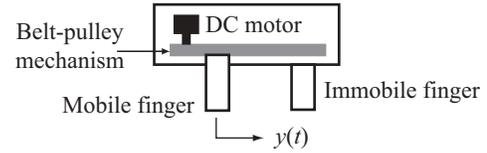


Fig. 5 Structure of two-finger robot hand.

ここで、 R_e [Ω] は電機子コイルの抵抗、 L_e [H] はコイルのインダクタンス、 K_E [Vs/m] と K_T [N/A] は定数、 $i(t)$ [A] は電機子を通る電流、 $u(t)$ [V] はモータに印加する制御電圧、 $d_u(t)$ [V] は電圧外乱である。状態を $x(t) = [y(t) \ dy(t)/dt \ i(t)]^T$ と選ぶと、式 (1) における各パラメータは以下ようになる。

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -K_f/M & K_T/M \\ 0 & -K_E/L_e & -R_e/L_e \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_e \end{bmatrix} \\ B_d &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/M & 0 \\ 0 & 1/L_e \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

この制御対象において、 (A^T, C^T, B^T) が最小位相系となるため、前章で提案した設計法を用いてオブザーバゲインとローパスフィルタを設計することができる。ここで、 $M = 1$, $K_f = 1$, $R_e = 2$, $L_e = 1$, $K_T = 1$, $K_E = 1$ とし、目標入力を単位ステップ信号とすると、

$$\begin{cases} r(t) = 1(t-1) \\ A_R = 0, \quad B_R = 1 \end{cases} \quad (21)$$

となる。また、外乱を

$$d_u(t) = \begin{cases} 0, & t < 10 \text{ or } t > 30 \\ 5 \sin 2\pi(t-10) + 2.5 \sin 4\pi(t-10) \\ \quad + 1.25 \sin 6\pi(t-10), & 10 \leq t \leq 30 \end{cases} \quad (22)$$

$$d_f(t) = \begin{cases} 0, & t < 10 \text{ or } t > 30 \\ 0.2 \sin 2\pi(t-10) - 2 \tanh(t-10) \\ \quad + 4 \tanh(t-20), & 10 \leq t \leq 30 \end{cases} \quad (23)$$

とする。

前章の 2.5 節に示した設計手順に従い、新しいサーボ系を設計する。まず、外乱を無視し、プラントと内部モデルを含んだ以下の拡大系を構築する¹⁷⁾。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta x(t) \\ \delta x_R(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x(t) \\ \delta u_f(t) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \delta u_f(t) \end{aligned} \quad (24)$$

ただし、ここで、

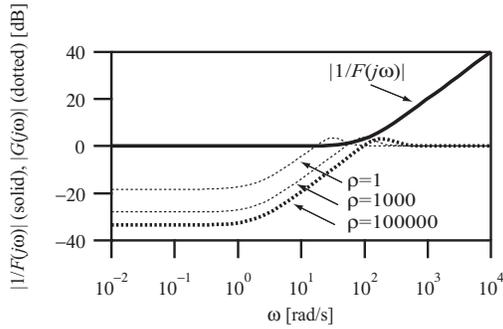


Fig. 6 Tuning of $G(s)$ and selection of $F(s)$.

$$\delta x(t) = x(t) - x(+\infty)$$

$$\delta x_R(t) = x_R(t) - x_R(+\infty)$$

$$\delta u_f(t) = u_f(t) - u_f(+\infty)$$

である。次の評価関数

$$J_K = \int_0^{\infty} \left\{ \begin{bmatrix} \delta x^T(t) & \delta x_R(t) \end{bmatrix} Q_K \begin{bmatrix} \delta x(t) \\ \delta x_R(t) \end{bmatrix} + R_K \delta u_f^2(t) \right\} dt$$

$$Q_K = \text{diag}\{100 \ 1 \ 1 \ 100\}, \quad R_K = 1$$

を最小にするフィードバックゲインが

$$[K_P \ K_R] = [-19.9779 \ -9.13249 \ -2.82338 \ 10.0000]$$

と求められる。次に、 $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$ として Ω_r を選び、ローパスフィルタを

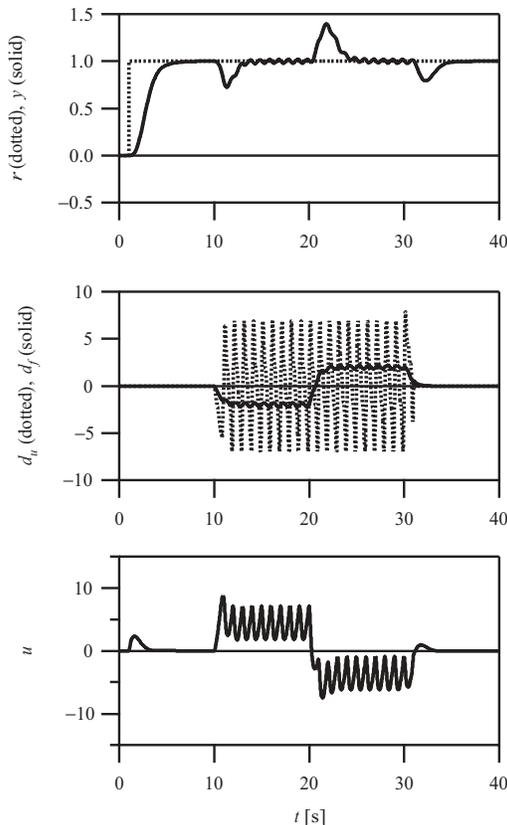


Fig. 7 Simulation results without disturbance estimation.

$$F(s) = \frac{1}{Ts + 1}, \quad T = 0.01$$

と選ぶ。また、最適なフィルタゲイン L は、システム (20) に対して、次の評価関数

$$J_L = \int_0^{\infty} \left\{ \rho x_L^T(t) Q_L x_L(t) + R_L u_L^2(t) \right\} dt$$

$$Q_L = \text{diag}\{1 \ 1 \ 10^9\}, \quad R_L = 1$$

を最小にするように設計する。 ρ を式 (19) が満たされるように調整した結果、 $\rho = 10^5$ となり、それに対応するオブザーバゲイン

$$L = \begin{bmatrix} 554.919 & 103967 & 9790401 \end{bmatrix}^T$$

が得られる。ちなみに、 $1/F(s)$ と $G(s)$ のゲイン特性は Fig. 6 に示しており、明らかに、安定条件 (17) が満たされ、設計されたサーボ系は安定である。

シミュレーション結果を Figs. 7, 8 に示す。Fig. 7 において、ステップ目標入力信号を $t = 1 \text{ s}$ の時点より印加し、出力が定常状態に入った後、 $t = 10 \text{ s}$ の時点より外乱 (22) と (23) を系に印加した。

外乱推定を行わない場合、従来のサーボ系は外乱をある程度抑えることができるが、それを除去することはできない。そのため、定常状態において大きな追従偏差（ピークピーク値：0.04401）が残った。その場合の制御入力を同図に示

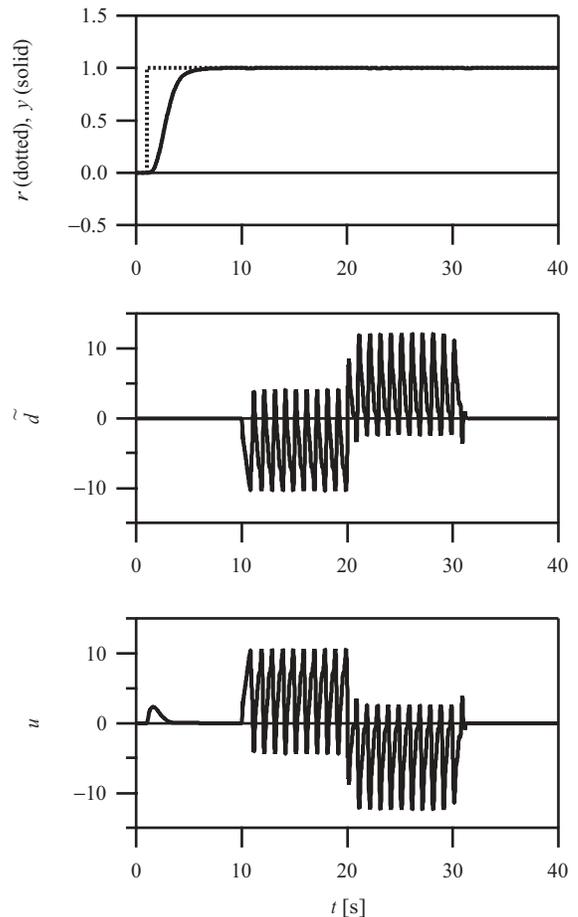


Fig. 8 Simulation results with disturbance estimation.

す。一方、本論文で提案する手法を適用することにより、系の追従特性に大きな改善が見られた。そのシミュレーション結果 (Fig. 8) から、過渡応答および定常応答において、外乱の影響は除去され、特に定常状態における定常追従偏差のピークピーク値は 0.00291 まで減少し、外乱推定しない場合のわずかに 7% となっている。推定された等価入力外乱を Fig. 8 に示す。同図からも外乱を抑制する分だけ制御入力が増加し、外乱を有効に抑えていることがわかる。

4. おわりに

本論文では、サーボ系の外乱除去性能を向上するために、等価入力外乱を推定する手法を提案し、それに基づき、新しいサーボ系の構築手法を示した。従来の手法に比べ、本手法は以下の特徴がある。

- 出力測定値の微分情報は必要としない。
- 不安定なゼロ極消去は生じない。
- システムの設計は、状態フィードバック、オブザーバとローパスフィルタという二つの部分に分離して行うことができる。
- システム構成は非常にシンプルである。

提案した手法の有効性は二本指ロボットの位置決め制御により検証された。

参考文献

- 1) M. Corless and J. Tu: State and Input Estimation for a Class of Uncertain Systems, *Automatica*, **34**-6, 757/764 (1998)
- 2) M. Hou and R.J. Patton: Optimal Filtering for Systems with Unknown Inputs, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, **43**-3, 445/449 (1998)
- 3) İ. Haskara and Ü. Özuüner: An Estimation Based Robust Tracking Controller Design for Uncertain Nonlinear Systems, *Proc. 38th IEEE Conf. Decision & Control*, 4816/4821 (1999)
- 4) K. Ohnishi, N. Matsui and Y. Hori: Estimation, identification, and sensorless control in motion control system, *Proceedings of the IEEE*, **82**-8, 1253/1265 (1994)
- 5) C.-S. Liu and H. Peng: Inverse-Dynamics Based State and Disturbance Observers for Linear Time-Invariant Systems, *Trans. ASME J. Dynamic Systems, Measurement, and Control*, **124**-3, 375/381 (2002)
- 6) Y. Xiong and M. Saif: Sliding Mode Observer for Nonlinear Uncertain Systems, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, **46**-12, 2012/2017 (2001)
- 7) X. Chen, T. Fukuda and K.D. Young: A new nonlinear robust disturbance observer, *Syst. Contr. Lett.*, **41**-3, 189/199 (2000)
- 8) J.-H. She, Y. Ohyama and M. Nakano: A New Approach to the Estimation and Rejection of Disturbances in Servo Systems, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, **13**-3, 378/385 (2005)
- 9) L.R. Hunt, G. Meyer and R. Su: Noncausal Inverses for Linear Systems, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, **41**-4, 608/611 (1996)
- 10) S. Devasia, D. Chen and B. Paden: Nonlinear Inversion-Based Output Tracking, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, **41**-7, 930/942 (1996)
- 11) A. Isidori: *Nonlinear Control Systems*, 2nd Ed., Springer-

Verlag (1989)

- 12) 岩井善太, 井上昭, 川路茂保: オブザーバ, コロナ社 (1988)
- 13) 平井一正, 池田雅夫: 非線形制御システムの解析, オーム社 (1986)
- 14) H. Kwakernaak and R. Sivan: The Maximally Achievable Accuracy of Linear Optimal Regulators and Linear Optimal Filters, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, **17**-1, 79/86 (1972)
- 15) 木村英紀, 杉山治: 完全制御と完全観測を用いたロボットの制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, **18**-10, 955/960 (1982)
- 16) R. Suzuki, S. Hasegawa and N. Kobayashi: Combining IMC Design with H_∞ Control and Its Application to A Two-Finger Robot Hand, *Proc. 2001 IEEE Int. Conf. on Control Applications*, 1077/1082 (2001)
- 17) F.L. Lewis: Applied Optimal Control & Estimation - Digital Design & Implementation-, *Prentice Hall and Texas Instruments* (1992)

[著 者 紹 介]

余 錦 華



1983 年中国中南大学工学部制御工学卒業, 93 年東京工業大学大学院理工学研究科博士課程修了。同年東京工科大学工学部講師, 2001 年同助教授, 現在東京工科大学バイオニクス学部助教授。おもに制御理論応用, 繰返し制御, エキスパート制御, ロボティクス, インターネットの制御応用に関する研究に従事。99 年 IFAC 最優秀論文賞受賞。電気学会, IEEE の会員 (博士 (工学))。

大 山 恭 弘



1985 年東京工業大学大学院理工学研究科博士課程修了。同年 (株) アドバンスコントロールラボラトリ取締役就任。産業用ロボットコントローラ, NC コントローラ, 制御工学学習機器の開発に従事。91 年東京工科大学工学部講師を経て, 現在東京工科大学バイオニクス学部教授。福祉制御機器, ロボティクス, オンライン教育システムに関する研究に従事。電気学会, 日本 e-Learning 学会の会員 (工学博士)。

小 林 裕 之



1996 年東京工業大学大学院理工学研究科修士課程終了, 2003 年同大学大学院理工学研究科博士課程修了。2003 年東京工科大学バイオニクス学部助手, 現在に至る。ロボット工学および制御工学分野の研究に従事。電気学会, 日本ロボット学会の会員 (博士 (工学))。

析 欣



1965 年 8 月 6 日生。87 年中国科学技術大学卒業, 93 年東南大学大学院自動制御理論および応用専攻博士課程修了, 工学博士。2000 年東京工業大学博士 (工学) の学位取得。その間, 91-93 年大阪大学留学。95 年東南大学助教授, 96 年東京工業大学 NEDO 派遣研究員, 97 年同助手を経て, 2000 年岡山県立大学助教授となり, 現在に至る。非線形制御, ロバスト制御, ロボット工学に関する教育研究に従事。IEEE などの会員。