外乱トルク・速度推定オブザーバを用いた 制御系のデジタル化

正 員 島 田 明 (セイコー精機)

非会員 横 島 典 夫 (セイコー精機)

非会員 渡 辺 博 志 (セイコー精機)

The Digital Observer which Estimates Disturbance and Velocity

Akira Shimada, Member, Norio Yokoshima, Non-member, Hiroshi Watanabe, Non-member
(Seiko Seiki Co. Ltd.)

This paper describes how to construct the digital control system including the observer which estimates disturbance torque and velocity.

First, the digital observer is designed based on the digital model which includes 0 order hold. Next, as a pre-process to construct the digital control system, bilinear transformation model and feedforward model are prepared. And, the total digital control system is constructed. By the pole allocation, the stability of this system can be evaluated.

Next, we propose new methods with respect to the order of calculation of the digital controller and the initialization of the observer. Finally, the experimental results are shown.

キーワード：外乱，速度，オブザーバ，デジタル，制御

1. はじめに

本論文は、外乱トルクと運動速度とを同時に推定するオブザーバのデジタル化に関するものである。

これまでロボットなどの機械制御の分野では、外乱トルク推定オブザーバを用いた制御系が提案され、外力のみでなくパラメータ変動にも強いロバスト制御系として広く知られるようになった^{(1)~(7)}。

それらのうちの多くのものは、入力として速度情報と駆動トルク情報または駆動電流情報とを用いるものであり、駆動トルク値から速度の一階微分値を差し引き、一次の低域フィルタを介することにより外乱トルクを推定するものである^{(1)~(4)}。

しかしながら、位置検出器のみをもち速度検出器をもたないロボットなどを制御する場合には、上記オブザーバを使うことができないため、検出した位置情報の差分値を速度情報の代わりに利用する方法が用いられてきた。しかしながら、ロータリーエンコーダを位

置検出器とする制御対象に対しては低速時の検出パルスがまばらになり、実際の速度との誤差が大きくなる問題があった。エンコーダの出力パルス間隔を測定することで速度情報を得る方法も提案されているが、電子回路などの増加を含むという問題がある。

これに対して本論文では、入力として位置情報と駆動トルク情報とを用い、外乱トルクと速度とを同時に推定する方式の最小次元オブザーバを提案するものである^{(8)(9)(11)~(13)}。本オブザーバの構成は、速度検出器をもつ必要がないため、位置検出器のみを有する多くの産業用ロボットにそのまま適用できる点で実用性が高いと思われる。また、本オブザーバを用いた制御系において、上記の推定外乱は真の外乱を打ち消すようにフィードバック信号として用い、推定速度を速度フィードバックに利用するものである。

一方、外乱推定オブザーバと等価な機能を有し、外乱推定時に用いるフィルタ部分を自由パラメータとして一般化した形態の2自由度ロバストサーボ系が提案

されている⁽⁶⁾。これは外乱および速度を陽には推定せず、制御系設計時の感度関数と相補感度関数の仕様を基に自由パラメータを定め、制御補償器を再構成するものである。本論文のオブザーバは外乱推定に関しては上記⁽⁶⁾の自由パラメータを二次の低域フィルタとしたものと等価関係にある。しかし、速度推定に関する性質については等価性はないようである。

また、最近では瞬時速度を推定するオブザーバの研究もなされており、種々の方法が提案されている。

さて一方で、これまで外乱トルクオブザーバをディジタル計算機上でどのように実現するべきかについての検討はいまだに不十分なように思われる。そこで本論文では、実際の計算手順に関する考察を行う。本論文で提案する計算手順は、必ずしも一般性をもつものではない。しかしながら、現状のディジタル制御理論がサンプル時にすべての演算を同時に行うことを前提とした近似理論であるため、そのままでは通常のCPUで実現できないことに対処するための実現手段を提供するものである。また、ロボットなどのメカニカルシステムは必ずしも座標原点から駆動を開始するわけではない。原点以外の任意の位置から駆動を開始するメカニカルシステムに関して、制御系内の変数をどのように初期化すべきだろうか。本論文ではその初期化方法にも触れている。

最後に、制御系をディジタルシグナルプロセッサ(DSP)上で実現した実験結果を併せて示す。

2. 外乱トルク・速度推定オブザーバ

駆動トルクのうち、加速トルクを除いた成分を外乱トルクとして、制御対象(1)式を考える。位置 θ 、駆動トルク T_m 、標準慣性 J 、外乱トルク T_L とする。

図1 制御対象モデル
Fig. 1. System model.

図2 制御対象のディジタルモデル
Fig. 2. System digital model.

$$T_m = J\ddot{\theta} + T_L \quad \dots\dots\dots (1)$$

(1)式の伝達関数ブロック図を図1に示す。

上記に対して状態方程式(2)、(3)式を構成する。 $\dot{T}_L = 0$ と仮定する。

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_m \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0][\theta \ \dot{\theta} \ T_L]^T \quad \dots\dots\dots (3)$$

零次ホールドを想定したディジタル化を行うと、状態方程式は差分方程式(4)、(5)式で表される。

$$\begin{bmatrix} \theta(k+1) \\ \dot{\theta}(k+1) \\ T_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T & -T^2/2J \\ 0 & 1 & -T/J \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(k) \\ \dot{\theta}(k) \\ T_L(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T^2/2J \\ T/J \\ 0 \end{bmatrix} T_m(k) \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$y(k) = [1 \ 0 \ 0][\theta(k) \ \dot{\theta}(k) \ T_L(k)]^T \quad \dots\dots\dots (5)$$

T is the sampling time.

ところで(2)式の前に、外乱トルクの変化を0とした仮定は、連続系では短い連続時間内の外乱の変化がないこと、同様にディジタル系で1サンプル内で外乱の変化がないことと解釈しても、実用上さしつかえないことが明らかになっている。

(4)、(5)式を図示すると図2になる。

(4)、(5)式は可観測であり、ゴピナスの最小次元オブザーバ(6)、(7)式を構成できる。

$$\begin{bmatrix} Z_1(k+1) \\ Z_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(k) \\ T_m(k) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(k) \\ \hat{\dot{\theta}}(k) \\ \hat{T}_L(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_1 & 0 \\ L_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(k) \\ T_m(k) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$L_1 = \frac{-\alpha - \beta - \alpha\beta + 3}{2T} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$L_2 = \frac{-\alpha - \beta + \alpha\beta + 1}{-T^2/J} \quad \dots\dots\dots (9)$$

α, β are poles of the observer.

$$a_{11} = 1 - L_1 T, \quad a_{12} = -T/J + L_1 T^2/2J$$

$$a_{21} = -L_2 T, \quad a_{22} = L_2 T^2/2J + 1$$

$$b_{11} = -L_1^2 T - L_2 T/J + L_1 L_2 T^2/2J$$

図 3 デジタルオブザーバの構式図

Fig. 3. Block diagram of digital observer.

$$b_{12} = T/J - L_1 T^2/2J$$

$$b_{21} = L_2^2 T^2 / 2J - L_1 L_2 T, \quad b_{22} = -L_2 T^2 / 2J$$

以上を図示すると図3になる。オブザーバは二次系となり、 L_1 と L_2 はオブザーバの極配置によって決まる自由パラメータである。オブザーバが安定かつ望ましい特性をもつように設計者が任意に定める。

3. 制御系の設計

上記オブザーバを用いてデジタル制御系を構成する。そのために以下の設計指針を設ける。

- (1) 推定外乱をフィードバックして外乱を打ち消し、制御対象を見掛け上ノミナル慣性化する。
- (2) 推定速度を速度フィードバックに利用する。
- (3) 定常偏差を 0 にするために、オブザーバによるループの外側に 1 型のサーボ系を構成する。
- (4) 追従性を高めるため、速度と加速度のフィードフォワード項を付加した構成にする。

実施例によっては、オブザーバにより外乱を除去することができるため、サーボ系を1型とする必要がない場合も多い。しかしながら、本論文では定常位置偏差を0とするために、位置偏差自身を直接に積分する補償項を追加し、精度確保の徹底を図ることにした。

積分として双一次変換(10), (11)式を用いる。

$$\delta(k+1) = \delta(k) + T/2 \cdot \{e(k) + e(k+1)\} \dots\dots\dots (10)$$

$$e(k) = r(k) - y(k) = \theta_d(k) - \theta(k) \quad \dots\dots (11)$$

$$\begin{aligned} e(k+1) &= r(k+1) - y(k+1) \\ &= \theta_r(k+1) - \theta(k+1) \dots\dots\dots (11'') \end{aligned}$$

図4に対応する構成図を示す。次に、フィードフォワード項の構成に関する説明を行う。(12)式と図5は加速度指令をサンプル周期中に零次ホールドすることを仮定した場合の、位置・速度指令の生成を表している。位置指令 $\theta_d(k)$ を参照入力とし、速度・加速度をフィードフォワードに利用するものである。

図 4 双一次変換による積分補償項
Fig.4. Integral compensation Term by bilinear transformation.

図 5 フィードフォワード項の構成図
Fig. 5. Block diagram of feedforward term.

図 6 デジタル制御系
Fig. 6. Digital control system.

$$\begin{bmatrix} \theta_d(k+1) \\ \dot{\theta}_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_d(k) \\ \dot{\theta}_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T^2/2 \\ T \end{bmatrix} \ddot{\theta}_d(k) \quad \dots\dots\dots (12)$$

$k+1$ 番目の位置指令を枝分かれさせているのは、
図4の参照入力として用いるためである。

図2の制御対象と、図3のオブザーバと、図4の積分補償項、そして図5のフィードフォワード項に加えて、状態フィードバック項を設ければ、デジタル位置制御系(13)式が構成できる。

$$T_m(k) = K_P \{ \theta_d(k) - \theta(k) \} + K_I \delta(k) \\ + K_D \{ \dot{\theta}_d(k) - \dot{\hat{\theta}}(k) \} + J \ddot{\theta}_d(k) + \hat{T}_L(k) \\ \dots\dots\dots (13)$$

以上を図示すると図6になる。本制御系は、制御対象をオブザーバにより見掛け上ノミナル慣性化し、その外側に一型のサーボ系を構成し、更に位置・速度・加速度のフィードフォワード項を付加して、外乱除去特性、追従性、安定性を確保することを意図したものである。

以上の(4)～(7), (10)～(13)式を用いた制御系を構成し, 自由系の形態での状態方程式として表現すると(14), (15)式のような8次系になる。(6), (7)式のオブザーバと(13)式のサーボ系を組合せても分離定理

が成立するので, (14)式の極はオブザーバの2極とサーボ系の3極とフィードフォワードの2極と積分器の極とから成ることになる。従って, 積分器の1極とフィードフォワードの2極を除く5極を安定に選べば, 系の安定性は保証される。

$$X^T = [\theta(k) \quad \dot{\theta}(k) \quad T_L(k) \quad Z_1(k) \quad Z_2(k) \quad \delta(k) \quad \theta_d(k) \quad \dot{\theta}_d(k)]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 + \frac{T^2}{2J}(-K_P - K_D L_1 + L_2) & T & -\frac{T^2}{2J} & -\frac{T^2}{2J}K_D & \frac{T^2}{2J} & \frac{T^2}{2J}K_I & \frac{T^2}{2J}K_P & \frac{T^2}{2J}K_D \\ \frac{T}{J}(-K_P - K_D L_1 + L_2) & 1 & -\frac{T}{J} & -\frac{T}{J}K_D & \frac{T}{J} & \frac{T}{J}K_I & \frac{T}{J}K_P & \frac{T}{J}K_D \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{11} + b_{12}(-K_P - K_D L_1 + L_2) & 0 & 0 & -a_{11} - b_{12}K_D & a_{12} + b_{12} & b_{12}K_I & b_{12}K_P & b_{12}K_D \\ b_{21} + b_{22}(-K_P - K_D L_1 + L_2) & 0 & 0 & -a_{21} - b_{22}K_D & a_{22} + b_{22} & b_{22}K_I & b_{22}K_P & b_{22}K_D \\ -T - \frac{T^3}{4J}(-K_P - K_D L_1 + L_2) & -\frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{4J} & \frac{T^3}{4J}K_D & -\frac{T^3}{4J} & -\frac{1}{4J}T^3 K_I & -\frac{T}{4J}T^3 K_P & \frac{T^2}{2} - \frac{T^3}{4J}K_D \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$B^T = \left[\frac{T^2}{2} \quad T \quad 0 \quad b_{12}J \quad b_{22}J \quad 0 \quad \frac{T^2}{2} \quad T \right]^T \quad (15)$$

4. 制御系の計算手順

デジタル制御系を単一のプロセッサ上に表現するためには, 計算順序に気を配る必要がある。

例えば図6の制御系では, (6), (7), (10)～(13)式の6種類の計算を一定サンプリング周期ごとに繰返し行う必要がある。また, (8), (9)式は定数として結果のみ使用するので, 繰返し計算する必要はない。

以下では, 上記の各式に関して

1 サンプル前の式を「(式番号+記号)」

1 サンプル後の式を「(式番号+記号)'

で表すことにする。

例えば, 偏差を計算する(11)式に関して, 1 サンプル前に相当する $k-1$ 回目の偏差を表す式は, (11)式の中の k を $k-1$ に置換して, (11')式とし, 1 サンプ

ル後の $k+1$ 回目の偏差は(11)式の中の k を $k+1$ と置換して(11'')式と表す。

計算順序を決める際に考えておくべきことは, 各計算式の入出力である。すなわち, (13)式を計算するために $\theta_d(k)$, $\dot{\theta}_d(k)$, $\ddot{\theta}_d(k)$, $\theta(k)$, $\dot{\theta}(k)$, $\delta(k)$, $\hat{T}_L(k)$ の値がすべて必要である。

このうち $\theta_d(k)$, $\dot{\theta}_d(k)$ は(12)式の1 サンプル前の計算式(12')式から得られ, $\ddot{\theta}_d(k)$ は(12)式の入力を利用される。四つ目の $\theta(k)$ は制御対象の k 回目の出力結果を検出したものである。式としては(5)式の出力に相当する。また, (5)式の入力は, (4')式の出力から得られる。

推定速度と $\hat{T}_L(k)$ はオブザーバの出力方程式(7)式の出力である。そして(7)式の入力は(6')式から得られる。最後に $\delta(k)$ は(10')式から得られるが, (10)式の入力は(11)式と(11')式の出力を必要とする。

図 7 計算手順

Fig. 7. Diagram of calculation.

以上の入出力の相関を描くと図 7 が得られる。同図では (6), (7) 式が離ればなれになり, 1 サンプル前の (6') 式と (7) 式が連続している。同様に, (11) 式と (10') 式が連続し, (4) 式と (5') 式が連続して実行されている。これは, 一連のディジタル演算を実行するための一例であるが, (6), (10), (12) 式のように状態を更新する働きをもつ計算式の計算結果を直後の計算式で利用することを意図している。

これにより, (6') 式と (7) 式をひとまとめにオブザーバ演算としてソフトウェア化することができ, まとまりのある構成が可能になる。また, (11), (10') 式も同様に積分演算としてまとめられる。

また, 上記計算をディジタル制御理論により忠実に実行するには, サンプリング周期の開始から (13) 式の出力まで限りなく短い時間で実行する必要がある。一方, (12) 式はサンプリング周期内の位置変化をサンプリング周期 T の二次多項式に近似することと等価であるため, 多項式の係数決定を行えば, (12) 式をそのまま実行する必要はない。言い換えると, 制御系に対して位置・速度・加速度の各指令があらかじめ確保できさえすればよいということである。

5. オブザーバの初期化

一般に, ロボットマニピュレータが電源投入時どのような姿勢を保つかを指定することは不可能である。従って, 各軸にとっては, 初期速度こそ 0 であるものの, たいていの場合に初期位置は 0 でない。

このような場合に, 駆動トルクと位置情報を入力と

図 8 ハードウェア構成

Fig. 8. Configuration of hardware system.

するオブザーバの初期化には何らかの工夫が必要である。なぜなら, 単純にオブザーバの初期状態を 0 とし, 実際の初期位置を入力した場合には過渡的に大きな推定誤差を生み, 系を衝撃的に振動させる要因になるためである。そこで次の方法で初期化を行い, 系の初期動作時の衝撃を解消させる。すなわち, 以下の仮定を (6)~(9) 式に代入し, オブザーバの初期状態量を求める。

(仮定)

$$\left. \begin{aligned} Z_1(1) &= Z_1(0) & \hat{\theta}(0) &= 0 \\ Z_2(1) &= Z_2(0) & T_m(0) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

(6)~(9) 式より

$$\left. \begin{aligned} Z_1(0) &= -L_1 & \theta(0) \\ Z_2(0) &= -L_2 & \theta(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

6. ハードウェア構成

実験で用いたハードウェアの構成のうち, 動作制御にかかわる部分を図 8 に示す。

CPU 68020 を搭載するブロックは VME システムを統括する機能と, マン・マシンインタフェース機能, それに言語処理機能を有する。動作関連の命令は VME バスを介して, CPU 68000 に伝えられ, 解釈された後, 動作計画・目標軌道発生が行われる。このうち, 座標変換を伴う目標軌道発生のための演算と制御演算を 1 ms ごとに下位の DSP で実行させる。サーボゲインを含む制御データは初期化時に 68000 が高速

図 9 ソフトウェア構成
Fig. 9. Configuration of software system.

SRAM に書き込み，以降は DSP のみが高速 SRAM をアクセスする。トルク指令を D/A 変換器を介し，電流制御回路に伝える。電流制御回路では PWM 周波数 12.5 kHz，電流応答約 1.5 kHz の電流制御が実行される。モータは電流振幅に比例したトルクを発生する。エンコーダ信号は 24 bits カウンタで計数およびラッチし，サンプリング周期ごとに読み込む。

7. ソフトウェア構成

動作制御に関するソフトウェアを図 9 に示す。

これは図 7 の各ブロックを関数化して順番に実行させるものである。

8. ロボットと特性

本論文の実験で用いたロボットマニピュレータは 4 軸直角座標型組立ロボットであり，以下の仕様を有する。実験は最も慣性モーメントが大きい Y 軸で行った。Y 軸の使用モータは 500 W の DC サーボモータであり，エンコーダ分解能は 4 通倍で 2,400 パルス/周，軸換算の慣性モーメントは， $1.57 \times 10^{-3} \text{ kg/m}^2$ である。次に，Y 軸の周波数特性を図 11 に示す。制御系設計は慣性負荷として行うが，実際には粘性や低剛

表 1 ロボット仕様 (抜粋)
Table 1. The specification of robot.

自由度	4 (X, Y, Z, A)
動作範囲	X : 400 mm, Y : 600 mm
動作速度	X, Y : 1,000 mm/s
分解能	X, Y : 0.008 mm
繰返し精度	$\pm 0.008 \text{ mm}$
重量	約 120 kg
可搬重量	10 kg

図 10 ロボットマニピュレータ
Fig. 10. Robot manipulator.

図 11 周波数特性 (速度/トルク指令)
Fig. 11. Frequency response (velocity/torque command).

性による振動モードをもつ系である。

9. 実験結果

実験で用いた動作パターンは図 12 のような加減速特性を有するものとした。

まず，推定速度特性を評価する。比較対象はエンコーダのパルス信号を f/v 変換回路を介して得た速度検出波形である。ただし，推定速度波形は推定値を 8 ビットの D/A 変換回路により電圧に変換して出力させたものである (図 13 参照)。

f/v 変換回路は一次の低域フィルタを含むため，推定値より優れた特性をもつ保証はないが，両者の相似

性から推定速度が有意な特性をもつものであることが確認できる。

次に、図 12 の動作指令に対する駆動トルクと推定外乱の実測結果を示す。駆動トルク波形は図 8 において、駆動トルク指令に相当する 12 ビットの D/A 変換回路出力であり、推定外乱は推定値を 8 ビット D/A 変換回路を介して電圧に変換して出力したものである。駆動トルクから推定外乱を差し引くと、図 12 の加速度に比例する加速トルク成分のみが残ることから、(1) 式における外乱の定義とオブザーバによる推定結果が矛盾なく一致していることがわかる。

次に、図 12 の指令動作に対する偏差の実測結果を示す。図 15(a) に推定外乱のフィードバックを削除した場合、(b) 図に削除しない場合を例示する。

図 15 では、推定外乱のフィードバックがある場合

図 12 加減速パターン
Fig. 12. Trajectory pattern.

図 13 推定速度と f/v 変換回路出力
Fig. 13. Estimated velocity and f/v output.

図 14 駆動トルクと推定外乱波形
Fig. 14. Driving torque and estimated disturbance.

(a) 推定外乱のフィードバックなし

(b) 推定外乱のフィードバックあり

図 15 動作時の位置偏差と速度波形
Fig. 15. Tracking error and velocity.

(a) 推定外乱のフィードバックなし

(b) 推定外乱のフィードバックあり

図 16 先端加速度/モータ軸外乱
Fig. 16. Acceleration of end-effector/
disturbance torque of motor.

に偏差が著しく減少していることがわかる。

さて、次にロボット先端の駆動方向 (Y 軸方向) の加速度を加速度ピックアップ ($0.1g=1V$) で検出し、トルク指令[図 8 の D/A (12 ビット) の出力]に並列に、外乱入力を与えた場合の加速度/外乱の周波数特性を示す。この場合、外乱入力はモータ軸に外乱トルクを発生させることを意味する。

推定外乱のフィードバックを用い、モータ軸の外乱を除去することにより、出力側であるロボットの先端の振動も抑制しているわけである。

10. ま と め

(1) 駆動トルクと位置情報とを入力とし、外乱トルクと速度とを推定するディジタルオブザーバを構成した。オブザーバは二次系となる。

(2) 双一次変換を用いた積分補償項と位置・速度・加速度に関するフィードフォワード項とオブザーバを含むディジタル制御系を構成した。また、本ディジタル制御系を状態方程式表現し、解析の助けとした。

(3) オブザーバを含むディジタル制御系の計算手順を定め、実現可能な形態を明示した。

(4) ディジタルオブザーバの初期化方法について定式化を行って、初期振動を予防させた。

(5) 実験のためのハードウェア構成・ソフトウェア構成を示した。

(6) 本論文におけるディジタルオブザーバの推定速度と f/v 変換回路出力としての速度検出信号との比較により、速度推定が可能であることを実証した。

(7) 推定外乱のフィードバックによる効果を動作中の偏差の比較実験により実証した。

(8) 推定外乱のフィードバックによる効果を「先端加速度/モータ軸上の外乱」に関する周波数特性の比較実験により実証した。

最後に、外乱オブザーバなどについて機会あるごとに適切な御指導・御助言をいただいている慶応大学大西公平助教授に感謝します。

(平成 4 年 8 月 6 日受付, 同 4 年 10 月 21 日再受付)

文 献

- (1) 大石・大西・宮地:「状態観測器を用いた他励直流機の一制御法」, 電学論 B, 104, 373 (昭 59-6)
- (2) 湯井・大西, 他:「オブザーバを用いたねじり振動抑制制御」, SICE'86
- (3) 大西公平:「メカトロニクスにおける新しいサーボ技術」, 電学論 D, 107, 83 (昭 62-1)
- (4) 駒田・大西:「関節の加速度コントローラによるロボットのモーションコントロール」, ロボット学誌, 8, No. 3 (平 2)
- (5) 堀 洋一:「加速度制御型サーボ系」, 電学論 D, 108, 672 (昭 63-7)
- (6) 梅野・堀:「2 自由度ロバストサーボ系の構成とマンピュレータの運動制御への応用」, 同上 D, 110, 1163 (平 2-11)
- (7) 加来・美多, 他:「安定化ディジタル逆システムとその電動機制御系への応用」, 電気学会産業計測制御研究, IIC-89-23 (平元)
- (8) 島田・横島・梅田, 他:「垂直多関節 DD ロボットのディジタル制御」, 第 32 回自動制御連合講演会 (平元)
- (9) 島田:「オブザーバを用いた低剛性負荷の振動抑制制御と特性解析」, 第 32 回自動制御連合講演会 (平元)
- (10) 吉田・山田・藪田:「外乱補償制御を用いた Computed Torque Method の安定性に関する一考察」, 第 8 回日本ロボット学会学術講演会 (平 2)
- (11) 島田:「最新メカトロニクス制御技術」, 機械設計 6 月臨時増刊号 (平 3.6.20) 日刊工業新聞社
- (12) 島田:「外乱トルク・速度推定オブザーバの特性解析」, 第 9 回日本ロボット学会学術講演会 (平 3)
- (13) 島田:「外乱トルク・速度推定オブザーバを用いたマンピュレータ制御」, 機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会 (平 4)

島 田 明 (正員)

昭和 33 年 9 月 20 日生。58 年電気通信大学電子工学科卒業。同年セイコー電子工業(株)勤務。以来、精密組立ロボットを対象としたコントローラ開発に従事し、制御理論、オブザーバ、DC・AC サーボモータ制御にかかわる。平成 4 年 11 月セイコー精機(株)に移動。日本ロボット学会、計測自動制御学会会員。

横 島 典 夫 (非会員)

昭和 36 年 12 月 2 日生。60 年東北大学工学部精密工学科卒業。同年セイコー電子工業(株)勤務。以来、精密組立ロボットを対象としたコントローラ開発に従事し、動作計画、座標変換、言語処理、モーションコントロール全般にかかわる。平成 4 年 11 月セイコー精機(株)に移動。日本ロボット学会会員。

渡 辺 博 志 (非会員)

昭和 33 年 7 月 5 日生。57 年宇都宮大学工学部電気工学科卒業。同年セイコー電子工業(株)勤務。以来、精密組立ロボットのハードウェア、ソフトウェア開発に従事。平成 4 年 11 月セイコー精機(株)に移動。