送り駆動系の簡単化デジタル制御[†]

末 廣 利 範*・大 川 不二夫**・外 村 隆 行***

Simplified Digital Control for a Feed Drive System[†]

Toshinori SUEHIRO*, Fujio OHKAWA** and Takayuki HOKAMURA***

This paper presents a simplified digital control for a feed drive system. The feed drive system generally includes uncertainties and nonlinearities which result from inertia of loads, friction and so on. Thus, it is difficult to ensure robust performance and high accuracy for motion control. In this paper, both pole placement control and adaptive control systems are designed based on a novel discrete-time model of the feed drive system to overcome the above stated problem. This model is characterized with its simple structure reducing number of parameters and regarding no nonlinear terms and disturbances. Therefore, the digital control systems can be simplified in design and algorithm calculation. Experimental results have shown high performance and effectiveness of the proposed method.

Key Words: digital control, discrete-time model, nonlinear friction, feed drive system, adaptive control

1. ま え が き

工作機械などのメカトロニクス機器の発達に伴い、メカニカルシステムのより高性能なモーションコントロールが求められている¹⁾。

一般に、送り駆動系から構成される工作機械などでは、負荷条件の変動や摩擦抵抗などの影響により制御性能が低下するため、それらの補償が重要になっている²⁾。特に、非線形摩擦である静止摩擦とクーロン摩擦は様々な要因に起因し、さらにその値は動作条件によって変動するため、正確な解析、同定およびその補償は非常に困難であり、これらの補償法の確立は重要な課題である³⁾。

筆者らは、先に未知非線形摩擦を含む系に対する離散時間適応制御系を設計し、送り駆動系への適用を行い、その有効性を確認した⁴⁾。しかし、適応制御といえども、良好な制御性能を実現するためには、ある程度の事前情報や試行錯誤が必要になった。また、この適応制御系では未知パラメータ数が多く、制御アルゴリズムが非常に複雑で、かなりの演算が要求された。

一方、筆者の一人は、メカニカルシステムに対する簡潔な離散時間近似モデルを提案した。このモデルは、非線形項や外乱に依存せず、これらに関してロバストな形式であり、簡潔な制御系設計の可能性を示した⁵⁾。このモデルは通常のモデルに比べてパラメータ数が少なく、高性能なマイクロプロセッサを利用せずとも制御アルゴリズムなどの演算処理を短縮化することが考えられる。なお、このモデルでは位置信号以外に速度信号情報を必要とするが、現在市販のサーボコントローラの大半は、位置および速度フィードバックを併用して位置制御系を構成している⁶⁾。さらに、ソフトウェアサーボが目覚ましく進展する中、その速度フィードバック信号はエンコーダなどから検出される位置情報を処理して得られるようになりつつある⁷⁾。

本研究では、以上の諸点を踏まえて、まず前記離散近似モデルに基づく極配置制御系を設計した。また、負荷条件変化などによるモデル中の物理パラメータの変動を補償するため、適応制御系の構成を行った。つぎに、送り駆動系を対象とした上記デジタル制御系を構成し、追従制御実験を行い、その有効性について検討した。その結果、送り駆動系の非線形摩擦の影響が大きいにも関わらず、それらを陽に考慮せずに簡潔な制御則で制御系設計を行ったが、良好な制御性能を得られることが確認された。特に、適応制御系の設計においては、未知パラメータが唯一つとなり、適応アルゴリズムなどの演算処理の短縮化が図れ、提案手法の簡便性が明らかとなった。

2. 離散時間近似モデル

メカニカルシステムの運動方程式は、一般につぎの状態方

[†] 第 36 回 SICE 学術講演会で一部発表 (1997・7)

* 福岡県工業技術センター機械電子研究所
北九州市八幡西区則松 3-6-1

** 九州工業大学情報工学部 飯塚市大字川津 680-4

** ローランド (株) 静岡県引佐郡細江町中川 2036-1

* Mechanics & Electronics Research Institute, Fukuoka Industrial Technology Center, Kitakyushu

** Kyushu Institute of Technology, Iizuka

** Roland Corporation, Inasa-gun, Shizuoka

(Received June 29, 1998)

(Revised May 26, 1999)

程式で表現されることが多い。

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} O & I \\ A_1 & A_2 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} O \\ B \end{bmatrix} u(t) \quad (1)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} \theta(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{位置, 角度} \\ \text{速度, 角速度} \end{bmatrix}$$

ここで、 A_1 、 A_2 、 B は $x(t)$ と $u(t)$ に対応して、それぞれ適切な次元の行列あるいはベクトルである。また、 I も同様な単位行列である。

さらに、摂動項（外乱や不確かさあるいは線形近似誤差など） $d(t)$ を考慮すると、次式で表現できる。

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} O & I \\ A_1 & A_2 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} O \\ B \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} O \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

サンプリング周期を T とすると、(2)式から次式の離散時間近似モデルが得られる⁵⁾。

$$\theta(k+1) = 2T\dot{\theta}(k) + \theta(k-1) + \frac{1}{2}T^2 B \{u(k) - u(k-1)\} \quad (3)$$

このモデルは、 A_1 と A_2 に依存せず、また $d(t)$ が消去された簡単な形式になっている。したがって、 B 以外のパラメータ誤差あるいは外乱などにロバストなモデルであり、制御系設計においては非常に有用であると考えられる。

なお、(3)式の近似モデルでは、 ± 1 の極が存在し、 $+1$ の極は零点と相殺されるが、 -1 の振動モードが残るため、振動的な挙動を生じる問題があり、サンプリング周期を考慮する必要がある。

3. デジタル制御系

ここでは、(3)式の離散時間モデルに基づく2種類の制御系を設計する。このモデルは、唯一のパラメータ B に関してはロバストでなく、その変動に対して鋭敏である。したがって、まず B が完全に既知の場合の一制御手法として極配置制御系を、つぎに、未知の場合に対する適応制御系を設計する。なお、記述の簡単化と後に取り上げる送り駆動系を考え、対象をスカラー系とする。多変数系についても、同様に議論可能である^(注1)。

3.1 極配置制御

(3)式を次式のように変形する。

$$\theta(k+1) - \theta(k-1) = 2T\dot{\theta}(k) + \frac{1}{\alpha} \{u(k) - u(k-1)\} \quad (4)$$

ただし、 $\alpha = 2/T^2 B$ である。

ここで、

$$\tau(k) = 2T\dot{\theta}(k) + \frac{1}{\alpha} \{u(k) - u(k-1)\} \quad (5)$$

(注1) なお、多変数系で、 B が非正則の場合には、正定対称行列 Q を導入した擬似逆行列 $B^+ = (B^T Q B)^{-1} B^T Q$ などを用いることにより、(4)式の α は実現できる。

Fig. 1 Closed loop system

とすると、(4)式は

$$\theta(k+1) - \theta(k-1) = \tau(k) \quad (6)$$

となり、 $\tau(k)$ から $\theta(k)$ 間のパルス伝達関数 $G(z)$ は次式となる。

$$G(z) = (z - z^{-1})^{-1} \quad (7)$$

この(7)式に対して補償器 $H(z)$ を導入したFig. 1に示す閉ループ系を構成する。いま、補償器 $H(z)$ を

$$H(z) = h_1 + h_2 z^{-1} \quad (8)$$

とすると、目標値 $\theta_d(k)$ から $\theta(k)$ までのパルス伝達関数は、

$$\begin{aligned} \frac{\Theta(z)}{\Theta_d(z)} &= \frac{H(z)G(z)}{1 + H(z)G(z)} \\ &= \frac{h_1 + h_2 z^{-1}}{z + h_1 + (h_2 - 1)z^{-1}} \end{aligned} \quad (9)$$

となり、この特性方程式、

$$z^2 + h_1 z + (h_2 - 1) = 0 \quad (10)$$

に対する極配置問題を解くことにより、 h_1 と h_2 を決定する。

したがって、Fig. 1から、

$$\tau(k) = h_1 e(k) + h_2 e(k-1) \quad (11)$$

であるので、(5)式より、

$$\begin{aligned} \frac{1}{\alpha} \{u(k) - u(k-1)\} + 2T\dot{\theta}(k) \\ = h_1 e(k) + h_2 e(k-1) \end{aligned} \quad (12)$$

となり、入力合成則は次式となる。

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) \\ &+ \alpha \{h_1 e(k) + h_2 e(k-1) - 2T\dot{\theta}(k)\} \end{aligned} \quad (13)$$

なお、(13)式により、速度指令に対する定常偏差が残る場合には、積分器を付加した補償器

$$H(z) = \frac{h_1 + h_2 z^{-1} + h_3 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (14)$$

を用いて、同様に極配置法により $h_i (i = 1, 2, 3)$ を決定し、次式により入力合成すればよい。

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + \alpha \cdot \\ &\{\tau(k-1) + h_1 e(k) + h_2 e(k-1) + h_3 e(k-2) - 2T\dot{\theta}(k)\} \end{aligned} \quad (15)$$

3.2 適応制御

ここでは、(3) 式のモデル中に唯一含まれる入力に関するパラメータ B の変動を補償し、さらにロバスト性の向上を図るため適応制御系の設計を行う。

(3) 式を次式で表現する。

$$u(k) = u(k-1) + \alpha W(k+1) \quad (16)$$

$$W(k+1) = \theta(k+1) - 2T\dot{\theta}(k) - \theta(k-1)$$

いま、

$$\delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (17)$$

とすると、(16) 式は次式となる。

$$\delta u(k) = \alpha W(k+1) \quad (18)$$

(18) 式の未知パラメータ α に対応する適応パラメータ $\hat{\alpha}(k)$ を導入し、 $(k+1)$ 時点での $\delta u(k)$ の推定値を次式とする。

$$\delta \hat{u}(k) = \hat{\alpha}(k+1) W(k+1) \quad (19)$$

入力誤差を

$$\eta(k) = \delta \hat{u}(k) - \delta u(k) \quad (20)$$

で定義すると、(17)、(18) 式より、(20) 式は次式となる。

$$\eta(k) = \{\hat{\alpha}(k+1) - \alpha\} W(k+1) \quad (21)$$

(21) 式は誤差方程式の一般形であるので、種々の提案されている適応アルゴリズムにより、 $k \rightarrow \infty$ に対して、 $\eta(k) \rightarrow 0$ と $\hat{\alpha}(k) \rightarrow \text{Const.}$ が保証される⁸⁾。

つぎに、制御入力 $u(k)$ を目標値 $\theta_d(k)$ を用いて次式で合成する。

$$u(k) = u(k-1) + \hat{\alpha}(k) W_d(k+1) - \Lambda(k) \quad (22)$$

$$W_d(k+1) = \theta_d(k+1) - 2T\dot{\theta}(k) - \theta(k-1)$$

また、 $\Lambda(k)$ はフィードバック値で、後に安定性の基準により決定する。

(19)、(22) 式より、(21) 式は次式となる。

$$\begin{aligned} \eta(k) &= \{\hat{\alpha}(k+1) - \hat{\alpha}(k)\} W_d(k+1) \\ &\quad - \hat{\alpha}(k+1) \{W_d(k+1) - W(k+1)\} + \Lambda(k) \end{aligned} \quad (23)$$

ここで、 $k \rightarrow \infty$ に対して、 $\eta(k) \rightarrow 0$ と $\hat{\alpha}(k) \rightarrow \text{Const.}$ が保証されているので、(18)、(22)、(23) 式より、次式が成立する。

$$\begin{aligned} &\hat{\alpha}(k+1) \{W_d(k+1) - W(k+1)\} - \Lambda(k) \\ &= \hat{\alpha}(k+1) \{\theta_d(k+1) - \theta(k+1)\} - \Lambda(k) \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (24)$$

このとき、Lyapunov の安定理論に基づき $\Lambda(k)$ を次式で与えると、 $|\hat{\alpha}(k)| \neq 0$ ならば、 $\{\theta_d(k) - \theta(k)\} \rightarrow 0$ 、すなわち $\theta(k) \rightarrow \theta_d(k)$ が保証される。

$$\Lambda(k) = \rho \hat{\alpha}(k) \{\theta_d(k) - \theta(k)\} \quad (25)$$

ただし、 $|\rho| < 1$ である。

Fig. 2 Schematic diagram of experimental apparatus

Fig. 3 Feed drive system

4. 送り駆動系の制御実験

ここでは、まず対象とした送り駆動系実験装置とその離散時間モデルについて示す。また、駆動系に生じる摩擦特性を実験により求める。さらに、前節に記した制御則に基づく制御実験を行い、その有効性について検討する。

4.1 実験装置

実験装置の構成を Fig. 2 に示す。制御対象であるテーブルは、縦横それぞれ 160mm のアルミニウム製で、X Y 各軸方向に移動する。アクチュエータである AC サーボモータ（定格トルク 1.3Nm）は、サーボアンプを介しデジタル計算機によって制御され、各軸を駆動する。各軸を構成する送り駆動系のボールネジは長さ 300mm、ピッチ 5mm である。各軸の回転角度はロータリエンコーダ（2500P/r）によって計測され、テーブル変位に変換される。

4.2 運動方程式⁹⁾

ここでは、Fig. 2 の送り駆動系を Fig. 3 のようにモデル化する。この系の運動方程式は、非線形摩擦を除くと、次式で表現される。

$$J_m \ddot{\theta}_m + D_m \dot{\theta}_m + \frac{RK_s(R\theta_b - x_t)}{N} = u \quad (26)$$

$$M_t \ddot{x}_t + D_t \dot{x}_t = K_s(R\theta_b - x_t) \quad (27)$$

$$\theta_b = \frac{\theta_m}{N} \quad (28)$$

$$R = \frac{P}{2\pi} \quad (29)$$

ここで、 J_m はモータの慣性モーメント、 D_m はモータの粘性摩擦係数、 θ_m はモータの回転角、 u はモータ発生トルク、 θ_b

はボールねじ側歯車の回転角, N は減速比, M_t はテーブルの質量, D_t はテーブル摺動面の粘性摩擦係数, K_s は駆動系の軸方向剛性, x_t はテーブルの変位, P はボールねじのピッチである.

また, 各パラメータの仕様値を Table 1 に示す. なお, D_t については次節に記す実験により求めた概算値である.

Table 1 Physical parameters of feed drive system

Parameter	Value
J_m	4.0×10^{-5} Nms ²
D_m	1.4×10^{-4} Nms/rad
N	1
M_t	1.8 kg
D_t	2.9×10^3 Ns/m
K_s	1.0×10^8 N/m
R	8.0×10^{-4} m/rad

(26)~(29) 式より, 入力 $u(t)$ から出力 $x_t(t)$ 間の伝達関数は次式となる.

$$G(s) = \frac{b_0}{s(a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0)} \quad (30)$$

ただし,

$$a_3 = J_m M_t, \quad a_2 = J_m D_t + M_t D_m$$

$$a_1 = J_m K_s + D_m D_t + \frac{R^2 K_s M_t}{N^2}$$

$$a_0 = D_m K_s + \frac{R^2 K_s D_t}{N^2}, \quad b_0 = \frac{R K_s}{N}$$

である.

一般に, 送り駆動系の運動はモータモデルの形式に簡略化でき¹⁰⁾, また Table 1 をもとに (30) 式の各係数の値を比較すると, a_3 および a_2 は, a_1 , a_0 ならびに b_0 に比べて十分小さいので, ここでは状態方程式を次式で表現する.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_t(t) \\ \ddot{x}_t(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{a_0}{a_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_t(t) \\ \dot{x}_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{b_0}{a_1} \end{bmatrix} u(t) \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ d'(t) \end{bmatrix} \quad (31) \\ d'(t) &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{a_3}{a_1} \ddot{x}_t(t) - \frac{a_2}{a_1} \dot{x}_t(t) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

4.3 摩擦特性

ここで取り扱う摩擦モデルを Fig. 4 に示す. f_s は静止時に入力逆向きに作用する静止摩擦である. また, f_c は速度が 0 でない時, 反運動方向に作用するクーロン摩擦である. なお, 粘性摩擦は (31) 式に含まれている.

モータ発生トルクと X, Y 各軸のテーブル送り速度との関係を実験により計測した結果を Fig. 5 に示す. 同図より, 実験装置の構造上, X 軸と Y 軸の負荷条件が異なるため, 送り駆動系に作用する静止摩擦が変化していることが確認できる.

Fig. 4 Friction model

また, 加速時にモータ発生トルクが静止摩擦力より小さい場合は, テーブルは静止しているが, 入力トルクが静止摩擦より大きくなると, 速度が急激に上昇している. これは, Fig. 4 に示す静止摩擦とクーロン摩擦間の非線形特性の影響によるものと考察される. この静止摩擦, クーロン摩擦および $d'(t)$ を (2) 式の摂動項とする.

4.4 制御実験結果

送り駆動系に対する制御実験を行った. まず, (13) ならびに (15) 式の制御則による Y 軸の極配置制御実験結果を Fig. 6 に示す. なお, 極は (13) 式の場合 0.7 と 0.75, (15) 式の場合 0.7, 0.75 と 0.8 に配置し, サンプル周期 T および α の値はそれぞれ $T = 0.01$ [s], $\alpha = 0.1/T^2$ とした. 各制御則に含まれる速度信号 $\dot{\theta}(k)$ は, 後退差分近似

$$\dot{\theta}(k) = \dot{\theta}(kT) = \frac{\theta(kT) - \theta(kT - T/10)}{T/10} \quad (32)$$

を用いて算出した. また, この速度近似誤差などにより生じる入力振動を緩和するために, 制御入力に次式のフィルタを介して求めた.

$$F(z) = \frac{z(1 - e^{-gT})}{z - e^{-gT}} \quad (33)$$

ただし, $g = 100$ とした.

Fig. 6 から, (15) 式を用いることにより, (13) 式の場合に比べて追従性が改善され, 速度偏差補償の効果が表れていることがわかる. また, 外乱および摩擦を陽に考慮しない制御則を用いているにもかかわらず, かなりの制御性能が得られていることから, 用いたモデルの有用性が確認されているといえる. しかし, フィルタを挿入したにもかかわらず, 入力に多少振動を生じている. このことは, 用いた近似モデルでは, 制御対象を (3) 式で表現しているために, 本来存在していた離散化零点を相殺する極が閉ループでは現れ, その影響によると考えられる.

(31) 式で $d'(t)$ を除いた系について, 極配置制御設計後の極を求めると, $-0.7629 \pm 0.0909i$ 及び -0.8414 となる. 極を 0.7 と 0.75 に配置する補償器を設計しているが, 若干の誤差とともに新たな極 -0.8414 が生じている. (なお, 離散化零点は -0.8510 である.) この振動的な極が誤差やノイズを励起し, 振動が生じていると考えられる.

つぎに, (22) 式の制御則による Y 軸の適応制御実験結果を

Fig. 5 Characteristics between motor torque and feed velocity

Fig. 6 Experimental results by pole placement control (Y-axis)

Fig. 7に示す。なお、適応パラメータの初期値および ρ の値はそれぞれ $\hat{\alpha}(0) = 0.1/T^2$, $\rho = 0.9$ に設定し、適応アルゴリズムは最小二乗形式のものをを用いた。その他の条件は、Fig. 6

Fig. 7 Experimental results by adaptive control (Y-axis)

の場合と同様である。

規範応答が台形波の場合には、非線形摩擦、特に静止摩擦の影響を始動と停止時に受けやすいが、Fig. 7より、適応過程の初期においては多少誤差を生じているものの、適応過程の経過とともにテーブル上の負荷の有無によらず、良好な追従性能が得られ、適応制御則の有効性が確認できる。

さらに、X Y両軸を組み合わせ、適応制御およびFig. 8に示す定値摩擦補償を付加したPID制御により、円軌道に対する輪郭制御実験を行った。2周期目の結果をFig. 9に示す。X, Y各軸の目標軌道および適応パラメータの初期値はそれぞれ以下のように設定し、その他の条件はFig. 7の場合と同様とした。

$$x_d(k) = 60 \cos(0.8Tk), \quad y_d(k) = 60 \sin(0.8Tk) \quad [\text{mm}]$$

$$\hat{\alpha}_x(0) = \hat{\alpha}_y(0) = 0.1/T^2$$

また、各軸のP, I, Dパラメータと定値摩擦補償ゲインはそれぞれ

$$K_{Px} = 0.029, \quad K_{Ix} = 0.003, \quad K_{Dx} = 0.155$$

$$K_{Py} = 0.038, \quad K_{Iy} = 0.006, \quad K_{Dy} = 0.163$$

$$f_{sx}^* = 0.17, \quad f_{cx}^* = 0.12$$

Fig. 8 PID control system with constant values for frictions

$$f_{sy}^* = 0.12, \quad f_{cy}^* = 0.09$$

とした。P, I, Dパラメータはある程度の試行錯誤により求め、定値摩擦補償ゲインはFig. 5に基づき設定した。

なお、ここでは、輪郭誤差($x_e(k), y_e(k)$)を次式のように定義した。

$$x_e(k) = \left[r_0 + \text{sgn}[\delta r(k)] \frac{\sqrt{|\delta r(k)|}}{r_0} \right] \cos(0.8Tk) \quad (34.a)$$

$$y_e(k) = \left[r_0 + \text{sgn}[\delta r(k)] \frac{\sqrt{|\delta r(k)|}}{r_0} \right] \sin(0.8Tk) \quad (34.b)$$

ただし、

$$\delta r(k) = e_x^2(k) + e_y^2(k) - r_0^2$$

$$\text{sgn}[x] = \begin{cases} 1 & \text{for } x > 0 \\ 0 & \text{for } x = 0 \\ -1 & \text{for } x < 0 \end{cases}$$

$e_x(k), e_y(k)$ はX, Y各軸における追従誤差, r_0 は輪郭誤差0を表す真円の半径である。

Fig. 9より、適応制御を行った場合、象限切り換え時に非線形摩擦の影響によるものと考察される誤差の増大を多少生じているが、摩擦補償付きPID制御に比べて、良好な制御結果を得られていることがわかる。なお、図は真円近傍での誤差のみを拡大したものである。

5. あとがき

ここでは、メカニカルシステムの簡潔な離散時間近似モデルに基づく、デジタル制御系の設計について検討するとともに、送り駆動系制御への適用を行い、その有効性を検証した。その結果、以下のことが明らかになった。

- (1)非常に簡潔な制御則で制御系が設計可能であり、制御アルゴリズムなどの演算処理の短縮化が図れる。
- (2)外乱、特に非線形摩擦などを陽に考慮せずに、制御系の設計が可能である。
- (3)適応制御系の設計においては、未知パラメータが唯一つであり、適応アルゴリズムが簡単となった。
- (4)送り駆動系制御実験を行った結果、良好な追従性能が得られた。

(a) Contouring error

(b) Control input for X-axis

(c) Control input for Y-axis

Fig. 9 Experimental results by adaptive and PID control

一方、ここで用いた制御手法では、速度フィードバックにより制御対象が低次元化されているため、いわゆるハイゲイン特性となり、ゲイン変動に対してはロバスト性が欠陥していることが考えられる。また、極配置制御手法などでは対象の離散化零点に依存した(相殺する)配置できない極が現れると考えられ、対象によれば、ノイズや誤差を励起し振動的な挙動を生じさせる。これらに関する解析とより有効な制御系の設計が目下の課題である。

なお、本研究の一部は通商産業省中小企業庁地域技術活性化事業補助金(地域産学官共同研究事業)の援助によるものである。

参考文献

- 1) 特集: モーションコントロール, 電気学会論文誌D, 118-1(1998)
- 2) 坂戸: 位置決め制御機器の観測雑音対策, 自動化技術, 29-6,

- 19/23(1998)
- 3) B.Armstrong-Hélouvy, P.Dupont and C.Canudas de Wit: A Survey of Models, Analysis Tools and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction, *Automatica*, **30**-7, 1083/1138(1994)
 - 4) T.Suehiro, F.Ohkawa, F.Hokamura and S.Sagara: Digital Adaptive Motion Control for a Servo Mechanism, 11th IFAC Int. Symp. on System Identification, Kitakyushu, **1**, 321/326(1997)
 - 5) 大川：メカニカルシステムの離散時間近似モデル，計測自動制御学会論文集，**33**-8, 849/851(1997)
 - 6) N.Kyura: The Development of a Controller for Mechatronics Equipment, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **43**-1, 30/37(1996)
 - 7) 山崎：動作制御におけるソフトウェアサーボの基礎と応用，応用機械工学，**27**-10, 72/79(1986)
 - 8) 新中：適応アルゴリズム，産業図書 (1990)
 - 9) 佐々木：ディジタルサーボのシステム設計，近代図書 (1989)
 - 10) 加来：サーボ技術の現状，機械設計，**35**-8, 30/36(1991)

=====

[著 者 紹 介]

末 廣 利 範 (正会員)

1991年九州工業大学大学院工学研究科博士後期課程修了。工学博士。87年より，福岡県北九州工業試験場（現福岡県工業技術センター機械電子研究所）勤務。主に，ロボットなどのメカトロニクス機器の制御に関する研究に従事。99年より，科学技術庁へ派遣中。

大 川 不二夫 (正会員)

1972年九州工業大学大学院工学研究科修士課程制御工学専攻修了，同年九州工業大学工学部助手，助教授を経て，91年同大学情報工学部助教授，94年教授，現在に至る。制御理論とその応用，特にメカトロ系への応用に関する研究に従事（工学博士）。日本機械学会，システム制御情報学会会員

外 村 隆 行

1996年九州工業大学情報工学部制御システム工学科卒業。98年同大学院情報工学研究科博士前期課程情報科学専攻修了。同年ローランド（株）入社。

=====