超音波モータの NN を用いた IMC-PID 制御

正員 田中 幹也* 非会員 竹口 哲馬**
非会員 中本 譲治* 非会員 李 進華*

IMC-PID Control using NN for Ultra-Sonic Motor

Kanya Tanaka*, Member, Tetsuma Takeguchi*, Non-member,
Jyouji Nakamoto*, Non-member, Li Jinhua*, Non-member

Since modeling based on physical analysis of an ultra-sonic motor(USM) is difficult, conventional PID or IMC-PID control often has been used. However, it is difficult to accomplish satisfactory control performance using a conventional PID or IMC-PID control because an USM contains dynamic variations and non-linear elements.

In this paper, we propose IMC-PID control using neural networks(NN) for an USM. In the proposed method, one parameter of IMC-PID control is adjusted using NN at each sampling-time. Introduction of NN makes it possible to compensate dynamic variations and non-linearity of an USM. The effectiveness of the proposed method is confirmed by experiment using existent USM.

キーワード：超音波モータ，非線形性，PID，IMC-PID，ニューラルネットワーク

Keywords：ultra-sonic motor, non-linearity, PID, IMC-PID, neural network

1. まえがき

超音波モータ (Ultra-Sonic Motor: USM) は圧電素子に電圧を印加した際に生じる振動を駆動源とする原理のモータで、小型軽量、作動音がしない、低速時でも高トルクが得られる、停止時の保持トルクが大きい等の従来の電磁力モータにない優れた特性を有している。また、原理上電磁ノイズを発生せず、また、電磁場の影響を受けることもなく電磁両立性に極めて優れている。このため今後、医療福祉分野を始め、産業界のあらゆる分野への応用が期待されている。

USM は摩擦力駆動のため電磁力モータのように物理的な解析が困難でそのモデル化は容易ではない。このため数式モデルに基づく現代制御理論の適用ができず、これまで主として PID 制御が用いられてきた。しかし、USM は駆動時の温度変化や負荷変動によりプラントの特性が変動し、従来の固定ゲイン PID 制御では制御性能が低下し、そ

の都度ゲインの再調整が必要となる。しかし、比例、積分、微分の 3 つのゲインを調整するのは容易ではない。従来からこの PID ゲインの調整法が種々提案されているが、その中で内部モデル制御 (Internal Model Control: IMC) 方式が良く知られている。この IMC-PID 制御では、閉ループ系の時定数に関係する 1 つのパラメータを修正すれば済むため調整が容易で便利である。このためプロセス制御を始め広い分野で用いられてきた⁽¹⁾⁽²⁾。しかし IMC-PID 制御ではプラントのパラメータ値が必要であるためプラントの特性が変動すれば再調整が必要になることには変わりはない。また、USM は摩擦力駆動のため非線形性がかなり強いいため従来の固定ゲイン方式の PID や IMC-PID 制御では制御性能に限界があった。このため USM にハイブリッド制御やファジィ制御等の適用が試みられてきたが必ずしも満足のゆく制御性能を達成できていない⁽³⁾⁽⁴⁾。また、プラントの特性変動や非線形性の存在に対応するため PID の各ゲインをニューラルネットワーク (Neural Network: NN) を用いて調整する方法が提案され⁽⁵⁾、その USM への適用も試みられており制御性能の向上に寄与している⁽⁶⁾。しかし、PID コントローラの 3 つのゲインを調整する NN の構成は試行錯誤的であり体系的な方法とはなっていない。

本論文では、USM の特性変動や非線形性を補償し、常時最適な制御性能を達成するため NN を導入した IMC-PID 制

* 山口大学工学部
〒755-8611 山口県宇部市常盤台 2-16-1
Yamaguchi University Faculty of Engineering
2-16-1, Tokiwadai, Ube-city, Yamaguchi 755-8611

** 株式会社コア
〒754-0894 山口県山口市大字佐山字村山 3-20
CORE CORPORATION
3-20, Murayama, Sayama, Yamaguchi-shi, Yamaguchi
754-0894

御の構成法を提案する。本構成法では IMC-PID 制御の 1 つのパラメータを NN を用いて各サンプリング周期ごとに調整し、プラントの特性変動や非線形性を補償しようとするものである。この方法では、IMC-PID 制御の 1 つのパラメータは 0 と 1 の間の値をとるためシグモイド関数で処理された NN の出力を用いて直接調整することが可能である。ここではこの NN を用いた IMC-PID 制御を実機の USM に適用しその有用性を確認している。

本論文の構成として、2. で考察の対象とする USM を用いたサーボ系について記述する。つづいて 3. では、USM の従来型 PID 制御および IMC-PID 制御の構成法について説明し、4. では、提案する NN を用いた IMC-PID 制御の構成法について述べる。5. では、提案した構成法の有用性を確認するために、実在の USM を用いて行なった実験の結果について示す。

2. USM サーボ系

〈2・1〉 サーボ系の構成 図 1 に本論文で扱う USM を用いたサーボ系の構成を示す。USM、エンコーダおよび負荷が同軸上に接続されている。エンコーダからの位置情報は、パーソナルコンピュータ (Personal Computer: PC) に内蔵されたカウンタボードに入力される。この出力および目標値より PC 内で計算された制御入力の情報、I/O ボードを経由して駆動回路に伝えられる。図 2 に駆動回路を示す。位相差制御回路は、シフトレジスタを用いてデジタル回路で構成した。また、終段の電圧可変・昇圧回路は、デジタルポテンションメータ、パワーオペアンプおよび昇圧トランジスタを用いた。駆動周波数は固定として安定に起動ができるように、USM の共振周波数より 1.0kHz ほど高い 36.0kHz とした。USM の駆動は、ヒステリシス現象が少なく、入力と出力が比較的線形に近い関係がある位相差制御方式を用いた。位相差は、 $-90 \sim 90 \text{deg}$ 間を 1.406deg の刻みで調整できる。また、表 1 に USM、エンコーダおよび負荷の諸元を、また、表 2 にこの駆動回路の諸元を示した。

〈2・2〉 USM の仮想モデル USM は摩擦駆動のため物理的な解析に基づいてプラントモデルを導出することは困難である。一方、IMC-PID 制御のためにはプラントパラメータを必要とする。このためここでは仮想的なプラントモデル

$$y(k) = G(z^{-1})u(k) = \frac{z^{-1}b_0}{A(z^{-1})}u(k) \quad (1)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \quad (2)$$

を導入し、この(1)式を

$$y(k) = \theta^T \zeta(k) \quad (3)$$

と書き改める。ただし、

$$\theta = [a_1, a_2, b_0]^T$$

$$\zeta(k) = [-y(k-1), -y(k-2), u(k-1)]^T$$

図 1 USM サーボ系
Fig. 1. USM servo system.

図 2 駆動回路
Fig. 2. Drive circuit.

表 1 USM, エンコーダおよび負荷の諸元
Table 1. Performance of USM, encoder and load.

USM	Rated rotational speed: 100 rpm
	Rated torque: 0.392 N · m
	Holding torque: 0.392 N · m
Encoder	Resolution: 0.0036 deg
Load	0~0.2 N · m

表 2 駆動回路の諸元
Table 2. Performance of drive circuit.

Driving frequency	36.0 kHz
Driving voltage	150 V
Phase difference	$-90 \sim 90 \text{ deg}$
Resolution of phase difference	1.406 deg
Sampling time	1.0 ms

つぎに、固定モデルとして

$$\hat{y}(k) = \hat{\theta}^T(k) \zeta(k) \quad \dots\dots\dots (4)$$

を考える。ただし、

$$\hat{\theta}(k) = [\hat{a}_1(k), \hat{a}_2(k), \hat{b}_0(k)]^T$$

である。このとき、同定誤差 $\varepsilon(k)$ を

$$\varepsilon(k) = \hat{y}(k) - y(k) \quad \dots\dots\dots (5)$$

と定義すると、以下に示す固定トレースアルゴリズムを用いてプラントのパラメータ推定値 $\hat{\theta}(k)$ 、すなわち、 $\hat{a}_1(k)$ 、 $\hat{a}_2(k)$ 、 $\hat{b}_0(k)$ を

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) - \frac{\Gamma(k-1) \zeta(k) \varepsilon(k)}{1 + \zeta^T(k) \Gamma(k-1) \zeta(k)} \quad \dots\dots\dots (6\cdot a)$$

$$\hat{\Gamma}(k-1) = \Gamma(k-1) - \frac{\Gamma(k-1) \zeta(k) \zeta^T(k) \Gamma(k-1)}{1 + \zeta^T(k) \Gamma(k-1) \zeta(k)} \quad \dots\dots\dots (6\cdot b)$$

$$\lambda(k) = \frac{n \hat{\Gamma}(k-1)}{n \Gamma(0)} \quad \dots\dots\dots (6\cdot c)$$

$$\Gamma(k) = \frac{\hat{\Gamma}(k-1)}{\lambda(k)} \quad \dots\dots\dots (6\cdot d)$$

から求められる。この方法で前述の USM を同定すると同定パラメータはほぼ一定値に収束したため、ここでは USM のプラントモデルは(1)式でそのパラメータは同定結果から

$$a_1 = -0.4966, \quad a_2 = -0.4894, \quad b_0 = 0.3689 \quad \dots\dots\dots (7)$$

を採用することとした。

3. USM の PID および IMC-PID 制御

〈3・1〉 従来型 PID 制御の構成法 最初に USM の従来型 PID 制御の構成図を図 3 に示す。図において $G_{PID}(z^{-1})$ は PID コントローラを表している。

PID コントローラは

$$G_{PID}(z^{-1}) = \frac{K_P(1-z^{-1}) + K_I + K_D(1-z^{-1})^2}{1-z^{-1}} \quad \dots\dots\dots (8)$$

と記述される。ここで、 K_P 、 K_I 、 K_D はそれぞれ比例ゲイン、積分ゲイン、微分ゲインを表している。この式より、制御入力

$$u(k) = u(k-1) + (K_P + K_I + K_D)e(k) - (K_P + 2K_D)e(k-1) + K_D e(k-2) \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる。

〈3・2〉 従来型 IMC-PID 制御の構成法 つぎに USM の従来型 IMC-PID 制御の構成法を示す。まず、図 4 は USM の一般的な IMC の構成図である。

図において、 $G_{IMC}(z^{-1})$ は IMC のコントローラを示している。また、USM に平行に接続された $G(z^{-1})$ は内部モデルを示している。これは(1)、(2)式と同様に、

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-1} b_0}{A(z^{-1})} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \quad \dots\dots\dots (11)$$

図 3 PID 制御の構成図

Fig. 3. Block diagram of PID control.

図 4 IMC の構成図

Fig. 4. Block diagram of IMC.

図 5 フィードバックコントローラの構成図

Fig. 5. Block diagram of feedback controller.

と選ぶものとする。(10)式より $G(z^{-1})$ を最小位相成分 $G_M(z^{-1})$ とむだ時間 z^{-1} に分けると

$$G(z^{-1}) = G_M(z^{-1}) \cdot z^{-1} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。ただし、

$$G_M(z^{-1}) = \frac{b_0}{A(z^{-1})}$$

である。また、一次遅れフィルタ $f(z^{-1})$ を

$$f(z^{-1}) = \frac{1-\alpha}{1-\alpha z^{-1}} \quad \dots\dots\dots (13)$$

とおく。ここで、 α は $0 \leq \alpha < 1$ の範囲の設計パラメータである。また、コントローラ $G_{IMC}(z^{-1})$ を

$$G_{IMC}(z^{-1}) = G_M^{-1}(z^{-1}) f(z^{-1}) = \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0} \cdot \frac{1-\alpha}{1-\alpha z^{-1}} \quad \dots\dots\dots (14)$$

と設計する。ここで、図 5 のようなフィードバックコントローラに置き換えると、 $G_C(z^{-1})$ は

$$G_C(z^{-1}) = \frac{G_{IMC}(z^{-1})}{1 - G_{IMC}(z^{-1}) \cdot G(z^{-1})} = (1-\alpha) \cdot \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0(1-z^{-1})} \quad \dots\dots\dots (15)$$

と表される。これより、 $G_C(z^{-1}) = G_{PID}(z^{-1})$ とおくことにより、(8)、(15)式より、以下の PID のゲインの式

$$\bar{K}_p = k_p(1-\alpha) \quad (16\cdot a)$$

$$\bar{K}_i = k_i(1-\alpha) \quad (16\cdot b)$$

$$\bar{K}_d = k_d(1-\alpha) \quad (16\cdot c)$$

を得る。ただし、

$$k_p = -\frac{a_1 + 2a_2}{b_0}, \quad k_i = \frac{1 + a_1 + a_2}{b_0}, \quad k_d = \frac{a_2}{b_0}$$

である。この場合、 $\bar{K}_p$ 、 $\bar{K}_i$ 、 $\bar{K}_d$ を決定するためにはプラントのパラメータ a_1, a_2, b_0 が必要となる。また、 α は設計パラメータで $0 \leq \alpha < 1$ の範囲で設計者が任意に設計できる。これらの $\bar{K}_p$ 、 $\bar{K}_i$ 、 $\bar{K}_d$ を用いて制御入力

$$u(k) = u(k-1) + (\bar{K}_p + \bar{K}_i + \bar{K}_d)e(k) - (\bar{K}_p + 2\bar{K}_d)e(k-1) + \bar{K}_d e(k-2) \quad (17)$$

と合成される。

4. USM の NN を用いた IMC-PID 制御

〈4・1〉 NN を用いた IMC-PID の構成法 図 6 に NN を用いた IMC-PID 制御の構成図を示す。この構成法では設計パラメータ α の値を NN を用いて調整することにより、USM の特性変動や非線形性を補償し、常時最適な制御性能を達成する。

したがって、時変の設計パラメータ $\alpha(k)$ を用いて PID の各ゲインは

$$\bar{K}_p(k) = k_p(1 - \alpha(k)) \quad (18\cdot a)$$

$$\bar{K}_i(k) = k_i(1 - \alpha(k)) \quad (18\cdot b)$$

$$\bar{K}_d(k) = k_d(1 - \alpha(k)) \quad (18\cdot c)$$

と表される。また、制御入力は

$$u(k) = u(k-1) + (\bar{K}_p(k) + \bar{K}_i(k) + \bar{K}_d(k))e(k) - (\bar{K}_p(k) + 2\bar{K}_d(k))e(k-1) + \bar{K}_d(k)e(k-2) \quad (19)$$

と合成される。

〈4・2〉 NN の構成 図 7 に本論文で用いた 3 層構造型の NN を示す。NN の入力層のニューロン数は 3 で、入力として

$$I_i(k) = \{e(k), e(k-1), e(k-2)\} \quad (20)$$

を用いる。また、中間層のニューロン数は 6 とし、出力層のニューロン数は 1 で、NN の出力が設計パラメータ $\alpha(k)$ である。中間層、出力層の出力信号は

$$H_j(k) = f_s(\text{net}_j^{(1)}) \quad (21)$$

図 6 NN を用いた IMC-PID 制御の構成図

Fig. 6. Block diagram of IMC-PID control using NN.

図 7 NN の構成

Fig. 7. Architecture of NN.

$$\alpha(k) = f_s(\text{net}_j^{(2)}) \quad (22)$$

と表される。ただし、関数 $f_s(x)$ は

$$f_s(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (23)$$

と表されるシグモイド関数を用いる。また、(21)、(22)式で用いられている $\text{net}_j^{(1)}$ 、 $\text{net}_j^{(2)}$ は

$$\text{net}_j^{(1)} = \sum_i w_{ji}^{(1)}(k) I_i(k) \quad (24)$$

$$\text{net}_j^{(2)} = \sum_j w_j^{(2)}(k) H_j(k) \quad (25)$$

と表される。

NN の学習はバックプロパゲーション (Back Propagation: BP) 法を用い、次式の評価関数

$$J = \frac{1}{2} \{r(k) - y(k)\}^2 = \frac{1}{2} e^2(k) \quad (26)$$

を最小にするものとする。このとき、NN の中間層・出力層間の結合荷重 $w_j^{(2)}(k)$ の更新を

$$\Delta w_j^{(2)}(k) = w_j^{(2)}(k) - w_j^{(2)}(k-1) \quad (27)$$

とすると、 $\Delta w_j^{(2)}(k)$ は最急降下法により、

$$\Delta w_j^{(2)}(k) = -\eta \frac{\partial J}{\partial w_j^{(2)}(k-1)} \quad (28)$$

となる。ここで η は学習係数である。微分の連鎖規則より

$$\begin{aligned} \Delta w_j^{(2)}(k) = & -\eta \frac{\partial J}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial u(k-1)} \\ & \times \frac{\partial u(k-1)}{\partial \alpha(k-1)} \cdot \frac{\partial \alpha(k-1)}{\partial w_j^{(2)}(k-1)} \quad (29) \end{aligned}$$

となる。以上より、上式の各成分はつぎのように表される。
まず(26)式より

$$\frac{\partial J}{\partial y(k)} = -e(k) \quad (30)$$

となる。また、(1)式より

$$\frac{\partial y(k)}{\partial u(k-1)} = b_0 \quad (31)$$

となる。(18)式より

$$\begin{aligned} \frac{\partial u(k-1)}{\partial \alpha(k-1)} = & -(k_p + k_i + k_d)e(k-1) \\ & + (k_p + 2k_d)e(k-2) - k_d e(k-3) \quad (32) \end{aligned}$$

となる。(22)式と(25)式より

$$\frac{\partial \alpha(k-1)}{\partial w_j^{(2)}(k-1)} = \alpha(k-1)(1-\alpha(k-1))H_j(k-1) \quad (33)$$

となる。これにより、中間層と出力層の結合荷重 $w_j^{(2)}(k)$ の更新式は

$$\Delta w_j^{(2)}(k) = \eta \delta^{(2)} H_j(k-1) \quad (34)$$

となる。ただし、 $\delta^{(2)}$ は

$$\begin{aligned} \delta^{(2)} = & e(k)b_0 \{ -(k_p + k_i + k_d)e(k-1) + (k_p + 2k_d)e(k-2) \\ & - k_d e(k-3) \} \alpha(k-1)(1-\alpha(k-1)) \quad (35) \end{aligned}$$

である。同様にして、入力層と中間層の結合荷重 $w_{ji}^{(1)}(k)$ の更新式は

$$\begin{aligned} \Delta w_{ji}^{(1)}(k) = & -\eta \frac{\partial J}{\partial w_{ji}^{(1)}(k-1)} \\ = & -\eta \frac{\partial J}{\partial y(k)} \cdot \frac{\partial y(k)}{\partial u(k-1)} \cdot \frac{\partial u(k-1)}{\partial \alpha(k-1)} \\ & \times \frac{\partial \alpha(k-1)}{\partial H_j(k-1)} \cdot \frac{\partial H_j(k-1)}{\partial w_{ji}^{(1)}(k-1)} \quad (36) \end{aligned}$$

となる。以上より、上式の各成分は

$$\frac{\partial \alpha(k-1)}{\partial H_j(k-1)} = \alpha(k-1)(1-\alpha(k-1))w_j^{(2)}(k-1) \quad (37)$$

$$\frac{\partial H_j(k-1)}{\partial w_{ji}^{(1)}(k-1)} = H_j(k-1)(1-H_j(k-1))I_i(k-1) \quad (38)$$

と表される。よって入力層と中間層の結合荷重 $w_{ji}^{(1)}(k)$ の更新式は

$$\Delta w_{ji}^{(1)}(k) = \eta \delta^{(1)} I_i(k-1) \quad (39)$$

となる。ただし、 $\delta^{(1)}$ は

$$\delta^{(1)} = \delta^{(2)} w_j^{(2)}(k-1) H_j(k-1) (1-H_j(k-1))$$

である。

5. 実機実験

提案した構成法の有用性を確認するため実機実験を行った。実験は従来型 PID 制御、設計パラメータ α を定数とした従来型 IMC-PID 制御、および提案した NN を用いた IMC-PID 制御の3つの制御手法を比較する形で行った。目標入力 $r(k)$ に周期 4sec、振幅が +45deg と -45deg の矩形波を用いた。

〈5・1〉 従来型 PID 制御の結果 図 8 に USM の PID 制御の実験結果を示す。また、PID 制御の各ゲインは

$$\left. \begin{aligned} K_p &= 3.5 \\ K_i &= 0.02 \\ K_d &= 0.001 \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

を用いた。図 8 は USM の目標入力 $r(k)$ と出力 $y(k)$ を表したグラフである。これより、与えられたゲインでは、出力が目標入力に安定に追従しているものの、定常位置に達するまでに 1.0sec 以上の時間を要していることが分かる。また、図 9 は 40 回繰り返し位置決め精度をヒストグラムで示したものである。図の左図と右図は目標入力の振幅がそれぞれ +45deg と -45deg に変化した 1.9sec 後の位置決め精度を示している。PID 制御では、-0.054~0.036deg 程度の定常位置偏差が生じている。これはエンコーダの分解能である、0.0036deg の 10 倍ほどの数値であり、十分な精度とは言えない。

〈5・2〉 従来型 IMC-PID 制御の結果 図 10 に従来型 IMC-PID 制御の実験結果を示す。IMC の設計パラメータは $\alpha=0.6$ を用いた。図 10 より、IMC-PID 制御では、PID 制御のときよりも立ち上がりが早くなり、目標値に達するまでの時間が短くなっているのが分かる。しかし、若干のオーバーシュートが生じており、定常位置に行くまでには、1.0sec 程の時間を要している。図 11 の位置決め精度では、±0.054deg 程の定常位置偏差が生じており、PID 制御の精度とあまり違いがない。これは、設計パラメータ α が固定であることから、USM の非線形性に十分に対処できなかったためと考えられる。

〈5・3〉 NN を用いた IMC-PID 制御の結果 図 12 に今回提案した NN を用いた IMC-PID 制御器による実験結果を示す。NN の重みの初期値 $w_{ji}^{(1)}(0)$, $w_j^{(2)}(0)$ にそれぞれ -0.01~0.01, -0.4~0.4 の乱数値を用い、NN の重み $w_{ji}^{(1)}(k)$, $w_j^{(2)}(k)$ の更新は、サンプリング周期 1ms ごとに行った。NN の学習アルゴリズムで用いる学習率は $\eta=4.0$ とした。図 12 より、出力の応答は従来型 IMC-PID 制御のときと比較して、オーバーシュートがなくなり収束が速くなっている。

図 8 PID 制御の応答
Fig. 8. Responses of PID control.

図 12 NN を用いた IMC-PID 制御の応答
Fig. 12. Responses of IMC-PID control using NN.

図 9 PID 制御の位置決め精度
Fig. 9. Positioning accuracy of PID control.

図 13 NN を用いた IMC-PID 制御の位置決め精度
Fig. 13. Positioning accuracy of IMC-PID control using NN.

図 10 IMC-PID 制御の応答
Fig. 10. Responses of IMC-PID control.

図 11 IMC-PID 制御の位置決め精度
Fig. 11. Positioning accuracy of IMC-PID control.

また図 13 の位置決め精度から、定常位置偏差は $\pm 0.004\text{deg}$ 以内（実際にはエンコーダの分解能である $\pm 0.0036\text{deg}$ 以内）に収まる良好な制御が達成できていることがわかる。

6 あとがき

本論文では、非線形性が強く、温度変化や負荷変動によって特性が変化しやすい USM に対して、IMC-PID の設計パラメータ α を NN を用いて調整する NN を用いた IMC-PID 制御の構成法を示した。実機実験より、提案した NN を用いた IMC-PID 制御では、従来型 IMC-PID 制御に比較して極めて良好な制御性能が達成されておりその有用性が確認できた。

（平成 14 年 9 月 27 日受付，平成 15 年 3 月 10 日再受付）

文 献

- (1) K. J. Astrom, T. Hagglund, C. C. Hang, and W. K. Ho: "Automatic tuning and adaptation for PID controllers: A survey", *Contr. Eng. Practice*, Vol.1, pp.699-714 (1993)
- (2) W. K. Ho, T. H. Lee, H. P. Han, and Y. Hong: "Self-Tuning IMC-PID Control with Interval Gain and Phase Margins Assignment", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol.9, No.3, pp.535-541 (2001)
- (3) T. Senjyu, H. Miyazato, and K. Uezato: "Quick and Precise Position Control of Ultrasonic Motors Using Hybrid Control", *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.11, pp.1333-1340 (1995-11) (in Japanese)

千住智信・宮里 裕・上里勝実:「ハイブリッド制御による超音波モータの高速・精密位置決め制御」, 電学論 D, 115, 11, pp.1333-1340 (1995-11)

- (4) T. Senjyu, H. Miyazato, and K. Uezato: "Precise Speed Control of Ultrasonic Motors by Repetitive Control with Fuzzy Reasoning", *Japan Society for Fuzzy Theory and Syst*, Vol.8, No.1, pp.158-166 (1996-1) (in Japanese)

千住智信・宮里 裕・上里勝実:「ファジィ推論を導入した繰返し制御による超音波モータの高精度速度制御」, 日本ファジィ学誌, 8, 1, pp.158-166 (1996-1)

- (5) T. Aoyama and S. Omatsu: "Design of Self-Tuning PID Control System by Neural Networks", *T. IEE Japan*, Vol.116-C, No.11, pp.1197-1201 (1996-11) (in Japanese)

青山武郎・大松 繁:「ニューラルネットワークによるセルフチューニング PID 制御系の設計」, 電学論 C, 116, 11, pp.1197-1201 (1996-11)

- (6) K. Tanaka, M. Oka, A. Uchibori, Y. Iwata, and H. Morioka: "Precise Position Control of Ultrasonic Motors Using a Self-Tuning Type Neural Network-PID Controller", *T. IEE Japan*, Vol.122-C, No.8, pp.1317-1324 (2002-8) (in Japanese)

田中幹也・岡 正人・内堀晃彦・岩田洋一郎・森岡 弘:「NN 併用型 PID 制御器を用いた超音波モータの精密位置決め制御」, 電学論 C, 122, 8, pp.1317-1324 (2002-8)

田 中 幹 也

(正員) 1952年7月28日生。82年3月防衛大学校理工学研究科卒業。同校研究員, 90年広島電機大学工学部助教授。92年愛媛大学工学部助教授, 98年山口大学工学部教授(電気電子工学科), 現在に至る。適応・知的制御を中心とした制御理論およびその応用研究に従事。工学博士。計測自動制御学会, 日本機械学会, 電気情報通信学会, IEEE 会員。

竹 口 哲 馬

(非正員) 1978年9月27日生。2003年3月山口大学大学院理工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻修了。同年4月(株)コア入社, 現在に至る。

中 本 譲 治

(非正員) 1979年10月7日生。2002年3月山口大学工学部電気電子工学科卒業。同年4月山口大学大学院理工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻入学, 現在に至る。超音波モータの知的制御の研究に従事。

李 進 華

(非正員) 1974年12月13日生。1999年3月中国天津紡績工学院博士前期課程修了。2002年4月山口大学大学院理工学研究科博士後期課程システム工学専攻入学, 現在に至る。空気圧系の知的制御の研究に従事。