

NN 併用型 2 自由度 MRACS に基づく超音波モータの位置制御

長 縄 明 大*・藤 枝 昌 史**・田 中 幹 也***
岡 正 人****・若 佐 裕 治***

Position Control of Ultrasonic Motor Based on Two-degrees-of-freedom MRACS with NN

Akihiro NAGANAWA*, Masashi FUJIEDA**, Kanya TANAKA***,
Masato OKA**** and Yuji WAKASA***

The ultrasonic motor (USM) has many features, for example small size, light weight, low speed high torque and so on. Therefore, the applications as an actuator of small motion control are expected. Moreover, the USM does not generate electromagnetic noise and is not influenced by it either as magnetic action is not the principle of its driving. Therefore, its use in environments such as medical treatment and the welfare field which cannot use an electromagnetic motor is also expected. However, the principle of driving of the USM is a friction drive, and has a nonlinear property for its input-output relation. Also, the dynamics changes according to drive conditions such as an increase in temperature of the USM by frictional heat, change in load and so on. For these reasons, it is difficult to realize the highly precise position control by the PID control technique with fixed gains.

In this paper, the position control method of the USM based on two-degrees-of-freedom control system which has a neural network (NN) to adjust the gains of the PID controller is discussed. The control system is based on the MRACS (Model Reference Adaptive Control System). Until now, many conventional MRACS was composed by using the feedback controller. However, in this case, the feedback controller must be tuned to enhance the performance for both the reference response and the feedback properties. Therefore, the proposed MRACS is made up of the two-degrees-of-freedom control system. The feedback controller adaptively suppresses, effecting the nonlinear property and perturbation of the USM, by adjusting the gains of a PID controller. Moreover, the feedforward controller with the desirable transient response characteristic is also realizable. The effectiveness of the proposed method can be verified by experimental results.

Key Words: USM, position control, two-degrees-of-freedom control system, MRACS, PID controller

1. はじめに

超音波モータ (USM) は、小型軽量、低速高トルクであり、作動音が小さく、停止時の保持トルクも大きいなど、様々な特徴を有しているため、小型モーションコントロールのアクチュエータとしての応用が期待されている^{1),2)}。また、USM は、磁気作用を動作原理としていないことから、電磁ノイズを発生せず、またその影響を受けないため、MRI (Magnetic

Resonance Imaging) ガントリ内など電磁モータが使用できない医療福祉分野のアクチュエータとしての利用が期待されている³⁾。しかし、USM は、動作原理が摩擦駆動であり、その入出力特性は本質的に非線形性を有する上、摩擦熱による温度上昇や負荷の変化により回転速度特性が大きく変動する^{4),5)}。このため、固定ゲインを用いた PID 制御では、高精度な位置決め性能を実現するのが困難である。

そこで、本論文では、2 自由度制御系に基づくモデル規範型適応制御系 (MRACS) の設計法について検討を行ない、その有効性を USM の位置制御により検証する。本論文の 2 自由度制御系は、条件付きフィードバック構造と呼ばれる制御系を基礎とする⁶⁾。この制御系は、制御対象のモデル化誤差がなく外乱が存在しない場合には、フィードバックコントローラからの信号はフィードフォワードからの信号に打ち消されるため、フィードフォワードコントローラのみで目標値応答特性を決定する。一方、モデル化誤差や外乱が存在する場合には、フィードバックコントローラからの信号は打ち消されず、これらの影響を抑制するようにフィードバックコントローラを設計することができる。このように、条件付きフィード

* 秋田大学工学資源学部機械工学科
秋田市手形学園町 1-1
** (株) ロジックデザイン
*** 山口大学工学部電気電子工学科
**** 宇部工業高等専門学校機械工学科
* Department of Mechanical Engineering, Akita University
** LogicDesign Inc.
*** Department of Electrical and Electronic Engineering, Yamaguchi University
**** Department of Mechanical Engineering, Ube National College of Technology
(Received October 5, 2006)

バック構造ではコントローラの役割分担が明確であり、2つのコントローラを独立して設計することができる。本手法では、この特徴を生かし、フィードフォワードコントローラにより望ましい目標値応答特性を実現し、フィードバックコントローラによりモデル化誤差や外乱の影響を抑制する。フィードバックコントローラは、ニューラルネットワーク (NN) によりゲイン調整される PID コントローラとし、NN のオンライン学習により、USM の非線形性や特性変動の影響を抑制する^{7), 8)}。本手法の特徴は、コントローラの役割分担を明確にした制御系の構成であり、従来にない新しい構成の MRACS であること、USM の特性変動や負荷に対しても良好な目標値応答特性が得られることである。本手法の有効性は、USM の位置制御において固定ゲインの PID 制御と実験結果を比較することにより示される。

本手法と関連のある研究との相違点を以下に述べる。MRACS は、これまでフィードバックコントローラを用いた 1 自由度制御系の構成が多く研究されてきた。しかし、1 自由度制御系では、目標値応答特性とフィードバック特性の 2 つ特性を、フィードバックコントローラの調整のみで向上させなければならないため、良好な性能が得られない場合があると考えられる。また、2 自由度制御系に基づく MRACS の設計法も提案されているが、本論文で検討を行なう制御系のように 2 つのコントローラの役割分担は明確ではなく、実験による検証も行われていない⁹⁾。また、これまで I-PD 制御系に NN モデルを組み込んだ MRACS が提案されているものの、NN をフィードバックループ内に配置する構成であるため NN の学習が収束するまで良好な制御性能が得られない¹⁰⁾。これに対して本手法では、PID ゲインを固定ゲインと NN の出力の和により構成しているため、PID の初期ゲインによりある程度良好な制御性能が得られ、NN はその性能をさらに向上させるように動作する。

一方、USM の制御手法として、NN と併用した PID コントローラに基づく位置制御法が提案されているが、フィードバックコントローラだけの制御構成であるため、望ましい目標値応答特性を実現することは困難である^{11), 12)}。本論文は、これらの手法を拡張し、目標値応答特性を改善するものである。また、本論文と同様に目標値応答特性の保持を目的とした設計手法として、2 自由度サーボ系に基づく方法が提案されているが¹³⁾、制御対象のモデルの次数に制限があり、フィードバックコントローラの設計には、感度特性と観測雑音が操作量に与える影響のトレードオフを図らなければならない¹⁴⁾。

2. USM の特性

Fig. 1 は USM の実験装置の構成図を、Table 1 は実験装置の諸元を示している。Fig. 1 において、USM、エンコーダ、および負荷は同軸上にカップリングを介して接続されている。エンコーダからの情報は、パーソナルコンピュータに内蔵されたカウンタボードに位置情報として入力される。PC 内で計算された出力信号の情報は、DO (Digital Output) ボード

を経由して駆動回路に伝えられ、USM を回転させる。USM の制御手法には、一般に振幅制御、周波数制御、位相差制御方式があるが、振幅制御方式ではある値以上の電圧を印加しなければ USM は回転しないため低速域に不感帯を生じ、また周波数制御方式では周波数の増減に対して大きなヒステリシス特性を生じることが報告されている¹⁵⁾。このため、本論文では、ヒステリシス現象が少なく、入力と出力が比較的線形の関係である位相差制御方式を用いた。位相差制御回路は、シフトレジスタを用いたデジタル回路で構成されており、位相差は、 $-\pi/2 \sim \pi/2$ rad の間を 128 分割して、0.0245 rad 刻みで調節できる。また、駆動周波数は、共振周波数より 0.5 kHz ほど高い 35.5 kHz で行った。印加電圧は 30 V を加え、昇圧回路で昇圧して USM に与えた。

Fig. 2 は、印加電圧位相差に対する USM の回転速度特性を示している。図中の No-load 0 s は無負荷時におけるモータ駆動直後のデータ、No-load 600 s は無負荷時における 600 秒駆動後のデータ、Load は負荷 0.125 Nm を加えた場合のデータを表す。図より、負荷がない場合には、印加電圧位相差を变化することにより、USM が連続的に正回転、停止、逆回

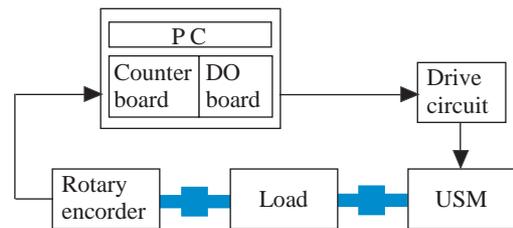


Fig. 1 Experimental system of USM

Table 1 Specification of experimental system

USM	No-load rotational speed	15.708 rad/s
	Starting torque	0.39 Nm
	Self-holding torque	0.39 Nm
Drive circuit	Driving frequency	35.5kHz
	Phase difference	$-\pi/2 \sim \pi/2$ rad
	Minimum phase difference	0.0245 rad
Encoder	Resolution	6.28×10^{-5} rad
Load	min ~ max	0 ~ 0.25 Nm

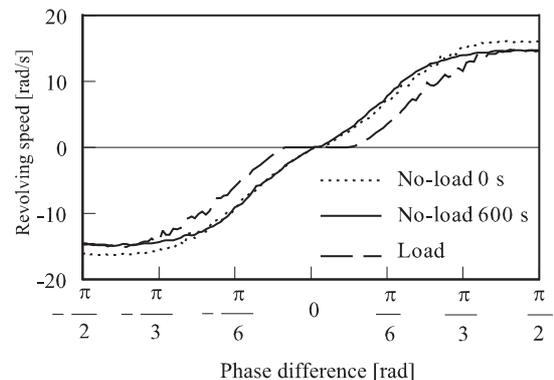


Fig. 2 Characteristic properties of USM

転できることがわかる．また，時間が経過するにつれ，高速回転域での回転速度が低下することから，モータの特性が時間的に変化していることがわかる．これは圧電素子の特性が温度により変化するためであると考えられる^{4),5)}．一方，負荷を加えた場合には，高速回転域での回転速度が低下するとともに，位相差ゼロ付近で不感帯が生じることがわかる．このように，USM は駆動時間や負荷により特性変動を生じるため，位置制御が困難となる．

3. 2自由度制御系

Fig. 3 は，NN を有する 2 自由度制御系のブロック線図を示している．ここで， $F(z)$ は規範モデル， $\tilde{P}(z)$ は USM， $P(z)$ は USM のモデルを表す． $C(z)$ は，PID コントローラで，次式で与えられるものとする．

$$C(z) = K_P + \frac{K_I z^{-1}}{1 - z^{-1}} + K_D(1 - z^{-1}) \quad (1)$$

この制御系では，制御対象にモデル化誤差がなく ($\tilde{P}(z) = P(z)$ である場合)，外乱も存在しない場合には，偏差 $e(k)$ はゼロとなる．このとき，目標値 $r(k)$ から出力 $y(k)$ への伝達関数 $G_{yr}(z)$ は，

$$G_{yr}(z) = F(z) \quad (2)$$

となり，目標値応答特性は規範モデルの出力に一致する．一方，制御対象にモデル化誤差が存在する場合 ($\tilde{P}(z) \neq P(z)$ の場合) や外乱が存在する場合には，偏差 $e(k)$ はゼロとならないため，このときフィードバックコントローラ $C(z)$ が動作する．したがって，変動や外乱の影響はフィードバックコントローラ $C(z)$ により抑制する．この制御系が安定であるためには， $F(z)$ および $F(z)/P(z)$ が安定プロバな実有理関数， $C(z)$ が内部安定化補償器であれば良い．

4. NN による PID ゲインの調整

2 章で述べたように，USM は駆動時間や負荷により特性が大きく変動するため，固定ゲインの PID コントローラでは良い性能が得られない．そこで，本論文では，NN により PID コントローラのゲインを調整 (以下では，PID+NN と記述) し，望ましい目標値応答特性を実現する方法を検討する．

本論文では，Fig. 4 に示すような階層型 NN を用いて PID

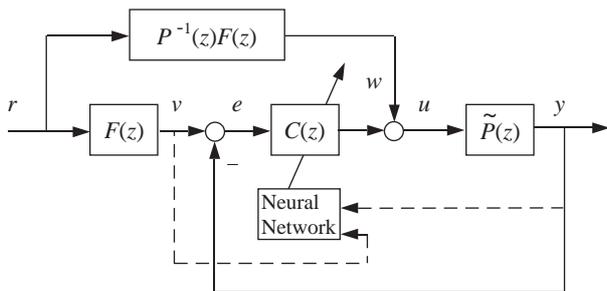


Fig. 3 Block diagram of two-degrees-of-freedom control system with NN

ゲインを調整する．NN の入力層には，規範モデル $F(z)$ の出力 $v(k)$ ， $v(k-1)$ ，USM の出力 $y(k-1)$ ， $y(k-2)$ を入力とする．また，中間層のニューロン数は 6 とする．このとき，入力層および中間層のニューロンは，それぞれ， $I_p (p = 1 \sim 4)$ ， $H_q (q = 1 \sim 6)$ ，となる．NN の出力層 O_r から出力を，NN によってオンライン調整されるゲインとし， $O_r(k) (r = P, I, D)$ とする．このとき，PID コントローラの各固定ゲインを，あらかじめ決められたゲイン $k_r (r = P, I, D)$ と NN の出力の和とすると，PID+NN コントローラの各ゲインは，つぎのように表すことができる．

$$K_P(k) = k_P + O_P(k), \quad (3)$$

$$K_I(k) = k_I + O_I(k), \quad (4)$$

$$K_D(k) = k_D + O_D(k). \quad (5)$$

本論文では，USM の特性変動にもかかわらず，USM の出力 $y(k)$ が規範モデルの出力 $v(k)$ に一致するように， $O_r(k)$ を NN によって調整する．

入力層からの出力は線形関数，中間層からの出力は次式のシグモイド関数，出力層からの出力は正負の任意のゲインを取り出せるように，線形関数を用いる．

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-ax}} \quad (6)$$

中間層 q 番目および出力層 r 番目の総和をそれぞれ， $H_q^{net}(k)$ ， $O_r^{net}(k)$ とすると，

$$H_q^{net}(k) = \sum_p w_{qp}^{hid} I_p(k) \quad (7)$$

$$O_r^{net}(k) = \sum_q w_{rq}^{out} H_q(k) \quad (8)$$

のように記述できる．ここで， w_{qp}^{hid} は入力層と中間層の結合荷重， w_{rq}^{out} は中間層と出力層の結合荷重を表す．中間層および出力層からの出力 $H_q(k)$ ， $O_r(k)$ は，それぞれ，

$$H_q(k) = f(H_q^{net}(k)) \quad (9)$$

$$O_r(k) = O_r^{net}(k) \quad (10)$$

となる．NN の学習のための評価関数は，規範モデルの出力 $v(k)$ と出力 $y(k)$ の偏差 $e(k)$ を用いて，次式で与えられるとする．

$$E = \frac{1}{2} \{v(k) - y(k)\}^2 = \frac{1}{2} e^2(k) \quad (11)$$

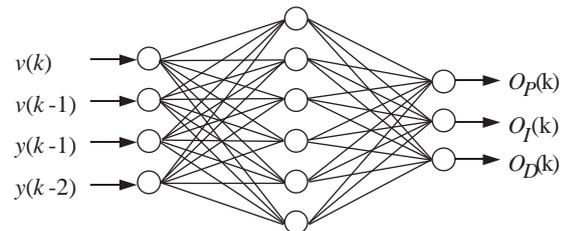


Fig. 4 Structure of neural network

NN の学習は、 E を最小にするように結合荷重を更新する．結合荷重の更新は、バックプロパゲーション法を用いた．NN の中間層と出力層の間の結合荷重 w_{rq}^{out} の更新を

$$\Delta w_{rq}^{out}(k) = w_{rq}^{out}(k) - w_{rq}^{out}(k-1) \quad (12)$$

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

$$\Delta w_{rq}^{out}(k) = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{rq}^{out}(k-1)} \quad (13)$$

となる．ここで、 η は学習係数を表す．微分の連鎖規則より、

$$\begin{aligned} \Delta w_{rq}^{out}(k) &= -\eta \frac{\partial E}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial u(k-1)} \frac{\partial u(k-1)}{\partial O_r(k-1)} \\ &\times \frac{\partial O_r(k-1)}{\partial O_r^{net}(k-1)} \frac{\partial O_r^{net}(k-1)}{\partial w_{rq}^{out}(k-1)} \end{aligned} \quad (14)$$

また、PID+NN コントローラからの出力 $u(k)$ は、

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + K_P(k)\{e(k) - e(k-1)\} \\ &+ K_I(k)e(k-1) + K_D(k)\{e(k) \\ &- 2e(k-1) + e(k-2)\} \end{aligned} \quad (15)$$

となる．以上より、式 (14) の各成分はつぎのように表される．

$$\frac{\partial E}{\partial y(k)} = -e(k) \quad (16)$$

$$\frac{\partial y(k)}{\partial u(k-1)} = \eta' \quad (17)$$

$$\frac{\partial u(k-1)}{\partial O_r(k-1)} = \begin{cases} e(k-1) - e(k-2) & (r = P) \\ e(k-2) & (r = I) \\ e(k-1) - 2e(k-2) + e(k-3) & (r = D) \end{cases} \quad (18)$$

$$\frac{\partial O_r(k-1)}{\partial O_r^{net}(k-1)} = 1 \quad (19)$$

$$\frac{\partial O_r^{net}(k-1)}{\partial w_{rq}^{out}(k-1)} = H_q(k-1) \quad (20)$$

式 (17) において、USM の特性が未知であるため、ヤコビ行列 $\partial y(k)/\partial u(k-1)$ が導出できない．このため定数 η' は、最終的に学習係数 η に含めるものとする．以上より、中間層と出力層の結合荷重 $w_{rq}^{out}(k)$ の更新は、

$$\Delta w_{rq}^{out}(k) = \eta \delta_r^{out} H_q(k-1) \quad (21)$$

となる．ただし、

$$\delta_r^{out} = e(k) \frac{\partial u(k-1)}{\partial O_r(k-1)} \quad (22)$$

同様に、入力層と中間層の結合荷重 $w_{qp}^{hid}(k)$ の更新は、

$$\begin{aligned} \Delta w_{qp}^{hid}(k) &= -\eta \sum_r \left\{ \frac{\partial E}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial u(k-1)} \right. \\ &\times \left. \frac{\partial u(k-1)}{\partial O_r(k-1)} \frac{\partial O_r(k-1)}{\partial O_r^{net}(k-1)} \frac{\partial O_r^{net}(k-1)}{\partial H_q(k-1)} \right\} \\ &\times \frac{\partial H_q(k-1)}{\partial H_q^{net}(k-1)} \frac{\partial H_q^{net}(k-1)}{\partial w_{qp}^{hid}(k-1)} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} &= a\eta \sum_r \{ \delta_r^{out} w_{rq}^{out}(k-1) \} \\ &\times H_q(k-1) \{1 - H_q(k-1)\} \cdot I_P(k-1) \end{aligned} \quad (24)$$

となる．

5. 実験結果

本論文では、USM に対する位置制御の実験結果により本手法の有効性を示す．Fig. 5 は、USM のモデルを示している．ここで、 $u(k)$ は位相差制御入力、 $y(k)$ は USM の出力 (位置) を表す．伝達関数 $G(s)$ は、位相差を 0 から $\pi/2$ へ変化させたときのステップ応答から次式を導出した．

$$G(s) = \frac{10078.1}{s + 5000.0} \quad (25)$$

Fig. 5 に示される USM のモデル $P(s)$ に対して、離散時間モデル $P(z)$ は、ゼロ次ホールドを前置してサンプリング周期 4ms で離散化した．また、規範モデル $F(z)$ は、つぎの伝達関数を離散化したものとした．

$$F(s) = \left(\frac{m}{s+m} \right)^2 \quad (26)$$

ここで、 m は過渡応答を調整するパラメータである．目標値 $r(k)$ は、振幅 0.236 と -0.157 rad を変化する矩形波とした．PID コントローラの固定ゲインは、試行錯誤により決定し、 $k_P = 4.00$ 、 $k_I = 1.33$ and $k_D = 1.76$ とした．また、式 (21) の η は 0.01、式 (24) の α は 0.3 とした．NN の結合荷重の初期値は、0~0.5 の範囲の乱数とし、以下の実験では結果の比較のため、すべて同じ初期値を用いている．

はじめに、規範モデル $F(z)$ が変化した場合、PID+NN 制御系の収束性について検討する．Fig. 6~9 は、式 (26) の m の値が、3 通りに変化した場合の実験結果を示している．Fig. 6, 7 は、 $m = 5$ と 10 の場合の駆動直後の結果を示している．また、Fig. 8 は、 $m = 15$ に対する駆動直後の結果、Fig. 9 は、Fig. 8 の 4 秒後の拡大図を示している．これらの図から、 $m = 15$ の場合において実験開始後 4 秒過ぎから応答に振動が見られるものの、いずれの m に対しても、出力 $y(k)$ は規範モデル $F(z)$ の出力 $v(k)$ に良く追従しているのがわかる．

つぎに、PID+NN 制御系の有効性を示すため、固定ゲインの PID 制御と結果を比較する．結果の比較は、実験開始後、60 秒後のデータにより行なう．Fig. 10~14 は、PID と PID+NN 制御系の比較を示している．Fig. 10 は、式 (26) のパラメータが $m = 5$ の場合の出力の比較を示している．この場合、PID、PID+NN 制御系の応答に振動は見られず、良

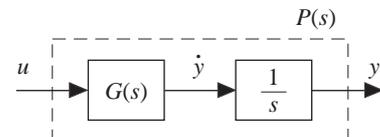


Fig. 5 Model of USM

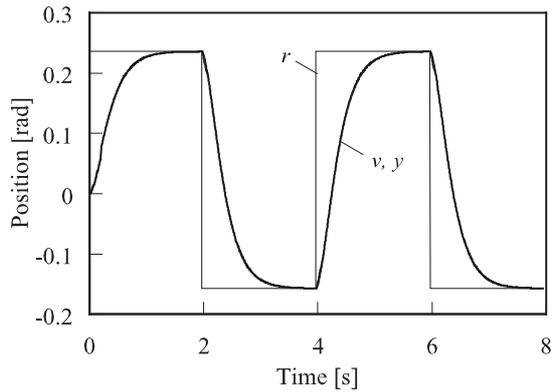


Fig. 6 Outputs (Immediately after start of experiment, $m = 5$)

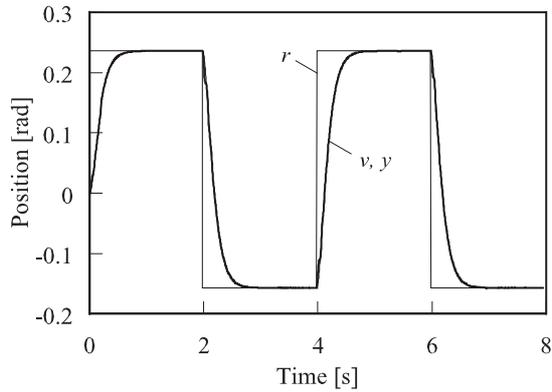


Fig. 7 Outputs (Immediately after start of experiment, $m = 10$)

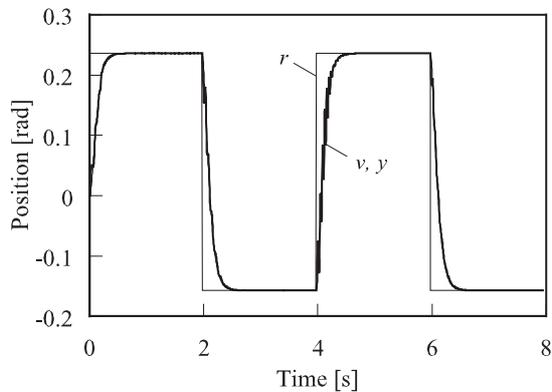


Fig. 8 Outputs (Immediately after start of experiment, $m = 15$)

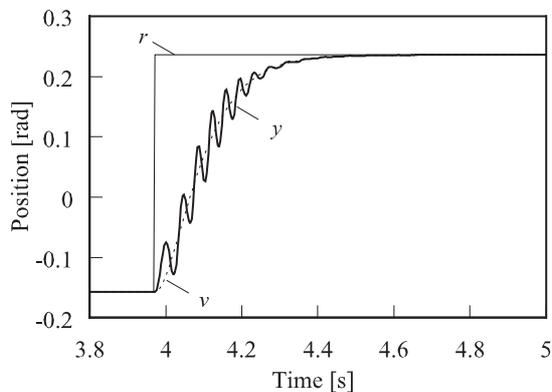


Fig. 9 Enlargement figure of outputs (Immediately after start of experiment, $m = 15$)

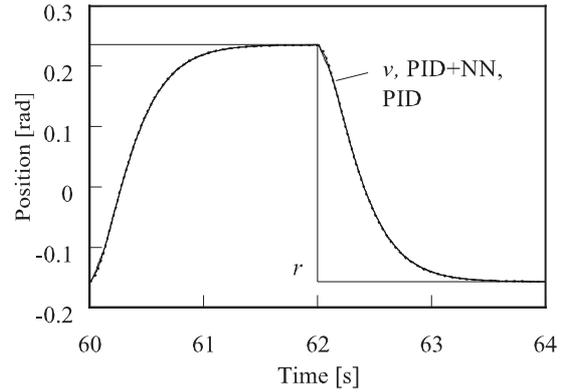


Fig. 10 Comparison of outputs between PID and PID+NN (60s after start of experiment, $m = 5$)

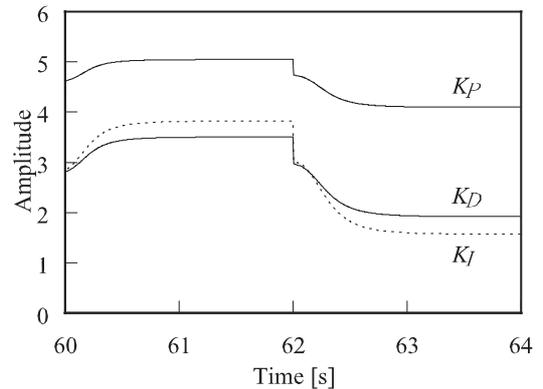


Fig. 11 PID gains (60s after start of experiment, $m = 5$)

好な応答が得られているのがわかる。

Fig. 12, 13 (Fig. 12 の拡大図) は, $m = 15$ に対する結果を示している. この場合, PID 制御系の応答には振動が見られるものの, PID+NN 制御系の応答には振動はほとんど見られず, 良好な結果が得られている. なお, PID 制御系においては, 規範モデルの出力 $v(k)$ と出力 $y(k)$ には, 駆動 600 秒後の応答にも誤差が生じていた.

Fig. 11, 14 は, NN によって調整された PID ゲイン $K_P(k)$, $K_I(k)$, $K_D(k)$ の時間変化のようすを示している. これらの図より, 本手法では, 目標値信号の変化に対して, ゲインの大きさを変更し, 良好な応答が得られていると考えられる.

最後に, USM に負荷を与えた場合の結果について述べる. Fig. 15, 16 (Fig. 15 の拡大図) は, 0.125Nm の負荷を与えた場合の出力 $y(k)$ を示している. これらの図より, PID, PID+NN 制御系のいずれの場合においても, 応答の立ち上がりで振動が見られるが, PID+NN 制御系は, PID 制御系よりも誤差が小さく, 良い結果が得られている.

以上の結果より, 本手法の有効性を示すことができた.

6. おわりに

本論文では, MRACS に基づく USM の位置制御手法について提案した. 提案する MRACS は, 2 自由度制御系に基づく新しい構成であり, 目標値応答とフィードバック特性を独

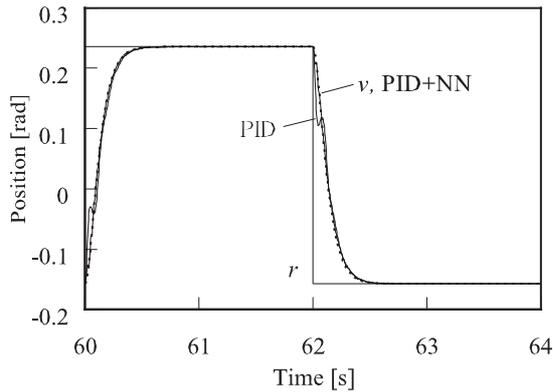


Fig. 12 Comparison of outputs between PID and PID+NN (60s after start of experiment, $m = 15$)

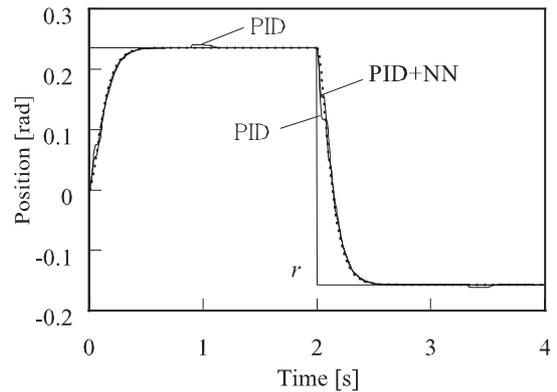


Fig. 15 Outputs with a load of 0.125Nm (Immediately after start of experiment, $m = 15$)

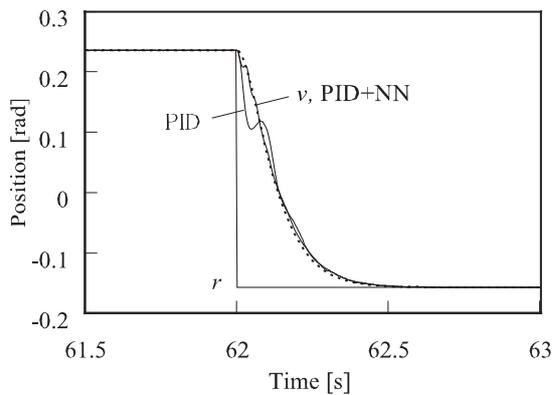


Fig. 13 Enlargement figure of outputs ($m = 15$)

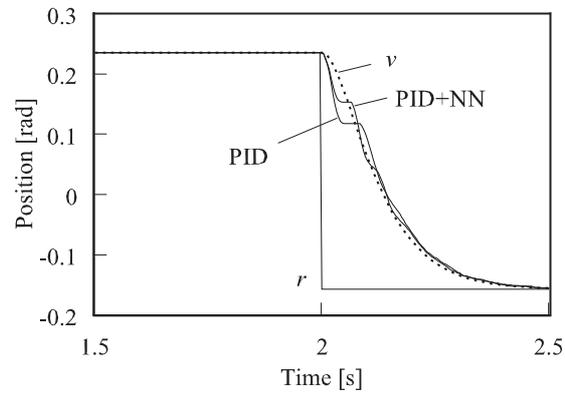


Fig. 16 Enlargement figure of outputs with a load of 0.125Nm, ($m = 15$)

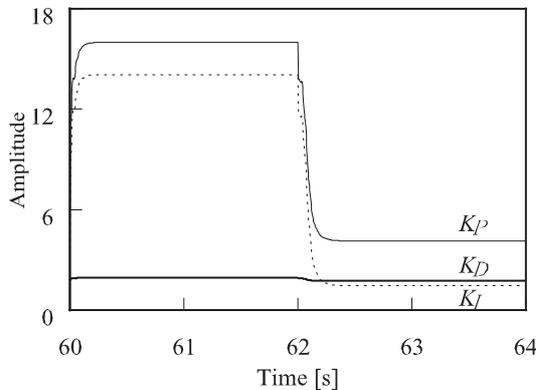


Fig. 14 PID gains (60s after start of experiment, $m = 15$)

立して設計することができる。本手法の有効性は、USM における位置制御実験により示した。はじめに、規範モデルのパラメータを変化させた場合の結果について示し、本手法は良好な結果が得られることを示した。つぎに、本手法と PID の結果を比較するため、駆動 60 秒後の結果と 0.125Nm の負荷を与えた場合の結果を比較し、本手法の有効性を示した。

[参考文献]

- 1) 見城尚志, 指田年生: 超音波モータ入門, 総合電子出版社 (1991)
- 2) 日本ロボット学会編: ロボット工学ハンドブック, コロナ社 (1990)
- 3) 長能弘明, 正宗賢, 門脇吉則, 長縄明大: MRI ガントリ内で

の使用を想定した 2 自由度 MRI 画像誘導下手術支援精密手術用機器の開発に関する研究, 日本機械学会 IIP205 情報・知能・精密機器部門講演会講演論文集, 331/334 (2005)

- 4) 千住智信, 宮里裕, 上里勝実: ニューラルネットワークによる超音波モータの位置制御, 電気学会論文誌, Vol. 116-D, No. 10, 1059/1066 (1996)
- 5) 矢野順彦, 藪上勝宏, 阪部俊也: 超音波モータ実時間制御システムの開発と温度特性を用いた速度制御器構築, 日本機械学会論文集 C 編, Vol. 69, No. 677, 18/25 (2003)
- 6) 杉江俊治, 藤田政之: フィードバック制御入門, コロナ社 (1999)
- 7) 福田耕治, 鎌野琢也, 鈴木茂行, 安野卓, 原田寛信: 周波数および位相差ニューラルネットワークを用いた超音波モータ位置サーボシステムの高精度化, 日本 AEM 学会誌, Vol. 6, No. 4, 350/357 (1998)
- 8) S. Omatu and M. Khalid: Neuro-control and its applications, Springer-Verlag, 1995
- 9) 井上昭, クルモフバレリ, 増田士朗: 2 自由度制御系設計手法によるモデル規範型適応制御系の一般的構成法, 計測自動制御学会論文集, Vol. 30, No. 6, 732/734 (1994)
- 10) 勝間田浩一, 石田義久, 遠藤勝久, 能登山俊一: ニューラルネットワークを用いた空気圧シリンダのモデル規範型 I-PD 制御, 油圧と空気圧, Vol. 26, No. 4, 504/509 (1995)
- 11) 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, 電気学会論文誌, Vol. 122-C, No. 8, 1317/1324 (2002)
- 12) 岡正人, 内堀晃彦, 長縄明大, 森岡弘, 田中幹也: 可変周波数を用いた NN-PI 制御器による超音波モータの制御, 電気学会論文誌, Vol. 124-D, Vol. 2, 168/174 (2004)
- 13) 長縄明大, 三宅拓郎, 田中幹也, 岡正人: 適応機能を導入した

- 2 自由度サーボ系に基づく超音波モータの位置制御, 電気学会論文誌, Vol. 123-D, Vol. 10, 1125/1131 (2003)
- 14) 長縄明大, 平沼雅裕, 愛田一雄, 大日方五郎: 2 自由度最適 1 型サーボ系のタンクシステムへの応用と周波数領域での解析
観測雑音の影響と外乱抑制のトレードオフおよびロバスト安定性に関する考察, システム制御情報学会論文誌, Vol. 12, No. 1, 1/10 (1999)
- 15) 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, 電気学会論文誌, Vol. 115-D, No. 11, 1333/1340 (1995)

.....

[著 者 紹 介]

長 縄 明 大 (正会員)



1995 年 3 月東北大学大学院工学研究科機械工学専攻博士課程修了。同年 4 月東北大学助手, 96 年新潟大学助手を経て, 99 年秋田大学工学資源学部機械工学科講師。2001 年同助教授, 現在に至る。博士(工学)。機械システムの制御に関する研究に従事。日本機械学会, 電気学会, 日本ロボット学会, バイオメカニズム学会, IEEE などの会員。

藤 枝 昌 史



2005 年 3 月秋田大学大学院工学資源学研究所機械工学専攻博士前期課程修了。同年 4 月(株)ロジックデザインに入社。在学中は精密位置決め制御に関する研究に従事。

田 中 幹 也 (正会員)



1982 年防衛大学理工学研究科卒業。同校研究員を経て, 90 年広島電機大学工学部電子工学科助教授。92 年愛媛大学工学部機械工学科助教授。98 年山口大学工学部電気電子工学科教授, 現在に至る。工学博士。適応制御を中心とした制御理論およびその応用研究に従事。システム制御情報学会, 電子情報通信学会, 日本機械学会, 電気学会, IEEE の会員。

岡 正 人



1986 年九州工業大学工学部第二部電気工学科卒業。89 年宇部工業高等専門学校機械工学科技官。95 年同助手, 2005 年同助教授, 現在に至る。博士(工学)超音波モータの制御に関する研究に従事。日本機械学会, 電気学会の会員。

若 佐 裕 治 (正会員)



1994 年 3 月京都大学大学院工学研究科修士課程数理工学専攻修了。同年 8 月同博士後期課程退学。同年 9 月岡山大学助手, 98 年 4 月京都大学助手, 2002 年 10 月山口大学工学部電気電子工学科講師, 2004 年 4 月同助教授となり現在に至る。博士(情報学)。数理計画法による制御系設計とその応用の研究に従事。システム制御情報学会, 電気学会, 日本オペレーションズ・リサーチ学会, IEEE の会員。

.....