論文

ファジィ推論型可変忘却係数を導入した パラメータ同定による 超音波モータの適応位置制御†

千住 智信* 宮里 裕* 上里 勝実*

超音波モータは、従来の電磁モータと異なる新型のモータであり、優れた性能と特徴を備えている。しかし、その詳細な動特性は未だ確立されていない。さらに超音波モータの特性は駆動条件により大きく変化するため、その特性を同定することは超音波モータ制御において重要な問題である。筆者らは、超音波モータのモデル式を導出し、そのモデル式に基づいた適応制御による超音波モータの速度・位置制御法を提案してきたが、さらに本論文では、繰返し最小二乗法によるパラメータ同定において忘却係数をファジィ推論で調整し、制御性能を改善している。提案手法の有効性を実験により示している。

キーワード：超音波モータ、適応制御、パラメータ同定、可変忘却係数、ファジィ推論

1. まえがき

超音波モータ (Ultrasonic Motor: USM) は、圧電素子の超音波振動を駆動源とする新しい原理のモータであり、小形軽量、低速で高トルク、磁気作用がない等、優れた性能と特徴を備えている。そして、供給電圧を断った後でも保持力を有し、回転子の慣性が小さく応答性に優れていることから、位置決めサーボ用モータとしての応用が期待されている⁽¹⁾。しかし超音波モータは、動作原理が従来の電磁モータと異なる特殊モータであり、その詳細な動特性は未だ確立されていない。さらに温度上昇や負荷トルク印加など、駆動条件によりその特性は変化する。

これまでに超音波モータの制御法として固定ゲイン PI 制御⁽²⁾、可変ゲイン PI 制御⁽³⁾あるいはファジィ制御⁽⁴⁾による手法が提案されているが、超音波モータを高精度に制御するためにはモータのモデル式に基づいた制御が必要である⁽⁵⁾。近年、超音波モータのモデル化に対する研究がいくつか報告されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾が、これらのモデル式は複雑であり超音波モータの制御に適用するには困難である。

そこで筆者らは差分方程式で表される超音波モータの簡単なモデル式を提案し、そのモデル式に基づいた位置制御を報告する。この制御法は、適応制御により制御系を構築しているため、温度上昇や負荷トルク印加によるモータの特性変動を補償し良好な位置制御を

実現できる。

一方、適応制御で一般的に用いられる繰返し最小二乗法によるパラメータ同定において忘却係数の値が固定であると、推定パラメータの真値への収束性とシステム内に存在する雑音の影響のトレードオフを考慮しなければならない。そこで本論文では、ファジィ推論を導入して同定に用いられる信号の P.E. (Persistent Excitation) 性に基づき、忘却係数の値をオンラインで調整する方法を提案する。

以下、2 章において超音波モータの速度特性を示し、超音波モータの制御における問題を述べる。3 章では、適応制御を用いた超音波モータの位置制御システムについて説明する。4 章では、パラメータ同定において忘却係数の値が固定である場合の実験結果を示し、その時に生ずる問題を明らかにする。5 章ではファジィ推論による忘却係数調整法について説明する。提案手法の有効性を 6 章において実験により確認する。なお、本論文では印加電圧位相差および駆動周波数を制御して超音波モータの位置制御を行う。

2. 超音波モータの速度特性

本章では、超音波モータの駆動法として一般的に用いられる駆動周波数、印加電圧および印加電圧位相差に対する回転速度特性を示し、位置制御において生じる問題点について述べる。

印加電圧位相差を $90.0[\text{deg.}]$ 一定とし、駆動周波数を変化した場合の回転速度特性を図 1 に示す。超音波モータの速度特性は非線形であり、特に $40[\text{kHz}]$ 以下においてその非線形性は強い。さらに負荷トルク T の大きさによりモータの回転速度は低下し、最大回転速度を与える駆動周波数の値も変化している。

† Adaptive Position Control of Ultrasonic Motors Using On-Line Parameter Identification with Variable Forgetting Factor Based on Fuzzy Reasoning

* Tomonobu SENJYU, Hiroshi MIYAZATO and Katsumi UEZATO

琉球大学 工学部電気電子工学科

Faculty of Engineering, University of the Ryukyus

次に、駆動周波数を 41.0, 41.5, 42.0[kHz]とした場合の印加電圧に対する回転速度特性を図 2 に示す。同図より超音波モータは印加電圧に対し低速度領域で不感帯を有し、その大きさは駆動周波数の値で異なることがわかる。これらの不感帯は超音波モータの位置制御を行う際に大きな問題になる。

次に、駆動周波数を 41.0, 42.0[kHz]とした時の印加電圧位相差に対する回転速度特性を図 3 に示す。印加電圧の位相差を変化することで、超音波モータが連続的に正回転、逆回転、停止できることがわかる。したがって、印加電圧位相差制御法は制御性の面から超音波モータの位置制御に最も適している。印加電圧位相差制御において $f=42.0$ [kHz]一定の場合、回転速度が比較的小さいため正確な位置制御は期待できるが、指令する位置に到達するまでの時間が長くなる。一方 $f=41.0$ [kHz]一定の場合には、指令位置へ到達する時

間は短くなるが、高精度な位置制御は期待できない。したがって、高速かつ精密な位置制御を実現するためには印加電圧位相差のほかに駆動周波数あるいは印加電圧を制御する必要がある。本論文では、超音波モータの操作性および駆動回路簡単化の観点から、印加電圧位相差と駆動周波数を同時に制御して超音波モータの位置制御を行う。

3. 制御システム

本論文では、前述のように印加電圧位相差および駆動周波数制御により超音波モータの位置制御を行うが、印加電圧位相差には適応制御の一手法であるセルフチューニングコントローラ (Self Tuning Controller: STC) が適用され、駆動周波数は位置誤差および回転速度の大きさに基づいて制御される。

3.1 印加電圧位相差制御

STC による位置制御システム構成図を図 4 に示す。ここで、 $y_m(k)$ は指令位置、 $y(k)$ は回転子位置、 $u(k)$ は制御入力 (印加電圧位相差 ϕ)、 f は駆動周波数である。

超音波モータのモデル式を (1) 式で表し⁽⁸⁾、コントローラおよび同定器の設計を行う。

$$\begin{aligned} Ay(k) &= q^{-d}Bu(k) + w(k) \\ A &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_nq^{-n} \\ B &= b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_mq^{-m} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 d はおくれ時間、 q^{-1} はシフトオペレータ、 $w(k)$ は白色雑音である。また、 n, m は多項式 A, B の次数である。

制御入力 $u(k)$ は、出力誤差の分散および制御入力の制限を考慮した (2) 式の評価関数 J_1 を最小にするように決定する。

$$J_1 = E[\{y(k+d) - y_m(k+d)\}^2 + \lambda\{u(k) - u(k-1)\}^2] \quad (2)$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値、また λ は重み係数であり値を大きくすることにより制御入力 $u(k)$ を制限できる。

$\partial J_1 / \partial u(k) = 0$ より評価関数 J_1 を最小とする制御入力 $u(k)$ を求めると、(3) 式を得る。

図4 STCによる位置制御システム構成図

図1 駆動周波数-回転速度

図2 印加電圧-回転速度

図3 印加電圧位相差-回転速度

$$\left\{BR + \frac{\lambda}{b_0}\right\}u(k) = y_m(k+d) - Hy(k) + \frac{\lambda}{b_0}u(k-1) \quad (3)$$

ここで多項式 R , H は(4)式の Diophantine 方程式より一意に求めることができる。

$$\begin{cases} 1 = AR + q^{-d}H \\ R = 1 + r_1q^{-1} + \dots + r_{d-1}q^{-(d-1)} \\ H = h_0 + h_1q^{-1} + \dots + h_{n-1}q^{-(n-1)} \end{cases} \quad (4)$$

次に、同定器は逐次繰返し最小二乗法のアルゴリズムを用いて(1)式のパラメータ a_i , b_i を推定する。最小二乗法による未知パラメータの同定は、次の評価関数 J_2 を最小にするパラメータベクトル θ を求めることである⁽⁹⁾。

$$\begin{aligned} J_2 &= \sum_{k=0}^N \beta^{N-k} w^2(k) \\ &= \sum_{k=0}^N \beta^{N-k} \{y(k) - z^T(k)\theta\}^2 \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 θ , $z(k)$ は以下のベクトルである。

$$\begin{aligned} \theta^T &= [-a_1 - a_2 \dots - a_n b_0 b_1 \dots b_m] \\ z^T(k) &= [y(k-1) y(k-2) \dots y(k-n) \\ &\quad * u(k-d) u(k-d-1) \dots u(k-d-m)] \end{aligned}$$

$\partial J_2 / \partial \theta = 0$ において θ の推定値 $\hat{\theta}$ を求めると最終的に次式が得られる⁽⁹⁾。

$$\begin{aligned} P(N) &= \frac{1}{\beta} \left\{ P(N-1) - \right. \\ &\quad \left. * \frac{P(N-1)z(N)z^T(N)P(N-1)}{\beta + z^T(N)P(N-1)z(N)} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(N) &= \hat{\theta}(N-1) - \frac{P(N-1)z(N)}{\beta + z^T(N)P(N-1)z(N)} * \\ &\quad * [z^T(N)\hat{\theta}(N-1) - y(N)] \end{aligned} \quad (7)$$

(6), (7) 式が逐次繰返し最小二乗法 (Recursively Least Square Method) のアルゴリズムとなる。

(5) ~ (7) 式において β ($0 < \beta \leq 1$) は忘却係数であり、 $\beta = 1.00$ 固定とした場合には通常最小二乗法に一致する。この場合にはシステム雑音に対して安定なパラメータ推定を行えるが、真値へ収束するまでに長い時間を要し、特に時変系に対しては同定精度が低い。これに対し $\beta < 1$ と設定すると過去の入出力データの忘却を考慮できるためパラメータ同定の適応性が向上し、時変系に対してもそのアルゴリズムは有効となる。しかし、システム内の雑音に対し敏感になり、また(5)式の入出力ベクトル $z(k)$ の P.E 条件が満足されない場合には(6)式のゲインマトリクス $P(N)$ が発散する恐れがある⁽¹⁰⁾。したがって、忘却係数を固定値にすると、上記の問題を常に考慮しなければならなくなり、制御するのに適当な値を実験により試行錯誤的に求め

なければならない。

3.2 駆動周波数制御

高速・精密な位置制御を実現するためには、印加電圧位相差の他に駆動周波数の制御が必要である⁽⁸⁾。そこで指令位置 $y_m(k)$ と回転子位置 $y(k)$ との誤差 $e(k) = |y_m(k) - y(k)|$ を考慮して(8)式のように駆動周波数 f_1 を決定する。

$$f_1 = f_0 - K_E e(k) \quad (8)$$

ここで、 $f_0 (= 42.0 [\text{kHz}])$ は始動時の駆動周波数である。

しかし、上式による駆動周波数制御だけでは、超音波モータは始動に失敗する場合がある。そこで始動に成功するために、モータの回転速度 $N(k)$ を考慮して(9)式のように駆動周波数 f_2 を決定する。

$$f_2 = f_0 - K_S N(k) \quad (9)$$

実際に使用するモータ駆動周波数は、確実な始動と制御性能の高性能化をねらって(10)式のように f_1 , f_2 の値を比較して大きな値を採用する。

$$f = \max(f_1, f_2) \quad (10)$$

なお、モータを安定に運転するために、駆動周波数は $40.0 \leq f \leq 42.0 [\text{kHz}]$ の範囲内に制限する。また、印加電圧位相差の値は $-90 \leq \phi \leq 90 [\text{deg.}]$ の範囲内に制限する。

文献(5)では、位置誤差 $e(k)$ のみを考慮して駆動周波数を制御しているが、始動失敗を避けるためにモータの駆動周波数を共振周波数からずれた値 ($41 \sim 42 [\text{kHz}]$) に設定する必要があった。そのため、本論文で述べる制御手法と比較すると位置決め的高速性が劣る。

4. 忘却係数固定時の実験結果

本章では、忘却係数の値が固定である場合⁽⁸⁾の実験結果を示し、その場合に生じる問題を明らかにする。なお、実験はサンプリング時間 $T_s = 20 [\text{msec.}]$ で行い、STC は $n=2$, $m=1$, $d=2$, $\lambda=3000$ として設計した。

忘却係数の値を $\beta = 1.00$ と固定した場合において、20 回の位置制御の試行実験により得られた位置制御誤差を図 5 に示す。また、その時の位置制御結果の一例を図 6 に示す。ここで(a)は回転子位置、(b)は推定パラメータ a_i である。なお、位置制御は指令位置の $360 [\text{deg.}]$ ステップ状変化に対して $5.0 [\text{sec.}]$ 間行い、制御終了時間 $t = 5.0 [\text{sec.}]$ における指令位置と回転子位置の誤差 θ_{err} を制御誤差とする。本論文の位置制御

の目的は、決められた時間内に回転子が誤差なく指令位置へ停止することであり、また、各実験結果の制御性能を明確に比較するため、このような評価法を用いた。

図5の実験結果では、位置誤差なくモータが停止した確率は30[%]と低い値になっている。これはパラメータ同定結果が大きく影響している。すなわち、図6(b)において推定パラメータ a_i はある一定値に収束しているが、図6(a)において正確な位置制御は得られていない。一般に、忘却を考慮した最小二乗法において、パラメータ同定に用いる入出力ベクトル $z(k)$ のデータ数は

$$\frac{1}{1-\beta} \quad (11)$$

で近似することができ⁽¹¹⁾、図6のように $\beta=1.00$ とした場合には過去の全ての情報からパラメータ同定値が

図5 制御誤差 ($\beta=1.00$)

(a) Position.

(b) Parameters a_i .

図6 位置制御実験結果 ($\beta=1.00$)

決定される。しかし、超音波モータの特性は温度や負荷トルク、駆動周波数、および動作点などの駆動条件により変化するため、 $\beta=1.00$ と設定した場合には時々刻々変動する超音波モータのパラメータ値を正確に同定することは困難である。その結果として、位置制御の精度が低いと言える。

次に忘却係数の値を $\beta=0.92$ 固定とした場合、20回の位置制御の試行実験により得られた位置制御誤差を図7に示す。同図において、位置誤差なく停止した確率は45[%]であり、 $\beta=1.00$ の場合と比較して高性能化されている。 $\beta=0.92$ とした場合には、(11)式より同定器は過去13サンプリング間の入出力情報からパラメータ値を推定するため、特性変動以前の入出力情報に左右されことなく真値に近いパラメータ値を同定することができる。

$\beta=0.92$ 固定時に得られた良好な位置制御結果の一例を図8に示す。同図(a)において回転子位置は指令位置へ誤差なく追従している。またその時のパラメー

図7 制御誤差 ($\beta=0.92$)

(a) Position.

(b) Parameters a_i .

図8 位置制御実験結果 ($\beta=0.92$)

タ値は同図(b)に示すようにモータ停止後一定値となっている。

ところで、図7において位置誤差を生じない良好な制御結果が得られる反面、大きな位置誤差が生じる場合も見られる。これはパラメータ同定においてP.E.性の欠如と値の小さな忘却係数のために雑音の影響を大きく受けて、正確なパラメータを同定できなかったことが原因である。その場合の位置制御結果の一例を図9に示す。同図(a)において $t=2[\text{sec.}]$ では正確な位置制御が達成されている。しかし、同図(b)において一度収束したパラメータが徐々に変動し、 $t=4.5[\text{sec.}]$ 付近で大きく振動している。その結果回転子位置が指令位置から大きくずれている。モータが停止しP.E.性が弱い状態でさらに忘却係数を小さく設定した場合には、システム雑音の影響を受けやすくなり、パラメータの振動が生じる。この現象は忘却係数の値をさらに小さな値に設定した場合に顕著に現れる。

以上示したように、同定の際に忘却係数を固定にすると、同定値の真値への収束性が悪いことから、システム雑音等に対して頑強なパラメータ同定を実現することは困難である。そこで、本論文では、ファジィ推論により忘却係数を可変にする方法を次章で検討する。

5. ファジィ推論による忘却係数の調整

パラメータ同定において忘却係数をオンラインで調整し制御性能を改善する研究はこれまで数多く報告されており、文献(12)(13)では、同定したパラメータ値から予測した出力と実際の出力の誤差情報を用いて忘

却係数 β を修正している。しかし、パラメータ同定において真値を推定するためには、(5)式の入出力ベクトル $z(k)=[y(k-1)y(k-2)\cdots y(k-n)u(k-d)u(k-d-1)\cdots u(k-d-m)]^T$ が後述のP.E.条件を満たすことが不可欠であり、P.E.条件が満たされていない場合に忘却係数を1.00以下の値に設定すると、(6)式のゲインマトリクス $P(N)$ が発散し良好なパラメータ同定が行えない。一方、P.E.条件が満たされている場合で、忘却係数 $\beta=1.00$ とすると、同定パラメータの真値への収束性が悪い。したがって、パラメータ同定において忘却係数を調整する場合には入出力ベクトル $z(k)$ のP.E.性を考慮する必要があるが、オンラインでそのP.E.性を判断することは一般に困難である。そこで本論文では、ファジィ推論により入出力ベクトル $z(k)$ のP.E.性を推論し、オンラインで忘却係数 β を調整することを提案する。

P.E.条件とは、プラントの過去の入出力情報を用いてそのパラメータを同定する際に、同定パラメータがその真値へ収束するための条件であり、一般に線形システムに対して x 個のパラメータを推定する場合には $x/2$ の周波数成分が必要とされる⁽¹⁰⁾。したがって、本論文で a_1, a_2, b_0, b_1 の4つのパラメータ値を推定するためには、入出力ベクトル $z(k)$ が少なくとも2つの周波数成分を含んでいなければならないが、この条件が満たされているかを数式展開により厳密に判定することは困難である。そこで本論文ではファジィ推論を導入し、入出力ベクトル $z(k)$ のP.E.性を判断して忘却係数の値を調整する。

P.E.性の判断情報として本論文では、 $|\Delta\phi| (=|\phi(k)-\phi(k-1)|)$ および $|\Delta f| (=|f(k)-f(k-1)|)$ を用いる。 $|\Delta\phi|$ は、1サンプリング間における印加電圧位相差(制御入力 u)の変化量である。一方、駆動周波数 f の値は、始動時を除いて(8)式の $f_1=f_0-K_{ee}(k)$ および $e(k)=y_m(k)-y(k)$ により求めるため、 $|\Delta f|$ は1サンプリング間における回転子位置(出力 y)の変化量を示す。すなわち、 $|\Delta\phi|$ および $|\Delta f|$ の値は、入出力ベクトル $z^T(k)=[y(k-1)y(k-2)\cdots y(k-n)u(k-d)u(k-d-1)\cdots u(k-d-m)]$ の1サンプリング間の変化量を示す指標となる。前述のように、この入出力ベクトル $z(k)$ のP.E.性を数式展開により求めることは困難であるが、入出力ベクトル $z(k)$ (プラントの入出力情報)が時間とともに大きく変動しているならば、同定に必要なP.E.条件は成立していると考えられる。これに対し、入出力ベクトル $z(k)$ が時間によらず一定値である場合には、P.E.条件が満たされていないと考えられる。そこで本論文では、 $|\Delta\phi|$ および $|\Delta f|$ の値から、ファジィ推論によりプラントの入出力情報のP.E.

図9 位置制御実験結果($\beta=0.92$)

性の判定を行うことを提案する。

忘却係数 β を調整するためのファジィルールを表 1 に示す。各ファジィルールは、 $|\Delta f|$ および $|\Delta \phi|$ の大きさに基づき、以下のアルゴリズムにしたがって決定した。すなわち、 $|\Delta f|$ あるいは $|\Delta \phi|$ の値が大きい場合には、先に述べた理由から入出力ベクトル $z(k)$ の P.E. 性が強いと判断し、パラメータ同定の適応度を増加するために忘却係数の値を小さく設定する。これに対し、 $|\Delta f|$ および $|\Delta \phi|$ の値が小さな場合には入出力ベクトル $z(k)$ の P.E. 性が弱いと判断し、パラメータ同定値がシステム雑音の影響を受け難くするために忘却係数の値を大きく設定する。また、前件部および後件部関数を評価するための各メンバシップ関数を図 10 に示す。

i 番目のファジィルールは (12) 式で表される。

表 1 ファジィルール

		$ \Delta f $		
		S	M	B
$ \Delta \phi $	S	B	M	VS
	M	M	S	VS
	B	S	VS	VS

V : Very S : Small
M : Medium B : Big

(a) Membership function for $|\Delta f|$.

(b) Membership function for $|\Delta \phi|$.

(c) Membership function for β .

図 10 メンバシップ関数

$$\begin{aligned} \text{Rule } i : & \text{ if } |\Delta f| \text{ is } A_j \text{ and } |\Delta \phi| \text{ is } B_k \\ & \text{ then } \beta = C_l \end{aligned} \quad (12)$$

$$j=1,2,3 \quad k=1,2,3 \quad l=1,2,3,4$$

ここで A_j , B_k は前件部関数のファジィ集合, C_l は後件部関数のファジィ集合を表す。

最終的なファジィ推論結果は (13) 式の重み付き平均値により決定する。

$$\beta = \frac{\sum_{i=1}^9 w_i C_i}{\sum_{i=1}^9 w_i} \quad (13)$$

ここで Rule i の前件部適合度 w_i は各メンバシップ関数の積として次式により表される。

$$w_i = w_{fi} w_{\phi i} \quad (14)$$

なお, w_{fi} および $w_{\phi i}$ はそれぞれ (12) 式の前件部関数 $|\Delta f|$, $|\Delta \phi|$ の適合度である。

以上のファジィ推論結果を図 11 に三次元図で表す。 $|\Delta f|$, $|\Delta \phi|$ が大きい時 (P.E. 条件が成立している時) に忘却係数 β の値を小さくすることで、パラメータの再調整が迅速に進行することが理解できる。忘却係数 β の値をファジィ推論を用いて調整することにより、パラメータ同定の性能を改善でき、駆動条件の変化および雑音に対してもパラメータの真値を得ることが可能となる。

図 11 推論結果

6. 超音波モータ駆動システムおよび実験結果

6.1 駆動システム

実験に用いた超音波モータの実験システム構成図を図 12 に示す。超音波モータと負荷 (パウダブレーキ), および位置計測用のロータリエンコーダはカップリングにより直結されている。ロータリエンコーダで計測されたモータ位置情報はコンピュータへ入力され, 3 章で説明した制御システムによりモータに印加する電圧の位相差および周波数を計算する。計算された値は GP-IB (General Purpose Interface Bus) を通して

図12 実験システム構成図

駆動回路へ伝達され、駆動回路の出力 V_A , V_B がモータに印加される。

6.2 実験結果

実験に用いた各パラメータ値を表2に示す。

なお、(1)式の次数 n, m およびおくれ時間 d の値は、良好な制御を達成するよう実験により試行錯誤的に決定した値であり、4章の実験で用いた値と同一である。実験は、指令位置を0から360[deg.]へステップ状に変えて行った。

提案手法による実験結果を図13に示す。ここで図(a)は回転子位置、図(b)は制御入力(印加電圧位相差および駆動周波数)、図(c)および図(d)はパラメータ a_i , b_i の同定値、図(e)は忘却係数を示している。提案手法により忘却係数を制御することで、安定にパラメータが同定されていることがわかる。また、同図(a)において良好な位置制御が達成されているため、同定されたパラメータ値は真値に近いと考えられる。なお、位置決め制御時のオーバーシュート量は固定子・回転子間の加工精度や駆動条件(温度)により変化するが、その値は最大でも5[deg.]程度である。この実験時の忘却係数は同図(e)のように変化しており、印加電圧位相差および駆動周波数が大きく変化するとパラメータ同定に用いられる入出力ベクトル $z(k)$ のP.E.性が強

表2. 実験パラメータ

サンプリング時間	$T_s=20[\text{msec.}]$
モデル次数	$n=2$
	$m=1$
おくれ時間	$d=2$
重み係数	$\lambda=3000$
誤差ゲイン	$K_E=6$
速度ゲイン	$K_S=40$
DC 電圧源	$V_{DC}=65[\text{V}]$

(a) Position.

(b) Phase difference and driving frequency.

(c) Parameters a_i . (d) Parameters b_i . (e) Forgetting factor β .

図13 位置制御実験結果

くなるため、パラメータ同定の適応度を増加(β を減少)させている。逆に入出力ベクトル $z(k)$ の P.E. 性が弱い場合には $\beta=1.00$ となり、パラメータ同定がシステム雑音の影響を受けにくいように機能している。

20 回の試行によって得られた位置制御誤差を図 14 に示す。位置誤差なく停止した確率は 75[%], また位置誤差はすべて ± 0.1 [deg.] の範囲内に収まっており、提案手法により位置制御の精度を向上することができた。

次に、モータに負荷トルク 1.5[kgf·cm] (46[%] 定格トルク) を印加した場合の位置制御誤差を図 15 に示す。超音波モータの特性は負荷トルク印加により大きく変化するが、提案手法により無負荷時と同程度の位置制御性能が得られた。その他、0.5[kgf·cm], あるいは 1.0[kgf·cm] の負荷トルクを印加した場合、および温度上昇が生じた場合においても良好な位置制御結果が得られた。

7. あとがき

本論文では、まず忘却係数の値が固定の場合には、パラメータの真値への収束性およびシステム雑音の影響のため超音波モータの高性能な位置制御を実現することが困難であることを示した。そこで、これらの問題を解決するために、パラメータ同定時の P.E. 性を基に忘却係数をファジィ推論を用いて調整する手法を提案した。提案手法により、位置制御の精度を忘却係数 $\beta=1.00$ 固定時と比較して 2.5 倍、 $\beta=0.92$ 固定時と比較して 1.7 倍に向上することができた。また、本制御法は適応制御により位置制御システムを構築しているため、負荷トルク印加等によって超音波モータの特性が変化した場合においても、良好な位置制御が実現できることを実験により示した。

実験・経験的に得られた超音波モータの知識によって設計されたファジィ制御器で位置制御を実行すると、システムの安定性は十分に検討できないが、本論文のように制御のメインループでないパラメータ同定器の忘却係数 β の調整にファジィ推論を採用すれば、比較的容易に超音波モータの位置決め制御性能を大幅に改善できる。すなわち、ファジィ制御は従来の制御理論では取り扱うことが困難な情報を容易に制御器へ組込むことができるため、その最大の特長を利用すれば制御システムの性能を飛躍的に向上できる可能性を秘めている。

図14 制御誤差 (無負荷)

図15 制御誤差 (46[%] 定格負荷有り)

参 考 文 献

- (1) 見城, 指田: 「超音波モータ入門」, 総合電子出版社 (1991).
- (2) 武石, 御手洗: 「超音波モータのデュアルモード位置決め制御」, 第31回計測自動制御学会学術講演予稿集, pp. 401-402, 1992.
- (3) T. Izumi, H. Yasutsune, Y. J. Kim and M. Nakaoaka, "New Inverter-Fed Power Ultrasonic Motor for Speed Tracking Servo Application and Its Feasible Evaluations", Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp.766-773, 1995.
- (4) 古家, 松村, 丸橋, 中岡: 「ファジィ推論を用いた超音波モータの位置決め制御システム」, 電気学会産業応用部門全国大会論文集, No.81, pp.348-353(平3).
- (5) 千住, 宮里, 上里: 「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 D, Vol.115-D, No.11, pp.1333-1340, 1995
- (6) Nogarede B. and Piecourt E., "Modelisation of a Travelling Wave Piezoelectric Motor by Equivalent Electrical Circuit", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, pp.128-133, 1994.
- (7) P. Hagedorn and J. Wallaschek, "Travelling Wave Ultrasonic Motors, Part I: Working Principle and Mathematical Modelling of the Stator", Journal of Sound and Vibration, Vol.155, No.1, pp.31-46, 1992.
- (8) 千住, 宮里, 上里: 「摩擦力制御を組み込んだ超音波モータの高速・精密位置制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 115, No.5, pp.658-659 (平7)
- (9) 寺尾, 金井: 「ロバスト適応制御入門」, オーム社 (1989)
- (10) J. J. E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control", New Jersey, Prentice Hall, 1991.
- (11) P. Andersson, "Adaptive Forgetting in Recursive Identification Through Multiple Models", Interna-

tional Journal of Control, Vol.42, No.5, pp.1175-1193, 1985

- (12) P. E. Wellstead and S. P. Sanoff, "Extended Self-tuning Algorithm", International Journal of Control, Vol.34, No.3, pp.433-455, 1981.
- (13) T. R. Fortescue, L. S. Kershenbaum, and B. E. Ydstie, "Implementation of Self-tuning Regulators with Variable Forgetting Factors", Automatica, Vol.17, No.6, pp.831-835, 1981.

(1995年10月9日 受 付)
(1996年1月20日 再受付)

[問い合わせ先]

〒903-01 沖縄県中頭郡西原町字千原1番地
琉球大学工学部電気電子工学科
千住 智信
TEL : 098-895-2221 (内線3292)
FAX : 098-895-4377
E-Mail : b985542@tec.u-ryukyu.ac.jp

著 者 紹 介

千住 智信 (せんじゅう とも のぶ)

琉球大学工学部電気電子工学科

1988年3月 琉球大学大学院工学研究科修士課程電気・情報工学専攻修了。同年4月 琉球大学工学部電気工学科助手, 1993年10月 同大学工学部改組に伴い1994年11月 電気電子工学科助教授として現在に至る。博士(工学)。同期機の安定性ならびに制御に関する研究, FACTS機器の制御, アドバンスド制御を導入した同期機とパワーエレクトロニクス機器の制御ならびに自然エネルギーの開発に従事。電気学会, 計測自動制御学会, IEEE会員。

上里 勝実 (うえざと かつみ)

琉球大学工学部電気電子工学科

1972年3月 鹿児島大学大学院工学研究科電気工学専攻修了。同年5月 琉球大学理工学部電気工学科助手, 助教授を経て, 1986年5月 同大学工学部教授, 1993年10月 同大学工学部改組に伴い電気電子工学科教授として現在に至る。工学博士。主として電気機器の過渡安定性および制御の研究, 自然エネルギーの有効利用に関する調査・研究に従事。電気学会, 計測自動制御学会会員。

宮里 裕 (みやざと ひろし)

(株)九州電力

1996年3月 琉球大学大学院工学研究科修士課程電気・情報工学専攻修了。同年4月 (株)九州電力入社。在学中は超音波モータの速度・位置制御に関する研究に従事。電気学会会員。

Adaptive Position Control of Ultrasonic Motors Using On-Line Parameter Identification with Variable Forgetting Factor Based on Fuzzy Reasoning

by

Tomonobu SENJYU, Hiroshi MIYAZATO and Katsumi UEZATO

Abstract :

Ultrasonic motor is a new type motor and it has an excellent performance and many useful features. Its simplified mathematical model, however, has not been developed yet. Moreover, its speed characteristics vary with driving conditions. Therefore, it is important to identify the speed characteristics of ultrasonic motor on-line in order to achieve the high-performance control. In this paper, the authors derive a mathematical model of ultrasonic motor and propose position control based on the model using adaptive control. Moreover, we propose precise position control of ultrasonic motor using on-line parameter identification algorithm (recursively least square method : RLSM) with variable forgetting factor based on fuzzy reasoning. The effectiveness of proposed control scheme is demonstrated by experiments.

Keywords : Ultrasonic motor, Adaptive control, Parameter identification, Variable forgetting factor

Contact Address : **Tomonobu SENJYU**

Faculty of Engineering, University of the Ryukyus
1 Senbaru Nishihara-cho Nakagami Okinawa 903-01 Japan
TEL : 098-895-2221 (内線3292)
FAX : 098-895-4377
E-mail : b985542@tec.u-ryukyu.ac.jp