Position Sensorless Control for Ultrasonic Motors Based on Input Voltage Information

Tomonobu Senjyu Member (University of the Ryukyus, b985542@tec.u-ryukyu.ac.jp)

Tomohiro Yoshida Member (University of the Ryukyus, Tomohiro_Yoshida@okiden.co.jp)

Mitsuru Nakamura Student Member (University of the Ryukyus, k058463@eve.u-ryukyu.ac.jp)

Naomitsu Urasaki Member (University of the Ryukyus, urasaki@tec.u-ryukyu.ac.jp)

Toshihisa Funabashi Member (Meidensha Corporation, funabashi-t@mb.meidensha.co.jp)

Hideomi Sekine Member (University of the Ryukyus, h_sekine@hotmail.com)

Keywords: Ultrasonic motor, position sensorless control, recursively least square method

Ultrasonic motor is a special type motor which is driven by the ultrasonic vibration force of piezoelectric elements. It has an excellent performance and many other useful features which are not present with the electromagnetic type motors, e.g. high torque, low speed operation, compact in size, no electromagnetic interferences, high holding torque without supply, high response characteristics, and so on. Because of that the speed property of ultrasonic motor has strongly nonlinear property associated with load torque and motor temperature changes, measurement of the position information is necessary. It is to use mechanical sensors such as resolvers or pulse encoders. However, these sensors increase the cost and size of the drive system.

Many speed and position sensorless control methods based on a motor model have been reported. But control performance of these model based controls are subject to In these methods, the model error and disturbances associated with load torque and motor temperature changes result poor performances.

In order to overcome the above problems, we propose a rotor position estimation method for ultrasonic motor without using a position sensor. In this method, the root mean square value of input voltage of USM is used as the information for the position estimation method. This method uses the characteristics of rotor position change relating with the input voltage of ultrasonic motor and it does not depend on a motor model of USM. It is useful to avoid the use of complicated motor model of USM. As compared with other sensorless position control techniques, this method has a simple algorithm and uses only input voltage information of an ultrasonic motor.

A quadratic function is used for characteristic identification to estimate a rotor position. The on-line adjustment of parameters of quadratic function is performed by the recursive least square method. Since it corresponds to parameter changes, proposed control offers good experimental results against load torque and motor temperature changes.

Fig. 1 shows that the rotor position is estimated with accuracy as a result of an online parameter adjustment. As shown in this figure, the speed estimation offers the accurate information of rotor position in loaded condition.

Fig. 2 shows the experimental result in no load condition.

Fig. 1. Rotor position estimation result for parameter adjustment by RLS method ($T_L = 0.10\text{Nm}$)

Fig. 2. Sensorless position control result (no-load)

It performs the accurate performance as result of the speed estimation.

In this paper, position sensorless control for ultrasonic motor has been proposed and experimented. The proposed control method is useful to avoid the use of complicated motor model and offers advantages in term of cost and system size. The experimental results show the good estimation ability for position control of ultrasonic motors.

入力電圧情報に基づく超音波モータのセンサレス位置制御

正員 千住 智信* 正員 吉田 知洋*
 学生員 中村 充* 正員 浦崎 直光*
 正員 舟橋 俊久** 正員 関根 秀臣*

Position Sensorless Control for Ultrasonic Motors Based on Input Voltage Information

Tomonobu Senjyu*, Member, Tomohiro Yoshida*, Member, Mitsuru Nakamura*, Student Member,
 Naomitsu Urasaki*, Member, Toshihisa Funabashi**, Member, Hideomi Sekine*, Member

This paper presents a method of position sensorless control of ultrasonic motor (USM). The rotor position of USM is estimated based on the input voltage information. The characteristic of input voltage versus rotor position is expressed by a quadratic function. Since the parameters of quadratic function are adjusted on-line, estimated rotor position agrees well with actual rotor position against load torque and motor temperature changes. Position sensorless control is achieved by using estimated rotor position instead of measured rotor position. The validity of the proposed method is confirmed by experimental results.

キーワード：超音波モータ，位置センサレス制御，逐次最小二乗法

Keywords: Ultrasonic motor, position sensorless control, recursively least square method

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力を駆動源とする新しい原理のモータである⁽¹⁾。小形軽量，低速で高トルク，磁化作用がないなど優れた特性を有する。しかし，モータの温度変化および負荷トルク印加に対して超音波モータの速度特性は非線形性を有するため⁽²⁾，良好な位置制御を達成するには位置・速度センサを用いる必要がある。しかし，一般に位置・速度センサの使用はシステムのコスト増加，小型化の妨げ，故障時の信頼性の低下など種々の問題がある⁽³⁾。

一般にセンサレス制御を行うためにはモデルにより速度推定を行うオブザーバやモデル規範制御などが用いられる。超音波モータに対するモデルの確立は文献^{(4)~(6)}において行われているが，これらは超音波モータの性能評価及び設計指標としてのモデル構成であり，多くのパラメータを有

するなどの理由により実際の制御に対する適用は現実的ではない。一方で，今日までに超音波モータには様々な適応制御が実装されている^{(7)~(10)}。超音波モータに対する適応制御においては，モデルの同定がその性能を大きく左右する要因となり，かつモータの温度変化及び負荷トルク印加時の特性を同定することは困難であった。

著者らは，これまでにニューラルネットワーク (Neural network : NN) を用いた超音波モータのセンサレス速度制御系を構築した⁽¹¹⁾。この手法では，強い非線形性を有する超音波モータの速度特性を NN を用いてオフラインで同定している。同定された速度特性を用いて，入力電圧，駆動周波数およびモータの温度情報から回転子速度を推定することで，負荷トルク印加及びモータ温度変化に対して対応可能なセンサレス速度制御系を構築している。さらに，NN で推定した回転子速度を積分することで回転子位置を推定するセンサレス位置制御系の構築を試みたが，積分操作における本質的な問題である推定誤差の蓄積により有効な試験結果は得られなかった。

そこで本研究では，入力電圧情報に基づく超音波モータの位置センサレス制御法を提案する。本手法では，超音波モータの入力電圧が回転子位置に関係して変化することに着目し，入力電圧情報に基づいて回転子位置の推定を行う。回転子位置の推定は積分操作を伴わないので，推定誤差の蓄積は生じない。また，回転子位置の推定式は二次関数に基づいており，二次関数のパラメータをオンライン調整す

* 琉球大学

〒 903-0213 沖縄県中頭郡西原町千原 1 番地

University of the Ryukyus

1 Senbaru Nishihara-cho Nakagami, Okinawa 903-0213

** (株) 明電舎

〒 103-8515 東京都中央区日本橋箱崎町 36 番 2 号 リバーサイドビル

Meidensha Corporation

Riverside Building, 36-2 Nihonbashi Hakozaiki-cho Chuoku, Tokyo 103-8515

ることで、負荷トルク印加やモータの温度変化による超音波モータの特性変動に対しても良好に位置センサレス制御が達成できる。本手法の有効性は実験により確認している。

2. 超音波モータの駆動システム

実験に使用した進行波型超音波モータの設計仕様を表1に示す。図1は超音波モータの駆動システムである。超音波モータは二相インバータから出力される高周波電圧を印加することで駆動される。図2は二相の高周波電圧波形であり、駆動周波数 f または印加電圧位相差 ϕ の調整により回転子速度を制御できる。本研究では、簡単化のため回転速度一定で位置制御を行う。すなわち、駆動周波数および印加電圧位相差は一定として超音波モータを駆動させ、モータを停止させる場合は印加電圧位相差を零にすることで位

表 1 供試超音波モータの設計仕様

Table 1. Design specifications of tested USM.

Drive frequency	40 kHz
Drive voltage	100 V _{rms}
Rated current	53 mA / phase
Rated torque	0.314 Nm
Rated output power	3 W
Rated speed	9.0 rad/s
Mass	0.240 kg

図 1 超音波モータの駆動システム

Fig. 1. Drive system for USM.

図 2 二相インバータ出力電圧

Fig. 2. Output voltages of two-phase inverter.

置制御を行う。印加電圧位相差による制御は正回転、逆回転の連続的な制御が可能であることから位置制御に対して一般的に用いられる。超音波モータはその構造上、固定子及び回転子間に圧力がかかっており、回転停止時のブレーキ力及び保持力を持っている。ここで、超音波モータの速度変化における過渡特性は数 ms と非常に短時間であることから、本研究では回転子の回転及び停止時の過渡特性は無視している。

超音波モータには負荷となるパウダブレーキおよびロータリエンコーダはカップリングを介して直結されている。なお、ロータリエンコーダより検出したパルス数 (10,000 pulse/rev.) より求められた回転子位置は回転子位置推定値との比較に用いられる。

3. 超音波モータの回転子位置対入力電圧特性

図3は、駆動周波数 41.5kHz、印加電圧位相差 0.7rad 一定で超音波モータを駆動した場合の回転子位置と入力電圧 (実効値) の関係を示している。超音波モータの回転子位置に対して、入力電圧は周期的に変化していることがわかる。図3のデータから回転子位置に対する入力電圧をプロット

(a) Rotor position.

(b) Input voltage.

図 3 回転子位置と入力電圧の関係

Fig. 3. Relationship between rotor position and input voltage.

図4 回転子位置対入力電圧

Fig. 4. Input voltage vs rotor position.

したものを図4に示す。ただし、図3においては回転子位置 $\theta = \pi$ rad において入力電圧がピーク値を持つが、図4では次式のように π rad シフトした回転子位置 $\theta' (= \theta - \pi)$ に対して作図されているため、0 rad においてピーク値をもつことに注意されたい。図4に示す特性は再現性を有しており、負荷印加やモータの温度変化により速度特性が変化した場合でも、超音波モータの回転子位置の周期と入力電圧の周期は良く一致する。なお、超音波モータはカップリングによってパウダブレーキ及びロータリエンコーダと直結されているため、カップリングの影響により図3(b)に示す電圧特性が現われた可能性がある。そこで、カップリングなしの状態で超音波モータの入力電圧を観測し、同様な特性を示すことを確認している。この入力電圧実効値の周期的な変動は、超音波モータの構造に起因するものと考えられ、その変化は回転子位置に対して相対的に対応する。そこで、本論文ではこの相対的な関係に注目し、二次関数でフィッティングすることで入力電圧実効値の波形から回転子位置を推定している。本手法では入力電圧実効値の変動が異なるさまざまな条件下でも、フィッティングにおけるパラメータを適応的に同定することにより回転子位置の推定が可能となる。また、入力電圧実効値と回転子位置の相対関係は超音波モータの構造に起因するものであるが、回転子の位置推定における基準位置 ($\theta = 0.0$ rad) は不変であり、モータの特性変動や推定するパラメータ変化に対しても回転子位置の相対的な位置関係を保持している。また、超音波モータの速度特性はモータ温度や負荷トルクによる影響を大きく受け、測定される電圧実効値はノイズ等の高周波成分を含む。そこで、これらの影響を取り除くために測定された電圧実効値をローパスフィルタに通して使用する。

4. 回転子位置推定法

本研究では、図4に示す入力電圧を回転子位置の二次関数で近似する。すなわち、次式により定式化する。

$$V_{rms} = a\theta'^2 + b \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 a, b は二次関数のパラメータであり、図4に示すように入力電圧の測定値と二次関数による計算値がフィットするように決定される。パラメータ a, b を適切に設定することで、次式のように回転子位置を算出できる。

$$\theta = \pm \sqrt{\frac{V_{rms} - b}{a}} + \pi \dots\dots\dots (2)$$

ただし、右辺第2項の π は図4を作図する際に回転子位置をシフトした操作をもどすことを意味している。

次に二次関数のパラメータ a, b の求め方を説明する。超音波モータの駆動において、入力電圧が最小値を示す点を回転子位置の基準 (0 rad) として実験を行う。

図4より、入力電圧は回転子位置 $\theta' = \pi$ [rad] で最大 V_{max} となり、0 または 2π rad で最小 V_{min} となる。従って、パラメータ a, b は入力電圧の最大値および最小値を用いて次式により決定される。

$$a = \frac{V_{min} - V_{max}}{\pi^2} \dots\dots\dots (3)$$

$$b = V_{max} \dots\dots\dots (4)$$

しかし、この方法は1回転毎にしかパラメータ a, b の調整ができないという欠点がある。次節では、パラメータを連続的に調整する方法を説明する。

5. パラメータ調整法

〈5・1〉PI調整器によるパラメータ調整 先に示したパラメータ調整法ではパラメータ a, b に対して1回転毎にしか調整ができなかった。そこで1回転毎に決定されたパラメータ a, b をもとにして各制御周期毎に二次関数のパラメータ a, b を調整する方法を以下に示す。

二次関数のパラメータ a, b を調整させる方法として、先の制御周期において決定された回転子位置推定値 $\hat{\theta}'$ およびパラメータ a, b を用いて (1) 式から、入力電圧の推定値 $\hat{V}_{rms}$ を求め、その制御周期において測定された実際値 V_{rms} との誤差からPI調整器⁽¹²⁾より次式の調整量を求める。

$$\left. \begin{aligned} a_{PI} &= k_p e_v + k_i \int_0^t e_v dt \\ b_{PI} &= k_p e_v + k_i \int_0^t e_v dt \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $e_v = V_{rms} - \hat{V}_{rms}$ は入力電圧の推定誤差、 $k_p = 0.03$, $k_i = 0.01$ はそれぞれ比例ゲイン、積分ゲインである。

最終的なパラメータ a, b の調整則は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} a &= a_{direct} + a_{PI} \\ b &= b_{direct} + b_{PI} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 a_{direct} および b_{direct} は (3), (4) 式で求めるパラメータである。

〈5・2〉 逐次最小二乗法によるパラメータ調整 次に二次関数のパラメータ a, b を調整させる方法として、逐次最小二乗法 (RLS) ⁽¹³⁾ の採用を検討する。最小二乗法による未知パラメータの同定は、次式の評価関数を最小にするパラメータベクトル q を求めることである。

$$J = \sum_{k=0}^N \beta^{N-k} \{V_{rms}(k) - z^T(k)q\}^2 \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $q, z^T(k)$ は以下のベクトルであり、 a_{RLS}, b_{RLS} は逐次最小二乗法により得られるパラメータ a, b にたいする調整量である。

$$q^T = [a_{RLS} \ b_{RLS}] \dots\dots\dots (8)$$

$$z^T(k) = [\theta'^2(k-1) \ 1] \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 $\beta(0 < \beta \leq 1)$ は忘却係数であり、 β の値を小さくすることでパラメータ同定の収束が速くなり、時変パラメータに対して有効となる。しかし、 β の値が小さすぎると雑音に対して敏感になる。本実験では $\beta = 0.8$ とする。

$\partial J / \partial q = 0$ において q の推定値 $\hat{q}$ を求めると最終的に次式を得る。

$$P(N) = \frac{1}{\beta} \left\{ P(N-1) - \frac{P(N-1)z(N)z^T(N)P(N-1)}{\beta + z^T(N)P(N-1)z(N)} \right\}$$

$$\hat{q}(N) = \hat{q}(N-1) + \frac{P(N-1)z(N)}{\beta + z^T(N)P(N-1)z(N)} \times [V_{rms}(N) - z^T(N)\hat{q}(N-1)].$$

最終的なパラメータ a, b の調整則は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} a &= a_{direct} + a_{RLS} \\ b &= b_{direct} + b_{RLS} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

6. 実験結果

〈6・1〉 回転子位置の推定結果 図5は駆動周波数 41.5 kHz、印加電圧位相差 0.7rad とし、PI 調整器によりパラメータを調整した場合の無負荷時の回転子位置推定結果である。図5(a)より、実線で示す回転子位置推定値が破線で示す実際値にはほぼ一致していることがわかる。本手法では、図5(b)に示す入力電圧情報から代数演算により回転子位置を算出しており、積分動作を含まないため、推定誤差の蓄積の問題を生じていない。図5(c), (d)は二次関数のパラメータ a, b の調整結果である。無負荷時においては、超音波モータの特性変動はないため、PI 調整器による調整量はほぼ0である。

図6は負荷トルク 0.1Nm(定格負荷の 32%) 印加時の回転子位置推定結果である。駆動周波数および印加電圧位相差は無負荷時と同一であるが、負荷トルク印加により回転速度が低下するため、回転子位置の周期が大きくなっている。一方、入力電圧の実効値における周期と回転子位置の周期は等しいため、回転子位置は推定できている。また、無負荷時に比較して PI 調整器によるパラメータの調整量が

(a) Rotor position.

(b) Input voltage.

(c) Parameter a.

(d) Parameter b.

図5 PI調整器によるパラメータ調整時の回転子位置推定結果(無負荷)

Fig. 5. Rotor position estimation result for parameter adjustment by PI regulator (no load).

(a) Rotor position.

(b) Input voltage.

(c) Parameter a.

(d) Parameter b.

図6 PI調整器によるパラメータ調整時の回転子位置推定結果 ($T_L = 0.10\text{Nm}$)Fig. 6. Rotor position estimation result for parameter adjustment by PI regulator ($T_L = 0.10\text{Nm}$).

(a) Rotor position.

(b) Input voltage.

(c) Parameter a.

(d) Parameter b.

図7 逐次最小二乗法によるパラメータ調整時の回転子位置推定結果 (無負荷)

Fig. 7. Rotor position estimation result for parameter adjustment by RLS method (no load).

(a) Rotor position.

(b) Input voltage.

(c) Parameter a .

(d) Parameter b .

図8 逐次最小二乗法によるパラメータ調整時の回転子位置推定結果 ($T_L = 0.10\text{Nm}$)
Fig. 8. Rotor position estimation result for parameter adjustment by RLS method ($T_L = 0.10\text{Nm}$).

(a) Rotor position.

(b) Input voltage.

(c) Parameter a .

(d) Parameter b .

図9 センサレス位置制御結果 (無負荷)
Fig. 9. Sensorless position control result (no-load).

僅かではあるが増加していることがわかる。

図7は、逐次最小二乗法によりパラメータを調整した場合の無負荷時の回転子位置推定結果である。図7(a)より、回転子位置が推定できていることが確認できる。図5のPI調整器の場合と比較して、図7(c)に示すパラメータ a の調整量が増加している。PI調整器の場合は、入力電圧実効値の推定誤差をスカラー量として評価しているのに対し、逐次最小二乗法の場合は入力電圧の推定誤差をベクトル量として評価し、2つのパラメータを調整しているためであると考えられる。すなわち、後者の場合はパラメータ a, b を独立に調整できている。図8は負荷印加時の回転子位置推定結果であり、回転子位置および入力電圧実効値の周期の変化を除いて、無負荷時と同様な結果が得られている。

無負荷時および負荷印加時における回転子位置推定結果より、逐次最小二乗法を用いた場合により良好な推定結果が得られた。また無負荷時および負荷印加時において、回転子位置に対する入力電圧実効値の周期的な変動は同様な関係が見られることから、位置決め制御の途中に負荷変動が生じるような場合においても、回転子位置推定が良好に行われると考えられる。

表2は回転子位置推定に対するPI調整器と逐次最小二乗法と比較結果を示している。同条件でそれぞれ5回の実験を行い、その絶対平均誤差を計算したものであるが、逐次最小二乗法を用いた場合の方が誤差が若干小さくなっている。これは逐次最小二乗法を用いることにより、パラメータ a, b をそれぞれより適切に調整しているためであると考えられる。この比較結果より、逐次最小二乗法を用いた位置推定がより有効であることが分かった。また位置推定における推定誤差は位置センサレス制御を行う際に、そのまま位置誤差として制御結果に反映すると考えられる。そのため逐次最小二乗法による位置推定を用いた位置センサレス制御はPI調整器による位置推定を用いた位置センサレス制御と比較してよりよい制御結果を与えると考えられる。

〈6・2〉センサレス位置制御結果 図9は逐次最小二乗法によりパラメータを調整した場合のセンサレス位置制御結果を示している。駆動周波数41.5kHz、印加電圧位相差を0.7rad一定とし、回転子位置の指令値を5radとしている。センサレス位置制御においては、一定速度で駆動し、回転子位置推定値が指令値と等しくなったときに印加電圧位相差を零とすることで超音波モータを停止している。ここで回転及び停止の各状態への過渡現象は非常に短時間であるため、無視している。

図9(a)より回転子位置値の推定値は実際値にほぼ一致しており、指令値への位置決めができています。回転子位置の推定値が指令値に一致すると超音波モータは停止し、回転子位置は変化しないので、図9(b)に示すように入力電圧は一定となる。図9(c)および(d)はパラメータの調整結果である。回転子位置の指令値は5radであるため、超音波モータは1回転未満の動作である。この場合、(3)、(4)式で示す入力電圧の最大値と最小値からパラメータ a, b を直接決定

表2 回転子位置推定結果の性能比較

Table 2. Performance comparison for rotor position estimation.

Estimation method	Load torque	Absolute mean error [rad]
Direct+PI	No-load	0.264
	0.05Nm	0.322
	0.10Nm	0.377
Direct+RLS	No-load	0.217
	0.05Nm	0.316
	0.10Nm	0.352

する手法(図中のdirect)は1回転毎の調整であるため、駆動後、調整されず一定となっている。一方、逐次最小二乗法により、駆動後、逐次パラメータが調整されていることがわかる。センサレス位置制御では、始めにセルフコミッショニングにより各回転毎に入力電圧の最大値と最小値から決定するパラメータ a, b (図9(c),(d)中のdirect)を決定している。そして位置決め制御時には逐次最小二乗法により各パラメータがオンラインで調整され、回転子位置の推定が修正されており、結果としてセンサレス位置制御は目標値に対して良好な制御結果を得た。位置決め後は入力電圧はほぼ一定となるため、パラメータ a, b も一定となっている。また超音波モータの速度特性が温度などの諸要因により変化することにより、測定される電圧波形も測定毎に異なるが、オンラインにおける適応的なパラメータ同定により、電圧波形と回転子位置の相対的な関係から回転子位置の推定を可能としている。

7. むすび

本研究では、入力電圧情報に基づく超音波モータの位置センサレス制御法を提案した。本手法は超音波モータの入力電圧が回転子位置に依存して変化することに着目し、入力電圧情報に基づいて回転子位置の推定を行った。回転子位置は入力電圧の情報から代数演算により算出され、積分操作を含まないため、推定誤差の蓄積が生じない。また、回転子位置推定式のパラメータはPI調整器または逐次最小二乗法によりオンラインで調整されるため、超音波モータの特性変動にも対応できる。本手法の有効性は逐次最小二乗法を用いたセンサレス位置制御実験により確認できた。

文 献

- (1) T. Kenjyo and T. Sashida: "An Introduction of Ultrasonic Motor", Oxford Science Publications (1993) (in Japanese) 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) H. Frayssignes and R. Briot: "Traveling wave ultrasonic motor: coupling effects in free stator", *Elsevier ultrasonics* 41, pp.89-95 (2003)
- (3) S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda: "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame", *IEEE Trans. Indust. Appl.*, Vol.38, No.4, pp.1054-1061 (2002)
- (4) Y. Ming and O. Peiwen: "Performances estimation of a rotary traveling wave ultrasonic motor based on two-dimension analytical model", *Ultrasonics* 39, pp.115-120 (2001)

- (5) D. Sun, J. Liu, and X. Ai: "Modeling and performance evaluation of travelling-wave piezoelectric ultrasonic motors with analytical method", *Sens. Actuators A* 100, pp.84-93 (2002)
- (6) E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti, and A. Testa: "Modeling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor", *IEEE Trans. Ultrason., Freq. Contr.*, Vol.42, No.2, pp.210-224 (1995)
- (7) M.S. Tsai, C.H. Lee, and S.H. Hwang: "Dynamic modeling and analysis of a bimodal ultrasonic motor", *IEEE Trans. Ultrason., Freq. Contr.*, Vol.50, No.3, pp.245-256 (2003)
- (8) T. Senjyu, T. Kashiwagi, and K. Uezato: "Position control of ultrasonic motors using MRAC and dead-zone compensation with fuzzy inference", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.17, No.2, pp.265-272 (2002)
- (9) F.J. Lin: "Fuzzy adaptive model-following position control for ultrasonic motor", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.12, No.2, pp.261-268 (1997)
- (10) T. Senjyu, S. Yokoda, H. Miyazato, and K. Uezato: "Speed control of ultrasonic motors by adaptive control with a simplified mathematical model", *IEE Proc.-Electric Power Appl.*, Vol.145, No.3, pp.180-184 (1998)
- (11) T. Senjyu, T. Yoshida, K. Uezato, and S.K. Panda: "Speed Sensorless Control for Ultrasonic Motors Using Neural Network", *IEICE Technical Report*, Vol.103, No.152, pp.17-22 (2003) (in Japanese)
千住智信・吉田知洋・上里勝実・S. K. Panda: 「ニューラルネットワークを用いた超音波モータの速度センサレス制御」, 信学技報, Vol.103, No.152, pp.17-22 (2003)
- (12) 須田信英: 「PID 制御」, 朝倉書店 (1992)
- (13) 寺尾 満・金井喜美雄: 「ロバスト適応制御入門」, オーム社 (1990)

千 住 智 信 (正員) 1963 年生。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 月同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 月より同大学同学部電気電子工学科助教授, 2001 年 4 月より同大学同学部電気電子工学科教授, 現在に至る。博士 (工学)。英国技術士 (Chartered Engineer)。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電動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。電子情報通信学会会員, 計測自動制御学会会員, IEEE シニア会員, IET 会員。

吉 田 知 洋 (正員) 1979 年生。2002 年 3 月琉球大学工学部

電気電子工学科卒業。2004 年 3 月同大学大学院理工学研究科修士課程電気電子工学専攻修了。同年 4 月沖縄電力株式会社入社。

中 村 充 (学生員) 1980 年生。2005 年 3 月琉球大学工学部電気電子工学科卒業。同年 4 月同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。主として超音波モータの速度・位置制御に従事。

浦 崎 直 光 (正員) 1973 年生。1996 年 3 月琉球大学工学部電気電子工学科卒業。1998 年 3 月同大学大学院理工学研究科修士課程電気・情報工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気電子工学科助手, 現在に至る。博士 (工学)。主として永久磁石同期電動機ドライブに関する研究に従事。IEEE 会員。

舟 橋 俊 久 (正員) 1951 年生。1975 年名古屋大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月 (株) 明電舎入社。現在に至る。工学博士。英国技術士 (Chartered Engineer)。主として電力, 系統解析, 分散電源に関する研究に従事。IEEE シニア会員。IET 会員。

関 根 秀 臣 (正員) 1943 年生。1969 年群馬大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月群馬大学工学部電気工学科助手。1977 年同大学同学部電気電子工学科講師。1983 年助教授。1996 年琉球大学教育学部教授。工学博士 (東工大)。現在に至る。主として電気機器の特性解析・改善と制御に関する研究に従事すると共に, 電気電子技術教育用教材・教具の開発に従事。