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

正 員 千 住 智 信 (琉球大)

学 生 員 宮 里 裕 (琉球大)

正 員 上 里 勝 実 (琉球大)

Quick and Precise Position Control of Ultrasonic Motors Using Hybrid Control
Tomonobu Senjyu, Member, Hiroshi Miyazato, Student member, Katsumi Uezato, Member
(University of the Ryukyus)

The ultrasonic motor has an excellent performance and many useful features, which electromagnetic type motors do not possess, such as high torque, low speed, compactness in size, no electromagnetic interferences and so on. Particularly, this motor has a large holding torque and a high response characteristic. So, it has been expected to use as position servomotor. The driving principle of ultrasonic motors is, however, different from those of electromagnetic type motors and its mathematical model has not been developed yet. Moreover, its speed characteristics vary with the driving conditions. Therefore, it is difficult to control ultrasonic motors with high performance. In this paper, the position control method of this motor by adaptive control is proposed. The usefulness and validity of proposed control method is examined in experiment.

キーワード: 超音波モータ, 位置制御, 比例積分 (PI) 制御, 適応制御, ハイブリッド制御, パラメータ同定

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力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。さらに, 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⁾。

USM の制御手法として, 一般に駆動周波数, 印加電圧および印加電圧位相差制御による方法が提案されているが, 位置制御を達成するためには USM を連続的に正回転, 逆回転, 停止することのできる印加電圧位相差による手法が有効である。この場合, 制御系を簡単にするために駆動周波数および印加電圧はある値で一定とするが, 高速性と高精度制御性を両立するには問題がある。また, USM は特殊モータであるため, その動特性式は確立されたとは言えない。しかも, 温度上昇や負荷トルクなどの駆動条件の変化

により特性が変化することが知られている⁽²⁾。

これまでに USM の制御法として固定ゲイン PI 制御⁽³⁾, 可変ゲイン PI 制御⁽⁴⁾ およびファジィ制御⁽⁵⁾⁽⁶⁾ を用いる手法が提案されている。しかし, USM を制御するには駆動条件の変化による特性変動を考慮する必要がある, 固定ゲイン PI 制御では常に良好な制御性能を得ることはできない。また, 文献⁽⁴⁾ ではゲインの値を指令速度に基づいて可変にしているが, 与えられた指令速度に対応したゲインの値をあらかじめ求めておく必要がある。さらに負荷印加などによる特性変動に対しても高性能な制御性能を得るためにはオンラインでのゲイン調整が必要であるが, これまで報告されていない。ファジィ制御によりシステムを構築する場合には, 人間の直感や経験に基づいて制御ルールが構成される。しかし, 人間が USM の特性変動について全ての情報を把握することは困難である。また, ファジィ制御は本質的に曖昧な要素を含んでいるため, 現代制御理論を用いた厳密な制御と比較するとサーボモータ制御では一般に性能が劣るといえる。USM を高性能で高精度に制御するには,

制御入力を厳密に計算し、さらにモータの特性変動を補償する必要がある。

筆者らはこれまでに、モデル式を用いた超音波モータの一速度制御法を提案した⁽⁷⁾⁽⁸⁾。本論文では、その考えを位置制御に適用し、駆動周波数および印加電圧位相差の両者を制御するUSMの制御システムを提案する。印加電圧位相差制御には比例積分(PI)制御および適応制御(STR: Self-Tuning Regulator)の2つの制御を組み合わせたハイブリッド制御を適用する。この制御法は、PI制御器と並列にSTRを導入することで、PI制御器で対処できないパラメータ変動を同定器を用いてオンラインで同定し、常に制御誤差を小さくするように最小分散制御器(MVC: Minimum Variance Controller)により制御入力を補償している。したがって、USMにパラメータ変動が生じてもその特性変動を補償することが可能である。また、本論文のハイブリッド制御では、困難な課題であるUSMの直接的モデル化を避けている。この理由は、これまでUSMの制御に多々適用され信頼がある制御器(PI制御器)を基に、その制御器の問題を克服する機構を追加すれば、高性能で信頼性のある制御器の実現が可能になるためである。また、本論文では誤差モデルに基づき厳密に制御入力を計算できるため、ファジィ制御器のような曖昧さの問題も軽減できると考える。

以下、2章ではUSMの基本特性を明らかにする。そして、USM制御の際に注意すべき点を指摘する。3章では提案する制御システムについて説明し、4章においてUSMを位置制御するためのシステム構成について述べ、高速かつ高精度な位置制御が達成されることを実験により示す。

2. USMの基本特性

本章では、駆動周波数-回転速度特性、印加電圧-回転速度特性および印加電圧位相差-回転速度特性を明らかにし、USMの位置制御を行う際の問題点について述べる。なお、USMの駆動システムは<4.1>節(図6)に示されている。

印加電圧の位相差を90.0[deg.]一定にし、駆動周波数を変化した場合の回転速度特性の実験結果を図1、図2に示す。図1は駆動周波数を43.0[kHz]から減少させた場合、図2は38.0[kHz]から増加させた場合の特性を示している。これらの図から、USMは駆動周波数に対してヒステリシス特性を有することがわかる。また、負荷トルク T_L の大きさによりUSMの特性が変化していることもわかる。従って、ヒステリシス特性や負荷トルクの印加によるモータ停止を避けるためには、駆動周波数を41.0~42.5[kHz]の範囲内に設定しなければならない。このような現象は筆者等による報告が初めてであり、USMの駆動に際して考慮しなければならない重要な特性である。

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の実験結果を図3に示す。同図よりUSMは印加電圧に対し低速領域で不感帯を有することがわかる。これはUSMの位置制御を行う際に問題にな

図1 駆動周波数-回転速度

Fig. 1. Revolving speed vs. driving frequency.

図2 駆動周波数-回転速度

Fig. 2. Revolving speed vs. driving frequency.

図3 印加電圧-回転速度

Fig. 3. Revolving speed vs. applied voltages.

図4 印加電圧位相差-回転速度

Fig. 4. Revolving speed vs. phase difference.

る。

次に、駆動周波数を 41.0, 42.0[kHz] にした時の印加電圧位相差に対する回転速度特性の実験結果を図 4 に示す。印加電圧の位相差を変化することにより、USM が連続的に正回転、逆回転、停止できることが同図よりわかる。駆動周波数および印加電圧制御法よりは最大回転速度は劣るものの、印加電圧位相差制御法は制御性の面から USM の位置制御に最も適していると言える。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ってしまふ。一方、 $f=41.0$ [kHz] 一定にすると、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。駆動周波数制御の場合には、ヒステリシス現象が存在するが、駆動周波数の制御範囲を限定することでそのヒステリシス現象を避けることが可能である。これに対し、印加電圧制御の場合には駆動周波数が共振周波数近傍であれば始動失敗をする。したがって、USM の操作性および駆動回路簡単化の面から、本論文では印加電圧位相差と駆動周波数を制御して USM の位置制御を行う。

3. 制御システム

(3.1) 印加電圧位相差制御システム 印加電圧位相差制御に適用される PI 制御器と適応制御器で構成されたハイブリッド制御器のシステム構成を図 5 に示す。ここで、 $\theta_m(k)$ は指令位置、 $\theta(k)$ は回転子位置、角度誤差 $e(k) = \theta_m(k) - \theta(k)$ 、 $u_2(k)$ 、 $u_1(k)$ は PI 制御器および最小分散制御器の制御入力 (位相差 ϕ) である。なお、 k はサンプリング数を表す。このシステムは、USM の特性変動によって生じる PI 制御器で補償できない偏差 $e(k)$ を、STR の最小分散制御によってさらに小さくするものである。

USM の制御量は印加電圧の周波数と位相差であるが、本制御系をハイブリッド制御器から見ると基本的には印加電圧位相差が入力で、位置が出力の 1 入力 1 出力システムとし

図 5 ハイブリッド制御による位置制御システム
Fig. 5. Position control system by Hybrid control.

てとらえることができる。つまり、駆動周波数制御の影響は USM の特性 (パラメータ) 変化として同定器により同定され、STR で認識されるため、駆動周波数制御の影響は間接的に考慮される。

PI 制御器の入力の決定には (1) 式を用いる。

$$u_2(k) = K_P e(k) + K_I \sum_{j=0}^k e(j) \quad (1)$$

ここで K_P 、 K_I はそれぞれ比例ゲイン、積分ゲインである。なお、各ゲインの値は、実験により試行錯誤的に調整する。

次に、STR を構成する誤差モデルを (2) 式で表わす。

$$Ae(k) = q^{-d} B u_1(k) + w(k) \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 + a_1 q^{-1} + \cdots + a_n q^{-n} \\ B &= b_0 + b_1 q^{-1} + \cdots + b_m q^{-m} \end{aligned} \right\}$$

ただし、 $w(k)$ は平均値 0、分散 σ^2 の白色雑音である。これまでに PI 制御器による USM の速度制御が報告されている⁽³⁾。しかし、前章の USM の基本特性からわかるように USM の速度特性は非線形性を有し、運転点、温度および負荷トルク変化による特性変動により、固定ゲイン PI 制御器では常に高性能な制御が行えない。本制御法は PI 制御器で対処できない特性変動を同定器で同定し、常に制御誤差を小さくするように最小分散制御器により制御入力を補償する。したがって、(2) 式は USM の特性式ではなく、PI 制御器で十分に制御できない制御誤差の誤差方程式を表す。また、USM は非線形性を有するため、モデル式を直接導くことは困難であるが、同定されたパラメータを用いて誤差方程式として表すことは比較的容易である。

(2) 式に対して、出力誤差の分散および制御入力の制限を考慮した評価関数 J_1

$$J_1 = E[e^2(k+d) + \lambda u_1^2(k)] \quad (3)$$

が最小となるような制御入力を求めると、次式を得る。

$$\left\{ BR + \frac{\lambda}{b_0} \right\} u_1(k) = -He(k) \quad (4)$$

ここで、 λ は重み係数で、その値により入力 $u_1(k)$ に制限を持たせることができる。また、 R 、 H は (5) 式の Diophantine 方程式より一意に決定される。

$$1 = AR + q^{-d} H \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} R &= 1 + r_1 q^{-1} + \cdots + r_{d-1} q^{-(d-1)} \\ H &= h_0 + h_1 q^{-1} + \cdots + h_{n-1} q^{-(n-1)} \end{aligned} \right\}$$

(4) 式が一般化最小分散制御の制御入力の関係式となる。

次に、同定器は逐次繰返し重みつき最小二乗法のアルゴリズムを用いて、パラメータ推定を行う。本論文で同定するパラメータ (a_i 、 b_i) は、(2) 式で表される誤差方程式の係数であり、PI 制御で補償できない USM の制御誤差の特性を表している。

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 θ を求めることである⁽⁹⁾。

$$J_2 = \sum_{k=0}^N \beta^{N-k} w^2(k) \\ = \sum_{k=0}^N \beta^{N-k} \{e(k) - z^T(k)\theta\}^2 \quad (6)$$

ただし、 θ 、 $z(k)$ は以下のベクトルである。

$$\left. \begin{aligned} \theta^T &= [-a_1 - a_2 \cdots -a_n \ b_0 \ b_1 \cdots b_m] \\ z^T(k) &= [e(k-1) \ e(k-2) \cdots e(k-n) \\ &\quad u_1(k-d) \ u_1(k-d-1) \cdots u_1(k-d-m)] \end{aligned} \right\}$$

ここで $\beta (0 < \beta \leq 1)$ は忘却係数で、 β の値を小さくすることでパラメータ同定が速くなり、時変パラメータに対しても有効である。しかし、 β の値が小さすぎると雑音に対して敏感になってしまう⁽¹⁰⁾。

$\partial J_2 / \partial \theta = 0$ 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。

$$P(N) = \frac{1}{\beta} \left\{ P(N-1) - \frac{P(N-1)z(N)z^T(N)P(N-1)}{\beta + z^T(N)P(N-1)z(N)} \right\} \quad (7)$$

$$\hat{\theta}(N) = \hat{\theta}(N-1) - \frac{P(N-1)z(N)}{\beta + z^T(N)P(N-1)z(N)} \times [z^T(N)\hat{\theta}(N-1) - e(N)] \quad (8)$$

(7)、(8) 式が逐次繰り返し最小二乗法 (Recursively Least Square Method) のアルゴリズムとなる。

(2) 式の次数 (m 、 n) を増加すれば一般に正確な誤差方程式を表せるが、計算量を減少するためには次数を小さくする必要がある。STR を実際に設計する際には、多項式の次数およびむだ時間 d に適値を与える必要がある。

(3.2) 駆動周波数制御システム 駆動周波数 f は制御の簡単化のため、以下のように2値で制御する。しかし、コンピュータの処理能力が大きければ連続的に制御することもできる。

$$f = f_{fast} \quad (\text{if } e(k) \geq e_\theta)$$

$$f = f_{slow} \quad (\text{if } e(k) < e_\theta)$$

ここで、 e_θ は駆動周波数を切替える位置制御誤差のしきい値を表す。

4. 実験結果

(4.1) USM 駆動システム 本節では、USM を位置制御するためのシステム構成について簡単に説明する。

(1) 駆動システム 実験に使用する USM 駆動システムのブロック図を図6に示す。USM の位置 $\theta(k)$ をロータリエンコーダにより検出し、指令位置角との誤差 $e(k)$ をコンピュータで計算する。PI 制御器および MVC は、この情報を用いて制御入力を計算する。計算された制御入力を GP-IB (General Purpose Interface Bus) を通して発振器に入力し、発振器の位相および周波数を調整して USM の位置を制御する。また、同定器は誤差 $e(k)$ および MVC の制御入力 $u_1(k)$ より最小二乗法を用いて制御誤差方程式 ((2) 式) の係数パラメータ a_i 、 b_i の値を計算する。なお、コンピュータ内の計算アルゴリズムは C 言語を用いて実現している。また、実験に使用するロータリエンコーダは 10,000[P/R] であり、0.036[deg./P] の位置角の分解能を有する。

(2) 駆動システム主回路 二相インバータによる USM 駆動システムの主回路を図7に示す⁽¹¹⁾。USM を駆動するためには、時間的位相差が ϕ 異なる高周波電圧を必要とするため、A 相、B 相インバータの出力電圧位相差が ϕ となるようにスイッチングを行わなければならない。また、USM の共振周波数が高周波であることから、スイッチング素子としては高速スイッチング可能なパワー MOS-FET を使用している。なお、図中において二つの圧電素子で表されているものが USM である。USM はインバータ側から見ると大きな容量性負荷になる。この容量を減少させて効率を改善するためにインダクタ L_1 、 L_2 を直列に挿入した。

図6 駆動システムブロック図

Fig. 6. Block diagram of driving system.

図7 駆動システム主回路

Fig. 7. Main circuit of driving system.

図8 USM 印加電圧波形

Fig. 8. Applied voltages to USM.

図9 USM 制御機械系構成図

Fig. 9. Mechanical system for USM control.

USM に印加された電圧波形を図8に示す。駆動周波数の値が共振周波数から大きくずれると供給電圧は歪むが、本実験で用いる駆動周波数の範囲(41~43[kHz])では正弦波が供給できる。

(3) 機械系構成図 実験に用いたUSMの機械系構成図を図9に示す。USMと負荷(パウダブレーキ), ならびに位置計測用のロータリエンコーダがカップリングで直結されている。

(4.2) 実験結果 2章で示したようにUSMの特性は印加電圧位相差に対して非線形の特徴を有している。そこで本論文では、印加電圧位相差の制御範囲を $-90 \leq \phi \leq 90[\text{deg.}]$ に制限する。また駆動周波数はヒステリシス現象および負荷トルク印加時の停止を避け、かつ高速・精密な位置制御を達成するために以下の値を用いて制御する。

$$f_{\text{fast}} = 41.0[\text{kHz}]$$

$$f_{\text{slow}} = 42.0[\text{kHz}]$$

また、実験に使用したUSMの仕様を表1に、実験に用いた各制御パラメータを表2に示す。PI制御器のゲイン K_P , K_I およびSTRのパラメータ λ , β , 次数 m , n , むだ時間 d の値は、実験結果に基づき良好な制御が達成できる値に設定した。

駆動周波数 $f=42.0$, $f=41.0[\text{kHz}]$ 一定時の実験結果を図10, 図11に示す。なお、本論文のデータは全て実測値である。 $f=42.0[\text{kHz}]$ 一定の場合には、指令位置に到達するまでに約3.0[sec.]を要しているが、角度偏差は小さい。これに対し、 $f=41.0[\text{kHz}]$ 一定の場合には、指令位置へ1[sec.]程度で到達するが、指令位置付近で回転子位置が振動し、停止するまでにさらに6[sec.]を要する。また、角度偏差 $0.58[\text{deg.}]$ を生じる。

表1 USM の設計仕様

Table 1. Design specifications of USM.

駆動周波数	40[kHz]
駆動電圧	100[Vrms]
定格トルク	3.2[kgf·cm]
定格出力	3[W]
定格回転数	90[rpm]
保持トルク	3.2[kgf·cm] 以上
使用温度範囲	-10 ~ +50[°C]
重量	240[g]

表2 制御パラメータ

Table 2. Control parameters in experiment.

サンプリング時間	$T_s = 20.0[\text{msec.}]$
比例ゲイン	$K_P = 1.0$
積分ゲイン	$K_I = 2 \times 10^{-5}$
次数	$m = n = 2$
むだ時間	$d = 2$
重み係数	$\lambda = 10$
忘却係数	$\beta = 0.99$
駆動周波数制御のしきい値	$e_\theta = 18.0[\text{deg.}]$

図10 駆動周波数42.0[kHz]一定時の位置制御

Fig. 10. Position control at $f=42.0[\text{kHz}]$.

次に、駆動周波数を2値で切り換えた場合の実験結果を図12に示す。なお、図において(a)は回転子位置、(b)は印加電圧位相差および駆動周波数、(c)、(d)はパラメータ a_i , b_i の同定過程、(e)、(f)は制御入力である $u_1(k)$, $u_2(k)$ をそれぞれ表している。駆動周波数を切り換えることで、 $f = 41.0[\text{kHz}]$ 駆動による高速性、および $f = 42.0[\text{kHz}]$ 駆動による高精度性が確保できるため、高速かつ高精度の位置制御が達成できる。また、図12(c)、(d)より、駆動周波数の変化により生じたUSMの特性変動が同定器により短時間で同定されていることがわかる。この理由により、本制御法は駆動周波数の差異により特性変動が生じて、常に良好に位置制御が可能となる。また図12(e)より、最小分散制御器が動作し、PI制御によって生ずる角度偏差を補償し

図11 駆動周波数41.0[kHz]一定時の位置制御
Fig. 11. Position control at $f=41.0[\text{kHz}]$.

(a) 回転子位置 θ

(b) 印加電圧位相差 ϕ および駆動周波数 f

(c) 同定パラメータ a_i

(d) 同定パラメータ b_i

(e) STR出力 u_1

(f) PI制御器出力 u_2

図12 駆動周波数切り換え時の位置制御
Fig. 12. Position control.

ていることがわかる。なお、0.8[sec.]付近で回転子位置がわずかに逆方向に回転しているが、これはパラメータ同定器が真値を同定する過程での影響であり、同定値が収束した後は良好な応答を示している。したがって、本論文のように高速なパラメータ同定法を用いれば、この振動現象は位置制御における本質的な問題とはならない。なお、ここでは示していないが、パラメータ同定完了後に指令位置をさらに360[deg.]ステップ状に変化した場合には、その振動は見られなかった。

次に、負荷トルク1.5[kgf·cm]を加えた場合、ステップ状の指令位置($\theta_m = 360[\text{deg.}]$)を与えた時の実験結果を図13に示す。実線はハイブリッド制御によるものであり、提案する制御法の有効性を示すため、PI制御器のみによる制御結果を図13(a)中に破線で示す。図13(a)は、位置制御の正確さを示すために目標位置の近傍を拡大していることに注意されたい。負荷が印加されたことによりUSMの特性が変化していることが、図12(d)、図13(d)のパラメータ同定値を比較することによりわかる。そのため固定ゲインのPI制御では制御性能が劣化し、0.18[deg.]の角度偏差を生じている。これに対し、提案するハイブリッド制御では、PI制御により補償できない特性変動をSTRで補償し、角度偏差を生じない良好な位置制御が達成できている。この場合、STRの制御入力が大きくなっていることが図13(e)よりわかる。このことは、無負荷の場合の制御入力 u_1 を示す図12(e)と比較すれば明らかである。

(a) 回転子位置 θ (b) 印加電圧位相差 ϕ および駆動周波数 f (c) 同定パラメータ a_i (d) 同定パラメータ b_i (e) STR 出力 u_1 (f) PI 制御器出力 u_2

図13 負荷トルク印加時の位置制御

Fig. 13. Position control with load torque.

図 14 印加負荷トルク変化時の位置制御

Fig. 14. Position control with variable load torque.

最後に、負荷トルクの大きさを変化した場合の実験結果を図 14 に示す。提案手法により負荷トルクが変化しても位置誤差を生じないことがわかる。

5. あとがき

USM の駆動システムを構成することにより、USM の基本特性を調べ、位置制御をする際の問題点を明らかにした。そして、その問題点を解決するため駆動周波数と印加電圧位相差を制御する適応制御を適用した制御法を提案し、実験によりその有効性を確認した。また、USM のパラメータをオンラインで同定しているため、負荷トルクの印加により USM の特性が変化する場合でも、本制御法はその制御性能が劣化せず、ロバストであることが実験により確認できた。

今回の実験では実験設備の都合で駆動周波数を 2 値で切り換えたが、連続的に変化させることにより、さらに制御性能の向上が期待できる。

なお、本研究の一部は、(財)高度自動化技術振興財団の研究開発助成および公益信託宇流麻学術研究助成基金の助成を受けたことをここに記し、関係者各位に感謝の意を表す。

(平成 6 年 5 月 26 日受付, 平成 7 年 6 月 21 日再受付)

文 献

- (1) 見城・指田:「超音波モータ入門」, 総合電子出版社(1991)
- (2) 泉野・中岡:「進行波形超音波モータ駆動系の適応制御技法による高性能化」, 電学論 D, 110, 1147-1154(平 2-11)
- (3) 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」, SICE '92, DS 36-1, 401-402
- (4) T. Izumi, H. Yasutsune, Y. J. Kim and M. Nakaoka, "New Inverter-Fed Power Ultrasonic Motor for Speed Tracking Servo Application and Its Feasible Evaluations", Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 766-773.

- (5) 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」, 電学産業応用部門全大, 81, 348-353(平 3)
- (6) T. Yasuno, T. Kamano, T. Suzuki, J. Fukumi and H. Harada, "Self-Tuning Fuzzy Feedforward Controller for Positioning System with Progressive Wave Type Ultrasonic Motor", Proceedings of 1995 International Power Electronics Conference, pp. 1766-1771.
- (7) 千住・平良・上里:「適応制御による超音波モータの速度制御」, 電学論 D, 113, 1226-1227(平 5-10)
- (8) 千住・宮里・上里:「位相差制御による超音波モータの適応速度制御」, 電気学会全大, 889(平 6)
- (9) 鈴木:「適応制御の基礎」, コンピュートロール, 32, 7-14, コロナ社(平 2)
- (10) 魚崎・四谷:「複数忘却因子法による適応同定法」, 計測自動制御学会論文集, 28, No. 9, 1046-1051 (1992)
- (11) S. Furuya, T. Maruhashi, Y. Izuno, M. Nakaoka, "Load-Adaptive Frequency Tracking Control Implementation of Two-Phase Resonant Inverter for Ultrasonic Motor", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 7, No. 3, 542-550, July (1992)

千住 智信 (正員) 1963 年 5 月 2 日生。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, アドバンスト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。計測自動制御学会, IEEE 会員。

宮里 裕 (学生員) 1971 年 11 月 28 日生。1994 年 3 月琉球大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月同大学大学院工学研究科修士課程電気・情報工学専攻入学, 現在にいたる。超音波モータの速度・位置制御に関する研究に従事。計測自動制御学会, IEEE 学生会員。

上里 勝実 (正員) 1940 年 2 月 5 日生。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。計測自動制御学会会員。