不感帯補償を有する超音波モータの位置制御

正員 千住 智 信 (琉球大学)

正員 與古田 覚 (琉球大学)

正員 上里 勝 実 (琉球大学)

Position Control of Ultrasonic Motors with Dead-zone Compensation

Tomonobu Senjyu, Member, Satoru Yokoda, Member, Katsumi Uezato, Member (University of the Ryukyus)

The dead-zone effect for control input of ultrasonic motor arises with applied load torque. The dead-zone is a problem as a accurate positioning actuator for industrial applications and it is important to eliminate the dead-zone in order to improve the control performance. This paper proposes a position control scheme of ultrasonic motors taking dead-zone compensation into account.

キーワード：超音波モータ，位置制御，不感帯，スライディングモード制御，ニューラルネットワーク

1. ま え が き

超音波モータ (Ultrasonic motor: USM) を精密位置決め用アクチュエータとして用いる場合，負荷トルク印加時に制御入力の不感帯 (dead-zone) が存在することから，常に精密な位置制御を実現する制御器の構成は困難である。

著者らは，これまでに USM の制御器として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位置制御法を提案した⁽¹⁾。この制御法は，制御誤差を零とするようにオンラインで NN の結合重みを調整するため，駆動条件により特性が変化する超音波モータの制御に有効である。しかし，モータ特性は負荷トルク印加により不感帯幅が拡大するため，コントローラがこの変動を十分に補償できないことがあった。また，駆動周波数を一定としていたため応答速度が低いという問題がある。

これらの問題を解決するために，本論文では不感帯補償を有する超音波モータの位置制御法を提案する。提案手法では，NN を不感帯の影響を補償する制御器として用い，不感帯の影響が抑制された制御対象に対して位置制御を適用する。位置制御器には，パラメータ変動，負荷トルク等の外乱トルクに対してロバストなスライディングモード制御⁽²⁾⁽³⁾を適用する。また，駆動周波数をスライディングモード制御で用いる超平面へ短時間で到達するように制御することで，位置制御の応答速度を向上させている。

2. 印加電圧位相差に対する回転速度特性

図1はモータに印加する二相電圧の位相差 (印加電圧の位相差) に対する回転速度特性を示している。図1(a)より，位

相差に対する回転速度特性は無負荷時にはほぼ線形とみなすことができる。しかし，負荷トルクの増加に伴い図1(b)に示すように不感帯幅が拡大し非線形性が強くなる。

この不感帯は微小な回転を要求する精密位置決めにおいて問題となるので，これまでも不感帯の影響を避けるため，位相差をスライディングモード制御に基づき $-\pi/2, 0, \pi/2$ の3値で制御する位置制御法を提案した⁽⁴⁾。しかし，この場合大きなチャタリングが発生する問題があり，チャタリングを抑制しながら種々の負荷トルクに対して常に精密な位置制御を行うためには，印加電圧位相差を連続的に制御し，さらに不感帯の影響を補償する必要がある。

超音波モータの位置制御は，主に印加電圧の位相差制御と印加電圧の駆動周波数制御による方法がある。本論文では超音波モータを高応答可能なサーボモータとして利用するため，最終的に超音波モータへ印加する電圧の位相差と駆動周波数を同時に制御している。次章では位相差制御を用いた超音波モータの位置制御器をスライディングモード制御を適用して構成するが，理論構築を容易にするため，先ず図2に示すように位相差制御のみによる制御系を検討し，次に位相差制御入力に現れる不感帯を補償するためのニューラルネットワークを構成する。さらに，高応答・高精度位置制御を達成するために超音波モータの印加電圧の駆動周波数を制御しているため，図4に示すように最終的に2制御入力により超音波モータを制御することになる。

3. 位置制御法

〈3・1〉 スライディングモード制御による位置制御 印加電圧位相差を入力とした場合の周波数応答特性より (1)

図1 印加電圧位相差に対する回転速度特性
Fig. 1. Speed vs. phase difference of applied voltages.

図2 位置制御ブロック図
Fig. 2. Block diagram of position control.

式のモデル式が得られる。

$$\frac{\Theta(s)}{U_1(s)} = \frac{k_m}{s(1+\tau s)} \quad (1)$$

ここで、 $\tau (= 0.0035)$ は時定数、 $k_m (= 10.25)$ はゲインである。実際のモータの動特性は、負荷トルク印加や温度上昇により速度特性が変化し非線形性を有している。そこで、パラメータ変動、負荷トルク等の外乱トルクに対してロバストなスライディングモード制御により制御入力を決定する。

(1) 式に外乱トルクを考慮すると、次の微分方程式を得る。

$$\ddot{\theta} = -a_{1n}\dot{\theta} + b_{1n}u_1 - \frac{1}{J_n}T_d \quad (2)$$

ここで、 $a_{1n} = 1/\tau$ 、 $b_{1n} = k_m/\tau$ 、 J_n は慣性モーメント、 ΔJ 、 Δa_1 、 Δb_1 はそれぞれノミナル値からのパラメータ変動分である。また、 $T_d (\equiv T_L + \Delta J\ddot{\theta} + J_n\Delta a_1\dot{\theta} - J_n\Delta b_1u_1)$ は等価外乱トルクであり、負荷トルクとパラメータ変動によって生じる等価トルクの和として表す。

図2にスライディングモード制御による位置制御ブロック図を示す。ここで、 θ_c は指令位置、 $d = (T_d/(J_nb_{1n}))$ は外乱である。スライディングモード制御を適用するため、 $x_1 = \theta - \theta_c$ 、 $x_2 = \dot{x}_1$ として、(2) 式を位置誤差に関する

状態方程式に書き換える。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu + bd \\ y &= cx \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ここで、

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a_{1n} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{1n} \end{bmatrix}, \quad c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

スライディングモード制御の切換関数を (4) 式とする。

$$\sigma = Sx = s_1x_1 + x_2 \quad (4)$$

スライディングモードが存在する場合、(3)、(4) 式より以下の条件が成り立つ。

$$\dot{\sigma} = S\dot{x} = S(Ax + bu) = 0 \quad (5)$$

(5) 式を u について解くと、等価制御入力 u_{eq} が得られる (2) (3)。

$$u_{eq} = -(Sb)^{-1}SAx \quad (6)$$

等価制御入力は外乱やパラメータ変動が存在すると切換関数への拘束は保証しないので、スライディングモード制御入力 u_1 は、等価制御入力 u_{eq} と (7) 式の非線形制御入力 u_{nl} の和として (8) 式で決定する。

$$u_{nl} = -K(Sb)^{-1}\text{sgn}(\sigma) \quad (7)$$

$$u_1 = u_{eq} + u_{nl} \quad (8)$$

(8) 式の制御入力を用いた場合にスライディングモードが存在するためには、(9) 式の条件が満足されなければならない。

$$\begin{aligned} \sigma\dot{\sigma} &= \sigma S(Ax + bu + bd) \\ &= \sigma Sbd - K|\sigma| < 0 \end{aligned} \quad (9)$$

(9) 式より、非線形制御入力 u_{nl} のゲイン K に対する次の条件を得る。

$$K > \frac{\sigma}{|\sigma|} Sbd \quad (10)$$

制御器のゲイン K が (10) 式を満たすように決定されると、スライディングモードが発生する。この場合、システムのダイナミクスは $\sigma = 0$ より (11) 式で表される。

$$\dot{x}_1 = -s_1x_1 \quad (11)$$

スライディングモードが発生し、解軌道が切換関数上に存在すると仮定すると位置誤差に対応する状態量 x_1 は、論文中の (11) で示されているように $\dot{x}_1 = -s_1x_1$ で表せる。従って、この式をラプラス変換し、位置 θ について解けば、 $\theta = \theta_c + x_1(0)e^{-s_1t}$ と表されるため、 s_1 が十分

大きく、さらに時間が十分経過すればモータの位置は指令位置と一致 ($\theta = \theta_c$) する。ここで、指令位置として $\Theta_c(s) = \Theta_m(s) = \frac{b_m}{s+a_m} \Theta'_c(s)$ を選べば位置角は一次遅れシステムで追従 ($\theta = \theta_m$) する。

$$\Theta(s) = \frac{b_m}{s+a_m} \Theta'_c(s) \dots\dots\dots (12)$$

制御器のゲイン K は等価外乱トルクの最大値 $|T_d|_{max} = 0.32 \text{ Nm}$ と仮定し、(10) 式の条件を満足するように以下のように決定した。

$$K = b_{1n} \frac{1}{J_n b_{1n}} |T_d|_{max} = 4.532 \times 10^3$$

切換関数のパラメータ s_1 は、位置応答の時定数が 50ms となるように $s_1 = 20.0$ とした。(8) 式より制御入力 u_1 は次式となる。

$$u_1 = -0.084x_2 - 1.574 \frac{\sigma}{|\sigma| + 0.1} \dots\dots\dots (13)$$

ここで、チャタリングを抑制するために (7) 式の符号関数を平滑関数に置き換えている⁽⁵⁾。

(13) 式の制御入力を用い、指令位置 0.10rad とした場合の無負荷時および負荷トルク印加時の位置制御結果を図 3 に示す。図 3(a) において、回転子位置は理想的なスライディングモード軌跡 θ_m にほぼ一致し、オーバーシュートのない位置制御結果が得られている。しかし、負荷トルク印加時には、図 3(b) に示すように定常的な位置誤差が生じている。これは、負荷トルク印加によりモータの不感帯幅が拡大し、システムの非線形性が強くなったことに起因する。スライディングモード制御器は制御対象(超音波モータ)を小さな不確実性をもつ線形システムと仮定して設計したため、不感帯のような強い非線形性を補償することができない。この定常位置誤差は、精密位置決め用モータとして大きな問題となる。

〈3・2〉ニューラルネットワークによる不感帯の補償 超音波モータの不感帯の大きさは負荷トルク、駆動周波数、印加電圧等の駆動条件により変動する。そこで、非線形関数を模擬することが可能なニューラルネットワークを用いて不感帯の影響を補償する制御入力を決定する。

NN による不感帯補償を付加した位置制御ブロック図を図 4 に示す。本論文では、超音波モータを制御するために超音波モータの印加電圧の位相差 ϕ と印加電圧の駆動周波数 f を最終的に制御している。図 4 からわかるように $\phi = u_1 = u_s + u_n$ であり、位相差入力 u_1 はスライディングモード制御により決定された制御入力と不感帯を補償するニューラルネットワークにより決定された補償入力の和により決定される。また、超音波モータの駆動周波数 ($f = u_2$) は、(18) 式により決定される。NN の目的は、規範モデルの出力 θ_m とモータの出力 θ との誤差 e を小さくするような不感帯補償入力 u_n を求めることである。NN によりモータの不感帯が適切に同定されれば、スライディングモード制御器からみて不感帯の影響のない制御対象を構成すること

(a) 回転子位置 (無負荷)

(b) 回転子位置 (負荷 $T_L = 0.15 \text{ Nm}$)

図 3 スライディングモード制御器による位置制御結果
Fig. 3. Position control by sliding mode controller.

図 4 不感帯補償を有する位置制御ブロック図
Fig. 4. Block diagram of position control with dead-zone compensation.

図 5 ニューラルネットワーク
Fig. 5. Neural network (NN).

ができると考えられる。また、スライディングモード制御が良好に実行されている場合は、誤差 e は零であるため NN は動作しない。

図 4 における NN として、3 層構造 (入力層ユニット数: 3, 中間層: 4, 出力層: 1) のネットワークを採用する。本論文で採用した NN を図 5 に示す。NN への入力数および入力変数は、適応制御の手法であるセルフチューニング

レギュレータ (Self tuning regulator: STR) に基づく制御入力式より決定した⁽¹⁾。すなわち、スライディングモード制御器で補償できない誤差 $e(k)$ を小さくするために STR を構成すると、制御入力 $e(k)$, $e(k-1)$, $u_n(k-1)$ の関数として表される。この STR を NN で模擬すると考えると、NN への入力を $e(k)$, $e(k-1)$, $u_n(k-1)$ と決定できる。各入力変数は誤差正規化ゲイン K_e および入力正規化ゲイン K_u を用いて正規化される。

NN へ入力された信号は、(14), (15) 式により非線形変換され中間層、出力層へ伝播される。

$$I_j = \sum_{i=k}^n w_{ji} y_i \dots \dots \dots (14)$$

$$y_j = g(I_j) \dots \dots \dots (15)$$

$$g(x) = \frac{1.0}{1 + \exp(-x)} \quad (\text{input, hidden layer})$$

$$g(x) = \frac{2.0}{1 + \exp(-x)} - 1.0 \quad (\text{output layer})$$

ここで、 I_j , y_j は j 番目のユニットへの入力および出力、 y_i は i 番目のユニットの出力、さらに w_{ji} はユニット i からユニット j への結合重みである。

各ユニット間の結合重みは、位置誤差 $e(k)$ を小さくするように、(16) 式によりオンラインで更新する⁽¹⁾。

$$w_{ji}(k+1) = \alpha w_{ji}(k) + \beta E y_i \dots \dots \dots (16)$$

ここで、 $\alpha(0 < \alpha \leq 1)$ は忘却係数、 $\beta(0 < \beta \leq 1)$ は学習係数である。一般に、NN を用いて制御対象の入出力関係を学習する場合、過剰学習によるネットワークの汎化能力の低下をさけるため、ある評価基準を満たした時にネットワークの学習を停止する必要がある。しかし、超音波モータの不感帯幅は駆動条件により変化するため、常に制御誤差を小さくするように結合重みの値をオンラインで更新しなければならない。ネットワークの過剰学習を抑制するとともにオンライン学習を実行可能にするため、忘却係数 α が導入されている。 α , β の値は、過剰学習を抑制し、ネットワークの学習が良好に行われる値に設定する。

(16) 式における E は NN の各層に応じて次式より求める。

$$\begin{aligned} E^{\text{output}} &= \theta_m - \theta \\ E^{\text{middle}} &= \frac{df(I_j^{\text{middle}})}{dI} w_{ji} E^{\text{output}} \dots \dots (17) \end{aligned}$$

E^{output} , E^{middle} はそれぞれ中間-出力層、入力-中間層の重みの更新に用いる。

〈3・3〉 駆動周波数制御 位置制御の応答性を向上させるために、駆動周波数を制御する。なお、図2ではスライディングモード制御に基づく超音波モータの印加電圧の位相差制御 ($\phi = u_1$) による制御系を示しているが、本論文では、システムの軌道がスライディングラインに高速に到達できるように超音波モータの印加電圧の駆動周波数 ($f = u_2$)

表1 供試超音波モータの設計仕様
Table 1. Design specifications of tested USM.

駆動周波数	40 kHz
駆動電圧	100 Vrms
定格電流	53 mA/相
定格トルク	0.314 Nm
定格出力	3 W
定格回転数	9.0 rad/s
保持トルク	0.314 Nm 以上
重量	0.240 kg

も制御している。このため、図4のブロック図では2入力の制御システムとして表されている。この駆動周波数の制御により高速な位置決めが可能である。制御入力 u_2 (駆動周波数) を (18) 式で決定する。

$$u_2 = \begin{cases} f^* - k_c e & \text{if } |u_1| = \pi/2 \text{ rad} \\ f^* & \text{if } |u_1| < \pi/2 \text{ rad} \end{cases} \dots (18)$$

ここで、 f^* ($=41.5\text{kHz}$) は基準周波数、 k_c はフィードバックゲインである。(18) 式は、位相差入力 u_1 が飽和した時のみ駆動周波数を制御することを意味している。つまり、スライディングモード制御の到達モードで周波数を制御し、短時間でスライディングラインへ到達させ、スライディングモードでは周波数を一定とすることで、位相差制御との干渉を避けながら位置制御の応答速度を向上させる。

4. 実験結果

提案する不感帯補償を付加したスライディングモード制御器による位置制御法の有効性を検証するために、PI 制御器による位置制御結果を示し両者の制御性能を比較する。

図6 駆動システム構成図
Fig. 6. Drive system for USM.

図7 二相インバータ出力電圧
Fig. 7. Output voltages of two-phase inverter.

(a) 回転子位置 (無負荷)

(b) 回転子位置 (負荷 $T_L=0.15\text{Nm}$)

(c) 回転子位置 (負荷印加, 指令位置変化)

図8 PI制御器による位置制御結果
Fig. 8. Position control by PI controller.

〈4・1〉 駆動回路構成 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、駆動システム構成図を図6に示す。負荷であるパウダブレーキとロータリエンコーダはカップリングによってモータに直結されている。モータに印加する二相電圧の位相差と周波数を変化させ、超音波モータの共振状態が変化することにより、回転速度を制御することができる。パーソナルコンピュータはエンコーダ(10,000 pulse/rev.)より検出したパルス数より回転子位置および速度を計算し、図7に示す印加電圧の周波数 f および位相差 ϕ を決定する。計算された制御入力、パーソナルコンピュータに実装された2chプログラマブル周波数発生器を通して指令された周波数および位相信号を発生させ、その結果得られたMOS-FETのオン・オフ制御(ロジック)信号をMOS-FETドライバへ伝達する。

〈4・2〉 PI制御器による位置制御結果 制御性能比較のために用いるPI制御器の制御入力 u_1 は(19)式で決定した。

$$u_1 = k_p e + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \dots \dots \dots (19)$$

表2 制御パラメータ
Table 2. Control parameters.

慣性モーメント	$J_n = 7.06 \times 10^{-5} \text{ Nms}^2$
切換関数パラメータ	$s_1 = 20.0$
切換関数ゲイン	$K = 4.532 \times 10^3$
忘却係数	$\alpha = 0.99$
学習係数	$\beta = 0.30$
正規化ゲイン	$K_e = 10.0, K_u = 1.0$
周波数制御ゲイン	$k_c = 0.01$
制御周期	$t_s = 2.0 \text{ ms}$

(a) 回転子位置

(b) スライディングモード制御器による制御入力

図9 スライディングモード制御器による位置制御結果
(負荷トルク $T_L=0.10 \text{ Nm}$)

Fig. 9 Position control by sliding mode controller.

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。図8は、0.10 rad および 0.20 rad の指令位置を繰り返し与えた場合の、PI制御器による無負荷時および負荷トルク印加時の位置制御結果である。ここで、(a)は無負荷時、(b)は負荷トルク印加時、(c)は負荷トルクを印加しさらに指令位置変化時の位置制御結果をそれぞれ示している。

PI制御器のゲイン $k_p (= 0.05)$, $k_i (= 0.15)$ は、図8(a)に示すように無負荷時に位置誤差が小さくなるように決定した。図8(a)と比較し、図8(b)の負荷トルク印加時は指令位置への追従性が悪くなり位置誤差が増加している。図8(c)における位置誤差の増加は、積分器が制御入力のリミット値に制限され、それが不要なオーバシュートを引き起こすためである(ワインドアップ)⁽⁶⁾。この対策としては、制御入力が飽和値に達した時点で積分機能を停止する、または、比例制御から目標位置近傍において比例積分制御に切り替える構造等が提案されている。しかし、いずれの場合においても、常に良好な制御性能を満足するゲイン決定が難しいという問題点がある。

(a) 回転子位置

(b) スライディングモード制御器による制御入力

(c) NNによる不感帯補償入力

図10 不感帯補償を付加したスライディングモード制御器による位置制御結果(負荷トルク $T_L=0.10$ Nm)

Fig. 10. Position control by sliding mode controller with dead-zone compensation.

〈4・3〉 スライディングモード制御器による位置制御結果 実験に用いた制御パラメータを表2に示す。指令位置角 0.10 rad とし、負荷トルク印加時における図2に示すスライディングモード制御器のみの位置制御結果を図9に示す。ここで (a) は回転子位置, (b) は制御入力(印加電圧位相差)である。無負荷時にはスライディングモード制御器のみで良好な位置制御が行われる。しかし負荷トルク印加時には、図9(a)に示すように位置誤差が大きくなる。また、図9(b)において負荷トルク印加により制御入力の不感帯幅が拡大していることがわかる。この不感帯は定常位置誤差を増加させるため、種々の負荷トルクに対して常に位置誤差のない制御を実現するためには、制御入力に不感帯補償を考慮する必要がある。

不感帯の影響を補償し、定常位置誤差を零にするために図4のシステムを用いた場合の位置制御結果を図10に示す(NNによる不感帯補償有り)。ここで (a) は回転子位置, (b) スライディングモード制御器による制御入力, (c) はNNによる

(a) 回転子位置

(b) 位置誤差

(c) 印加電圧位相差および駆動周波数

図11 不感帯補償を付加したスライディングモード制御器による位置制御結果(負荷トルク $T_L=0.10$ Nm)

Fig. 11. Position control by sliding mode controller with dead-zone compensation.

による制御入力を示している。図10(a)において、定常位置誤差は零となっている。この場合、図10(c)におけるNNの出力 u_n が増加し、その大きさは不感帯とほぼ同じになる。また、スライディングモード制御入力 u_s は無負荷、負荷トルク印加時にかかわらずほぼ同様に变化する。つまり、NNにより不感帯の影響を補償することで、スライディングモード制御器からみて不感帯のない制御対象が構成されていることになる。この結果、負荷トルク印加時においても定常的な位置誤差は零となる。

図11は図10の実験で用いた制御システム(図4)において負荷トルクを印加し、さらに指令位置角を 0.50 rad とした場合の位置制御結果である。図11(b)において、指令位置変化時には制御誤差が存在するが短時間で小さくなり、最終的な定常誤差は零となっている。また、図11(c)に示すように印加電圧位相差および駆動周波数を制御することで応答性の良い位置制御が達成されている。以上の結果から、提案手法の有効性が確認できる。

5. む す び

超音波モータは、負荷トルク印加時に制御入力に不感帯が存在し、この不感帯は精密な位置決め制御において問題となる。そこで本論文では、不感帯補償を付加したスライディングモード制御器による超音波モータの位置制御法を提案した。提案手法を用いることで、従来のスライディングモード制御器のみによる位置制御と比較し⁽⁴⁾、負荷トルク印加に対しても位置誤差を生じず、さらに駆動周波数制御により位置制御の応答速度が向上した。

(平成10年6月15日受付, 同10年11月26日再受付)

文 献

- (1) 千住, 宮里, 上里:「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」, 電学論D, Vol. 116, No. 10, pp. 1059-1066, 1996.
- (2) V. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 31, No. 4, pp. 737-743, 1995.
- (3) 野波, 田:「スライディングモード制御」, コロナ社, 1994.
- (4) 千住, 與古田, 上里:「スライディングモード制御による超音波モータの位置制御」, 電学論D, Vol. 116, No.11, pp. 1183-1184, 1996.
- (5) F. J. Chang, H. J. Liao, S. Chang, "Position control of dc motors via variable structure systems control: a chattering alleviation approach", *IEEE Trans., Industrial Electronics*, Vol. 37, No. 2, pp.452-459, 1990.
- (6) Y. Peng, D. Varncic, and R. Hanus, "Anti-Windup, Bumpless, and Conditioned Transfer Techniques for PID Controllers", *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 16, No. 4, pp. 48-57, 1996.

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了。同年4月琉球大学工学部電気工学科助手。1994年11月琉球大学電気電子工学科助教授として現在に至る。博士(工学)。主として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電気機器の制御ならびに自然エネルギーの開発に関する研究に従事。計測自動制御学会, IEEE 会員。

與古田 寛 (正員) 1973年生。1998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。1998年4月中部電力(株)に入社, 現在に至る。在学中は超音波モータの速度・位置制御法に関する研究に従事。計測自動制御学会会員。

上 里 勝 実 (正員) 1940年生。1972年3月鹿児島大学大学院工学研究科修了。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1994年10月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。