協調経路制御とそのリニア X-Y テーブルへの応用

正 員 江 上 正 (神奈川大)
非会員 豊 田 修 (神奈川大)
正 員 土 谷 武 士 (北海道大)

Cooperative Path Control and its Application to Linear X-Y Table

Tadashi Egami, Member, Osamu Toyoda, Non-member (Kanagawa University), Takeshi Tsuchiya, Member (Hokkaido University)

This paper proposes cooperative path control and its application to linear X-Y table. Usually, X axis servo system and Y axis servo system are designed independently for X-Y table. Therefore, when frequency responses of these control systems are largely different as compared with frequency components of desired signals, large path error is often caused. In this paper, area error is newly introduced as an index of path error and imaginary desired signal that minimizes the area error is used instead of usual desired signal. This cooperative path control system includes path error feedback loop and it is essential path control system. Then, it is very effective for path control of X-Y table or robot manipulator. This method is applied to linear X-Y table and effectiveness is confirmed by experiment.

キーワード：協調経路制御，経路制御，面積誤差，X-Y テーブル，リニア DC モータ，ブラシレスモータ

1. ま え が き

通常的位置決め制御は現在時刻の目標値信号と位置との距離の誤差を評価し、これを小さくするという立場に立っている。しかし工作機械やロボットなどのメカニカルシステムにおいては、多くの場合、この距離の誤差を小さくすることよりも、目標経路と位置の経路との経路誤差を小さくする経路制御が問題となる。すなわち、位置決め制御と経路制御とは全く別種の制御であるといえる。もちろん完全な位置決め制御が実現されていれば、完全な経路制御が実現されていることになる。しかし、このような制御は一般にハイゲイン制御となり、制御入力が過大になるなどの面からあまり実用的とはいえない。

本論文では、リニア X-Y テーブルに対して、この経路制御について検討を行う。リニア X-Y テーブルの通常の制御においては、X 軸と Y 軸を独立に制御することがよく行われている。この場合、経路に関し

ては一種のフィードフォワード制御になっているため、目標値の周波数成分と制御系の周波数応答の関係が X 軸と Y 軸とで大きく異なっている場合には経路誤差が大きくなってしまふ場合が多い。このため本論文では、経路誤差の指標として面積誤差を選び、X 軸、Y 軸に対して独立に構成したサーボ系に対して、この面積誤差を小さくする仮想目標値を与える 2 軸の協調経路制御を提案する。この方法は経路に関して一種のフィードバックを行う構造となっており、本質的な経路制御であるといえる。

本論文ではこの協調経路制御を中心として、リニア X-Y テーブルの経路制御について実験的検討を行い、その有効性を確認する。

2. リニア X-Y テーブルシステム

今回用いたリニア X-Y テーブルの概略図を図 1 に示す。この X-Y テーブルはコアレス、ブラシレス、片側励磁構造の可動マグネット形リニア DC モータを

十字形に構成したものであり、 X 軸と Y 軸は非干渉の構造となっている。

リニア X-Y テーブルは通常の X-Y テーブルに比べて、構造がシンプルとなり、小形軽量化が図れ、高速、高精度が実現できる利点がある。このためプリント基板孔あけ機、直交座標系ロボット、精密組立ロボットなどへの適用例がみられる⁽¹⁾。このリニア X-Y テーブルの動作原理、駆動回路などは文献(2)～(4)に示した 1 軸のリニア DC ブラシレスモータと同様である。

このリニア DC モータと駆動回路を合わせたシステムは電流入力型であり、駆動回路に対する電流指令値 i_j^* をシステムの入力とし、状態変数を P_j (位置), v_j (速度) ($j=X, Y$) とすると状態方程式は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} \dot{P}_j(t) \\ \dot{v}_j(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_j(t) \\ v_j(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_F/M \end{bmatrix} i_j^*(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/M \end{bmatrix} d_j(t) \quad \dots\dots\dots (1)$$

また、出力方程式は(2)式となる。

$$P_j(t) = [1 \ 0] \begin{bmatrix} P_j(t) \\ v_j(t) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 M ：可動子の質量、 D ：摩擦係数、 K_F ：推力定数

図 1 リニア X - Y テーブル
Fig. 1. Structure of linear X - Y table.

3. 制御系の構成

協調経路制御を行うにあたり、まず(1)、(2)式に対してそれぞれ X 軸、 Y 軸のサーボ系を構成する。このサーボ系はどのようなものでもよいが、リニア X - Y テーブルは可動子の重量が大きく変化することが多いので、それに対する対応も考慮してここでは外乱抑圧位置制御系⁽²⁾⁽³⁾を構成する。以下に概要を示す。

(1) 式を離散時間値系に変換し、1 サンプル周期に等しい入力むだ時間を考慮するとその第 2 行は (3) 式のように表せる。なお、以下では添字は省略して表す。

$$v(k+1)=av(k)+bi^*(k)+d(k) \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 a 、 b を公称値とし、負荷およびパラメータ誤差を表す等価外乱をその係数も含めて $d(k)$ とする。

いま，安定極 $\alpha_1, \alpha_2 (|\alpha_1|, |\alpha_2| < 1)$ に極配置を行うフィードバック係数を

$$\left. \begin{aligned} f_{b1} &= \{a(\alpha_1 + \alpha_2 - a) - \alpha_1 \alpha_2\} / b \\ f_{b2} &= \alpha_1 + \alpha_2 - a \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

(a) 等価外乱抑圧系
(a) Disturbance suppression system of equivalent disturbance.

(b) 外乱抑圧位置制御系
(b) Position control system including disturbance suppression system.

とし、 p の極をもつ定常ゲインが1となるフィルタを通して等価外乱 $d(k)$ の推定を行い、これを入力端に加えてその補償を行う。この等価外乱抑圧系のブロック線図を図2(a)に示す。このとき制御入力には以下のようなになる。

$$i^*(k) = \left\{ f_{b1} + \frac{(1-f_{b2})(p-1)}{b} \right\} v(k) + (1-f_{b2})w(k) + f_{b2}i^*(k-1) + u(k) \quad (5)$$

$$w(k+1) = \frac{(a-p)(1-p)}{b} v(k) + pw(k) + (1-p)i^*(k-1) \quad (6)$$

次に、この等価外乱抑圧系を含むように最適位置制御系を構成する。

等価外乱抑圧系において等価外乱が補償されているとすると次の状態方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ v(k+1) \\ v(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T(\alpha_1 + \alpha_2 + 1)/2 & -T\alpha_1\alpha_2/2 & Tb/2 \\ 0 & \alpha_1 + \alpha_2 & -\alpha_1\alpha_2 & b \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} P(k) \\ v(k) \\ v(k-1) \\ u(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k)$$

あるいは

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}u(k) \quad (7)$$

また出力方程式は次式となる。

$$y(k) = P(k) = [1 \ 0 \ 0 \ 0]\mathbf{x}(k) = \mathbf{c}\mathbf{x}(k) \quad (8)$$

いま目標値信号がステップ信号であると仮定して、 $\mathbf{x}(k)$, $u(k)$ とその定常値との差分を

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k) &= \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}(\infty) \\ \tilde{u}(k) &= u(k) - u(\infty) \end{aligned} \quad (9)$$

として(7)、(8)式は次のような偏差系で表すことができる。

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{b}\tilde{u}(k) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k) &= y(k) - y(\infty) \\ &= y(k) - R(k) = \mathbf{c}\tilde{\mathbf{x}}(k) \end{aligned} \quad (11)$$

(10)、(11)式の偏差系に対して、

$$J = \sum_{k=-M_R}^{\infty} [\tilde{\mathbf{x}}^T(k)\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{x}}(k) + h\{\tilde{u}(k)\}^2] \quad (12)$$

$\mathbf{Q}$: 半正定対称行列, h : 正定数

の評価関数を最小とする制御入力は $R(k)$ を位置目標値として、

$$\begin{aligned} u(k) &= \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + u(\infty) - \mathbf{F}\mathbf{x}(\infty) \\ &= \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + [-\mathbf{c}(\mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{F} - \mathbf{I})^{-1}\mathbf{b}]^{-1}R(k) \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4] = -[h + \mathbf{b}^T\mathbf{P}\mathbf{b}]^{-1}\mathbf{b}^T\mathbf{P}\mathbf{A} \\ \mathbf{P} &= \mathbf{Q} + \mathbf{A}^T\mathbf{P}\mathbf{A} - \mathbf{A}^T\mathbf{P}\mathbf{b}[h + \mathbf{b}^T\mathbf{P}\mathbf{b}]^{-1}\mathbf{b}^T\mathbf{P}\mathbf{A} \end{aligned}$$

と求められる。

(5)、(6)、(13)式を X 軸、Y 軸に対して構成することにより外乱抑圧位置制御系が構成され、そのブロック線図を図2(b)に示す。

4. 協調経路制御

本質的に経路制御を行うためには、経路について何らかのフィードバックを行うべきであると考えられる。本論文ではこの経路誤差の指標として図3に示す目標経路と応答経路との面積誤差を用いて、この面積誤差を最小とする協調経路制御法について提案する。

図3に示す面積誤差は位置誤差 $e(k)$ と目標位置の変化分 $\Delta R(k)$ のなす面積 $S_1(k)$ と位置誤差 $e(k-1)$ と応答位置の変化分 $\Delta P(k)$ のなす面積 $S_2(k)$ からなり、一般にこの面積誤差を小さくすることができれば応答経路の目標経路への追従性を改善することができる。この面積誤差のうち $S_1(k)$ のみを評価関数に取り込んで逐次最適制御入力を求める方法が提案されているが⁽⁵⁾、制御系は時変系となり、各時刻において制御係数を導出する必要があり複雑となってしまう。また、この方法で更に $S_2(k)$ をも評価しようとするとは非

図3 面積誤差の定義
Fig. 3. Definition of area error.

線形となってしまう、更に困難である。

そこで本論文では、通常の制御系に対して、面積誤差を小さくする仮想目標値を与える協調経路制御法を提案する。

図3に示す面積誤差を $S(k)$ と表すと、次のようになる。

$$\begin{aligned} S(k) &= S_1(k) + S_2(k) \\ &= \frac{1}{2} |e(k) \times \Delta R(k)| \\ &\quad + \frac{1}{2} |e(k-1) \times \Delta P(k)| \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

また、(14)式を成分表示すると次のようになる。

$$\begin{aligned} S(k) &= \frac{1}{2} |e_x(k) \Delta R_y(k) - e_y(k) \Delta R_x(k)| \\ &\quad + \frac{1}{2} |e_x(k-1) \Delta P_y(k) \\ &\quad - e_y(k-1) \Delta P_x(k)| \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

ここでは面積誤差として上述した $S(k)$ を用いることにする。これは $S_1(k)$ のみを用いた場合には目標値が停止している場合、および目標値の変化分と位置誤差が同一直線上に並ぶ場合に経路誤差を生じているにもかかわらず、面積誤差は零となるからである。しかし、この場合でも $S_1(k)$ の代わりに $S(k)$ を用いることにより、面積誤差を生じることになる。

一方、 $\Delta R(k)$ と $\Delta P(k)$ が同一直線上にある場合には経路誤差は生じていないが、 $R(k)$ と $P(k)$ の位置誤差 $e(k)$ が大きくなると $R(k)$ がこの直線上からずれたときに大きな経路誤差を生じてしまうので $e(k)$ もある程度小さくしておく必要がある。

以上から、経路追従性を向上させるための評価関数として次のものを考える。

$$\begin{aligned} J &= \{e_x(k) \Delta R_y(k) - e_y(k) \Delta R_x(k)\}^2 \\ &\quad + \{e_x(k-1) \Delta P_y(k) - e_y(k-1) \Delta P_x(k)\}^2 \\ &\quad + \gamma \{e_x^2(k) + e_y^2(k)\} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

(16)式の評価関数は面積誤差と位置誤差を両方とも評価して、その評価の割合を重み $\gamma (>0)$ によって与えようとするものである。ここでは(16)式を最小とする方法として X 軸 (Y 軸) サーボ系については通常の方法 $R_x(k)$ ($R_y(k)$) を与え、 Y 軸 (X 軸) 目標値に対して(16)式を最小とする仮想目標値 $R^*(k)$ ($R^*(k)$) を与えることを考える。

(16)式を $P_y(k)$ で偏微分した式が零となる条件より、

$$\begin{aligned} R_y(k) - P_y(k) - \frac{W}{\gamma + \Delta R_x^2(k) + e_x^2(k-1)} = 0 \\ \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

図4 協調経路制御系
Fig. 4. Cooperation path control system.

ただし、

$$\begin{aligned} W &= e_x(k) \Delta R_x(k) \Delta R_y(k) + R_y(k) e_x^2(k-1) \\ &\quad - e_x^2(k-1) P_y(k-1) - e_x(k-1) \\ &\quad \times e_y(k-1) \Delta P_x(k) \end{aligned}$$

が成り立ち、(17)式より(16)式を最小とするような Y 軸の仮想目標値 $R^*(k)$ が次のように求められる。

$$\begin{aligned} R^*(k) &= R_y(k) - \frac{W}{\gamma + \Delta R_x^2(k) + e_x^2(k-1)} \\ \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

従って、 $R_x(k)$ および $R^*(k)$ を目標値として、通常の各軸独立な位置決め制御を行うことにより、協調経路制御が実現できる。ここで(18)式において γ が非常に大きいときには、 $R^*(k) = R_y(k)$ となり、通常の各軸独立な制御となることにより、協調経路制御は各軸独立な制御を含み、 γ の選定により各軸独立な制御から協調経路制御まで連続的に変化できる制御といえることがわかる。図4に今回提案する協調経路制御系の概念図を示す。 X 軸と Y 軸が $R^*(k)$ を介して協調していることがわかる。

なお文献(5)と同様に、面積誤差として $S_1(k)$ のみを考慮したときは、(16)式の右辺第2項は零となり、 Y 軸の仮想目標値 $R^*(k)$ は、

$$\begin{aligned} R^*(k) &= R_y(k) - \frac{\Delta R_x(k) \Delta R_y(k) e_x(k)}{\gamma + \Delta R_x^2(k)} \\ \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

となる。

5. リニア X - Y テーブルの経路制御への応用

リニア X - Y テーブルの経路制御について実験による検討を行う。今回用いたリニア X - Y テーブルの仕様は表1に示すようなものである。今回、サンプリング周期は $800 \mu s$ とし、4,000個の点列で表される1周

3.2 s の円目標軌道および正方形目標軌道を与えた場合の実験結果について示す。

制御系は第 3 章で構成した外乱抑圧位置制御系を用いて、この設定パラメータ、評価関数の重みを以下のように設定して検討を行う。なお Y 軸制御系の $Q(1, 1)$ については 2 種類の設定を行って検討する。

X 軸制御系： $\alpha_1=0.5$, $\alpha_2=0.5$, $p=0.95$
 $Q(1, 1)=2.5 \times 10^3$, $Q(2, 2)=1.0$, その他の成分は 0
 $h=1.0 \times 10^{-5}$

Y 軸制御系： $\alpha_1=0.5$, $\alpha_2=0.5$, $p=0.95$

表 1 リニア X-Y テーブルのパラメータ
Table 1. Parameters of linear X-Y table.

	X 軸 (下軸)	Y 軸 (上軸)
ストローク	0.50 m	0.50 m
質量	4.75 kg	0.60 kg
推力定数	5.20 N/A	5.58 N/A
摩擦係数	8.00 kg/s	4.00 kg/s

(a) [1] の重みの設定の場合

(b) [2] の重みの設定の場合

図 5 制御系のボード線図

Fig. 5. Bode diagram of control system.

[1] の設定： $Q(1, 1)=3.0 \times 10^4$
[2] の設定： $Q(1, 1)=3.0 \times 10^2$
 $Q(2, 2)=0.1$, その他の成分は 0
 $h=1.0 \times 10^{-4}$

以下では、まず制御系の周波数特性と経路について検討を行い、次いで協調経路制御に関する実験的検討を行う。

〈5・1〉 周波数特性と経路 [1] の重みの設定の場合の制御系のボード線図を図 5(a) に示し、[2] の重みの設定の場合の制御系のボード線図を (b) 図に示す。図 5 からわかるように、[1] の重みの設定は X 軸と Y 軸の周波数特性が異なっている場合であり、

(a) [1] の重みの設定の場合

(b) [2] の重みの設定の場合

図 6 円目標軌道に対する応答経路

Fig. 6. Response path for circle desired orbit.

(a) [1]の重みの設定の場合

(b) [2]の重みの設定の場合

図 7 正方形目標軌道に対する応答経路
Fig. 7. Response path for square desired orbit.

[2]の重みの設定は両軸の周波数特性がほとんど一致している場合である。

図6にこの両者の設定で行った下コーナーを起点とした反時計回りの円目標軌道に対する実験結果、また図7に同様の条件の正方形目標軌道に対する実験結果を示す。なおこれらの図において、経路上の○印と□印は、一定間隔時間における位置を示している。この円目標軌道の角周波数は図5に ω で示した1.964 rad/sであり、[1]の重みの設定の場合はこの周波数で各軸の位相特性が異なっている場合である。一方、[2]の重みの設定の場合はこの周波数において各軸の周波数特性が一致するようにした場合となる。図6の結果をみると、[2]の重みの設定の場合には応答経路は目標経路にほとんど一致しているが、[1]の重みの設定の場合には応答経路と目標経路にずれが生じていることがわかる。すなわち、目標軌道の周波数成分における周波数特性の差が経路誤差となって現れていることがわかる。一方、図7の正方形目標軌道の場合にも基本周波数は円目標軌道の場合と同じであり、応答経路も円目標軌道の場合とほぼ同様の傾向がみられることがわかる。

しかし、実際にはフィードバック制御系だけでは、図5(a)に示すような両軸が異なった周波数特性しか実現できない場合も多い。このような場合には予見フィードフォワード補償⁽⁴⁾や零位相トラッキング制御系⁽⁶⁾などにより、位相特性を改善し、目標軌道の角周波数において両軸の周波数特性を一致させる方法が提案されている。

〈5・2〉 協調経路制御による検討 前節に示したような目標軌道の両軸の周波数特性を一致させる方法は、X-Yテーブルなどの制御には多く用いられていると思われる。しかし円や正方形の目標軌道の場合はX軸とY軸の目標値の周波数成分がほとんど等しいが、これらが大幅に異なったり、広い範囲の周波数成分を含む目標軌道の場合は周波数特性を一致させてもあまり効果はみられない。また、今回のように制御系が非干渉の場合はよいが、干渉している場合には周波数特性などによる検討は困難である。更に、〈5・1〉節に示したように両軸の周波数特性を一致させた場合には、必然的に周波数特性の悪いほうに一致させることになり、十分に制御系の制御性能を発揮させているとはいいがたい。

これに対して、本論文で提案している協調経路制御は、時間領域において一方の軸の誤差や目標値および自らの誤差を考慮して、面積誤差を小さくする仮想目標値を決定する方法であるため、どのような制御系に対しても適用でき、広い範囲の周波数成分を含む目標軌道に対しても有効な方法といえる。

ここでは[1]の重みの設定の場合に $\gamma=30.0$ として協調経路制御系を構成したときの有効性を示す。ここで γ は試行錯誤的に求めている。なお、以下では正方形目標軌道を例として示すことにする。これは正方形目標軌道のほうが円目標軌道よりも制御性能の特徴がわかりやすいためである。

図8に協調経路制御を行った場合の正方形目標軌道に対する応答を示す。図7(a)の場合より経路追従性

図 8 協調経路制御の応答経路
Fig. 8. Response path of cooperative path control.

図 10 協調経路制御の応答経路
(重りをのせた場合)
Fig. 10. Response path of cooperative path control (with weight change).

図 9 S_1 のみを考慮した協調経路制御の
応答経路
Fig. 9. Response path of cooperative path control considering for S_1 .

図 11 S_1 のみを考慮した協調経路制御の
応答経路 (重りをのせた場合)
Fig. 11. Response path of cooperative path control considering for S_1 (with weight change).

が大幅に向上していることがわかる。図 9 は面積誤差として $S_1(k)$ のみを用いたときの応答である。(19)式からもわかるように、頂点において仮想目標値の分子の符号が反転するため図 8 に比べて頂点付近で応答の乱れがみられることがわかる。

次に、今度はリニア X-Y テーブルに重りをのせた場合の応答を示す。[1]の重みの設定において 3.2 kg の重りを可動子にのせている。図 10 は正方形目標軌道に対して協調経路制御系を構成した場合である。また、図 11 は面積誤差として $S_1(k)$ のみを用いたと

きの応答である。そして、図 12 は比較のために示した通常の最適サーボ系を用いて各軸独立に制御を行った場合の応答を示す。なお同図においては、制御系のボード線図が図 5(a)と一致するように評価関数の重みを設定している。これらと比較してみると、制御系として通常の最適サーボ系を用いた図 12 においては重りをのせることによって振動を生じるが、図 10 や図 11 などのように外乱抑圧位置制御系を用いること

図 12 最適サーボ系による各軸独立制御の
応答経路

Fig.12. Response path of independent
path control using optimal servo system
(with weight change).

によって振動は抑えられることがわかる。更に図 10
においては協調経路制御の効果により、図 11 や図 12
でみられた上コーナー付近における応答の乱れも大幅
に抑制されていることがわかる。

6. あとがき

2 軸に対する協調経路制御を提案し、これをリニア
X-Y テーブルに応用して実験により経路追従性の向
上に有効であることを確認した。本論文で提案してい
る協調経路制御は以下のような特徴をもつものであ
る。

- (1) 経路に対して一種のフィードバックを行って
いる
- (2) 簡便な方法であり、どのような制御系にも適
用できる。
- (3) γ の選定により、独立な経路制御から協調経
路制御まで連続的に変化できる。

本論文で提案した方法は X-Y テーブルのみならず
様々な経路制御への応用も期待できる。更に体積誤差
を評価することにより、三次元空間の経路制御への拡
張の可能性も考えられる。

また、本研究は文部省科学技術研究費〔奨励研究(A)
05750228〕の援助のもとで行われたことを付記し、こ
こに謝意を表します。(平成 5 年 3 月 23 日受付)

文 献

- (1) 白木・宮尾：リニアサーボモータとシステム設計(昭 61) 総
合電子出版
- (2) 江上・岡林：「リニア DC ブラシレスモータの予見・外乱抑圧
制御」, 電学論 D, 112, 394 (平 4-4)
- (3) 土谷・江上：現代制御工学(平 3) 産業図書
- (4) 土谷・江上：デジタル予見制御(平 4) 産業図書
- (5) 伊藤・土谷：「面積評価項を含む予見制御系の経路制御への
応用」, 計測自動制御学論, 25, 771 (平元-7)
- (6) M. Tomizuka: "Zero phase error tracking algorithm for
digital control", *Trans. ASME, J. Dynamic Syst., Measure-
ment & Control*, 109, 65 (1987-3)

江 上 正 (正員)

昭和 62 年北海道大学大学院工学研究
科博士課程修了。同年 4 月神奈川大学工
学部機械工学科勤務, 専任講師を経て,
平成 2 年同助教授, 現在に至る。工学博
士。デジタル制御理論とそのメカトロニクス, パワーエ
レクトロニクス分野への応用に関する研究に従事。計測自
動制御学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会,
日本機械学会会員。

豊 田 修 (非会員)

平成 3 年 3 月神奈川大学工学部機械工
学科卒業。平成 5 年 3 月同大学大学院工
学研究科修士課程修了。同年 4 月日立京
葉エンジニアリング(株)勤務, 現在に至
る。計測自動制御学会会員。

土 谷 武 士 (正員)

昭和 40 年 3 月北海道大学大学院工学
研究科修士課程修了。41 年 4 月同大学
工学部勤務, 講師, 助教授を経て, 同教
授, 現在に至る。工学博士。デジタル
制御系構成, メカトロニクス, パワーエレクトロニクスに
関する研究に従事。計測自動制御学会, システム制御情報
学会, 日本ロボット学会, ファジィ学会, IEEE 会員。