

## ツインロータ型モデルヘリコプタに対するパラメータ同定を伴う 非線形モデル追従制御\*

石飛光章<sup>\*1</sup>, 西雅俊<sup>\*2</sup>, 宮地正明<sup>\*2</sup>

### Model Following Control with Parameter Identification for a Twin-Rotor Type Model Helicopter

Mitsuaki ISHITOBI<sup>\*3</sup>, Masatoshi NISHI and Masaaki MIYACHI

<sup>\*3</sup> Graduate School of Science and Technology, Kumamoto University,  
2-39-1 Kurokami, Kumamoto-shi, Kumamoto, 860-8555 Japan

This paper deals with model following control of a twin-rotor type model helicopter. The online parameter estimation technique is introduced to improve the control performance. The integral type of the estimation model is proposed for parameter identification since the derivative type of the model cannot obtain the desired estimation result. The experimental results show the effectiveness of the proposed method.

**Key Words:** Model Following Control, Identification, Adaptive Control, Helicopter

#### 1. 緒 言

ヘリコプタやVTOL機などは、垂直上昇やホバリング、後退、並進など、3次元空間を自由に移動できるという特徴がある。しかし、これらのシステムは非線形性が強いいため、制御することは困難であるという特徴も持ち合わせている<sup>[1][2]</sup>。そこで、制御技術の導入をめざした研究が種々取り組まれており、制御系設計の基礎検討の立場から実験室レベルのモデルヘリコプタを利用した研究も行われている<sup>[3][4]</sup>。

ヘリコプタの飛行は目標軌道に追従させることが主目的であり、そのような場合の制御方法としては、モデル追従制御がよく知られている。そこで、本研究ではツインロータ型ヘリコプタに対して、非線形モデル追従制御系を設計し、その有効性を検討する。一般にこの制御方法では、制御対象の動特性が状態方程式として表され、そのパラメータも正確にわかっていることを前提としている。ここで、本研究が対象とするモデルヘリコプタの非線形状態方程式は容易に導出することができるが、そのパラメータまで正確に知ることが困難である。しかし、この非線形状態方程式はパラメータに関しては線形になっているため、線形システムと同様なパラメータ推定機構の導入が可能であり、

目標値を一定とする非干渉制御でその有効性が示されている<sup>[4]</sup>。そこで、本研究では非干渉制御の場合と同様なパラメータ推定機構の導入を図った。しかし、目標値が変動するモデル追従制御の場合には、必ずしも満足いく制御性能が得られなかった。その原因として、従来のパラメータ推定方法では速度、加速度信号を必要とし、その速度、加速度信号データが不正確で、パラメータ推定が不完全であるためと推察できる。そこで、微分方程式として表された動特性式を積分し、速度、加速度を含まない表現として、パラメータ推定を行う方法を提案し、そのパラメータ推定機構を導入したモデル追従制御を適用した実験を行って、有効性を検討する。

#### 2. ツインロータ型モデルヘリコプタ

図1、図2に示されるツインロータ型3自由度モデルヘリコプタを考える。回転部の支持棒ACは、支持棒OAと垂直に固定され、支点Oを中心として水平面内および垂直面内で回転することができる。ここで、点Oを通る水平面を基準とし、垂直面内での回転角を $\varepsilon$  [rad]、適当に固定された基準点からの水平面内での回転角を $\phi$  [rad]とする。また、支持棒CDは支持棒EFと垂直に固定されており、支持棒BCを軸として回転し、水平からの回転角を $\theta$  [rad]とする。前後のモータへの印加電圧をかえることによって、ロータによる揚力を前後独立に制御できる。

図1、図2において、動力部の前後それぞれの質量

\* 原稿受付 2006年9月7日。

\*1 正員, 熊本大学大学院自然科学研究科(〒860-8555 熊本市黒髪2-39-1)。

\*2 学生員, 熊本大学大学院自然科学研究科。

E-mail: mishi@kumamoto-u.ac.jp

を  $M_f$ ,  $M_b$  [kg], おもりの質量を  $M_c$  [kg], OA, AB, AC, CD 間それぞれの距離を  $L_d$ ,  $L_c$ ,  $L_a$ ,  $L_e$  [m], DE, DF の距離を  $L_h$  [m], 重力加速度を  $g$  [m/s<sup>2</sup>] とする. また, 各軸の慣性モーメントをそれぞれ  $J_\varepsilon$ ,  $J_\theta$ ,  $J_\phi$  [kg·m<sup>2</sup>], 粘性摩擦係数をそれぞれ  $\eta_\varepsilon$ ,  $\eta_\theta$ ,  $\eta_\phi$  [kg·m<sup>2</sup>/s] とする. 前後のロータによる揚力はそれぞれ  $F_f = K_m V_f$ ,  $F_b = K_m V_b$  [N] と表されるものとする. ここで,  $K_m$  [N/V] は定数であり,  $V_f$ ,  $V_b$  [V] はそれぞれ前後モータへの印加電圧である. ただし, 粘性摩擦以外の摩擦力, 各ロータによる揚力と印加電圧間の遅れ, 支持棒の質量, および回転により生じる遠心力, コリオリ力は無視できるものとする.

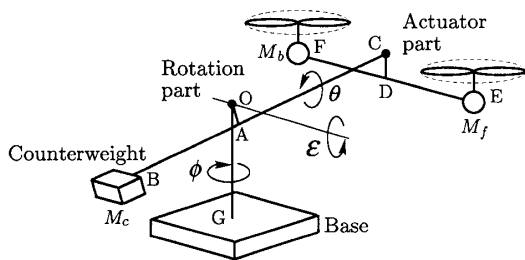
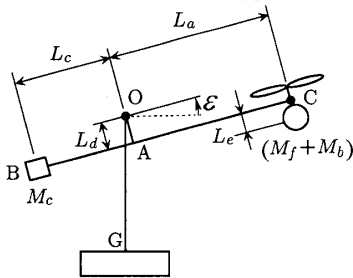
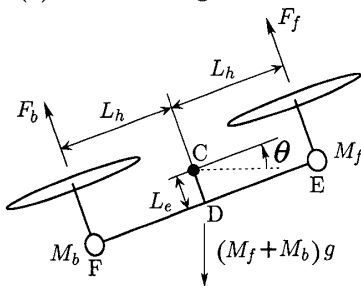


Fig. 1. Overview of twin-rotor type model helicopter.



(a) Elevation angle coordinate



(b) Pitch angle coordinate

Fig. 2. Schematic diagram of the model helicopter.

この系の状態方程式は, つぎのように書ける [4].

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{f}(\mathbf{x}_p) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x}_p)u_{p1} + \mathbf{g}_2(\mathbf{x}_p)u_{p2} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= [x_{p1} \ x_{p2} \ x_{p3} \ x_{p4} \ x_{p5} \ x_{p6}]^T \\ &= [\varepsilon \ \dot{\varepsilon} \ \theta \ \dot{\theta} \ \phi \ \dot{\phi}]^T \\ u_{p1} &= V_f + V_b, \quad u_{p2} = V_f - V_b \end{aligned}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_p) = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ p_1 \cos \varepsilon + p_2 \sin \varepsilon + p_3 \dot{\varepsilon} \\ \dot{\theta} \\ p_5 \cos \theta + p_6 \sin \theta + p_7 \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ p_9 \dot{\phi} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}_p) = [0 \ p_4 \cos \theta \ 0 \ 0 \ 0 \ p_{10} \sin \theta]^T$$

$$\mathbf{g}_2(\mathbf{x}_p) = [0 \ 0 \ 0 \ p_8 \ 0 \ 0]^T$$

$$\begin{aligned} p_1 &= [-(M_f + M_b)gL_a + M_cgL_c]/J_\varepsilon \\ p_2 &= -[(M_f + M_b)gL_a \tan \delta_a + M_cgL_c \tan \delta_c]/J_\varepsilon \\ p_3 &= -\eta_\varepsilon/J_\varepsilon, \quad p_4 = K_m L_a/J_\varepsilon \\ p_5 &= -(M_f + M_b)gL_h/J_\theta \\ p_6 &= -(M_f + M_b)gL_h \tan \delta_h/J_\theta \\ p_7 &= -\eta_\theta/J_\theta, \quad p_8 = K_m L_h/J_\theta \\ p_9 &= -\eta_\phi/J_\phi, \quad p_{10} = -K_m L_a/J_\phi \end{aligned}$$

ここで,  $p_i$  ( $i = 1 \dots 10$ ) は定数であり,  $\delta_a = \tan^{-1}\{(L_d + L_e)/L_a\}$ ,  $\delta_c = \tan^{-1}(L_d/L_c)$ ,  $\delta_h = \tan^{-1}(L_e/L_h)$

である. また, 各物理パラメータの概略値は以下のとおりであり, これは装置を設計製造した Quanser 社から提供されたパラメータ値 [5] をもとに, 装置と式 (1) の微分方程式モデルプログラムに同じテスト入力を印加して, 応答ができるだけ近づくように微調整して得られた値である.

$$J_\varepsilon = 0.86 \text{ [kg·m}^2\text{]}, \quad J_\theta = 0.044 \text{ [kg·m}^2\text{]}, \quad J_\phi = 0.82 \text{ [kg·m}^2\text{]}$$

$$L_a = 0.62 \text{ [m]}, \quad L_c = 0.44 \text{ [m]}, \quad L_d = 0.05 \text{ [m]}$$

$$L_e = 0.02 \text{ [m]}, \quad L_h = 0.177 \text{ [m]}, \quad M_f = 0.69 \text{ [kg]}$$

$$M_b = 0.69 \text{ [kg]}, \quad M_c = 1.67 \text{ [kg]}, \quad K_m = 0.5 \text{ [N/V]}$$

$$g = 9.81 \text{ [m/s}^2\text{]}, \quad \eta_\varepsilon = 0.001 \text{ [kg·m}^2\text{/s]}$$

$$\eta_\theta = 0.001 \text{ [kg·m}^2\text{/s]}, \quad \eta_\phi = 0.005 \text{ [kg·m}^2\text{/s]}$$

### 3. 制御系設計

前章のツインロータ型 3 自由度モデルヘリコプタに, 非線形モデル追従制御系を設計する方法を述べる. この制御方法を適用するためには, 入出力は同次元でなければならない. そこで, 3 個の検出角変位のなかで, 機体の位置に密接に関係する上下方向角と前後方向角の 2 角変位を出力とする. すなわち

$$\mathbf{y}_P = [\varepsilon \ \phi]^T \quad (2)$$

とする. つぎに望ましい極をもつ規範モデルを

$$\dot{\mathbf{x}}_M = \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{u}_M, \quad \mathbf{y}_M = \mathbf{C}_M \mathbf{x}_M \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_M = [x_{M1} \ x_{M2} \ x_{M3} \ x_{M4} \ x_{M5} \ x_{M6} \ x_{M7} \ x_{M8}]^T$$

$$\mathbf{y}_M = [\varepsilon_M \ \phi_M]^T, \quad \mathbf{u}_M = [u_{M1} \ u_{M2}]^T$$

と与える。ここで,

$$A_M = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}, B_M = \begin{bmatrix} i_1 & 0 \\ 0 & i_1 \end{bmatrix}, C_M = \begin{bmatrix} i_2^T & 0^T \\ 0^T & i_2^T \end{bmatrix}$$

$$K_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ k_{i1} & k_{i2} & k_{i3} & k_{i4} \end{bmatrix}, \quad i_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad i_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

である。ただし,  $k_{ij}$  ( $i = 1, 2, j = 1, \dots, 4$ ) は  $K_1, K_2$  が望ましい安定極をもつように与える。本モデルヘリコプタでは, 式(2)を出力とするときのデカップリング行列<sup>[6]</sup>が正則にならない。そこで, 式(2), (3)の合成系に非線形構造アルゴリズム<sup>[6]</sup>を適用すると, 状態フィードバック入力  $u_p = [u_{p1} \ u_{p2}]^T$  がつぎのように与えられる。

$$u_p = R(x) + S(x)u_M, \quad x = [x_p^T \ x_M^T]^T \quad (4)$$

$R(x), S(x)$  は以下の関数である。

$$R(x) = \frac{1}{d_2(x)p_4 \cos x_{p3}} \begin{bmatrix} -d_2(x) & 0 \\ d_1(x) & p_4 \cos x_{p3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{e}_1 - r_1(x) \\ \bar{e}_2 - r_2(x) \end{bmatrix}$$

$$S(x) = \frac{-1}{d_2(x)p_4 \cos x_{p3}} \begin{bmatrix} -d_2(x) & 0 \\ d_1(x) & p_4 \cos x_{p3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ d_3(x) & 1 \end{bmatrix}$$

ここで,

$$\begin{aligned} \bar{e}_1 &= -\sigma_{12}\dot{e}_1 - \sigma_{11}e_1 \\ \bar{e}_2 &= -\sigma_{24}e_2^{(3)} - \sigma_{23}\ddot{e}_2 - \sigma_{22}\dot{e}_2 - \sigma_{21}e_2 \\ r_1(x) &= -p_1 \cos x_{p1} - p_2 \sin x_{p1} - p_3 x_{p2} + x_{M3} \\ r_2(x) &= \{-d_5(x)(p_9 p_{11} \tan x_{p3} + x_{p4} d_4(x)) \\ &\quad - p_{11} x_{p2} \tan x_{p3} (p_1 \cos x_{p1} + p_2 \sin x_{p1})\} x_{p2} \\ &\quad + \{p_3 x_{p4} d_4(x) + p_{11} \tan x_{p3} (p_3 p_9 - d_5(x))\} \\ &\quad (x_{M3} - r_1(x)) + \{p_3 (x_{M3} - r_1(x)) \\ &\quad + (2x_{p4} \tan x_{p3} - p_{12})(\dot{e}_1 - r_1(x)) - x_{M4} \\ &\quad + e_1^{(3)} - x_{p2} d_5(x)\} x_{p4} d_4(x) + d_4(x) \\ &\quad (\dot{e}_1 - r_1(x)) (p_5 \cos x_{p3} + p_6 \sin x_{p3} + p_7 x_{p4}) \\ &\quad - (p_9)^3 x_{p6} + (x_{p4} d_4(x) - p_{11} p_{12} \tan x_{p3}) e_1^{(3)} \\ &\quad + p_{11} \tan x_{p3} (p_{12} x_{M4} - k_1 x_{M1} - k_2 x_{M2} \\ &\quad - k_3 x_{M3} - k_4 x_{M4}) - x_{p4} x_{M4} d_4(x) \\ &\quad + k_5 x_{M5} + k_6 x_{M6} + k_7 x_{M7} + k_8 x_{M8} \\ &\quad + p_{11} e_1^{(4)} \tan x_{p3} \end{aligned}$$

$$d_1(x) = (p_3 p_9 - d_5(x) - (p_9)^2) p_{10} \sin x_{p3} + p_3 p_4 x_{p4} d_4(x) \cos x_{p3}$$

$$d_2(x) = p_8 d_4(x) (\dot{e}_1 - r_1(x))$$

$$d_3(x) = -p_{11} \tan x_{p3}, \quad e_1 = x_{M1} - x_{p1}$$

$$\dot{e}_1 = x_{M2} - x_{p2}, \quad \ddot{e}_1 = -\sigma_{12}\dot{e}_1 - \sigma_{11}e_1$$

$$e_1^{(3)} = (\sigma_{12}^2 - \sigma_{11})\dot{e}_1 + \sigma_{12}\sigma_{11}e_1$$

$$e_1^{(4)} = (-\sigma_{12}^3 + 2\sigma_{12}\sigma_{11})\dot{e}_1 - \sigma_{11}(\sigma_{12}^2 - \sigma_{11})e_1$$

$$e_2 = x_{M5} - x_{p5}, \quad \dot{e}_2 = x_{M6} - x_{p6}$$

$$\ddot{e}_2 = p_{11} \tan x_{p3} (\ddot{e}_1 - r_1(x)) - p_9 x_{p6} + x_{M7}$$

$$e_2^{(3)} = p_{11} \tan x_{p3} \{p_3 (x_{M3} - r_1(x)) - d_5(x) x_{p2} \\ + e_1^{(3)} + p_{12} (r_1(x) - \dot{e}_1) - x_{M4}\} + x_{M8} \\ + d_4(x) x_{p4} (\dot{e}_1 - r_1(x)) - (p_9)^2 x_{p6}$$

$$p_{11} = \frac{p_{10}}{p_4}, \quad d_4(x) = \frac{p_{11}}{\cos^2 x_{p3}}$$

$$p_{12} = p_3 - p_9, \quad d_5(x) = p_1 \sin x_{p1} - p_2 \cos x_{p1}$$

である。また,  $\sigma_{ij}$  ( $i = 1, 2, j = 1, \dots, 4$ ) は, 特性方程式  $\lambda^2 + \sigma_{12}\lambda + \sigma_{11} = 0$ ,  $\lambda^4 + \sigma_{24}\lambda^3 + \sigma_{23}\lambda^2 + \sigma_{22}\lambda + \sigma_{21} = 0$  が安定となるように与える。したがって, フィードバック制御を行ったときの誤差系は,

$$\ddot{e}_1 + \sigma_{12}\dot{e}_1 + \sigma_{11}e_1 = 0 \quad (5)$$

$$e_2^{(4)} + \sigma_{24}e_2^{(3)} + \sigma_{23}\ddot{e}_2 + \sigma_{22}\dot{e}_2 + \sigma_{21}e_2 = 0 \quad (6)$$

となり, 規範モデル出力に制御対象出力が漸近する<sup>[6]</sup>。

#### 4. 微分型動特性モデルにもとづくパラメータ推定

上述の制御系設計では, 制御対象の正確なパラメータ値が得られていることを前提としている。ところが実際には, 得られているパラメータ値に不確かさが存在し, 所望の結果が得られない。ここで, モデルヘリコプタの動特性式が, パラメータに関して線形になっていることに着目すると, オンラインでのパラメータ推定が可能である。そこで, 本研究では, 前に導出したシステムにパラメータ推定機構を導入する。

**4・1 パラメータ推定方法** パラメータ推定機構は, 離散時間的な信号を用いて以下のように構成する<sup>[4]</sup>。パラメータ更新周期を  $T$  として時刻  $t = kT$  ( $k = 0, 1, \dots$ ) における信号やパラメータ推定値を考えることにし, 以下では表記の簡単化のため  $T$  を省略する。

動特性式は式(1)より, 以下のように定数パラメータと信号の線形和として表すことができる。

$$w_1(k) = \ddot{e}(k) = \zeta_1^T v_1(k) \quad (7)$$

$$w_2(k) = \ddot{\theta}(k) = \zeta_2^T v_2(k) \quad (8)$$

$$w_3(k) = \ddot{\phi}(k) = \zeta_3^T v_3(k) \quad (9)$$

ここで

$$\zeta_1 = [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4]^T$$

$$\zeta_2 = [p_5 \ p_6 \ p_7 \ p_8]^T, \quad \zeta_3 = [p_9 \ p_{10}]^T$$

$$v_1(k) = [\cos \varepsilon \ \sin \varepsilon \ \dot{\varepsilon} \ u_1 \cos \theta]^T$$

$$v_2(k) = [\cos \theta \ \sin \theta \ \dot{\theta} \ u_2]^T$$

$$v_3(k) = [\dot{\phi} \ u_1 \sin \theta]^T$$

である。パラメータベクトル  $\zeta_1$ ,  $\zeta_2$ ,  $\zeta_3$  の推定値を

$$\hat{\zeta}_1(k) = [\hat{p}_1(k) \ \hat{p}_2(k) \ \hat{p}_3(k) \ \hat{p}_4(k)]^T$$

$$\hat{\zeta}_2(k) = [\hat{p}_5(k) \ \hat{p}_6(k) \ \hat{p}_7(k) \ \hat{p}_8(k)]^T$$

$$\hat{\zeta}_3(k) = [\hat{p}_9(k) \ \hat{p}_{10}(k)]^T$$

とおき、式(7)~(9)の推定式を  $\hat{w}_1(k) = \hat{\zeta}_1^T(k)v_1(k)$ ,  $\hat{w}_2(k) = \hat{\zeta}_2^T(k)v_2(k)$ ,  $\hat{w}_3(k) = \hat{\zeta}_3^T(k)v_3(k)$  として、パラメータ推定機構を重みつき最小2乗アルゴリズム

$$\hat{\zeta}_i(k) = \hat{\zeta}_i(k-1) + \frac{P_i(k-1)v_i(k-1)[w_i(k-1) - \hat{w}_i(k-1)]}{\lambda_i + v_i^T(k-1)P_i(k-1)v_i(k-1)} \quad (10)$$

$$P_i^{-1}(k) = \lambda_i P_i^{-1}(k-1) + v_i(k-1)v_i^T(k-1)$$

$$P_i^{-1}(0) > 0, \quad 0 < \lambda_i \leq 1, \quad i = 1, 2, 3$$

によって構成する。

**4.2 速度、加速度信号の構成** 速度、加速度信号  $\dot{\varepsilon}$ ,  $\ddot{\varepsilon}$ ,  $\dot{\theta}$ ,  $\ddot{\theta}$ ,  $\dot{\phi}$ ,  $\ddot{\phi}$  は実際には直接測定することはできないため、サンプリング時間ごとに測定される変位信号から構成しなければならない。ここでは、ノイズ除去も考慮して、1次のローパスフィルタの機能を併せ持つように  $G_i(s) = \alpha s / (s + \alpha)$  を  $s = (1 - z^{-1})/T$  によって離散化した

$$H_i(s) = \frac{\alpha s}{s + \alpha} \rightarrow \frac{\alpha \frac{1-z^{-1}}{T}}{\frac{1-z^{-1}}{T} + \alpha} = \frac{\alpha(1-z^{-1})}{1-z^{-1} + \alpha T}$$

によって、近似微分を行うこととした。ここで、 $z^{-1}$  は1ステップ遅れ演算子、正定数  $\alpha$  は設計パラメータである。したがって、

$$\dot{\varepsilon}(k) \approx \frac{1}{\alpha T + 1} [\dot{\varepsilon}(k-1) + \alpha \{\varepsilon(k) - \varepsilon(k-1)\}]$$

$$\ddot{\varepsilon}(k) \approx \frac{1}{\alpha T + 1} [\ddot{\varepsilon}(k-1) + \alpha \{\dot{\varepsilon}(k) - \dot{\varepsilon}(k-1)\}]$$

となる。 $\dot{\theta}$ ,  $\ddot{\theta}$ ,  $\dot{\phi}$ ,  $\ddot{\phi}$  も同様である。

**4.3 実験** サンプリング周期を  $T = 2$  [ms] とし、フィルタの設計パラメータを  $\alpha = 100$  とした。また、実験では推定パラメータの変動範囲を次のように設定した。

$$\begin{aligned} -1.8 \leq \hat{p}_1 \leq -0.8, & & -2.2 \leq \hat{p}_2 \leq -1.2 \\ -0.3 \leq \hat{p}_3 \leq 0.0, & & 0.1 \leq \hat{p}_4 \leq 0.6 \\ -0.5 \leq \hat{p}_5 \leq 0.5, & & -7.0 \leq \hat{p}_6 \leq -5.2 \quad (11) \\ -0.6 \leq \hat{p}_7 \leq 0.0, & & 1.8 \leq \hat{p}_8 \leq 2.2 \\ -0.5 \leq \hat{p}_9 \leq 0.0, & & -0.5 \leq \hat{p}_{10} \leq -0.2 \end{aligned}$$

すなわち、 $\hat{p}_i$  ( $i = 1, \dots, 10$ ) が上式の範囲内にとどまるならば、式(10)から  $\hat{p}_i(k)$  を導出し、範囲外に出る場合には、 $\hat{p}_i(k) = \hat{p}_i(k-1)$  と修正して範囲内にとどめるようにした。ここで、推定パラメータの初期値は2章の概略値とし、重みは  $\lambda_1 = 0.999$ ,  $\lambda_2 = 0.9999$ ,  $\lambda_3 = 0.999$  と与え、 $P_1^{-1}(0) = P_2^{-1}(0) = 10^4 I_4$ ,  $P_3^{-1}(0) = 10^4 I_2$  とした。また、規範モデルの入力  $u_{M1}$ ,  $u_{M2}$  は以下のように与えた。

$$u_{M1} = \begin{cases} 0.3 & 45k - 52.5 \leq t < 45k - 30 \\ -0.1 & 45k - 30 \leq t < 45k - 7.5 \\ 0 & 0 \leq t < 7.5 \end{cases} \quad (12)$$

$$u_{M2} = \begin{cases} 0.4 & 45k - 37.5 \leq t < 45k - 22.5 \\ -0.4 & 45k - 22.5 \leq t < 45k \end{cases} \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

さらに、行列  $K_1$ ,  $K_2$  の固有値はすべて  $-1$ 、誤差系の極は  $(-2.0, -3.0, -2.0, -2.2, -2.4, -2.6)$  とした。

実験結果を図3に示す。角  $\varepsilon$ , 角  $\phi$  とともに追従誤差が残っており、望ましい制御性能が得られていない。推定パラメータ  $\hat{p}_2$  は図4、推定パラメータ  $\hat{p}_9$  は図5の実線で示す。推定パラメータ値は激しく振動し、その変動範囲限界値にほぼとどまっている。変動制限をはずすと不安定になり、実験が継続できなかった。設計パラメータ  $\alpha$ ,  $\lambda$ ,  $T$  を変えても改善困難だった。

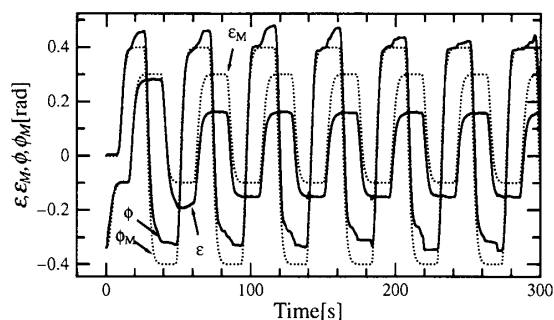
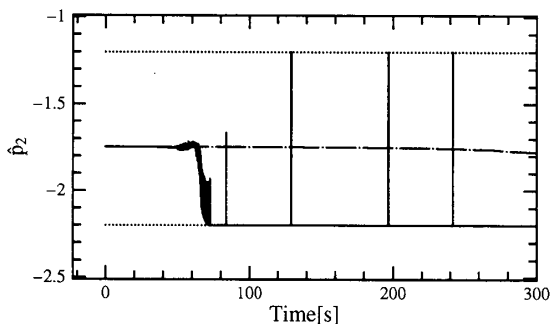
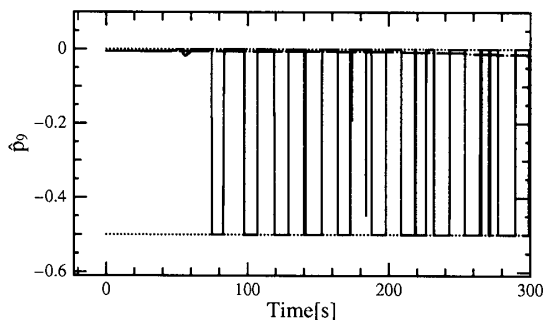


Fig. 3. Experimental result.

Fig. 4. Identified parameter  $\hat{p}_2$ .Fig. 5. Identified parameter  $\hat{p}_9$ .

## 5. 積分型動特性モデルにもとづくパラメータ推定

**5・1 パラメータ推定方法** 4.1節の方法で、十分な追従性能が得られないのは、パラメータ推定に利用する速度、加速度信号データが不正確で、パラメータ推定が不完全であることが考えられる。そこで、この節ではパラメータ推定式に用いる動特性式を積分し、速度や加速度を含まない動特性式として、パラメータ推定機構を構成する。

式(7)~(9)の加速度  $\ddot{\varepsilon}$ ,  $\ddot{\theta}$ ,  $\ddot{\phi}$  を  $[kT - nT, kT]$  の区間で2回積分して次式が得られる。

$$z_1(k) = \varepsilon(k) - 2\varepsilon(k-n) + \varepsilon(k-2n) \quad (13)$$

$$z_2(k) = \theta(k) - 2\theta(k-n) + \theta(k-2n) \quad (14)$$

$$z_3(k) = \phi(k) - 2\phi(k-n) + \phi(k-2n) \quad (15)$$

また、式(13)~(15)の推定式として、式(7)~(9)の右辺の2回積分を区分求積法によって近似して次式とする。

$$\hat{z}_1(k) = \hat{\zeta}_1^T(k) \bar{v}_1(k) \quad (16)$$

$$\hat{z}_2(k) = \hat{\zeta}_2^T(k) \bar{v}_2(k) \quad (17)$$

$$\hat{z}_3(k) = \hat{\zeta}_3^T(k) \bar{v}_3(k) \quad (18)$$

ここで

$$\bar{v}_1(k) = \begin{bmatrix} q_{11}(k) & q_{12}(k) & q_{13}(k) & q_{14}(k) \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{v}_2(k) = \begin{bmatrix} q_{21}(k) & q_{22}(k) & q_{23}(k) & q_{24}(k) \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{v}_3(k) = \begin{bmatrix} q_{31}(k) & q_{32}(k) \end{bmatrix}^T$$

$$q_{11}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} \cos \varepsilon(i)$$

$$q_{12}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} \sin \varepsilon(i)$$

$$q_{13}(k) = T \sum_{l=0}^{n-1} \{\varepsilon(k-l) - \varepsilon(k-l-n+1)\}$$

$$q_{14}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} u_{P1}(i) \cos \theta(i)$$

$$q_{21}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} \cos \theta(i)$$

$$q_{22}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} \sin \theta(i)$$

$$q_{23}(k) = T \sum_{l=0}^{n-1} \{\theta(k-l) - \theta(k-l-n+1)\}$$

$$q_{24}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} u_{P2}(i)$$

$$q_{31}(k) = T \sum_{l=0}^{n-1} \{\phi(k-l) - \phi(k-l-n+1)\}$$

$$q_{32}(k) = T^2 \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{i=(k-l)-n+1}^{k-l} u_{P1}(i) \sin \theta(i)$$

である。これにより、近似微分による速度、加速度信号を利用せずに、パラメータ推定を行うことができる。パラメータ推定機構を前と同様に重みつき最小2乗アルゴリズム

$$\begin{aligned} \hat{\zeta}_i(k) &= \hat{\zeta}_i(k-1) \\ &+ \frac{P_i(k-1) \bar{v}_i(k-1) [z_i(k-1) - \hat{z}_i(k-1)]}{\bar{\lambda}_i + \bar{v}_i^T(k-1) P_i(k-1) \bar{v}_i(k-1)} \end{aligned} \quad (19)$$

$$P_i^{-1}(k) = \bar{\lambda}_i P_i^{-1}(k-1) + \bar{v}_i(k-1) \bar{v}_i^T(k-1)$$

$$P_i^{-1}(0) > 0, \quad 0 < \bar{\lambda}_i \leq 1, \quad i = 1, 2, 3$$

によって構成する。

**5・2 実験** サンプルング周期、規範モデルは4.3節と同じとし、 $n = 100$ 、重みは  $\bar{\lambda}_1 = \bar{\lambda}_2 = \bar{\lambda}_3 = 0.999$  と与えた。また、 $P_1^{-1}(0) = P_2^{-1}(0) = 10^3 I_4$ 、 $P_3^{-1}(0) = 10^3 I_2$  とし、推定パラメータの初期値は2章の概略値とした。

実験結果の出力を図6に示す。推定パラメータ  $\hat{p}_2$ 、 $\hat{p}_9$  はそれぞれ図4、図5の一点鎖線である。パラメー

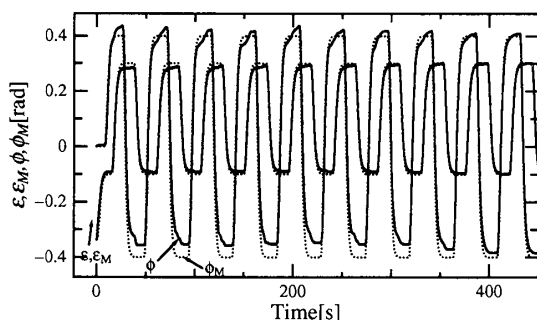


Fig. 6. Experimental result.

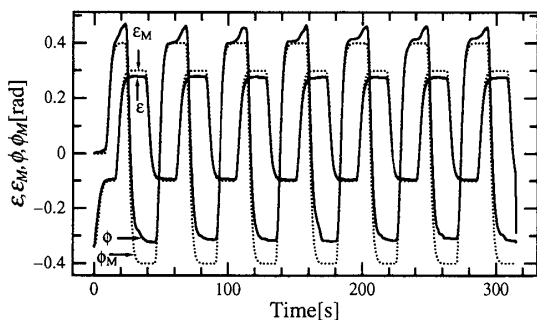


Fig. 7. Experimental result with constant parameters.

タの変動がおさえられ、角  $\varepsilon$ 、角  $\phi$  ともに追従性能が改善されている。

なお、推定パラメータ  $\hat{p}_2$ 、 $\hat{p}_9$  はいずれも約 200 秒以降でゆるやかに変化している。これは、式 (1) にはモデル化が困難な粘性摩擦以外の摩擦の特性やモータの動特性などが含まれておらず、そのようなモデル化されていない動特性による影響を吸収するために推定パラメータが変動していると考えられる。

参考までに、パラメータ値を 2 章の概略値に固定した場合の実験結果を図 7 に示す。追従誤差が減衰しない。図 4、図 5 の一点鎖線で示される 5.1 節の方法によるパラメータ推定結果をみると、パラメータ推定値の変動が小さいため、パラメータを固定しても性能に違いは現れないかもしれないと予想することもできる

が、固定パラメータでは良好な追従結果が得られないことが図 7 よりわかる。

## 6. 結 言

ツインロータ型 3 自由度モデルヘリコプタに、パラメータ推定機構を導入した非線形モデル追従制御を適用する方法を考察した。微分方程式として表された動特性式にもとづくパラメータ推定では、パラメータの推定が不完全で十分な制御性能が得られなかった。そこで動特性式を積分し、速度、加速度を含まない表現としたモデルにもとづいて、パラメータ推定を行うモデル追従制御系設計方法を示し、実験によって有効性を実証した。

## 文 献

- (1) Uemura, M., Easy Control Helicopter, *Journal of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.30, No.10 (1991), pp. 920-921.
- (2) Kawachi, K., Dynamics and Control of Helicopter, *Journal of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.36, No.8 (1997), pp. 580-584.
- (3) Saeki, M., Wada, Y., Imura, J. and Sakaue, Y., Flight Control Design of a Twin Rotor Helicopter Model via 2 Step Linearization, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.67, No.656 (2001), pp. 1038-1045.
- (4) Ishitobi, M., Kinoshita, H. and Nishi, H., Decoupling Control with Parameter Identification for a Model Helicopter with Three Degree-of-Freedom, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol.70, No.699 (2004), pp. 3186-3191.
- (5) 3D Helicopter Experiment Manual (in Japanese), Quanser Japan (2001).
- (6) Shima, M., Isurugi, S., Yamashita, Y., Watanabe, Y., Kawamura, T. and Yokomichi, M., Control Theory of Nonlinear Systems (1997), pp. 106-118, Corona Publishing Co., Ltd.