

3自由度モデルヘリコプタに対するパラメータ同定を伴う 非干渉制御*

石 飛 光 章^{*1}, 木 下 博^{*2}, 西 寛 聡^{*3}

Decoupling Control with Parameter Identification for a Model Helicopter with Three Degree-of-Freedom

Mitsuaki ISHITOBI^{*4}, Hiroshi KINOSHITA and Hiroaki NISHI

^{*4} Department of Mechanical Engineering and Materials Science, Kumamoto University,
2-39-1 Kurokami, Kumamoto-shi, Kumamoto, 860-8555 Japan

This paper considers decoupling control of a model helicopter with three degree-of-freedom. Since its position control system is not decouplable via static-state feedback, we try to apply dynamic-state feedback. In most practical cases, however, the model parameter cannot be measured accurately due to a difficulty of system parameter identification. Here, the online parameter estimation technique is introduced in the derived control loops. In this paper, a decoupling control method with the online parameter estimation technique is proposed under the presence of the parameter uncertainties and applied to an experimental system. The experimental results show the effectiveness of the proposed algorithm.

Key Words: Nonlinear Control, Identification, Adaptive Control, Helicopter, Decoupling Control

1. 緒 言

ヘリコプタは三次元空間を自由に飛行できるという特徴を持つ反面、自在に操縦することは困難である。その理由として、安定性が悪い乗り物であることや、突風などの外乱の影響を受けやすいこともあるが、特に入出力間に複雑な相互干渉を有する多入出力非線形系であることが挙げられる⁽¹⁾⁽²⁾。

このような入出力間に複雑な相互干渉を有する多入出力非線形系に対し、有効な制御手法のひとつとして、静的フィードバックによる非干渉制御⁽³⁾が知られている。この手法によれば、静的フィードバックによって、多入出力非線形系が複数の1入出力線形系に分離される。しかし、静的フィードバックによっていつでも非干渉制御を実現できるとは限らない。そこで、そのような場合には、拡張的方法である動的フィードバックによる非干渉制御⁽³⁾が提案されている。

本研究では、3自由度モデルヘリコプタの制御系設計問題に対して非干渉制御の適用について考察した。この系は、タンデムロータ型ヘリコプタの制御モデル

であり、ピッチ、上下、前後方向の挙動をシミュレートすることができる。

このモデルヘリコプタの角変位を出力とする系は、静的フィードバックによる非干渉制御を実現できない。そこでまず、動的フィードバックによる非干渉制御の可能性について考察した。

所望の非干渉化を達成するには制御対象の正確なパラメータ値が必要であるが、事前に得られているパラメータ値には不確かさが存在する。そこでつぎに本研究では、パラメータ推定機構を導入した制御系を検討し、実験によって有効性を検証した。

同種のモデルヘリコプタに対する非線形制御の研究として線形化に基づく方法が検討されている⁽⁴⁾が、制御対象の物理的構造が見えにくいなどの課題も残している。

2. 3自由度モデルヘリコプタ

図1、図2に示される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 ε [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 ϕ [rad]とする。また、支持棒CDは支持棒EFと垂直に固定

* 原稿受付 2004年1月26日。

^{*1} 正員、熊本大学工学部知能生産システム工学科(☎ 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生産システム科学専攻。

^{*3} 熊本大学大学院自然科学研究科生産システム科学専攻。
E-mail: mishi@kumamoto-u.ac.jp

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 θ [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/s²] とする。また、各軸の慣性モーメントをそれぞれ $J_\epsilon, J_\theta, J_\phi$ [kg·m²], 摩擦係数をそれぞれ $\eta_\epsilon, \eta_\theta, \eta_\phi$ [kg·m²/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。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、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。

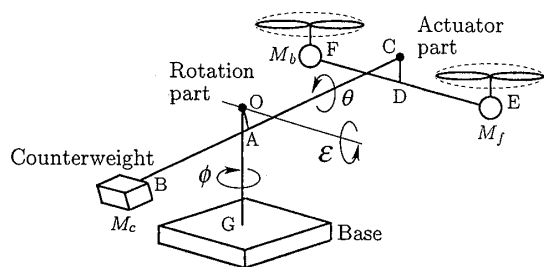
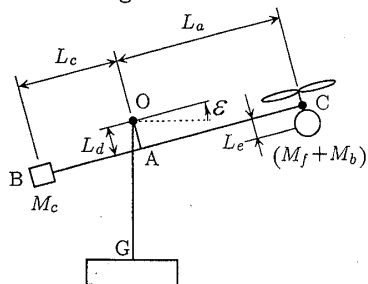
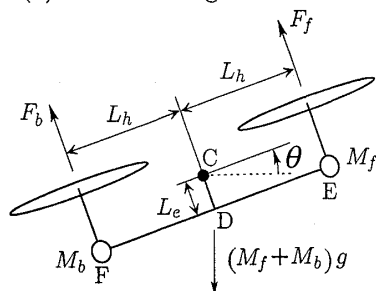


Fig. 1. Overview of model helicopter with three degree-of-freedom



(a) Elevation angle coordinate



(b) Pitch angle coordinate

Fig. 2. Schematic diagram of the model helicopter

この系の運動方程式は、つぎのように書ける。

$$J_\epsilon \ddot{\epsilon} = -(M_f + M_b)gL_a \cos(\epsilon - \delta_a)/\cos \delta_a + M_c g L_c \cos(\epsilon + \delta_c)/\cos \delta_c - \eta_\epsilon \dot{\epsilon} + K_m L_a (V_f + V_b) \cos \theta \quad (1)$$

$$J_\theta \ddot{\theta} = -M_f g L_h \cos(\theta - \delta_h)/\cos \delta_h + M_b g L_h \cos(\theta + \delta_h)/\cos \delta_h - \eta_\theta \dot{\theta} + K_m L_h (V_f - V_b) \quad (2)$$

$$J_\phi \ddot{\phi} = -\eta_\phi \dot{\phi} + K_m L_a (V_f + V_b) \sin \theta \quad (3)$$

ここで

$$\delta_a = \tan^{-1}\{(L_d + L_e)/L_a\}, \quad \delta_c = \tan^{-1}(L_d/L_c), \\ \delta_h = \tan^{-1}(L_e/L_h)$$

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

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

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

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

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

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

である。

3. 制御系設計

3.1 動的フィードバック 式(1)~(3)より、図 1, 図 2 に示される 3 自由度モデルヘリコプタの状態方程式は次式となる。

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2 \quad (4)$$

$$\text{ここで, } x = [\epsilon \quad \dot{\epsilon} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \phi \quad \dot{\phi}]^T$$

$$u_1 = V_f + V_b, \quad u_2 = V_f - V_b$$

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

$$g_1(x) = [0 \quad p_4 \cos \theta \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad p_{10} \sin \theta]^T$$

$$g_2(x) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad p_8 \quad 0 \quad 0]^T$$

$$p_1 = [-(M_f + M_b)gL_a + M_c g L_c]/J_\epsilon$$

$$p_2 = -[(M_f + M_b)gL_a \tan \delta_a + M_c g L_c \tan \delta_c]/J_\epsilon$$

$$p_3 = -\eta_\epsilon/J_\epsilon, \quad p_4 = K_m L_a/J_\epsilon$$

$$p_5 = -(M_f + M_b)gL_h/J_\theta$$

$$p_6 = -(M_f + M_b)gL_h \tan \delta_h/J_\theta$$

$$p_7 = -\eta_\theta/J_\theta, \quad p_8 = K_m L_h/J_\theta$$

$$p_9 = -\eta_\phi/J_\phi, \quad p_{10} = -K_m L_a/J_\phi$$

である。ここで、静的もしくは動的フィードバックによる非干渉制御を実現するためには入出力が同次元でなければならない。そこで、ここでは出力を2次元にすることを考える。3個の出力を2個にする組み合わせは3通り考えられるが、そのなかで機体の位置に密接に関係する出力は ε , ϕ であるので

$$\mathbf{y} = [\varepsilon \quad \phi]^T \quad (5)$$

を出力とする。

まず式(4), (5)は静的フィードバックによる非干渉制御を実現できない系であることを示す。静的フィードバックによる非干渉制御が実現可能であるための必要十分条件は、入力ベクトルを m 次元、非干渉行列を $B(\mathbf{x})$ としたとき

$$\text{rank } B(\mathbf{x}) = m \quad (6)$$

で与えられる(3)(5)。ここでは

$$|B(\mathbf{x})| = \begin{vmatrix} p_4 \cos \theta & 0 \\ p_{10} \sin \theta & 0 \end{vmatrix} = 0 \quad (7)$$

だから式(4), (5)は静的フィードバックによる非干渉制御が実現できないことが確認できる。

そこで、動的フィードバックによる非干渉制御について検討する。式(4), (5)が動的フィードバックによって非干渉化できるための必要十分条件は、式(4), (5)が強可逆性および強可到達性を満足することである(3)(5)。ここで、強可逆性とは、異なる入力には異なる出力が対応する性質を意味し、強可到達性とは線形系の可制御性に対応する性質である。

上の条件から、式(4), (5)は動的フィードバックによる非干渉制御を実現可能であることが確認できる。このとき、動的拡張アルゴリズム(3)(5)を用いて動的フィードバックによる非干渉制御を実現できる。そこで、式(4), (5)に動的拡張アルゴリズムを適用し、拡大系を求めると次式となる。

$$\dot{\xi} = \bar{f}(\xi) + \bar{g}_1(\xi)v_1 + \bar{g}_2(\xi)v_2, \quad \mathbf{y} = [\varepsilon \quad \phi]^T \quad (8)$$

ここで

$$\xi = [\varepsilon \quad \dot{\varepsilon} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \phi \quad \dot{\phi} \quad u_1 \quad \dot{u}_1]^T, \quad v_1 = \ddot{u}_1, \quad v_2 = u_2$$

$$\bar{f}(\xi) = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ p_1 \cos \varepsilon + p_2 \sin \varepsilon + p_3 \dot{\varepsilon} + p_4 u_1 \cos \theta \\ \dot{\theta} \\ p_5 \cos \theta + p_6 \sin \theta + p_7 \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ p_9 \dot{\phi} + p_{10} u_1 \sin \theta \\ \dot{u}_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{g}_1(\xi) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\bar{g}_2(\xi) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p_8 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

である。

式(8)に対する非干渉制御則はつぎのように与えられる。

$$\mathbf{v} = -\bar{B}^{-1}(\xi)[\mathbf{a}^*(\xi) + \mathbf{e}^*(\xi)] + \bar{B}^{-1}(\xi)\Lambda\tilde{\mathbf{v}} \quad (9)$$

ここで

$$\bar{B}(\xi) = \begin{bmatrix} p_4 \cos \theta & -p_4 p_8 u_1 \sin \theta \\ p_{10} \sin \theta & p_8 p_{10} u_1 \cos \theta \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{v}} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_1 & \tilde{v}_2 \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

$$\mathbf{a}^*(\xi) = \begin{bmatrix} a_1^*(\xi) & a_2^*(\xi) \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

$$a_1^*(\xi) = -p_1 \dot{\varepsilon}^2 \cos \varepsilon + p_2 \ddot{\varepsilon} \cos \varepsilon - p_2 \dot{\varepsilon}^2 \sin \varepsilon + p_3 \varepsilon^{(3)} \\ - p_4 u_1 \dot{\theta}^2 \cos \theta - p_1 \ddot{\theta} \sin \varepsilon - 2 p_4 \dot{\theta} \dot{u}_1 \sin \theta \\ - p_4 u_1 (p_5 \cos \theta + p_6 \sin \theta + p_7 \dot{\theta}) \sin \theta \quad (13)$$

$$a_2^*(\xi) = p_9 \phi^{(3)} + 2 p_{10} \dot{\theta} \dot{u}_1 \cos \theta - p_{10} \dot{\theta}^2 u_1 \sin \theta \\ + p_{10} u_1 (p_5 \cos \theta + p_6 \sin \theta + p_7 \dot{\theta}) \cos \theta \quad (14)$$

$$\mathbf{e}^*(\xi) = \begin{bmatrix} \alpha_{10} \varepsilon + \alpha_{11} \dot{\varepsilon} + \alpha_{12} \ddot{\varepsilon} + \alpha_{13} \varepsilon^{(3)} \\ \alpha_{20} \phi + \alpha_{21} \dot{\phi} + \alpha_{22} \ddot{\phi} + \alpha_{23} \phi^{(3)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2\} \quad (16)$$

である。実際、式(8)に式(9)を用いれば

$$\varepsilon^{(4)} + \alpha_{13} \varepsilon^{(3)} + \alpha_{12} \ddot{\varepsilon} + \alpha_{11} \dot{\varepsilon} + \alpha_{10} \varepsilon = \lambda_1 \tilde{v}_1 \quad (17)$$

$$\phi^{(4)} + \alpha_{23} \phi^{(3)} + \alpha_{22} \ddot{\phi} + \alpha_{21} \dot{\phi} + \alpha_{20} \phi = \lambda_2 \tilde{v}_2 \quad (18)$$

が得られる。ここで、 α_{ij} , λ_i , $i = 1, 2$, $j = 0, 1, 2, 3$ を適当に選ぶことにより、非干渉後の各1入出力線形系に任意の極およびゲインを与えることができる。

3.2 パラメータ推定機構 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、上述のフィードバックでは完全な式 (17), (18) を実現することはできない。ところが、モデルヘリコプタの動特性式 (4) 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、前に導出した制御系にパラメータ推定機構を導入する。

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。サンプリング周期を 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。式 (1)~(3) 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。

$$w_1(k) = \ddot{\varepsilon}(k) = p_1^T q_1(k) \quad (19)$$

$$w_2(k) = \ddot{\theta}(k) = p_2^T q_2(k) \quad (20)$$

$$w_3(k) = \ddot{\phi}(k) = p_3^T q_3(k) \quad (21)$$

ここで

$$\begin{aligned} p_1 &= [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4]^T \\ p_2 &= [p_5 \ p_6 \ p_7 \ p_8]^T, \quad p_3 = [p_9 \ p_{10}]^T \\ q_1(k) &= [\cos \varepsilon \ \sin \varepsilon \ \dot{\varepsilon} \ u_1 \cos \theta]^T \\ q_2(k) &= [\cos \theta \ \sin \theta \ \dot{\theta} \ u_2]^T \\ q_3(k) &= [\dot{\phi} \ u_1 \sin \varepsilon]^T \end{aligned}$$

であり、 p_i , ($i = 1, \dots, 10$) は定数である。そこで式 (19)~(21) の推定式を $\hat{w}_1(k) = \hat{p}_1^T(k) q_1(k)$, $\hat{w}_2(k) = \hat{p}_2^T(k) q_2(k)$, $\hat{w}_3(k) = \hat{p}_3^T(k) q_3(k)$ とし、パラメータ推定機構を重みつき最小 2 乗アルゴリズム (6)

$$\begin{aligned} \hat{p}_i(k) &= \hat{p}_i(k-1) \\ &+ \frac{\tilde{P}_i(k-1) q_i(k-1) [w_i(k-1) - \hat{w}_i(k-1)]}{\tilde{\lambda}_i + q_i^T(k-1) \tilde{P}_i(k-1) q_i(k-1)} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \tilde{P}_i^{-1}(k) &= \tilde{\lambda}_i \tilde{P}_i^{-1}(k-1) + q_i(k-1) q_i^T(k-1) \\ i &= 1, 2, 3, \quad \tilde{P}_i^{-1}(0) > 0, \quad 0 < \tilde{\lambda}_i \leq 1 \end{aligned}$$

によって構成する。

4. 実験

前章の方法により実験を行った。

制御後の高度を制御前と同じにして水平位置を変えることや、制御前後の水平位置を同じにして高度を

変えることは、非干渉制御の出力目標値を適切に与えることによって可能である。出力 ε , ϕ の目標値をそれぞれ ε_d , ϕ_d と定義して、前者は $\varepsilon_d = 0$, 後者は $\phi_d = 0$ とすればよい。そこで、前者にあたる Case 1 と、後者にあたる Case 2 の実験を行い、Case 1 では $\{\varepsilon_d = 0 \text{ [rad]}, \phi_d = 0.4 \text{ [rad]}\}$ とし、Case 2 では $\{\varepsilon_d = 0.2 \text{ [rad]}, \phi_d = 0 \text{ [rad]}\}$ とした。

各信号の 1 回以上の微分値には差分による近似値を利用している。また、パラメータの初期値は 2 章の値を使用し、設計パラメータは以下の値とした。

$$\alpha_{10} = \alpha_{20} = 16, \alpha_{11} = \alpha_{21} = 32, \alpha_{12} = \alpha_{22} = 24$$

$$\alpha_{13} = \alpha_{23} = 8, \lambda_1 = \lambda_2 = 16$$

$$\tilde{P}_1^{-1}(0) = \tilde{P}_2^{-1}(0) = 10^5 I_4, \tilde{P}_3^{-1}(0) = 10^5 I_2$$

$$\tilde{\lambda}_i = \begin{cases} 0.999 + 0.001(\tilde{\varepsilon}_r - 1)^2 & (\tilde{\varepsilon}_r < 1) \\ 0.999 & (\tilde{\varepsilon}_r \geq 1) \end{cases}$$

$$\tilde{\varepsilon}_r = \sqrt{(\varepsilon - \varepsilon_d)^2 + (\phi - \phi_d)^2}$$

$\alpha_{10} = \alpha_{20} = \lambda_1 = \lambda_2$ であるから、式 (17), (18) の \tilde{w}_1, \tilde{w}_2 は出力目標値 ε_d, ϕ_d に等しく与えればよい。サンプリング周期 T は 0.2 [ms] とした。また、実験ではパラメータの変動範囲をつぎのように設定した。

$$-1.8 \leq \hat{p}_1 \leq -0.8, \quad -2.2 \leq \hat{p}_2 \leq -1.2$$

$$-0.3 \leq \hat{p}_3 \leq 0.0, \quad 0.1 \leq \hat{p}_4 \leq 0.6, \quad -0.5 \leq \hat{p}_5 \leq 0.5$$

$$-7.0 \leq \hat{p}_6 \leq -5.2, \quad -0.6 \leq \hat{p}_7 \leq 0.0, \quad 1.8 \leq \hat{p}_8 \leq 2.2$$

$$-0.5 \leq \hat{p}_9 \leq 0.0, \quad -0.5 \leq \hat{p}_{10} \leq -0.2$$

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 (22) 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。

比較のために、パラメータ推定機構を含まない非干渉制御による実験結果も示す。この場合の制御入力を構成するときのパラメータ値には 2 章の値を使った。

Case 1 のパラメータ推定機構を導入した場合の出力が図 3, 推定パラメータ $\hat{p}_1, \hat{p}_4, \hat{p}_8$ がそれぞれ図 4, 図 5, 図 6 である。その他のパラメータも類似の変動をしている (7)。Case 1 のパラメータ推定を行わない場合の出力が図 7 である。定常誤差をみると、パラメータ推定を行った場合には、 ε, ϕ ともに 0.01 [rad] 以下で、ほぼ所望の非干渉制御が実現されているが、パラメータ推定を行わない場合には、 ε には 0.15 [rad], ϕ には 0.03 [rad] 程度の誤差が残り、非干渉化が不完全である。参考のために示した θ についても、前者の誤差が後者より小さい。また、パラメータ推定経過の図によると、変動量はどのパラメータもわずかであるこ

とから、2章の公称値が真値に近いことが推察できる。出力結果とあわせて考えると、制御性能はパラメータ誤差の影響を受けやすく、パラメータ推定を行わないと定常誤差が残るため、パラメータ推定機構の導入が出力の定常誤差減少に有効であるといえる。

つぎに、Case 2 のパラメータ推定機構を導入した場合の出力が図 8、推定パラメータ \hat{p}_1 , \hat{p}_4 , \hat{p}_8 がそれぞれ図 9, 図 10, 図 11 である。その他のパラメータは Case 1 同様、類似の変動をしている⁽⁷⁾。Case 2 のパラメータ推定を行わない場合の出力が図 12 である。定常誤差については、パラメータ推定を行った場合には、 ε , ϕ とともに約 0.01 [rad] で、Case 1 とほぼ同程度の非干渉制御が実現されている。パラメータ推定を行わない場合には、 ε は 0.01 [rad] の定常誤差で、パラメータ推定を行った場合と大差なく、 ϕ の誤差は 0.05 [rad] 程度になって、Case 1 よりよい結果になっているが、完全な非干渉化とはいえない。パラメータ推定経過、および適応機構の導入の有効性については、この場合も Case 1 と同様のことがいえる。

Case 1 $\{\varepsilon_d = 0 \text{ [rad]}, \phi_d = 0.4 \text{ [rad]}\}$

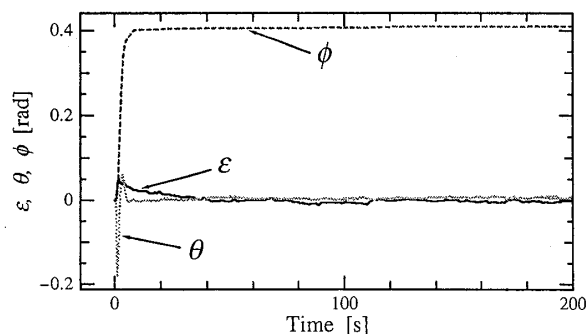


Fig. 3. Result with parameter identification.

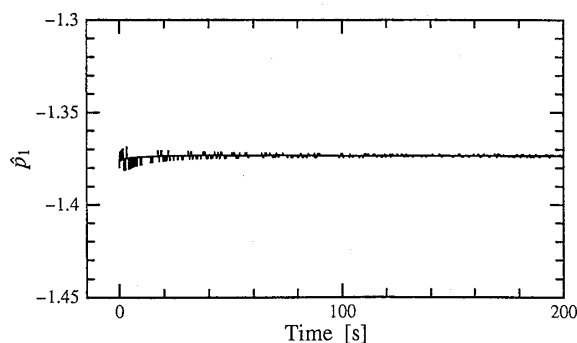


Fig. 4. Identified parameter \hat{p}_1 .

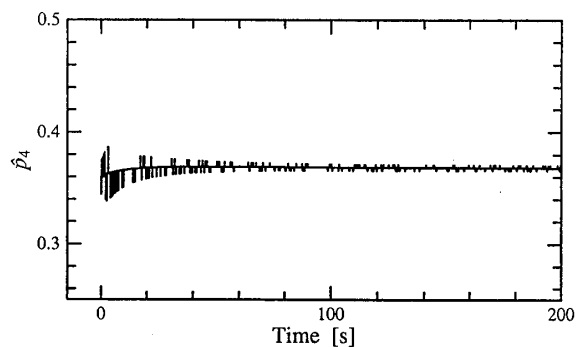


Fig. 5. Identified parameter \hat{p}_4 .

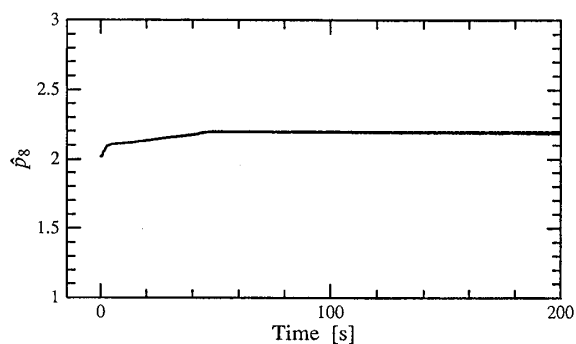


Fig. 6. Identified parameter \hat{p}_8 .

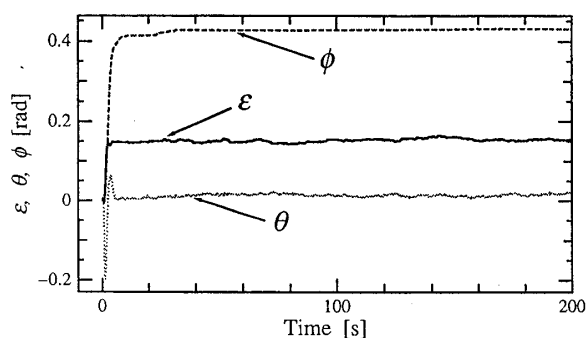


Fig. 7. Result without parameter identification.

Case 2 $\{\varepsilon_d = 0.2 \text{ [rad]}, \phi_d = 0 \text{ [rad]}\}$

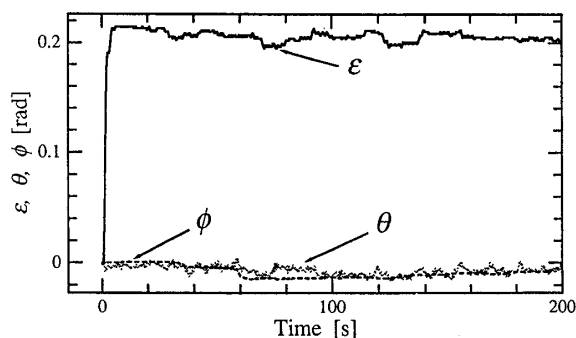


Fig. 8. Result with parameter identification.

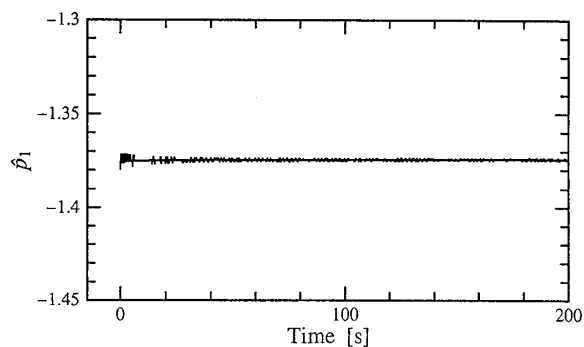
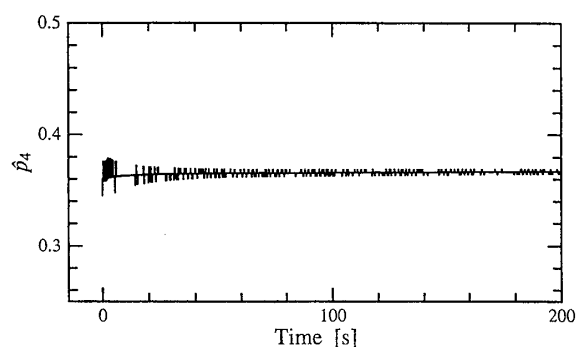
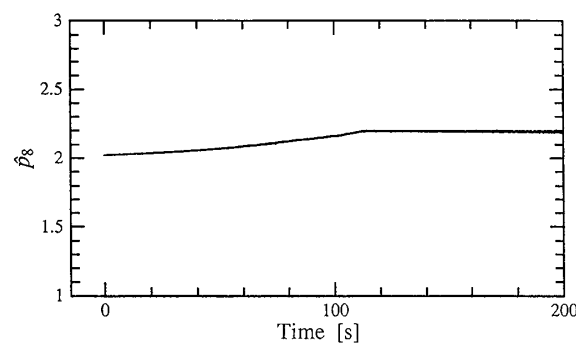
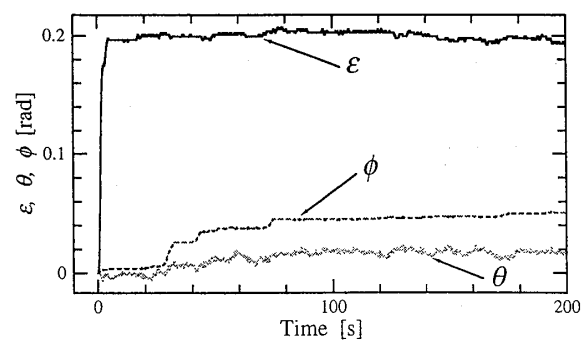
Fig. 9. Identified parameter \hat{p}_1 .Fig. 10. Identified parameter \hat{p}_4 .Fig. 11. Identified parameter \hat{p}_8 .

Fig. 12. Result without parameter identification.

5. 結 言

本論文では、3自由度タンデム型ヘリコプタモデルの非干渉制御を考察した。まず、動的フィードバックによる非干渉制御系を構成した。つぎに、対象の動特性が、未知パラメータに関して線形になっていることに着目して、パラメータ推定機構を有する非干渉制御系設計方法を示した。そして実験により、この制御方法の有効性を実証した。

謝 辞

本研究を遂行するにあたり、モデルヘリコプタのダイナミクスについてご教示いただいた宮崎大学、横道政裕助教授、および、実験に協力いただいた熊本大学、朱助手に感謝します。

文 献

- (1) 上村: 手軽に乗れるヘリコプタ, 計測と制御, **30**, 10, 920-921 (1991)
- (2) 河内: ヘリコプターのダイナミクスと制御, 計測と制御, **36**, 8, 580-584 (1997)
- (3) 島, 石動, 山下, 渡邊, 川村, 横道: 非線形システム制御論, コロナ社 (1997)
- (4) 井村, 家木, 佐伯, 和田: 動的状態フィードバックによる厳密な線形化法を用いたツインローターヘリコプターモデルの基礎実験, 機論, **66**, 648, C, 160-167 (2000)
- (5) 石島, 島, 石動, 山下, 三平, 渡辺: 非線形システム論, コロナ社 (1993)
- (6) G. C. Goodwin and K. S. Sin: Adaptive filtering prediction and control, Prentice-Hall (1984)
- (7) 石飛, 木下, 西: 3自由度モデルヘリコプタに対するパラメータ同定を伴う非干渉制御, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2003 CD-ROM 論文集, 120 (2003)