論 文

CONTRIBUTED PAPERS

不確かさを有する適応飛行制御系の一設計^{*1} A Design of Adaptive Flight Control System with Uncertainties

内 門 茂^{*2}・金井喜美雄^{*3}
Shigeru UCHIKADO, Kimio KANAI
吉 塚 毅^{*3}
and Takesi YOSIDUKA

Key Words: Adaptive Control System, Flight Control System, Robust Time-Varying System, Uncertainty Dynamics

Abstract

Requirement for control performance has become severe in order to deal with the high performance aircraft, meanwhile, it is difficult to design the flight control systems precisely because of uncertainties such as nonlinearities involved in mathematical model. While adaptive control systems have been applied to the design of flight control system as more realistic applicative approaches, most of the existing methods are still inadequate for the consideration of these uncertainties.

Recently, many researchers proposed some novel adaptive control systems with uncertainties. This paper presents a design approach of adaptive control system for the unknown system which has more general time-varying parameter uncertainties in the form of polynomial time function, then proposed method is applied to the flight control system for aircraft's longitudinal short-period motion. For demonstrating its effectiveness, some simulations are conducted using the hypothetical F-4C fighter.

1. ま え が き

最近の航空機は、高速化及び飛行領域の拡大など高性能化が著しく、制御性能に対する仕様が厳しくなっている¹⁾。飛行条件や飛行速度によって航空機の動特性が大きくかつ刻々変化するため、航空機は線形固定係数系であるという前提に基づく従来の飛行制御系設計の方式ではこの仕様を満足することは一般に難しいように思われる。

これに対して、変化する動特性を絶えず同定し、この結果を用いて設計者が希望する制御性能が得られるように制御入力をオンラインで調整する方式が適応制御系^{2,3)}である。しかしながら、現在体系化されている適応制御理論を実際に適用する場合、必ず存在するシステムの数学モデルの不確かさに対しては必ずしも有効でない。この問題に対しては、ロバストな適応制御系²⁾として研究が進められているが、大部分は適応則を修正することによって大域的な安定性の保証のみを追求し、結果として制御性能は妥協したものとなっている。

本論文では、不確かさを有するより一般的な時変パラメータを持つシステムに対する適応制御系の一設計法を提案し、航空機の縦の短周期運動の飛行制御系への適用を試みる。まず、第2章において、問題の定式化を行い、時間可変な不確かさを有するシステムに対する適応制御系の一設計法を第3章で提案する。次に4章では、本方式の飛行制御系への適用を試み、F-4C機の典型的なデータ⁴⁾を用いて計算機シミュレーションによって本方式の有効性を検討する。

2. 問 題 の 記 述

未知プラントとして、次式で表される時変係数システムを考える。

$$A(s, t)y(t) = B(s, t)u(t) \quad (1)$$

ここで、 $u(t) \in R^1$, $y(t) \in R^1$ はそれぞれプラントの入出力信号で、多項式 $A(s, t)$ と $B(s, t)$ は、

$$A(s, t) = s^n + s^{n-1}a_{n-1}(t) + \cdots + a_0(t)$$

$$B(s, t) = s^{n-1}b_{n-1}(t) + s^{n-2}b_{n-2}(t) + \cdots + b_0(t)$$

であり、次数 n は既知、 $|a_i(t)| < \infty$ 、及び $|b_i(t)| < \infty$

^{*1} 平成2年11月29日、第7回誘導制御シンポジウムにおいて一部発表。平成3年4月3日原稿受理

^{*2} 防衛庁技術研究本部

^{*3} 防衛大学校航空宇宙工学科

($i, j=0, 1, \dots, n-1$) ($b_{n-1}(t) \neq 0$) は、未知かつ全ての時刻において解析的である。また、プラントの逆系は安定とする。ここで s は微分オペレータである。

設計者が任意に設定する規範モデルとして、次式を考える。

$$A_m(s)y_m(t) = B_m(s)u_m(t) \quad (2)$$

ここで、 $y_m(t) \in R^1$, $u_m(t) \in R^1$ は、それぞれ有界な規範入力、規範出力で、 $A_m(s)$ は、安定多項式である。また、モデルマッチング条件²⁾

$$n_m - m_m \geq n - m \quad (3)$$

は満足されると仮定する。ただし、 $\partial(A_m(s)) = n_m$, $\partial(B_m(s)) = m_m$ である。

制御目的は、プラントの入出力信号を用いて、次式を満足する適応入力を合成することである。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_m(t) - y(t)| \leq \delta$$

ここで、 δ は、任意の正の定数である。

3. 適応制御系の構成

3.1 1次系 システムとして、次式の場合を考える。

$$\{s + a(t)\}y(t) = b(t)u(t) \quad (4)$$

ここで、 $a(t)$ 及び $b(t)$ はそれぞれ a_0, b_0 まわりに t^{-1} で級数展開すると、次のように表すことができると仮定する。

$$a(t) = a_0 + a_1 t^{-1} + \dots + a_f t^{-f} + \Delta a(t) \quad (5 \cdot a)$$

$$b(t) = b_0 + b_1 t^{-1} + \dots + b_f t^{-f} \quad (5 \cdot b)$$

ここでは、簡単にするために未知パラメータは t^{-1} で級数展開可能なものとしたが、一般には $a(t) = a_0 + a_1 \eta_1(t) + \dots + a_f \eta_f(t) + \Delta a(t)$ のように任意の既知信号 $\eta_j(t)$ ($j=1, \dots, f$) で表される場合にも以下の理論は構成可能である。

いま、(5・a)式において、

$$\text{Max} |\Delta a(t)| \leq M < \infty \quad (6)$$

なる定数 M ($M > 0$) は、既知とする。

出力誤差 $e(t)$ を

$$e(t) = y_m(t) - y(t) \quad (7)$$

と定義し、安定多項式 $(s + \lambda)$, ($\lambda > 0$) を導入すると

$$(s + \lambda)e(t) = (s + \lambda)y_m(t) + a(t)y(t) - b(t)u(t) - \lambda y(t) \quad (8)$$

が得られる。

いま、制御入力を、

$$(s + \lambda)y_m(t) + \sum_{j=0}^f \bar{a}_j(t)t^{-j}y(t) - \sum_{j=0}^f \bar{b}_j(t)t^{-j}u(t) - \lambda y(t) + \Delta u(t) = 0 \quad (9)$$

と発生すると、(8)式の誤差方程式は、次のようになる。

$$(s + \lambda)e(t) = \phi^T(t)\xi(t) + \Delta a(t)y(t) - \Delta u(t) \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \theta - \bar{\theta}(t) \\ \theta^T &= [a_0, a_1, \dots, a_f, b_0, b_1, \dots, b_f] \\ \bar{\theta}^T(t) &= [\bar{a}_0(t), \bar{a}_1(t), \dots, \bar{a}_f(t), \bar{b}_0(t), \dots, \bar{b}_f(t)] \\ \xi^T(t) &= [y(t), t^{-1}y(t), \dots, t^{-f}y(t), \dots, \\ &\quad -u(t), -t^{-1}u(t), \dots, -t^{-f}u(t)] \\ \Delta u(t) &= M_{uw}(t)|y(t)| \end{aligned} \quad (11)$$

$$M_{uw}(t) = \begin{cases} M & e > \delta \\ 0 & |e| \leq \delta \\ -M & e < -\delta \end{cases} \quad (12)$$

$\bar{a}_i(t)$; $i=1, 2, \dots, f$ 及び $\bar{b}_j(t)$; $j=1, 2, \dots, f$ は可調整パラメータ、 $\Delta u(t)$ は $f+1$ 項以降(ここでは Δa)を補償するための入力である。

パラメータ調整則を、

$$\dot{\phi}(t) = -\Gamma e(t)\xi(t), \Gamma = \Gamma^T > 0 \quad (13)$$

とし、リアプノフ関数候補として、

$$V(t) = 1/2(e^2(t) + \phi^T(t)\Gamma^{-1}\phi(t)) \quad (14)$$

と設定すると、その時間微分は、

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= -\lambda e^2(t) \\ &\quad + e(t)\{\Delta a(t)y(t) - \Delta u(t)\} \end{aligned} \quad (15)$$

となり、(11)(12)式を用いると、 $|e| > \delta$ で

$$\dot{V}(t) \leq 0 \quad (16)$$

すなわち、 $V(t)$ はリアプノフ関数となる。ゆえに、出力誤差の絶対値が δ より大きい時には適応系は安定であり、次式を満たす有限時刻 T_1 が存在する⁵⁾

$$|e(t)| \leq \delta_1 \quad \text{for } \{t | t \geq T_1\} \quad (17)$$

ここで、 $\delta_1 = \delta + \delta_2$, $\delta_2 \geq 0$ である。

上述の制御系のブロック線図は、第1図のようになる。

3.2 n 次系 システムとして(1)式を考える。ただし、各時変パラメータ $a_i(t)$, $b_j(t)$ ($i, j=0, 1, \dots, n-1$) は、

$$a_i(t) = a_i^0 + a_i^1 t^{-1} + \dots + a_i^f t^{-f} + \Delta a_i(t) \quad (18 \cdot a)$$

$$b_j(t) = b_j^0 + b_j^1 t^{-1} + \dots + b_j^f t^{-f} + \Delta b_j(t) \quad (18 \cdot b)$$

であり、次式を満たす $\bar{M}$ は既知である。

第1図 1次系のブロック線図

$$\text{Max}_{0 \leq j \leq n-1} \{ |\Delta a_j(t)|, |\Delta b_j(t)| \} \leq \tilde{M} < \infty \quad (19)$$

ここで, n 次の安定多項式 $F(s) = (s + \lambda)C(s)$ を導入すると,

$$\begin{aligned} (s + \lambda)e(t) &= (s + \lambda)y_m(t) \\ &\quad + C^{-1}(s)\{A(s, t) - F(s)\}y(t) \\ &\quad + C^{-1}(s)\{C(s)b_{n-1}(t) - B(s, t)\}u(t) \\ &\quad + \{-b_{n-1}(t)\}u(t) \end{aligned} \quad (20)$$

が得られる. いま, $a(s, t), \beta(s, t)$ を

$$a(s, t) = A(s, t) - F(s) \quad (21 \cdot a)$$

$$\beta(s, t) = C(s)b_{n-1}(t) - B(s, t) \quad (21 \cdot b)$$

と定義する⁶⁾. ここで,

$$\begin{aligned} a(s, t) &= s^{n-1}a_{n-1}(t) + \cdots + a_0(t) \\ \beta(s, t) &= s^{n-2}\beta_{n-2}(t) + \cdots + \beta_0(t) \\ a_i(t) &= a_i^0 + a_i^1 t^{-1} + \cdots + a_i^f t^{-f} + \Delta a_i(t) \\ \beta_i(t) &= \beta_i^0 + \beta_i^1 t^{-1} + \cdots + \beta_i^f t^{-f} + \Delta \beta_i(t) \\ \Delta a_i(t) &= \Delta a_i(t) \\ \Delta \beta_i(t) &= -\Delta b_i(t) \\ \Delta b_{n-1}(t) &= 0 \end{aligned}$$

制御入力を, (20)式の右辺が0になるように, つまり次式より発生させる.

$$\begin{aligned} (s + \lambda)y_m(t) &+ \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^f \tilde{a}_i^j(t) C^{-1}(s) s^i t^{-j} y(t) \\ &+ \sum_{i=0}^{n-2} \sum_{j=0}^f \tilde{\beta}_i^j(t) C^{-1}(s) s^i t^{-j} u(t) \\ &+ \left\{ -\sum_{j=0}^f \tilde{b}_{n-1}^j(t) t^{-j} \right\} u(t) + \Delta \gamma(t) = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

ただし, $\Delta \gamma(t)$ は, 後に定義する.

(22)式の制御入力 $u(t)$ を (20)式に代入すると, 誤差方程式は

$$(s + \lambda)e(t) = \phi^T(t)\xi(t) + \Delta e(t) \quad (23)$$

となる. ここで

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \theta - \hat{\theta}(t) \\ \theta^T &= [\alpha^T \ \beta^T \ b^T] \\ \hat{\theta}^T(t) &= [\hat{\alpha}^T(t), \hat{\beta}^T(t), \hat{b}^T(t)] \\ \xi^T(t) &= [\xi_0(t), \xi_1(t), \dots, \xi_L(t)] \\ \alpha^T &= [\alpha_0^T, \alpha_1^T, \dots, \alpha_{n-1}^T] \\ \beta^T &= [\beta_0^T, \beta_1^T, \dots, \beta_{n-2}^T] \\ \alpha_j^T &= [\alpha_j^0, \alpha_j^1, \dots, \alpha_j^f] \\ \beta_j^T &= [\beta_j^0, \beta_j^1, \dots, \beta_j^f] \\ b^T &= [b_{n-1}^0, b_{n-1}^1, \dots, b_{n-1}^f] \\ \xi_{n+j}(t) &= C^{-1}(s) s^j t^{-j} y(t) \\ i &= 0, 1, \dots, n-1 \quad j = 0, 1, \dots, f \\ \xi_{n+(f+1)+(n-1)j+i}(t) &= C^{-1}(s) s^i t^{-j} u(t) \\ i &= 0, 1, \dots, n-2 \quad j = 0, 1, \dots, f \\ \xi_{(2n-1)(f+1)+j}(t) &= -t^{-j} u(t) \end{aligned}$$

$$j = 0, 1, \dots, f$$

$$L = 2n(f+1) - 1$$

$$\begin{aligned} \Delta e(t) &= \sum_{i=0}^{n-1} C^{-1}(s) s^i \Delta a_i(t) y(t) \\ &\quad + \sum_{i=0}^{n-2} C^{-1}(s) s^i \Delta \beta_i(t) u(t) - \Delta \gamma(t) \end{aligned}$$

いま, 設計者が任意に設定する安定多項式 $C(s)$ を次のように選ぶ.

$$C(s) = \prod_{j=1}^{n-1} (s + \lambda_j) \quad 0 < \lambda_1 < \lambda_2 < \cdots < \lambda_{n-1} \quad (24 \cdot a)$$

$$C^{-1}(s) \sum_{i=0}^{n-1} s^i = 1 + \sum_{i=0}^{n-2} (s^i - c_i s^i) C^{-1}(s) \quad (24 \cdot b)$$

$$C^{-1}(s) s^i = \sum_{j=1}^{n-1} c_i^j / (s + \lambda_j) \quad (24 \cdot c)$$

$$C^{-1}(s) (1 - c_i) s^i = \sum_{j=1}^{n-1} \tilde{c}_i^j / (s + \lambda_j) \quad (24 \cdot d)$$

さらに,

$$\dot{V}_y(t) = -\lambda_1 V_y(t) + |y(t)| \quad (25 \cdot a)$$

$$\dot{V}_u(t) = -\lambda_1 V_u(t) + |u(t)| \quad (25 \cdot b)$$

とすると, 次の関係⁶⁾ が成り立つ.

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{n-1} C^{-1}(s) s^i \Delta a_i(t) y(t) \\ \leq \tilde{M} |y(t)| + \sum_{i=0}^{n-2} \sum_{j=1}^{n-1} |\tilde{c}_i^j| \tilde{M} V_y(t) \end{aligned} \quad (26 \cdot a)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{n-2} C^{-1}(s) s^i \Delta \beta_i(t) u(t) \\ \leq \sum_{i=0}^{n-2} (|C_i| + 1) \sum_{j=1}^{n-1} |\tilde{c}_i^j| \tilde{M} V_u(t) \end{aligned} \quad (26 \cdot b)$$

ここで, (23)式における $\Delta \gamma(t)$ を

$$\begin{aligned} \Delta \gamma(t) &= \tilde{M}_{uw}(t) \left\{ |y(t)| + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} |\tilde{c}_i^j| V_y(t) \right. \\ &\quad \left. + V_u(t) \sum_{i=0}^{n-2} (|C_i| + 1) \sum_{j=1}^{n-1} |\tilde{c}_i^j| \right\} \end{aligned} \quad (27 \cdot a)$$

$$\tilde{M}_{uw}(t) = \begin{cases} \tilde{M} & e > \delta \\ 0 & |e| \leq \delta \\ -\tilde{M} & e < -\delta \end{cases} \quad (27 \cdot b)$$

と発生させ, パラメータ調整則として (13)式と同型を用いると, 1次系の場合と同様に出力誤差の絶対値が δ より大きい時には適応系は安定であり, 次式を満たす有限時刻 T_2 が存在する⁶⁾.

$$|e(t)| \leq \delta_3 \quad \text{for } \{t | t \geq T_2\} \quad (28)$$

ここで, $\delta_3 = \delta + \delta_4$, $\delta_4 \neq 0$ である.

3.3 計算機シミュレーション 前節で提案した適応制御系の有効性を検討するために簡単な1次システムを例題として, シミュレーションを実行する.

次の2つのケースについてシミュレーションを実施した.

ケース1: 時変パラメータを無限級数展開し従来の調整則を適用

ケース2: 時変パラメータを無限級数展開し提案した調整則を適用

規範モデルとして次式を考える.

$$(s+1)y_m(t)=u_m(t) \quad (29)$$

また, 規範入力は,

$$u_m(t)=\begin{cases} 1.0 & (1.0 \leq t < 4.0) \\ 0.5 & (4.0 \leq t < 8.0) \\ 0. & (8.0 \leq t) \end{cases}$$

とし, 各ケースにおけるプラントのパラメータは, (5・a)(5・b)式における $a(t)$, $b(t)$ を次のように与える.

$$\begin{aligned} a(t) &= 1.0 + 30t^{-1} + 50t^{-2} \\ &\quad + e^{-0.1t}(\sin 3.5t + 2. \cos 5.1t) \\ b(t) &= 3.0 + 40t^{-1} + 70t^{-2} \end{aligned}$$

また, (13)式における Γ の値を10.0 I とし, ケース2では, (12)式における M, δ の値を, それぞれ5.0, 0.01とした.

シミュレーション結果を下表に基づき示す.

	出力誤差	追従状況
ケース1	第2図	第3図
ケース2	第4図	第5図

第2, 3図より, 不確かさ $e^{-0.1t}(\sin 3.5t + 2. \cos 5.1t)$ のため適応制御系の性能が, 満足いくものでないことが分かる. これに対して, 提案した適応系の結果である第4, 5図より, 制御目的が達成されていることが分かる.

4. 飛行制御系への適用

制御目標として上下速度を考えると, 航空機の縦の短周期運動方程式¹⁾は次のように状態ベクトル方程式で記述できる.

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + b(t)\delta_e(t) \quad (30 \cdot a)$$

$$y(t) = cx(t) \quad (30 \cdot b)$$

ここで

$$x^T(t) = [w(t) \ q(t)]$$

$$c = [1 \ 0]$$

第2図 出力誤差応答 (ケース1)

$$A(t) = \begin{bmatrix} Z_w(t) \\ M_w(t) + Z_w(t)M_{\dot{w}}(t) \\ U_0(t) \\ M_q(t) + U_0(t)M_{\dot{w}}(t) \end{bmatrix}$$

$$b(t) = [Z_{\delta_e}(t)M_{\delta_e}(t) + M_{\dot{w}}(t)Z_{\delta_e}(t)]^T$$

であり, $w(t)$ は上下速度, $q(t)$ はピッチレート, δ_e はエレベータ角である. また, $Z_w(t)$, $M_{\dot{w}}(t)$ などは, 有次元の安定あるいはコントロール微係数を表す.

この航空機の運動方程式を多項式表現で表すと,

(1)式の係数は

$$\begin{aligned} a_1(t) &= -Z_w(t) - M_q(t) - U_0(t)M_{\dot{w}}(t) \\ a_0(t) &= Z_w(t)(M_q(t) + U_0(t)M_{\dot{w}}(t)) \\ &\quad - U_0(t)(M_w(t) + Z_w(t)M_{\dot{w}}(t)) \\ b_1(t) &= Z_{\delta_e}(t) \\ b_0(t) &= (M_w(t) + Z_w(t)M_{\dot{w}}(t))(M_{\delta_e}(t) \\ &\quad + M_{\dot{w}}(t)Z_{\delta_e}(t)) \\ &\quad - (M_q(t) + U_0(t)M_{\dot{w}}(t))(Z_{\delta_e}(t)) \end{aligned} \quad (31)$$

となる.

具体的な制御対象として戦闘機F-4C機を考慮するが, APPENDIXに示す第10図の飛行条件④と⑦に

第3図 出力応答 (ケース1)

第4図 出力誤差応答 (ケース2)

第5図 出力応答 (ケース2)

おける各微係数及び機速を考慮し、F-4C が次のような微係数の時間変化で④～⑦へ飛行する場合を扱う。ただし、 $1 \leq t \leq 10$ (s) とする。

$$\begin{aligned} A(t) &= \begin{bmatrix} -1.136 - 0.0278t^{-1} \\ -0.0149 - 4.44 \times 10^{-4}t \\ 964.8 - 13.62t^{-1} \\ -2.9 - 0.053t^{-1} \end{bmatrix} \\ b(t) &= \begin{bmatrix} -105.924 - 1.053t^{-1} \\ -25.189 - 0.24t^{-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (32)$$

上式を考慮して、次のように適応制御系を構成することができる。

制御入力：

$$\begin{aligned} \delta_e(t) &= \left\{ -\sum_{j=0}^2 \hat{b}_{n-1}(t)t^{-j} \right\}^{-1} \left\{ (s+1)y_m(t) \right. \\ &\quad + \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^2 \hat{a}_i(t)C^{-1}(s)s^i t^{-j}w(t) \\ &\quad + \sum_{j=0}^2 \hat{\beta}_j(t)C^{-1}(s)s^j t^{-j}\delta_e(t) \\ &\quad \left. + \Delta\gamma(t) \right\} \end{aligned} \quad (33)$$

$$C(s) = (s+2)$$

フィルタ：

$$\dot{V}_v(t) = -2V_v(t) + |w(t)| \quad (34 \cdot a)$$

$$\dot{V}_u(t) = -2V_u(t) + |\delta_e(t)| \quad (34 \cdot b)$$

$$\begin{aligned} \Delta\gamma(t) &= \tilde{M}_{uv}(t)\{|w(t)| \\ &\quad + |\tilde{c}_0|V_v(t) \\ &\quad + V_u(t)(|C_0|+1)|\tilde{c}_0|\} \end{aligned} \quad (34 \cdot c)$$

$$\tilde{M}_{uv}(t) = \begin{cases} 25 & e > \delta \\ 0 & |e| \leq \delta \\ -25 & e < -\delta \end{cases} \quad (34 \cdot d)$$

パラメータ調整則：

$$\dot{\phi}(t) = -\Gamma e(t)\xi(t), \Gamma = 1.0 \cdot 10^5 I_{12 \times 12} \quad (35)$$

$$\phi(t) = \theta - \hat{\theta}(t)$$

$$\theta^T = [\alpha^T \beta^T b^T]$$

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{\alpha}^T(t), \hat{\beta}^T(t), \hat{b}^T(t)]$$

$$\xi^T(t) = [\xi_0(t), \xi_1(t), \dots, \xi_{11}(t)]$$

$$\alpha^T = [\alpha_0^T, \alpha_1^T], \quad \beta^T = [\beta_0^T]$$

$$\alpha_j^T = [\alpha_j^0, \alpha_j^1, \alpha_j^2] \quad (j=0, 1)$$

$$\beta_0^T = [\beta_0^0, \beta_0^1, \beta_0^2], \quad b^T = [b_0^1, b_1^1, b_2^1]$$

$$\xi_{n+i}(t) = C^{-1}(s)s^i t^{-j}w(t)$$

$$i=0, 1 \quad j=0, 1, 2$$

$$\xi_{n(i+1)+(n-1)j+i}(t) = C^{-1}(s)t^{-j}\delta_e(t)$$

$$j=0, 1, 2$$

$$\xi_{(2n-1)(i+1)+j}(t) = -t^{-j}\delta_e(t)$$

$$j=0, 1, 2$$

可調整パラメータの初期値は(33)式において0で除す可能性のあるもののみ適当な数値を与え、その他については0とする。

制御目的：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_m(t) - w(t)| \leq \delta, \delta = 0.001 \quad (36)$$

規範モデル：

$$\begin{aligned} (s+3)y_m(t) &= 3u_m(t) \quad (37) \\ u_m(t) &= \begin{cases} 10.0 & (1.0 \leq t < 4.0) \\ 3.0 & (4.0 \leq t < 7.0) \\ 0.0 & (7.0 \leq t) \end{cases} \quad (\text{m/s}) \end{aligned}$$

本方式の有効性を検討するために、次の2つのケースについて計算機シミュレーションを実行する。

ケース3：変動項を加えたプラントに従来の調整則を適用

ケース4：変動項を加えたプラントに提案した調整則を適用

この場合、行列Aの(1,1)と(1,2)要素及び行列bの(2,1)要素に不確かさを付加した。つまり、結果としてシステム多項式(31)式における不確かさは次式のような関数である。

$$\Delta a_0(t) = 10(\sin 4t + \cos 8t)$$

$$\Delta a_1(t) = 0.1(\sin 3t + \cos 4t)$$

$$\Delta b_0(t) = 10(\sin 5t + \cos 2.5t)$$

$$\Delta b_1(t) = 0$$

ただし、不確かさの振幅の大きさは各パラメータの $t = 1.0$ における値の最大10%となるように与えた。

シミュレーション結果を下表に基づいて示す。

	出力誤差	追従状況
ケース3	第6図	第7図
ケース4	第8図	第9図

この結果より、不確かさを考慮しなかった場合、特に過渡応答においては制御性能が満足いくものでないが、考慮した場合には、大きな不確かさが存在するにもかかわらず制御目的が達成されていることが分かり、本方式の有効性が確認できた。

なお、飛行条件④で設計した固定ゲインに対し、プラントのパラメータを④～⑦へ変化させた場合は、このゲインではパラメータ変動を補償できないことがシミュレーションにより確かめられている。

5. あとがき

最近、航空機の高性能化に対応し、制御性能に対する要求も一般に厳しく、一方、航空機の数学モデルにおける非線形要素など不確かな要素が増大し、飛行制御系の設計も難しくなっている。このようなシステム

第6図 出力誤差応答 (ケース3)

第7図 出力応答 (ケース3)

第8図 出力誤差応答 (ケース4)

第9図 出力応答 (ケース4)

に対して有効である適応制御系の研究もより実際的な応用の観点から外乱の考慮等ロバストな適応制御系の設計が盛んに行われ、飛行制御系への適応も試みられているが、不確定要素を考慮したものではない。

本論文では、不確かさを有するより一般的な時変パラメータを持つシステムに対する適応制御系の一設計法を提案し、航空機の縦の短周期運動の飛行制御系への適用を試み、具体的な制御対象として戦闘機 F-4C

第10図 F-4C機の飛行領域

第11図 動圧の時間変化

機を取り上げて、計算機シミュレーションを実行しその有効性を確認した。なお、本方式は、システムが多項式表現における分子の最高次数項に不確かさが無い場合を考えたが、存在する場合には、(21)式の恒等式を修正すること及び(19)式の不確かさの制約が(20)式の $\alpha(s, t)$ と $\beta(s, t)$ に関する制約になる等本方式より複雑かつ制約が厳しくなる。

参考文献

- 1) 金井喜美雄：フライトコントロール，横書店，1985。
- 2) 金井喜美雄：ロバスト適応制御入門，オーム社，1989。
- 3) 島田有三，小林信彦，宮澤宏明：変動安定微係数を有する航空機のためのディジタル適応飛行制御系の設計，日本航空宇宙学会誌，36 (1988)，pp.304-311。
- 4) Heffley, R. K. and Jewell, W. F.: Aircraft Handling Qualities Data, NASA, CR-2144, 1972。
- 5) 野口哲郎，金井喜美雄，菊川伸一：リレー形調整則を用い

第12図 Z_w の時間変化

た低次元適応制御系の設計とフライトコントロールへの適用, 計測自動制御学会論文集, 22 (1986) pp. 351-357.

- 6) 内門 茂, 金井喜美雄: 時変系に対する適応安定化の一設計法, 計測自動制御学会論文集, 23 (1987) pp. 1091-1093.

APPENDIX

制御対象機が, 第10図で④～⑦のように一定の加

速度・上昇角で飛行した場合の動圧変化を調べる.

仮定から,

$$\text{機速: } U_0(t) = 290.17 + 0.546t \quad (\text{m/s})$$

$$\text{上昇角: } 1/6 \quad (\text{rad})$$

$$\text{高度変化: } \Delta h(t) =$$

$$[\text{刻み幅}] \cdot U_0(t) \cdot \sin(1/6) \quad (\text{m})$$

$$\text{大気密度: } \rho = \rho_0(1 - 2.26 \times 10^{-3}h)^{4.25931}$$

$$\rho_0 = 1.22533 \quad (\text{kg/m}^3)$$

$$\text{動圧: } q_1(t) = 0.5\rho U_0^2(t) \quad (\text{Pa}) \quad (\text{A1})$$

$$\text{刻み幅: } 0.01 \quad (\text{SEC})$$

上式から得られた動圧の時間変化は, 第11図のようになり, $t=0, 10$ の2点間を直線の方程式は, (A2)式となる.

$$q_2(t) = -48.768t + 3.246 \times 10^4 \quad (\text{Pa}) \quad (\text{A2})$$

(32)式に, (A1)及び(A2)式を代入した時の Z_w の変化は第12図となり, 動圧の時間変化を直線で近似しても差し支えない.