論文 CONTRIBUTED PAPERS

オブザーバを含む航空機の低感度パーフェクト・モデル追従制御系シンセシス*

Low Sensitivity Perfect Model Following System Synthesis of Aircraft Including Observer

金井喜美雄**・足立広忠**

Kimio KANAI, Hirokata ADACHI

塚原鶴夫**

Tsuruo TSUKAHARA

Abstract

In the design of a control system for a multi-variable linear plant using the optimal control theory which minimizes a quadratic performance index, the optimal control law results in a linear combination of the state of the plant to be controlled. Although all the regulator and tracking problems which were formulated by the above procedure have the assumption that the complete state vector should be measured accurately, this assumption becomes often unrealistic. It is then required for the controller implementation to include the observers which reconstruct the state vector or find the approximation to the state vector from the observed variables.

In this paper, perfect model following problems, in which the aircraft (Convair C-131 B) to be controlled follows a model aircraft (Boeing SST) satisfying a desired flying quality when angle of attack can not be measured, are discussed. The approaches employed in this study have the following two steps. The first is the design of an optimal control law for perfect model following assuming that all the state vector can be measured. The second is the synthesis of a scheme which reconstructs the inaccessible states from the measured input and output informations of the plant. Then model following controller can be implemented with on-line configurations. For the state reconstruction scheme, two approaches are considered, one is the full order observer which reconstructs all the state vector of the plant, and the other is the reduced order observer which estimates only the inaccessible state.

Special considerations are given for synthesizing the observers with good response characteristics and for improving the closed-loop response

of the whole system. Moreover, the problems of sensitivity reduction to the variation of plant parameters are investigated by including the integral feedback terms.

Numerical computations are performed for the nontrivial aircraft flight control problem.

1. ま え が き

最適制御理論を航空機等の制御系設計問題に適用するには、まず適切な評価関数を選ばなければならない。評価すべき適当な評価関数が決まれば、それを最小または最大にする最適制御法則は種々の近代制御理論手法¹⁾ (例えば、ポントリアギンの最大原理、ベルマンのダイナミック・プログラミング、LP および NLP 等の数値計画法) を用いて導くことができる。しかるに、現実の問題では設計者は評価関数には組み入れられないような仕様を持っていることが多い。例えば応答の過渡特性に着目してダンピング係数をどのくらいとか、立上がり時間がどのくらいが適当であるとかの要求を持つことがあり、このような仕様を数学モデルとしての評価関数で正確におきかえることが困難であり²⁾、このことが最適制御理論を現実問題に適用し難い原因の1つになっている。しかるに、最近ではモデル追従問題が航空機の飛行制御系設計問題と結びつけて注目されるようになってきたが、モデル規範型制御手法では設計者が意図している望ましい応答特性をモデルで指定し、この応答と実際のプラント動特性とを比較してその差がなくなるようなコントローラを設計するという立場をとるので、もはや適当な評価関数を見出すというわずらわしさはなくなる。この手法はこれから開発される新型航空機的设计問題と結びつけて考えることができる。パイロットがこの新機種が組み立てられる前に操縦することができれば、開発費の節減等種々の利点があることはもちろんであり、このことは地上のシミュレータを作成することによってある

* 本論文の一部は日本航空宇宙学会飛行機シンポジウム (1974.11) で講演したものである。

昭和50年3月18日原稿受理

** 防衛大学校航空工学教室

程度は解決され、航空機の感覚“feel”を再生するにはかなり信用できるがやはり全くの実物ではない。この問題を解決するには、TIFS (Total in-flight simulator) を発展させて実在の航空機の前面部を改裝し、新型航空機の前面部にしてパイロットはあたかも機全体が新機種であるかのように感じさせるような artificial feel system を補償してやればよい。この問題では新型航空機がモデルであり、プラントは実在の旅客機、そして artificial feel system が設計すべき補償器である。このように性能の尺度としての評価関数はこの問題では存在しないので、設計者の目的はモデルとプラントとが同じ応答（あるいはできるだけ同じようになる）をするような制御系を設計することである。したがって両者の誤差を新たに定義しなければならない。プラントのパラメータおよび状態のすべてが既知であるような場合は容易に誤差方程式が定義できるのでパーフェクト・モデルフォロイング問題は簡単に解けるが現実の問題では環境の変化、測定器の不正確さ等によって必ずしも既知とは限らない。

本研究ではこれから開発すべき航空機のモデル機を考え、その動特性に制御対象としての実在航空機が完全に追従するパーフェクト・モデル・フォロイング制御系の設計問題を考える。このとき、プラントの状態の一部が測定できないというより現実的な場合を想定し、プラントの入力および出力情報を利用して各状態を推定し、推定された状態を使ってオン・ラインでモデル・フォロイングしようとするものである。測定できない状態量を推定するオブザーバの設計では収束の早い推定機構を検討し、さらに、飛行条件によって変化しやすいパラメータの変動によるオブザーバ機構および全体のモデル・フォロイング系の応答精度をシミュレートし、パラメータ感度を低減して閉ループ特性を改善させるための P-I-制御系設計を検討して、その効果を具体的な計算例で示した。

2. 問題の定式化

2.1 パーフェクト・モデル・フォロイング制御系の構成 パイロットの操縦桿動作に対する良好な応答も含めて望ましい閉ループ動特性をあらわす航空機モデルが次のように与えられているものとする。

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m v_m(t) \quad (1)$$

ここで、 $x_m(t) \in R^n$ はモデル航空機の状態ベクトルをあらわし、 $v_m(t) \in R^r$ はパイロットのコマンド信号を意味する。 A_m, B_m はそれぞれ望ましい特性を含んだ定係数マトリクスをあらわす。

いま、実際の航空機の動特性が次の状態ベクトル方程式で記述できるとする。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bv(t) \quad (2)$$

ここで、 $x(t) \in R^n$ は航空機の状態ベクトルをあらわし、 $v(t) \in R^m$ は制御をあらわす。このとき、誤差ベクトルを次のように定義する。

$$e(t) = x_m(t) - x(t) \quad (3)$$

いま、制御法則を次のように仮定すると、

$$v(t) = K_v v_m(t) + K_m x_m(t) - K_p x(t) \quad (4)$$

ここで、フィード・フォワード・ゲイン K_v, K_m は次の関係、

$$\left. \begin{aligned} BK_v &= B_m \\ B(K_m - K_p) &= A_m - A \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

を満足するように選べれるとすれば誤差方程式は(1)、(2)の係数に(4)を代入して次のようになる。

$$\dot{e}(t) = (A - BK_p)e(t) \quad (6)$$

(6)においてフィードバック・ゲイン K_p は誤差方程式が安定に収束するような任意定数である。あるいは、適当に選んだ2次形式評価関数を最小にするような最適ゲインに選ぶこともできる³⁾。したがって、 K_p を適当にきめると(5)の関係から K_v, K_m が求まり(4)のような制御法則が決定でき、プラントがモデルに完全に追従するパーフェクト・モデル・フォロイング制御系が構成できる。しかるに、実際の航空機では飛行条件、環境によってパラメータが変化したり不確定であることが多い。このようにパラメータが不確定であるモデル規範型適応制御系のシンセシスに関してはすでに発表した⁴⁾が、本論では(4)のような制御法則でパーフェクト・モデル・フォロイングする制御系において測定できない状態量を含む場合を想定し、オブザーバ機構の設計を検討して入・出力情報から状態量を推定してオン・ラインでモデル・フォロイングを行なう制御系の構成を考察する。

2.2 状態推定機構の構成 一般に状態の推定機構としては full order observer と reduced order observer とが考えられるがパラメータ変動に対する感度解析を扱う関係で、主として full order observer の設計をとりあげ、比較の意味で reduced order observer についても検討を加える。

いま、(2)であらわされるプラントの出力 y を次のようにおく。

$$y(t) = Cx(t) \quad y(t) \in R^p \quad (7)$$

このとき、オブザーバ方程式を次のようにおく。

$$\dot{z}(t) = A_z z(t) + B_z v_z(t) + K_z y(t) \quad (8)$$

$$z(t) \in R^n \quad v_z(t) \in R^m$$

オブザーバとプラントとの状態誤差を $e_z(t) = z(t) - x(t)$ とすれば誤差方程式は

$$\begin{aligned} \dot{e}_z(t) &= A_z e_z(t) + (A_z - A + K_z C)x(t) + B_z v_z(t) \\ &\quad - Bv(t) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで,

$$v_z(t) = v(t) + v_c(t) \quad (10)$$

$$v_c(t) = KCe_z(t) = KCz(t) - Ky(t) \quad (11)$$

と選べば (9) は次のようになる.

$$\begin{aligned} \dot{e}_z(t) = & (A_z + B_z KC)e_z(t) + (A_z - A + K_z C)x(t) \\ & + (B_z - B)v(t) \end{aligned} \quad (12)$$

(12) において, x と v の係数が零になるように A_z, B_z を選ぶと,

$$A_z = A - K_z C \quad (13)$$

$$B_z = B \quad (14)$$

となり, (12) は次のようになる.

$$\dot{e}_z(t) = (A - K_z C + BKC)e_z(t) \quad (15)$$

ここで K_z は (13) で A_z が安定になるように選び, K はさらに応答性をよくするようにきめられる. これは (13) の A マトリクスはプラント動特性を規定するのでパラメータ変動および不正確さに対する低感度なオブザーバ設計という意味で負フィードバック効果を意味する. このとき, (8) は

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) = & (A - K_z C + BKC)z(t) + Bv(t) \\ & + (K_z - BK)y(t) \end{aligned} \quad (16)$$

(15) あるいは (16) から明らかのようにフィードバック・ゲイン K_z, K を適当に選ぶことによっていくらかでも収束の速いオブザーバを設計できる. 以上のよ

うにして求まった推定状態量 $z(t)$ を (2) の $x(t)$ の代わりに用いると (4) の制御法則は次のようにかける.

$$v(t) = K_v v_m(t) + K_m x_m(t) - K_p z(t) \quad (17)$$

以上の結果から構成されるオブザーバとパーフェクト・モデル追従制御系の合成ブロック図は第1図のようになる. この図においてオブザーバの初期値を適当に与えることによって入力および出力情報からオブザーバの状態量 $z(t)$ が計算でき, 望ましいモデルにパーフェクト・フォロイングする制御系をオン・ラインで求めることができる.

次に, この full order observer と比較の意味で LUENBERGER⁵⁾ の reduced order observer を用いてパーフェクト・トラッキング制御系の構成を検討すると第2図のようにかける. ここで状態量 $x(t)$ の推定値 $\hat{x}(t)$ は,

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} I & 0 \\ L & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ z(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

であり, $z(t)$ は

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) = & (A_{22} - LA_{12})z(t) + \{(A_{22} - LA_{12})L \\ & + (A_{21} - LA_{11})\}y(t) + (B_2 - LB_1)v(t) \end{aligned} \quad (19)$$

の関係を満足する. ここで

第1図 Full order observer を用いたパーフェクト・モデル・フォロイング・システムのブロック線図

第2図 Reduced order observer を用いたパーフェクト・モデル・フォロイング・システムのブロック線図

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, C = [I \ 0] \quad (20)$$

$A_{11}: p \times p, A_{12}: p \times (n-p), A_{21}: (n-p) \times p$
 $A_{22}: (n-p) \times (n-p), B_1: p \times m, B_2: (n-p) \times m$
 さらに, L は $A_{22} - LA_{12}$ が安定マトリクスになるように選ばれる $(n-p) \times p$ なる任意定数マトリクスをあらわすものとする. このときの制御法則は (17) の代わりに

$$v(t) = K_v v_m(t) + K_m x_m(t) - K_p \dot{x}(t) \quad (21)$$

となることは明らかである.

以上の議論ではプラントのパラメータが正確にわかっているときの状態推定機構問題を扱ってきたがより現実の問題では, 大気中を飛行している航空機のようにパラメータが飛行条件および環境によって不確定に変化している. この問題を厳密に扱うにはパラメータの同定と状態の推定とを含む適応オブザーバ (adaptive observer) 問題としての定式化が必要になる. この方面の研究も最近では盛んになりつつあるが本論でとりあげたような一般多変数系に適用できるような理論はまだ確立されていない^{6), 7)}. そこで, 本研究では第1図あるいは第2図のような補償ループ系においてパラメータ変動に対して insensitive な制御系の設計法を検討する.

(7)において出力ベクトル $y(t)$ を次のようにおく.

$$y(t) = \dot{x}_p(t) = Cx(t) \quad (22)$$

(2) と (22) とを合成して $n+p$ -ベクトル x_p を作ると

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p v \quad (23)$$

ここで,

$$x_p(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x_p(t) \end{bmatrix}, A_p = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

同様にしてモデルについては

$$y_m = \dot{x}_m(t) = C_m x_m(t) \quad (25)$$

とおくと, (1) と (25) とから

$$\dot{x}_{mp}(t) = A_{mp} x_{mp}(t) + B_{mp} v_m(t) \quad (26)$$

ここで

$$x_{mp}(t) = \begin{bmatrix} x_m(t) \\ x_p(t) \end{bmatrix}, A_{mp} = \begin{bmatrix} A_m & 0 \\ C_m & 0 \end{bmatrix}, B_{mp} = \begin{bmatrix} B_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

したがって誤差ベクトル $e_p(t)$ を

$$e_p(t) = x_{mp}(t) - x_p(t) \quad (28)$$

とおけば,

$$v_p(t) = K_v v_m(t) + K_{mp} x_{mp}(t) - K_{pp} x_p(t) \quad (29)$$

なる制御法則に対して誤差方程式は

$$\dot{e}_p(t) = (A_p - B_p K_{pp}) e_p(t) \quad (30)$$

となる. ただし, (29) のフィード・フォワード・ゲイン K_v, K_{mp} はそれぞれ次の関係を満足すると仮定

している.

$$\left. \begin{aligned} B_p K_v &= B_{mp} \\ B_p (K_{mp} - K_{pp}) &= A_{mp} - A_p \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

ここで, フィードバック・ゲイン K_{pp} のきめ方は前回と同様に $A_p - B_p K_{pp}$ が安定マトリクスになるように適当に選ぶか, あるいは次のような2次形式評価関数を最小にするようなリカッチ方程式の解として最適に選ぶこともできる. すなわち, K_{pp} は次式で与えられる³⁾.

$$K_{pp} = R^{-1} B_p' P_{11} \quad (32)$$

ここで, P_{11} は次の2次形式評価関数,

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty [x_z' Q x_z + v' R v + 2x_z' \Psi \dot{x}_z] dt \quad (33)$$

を最小にするようなリカッチ方程式,

$$P_{11} A_p + A_p' P_{11} + Q_1 - P_{11} B_p R^{-1} B_p' P_{11} = 0 \quad (34)$$

の解として求まる. ただし,

$$\left. \begin{aligned} x_z &= \begin{bmatrix} x_p \\ x_{mp} \\ v_m \end{bmatrix}, \Psi = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \Psi_{13} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ Q &= \begin{bmatrix} Q_1 & -Q_1 + S' & M \\ -Q_1 + S' & Q_1 & 0 \\ M' & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Q_1 は正定対称マトリクス, S, M, Ψ はパーフェクト・モデル・フォロイングを与える重みマトリクスを意味する³⁾. 本研究では (33) の J を最小にするような最適ゲイン (32) および (34) の関係を使用することにする. (29) の制御法則は書き直すと

$$\begin{aligned} v_p(t) &= K_v v_m(t) + K_{m1} x_m(t) + K_{m2} \int y_m(t) dt \\ &\quad - K_{p1} x(t) - K_{p2} \int y(t) dt \end{aligned} \quad (36)$$

となり, (4) の制御法則と比較して明らかのように比例+積分制御になっている. 次章では具体的な航空機の数値例をとりあげ, パラメータ変動に対する低感度になるような制御系のシンセシスを試みる. 特に, 積分制御ループの選択ではオブザーバの積分値を用いるのと測定できる出力値のみの積分値を用いる場合とについてパラメータ感度の良さを考慮しながらモデル追従のよい制御系の設計を検討する.

3. 航空機への適用

航空機の縦運動方程式は微小摂動理論を仮定して線形化すると機体軸系に関して次のように表示できる.

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} (D - X_u) & -X_\alpha & g \cos \gamma_0 \\ -Z_u/U_0 & (D - Z_\alpha) & -(D + g \sin \gamma_0/U_0) \\ -M_u & -(M_\alpha D + M_\alpha) & (D^2 - M_q D) \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} u(t) \\ \alpha(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_i} & X_{\delta_f} \\ Z_{\delta_e} & Z_{\delta_i} & Z_{\delta_f} \\ M_{\delta_e} & M_{\delta_i} & M_{\delta_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_e(t) \\ \delta_i(t) \\ \delta_f(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

ここで、 $D=d/dt$ はオペレータを意味し、 $X_u, X_\alpha, \dots, M_{\delta_f}$ 等は空力微係数、 g は重力加速度、 γ_0, U_0 は平衡飛行状態時の径路角および対気速度である。(37)において状態ベクトル表示のために状態変数およびコントロールを次のようにおく。

$$x = \begin{cases} x_1 = \theta & : \text{ピッチ角} \\ x_2 = \dot{\theta} & : \text{ピッチレート} \\ x_3 = u & : \text{対気速度} \\ x_4 = \alpha & : \text{迎角} \end{cases}$$

$$v = \begin{cases} v_1 = \delta_e & : \text{エレベータ変位} \\ v_2 = \delta_r & : \text{スロットル・コントロール} \\ v_3 = \delta_f & : \text{フラップ変位} \end{cases}$$

これらの関係を用いて (37) をかき直すと、

$$\dot{x} = Ax + Bv \quad (38)$$

ここで、 A, B は次のように表わされる。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -M_{\dot{\alpha}} g \sin \gamma_0 / U_0 & M_{\ddot{\alpha}} + M_q & M_u + M_{\dot{\alpha}} Z_u / U_0 & M_{\dot{\alpha}} Z_{\alpha} + M_{\alpha} \\ -g \cos \gamma_0 & 0 & X_u & X_{\alpha} \\ -g \sin \gamma_0 / U_0 & 1 & Z_u / U_0 & Z_{\alpha} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ M_{\delta_e} + M_{\dot{\alpha}} Z_{\delta_e} & M_{\delta_r} + M_{\dot{\alpha}} Z_{\delta_r} & M_{\delta_f} + M_{\dot{\alpha}} Z_{\delta_f} \\ X_{\delta_e} & X_{\delta_r} & X_{\delta_f} \\ Z_{\delta_e} & Z_{\delta_r} & Z_{\delta_f} \end{bmatrix} \quad (39)$$

さて、次のような設計問題を考える。これから開発すべき機種として大型超音速機 (Boeing SST) の縦の望ましい動特性を規範モデルとして取りあげ、実在の亜音速機 (Convair C-131 B) を制御対象機とし、次のダイナミクスを持つとする⁸⁾。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1.0 & 0 & 0 \\ 1.4010 \times 10^{-4} & M_q - 0.558 & 0.0133 & -1.9513 \\ -0.5610 & 0 & -0.0279 & 0.3580 \\ -2.505 \times 10^{-4} & 1.0 & -0.0238 & -1.3239 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -5.3307 & 6.447 \times 10^{-3} & -0.2669 \\ 0 & 0.1060 & 0.0862 \\ -0.160 & -1.155 \times 10^{-2} & -0.2511 \end{bmatrix} \quad (40)$$

ここで一般には飛行条件等によってすべての安定微係数は変化するが、簡単のためにピッチ・ダンピング係数 M_q のみが -3 から 0 の間で変化していると仮定し、その標準設計値は -1.480 であることがわかっているとする。さらに設計者が意図する SST のダイナミクスはエレベータとスロットルによる 2-コントロールであるとし、次の動特性を持つようなモデル機である

とする⁸⁾。

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1.0 & 0 & 0 \\ 5.318 \times 10^{-7} & -0.4179 & 2.319 \times 10^{-3} & -0.1202 \\ -0.5614 & 0 & -1.743 \times 10^{-2} & -0.3002 \\ -4.619 \times 10^{-9} & 1.0 & -2.387 \times 10^{-2} & -0.7523 \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -0.1717 & 7.451 \times 10^{-6} \\ 0 & 3.685 \times 10^{-3} \\ -2.38 \times 10^{-2} & -7.783 \times 10^{-5} \end{bmatrix} \quad (41)$$

第3図はモデル機および種々の異なった M_q の値についての制御対象機のエレベータの単位ステップ入力に対する応答を示している。この図から明らかのようにモデル機にくらべてかなりの応答特性に差がみられ適当な制御系の構成が必要である。一般に航空機の迎角 α は風に対して測定される量であるが正確な測定が困難なので、本研究では状態量 α は測定できないとし、observer 理論によって、この状態を再構成すると仮ことにする。

4. シミュレーション結果

閉ループ系を構成する前に、オブザーバの状態推定の様子を検討する。このため、プラントの入力と出力とからプラントの各状態量を推定した値と真の状態量との差、すなわちオブザーバの推定誤差を示したのが第4図である。この図は $M_q = -1.480$ (標準設計値) について、オブザーバの初期迎角設定値を -2 (deg) として計算を行なったものである。また迎角だけが測定できないとしているので C マトリクスは次のように選ばれる。

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(以下のシミュレーションにおいてもオブザーバの初期迎角設定誤差と C マトリクスは同じ値とする。)

図中で K_{ii} または K_{zii} で示してあるのはそのマトリクスの ii 要素の値を順に示してあり、その他の要素はすべて零である。以下の図においても同じものとする。

reduced order observer は測定できない状態量のみを推定するので、他の状態推定誤差は存在しない。一方 full order observer では全状態量を推定するため、各状態量に推定誤差が存在する。full order observer, reduced order observer の推定誤差応答はそれぞれ (15) 式および $(A_{22} - LA_{12})$ の固有値によって決まり、 K_z, K, L の選び方によって収束速度は任意に決定できる。

次に閉ループ系を構成し、モデル・フォロイングを

第3図 エレベータ単位ステップ入力に対するモデル機および制御対象機の応答

 第4図 オブザーバの推定状態誤差の応答 (開ループ, $M_q = -1.480$: nominal value)

行なう。閉ループ系構成において、コントロール・ゲインは、パラメータ $a_{22}(=M_q=-0.558)$ が飛行条件等によって変化し、真の値はわからないので、 a_{22} の標準設計値 -2.038 ($M_q=-1.480$ に対応する) について決定した。さらにフィードバック・ゲイン K_p は2次形式評価関数、(33) ($Q_1=10 \times [I]$, $R=[I]$) を最小にするように選ばれた。

閉ループ系のシミュレーションの初期設定誤差とし

て、モデルとプラントの間に $-1(\text{ft/sec})$ の対気速度誤差、プラントとオブザーバの間に $-2(\text{deg})$ の迎角誤差があるものとする。さらに M_q の変化に対する感度を検討するために、第5図に示される4種類の $a_{22}(=M_q-0.558)$ の値についてシミュレーションを行なう。すなわち、 $a_{22}=-3.558$ ($M_q=-3$: lower limit), $a_{22}=-0.558$ ($M_q=0$: upper limit), $a_{22}=-2.038$ ($M_q=-1.480$, normal value) および a_{22} が正

第5図 真のパラメータ (a_{22}) の時間変化 第6図 Reduced order observer を用いたときの追従誤差
($x_m - \hat{x}$ および $x_m - x$), $L = [-1, -5, -1]$

弦波状に変化する場合 ($\omega = 2 \text{ rad/sec}$) の4種類について検討する。

第6図は reduced order observer を使用して閉ループ系を構成した時のプラント追従誤差 ($x_m - x$) とオブザーバ追従誤差 ($x_m - \hat{x}$) とを示したものであるが、プラントは良好にモデルに追従していることがわかる。 M_q が標準値から変動している場合においても、全状態が測定でき、オブザーバを必要としないときと比較して大差なく追従していることがわかる。これはオブザーバの推定誤差が迎え角にだけしか現れないことと、評価関数に付加項を加えること³⁾ によってある程度感度減少がなされているためと考えられる。実際には、 α の状態量は測定できないので、観測者はオブザーバのモデル追従しか見ることができない。その追従誤差を示したのが $\alpha_{Ez} (= \alpha_m - \alpha_z)$ の図であり、 $\alpha_E (= \alpha_m - \alpha)$ と比較してかなり大きな値を示していることがわかる。これはオブザーバ感度が高いためと考

えられる。一般にオブザーバの推定速度を大きくするには固有値が大きな負の実数部を持つように選ばれるが、その結果オブザーバ感度が高くなると考えられる。したがって推定速度と感度との間に、目的によって適当な妥協が必要となる。なお、第6図のシミュレーションにおいて $L = [-1, -5, -1]$ が使われた。

第7～10図は full order observer を使用して閉ループ系を構成したときのピッチ追従誤差 (第7図)、ピッチ・レート追従誤差 (第8図)、対気速度追従誤差 (第9図)、迎角追従誤差 (第10図) の時間応答を示したものである。ここで K_x , K はそれぞれ次のように選ばれた。すなわち、 K_x に関しては

$$K_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

オブザーバに関するフィードバック・ゲイン K は

第7図 Full order observer を用いたときのピッチ追従誤差 ($\theta_m - \theta_z$ および $\theta_m - \theta$)

第8図 Full order observer を用いたときのピッチ・レート追従誤差 ($\dot{\theta}_m - \dot{\theta}_z$ および $\dot{\theta}_m - \dot{\theta}$)

第9図 Full order observer を用いたときの対気速度追従誤差 ($U_m - U_z$ および $U_m - U$)

第10図 Full order observe を用いたときの迎角追従誤差 ($\alpha_m - \alpha_z$ および $\alpha_m - \alpha$) 第11図 Full order observer を用いて P-I-コントローラを構成した時のモデル・プラント追従誤差 ($x_m - x$), (y の積分値を利用) 第12図 Full order observer を用いて P-I-コントローラを構成した時のモデル・オブザーバ追従誤差 ($x_m - z$), (y の積分値を利用)

第13図 Full order observer を用いて P-I-コントローラを構成したときのモデル・オブザーバ追従誤差 ($x_m - z$), (オブザーバ出力の積分値利用)

第14図 Full order observer を用いて P-I-コントローラを構成したときのモデル・プラント追従誤差 ($x_m - x$), (オブザーバ出力の積分値利用)

$$K = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \text{ および } K = [0]$$

の2つの場合について検討された。各図からオブザーバに関するフィードバック・ゲイン K がある場合の方が追従が良好で、誤差 ($x_m - z$ および $x_m - x$) は小さくかつ M_q の変動に対する感度も減少していることがわかる。

これまでのシミュレーションでは、閉ループ系が比例制御のみで構成されたが、パラメータ感度を更に減少させるために比例+積分制御方式を検討する。これまでの計算において一番追従の悪いかつ感度も高い full order observer の $K=[0]$ の場合に対して比例

+積分制御を施す。

第11図は積分制御ループに出力 y の積分値を用いた場合のモデル・プラント追従誤差を示したものである。比例制御のみの場合と比較して、追従速度が早くなるとともに、 M_q に対する感度もかなり低下していることがわかる。第12図にはこの場合のモデル・オブザーバ追従誤差の図を示したものである。

次にオブザーバ出力の積分値を積分制御ループに用いた場合を検討する。このとき、 $\int \theta_z = \theta_z$ であるので、拡張した制御対象の状態量から $\int \theta_z$ を除いて取扱う。第13図はこの場合のモデル・オブザーバ追従誤差を示したものであり、第14図はモデル・プラント追従誤差を示したものである。先の y の積分値をフィード

第1表 $\int_0^{20} e'edt$ と $\int_0^{20} v'vdt$ の値

M_q	$\int_0^{20} e'edt$					
	Reduced		Full $K_{ii}=[0, 0, 0]$		Full $K_{ii}=[1, -1, -1]$	
	$e=x_m-x$	$e=x_m-\hat{x}$	$e=x_m-x$	$e=x_m-z$	$e=x_m-x$	$e=x_m-z$
-1.48	1.6299	1.8371	3.1563	3.3251	2.5169	2.8205
0	1.6361	2.3423	4.6165	4.3977	2.9665	3.1007
-3	1.6327	2.3485	3.4116	3.6265	2.6052	2.9180
正弦波変動	1.6354	2.0484	3.9960	3.7864	2.8222	2.9135
オブザーバなし	1.6106	—	1.6106	—	1.6106	—
M_q	$\int_0^{20} v'vdt$					
	-1.48	36.488	39.996	37.318		
	0	41.149	40.982	36.533		
-3	32.824	44.819	40.062			
正弦波変動	36.644	41.163	37.316			
オブザーバなし	36.487	36.487	36.487			
M_q	$\int_0^{20} e'edt$ (Full $K_{ii}=[0, 0, 0]$)					
	P-I-CONTROL-I		P-I-CONTROL-II		P-I-CONTROL-III	
	$e=x_m-x$	$e=x_m-z$	$e=x_m-x$	$e=x_m-z$	$e=x_m-x$	$e=x_m-z$
-1.48	1.2506	2.0768	1.6526	1.9338	1.3984	1.6260
0	1.3188	2.6149	3.4030	3.2904	1.9351	1.8589
-3	1.2864	2.4089	1.7474	2.0693	1.4772	1.6888
正弦波変動	1.4649	2.3401	2.4977	2.3365	1.8219	1.7768
オブザーバなし	0.8399	—	0.8399	—	0.8452	—
M_q	$\int_0^{20} v'vdt$ (Full $K_{ii}=[0, 0, 0]$)					
	-1.48	70.923	71.525	90.369		
	0	72.072	76.701	117.303		
-3	70.620	96.596	79.555			
正弦波変動	71.897	75.497	101.392			
オブザーバなし	74.751	74.751	79.733			
フィードバック	$\int y_1, \int y_2, \int y_3, z_1, z_2, z_3, z_4$		$\int z_1, \int z_2, \int z_3, z_1, z_2, z_3, z_4$		$\int z_1, \int z_2, \int z_4, z_1, z_2, z_3, z_4$	

バックした場合と比較して、モデル・プラント追従誤差は感度が高くなっているが、モデル・オブザーバ追従誤差はピッチ・レート以外は改良されていることがわかる。ピッチ・レートに関する改良が見られないのは $\int \theta_e$ を拡張した状態から除いたためと考えられる。以上2種類の比例+積分制御の結果から、モデル・プラント追従誤差を抑えかつパラメータ感度も低下させるには、測定可能な出力の積分値をフィードバックした方が良いといえる。

各閉ループ系の性能を比較するために、シミュレーションにおける20秒までの2乗積分誤差と操作量の2乗積分値を第1表に示す。

この表から、reduced order observer を用いた閉ループ系では、モデル・プラント追従誤差 ($x_m - x$) はオブザーバを必要としない理想的な場合 ($M_q = -1.48$ 迎角 α が測定可能な場合) と比較しても大差がない

と言える。

Full order observer ではオブザーバに関するフィードバックがある方が、ない場合よりも追従が良好でかつ低感度になっていることがわかる。

比例制御のみの場合、 $K=[0]$ に積分制御を施すと y の積分値を用いても、 z の積分値を用いても追従はかなり改善されかつ感度も低下していることがわかる。ただし、比例+積分制御にした結果操作量はかなり増加している。

5. あとがき

望ましい飛行性を持つモデル航空機に追従するパーフェクト・モデル・フォロイング制御系の設計において、航空機の状態変数の一部が測定できない場合の設計方法を検討した。プラントの入力および出力情報を利用して各状態を推定し、この推定された状態を用い

てオン・ラインでモデル・フォロイングを実行した。特に、測定できない状態量を推定するオブザーバの設計では、収束の速い推定機構の構成を検討し、さらに飛行条件によって変化しやすいパラメータ変動によるオブザーバ機構および全体のモデル・フォロイング系の応答を具体的な航空機モデルの数値を用いてシミュレートした。パラメータ感度を低減して閉ループ特性を改善させる方策として P-I-制御系設計を検討して、その効果を具体的な計算例で示した。積分動作を挿入することによってオブザーバを含む閉ループ系のパラメータ感度はかなり改善されることが明らかになったがさらに厳密には未知パラメータの同定と測定不可能な状態の推定とを含む“適応オブザーバ”の設計が不可欠のように思われるが、この方面の研究に関しては別の機会に報告する予定である。

参 考 文 献

- 1) A. C. CONVERSE: Optimization, Holt, Rinehart and Winston Inc., 1970.
- 2) 市川, 金井, 大島: パラメータ最適化法による最適制

- 御理論及びその航空機最適制御設計への応用, 航空学会誌, Vol. 17, No. 186, July 1969, pp. 259~266.
- 3) S. J. ASSEO: Application of Optimal Control to Perfect Model Following, J. Aircraft, Vol. 7, No. 4, July-Aug. 1970, pp. 308-313.
 - 4) 金井, 足立, 塚原: モデル規範型適応制御手法による航空機飛行制御系の構成, 第13回 SICE 学術講演会予稿集, Aug. 1974, pp. 265-266.
 - 5) D. G. LUENBERGER: An Introduction to Observer IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-16, No. 6, Dec. 1971, pp. 596-602.
 - 6) R. L. CARROLL and D. P. LINDORFF: An Adaptive Observer for Single-Input Single-Output Linear Systems, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-18, No. 5, Oct. 1973, pp. 428-435.
 - 7) G. LUDERS and K. S. NARENDRA: Stable Adaptive Schemes for State Estimation and Identification on Linear Systems, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-19, No. 6, Dec. 1974, pp. 841-847.
 - 8) C. A. WINSOR and R. J. ROY: The Application of Specific Optimal Control to the Design of Desensitized Model Following Control Systems, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-15, No. 3, 1970, pp. 326-333.

赤外線によるロケットの姿勢検出*

Attitude Detection for Rocket Using Infrared Radiation

豊 田 実**・石 堂 正 弘**

Minoru TOYODA, Masahiro ISHIDO

飯 野 博 司***

& Hiroshi IINO

Abstract

The attitude of a rocket is determined by two kinds of angle which are formed between the axis of a rocket and two standard lines. The one is a pitch angle, and the other is a yaw angle.

In this paper, the method of the design of a horizon sensor device to determine a pitch angle, the observed results using it and the discussion on them are reported.

The output of this device is remarkably affected by the several factors such as the time constant of a sensor, the altitude and the attitude of a rocket and the setting angle of a sensor for a rocket. So that, making these factors as parameters, the method of the design for the optical system and the amplifier of this device

were studied.

Two horizon sensor devices designed based on these results were boarded on the rocket L-3H-7 and the rocket K-10-10 respectively. The observed results by these two devices gave not only the pitch angles of two rockets, but also the temperature distribution of the earth from which the yaw angles were gained.

1. ま え が き

ロケットの姿勢検出には目的が二つある。その一つはロケットの姿勢制御であり、他の一つは各種の搭載機器（たとえばX線星観測用、宇宙赤外線観測用などの機器）への姿勢データの供給である。姿勢検出センサとしては、地磁気センサ¹⁾、地平線センサ、サン・センサ、スター・センサ等があり、通常これらのうちの二つを組み合わせることによってロケットの姿勢を知ることができる。われわれは、このうち地平線センサについて検討し、実験を行ってきた。地平線セ

* 昭和49年10月22日 第18回宇宙科学技術連合講演会で講演, 昭和50年4月4日原稿受理

** 神戸大学工学部計測工学科

*** 古野電気株式会社 (ただし神戸大学大学院工学専攻科在籍中に本研究に従事)