近代制御理論とその飛行制御系設計への適用*

金 井 喜 美 雄**

1. ま え が き

最近の航空機はスピード、高度が非常に広範囲にわたって飛行できるようになり、その機能は複雑化し、さらに目的も多様化する傾向にある。このように飛行領域が広範囲でしかも望ましい操縦特性を満足する航空機を設計するには非常に精巧な飛行制御系 (Flight Control System, FCS) を検討しなければならないが、どういふ FCS が必要であるかは使用目的によって異なるが、最近の制御理論の進展と計算機技術の向上によってかなり系統的な議論ができるようになってきた。しかるに近代制御理論は発表されて 20 年近くにもなるわりには一般産業界への浸透がおそく、意外に実用化されていない。唯一の例外は航空機を含めた航空宇宙工学の分野であり、自動制御理論自体も航空機の FCS、レーダおよび兵器の開発と平行して進展してきたともいえる。米国、ソ連では国家というか社会のニーズにもとづく宇宙開発というプロジェクトを達成させるための不可欠な手段として自動制御理論が研究されてきたのに対し、わが国では主として研究者の興味を中心として発展してきたように思われる。

最近では FBW (Fly-By-Wire) による CCV (Control Configured Vehicle) を中心とした Active Control Technology の開発が盛んになりつつあるが、計算機性能の向上に加えて近代制御理論の進歩に負うところが多い。本稿では線形連続制御理論を中心に近代制御理論の主たる分野を述べ、航空機の動特性推定を含めて飛行制御問題とどのようにかわりあっているかを考察する。

2. 最適レギュレータ問題

設計者の要求を満たすように制御系を設計する (具体的に減衰特性、速応性、定常特性の 3 大設計仕様を満足する) のに従来の根軌跡法およびボード線図とかナイキスト線図による周波数領域法等を用いる “試

行錯誤的” 方式は実際問題と結びついて現在でも広く活用されている。1960 年初頭に PONTIAGIN の最大原理に端を発した最適制御問題は米ソ両国の宇宙開発の波に乗って盛んに研究されたが、KALMAN¹⁾ によって定式化された最適レギュレータ理論は古典変分法を用い、システム安定化のためのフィードバック制御則を系統的に求めることができ、さらに、最適レギュレータの構造はリカッチ方程式で解析的に決定できるという特長を持っている。この理論を通してシステムの可制御性、可観測性の基本概念が明白になり、さらに多入力、多出力を含む多変数制御系理論の根底をなすことから近代制御理論の実用面との結びつきで重要である^{1)~3)}。

2.1 最適レギュレータ理論 本稿で取り扱う制御対象 (航空機) は、簡単のために次のような線形微分方程式で記述されるものとする。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.1)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.2)$$

ここで、 $x \in R^n$ は状態ベクトル、 $u \in R^r$ は入力ベクトル、 $y \in R^m$ は出力ベクトルを表わし、 $A \in R^{n \times n}$ 、 $B \in R^{n \times r}$ 、 $C \in R^{m \times n}$ は実数行列とする。このとき、初期状態 $x(0) = x_0$ のもとで評価関数

$$J = \int_0^{t_f} \{y^T(t)Qy(t) + u^T(t)Ru(t)\} dt \quad (2.3)$$

を最小にする制御入力 $u(t)$ を求めることが最適出力レギュレータ問題である。ここで、 $Q \in R^{m \times m}$ 、 $R \in R^{r \times r}$ はそれぞれ対称な準正定および正定行列であり、(2.3) の右辺第 1 項は偏差の 2 乗面積を一般化したもので性能を評価し、第 2 項は制御入力のパワーにペナルティを与えたものである。(2.3) の代わりに次のような評価関数

$$J = \int_0^{t_f} \{x^T(t)Q_x x(t) + u^T(t)Ru(t)\} dt \quad (2.4)$$

を最小にする問題は最適状態レギュレータと称するが、 $Q_x = C^TQC$ とおけば両者の対応が得られる。

上述から明らかなように、外乱によって移動した状態空間上の任意の点から原点 (平衡点) に引き戻すフィードバック制御系の構成問題とみなすことができ、解は次のように求まる。(2.3) の評価関数を最小にす

* 昭和 54 年 6 月 4 日原稿受理 Modern Control Theory and Its Application to the Synthesis of Flight Control System

** 防衛大学校航空工学教室 Kimio KANAI

の最適制御法則 $u_0(t)$ は

$$u_0(t) = K(t)x(t) \quad (2.5)$$

で与えられ、フィードバックゲイン $K(t)$ は次式を満足する。

$$K(t) = -R^{-1}B^T P(t) \quad (2.6)$$

ここで、行列 $P(t)$ は次の行列リカッチ方程式の解である。

$$\left. \begin{aligned} -\dot{P}(t) &= P(t)A + A^T P(t) \\ &\quad - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + C^T Q C \\ P(t_f) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

このとき、評価関数の最小値は次式で与えられる。

$$V(x_0, t_f) = \min J = x_0^T P(0)x_0 \quad (2.8)$$

(2.5) で与えられる制御法則を最適レギュレータと呼び、上述の解の導出は最大原理、動的計画法、古典変分法のどの手法を使っても容易にできる¹⁾⁻³⁾。

2.2 定常最適レギュレータ 終端時刻 t_f が有限ならば(2.5)の最適ゲイン行列 $K(t)$ は時刻 t に依存するが、 $t_f \rightarrow \infty$ ではシステムが可制御条件を満足すれば定数行列となる。このとき、(2.7)の解は定数行列に収束し、 P は次のリカッチ方程式を満足する。

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + C^T Q C = 0 \quad (2.9)$$

また、評価関数

$$J = \int_0^\infty \{y^T(t)Qy(t) + u^T(t)Ru(t)\} dt \quad (2.10)$$

を最小にする最適制御は定常フィードバック制御法則

$$u_0(t) = Kx(t), \quad K = -R^{-1}B^T P \quad (2.11)$$

で与えられ、(2.10)の最小値は

$$V(x_0, \infty) = \min J = x_0^T P x_0 \quad (2.12)$$

となる。ここで注意すべきは(2.11)のフィードバックを実現した閉ループ系

$$\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}B^T P)x(t) \quad (2.13)$$

の安定性を保証するには $\{A, B\}$ が安定化可能で $\{C, A\}$ は検出可能であることが必要になることである⁴⁾(第1図)。

2.3 定常特性を考慮した最適レギュレータ 前述のレギュレータ理論は、基準入力を含めてシステムに印加する外乱が持続的に変化する加法的性質を持つ場合に対してはなんら考慮していないので、 $t \rightarrow \infty$ では定常偏差を残してしまう。古典制御理論ではこのよう

な場合を考慮してステップ状、ランプ状などの外乱に対する定常特性をそれぞれについて論じているが、近代制御理論では積分形最適レギュレータとして一般的な形で解かれている⁵⁾。ここでは(2.1)、(2.2)において出力 y をある零でない基準入力(目標値) y_0 に近づける場合、すなわち

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = y_0 \quad (2.14)$$

ならしめる入力 $u(t)$ を求める問題として、状態量で考えて

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t) = 0 \quad (2.15)$$

とすることを考える。ただし、 $\tilde{x}(t) = x(t) - x_0$ 、 $y_0 = Cx_0$ 。いま、 $u(t) = \tilde{u}(t) + u_0$ (u_0 は一定値) とおき

$$\dot{\tilde{u}}(t) = v(t) \quad (2.16)$$

なる $v(t)$ を定義し、 $\tilde{u}(t)$ を状態変数とみなすと拡張されたシステムは次のように表わせる。

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}(t) \\ \dot{\tilde{u}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \tilde{u}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v(t) \quad (2.17)$$

ここで、 u_0 は $Ax_0 + Bu_0 = 0$ を満足するものとする。

$\tilde{y}(t) = y(t) - y_0$ として(2.17)に対する評価関数を

$$J = \int_0^\infty \{\tilde{y}^T(t)Q\tilde{y}(t) + v^T(t)Rv(t)\} dt \quad (2.18)$$

とおき、対応するリカッチ方程式の解を

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12}^T & P_{22} \end{bmatrix}$$

に設定すれば

$$\left. \begin{aligned} P_{11}A + A^T P_{11} - P_{12}R^{-1}P_{12}^T + C^T Q C &= 0 \\ P_{11}B + A^T P_{12} - P_{12}R^{-1}P_{22} &= 0 \\ P_{12}^T B + B^T P_{12} - P_{22}R^{-1}P_{22} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

となる。このとき、最適レギュレータは(2.11)の関係と同様にして求めることができ、次式を得る。

$$v(t) = K_1 \tilde{x}(t) + K_2 \tilde{u}(t) \quad (2.20)$$

ここで、 $K_1 = -R^{-1}P_{12}^T$ 、 $K_2 = -R^{-1}P_{22}$

(2.17)において B が Full rank を持つと仮定すれば $B^T B$ が正則となり、 $\tilde{u}(t)$ は次のように求まる。

$$\tilde{u}(t) = (B^T B)^{-1} \{B^T \dot{\tilde{x}}(t) - B^T A \tilde{x}(t)\} \quad (2.21)$$

この関係を(2.20)に代入し、 $u(t)$ の初期値を適当に設定すれば、

$$u(t) = L_1 \tilde{x}(t) + L_2 \int_0^t \tilde{x}(\tau) d\tau \quad (2.22)$$

となる。ここで、

$$L_1 = K_2(B^T B)^{-1}B^T, \quad L_2 = K_1 - K_2(B^T B)^{-1}B^T A.$$

制御法則(2.22)は前節の最適レギュレータとは異なって状態変数による比例ゲインフィードバックのほか積分フィードバックを含んでおり、古典制御理論において定常特性を改善するために積分動作(I-動作)が

第1図 レギュレータ制御

必要であったこととよく対応している。

さらに、与えられた評価関数を最小にするように制御法則を見いだしてき上がった制御系（構成系）の性質（減衰特性とか速応性）を調べたら設計者の予期に反しているという不満を生ずることがあるが、これは設計者が構成系のある性質について、こうなるべきであるという希望を持ちながら評価関数の選定時に考慮しなかったことに起因している。これは構成系の性質の一部を指定しておいて、与えられた評価関数を最小にするという最適レギュレータ問題を解くことを目的としており、パラメータ最適化手法で部分的には解くことができる^{6),7)}。

2.4 最適レギュレータの数値解法 前節までに決定された制御法則を具体的に求めるには、行列リカッチ微分方程式 (2.7) あるいは行列リカッチ代数方程式 (2.9) の数値計算に帰着する。与えられた終端条件のもとで微分方程式 (2.7) を解くには $\tau = t_f - t$ なる逆時間を導入し、

$$\left. \begin{aligned} \dot{P}(\tau) &= P(\tau)A + A^T P(\tau) \\ &\quad - P(\tau)BR^{-1}B^T P(\tau) + C^T Q C \\ P(0) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

なる関係式を通常の微分方程式の数値計算法で解き、十分長い時間における定常解としてフィードバックゲインを近似的に求めることができる。しかしながら、このフィードバックゲインを用いて閉ループ系を構成するには、リカッチ解は逆時間解なので、定常解が得られるまではループ内の信号をオンラインで扱うことができない。次に、代数リカッチ方程式 (2.9) を直接的に解く方法として POTTER 法⁸⁾、KLEINMAN 法⁹⁾ などがあるが、ここでは KLEINMAN の方法に従うと次の手順で逐次的に計算が実行できる。

- (i) 行列 K_1 を $A+BK_1$ が安定（すべての固有値が負実数部を持つ）になるように選ぶ。
- (ii) $P_i (i=1, 2, \dots)$, $K_i (i=2, 3, \dots)$ を次の関係が満たされるように選ぶ。

$$\left. \begin{aligned} P_i(A+BK_i) + (A+BK_i)^T P_i \\ + K_i^T R K_i + C^T Q C = 0 \\ K_{i+1} = -R^{-1}B^T P_i \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

このとき、 P_i は単調減少で、 $\lim_{i \rightarrow \infty} P_i = P$ が得られれば、これは (2.9) のただ一つの非負解である。この方式では $A+BK_1$ が安定となるような K_1 をどのように選ぶかが問題で、もし A が安定マトリクスであれば $K_1=0$ と選べばよいが、そうでないときにはなるべく簡単な手法で K_1 を選択できるのがよい。KLEINMAN によると

$$K_1 = -\int_0^T e^{-A\tau} B B^T e^{-A^T \tau} d\tau, \quad (T \text{ は任意})$$

に選べば $A+BK_1$ は安定であることを導いている⁹⁾。

2.5 航空機飛行制御系設計への適用 航空機の 3 軸まわりの減衰特性を改善するのにそれぞれピッチ・ダンパー、ヨー・ダンパー、ロール・ダンパーを付加し、安定増大装置 (Stability Augmentation System, SAS) によって固有動特性を補償しているが、これらのダンパーゲインの決定はもちろん経験に基づく試行錯誤方式で実現できるが、前述のレギュレータ理論を適用すればより系統的な手順で求めることができる。

とくに、横運動のように多入出力系で記述されるときは (2.3) の評価関数を最小にするという意味で複数個の最適フィードバックゲインは (2.7) のリカッチ方程式を解くことによって一意に決定できるという利点を持っている。文献 10) はヘリコプタ (SH-3 D をモデルに選んで) の SAS 設計に最適制御理論の適用を試みているが、(2.4) のような 2 次形式評価関数に対してリカッチ方程式の解として最適フィードバック制御器を決定することで SAS ゲインを導出し、パイロットからみて望ましい応答を生ずる評価関数決定（具体的には Q と R との選択）の仕方をも検討して具体的な数値計算を実行している。文献 11) は LAMS (Load Alleviation and Mode Stabilization) B-52 プロジェクトの DLC (Direct Lift Controller) 設計に最適レギュレータ理論の適用を検討したものであるが、望ましくないピッチングモーメントを発生させないで直接、揚力を制御しようという目的からエレベータとともにスポイラ、対称エルロンという入力を設定し、状態量としてはピッチ角、ピッチ角レート、迎角あるいは垂直加速度を選んで DLC が実現できるような複数個のゲインを決定している。古典的手法でこれらのゲインを適切に選ぶとなるとかなりの試行錯誤的作業が要求されるはずである。もちろん、最適制御理論を用いても Q, R の選択は多分にくり返し試行が必要ではある。文献 12) は SST, B-52 等の大型機の着陸時の DLC を最適レギュレータ理論による計算機プログラムで設計し、操縦性が著しく改善されることを示している。第 2.3 節でも述べたが、パイロットの体験にもとづく安定操縦性の評価と (2.3) のような評価関数選択との関連づけはたいせつではあるが、経験的に選んだウエイト、 Q と R を用いてリカッチ方程式を解いて (2.13) のように航空機の固有特性を改善してもこれが望ましい飛行性基準（たとえば MIL-F-8785 B) の安定性操縦性の要求を満たしているかどうかは別の検討が必要となる。さらに、最近では COOPER-HARPER レーティングのようにパイロットの判断に基づく飛行性の評価とパイロットの数学モデルとの関連づけに最適制御理論を用いた研究がみられる^{13),14)}。文献 14) では

(2.3) に対応する評価関数 (外部雑音を含めて期待値で定式化) とパイロット・レーティング (PR) との関係式を次のように導いている。

$$PR = 2.53 \ln(10J_P) + 0.28 \quad (2.25)$$

ここで、

$$J_P = E \left\{ \lim_{t_f \rightarrow \infty} \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} [y^T(t) Q y(t) + u^T(t) R u(t) + \dot{u}^T(t) G \dot{u}(t)] dt \right\} \quad (2.26)$$

さらに、最近の V/STOL や CCV のようにパイロット・レーティングデータとか定量的な飛行性仕様がはっきりとしていない航空機に関しては (2.26) のような評価関数を最小にするように最適制御パイロットモデルの導出を考え、最適制御理論を用いて SAS ゲインとパイロット・モデルを同時に求め、パイロットレーティングを推測しようとする研究もある¹⁵⁾。

USAF の可変安定機 (Variable Stability Airplane, VSA) T-33 機¹⁶⁾ のような小型航空機はレスポンス・フィードバックシステムを用いて固有特性を飛行中に変更できるようにしており、任意に応答特性を変更できる調整機構は上述の最適制御理論を適用して決定でき、アナログ計算機とかデジタル計算機を介して舵面に必要な信号を戻すことができる。

(2.6) あるいは (2.11) から明らかのように、最適ゲインはウェイト Q, R の選択および航空機動特性を支配する A, B に依存するので、航空機の安定微係数等の諸元はかなり正確にわかっていないと適切なフィードバックゲインは決定できない。さらに、計算機プログラムによって必要な最適フィードバックゲインを正確に設定できても、はたしてこれが飛行中に要求される応答特性を得ているのかどうかを実証するのがむずかしく、以下に述べるようなより高級な制御理論が必要になる。

3. 状態推定問題とパラメータ推定

前章で得られた最適レギュレータの制御法則はシステムの状態フィードバック形になっており、数学的には常にすべての状態がわかっているとしてさしつかえないが、現実にはフィードバックに必要な状態量のすべてを直接計測することは一般には不可能で、ごく限られた出力のみが測られたり、雑音に乱された不正確な情報である場合が多い。そこで、測定可能な出力のみを用いて出力フィードバック $u(t) = Ky(t)$ を持つ線形制御系を構成し、 $A+BKC$ の固有値が希望のものとなるようにフィードバックゲインを調整する方法が考えられる。これが実現できるためには $A+BKC$ が安定となる K の存在を保証しなければならないが、

Full order observer

Reduced order observer

第2図 オブザーバの構造

この理論的証明はかなりやっかいである。次に考えられることは測定可能な入力および出力情報から状態ベクトルを推定する方式であり、状態推定器 (state-estimator) を構成し、推定された状態を用いてフィードバックを施した線形レギュレータを設計するという方法である。

推定器への入力は測定可能なシステムの入力 $u(t)$ と出力 $y(t)$ とを用い、真の状態 $x(t)$ のオンライン推定量 $\hat{x}(t)$ (あるいは $\hat{z}(t)$) が推定器からの出力になるような構造で状態観測器 (state-observer) が構成される¹⁷⁾。一般にオブザーバは2種類に分類され、測定可能な状態量も含めてすべての状態を再構成する完全次元オブザーバ (full order observer) と観測不可能な状態量のみを推定して推定器の次元を減らすことができる低次元オブザーバ (reduced order observer) とがある (第2図)。さらに、システムに雑音を含む場合の完全次元推定器はカルマン・フィルタとして定式化される。

3.1 完全次元オブザーバ (2.1), (2.2) のシステム方程式に対するオブザーバ方程式を次のようにおく。

$$\dot{z}(t) = A_z z(t) + B_z u(t) + K_z y(t), \quad z(0) = z_0 \quad (3.1)$$

ここで、 $z \in R^n$

このとき、オブザーバとプラントとの状態誤差を

$$e_z(t) = z(t) - x(t) \quad (3.2)$$

とおけば誤差方程式は (2.1), (3.1) とから

$$\begin{aligned} \dot{e}_z(t) = & A_z e_z(t) + (A_z - A + K_z C) x(t) \\ & + (B_z - B) u(t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

となり、 $x(t)$ と $u(t)$ との係数が零となるようにおく

$$A_z = A - K_z C, \quad B_z = B \quad (3.4)$$

なる関係が得られ、このとき (3.3) は次のようになる。

$$\dot{e}_z(t) = (A - K_z C) e_z(t), \quad e_z(0) = z_0 - x_0 \quad (3.5)$$

(3.4) において K_z の選び方は任意であるので、 $A - K_z C$ が安定マトリクスになるように選びさえすれば初期誤差 $e_z(0)$ にかかわらず $e_z(t)$ は漸近的に零に収束する。このとき、オブザーバ方程式は次のように求まる。

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= A z(t) + B u(t) \\ &\quad + K_z [y(t) - C z(t)], \quad z(0) = z_0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

(2.1) と (3.6) とを比較すると次のことがわかる。(3.6) の右辺第2項まではシステム (2.1) のモデルになっており、第3項は $K_z C(x(t) - z(t))$ であるから $x(t)$ と $z(t)$ との不一致に依存する訂正項となっており、収束の速さは K_z の選び方に大きく依存する。 A_z のすべての固有値の実数部は負であるからその値を大きくするほどオブザーバが真値に収束する速度は大となるが、極端に大きくすると出力の瞬時値から真値 $x(t)$ を求めることになってしまい、測定誤差を含む高周波雑音に対しては効果的でなくなるから収束速度をいくらでも大きくできるわけではない。

3.2 カルマン・フィルタ¹⁸⁾ 前節のオブザーバはシステムの信号が確定的な場合についてであったが、もしプラントが統計的性質のわかるシステム雑音（外乱）および観測雑音（測定誤差）を含むときは (2.1), (2.2) は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}(t) &= A x(t) + B u(t) + D v(t) \\ y(t) &= C x(t) + w(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

ここで、 $v(t)$ と $w(t)$ はそれぞれ入力雑音、観測雑音を表わし、平均値が零の白色雑音とすれば次の性質を持つ。 $E(v) = 0$, $E(w) = 0$, $E[v(t)w^T(t)] = 0$, $E[v(t) \times v^T(t+\tau)] = Q\delta(\tau)$, $E[w(t)w^T(t+\tau)] = R\delta(\tau)$, Q, R は対称準正定行列とする。このとき、 $x(t)$ の推定値 $\hat{x}(t)$ は定常カルマン・フィルタとして次式のように求まる。

$$\dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x}(t) + B u(t) + K_K [y(t) - C \hat{x}(t)] \quad (3.8)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} K_K &= P C^T R^{-1} \\ A P + P A^T - P C^T R^{-1} C P + D Q D^T &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

上の関係から雑音に乱された測定可能な出力を用いて状態を推定できる。さらに、(3.6) と (3.8) とはまったく同じ関係式を表わしているが、カルマン・フィルタではゲイン K_K は雑音 $v(t), w(t)$ の統計的性質（具体的には Q と R の大きさ）によって最適に一意に定まるのに反してオブザーバ (3.6) は確定的推定器であり、そのゲイン K_z は $A - K_z C$ を安定化する限りは設計者が自由に選べるという相異点に注意する必要がある。

3.3 低次元オブザーバ 前節までの完全次元オブザーバはプラントと同じ次数になっており、これを実現するには n 個の積分器が必要となる。これは出力として直接測定できる状態をも含めているので冗長になってしまい、この点を考慮すれば $n-m$ 次元に相当する状態量を復元すれば十分と考えられ、 $n-m$ 次元のダイナミクスを持つオブザーバが構成できる¹⁷⁾。

簡単のために観測できる m 個の出力は状態から直接とりだせるとし、 $\text{rank}(C) = m$ としてマトリクス C の形を次のようにおく。

$$C = [I_m : 0] \quad (3.10)$$

すなわち、状態ベクトルのはじめの m 個成分が出力ベクトルを形成するとして $x(t)$ を次のように分割する。

$$x(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ z(t) \end{bmatrix} \begin{matrix} \uparrow m \\ \uparrow n-m \end{matrix} \quad (3.11)$$

ここで、 $z(t)$ は観測できない状態ベクトルである。この関係を (2.1) に適用すると次式のような分割された状態ベクトル微分方程式が求まる。

$$\dot{y}(t) = A_{11} y(t) + A_{12} z(t) + B_1 u(t) \quad (3.12)$$

$$\dot{z}(t) = A_{21} y(t) + A_{22} z(t) + B_2 u(t) \quad (3.13)$$

ここで、

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}$$

次に、(3.6) に対応するオブザーバ方程式は (3.12), (3.13) とから次のように設定できる。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}(t) &= A_{22} \hat{z}(t) + A_{21} y(t) + B_2 u(t) \\ &\quad + K_R (\dot{y}(t) - A_{11} y(t) - A_{12} \hat{z}(t) - B_1 u(t)) \\ &= (A_{22} - K_R A_{12}) \hat{z}(t) + A_{21} y(t) + B_2 u(t) \\ &\quad + K_R (\dot{y}(t) - A_{11} y(t) - B_1 u(t)) \end{aligned} \quad (3.14)$$

上式において K_R は $A_{22} - K_R A_{12}$ が安定マトリクスになるように選ぶものとする。(3.14) の関係を用いてオブザーバを設計するには出力の微分値が含まれるので実用的ではない。これを避けるために、 $w(t) = \dot{z}(t) - K_R y(t)$ なる変数を導入して (3.14) を書き直すと

$$\dot{w}(t) = F w(t) + G y(t) + H u(t) \quad (3.15)$$

となる。ここで $F = A_{22} - K_R A_{12}$, $H = B_2 - K_R B_1$, $G = A_{21} - K_R A_{11} + (A_{22} - K_R A_{12}) K_R$ (3.15) で表わされるオブザーバは (3.1) に対応しているので実現できる。このとき、推定値 $\hat{x}(t)$ は次式から求まる。

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} I_m & 0 \\ K_R & I_{n-m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

さて、状態フィードバックを実現するという目的に対しては必ずしも状態ベクトル全部を推定しなくともよく、この場合には状態のある線形関数が推定できればよい。このようなオブザーバは関数オブザーバ (func-

tion observer) と呼ばれ、さらに状態ベクトルのあるスカラー関数を推定するためのオブザーバは汎関数オブザーバ (functional observer) となり、制御系にオブザーバを組み込む場合に有効な働きをする。

3.4 状態推定を用いた線形レギュレータ プラント (3.7) においてガウス分布 (gaussian) にしたがう不規則信号、外乱 $v(t)$ と雑音 $w(t)$ が存在する場合の制御問題は、対象のシステムが線形 (linear) で、評価関数が (2.4) の期待値を最小にする 2 次形式 (quadratic) に選ばれると LQG 問題になる。この問題に対する最適制御入力 $u_0(t)$ を求めるには、まず前述のカルマン・フィルタを用いて状態を推定し、その結果の $\hat{x}(t)$ を真の状態であるかのようにみなして (2.5) あるいは (2.11) のフィードバックゲインを用い、 $u(t) = K\hat{x}(t)$ とすればよく、このとき「推定と制御の分離定理」が成立して構成系は最適となる。もちろん現実には白色雑音は存在しないから、「成形フィルタ」などを考慮してより実際的なモデル化が必要である¹⁸⁾。

さて、とりあげたシステムが統計的考慮を必要としない確定系では前節で得られたオブザーバを適用できる。いま、(3.11)、(3.13) においてオブザーバ誤差を $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ とおき、 $u(t) = K\hat{x}(t)$ なるフィードバックを行なうと状態ベクトルと誤差ベクトルに関する方程式はつぎのようになる¹⁹⁾。

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A+BK & BKN \\ 0 & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

ここで

$$N = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{n-m} \end{bmatrix}$$

この関係式から明らかなように、系全体の固有値は $A+BK$ の固有値 (これは状態がすべて利用できるときの閉ループ特性) とオブザーバ F の固有値 (すべて安定である) とから成り立っていることがわかる。したがって、オブザーバを系内に組み入れても閉ループ固有特性はその安定性を損うことがなく、状態フィードバック系 (2.13) が漸近安定ならば $x(t)$ の代わりにオブザーバ出力 $\hat{x}(t)$ をフィードバックしても漸近安定である (第3図)。

3.5 飛行テストから航空機微係数の推定 航空機の安定・コントロール微係数は風洞試験や理論計算で算出できるが、近代制御理論を適用して飛行テスト結果からこれらの微係数を決定する方式が研究されている¹⁹⁾。これは次章で述べるパラメータ同定問題に帰着するが、理論的アプローチとしては最小 2 乗あるいは方程式誤差法 (equation error method) と出力誤差法 (output error method) とに分けられる。前者はプロセス雑音を含む方程式誤差の 2 乗を最小にするように微係数を決める方式で、計算は簡単だが観測雑音が存在する場合は推定にバイアスを生ずるという欠点がある。後者は実際のプラント出力に対する可調整モデル出力の誤差を零になるようにモデルのパラメータを逐次修正して航空機の微係数を推定する方式で、修正ニュートン・ラプソン (Modified NEWTON-RAPHSON) 法、カルマン・フィルタ法が効果的な手段であり、飛行テストに実用化されつつある²⁰⁾。しかし、この方法はじょう乱とかモデル誤差のようなプロセス雑音がある場合には性能はあまりよくない。カルマン・フィルタ法を適用するには雑音の統計的性質 (分散、平均値、

第3図 オブザーバを含む閉ループ系の構成
(a)ブロック図, (b)低次元オブザーバを含む閉ループ系

第4図 飛行テストによるパラメータ推定

相関係数等)が既知で、しかもフィルタの初期推定情報が正確でないと推定値が収束しない場合も起こりうる点に注意すべきである。最近、注目されている最尤推定 (Maximum Likelihood, ML) 法は初期値や雑音の統計的性質が未知でもパラメータ同定が可能ということで一般的に使用できるが、尤度関数の極値探索にニュートン・ラプソン法等のくり返し法を用いるのでオン・ライン実時間処理に難点がある¹⁹⁾。これに反して、拡張カルマン・フィルタ (Extended KALMAN Filter) 法は状態とパラメータを同時に推定しようとするもので、逐次推定アルゴリズムによる実時間処理が可能である。さらに、観測データから雑音の統計量を刻々推定する適応型フィルタ (adaptive filter) も検討されているが、この分野の飛行テストと結びつけた研究はかなり報告されている (第4図)。

4. 適応制御問題

最適レギュレータで構成されるフィードバック系は元来、プラントの動特性変動に対して外乱抑止効果を持っているから、その変動分が小さいときは第2章に述べた制御方式で飛行制御系を設計すれば十分である場合が多い。しかるに、最近の高性能航空機のように動特性が大幅に変動する状況下では固定ゲインを用いるフィードバック方式ではプラントの制御性能は著しく低下し、場合によっては不安定になってしまうことすら起こりうる。

プラントのパラメータが時間とともに変動するとき、あるいはプラントに未知パラメータを含む場合に

制御器のパラメータを適応的に自動調整 (self-adjustment) しながら未知あるいは変動パラメータのいかににかかわりなく一定の性能を保持するような制御系の設計を適応制御問題 (adaptive control problem) という。この問題に対する解法は一般に、間接制御方式と直接制御方式とに分類される²¹⁾。

4.1 間接制御アプローチ この方式は測定可能な入出力情報から未知プラントの動特性 (ここではパラメータ) を同定 (identify) し、この推定値を制御器のパラメータ調整に用い、制御性能を最適に保持するという制御の仕方で、“Self tuning regulator problem” とも呼ばれる²²⁾ (第5図)。図から明らかなように、

第5図 自己調整レギュレータ制御

この方式は三つの機能に分けられる。

- (i) 入出力信号からプラントの動特性を同定する (同定機能)。
- (ii) 同定されたパラメータを用いて制御系の性能が最適になるように制御法則 (ここでは制御器のパラメータ) を決定する。
- (iii) 最適な制御入力を用いてプラントの特性を変更する。

これらの機能を実現するにはパラメータ同定機構と制御器とがオンラインで作動されなければならない。文献 22) はこの方面の研究成果を解説し、理論および工業応用の現状を述べ、最小 2 乗法、拡張最小 2 乗法および最尤推定法等のくり返し推定法でパラメータを同定し、制御器の設計は LQG 理論を基礎にしたのが有効であると述べている。

4.2 直接制御アプローチ この方式はプラント動特性を陽に推定 (パラメータを同定) する機構を持たないで、設計者の要求する望ましい動特性を示すモデル (Reference model) の出力と実際のプラント出力 (状態が測れるときは状態量) との誤差が漸近的に零になるように制御法則を決める (制御器のパラメータを調整) もので、モデル規範型適応制御系 (Model Reference Adaptive Control System, MRACS) が構成される。この目的を達成するための制御系を設計するには適応機構 (adaptation mechanism) が必要で、次の 2 種類の有用な適応系が構成される²³⁾。

4.2.1 パラメータ適応 (Parameter adaptation) 方式 この方式はシステム内に調整できるパラメータが存在することを前提としており、可調整パラメータを未知プラントに付加し可調整システム (adjustable system) を構成し、プラント出力が規範モデル出力に一致するように可調整パラメータを設定してプラントの未知パラメータの変動を補償し、これによって最適性能を常に維持できるようにしている。

4.2.2 信号合成適応 (Signal synthesis adaptation) 方式 システム内に可調整パラメータを導入しないで、プラント出力が規範モデル出力に一致するように制御法則を適応機構内で直接作成し、この制御入力をプラントに加える方式である。一般にこの方式の適応機構は可変パラメータを含む動的制御器とこのパラメータを調整する調整機構とから成り、可変パラメータを適応的に調整する。

以上の関係を示したのが第 6 図であるが、信号合成適応方式において適応機構内の動的制御器を別個に分けて考えるとパラメータ適応方式と等価になることは容易にいえる。

パラメータ適応方式ではパラメータ可調整性が必要

第 6 図 モデル規範型適応制御系

であることから、MRACS を裏返してプラントを規範モデルとし、可調整モデルを設定して適応アルゴリズムによってプラント出力にこのモデル出力を一致させるように構成すると、同定器 (identifier) あるいは適応観測器 (adaptive observer) が設計できる。この性質を双対性 (dual) といい、これらの関係を総称して一般にモデル規範型適応系 (MRAS) と呼ぶ²⁴⁾ (第 7 図)。

4.3 モデル規範型適応系シンセシス 第 7 図において適応アルゴリズムは適応ループが安定であるように設計されなければならないが、その数学的手法としては最小 2 乗法のような勾配法に基づく方法と LIA-PUNOV の直接法とか POPOV の超安定定理とかの安定論に基づく方法とがある²⁴⁾。適用範囲の広い LIA-PUNOV の直接法は出力誤差とパラメータ誤差に関する 2 次形式スカラー関数を定義し、その時間微分が非正定とする条件を満足するようにプラント出力が規範モデル出力 (状態が測定できれば状態量) に漸近的に収束するような適応法則を決定する。一方、超安定定理による方法は非線形ブロックと線形ブロックとから成りたつポポフ・ループを構成し、非線形ブロックに対しては入出力のポポフ不等式が成立し、線形ブロックは正実となるような調整則を決める (超安定系を求める) ことによって安定性を保証しようとするものである。

リアプノフ関数の選定が一意的でない点もあるが、両方式には本質的な差異はないので以下では LIA-PUNOV の直接法による設計方法を述べる²⁵⁾。

プラントおよび規範モデルは次の状態方程式で記述されるものとする。

$$\dot{x}_P(t) = A_P(t)x_P(t) + B_P(t)u(t) \quad (4.1)$$

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m u(t) \quad (4.2)$$

ここで、 $x_P \in R^n$ はプラントの状態ベクトル、 $x_m \in R^n$ はモデルの状態ベクトル、 $u \in R^r$ は入力ベクトルを表

第7図 モデル規範型適応アプローチの双対性

わし、簡単のためにこれらはすべて測定できるとし、 A_m, B_m は設計者によって指定された既知定数行列であり、 A_m は安定マトリクスとする。プラントの係数行列 A_P, B_P には未知パラメータと可調整パラメータが含まれているものとする。状態誤差を $e(t) = x_m(t) - x_P(t)$ として誤差ベクトル方程式を作ると

$$\dot{e}(t) = A_m e(t) + [A_m - A_P(t)] x_P(t) + [B_m - B_P(t)] u(t) \quad (4.3)$$

となる。いま、 $A_e(t) = A_m - A_P(t)$, $B_e(t) = B_m - B_P(t)$ とおき、 $\Phi(t) = [A_e(t), B_e(t)]$, $\eta(t) = [x_P^T(t), u^T(t)]^T$ とおくと (4.3) は次のように表わせる。

$$\dot{e}(t) = A_m e(t) + \Phi(t) \eta(t) \quad (4.4)$$

上式に対するリアプノフ関数の候補として次の2次スカラー関数を取りあげる。

$$V = e^T(t) P e(t) + \sum_i \sum_j \gamma_{ij}^{-1} [\phi_{ij}(t) + \delta_{ij} \theta_{ij}(t)]^2 \quad (4.5)$$

ただし、 P は正定対称行列を表わし、 $\Phi = (\phi_{ij})$, $P e \eta^T = (\theta_{ij})$, $\gamma_{ij} > 0$, $\delta_{ij} \geq 0$ とする。

いま、(4.5) を時間微分し、(4.4) を用いると次式を得る。

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e^T(t) [A_m^T P + P A_m] e(t) + 2e^T(t) P \Phi(t) \eta(t) \\ & + 2 \sum_i \sum_j \gamma_{ij}^{-1} (\dot{\phi}_{ij}(t) + \delta_{ij} \dot{\theta}_{ij}(t)) \\ & \times \{\phi_{ij}(t) + \delta_{ij} \theta_{ij}(t)\} \end{aligned} \quad (4.6)$$

ここで、行列 P はリアプノフ方程式

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad (Q \text{ は任意正定対称行列}) \quad (4.7)$$

を満足するように選ぶものとし、 $e^T P \Phi \eta = \sum_i \sum_j \theta_{ij} \phi_{ij}$ なる関係を用い、

$$\dot{\phi}_{ij}(t) = -\gamma_{ij} \theta_{ij}(t) - \delta_{ij} \dot{\theta}_{ij}(t) \quad (4.8)$$

とすれば (4.6) は次のようになる。

$$\dot{V} = -e^T(t) Q e(t) - 2 \sum_i \sum_j \delta_{ij} \theta_{ij}^2(t) \quad (4.9)$$

この式は $e(t)$ に関して負定となり、状態誤差の漸近安定性とパラメータ誤差の有界性が保証される。パラメータ誤差 $\phi_{ij}(t)$ は未知パラメータ (一定) c_{ij} と可調整パラメータ $g_{ij}(t)$ とを用いると、 $\phi_{ij}(t) = c_{ij} + g_{ij}(t)$ と表わせるので調整則 (4.8) は次式のようになる。

$$\dot{g}_{ij}(t) = -\gamma_{ij} \theta_{ij}(t) - \delta_{ij} \dot{\theta}_{ij} \quad (4.10)$$

この関係は P - I 形調整則になっており、 I -動作によって定常偏差を零 (誤差 $e(t)$ の漸近安定性) にし、 P -動作はパラメータ調整ループにダンピング項を加えたことと同じであるから収束特性を改善している。

つぎに、(4.1) でプラントのパラメータ A_P, B_P が既知であるとし、(4.2) において規範モデル入力 $u_m(t)$ である場合について信号合成方式を用いて制御則を決めると次式となる。

$$u(t) = K_{Pz} x_P(t) + K_{mu} u_m(t) \quad (4.11)$$

ただし、 $K_{Pz} = B_P^+ (A_m - A_P)$, $K_{mn} = B_P^+ B_m$ 。ここで B_P^+ は B_P の Pseudo inverse を意味する。さらに、プラントのパラメータ不確かさから起こりうる追従誤差を改良するために (4.11) に負フィードバックループを組み入れると

$$u(t) = K_{Pz} x_P(t) + K_{mu} u_m(t) + K_e e(t)$$

となり、書き直すと一般的なパーフェクトモデル追従系が次式のように決定される。

$$u(t) = K_m x_m(t) + K_P x_P(t) + K_{mu} u_m(t) \quad (4.12)$$

ここで、 $K_P = K_{Pz} - K_e$, $K_m = K_e$ 。

上式の関係は第8図のようなブロック図で表わせる。ただし、以上の議論は $A_P(t), B_P(t)$ が可調整であることを仮定しているが、航空機の場合、(4.12) の操舵によってすべての $A_P(t), B_P(t)$ を調整できるか否かは必ずしも明らかでない。ただし、完全なマッチングを行なうための十分条件はいわゆる ERZBERGER の条件が満たされていればよく²⁶⁾、(4.1)、(4.2) の場合には次の条

第8図 パーフェクトモデル追従系

件で表わされる。

$$\begin{cases} (I - B_P B_P^+)(A_m - A_P) = 0 \\ (I - B_P B_P^+)B_m = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

以上は適応制御系のシンセシス法を述べたが、航空機の運動特性解析のように入出力データからプラントの動特性を知りたい場合は MRAS の双対性から同定問題として次のように定式化される。この場合は (4.1) のプラントが次のように記述される。

$$\dot{x}_P(t) = A_P x_P(t) + B_P u(t) \quad (4.14)$$

ここで、 A_P, B_P は未知定数マトリクスであり、われわれの目的は入出力情報からプラントの動特性を表わす A_P, B_P を同定することである。(4.14)に対する可調整モデルを次のようにおく。

$$\dot{x}_m(t) = K_m x_m(t) + (A_m(t) - K_m)x_P(t) + B_m(t)u(t) \quad (4.15)$$

ここで、 K_m は任意に選ばれる安定マトリクス、 $A_m(t)$ と $B_m(t)$ は可調整パラメータを含むマトリクスを示す。(4.14)と(4.15)から $e(t) = x_m(t) - x_P(t)$ として誤差ベクトル方程式を作ると次式となる。

$$\dot{e}(t) = K_m e(t) + \Phi(t)x_P(t) + \Psi(t)u(t) \quad (4.16)$$

ここで、 $\Phi(t) = A_m(t) - A_P$ 、 $\Psi(t) = B_m(t) - B_P$ いま、リアプノフ関数の候補を次のようにおく。

$$V = \frac{1}{2} \{ e^T(t) P e(t) + t_r [\Phi^T(t) \Gamma_1 \Phi(t) + \Psi^T(t) \Gamma_2 \Psi(t)] \} \quad (4.17)$$

ここで、 P, Γ_1, Γ_2 は対称正定マトリクスで、 P はマトリクス方程式

$$K_m^T P + P K_m = -Q, \quad Q = Q^T > 0 \quad (4.18)$$

を満足するものとする。このとき、次の適応則を選ぶと V の時間微分値を準負定にできる。

$$\begin{cases} \dot{\Phi}(t) = \dot{A}_m(t) = -\Gamma_1^{-1} P e(t) x_P^T(t) \\ \dot{\Psi}(t) = \dot{B}_m(t) = -\Gamma_2^{-1} P e(t) u^T(t) \end{cases} \quad (4.19)$$

したがって、スカラー関数 V はリアプノフ関数となり、 e -空間での収束が保証され、パラメータ空間での有界性がいえる。さらに、われわれの目的はバイアスの残らないパラメータ同定であるが、(4.16)に上の結論を適用すると次式の関係を得る。

$$\Phi(t)x_P(t) + \Psi(t)u(t) = 0 \quad (4.20)$$

ここで、入力ベクトル $u(t)$ が sufficiently rich²⁷⁾ の条件を満足すれば一様漸近安定性がいえて時間無限大

では

$$\Phi(t) = \Psi(t) = 0 \quad (4.21)$$

となる。(4.21)は $\lim_{t \rightarrow \infty} A_m(t) = A_P$ 、 $\lim_{t \rightarrow \infty} B_m(t) = B_P$ を意味しており、可調整モデルのパラメータが未知プラントのパラメータを正確に推定する。

4.4 入出力情報のみを用いる MRAS 問題 前述までの設計方式では (4.8), (4.12), (4.19) から明らかに、得られた適応則が実現できるにはすべての状態が測定できなければならない。もし、この仮定が現実的でない場合には測定可能なプラント出力信号のみを用いて実現できるなんらかの設計法が必要である。前述の2種類のアプローチ(直接法と間接法)はどちらの方式にしてもプラントは“black box”であるので入力と出力のみが観測できる信号で、これらを用いて出力誤差信号を漸近的に零に収束させる制御法則を発生させるという目的は同じである。

4.4.1 拡張誤差信号法による適応制御系シンセシス パラメータ同定機構をループ内に含まない直接法では拡張誤差信号(augmented error signal)を導入することで微分動作(高周波雑音に対処できない)を用いずに大局的安定性を保証する設計方式が MONOPOLI によって提案された(原文は文献28)または29)参照)。(4.8)のパラメータ調整則では一般に n 個の誤差 ($e(t) = x_m(t) - x_P(t)$) の検出が必要なのでこのままでは実現できないが、プラントの正実(positive real)性が仮定できるときは MKY (MEYER-KALMAN-YACUBOVICH) 定理²⁹⁾が適用できて誤差の第1成分 ($e_1(t) = y_m(t) - y_P(t)$)、すなわち出力だけの検出で実現できる。一般的なプラントの誤差方程式には MKY 定理は適用できないが、MONOPOLIは次のような拡張誤差信号 $\eta(t)$

$$\eta(t) = e(t) + w(t) \quad (4.22)$$

を導入した。ここで、 $w(t)$ は次式の関係を満たす誤差拡張フィルタの出力とする。

$$D_m(P)w(t) = D_o(P)v(t) \quad (4.23)$$

$v(t)$ は補助入力信号をあらわし、プラント入力 $u(t)$ とともに $\eta(t) \rightarrow 0$ にするように決められ、 $D_o(P)$ の係数は $D_o(P)/D_m(P)$ が正実になるように選び、 $D_m(P)$ はモデル伝達関数の分母とする。ここで、 P は微分オペレータを意味する。系全体の安定性 ($\eta(t) \rightarrow 0$ のとき $w(t) \rightarrow 0$ となって $e(t) \rightarrow 0$) を保証するよう

に $u(t)$ と $v(t)$ とを発生させるのに状態変数フィルタ (state variable filter) を用いて適応ループを構成し、しかも出力微分を必要としない適応制御系の設計を試みているが、この方面の研究はさらに盛んになるものと思われる²⁹⁾。

4.4.2 適応観測器を含む MRACS シンセシス 前述、4.1 節の間接制御アプローチでは入出力情報からプラント動特性を推定し、この推定値を用いて制御法則を導くという手順になっており、ここでのパラメータ同定は適応観測器の設計問題に帰着する。文献 30) は状態変数フィルタを用い、リアプノフ関数によって漸近安定を保証するように同定アルゴリズムを決定しているが、この方式ではオブザーバの構造はかなり複雑となり、パラメータの選び方によっては収束が遅くなったりバイアスを生じることもある。文献 31) は適応ループとオブザーバ動特性が分離され、収束の速さも保証されているが、変換マトリクスの構造が特殊であったり、観測器はかなり複雑で、しかも初期値の誤差推定を考慮してないので、過大な初期推定誤差を生じやすい^{32), 33)}。最近では、正実性の概念を用いて制御器パラメータ調整の一般的アプローチを提案した研究³⁴⁾があるが、適応観測器を付加した全体の閉ループ安定性に関しては現在のところ理論的保証が完全にはなされていない。

4.5 飛行制御技術への応用

4.5.1 可変安定航空機 地上に固定されたシミュレータとともに、新しい飛行制御システムの開発、飛行性基準の検討および緊急時のパイロット訓練等を目的とした “In-Flight” シミュレータの開発およびその利用が米国を中心として行なわれているが、USAF および NASA の TIFS³⁵⁾ (Total In-Flight Simulator) をはじめとして最近の VSA 機はほとんど前述したモデルフォロイング理論を採用している (小型機は第 2 章のレスポンス・フィードバックシステムを併用しているものもある)。TIFS には実際の航空機を操縦するパイロット (Safety Pilot と呼ばれ、緊急時に操舵の優先権を持っている) とシミュレートしようとする動特性に変更された航空機を操縦するシミュレーション・パイロット (あるいは Evaluation Pilot と呼ばれる) とが搭乗する。シミュレーション・パイロットの操舵動作は機上計算機 (最近ではデジタル FCS の開発に伴ってほとんどデジタル計算機を使用) への入力となり、計算機ですでにシミュレートすべき動特性を持つ運動方程式 (モデル) がプログラムされているので、パイロット入力に対する望ましい航空機の応答を計算しながらモデルフォロイング理論にもとづいて実際の航空機がモデル応答に追従するように制御器

が作動する。この結果、シミュレーション・パイロットはモデル機を操縦することになる (第 9 図)。操縦桿と舵面の間にこの回路 (具体的には計算機による FBW) をいれて実在機の動特性 (操縦性) を設計段階で予想される特性に人工的に追従するように選ぶと、試作機が飛行する以前にその操縦テストが在来機を使用して検討できるという研究・開発にも活用できる。第 10 図は在来機 (プラント) を用いてこれから開発する SST (モデル) の飛行性能を検討する TIFS を示しているが、全長とか高度の校正、重心位置の換算が必要であるし、大きな迎角にも追従でき、しかもパイロット入力に対して遅れがなく追従できるに十分な計算機能力とこれを実現可能とする高級な制御理論の確立が不可欠である。最近ではデジタル FBW システムの研究が機上計算機と結びつけて将来の TIFS 技術向上に向けられている。

4.5.2 適応飛行制御系の設計 最近の戦闘機のように高性能で広範囲の行動性を要求される設計では FCS への依存度が増大し、FBW による CCV が出現し、適応飛行制御システムの研究が NASA を中心に行なわれている。F-8 DFBW プロジェクト³⁶⁾では前節までに述べたモデル規範型適応制御理論とか最尤推定理論にもとづくデジタル適応制御法則による SAS および CAS (Control Augmentation System) モードを含めた FCS 設計を検討している。一般に FCS の適応性は第 1 表のようなレベルに分類されるが、理論研究は現在ではレベル-5, -6, -7 が盛んに行なわれており、とくにレベル 6 は KAUFMAN³⁷⁾ の研究に負うところが大きい。しかるに、YF-16 CCV プロジェクト³⁸⁾のように最新の FCS でもレベル-3 程度が実用化されているにすぎない。レベル-3 のゲイン・スケジュール方式³⁹⁾は飛行条件と航空機コンフィギュレーションの関数としてゲインとフィードバック経路を急速に変更できるのが特色で、しかも信頼性が高い。この方式の最大の欠点は航空機動特性の正確な情報を必要とすることであるが、これに反してレベル-6 のような適応システムを用いると、飛行中に刻々変化する安

第 1 表 適応レベルと制御システム

Level	System
0	Open loop
1	Constant gain Feedback
2	Constant gain model following
3	Gain scheduled feedback
4	Gain scheduled model following
5	Model reference adaptive control
6	Parameter identification/on-line design
7	Learning system

(a)

(b)

第9図 Total In Flight Simulator
(a) TIFS のブロック図, (b) SST シミュレーション

第10図 TIFS による SST シミュレーション

定および操縦特性の関数としてフィードバックおよびフィードフォワードゲインが調整できるのでより一般的である⁴⁰⁾。それにもかかわらずまだ実用化されない理由は、理論的には適応ループと制御ループとを結合した閉ループ系の安定性が一般的に保証されていないことと、操舵しないときでもなんらかの持続的なテスト信号が必要だという実用面からの限界にあるように思われる。

5. あとがき

近代制御理論は実際面への適用という点でその利用価値がよく論議されているが、航空宇宙工学の分野に関する限りはますます重要視されることはまちがいないことである。とくに、Advanced Control Technologyの理論手段としての適応制御の研究はさらに盛んになり、近い将来にこの理論にもとづいたFCSの実用化が期待される。紙面の都合で難数値系および具体的な数値例は省略したが参考文献を参照していただきたい。終わりに、有益な助言をいただいた校閲者に感謝の意を表する。

参考文献

- 1) ANDERSON, B.D.O. and MOORE, J.B.: Linear Optimal Control, Prentice-Hall (1971).
- 2) KWAKERNAAK, H. and SIVAN, R.: Linear Optimal Control Systems, John Wiley & Sons (1972).
- 3) 市川邦彦: 自動制御系の設計理論, 産業図書 (1977).
- 4) WONHAM, W.M.: On a Matrix Riccati Equation of Stochastic Control, SIAM J. Control, Vol. 6 (1968), pp. 681-697.
- 5) 木村英紀, 藤井隆雄: 多変数制御系の理論と応用Ⅲ, システムと制御, Vol. 22, No. 7 (1978), pp. 426-436.
- 6) 市川邦彦: 構成系の性質の一部を指定した最適問題, 計測と制御, 第8巻, 第6号 (1969), pp. 374-377.
- 7) 市川邦彦, 金井喜美雄, 大島秀則: パラメータ最適化手法による最適制御理論およびその航空機飛行制御系への応用, 日本航空宇宙学会誌, 第17巻, 第186号 (1969), pp. 259-266.
- 8) PORTER, J.E.: Matrix Quadratic Solutions, SIAM J. Applied Math., Vol. 14, No. 3 (1966), pp. 496-501.
- 9) KLEINMAN, D.L.: On an Iterative Technique for Riccati Equation Computation, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-13 (1968), pp. 114-115.
- 10) MURPHY, R.D. and NARENDRA, K.S.: Design of Helicopter Stabilization Systems Using Optimal Control Theory, J. Aircraft, Vol. 6, No. 2 (1969), pp. 129-136.
- 11) LORENZETTI, R.C. *et al.*: Computerized Design of Optimal Direct Lift Controller, J. Aircraft, Vol. 6, No. 2 (1969), pp. 137-143.
- 12) LORENZETTI, R.C. *et al.*: Direct Lift Control for Approach and Landing, J. Aircraft, Vol. 6, No. 3 (1969), pp. 240-244.
- 13) HESS, R.A.: A Method for Generating Numerical Pilot Opinion Rating Using the Optimal Pilot Model, NASA TM X-73, 101 (1976).
- 14) HESS, R.A.: Prediction of Pilot Opinion Ratings Using an Optimal Pilot Model, Human Factors (1977), pp. 459-475.
- 15) SCHMIDT, D.K.: Optimal Flight Control Synthesis via Pilot Modelling, AIAA Paper No. 78-1286 (1978).
- 16) HALL, G.W.: A Flight Test Investigation of Direct Side Force Control, AFFDL-TR-71-106 (1971).
- 17) LUENBERGER, D.G.: An Introduction to Observers, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-16, No. 6 (1971), pp. 596-602.
- 18) 有本 卓: カルマン・フィルタ, 産業図書 (1977).
- 19) MEHRA, R.K. *et al.*: Maximum Likelihood Identification of Aircraft Stability and Control Derivatives, J. Aircraft, Vol. 11, No. 2 (1974), pp. 81-89.
- 20) STEPNER, D.E. and MEHRA, R.K.: Maximum Likelihood Identification and Optimal Input Design for Identifying Aircraft Stability and Control Derivatives, NASA CR-2200 (1973).
- 21) NARENDRA, K.S. and VALAVANI, L.S.: Direct and Indirect Adaptive Control, Proc. of IFAC (1978), pp. 1981-1987.
- 22) ÅSTRÖM, K.J. *et al.*: Theory and Applications of Self-Tuning Regulators, Automatica, Vol. 13 (1977), pp. 457-476.
- 23) LANDAU, I.D.: A Survey of Model Reference Adaptive Technique, Automatica, Vol. 10 (1974), pp. 353-379.
- 24) 小林精次: モデル規範型適応制御系, 計測と制御, 第17巻, 第8号 (1978), pp. 602-611.
- 25) NARENDRA, K.S. and VALAVANI, L.S.: Stable Adaptive Observers and Controllers, Proc. of IEEE, Vol. 64, No. 8 (1976), pp. 1198-1208.
- 26) LANDAU, I.D. and COURTOL, B.: Design of Multivariable Adaptive Model Following Control Systems, Automatica, Vol. 10 (1974), pp. 483-494.
- 27) KIM, C.: Convergence Studies for an Improved Adaptive Observer, Ph. D. dissertation, Univ. of Connecticut, CT. (1975).
- 28) MONOPOLI, R.V.: Model Reference Adaptive Control with Augmented Error Signal, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-19, No. 5 (1974), pp. 353-379.
- 29) 市川邦彦: 新しい適応制御の原理と設計法, 機械の研究, 第28巻, 第9号 (1976), pp. 1056-1062.
- 30) LÜDERS, G. and NARENDRA, K.S.: Stable Adaptive Scheme for State Estimation and Identification of Linear System, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-19, No. 6 (1974), pp. 841-847.
- 31) KREISSELMEIER, G.: Adaptive Observer with Exponential Rate of Convergence, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-22, No. 1 (1977), pp. 2-8.
- 32) 金井喜美雄, 野口哲郎: 適応観測器の過渡特性の改善, 計測自動制御学会論文集, 第15巻, 第2号 (1979), pp. 159-164.
- 33) 金井喜美雄, 出川喬庸: 収束性改善を考慮した離散時間適応観測器の設計, 計測自動制御学会論文集, 第15巻, 第5号 (1979, 掲載予定).
- 34) NARENDRA, K.S. and VALAVANI, L.S.: Stable Adaptive Controller Design—Direct Control, IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC-23, No. 4 (1978), pp. 570-583.
- 35) MOTYKA, P.R. *et al.*: Theory and Flight Verifica-

- tion of the TIFS Model-Following System, J. Aircraft, Vol. 9, No. 5 (1972), pp. 347-353.
- 36) ELLIOTT, J.R. *et al.*: NASA's F-8 Digital FBW Aircraft, IEEE Trans. Aut. Control (special issues), Vol. AC-22, No. 5 (1977), pp. 753-804.
- 37) KAUFMAN, H.: Research in Adaptive Flight Controller, NASA CR-2684 (1976).
- 38) RAMAGE, J.K. *et al.*: Design Considerations for

- Implementing Integrated Mission-Tailored Flight Control Modes, AGARD paper No. 51 (1978).
- 39) STENGEL, R.T. *et al.*: Digital Flight Control Design for a Tandem-Rotor Helicopter, Automatica, Vol. 14 (1978), pp. 301-312.
- 40) KAUFMAN, H. and BERRY, P.: Adaptive Flight Control Using Optimal Linear Regulator Techniques, Automatica, Vol. 12 (1976), pp. 565-576.

＝ 会 告 ＝

第23回材料研究連合講演会

共 催：日本学術会議材料研究連絡委員会ほか関連の24学協会

幹事学会：セメント協会，土木学会，日本化学会，日本機械学会，日本金属学会，日本建築学会，日本材料学会，日本材料強度学会

期 日：昭和54年10月4日（木），5日（金）

会 場：日本学術会議／東京都港区六本木 7-22-34

TEL (03)403-6291

A室 第4部会議室（6階）

B室 第5部会議室（6階）…講演部門（II）

特別講演：10月4日（木）13時10分～14時50分

- 開会あいさつおよび「材料研究連絡委員会の現状」

日本学術会議材料研究連絡委員会委員長・東北大学工学部教授 横堀武夫君

- 特別講演「最近の金属系複合材料」

東京工業大学精密工学研究所教授 梅川荘吉君

日 程 表

会 場		A 室 (第4部会議室)	B 室 (第5部会議室)	C 室 (第6部会議室)
月 日	時 間			
第 1 日 10月4日（木）	9:00～12:00	101～112 (II)	201～212 (II)	301～312 (VI)
	13:10～14:50	あいさつおよび特別講演 D 室（講 堂）		
	15:00～17:00	113～120 (II)	213～220 (II)	313～320 (VI)
第 2 日 10月5日（金）	9:00～12:00	121～131 (II)	221～231 (II)	321～332 (III)
	13:00～17:00	132～147 (II)	232～247 (II)	333～344 (I, IV, V)

I 部門 333～336, II 部門 101～147, 201～247, III 部門 321～332, IV 部門 337～342,
V 部門 343～344, VI 部門 313～320

講演前刷集予約について

講演前刷集（全講演138題集録）を予約頒布いたします。

印刷部数に制限がありますので，9月22日（土）までに代金を添えて下記にお申込み下さい。

予約特価：1冊3,500円（締切後は4,000円）で郵送希望の方は別に送料200円加算のこと。

申込方法：B 5 判用紙に「第23回材研連講演会前刷集申込み」と記し，氏名，所属送本先を明記のうえ，代金を添えて，下記にお申込み下さい。

申 込 先：（社）日本建築学会材料研究連合講演会係 〒104 東京都中央区銀座3-2-19 TEL 03(535)6511

プログラム：詳細なプログラムをご希望の方は所属の学協会にお申し出下さい。