既約分解法による耐故障型飛行制御系の設計^{*1}

Design of a Failure Tolerant Flight Control System via Coprime Factorization Method

亀 山 丈 晴^{*2}・越 智 徳 昌^{*2}
Takeharu KAMEYAMA and Yoshimasa OCHI

Key Words: Failure Tolerant Flight Control, Normalized Coprime Factorization, ν -Gap Metric, Coprime Factorization, Closed-Loop Identification

Abstract: This paper presents a design method of reconfigurable flight control systems based on the coprime factorization method. The baseline robust control system is designed using the normalized coprime factorization method. The identification method employed is a closed-loop one, which is also based on coprime factorization; therefore, the method is suitable to the robust control system. The ν -gap metric is chosen as a criterion that indicates the effects of failures on stabilizability of the robust control system. The ν -gap metric can be computed using the identified parameters. To illustrate the effectiveness of the control and identification method, a design example and simulation results for the F-18 HARV are shown.

記 号 の 説 明

$$\left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] = C(sI - A)^{-1}B + D$$

1. は じ め に

制御系は制御対象の動特性の変動やモデル化誤差、動作環境の変化に対してロバストでなければならない。しかし、制御性能に重大な影響を与える故障に対してはロバスト性だけでは不十分であり、故障の影響を検知し、それを抑える対策（自己修復機能）が必要になる。特に故障が発生した後も動作を続けなければならない飛行制御系においてはこの問題は重要となる。そこで航空機が飛行中に故障した場合に、自動的に制御系を修正して故障から回復する制御系として再構成可能な飛行制御系というアイデアが提案され、多くの研究が報告されている¹⁻¹¹⁾。

筆者の一人はこれまでに「自己修復飛行制御システムの研究」¹²⁻¹⁴⁾として、正規化既約分解法 (Normalized Coprime Factorization (NCF) Method)¹⁵⁾を用いたロバスト制御則及び故障情報を既知とした再構成則を設計し、数学シミュレーション及び動的風洞試験にて評価を行った。本研究では、これらの研究結果を基に、残された課題である故障の検出同定を行う方法について考える。

故障検出同定法には大きく分けて2通りの方法がある。一つは多重仮説検定法¹⁶⁾である。これは、まず故障に関す

る多くの仮説を設け、それらが正しい確率を求め、その中で最も正しいと思われる仮説を採用して故障検出・分離・診断を実施するものである。仮説検定には多くの方法が提案されているが、仮説に基づいたモデルを構築し、モデルごとのカルマンフィルタあるいはオブザーバの出力信号とプラントの観測信号との残差を用いて検定する方法¹⁷⁾が知られている。ただし、仮説以外の故障に対しては脆弱である。もう一つは、パラメータ同定による方法¹⁸⁾である。これは、システムの挙動を記述する状態方程式あるいは伝達関数のパラメータを最小自乗法等の同定アルゴリズムを用いて推定するものである。ただし、具体的な故障箇所や故障の種類の特定はできない。しかし、耐故障型飛行制御系においては、個々の故障を特定するより故障がシステムの動特性に与える影響、即ち故障後のシステムの動特性を知ることが重要である。従って、本論文ではパラメータ同定法を用いる。

具体的には、耐故障型飛行制御系のための故障検出同定法として閉ループ系でのパラメータ同定法である既約分解法 (Coprime Factorization (CF) Method)^{19, 20)}を採用し、故障の大きさ（モデル誤差）の指標として ν ギャップ距離^{21, 22)}を用いる²³⁻²⁶⁾。

これらは以下の特徴をもつ。まず、故障後の機体動特性の推定のために採用したCF法はロバスト制御則の設計に用いたNCF法との整合性がよく、見かけ上開ループシステムとしてプラントパラメータを推定することができる。閉ループ同定法であることから不安定な制御対象に対しても適用可能である。また、自己修復飛行制御系のような耐故障型飛行制御系では故障後のシステムの動特性を知るだけでなく、故障が制御性能にどの程度の影響を与えるのか

^{*1} © 2005 日本航空宇宙学会

平成 15 年 10 月 8 日、第 41 回飛行機シンポジウムにおいて発表。平成 16 年 10 月 15 日原稿受理

^{*2} 防衛大学校

を知ることも重要である．推定プラントから計算される ν ギャップ距離はコントローラから見た故障の度合を与える重要な指標となりうる．また ν ギャップ距離は故障の有無を判定する故障検出においても有効な指標として利用できる．

以下ではまず次章で，動的風洞試験結果をもとにパラメータ推定機構を耐故障型制御にどう組み込むかを説明する．第3章では，ロバスト制御設計手法である NCF 法の概要を述べ，そこで得られるロバスト安定余有とコントローラから見たモデル誤差の指標である ν ギャップ距離との関係から第2章の説明を補強する．第4章では，閉ループ系でのパラメータ同定法である既約分解法の概要を述べ，NCF コントローラでの適用法を述べる．第5章では，F-18HARV に提案する手法を適用して制御系の設計及びシミュレーションを行い，有効性を検証する．

2. 耐故障型飛行制御系

耐故障型飛行制御系の設計法として固定コントローラによるロバスト制御に基づく方法と制御パラメータをオンラインで逐次修正する適応制御に基づく方法に大きく分けられるが，本論文では，自己修復飛行制御系の研究で得られた知見から，前者の方法により耐故障型飛行制御系を構成する．

まず自己修復飛行制御の動的風洞試験から，次の結果が得られた¹⁴⁾．

- (1) 想定したモデル誤差に対して設計したロバスト制御則により，模擬損傷に対しても十分にロバスト安定である．
- (2) 比較的大きな模擬損傷に対しても，ロバスト安定であるが，制御性能が劣化する．しかし，再構成則（制御則の修正）を働かせると，制御性能がかなり回復する．
- (3) ロバスト制御則でも不安定になるような模擬損傷に対しては，再構成則を働かせても，不安定である．

これらの結果から，本研究では耐故障型制御を次のように実施するものとする．すなわち，故障がない状態あるいは小さな故障が発生した場合にはロバスト制御則の有するロバスト安定性にまかせる．従って，パラメータ推定機構から得られた推定パラメータを用いて，コントローラをリアルタイムで逐次修正する適応機構は組み込まない．ただし，推定パラメータを用いて得られる推定プラントとコントローラの設計に用いたノミナルプラントとの差（故障によるモデル誤差）の大きさに応じて再構成則を働かせる．ここで故障によるモデル誤差は ν ギャップ距離で評価し，その値と制御則がもつロバスト安定余有の比較から再構成を行うか否かを決定する．この手法を図示すると第1図のようになる．ロバスト安定余有， ν ギャップ距離及び両者の関係については次章を参照されたい．

3. 正規化既約分解法とモデル化誤差の尺度

本研究における制御系設計及びパラメータ推定の基礎となる NCF 法と安定化に対する故障の影響の尺度となるロバスト安定余有及び ν ギャップ距離について述べる．

以下において RH_∞ は安定プロパーな伝達関数の集合を表

第1図 耐故障型飛行制御系の戦略

第2図 変動プラントに対する NCF 制御系

し， GH_∞ は逆行列も RH_∞ に属す伝達関数の集合を表す．

3.1 正規化既約分解 (NCF) 法 NCF 法¹⁵⁾ は，プラント入出力信号からコントローラ入出力信号までの閉ループ伝達関数の H_∞ ノルムをできるだけ小さくすることでできるだけ大きなモデル誤差に対して安定性を保証するコントローラを設計する手法である．NCF 法は，閉ループ系でのループ整形を行うことから古典制御に慣れ親しんだ現場向きの手法である．混合感度法と比べて感度関数，相補感度関数を制御対象の入出力端両方でバランス良く整形でき，多入出力系にも有効な方法である．

ノミナルの制御対象 $P_0(s)$ を NCF 表現

$$P_0(s) = M(s)^{-1}N(s) \quad (1)$$

で表現し，変動プラントを

$$P(s) = (M(s) + \Delta_M)^{-1}(N(s) + \Delta_N) \quad (2)$$

とする．ここで Δ_N, Δ_M はある正の定数 ε に対して次式で定義される集合に属するとする．

$$D_\varepsilon = \{\Delta = [\Delta_N \ \Delta_M] | \Delta \in RH_\infty, \|\Delta\|_\infty < \varepsilon\} \quad (3)$$

第2図の制御系において，すべての $\Delta \in D_\varepsilon$ に対し， $P(s)$ がコントローラ $C(s)$ で安定化されるようなモデル誤差 ε

の最大値 $\varepsilon_{\max}$ は

$$\varepsilon_{\max} = \left(\inf_c \|T_{zw}(s)\|_{\infty} \right)^{-1} \quad (4)$$

与えられる¹⁵⁾。ここで、

$$T_{zw}(s) = \begin{bmatrix} C(s) \\ I \end{bmatrix} (I + P_0(s)C(s))^{-1} \begin{bmatrix} P_0(s) & I \end{bmatrix} \quad (5)$$

はプラント入出力信号 $[w_1^T \ w_2^T]^T$ からコントローラ入出力信号 $[z_1^T \ z_2^T]^T$ までの閉ループ伝達関数である。NCF 法では許容されるモデル誤差 $\varepsilon (\leq \varepsilon_{\max})$ を先に指定してコントローラを設計することができる。

3.2 モデル化誤差の尺度 ノミナルプラント $P_0(s)$ に対して設計されたコントローラ $C(s)$ により許容されるモデル誤差

$$\varepsilon = (\|T_{zw}(s)\|_{\infty})^{-1} \quad (6)$$

はロバスト安定余有と呼ばれる¹⁵⁾。小ゲイン定理より $\|[\Delta_N \ \Delta_M]\|_{\infty} < \varepsilon$ のモデル誤差を含むどんな変動プラントに対しても $C(s)$ により閉ループ系は安定となる。なお、 ε の最大値である $\varepsilon_{\max}$ はプラント $P_0(s)$ が与えられるとコントローラとは無関係に決まる値であり、 $\varepsilon_{\max}$ がつぎに述べる ν ギャップ距離^{21, 22)} より小さいと、想定されるプラントのモデル誤差に対して安定化するコントローラが存在するとは限らない。従って、 $\varepsilon_{\max}$ は許容される（すなわち補償可能な）最大のモデル誤差（故障の程度）を表す指標となる。

ノミナルプラント $P_0(s)$ と摂動プラント $P(s)$ の間に存在するモデル誤差の指標として (3) 式より保守性の少ない次式で定義される ν ギャップ距離

$$\nu = \|\Psi(P(s), P_0(s))\|_{\infty} \quad (7)$$

を用いる。ここで

$$\begin{aligned} \Psi(P, P_0) &\equiv (I + P_0 P_0^{-1})^{-\frac{1}{2}} (P - P_0) (I + P^{-1} P)^{-\frac{1}{2}} \\ P^{-1} &\equiv P(s)^{-1} \equiv P(-s)^T \end{aligned} \quad (8)$$

である。 $\varepsilon > \nu$ である限り、コントローラ $C(s)$ は摂動プラントに対してもロバスト安定である^{21, 22)}。従って、 ν と ε が分かれば $C(s)$ が安定化できる最大のモデル誤差に対して摂動プラント $P(s)$ のモデル誤差がどの程度悪性のものかが分かる。すなわち、 ν ギャップ距離を、摂動プラントに対して $C(s)$ が達成できる安定化の容易さの目安と見ることができる。ロバスト安定余有と ν ギャップ距離のこのような関係から ν ギャップ距離が故障の程度を表す有効な指標となることが分かる。

なお、想定されるモデル誤差の ν ギャップ距離が $\varepsilon_{\max}$ を超える場合には、第 3 図のように前置及び後置補償器 $V(s)$, $W(s)$ を用いて開ループ伝達関数を整形した拡張ブ

第 3 図 拡張プラントに対する NCF 制御系

ラント $W(s)P_0(s)V(s)$ を新たに制御対象とみなすことにより $\varepsilon_{\max}$ を大きくできロバスト安定化が達成できる可能性がある。即ち $\varepsilon_{\max}$ が ν ギャップ距離より大きくなれば拡張プラントに対して安定化コントローラ $C(s)$ を設計することが可能となる。そして $V(s)C(s)W(s)$ を実際のコントローラ（拡張コントローラ）とする。

4. 既約分解法によるパラメータ同定

一般に制御対象のパラメータを同定するには、入力と出力が独立でなければならない。ところが、閉ループ系ではフィードバックコントローラを介して入力と出力が相関をもつので独立性が保証されず同定が困難になる²⁷⁾。特にオンラインで制御対象の動特性を知る必要がある耐故障型飛行制御系では、この問題は重大になる。これに対処する一つの方法が CF 法に基づくパラメータ同定法である^{19, 20)}。

ノミナルプラント $P_0(s)$ 及びコントローラ $C(s)$ の既約分解表現を次のようにおく。

$$P_0(s) = D_{0l}(s)^{-1} N_{0l}(s) \quad (9)$$

$$C(s) = X_r(s) Y_r(s)^{-1} = Y_l(s)^{-1} X_l(s) \quad (10)$$

閉ループ系が安定であれば次式のベズー等式を満たす安定プロパーな伝達関数 $N_{0l}(s)$, $D_{0l}(s)$, $X_r(s)$, $Y_r(s)$, $X_l(s)$, $Y_l(s) \in RH_{\infty}$ 及び $U(s) \in GH_{\infty}$ が存在する。

$$N_{0l}(s) X_r(s) + D_{0l}(s) Y_r(s) = U(s) \quad (11)$$

このとき、安定化補償器のパラメトリゼーションと同様に任意の安定プロパーな伝達関数 $R(s) \in RH_{\infty}$ を用いて $C(s)$ により安定化可能な変動プラントのモデル $P(s)$ が次式のように表現できる。

$$\begin{aligned} P(s) &= (D_{0l}(s) - R(s) X_l(s))^{-1} \\ &\quad \times (N_{0l}(s) + R(s) Y_l(s)) \end{aligned} \quad (12)$$

(12) 式をブロック線図で表すと、第 4 図の点線で囲んだ部分のようになる。(12) 式を $R(s)$ について解くと、

$$\begin{aligned} R(s) &= (D_{0l}(s) P(s) - N_{0l}(s)) \\ &\quad \times (X_l(s) P(s) + Y_l(s))^{-1} \\ &= D_{0l}(s) (P(s) - P_0(s)) \\ &\quad \times (C(s) P(s) + I)^{-1} Y_l(s)^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

第4図 既約分解法によるプラント表現と閉ループ系

となる。(13)式より、 $R(s)$ の次数は一般に閉ループ系の次数より大きく、 $R(s)$ の極は閉ループ系の極を含んでいることが分かる。

$R(s)$ への入出力を a, b とすると、第4図より

$$\begin{aligned} a &= X_l(s)r + Y_l(s)d \\ b &= D_{0l}(s)y - N_{0l}(s)u \end{aligned} \quad (14)$$

が成り立つ。ここで r は参照信号、 d は外部入力信号である。 a は外部信号のみから生成されるので b と独立と見なせる。従って、 $b = R(s)a$ を、開ループ系とみなして $R(s)$ のパラメータを推定することができる。ここでは連続時間パラメータを離散時間的に同定するハイブリッド方式²⁸⁾で行い、同定アルゴリズムは上下限トレースゲイン方式の最小自乗法²⁹⁾を用いる。

$R(s)$ のパラメータを推定値に置き換えたものを $\hat{R}(s)$ とする。 $\hat{R}(s)$ が求めれば、(12)式より未知の変動プラントの伝達関数を次式のように推定できる。

$$\begin{aligned} \hat{P}(s) &= (D_{0l}(s) - \hat{R}(s)X_l(s))^{-1} \\ &\quad \times (N_{0l}(s) + \hat{R}(s)Y_l(s)) \end{aligned} \quad (15)$$

$\hat{R}(s)$ の次数は閉ループ系の次数以上であるから、(15)式より一般に $\hat{P}(s)$ は真のプラント $P(s)$ より高次となり、真のパラメータを推定することができない。しかし、次数が異なっても $\hat{P}(s)$ と $P(s)$ との ν ギャップ距離がほとんどなければ、安定化に影響する推定誤差はわずかでありロバスト制御則にとって問題がないと言える。このようにCF法に基づくパラメータ同定法を用いるとパラメータ推定ができなくても、モデル推定及びモデル誤差の大きさ（すなわち ν ギャップ距離）の推定が可能であり、耐故障型飛行制御系において重要な情報を得ることができる。なお、(15)式により得られる推定プラントは通常低次元化ができ、実プラントと同じ次数まで低次元化できれば真のパラメータを得ることも可能となる。その場合には、必要に応じて、得られたパラメータの推定値を用いて制御則の修正が行える。

一般に(9)、(10)、(11)式を満たすCF表現は無数に存在するが、本論文では第3図のノミナルプラント $P_0(s)$ 及び拡張コントローラ $C_a(s) = V(s)C(s)W(s)$ に対してCF法を適用する際に、CF表現の一つであり一意的に算出できるNCF表現を用いることとする。

第5図 閉ループ系のブロック線図

5. シミュレーション

ノミナルの制御対象として高度 9000 m、速度 0.6 Mach における F-18HARV の縦の運動方程式³⁰⁾

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = A_0 \begin{bmatrix} \alpha \\ q \end{bmatrix} + B_0 \delta_e \quad (16)$$

ここで

$$A_0 = \begin{bmatrix} -0.5088 & 0.994 \\ -1.131 & -0.2804 \end{bmatrix}, \quad B_0 = \begin{bmatrix} -0.09277 \\ -6.573 \end{bmatrix} \quad (17)$$

を考える。なお、 α (rad) は迎角、 q (rad/sec) はピッチレート、 δ_e (rad) はエレベータ舵角である。伝達関数では次式のように与えられる。

$$P_0(s) = \frac{1}{s^2 + 0.7892s + 1.267} \begin{bmatrix} -0.09277s - 6.56 \\ -6.573s - 3.239 \end{bmatrix} \quad (18)$$

閉ループ系をピッチレートコマンド方式で構成するため、1次のループ整形補償器 $W(s) = \text{diag}(0.1, 1.4/s)$ ($\text{diag}(\cdot)$ は $\cdot$ を対角要素とする対角行列)を用いて整形した拡張プラント $W(s)P_0(s)$ に対して、NCF法によりコントローラを設計する。その結果、次の3次のコントローラが得られる。

$$C(s) = -\frac{1}{s^3 + 39s^2 + 264s + 121} \begin{bmatrix} 4.7s^2 + 9.3s + 4.0 \\ 70s^2 + 115s + 55 \end{bmatrix}^T \quad (19)$$

このとき、ロバスト安定余有は $\varepsilon = 0.42$ である。実際のコントローラ（拡張コントローラ）は4次のシステム $C(s)W(s)$ となる。また、閉ループ系のブロック線図を第5図に示す。ここで、 q_c (rad/sec) はピッチレートコマンド、 $P(s)$ は実プラントである。

プラント $P_0(s)$ 及び拡張コントローラ $C(s)W(s)$ のNCF表現はそれぞれ2次の伝達関数 $N_{0l}(s)$ 、 $D_{0l}(s)$ 及び4次の伝達関数 $X_r(s)$ 、 $Y_r(s)$ 、 $X_l(s)$ 、 $Y_l(s)$ を用いて以下のように表される。

$$N_{0l}(s) = \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} -0.093s - 1.9 \\ -6.6s - 7.1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$D_{0l}(s) = \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} s^2 + 6.9s + 3.5 & -0.80s - 6.3 \\ -0.80s + 0.27 & s^2 + 1.4s + 2.2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

ここで

$$\Delta_1 = s^2 + 7.5s + 7.4 \quad (22)$$

$$X_l(s) = \frac{1}{\Delta_2} \begin{bmatrix} -0.47s^3 - 0.93s^2 - 0.40s \\ -98s^2 - 161s - 77 \end{bmatrix}^T \quad (23)$$

$$Y_l(s) = (s^4 + 40s^3 + 264s^2 + 121s) / \Delta_2 \quad (24)$$

$$X_r(s) = \frac{1}{\Delta_2} \begin{bmatrix} -0.47s^3 - 1.4s^2 - 1.2s - 0.38 \\ -98s^2 - 161s - 77 \end{bmatrix}^T \quad (25)$$

$$Y_r(s) = \frac{1}{\Delta_2} \begin{bmatrix} s^4 + 40s^3 + 302s^2 + 268s + 77 \\ -0.0029s^3 + 0.48s^2 + 0.20s \\ -0.0029s^3 - 0.71s^2 - 0.92s - 0.38 \\ s^4 + 40s^3 + 264s^2 + 121s \end{bmatrix} \quad (26)$$

ここで

$$\Delta_2 = s^4 + 40s^3 + 302s^2 + 268s + 77 \quad (27)$$

(20), (21), (22), (25), (26), (27) 式を用いると (11) 式を満たすので, (20), (21), (22), (23), (24), (27) 式の伝達関数を用いて (14) 式より a, b を生成して $R(s)$ を同定し, さらに (15) 式より $\hat{P}(s)$ を同定することができる.

故障等の影響で実際のプラントが以下のようにノミナル値に対してシステム行列の縦の静安定係数及びピッチダンピング係数が 0.1 倍, 舵効き行列が 0.5 倍に変動した場合についてプラント及び ν ギャップ距離の推定を行う.

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \alpha \\ q \end{bmatrix} + B\delta_e \quad (28)$$

ここで

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -0.5088 & 0.994 \\ -1.131 \times 0.1 & -0.2804 \times 0.1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -0.5088 & 0.994 \\ -0.1131 & -0.02804 \end{bmatrix} \\ &\equiv \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \\ B &= B_0 \times 0.5 = \begin{bmatrix} -0.04639 \\ -3.287 \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (29)$$

なお, 伝達関数では次式のように与えられる.

$$P(s) = \frac{1}{s^2 + 0.5368s + 0.1267} \begin{bmatrix} -0.04638s - 3.268 \\ -3.287s - 1.667 \end{bmatrix} \quad (30)$$

変動プラントは未知であるが次数はノミナルプラントと同じ 2 次であるとする $R(s)$ の次数は (13) 式より 8 次となる. 従って, $R(s)$ を 8 次系として推定するものとする.

同定すべき帯域のモードを持続的に励起するために参照信号 $r(t) = q_c(t)$ を 0, 外部入力信号 $d(t)$ を M 系列信号とし, フィルタの帯域幅をノミナル閉ループ系のピーク周波数より大きな 3 rad/sec, サンプル周期を 10 msec とする. このとき閉ループ系の入出力 u, y の応答に対し, (14) 式より求めた一般化入出力 a, b の応答を用いて推定した $\hat{R}(s)$ (8 次系) のパラメータの時間履歴を第 6 図に示す. ここで凡例の真値は変動プラント (30) 式を既知として (20) ~ (24), (27) 式とともに (13) 式に代入して得られる $R(s)$ のパラメータを用いた. 約 16 sec で推定値は収束しているが真値には一致していない.

次に $\hat{R}(s)$ を (15) 式に代入して得られる推定プラント $\hat{P}(s)$ (14 次系) を 2 次系 $\hat{P}_{2\text{ord}}(s)$ に低次元化する. このとき出力=状態量であることを利用すると正則行列 T によ

(a) $\hat{R}(s)$ の (2, 1) 成分のパラメータ (分母)

(b) $\hat{R}(s)$ の (2, 1) 成分のパラメータ (分子)

第 6 図 $\hat{R}(s)$ のパラメータ

第7図 推定プラントを低次元化した際の状態空間表現における推定パラメータ

第9図 拡張推定プラントと拡張ノミナルプラントとの ν ギャップ距離 第8図 推定プラントと真のプラントとの ν ギャップ距離

り次のように相似変換できる．

$$\begin{aligned}\hat{P}_{2\text{ord}}(s) &= \left[\begin{array}{c|c} A_{2\text{ord}} & B_{2\text{ord}} \\ \hline C_{2\text{ord}} & 0 \end{array} \right] \\ &= \left[\begin{array}{c|c} TA_{2\text{ord}}T^{-1} & TB_{2\text{ord}} \\ \hline C_{2\text{ord}}T^{-1} & 0 \end{array} \right] \\ &= \left[\begin{array}{c|c} C_{2\text{ord}}A_{2\text{ord}}C_{2\text{ord}}^{-1} & C_{2\text{ord}}B_{2\text{ord}} \\ \hline I & 0 \end{array} \right] \quad (31)\end{aligned}$$

(31) 式からプラントの状態空間表現における推定パラメータ $\hat{A} = C_{2\text{ord}}A_{2\text{ord}}C_{2\text{ord}}^{-1}$, $\hat{B} = C_{2\text{ord}}B_{2\text{ord}}$ を得ることができる． $\hat{A}$, $\hat{B}$ の時間履歴を第7図に示す．推定値は約15 secで真値に収束している．これらの結果より， $R(s)$ のパラメータ推定はできていないが， $P(s)$ のモデル推定はうまくいっていることがわかる．このことは，第8図に示す推定プラント $\hat{P}(s)$ と真のプラント $P(s)$ との ν ギャップ距離 ν が約15 secで $\nu = 0.018$ に収束し， ν が十分小さいことから， $P(s)$ のモデル推定はうまくいっていることが確認できる．しかし， $P(s)$ は未知なので本耐故障型飛行制御系において実際に得られるのは第9図に示す拡張推定プラント $W(s)\hat{P}(s)$ と拡張ノミナルプラント $W(s)P_0(s)$ との ν

第10図 ノミナルプラントと変動プラントのステップ応答

ギャップ距離 ν_0 である． ν_0 は約13 secで0.41に収束し真値(0.41)にほぼ一致しており故障プラントのモデル推定ができています．さらに $\nu_0 < \varepsilon (= 0.42)$ であるが $\nu_0 \approx \varepsilon$ であることから，推定モデルに対して閉ループ系はまだロバスト安定であるが実際の安定余有が大きく減少し制御性能がかなり劣化していることが推定される．このことはノミナルプラントと変動プラントのピッチレートコマンドに対する閉ループ系のステップ応答を示す第10図からも確認できる．このため，第2章で述べたように制御性能を回復するために再構成則を起動する．ここではCF法から得られる推定プラント $\hat{P}_{2\text{ord}}(s)$ に基づいてNCF法によりコントローラを再設計するものとする．再設計コントローラは次式のように得られる．

$$C_{\text{new}}(s) = -\frac{1}{s^3 + 31s^2 + 160s + 73} \begin{bmatrix} 4.1s^2 + 6.8s + 2.4 \\ 64s^2 + 87s + 30 \end{bmatrix}^T \quad (32)$$

変動プラントに対する再設計コントローラのロバスト安定余有は $\varepsilon = 0.37$ であり安定余有も改善されている．ここで元のコントローラと再設計コントローラを用いた場合の変動プラントのピッチレートコマンドに対する閉ループ系のステップ応答を第11図に示す．制御性能が回復しているこ

第 11 図 元のコントローラと再設計コントローラを用いた場合の変動プラントのステップ応答

とが分かる。

6. おわりに

本論文では正規化既約分解 (NCF) 法によるロバスト制御則で閉ループ系の安定性を維持しつつ、既約分解 (CF) 同定法により多入出力系の制御対象の閉ループ同定を行う耐故障型飛行制御系を提案した。故障の大きさは推定プラントから計算される ν ギャップ距離で評価した。この方法では推定プラントが高次になるが真のプラントとの ν ギャップ距離は十分小さく、モデル推定は可能であることをシミュレーションで示した。また、低次元化により真のプラントのパラメータを推定することも可能である。さらに ν ギャップ距離は制御則修正の必要性を判断する指標として利用できることを示した。

本論文では、概念検証のため制御対象を線形系としノイズ無しの理想状態でシミュレーションを実施したが、今後は非線形系としてモデル化された制御対象に対して観測信号にノイズを与えて有効性を検証していく必要がある。観測信号にノイズを与えた場合については、パラメータ推定と状態推定を同時に実施することでプラント入出力信号 u, y の推定入出力値及びパラメータ推定値が得られると考えられる。

参考文献

- 1) Eterno, J. S., Weiss, J. L., Looze, D. P. and Willsky, A.: Design Issues for Fault Tolerant Restructurable Aircraft Control, NASA TP-225, 1985.
- 2) Huber, R. R. and McCulloch, B.: Self-Repairing Flight Control System, SAE Technical Paper Series, 841552, 1984, pp. 1-20.
- 3) Moerder, D. D., Halay, N., Broussard, J. R. and Caglayan, A. K.: Application of Precomputed Control Laws in a Reconfigurable Aircraft Flight Control System, AIAA J. Guid. Control Dynam., **12** (1989), pp. 325-333.
- 4) Huang, C. Y. and Stengel, R. F.: Restructurable Control Using Proportional-Integral Implicit Model Following, AIAA J. Guid. Control Dynam., **13** (1990), pp. 303-309.
- 5) Napolitano, M. R., Naylor, S., Neppach, C. and Casdorff, V.: On-Line Learning Nonlinear Direct Neurocontrollers for Restructurable Control Systems, AIAA J. Guid. Control Dynam., **18** (1995), pp. 170-176.

- 6) Brinker, J. S. and Wise, K. A.: Reconfigurable Flight Control for a Tailless Advanced Fighter Aircraft, Proc. of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, Boston, 1998, pp. 75-87.
- 7) Werbos, P. J.: Neural Networks and Flight Control: Overview of Capabilities and Emerging Applications, Proc. of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, Baltimore, 1995, pp. 912-919.
- 8) Rauch, H. E.: Autonomous Control Reconfiguration, IEEE Control Systems, 1995, pp. 37-48.
- 9) Morse, W. D. and Ossman, K. A.: Model Following Reconfigurable Flight Control System for the AFTI/F-16, AIAA J. Guid. Control Dynam., **13** (1990), pp. 969-976.
- 10) Enns, D.: Control Allocation Approaches, Proc. of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, Boston, 1998, pp. 98-108.
- 11) Durham, W. C.: Efficient, Near-Optimal Control Allocation, AIAA J. Guid. Control Dynam., **22** (1999), pp. 369-371.
- 12) 亀山丈晴, 潮沼丈夫, 松本勇治, 井出正城, 清水英二, 久野哲郎, 安井久子, 後藤敬太: 自己修復飛行制御システムの研究—制御方式概要, 第 36 回飛行機シンポジウム講演集, 1998, pp. 457-460.
- 13) 増子洋一郎, 後藤敬太, 畠中洋史, 久野哲郎, 徳田 映, 安井久子, 亀山丈晴, 松本勇治, 大澤啓幸, 堀江和宏, 片岡健一郎: 自己修復飛行制御システムの研究—自己修復飛行制御系の設計, 第 39 回飛行機シンポジウム講演集, 2001, pp. 315-321.
- 14) 松本勇治, 亀山丈晴, 大澤啓幸, 片岡健一郎, 堀江和宏: 自己修復飛行制御システムの研究—動的風洞試験による評価結果, 第 39 回飛行機シンポジウム講演集, 2001, pp. 328-337.
- 15) McFarlane, D. C. and Glover, K.: Robust Controller Design Using Normalized Coprime Factor Plant Descriptions, Lecture Notes in Control and Information Sciences, No. 138, Springer-Verlag, New York, 1990.
- 16) Willsky, A. S.: A Survey of Design Methods for Failure Detection Systems, Automatica, **12** (1976), pp. 601-611.
- 17) Hajiyev, C. and Caliskan, F.: Fault Diagnosis and Reconfiguration in Flight Control Systems, Kluwer Academic Publishers, New York, 2003.
- 18) Ochi, Y. and Kanai, K.: Design of Restructurable Flight Control Systems Using Feedback Linearization, J. Guid. Control Dynam., **14** (1991), pp. 903-911.
- 19) Hansen, F. and Franklin, G.: On a Fractional Representation Approach to Closed-Loop Experiment Design, Proc. of ACC, Atlanta, 1988, pp. 1319-1320.
- 20) Hansen, F., Franklin, G. and Kosut, R.: Closed-Loop Identification via the Fractional Representation: Experiment Design, Proc. of ACC, Pittsburgh, 1989, pp. 1422-1427.
- 21) Vinnicombe, G.: Uncertainty and Feedback— H_∞ Loop-Shaping and the ν -Gap Metric, Imperial College Press, London, 2001.
- 22) Zhou, K. and Doyle, J. C.: Essentials of Robust Control, Prentice Hall, New Jersey (Upper Saddle River), 1998.
- 23) 亀山丈晴, 越智徳昌: 正規化既約分解法によるロバスト制御と閉ループ同定, 第 41 回飛行機シンポジウム, 2003, pp. 88-96.
- 24) 亀山丈晴, 越智徳昌: 既約分解法によるロバスト制御と閉ループ同定, 第 20 回誘導制御シンポジウム, 2003, pp. 99-106.
- 25) Kameyama, T.: Design of a Failure Tolerant Control System via Coprime Factorization Method, SICE Annual Conference 2004, 2004.
- 26) Kameyama, T.: Robust Control and Closed-Loop Identification by Normalized Coprime Factorization, ICAS 2004, 2004.
- 27) 足立修一: ユーザーのためのシステム同定理論, 計測自動制御学会, 東京, 1993.
- 28) Elliott, H.: Hybrid Adaptive Control of Continuous Time Systems, IEEE Trans. Automatic Control, **AC-27** (1982), pp. 419-426.
- 29) 新中新一: 適応アルゴリズム—離散と連続, 真髄へのアプローチ, 産業図書, 東京, 1990.
- 30) Adams, R. J., Buffington, J. M., Sparks, A. G. and Banda, S. S.: Robust Multivariable Flight Control, Springer-Verlag, New York, 1994.