入力冗長プラントを対象とした 外部信号を印加可能な耐故障適応制御設計*

川口 夏樹[†]・荒木 望[†]・佐藤 孝雄[†]・小西 康夫[†]

A Design of Fault-tolerant Adaptive Control with External Signal Injection for Input-redundant Linear Plant*

Natsuki KAWAGUCHI[†], Nozomu ARAKI[†], Takao SATO[†] and Yasuo KONISHI[†]

In this paper, we propose a design of the fault tolerant adaptive control system for the input redundant linear plants which has m input channels with model reference adaptive control scheme. A feature of the proposed control system is to introduce the adaptive allocator which distributes and injects external signals into the plant. We derive adaptive law which ensures stability of output of the plant which has up to $(m-1)$ faults, using a suitable Lyapunov function. Through a numerical simulation, we show the stability and fault-tolerance of the designed MRAC.

1. はじめに

自動機械システムの安全性ならびに性能を維持するために、構成要素に生じる故障を迅速に検知し、外部へ報知することは重要である。多くの機械システムは受動要素、アクチュエータ、センサおよびコンピュータから構成されている。このうち、アクチュエータはプラントの状態を駆動する重要な要素であり [1]、また能動的に動作することから、制御動作中に故障する恐れがある。こうしたアクチュエータ故障の発生に備えて、あらかじめ冗長なアクチュエータを有する入力冗長系が存在する [2]。入力冗長系では、たとえば故障したアクチュエータを正常なものと交換する、もしくは残りの正常なアクチュエータを用いて駆動性能を補うことで故障の影響を取り除くことができる。前者は自己修復制御（文献 [3,4] など）、後者は適応制御（文献 [5–10] など）における故障補償手法である。ただし、ここで挙げた適応制御の方法では故障の影響を補償することに主眼を置いており、生じた故障を直ちに検知し、その故障の情報を積極的に収集するものではない。動作中のシステム中に生じる故障を検知し、故障部位を特定・分離する問題は故障診断問題とよ

ばれる。

現在多くの故障診断手法が提案されているが、その多くは受動的なアプローチ（文献 [11–17] など）である。受動的方法では、プラント入出力などの観測可能な信号を監視し、それをモデルの挙動などと比較することで故障の有無や部位の推定などを行う。この方法は、制御を行ううえで通常利用可能であるプラントの入出力信号などを用いるため、専用のセンサなどを新たに追加する必要がないという利点がある。しかしながら、システムの運転状態に依存して、観測可能な信号上に故障の症状が表れない場合がある。その一つの例は、システムの定常状態で生じるアクチュエータの固着故障である [18]。定常状態で固着したアクチュエータは故障発生の前後で一定の制御力を生成し続けることから、プラント入出力上に固着故障の症状は表れない。このように、受動的な故障診断手法ではシステムに生じた故障を直ちに検知できない場合がある。

この問題に対する有効な解決手段の一つは積極的（アクティブ）故障診断である [18–21]。アクティブ故障診断では通常の制御入力に加えて、診断のための外部信号（試験信号）をプラントに入力する。文献 [3,4] において高橋は冗長アクチュエータを有するシステムに対して、微小な試験信号を印加することで故障を検知するアルゴリズムを提案している。こうした積極的な手法は受動的な手法と比べてより詳細にシステムの内部を調べられるものの、診断に用いる信号が平常時の制御性能を悪化させてしまうという問題がある [19]。こうした背景から、

* 原稿受付 2016年12月19日

[†] 兵庫県立大学 大学院 工学研究科 Graduate School of Engineering, University of Hyogo; 2167, Shosha, Himeji, Hyogo 671-2201, JAPAN

Key Words: fault tolerant systems, active fault detection, adaptive control, input redundant systems, actuator sticking.

アクティブ故障診断に関する研究は受動的なものとは比べて非常に少ない [22]。一方で入力冗長プラントに対しては、その状態に影響を与えないように任意の有界な信号を印加できることが知られている [23–25]。Zaccarian は入力冗長プラントの状態空間表現に基づいて、入力係数行列の零空間内に印加される信号がプラント状態に影響しないことを示し、その特性をアンチwindアップ制御に応用している [24]。Elgersma らは文献 [23, 26] において、零空間内に印加した信号を用いることで航空機の姿勢に影響を与えることなくアクチュエータのパラメータ同定を行う方法を提案している。この考え方は航空機における異常検知および故障補償問題へと応用されており、航空機制御分野において関連する研究がいくつか存在する [22, 27–31]。ただしこれらの研究では、入力冗長性を利用するために制御対象プラントについての詳細な事前知識が得られていることを前提としており、また故障発生時のシステムの安定性について詳しく論じていない。

川口らは文献 [33] において、入力冗長プラントの定常状態下で生じるアクチュエータの固着故障を検知するために、試験信号を用いて制御入力を常に揺動させること、ならびにその試験信号の存在下で故障が生じた場合にもプラント出力の安定性を保証するモデル規範適応制御 (MRAC) 設計を提案した。入力冗長系に対する同一分野の先行研究としては Boskovic の耐故障適応制御が挙げられる [32]。文献 [32] では、正常な冗長アクチュエータの出力を用いて試験信号の影響を補償し、システムの安定性を保証している。それに対し川口らが文献 [33] において設計した MRACS では試験信号の分配器を陽な形でシステムに組み込んでおり、その点で Boskovic の研究とは異なっている。ただし文献 [33] で設計した MRACS における制御対象は 2 入力 1 次プラントという非常に限定的なものであった。また規範モデルと適応制御器に印加する参照入力信号がステップ状のものに限られていた。そこで本論文では、 $m(>1)$ 入力 n 次 入力冗長プラントを対象とした MRACS を設計する。ここでは新たに適応パラメータを追加し、参照入力信号として有界な任意の信号を選択できるようにする。本論文の最後に数値シミュレーションの結果を示す。

2. 故障の存在するプラントの表現

次の n 次線形プラントを考える。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

ここで $x(t) \in \mathbb{R}^n$ および $u(t) \in \mathbb{R}^m$ はそれぞれプラントの状態および制御入力ベクトルである。また係数行列 A, B は適切な次元をもち、部分行列、ベクトルを用いて次のように表現できるとする。

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \\ a_2^T \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ b^T \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで $A_1 \in \mathbb{R}^{(n-1) \times n}$ は既知の係数行列、 $a_2 \in \mathbb{R}^n$ および $b \in \mathbb{R}^m$ は未知の係数ベクトルである。ただしベクトル b のすべての要素は非零で、かつ各要素の符号は既知であるとする。また既知の行列 A_1 は、適当なベクトル $a_m \in \mathbb{R}^n$ を選ぶことで次の正方行列 A_0 を安定にできるものとする。

$$A_0 = \begin{bmatrix} A_1 \\ a_m^T \end{bmatrix} \quad (3)$$

(1), (2) 式を満たすような制御対象としては、たとえば、 $q(<n)$ 個の積分器のついた $(n-q)$ 次系や相対次数 n の系が挙げられる。これらの例では、(2) 式における行列 A_1 がプラントの構造から決定されて既知となり、未知となり得るプラントパラメータがベクトル a_2 および b 内に並ぶ。第 4 章の数値例においては、積分器付きの 1 次系を対象とした場合の結果を示す。

本論文では m 個のアクチュエータのうち $(m-1)$ 個までのアクチュエータが故障する場合を考える。アクチュエータ故障は次の $u(t)$ により表現する。

$$\begin{aligned} u(t) &= Au_c(t) + \bar{u}(t), \\ u_c &= \begin{bmatrix} u_{c(1)} & u_{c(2)} & \cdots & u_{c(m)} \end{bmatrix}^T, \\ A &= \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m\}, \quad \bar{u} = \begin{bmatrix} \bar{u}_1 & \bar{u}_1 & \cdots & \bar{u}_m \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4)$$

ここで $u_c \in \mathbb{R}^m$ は制御器の出力であり、 $\bar{u} \in \mathbb{R}^m$ は後述する故障の症状に依存した外乱入力である。また $A \in \mathbb{R}^{m \times m}$ は未知の故障パラメータ行列である。

本論文では次の 2 種類のアクチュエータ故障を考える。

(i) 有効性の損失 (LOE)

アクチュエータの有効性の損失 (LOE: Loss Of Effectiveness) 故障は、故障の発生によりアクチュエータの性能が低下し、本来より少ない制御力しか出力できない症状をもつ。本論文では (4) 式において i 番目のアクチュエータの有効性が損失する故障を次のように表現する。

$$\lambda_i(t) = \begin{cases} 1 & (t < t_{f(i)}) \\ d_i & (t \geq t_{f(i)}) \end{cases}, \quad \bar{u} = \mathbf{0}, \quad \forall t > 0 \quad (5)$$

ここで $t_{f(i)} \in \mathbb{R}, (t_{f(i)} > 0)$ は未知の故障発生時刻である。また $i \in \{1, 2, \dots, m\}$ は故障の生じたアクチュエータを示す未知の整数であり、 $d_i \in \mathbb{R}, (0 \leq d_i < 1)$ は有効性損失の程度を表す未知パラメータである。たとえば $t_{f(2)} = 50[\text{s}]$, $d_2 = 0.6$ は、50 秒以降で 2 番目のアクチュエータの出力が 40% 損失することを意味する。

(ii) アクチュエータ出力の固着

アクチュエータの固着故障はモータアンプのフリーズやバルブの固着などの原因により引き起こされ、故障発生以後におけるアクチュエータが生成する制御力が故障

発生時のものに固定されるという特徴がある。アクチュエータ出力が固着する故障は次式で表現する。

$$\lambda_i(t) = \begin{cases} 1 & (t < t_{f(i)}) \\ 0 & (t \geq t_{f(i)}) \end{cases},$$

$$\bar{u}_i(t) = \begin{cases} 0 & (t < t_{f(i)}) \\ u_{c(i)}(t_{f(i)}) & (t \geq t_{f(i)}) \end{cases}, \quad \forall t > 0 \quad (6)$$

上式より、たとえば $t_{f(3)} = 70[s]$ の固着故障は 3 番目のアクチュエータへの入力 u_3 が 70 秒以降に固定される (つまり $t \geq 70[s]$ で $\bar{u}_3(t) = u_3(70[s])$ となる) ことを意味する。

本論文では、ある一つのアクチュエータに生じる故障の症状は (i) もしくは (ii) のいずれか一つであり、 m 個のうち少なくとも一つのアクチュエータは正常であるとする。

3. 外部信号を印加可能な耐故障適応制御設計

ここでの制御目標はプラントの状態 x を安定な規範モデルの状態 x_m へ追従させることとする。また制御器の設計にあたってはプラントのすべての状態 x が利用可能であるとする。

3.1 出力追従誤差方程式の導出

(2), (4) 式を用いて、(1) 式を次のように書き直す。

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_1 x(t) \\ \dot{x}_2(t) = a_2^T x(t) + b^T \{ \Lambda u_c(t) + \bar{u}(t) \} \end{cases} \quad (7)$$

ここで $x_1 \in \mathbb{R}^{n-1}$ および $x_2 \in \mathbb{R}$ は、次に示す状態ベクトル x の部分状態ベクトルおよび部分状態変数である。

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1^T(t) & x_2(t) \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

既知の行列 A_1 を用いて次の規範モデルを導入する。

$$\begin{cases} \dot{x}_{m(1)}(t) = A_1 x_m(t) \\ \dot{x}_{m(2)}(t) = a_m^T x_m(t) + b_m r(t) \end{cases} \quad (9)$$

ここで $x_m \in \mathbb{R}^n$ は規範モデルの状態であり、 $x_{m(1)} \in \mathbb{R}^{n-1}$ および $x_{m(2)} \in \mathbb{R}$ は規範モデル状態ベクトル $x_m = [x_{m(1)}^T \ x_{m(2)}]^T$ の各要素である。また $r \in \mathbb{R}$ は有界な任意の参照入力信号とする。ベクトル $a_m \in \mathbb{R}^n$ は (3) 式で定義される行列 A_0 を安定にする任意のベクトルであり、 $b_m \in \mathbb{R}$ は任意の係数である。

制御器出力 u_c を次のように生成する。

$$u_c = L \{ \theta_1^T x(t) + \theta_2 r(t) + \xi(t) \} + \alpha(\Phi(t)) \tau(t) \quad (10)$$

ここで $L \in \mathbb{R}^m$ は $b^T \Lambda L > 0$ を満たす定数ベクトルである。また $\tau(t) \in \mathbb{R}^p$ は試験信号ベクトルであり、 $p = m C_2$ とする。ベクトル τ の各要素 $\tau_k(t), (k=1, 2, \dots, p)$ は互いに独立かつ有界な任意の試験信号である。 $\alpha(\Phi) \in \mathbb{R}^{m \times p}$ は試験信号ベクトルの適応分配器行列、 $\Phi(t) \in \mathbb{R}^p$ は適

応パラメータベクトルである。これらを含む試験信号項 $\alpha(\Phi)\tau$ についての詳細は 3.2 節にて述べる。また、 $\theta_1 \in \mathbb{R}^n$, $\theta_2 \in \mathbb{R}$ および $\xi \in \mathbb{R}$ は適応パラメータのベクトルもしくはスカラーである。

(10) 式を (7) 式に代入すると次式を得る。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_1 x \\ \dot{x}_2 = a_2^T x + b^T \{ \Lambda L(\theta_1^T x + \theta_2 r + \xi) + \Lambda \alpha \tau + \bar{u} \} \end{cases} \quad (11)$$

追従誤差 $e = x - x_m$ を導入し、その時間微分を求める。

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_m = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 - \dot{x}_{m(1)} \\ \dot{x}_2 - \dot{x}_{m(2)} \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここで $\dot{x}_1 - \dot{x}_{m(1)}$ は (9), (11) 式より、

$$\dot{x}_1 - \dot{x}_{m(1)} = A_1 x - A_1 x_m = A_1 e \quad (13)$$

となる。また $\dot{x}_2 - \dot{x}_{m(2)}$ は次のように計算できる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 - \dot{x}_{m(2)} &= a_2^T x + b^T \{ \Lambda L(\theta_1^T x + \theta_2 r + \xi) + \Lambda \alpha \tau + \bar{u} \} \\ &\quad - (a_m^T x_m + b_m r) \\ &= (a_2^T + b^T \Lambda L \theta_1^T) x + (b^T \Lambda L \theta_2 - b_m) r \\ &\quad + b^T (\Lambda L \xi + \bar{u}) + b^T \Lambda \alpha \tau - a_m^T (x - e) \\ &= a_m^T e + (a_2^T + b^T \Lambda L \theta_1^T - a_m^T) x \\ &\quad + (b^T \Lambda L \theta_2 - b_m) r + b^T (\Lambda L \xi + \bar{u}) + b^T \Lambda \alpha \tau \end{aligned} \quad (14)$$

上式最右辺における x, r の係数部分と第 3 項を次のようにおく。

$$\begin{aligned} \Delta \theta_1^T &= (a_2^T + b^T \Lambda L \theta_1^T - a_m^T) / \beta \\ \Delta \theta_2 &= (b^T \Lambda L \theta_2 - b_m) / \beta \\ \Delta \xi &= b^T (\Lambda L \xi + \bar{u}) / \beta \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、

$$\beta = b^T \Lambda L, \quad \beta \in \mathbb{R} \quad (16)$$

とした。前提より $\beta > 0$ である。

上式を用いて (14) 式を整理すると次式を得る

$$\dot{x}_2 - \dot{x}_{m(2)} = a_m^T e + \beta \Delta \theta_1^T x + \beta \Delta \theta_2 r + \beta \Delta \xi + b^T \Lambda \alpha \tau \quad (17)$$

上式および (13) 式より (12) 式は次のように書ける。

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} A_1 e \\ a_m^T e + \beta \Delta \theta_1^T x + \beta \Delta \theta_2 r + \beta \Delta \xi + b^T \Lambda \alpha \tau \end{bmatrix} \quad (18)$$

3.2 外部信号印加のための適応分配器設計

m 入力プラントに対する試験信号の分配器 α を設計する。文献 [33] で川口らは、故障検知を目的とした外部信号を二つのアクチュエータ間で打ち消すことをねらい、2 次の回転型分配器を導入した。ここでは、まず文献 [33] で提案した 2 次の回転型分配器について述べる。

文献 [33] では、次の 2 入力冗長プラントを対象としていた。

$$\dot{x} = Ax + [b_1 \ b_2]u, \quad u = [u_1 \ u_2]^T \quad (19)$$

上式中の入力ベクトル u の係数部分は 2 次元の定数ベクトル $b := [b_1 \ b_2]^T$ として考えられるため、入力ベクトル u のうち、ベクトル b に直交する成分が 0 となる。つまりベクトル b に対して直交する制御入力成分は二つのアクチュエータ間で打ち消され、プラントの状態 x に影響を与えない。そこで、試験信号を含む次のような制御入力を生成することを考えた。

$$u = f(x, x_m, r) + \alpha(\theta)\tau, \quad \alpha(\theta) = [\cos\theta \ \sin\theta]^T \quad (20)$$

ここで、 $f(x, x_m, r)$ はプラント出力 x を規範モデル出力 x_m へ追従させる信号を生成する制御入力関数、 r は規範モデルの参照入力、 τ はアクチュエータ間で打ち消したい試験信号（スカラー）である。そして上式における 2 次元ベクトル $\alpha(\theta)$ が試験信号 τ をプラントへ分配入力する回転型の分配器である。Fig. 1 は係数ベクトル b および分配器ベクトル α を 2 次元平面上に表したものである。図中の $N(b^T)$ は係数 b^T の零空間を表す。図からもわかるように、分配器ベクトル α は一定の長さを持ち、変数 θ によってその方向のみが変化する。この変数 θ を調整し $b \perp \alpha(\theta)$ とできれば、(19), (20) 式より数式上は試験信号 τ の影響を完全に除去できる。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + b\{f(x, x_m, r) + \alpha(\theta)\tau\} \\ &= Ax + bf(x, x_m, r) + 0 \cdot \tau \\ &= Ax + bf(x, x_m, r) \end{aligned} \quad (21)$$

以下ではこの 2 次の回転型分配器を基本として、 m 入力系における試験信号の分配器を設計する。具体的には、 m 冗長入力を二つずつのアクチュエータの組合せに分け、それぞれに対応した 2 次の分配器を配置する。したがって前節でも触れたように、試験信号の分配器の数（行列 $\alpha(\Phi)$ の列数）および試験信号の数 p は $p = m C_2$ となる。以下では説明のため 3 入力の場合からはじめ、 m 入力の場合について述べる。

($m=3$) のとき、行列 B 中の入力係数ベクトル $b_{(3)} = [b_1, b_2, b_3]^T$ であり、このうちすべての可能な二つのアクチュエータの組合せは、 b_1 - b_2 、 b_1 - b_3 および b_2 - b_3 の 3 通りである。これら三つのアクチュエータの組合せに対応する 3 次の試験信号ベクトル $\tau_{(3)}$ は、

$$\tau_{(3)}(t) = [\tau_1(t) \ \tau_2(t) \ \tau_3(t)]^T \quad (22)$$

となる。これらの試験信号 τ_1, τ_2, τ_3 をそれぞれ b_1 - b_2 、 b_1 - b_3 、 b_2 - b_3 のアクチュエータ間へ印加するような分配器 $\alpha_{(3)}$ を次のように選ぶ。

Fig. 1 External signal allocator α which rotates by adaptive parameter θ , and coefficient vector b of the 2 input redundant plant

$$\alpha_{(3)}(\Phi_{(3)}(t)) = \begin{bmatrix} \cos\phi_1(t) & \cos\phi_2(t) & 0 \\ \sin\phi_1(t) & 0 & \cos\phi_3(t) \\ 0 & \sin\phi_2(t) & \sin\phi_3(t) \end{bmatrix} \quad (23)$$

上式を用いて、(18) 式右辺 2 行目最右項の試験信号項 $b^T A \alpha \tau$ を展開する。

$$\begin{aligned} b_{(3)}^T A_{(3)} \alpha_{(3)} \tau_{(3)} &= b^T A \begin{bmatrix} \cos\phi_1 & \cos\phi_2 & 0 \\ \sin\phi_1 & 0 & \cos\phi_3 \\ 0 & \sin\phi_2 & \sin\phi_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} \\ &= b^T A \begin{bmatrix} \cos(\phi_1)\tau_1 + \cos(\phi_2)\tau_2 \\ \sin(\phi_1)\tau_1 + \cos(\phi_3)\tau_3 \\ \sin(\phi_2)\tau_2 + \sin(\phi_3)\tau_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

ここで (4) 式より、 $m=3$ のとき $A_{(3)} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$ であり、したがって、

$$\begin{aligned} b_{(3)}^T A_{(3)} \alpha_{(3)} \tau_{(3)} &= b^T \begin{bmatrix} \lambda_1 \{\cos(\phi_1)\tau_1 + \cos(\phi_2)\tau_2\} \\ \lambda_2 \{\sin(\phi_1)\tau_1 + \cos(\phi_3)\tau_3\} \\ \lambda_3 \{\sin(\phi_2)\tau_2 + \sin(\phi_3)\tau_3\} \end{bmatrix} \\ &= b_1 \lambda_1 \{\cos(\phi_1)\tau_1 + \cos(\phi_2)\tau_2\} \\ &\quad + b_2 \lambda_2 \{\sin(\phi_1)\tau_1 + \cos(\phi_3)\tau_3\} \\ &\quad + b_3 \lambda_3 \{\sin(\phi_2)\tau_2 + \sin(\phi_3)\tau_3\} \end{aligned} \quad (25)$$

上式を試験信号 τ_{1-3} についてまとめると、

$$\begin{aligned} b_{(3)}^T A_{(3)} \alpha_{(3)} \tau_{(3)} &= \{b_1 \lambda_1 \cos(\phi_1) + b_2 \lambda_2 \sin(\phi_1)\} \tau_1 \\ &\quad + \{b_1 \lambda_1 \cos(\phi_2) + b_3 \lambda_3 \sin(\phi_2)\} \tau_2 \\ &\quad + \{b_2 \lambda_2 \cos(\phi_3) + b_3 \lambda_3 \sin(\phi_3)\} \tau_3 \end{aligned} \quad (26)$$

次のベクトル $\bar{b}_{1-3}$ および $\bar{\alpha}_{1-3}$ を定義する。

$$\begin{aligned} \bar{b}_1 &= [b_1 \lambda_1 \quad b_2 \lambda_2]^T, \quad \bar{b}_2 = [b_1 \lambda_1 \quad b_3 \lambda_3]^T, \\ \bar{b}_3 &= [b_2 \lambda_2 \quad b_3 \lambda_3]^T \end{aligned} \quad (27)$$

$$\bar{\alpha}_k = [\cos\phi_k(t) \ \sin\phi_k(t)]^T \quad k=1,2,3 \quad (28)$$

(26) 式における試験信号 τ_{1-3} の係数部分を、それぞれ

上式の2次元ベクトルの内積で置き換える.

$$b_{(3)}^T A_{(3)} \alpha_{(3)} \tau_{(3)} = \bar{b}_1^T \bar{\alpha}_1 \tau_1 + \bar{b}_2^T \bar{\alpha}_2 \tau_2 + \bar{b}_3^T \bar{\alpha}_3 \tau_3 \quad (29)$$

ここでベクトル $\bar{b}_{1-3}$ に注目する. ベクトル $\bar{b}_1$ の要素は (27) 式より $b_1 \lambda_1$ および $b_2 \lambda_2$ であることから, $\bar{b}_1$ はアクチュエータの組合せ b_1 - b_2 に対応した2次元ベクトルである. 同様にベクトル $\bar{b}_2$, $\bar{b}_3$ もまた, それぞれアクチュエータの組合せ b_1 - b_3 , b_2 - b_3 に対応している. そして $\bar{\alpha}_{1-3}$ のそれぞれは (20) 式で示した2次の回転型分配器と同じ形である. つまり分配器行列を (23) 式のようにとることで, 3入力系における試験信号項は, 三つの2次元入力係数ベクトルとそれぞれに対応した適応パラメータをもつ三つの2次の回転型分配器ベクトルの内積, およびそれらと三つの試験信号の線形和で表現することができた.

この結果より, m 入力プラントに対して2次の回転型分配器を配置するためには, 次のような分配行列 α を選択することが考えられる.

$$\alpha(\Phi) = \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & \cos \phi_2 & 0 & 0 & 0 \\ \sin \phi_1 & 0 & \cos \phi_3 & \vdots & \vdots \\ 0 & \sin \phi_2 & \sin \phi_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \cos \phi_{p-1} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \cos \phi_p \\ 0 & 0 & 0 & \sin \phi_{p-1} & \sin \phi_p \end{bmatrix} \quad (30)$$

ここで $p=m C_2$ である. また試験信号ベクトルは,

$$\tau(t) = [\tau_1(t) \ \tau_2(t) \ \tau_3(t) \ \cdots \ \tau_{p-1}(t) \ \tau_p(t)]^T \quad (31)$$

上式を用いて $m=3$ の場合と同様に試験信号項を展開すると次式が得られる.

$$\begin{aligned} b^T A \alpha \tau &= \{b_1 \lambda_1 \cos(\phi_1) + b_2 \lambda_2 \sin(\phi_1)\} \tau_1 \\ &+ \{b_1 \lambda_1 \cos(\phi_2) + b_3 \lambda_3 \sin(\phi_2)\} \tau_2 + \cdots \\ &\cdots + \{b_{m-2} \lambda_{m-2} \cos \phi_{p-1} + b_m \lambda_m \sin \phi_{p-1}\} \tau_{p-1} \\ &+ \{b_{m-1} \lambda_{m-1} \cos \phi_p + b_m \lambda_m \sin \phi_p\} \tau_p \end{aligned} \quad (32)$$

上式を, 2次元ベクトルの内積と試験信号の線形和を用いて表現する.

$$\begin{aligned} b^T A \alpha \tau &= \bar{b}_1^T \bar{\alpha}_1 \tau_1 + \bar{b}_2^T \bar{\alpha}_2 \tau_2 + \cdots \\ &\cdots + \bar{b}_{p-1}^T \bar{\alpha}_{p-1} \tau_{p-1} + \bar{b}_p^T \bar{\alpha}_p \tau_p \end{aligned} \quad (33)$$

ここで, ある二つのアクチュエータの組合せを表す2次元ベクトル $\bar{b}_k, (k=1, 2, \dots, p)$, 回転型分配器の2次元ベクトル $\bar{\alpha}_k$ を次のようになっている.

$$\begin{aligned} \bar{b}_1 &= [b_1 \lambda_1 \ b_2 \lambda_2]^T, \bar{b}_2 = [b_1 \lambda_1 \ b_3 \lambda_3]^T, \dots \\ \bar{b}_{p-1} &= [b_{m-2} \lambda_{m-2} \ b_m \lambda_m]^T, \end{aligned}$$

Fig. 2 Relation between vector $\bar{b}_k$ of controlled plant and adaptive vector $\bar{\alpha}(\phi_k, t)$

$$\bar{b}_p = [b_{m-1} \lambda_{m-1} \ b_m \lambda_m]^T \quad (34)$$

$$\bar{\alpha}_k = [\cos \phi_k(t) \ \sin \phi_k(t)]^T, \quad k=1, 2, \dots, p \quad (35)$$

上式で, ある $k \in \{1, 2, \dots, p\}$ に対応する2次元ベクトル $\bar{b}_k, \bar{\alpha}_k$ の2次元平面プロットを Fig. 2 に示す. 図に示すように, 二つのベクトルのなす角度を $\bar{\phi}_k$ とおけば, 内積の定義より (33) 式は次のように変形できる.

$$\begin{aligned} b^T A \alpha \tau &= \|\bar{b}_1\| \|\bar{\alpha}_1\| \cos \bar{\phi}_1 \tau_1 + \|\bar{b}_2\| \|\bar{\alpha}_2\| \cos \bar{\phi}_2 \tau_2 + \cdots \\ &+ \|\bar{b}_{p-1}\| \|\bar{\alpha}_{p-1}\| \cos \bar{\phi}_{p-1} \tau_{p-1} + \|\bar{b}_p\| \|\bar{\alpha}_p\| \cos \bar{\phi}_p \tau_p \\ &= \|\bar{b}_1\| \cos \bar{\phi}_1 \tau_1 + \|\bar{b}_2\| \cos \bar{\phi}_2 \tau_2 + \cdots \\ &+ \|\bar{b}_{p-1}\| \cos \bar{\phi}_{p-1} \tau_{p-1} + \|\bar{b}_p\| \cos \bar{\phi}_p \tau_p \end{aligned} \quad (36)$$

ここで $\|\bar{\alpha}_k\| = 1, (\forall k \in \{1, 2, \dots, p\})$ を用いた. さらに次の $\tilde{\phi}_k$ を定義する.

$$\tilde{\phi}_k(t) = \frac{1}{2} \pi - \bar{\phi}_k(t), \quad k=1, 2, \dots, p \quad (37)$$

上式を用いて, (36) 式を次のように書き直す.

$$\begin{aligned} b^T A \alpha \tau &= \|\bar{b}_1\| \sin \tilde{\phi}_1 \tau_1 + \|\bar{b}_2\| \sin \tilde{\phi}_2 \tau_2 + \cdots \\ &+ \|\bar{b}_{p-1}\| \sin \tilde{\phi}_{p-1} \tau_{p-1} + \|\bar{b}_p\| \sin \tilde{\phi}_p \tau_p \end{aligned} \quad (38)$$

ここで次のベクトルおよび行列を定義する.

$$S = [\sin \tilde{\phi}_1 \ \sin \tilde{\phi}_2 \ \cdots \ \sin \tilde{\phi}_{p-1} \ \sin \tilde{\phi}_p]^T \quad (39)$$

$$N = \text{diag}\{\|\bar{b}_1\|, \|\bar{b}_2\|, \dots, \|\bar{b}_{p-1}\|, \|\bar{b}_p\|\} \quad (40)$$

ここで行列 N は, (2) 式におけるベクトル b のすべての要素が非零であるという前提から, アクチュエータが正常な場合には正定である. また $\lambda_i = 0$ となる故障 ((5) 式の表現において有効性が完全に損失する, もしくは (6) 式の固着故障が生じる場合) を一つ含むすべての故障パターンにおいても行列 N は正定である. ただし $\lambda_i = 0$ となる故障が二つ以上存在する場合においても N は半正定であることに注意する. これらの定義および (31) 式を用いれば, (38) 式は最終的に次のように書ける.

$$b^T A \alpha \tau = S^T N \tau \quad (41)$$

3.3 適応則の導出

(41) 式を用いて追従誤差の (18) 式を書き直す.

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} A_1 e \\ a_m^T e + \beta \Delta \theta_1^T x + \beta \Delta \theta_2^T r + \beta \Delta \xi + S^T N \tau \end{bmatrix} \quad (42)$$

ここで次のベクトル b_0 を定義する.

$$b_0 = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, \quad b_0 \in \mathbb{R}^n \quad (43)$$

この b_0 と (3) 式を用いれば (42) 式は,

$$\dot{e} = A_0 e(t) + b_0 \mu(t) \quad (44)$$

$$\mu(t) = \beta \Delta \theta_1^T x + \beta \Delta \theta_2^T r + \beta \Delta \xi + S^T N \tau \quad (45)$$

と書ける.

A_0 は前提より安定行列であるので, ある対称正定行列 $Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$ に対して, Lyapunov 方程式

$$A_0^T P + P A_0 = -Q \quad (46)$$

を満たす対称正定行列解 $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ が存在する. この行列 P を用いて, 次のスカラー関数 $V(\geq 0)$ を定義する.

$$V(t) = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{\beta}{2} \Delta \theta_1^T \Gamma_\theta^{-1} \Delta \theta_1 + \frac{\beta}{2\gamma_\theta} \Delta \theta_2^2 + \frac{\beta}{2\gamma_\xi} \Delta \xi^2 + 2\bar{S}^T N \Gamma_\Phi^{-1} \bar{S} \quad (47)$$

ここで $\bar{S} \in \mathbb{R}^p$ は (39) 式において $\tilde{\phi}_k, (k=1,2,\dots,p)$ を $\tilde{\phi}_k/2$ で置き換えた次のベクトルである.

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_1 & \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_2 & \cdots & \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_{p-1} & \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_p \end{bmatrix}^T \quad (48)$$

また (47) 式における $\Gamma_\theta = \text{diag}\{\gamma_{\theta(1)}, \gamma_{\theta(2)}, \dots, \gamma_{\theta(n)}\}$ および $\Gamma_\Phi = \text{diag}\{\gamma_{\phi(1)}, \gamma_{\phi(2)}, \dots, \gamma_{\phi(p)}\}$ は任意の正定対称行列である. $\gamma_\theta \in \mathbb{R}$ および $\gamma_\xi \in \mathbb{R}$ もまたそれぞれ任意の正の定数とする.

(47) 式の時間微分を求める.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (e^T P e) + \beta \Delta \theta_1^T \Gamma_\theta^{-1} \Delta \dot{\theta}_1 + \frac{\beta}{\gamma_\theta} \Delta \theta_2 \Delta \dot{\theta}_2 + \frac{\beta}{\gamma_\xi} \Delta \xi \Delta \dot{\xi} + 2 \frac{d}{dt} (\bar{S}^T N \Gamma_\Phi^{-1} \bar{S}) \quad (49)$$

上式右辺第一項は (44), (46) 式より,

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (e^T P e) &= \frac{1}{2} \{ \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} \} \\ &= \frac{1}{2} \{ (e^T A_0^T + b_0^T \mu) P e + e^T P (A_0 e + b_0 \mu) \} \\ &= \frac{1}{2} \{ e^T (A_0^T P + P A_0) e + 2 b_0^T P e \mu \} \\ &= -\frac{1}{2} e^T Q e + b_0^T P e \mu \end{aligned} \quad (50)$$

と求まる. また (49) 式右辺最右項は次のように計算できる.

$$2 \frac{d}{dt} (\bar{S}^T N \Gamma_\Phi^{-1} \bar{S}) = 2 \cdot 2 \bar{S}^T N \Gamma_\Phi^{-1} \dot{\bar{S}}$$

$$\begin{aligned} &= 2 \cdot 2 \bar{S}^T N \Gamma_\Phi^{-1} \begin{bmatrix} (\dot{\tilde{\phi}}_1/2) \cos(\tilde{\phi}_1/2) \\ (\dot{\tilde{\phi}}_2/2) \cos(\tilde{\phi}_2/2) \\ \vdots \\ (\dot{\tilde{\phi}}_p/2) \cos(\tilde{\phi}_p/2) \end{bmatrix} \\ &= 2 \begin{bmatrix} \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_1 \cos \frac{1}{2} \tilde{\phi}_1 & \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_2 \cos \frac{1}{2} \tilde{\phi}_2 & \cdots \\ \cdots & \sin \frac{1}{2} \tilde{\phi}_p \cos \frac{1}{2} \tilde{\phi}_p \end{bmatrix} N \Gamma_\Phi^{-1} \begin{pmatrix} 2 \begin{bmatrix} \dot{\tilde{\phi}}_1/2 \\ \dot{\tilde{\phi}}_2/2 \\ \vdots \\ \dot{\tilde{\phi}}_p/2 \end{bmatrix} \end{pmatrix} \\ &= S^T N \Gamma_\Phi^{-1} \dot{\tilde{\Phi}} \end{aligned} \quad (51)$$

上式最右辺への変形において, よく知られる三角関数の公式 $2 \sin \theta \cos \theta = \sin 2\theta$ を用いた. また適応パラメータベクトル $\tilde{\Phi} \in \mathbb{R}^p$ を次のようにおいた.

$$\tilde{\Phi} = \begin{bmatrix} \tilde{\phi}_1 & \tilde{\phi}_2 & \cdots & \tilde{\phi}_p \end{bmatrix}^T \quad (52)$$

(50), (51) 式を用いて, (49) 式は次のように書ける.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{1}{2} e^T Q e + b_0^T P e \mu + \beta \Delta \theta_1^T \Gamma_\theta^{-1} \Delta \dot{\theta}_1 \\ &\quad + \frac{\beta}{\gamma_\theta} \Delta \theta_2 \Delta \dot{\theta}_2 + \frac{\beta}{\gamma_\xi} \Delta \xi \Delta \dot{\xi} + S^T N \Gamma_\Phi^{-1} \dot{\tilde{\Phi}} \end{aligned} \quad (53)$$

上式に (45) 式の μ を代入し, $b_0^T P e$ がスカラーであることに注意して整理すると,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{1}{2} e^T Q e + \beta \Delta \theta_1^T \left(b_0^T P e x + \Gamma_\theta^{-1} \Delta \dot{\theta}_1 \right) \\ &\quad + \beta \Delta \theta_2 \left(b_0^T P e r + \frac{1}{\gamma_\theta} \Delta \dot{\theta}_2 \right) \\ &\quad + \beta \Delta \xi \left(b_0^T P e + \frac{1}{\gamma_\xi} \Delta \dot{\xi} \right) + S^T N \left(b_0^T P e \tau + \Gamma_\Phi^{-1} \dot{\tilde{\Phi}} \right) \end{aligned} \quad (54)$$

が得られる.

いま, 適応パラメータ θ_1, θ_2, ξ および Φ を次の式にしたがって調整するものとする.

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_1 (= \Delta \dot{\theta}_1) &= -\Gamma_\theta b_0^T P e x, \quad \dot{\theta}_2 (= \Delta \dot{\theta}_2) = -\gamma_\theta b_0^T P e r, \\ \dot{\xi} (= \Delta \dot{\xi}) &= -\gamma_\xi b_0^T P e, \quad \dot{\Phi} (= \dot{\tilde{\Phi}} = -\dot{\tilde{\Phi}}) = \Gamma_\Phi b_0^T P e \tau \end{aligned} \quad (55)$$

ここでベクトル $\Phi, \bar{\Phi} \in \mathbb{R}^p$ を次のようにおいている.

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_1 & \phi_2 & \cdots & \phi_p \end{bmatrix}^T, \quad \bar{\Phi} = \begin{bmatrix} \bar{\phi}_1 & \bar{\phi}_2 & \cdots & \bar{\phi}_p \end{bmatrix}^T \quad (56)$$

(55) 式より (54) 式は次式となる.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T P e \quad (57)$$

ここで行列 P は (46) 式を満たす対称正定行列であることから $\dot{V} \leq 0$ である. したがって (47) 式の $V(t)$ は半正定かつ非増加関数であり, $e, \Delta \theta_1, \Delta \theta_2$ および $\Delta \xi$

Fig. 3 Block diagram of the proposed fault-tolerant adaptive control system

は有界である。このとき (16) 式より適応パラメータ θ_1, θ_2 および ξ はまた有界となる。(47), (57) 式より, $\int_0^\infty \dot{V}(t)dt = \int_0^\infty (-e^T P e / 2) dt = V(\infty) - V(0)$ が存在し有限値であるため $e \in \mathcal{L}_2$ である。また $e = x - x_m$ より規範モデル出力 x_m が有界であることからプラント状態 x は有界となる。(44) 式における試験信号項 $S^T N \tau$ は, (39), (40) 式および試験信号ベクトルが有界であることから有界である。したがって (44) 式より, $\Delta \theta_1, \Delta \theta_2, \Delta \xi, x, r$ および試験信号項が有界であることから $\dot{e}$ が有界となる。以上のことから, 有界かつ $\mathcal{L}_2$ に属する信号 e の時間微分 $\dot{e}$ がまた有界であることから, Barbalat の定理より時間 $t \rightarrow \infty$ で $e \rightarrow 0$ がいえる。

ただし (47) 式の正定関数 V は適応パラメータ Φ の有界性を保証していないため, ここで Φ の有界性について考える。(55) 式より Φ を次のように与える。

$$\Phi = \int (\Gamma_\Phi b_0^T P e \tau) dt + \Phi(0) \quad (58)$$

ここで $\Phi(0)$ は有界な任意の初期値である。前提より試験信号 τ は有界であり, また前述のように誤差信号 e は有界かつ漸近安定であることから, 上式右辺第一項はまた有界となる。このことと $\Phi(0)$ が有界であることより Φ は有界である。

ここまでで設計したモデル規範適応制御システムを Fig. 3 に示す。設計した MRACS では, 図上部で生成される規範モデル出力 x_m に対してプラント出力 x が追従する。

4. 数値例

設計した MRACS の有効性を数値シミュレーションを通して検証する。シミュレーションに用いるモデルは次の通りである。

< プラント >

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -0.6 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1.5 & 1.2 & 1 \end{bmatrix} u \quad (59)$$

< 規範モデル >

$$\dot{x}_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} x_m + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (60)$$

参照信号 r は制御開始から 40[s] ごとに 1 と 1.5 を交互に切り替わるステップ状信号とする。また制御入力 (4) 式より次のように生成する。

$$u = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\} u_c + \bar{u} \quad (61)$$

$$u_c = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} (\theta_1^T x + \theta_2^T r + \xi) + \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & \cos \phi_2 & 0 \\ \sin \phi_1 & 0 & \cos \phi_3 \\ 0 & \sin \phi_2 & \sin \phi_3 \end{bmatrix} \tau \quad (62)$$

ここで試験信号ベクトル τ として

$$\tau = \begin{bmatrix} 0.2(\sin 0.8\pi t + \sin 2.6\pi t) \\ 0.2(\sin 1.4\pi t + \sin 3.5\pi t) \\ 0.2(\sin 1.9\pi t + \sin 4.3\pi t) \end{bmatrix} \quad (63)$$

を選ぶ。また各適応パラメータの初期値および適応則として次のものを用いる。

< 初期値 >

$$\theta_1(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}^T, \quad \theta_2(0) = 1, \quad \xi(0) = 0 \quad (64)$$

$$\Phi(0) = \begin{bmatrix} \phi_1(0) & \phi_2(0) & \phi_3(0) \end{bmatrix}^T = \mathbf{0}$$

< 適応則 >

$$\dot{\theta}_1 = -\text{diag}\{5, 1\} x e, \quad \dot{\theta}_2 = -r e \quad (65)$$

$$\dot{\xi} = -e, \quad \dot{\Phi} = \text{diag}\{20, 20, 20\} \tau e$$

ここで $e \in \mathbb{R}$ を次のようにおいている。

$$e = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} P e \quad (66)$$

P は (46) 式における対称正定行列 $Q = 3I$ とした次の方程式の対称正定行列解である。

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} P + P \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 3 \end{bmatrix} \Rightarrow P = \begin{bmatrix} 4.5 & 1.5 \\ 1.5 & 1.5 \end{bmatrix} \quad (67)$$

シミュレーション時間は 200[s] とし, 制御開始から 63[s] 後にアクチュエータ 2 が固着し, さらに制御開始から 131[s] 後にアクチュエータ 3 が $\lambda_3 = 0.5$ の有効性を損失するものとする。

数値シミュレーションにより得られたプラント入出力結果を Fig. 4 に, そのときの適応パラメータの変化を Fig. 5 に示す。Fig. 4 (上) はプラント出力 x および参照信号 r を, Fig. 4 (下) はプラント入力 u をそれぞれ表している。Fig. 4 (上) において規範モデル出力はプラント出力とほぼ重なっていることから省略している。また Fig. 5 には上から, 適応パラメータ θ_1, θ_2, ξ , そして Φ

Fig. 4 Simulation results of input and output of the plant: case of sticking-type and LOE faults on second and third actuator

Fig. 5 Simulation results of adaptive parameters: case of sticking-type and LOE faults on second and third actuator

の各要素の挙動を示している。まず、すべてのアクチュエータが正常である60[s]までに注目する。立ち上がり時にはプラント出力が振動的になっているものの、およそ30[s]以降ではプラント出力を安定に制御できている。プラント出力が安定するにしたがって、Fig. 5の各適応パラメータも収束している。このときFig. 4（下）より、試験信号の影響でプラント入力 u の各要素は振動しているが、プラント出力上にその影響は表れていない。その後63[s]の時点でアクチュエータ2に固着故障が生じ、プラント入力 u_2 が一定値に固定される。Fig. 4（上）をみれば、固着発生直後にはプラント出力が一時的に振動していることがわかる。振動により生じた出力追従誤差が各適応パラメータを駆動し（Fig. 5）、その後約30[s]でプラント出力は規範出力に追従している（Fig. 4（上））。さらに131[s]の瞬間にアクチュエータ3の有効性が50%損失する故障が生じる。この場合も故障発生直後に状態 x_2 が振動的になるものの、同様に適応パラメータが動作し（Fig. 5）、およそ20[s]でモデル追従状態へと回復する（Fig. 4（上））。

5. おわりに

本論文では文献[33]において提案した、アクティブ故障検知のための外部信号を印加できるMRACS設計の適用範囲を拡張した。本論文の成果を以下にまとめる。

- (1) m 入力 n 出力の入力冗長線形プラントに対して、 $(m-1)$ 個までのアクチュエータ故障の有無にかかわらず、任意の有界な外部信号を印加しながら、規範モデル出力追従を達成できる適応制御則を設計した。
- (2) 3入力2出力プラントを対象とした数値シミュレーションを通して、提案したMRACSの安定性ならびにアクチュエータ故障への耐性を確認した。

参考文献

- [1] R. Isermann and U. Raab: Intelligent actuators - Ways to autonomous actuating systems; *Automatica*, Vol. 29, No. 5, pp. 1315–1331 (1993)
- [2] R. Isermann, R. Schwartz and S. Stolz: Fault-tolerant drive-by-wire systems; *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 22, No. 5, pp. 64–81 (2002)
- [3] 高橋: アクチュエータの切り替えによる自己修復制御; 計測自動制御学会論文集, Vol. 43, No. 9, pp. 782–787 (2007)
- [4] M. Takahashi: A self-repairing control system for plants with faulty actuators; *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1473–1475 (2003)
- [5] J. D. Boskovic, S. H. Yu and R. K. Mehra: A stable scheme for automatic control reconfiguration in the presence of actuator failures; *Proceedings of the 1998 American Control Conference*, pp. 2455–2459, Jun (1998)
- [6] G. Tao, X. Tang and S. M. Joshi: Output tracking actuator failure compensation control; *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 1821–1826 (2001)
- [7] G. Tao, S. Chen and S. M. Joshi: An adaptive control scheme for systems with unknown actuator failures; *Automatica*, Vol. 38, pp. 1027–1034 (2002)
- [8] J. Guo and G. Tao: Adaptive fault detection and fault-tolerant control of NASA generic transport aircraft model; *Proceedings of the 2012 IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, pp. 307–312 (2012)
- [9] J. Guo, G. Tao and Y. Liu: Adaptive actuator failure and structural damage compensation of NASA generic transport model; *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 136, No. 3, pp. 1–10 (2014)
- [10] Y. Liu and L. G. Crespo: Adaptive control allocation in the presence of actuator failures; *Journal of Control Science and Engineering*, Vol. 2012, pp. 1–16 (2012)

- [11] I. Hwang, S. Kim, Y. Kim and C. E. Seah: A survey of fault detection, isolation, and reconfiguration methods; *IEEE Transactions On Control Systems Technology*, Vol. 18, No. 3, pp. 636–653 (2010)
- [12] R. Isermann: *Fault-Diagnosis Applications: Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*, Springer (2011)
- [13] S. X. Ding: *Model-based Fault Diagnosis Techniques: Design Schemes, Algorithms, and Tools* (1st ed.), Springer (2008)
- [14] N. Meskin and K. Khorasani: Fault detection and isolation of actuator faults in overactuated systems; *2007 American Control Conference*, pp. 2527–2532 (2007)
- [15] V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy, K. Yin and S. N. Kavuri: A review of process fault detection and diagnosis: Part I: Quantitative model-based methods; *Computers & Chemical Engineering*, Vol. 27, pp. 313–326 (2003)
- [16] V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy and S. N. Kavuri: A review of process fault detection and diagnosis: Part II: Qualitative models and search strategies; *Computers & Chemical Engineering*, Vol. 27, pp. 313–326 (2003)
- [17] V. Venkatasubramanian, R. Rengaswamy, S. N. Kavuri and K. Yin: A review of process fault detection and diagnosis: Part III: Process history based methods; *Computers & Chemical Engineering*, Vol. 27, pp. 327–346 (2003)
- [18] R. Nikoukhah and S. L. Campbell: Auxiliary signal design for active failure detection in uncertain linear systems with a priori information; *Automatica*, Vol. 42, No. 2, pp. 219–228 (2006)
- [19] H. Niemann and N. K. Poulsen: Active fault detection in MIMO systems; *Proceedings of the 2014 American Control Conference*, pp. 1975–1980 (2014)
- [20] M. Simandl and I. Puncocchar: Active fault detection and control: Unified formulation and optimal design; *Automatica*, Vol. 45, No. 9, pp. 2052–2059 (2009)
- [21] H. Niemann: A setup for active fault diagnosis; *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 51, No. 9, pp. 1572–1578 (2006)
- [22] G. J. J. Ducard: *Fault-tolerant Flight Control and Guidance Systems -Practical Methods for Small Unmanned Aerial Vehicles*, Springer (2009)
- [23] M. Elgersma, D. Enns and S. Shald: Parameter identification for systems with redundant actuators; *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*, pp. 109–117 (1998)
- [24] L. Zaccarian: Dynamic allocation for input redundant control systems; *Automatica*, Vol. 45, pp. 1431–1438 (2009)
- [25] N. Kawaguchi, T. Sato, N. Araki and Y. Konishi: Experimental study for control allocation method based on strong input redundancy; *Proceedings of IEEE International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control* (2015)
- [26] M. Elgersma and S. Glavagki: Reconfigurable control for active management of aircraft system failures; *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 2627–2639 (2001)
- [27] F. Bateman, H. Noura and M. Ouladsine: Actuators fault diagnosis and tolerant control for an unmanned aerial vehicle; *2007 IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 1061–1066 (2007)
- [28] F. Bateman, H. Noura and M. Ouladsine: Active fault detection and isolation strategy for an unmanned aerial vehicle with redundant flight control surfaces; *Proceedings of the 16th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Ajaccio, France (2008)
- [29] G. J. J. Ducard and H. P. Geering: A reconfigurable flight control system based on the EMMAE method; *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 5499–5504 (2006)
- [30] G. J. J. Ducard and H. P. Geering: Efficient non-linear actuator fault detection and isolation system for unmanned aerial vehicles; *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 31, No. 1, pp. 225–237 (2008)
- [31] G. J. J. Ducard and H. P. Geering: SMAC-FDI : New active fault detection and isolation scheme with high computational efficiency; *2010 Conference on Control and Fault Tolerant Systems*, pp. 30–37 (2010)
- [32] J. D. Boskovic, J. Redding and R. K. Mehra: Stable adaptive reconfigurable flight control with self-diagnostics; *Proceedings of the 2007 American Control Conference*, pp. 5765–5770 (2007)
- [33] 川口, 荒木, 佐藤, 小西: 2入力冗長プラントを対象とした入力冗長性を利用した耐故障適応制御と故障検知; システム制御情報学会論文誌, Vol. 30, No. 8, pp. 330–337 (2017)

著者略歴

かわ ぐち なつ き
川 口 夏 樹

論文誌 Vol. 30, No. 8, p. 337 参照

あら き のぞむ
荒 木 望

論文誌 Vol. 30, No. 8, p. 337 参照

さ とう たか お
佐 藤 孝 雄 (正会員)

論文誌 Vol. 30, No. 8, p. 337 参照

こ にし やす お
小 西 康 夫 (正会員)

論文誌 Vol. 30, No. 8, p. 337 参照