GIMC 構造に基づく耐故障制御系のための故障検出

中曽裕次郎　滑川徹　（金沢大学）

GIMC-based Fault Detection and Fault Tolerant Control System

Y. Nakaso and T. Namerikawa (Kanazawa University)

Abstract– This paper deals with a fault detection for a magnetic suspension system by using Generalized Internal Model Control (GIMC) structure. To design a robust fault detection filter, fault detection design problems are formulated as multiple objective optimization problems by minimizing the effects of disturbances and keeping the fault sensitivity involving an LTI system with disturbance and fault signals. The designed fault detection filters by solving each optimization problems are implemented with the magnetic suspension system to verify its validity. In experimental results, the sensor fault is detected by the designed filter. Moreover, the disturbance affection is more reduced than the detection system using the conventional detection filter.

Key Words: Fault Detection, Fault Tolerant Control, GIMC Structure, Magnetic Suspension System, Reconfigurable Control

1　はじめに

近年ではシステムはより複雑化, 大規模化しており, システムの管理, 監視, コストが重要視されるようになった. このため, 制御対象に故障や特性変動が生じた場合でもシステムの安定性を保持し, あるいはある程度の性能を維持することにより, システムの安定性だけでなく, 安全性や信頼性を向上させることが期待されている. 制御対象に故障が発生した場合, その故障に対応してシステムの安定性を維持できる制御系を耐故障制御系という. 耐故障制御系では, 主に次の 3 つの機能によって耐故障性を有する. まず故障が発生しているかどうかを検出する故障検出をおこなう. 故障が発生したと判断した場合, その故障がアクチュエータ故障なのかセンサ故障なのか, あるいはどの部分が故障したのかを判断する故障診断をおこなう. 最後に, 検出あるいは診断した故障に対応する制御系に再構成することで, システムの安定性を維持する. これらの機能によって, 正常時には高性能な制御系であり, 故障が発生しても安定性が保証されるシステムを構築することが可能となる. このような耐故障制御系について様々な研究がされており, 文献 [1, 2] でまとめられている.

特に最近では, 例えば, オブザーバによって制御対象の特性変動を検出することで故障検出をおこなう方法が提案されている [3, 4]. しかし, 文献 [3] ではシステムのパラメータ変動等も故障として取り扱うため, 制御対象の特性変動も故障として誤認識してしまうおそれがある. また, その故障に対する制御系へ再構成することを考えているものは少ない.

一方, 故障に対するシステムの安定性という観点から, ギャップ距離を用いて閉ループ系と安定性との近さを評価することによって故障をオフラインで予測することを提案している研究もある [5]. また, MIMO システムに対して閉ループ系の経路がいくつか断線しても安定性を保つことを保証する制御器の設計もおこなわれている [6]. しかし, 提案されている方法では同時安定化問題として取り扱っているため, 正常時における制御性能の保守性が問題であったり, オンラインで故障検出をおこなうことができないといった問題がある. この問題に対し, 従来研究ではモデルの左既約分解表現を用い, 推定誤差信号を用いて制御対象の特性変動を検出することができる GIMC 構造による制御系設計が提案されており [7, 8], 磁気浮上系へ適用することで制御対象がノミナルな状態では高性能であり, 制御対象が変動した場合は高ロバスト性を有する制御系として有効であることが示されている [9]. また文献 [10] では, センサの断線故障を想定した実験をおこなっている. しかし, これらの文献で提案されている手法では, 外乱による制御対象の変動と故障を明確に区別していないため, 保守的な制御系となってしまう.

文献 [11] では, この問題を故障による影響の最大化問題として定式化している. また, 数値例を通してそれに対する故障検出フィルタを導出し, その有効性を示している. しかし, 検出部分のみの検証となっており, 仮想的な故障信号を用いたシミュレーションをおこなっているにすぎない.

そこで本稿では, GIMC 構造によって得られる推定誤差信号によるオンライン故障検出法の提案と, それを用いた耐故障制御系の構築をおこなう. ロバスト制御の観点から, 外乱による影響を抑えるために故障検出フィルタに関して外乱による影響の最小化問題を新たに定式化し, それに対する最適な故障検出フィルタを導出することで, 外乱と故障の影響を区別する. また, 不安定系である磁気浮上系に対し, 外乱および故障信号を含めたモデルを導出し, 実際に最適故障検出フィルタの設計をおこなう. そして, 正常稼動時および故障発生時に対するコントローラの設計をおこない, GIMC 構造に基づく耐故障制御系を構築する. 最後に, 構築した制御系に対する検証実験をおこない, 設計した故障検出フィルタの有効性を確認する. また, 意図的に制御対象に特性変動を与えた場合, 特性変動の故障検出信号への影響が提案法によって抑制されていることを示す.

2　数学的準備

ここでは, 本稿で用いるノルムについて定義する. ただし, $\bar{\sigma}$ は最大特異値, $\underline{\sigma}$ は最小特異値を表す. また, $G^*(s) = G^T(-s)$ である.

伝達行列 $G \in \mathcal{R}H_2$ に対して H_2 ノルムを次のよう

に定義する．

$$\|G\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{Trace}\Big\{G^*(j\omega)G(j\omega)\Big\}d\omega} \tag{1}$$

伝達行列 $G \in \mathcal{R}H_\infty$ に対して H_∞ ノルムを次のように定義する．

$$\|G\|_\infty = \sup_{\omega\in\mathbb{R}} \bar{\sigma}(G(j\omega)) \tag{2}$$

伝達行列 $G \in \mathcal{R}H_\infty$ に対してすべての周波数 ω における $H\_$ ノルムを次のように定義する．

$$\|G\|_- = \inf_{\omega\in\mathbb{R}} \underline{\sigma}(G(j\omega)) \tag{3}$$

伝達行列 $G \in \mathcal{R}H_\infty$ に対して周波数区間 $[f_1, f_2]$ における $H\_$ ノルムを次のように定義する．ただし，$\omega_i = 2\pi f_i$ である．

$$\|G\|_-^{[f_1,f_2]} = \inf_{\omega\in[\omega_1,\omega_2]} \underline{\sigma}(G(j\omega)) \tag{4}$$

3 問題設定

次のような LTI システムを考える．

$$\begin{cases} \dot{x} &= Ax + B_u u + B_d d + B_f f \\ y &= Cx + D_u u + D_d d + D_f f \end{cases} \tag{5}$$

ただし，$x \in \mathbb{R}^n$ は状態，$u \in \mathbb{R}^{n_u}$ は制御入力，$d \in \mathbb{R}^{n_d}$ は外乱，$f \in \mathbb{R}^{n_f}$ は故障信号，$y \in \mathbb{R}^{n_y}$ は観測出力を表す．このとき，式 (5) の伝達関数表現は

$$y(s) = G_u(s)u(s) + G_d(s)d(s) + G_f(s)f(s) \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} G_u & G_d & G_f \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|ccc} A & B_u & B_d & B_f \\ \hline C & D_u & D_d & D_f \end{array}\right] \tag{7}$$

となる．このシステムに対し，次のような仮定をおく．

仮定 1 (A, C) は可検出である．

仮定 2 D_f は行フルランクである．

仮定 3 伝達行列 G_f が虚軸上に伝達零点を持たない．

G_u, G_d, G_f は A 行列および C 行列が共通であるため，仮定 1 より，それぞれの左既約分解表現は次式で与えられる．

$$\begin{bmatrix} G_u & G_d & G_f \end{bmatrix} = M^{-1}\begin{bmatrix} N_u & N_d & N_f \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\begin{bmatrix} M & N_u \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} A + L_pC & L_p & B_u + L_pD_u \\ \hline C & I & D_u \end{array}\right] \tag{9}$$

ただし，L_p は $A + L_pC$ を安定とする行列である．N_d, N_f に関しても同様である．このとき，式 (6)(8) より，Fig. 1 に示すような，推定誤差信号 f_e に対する故障検出フィルタ $H \in \mathbb{R}^{n_y\times n_y}$ を考える．式 (8) より推定誤差信号 f_e は，

$$f_e = My - N_u u = N_d d + N_f f \tag{10}$$

となる．上式から，推定誤差信号 f_e は外乱と故障信号に依存している．また，伝達行列 N_f について次の補題が成り立つ [12]．

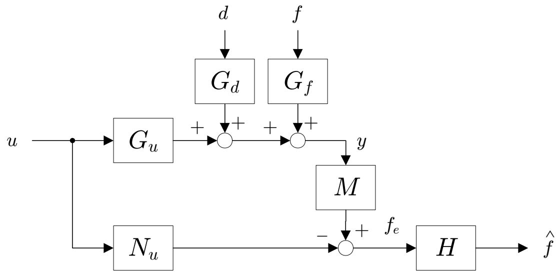


Fig. 1: Block Diagram for the Fault Detection

補題 1 (スペクトル分解)
システム (5) に対し仮定 1–3 が成り立つとする．このとき，

$$W_f W_f^* = N_f N_f^* \tag{11}$$

を満たす可逆な正方伝達行列 $W_f \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y\times n_y}$ が存在し，$R_f = D_f D_f^T$ を用いて次式で与えられる．

$$W_f = \left[\begin{array}{c|c} A + L_pC & (L_p - L_0)R_f^{1/2} \\ \hline C & R_f^{1/2} \end{array}\right] \tag{12}$$

ただし，$L_0 := -(B_f D_f^T + YC^T)R_f^{-1}$ であり，Y はリカッチ方程式

$$\begin{aligned}&(A - B_f D_f^T R_f^{-1} C)Y + Y(A - B_f D_f^T R_f^{-1} C)^T \\ &-YC^T R_f^{-1} CY + B_f(I - D_f^T R_f^{-1} D_f)B_f^T = 0\end{aligned} \tag{13}$$

の準正定解で，$A - B_f D_f^T R_f^{-1} C - YC^T R_f^{-1} C$ は安定である．

補題 1 から得られる伝達行列 W_f の特異値はその性質から N_f と等価となる．すなわち，$\sigma(W_f^{-1}N_f) = 1$ となる．

4 故障検出フィルタに関する最適化問題

Fig. 1 から，フィルタ H の入出力関係は，

$$\hat{f} = Hf_e = HN_d d + HN_f f = G_{\hat{f}d} d + G_{\hat{f}f} f \tag{14}$$

となる．ただし，$G_{\hat{f}d}$ は外乱 d からフィルタ出力 $\hat{f}$ までの伝達行列，$G_{\hat{f}f}$ は故障信号 f からフィルタ出力 $\hat{f}$ までの伝達行列を表す．フィルタ出力 $\hat{f}$ を用いて故障検出をおこなうが，前節で導出したように，フィルタ H への入力である推定誤差信号 f_e は故障信号だけでなく，外乱の影響も受けてしまう．このため，故障検出フィルタ H には外乱除去性能と，故障信号に対する高感度性を同時に要求される．そこで，本節では 2 つの問題を定式化し，それに対する最適解を導出する．

4.1 フィルタ A

故障検出フィルタに関して次のような問題を定式化する．

問題 1 (フィルタ A) システム (5) に対してある正数 $\beta > 0$ を考える．このとき，次式を最適とする安定な伝達行列 $H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y\times n_y}$ を見つけよ．

$$\min_{H\in\mathcal{RH}_\infty^{n_y\times n_y}} \Big\{ \|HN_d\|_\infty : \|HN_f\|_- \geq \beta \Big\} \tag{15}$$

問題 1 では, 故障による影響を β に保ちながら外乱の影響を最小化する問題となっている．この問題に対する最適解として, 次の定理が成り立つ.

定理 1 (フィルタ A) システム (5) に対して仮定 1–3 が成り立つとする．このとき, 問題 1 に対する最適故障検出フィルタ H は次式で与えられる.

$$H = \beta W_f^{-1} \tag{16}$$

証明 故障検出フィルタ H を次式のようにおく.

$$H = \Phi W_f^{-1}, \quad \Phi \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y} \tag{17}$$

このとき, ノルムの定義より次式が成り立つ.

$$\begin{aligned}\|HN_f\|_- &= \inf \underline{\sigma}(HN_f N_f^* H^*) = \inf \underline{\sigma}(HW_f W_f^* H^*) \\ &= \|HW_f\|_- = \|\Phi W_f^{-1} W_f\|_- \\ &= \|\Phi\|_- \geq \beta \end{aligned} \tag{18}$$

一方,

$$\bar{\sigma}(HN_d) = \bar{\sigma}(\Phi W_f^{-1} N_d) \leq \bar{\sigma}(\Phi)\bar{\sigma}(W_f^{-1} N_d) \tag{19}$$

より, $\bar{\sigma}(\Phi)$ を最小とするとき, $\|HN_d\|_\infty$ が最小となる．このとき, 式 (18) より,

$$\Phi = \beta \tag{20}$$

が最適解となる．したがって, 問題 1 に対する最適故障検出フィルタは

$$H = \beta W_f^{-1} \tag{21}$$

で与えられる. □

定理 1 より, パラメータ β を与えることで問題 1 に対する最適な故障検出フィルタを得る.

4.2 フィルタ B

前節では, 全周波数帯域において故障の影響のレベルを保持しつつ外乱の影響を最小化する問題を考えた．ここではある周波数領域を限定して評価することで, 故障検出フィルタ設計に関して自由度を与える．すなわち, 次のような問題を定式化する.

問題 2 (フィルタ B) システム (5) に対してある正数 $\beta > 0$ を考える．このとき, 次式を最適とする安定な伝達行列 $H \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y}$ を見つけよ.

$$\min_{H \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y}} \left\{ \|HN_d\|_2 : \|HN_f\|_-^{[f_1, f_2]} \geq \beta \right\} \tag{22}$$

この問題に対して, 次の定理が成り立つ.

定理 2 (フィルタ B) システム (5) に対して仮定 1–3 が成り立つとする．このとき, 故障検出フィルタ H を

$$H = \Psi W_f^{-1}, \quad \Psi \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y} \tag{23}$$

とすると, 問題 2 は次のような問題と等価となる.

$$\min_{\Psi \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y}} \left\{ \|\Psi W_f^{-1} N_d\|_2 : \|\Psi\|_-^{[f_1, f_2]} \geq \beta \right\} \tag{24}$$

証明 定理 1 の証明と同様, 定義より

$$\|HN_f\|_-^{[f_1, f_2]} = \|\Psi\|_-^{[f_1, f_2]} \geq \beta \tag{25}$$

が成り立つ. □

フィルタ B は定理 2 で得られた問題を Simplex 法などによって解くことで導出することができる．また, フィルタ A よりフィルタ B のほうが設計自由度が高く, フィルタの速応性や外乱抑制性能を時間応答を見ながら設計することができる.

5 故障検出フィルタの設計

5.1 制御対象と故障状況について

本稿では Fig. 2 に示すような, 1 軸制御型磁気浮上システムを制御対象とする．このシステムの概略図を Fig. 3 に示す．ここで, y_∞ は定常ギャップ, y_p は定常ギャップからの変位, i は電流, e は電圧を表している．このシステムは, 鉄球を電磁石から定常ギャップ y_∞ [m] の位置で浮上させることを目的とするシステムで, 電磁石と鉄球との距離を水平方向から測定する透過型光センサ (KEYENCE:LX2-02) と, 鉛直方向から測定する反射型光センサ (KEYENCE:LB-62) を用い, 得られた位置情報の平均値をフィードバックすることで, 電流 i によって制御をおこなう.

本稿では, 約 1 [s] 後に透過型光センサ (Sensor 2) の検出光が完全に遮断されてしまう状況を考える.

5.2 状態空間表現

電磁石による対象物にかかる吸引力などから運動方程式を導出し [9], 平衡点近傍で線形化をおこなうと次式を得る.

$$M\ddot{y}_p = K_y y_p - K_i i + d - K_i f_a \tag{26}$$

ただし, d は主に質量変動などによる外乱, f_a はアクチュエータ故障による故障信号を表している．一方, 出力 y はセンサ故障による故障信号 f_s を用いて

$$y = y_p + f_s \tag{27}$$

となる．ここで, 外乱信号に対して周波数重み W_{d0} によってあらかじめ特徴付けることを考えると, システム全体の状態空間表現は次のようになる.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + B_u u + B_d d + B_f f \\ y &= Cx + D_u u + D_d d + D_f f\end{aligned} \tag{28}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_y}{M} & 0 & \frac{1}{M}C_{d0} \\ 0 & 0 & A_{d0} \end{bmatrix}, B_u = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_i}{M} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{29}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M}D_{d0} \\ B_{d0} \end{bmatrix}, B_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{K_i}{M} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{30}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D_u = 0 \tag{31}$$

$$D_d = 0, D_f = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{32}$$

$$W_{d0} : \left\{ \begin{aligned} \dot{x}_{d0} &= A_{d0} x_{d0} + B_{d0} d \\ d_0 &= C_{d0} x_{d0} + D_{d0} d \end{aligned} \right. \tag{33}$$

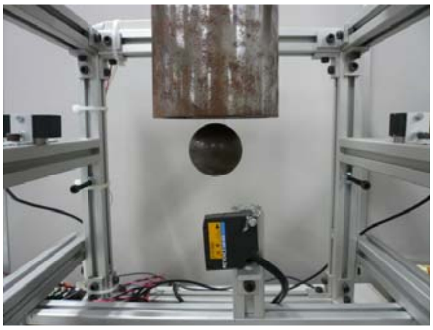


Fig. 2: Magnetic Suspension System

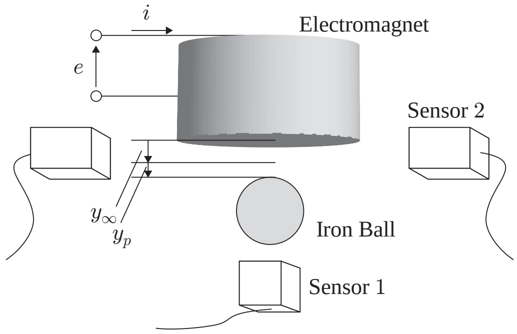


Fig. 3: Description of the System

Table 1: System Parameters

	Value
質量 M [kg]	0.357
定常ギャップ y_∞ [m]	2.0×10^{-3}
定常電流 I [A]	0.397
吸引力係数 k [Nm^2/A^2]	9.370×10^{-5}
補正定数 y_0 [m]	4.490×10^{-3}
$K_y = \frac{2kI^2}{(y_\infty+y_0)^3},\ K_i = \frac{2kI}{(y_\infty+y_0)^2}$	

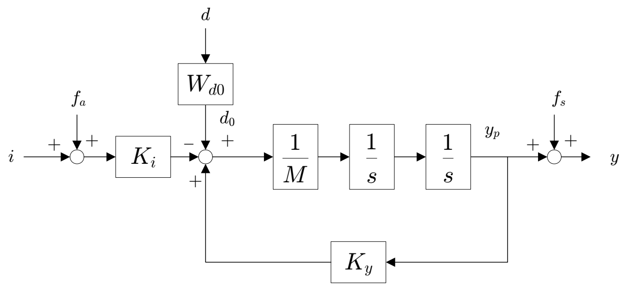


Fig. 4: Block Diagram of the Model

ただし, $x = [y_p\ \dot{y}_p\ x_{d0}]^T$ は状態, y は出力, u は制御入力, d_0 は外乱, $f = [f_a\ f_s]^T$ は故障信号を表す. また,

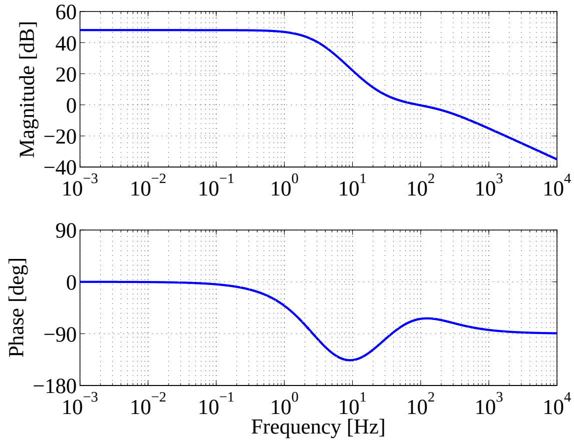
$$W_{d0}(s) = 6.3096 \times 10^{-3} \cdot \frac{\frac{1}{2\pi \cdot 0.1}s + 1}{\frac{1}{2\pi \cdot 6}s + 1} \tag{34}$$

としたとき, システムのブロック線図は Fig. 4 となる.

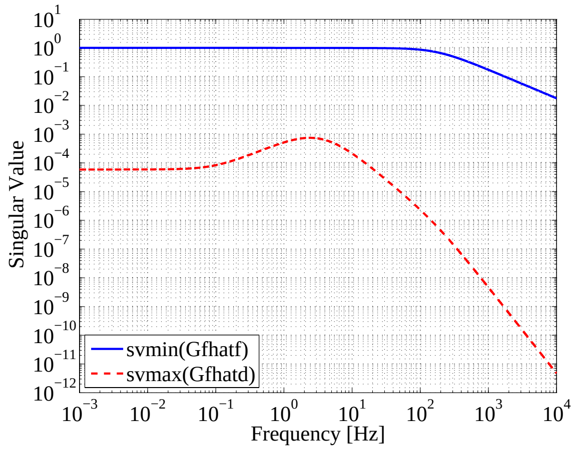
5.3 制御対象の左既約分解表現とスペクトル分解

システム (28) に対し, 行列 L_p を極配置法によって決定する. 配置する極を $\lambda_p = \{-100, -110, -260\}$ とすると, $L_p = [-0.0043\times10^5\ -0.4960\times10^5\ 1.0189\times10^5]^T$ となる. また, N_f のスペクトル分解後の行列 W_f は次式となる.

$$W_f = \left[\begin{array}{ccc|c} -432.3 & 1 & 0 & -397.5 \\ -4.93\times10^4 & 0 & -9.828 & -4.9\times10^4 \\ 1.019\times10^5 & 0 & -37.7 & 1.019\times10^5 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}\right] \tag{35}$$



(a) Bode Diagram of the Filter B



(b) The Sigular Value of $G_{\hat{f}d}$ and $G_{\hat{f}f}$ with Filter B

Fig. 5: Property of the Fault Detection Filter

5.4 故障検出フィルタの設計

前述したとおり, フィルタ A よりもフィルタ B のほうが外乱抑制性能について設計自由度が高いため, 以降ではフィルタ B を故障検出フィルタとして扱う.

$H\_$ ノルムの評価区間を $[f_1, f_2] = [0.001, 2]$ とし, $\beta = 1$, Ψ の次数を 2 とするとき, 定理 2 で与えられた最適化問題に対する最適な伝達行列 Ψ は次式となった.

$$\Psi = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & 1 & 0 \\ -7099 & -1119 & 1 \\ \hline 7148 & 1111 & 0 \end{array}\right] \tag{36}$$

ただし, 最適化問題を解くにあたって, まず Simple Genetic Algorithm によってある程度まで解を収束させ, 得られた値を初期値として, 最終的に Nelder-Mead Simplex 法によって解を導出している [13].

上式を用いて, フィルタ B として $H = \Psi W_f^{-1}$ を構成したとき, その周波数特性を Fig. 5 (a) に示す. また, $G_{\hat{f}d}$ の最大特異値および $G_{\hat{f}f}$ の最小特異値の周波数特性は Fig. 5 (b) のようになった. このとき, $\|HN_f\|_-^{[0.001,2]} = 1.0$, $\|HN_d\|_2 = 2.3 \times 10^{-3}$ となる.

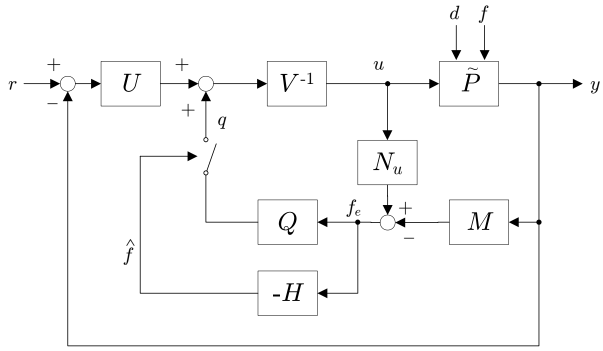


Fig. 6: GIMC-based Fault Tolerant Control

6　制御系設計

6.1　コントローラ設計

本稿では Fig. 6 に示すような GIMC 構造に基づく耐故障制御系を構築する．ここで，$\tilde{P}$ は制御対象，U および V^{-1} はコントローラ K の左既約分解表現，Q は内部コントローラを表す．ここでは従来研究 [9] の設計指針と同様に，故障していない場合を想定したコントローラ K と，前節で想定した故障が発生した場合でもシステムが安定性を維持するようなコントローラ K_Q を混合感度問題を用いて設計する．さらに，コントローラ K は $A_k + L_k C_k$ を安定とする行列 L_k を用いて左既約分解をおこない，$K = V^{-1}U$ とする．モデル P と同様，ここでは L_k を極配置法によって導出する．

6.2　内部コントローラ Q

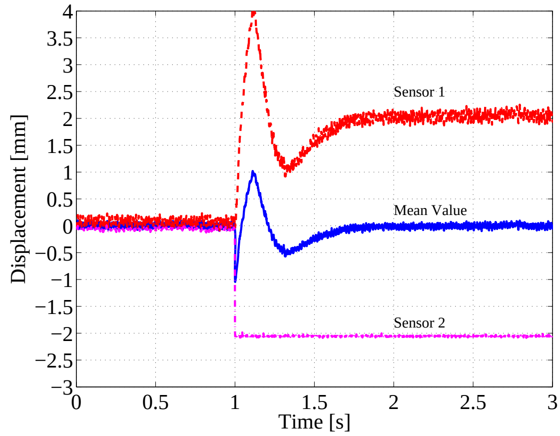
内部コントローラ Q は，$Q = V(K_Q - K)(N_u K_Q + M)^{-1}$ から導出することができる．ただし，本稿では上式で導出した Q に対し，ハンケル特異値による平衡化実現をおこない，8 次の低次元内部コントローラ Q_{bal} を導出し，これを内部コントローラとしている．

7　検証実験

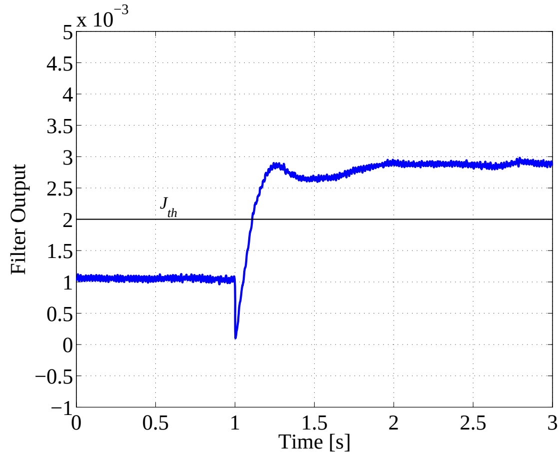
設計したフィルタ B を用いて，検証実験をおこなう．本実験では平衡状態を保持した状態からはじめ，約 1 [s] 後になんらかの理由で透過型光センサ (Sensor 2) の検出光が完全に遮断されてしまう状況を考えている．検証実験では実際に透過型センサの前に手をかざし，故意に検出光を遮断することをおこなっている．

7.1　故障検出と制御系の再構成

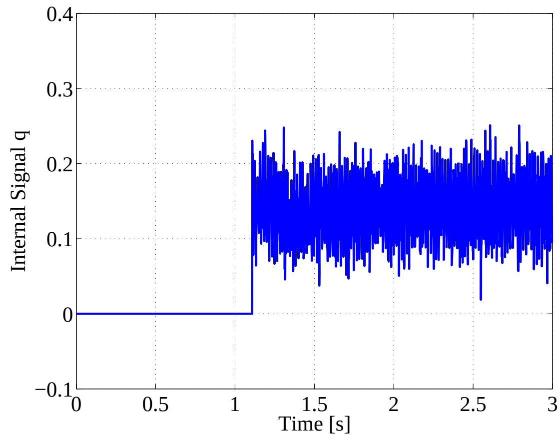
故障検出フィルタを用いた検証実験で得られたそれぞれの時間応答を Fig. 7 に示す．ここで，$\hat{f}$ に対する閾値を $J_{th} = 0.002$ としている．Fig. 7 (a) はセンサ情報の時間応答を表している．Sensor 1 と Sensor 2 の平均値をフィードバックしているため，その平均値がゼロになるように制御されることになる．また，約 1 [s] 後に透過型センサ (Sensor 2) を完全に遮断しているため，その時間応答はステップ的に変化し，常に -2 [mm] を出力している．このため，1 [s] 以降は本来の平衡点から 2 [mm] ずれた位置で浮上している．制御系の再構成がおこなわれているため，故障が発生した後も安定に浮上し続けている．Fig. 7 (b) にフィルタ出力 $\hat{f}$ の時間応答を示す．1 [s] 後にセンサ故障が起きたことによって $\hat{f}$ が変化していることがわかる．さらに，$\hat{f}$ が閾値 J_{th} を超えることで故障を検出している．Fig. 7 (c) は内部信号 q の時間応答を表しているが，故障検出後になんらかの値が発生し，制御系の再構成をおこなっていることがわかる．内部信号 q の立ち上がりは，$\hat{f}$ が設定した閾値 J_{th} を越えた瞬間となる．内部信号 q が発生することで，故障していない場合に対応するコントローラ K から安定性を重視したコントローラ K_Q へ再構成されている．



(a) Time Response of the Gap y_p



(b) Time Response of the Filter Output $\hat{f}$



(c) Time Response of the Internal Signal q

Fig. 7: Experimental Results

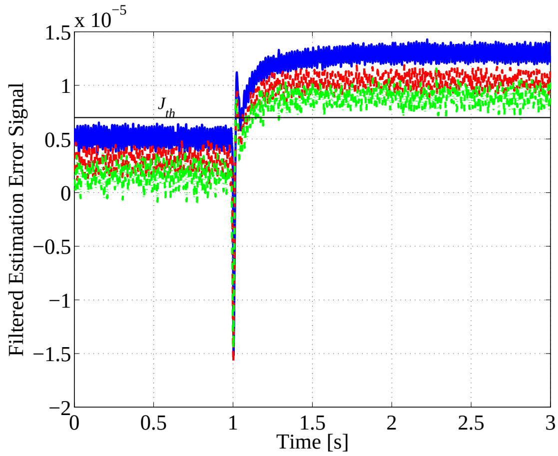
7.2　外乱による故障検出信号への影響

もし鉄球の質量が変化した場合，これはモデルのパラメータ誤差として影響する外乱となる．故障検出フィルタとしては，このような外乱の影響は抑え，故障信号

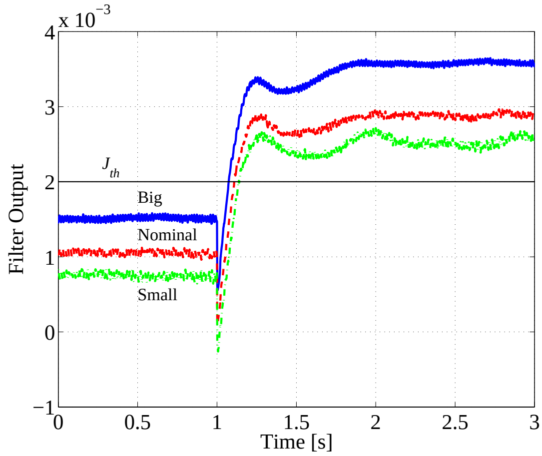
と区別しなければならない．そこで, 鉄球の質量を故意に変化させ, 1 [s] 後にセンサ故障が発生することを想定した同様の実験をおこない, そのときのフィルタ出力 $\hat{f}$ の時間応答を Fig. 8 に示す．実線がノミナルな質量を用いた場合, 破線が 0.80 倍, 一点鎖線が 1.21 倍の質量を持つ鉄球を用いた場合の実験結果である．今, 鉄球の質量変動は故障ではないため, フィルタ出力 $\hat{f}$ への影響は少ないほうが良い性能といえる．比較のために, まず従来研究 [9] で用いていた変動検出フィルタを用いて同様の実験をおこなった結果を Fig. 8 (a) に示す．これに対し, 故障検出フィルタを用いた場合は Fig. 8 (b) のようになった．いずれも質量が増加するとフィルタ出力も増加する傾向にあった．外乱の影響を抑えたいため, 質量が変化してもフィルタ出力 $\hat{f}$ の値が変化しないことが理想ではあるが, どちらも少なからず影響を受けていることがわかる．そこで, 故障発生前におけるノミナル状態での定常値からの変動率に注目する．それぞれの $\hat{f}$ の定常値とその変動率を Table 2 に示す．質量を変動させた場合, 従来の変動検出フィルタでは 45% 以上の変動が生じてしまう．これに対し, フィルタ B では 43% 以下に抑えることができており, 外乱抑制性能が高いことが示されている．

8　おわりに

本稿では, GIMC 構造によって得られる推定誤差信号によるオンライン故障検出法の提案と, それを用いた耐故障制御系の構築をおこなった．まず故障検出フィルタに関して, 故障による影響のレベルを保持しつつ外乱による影響を最小化する多目的問題を定式化した．このとき, 周波数領域を限定した問題を定式化することで設計に関して自由度を与えた．また, 不安定系である磁気浮上系に対し, 外乱および故障信号を含めたモデルを導出し, 実際に最適故障検出フィルタの設計をおこなった．さらに, 正常稼動時および故障発生時に対するコントローラの設計をおこない, GIMC 構造に基づく耐故障制御系を構築した．最後に, 構築した制御系を用いてセンサ故障による検証実験をおこなった．また, 意図的に制御対象に特性変動を与えた場合について評価した．検証実験では, センサ故障が発生するとともにフィルタ出力がそれに応じて変化し, 設けられた閾値を超えることで故障として検出をおこなうことができた．また, 従来研究で用いられていた変動検出フィルタより外乱抑制性能が高いことが示された．



(a) Conventional Detection Filter



(b) Fault Detection Filter

Fig. 8: Experimental Comparison

Table 2: Comparison with $\hat{f}$

	ノミナル時	$0.80 * M$	$1.21 * M$
従来法	2.958×10^{-6}	-45.6%	+72.8%
提案法	1.006×10^{-3}	-28.2%	+43.0%

参考文献

[1] R. J. Patton: Fault-Tolerant Control Systems: The 1997 Situation; *Proc. in IFAC Safeprocess Conference*, pp. 1033-1054, (1997)

[2] Y. Zhang and J. Jiang: Bibliographical Review on Reconfigurable Fault-Tolerant Control Systems; *Proc. in IFAC Safeprocess Conference*, pp. 265-276, (2003)

[3] 越智, 佐伯: 反力センサを有する射出装置における故障検出器の設計法; 日本機械学会論文集 (C 編), 73 巻, 733 号, pp. 88-95, (2007)

[4] 中澤, 千田: Sliding mode observer によるシステムの異常検知フィルタの設計; 日本機械学会第 10 回「運動と振動の制御」シンポジウム, pp. 262-267, (2007)

[5] 鈴木, 金子, 藤井: ギャップ距離に基づくフィードバック系の異常診断; システム/制御/情報学会誌, Vol. 18, No. 10, pp. 361-367 (2005)

[6] 濱田, 新, 瀬部: 耐故障性を有する多変数制御系の一設計法— l-部分インテグリティ条件 —; 計測自動制御学会論文集, Vol. 34, No. 9, pp. 1184-1190, (1998)

[7] K. Zhou and Z. Ren: A New Controller Architecture for High Performance, Robust, and Fault-Tolerant Control; *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 46, No. 10, pp. 1613-1618, (2001)

[8] K. Zhou: A Natural Approach to High Performance Robust Control: Another Look at Youla Parameterization; *Proc. in SICE Annual Conference*, pp. 869-874, (2004)

[9] 滑川, 丸山: GIMC 構造を用いた磁気浮上システムの高性能ロバスト制御; 計測自動制御学会論文集, Vol. 42, No.11, pp. 1181-1187, (2006)

[10] 弓場井, 作石, 平井: GIMC 構造に基づいた故障による性能劣化の補償; 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 8, pp. 866-874, (2007)

[11] N. Liu and K. Zhou: Optimal Solutions to Multi-objective Robust Faut Detection Problems; *Proc. in IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 981-988, (2007).

[12] K. Zhou and J. C. Doyle: *Robust and Optimal Control*; Prentice Hall, (1996)

[13] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright and P. E. Wright: Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions; *SIAM Journal of Optimization*; Vol. 9, Num. 1, pp. 112-147, (1998)