

GIMC 構造による故障検出とその磁気浮上システムへの応用

GIMC-based Fault Detection and Its Application to Magnetic Suspension System

中曾 裕次郎 (金沢大学)

滑川 徹 (金沢大学)

Yujiro NAKASO, Kanazawa University, Kakuma-machi, Kanazawa, Ishikawa, JAPAN

Toru NAMERIKAWA, Kanazawa University, Kakuma-machi, Kanazawa, Ishikawa, JAPAN

This paper deals with a fault detection for a magnetic suspension system by using a switching control based on Generalized Internal Model Control (GIMC) structure. To design robust fault detection filters, two fault detection design problems are formulated as multiple objective optimization problems by minimizing the effects of disturbances and maximizing the fault sensitivity involving a 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. A filter designed by the problem 1 has good transient performance, but the output signal of the filter is affected by the disturbance signals. Another filter which is designed via the problem 2, however, has good robustness for disturbance signals. Moreover, experimental results show that both filters have enough fault detection properties compared with a conventional detection filter.

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

1. はじめに

近年では計算機科学などの発展により、システムはより複雑化、大規模化しているため、システムの管理、監視、コストが増大している。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、システムの安全性や信頼性を向上させることが期待されている。この問題に対するアプローチの1つとして、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持つ制御系に再構成することができる、GIMC 構造による制御系設計が提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。GIMC 構造では、モデルの左既約分解表現を用い、理論的には制御対象が変動したときのみ発生する推定誤差信号となる。従来研究⁽³⁾では磁気浮上系に GIMC 構造を適用し、いくつかのモデル変動を故意に与える検証実験をおこなっている。このとき、推定誤差信号によって制御対象の変動を検出することでそれぞれのモデル変動に対応するコントローラに再構成され、GIMC 構造が実機において有効であることを示している。

一方、制御対象の変動はモデルの不確かさやパラメータ誤差による場合もあるが、実機ではモータやアンプなどの制御装置の不具合や、計測装置の位置ずれなども考えられる。最悪の場合、アクチュエータあるいはセンサがまったく動作しなくなることもあり得る。このようなアクチュエータ故障やセンサ故障が発生すると、性能が劣化したり、システムが不安定化することが考えられる。そのため、正常稼働時には高性能であり、故障発生時にはその故障を検出し、同時にシステムが不安定化しないようにコントローラを再構成する耐故障制御系の構築が期待される。このような耐故障制御系について様々な研究がされている^{(4)~(8)}。

耐故障制御系では、故障が発生したことを検出することが第一の動作となり、次いでシステムの不安定化を防ぐためにコントローラを再構成する段階になる。したがって、いかに故障検出をおこなうかが1つのポイントとなる。文献⁽⁸⁾では、外乱信号と故障信号を含めて表現された LTI システムに対し、GIMC 構造による推定誤差信号にフィルタを付加することで故障検出信号

を得ている。ここで、推定誤差信号は外乱信号と故障信号の両方に依存する信号であるが、故障信号の影響を支配的とし、外乱信号の影響を極力抑えたい。文献⁽⁸⁾ではこの問題を定式化し、外乱信号による影響を抑えながら故障信号による影響が最も大きくなるような最適故障検出フィルタを導出している。

そこで本稿では、新たに故障検出フィルタに関する2つの問題を定式化し、それぞれに対する最適故障検出フィルタを導出する。また、不安定系である磁気浮上系に対し、外乱信号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、正常稼働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 構造を構築する。構築した制御系に対する検証実験をおこない、2つの故障検出フィルタの有効性を確認し、それぞれの違いを示す。

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 $G \in RH_2$ に対して H_2 ノルムを次のように定義する。

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

伝達行列 $G \in RH_\infty$ に対して H_∞ ノルムを次のように定義する。

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

すべての周波数 ω に対して伝達行列 G の H_- ノルムを次のように定義する。

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

周波数区間 $[f_1, f_2]$ に対して伝達行列 G の 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。

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

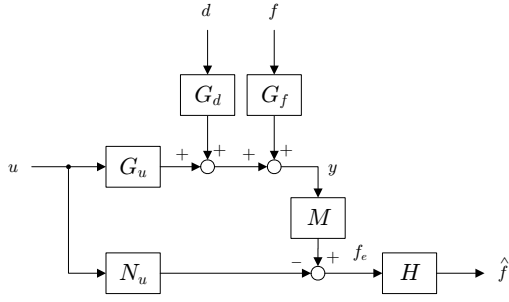


Fig. 1 Block Diagram of the Fault Detection Filter

3. 問題設定

次のような LTI システムを考える.

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

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, 入出力関係のラプラス変換は

$$y(s) = G_u(s)u(s) + G_d(s)d(s) + G_f(s)f(s) \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} G_u & G_d & G_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_u & B_d & B_f \\ C & D_u & D_d & D_f \end{bmatrix} \quad (7)$$

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.

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

$$M = \begin{bmatrix} A + L_p C & L_p \\ C & I \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} N_u & N_d & N_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + L_p C & B_u + L_p D_u & B_d + L_p D_d & B_f + L_p D_f \\ C & D_u & D_d & D_f \end{bmatrix} \quad (10)$$

ただし, L_p は $A + L_p C$ を安定とする行列である. このとき, Fig. 7 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,

$$f_e = My - N_u u = N_d d + N_f f \quad (11)$$

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.

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,

$$W_f W_f^* = N_f N_f^* \quad (12)$$

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

$$W_f = \begin{bmatrix} A + L_p C & (L_p - L_0) R_f^{\frac{1}{2}} \\ C & R_f^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

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

$$\begin{aligned} (A - B_f D_f^T R_f^{-1} C) Y + Y (A - B_f D_f^T R_f^{-1} C)^T \\ - Y C^T R_f^{-1} C Y + B_f (I - D_f^T R_f^{-1} D_f) B_f^T = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

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

補題から得られる伝達行列 W 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. 7 から, フィルタ H の入出力関係は,

$$\hat{f} = H f_e = H N_d d + H N_f f = G_{fd} d + G_{ff} f \quad (15)$$

となる. ただし, G_{fd} は外乱 d からフィルタ出力 \hat{f} までの伝達行列, G_{ff} 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ことを考えているが, 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, それぞ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, $\|G_{ff}\|_- \geq \beta$ かつ $\|G_{fd}\|_\infty$ を最小にするような安定な伝達行列 $H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}$ を見つけよ. すなわち,

$$\min_{H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}} \left\{ \|H N_d\|_\infty : \|H N_f\|_- \geq \beta \right\} \quad (16)$$

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.

$$H = \beta W_f^{-1} \quad (17)$$

証明 1 故障検出フィルタ H を次式のようにおく.

$$H = \Phi W_f^{-1}, \quad \Phi \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y} \quad (18)$$

このとき, ノルムの定義より次式が成り立つ.

$$\begin{aligned} \|H N_f\|_- &= \inf \underline{\sigma}(H N_f N_f^* H^*) \\ &= \inf \underline{\sigma}(H W_f W_f^* H^*) \\ &= \|H W_f\|_- \\ &= \|\Phi W_f^{-1} W_f\|_- \\ &= \|\Phi\|_- \geq \beta \end{aligned} \quad (19)$$

一方,

$$\bar{\sigma}(HN_d) = \bar{\sigma}(\Phi W_f^{-1} N_d) \leq \bar{\sigma}(\Phi) \bar{\sigma}(W_f^{-1} N_d) \quad (20)$$

より, $\bar{\sigma}(\Phi)$ を最小とすると, $\|HN_d\|_\infty$ が最小となる. 式 (19) より,

$$\Phi = \beta \quad (21)$$

が最適解となる. このとき故障検出フィルタは

$$H = \beta W_f^{-1} \quad (22)$$

で与えられる. \square

4.2 フィルタ B

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 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, $\|G_{ff}\|_{[f_1, f_2]} \geq \beta$ かつ $\|G_{fd}\|_2$ を最小にするような安定な伝達行列 $H \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y}$ を見つけよ. すなわち,

$$\min_{H \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y}} \left\{ \|HN_d\|_2 : \|HN_f\|_{[f_1, f_2]} \geq \beta \right\} \quad (23)$$

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

$$H = \Psi W_f^{-1}, \quad \Psi \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y} \quad (24)$$

とすると, 問題 2 は次のような問題と等価となる.

$$\min_{\Psi \in \mathcal{RH}_2^{n_y \times n_y}} \left\{ \|\Psi W_f^{-1} N_d\|_2 : \|\Psi\|_{[f_1, f_2]} \geq \beta \right\} \quad (25)$$

略証 定理 1 の証明と同様, 定義より

$$\|HN_f\|_{[f_1, f_2]} = \|\Psi\|_{[f_1, f_2]} \geq \beta \quad (26)$$

が成り立つ. \square

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.

5. 故障検出フィルタの設計

5.1 制御対象

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. ただし, 2 つのセンサによって得られた位置情報は, その平均値をフィードバックするものとする.

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, 平衡点近傍で線形化をおこなうと次式を得る.

$$M\ddot{y}_p = K_y y_p - K_i i + d - K_i f_a \quad (27)$$

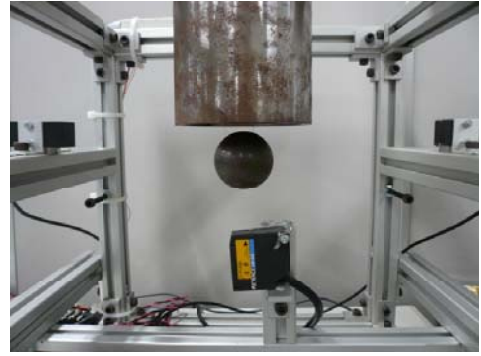


Fig. 2 Magnetic Suspension System

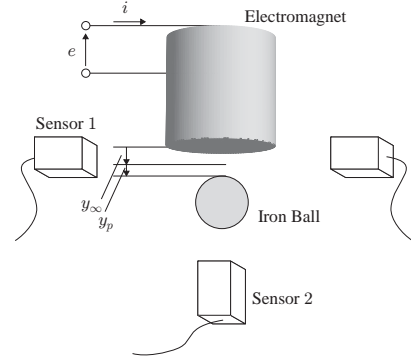


Fig. 3 Description of Magnetic Suspension System

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}
$K_y = \frac{2kI^2}{(y_\infty + y_0)^3}$	1.079×10^2
$K_i = \frac{2kI}{(y_\infty + y_0)^2}$	1.765

ただし, d は主に質量変動などのパラメータ変動による外乱, 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

$$y = y_p + f_s \quad (28)$$

となる. ここで, 外乱信号に対し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.

$$\begin{cases} \dot{x} &= Ax + B_u u + B_d d + B_f f \\ y &= Cx + D_u u + D_d d + D_f f \end{cases} \quad (29)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_y}{M} & 0 & \frac{1}{M} C_{d0} \\ 0 & 0 & A_{d0} \end{bmatrix}, B_u = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_i}{M} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} D_{d0} \\ B_{d0} \end{bmatrix}, B_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{K_i}{M} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$C = [1 \ 0 \ 0], D_u = 0, D_d = 0, D_f = [0 \ 1] \quad (32)$$

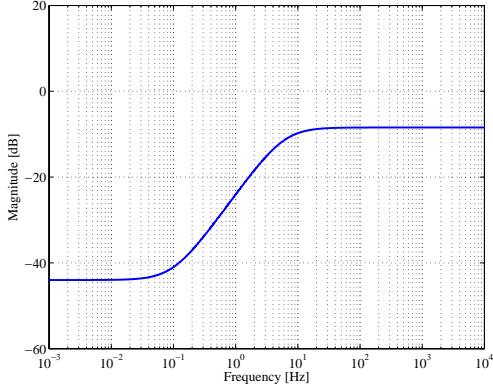


Fig. 4 Gain Diagram of the Weight Function W_{d0}

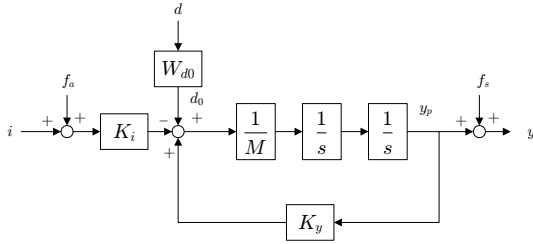


Fig. 5 Block Diagram of the Model

$$W_{d0} := \begin{cases} \dot{x}_{d0} = A_{d0}x_{d0} + B_{d0}d \\ d_0 = C_{d0}x_{d0} + D_{d0}d \end{cases} \quad (33)$$

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. 伝達関数 W_{d0} を

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

としたとき, そのゲイン線図は Fig. 4 となり, システムのブロック線図は Fig. 5 となる.

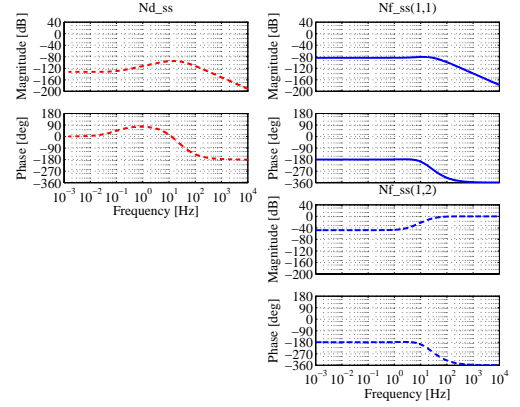
5.3 制御対象の左既約分解表現とスペクトル分解

モデル (29) において, それぞれの伝達行列を左既約分解表現するための行列 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, $L_p = [-0.0043 \times 10^5 \ -0.4960 \times 10^5 \ 1.0189 \times 10^5]^T$ となる. このとき, 左既約分解後のシステム行列 N_d および N_f のボード線図を Fig. 6 (a) に, 特異値の周波数特性を Fig. 6 (b) に示す. ただし, 特異値の周波数特性において, N_d は最大特異値, N_f は最小特異値を評価している. また, N_f のスペクトル分解後の行列 W_f は次式となる.

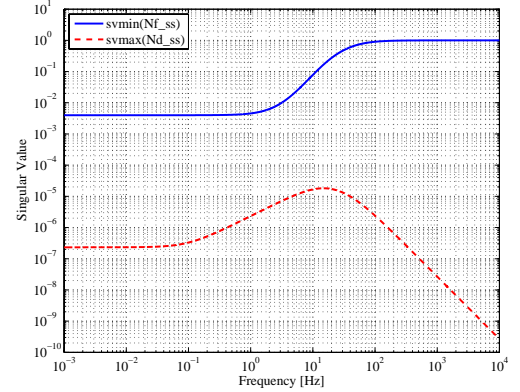
$$W_f = \left[\begin{array}{ccc|c} -432.3 & 1 & 0 & -397.5 \\ -4.93 \times 10^4 & 0 & -9.828 & -4.9 \times 10^4 \\ 1.019 \times 10^5 & 0 & -37.7 & 1.019 \times 10^5 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (35)$$

5.4 フィルタ A について

定理 1 より, 問題 1 に対する最適故障検出フィルタは $H = \beta W_f^{-1}$ であったが, $\beta = 10$ とした場合, フィルタ H の周波数特性は Fig. 7 (a) の実線となる. また, G_{fd} および G_{ff} の特異値の周波数特性は Fig. 6 (b) となる. N_f の特異値はその性質から W_f^{-1} によって様化されている. このとき, $\|HN_f\|_- = 1.0$, $\|HN_d\|_\infty = 7.4424 \times 10^{-4}$ となる.



(a) Bode Diagram of the System Matrices N_d and N_f



(b) Frequency Characteristics of the Singular Value of N_d and N_f

Fig. 6 Frequency Characteristics of the Model

5.5 フィルタ B について

H_2 ノルムの評価区間を $[0.001, 8]$ とし, $\beta = 100$, また, 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 は次式となる.

$$\Psi = \left[\begin{array}{cc|c} -3327 & 218.5 & -283 \\ -2578 & -418.3 & 1619 \\ \hline 81.57 & 28.92 & 0 \end{array} \right] \quad (36)$$

ただし, 最適化問題を解くにあたって, まず 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.

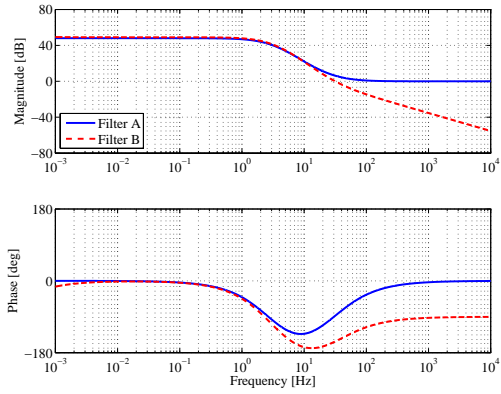
上式を用いて, フィルタ B として $H = \Psi W_f^{-1}$ を構成すると, その周波数特性は Fig. 7 (a) の破線のようになった. また, 伝達行列 Ψ の周波数特性を Fig. 7 (b) に示す. このとき, G_{fd} の最大特異値および G_{ff} の最小特異値の周波数特性は Fig. 7 (c) のようになった. また, $\|HN_f\|_-^{[0.001, 8]} = 100$, $\|HN_d\|_2 = 0.231469$ となる.

6. 制御系設計

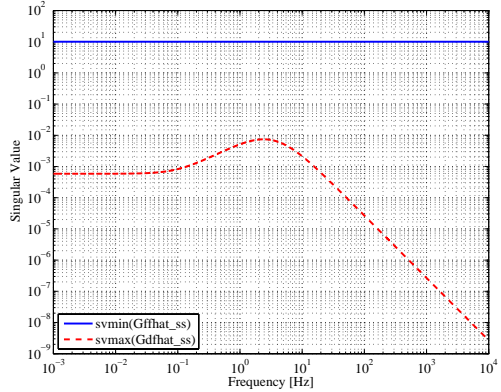
ここでは検証実験をおこなうために制御系設計をおこなう.

6.1 コントローラ設計

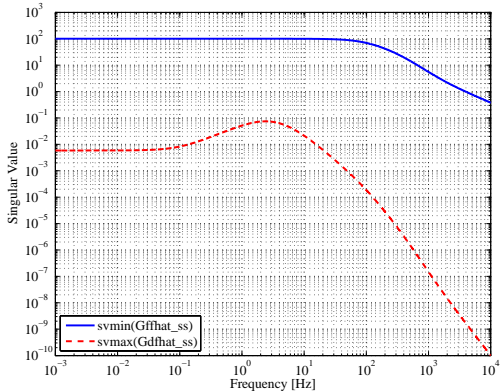
本稿では Fig. 8 に示すような GIMC 構造に基づく耐故障制御系を構築する. ここで, \tilde{P} は制御対象, U および V^{-1} はコントローラ K の左既約分解表現, Q は内部コントローラを表す. ここでは従来研究の設計指針と同様に, 故障していない場合を想



(a) Bode Diagram of the Filter A and B



(b) The Singular Value of G_{fd} and G_{ff} with Filter A



(c) The Singular Value of G_{fd} and G_{ff} with Filter B

Fig. 7 Characteristics of the Fault Detection Filter

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。

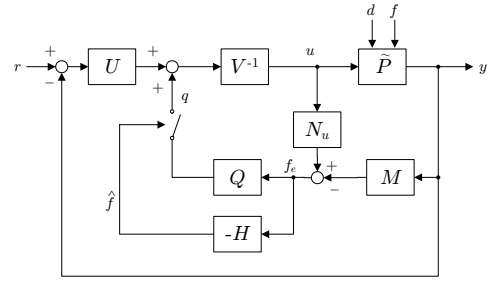


Fig. 8 Fault Tolerant Control System based on GIMC

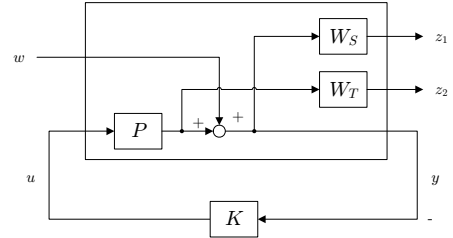


Fig. 9 Generalized Plant for Controller Design

7. 検証実験

設計したフィルタを用いて、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、1 [s] 後に反射型センサ (Sensor 1) が故障し、常に -2 [mm] を出力することを想定する。これは透過型センサ (Sensor 2) がなんらかの理由で完全に遮断されてしまう状況とも考えられる。

フィルタ A およびフィルタ B を用いた検証実験で得られた時間応答をそれぞれ Fig. 10 に示す。ここで、フィルタ A を用いた場合、 \hat{f} に対する閾値を $J_{th} = 0.5 \times 10^{-3}$ 、フィルタ B の場合 $J_{th} = 0.8 \times 10^{-3}$ としている。Fig. 10 (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、平均値がゼロになるように制御されることになる。また、Sensor 2 は 1 [s] 後に故障し、常に -2 [mm] を出力している。このため、平均値がゼロになるように制御され、本来の平衡点から 2 [mm] ずれた位置で浮上している。いずれのフィルタを用いた場合でも、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、内部信号 q によってコントローラを再構成していることがわかる。コントローラが再構成されたことにより、故障発生後も安定性を維持して浮上していることがわかる。

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、外乱の影響を抑え、故障信号と区別しなければならない。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った結果を Fig. 11 に示す。ただし、フィルタ A に関しては 100 倍した値を表示しているが、ここで見るべきはノミナル時に対する変動率であるため問題ない。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 倍の質量を用いた場合の実験結果である。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、少なからず影響を受けていることがわかる。それぞれの \hat{f} の収束値とその変動率を Table 2 に示す。質量を変動させ定期的な外乱を加えた状態でセンサ故障が発生した場合、フィルタ A では約 $\pm 25\%$

Table 2 Convergence Value of the Filter Output \hat{f}

	ノミナル時	$0.80 * M$	$1.21 * M$
フィルタ A	1.1650×10^{-1}	-22.4%	+25.92%
フィルタ B	1.4735×10^{-1}	-9.65%	+8.09%

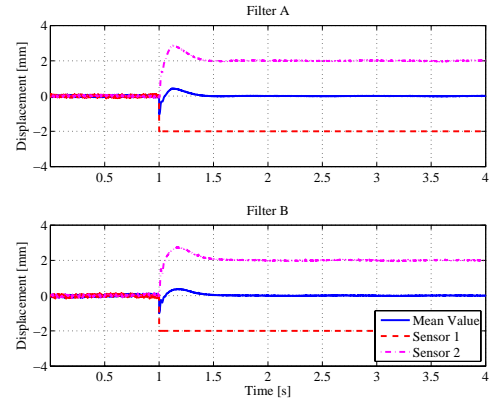
の変動が生じてしまう。これに対し、フィルタ B では $\pm 10\%$ 以下に抑えることができていることがわかる。全周波数帯域のノルムを考えていたフィルタ A に対し、フィルタ B は特定の周波数帯域を考えることで、外乱の抑制性能が良くなっている。

8. おわりに

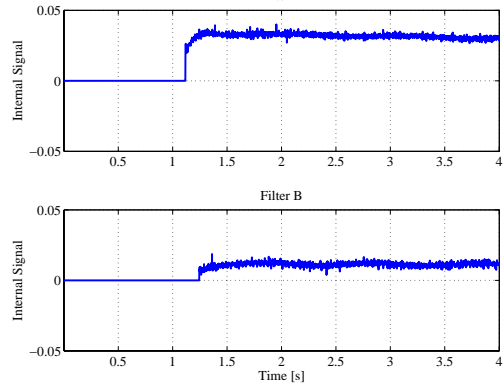
本稿では、故障検出フィルタに関する 2 つの最適化問題を定式化し、それぞれに対する最適故障検出フィルタを導出した。また、不安定系である磁気浮上系に対し、外乱および故障信号を含めたモデルを導出し、2 つの故障検出フィルタの設計をおこなった。さらに、正常稼働時および故障発生時におけるコントローラの設計をおこない、GIMC 構造を構築することで、耐故障制御系を構築した。構築した制御系に対し、2 つの故障検出フィルタによる、センサ故障を想定した検証実験をおこなった。実験結果の比較により、2 つの故障検出フィルタの相違を確認し、フィルタ B の優位性を示した。

文献

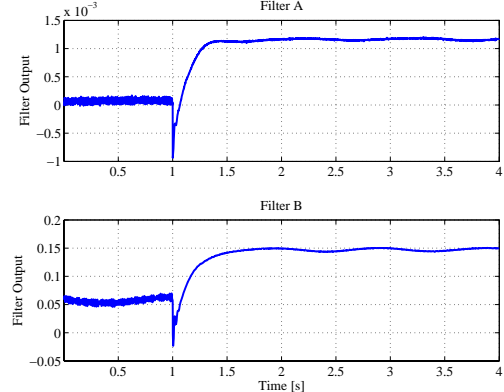
- (1) K. Zhou and Z. Ren, "A New Controller Architecture for High Performance, Robust, and Fault-Tolerant Control," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 46, no. 10, 2001.
- (2) K. Zhou, "A Natural Approach to High Performance Robust Control: Another Look at Youla Parameterization," *Proc. in SICE Annual Conference*, pp. 869-874, 2004.
- (3) 滑川徹, 丸山英人, "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.
- (4) R. J. Patton, "Fault-Tolerant Control Systems: The 1997 Situation," *Proc. in IFAC Safeprocess Conference*, pp. 1033-1054, 1997.
- (5) Y. Zhang and J. Jiang, "Bibliographical Review on Reconfigurable Fault-Tolerant Control Systems," *Proc. in IFAC Safeprocess Conference*, pp. 265-276, 2003.
- (6) D. U. Campos-Delgado and K. Zhou, "Reconfigurable Fault-Tolerant Control Using GIMC Structure," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 48, no. 5, 2003.
- (7) H. Niemann, "Fault Tolerant Control based on Active Fault Diagnosis," *Proc. in American Control Conference*, pp. 2224-2229, 2005.
- (8) N. Liu and K. Zhou, "Optimal and Analytic Solutions to Robust Fault Detection Problems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, 2007 (submitted).
- (9) K. Zhou and J. C. Doyle, *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall, 1996.



(a) Time Response of the Gap y_p



(b) Time Response of the Internal Signal q



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

Fig. 10 Experimental Results

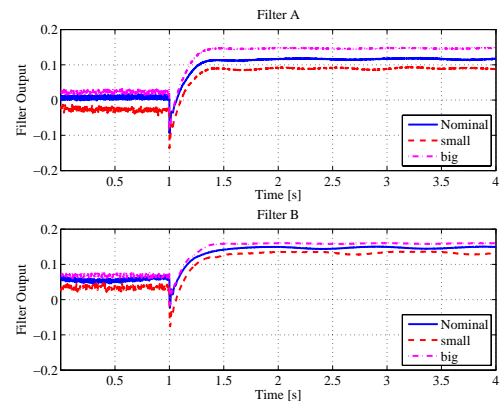


Fig. 11 Influence of Perturbed Mass to the Filter Output \hat{f}