

磁気浮上システムに対する GIMC 構造に基づく故障検出

Fault Detection Based on GIMC Structure for Magnetic Suspension System

中曾 裕次郎 (金沢大), 正 滑川 徹 (金沢大)

Yujiro NAKASO, Kanazawa University, Kakuma-machi, Kanazawa, Ishikawa 920-1192

Toru NAMERIKAWA, Kanazawa University, Kakuma-machi, Kanazawa, Ishikawa 920-1192

Abstract: 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^(4,5,6,7,8)。

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、文献⁽⁸⁾で定式化された問題から2つの最適

故障検出フィルタを設計する。具体的には、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、最適故障検出フィルタの設計をおこなう。また、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。最後に、従来研究で用いていた検出フィルタとの比較により、設計した故障検出フィルタの有効性を示す。

2. 故障検出フィルタ

2-1. ノルムの定義 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、 $G^{\sim}(s) = G(-s)$ 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。

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

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_2 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 $[f_1, f_2]$ に対して伝達行列 G の H_2 ノルムを次のように定義する。ただし、 $\omega = 2\pi f$ である。

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

2-2. 問題設定 次のような LTI システムを考える。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_d d(t) + B_f f(t) \quad (5)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) + D_d d(t) + D_f f(t) \quad (6)$$

ただし、 $x(t) \in \mathbb{R}^{n_x}$ は状態、 $y(t) \in \mathbb{R}^{n_y}$ は観測出力、 $d(t) \in \mathbb{R}^{n_d}$ は未知の外乱や不確かさや観測ノイズ、 $f(t) \in \mathbb{R}^{n_f}$ はセンサやアクチュエータなどの故障信号である。システム(5)(6)に対して

次の仮定をおく.

仮定 1 (A, C) は可検出

仮定 2 D_d は行フルランク

仮定 3 $\forall \omega \in \mathbb{R}$ に対して $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_d \\ C & D_d \end{bmatrix}$ が行フルランク

システム (5)(6) より, 入出力関係のラプラス変換は

$$y = G_u u + G_d d + G_f f \quad (7)$$

で表される. ただし, G_u は $n_y \times n_u$, G_d は $n_y \times n_d$, G_f は $n_y \times n_f$ の伝達行列で, その状態空間表現は

$$[G_u \ G_d \ G_f] = \left[\begin{array}{c|cc} A & B & B_d \ B_f \\ \hline C & D & D_d \ D_f \end{array} \right] \quad (8)$$

で与えられる. 上式より, G_u, G_d, G_f は同じ A 行列および C 行列であるため, それぞれの左既約分解表現は次のように与えられる⁽⁹⁾.

$$[G_u \ G_d \ G_f] = M^{-1} [N_u \ N_d \ N_f] \quad (9)$$

$$[M \ N_u \ N_d \ N_f] =$$

$$\left[\begin{array}{c|ccc} A + L_p C & L_p B + L_p D & B_d + L_p D_d & B_f + L_p D_f \\ \hline C & D & D_d & D_f \end{array} \right] \quad (10)$$

ただし, $A + L_p C$ は安定である. このとき, 次の補題が与えられる.

補題 1⁽⁸⁾ 仮定 1-3 が成り立ち, $G_d \in \mathcal{RH}_\infty$ に対して $G_d = M^{-1} N_d$ のような任意の既約分解ができるとする. このとき,

$$W W^* = N_d N_d^* \quad (11)$$

を満たす正定伝達行列 $W \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}$ が存在する. 特に, N_d が式 (10) のような状態空間表現で与えられるとき,

$$W = \left[\begin{array}{c|c} \frac{A + LC}{C} & \frac{(L - L_0) R_d^{-\frac{1}{2}}}{R_d^{\frac{1}{2}}} \\ \hline & \end{array} \right] \quad (12)$$

$$W^{-1} = \left[\begin{array}{c|c} \frac{A + L_0 C}{R_d^{-\frac{1}{2}} C} & \frac{L_0 - L}{R_d^{-\frac{1}{2}}} \\ \hline & \end{array} \right] \quad (13)$$

となる. ただし,

$$L_0 = -(B_d D_d^T + Y C^T) R_d^{-1}, \quad R_d = D_d D_d^T > 0 \quad (14)$$

であり, $Y \geq 0$ は次のリカッチ方程式の安定化解である.

$$\begin{aligned} (A - B_d D_d^T R_d^{-1} C) Y + Y (A - B_d D_d^T R_d^{-1} C)^T \\ - Y C^T R_d^{-1} C + B_d (I - D_d^T R_d^{-1} D_d) B_d^T = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

ただし, $A - B_d D_d^T R_d^{-1} C - Y C^T R_d^{-1} C$ は安定である.

次に, Fig. 1 に示すような, 推定誤差信号 f_e に対する故障検知フィルタ $H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}$ を考える. フィルタ H の出力を \hat{f} とすると,

$$\hat{f} = H(My - N_u u) = H \begin{bmatrix} M & -N_u \\ y & u \end{bmatrix} \quad (16)$$

が成り立つ. 式 (7)(9) より,

$$\hat{f} = H \begin{bmatrix} N_d & N_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ f \end{bmatrix} = H N_d d + H N_f f \quad (17)$$

となり, したがって d から \hat{f} の伝達行列を G_{df} , f から \hat{f} の伝達行列を G_{ff} とおくと,

$$G_{df} = H N_d, \quad G_{ff} = H N_f \quad (18)$$

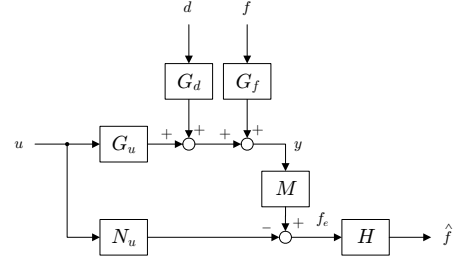


Fig. 1 故障検出フィルタのブロック線図

となる. 一般的に, 故障検出フィルタは外乱除去性能が高く, 故障信号に対して感度が高いことが故障検出の性能が高いことである. このことから次の 2 つの問題を定式化する⁽⁸⁾.

問題 1 システム (5) - (8) に対してある正数 $\gamma > 0$ を与える. このとき, $\|G_{df}\|_\infty \leq \gamma$ かつ $\|G_{ff}\|_-$ を最大にする安定な伝達行列 $H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}$ を見つけよ. すなわち

$$\max_{H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}} \left\{ \|H N_f\|_- : \|H N_d\|_\infty \leq \gamma \right\}. \quad (19)$$

問題 2 システム (5) - (8) に対してある正数 $\gamma > 0$ を与える. このとき, $\|G_{df}\|_2 \leq \gamma$ かつ $\|G_{ff}\|_-^{[f_1, f_2]}$ を最大にする安定な伝達行列 $H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}$ を見つけよ. すなわち

$$\max_{H \in \mathcal{RH}_\infty^{n_y \times n_y}} \left\{ \|H N_f\|_-^{[f_1, f_2]} : \|H N_d\|_2 \leq \gamma \right\}. \quad (20)$$

問題 1 では外乱の影響が最悪でも γ で抑え, その中で故障信号の影響を最大としている. それに対し問題 2 では外乱の影響を 2 ノルムで抑え, さらにある特定の周波数領域で故障信号の影響を最大化している.

2-3. 最適故障検出フィルタ 前節の問題に対し, 次の命題が得られている⁽⁸⁾.

命題 1 問題 1 に対する最適解は

$$H = \gamma W^{-1} \quad (21)$$

で与えられる.

命題 2 問題 2 に対する最適解は

$$H = \gamma \Psi W^{-1}, \quad \Psi \in \mathcal{RH}_2 \quad (22)$$

で与えられる.

以上より文献⁽⁸⁾で提案された最適故障検出フィルタを検証するために, 次節では磁気浮上系を例としてそのモデルを導出する. その後問題 1 および問題 2 に対する最適故障検出フィルタを設計する.

3. 制御対象

3-1. 磁気浮上システム 本稿では, 実験装置として Fig. 2 に示すような 1 軸制御型磁気浮上システムを扱う. これは, 電磁石からのある定常ギャップ y_∞ からの変位 y_p をフィードバック情報とし, 電流 i によって質量 M [kg] の対象物を鉛直上向きに非接触で支えるシステムである. システムのパラメータを Table 1 に示す. この制御対象の状態空間表現は次式となる.

モデル 1:

$$\dot{x}_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{K_y}{M} & 0 \end{bmatrix} x_p + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_z}{M} \end{bmatrix} u$$

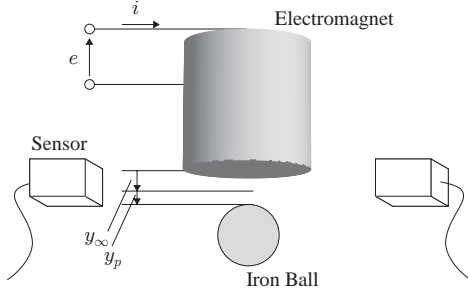


Fig. 2 1軸制御型磁気浮上システム

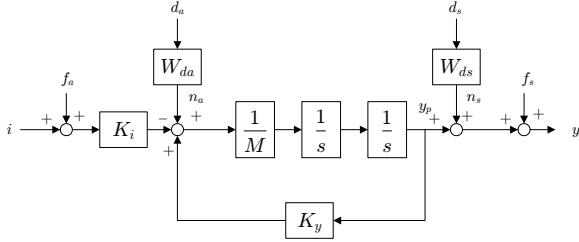


Fig. 3 制御対象のブロック線図

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix} n + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{K_i}{M} & 0 \end{bmatrix} f \quad (23)$$

$$y = [1 \ 0] x_p + [0 \ 1] n + [0 \ 1] f \quad (24)$$

$$K_y = \frac{2kI^2}{(y_\infty + y_0)^3}, \quad K_i = \frac{2kI}{(y_\infty + y_0)^2} \quad (25)$$

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

ここで, 外乱信号 n に対してそれぞれ周波数重みを付加し, 周波数領域で特徴付ける. 外乱 n_a に対する周波数重みを W_{da} , 外乱 n_s に対する周波数重みを W_{ds} とし, 次式で与える.

$$n_a = W_{da} d_a, \quad n_s = W_{ds} d_s \quad (26)$$

$$W_{da} = 0.398 \cdot \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 4} s + 1\right)}{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 15} s + 1\right)} := \begin{cases} \dot{x}_{da} = A_{da} x_{da} + B_{da} d_a \\ n_a = C_{da} x_{da} + D_{da} d_a \end{cases} \quad (27)$$

$$W_{ds} = 10^{-4} \cdot \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 6} s + 1\right)^2}{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 600} s + 1\right)^2} := \begin{cases} \dot{x}_{ds} = A_{ds} x_{ds} + B_{ds} d_s \\ n_s = C_{ds} x_{ds} + D_{ds} d_s \end{cases} \quad (28)$$

式 (23)(24)(26) より, 全体の状態空間表現は次式で与えられる.
モデル 2:

$$\dot{x} = Ax + B_u u + B_d d + B_f f \quad (29)$$

$$y = Cx + D_u u + D_d d + D_f f \quad (30)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_y}{M} & 0 & \frac{C_{da}}{M} & 0 \\ 0 & 0 & A_{da} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{ds} \end{bmatrix}, \quad B_u = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_i}{M} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{D_{da}}{M} & 0 \\ B_{da} & 0 \\ 0 & B_{ds} \end{bmatrix}, \quad B_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{K_i}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ C_{ds}], \quad D_u = 0 \quad (33)$$

$$D_d = [0 \ D_{ds}], \quad D_f = [0 \ 1] \quad (34)$$

ただし, $x = [y_p \ \dot{y}_p \ x_{da} \ x_{ds}]^T$ は状態, $d = [d_a \ d_s]^T$ は外乱を表している. このとき, 制御対象のブロック線図は Fig. 3 のようになる.

Table 1 システムのパラメータ

	Value
鉄球の質量 M [kg]	0.357
定常ギャップ y_∞ [m]	5.00×10^{-3}
定常電流 I [A]	0.530
電磁石吸引力係数 k [Nm ² /A ²]	11.6×10^{-4}
電磁石補正定数 y_0 [m]	4.74×10^{-3}

3-2. 左既約分解表現 式 (9)(10) のように伝達関数の左既約分解表現をおこなう. ここでは極配置法によってゲイン L_p を導出する. 配置する極を $\lambda_p = \{-1000, -1250, -1500, -1750, -2000\}$ とすると, $L_p = [-1.44 \times 10^3, -1.25 \times 10^6, 9.51 \times 10^6, -4.45 \times 10^1, 7.51 \times 10^1]^T$ となる.

3-3. 故障状況の設定 Fig. 2 では電磁石を1つとして描画しているが, 実際の磁気浮上システムでは2つの電磁石を1つの電磁石としてみなした装置であるとする. このとき, アクチュエータ故障として1つの電磁石が正常に動作しなくなることを考える. この故障を電流指令値への影響として考えると, 本来の電流指令値に対して 50 [%] の信号しか伝わらないことと等価であるとする.

次に, 先述した2つの問題に対する故障検出フィルタをそれぞれ設計する.

4. 故障検出フィルタ設計

まず, モデル 1 に対する故障検出フィルタの設計をおこなう. このとき, 命題 1 による故障検出フィルタを用いた場合, 外乱信号 n および故障信号 f からフィルタ出力 \hat{f} への周波数特性は Fig. 4 となる. 命題 2 による故障検出フィルタを用いても同様の結果が得られることは明らかである. この図から, 外乱信号の影響と故障信号の影響がほぼ変わらないため, このままでは外乱信号と故障信号の切り分けが困難であると考えられる. このことから, 次節以降ではモデル 2 に対する設計をおこなう.

4-1. フィルタ A まずフィルタ A として問題 1 に対する最適故障検出フィルタを設計する. 命題 1 より,

$$H = \gamma W^{-1} \quad (35)$$

が最適解となる. したがって, $\gamma = 1$ のとき $H = W^{-1}$ となる. また, $\|HN_f\|_- = 1.0036$, $\|HN_d\|_\infty = 1.0$ である.

4-2. フィルタ B フィルタ B として問題 2 に対する最適故障検出フィルタを設計する. 命題 2 より,

$$H = \gamma \Psi W^{-1}, \quad \Psi \in \mathcal{RH}_2 \quad (36)$$

であることが示されている. $f_1 = 10^{-3}$, $f_2 = 0.8$, $\gamma = 1$ で Ψ を 2 次のシステムとした場合, Nelder-Mead Simplex 法による解は次のようになる.

$$\Psi = \frac{3.17(s + 1.05 \times 10^{-4})}{(s + 5.03)(s + 2.17 \times 10^{-3})} \quad (37)$$

また, $\|HN_f\|_-^{[10^{-3}, 0.8]} = 777.121$, $\|HN_d\|_2 = 1.0$ である. フィルタ A およびフィルタ B の周波数特性を Figs. 5, 6, 7 に示す.

5. 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.

5-1. 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⁽³⁾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⁽³⁾の設計指針と同様

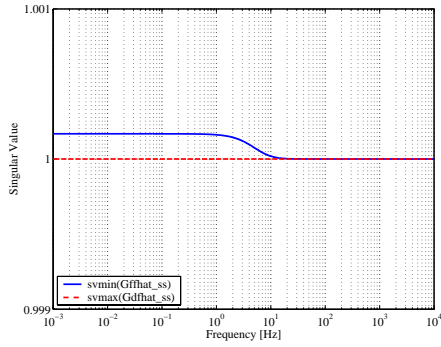


Fig. 4 G_{n_f} および G_{f_f} の特異値

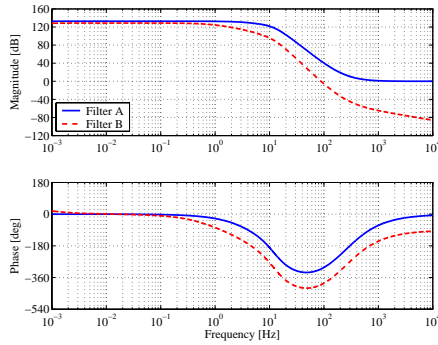


Fig. 5 フィルタ A および B の周波数特性

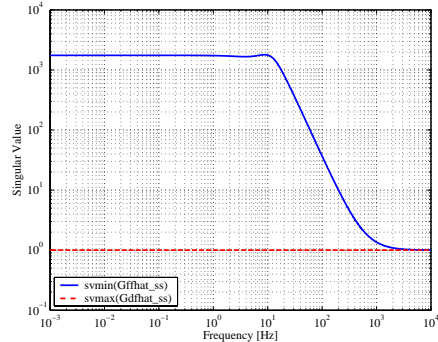


Fig. 6 フィルタ A に対する G_{d_f} および G_{f_f} の特異値

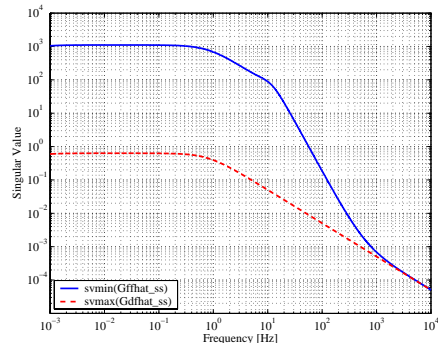


Fig. 7 フィルタ B に対する G_{d_f} および G_{f_f} の特異値

に、システム (29)(30) に対して、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不安定化しないようなコントローラ K_Q を設計する。そのために、Fig. 9 のような混合感度問題とその一般化プラントを考え、閉ループ系の H_∞ ノルムを γ 未満とするコントローラ K と K_Q をそれぞれで設計する。このとき、設計したコントローラ

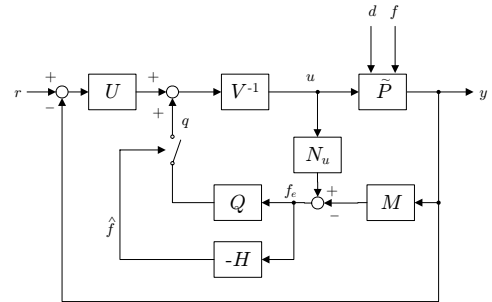


Fig. 8 GIMC 構造に基づく耐故障制御系

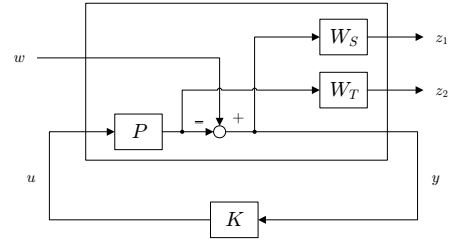


Fig. 9 コントローラ K に対する一般化プラント

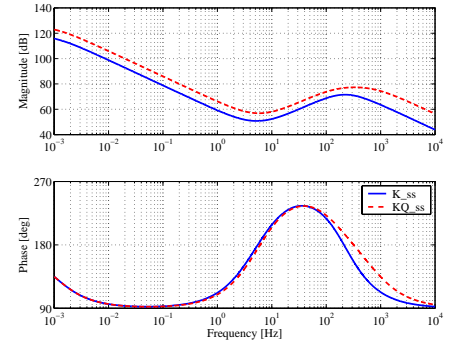


Fig. 10 コントローラ K および K_Q のボード線図

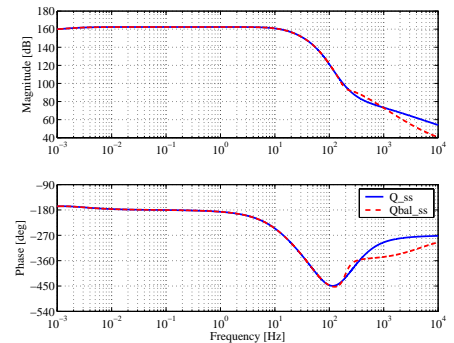


Fig. 11 内部コントローラ Q の低次元化

K および K_Q のボード線図を Fig. 10 に示す。

次に、制御対象と同様、コントローラ K の左既約分解表現を次式とする。

$$K = V^{-1}U = \left[\begin{array}{c|c} A_k & B_k \\ \hline C_k & D_k \end{array} \right] \quad (38)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} V & U \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} A_k + L_k C_k & L_k B_k + L_k D_k \\ \hline C_k & D_k \end{array} \right] \quad (39)$$

ただし、 $A_k + L_k C_k$ は安定である。また、ゲイン L_k は極配置法によって導出する。

5-2. 内部コントローラ Q 内部コントローラ Q は

$$Q = V(K_Q - K)(N_u K_Q + M)^{-1} \quad (40)$$

から導出することができる。ただし、本稿ではハンケル特異値による平衡化実現をおこない、6 次到低次元化している。低次元化後の内部コントローラを Q_{bal} とする。このとき、その周波数特性を Fig. 11 に示す。実線は Q 、破線は Q_{bal} を表している。

6. 検証実験

設計した 2 つの故障検出フィルタを検証するために、実際に磁気浮上システムを用いて検証実験をおこなう。故障の状況は前述のとおり、電流指令値を 50 [%] カットすることでアクチュエータ故障を表現する。

本実験では、平衡状態を保持した状態からはじめ、1 [s] 後にアクチュエータ故障を起こし、そのときの応答を評価する。実験はフィルタ A を用いた場合、フィルタ B を用いた場合それぞれでおこなう。

検証実験で得られた時間応答を Fig. 12 に示す。Fig. 12 (a) より、故障が発生した後も対象物が落下することなく安定に浮上していることがわかる。また、Fig. 12 (b) から内部信号 q が約 1 [s] で立ち上がり、コントローラが再構成されていることがわかる。

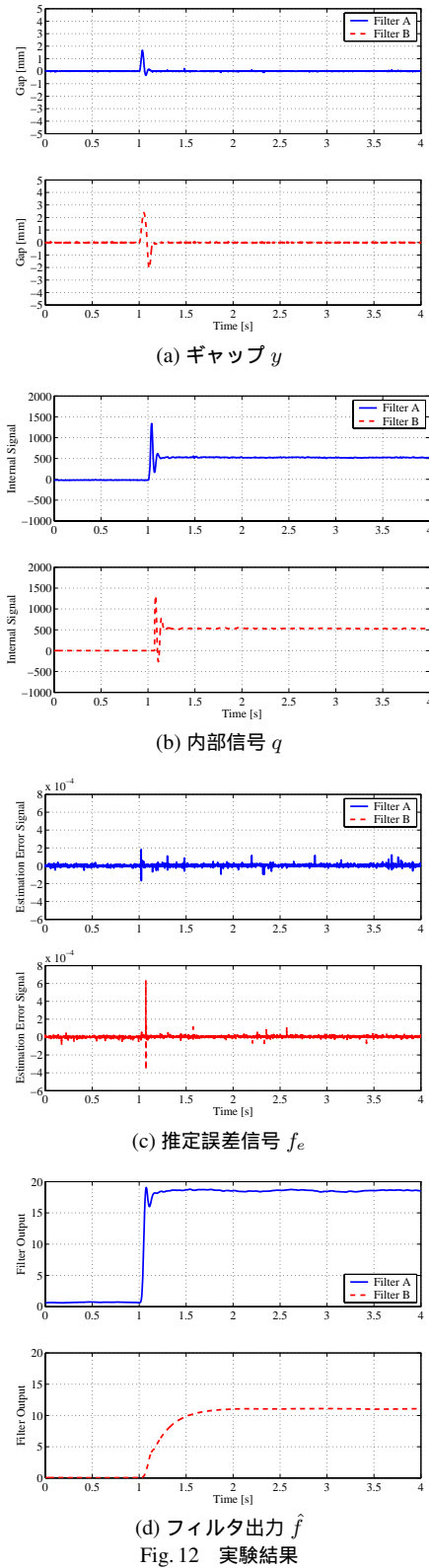
Fig. 12 (c) は推定誤差信号 f_e を示しているが、値がかなり小さく、故障が生じた 1 [s] 後も定期的に発生している振幅より大きく変動することがないため、このままでは故障を検出することができない。それに対し、Fig. 12 (d) から、フィルタ A、フィルタ B とともにその出力 \hat{f} は、小さな推定誤差信号 f_e に対し、非常に大きく増幅されていることから、故障に対してとても感度が高いことがわかる。また、フィルタ A の出力は速応性が良く、故障をすばやく検出しているのに対し、フィルタ B の出力は振動することなく収束しているが、速応性はフィルタ A より劣る。ただし、フィルタ B に関しては、設計の段階で考慮する周波数領域を区間 $[f_1, f_2]$ で指定している。したがって、この周波数領域を動かすことで時間応答での調整が可能となる。このことから、フィルタ B のほうが設計の自由度が高い。

次に、外乱として浮上体の質量を変動させ、この状態で同様に 1 [s] 後にアクチュエータ故障が起きた場合どのような応答になるかを検証する。浮上体の質量のノミナル値は 0.357 [kg] であったが、質量変動として 0.440 [kg] の浮上体と 0.287 [kg] の浮上体を用いた結果、フィルタ出力 \hat{f} は Fig. 13 のような時間応答になった。結果から、フィルタ A、フィルタ B とともに故障が起きるとその出力は大きく変動している。しかし、質量が変動した場合、フィルタ A はその出力も変動してしまっている。Table 2 に質量変動に伴う収束値の変化と、ノミナルの場合の収束値を 1 としたときの収束値の変動率を示す。このことからフィルタ B のほうが変動率が低く、フィルタ B はフィルタ A よりも外乱を抑制しているといえる。

一方、このフィルタ出力から故障が発生したことだけでなく、その故障がどんなものなのかを判断する故障診断を考える。このとき、従来研究⁽³⁾で用いられた単純なローパスフィルタで故障診断をおこなうことは困難である。例えば、

$$H_{LPF} = \frac{1}{2\pi^{-2}s + 1} \quad (41)$$

のようなローパスフィルタ H_{LPF} を故障検出フィルタとして実装実験をおこなう。このときのフィルタ出力 \hat{f} の時間応答を Fig. 14 に示す。ただし、実験は先程と同様 1 [s] 後にアクチュエータ故障を発生させており、Fig. 14 は過渡応答の部分を拡大した図になっている。また、ここでは電流指令値を 30 [%] カットした場合、40 [%] カットした場合、50 [%] カットした場合の実験結果を



左から順に示している。Fig. 14 からわかるように、過渡特性に激しいピークが発生しており、これが他のフィルタ出力の収束値を超えている。つまり、このフィルタ出力にある閾値をいくつか設け、どのような故障であるかを診断するには不適切なフィルタになってしまっている。また、このピークが発生しないようにローパスフィルタのカットオフ周波数を低くすると、Fig. 15 に示すようにピークは小さくなるが、それに伴い収束時間が極端に長く

Table 2 質量変動に伴う収束値とその変動率

質量変動		フィルタ A	フィルタ B
ノミナル	収束値	18.54	11.07
$1.23 * M$	収束値	19.85	11.23
	変動率	0.07	0.01
$0.80 * M$	収束値	16.39	10.20
	変動率	0.12	0.08

になってしまうため、コントローラの再構成に時間を要する。また、フィルタ A のように外乱によってその応答が変動してしまった場合、フィルタ出力 \hat{f} によって故障の種類を判別する故障診断をおこなうことが困難になる。これに対し、設計した故障検出フィルタ B を用いた場合、その出力 \hat{f} の時間応答は Fig. 16 のようになる。このとき、それぞれの場合のフィルタ出力 \hat{f} の収束値の間に閾値を設けることで \hat{f} を故障検出および診断に利用できると思われる。

7. おわりに

本稿では、文献⁽⁸⁾で定式化された問題による最適故障検出フィルタを設計した。具体的には、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、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、アクチュエータ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。最後に、従来研究で用いられた単純なローパスフィルタとの比較により、本稿で設計した故障検出フィルタの有効性を示した。

参考文献

- (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.

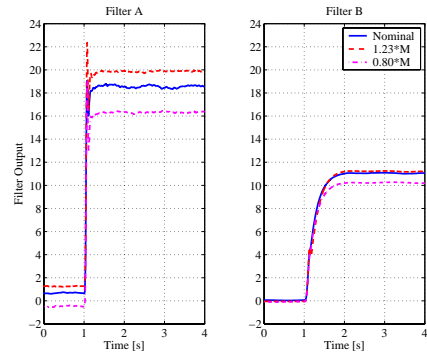


Fig. 13 外乱信号の影響

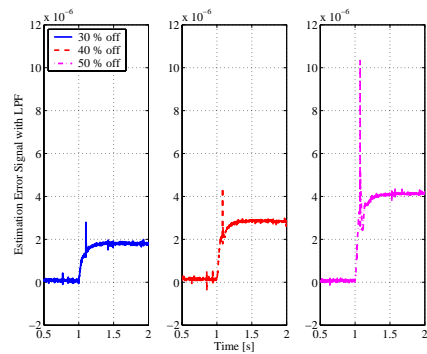


Fig. 14 ローパスフィルタによる故障診断

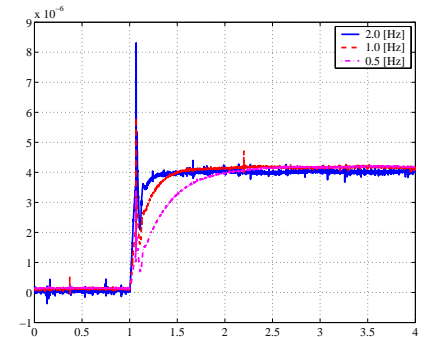


Fig. 15 カットオフ周波数による速応性の劣化

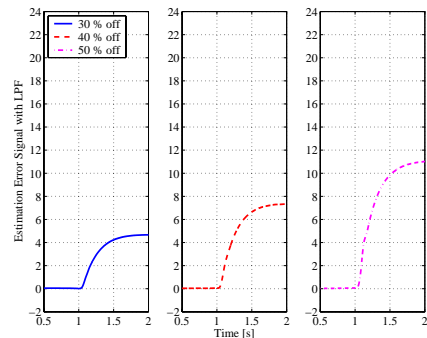


Fig. 16 フィルタ B による故障診断