The Self-gap-detecting Zero Power Controlled Electromagnetic Suspension System

Mimpei Morishita Member (Toshiba corp., mimpei.morishita@toshiba.co.jp)

Hiroaki Itoh Member (Toshiba corp., hiroaki3.ito@toshiba.co.jp)

Keywords: electromagnetic suspension, zero power control, self-gap-detection, state observer, coil electric resistance, adaptive control

1. Introduction

The authors succeeded in providing much robustness against the variation of coil resistance with a self-gap-detecting electromagnetic suspension (EMS) system.

Adaptive and non-interaction controls are key issues. This paper proposes this new self-gap-detecting technique. The experimental results will show a validity of the proposed technique and a possibility to apply the self-gap-detecting EMS system to practical apparatuses in industrial fields.

2. Self-gap-detecting Controller

2.1 Control Object The control object is shown in Fig. 1. Two magnet units, HM_1 and HM_2 , are located on the top of the levitating body. They are facing to the iron plate. The magnet unit comprises a permanent magnet and a couple of electromagnets.

2.2 Controller The controller consists of an adaptive gain compensator, F , a current integrating compensator, K with a saturator, an adaptive state observer, an exciting voltage compensator and a coil resistance evaluator as shown in Fig. 2. The state observer evaluates the air gap lengths and their change rates with respect to time on the basis of the currents and the voltages to excite the magnet units. The exciting voltage compensator calculates compensation voltages to prevent interaction between the control axes, z and ξ . The control parameters in this controller are changed by the output of the coil resistance evaluator.

3. Experiment

The relation between the variations of the coil resistances and the room temperature is shown in Fig. 3. Figure 4 shows gap length impulse responses for coil resistance variation. The left one is the response at the point, A, in Fig. 3 and the right at the point, B. In Fig. 4, the difference between coil resistances of HM_1 and HM_2 is 7% of the nominal value 7.63 (Ω). Furthermore, the variation of the each coil resistance is more than 3%. However, the self-gap-detecting EMS system maintains the almost same responses. On the other hand, according to the stability analysis, the variation of only 1.0% of the nominal coil resistance value brought about unstable levitation to the self-gap-detecting EMS system without the adaptation to coil resistances.

4. Conclusion

The authors proposed the new self-gap-detecting technique. The experimental results show that the proposed self-gap-detecting technique is useful and indispensable to industrial application of self-gap-detecting EMS systems.

Fig. 1. Control object

Fig. 2. Controller structure

Fig. 3. Coil resistances for room temperature

Fig. 4. Impulse responses at Point A & B

常電導吸引式磁気浮上系のセンサレスゼロパワー制御

正員 森下 明平* 正員 伊東 弘晃*

The Self-gap-detecting Zero Power Controlled Electromagnetic Suspension System

Mimpei Morishita*, Member, Hiroaki Itoh*, Member

There are few self-gap-detecting electromagnetic suspension (EMS) systems robust enough against variation of coil resistance. The authors succeeded in providing much robustness against the variation of coil resistance with a self-gap-detecting EMS system. An adaptive control for coil resistance and an exciting voltage compensator for differences between the coil resistances were applied to the self-gap-detecting EMS system. The adaptive control was applied to the feedback controller and the state observer which evaluates gap length and its change rate with respect to time. As a result, it made clear that this self-gap-detecting controller yields more robustness against mass variation to EMS systems than conventional controllers with gap detectors. This paper proposes this new self-gap-detecting technique. The adaptive control and the exciting voltage compensator will be explained. Moreover, the robustness against mass variation will be discussed. The experimental results will show a validity of the proposed technique and a possibility to apply the self-gap-detecting EMS system to practical apparatuses in industrial fields.

キーワード：常電導吸引式磁気浮上，ゼロパワー制御，センサレス，状態観測器，コイル抵抗，適応制御

Keywords: electromagnetic suspension, zero power control, self-gap-detection, state observer, coil resistance, adaptive control

1. はじめに

常電導吸引式磁気浮上技術は騒音対策や発塵対策として有効であり，HSST やトランスラビッド等の磁気浮上鉄道や半導体工場でのクリーンルーム内搬送システムですでに実用化が図られている^{(1)~(4)}。また，エレベータの非接触案内⁽⁵⁾やドア⁽⁶⁾への適用が進められている。

常電導吸引式磁気浮上系は浮上ギャップ長の情報を励磁電圧もしくは励磁電流値にフィードバックして安定化されている。このため，従来の制御では浮上ギャップ長の検出が不可欠であり，実用上ギャップセンサの使用が避けられなかった。また，ガイドと電磁石間のギャップ長をギャップセンサで検出するには，検出方式に適合したセンサターゲットおよびターゲット面の管理が必要であった。

このように，センサとそれに付随するセンサターゲットを必要とする浮上ギャップ長の検出は装置のコストを上昇させる要因となる。また，ギャップセンサの取付けスペースやセンサターゲット用のスペース確保は装置小型化の障害となる。とくに，鉄道や搬送システムにおいてはガイドとなる軌道に分岐が設けられるため，センサターゲットと

ガイドが交差してギャップ長の検出を妨げないような仕組みが必要であり，システムが複雑化する。

こうした問題を解決するため，ギャップセンサを用いない安定化技術として様々なセンサレス化手法が提案されている。例えば，電磁石励磁電流からオブザーバ（状態観測器）によりギャップ長を推定する方法⁽⁷⁾，交流磁気浮上により生じる電磁石励磁電圧と励磁電流の位相差に陰に含まれるギャップ情報を電磁石励磁電圧にフィードバックして系を安定化する方法⁽⁸⁾などが提案されている。また，電磁石励磁電流値をヒステリシスコンパレータで励磁電流基準値と比較し，励磁電流が基準値より大きい場合には電磁石励磁電圧を負に，小さい場合は正に切替えてやることでスイッチング周波数を浮上ギャップ長に比例させ浮上系を安定化する方法⁽⁹⁾なども検討されている。

しかし，オブザーバを用いる場合では，浮上状態における磁気浮上系の線形モデルからオブザーバが導出されるため，浮上状態にないときの浮上ギャップ長の推定ができず，浮上体がガイドに接触すると浮上状態に移行できないことが問題となる。また，オブザーバ以外のギャップ情報を含む物理量で電磁石励磁電圧を制御する場合では，浮上制御系が非線形系になるため安定判別が困難なことや，温度上昇等に起因して電磁石コイルに電気抵抗の変動があると浮上状態が維持できなくなることが問題となる。このため，センサレス化手法はいまだ実用化に至っていない。

* (株) 東芝 電力・社会システム技術開発センター
〒183-8511 府中市東芝町 1
Power and Industrial Systems R&D Center, Toshiba Corp.
1, Toshiba-cho, Fuchu 183-8511

本研究では、実用に耐え得るセンサレス化技術の確立を目指し、制御系設計が容易なオブザーバ方式に以下の制御機能を付加した。

- (i) オブザーバ積分器のリセット機能
- (ii) コイル抵抗値推定+オブザーバの抵抗値適応機能
- (iii) 不均一コイル抵抗値に対する制御電圧補正機能
- (iv) オフセット電圧推定機能
- (v) 速度推定値定常偏差除去機能
- (vi) コントローラのコイル抵抗値適応機能

その結果、ノミナル値の60%コイル抵抗値変動および50%質量変動に対する浮上安定性の維持が可能となった。

本論文は、これらの機能をセンサレス磁気浮上の実用化手段として提案する。また、オブザーバ方式センサレス磁気浮上がギャップセンサを用いる場合に比べ、質量変動に対してより高いロバスト安定性を示すことを報告する。

2. 制御対象

本論文では、二軸の制御で安定化が行える図1に示す二点支持の浮上体を制御対象とする。浮上体は上端左右に磁石ユニットとして複合磁石 (Hybrid Magnet, 以下HMと略す) を備えている。HMは永久磁石を電磁石で挟んでU字形状に構成されており、浮上体上部に設置された鉄板に対して吸引力を作用させる。また、浮上体の四隅には接触を検出するためのマイクロスイッチが取り付けられている。4つのマイクロスイッチのon/off状態から、i) 両方のHMが天井に着いた姿勢、ii) 両方のHMが床に着いた姿勢、iii) HM₁が天井HM₂が床に着いた姿勢、iv) HM₁が床HM₂が天井に着いた姿勢のうち一つが特定でき、接触時の浮上ギャップ長を得ることができる⁽⁶⁾。

〈2・1〉 浮上系モデル 浮上体の運動は重心の上下動(zモード)および重心回りのピッチング(ξモード)で表せる。各運動モードの支配方程式は次のように運動方程式と電圧方程式で構成される。

zモード：浮上体重心のz方向の運動

$$\left. \begin{aligned} M \frac{d^2 z}{dt^2} &= F_1(z_1, i_1) + F_2(z_2, i_2) + Mg + u_z \\ L_\infty \frac{di_z}{dt} + Ri_z &= -N \frac{d}{dt} (\Phi_1(z_1, i_1) + \Phi_2(z_2, i_2)) + e_z \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、

$$z = \frac{z_1 + z_2}{2}, \quad i_z = \frac{i_1 + i_2}{2}, \quad e_z = \frac{e_1 + e_2}{2}$$

ξモード：浮上体重心を通るy軸回りの回転運動。

$$\left. \begin{aligned} I_\xi \frac{d^2 \xi}{dt^2} &= \frac{I_\xi}{2} (-F_1(z_1, i_1) + F_2(z_2, i_2)) + T_\xi \\ L_\infty \frac{di_\xi}{dt} + Ri_\xi &= -N \frac{d}{dt} (-\Phi_1(z_1, i_1) + \Phi_2(z_2, i_2)) + e_\xi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、

図1 制御対象

Fig. 1. Control object.

$$\xi = \frac{-z_1 + z_2}{l_\xi}, \quad i_\xi = \frac{-i_1 + i_2}{l_\xi}, \quad e_\xi = \frac{-e_1 + e_2}{l_\xi}$$

ここに添え字 k を $k = 1$ or 2 として、 F_k は HM_k の電磁力、 Φ_k は HM_k の作る主磁束である。これらは HM₁, HM₂ の浮上ギャップ長 z_k , 電磁石励磁電流 (コイル電流) i_k を用いて次のように表せる。

$$F_k(z_k, i_k) = -\mu_0 S \left(\frac{k_N N i_k + k_{Hm} H_m l}{2z_k + \frac{l}{\mu_s}} \right)^2, \\ \Phi_k(z_k, i_k) = \mu_0 S \frac{k_S N i_k + k_{Hm} H_m l}{2z_k + \frac{l}{\mu_s}}$$

ここで、 g : 重力加速度、 μ_0 : 真空の透磁率、 M : 浮上体質量、 I_ξ : 浮上体重心回りのピッチング方向慣性モーメント、 l_ξ : HM₁, HM₂ 間の中心間距離、 u_z : z方向の外力、 T_ξ : ξ方向の外乱トルク、 N : 各HM電磁石コイルの巻回数、 L_∞ : $z_k \rightarrow \infty$ における各HM電磁石コイルの自己インダクタンス、 R : HM_k電磁石コイルの電気抵抗、 e_k : HM_k電磁石コイルの励磁電圧。また、 k_N , k_{Hm} , k_S および μ_s はそれぞれ近似係数、 H_m , l および S はそれぞれ永久磁石の保持力、磁極方向の長さ、主磁束の磁路面積である。

センサレス化を図る場合、磁気浮上系の制御出力 (コントローラへの入力信号) は i_k , 制御入力 (コントローラからの出力) は e_k となる。ここでは i_k の検出に各HM電磁石コイルに直列に挿入された $0.5(\Omega)$ の抵抗を使用する。制御入力 e_k はコントローラ出力であり、コイル電流 i_k と励磁電圧 e_k をもちいて各HMの浮上ギャップ長とその変化速度を推定する。

〈2・2〉 線形モデル 本研究では、線形制御理論によりセンサレス磁気浮上系の安定化を図る。

(1) 式, (2) 式を平衡点, すなわち z モードでは浮上ギャップ長 $z = z_0$, コイル電流 $i_z = 0$, ξモードではピッチ角 $\xi = 0$, コイル電流 $i_\xi = 0$ の近傍で線形近似すると各モードに関し、

次の状態方程式を得る。

z モード：

$$\left. \begin{aligned} \Delta \ddot{z} &= \frac{2}{M} \frac{\partial F_z}{\partial z} \Delta z + \frac{2}{M} \frac{\partial F_z}{\partial i_z} \Delta i_z + \frac{1}{M} u_z \\ \Delta \dot{i}_z &= -\frac{N}{L_{z0}} \frac{\partial \Phi_z}{\partial z} \Delta z - \frac{R}{L_{z0}} \Delta i_z + \frac{1}{L_{z0}} e_z \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

ξ モード：

$$\left. \begin{aligned} \Delta \ddot{\xi} &= \frac{l_\xi^2}{2I_\xi} \frac{\partial F_z}{\partial z} \Delta \xi + \frac{l_\xi^2}{2I_\xi} \frac{\partial F_z}{\partial i_z} \Delta i_\xi + \frac{1}{I_\xi} T_\xi \\ \Delta \dot{i}_\xi &= -\frac{N}{L_{z0}} \frac{\partial \Phi_z}{\partial z} \Delta \xi - \frac{R}{L_{z0}} \Delta i_\xi + \frac{1}{L_{z0}} e_\xi \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

(3) 式, (4) 式中, Δ : 平衡点からの偏差, 記号“ $\cdot$ ”: 時間微分演算子 $\frac{d}{dt}$, $\frac{\partial}{\partial z}$, $\frac{\partial}{\partial i_z}$: 平衡点 ($z = z_0$, $i_z = 0$) における z および i_z に関する偏微分値,

$$F_z : F_z(z, i_z) = F_2(z_2, i_2),$$

$$\Phi_z : \Phi_z(z, i_z) = \Phi_2(z_2, i_2),$$

$$L_{z0} : L_{z0} = L_\infty + N \frac{\partial \Phi_z}{\partial i_z}$$

z モードにおけるコイル電流 i_z を制御出力とする (3) 式および ξ モードにおけるコイル電流 i_ξ を制御出力とする (4) 式の浮上系モデルは同一個所に要素を持つ次の状態方程式で表せる。このとき, HM コイル駆動系および電流検出系に混入するオフセット成分を考慮する。

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}(e + e_{\text{off}})du \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + y_{\text{off}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ただし, 状態ベクトル $\mathbf{x}$, システム行列 $\mathbf{A}$, 制御行列 $\mathbf{b}$, 外乱行列 $\mathbf{d}$ および出力行列 $\mathbf{C}$ は,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta z \\ \Delta \dot{z} \\ \Delta i_z \end{bmatrix} \text{ or } \begin{bmatrix} \Delta \xi \\ \Delta \dot{\xi} \\ \Delta i_\xi \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_{31} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} 0 \\ d_{21} \\ 0 \end{bmatrix},$$

であり,

$$a_{21} = \frac{2}{M} \frac{\partial F_z}{\partial z} \text{ or } \frac{l_\xi^2}{2I_\xi} \frac{\partial F_z}{\partial z}, \quad a_{23} = \frac{2}{M} \frac{\partial F_z}{\partial i_z} \text{ or } \frac{l_\xi^2}{2I_\xi} \frac{\partial F_z}{\partial i_z}$$

$$a_{32} = -\frac{N}{L_{z0}} \frac{\partial \Phi_z}{\partial z}, \quad a_{33} = -\frac{R}{L_{z0}},$$

$$b_{31} = \frac{1}{L_{z0}}, \quad d_{21} = \frac{1}{M} \text{ or } \frac{1}{I_\xi}, \quad e = e_z \text{ or } e_\xi,$$

$$u = u_z \text{ or } T_\xi, \quad e_{\text{off}} = e_{z\text{off}} \text{ or } e_{\xi\text{off}}, \quad y_{\text{off}} = y_{z\text{off}} \text{ or } y_{\xi\text{off}}$$

となる。ここで, $e_{z\text{off}}$, $e_{\xi\text{off}}$ はそれぞれ z モード, ξ モードにおける制御入力 e のオフセット成分, $y_{z\text{off}}$, $y_{\xi\text{off}}$ はそれぞれ z モード, ξ モードにおける制御出力 y のオフセット成分である。

3. 浮上制御系の基本構成

浮上ギャップ長とその速度を推定するオブザーバにはコイル電流と励磁電圧を入力するが, 励磁電圧には実際にコイルを励磁する電圧ではなく, コントローラ内の計算値を使用する。

〈3・1〉 同次元オブザーバ (5) 式の同次元オブザーバは下式で与えられる⁽¹⁰⁾。

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{z}}}_{ob} &= \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{z}}_{ob} + \hat{\mathbf{B}}y + \hat{\mathbf{E}}e \\ \hat{\mathbf{x}} &= \hat{\mathbf{C}}_{ob}\hat{\mathbf{z}}_{ob} + \hat{\mathbf{D}}y \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ただし, $\hat{\mathbf{z}}_{ob}$: オブザーバの内部変数であり, オブザーバ出力 $\hat{\mathbf{x}}$ および各行列 $\hat{\mathbf{A}}$, $\hat{\mathbf{B}}$, $\hat{\mathbf{E}}$, $\hat{\mathbf{C}}_{ob}$, $\hat{\mathbf{D}}$ はそれぞれ,

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \Delta \hat{z} \\ \Delta \hat{\dot{z}} \\ \Delta \hat{i}_z \end{bmatrix} \text{ or } \begin{bmatrix} \Delta \hat{\xi} \\ \Delta \hat{\dot{\xi}} \\ \Delta \hat{i}_\xi \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{z}}_{ob} = \begin{bmatrix} \hat{z}_{ob1} \\ \hat{z}_{ob2} \\ \hat{z}_{ob3} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{C},$$

$$\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{E}} = \mathbf{b}, \quad \hat{\mathbf{C}}_{ob} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{D}} = \mathbf{C}^T$$

である。ここに, α_1 , α_2 , α_3 はオブザーバの推定速度設定時に決定される値, T は転置行列を表す記号である。

$\mathbf{B}$ は三次の Bessel filter に関する特性根モデルマッチング法で決定する。Bessel filter にはステップ応答に対して高速追従かつ低オーバーシュートという性質がある。浮上体のノミナル質量を M_0 としてオブザーバの特性方程式

$$\det[s\mathbf{I}_3 - \hat{\mathbf{A}}] = 0$$

から求まる s の多項式の係数と, 三次の Bessel filter の特性方程式

$$s^3 + \frac{6}{\sigma}s^2 + \frac{15}{\sigma^2}s + \frac{15}{\sigma^3} = 0$$

で得られる s の多項式の係数が一致するよう α_1 , α_2 , α_3 を決定する。ただし, s : ラプラス演算子, $\mathbf{I}_j$: $j \times j$ の単位行列, σ : 収束の速さを決める収束半径である。

(6) 式のオブザーバでは,

$$\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{15}{a_{21}a_{32}\sigma^3} + \frac{6}{a_{32}\sigma} \\ \frac{a_{21} + a_{23}a_{32}}{a_{32}} + \frac{15}{a_{32}\sigma^2} \\ a_{33} + \frac{6}{\sigma} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

となる。オブザーバのブロック図を図 3 に示す。

ここで $\hat{\mathbf{x}}$ 中の電流推定値に電流検出値を用いるのは, HM を励磁する駆動系に混入するオフセット電圧に対し, 電流推定値が偏差を生じるためである。

図 2 コントローラの基本構成

Fig. 2. Basic structure of controller.

図 3 同一次元オブザーバの構成

Fig. 3. Full order state observer.

〈3・2〉電流積分型コントローラ 制御入力 e はフィードバック定数を F , K として,

$$e = -F\hat{x} + K \int (y_0 - y)dt \dots \dots \dots (8)$$

で与える。

ただし,

$$F = [F_1 \quad F_2 \quad F_3], \quad K = K_3,$$

y_0 : 各モードのコイル電流目標値。

(8) 式のアナログ制御系のブロック図を図 2 に示す。浮上ギャップ長をオブザーバで推定すると定常状態でコイル電流がゼロに収束する状態が得られるが、ここでは後述のようにコイル抵抗値を測定するため、微少な測定用電流を通電する。このため、コントローラを図 2 の構成としてコイル電流検出値を積分器に導入し、コイル電流を抵抗測定に必要な電流値に収束させる。

F , K は, (8) 式から

$$v = \int ydt,$$

を定義し, (5) 式の制御対象, (6) 式の同一次元オブザーバおよび (8) 式の電流積分形コントローラを結合した次式の

拡大系から決定する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \hat{z}_{ob} \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - bF\hat{D}C & -bF\hat{C}D_{ob} & -bK \\ \hat{B}C - \hat{E}F\hat{D}C & \hat{A} - \hat{E}F\hat{C}D_{ob} & -\hat{E}K \\ C & \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{z}_{ob} \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 0 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} y_0 + \begin{bmatrix} b \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 0 \end{bmatrix} e_{off} + \begin{bmatrix} -bF\hat{D} \\ -\hat{E}F\hat{D} \\ 1 \end{bmatrix} y_{off} \dots \dots \dots (9)$$

ただし, $\mathbf{0}_{i \times j}$: $i \times j$ のゼロ行列,

$$D_{ob} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{C} = D_{ob}^T.$$

z モードであれば浮上体質量, ξ モードであれば慣性モーメントを M として, コイル抵抗値 R と M が $R_{min} \leq R \leq R_{max}$, $M_{min} \leq M \leq M_{max}$ の範囲で拡大系 (9) 式の特性根について, 高速・低振動な収束が得られるよう最大実部および最大実部を持つ特性根の偏角が最小となるように文献 (11), (12) の手法を用いて F , K を求める。

すなわち, 次の評価関数で制御入力を決定する。

$$V(W(M, R), P) = \sum_{\substack{M=M_{min}, M_1, \dots, M_{max} \\ R=R_{min}, R_1, \dots, R_{max}}} W(M, R) e^{\lambda_{Re}} \dots \dots \dots (10)$$

ただし, $W: M, R$ を変数とする重み関数, $P: (T_F, T_K, \sigma)$ なる制御パラメータ。

また, 上式中, λ_{Re} は次式で定義されている。

$$\lambda_{Re}(M, R, T_F, T_K, \sigma) \stackrel{\text{def}}{=} \max \left\{ \text{Re}(\lambda) : \det \begin{bmatrix} \lambda \mathbf{I}_3 - A(M, R) + b(M)F_0T_F\hat{D}C \\ -\hat{B}(\sigma)C + \hat{E}F_0T_F\hat{D}C \\ C \end{bmatrix} \right. \\ \left. \begin{bmatrix} b(M)F_0T_F\hat{C} & -b(M)K_0T_K \\ \lambda \mathbf{I}_3 - \hat{A}(\sigma) + \hat{E}F_0T_F\hat{C} & \hat{E} \\ \mathbf{0} & \lambda \end{bmatrix} = 0, \right. \\ \left. \text{Re}(\lambda) \cos(\arg(\lambda) - \pi) \right\}$$

ただし, $T_F, T_K: F, K$ の初期値 F_0, K_0 に乗じる調整ゲインで

$$T_F = \text{diag}[tr_1 \quad tr_2 \quad tr_3], \quad T_K = tr_{K3}$$

である。

制御パラメータ F, K は初期値 F_0, K_0 を出発点として (10) 式を最小化 (極小化) する (T_F, T_K, σ) を求めて次式で決定する。

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_0 \mathbf{T}_F, \quad \mathbf{K} = \mathbf{K}_0 \mathbf{T}_K$$

ノミナル値における拡大系の特性方程式は

$$\det[s\mathbf{I}_3 - \hat{\mathbf{A}}] \det[s\mathbf{I}_4 - \mathbf{A}_{FB}] = 0 \dots\dots\dots (11)$$

ただし,

$$\mathbf{A}_{FB} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{F} & -\mathbf{b}\mathbf{K} \\ \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix}$$

で与えられるので, (11) 式左辺第二項から得られる特性方程式と, (10) 式で決定された $\mathbf{F}$, $\mathbf{K}$ 値から計算される特性方程式

$$s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0 = 0 \dots\dots\dots (12)$$

との係数比較から $\mathbf{F}$, $\mathbf{K}$ を多項式 (12) 式の s の係数 c_i ($i = 1 \sim 4$) で表すと次式となる。

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{c_1 + a_{21}c_3}{a_{23}b_{31}}, & F_2 &= \frac{a_{21}^2 + a_{21}a_{23}a_{32} + c_0 + a_{21}c_2}{a_{21}a_{23}b_{31}}, \\ F_3 &= \frac{a_{33} + c_3}{b_{31}}, & K_3 &= -\frac{c_0}{a_{21}b_{31}} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

4. 制御機能の高度化

制御系基本構成は次の問題点を有している。

- i) 接触状態でオブザーバの推定が出来ない。
- ii) コイル抵抗値の変動に対してロバスト安定性が低い。
- iii) 複数の磁石ユニットのコイル抵抗値が異なると制御軸が干渉する。この干渉は浮上開始や浮上状態へのリカバリーを困難にする。

問題点 i) に対しては, 接触状態での既知の浮上ギャップ長を推定値としてオブザーバから出力させるとともに, オブザーバを構成する積分器の演算結果をゼロにリセット (初期化) して浮上状態への移行直後から再び積分を開始させる機能が浮上開始および再浮上の際に有効に機能することを検証した⁶⁾。ブロック図を図 3 中に灰色太線で示す。

問題点 ii) については, コイル抵抗値をリアルタイムで推定し, コイル抵抗値の変動に対して適応オブザーバを構成する。

(6) 式のオブザーバでは図 3 において灰色で示した α_3 のみがコイル抵抗 R で変化する。 α_3 は,

$$\alpha_3 = -\frac{R}{L_{20}} + \frac{6}{\sigma} \dots\dots\dots (14)$$

であるから, コイル電流 i_k とコイル励磁電圧 e_k から R を求め, (14) 式に基づいて (7) 式の $\mathbf{B}$ を R の変動に対して適応化する¹³⁾。

問題点 iii) では, 各磁石ユニットから制御軸モードへの変換行列を $\mathbf{T}_{um}$, 各磁石ユニットの抵抗値を $\mathbf{R}_k$ ($k = 1 \sim n$) として, 補正電圧 $\mathbf{e}_c$ を

図 4 コイル抵抗値適応形コントローラの構成

Fig. 4. Controller structure.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_c &= \mathbf{R}_m \mathbf{i}_m - \mathbf{R}_a \mathbf{i}_m \\ \mathbf{R}_m &= \mathbf{T}_{um} \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & R_n \end{bmatrix} \mathbf{T}_{um}^{-1} \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

で定義し, 各モードの制御入力となるモード励磁電圧 $\mathbf{e}_m$ に $\mathbf{e}_c$ を加算して非干渉化する¹⁴⁾。ここで, $\mathbf{R}_a$ は各磁石ユニットコイル抵抗の平均値である。

これらの機能を基本制御系に追加し, 抵抗値適応オブザーバを用いると以下の問題点が浮上する。

- iv) コイル抵抗値推定用電流指令値 i_{20} を小さく設定するため, 制御ループに混入するオフセット電圧でコイル抵抗推定精度が悪化する。
- v) 制御回路中のオフセット電圧 e_{off} , 電流検出オフセット y_{off} および電流目標値 i_{20} の変化でオブザーバの推定値が変動する。
- vi) 抵抗値の変動で浮上系の過渡応答が変化する。このため, 抵抗値変動が大きくなると浮上系が不安定となる。

問題点 iv) では, 抵抗推定の精度をあげるために i_{20} を大きくすると, コイルでの発熱で抵抗値が変動する。このため, 本研究ではコイルでの電力消費が 0.1 (W) 以下になるよう i_{20} を設定する。この場合, オフセット電圧を考慮して抵抗推定の精度を向上させる。

問題点 v) では, オフセット電圧が速度推定値に定常偏差を生じさせることを利用してオブザーバの推定値変動を抑制する。とくに, 速度推定値の変動はコイル抵抗推定値の誤差要因になる。

また, 問題点 vi) においてはフィードバックゲインを抵抗値に対して適応化する。

最終的に得られたコントローラの構成を図 4 に示す。図中, Exciting voltage compensator は (15) 式を演算する励磁電圧補償器, Limiter と条件スイッチで構成される Saturator は電流積分補償器に飽和機能を与えている¹⁵⁾。

〈4・1〉 オフセット電圧補償 各 HM のコイル抵抗測定値 R_k は分母がゼロにならないよう電力に基づいて,

$$R_k = \frac{\left(\frac{a_{32}}{b_{31}} \hat{z}_k + e_k - \frac{1}{b_{31}} \frac{di_k}{dt} \right) i_k}{i_k^2 + \varepsilon} \dots\dots\dots (16)$$

で計算される。ただし、 ε は $0 < \varepsilon \ll 1$, $\hat{z}_k$ は各モードの速度推定値 $\hat{z}_{ob2}$ から得られる HM_k の浮上ギャップ速度推定値である。しかし、各コイルへの電圧出力に混入する電圧オフセット e_{offk} および各コイル電流の検出時に混入する検出オフセット i_{offk} が存在する場合、(16) 式について再考が必要となる。

浮上系が安定であれば電流積分器の入力がゼロとなるので電圧基準をコントローラ内のゼロ電圧とすると、オフセットを考慮した場合の各コイルにおける電圧方程式は、

$$e_k + e_{offk} = R_k i_k + \gamma_k(t) \dots\dots\dots (17)$$

となる。ただし、 $\gamma_k(t)$: 逆起電力の過渡項である。コントローラ内では積分器の作用により、

$$i_{z0} = i_{sk} + i_{offk} \dots\dots\dots (18)$$

が定常状態で満足されていることから、

$$e_{sk} + e_{offk} = R_k (i_{z0} - i_{offk}) \dots\dots\dots (19)$$

が成立する。ただし、添え字 s : 定常状態を示す記号。

ここで、 i_{z0} をゼロに設定してゼロパワー制御を行なった場合の各コイルへの制御入力を e_{s0k} とすれば、(19) 式より、

$$e_{s0k} = -R_k i_{offk} - e_{offk} \dots\dots\dots (20)$$

となる。(20) 式より、

$$e_{offk} = -R_k i_{offk} - e_{s0k} \dots\dots\dots (21)$$

であるから (17) 式は、

$$e_k - e_{s0k} = R_k (i_k + i_{offk}) + \gamma(t) \dots\dots\dots (22)$$

と書き直すことができる。

(22) 式から、オフセット e_{offk} , i_{offk} の混入がある場合には、 R_k は次式で与えることができる。

$$R_k = \frac{(i_k + i_{offk}) \left(\frac{a_{32}}{b_{31}} \hat{z}_k + (e_k - e_{s0k}) - \frac{1}{b_{31}} \frac{di_k}{dt} \right)}{(i_k + i_{offk})^2 + \varepsilon} \dots\dots\dots (23)$$

ここで、 $i_k + i_{offk}$ はコントローラ内に取り込まれるコイル電流検出値となる。つまり、抵抗推定の前に i_{z0} を一旦ゼロに設定して e_{s0k} を記憶し、次に i_{z0} を設定値に戻して記憶した e_{s0k} から (23) 式を演算すれば高精度の抵抗測定が行なえる。

さらに、(22) 式から i_{z0} がゼロのとき、

$$\left. \begin{aligned} e_{s0k} &= e_k - R_k (i_k + i_{offk}) - \gamma(t) \\ &= e_k - R_k (i_k + i_{offk}) + \frac{a_{32}}{b_{31}} \hat{z}_k - \frac{1}{b_{31}} \frac{di_k}{dt} \end{aligned} \right\} \dots\dots (24)$$

が成立し、 e_{s0k} がリアルタイムで測定できる。

〈4・2〉 推定値オフセット補償 各モードの制御系閉ループにオフセット e_{off} および y_{off} が混入すると (9) 式より、 e_{off} および y_{off} から速度推定値 $\hat{z}_{ob2}$ までのそれぞれの伝達関数直流分 $G_{ez}(0)$, $G_{yz}(0)$ は、

$$G_{ez}(0) = \frac{b_{31}}{a_{33} + a_{32}\alpha_1 - \alpha_3}, \quad G_{yz}(0) = 0 \dots\dots\dots (25)$$

と計算される。したがって、D/A 変換器や電磁石駆動装置の e_{off} で速度推定値に定常偏差が生じることになる。速度推定値に生じるオフセットは抵抗推定に誤差を生む。

ここでは、速度推定値に定常偏差が発生しないようオブザーバの電圧入力 e が補償できるよう、(6) 式の同次元オブザーバを次のように修正する。

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{z}}_\lambda &= \hat{A}_\lambda \hat{z}_\lambda + \hat{B}_\lambda y + \hat{E}_\lambda e \\ \hat{x} &= \hat{C}_d \hat{z}_\lambda + \hat{D} y \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (26)$$

ただし、 $\hat{z}_\lambda$: オブザーバ内部変数、オブザーバの各行列 $\hat{A}_\lambda$, $\hat{B}_\lambda$, $\hat{E}_\lambda$, $\hat{C}_\lambda$ はそれぞれ、

$$\hat{z}_\lambda = [\hat{z}_{\lambda 1} \quad \hat{z}_{\lambda 2} \quad \hat{z}_{\lambda 3} \quad \hat{z}_{\lambda 4}]^T, \quad \hat{A}_\lambda = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{E} \\ 0 & -\lambda_{ob} \quad 0 \end{bmatrix},$$

$$\hat{B}_\lambda = \begin{bmatrix} \hat{B} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{E}_\lambda = \begin{bmatrix} \hat{b} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{C}_d = [\hat{C}_{ob} \quad 0_{3 \times 1}].$$

(6) 式のオブザーバと (26) 式の相違箇所を図 5 に太線で示す。

修正オブザーバを適用すると、(9) 式の拡大系は、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \hat{z}_\lambda \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - bF\hat{D}C & -bF\hat{C}_d\hat{D}_\lambda & -bK \\ \hat{B}_\lambda C - \hat{E}_\lambda F\hat{D}C & \hat{A}_\lambda - \hat{E}_\lambda F\hat{C}_d\hat{D}_\lambda & -\hat{E}_\lambda K \\ C & 0_{1 \times 4} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{z}_\lambda \\ v \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} d \\ 0_{4 \times 1} \\ 0 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ 0_{4 \times 1} \\ 1 \end{bmatrix} y_0 + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} e_{off} + \begin{bmatrix} -bF\hat{D} \\ -\hat{E}_\lambda K\hat{D} \\ 1 \end{bmatrix} y_{off} \dots\dots\dots (27)$$

と書き直せる。ただし、

図 5 修正同次元オブザーバ
Fig. 5. Modified full order state observer.

$$D_{\lambda} = [D_{ob} \quad 0_{2 \times 1}], \quad \hat{D}_{\lambda} = [C \quad 0]^T, \quad \hat{C}_{\lambda} = D_{\lambda}^T.$$

(27) 式より, e_{off} および y_{off} から速度推定値 $\hat{z}_{\lambda 2}$ までのそれぞれの伝達関数直流分 $G_{\lambda ez}(0)$, $G_{\lambda yz}(0)$ を計算すると, これらはともにゼロとなる。したがって, 制御系閉ループにオフセットが混入しても速度推定値 $\hat{z}_{ob2}$ に定常偏差は生じなくなる。

〈4・3〉 フィードバックゲインの適応化 フィードバックゲイン F , K のうち, コイル抵抗値 R で変動するのは (13) 式から a_{33} を含む F_3 だけである。(5) 式のモード別状態方程式中のコイル抵抗値 R は (15) 式の補正電圧 e_c で平均のコイル抵抗値 R_a に置換されるので, (23) 式で得られる各コイルのコイル抵抗推定値 R_k を用いて F_3 は,

$$F_3 = -\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n R_k + \frac{c_3}{b_{31}} = -R_a + \frac{c_3}{b_{31}} \dots \dots \dots (28)$$

で与えられる。同様に, オブザーバについても R_k を用いて (14) 式を書き換え,

$$\alpha_3 = -\frac{R_a}{L_{z0}} + \frac{6}{\sigma} \dots \dots \dots (29)$$

で適応オブザーバを構成する。

5. センサレス浮上特性

吸引形磁気浮上では, 構造物の機械共振回避や, 軌道不整に対する振動絶縁のため比較的低ゲインのフィードバック制御を適用することが多い。低ゲインでは,

- ① (12) 式で s の係数 c_i ($i = 1 \sim 4$) が小さくなる。
- ② 係数 c_i ($i = 1 \sim 4$) について, たとえば特性方程式が $(s + \lambda)^4 = 0$ ($\lambda \gg 2$) の場合では $c3 < c2 < c1 < c0$ となる。
- ③ a_{21} , a_{23} , b_{31} の HM 磁気特性に依存する項が (13) 式および (7) 式の分母分子にあると磁気特性の変動が相殺される傾向にある。
- ④ a_{32} は HM 磁気特性で分母分子が相殺される傾向にある。

等を考慮すると質量, 慣性モーメント, コイル抵抗および HM 自己インダクタンスの変動が浮上制御系のロバスト安定性に影響しやすくなる。本章では, 実験装置の z モードを例に, センサレス磁気浮上制御の浮上特性を明らかにする。装置の諸元を表 1 に示す。また, 特性計算にもちいたフィードバック定数を表 2 に示す。

〈5・1〉 コイル抵抗値の変動 センサレス磁気浮上系でコイル抵抗変動に対する適応制御を行わなかった場合の根軌跡を図 6 に示す。計算には (27) 式右辺第一項のシステム行列を用いた。ノミナル値の $\pm 1\%$ のコイル抵抗値変動で系が不安定になることがわかる⁽¹⁶⁾。

コイル抵抗値変動に対する適応制御を用いた場合, 浮上制御系のロバスト安定性は後述の実験で示すように飛躍的に向上する。

表 1 諸元

Table 1. Mechanical and Electrical Parameters.

Door Body			
Mass: M	12.2 (14.0*) (kg)	Inertia: I_z	1.71 (2.49*) (kgm ²)
HM units span: l_z	0.38 (m)	Dimensions	500 ^w ×1014 ^h ×40 ^t (mm)
Gap width: z_r	4.1 (3.7*) (mm)	Ceiling height	1020 (mm)
Magnet unit			
length: L_m	60 (mm)	$\partial F_z / \partial z$ at z_r	19390 (23760*) (N/m)
Width: W_m	35 (mm)	$\partial F_z / \partial i$ at z_r	-21.42 (-24.52*) (N/A)
Height: h_m	35 (mm)	$\partial \Phi_z / \partial z$ at z_r	-32.58 (-37.31*) (mWb/m)
Electromagnet		L_{z0} at z_r	54.78 (56.31*) (mH)
Resistance: R	7.63* (Ω)	Ceiling	
Number of turns: N	830 (Turn)	Aluminum panel	1.0 ^t (mm)
Iron plate			
Nd-Fe-B	30 ^l ×35 ^w ×19 ^h (mm)	Thickness	6 (mm)

Note: * denotes nominal value.

表 2 制御定数

Table 2. Control parameters.

Observer			Feedback controller		
	z mode	ξ mode	z mode		
a_{21}	3346.5 (1/s ²)	1002.3 (1/s ²)	F_{1z}	-2803.8 (V/m)	
a_{23}	-3.3365 (m/s ² /A)	-1.034 (rad m/s ² /A)	F_{2z}	-54.792 (V s/m)	
a_{32}	634.01 (A/m)	600.39 (A/rad/m)	F_{3z} *	-5.1602 (V/A)	
a_{33} *	-139.57 (1/s)	-141.61 (1/s)	K_{3z}	-0.69234 (V/A s)	
α_1	1.1790 (m/s/A)	1.7769 (m/s/A)	ξ mode		
α_2	56.080 (m/s ² /A)	29.466 (rad m/s ² /A)	$F_{1\xi}$	-1326.9 (V/rad)	
α_3 *	130.06 (1/s)	60.010 (1/s)	$F_{2\xi}$	-59.140 (V s/rad)	
HM self-inductance			$F_{3\xi}$ *	-6.3647 (V/A)	
L_{z0}	56.31 (mH)	56.31 (mH)	$K_{3\xi}$	-0.27343 (V/A s)	

Note: * denotes adaptive parameters.

図 6 抵抗値変動に対する根軌跡

Fig. 6. Root loci for coil resistance variation.

〈5・2〉 自己インダクタンスの変動 HM コイルの自己インダクタンスがノミナル値に対して $-7.5\% \sim 5\%$ 変動した場合の根軌跡を図 7 に示す。前節と同様, 計算には (27) 式を用いた。

コイル抵抗と異なり, 給電線を含む HM の自己インダクタンスはシステムの仕様が決められほとんど変動しない。図 7 の根軌跡は L_{z0} が $\pm 1\%$ 程度の誤差で求めれば, 浮上のためのチューニングが不要となることを示している。

〈5・3〉 質量の変動 質量の変動に対する根軌跡を図 8(a) に示す。計算には (27) 式を用いた。同図での質量変動はノミナル値の -10% から 50% である。50%の質量変動に対しても代表根の移動は僅かであり, 質量変動に対してセンサレス磁気浮上系は強いロバスト安定性を示すことがわ

図 7 $L_{\sigma 0}$ の変動に対する根軌跡

Fig. 7. Root loci for self-inductance variation.

(a) Self-gap-detecting control.

(b) Control with gap detectors.

図 8 質量変動に対する根軌跡

Fig. 8. Root loci for mass variation.

かる。一方、オブザーバの代わりにギャップセンサから浮上ギャップ長とその速度を検出した場合の根軌跡を図 8(b) に示す。計算には (11) 式左辺二項を用いた。この図で軌跡と虚軸の交点は質量増加が 37% の時である。図 8(a) に比べ、小さな質量増加で代表根が不安定領域に移動する。

質量変動に対する強いロバスト安定性は、オブザーバ方式センサレス磁気浮上の特長である。コイル抵抗の変動にロバスト安定性が不足する反面、質量変動に対しては高いロバスト安定性を有する。

なお、図 6 から図 8(a) において、実軸上の原点近くに二つのノミナル質量の代表根が存在するが、原点に近い方は -0.2 近傍に存在し、(26) 式の速度推定値オフセット補償に起因する根である。もう一方は図 8(b) の原点に近い代表根と同様、(11) 式左辺二項の特性根の一つである。これら二つは、 -10% から 50% の質量変動に対してほとんど移動しない。

6. 浮上実験

実験では、閉ループ系のオフセット電圧推定を行なうため次のシーケンスを導入した。

- ① 電流目標値 $i_{\sigma 0}$ を 200 秒周期で 10 秒間ゼロに設定してゼロパワー制御を行う。電流目標値 $i_{\sigma 0}$ は常にゼロに設定。
- ② ゼロパワー制御の間、コイル抵抗値演算をホールドするとともに各コイルの電流が所定範囲内であればゼロパ

図 9 浮上開始応答 ($R_1 : 7.44 (\Omega)$, $R_2 : 7.37 (\Omega)$)

Fig. 9. Start response ($R_1 : 7.44 (\Omega)$, $R_2 : 7.37 (\Omega)$).

図 10 過大外乱応答 ($R_1 : 7.48 (\Omega)$, $R_2 : 7.34 (\Omega)$)

Fig. 10. Recover response ($R_1 : 7.48 (\Omega)$, $R_2 : 7.34 (\Omega)$).

ワー制御終了直前の制御入力 e_k の -1 倍を閉ループ系オフセット電圧 $-e_{s0k}(= R_k i_{offk} + e_{offk})$ として取込み前回のデータを更新する。

③ 各コイルの電流が所定範囲を超えた場合はその時点でゼロパワー制御を解除し、200 秒の周期をリセットする。

④ 残りの 190 秒は電流目標値 $i_{\sigma 0}$ を -100 mA に変更し、オフセット電圧測定データを基に (23) 式でリアルタイムにコイル抵抗値を演算するとともに、演算結果をオブザーバ、非干渉電圧補償器およびフィードバックゲイン補償器に取り込んでそれぞれの適応パラメータをサンプリング周期で変更する。

なお、(24) 式の e_{s0k} は時定数 0.5 秒のローパスフィルタを介して検出し、(23) 式の R_k の推定には時定数 1.0 秒のローパスフィルタを使用した。コントローラは 16 ビット DSP でサンプリング周期は $110 \mu\text{s}$ 、ドライバはパワーアンプである。

〈6・1〉 浮上開始・復帰実験 質量 14.2 kg の浮上体が天井に吸着した状態から浮上を開始するときの応答を図 9 に、過大外乱として浮上中の浮上体を下方に引下げ、底部を床に衝突させたときの再浮上の応答を図 10 に示す。浮上開始操作ではコイル抵抗値推定完了後に浮上体の姿勢で決まるギャップ長がローパスフィルタを介してギャップ推定値として時刻 0.5 秒で出力されている。ギャップ長推定値の増加でゲイン F_{1z} を介して磁石ユニットが励磁されると、吸引力が減少してマイクロスイッチのバネ効果で磁石ユニットが天井（上方限界）から徐々に離れる。浮上体が浮上してオブザーバが演算を開始すると $\Delta \hat{z}$ がパルス状の過渡応答を示し、0.2 秒後には推定値と目標値が一致する。

図 11 室温とコイル抵抗およびオフセット電圧の関係

Fig. 11. Coil resistances and offset voltages for room temperature.

図 10 では時刻 0.5 秒で浮上体に過大外乱が加えられている。接触時にマイクロスイッチの動作でオブザーバが初期化され、下方限界付近で $\Delta \hat{z}$ が予め決められた値 2.2 (mm) を出力していることが確認できる。三回の初期化の後、外乱の印加から 0.5 秒程度で $\Delta \hat{z}$ は Δz の応答に収束し、安定な浮上状態に復帰する。なお、図 9、図 10 において $\Delta \hat{z}$ がゼロに収束しないのは、 i_{z0} が -100 mA に設定されているためである。また、マイクロスイッチのストロークは 0.5 mm、機械的寸法で決まる上方限界と下方限界の間隔は 4.3 mm である。以下の図では、ギャップ長推定値 $\Delta \hat{z}$ と測定値 Δz および測定値 Δz と $l_z \Delta \xi$ の比較のため、定常浮上状態でのギャップセンサ出力値をギャップ長定常偏差の原点とする。

〈6・2〉 抵抗値・オフセット測定試験 室温を変化させた場合の R_1 , R_2 および e_{s01} , e_{s02} の推定結果を図 11 に示す。また、図 11 中の点 A, B において、質量 14.2 kg の浮上体重心付近に時刻 1.0 秒で z 方向の打撃を加えた場合の z , ξ モードにおける測定値 Δz , $l_z \Delta \xi$ のインパルス応答を図 12 に示す。図 13 に $R_1 : 7.48 (\Omega)$, $R_2 : 7.41 (\Omega)$ で (15) 式の補正電圧 e_c による制御軸の非干渉化を行なわなかった場合のインパルス応答を示す。打撃時刻は 0.75 秒である。

図 13 での抵抗値の差は 0.07 (Ω)、ノミナル値の 1% であるが、 ξ モードに z モードと同程度の振幅で動揺が生じ、その動揺が干渉により両モード間で循環している。図 12 では抵抗値の差が 0.5 (Ω)、ノミナル値の 7% であるが、 ξ モードの振幅は 1/3 以下になっている。このことから、図 11 における R_1 , R_2 および e_{s01} , e_{s02} のリアルタイム推定の妥当性が検証できる。また、1% のコイル抵抗値変動で不安定になる図 6 のセンサレス磁気浮上制御系において、 R_1 , R_2 が個々に 2% (0.15 (Ω)) 以上変動しても過渡応答がほぼ一致していることから適応制御の効果が確認できる。

〈6・3〉 限界試験 付加抵抗をすべて外したコイル抵抗値下方限界、片側コイルの給電飽和限界および浮上開始可能限界におけるインパルス応答を図 14 に示す。片側コイルの給電飽和限界は使用した電源電圧で浮上開始のため

(a) Point A: Temperature 15.7 (°C) ($R_1 : 7.72 (\Omega)$, $R_2 : 7.25 (\Omega)$)

(b) Point B: Temperature 26.1 (°C) ($R_1 : 7.98 (\Omega)$, $R_2 : 7.50 (\Omega)$)

図 12 点 A, 点 B におけるインパルス応答

Fig. 12. Impulse responses at Point A & B.

図 13 非干渉化電圧補正を施さない場合のインパルス応答

Fig. 13. Impulse response out of anti-interaction compensation.

の電流が飽和するコイル抵抗値であり、浮上開始可能限界は浮上開始時の過渡応答の収束が悪い場合スミーズな浮上開始が出来なくなるコイル抵抗値である。それぞれの場合で打撃時刻は 0.75 秒である。図 14 から、平均の抵抗値 R_a が大きくなるほど系の振動減衰が弱くなっている。これは、コイル自己インダクタンスの同定誤差でノミナルモデルの時定数が抵抗値に依存して変動するためと考えられる。

図 14 はコイル抵抗値適応制御に限界があることを示しているが、この場合のコイル抵抗変動幅はノミナル値の 60% であり、実用上十分なマージンである。

浮上体の質量をノミナル値の 50% の範囲、 -2 kg から 5 kg まで変動させた場合のトリガ時刻 0.75 秒でのインパルス応答を図 15 に示す。質量 14.2 (kg) の図 12 の場合に比べ、質量が増大するほど振動的でなくなることがわかる。質量 12.2 (kg) では浮上ギャップ長調整用の錘がすべて外されている。また、質量 19.2 (kg) ではステップ応答が採取できる最小機械的ギャップ長 1 mm ($z = 2.82$ (mm)) が確保されている。図 15 は、ノミナル値の 50% に相当する質量変動にもかかわらず、浮上ギャップ長の測定値と推定値はほぼ一致することを示している。

図 8(a) の根軌跡では質量が重くなると実軸上の極が代表根となり、軽くなると虚数部を持つ極が代表根となる。この根軌跡と本実験結果の傾向は一致しており、オブザーバ方式のセンサレス磁気浮上制御が質量変動に対して高いロ

図 14 コイル抵抗値限界におけるステップ応答
Fig. 14. Impulse responses on the border of allowable coil resistance range.

図 15 質量限界におけるステップ応答
Fig. 15. Impulse responses on the border of allowable mass range.

バスタ安定性を有することが確認できる。

7. むすび

オブザーバ方式のセンサレス磁気浮上制御にコイル抵抗値適応制御を導入すると、コイル抵抗値変動に対して実用上十分なロバスト安定性が得られた。また、ギャップセンサを用いた磁気浮上制御に比べ、本センサレス制御が質量や慣性モーメントの変動に対してより高いロバスト安定性を示すことが明らかとなった。

本研究では、ゼロパワー制御による閉ループ系のオフセッ

ト電圧測定により、0.1%程度の精度でコイル抵抗値を検出している。この手法に限らず、オフセット電圧やコイル温度を一定に保てば高精度なコイル抵抗値推定が可能である。特に、ゼロパワー制御を適用しない場合はバイアス励磁電圧が大きくなり、閉ループ系オフセット電圧を無視しても抵抗推定誤差が小さくなる。このため、通常の吸引式磁気浮上ではオフセット電圧の推定が不要となる。

オブザーバ方式センサレス磁気浮上は、

- ① 接触時のオブザーバ積分器のリセット
- ② コイル抵抗値適応制御
- ③ 不均一コイル抵抗による制御軸間干渉電圧補正

の三つの機能追加で実用に十分なロバスト安定性が実現できる。今後、本制御方式のエレベータ非接触案内装置への適用を進めていく。

センサレス磁気浮上制御に関する本研究が産業応用における磁気浮上制御技術の新展開に資すれば幸いである。

謝 辞

最後に、本研究を進めるにあたり多大なご支援をいただいた当社電力・社会システム技術開発センター田井一郎前センター長、同センター 須藤亮現センター長に深く感謝いたします。

(平成 17 年 12 月 20 日受付、平成 18 年 6 月 21 日再受付)

文 献

- (1) 電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会編：「磁気浮上と磁気軸受」，コロナ社 (1993)
- (2) B.V. Jayawant: "Electromagnetic Levitation and Suspension Techniques", Edward Arnold, London (1981)
- (3) P.K. Sinha: "Electromagnetic Suspension Dynamics & Control", Peter Peregrinus, Ltd., London (1987)
- (4) M. Morishita and T. Azukizawa: "Zero Power Control Method for Electromagnetic Levitation System", *Trans. IEE of Japan*, Vol.108-D, No.5, p.447 (1988-5) (in Japanese)
- (5) 森下明平・小豆沢照男：「常電導吸引式磁気浮上系のゼロパワー制御」，*電学論 D*, **108**, 5, p.447 (1988-5)
- (6) M. Morishita and M. Akashi: "Electromagnetic Non-contact Guide System for Elevator Cars", *LDIA'01 Int. Symposium*, pp.416-419, Nagano (2001-10)
- (7) M. Morishita and H. Itoh: "The Self-Gap-Detecting Electro-magnetic Suspension System for Doors", *LDIA'03 Int. Symposium*, pp.141-144, Birmingham (2003-9)
- (8) 水野 毅，他：「変位センサレス磁気軸受の実用化に関する研究」，*電学論 D*, **116**, 1, p.35 (1996-1)
- (9) S. Moriyama: "AC Magnetic Suspension Using Differential Feedback Power Amplifier", No.1215, 1997 National Convention Record I.E.E. Japan, 5 (1997)
- (10) 森山伸一：「差動帰還形パワーアンプを用いた AC 磁気浮上」，No. 1215, 平 9 電全大, 5 (1997)
- (11) 水野 毅，他：「ヒステリシスアンプを利用したセルフセンシング磁気浮上」，*計測自動制御学会論文集*, Vol.32, No.7, p.1043 (1996)
- (12) 例えば，岩井善太・井上 昭・川路茂保：「オブザーバ」，コロナ社 (1988)
- (13) M. Morishita and M. Akashi: "Guide-effective Levitation Control for Electromagnetic Suspension System", *Trans. IEE of Japan*, Vol.119-D, No.10, p.1259 (1999)
- (14) 森下明平・明石征邦：「常電導吸引式磁気浮上系の浮上案内干渉制御」，*電学論 D*, **119**, 10, p.1259 (1999)
- (15) M. Morishita, et al.: "Zero Power Control for Maglev System of A Rigid Body Vehicle with Multi-suspended Points", *Trans. IEE of Japan*, Vol.120-D, No.4, p.509 (2000)
- (16) 森下明平，他：「多点支持式剛体磁気浮上車両のゼロパワー制御」，*電*

学論 D, **120**, 4, p.509 (2000)

- (13) M. Morishita: "The Coil Electric Resistance Variation and Stability of Self-gap-detecting Maglev Systems", The papers of Technical Meeting on Linear Drives IEEJ, LD-04-50 (2004) 59
森下明平:「コイル抵抗値変動がセンサレス磁気浮上系の安定性に及ぼす影響とその対策」, リニアドライブ研資, LD-04-50 (2004) 59
- (14) M. Morishita: "A Relationship between Equality of Coil Resistances and Stability of Electromagnetic Suspensions", No.5-079, 2005 National Convention Record I.E.E. Japan (2005)
森下明平:「常電導吸引式磁気浮上系におけるコイル抵抗値の均一性と浮上安定性の検討」, No. 5-079, 平 17 電全大, 5 (2005)
- (15) M. Morishita and M. Akashi: "A Study of Elevator Car Non-Contact Guide System with An Electromagnetic Suspension under Zero Power Control", The papers of Technical Meeting on Linear Drives IEEJ, LD-01-53 (2001) 17
森下明平・明石征邦:「ゼロパワー磁気浮上制御によるエレベータ非接触案内方式の検討」, リニアドライブ研資, LD-01-53 (2001) 17
- (16) M. Morishita and H. Itoh: "Gap-sensor-less Maglev System Stability for Electric Resistance of Coil", No.5-073, 2004 National Convention Record I.E.E. Japan (2004)
森下明平・伊東弘晃:「ギャップセンサレス磁気浮上制御系のコイル抵抗値変動と安定性」, No.5-073, 平 16 電全大, 5 (2004)

森 下 明 平 (正員) 1957 年 1 月 25 日生。1982 年 3 月早稲田大学大学院修士課程(電気工学専攻)修了。同年(株)東芝に入社。主として常電導吸引式および超電導誘導反発式磁気浮上, 高温超電導体のピン止め効果による磁気浮上の研究開発に従事。現在, 同社電力・社会システム技術開発センター主査。日本機械学会会員。博士(工学)。

伊 東 弘 晃 (正員) 1974 年 9 月 27 日生。1999 年 3 月早稲田大学大学院修士課程(機械工学専攻)修了。同年(株)東芝に入社。主として常電導吸引式磁気浮上, および昇降機技術の研究開発に従事。現在, 同社電力・社会システム技術開発センターに所属。日本機械学会会員。