X-Y LSM 式磁気浮上システムにおける制御器の設計

Design of Controller for Magnetic Levitation System for an X-YLSM

園田 大樹・乾 成里・大平 膺一・古関 隆章*

日本大学, 福島県郡山市田村町徳定字中河原 1 (〒963-8642)

*東京大学, 東京都文京区本郷 7-3-1 (〒113-8656)

H.Sonoda, S.Inui, Y.Ohira and T.Koseki*

Nihon University, 1 Nakagawara, Tamuramachi Tokusada, Koriyama, Fukushima 963-8642

*The University of Tokyo, 7-3-1 Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113-8656

We studied a magnetic levitation system for an X-Y linear synchronous motor (X-YLSM) combining a four-pole yoke hybrid electromagnet with the X-YLSM armature. This system makes possible a noncontact two-dimensional drive. A four-pole yoke hybrid electromagnet can control three degrees of freedom by itself. In a steady state, this system is suspended using only permanent magnet forces, and the control current converges to zero. In this paper, we describe an observer using only the gap length sensor. A gap length controller and zero power controller were designed based on the observer.

Key words: X-Y LSM, four-pole yoke hybrid electromagnet, zero power control, observer, magnetic levitation

1. はじめに

筆者らは、二次元推力を発生可能な X-YLSM 電機子¹⁾と、吸引力制御式磁気浮上技術²⁾を用いた 4 極ヨーク結合形ハイブリッド電磁石 (4 極形電磁石)³⁻⁵⁾を組み合わせ、X-Y リニア同期モータ (X-YLSM) 式磁気浮上システムについて研究を行ってきた⁶⁻⁸⁾。

本システムは、一次側を X-YLSM 電機子、二次側を 4 極形電磁石としており非接触による二次元駆動を特長としている。従来の U 字形電磁石による磁気浮上では、ギャップ長制御しか行なえず 1 自由度のみの浮上方式であったが、本システムでは、二次側を 4 極にすることで 3 自由度の制御を実現し、磁路内に永久磁石を配置することにより、定常状態で制御巻線に流れる電流をゼロに収束させるゼロパワー浮上が可能である。筆者らは、これまで X-Y LSM 式磁気浮上システムの基本特性を明らかにするために、有限要素法による解析を行ってきた^{6,7)}。

本稿では、基本特性を基に 4 極形電磁石を浮上可能とするため、オブザーバを構築し、状態フィードバック制御を基本とするギャップ長制御器、および 4 極形電磁石の特徴でもあるゼロパワー制御器を設計し、以下のシミュレーションによる検証を行なう。

- (1) ギャップ検出のみにより、システム全ての状態変数を推定可能な、オブザーバの構築
- (2) ギャップ長制御、ゼロパワー制御各々の浮上安定化方式における制御器設計の検討、外乱として垂直に力が加わった場合の特性

Fig. 1 Outline of magnetic levitation system.

Fig. 2 Model of magnetic levitation system.

2 システム構成

2.1 磁気浮上

吸引力制御式磁気浮上の原理を Fig. 1 に示す。本システムは、ギャップセンサ (LED 式変位センサ) の信号をフィードバックし、永久磁石と制御巻線が発生する垂直力と、

Fig. 3 Four-pole yoke hybrid electromagnet.

Table 1 Specifications of four-pole yoke hybrid electromagnet.

Item	Value
Number of poles	4
Iron core width	35 mm
Inductance of control winding	0.6 mH
Resistance of control winding	0.5 Ω
Mass	4.7 kg
Number of turns	100

Fig. 4 Observer system.

4極形電磁石の自重を釣り合わせるように制御を行い、4極形電磁石を X - Y LSM 電機子に釣り下がるように浮上を行なう。

本システムの構成を Fig. 2 に示す。

2. 2 X - Y LSM 電機子¹⁾

上方一次側の X - Y LSM 電機子は、1つの鉄心内に x 方向巻線、 y 方向巻線を直交させた構造となっている。それぞれの巻線を同時に励磁することによって、二次元推力を発生可能としている。また、直流励磁による位置決め制御も可能である。

2. 3 4極ヨーク結合形ハイブリッド電磁石^{3), 4), 5)}

Fig. 3 に4極形電磁石の概観、Table 1 にその仕様を示す。下方二次側の4極形電磁石は、4極を鉄心ヨークで結合し、各極に永久磁石と制御巻線、ギャップセンサを配置した構造である。各極を独立に制御することで、単体での鉛直方向ギャップ長、 α 軸姿勢角、 β 軸姿勢角の3自由度の制御を実現している。

3. 設計方法

本稿は、3自由度の一つである鉛直方向の浮上ギャップを例に検証を行なう。ここでは4極形電磁石のプラントモデルは浮上ギャップ5mmで永久磁石による垂直力と自重が釣り合うとし、この点を平衡点とした。この平衡点で浮上している状態をギャップ0mmと設定し、4極形電磁石が X - Y LSM 電機子に1mm近づくときを-1mm (マイナス)、遠ざかるときを+1mm (プラス) とした。今回用いた状態方程式 (1) は、平衡点近傍で垂直力の線形化⁸⁾を行い K_{xn} (ギャップ係数)、 K_{in} (電流係数) を算出し、プラントモデルの線形近似を行った。制御入力に制御巻線電圧とし、4極形電磁石に対して鉛直方向に加わる負荷力を外乱とした。一次側である X - Y LSM 電機子を励磁した場合、垂直力に影響をおよぼすことが考えられる。しかし、これまでの解析結果⁷⁾ から、 x , y の両方向を同時に2A励磁した場合、垂直力は10N程度の変化であるが、鉛直方向に加わる外乱として制御器が対応できる範囲である。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{K_{xn}}{m} & 0 & -\frac{K_{in}}{m} \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_{amp} \end{bmatrix} V_{in} + \frac{1}{m} F_d \quad (1)$$

x : ギャップ v_x : 速度 i : 電流 m : 自重
 K_{xn} : ギャップ係数 K_{in} : 電流係数
 r : 制御巻線抵抗 L : 制御巻線リアクタンス
 K_{amp} : アンプゲイン V_{in} : 制御入力
 F_d : 外乱

3. 1 オブザーバの設計

Fig. 4 にオブザーバの構成を示す。状態フィードバック制御では、状態変数が3個あり、文献8)で設計したIPD制御に比べ多くの状態変数の検出(速度、電流)が必要になる。オブザーバにより状態変数を推定することにより、IPD制御とハード的な条件が同一でも、制御器(PC)のソフトウェア(プログラム)を変更するだけで制御が可能である。これにより、速度センサを必要とせずセンサノイズ等の問題も解決できると予想できる。オブザーバの設計において、外乱力 F_d のダイナミクスは式(1)の中では記述されていないので、式(1)のままでは外乱に対して対応ができず、外乱が効いたり、二次元駆動を行なうために X - Y LSM 電機子を励磁した場合、オブザーバは正しい状態変数を推定できない。そこで、 F_d のダイナミクスが0次であるという仮定の下、 F_d を状態変数に加えて式(1)を拡張した式(2)を用いてオブザーバを構築する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \\ F_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-K_{xn}}{m} & 0 & \frac{-K_{in}}{m} & \frac{1}{m} \\ 0 & 0 & \frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \\ F_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_{amp} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad \dots (2)$$

3.2 ギャップ長制御器の設計

ギャップ長制御器の設計を行う場合、式(1)を用いた一般的な状態フィードバック制御の他に、指令値に追従するためのサーボシステムが必要となる。そのため、式(1)にギャップ長偏差積分を加えた拡大系である式(3)に対して最適レギュレータの手法を用いて設計を行なった。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \\ \int x dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-K_{xn}}{m} & 0 & \frac{-K_{in}}{m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r}{L} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \\ \int x dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_{amp} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_d \quad \dots (3)$$

3.3 ゼロパワー制御器

ゼロパワー制御では、ギャップ長制御器と同様に拡大系を用いるが、ギャップ長偏差積分ではなく、電流値の偏差積分を追加した式(4)を用いた。電流値をフィードバックすることで、指令値を0にし、制御巻線に流れる電流を0Aに収束させる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \\ \int i dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-K_{xn}}{m} & 0 & \frac{-K_{in}}{m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v_x \\ i \\ \int i dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_{amp} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_d \quad \dots (4)$$

4. 結果

4.1 オブザーバ

本システムは、不安定要素を含んでいるため、制御が不可欠である。そのため、オブザーバのみでは状態変数の推定が確立されているか検証できない。そこで本稿では、状態フィードバック制御を組み合わせるシミュレーションを行なった。Fig. 5にプラントモデルの初期値が平衡点よりギャップ2 mmずれている場合のプラントモデルの出力と、オブザーバによる推定のシミュレーション結果、Fig. 6にその差を示す。Fig. 7に初期値が平衡点から電流2 Aずれている場合のプラントモデルの出力と、オブザーバによる推定のシミュレーション結果、Fig. 8にその差を示す。時間 $t=0$ sではギャップ、電流ともにプラントモデルの初期値が平衡点からずれているために差が出ている。しかし、時間の経過とともにオブザーバの推定とプラントの出力は漸近していき、 $t=0.08$ sでギャップ、電流共にほぼ一致しており、その後安定浮上している。

4.2 ギャップ長制御器

Fig. 9, Fig. 10にギャップ長制御器のシミュレーション結果を示す。過渡状態が終了し、安定浮上となった時点をと $t=0$ sとした。 $t=2$ sでギャップの指令値を-1 mmとして、ギャップを変更し、その後、 $t=3$ sでギャップを平衡点に戻した。指令値を変化させた場合、ギャップは約0.5 sで指令値の-1 mmとなり安定浮上を行っている。また、オーバーシュートは5%程度となった。 $t=5$ sで30 Nのステップ力を外乱として与えると、ギャップ x は平衡点より約1.5 mm変動するが、0.5 s程度でまた平衡点で安定的に浮上を行っている。電流は外乱が加わった瞬間には最大で約7 Aが流れている。その後、約4.8 Aに収束した。これは、外乱に対して電流を流すことにより垂直力を増加させ、ギャップを平衡点に保持しているためである。

4.3 ゼロパワー制御器

Fig. 11, Fig. 12にゼロパワー浮上制御器のシミュレーション結果を示す。ギャップ長制御器と同様に、平衡点で安定浮上後、 $t=1$ sで30 Nのステップ力を外乱として与えると、ギャップ x は平衡点より約0.8 mm変動するが、0.8 s程度で安定的に浮上を行っている。Fig. 9から分かるように、外乱が加わった直後電流は約7 Aが流れている。しかし、その後、安定浮上した状態では、ギャップ長制御とは異なり電流が0に収束しておりゼロパワー制御が成功している。ギャップは-1.5 mmになっているが、ゼロパワー制御では、外乱に対して4極形電磁石をX-Y LSM電機子に近づけることでギャップを縮め、垂直力を増加させ電流をゼロに収束させているためである。

Fig. 5 Simulation of observer gap response.

Fig. 8 Current difference of plant and observer output.

Fig. 6 Gap difference of plant and observer output.

Fig. 9 Simulation of gap length controller gap response.

Fig. 7 Simulation of observer current response.

Fig. 10 Simulation of gap length controller current response.

5. おわりに

本稿では、 X - Y LSM 電機子と 4 極形電磁石を組み合わせた磁気浮上システムを提案し、安定浮上のための制御器の設計を行った。状態変数全てを推定可能であり、安定に浮上可能なオブザーバの構築を最初に行なった。本システムでは、常に迅速な制御を必要とするが、今回構築したオブザーバは、プラントモデルとの間に差がある場合でも、プラントを不安定にすることなく状態

変数を推定可能という結果を得た。これにより、ギャップ長検出のみによる状態フィードバック制御を可能とした。ギャップ長制御では、外乱が加わった場合でもギャップを一定に保つことができる。また、指令値を変化させることで、制御可能な範囲内でギャップを自由に変更することが可能であるという結果を得た。ゼロパワー制御では、外乱に対してギャップを変化させることで対応し、制御巻線に流れる電流を 0 A に収束させることができた。

今後は、シミュレーションの検証を行ない、より安全性を確保するために、制御の切り替えによる外乱に対する安定性を向上させる研究を行なう予定である。

文 献

- 1) S. Inui, M. Mochida, Y. Ohira: *Journal of The Magnetics Society of Japan*, **27**, 757(2003).
- 2) Magnetic suspension technology : magnetic levitation systems and magnetic bearings, (CORONA publishing CO.LTD, 1993).
- 3) J. Liu, K. Yakushi, T. Koseki: *The 2000 Japan Industry Applications Society Conference IEEJ*, Tokushima, p. 789(2000).
- 4) J. Liu, K. Yakushi, T. Koseki: *Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Machines*, **9**, 195.(2001).
- 5) J. Liu, T. Koseki, S. Inui, Y. Ohira: *Paper of Technical Meeting on Linear Drive of The IEEJ*, LD-02-83, p. 19(2002).
- 6) Y. Sasaki, S. Inui, Y. Ohira, J. Liu, T. Koseki : *Journal of The Magnetics Society of Japan*, **26**, 641(2002).
- 7) T. Wakanabe, Y. Sasaki, S. Inui, Y. Ohira, J. Liu, T. Koseki : *Journal of The Magnetics Society of Japan*, **27**, 474(2003).
- 8) H. Sonoda, T. Wakanabe, S. Inui, Y. Ohira : *National Convention Record IEEJ*, Sendai, 2003, p. 118(2003).

2003 年 10 月 28 日受理, 2004 年 01 月 15 日採録

Fig. 11 Simulation of zero power controller gap response.

Fig. 12 Simulation of zero power controller current response.