剛性切り替え制御による磁気浮上系の高耐荷重化*

石野 裕二^{*1}, 水野 毅^{*2}, 高崎 正也^{*3}Application of Switching Stiffness Control to Magnetic Suspension System
for Increasing Load CapacityYuji ISHINO, Takeshi MIZUNO^{*4} and Masaya TAKASAKI^{*4} Department of Mechanical Engineering, Saitama University,
255 Shimo-Okubo, Sakura-ku, Saitama, 338-8570 Japan

This paper presents a method of increasing the load capacity of magnetic suspension systems. The limits of coil current and suspension gap determine the load capacity. In the PID-controlled system, the displacement is kept zero and the coil current increases when load is added to the float. In contrast the current is kept zero and the gap decreases in the zero-power controlled system. As a result the load capacity is determined by the current limit in the former and the gap limit in the latter. It can be increased by switching them each other. The switching stiffness control is applied for this purpose in this paper. Experimental results demonstrate the operating range is extended almost twice.

Key Words: Magnetic Bearing, Electromagnetic Actuator, Actuator, Controller

1. 緒言

常電導吸引型磁気浮上で用いられる電磁石の支持力は、磁気飽和を考慮に入れないと、コイル電流の二乗に比例し、ギャップの二乗に反比例する。そのためギャップ変位に対してPID制御を施した場合(以下、本論文ではこれをPID制御と称する)、コイルに流れる電流によって、荷重によらずギャップが一定に保たれるので、支持できる最大静荷重は、最大電流によって決定される。このときギャップが狭いほど、最大支持力は大きくなるが、動的な外乱に対するため、ギャップに十分な余裕を設定する必要がある。一方、磁気浮上系の制御方法の一つに、ゼロパワー制御がある⁽¹⁾⁽²⁾。これは磁路中に永久磁石を挿入し、定常的な浮上力を永久磁石の吸引力によって得て、コイルに流れる定常的な電流を「零」に収束させる制御方法である。そのため浮上に要する入力エネルギーが定常的には零となるので、消費電力をできるだけ低減する必要がある宇宙機器⁽³⁾や無集電型磁気浮上搬送装置⁽⁴⁾で利用されている。また最近では、超高層ビル用エレベータの案内機

構⁽⁵⁾への応用されている。また定常外乱が加わると、最終的には外乱の定常値とは逆向きの変位が生じる、負の剛性の性質を有する。この性質を利用した除振装置⁽⁶⁾が開発されている。この磁気浮上系の最大支持力は、浮上体のギャップの限界によって制限される。このようにPID制御が施された磁気浮上系ではギャップに、ゼロパワー磁気浮上系では電流に余裕がある。ここでゼロパワー磁気浮上系に、大きな荷重が加わりギャップの限界に近づくと、PID制御のようにギャップを一定に保つ制御に切り替えるようにする。高荷重をコイルに流れる電流によって支えることになるため、静荷重の限界値が上がる。またPID制御を施した磁気浮上系に、大きな荷重が加わり、電流の限界値に近づくと、ゼロパワー制御のように電流を一定値に収束させる制御に切り替える制御方法とする。これ以上の荷重が加わると定常的な電流は一定で、ギャップが縮まることで荷重を支えることになる。さらに荷重が加わると、もう一度ギャップを一定に保つ制御に切り替える。この制御方法では、高荷重が加わると、PID制御の目的である、外乱に対しギャップが一定である範囲が少なくなるが、最大静荷重は、ギャップが小さい状態での浮上力となるため、従来のPID制御よりも支持できる荷重の範囲が大きくなる。しかし単純にPID制御と電流を収束させる制御を切り替えると、切り替え時にチャタリングを生じ、動作が不安定になる可能

* 原稿受付 2009年4月9日。

^{*1} 埼玉大学総合研究機構技術部(☎ 338-8570 さいたま市桜区下大久保255)。^{*2} 正員, フェロー, 埼玉大学理工学研究科。^{*3} 正員, 埼玉大学理工学研究科。

E-mail: mizar@mech.saitama-u.ac.jp

性がある。

一方著者らは局所フィードバックによる剛性制御方法を提案している⁽⁷⁾。このコントローラの特徴の一つは、局所フィードバックの値を変えることにより、ゼロパワーとPIDに等価なコントローラを実現できることにある。そこで本研究では剛性制御系を利用し、無限大剛性となるギャップを一定に保つ制御と、負の剛性となる、電流を一定値に保つ制御を荷重により相互に切り替え、ゼロパワー、PID双方の磁気浮上系の静的な耐荷重性能を向上する方法を提案する。

2. 局所フィードバックによる剛性制御

本論文で利用する、局所フィードバックによる剛性制御は、ゼロパワー制御系を改造したものである。そのため先にゼロパワー磁気浮上について述べる。

2.1 ゼロパワー磁気浮上系の基本特性 ゼロパワー制御を実現するにはいくつかの方法がある^{(1),(2)}。この中で、電流の積分値を局所フィードバックするゼロパワー磁気浮上系について述べる。

図1のような、複合型電磁石を用いた磁気浮上系の基本方程式は次式のように与えられる。

$$X(s) = \frac{1}{ms^2 - k_s} (k_i I(s) + W(s)) \quad (1)$$

ここで、

x : 浮上体変位, i : 制御電流

w : 浮上体に作用する外乱, m : 浮上体質量

k_i : 複合型電磁石特性係数 (発生力/電流)

k_s : 複合型電磁石特性係数 (発生力/変位)

ゼロパワー制御系のブロック線図を図2に示す。この制御系では、変位とその微分および電流の積分がフィードバックされている。したがって外乱に対する浮上体変位を求めると次式となる。

$$\frac{X(s)}{W(s)} = \frac{s - p_z}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2)$$

ここで、式(2)の $a_3 \sim a_0$ は次のように与える。

$$a_3 = m \quad (3)$$

$$a_2 = k_i p_v - m p_z \quad (4)$$

$$a_1 = k_i p_d - k_s - k_i p_z p_v \quad (5)$$

$$a_0 = k_s p_z \quad (6)$$

p_d : 位置フィードバック

p_v : 速度フィードバック

p_z : 電流積分フィードバック

この制御系において、つぎのように一定の外力が作用したときの応答を考える。

$$W(s) = \frac{w_0}{s} \quad (w_0: \text{Constant}) \quad (7)$$

Fig. 1 Model of zero power magnetic suspension system.

Fig. 2 Block diagram of a zero-power control systems.

Fig. 3 Block diagram of a stiffness control system.

このときの定常変位は、次式で求められる。

$$x(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sX(s) = -\frac{w_0}{k_s} \quad (8)$$

したがってこの系の静的な剛性 k は次式で与えられる。

$$k = -k_s \quad (9)$$

式(9)からわかるように、ゼロパワー磁気浮上系の負の剛性は、複合型電磁石の特性係数 k_s に一致し、フィードバックゲインの値に依らない。そのため、負の剛性を調整する、局所フィードバックによる剛性制御が提案されている⁽⁷⁾。

2.2 局所フィードバックによる剛性制御 提案した局所フィードバックによる剛性制御のブロック線図を図3に示す。図に示すように従来のゼロパワーコントローラの電流積分フィードバックに、局所フィードバック p_l を加えた形となっている。

この制御系の外乱に対する変位の伝達関数は次式となる。

$$\frac{X(s)}{W(s)} = \frac{s + p_z(p_l - 1)}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (10)$$

ここで、式(10)の $b_0 \sim b_3$ は次のように与えられる。

$$b_3 = m \quad (11)$$

$$b_2 = m p_z(p_l - 1) + k_i p_v \quad (12)$$

$$b_1 = k_i p_v p_z(p_l - 1) + k_i p_d - k_s \quad (13)$$

$$b_0 = -k_s p_z(p_l - 1) + k_i p_l p_z p_d \quad (14)$$

この制御系の剛性は次式で与えられる。

$$k = \frac{-k_s(p_l - 1) + k_i p_l p_d}{(p_l - 1)} \quad (15)$$

ここで、 $p_l = 0$ と 1 の場合を考える。 $p_l = 0$ の場合、従来のゼロパワーコントローラと等価であり、外乱に対する変位の伝達関数は式(2)、剛性は式(9)となる。また $p_l = 1$ の場合、外乱に対する変位は次式が成立する。

$$\frac{X(s)}{W(s)} = \frac{s}{ms^3 + k_i p_v s^2 + (k_i p_d - k_s)s + k_i p_z p_d} \quad (16)$$

これは一般的なPID制御を施した磁気浮上系の外乱に対する変位の伝達関数と同じ形となり、PID制御と同じように、静的には無限大の剛性という性質を示す。このように、局所フィードバック p_l の値によって、ゼロパワー制御及びPID制御が切り替えられる。

3. 切り替え制御系

3.1 積分器飽和型ゼロパワー磁気浮上系 ゼロパワー制御の問題の一つに、コントローラ自体が、不安定な制御コントローラであるため、浮上体が可動限界を超えると、積分器が発散し、結果電流が発散し制御不能に陥る問題がある。そこで、図4のように、電流積分器に飽和要素を設けた、積分器飽和型ゼロパワー磁気浮上制御が提案されている⁽⁵⁾。これは過荷重により積分器が発散する前に、飽和要素によって積分動作を停止し、飽和後はオフセットを持つPD制御とすることで、不安定さを解消している。しかしながらPD制御では、荷重方向に浮上体の変位するので、同じ大きさのコイル電流を流した場合には、PID制御のほうが静荷重の最大値が大きくなる。

本論文では局所フィードバックによる剛性制御に非線形要素を導入し、ゼロパワー制御の負の剛性と、PID制御のような無限大剛性を相互に切り替えて、それぞれの磁気浮上系の高耐荷重化を提案する。

3.2 剛性制御系の電流積分器出力 図3の電流積分器出力 i_{out}^{int} は次式のように表せられる。

$$I_{out}^{int}(s) = \frac{-p_d p_z}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} W(s) \quad (17)$$

式(17)の分母中 $b_0 \sim b_3$ は式(11)~(14)である。

式(7)で与えられるような、一定の外力が作用するとき、電流積分器出力は、 $p_l = 0$ の場合、次式のようになる。

$$i_{out}^{int} = -\frac{w_0 p_d}{k_s} \quad (18)$$

また $p_l = 1$ の場合は次式になる。

$$i_{out}^{int} = -\frac{w_0}{k_i} \quad (19)$$

このように電流積分器の静的な出力は、 k_i を一定と

Fig. 4 Integrator saturation type zero-power controller.⁽⁵⁾

Fig. 5 Gap-force profile of zero-power magnetic suspension system.

Fig. 6 Zero-power controller to be switching to PID control.

すれば荷重に対し比例関係にある。次に示すゼロパワー磁気浮上系および、PID制御系が施された磁気浮上系の高耐荷重化は、この電流積分器の出力を利用している。

3.3 ゼロパワー磁気浮上系の高耐荷重化 コイルに流せる電流による浮上力の限界と、ギャップによる浮上力の限界が、同程度である磁気浮上系を考える。ゼロパワー磁気浮上系の静荷重に対する電磁石と浮上体ギャップの概念図を図5に示す。通常のゼロパワー磁気浮上系では荷重が加わると、(A)の曲線のように荷重方向とは逆向きに変位する。この制御系では、ギャップの限界に到達する点(B)が静荷重の限界になる。ギャップの限界から制御に必要な余裕を残した点(C)でPID制御のように、ギャップを一定に保つ制御方法に切り替える。コイル電流を増加させることによって、荷重を支持し、(D)のようにギャップが一定となる。この磁気浮上系の静的な荷重の限界は、制御に必要な余裕を考えなければ、電力アンプの最大出力電流とギャップによる浮上力の曲線との交点(E)となる。そのため荷重が小さいときにはゼロパワー制御の特徴を保ちつつ、極端に制御電流の限界が小さいときを除いて、静的な耐荷重性能を向上させることができる。このコントローラを図6に示す。ここで局所フィードバックの

飽和要素の閾値 p_{l2sat} は、図5の(C)にあたる閾値 x_{sat} と、式(18)の関係から、次式のように設定する。

$$p_{l2sat} = x_{sat} p_d \quad (20)$$

局所積分器の出力の大きさが p_{l2sat} より小さいとき、局所フィードバックゲインの合計が $p_{l1} + p_{l2} = 0$ となるため、従来のゼロパワーコントローラと等価である。高荷重が加わり変位の閾値 x_{sat} を超えると、局所積分器出力が p_{l2sat} を超え、 p_{l2} 側の局所フィードバックが飽和する。そのためこれ以上の荷重が加わった場合、 p_{l2} の出力は一定の値となる。このとき変位の閾値 x_{sat} から電流の方程式を求めると次式となる。

$$I(s) = \frac{p_z p_d}{s} (x_{sat} - X(s)) - (p_d + s p_v) X(s) \quad (21)$$

このように、閾値 x_{sat} を指令値とした、I-PD制御系と等価な系となる。そのため静的には、高荷重が加わり閾値を超えると、ギャップが一定値に収束する。

3・4 PID制御の高耐荷重化

剛性の切り替え制御が施された、PID制御系の荷重に対する変位の概念図を図7に示す。通常のPID制御では図中(A)の実線と、点線で示す最大電流による浮上力との交点(B)が、静的耐荷重の限界となる。ここで電流の限界となる手前の(C)点で、電流を収束させる制御に切り替える。すると、荷重をギャップが減少することにより支えるようになるため、さらに荷重が加わると荷重方向とは逆向きに変位するようになる。さらにギャップの限界付近(D)でもう一度PID制御に切り替え、最終的には最大電流での浮上力の曲線との交点(E)がこの磁気浮上系の荷重の限界となる。そのため一定の荷重の範囲内では、定常ギャップが一定というPID制御の特徴を保ちながら、高荷重に対してギャップを縮めることで支えるため、耐荷重性が向上する。

このように、荷重によりPID制御、電流を収束させる制御、ギャップを一定に保つ制御の3段階に切り替えるコントローラを図8に示す。これら飽和要素は、図7の点(C)を p_{l3sat} 、点(D)を p_{l2sat} となるように、次式のように閾値を設定する。

$$p_{l3sat} = i_{sat} \quad (22)$$

$$p_{l2sat} = x_{sat} p_d + p_{l3sat} \quad (23)$$

ここで i_{sat} はPID制御から電流を収束させる制御に切り替える閾値、 x_{sat} は再びPID制御に切り替える変位の閾値である。まず荷重が小さい状態では、3つの局所フィードバックの合計が1でありPID制御と等価である。 p_{l3sat} の閾値を超える荷重が加わると、局所フィードバックの合計が0となるため、電流を一定値に収束させる制御となる。そのため高荷重が加わると、ギャップが減少するようになる。さらに高荷重が加わ

Fig. 7 Gap-force profile of PID controlled magnetic suspension system.

Fig. 8 PID controller to be switching to current-regulate control.

Fig. 9 Stiffness switching controller with reset wind up action.

ると、 p_{l2} が飽和し、ギャップが狭い状態で一定の変位となる。

3・5 リセットwindアップ対策 PID制御では、偏差の積分量が、制限を超えたときに生じるリセットwindアップと呼ばれる問題がある⁽⁸⁾。提案する制御系でも、磁気浮上系で支えられる荷重の限界を超え、浮上不能となったとき、同じ問題が発生する。この制御系では積分器に図9のように飽和要素を挿入すると、積分器が飽和後、速やかに復帰するようになる。図中 $\hat{p}_l$ は、剛性切り替え時に必要な非線形要素を含む局所フィードバックである。この飽和要素の閾値は、図5および図7の概念図の点(E)にあたる、次式の電流値よりも大きいと、復帰するまでの時間が長くなり、小さいと荷重の範囲が狭くなる。

$$i_{sat}^{int} = p_{l2sat} + (i_{max} - i_{sat}) \quad (24)$$

ここで、 i_{sat}^{int} は積分器飽和の閾値、 i_{max} はアンプの出力電流の最大値、 i_{sat} はPID制御から電流を収束させる制御に切り替える閾値、ゼロパワー磁気浮上系の高耐荷重化では0である。

4. 実験装置

提案する剛性切り替え制御による高耐荷重化を実証するために図 10 に示す実験装置を用いた。

フレーム上部に固定された電磁石は、図 11 のように 4 個のコイルと 5 個の磁極を持つ形状をしている。これは将来的に重力方向および水平面回転運動、3 自由度の運動制御を行うことを想定しているためである。電磁石の継鉄および浮上体強磁性体部は、塊状の電磁軟鉄を使用した。永久磁石は $\phi 20 \times 2$ [mm] のネオジウム磁石を 4 個、コイルがある磁極に対向するように取り付けられている。この電磁石の特性係数 k_i , k_s は浮上体重力と永久磁石の吸引力がつりあう点で実験的に求め、それぞれ以下の値を得た。

$$k_i = 3.7 \text{ [N/A]} \quad (25)$$

$$k_s = 3000 \text{ [N/m]} \quad (26)$$

浮上体を垂直方向 1 自由度のみ並進運動させるため、浮上体左右に 2 本ずつのレバーと玉軸受で支えている。実験では球軸受による摩擦の影響を低減するため、コントローラ内でディザ信号を加えている。またこのレバーはフレーム逆側に浮上体重力の一部を受け持つ、カウンタウェイトが取り付けられている。浮上体の下向きの重力は 8 [N] である。また浮上体の慣性質量は実験的に求め次式を得た。

$$m = 1.2 \text{ [kg]} \quad (27)$$

永久磁石の吸引力と浮上体重力がつりあうギャップは 9 [mm] である。浮上体の可動範囲は、永久磁石の吸引力と浮上体重力がつりあう変位を 0 [m] とし、次式のように制限した。

$$x_{\max} = +2.0 \times 10^{-3} \text{ [m]} \quad (28)$$

$$x_{\min} = -2.0 \times 10^{-3} \text{ [m]} \quad (29)$$

コントローラには Digital Signal Processor をコアとするデジタルコントローラを用いた。電力アンプはゲイン 0.78 [V/A] の電流制御アンプを用いた。電力アンプの出力電流は、永久磁石によって等価的に定常電流を与えているため、次式のように正負の値で制限した。

$$i_{\max} = +2.5 \text{ [A]} \quad (30)$$

$$i_{\min} = -2.5 \text{ [A]} \quad (31)$$

位置検出には検出距離 0~10 [mm]、センサゲイン 980 [V/m] の渦電流センサを用いた。

5. 実験結果

ゼロパワー制御および PID 制御が施された磁気浮上系の高耐荷重化原理を検証するため、静荷重に対する浮上体変位及びコイル電流を取得した。静荷重には一つあたり 51 [g] (0.5 [N] 相当) の錘を用いた。実験結果の

Fig. 10 Experimental apparatus.

Fig. 11 Electromagnet.

- Switching stiffness control
- × Integrator saturation
- Conventional zero-power

(a) Load-displacement profile.

(b) Load-current profile.

Fig. 12 Static response of the zero-power control system with switching stiffness control.

0 [N] は錘によって付加されていない状態を示しており、実際には浮上体には自重による荷重 8 [N] が作用して

いる。また負の荷重はカウンタウェイトの荷重を増やして取得した。

5・1 ゼロパワー制御の高耐荷重化 図2に示した従来のゼロパワー磁気浮上系、図4に示した積分器飽和型ゼロパワー制御系、及び図6に示した剛性切り替え制御を施した系の、荷重に対する変位の結果を図12(a)に、コイル電流を図12(b)に示す。フィードバックパラメータを次式に示す。

$$p_d = 3000 \text{ [A/m]} \quad (32)$$

$$p_v = 30 \text{ [As/m]} \quad (33)$$

$$p_z = 10 \quad (34)$$

図12(a)の実線 $F_{\max}$, $F_{\min}$ は、式(30)、式(31)の最大最小電流の浮上力である。これは最大最小電流に収束する制御を施し、荷重に対する変位を実験により取得し、近似曲線とした。剛性切り替え制御の閾値を次に示す。

$$x_{\text{sat}} = \pm 1.8 \times 10^{-3} \text{ [m]} \quad (35)$$

$$p_{l2\text{sat}} = \pm 5.4 \text{ [A]} \quad (36)$$

$$i_{\text{sat}}^{\text{int}} = \pm 7.8 \text{ [A]} \quad (37)$$

積分器飽和型ゼロパワー制御の閾値は、式(36)と同じギャップで切り替わるように次式の値とした。

$$i_{\text{sat}}^{\text{int}} = \pm 5.4 \text{ [A]} \quad (38)$$

図から従来のゼロパワー制御が施された場合、 $-3 \sim +10.5 \text{ [N]}$ の範囲で動作可能となっている。積分器飽和型ゼロパワー制御では、先に述べたように、積分器が飽和すると、PD制御となるため、変位フィードバックの値によって飽和後の傾きが異なる。実験で用いたフィードバックパラメータでは、耐荷重範囲が $-8 \sim +15.5 \text{ [N]}$ となっている。一方提案した剛性切り替え制御では、低荷重の範囲ではゼロパワー制御、切り替え後はギャップを一定に保つ制御となるため、耐荷重の範囲が $-8.5 \sim +22.5 \text{ [N]}$ と、従来の方法と比べ、2.3倍となっている。このように、低荷重に対しては電流を零に収束させるというゼロパワー制御の特徴を保ちながら、静的な耐荷重性能を向上させられる。

5・2 PID制御の高耐荷重化 従来のPID制御と、図8の剛性切り替え制御の比較を行った。荷重に対する変位を図13(a)、荷重に対するコイル電流を図13(b)に示す。剛性の切り替え制御で設定した閾値は次式で示す値を用いた。

$$i_{\text{sat}} = \pm 2 \text{ [A]} \quad (39)$$

$$p_{l3\text{sat}} = \pm 2 \text{ [A]} \quad (40)$$

$$x_{\text{sat}} = \pm 1.8 \times 10^{-3} \text{ [m]} \quad (41)$$

$$p_{l2\text{sat}} = \pm 7.5 \text{ [A]} \quad (42)$$

またフィードバックゲインは式(32)~(34)を、リセットウィンドアップ対策の積分器飽和閾値は式(37)を用いた。この場合も従来のPID制御では $-7 \sim +9.5 \text{ [N]}$ 程

(a) Load-displacement profile.

(b) Load-current profile.

Fig. 13 Static response of the PID control with switching stiffness control.

(a) 1Hz

(b) 5Hz

Fig. 14 Step response of switching stiffness control.

度の範囲であった耐荷重範囲が、提案した剛性の切り替え制御を行うと、 $-6 \sim +8$ [N]の範囲では、ギャップを一定とするという、PID制御の特徴を保ちながら、動作範囲が $-9 \sim +21.5$ [N]と、従来の方法と比べ、1.8倍となっている。

5.3 ステップ応答 次に動的な荷重の変化に対する剛性の切り替えによる影響を調べるため、図14(a)に1Hz、(b)に5Hzのステップ状の外乱に対する変位の応答を示す。図中黒点線が従来のゼロパワー制御、黒実線がPID制御、灰色太実線が剛性切り替え制御を示す。このとき荷重は等価的に、コイル電流によって ± 1 [N]となるように与えた。フィードバックパラメータはPID制御において、極が $-7 \times 2\pi$, $-7 \times 2\pi \sqrt{2} \pm 7 \times 2\pi \sqrt{2}j$ [1/s]となるように設計した。このとき電磁石の特性係数である、 k_i および k_s は一定であると仮定した。ゼロパワー制御では局所フィードバックの値のみを0としたため、このときの条件では図14(a)のように過減衰な応答となっている。また剛性切り替え制御では、閾値を0[A]とし上向きの荷重ではゼロパワー制御、下向きの荷重ではPID制御となるように切り替えた。図14(a)からわかるように、低周波数のステップ外乱に対しては、チャタリングなどを起こさずに剛性の切り替えが行われている。また(b)の結果から、ゼロパワー制御は過渡的にはPID制御のように荷重と同一方向に変位するため⁷⁾、三者とも同様な動作を示すこととなる。

剛性切り替え制御は、局所フィードバックのみで、制御則を切り替えるため、切り替え前後で同じ極になるとは限らない。そのため、コントローラを切り替えても不安定な系とならないように設計する必要がある。

6. 結 言

剛性の切り替え制御によりゼロパワー磁気浮上系の耐荷重性能向上の原理を示し、原理を実験により検証した。同様にPID制御が施された吸引型磁気浮上系の静的な耐荷重性能向上の原理を示し、実験により検証した。このとき切り替え中で不安定な系とならないことが条件となる。現在、提案する制御系を除振装置に適用し、ゼロコンプライアンス特性を保ったまま、負荷能力を向上させることに成功している⁹⁾。

参考文献

- (1) Morishita, M., Azukizawa, T., Zero power Control Method for Electromagnetic Levitation System, *Trans IEE Japan* (1988), 108-D, pp. 447-454.
- (2) Mizuno, T., Takemori, Y., A Transfer-Function Approach to the Analysis and Design of Zero-Power Controllers for Magnetic Suspension System, *Trans IEE Japan* (2001), 121-D, No.9, 933-940.

- (3) Henrikson, C. H., Lyman, J. and Studer, P. A., Magnetically Suspended Momentum Whells for Spacecraft Stabilization, *AIAA paper* (1974), pp. 74-128.
- (4) Morishita, M., Azukizawa, T., Kanda, S., Tamura, N. and Yokoyama, T., A New Maglev System for Magnetically Levitated Carrier System, *IEEE Trans, Vehicular Technology*, Vol.38, No.4, (1989), 230-236.
- (5) Morishita, M., Seki, Y., Zero Power Control Applied to Electromagnetic Non-contact Guide System for Elevator Cars, *SICE The 1st Control Division Conference*, (2001), pp.225-228.
- (6) Mizuno, T. Yoshitomi, R., Vibration Isolation System Using Zero-Power Magnetic suspension (1st Report, Principles and Basic Experiments), *Trans JSME Ser. C*, Vol 68, No.673, (2002), pp. 2599-2604.
- (7) Ishino, Y., Mizuno, T., Takasaki, M., Stiffness Control by a Local Current Feedback in Magnetic Suspension Systems, *Trans JSME Ser. C*, vol 75, No.754, (2009), pp.229-235.
- (8) Suda, N., *The Institute of Systems Control and Information Library 6 PID Control*, (1992), pp.50-52. (in Japanese)
- (9) Noda, S., Ishino, Y., Takasaki, M., Mizuno, T., Development of a Multi-degree-of-Freedom Vibration Isolation System Using Zero-Power Magnetic Suspension Units, *Proceedings of 15th JSME Kanto Branch Annual Meeting*, (2009), pp.153-154.