

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系の
カウンタ方式デジタル制御*水野 毅^{*1}, 並木 啓能^{*2}, 荒木 獻次^{*1}Digital Control Using a Counter of Self-Sensing Magnetic Suspension
with Hysteresis Amplifiers

Takeshi MIZUNO, Hirotaka NAMIKI and Kenji ARAKI

A low-cost digital control system is developed for self-sensing magnetic suspension using hysteresis amplifiers. A single-quadrant hysteresis amplifier is designed and manufactured for experimental study. Since the switching rate of the hysteresis amplifier is sensitive to the load impedance, the gap between the electromagnet and the suspended object is estimated from the switching signal. In the developed system, the frequency of the switching signal of the amplifier is converted to a digital form by counting by a counter circuit. The converted signal is inputted to a computer calculating control input for stabilization. The developed digitally controlled magnetic suspension system succeeds in actual self-sensing operation.

Key Words: Magnetic Bearing, Digital Control, Measurement and Control, Self-Sensing, Sensorless

1. まえがき

直流電磁石の吸引力を利用する磁気浮上機構は、ターボ分子ポンプ、クリーンルーム用機器などに利用されている。今後、さらに応用分野を広げるためには、普及を妨げている要因をできるだけ解消する必要がある。セルフセンシング磁気浮上は、電磁石コイルと変位センサコイルとを兼用し、変位センサに関わるハードウェアを省くことによって、低コスト化と省スペースを実現する。さらに、アクチュエータとセンサのコロケーションも自動的に達成するので、磁気浮上や磁気軸受の実用化を進展させる基盤技術となる可能性を持っている。

セルフセンシング磁気浮上を達成する方式は、ロータの変位を推定する方法によって、原理的には、つぎの二つに大別することができる。

- (1) 浮上対象物の運動によって電磁石コイルに誘導される逆起電力を利用する⁽¹⁾⁽³⁾。
- (2) 電磁石の励磁信号にセンシング用の高周波信号を重畳する⁽⁴⁾⁽⁷⁾。

著者らは、方式(2)の一つとして、負荷によってスイッチング周波数が増減するスイッチングアンプ（ヒステ

リシスアンプ）を利用する方式のセルフセンシング磁気浮上について研究を行っている⁽⁶⁾。これまでに、電磁石の励磁回路としてヒステリシスアンプを用いた場合、そのスイッチング周波数は、電磁石と浮上対象物との間のギャップの大きさに比例して変化することを実験的に確認している。そして、このような制御量（浮上対象物の変位）が周波数信号で与えられる系の制御に位相同期ループ（Phase Locked Loop: PLL）を利用して、セルフセンシング方式でありながら高精度の浮上制御を実現できることを実証している。

一方、高速・高機能でかつ低価格なプロセッサの開発に伴って、磁気浮上・磁気軸受の分野においてもコントローラのデジタル化が急速に進んでいる。デジタル制御を実施するとき、通常の制御系では、センサの出力信号をA/D変換によってデジタル信号に変換して、演算部に取り込む必要がある。これに対し、ヒステリシスアンプを利用したセルフセンシング磁気軸受では、制御量（変位）をスイッチング周波数の変化から推定するので、カウンタを使用すれば、容易に数値化してデジタル符号にすることができる。したがって、コントローラのデジタル化を低コストで実現できる可能性を持っている。

本研究では、以上のような構想に基づいて、カウンタをインタフェース回路とするデジタル制御系を構

* 原稿受付 1997年3月13日。

*¹ 正員、埼玉大学工学部（〒338 0825 浦和市下大久保255）。*² セイコー精機（株）（〒275-0004 習志野市屋敷4-3-1）。

成する。また、より低コストなシステムの可能性を探るため、回路構成の簡単な単象限動作のヒステリシスアンプを試作し、これを利用したセルフセンシング浮上を試みる。

2. セルフセンシング磁気浮上システムの構成

通常の磁気浮上システムにおいて用いられる変位センサは、ほとんどがアナログ出力形のものである。これに対し、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システムでは、ヒステリシスアンプのスイッチング信号を周波数出力形変位センサからの出力とみなして制御する。したがって、従来の磁気浮上系とは異なる制御系シンセシスが可能となる。ここでは、制御系で行われる信号変換に着目して制御系を分類し、その特徴について論じる。

2.1 基本モデル 本論文では、図1に示すような、磁気浮上において最も基本的となる1自由度モデルについて考察する。この系は、

- (1) 浮上対象物
- (2) 一対の電磁石
- (3) 一対のヒステリシスアンプ
- (4) 制御回路

から構成され、浮上対象物は電磁石の吸引力の作用する方向（図では水平方向）に並進運動の自由度だけを持っている。この運動は、両側に設置された一対の電磁石の吸引力の差を利用して制御する。

吸引磁気浮上系は本来不安定なので、安定な浮上を実現するには、励磁電流を浮上対象物の運動に応じて変化させる必要がある。本研究では、制御系からの指令に応じて励磁電流を制御する電力増幅器としてヒステリシスアンプを使用し、そのスイッチング信号をフィードバック制御に利用する。

2.2 F/V変換を利用した構成 真空ターボ分子ポンプなど、実用化されている磁気浮上装置では、PIDコントローラなどのアナログ制御回路が広く利用されている。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システムにおいも、スイッチング信号をF/V（Frequency-to-Voltage）変換して、通常のアナログ出力形センサの出力と同じタイプの信号に変換すれば、従来の制御回路をそのまま利用することができる。この場合の制御系の構成を図2に示す。

F/V変換を利用した制御系の問題点は、F/V変換時に位相遅れや精度の劣化が生じることである。また、制御回路としてデジタルコントローラを利用する場合には、F/V変換された信号をさらにA/D変換する必要がある。

2.3 位相比較器を利用した構成 周波数出力形

センサを備えた磁気浮上系は、一種の電圧制御発振器として動作するので、系を安定化する方法としてPLL制御を適用することができる。このような磁気浮上システムの基本的な構成を図3に示す^{(6),(8)}。このシステムでは、二つのヒステリシスアンプのスイッチング信

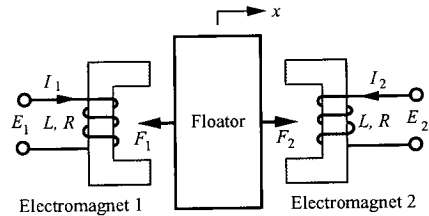


Fig.1 Basic model of magnetic suspension system

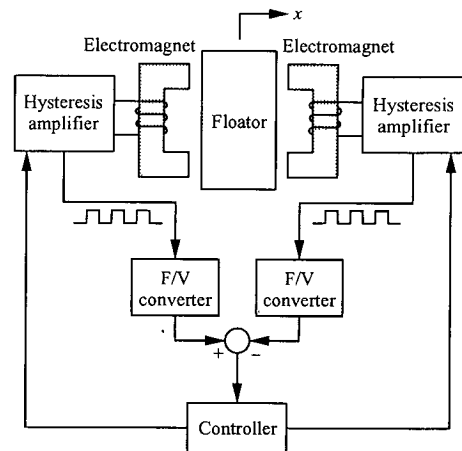


Fig.2 Basic model of a self-sensing magnetic suspension system with F/V converters

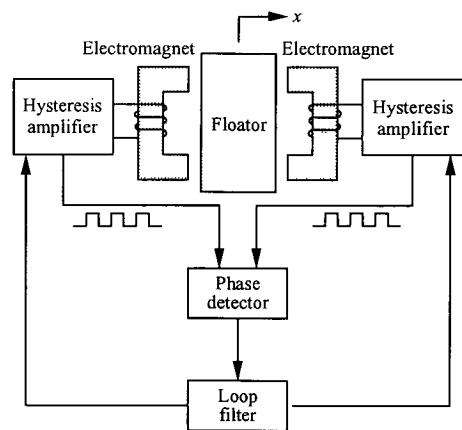


Fig.3 Basic model of a self-sensing magnetic suspension system with a phase detector

号の位相を比較して偏差信号を得ている。この結果、フィードバックループに自動的に積分動作が組み込まれると同時に、温度変化などによるヒステリシスアンプの特性変動に起因する浮上位置のドリフトが生じにくくなっている。

このような構成の制御系は、浮上対象物の位置を一定に保つ制御には優れている。しかしながら、能動制御形磁気浮上系の長所の一つである浮上位置を自由に設定するという機能を実現するのは難しい。

また、直流電磁石の吸引力を利用した磁気浮上系は、本来不安定であるので、PLL制御だけを用いて位相同期状態に引き込むことは、技術的に困難である。この問題を解決する一つの方法として、前述したF/V変換を利用した制御方法を併用することが挙げられる。

2.4 カウンタを利用した構成 高速・高性能でかつ低価格なプロセッサの開発に伴って、磁気浮上・磁気軸受の分野においてもコントローラのデジタル化が進展している。デジタル制御を実施するとき、アナログ出力形センサを用いた場合には、センサの出力信号をA/D変換によってデジタル信号に変換する必要がある。しかし、高速・多チャンネルのA/D変換装置は高価であるので、A/D変換をしなければならないことは、制御周期を短くしたり、コストを低減するときの障害となる。

制御量に関する情報が周波数信号で与えられる場合、周波数自体はアナログ量であるが、カウンタを使用すれば、容易に数値化してデジタル符号にすることができるという利点がある。したがって、コントローラのデジタル化を低コストで実現できる可能性を持っている。

カウンタを用いた磁気浮上システムの一例を図4に示す。二つのヒステリシスアンプのスイッチング信号は、アップダウンカウンタへ入力されている。このカウンタは一定時間ごとにリセットされるが、リセット直前のデータがラッチされ、デジタル入力ポートに転送される。このような構成の回路を利用することによって、A/D変換器を介さずに、二つの変位センサの出力の差に比例した数値（デジタル信号）をコントローラに入力することが可能となる。また、カウンタにプリセット値を与えることによって、浮上位置を簡単に調整することができる。以下では、このような構成のセルフセンシング磁気浮上の実現を試みる。

3. ヒステリシスアンプ

3.1 回路構成 これまでの研究⁶⁾で利用したヒステリシスアンプは、電流減少・増加ともに追従性がよくなるように、両極性の電源を利用していたが、本

報では、より低コストなシステムの実現を目指して、部品点数が少なく回路構成の簡単な単象限アンプを試作した。

試作したヒステリシスアンプの回路構成を図5に示す。図で、 I_r は電流指令値を表している。このアンプでは、予め設定されたヒステリシス幅($\Delta I_p, -\Delta I_m$)で、スイッチング素子(トランジスタ)のON, OFFの切

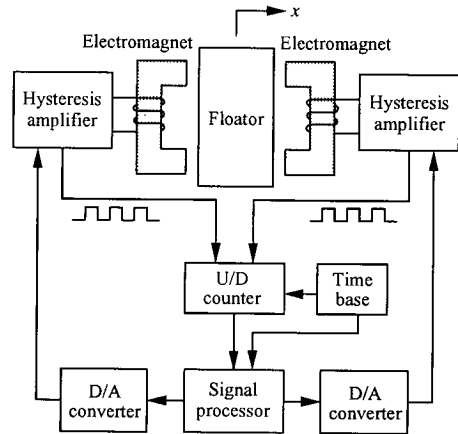
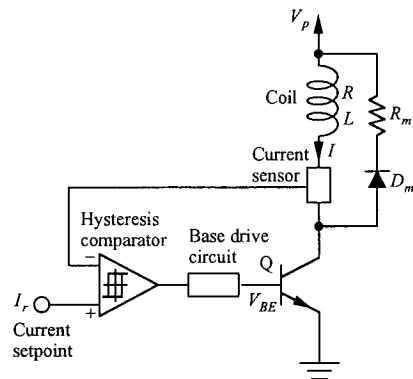
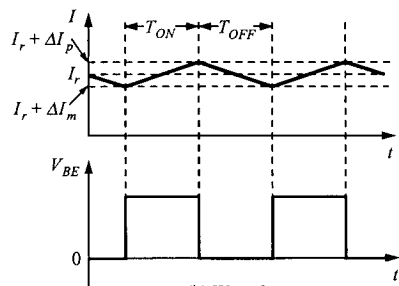


Fig.4 Basic model of a self-sensing magnetic suspension system with a counter



(a) Circuit diagram



(b) Waveforms

Fig.5 Single-quadrant hysteresis amplifier

換えが行われる。トランジスタ Q が ON の状態では、コイル端子には電圧 V_p がかかっているためコイル電流は増加していく。コイル電流が $I = I_r + \Delta I_p$ に達するとトランジスタ Q は OFF となり、コイルに流れていた電流を維持するため、フリーホイールダイオード (Freewheeling diode) D_m が導通する。この電流は、直列抵抗 R_m を通って環流し、次第に減少していく。コイル電流が $I = I_r - \Delta I_m$ に達すると再度トランジスタ Q は ON になり、同時にダイオードは非導通となる。以上のような動作を繰り返す。次節では、この動作を解析する。

3.2 動作解析 トランジスタ ON および OFF のときの等価回路を、それぞれ図 6 (a), (b) に示す。以下では、簡単のため、電流指令値 I_r は一定であるとする。また、コイルにかかる電圧 V_p は、 $R I_r$ に比べて十分大きく、ヒステリシス幅 ΔI_m 、 ΔI_p は I_r に比べて十分小さく設定されていると仮定する。このとき、切換え時間は十分短くなり、コイル電流はほぼ直線的に変化する。

トランジスタ Q が ON のとき、速度起電力の項を無視すると、回路方程式はつぎようになる。

$$L \frac{dI}{dt} + RI = V_p \quad (1)$$

ここで、

R : コイル抵抗、

L : コイルの自己インダクタンス。

したがって、トランジスタ Q が ON している時間 T_{ON} は、次式のように求められる。

$$\begin{aligned} T_{ON} &= \frac{L}{R} \times \frac{\Delta I_p + \Delta I_m}{\frac{V_p}{R} - (I_r - \Delta I_m)} \\ &= \frac{L(\Delta I_p + \Delta I_m)}{V_p} \\ & \quad (V_p \gg RI_r, \quad I_r \gg \Delta I_m) \end{aligned} \quad (2)$$

トランジスタ Q が OFF のとき、回路方程式はつぎようになる。

$$L \frac{dI}{dt} + (R + R_m)I = 0 \quad (3)$$

したがって、トランジスタ Q が OFF している時間 T_{OFF} は、次式のように求められる。

$$\begin{aligned} T_{OFF} &= \frac{L}{R + R_m} \times \frac{\Delta I_p + \Delta I_m}{I_r + \Delta I_p} \\ &= \frac{L(\Delta I_p + \Delta I_m)}{(R + R_m)I_r} \\ & \quad (I_r \gg \Delta I_p) \end{aligned} \quad (4)$$

磁気回路に関して理想的な条件を仮定すると、コイルのインダクタンスは、次式のように求められる⁽⁹⁾。

$$L = \frac{2K}{D} \quad (5)$$

ここで、

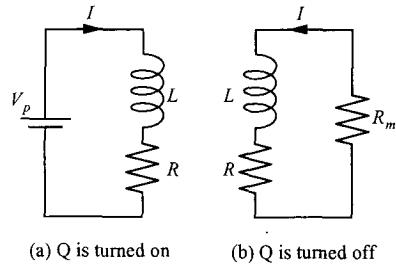


Fig. 6 Equivalent circuits

D : 電磁石と浮上対象物との間のギャップ、

K : 電磁石の特性係数。

式(2), (4)から、スイッチング周波数 f は、次式のように求められる。

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} \\ &= \frac{D}{2K(\Delta I_p + \Delta I_m)} \{V_p + (R + R_m)I_r\} \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)から、ヒステリシスアンプのスイッチング周波数がギャップに比例することを確認することができる。

注意すべき点は、スイッチング周波数が指令電流値 I_r によって変化することである。定常電流値が大きく変化するような条件で磁気浮上機構を利用する場合には、この点を考慮する必要がある。これに対し、両極性の電源を利用したヒステリシスアンプでは、正負の印加電圧の大きさを等しくすることによって、スイッチング周波数が定常電流値に依存しないようにすることができる⁽⁶⁾。

3.3 回路パラメータの決定 ここでは、微小動作に対して、電流減少・増加の追従性が同じになるように、すなわち、

$$T_{ON} = T_{OFF} \quad (7)$$

が成立するように抵抗 R_m の値を決定する。回路の他の諸定数や動作条件は、以下のように設定されている。

$$V_p = 40[\text{V}], \quad I_r = 0.3[\text{A}], \quad \Delta I_p = 10[\text{mA}],$$

$$\Delta I_m = 2[\text{mA}], \quad R = 3.0[\Omega]$$

このとき、式(7)を満たす R_m は、つぎの値となる。

$$R_m = 123[\Omega]$$

実際の回路では、利用できる部品の制約のため、

$$R_m = 125[\Omega]$$

とした。

4. 実験

4.1 実験システム 実験には、図 7 に示すように、一端を玉軸受で支持したアームを浮上対象物とし、他端部にはアームを挟むように一對の電磁石を配置した装置⁽⁶⁾を用いた。電磁石は、フェライト製 E 形コアに

直径 0.5mm のホルマル導線を 300 回巻いたものを使用した。また、測定用として渦電流形非接触変位センサ（分解能：1 μ m）を設置した。

動作点周りで線形近似すると、この系の動特性は、次式のように求められる⁶⁾。

$$m\ddot{x} = 2K_s x + K_i(i_2 - i_1) \quad (8)$$

ここで、

m ：等価質量、

K_s, K_i ：電磁石の特性係数

i_1, i_2 ：各電磁石の制御電流。

また、 x は、電磁石部における浮上体の変位を表しており、 $x=0$ のとき、浮上対象物と各電磁石との間のギャップは、 $D = 0.4$ [mm]となっている。

定常的な指令電流値を

$$I_r = 0.3$$
 [A]

としたときの本装置における各パラメータの値を表 1 に示す。

実験に用いた制御システムの構成を図 8 に示す。実験では、汎用のパーソナルコンピュータと市販されている 4 チャンネルカウンタボードとを組合わせて、デジタル制御系を構成している。使用したカウンタボードのカウンタでは、UP 信号と DOWN 信号とが同時に入力されたときの処理が適切でないので、ここでは 2 チャンネルのカウンタを使用し、両者の出力の差を計算によって求めて偏差信号としている。

後述するように、ヒステリシスアンプのスイッチング周波数は、10kHz 程度である。したがって、カウンタのゲート時間 T_g を 1ms とすると、カウント数は 10 程度であるので、変位の信号に換算したとき、十分な

分解能が得られない。このため、ヒステリシスアンプのスイッチング信号を周波数倍回路によって周波数を 96 倍にしてから、カウンタへ入力している。

また、図 8 では省かれているが、浮上体の変位を観測するため、渦電流形変位センサの出力信号も、A/D 変換ボードを介してコンピュータに取り込んでいる。

4.2 実験結果

ヒステリシスアンプのスイッチング特性の測定を行った結果を図 9、図 10 に示す。図 9 は、指令電流値を

$$I_r = 0.3$$
 [A]

と固定し、浮上対象物の各位置において各ヒステリシスアンプのスイッチング周波数 f_k を測定した結果を示している ($k=1, 2$)。図から、スイッチング周波数は、ギャップに対して比例的に変化していることが確認できる。また、印加電圧 V_p を大きくすると、スイッチング周波数も高くなっていることも確認できる。図 10 は、印加電圧を

$$V_p = 40$$
 [V]

と固定して、スイッチング周波数を測定した結果を示している。図から、指定電流値 I_r を大きくした場合も、スイッチング周波数が高くなっていることがわかる。

測定結果からわかるように、同一の動作条件では、電磁石 1 を励磁するヒステリシスアンプは、電磁石 2 のアンプより若干高いスイッチング周波数を持っている。このような特性の違いは、回路の抵抗を調整することによって補償できる。しかしながら、PLL を利用した制御系と異なり、カウンタを利用した制御系では、浮上位置を簡単に設定することができるので、以下の実験では、アンプの調整は特に行っていない。

つぎに、渦電流形変位センサの信号に基づいて P D

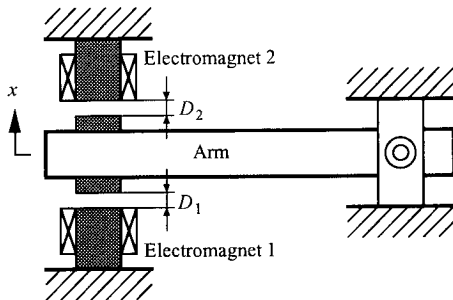


Fig.7 Experimental apparatus

Table 1 System Parameters

Parameter	Value
m	1.41 kg
K_s	1.07×10^4 N/m
K_i	17.3 N/A

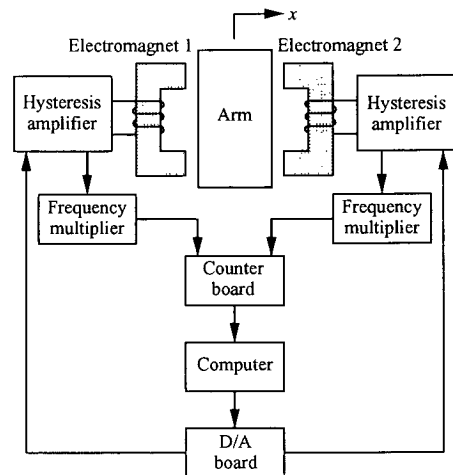


Fig.8 Control system used in the experiment

制御を行い、磁気浮上状態でのカウンタ出力と変位センサとの信号を比較した結果を図 11 に示す。カウンタのゲート時間は、 $T_G = 2\text{msec}$ である。また、観測しやすいように、浮上対象物が振動的な挙動をするようにフィードバックゲインが調整されている。図から、両者の位相や振幅の変化の様子はよく一致しており、カウンタ出力から変位が推定できることがわかる。

つぎに、カウンタの出力に基づいて、PD制御を実

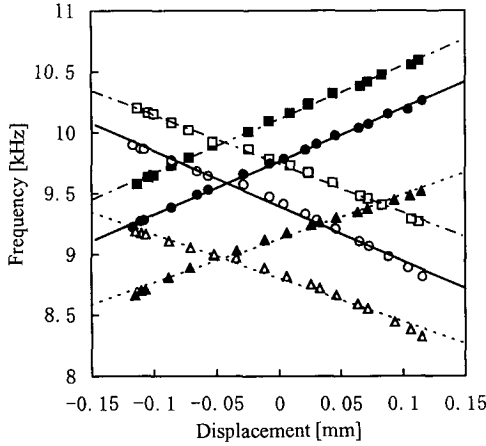


Fig.9 Switching Frequency of the hysteresis amplifiers ($I_r = 0.3\text{ A}$).

V_p	30V	40V	50V
Electromagnet 1	▲	●	■
Electromagnet 2	△	○	□

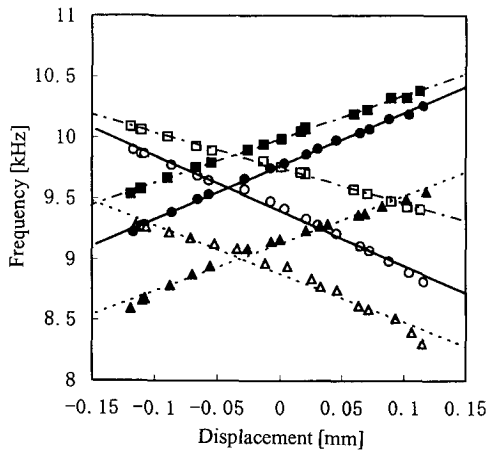


Fig.10 Switching Frequency of the hysteresis amplifiers ($V_p = 40\text{ V}$).

I_r	0.2A	0.3A	0.4A
Electromagnet 1	▲	●	■
Electromagnet 2	△	○	□

施したときのスタート時の応答を図 12 に示す。制御周期は、カウンタのゲート時間 T_G に合わせて、 2msec としている。この図では、カウンタの出力信号を変位に換算した値で示している。この結果から、提案するカウンタを利用したデジタル制御系によって、セルフセンシング磁気浮上が実現できていることが確認できる。

図 13 は、実現したセルフセンシング磁気浮上系の外乱応答特性を測定した結果である。この実験では、制御入力に正弦波信号を重畳し、電磁石の吸引力を変化させることによって外乱を発生している。図では、重畳信号と浮上対象物の変位との間の周波数応答が示されている。この結果からわかるように、磁気浮上系

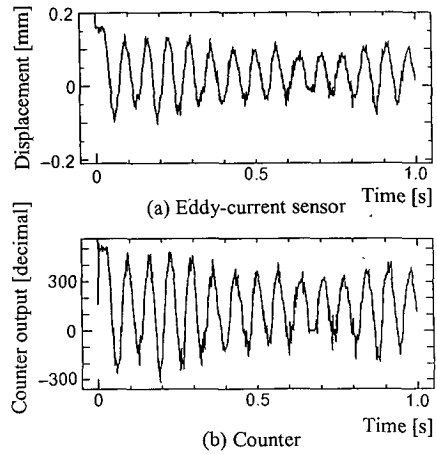


Fig.11 Comparison between the digital output of the counter and the output of the analog sensor

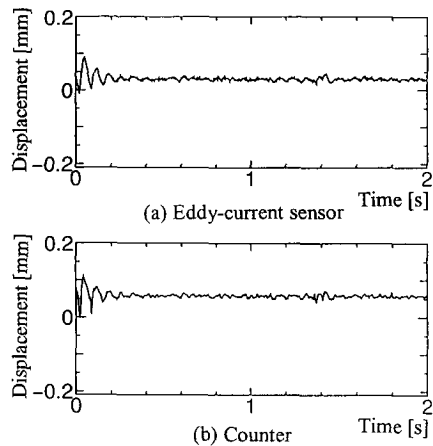


Fig.12 Motion of the suspended object after start-up when the counter output is fed back

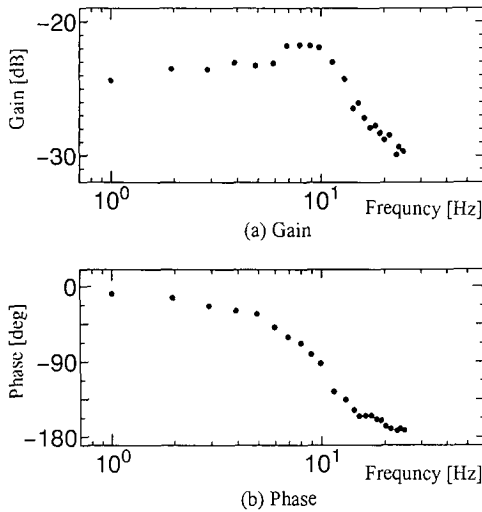


Fig.13 Frequency response of the displacement of the suspended object to disturbance which is generated by the electromagnets.

の固有振動数は 10Hz 程度である。理論的には、比例ゲインを大きくすると浮上剛性を高くできるはずであるが、実際には制御系が発振してしまう。この原因の一つとして、実現したデジタル制御系では、制御周期が 2msec とかなり長く設定されていることが挙げられる。しかしながら、カウンタのゲート時間 T_G を短くすると、カウント数が少なくなるため、変位の推定値の分解能が落ち、微分動作を実現することが難しくなる。このような問題に対しては、

- (1) ヒステリシスアンプのスイッチング周波数自体を高くし、ゲート時間 T_G を短くする。
- (2) 複数のカウンタを並列に用いることによって、ゲート時間 T_G を一定に保ったまま制御周期を短くする⁽¹⁰⁾。

などの対策を施す必要があると考えられる。

5. 結 論

本論文では、ヒステリシスアンプのスイッチング信号を利用したセルフセンシング磁気浮上系のデジタル制御について検討を行い、以下の結果を得た。

- (1) ヒステリシスアンプのスイッチング信号が周波数出力形変位センサの出力信号として扱うことができるという観点から、制御系の構成方法を分類し、それぞれの特徴を明らかにした。

- (2) 部品点数が少なく、回路構成の簡単な単象限ヒステリシスアンプを試作した。
- (3) 上記のアンプの動作を基本モデルに基づいて解析し、実験によって確認した。
- (4) カウンタをインタフェース回路としたデジタル制御系を構成し、セルフセンシング磁気浮上を実現した。

今後は、提案する磁気浮上機構の実用化を目指して、高いスイッチング周波数を持つヒステリシスアンプの試作や、制御方法の改良を試みる予定である。

文 献

- (1) Vischer, D., Sensorlose und spannungsgesteuerte Magnetlager, *Doctor Thesis Nr.8665*, ETH Zürich (1988).
- (2) Mizuno, T. and Bleuler, H., Self-Sensing Magnetic Bearing Control System Design Using the Geometric Approach, *Control Engineering Practice*, 3-7, (1995), 925.
- (3) 水野・ブロイレル・田中・橋本・原島・上山, 変位センサレス磁気軸受の実用化に関する研究, 電気学会論文誌D, 116-1, (1996), 35.
- (4) Frazier, R. H., Gilinson, P. J. Jr. and Oberbeck, G. A., *Magnetic and Electric Suspensions*, (1974), 265, The MIT Press.
- (5) Okada, Y., Matsuda, K. and Nagai, B., Sensorless Magnetic Levitation Control by Measuring PWM Carrier Frequency Component, *Proc. 3rd Int. Symp. on Magnetic Bearings*, (1992), 176, Technomic.
- (6) 水野・石井・荒木, 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, 32-7, (1996), 1043.
- (7) Noh, M. D. and Maslen, E. H., Self-Sensing Magnetic Bearings (Part I), *Proc. 5th Int. Symp. on Magnetic Bearings*, (1996), 95.
- (8) Mizuno, T., Phase-locked loops for the Stabilization of Active Magnetic Bearings, *JSME International Journal*, Series C, 37-3, (1994), 499.
- (9) 電気学会磁気浮上応用技術専門委員会 (編), 磁気浮上と磁気軸受, (1993), 19, コロナ社.
- (10) 並木, ヒステリシスアンプを利用した変位センサレス磁気浮上, 埼玉大学理工学研究科修士論文 (1996).