

磁気軸受におけるデジタル制御方式の比較

石 松 隆 和* ・ 下 町 多佳志*
田 口 喜 祥**

Comparisons of Digital Control Laws on Active Magnetic Bearing

by

Takakazu ISHIMATSU*, Takashi SHIMOMACHI* and Nobuyoshi TAGUCHI**

Digital control laws are implemented on an active magnetic bearing system with Digital Signal Processor. Three types of digital controllers are designed to control the horizontal single-axis magnetic bearing; PID controller, PID with second-order derivative controller (PIDD²) and dynamic compensator based on an identity observer. Results of these digital controls implemented with DSP are compared with those of analogue controls implemented with operational amplifier in controllability. Comparisons of these experimental results show that while only a little difference between analogue control and digital one on control-lability is observed, the digital dynamic compensator proved to have some superiority. And these experimental results agreed with those of numerical simulation.

Key Ward: Application of Control, Magnetic Bearing, Active Magnetic Bearing, Thrust Bearing
Numerical Simulation, Impulse Responce

1. 緒 言

電磁石の吸引力でロータを非接触支持する能動形磁気軸受は、機械的ロスが極めて少ない、超高速回転が可能、環境を潤滑油で汚染しない、粗悪な環境に強い等、従来の機械軸受と比較して様々な優れた特徴を持っている。磁気軸受はその特徴を生かして、主に宇宙航空機器の分野で実用化されてきた。近年になって、ターボ分子ポンプ、軸流コンプレッサや送風機、工作機械等一般工業用にも商品化され、その用途を拡大している¹⁾。

磁気軸受システムは本質的に不安定な系であり安定

化するためには、フィードバック制御が不可欠である。そして、軸受性能を大きく左右する点で制御システムは極めて重要であり^{2),3)}、磁気軸受の高性能化を図るためには、より高度な制御則の導入が望ましい。

従来から、磁気軸受の制御系はアナログ制御が一般的であり、より高度な制御の実現のためにはデジタル制御が望ましいが、演算速度の点でデジタル制御を適用するのは実現困難であった。

しかし、近年になって高速・高性能なDSP (Digital Signal Processor)が開発され、磁気軸受のような高速な制御系を要求する不安定系にもデジタル制御を適

平成3年9月30日受理

*長崎大学工学部 (〒852 長崎市文教町1-14)

**長崎県工業技術センター (〒857 長崎県大村市池田2-1303-8)

用することが可能になった。

ディジタル制御を適用した研究としてはPID制御や最少次元オブザーバを適用したもの^(4),5), 軸受機能のみにとどまらずロータの不釣合いによる振れ回りや弾性振動抑制機能を持つ磁気軸受の研究があるが^(6),7), アナログ制御とディジタル制御の両面から各種制御則を採用した場合の, 磁気軸受性能の定量的比較を実験的に行ったものは見受けられない。

本論文では, 磁気軸受システムにディジタル制御を適用し各種の制御則を用いた場合の軸受性能を比較検討することを目的に, 横形1軸制御のスラスト磁気軸受実験装置を製作し実験を行った。制御系をDSP (μ PD77230)により構成したディジタル制御系と, オペアンプにより構成したアナログ制御系を使った制御実験の結果を報告する。

2. 磁気軸受システム

2. 1 システム構成

Fig. 1に本論文で使用した磁気軸受のシステム構成図を示す。Fig. 2に実験装置の概要を示す。Table 1に

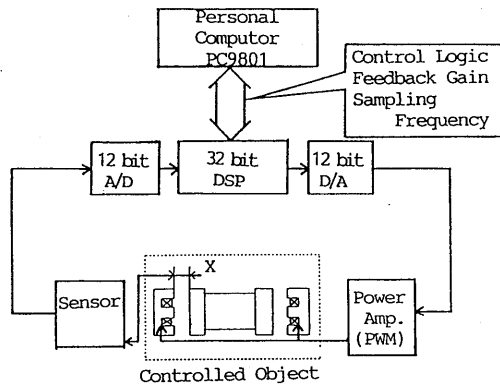


Fig. 1 System Diagram

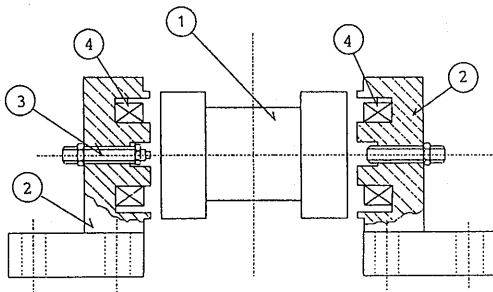


Fig. 2 Thrust Magnetic Bearing

Table 1 Main Specifications

Mass of Rotor	$m = 4.4\text{Kg}$
Gap length	$l_0 = 1.0\text{mm}$
Gain of Power amp.	$b = 0.5\text{A/V}$
Bias Coil Current	$i_0 = 2.0\text{A}$
Force Constant	$K_F = 170\text{N/A}$
Time constant	$T = 6.1\text{msec}$
Gap constant	$a_r = 1600\text{A/N}$
Gain of Displacement Sensor	$K_y = 2.0 \times 10^4 \text{V/m}$
Scale factor	$a = 1000$

装置の主要諸元を示す。

ロータ①及びステータ②はS25C削り出しのSolid鉄心である。ステータは定盤に固定され, ロータはラジアル方向へ振れないようにワイヤーで支持されている。ロータのスラスト方向の変位は渦電流式変位計③により検出され電磁石④の吸引力で制御される。パワーアンプにはPWM (Pulse Width Modulation)形を用いた。

2. 2 磁気軸受システムの運動方程式

スラスト磁気軸受系の線形化した運動方程式は平衡点からの軸の変位量を x とすれば次式で表すことができる⁸⁾。

$$\dot{x} = A_c x + B_c u \quad (1)$$

$$y = Cx \quad (2)$$

$$x = [K_y x \quad K_y \dot{x}/a \quad q]^T \quad (3)$$

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & \beta \\ \gamma & 0 & -\delta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b\delta \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C = [1 \ 0 \ 0] \quad (6)$$

$$\alpha = a$$

$$\beta = K_r K_y a / m \quad (7)$$

$$\gamma = a_r / (TK_y)$$

$$\delta = 1/T$$

ここで, q は磁束に対応する変数でありその他の変数の意味はTable 1に示す。

また, 離散系の状態方程式は, ΔT をサンプリング時間として(1)式から容易に求めることができる。零次ホールド入力を用いた場合の状態方程式を次に示す。

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (8)$$

$$A = \exp(A_c \Delta T) \quad (9)$$

$$B = \int_0^{4T} \exp(A_c \tau) B_c d\tau \quad (10)$$

上式において、状態量 x は軸変位 x とその微分 \dot{x} そして磁束 q から構成されるが、 $q = (m/K_F)\dot{x}$ の関係があり、軸変位を2度微分することですべての状態量を得ることができる。従って、(1)~(7)式で表される磁気軸受システムにおいてノイズが少ない場合、PID制御に観測量 y の2階微分を加えるのにより、状態フィードバックを実現できることになる。

3. 制御方式

ここでは、前節で述べたように観測量 y の2階微分を行うことで状態フィードバックが実現できることに注目して、従来のPID制御に2階微分を加えた制御とオブザーバを用いた制御の比較検討を行った。また、比較のためにPID制御の結果についても示す。

3. 1 アナログPID+2階微分制御

(制御方式 1) (11)式に示すような伝達関数を持つアナログコントローラを製作した。(13)式の最後の項である2階微分の項を除けば通常のPID制御の伝達関数となる。なお、以下では、PID+2階微分制御をPIDD²制御と呼ぶこととする。2階微分項は近似微分を2度重ねることにより容易に得られる。

$$C(S) = k_p + \frac{K_i}{T_i S + 1} + \frac{K_d S}{T_d S + 1} + \frac{K_{DD} S^2}{(T_{D2} S + 1)} \quad (11)$$

3. 2 デジタルPIDD²制御

(制御方式 2) (11)式に示されるPIDD²制御の伝達関数を、オイラー法を用いて次のように離散化した。

以下に、制御入力 $u(k)$ を示す。

$$u(k) = -[u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) + u_{D2}(k)] \quad (12)$$

ここで、 $u_p(k)$ 、 $u_i(k)$ 、 $u_d(k)$ 、 $u_{D2}(k)$ は各々、比例、近似積分、近似微分、近似2階微分項であり、次式で与えられる。

$$u_p(k) = K_p y(k) \quad (13)$$

$$u_i(k) = \frac{1}{T_i + \Delta T} [T_i u_i(k-1) + \Delta T K_i y(k)] \quad (14)$$

$$u_d(k) = \frac{1}{T_d + \Delta T} [T_d u_d(k-1) + \{y(k) - y(k-1)\} K_d] \quad (15)$$

$$u_{D2}(k) = \frac{1}{T_{D2} + \Delta T} [T_{D2} u_{D2}(k-1) + \{u_d(k)$$

$$-u_d(k-1)\} K_{D2}]$$

$$\text{ただし、} K_{DD} = K_p K_{D2} \quad (16)$$

3. 3 デジタルオブザーバによる制御

(制御方式 3) 全次元オブザーバを次式のように構成し状態量を推定することで準最適制御を実現した⁴⁾。

$$\hat{x}(k+1) = (A - LC)\hat{x}(k) + Ly(k) + Bu(k) \quad (17)$$

$$u(k) = -K\hat{x}(k) \quad (18)$$

ここで、 \hat{x} は状態変数の推定値、 L はオブザーバの設計パラメータ、 K はフィードバックゲインである。

4. 実験結果

4. 1 制御パラメータの決定

制御パラメータは次のようにして決定した。すなわち、PID及びPIDD²制御については最適応答基準の1つであるITAE法を⁹⁾、オブザーバによる制御については、最適レギュレータ理論を用いた。また、オブザーバの設計パラメータ L は極の位置を考慮して決定した¹⁰⁾。

Table 2に以上のようにして決定したフィードバックゲインを示す。

Table 2 Feedback Gains

	アナログ・デジタル 制御方式 1, 2		デジタル 3
	PID	PIDD ²	Observer
K_p	0.28	0.85	—
K_i	3.0	26.0	—
K_d (msec)	1.6	3.3	—
K_{D2} (msec ²)	—	2.1	—
T_i (sec)	0.48	0.48	—
T_d (msec)	0.33	0.33	—
T_{D2} (msec)	—	0.33	—
k_1	—	—	1.16
k_2	—	—	5.34
k_3	—	—	8.21
l_1	—	—	0.8
l_2	—	—	3.0
l_3	—	—	3.0

4. 2 インパルス応答

各制御方式を用いた場合のインパルス応答及びシミュレーション結果をFig. 3に示す。インパルス応答は軸端をハンマリングすることにより測定した。

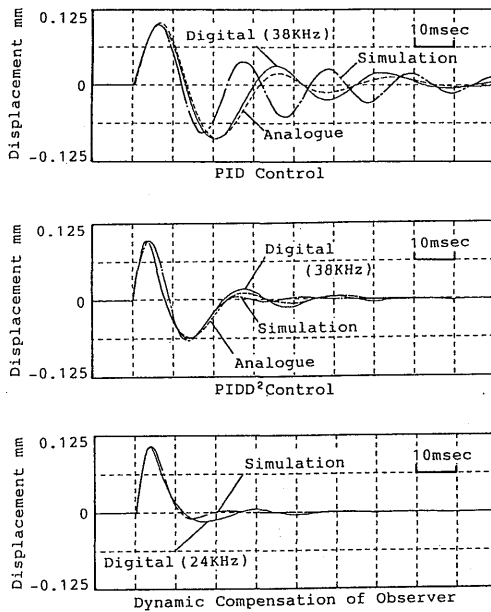


Fig. 3 Impulse Response

Fig. 3で制御をアナログ回路で実現した場合と、デジタル回路で実現した場合を比較するとPID制御 PIDD²制御ともに顕著な差異は見受けられなかった。また、実験結果と数値シミュレーション結果を比較するとPID制御を除いて比較的よく一致している。PID制御において差異が生じているのは、制御ゲインが他の制御則と比較してかなり小さく、軸ラジアル方向のワイヤ支持の影響を大きく受けたためと考えられる。

4. 3 サンプリング周波数と制御性能

各制御方式の最高サンプリング周波数は、PIDD²制御方式が38kHz、オブザーバによる制御方式が24kHzであった。Fig. 3の比較により磁気軸受の制御に十分なサンプリング周波数であることが分かる。

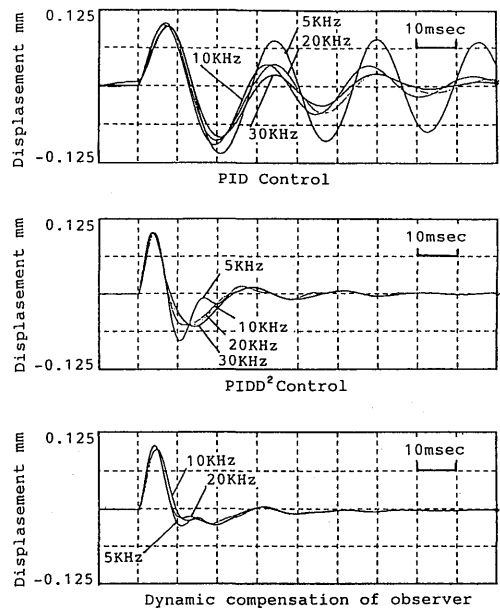


Fig. 4 Effect of Sampling Speed

Fig. 3においてデジタル制御とアナログ制御の応答に僅かの差異が見受けられた。そこで、サンプリング周波数の変化が各制御則の制御性能に与える影響を調べるために、サンプリング周波数を変えてインパルス応答実験を行った結果をFig. 4に示す。

Fig. 4より、本研究で使用した実験装置では約10kHz以上のサンプリング周波数ではほとんど制御性能に変化がないといえることができる。

興味深い事実として、PID制御はサンプリング周波数が10kHz以下になると顕著な制御性能の劣化が見受けられたが、PIDD²制御とオブザーバによる制御においては、依然十分良好な制御性能を維持していることがわかる。このことを、確認するため各制御系の支配極をTable 3に示す。ただし、理解を容易にするため

Table 3 Dominant Poles

	Sampling Frequency 30 kHz		5 kHz	
	Dominant Poles	Natural Frequency ω_n and Damping Factor ζ	Dominant Poles	Natural Frequency ω_n and Damping Factor ζ
PID Control	$-29 \pm 300 j$	$\omega_n = 48\text{Hz}$ $\zeta = 0.096$	$-16 \pm 299 j$	$\omega_n = 48\text{Hz}$ $\zeta = 0.053$
PIDD ² Control	$-179 \pm 310 j$	$\omega_n = 57\text{Hz}$ $\zeta = 0.50$	$-238 \pm 360 j$	$\omega_n = 68\text{Hz}$ $\zeta = 0.55$
Identity Observer	$-239 \pm 333 j$	$\omega_n = 65\text{Hz}$ $\zeta = 0.58$	$-229 \pm 338 j$	$\omega_n = 64\text{Hz}$ $\zeta = 0.56$

に、連続系に変換した極を示している¹⁰⁾。

Table 3よりPIDD²制御とオブザーバによる制御では、サンプリング周波数の変化による支配極の大きな変化が見受けられないのに対し、PID制御においては不安定方向への移動が見受けられることがわかる。

このことは、オブザーバの様な複雑な制御則をディジタルで実現する場合、演算時間の増加からサンプリング周波数が低下するが、そのことが必ずしも制御性能の顕著な劣化につながらないことを意味する。

1台のDSPで多軸を制御するような場合に好都合な点である。

4. 4 各制御方式の外力に対する軸剛性比較

ディジタル制御について、軸剛性の点より制御性能の比較を行った。軸に外力を加えることを想定して制御信号 u に正弦波状の外乱 u_0 を加算し、外乱 u_0 と軸変位 y との周波数応答を測定した。Fig. 5に磁気軸受系のブロック線図を示す。

測定結果をFig. 6に示す。PID制御よりもPIDD²制御やオブザーバによる制御の方が外乱に対するゲインが低く軸剛性が高いことがわかる。これは、PIDD²制御と、オブザーバにおいては近似的に状態フィードバックを実現しており、フィードバックゲインを高く取ることが可能になった為である。なお、約20Hz以下でオ

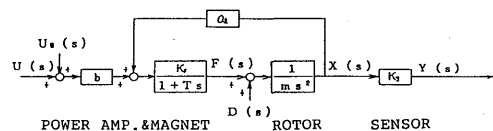


Fig. 5 Block Diagram of Magnetic Bering

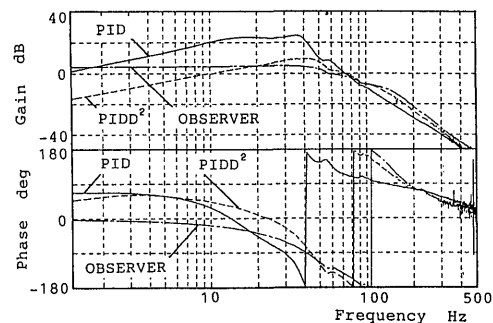


Fig. 6 Rigidity of Rotor

ブザーバによる制御に対して、PIDD²制御の方が優れているが、PIDD²制御は状態フィードバックにさらに積分制御を加えた制御を行っているからである。

4. 5 定常軸振動振幅

定常時の軸振動振幅はいずれの制御則についても両振幅で $1.0\mu\text{m}$ 以下であった。

4. 6 アナログ方式の問題点

Fig. 7にPIDD²制御を用いたときのインパルス応答の一例を示す。

アナログ制御の場合に、応答の途中に段差が見受けられるが一部の制御回路に電氣的飽和が生じたことによるものである。同じ制御パラメータを用いてもディジタル制御系ではアナログ回路のような飽和が生じず良好な制御性能が得られた。演算回路の飽和は、アナログ制御回路の設計の際に問題になりやすい点である。

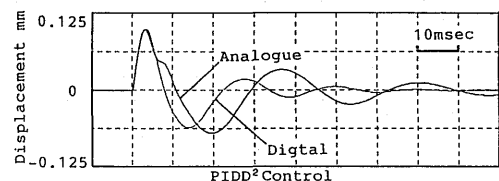


Fig. 7 Impulse Response

5. 結 論

DSPを用いてディジタル制御を実現した。制御則としてはPID制御、PIDD²制御及びオブザーバによる制御を採用し、各々の制御性をオペアンプで実現したアナログ制御と比較した。

(1)インパルス応答の比較の結果PID、PIDD²制御の両者とも、アナログ方式をディジタル方式とすることによって性能の変化はほとんど見受けられなかった。

これは、DSPにより十分高速なディジタル制御が実現できたことによる。

(2)アナログ回路での実現が難しいオブザーバによる制御をDSPにより容易に実現し、良好な制御性能を持つことを確認した。

(3)サンプリング周波数を低くすることによる制御性能の劣化はオブザーバによる制御が最も少なく、続いてPIDD²制御、PID制御の順番であった。

(4)観測量の微分あるいは2階微分を行って状態量を

推定しフィードバックすることは、一般にノイズの影響を考慮して行われないことが多い。しかし、本研究における実験では、2階微分を使用して状態量を推定し、フィードバックすることで良好な制御性能が得られた。

(5)外乱に対する軸剛性は、通常のPID制御方式と比較してフィードバックゲインの大きく取れたPIDD²制御や、オブザーバによる制御が大きい。また、低周波数域においては積分制御の効果によってPIDD²制御が最も優れた制御性能を有した。

(6)アナログ回路で制御系を構成する場合、演算回路の飽和に十分注意して設計しなければならない。

参考文献

- 1) M. Brunet, ASME COGEN-TURBO (1987), 191.
- 2) 深田, 神谷, 水町, 計測自動制御学会九州支部講演会, 昭和63年11月.
- 3) 深田, 神谷, 下町, 水町, 久家, 機論, 56-526, C ('90), 1524.
- 4) 高橋, 藤田, 村松, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-88-31, ('88), 11.
- 5) 久谷, 井上, 三井, 機論, 51-465, C ('84), 1095.
- 6) 水野, 樋口, システムと制御, Vol. 30, No. 8, 512.
- 7) 野波, 山中, 富永, 機論, 54-507, C ('88), 2661.
- 8) 深田, 神谷, 田村, 機論, 53-490, C ('87), 1201.
- 9) 増淵, システム制御理論, コロナ社.
- 10) 美多, デジタル制御理論, 昭晃堂.