UDC 621.318.38-501.519.71:531.39

論文

54-B4

大振幅動作に適した磁気吸引つり下げ系

正員 松村 文夫 (金沢大)

准員 日月 栄 (金沢大)

1. ま え が き

磁気吸引つり下げ系は高速列車の磁気浮上、磁気軸受、精密位置制御などへの応用が考えられ、各方面で研究、実験が行なわれている^{(1)~(6)}。そればかりでなく、物体を無接触で空中に浮上できることを生かして風洞実験、塗装、振動の吸収などその応用はますます広がるものと思われる。しかし、容易に想像できるようにこの系は本来不安定なものであり、また著しい非線形性を有している。そのためこれらの系を安定に制御するには特別な制御方式が必要である。

従来行なわれてきた制御方式には(1)変位のみを検出し位相進み補償またはPID制御を行なう方式、(2)変位、速度、電流、加速度の四つの状態量の幾つかを組合せた線形フィードバック制御方式があり、筆者らも先に、変位、速度、コイル電流をフィードバックする制御方式を提案した⁽⁷⁾。

しかし、上に述べた制御方式はいずれの方式も動作点が固定されている場合には有効な制御方式であるが、動作点が大きく変化する場合(例えばサーボ機構のように使用する場合)には、非線形性が強く効いてきて制御不能となったり、もしくは良好な過渡特性を得ることが困難になったりする。

そこで、新たに先に提案した制御方式を基礎として、広範囲の動作領域にわたって安定な特性が得られる制御方式について検討を行なった。その結果、変位、速度のほかに(コイル電流/変位)の比、あるいは磁束をフィードバックすればよいということが理論、シミュレーション、実験から確かめられたので第3、4章で述べる二つの制御方式を提案する。

2. 特性改善への接近

(2・1) 系の定式化 系の構成を第1図に示す。

図の系では次の基本式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} dx/dt &= v \\ M(dv/dt) &= Mg + \frac{1}{2} i^2 \partial L(x)/\partial x \\ e &= d\{L(x)i\}/dt + Ri \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

上式を具体化するためにインダクタンス $L(x)$ を次式のように近似する。

$$L(x) = \frac{Q}{x + X_{00}} + L_{00} \dots (2)$$

ここで、 X_{00} は磁心の磁気抵抗を考慮したものであり、 L_{00} は漏れ磁束によるインダクタンスを表わしている。分母に X_{00} をおいたのは、ギャップ長の小さな部分でのインダクタンスの近似を良くするためである($Q = L_0 X_0$, $X_{00} = 0$ とおけば文献(7)と一致する)。上式の関係を図示すると第2図となる。

本文では X_{00} を考慮しているのでコイル電圧 e を次式のように与える。

$$e = K_x(x + X_{00} - x_r) + K_v v + K_i(x_r P - i) + x_r P R \dots (3)$$

ここで、 $P = \sqrt{2Mg/Q}$ 、また、 K_x 、 K_v 、 K_i はそれぞれ変位 x 、速度 v 、電流 i のフィードバック係数である。

(1)~(3)式を用いると、基準化しない形の系の特性方程式が次式のように求まる。本文で基準化を行わないのは広範囲のギャップ長に対する特性を一般的に論ずるためである。

第1図 系の構成

Fig. 1. Composition of system.

Magnetic Suspension System Suitable for Wide Range Operation. By Fumio Matsumura, Member & Sakae Tachimori, Associate (Faculty of Technology, Kanazawa University).
松村文夫: 正員, 金沢大学工学部
日月 栄: 准員, 金沢大学大学院工学研究科

第 2 図 インダクタンスの仮定
Fig. 2. Assumption of inductance.

$$s^3 + \frac{Y(R+K_i)}{Y L_{00}+Q} s^2 + \frac{2g(K_v-P L_{00})}{P(Y L_{00}+Q)} s + \frac{2g\{K_x-P(R+K_i)\}}{P(Y L_{00}+Q)} = 0 \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $Y=X_0+X_{00}$ 、 X_0 は保ちたいギャップ長である。

〈2・2〉 設計 系の安定性および良好な過渡特性を考慮して第 3 図のように根配置を指定する。このように根配置を指定すると各フィードバック係数は次式のように定まる。

$$\left. \begin{aligned} K_x &= P \omega_n (\omega_n^2 / 2g + 2/Y) (Y L_{00} + Q) \\ K_v &= P \{ \omega_n^2 (Y L_{00} + Q) / g + L_{00} \} \\ K_i &= 2 \omega_n (Y L_{00} + Q) / Y - R \end{aligned} \right\} \dots\dots (5)$$

また、 ω_n は文献 (7) と同様の考え方によって次式で与える。

$$\omega_n = \sqrt[3]{\frac{2gR}{Y L_{00} + Q}} \dots\dots\dots (6)$$

〈2・3〉 非線形フィードバック 前節で系の設計法を述べたわけであるが、ここである X_0 に対して系を設計したと仮定しよう。そうするとこの系は動作点が X_0 の近くにあるときは設計どおりの制御特性をもつ。しかし、(5)、(6) 式を見ればわかるように、 K_x 、 K_v 、 K_i 、 ω_n の最適値は X_0 の関数となっており、動作点が X_0 から大きく移動したとするとそのときの動作状態における K_x 、 K_v 、 K_i 、 ω_n の最適値は設計した値とは一致しない。そのため上記の制御方式では動作点が X_0 から大きく移動すると設計どおりの制御特性が得られない。この点を改善するためにはそのときの動作点に応じて最適のフィードバック係数となるようにすればよい。そのためには (5) 式に従って $Y (=X_0 + X_{00})$ の値に応じて各フィードバック係数を変化させればよいわけであるが、この式の形は簡単でないののでこのように変化させることは困難である。

第 3 図 指定した根配置
Fig. 3. Specified location of roots.

第 4 図 K_x の最適値
Fig. 4. Optimum value of K_x .

第 5 図 K_v 、 K_i の最適値
Fig. 5. Optimum values of K_v and K_i .

実際に数値例を用いて $X_0=1\sim 10$ mm における各フィードバック係数の最適値を求めた例を第 4 図、第 5 図に示す (数値は後に 〈5・1〉 節で用いるパラメータを使用した。同じ電流値の場合、ギャップが 1 mm のときと 10 mm のときとでは吸引力の比が 68 : 1 となり $X_0=1\sim 10$ mm というのはかなり大幅の変化であるといえる)。図によると、 K_v の変化の割合は小さいので系の構成を簡単にするために一定値で近似する。また、 K_x 、 K_i はそれぞれ X_0 の関数として「反

比例分+定数分」で近似する。動作点に応じてフィードバック係数が最適値になるようにするためには X_0 の代りに変位 x を用いればよい。このようにすれば各動作点（変位 x ）に対して常にフィードバック係数が準最適値となる。従って、各フィードバック係数は次式のように変位 x の関数として近似することにする。

$$\left. \begin{aligned} K_x &= \frac{123.2}{x + X_{00}} + 23,470 \text{ (V/m)} \\ K_i &= \frac{0.882}{x + X_{00}} + 61.1 \text{ (V/A)} \\ K_v &= 727 \text{ (V/(m/s))} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

上式のように各フィードバック係数を近似すると、コイル電圧 e は(3)式から次式となる。

$$e = 23,470x + 727v - 61.1i - 0.882i/(x + X_{00}) - 7,470x_r + 128.9 \dots\dots\dots (8)$$

上式には $i/(x + X_{00})$ という項が含まれているが、これは状態変数同士の除算であり非線形フィードバック系となっている。

このように設計された系の効果を確認するため、ステップ応答をシミュレーションによって求めた結果を第6図に示す。また、比較のために各フィードバック係数を一定として設計した系のステップ応答をシミュレーションによって求めた結果を第7図に示す。同図では系は $X_0 = 7 \text{ mm}$ として設計してある。両図を比較すると、7 mm から 5 mm へ向う比較的小振幅の応答にはほとんど差はないが、7 mm から 1 mm へ向う比較的大振幅の応答にはその差がはっきり表われている。各フィードバック係数一定とした系では激しい振動が見られるが、非線形フィードバック系では振動もオーバーシュートもほとんど見られず良好な応答を示している。

このように変位 x 、速度 v 、電流 i のほかに、 (i/x) に比例した量をフィードバックすれば広範囲のギャップ長にわたって良好な過渡応答を示すことが確かめられた。なお、実際に系を構成するためには (i/x) という量が必要になるが、この部分は乗除算器用のアナログ IC を用いれば容易に実現可能である。

以上の数値例で述べた原理に示唆を得て、第3、4章で一般的に二種の制御方式を導く。

3. x , v , i/x をフィードバックする系

上記の制御方式は変位 x 、速度 v 、電流 i をフィードバックする従来の制御方式から導かれたものであるが、ここでは最初から x , v , i , i/x をフィードバックする系を考え、根軌跡を用いて検討を行なう。

第6図 非線形フィードバック系のステップ応答

Fig. 6. Step responses of nonlinear feedback system.

第7図 線形フィードバック系のステップ応答

Fig. 7. Step responses of linear feedback system.

〈3・1〉系の定式化 系の基本式は(1)式で与えられる。また、コイル電圧 e を次のように与える。

$$e = K_x(x + X_{00} - x_r) + K_v v + K_i(x_r P - i) + K \left(P - \frac{i}{x + X_{00}} \right) + x_r P R \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 K は i/x のフィードバック係数である。

上記のようにコイル電圧 e を与えると、系の特性方程式は次式のように求まる。

$$s^3 + \frac{Y(K_i + R) + K}{Y L_{00} + Q} s^2 + \frac{2g(K_v - P L_{00})}{P(Y L_{00} + Q)} s + \frac{2g(K_x - P K_i - R P)}{P(Y L_{00} + Q)} = 0 \dots\dots\dots (10)$$

第2章と同様に第3図のように根配置を指定する。上記のような三次の系において四種類のフィードバックを行なうと、一つのフィードバック係数はある条件

第 8 図 動作点移動に対する根軌跡
(非線形フィードバック系)

Fig. 8. Root loci for shift of operating point
(nonlinear feedback system).

内で任意に選ぶことができるので、電流のフィードバック係数 K_i を任意に選ぶものとして、各フィードバック係数は次式のように定まる。

$$\left. \begin{aligned} K_x &= P \{ \omega_n^3 (Y L_{00} + Q) / 2g + K_i + R \} \\ K_v &= P \{ \omega_n^2 (Y L_{00} + Q) / g + L_{00} \} \\ K &= 2 \omega_n (Y L_{00} + Q) - Y (K_i + R) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

ここでも、 ω_n は(6)式で与えられる。

〈3・2〉 根軌跡による検討 K_i の選び方がこの系の特性に及ぼす影響を調べるために根軌跡によって検討を行なう。前述の数値例を用いて、 $X_0 = 7 \text{ mm}$ として各フィードバック係数を設定した場合の動作点移動に対する根軌跡を第 8 図に示す。図において K_i をコイル抵抗 R の倍数に選んでいるのは K_i が抵抗の次元をもっているからである。また、 i/x フィードバックによる特性改善の効果を確かめるために、前述の各フィードバック係数一定の系について動作点移動に対する根軌跡を求めた結果を第 9 図に示す。

第 8 図によると、 $K_i = 0$ に選んでも複素根の位置はそれほど変化せず、理論的にはギャップ長が 0 mm から制御可能であり、広範囲のギャップ長にわたってこの系は安定であることを示している。また、 $K_i = 0$ に選んだ場合と第 9 図とを比較すると、ギャップ長が $7 \sim 14 \text{ mm}$ の部分では両方とも大差はないが、ギャップ長が $7 \sim 0 \text{ mm}$ の部分では 0 mm へ向かうに従って $K_i = 0$ の場合は安定な方向へ、第 9 図は不安定な方向へ向かっており、ギャップ長の小さな部分で特性が大幅に改善されていることがわかる。

同様に $K_i = 0$ の場合に対し、コイル抵抗 R 、つり下げ質量 M の変化に対する影響を根軌跡によ

第 9 図 動作点移動に対する根軌跡
(線形フィードバック系)

Fig. 9. Root locus for shift of operating point
(linear feedback system).

て検討した。その結果、 $\pm 40\%$ 程度のコイル抵抗の変化、 0.5 倍 ~ 2 倍程度のつり下げ質量の変化に対しても根の変化はあまり大きくなく、安定につり下がることがわかった。

以上の点を総合すると、 $K_i = 0$ 、つまり電流はフィードバックしなくてもよいという結論に達する。これは系の構成を簡単にできるという点において重要なことであり、結局、 x 、 v 、 i/x の三つの量をフィードバックすれば広範囲のギャップ長にわたって安定な特性が得られることになる。よって(11)式において $K_i = 0$ として各フィードバック係数を決定し、(9)式によってコイル電圧を与えるのが新しく提案する第 1 の制御方式である。

4. 磁束をフィードバックする系

広範囲のギャップ長にわたって安定な特性を得るためには i/x が重要な役割を果たすことがわかった。この i/x という量は電磁石のギャップ部分の磁束に比例した量であるから、代りにギャップ部分の磁束を検出してフィードバックしてもよいわけである。

磁束を検出する方法としてはホール発電器を用いる方法やさぐりコイルに誘起される電圧を積分する方法がある。本つり下げ系ではギャップ部分の温度がコイルの温度上昇のためにかなり変化するので、温度上昇やホール発電器の設置場所の難しさなどを考慮してさぐりコイルによる磁束検出方法を採用する。

〈4・1〉 系の定式化 磁心の断面積を S 、電磁石のコイル巻数を N 、真空透磁率を μ_0 とするとき、磁

束 ϕ , 電流 i , ギャップ長 x の間には (2) 式の近似と同様の考えのもとで次の関係がある。

$$\phi = \frac{\mu_0 S N i}{2(x + X_{00})} \quad (12)$$

上式を用いて系の基本式 (1) 式を書き改めると次式となる。

$$\left. \begin{aligned} dx/dt &= v \\ M \frac{dv}{dt} &= Mg - \frac{\phi^2}{\mu_0 S} \\ \frac{d\phi}{dt} &= \frac{\mu_0 S N e - 2R\phi(x + X_{00}) - 2L_{00}v\phi}{2L_{00}(x + X_{00}) + \mu_0 S N^2} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

次に、ラプラス変換後の形でコイル電圧を次式のように与える。

$$E(s) = K_x \{X(s) - X_r(s)\} + K_v V(s) - G_\phi(s)s\phi(s) + N A R X_r(s)/Q \quad (14)$$

ここで、

$$A = \sqrt{Mg/\mu_0 S}$$

また、 $G_\phi(s)$ はさぐりコイルの後に入れる回路の伝達関数である。

〈4・2〉 磁束のフィードバック方法 さぐりコイルによって磁束を検出するには積分器を用いなければならないが、理想的な積分器を使用すると系が定常状態に達しても初期条件によって積分器の出力に一定値が残ってしまうため目標値と制御量とが一致しなくなる。この初期値を速やかに減衰させ、磁束の定常状態からの変化分だけをフィードバックするために $G_\phi(s)$ を次式のように定める。

$$G_\phi(s) = \frac{K_\phi}{s + \omega_0} \quad (15)$$

(13) 式の線形化を行ない、ラプラス変換してこの系の閉ループ伝達関数を求めると次式となる。

$$\frac{X(s)}{X_r(s)} = \frac{2g(QK_x/NA - R)}{Y L_{00} + Q} \cdot \frac{s + \omega_0}{D(s)} \quad (16)$$

ここで、

$$\begin{aligned} D(s) = & s^4 + \left(\omega_0 + \frac{RY + QK_\phi/N}{Y L_{00} + Q} \right) s^3 \\ & + \frac{RY\omega_0 + 2g(QK_v/NA - L_{00})}{Y L_{00} + Q} s^2 \\ & + \frac{2g\{(K_v\omega_0 + K_x)Q/NA - (L_{00}\omega_0 + R)\}}{Y L_{00} + Q} s \\ & + \frac{2g\omega_0(QK_x/NA - R)}{Y L_{00} + Q} \quad (17) \end{aligned}$$

(16) 式の伝達関数は一つの零点と四つの極をもっているが、零点は $-\omega_0$ となるので残り四つの極を次式

のように指定する。

$$D(s) = (s + \omega_1)(s^3 + 2\omega_n s^2 + 2\omega_n^2 s + \omega_n^3) \quad (18)$$

ここで、2 番目のかっこの中は第 2 章で述べた極配置と等しく ω_n は (6) 式で与える。

(17) 式と (18) 式の右辺 s の係数を等しく置くことによって次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} 2\omega_n + \omega_1 &= \omega_0 + \frac{RY + QK_\phi/N}{Y L_{00} + Q} \\ 2\omega_n^2 + 2\omega_n\omega_1 &= \frac{RY\omega_0 + 2g(QK_v/NA - L_{00})}{Y L_{00} + Q} \\ \omega_n^3 + 2\omega_n^2\omega_1 &= \frac{2g\{(K_v\omega_0 + K_x)Q/NA - (L_{00}\omega_0 + R)\}}{Y L_{00} + Q} \\ \omega_1\omega_n^3 &= \frac{2g\omega_0(QK_x/NA - R)}{Y L_{00} + Q} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

ここで、

$$\omega_1 = \alpha\omega_0 \quad (\alpha \geq 0) \quad (20)$$

と置くと (19) 式より K_x , K_v , K_ϕ が次式のように求まる。

$$\left. \begin{aligned} K_x &= (1 + \alpha)NA R/Q \\ K_v &= \{2\omega_n(Y L_{00} + Q)(\alpha\omega_0 + \omega_n) + 2g L_{00} - RY\omega_0\} NA/2gQ \\ K_\phi &= \{(Y L_{00} + Q)\{2\omega_n + (\alpha - 1)\omega_0\} - RY\} N/Q \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

上式で未知数である α と ω_0 を決定しなければならない。(19) 式と (21) 式とから K_x , K_v , K_ϕ を消去すると α と ω_0 の関係が次式のように求まる。

$$\begin{aligned} \{2\omega_n(Y L_{00} + Q)\alpha - RY\}\omega_0^2 + 2\omega_n^2(Y L_{00} + Q)(1 - \alpha)\omega_0 + 2gR(\alpha - 1) &= 0 \\ \dots\dots\dots (22) \end{aligned}$$

上式は ω_0 の二次方程式であるから実数解が存在する条件を求めると次式となる。

$$\frac{RY}{\omega_n(Y L_{00} + Q)} - 1 \leq \alpha \leq 1 \quad (23)$$

経済性を考慮して設計された電磁石においては上式の左辺第 1 項は 1 よりも小さくなる。よって次式のように書き改められる。

$$0 \leq \alpha \leq 1 \quad (24)$$

(24) 式の条件の下で (22) 式を ω_0 について解くと次式が得られる。

$$\omega_0 = \frac{\omega_n^2(Y L_{00} + Q)(\alpha - 1)}{2\omega_n(Y L_{00} + Q)\alpha} *$$

第 10 図 α と ω_0, ω_1 の関係Fig. 10. Relations between α and ω_0, ω_1 .

$$* \frac{+\sqrt{2gR(1-\alpha)}\{\omega_n(YL_{00}+Q)(\alpha+1)-RY\}}{-RY} \dots\dots\dots (25)$$

上式は複号の形で求まるわけであるが、マイナス符号の場合 α の値によっては ω_0 の値が負となる場合があり、これは ω_1 が負となり系が不安定となることを意味する。また、+ 符号の場合常に ω_0 が正となる。結局、(25)式のように + 符号の場合が意味のある解となる。

前述の数値例を用いて $\alpha=0\sim 1$ に対する ω_0 と ω_1 を求めた例を第 10 図に示す。

図は実験に使用した装置の数値例であるが、つり下げ質量の大きいもの、小さいもの、ギャップの広いもの、狭いものなどいろいろな場合を想定して計算した結果も同様な傾向を示した。また、計算の結果、 $-\omega_1$ が最も虚軸に近い極であることがわかった。

ここで、 $\alpha, \omega_1, \omega_0$ を決めるために次の条件を考える。

系の過渡応答に支配的な役割りを果すのは虚軸に最も近い極 $-\omega_1$ であるから、今の場合速い応答が望まれるので ω_1 が最大となる付近を $\alpha, \omega_1, \omega_0$ に選ぶ。

図によれば $\alpha=0.7$ 付近で ω_1 が最大となっている。前述のように、いろいろな場合を想定しても第 10 図と同様の傾向を示すので、正確に ω_1 を最大にしたいならば数値計算を必要とするが、近似値でよいのなら $\alpha=0.7$ に選べばよい。

本研究室の実験装置の場合 $\alpha=0.7$ に選ぶと $\omega_0=11.4 \text{ rad/s}$ となった。この値をもとにフィードバック係数を決めた場合のステップ応答をシミュレーションによって求めた結果を第 11 図に示す。図によると 7 mm から 1 mm へ向かう大振幅の応答は多少制動

第 11 図 x, v, ϕ 系のステップ応答Fig. 11. Step responses of x, v, ϕ system.

第 12 図 実験装置の概略

Fig. 12. Outline of experimental apparatus.

気味ではあるが、むしろ衝突の危険性がなくなっており良好な応答を示しているといえる。

よって (21)式によってフィードバック係数を決定し、(14)式によってコイル電圧を与えるのが新しく提案する第 2 の制御方式である。

5. 実験例

〈5・1〉 実験装置および実験方法

(1) 実験装置 実験装置の概略を第 12 図に示す。図の装置は二点支持ではあるが、アルミで作られた腕の質量がつり下げ質量に比べて十分小さいので、円弧運動系ではあるがこれを直線運動系とみなしてもさしつかえない。このように考える際の誤差は 1% 以下である。

(2) パラメータ 実験に使用した装置の各パラメータを以下に示す。

$$M=9.4 \text{ kg}, R=53.4 \Omega, X_{00}=0.243 \text{ mm}, \\ Q=9.44 \times 10^{-3} \text{ Hm}, L_{00}=2.14 \text{ H}, X_0=7 \text{ mm}, \\ \omega_n=34.8 \text{ rad/s}, \alpha=0.7, \omega_0=11.4 \text{ rad/s}$$

(3) 各状態量の検出方法 変位信号を得るには

ギャップセンサを使用し、速度信号は系の構造を簡単にするために変位信号を微分して使用した。磁束信号はギャップ部分を通る磁束だけを検出したいので、第12図において電磁石の下の方の接極子の両方の端にさぐりコイルを10回ずつ合計20回巻いて得た。

(4) 制御回路 制御回路はすべて演算増幅器を用いて構成し、各演算増幅器の出力が飽和しないようにした。 i/x 信号は乗除算器用アナログ IC を用いて構成した。

(5) 電力増幅器 電力増幅器にはトランジスタチョッパ回路を直流電源 100 V、繰返し周波数 500 Hz で使用した。この回路は正出力のみで増幅率は 50 倍とした。使用領域では 500 Hz の繰返し周波数は十分高く、系の特性に影響を及ぼすことはない。また、ギャップ長 7 mm の標準状態における消費電力は約 55 W でつり下げ質量 1 kg あたり 5.85 W となっている。

(6) 各フィードバック係数 上記の各値を用いて制御系を設計すると各フィードバック係数は下記ようになる。

(i) $x, v, i/x$ 系

$$K_x = 14,900 \text{ V/m}, K_v = 727 \text{ V/(m/s)},$$

$$K = 1.35 \text{ Vm/A}$$

(ii) x, v, ϕ 系

$$K_x = 12,700 \text{ V/m}, K_v = 795 \text{ V/(m/s)},$$

$$K_\phi = 5.34 \times 10^5 \text{ V/Wb}$$

〈5・2〉 静特性

目標値を静かに変化させて更き安定（振動，落下，衝突が起らない状態）につり下がるギャップの範囲を測定した。

(i) $x, v, i/x$ 系

$$1.6 \sim 8.4 \text{ mm}$$

(ii) x, v, ϕ 系

$$1.2 \sim 8.6 \text{ mm}$$

いずれの制御方式の場合も従来の x, v, i 系に比較して安定範囲が広がっている。本実験装置ではギャップセンサの非直線性のためにこのように制限を受けているが、もっと広範囲に直線性の良いギャップセンサを用いれば安定範囲が広がると考えられる。

〈5・3〉 動特性

(1) 系の周波数特性 測定された周波数特性の例を第13, 14図に示す。図はつり下げ物体が 7 mm を中心にして $\pm 0.5 \text{ mm}$ の範囲で正弦波状に上下に動くように目標値を与えたときの応答である。図には線形近似した理論値を実線で示した。理論値と実測値の誤差の原因は各パラメータの測定誤差や係数の設定誤差によるものと考えられる。

第13図 $x, v, i/x$ 系の周波数特性

Fig. 13. Frequency characteristics of $x, v, i/x$ system.

第14図 x, v, ϕ 系の周波数特性

Fig. 14. Frequency characteristic of x, v, ϕ system.

第15図 観測された変位の波形 ($x, v, i/x$ 系)

Fig. 15. Observed waveform of displacement. ($x, v, i/x$ system).

(2) 大振幅ステップ応答 上で述べた理論の妥当性を調べるために大振幅ステップ応答の実験を行なった。変位が 7 mm から 3 mm となるようにステップ状に目標値を与え、観測された変位信号の例を第15, 16図に示す。いずれの場合も振動，オーバシュートがほとんど見られず、意図したような良好な過渡応答といえる。

6. むすび

以上、広範囲のギャップ長にわたって静特性，動特

第 16 図 観測された変位の波形 (x, v, ϕ 系)

Fig. 16. Observed waveform of displacement (x, v, ϕ system).

性ともに良好な特性が得られる二つの制御方式を導き、実験的にも確かめた。二つの制御方式による制御特性はほぼ同じであるが、 x, v, ϕ 系の方が $x, v, i/x$ 系よりもやや制動気味となっている。

ここで提案した制御方法は一般の定値制御的なつり下げ系にはもちろん、サーボ機構のように目標値の時間的な変化に従って物体を無接触で上下方向に動かすような用途に適したものである。

ここで述べた制御方式を PI 制御⁽⁸⁾のような方式に拡張することは容易であるし、更に、状態によってフィードバック係数を変えるという考え方をを用いて、例えば広い動的な安定領域をもつような系を作ること

も応用できるであろう。

終りに、有益な助言を賜った元東京大学山村 昌教授、日頃、ご指導、ごべん達をいただく金沢大学別所一夫教授に深く感謝の意を表します。また、討論いただいた金沢大学山田外史助手、実験装置作製に協力いただいた同 竹内忠雄技官に感謝致します。

(昭和 53 年 1 月 9 日受付, 同 53 年 7 月 7 日再受付)

文 献

- (1) 山村:「超高速列車の磁気軌道」電学誌 91, 2215 (昭46-12)
- (2) 山村・阿部・林:「車両の吸引電磁石形磁気浮上方式について」電学論誌 B 94, 255 (昭 49-5)
- (3) 山村・阿部:「吸引形磁気浮上車の制御と走行特性」電学論誌 B 96, 235 (昭 51-5)
- (4) 地蔵・山田・岩本:「吸引式磁気浮上車的高速走行浮上特性の解析」電学論誌 B, 97, 215 (昭 52-4)
- (5) 清水・谷口:「磁気軸受の原理とその応用」機械の研究 22, 12, 1620 (昭 45-12)
- (6) 西沢・高橋・一ノ瀬・平野:「電磁力による位置制御」日本機械学会論文集 (第 1 部) 40, 340, 3335 (昭 49-12)
- (7) 松村・山田:「磁気吸引力によるつり下げ制御系の一制御方式」電学論誌 B, 94, 567 (昭 49-11)
- (8) 松村・北野・山田:「PI 制御による磁気吸引つり下げ系」昭 50 電気学会全大 870