

大型プレスブレーキの高精度化に関する研究

信州大学 工学部 電気電子工学科

助教授 水野 勉

(平成8年度研究開発助成 AF-96005)

1. まえがき

本研究は、大型プレスブレーキの油圧駆動部に用いる油圧サーボ弁の高応答化によって大型プレスブレーキの高精度化（高精度位置決め）を実現しようとするものである。

現在、小型のプレスブレーキにはコイル可動形リニア直流モータ（Linear DC Motor, LDM）を用いた高応答油圧サーボ弁（リニアサーボバルブ, LSV）が開発され、既に実用化されている。

大型プレスブレーキに用いる油圧サーボ弁の制御流量は、上記のLSVよりも大きく、かつ駆動部に作用する流体力も大きくなる。したがって、大型プレスブレーキに用いるリニアモータには、大推力化が要求されている。

一般に、コイル可動形LDMは可動子の質量が小さいため、高応答を実現しやすい。しかし、発生推力を大きくするためには、永久磁石を多量に使う必要があり、コスト高となる。そこで、筆者らは永久磁石の使用量が少なくても良い磁石可動形LDMの開発を行ってきた。永久磁石可動形LDMの欠点として、コイル可動形LDMと比較して機械的時定数が大きくなる傾向にある。油圧サーボバルブに用いる磁石可動形LDMの高応答化を実現するためには、電気的時定数と機械的時定数を低減する必要がある。LDMにおける電気的時定数および機械的時定数は巻線抵抗 R 、インダクタンス L 、可動子質量 m 、推力定数 K_f （速度起電力定数）を用いて正規化した値であることから、他のLDMとの特性比較をすることができるだけでなく、回転形モータとの比較を行うこともでき、実用上重要な特性値の一つである。

本報告書では、外径寸法が与えられた場合のLDMの機械的時定数の低減に主眼をおき、最大推力400 N以上、ストローク15 mmで高応答なLDMについて検討した以下の事項について述べている。

- (1) LDMの機械的時定数の表現式の導出
- (2) 機械的時定数を最小とするLDMの構造の検討
- (3) 機械的時定数の計算値と実測値との比較
- (4) LDMの動特性

2. 磁石可動形リニア直流モータの最適設計

2.1 磁石可動形LDMの解析モデル

Fig. 1は油圧サーボ弁に用いる円筒状磁石可動形LDMの解析モデルである。LDMの外形寸法は $\square 78 \times 150$ mm、固定子と可動子には共にS10C（機械構造用炭素鋼）の使用を想定し、可動子ロッドには永久磁石を配置する。また、4つのコイルは直列に接続する。

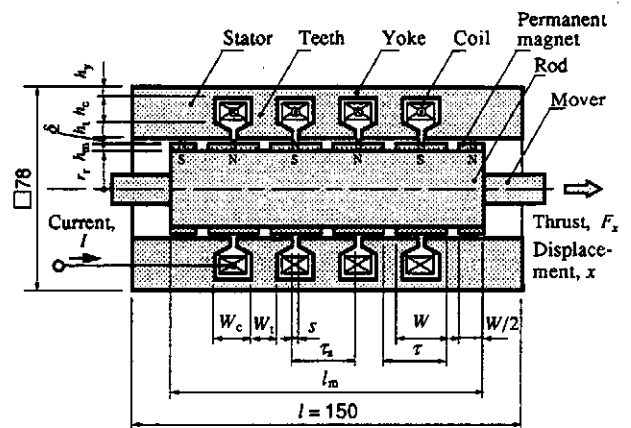


Fig. 1 Analytical model for a moving magnet type LDM (unit is mm).

2.2 機械的時定数の表現式の導出

等価磁気回路法は有限要素法や境界要素法などと比較して簡素であり、かつ有効な方法である。ここではパーミアンス法を用いたLDMの磁気回路解析について述べる。LDMの磁気回路解析にあたり、以下の仮定を設ける。

- (1) 一次側および二次側の端部からの漏れ磁束は無視する（極数無限大のLDMとして磁気回路の設計を行なう）
- (2) 一次側および二次側の磁性材料の透磁率は無限大とし、この部分の磁気抵抗は考慮しない
- (3) 外形寸法を $\phi 78 \times 150$ mmの円筒状とする

上記の仮定に基づき磁石可動形LDMの磁気等価

回路は、永久磁石1極分を考慮してFig. 2のようになる。同図において F_m は永久磁石の起磁力、 R_m は永久磁石の内部磁気抵抗、 R_δ はギャップの磁気抵抗、および Φ_m は永久磁石の磁束である。

本LDMに関して下式が成立する。

$$F_m = H_c h_m \quad [\text{A}] \quad (1)$$

$$R_m = \frac{\ln \left[\frac{(r_r + h_m)}{r_r} \right]}{2 \pi \mu_0 W} \quad [\text{H}^{-1}] \quad (2)$$

$$R_\delta = \frac{\ln \left[\frac{(r_r + h_m + k_c \delta)}{(r_r + h_m)} \right]}{2 \pi \mu_0 W} \quad [\text{H}^{-1}] \quad (3)$$

$$k_c = \frac{\tau_s}{\tau_s - \gamma_c s} \quad (4)$$

$$\gamma_c = \frac{(s/\delta)^2}{5 + s/\delta} \quad (5)$$

ここに、 H_c :永久磁石の保磁力 [A/m]、 h_m :永久磁石の厚さ [m]、 r_r :ロッドの半径 [m]、 μ_0 :真空の透磁率 [H/m]、 W :永久磁石の幅 [m]、 k_c :カータ係数、 τ_s :スロットピッチ [m]、 s :スロット幅 [m]、 δ :ギャップの長さ [m]

式(1)～式(5)を用いて永久磁石1極あたりの磁束 Φ_m は次式で求められる。

$$\Phi_m = F_m / (R_m + R_\delta) \quad [\text{Wb}] \quad (6)$$

コイルの巻線スペースの断面積 A_c は下式で求めることができる。

$$A_c = (h_c - 2 d_b)(W_c - 2 d_b) \quad [\text{m}^2] \quad (7)$$

ここに、 h_c :コイルの高さ [m]、 W_c :コイルの幅 [m]、 d_b :コイルボビンの厚さ [m]

したがって、1スロットあたりのコイルの巻数 n は、直径 d [m]の巻線を巻くとすると次式となる。

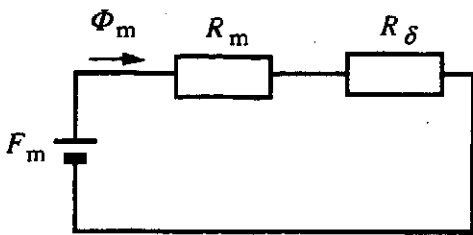


Fig. 2 Magnetic equivalent circuit of the cylindrical moving magnet type LDM.

$$n = \text{INT} \left(\zeta \frac{A_c}{\pi (d/2)^2} \right) \quad [\text{回}] \quad (8)$$

ここに、 ζ :コイルの占積率、 $\text{INT}(x)$: x の小数点以下を切り捨てる関数

また、1巻当たりの巻線の平均長さ l_c は下式となる。

$$l_c = 2 \pi (r - h_y - h_c/2) \quad [\text{m}] \quad (9)$$

ここに、 r :LDMの外形半径 [m]、 h_y :ヨークの高さ [m]

さらに、すべてのコイルを直列に接続した場合の巻線抵抗 R は、次式で求められる。

$$R = \frac{\zeta l_c A_c P}{\pi^2 \sigma (d/2)^4} \quad [\Omega] \quad (10)$$

ここに、 σ :巻線(銅)の導電率 [S/m]、 P :極数 [極]

ギャップの磁束密度の平均値 B は下式となる。

$$B = \frac{\Phi_m}{2 \pi (r_r + h_m + \delta/2) \tau} \quad [\text{T}] \quad (11)$$

ここに、 τ :磁極ピッチ [m]

さらにBIL則を適用すると1極当たりの静推力 F_l は次式となる。

$$F_l = n B I L_c \quad [\text{N}] \quad (12)$$

ここに、 L_c :BIL則を適用する位置での巻線の

等価長さ ($L_c = 2 \pi (r_r + h_m + \delta/2)$) [m]

Fig. 1に示したように可動子のロッドの両端には、磁石の幅 $W/2$ の永久磁石を設けてある。この両端の永久磁石による磁束も推力の発生に寄与する。前述のように両端の磁石の幅は $W/2$ であり、両者を合わせて1極分の磁束を発生している。したがって、LDMの静推力は次式となる。

$$F_z = \frac{\Phi_m}{\tau} (P+1) n I \quad [\text{N}] \quad (13)$$

推力定数 K_f は次式となる。

$$K_f = \frac{\Phi_m}{\tau} (P+1) n \quad [\text{N/A}] \quad (14)$$

可動部の質量 m は、ロッドの質量 m_r と永久磁石の質量 m_m との和であり、それぞれ下式で表される。

$$m = m_r + m_m \quad [\text{kg}] \quad (15)$$

$$m_r = \pi r_r^2 \tau \rho_r (P+1) \quad [\text{kg}] \quad (16)$$

$$m_m = \pi \left[(r_r + h_m)^2 - r_r^2 \right] \times W \rho_m (P+1) \quad [\text{kg}] \quad (17)$$

ここに, r_r : ロッドの材質の密度 [kg/m³], r_m : 永久磁石の密度 [kg/m³]
 機械的時定数 T_m およびモータ定数 K_m は式(10), (14), (15)を用いて下式となる。

$$T_m = \frac{m R}{K_f^2} = \frac{m l_c P \tau^2}{\zeta \sigma A_c (P+1)^2 \Phi_m^2}$$

$$= \frac{m l_c P}{4 \pi^2 \zeta \sigma A_c (P+1)^2} \times \frac{1}{(r_r + h_m + \delta/2)^2 B^2} \quad [\text{s}] \quad (18)$$

$$K_m = \frac{K_f}{\sqrt{R}}$$

$$= \frac{\Phi_m}{\tau} \sqrt{\frac{\zeta A_c (P+1)^2}{\sigma l_c P}} \quad [\text{N}/\sqrt{\text{W}}] \quad (19)$$

上式の機械的時定数 T_m とモータ定数 K_m とは次式に示す関係があり, この関係は回転モータにおいても成立している⁹⁾。

$$K_m^2 = m / T_m \quad [\text{N}^2 / \text{W}] \quad (20)$$

2.3 ヨーク寸法の最適化

ロッドの断面積 A_r , 歯部の断面積 A_t およびヨークの磁路断面積 A_y は次式となる。

$$A_r = \pi r_r^2 \quad [\text{m}^2] \quad (21)$$

$$A_t = 2 \pi (r_r + h_m + \delta + h_t) W_t \quad [\text{m}^2] \quad (22)$$

$$A_y = \pi r^2 - \pi (r - h_y)^2 \quad [\text{m}^2] \quad (23)$$

ここに, h_t : 歯の高さ [m], W_t : 歯の幅 [m]

永久磁石の磁束によるロッド, 歯およびヨークの磁束密度をそれぞれ B_{rod} , B_t , B_y とする。各部の磁束密度が一致する場合にLDMは最適設計であると考えられるため, それらの値を B_p とすると下式が成立する。

$$B_{rod} = \frac{\Phi_m}{2 A_r} = B_p \quad [\text{T}] \quad (24)$$

$$B_t = \Phi_m / A_t = B_p \quad [\text{T}] \quad (25)$$

$$B_y = \frac{\Phi_m}{2 A_y} = B_p \quad [\text{T}] \quad (26)$$

式(21)~式(23)から歯の幅 W_t およびヨークの高さ h_y は次式で表すことができる。

$$W_t = \frac{\Phi_m}{2 \pi B_p (r_r + h_m + \delta + h_t)} \quad [\text{m}] \quad (27)$$

$$h_y = r - \sqrt{r^2 - \frac{\Phi_m}{2 \pi B_p}} \quad [\text{m}] \quad (28)$$

さらに, コイルの高さ h_c とコイルの幅 W_c は下式となる。

$$h_c = r - (h_y + h_t + \delta + h_m + r_r) \quad [\text{m}] \quad (29)$$

$$W_c = \tau_s - W_t \quad [\text{m}] \quad (30)$$

式(1)~式(30)を用いてLDMの概略設計を行うことができる。計算の手順は以下の通りである⁷⁾。

- (1) 材料特性, LDMの外径半径 r , ポールピッチ τ などを設定
- (2) 永久磁石の厚さ h_m を入力
- (3) ロッドの磁束密度が B_p となるようにロッドの半径 r_r の算出
- (4) 歯の幅 W_t , ヨークの高さ h_y を計算
- (5) 機械的時定数 T_m などの特性値の算定

2.4 機械的時定数の計算結果

2.4.1 磁極ピッチの検討

本間らの試作結果(磁石の幅と磁極のピッチとの比: $W/\tau=0.8$)によれば, ストローク L_s 全域において平坦な推力分布を得るためには, 下式を満足する必要がある⁸⁾。

$$\tau \geq 1.6 L_s \quad [\text{m}] \quad (31)$$

ここに, τ : 磁極ピッチ [m]

上式から, $L_s = 15 \text{ mm}$ の場合, 磁極ピッチは $\tau = 24 \text{ mm}$ 以上となる。したがって, 以下の条件でLDMの特性を求めることにする。

$$\tau_s = \tau \quad [\text{m}] \quad (32)$$

$$W_m / \tau = 0.8 \quad (33)$$

2.4.2 機械的時定数の計算

Table 1 にLDMの特性計算に用いた設計パラメータを示した。 B_p は永久磁石によるヨーク, ロッドおよび歯の磁束密度の設定値であり, 計算においては $B_p = 1.2 \text{ T}$ に設定した。

Fig. 3 はLDMの機械的時定数 T_m の計算結果である。永久磁石の厚さ h_m および磁極ピッチ τ が大きくなるにしたがって, 機械的時定数も増大することを示している。この原因は, h_m および τ が大きくなると式(18)に示したように, 可動部の質量が増大, 巻線スペースの断面積 A_c が減少して, その結果機械的時定数 T_m が大きくなるためであると考えられる。

永久磁石の厚さが 2 mm 以下の場合, LDMの駆動時に減磁の恐れがある。したがって永久磁石の厚さ

Table 1 Design parameters used for calculation of the LDM.

Item	Symbol	Value [unit]
Flux density at opening point	B_p	1.2 [T]
Space factor	ζ	0.7 [mm]
Density of magnet	ρ_m	7400 [kg/m ³]
Density of rod	ρ_r	7900 [kg/m ³]
Electric conductivity of copper wire	σ	5.63×10^7 [S/m]

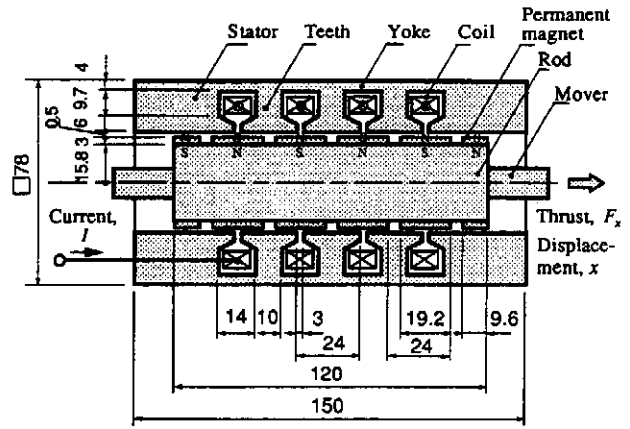


Fig. 4 Basic structure of the LDM designed by permeance method (unit is mm).

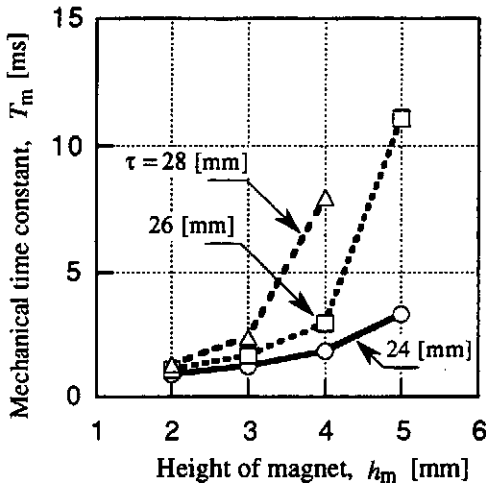


Fig. 3 Calculated results of the mechanical time constant depending the thickness of magnet.

$h_m = 3$ mm, ポールピッチ $\tau = 24$ mm, の場合の機械的時定数が最小となる^{9),10)}。

3. 静推力特性と機械的時定数

3.1 試作機の構造

Fig. 4 に LDM の試作機の構造, Table 2 にその仕様を示した。LDM の外形寸法は 78×150 mm であり, ヨークおよびロッドには構造用炭素鋼 (S10C) を用いた。S10C の飽和磁束密度は 1.6 T である。ロッドの表面には総質量 215 g の Nd-Fe-B 系永久磁石が接着してある。また, 定格ストロークは ± 7.5 mm である。

3.2 機械的時定数の実測値と計算値との比較

Fig. 5 は変位 $x = 0$ mm における LDM の静推力-励磁電流特性である¹¹⁾。推力は励磁電流に比例しており, 実測とパーミアンス法および有限要素法 (FEM) に

Table 2 Principle specifications of the moving magnet type LDM.

Item	Symbol	Value [Unit]	
Number of poles	P	4 poles	
Pole pitch	τ	24 [mm]	
Thickness of magnet	h_m	3 [mm]	
Width of magnet	W	19.2 [mm]	
Mover	Materials	Nd-Fe-B alloy $-H_c : 903$ [kA/m], $B_r : 1.17$ [T] $(BH)_{max} : 263$ [kJ/m ³]	
	Rod	Carbon steel (S10C)	
Rated stroke	L_s	± 7.5 [mm]	
Mass	m	1097 [g]	
Stator	Number of slots	N_s	4 slots
	Number of turns per slot	n	156 turns
	Slot pitch	τ_s	24 [mm]
	Slot width	s	3 [mm]
Material		Carbon steel (S10C)	
Length of air gap	δ	0.5 [mm]	

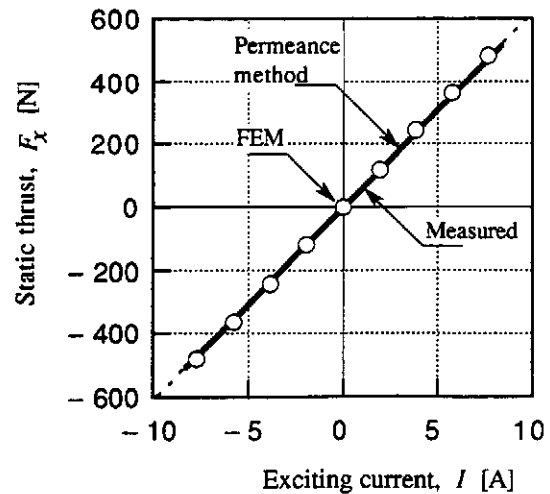


Fig. 5 Static thrust, F_x , vs. exciting current, I , characteristics of the LDM ($x = 0$ mm).

Table 3 Measured and calculated results of resistance, thrust constant and mechanical time constant.

Item	Symbol [unit]	Measured value	Calculated value	
			Permeance method	FEM
Resistance	R [Ω]	5.7	5.5	
Thrust constant	K_f [N/A]	60.7	61.3	62.8
Mass of mover	m [g]	1097	1097	
Mechanical time constant	T_m [ms]	1.7	1.6	1.5

よって得られた推力定数はそれぞれ60.7 N/Aと 61.3 N/A および 62.8 N/A となった。実測値に対するパーミアンス法およびFEMの計算誤差は、1.0%および3.5%であった。また、機械的時定数の実測値は1.7 msであり、パーミアンス法およびFEMによる計算値はそれぞれ1.6 msおよび1.5 msであり、実測値に対する計算誤差は、それぞれ6%および12%であった。Table 3に諸定数の実測値と計算値をまとめた。

4. 磁石可動形リニア直流モータの動特性

4.1 制御系の構成

Fig. 6は、LDMの制御ブロックであり、制御系は比例制御系で構成されている。差動トランスで検出した可動子の変位を制御装置にフィードバックして、さらに可動子の変位を不完全微分することで速度信号を得た。

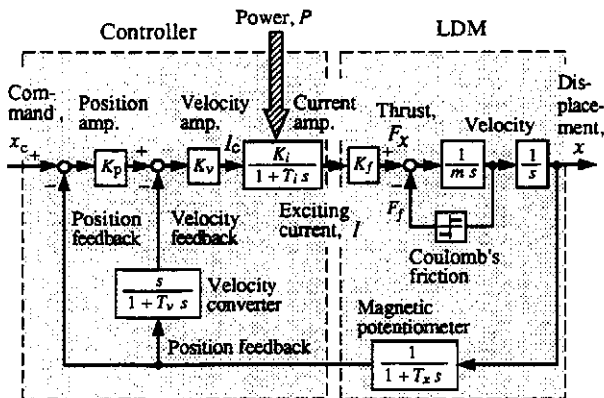


Fig. 6 Control block diagram of the LDM.

4.2 動特性

LDMの動特性を評価する為に周波数応答とステップ応答を測定した。また、油圧サーボ弁のスプールの質量に相当する700 gの負荷を可動子に装着した。

Fig. 7は、LDMのステップ応答である。同図は、7.5 mm (定格ストローク)の変位指令を与えた場合のステップ応答であり、可動子の変位を測定したものである。変位の整定時間は14 msで、ダンピング特性も良好である。

Fig. 8は、LDMの周波数応答である。同図は、可動子の変位±0.5 mm (定格ストロークの±7%)の指令を与えた場合の可動子の応答を測定したものである。90°位相遅れ周波数は80 Hzであり、この周波数におけるゲインは-3 dBで高速・高応答であることを示している。また、70 Hzより大きな周波数において、ゲイン、位相とも急激に小さくなっている。この原因はFig. 6に示した電流アンプの駆動電圧が小

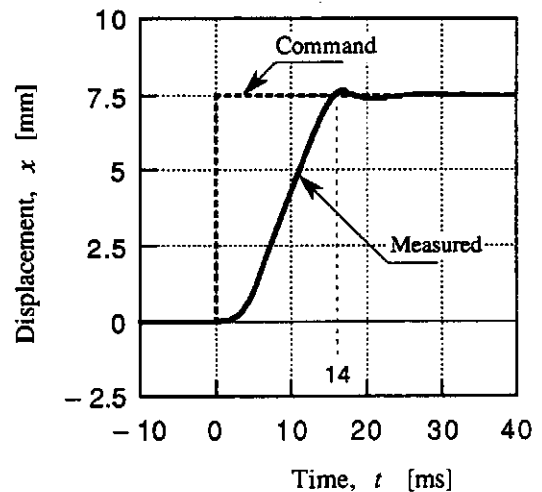


Fig. 7 Step response of the LDM (displacement command $x_c = 7.5$ mm).

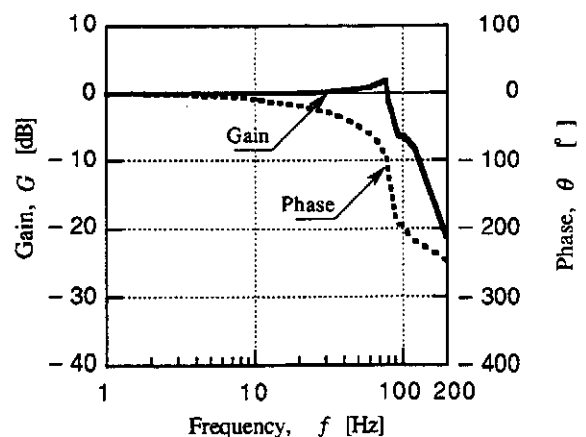


Fig. 8 Frequency response of the LDM (displacement command $x_c = \pm 0.5$ mm).

さいためであり、LDMの駆動電圧を大きくすれば、さらに高速・高応答化が期待できよう。さらに高応答化を図るためには、LDMの電気的時定数やLDMの駆動電圧の検討が必要である。

5. あとがき

大型プレスブレーキの油圧サーボ弁に用いる磁石可動形LDMの検討を行った。パーミアンス法を用いた磁気回路解析によりLDMの設計仕様を決定して、さらに有限要素法を用いて解析を行った。また、LDMの動特性を評価した。その結果、以下のことが明らかになった。

(1) 磁石可動形LDMの機械的時定数の表現式となる式(18)を導出した。この表現式は簡便であり、物理的意味を把握できるので有用である。

(2) LDMの外形寸法 ($\phi 78 \times 150$ mm) が一定の条件のもとで、磁極ピッチ τ と永久磁石の厚さ h_m が機械的時定数に与える影響について検討した結果、 $\tau = 24$ mm, $h_m = 3$ mmの場合に機械的時定数が1.6 msと最小になること示した。

(3) 機械的時定数の実測値1.7 msに対してパーミアンス法および有限要素法による計算値は、それぞれ、1.6 msおよび1.5 msであり、計算誤差はそれぞれ6%および12%であった。

(4) LDMの動特性を測定した結果、7.5 mm (定格ストローク)の変位指令を与えた場合のステップ応答の整定時間は14 msで、ダンピング特性も良好であった。また、可動子の変位 ± 0.5 mm (定格ストロークの $\pm 7\%$)の指令を与えた場合の可動子の応答周波数(90°位相遅れ)は80 Hzであった。さらに高応答化を図るためには、LDMの電気的時定数やLDMの駆動電圧の検討が必要である。

本研究は(財)天田金属加工機械技術振興財団の研究助成により行われたものであり、関係各位に感謝の意を表す次第である。

参考文献

1) 小山勝巳, 安西哲也, 水野勉, 中村明, 北村利光, 山田一: リニア直流モータを用いた油圧サーボ弁のプレスブレーキへの応用, 電気学会リニアドラ

イブ研究会資料, No. LD-97-93, pp. 13-18, 1997.

2) 水野勉, 安西哲也, 北村利光, 中村明, 宮下利人, 山田一: 磁石可動形リニア直流モータの静推力特性, 日本応用磁気学会誌 Vol. 21, No. 4-2, pp. 837-840, 1997.

3) 山田一: リニアモータとその応用, 工業調査会, p. 43, 1981.

4) S. A. Nasar, C. Chen: Magnet circuit analysis of a tubular permanent linear alternator, *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 13, pp. 361-371, 1987.

5) 水野勉, 七原正輝, 小山勝巳, 安西哲也, 脇若弘之, 山田一: 磁石可動形リニア直流モータの機械的時定数に関する考察, 電気学会リニアドライブ研究会資料, No. LD-97-52, pp. 39-44, 1997.

6) 長坂長彦: 制御用小型電動機, 電気学会誌, Vol. 110, No. 3, pp. 195-202, 1990.

7) T. Mizuno, M. Nanahara, K. Koyama, T. Anzai, and H. Yamada: Magnetic circuit analysis of a moving magnet type linear dc motor, 3rd International Scientific and technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems, 3rd ISTC UEES'97, pp. 99-104, 19-21 September, 1997, Alushta, The Crimea, Ukraine.

8) 本間一隆, 渡辺利彦: 可動磁石型アクチュエータの推力向上に関する検討, 電気学会リニアドライブ研究会資料, No. LD-92-46, pp. 11-19, 1992.

9) 水野勉, 七原正輝, 小山勝巳, 安西哲也, 脇若弘之, 山田一: 磁石可動形リニア直流モータの機械的時定数の低減化, 第21回日本応用磁気学会学術講演会概要集, No. 2aE-2, p. 467, 1997.

10) T. Mizuno, M. Nanahara, M. Iwaware, H. Wakiwaka, H. Yamada: Considerations on the iron loss of moving magnet type linear dc motor, The Second International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, LDIA '98, pp. 267-270, Tokyo, Japan, April 8-10, 1998.

11) 水野勉, 七原正輝, 小山勝巳, 安西哲也, 脇若弘之, 山田一: 磁石可動形リニア直流モータの機械的時定数についての検討, 日本応用学会誌, No. 22, No. 4-2, pp. 921-924, 1998.