リニアモータの重心点速度推定オブザーバを用いた 機械共振抑制高速位置決め制御 *

宮河秀和** 山本暁洋*** 浜松 弘*** 後藤 聡† 中村政俊†

The Mechanical Resonance Repression Control for High-speed Positioning of Linear Motor

by using Velocity Estimated Observer of Center of gravity

Hidekazu MIYAGAWA, Akihiro YAMAMOTO, Hiroshi HAMAMATSU,

Satoru GOTO and Masatoshi NAKAMURA

High gain is necessary in order to realize high-speed feedback control of the linear motor. However, high gain setting is not generally possible as it causes resonance of the machine structure. In order to realize high gain while restraining resonance, a method has been devised with an observer, which includes a resonance model of the linear motor. The motion information of the linear motor moving element is used while disregarding vibration. The observer calculates motion of the center of gravity. Proposed method has been successfully experimented with an actual linear motor in that high gain feedback control and high speed positioning have been effectively demonstrated.

Key words : linear motor, center of gravity, observer, high-speed positioning, higher gain, yawing, pitching, rolling, repression of mechanical resonance

1. 結 言

工作機械や半導体製造装置において、代表的な送り機構にはボールねじ駆動とリニアモータ駆動がある。リニアモータは従来型の位置・速度ループ制御で高速・高応答なサーボ系が実現できることが報告されている¹⁾。リニアモータ駆動機構は、ボールねじ駆動機構に比べ、機械構成が簡単であり、固有振動数も高くできる特長がある。そのため、ボールねじ駆動以上に高速・高精度化の要求も厳しく、これを実現するために、フィードバック制御系の高ゲイン化が必要となる。しかし、実際には機械構造物の共振を誘発する²⁾ためゲインを高くできない。

従来、産業界では制御性能に悪影響を及ぼす機械振動の対策として、共振フィルタや外乱オブザーバを用いて振動成分を除去する方法が用いられてきた。しかし、共振フィルタでは固有振動数がフィルタの設定周波数からずれたり振動振幅がばらつくと、完全に制振することができず、高速化を狙う上で必要な制御系の高ゲイン化が達成できない。また外乱オブザーバではアンプ、モータコギングにより生じるリップルや慣性モーメント変化³⁾、速度の離散化誤差⁴⁾、摩擦は抑制できる⁵⁾が、フルクロズドループを構成するリニアモータ駆動テーブル固有のヨーイングやピッチング振動は抑制できない。リニアモータ駆動機構に関しては、微小移動および微小位置決め時の制御手法が研究され、100 μ m 以下の位置決めにおいて摩擦を考慮した転がり軸受のモデルおよび制御手法が提案されている⁶⁾。

本研究では参考文献 8) が微小移動および微小位置決めを対象としているのに対して、搬送システムの高速度位置決めで移動範囲が十分に大きいスライダを対象に、リニアモータ固有の振動メカニズムに着目し、フィードバック制御系の高ゲイン化を目

標にした制御系設計を行う。提案する制御手法は、リニアモータの機械共振の振動メカニズムを組み込んだオブザーバを用いて、共振抑制を可能としている。提案法の考え方は、リニアモータ可動部において、機械共振による振動成分を含まない動作量をフィードバック信号として用いることである。そのために、振動の節となる重心点の動作量を用いる。この重心点の動作量はオブザーバを用いて算出する。これにより、機械の固有振動数の影響を受けない制御系を構成できる。その結果、制御系の高ゲイン化が可能となり、高速位置決めが実現できる。本報では提案する制御手法のアルゴリズムおよび、その検証結果について述べる。第2章でリニアモータ駆動テーブルの振動メカニズムと制御における問題点を示す。第3章では、提案する制御アルゴリズムと具体的な実現方法を示す。第4章では、1軸リニアモータ駆動テーブルを用いた実験により提案法の検証結果を示す。さらに、実用性の検証として実機とオブザーバの制御対象モデルの差が動作性能に与える影響について示す。第5章では、第4章の結果をもとに妥当性や有用性を考察する。

2. リニアモータ駆動テーブルの振動メカニズム

本章ではリニアモータ駆動機構の振動メカニズムと制御における問題点を述べる。リニアモータ駆動機構の特徴を以下に示す。

- (1) 機械構成としてボールねじ駆動と大きく異なるのは、センサが可動部と機台の相対変位を測定し、フルクロズドループの制御系を構成することである。可動部、特にセンサ部の振動が直接、制御性能に影響する。
- (2) ボールねじ駆動テーブルに比べ、駆動機構が簡単なため機械の固有振動数は高い。駆動機構の固有振動モードは軸受の剛性が原因で生じ、ヨーイングとピッチングとローリングの3つのモードである。

* 原稿受付 平成 13 年 7 月 3 日

** 正 会 員 (株)安川電機 (北九州市八幡西区黒崎城石 2-1)

*** (株)安川電機

† 正 会 員 佐賀大学大学院工学系研究科 (佐賀市本庄町 1)

(3)案内方式には転がり軸受や空気軸受が多く用いられる。軸受はレールに対して、横(Y)方向と上下(Z)方向に剛性を有しており、転がり軸受では高剛性/高摩擦、空気軸受では低剛性/低摩擦という特徴がある。軸受の横方向の剛性により可動部スライダは重心点を基準としたヨーイングの固有振動、そして上下方向の剛性によりピッチングの固有振動を生じさせる。このように案内方式により剛性や摩擦の値は異なるが、発生する現象は同じであり、統一的に取り扱うことができる。

(4)軸受剛性により生じるこれらの固有振動モードは、重心点を節としている。

これらの特徴が制御に与える影響について、例を上げて示す。図1にリニアモータ駆動テーブルの構成と固有振動モードを示す。テーブルは2本のレール上をX方向に可動し、可動部の位置を検出するセンサはテーブル端に装着されている。重心点がコイル中心とずれると、ヨーイング方向に振動が生じやすい。センサでは重心点からの距離 s_y が長いほど、振動振幅が大きくなる。そのためセンサで検出された振動成分を含む位置情報は制御にて増幅され、発振現象が生じることがある。

次にこのような機構系の振動メカニズムを定式化する。軸受の横(Y)方向、上下(Z)方向の剛性およびテーブル摺動面の粘性摩擦、クーロン摩擦をモデル化する。式(1)にリニアモータ駆動テーブルの運動方程式を示す。式(1)よりセンサ点の位置は式(2)で表される。

$$M\ddot{X} + C\dot{X} + KX + F_c = F \quad (1)$$

$$F = [F_x, 0, 0, 0, F_x \Delta z, -F_x \Delta y]^T,$$

$$X = [x_g, y_g, z_g, \theta_x, \theta_y, \theta_z]^T,$$

$$F_c = [\text{sgn}(\dot{x}_g)F_t, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

$$M = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ 0 & 0 & 0 & -I_{xy} & I_{yy} & -I_{yz} \\ 0 & 0 & 0 & -I_{xz} & -I_{yz} & I_{zz} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} C_t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_z \end{bmatrix},$$

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sum K_{iy} & 0 & -\sum K_{iy}a_{iz} & 0 & \sum K_{iy}a_{ix} \\ 0 & 0 & \sum K_{iz} & \sum K_{iz}a_{iy} & -\sum K_{iz}a_{ix} & 0 \\ 0 & -\sum K_{iy}a_{iz} & \sum K_{iz}a_{iy} & \sum (K_{iy}a_{iz}^2 + K_{iz}a_{iy}^2) & -\sum K_{iz}a_{ix}a_{iy} & -\sum K_{iy}a_{ix}a_{iz} \\ 0 & 0 & -\sum K_{iz}a_{ix} & -\sum K_{iz}a_{ix}a_{iy} & \sum K_{iz}a_{ix}^2 & 0 \\ 0 & \sum K_{iy}a_{ix} & 0 & -\sum K_{iy}a_{ix}a_{iz} & 0 & \sum K_{iy}a_{ix}^2 \end{bmatrix},$$

$$x = (-S_y \sin \theta_z + S_x \cos \theta_z \cos \theta_y + S_z \cos \theta_z \sin \theta_y + x_g) - S_x \quad (2)$$

Fig.1 Vibration of linear motor drive table

ここで

F_x : モータの推力指令 (N),

$\Delta y, \Delta z$: 重心点を基準とした作用点の Y, Z 座標 (m),

x_g, y_g, z_g : 可動部重心点の位置(m),

$\theta_x, \theta_y, \theta_z$: 可動部重心点の回転角度 (rad),

m : 可動部質量 (kg),

I : 可動部重心点回りの慣性テンソル ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$) (対角項が慣性モーメント, 非対角項は慣性乗積),

F_t : 可動部摺動面のクーロン摩擦 (N),

C_t : 可動部摺動面の粘性摩擦 ($\text{N} \cdot \text{s/m}$),

C_y, C_z : ヨーイング方向およびピッチング方向の減衰定数 $\text{N} \cdot \text{m} \cdot (\text{s/rad})$,

i : 軸受の番号,

K_{iy}, K_{iz} : 軸受の横方向と上下方向の剛性 (N/m),

a_{ix}, a_{iy}, a_{iz} : 重心点を基準とした各軸受の座標 (m),

S_x, S_y, S_z : 重心点を基準としたセンサ点の各座標,

x : センサ点の位置(m)

である。

3. 機械共振抑制高速位置決め制御

3.1 リニアモータの制御手法

2章で示したリニアモータ駆動テーブルの特徴を考慮して、制御系を構成する。図2に提案する制御ブロック図を示す。ここで K_p : 位置比例ゲイン (1/s), K_v : 速度比例ゲイン (1/s), T_i : 積分時間 (ms), K_{vf} : 速度フィードフォワードゲイン (%) である。フィードバック系では、産業界で一般的に用いられている位置の比例と速度の積分比例 (P-IP) 制御を用いる。位置制御器には目標指令値 x_{ref} とセンサ点の位置 x との偏差が取り

込まれる。速度制御器には、位置制御器の出力とオブザーバで推定した可動部重心点の速度 $s\hat{x}_g$ との偏差とフィードフォワード部より出力された速度指令が取り込まれる。速度制御器では、モータの推力指令 F_x を出力する。センサ点の位置 x とモータの推力指令 F_x より、オブザーバで可動部重心点の速度 $s\hat{x}_g$ を推定する。モータの推力指令 F_x はアンプ部へ入力される。アンプ部ではモータの推力指令 F_x に相当する電流が出力

Fig.2 Block diagram of the proposed control system

され、その電流により、リニアモータが駆動される。可動部の位置 x はセンサによって検出され、オブザーバに取り込まれる。以上の制御系を構成することにより機械の固有振動数の影響を受けない制御系が構築できる。その結果、制御器の高ゲイン化が可能となり、高速な動作が実現できる。

3.2 重心点速度を推定するオブザーバの構成

本節では 2 章で導出したリニアモータ駆動テーブルの運動方程式より重心点速度を推定するオブザーバを構成する。提案法の基本性能を評価するため、ヨーイングとピッチングとローリングのモードのうち、ここではヨーイングの振動を対象としたオブザーバを構成する。式(1)、式(2)より実機の状態方程式は

$$\frac{d}{dt} X_{st} = A \cdot X_{st} + b \cdot F_x \quad (3)$$

$$X_{st} = \begin{bmatrix} x_g \\ \dot{x}_g \\ x_s \\ \dot{x}_s \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -C_t/m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\sum K_{y_i} a_{ix}^2 / I_{zz} & -C_z / I_{zz} \end{bmatrix},$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \\ \Delta y \cdot S_y / I_{zz} \end{bmatrix}$$

となる（付録参照）。 x_s はセンサ点の回転成分による変位である。観測値 x から状態変数 X_{st} を推定するためのオブザーバを構成すると

$$\frac{d}{dt} \hat{X}_{st} = A \cdot \hat{X}_{st} + b \cdot F_x + L(x - \hat{x}) \quad (4)$$

$$\hat{x} = h_1 \cdot \hat{X}_{st}$$

フィードバックする状態推定量は $\hat{x}_g$ なので

$$\hat{x}_g = h_2 \cdot \hat{X}_{st} \quad (5)$$

$$\hat{X}_{st} = \begin{bmatrix} \hat{x}_g \\ \hat{\dot{x}}_g \\ \hat{x}_s \\ \hat{\dot{x}}_s \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} L1 \\ L2 \\ L3 \\ L4 \\ L5 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \\ \Delta y \cdot S_y / I_{zz} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -C_t/m & 0 & 0 & 1/m \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\sum K_{y_i} a_{ix}^2 / I_{zz} & -C_z / I_{zz} & \Delta y \cdot S_y / I_{zz} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$h_1 = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0], \quad h_2 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

となる。提案法を実機に応用する際、なんらかの原因で制御対象のパラメータを正しく得られない場合も考えられる。特に、機械の製造・組み立てにおけるばらつきや非線形要素などの原因で、実機とオブザーバの制御対象モデルの間に固有振動数などの差が生じる。このため、提案法ではオブザーバの状態変数に外乱 d を設け、モデル化誤差による制御性能の低下を抑制している。

オブザーバの推定誤差を零に収束させる特性は、オブザーバゲイン行列 L によって任意に調整することができる。オブザーバの極は以下の条件を満足するように設定する。

- ・実機の固有振動数より高く配置する。さらに、P-IP 制御におけるセンサ点の位置応答とオブザーバを用いたセンサ点の位置応答を実験により比較し、時間遅れがないように、オブザーバの極を上げる。
- ・実験により、オブザーバを用いたセンサ点の位置応答が観測ノイズの影響を受けないところまで、オブザーバの極を下げる。

4. 実機リニアモータ駆動テーブルを用いた機械共振抑制の検証

4.1 実験条件

提案する制御方法の高ゲイン化・高速化の効果を検証するために、1 軸のリニアモータ駆動テーブルの位置決め応答を実験により求める。図 3 に対象としたリニアモータ駆動テーブルの実機を示す。可動部質量 0.28 kg、連続運転推力 4 N である。図 4 にリニアモータ駆動テーブルの実機と制御対象モデルの伝達関数を示す。加振はリニアモータで行い、50Hz から 500Hz までの正弦波を推力指令として、印加する。応答はテーブル端のセンサ速度であり、位置応答の差分から算出した。制御対象モデルは付録の式(c)に示すモデルを用いて算出した。実験と制御対象モデルともに固有振動数は 210Hz で良く一致している。動作は、半導体製造装置（チップマウンタ）のショートストロークかつ高加減速を模擬して、120ms で 30mm 移動とした。センサ分解能 0.5 μm /パルス、コントローラの制御サンプリング周期 125 μsec である。

Fig.3 Linear motor drive table

(a)Experimental

(b)Controlled object model

Fig.4 The bode diagram of liner motor drive table

4.2 位置決め応答の実験検証

位置決め応答の比較を行うため、P-IP 制御に速度 FF 制御を付加した制御と、それに機械振動の対策として良く用いられるノッチフィルタを付加した制御により、整定時間を測定した。整定時間とは応答が指令に対してある範囲内に達した時間であり、ここでは半導体製造装置を想定して範囲を $\pm 1 \mu\text{m}$ とした。制御ゲインはオーバーシュートせずに最も整定時間が短縮するように調整した。ノッチフィルタの減衰特性 ξ は固有振動数のばらつきを考慮して、1.5に設定した。また、P-IP 制御+速度 FF 制御にてフィードバック系の制御ゲインを上げた場合の実験も追加した。提案法におけるオブザーバの極配置に関しては、3.2 節のオブザーバ設計の指針に基づき、オブザーバの極を1885 rad/s (300Hz) に配置した。図 5(a)に実験結果を示す。図 5(b)には整定時における応答の拡大図を示す。表 1 に実験時の制御ゲインを示す。表 2 に整定時間結果を示す。

Table 1 Control gains for three method

Control gains	P-IP+velocity FF $\times$	P-IP(High gain)+velocity FF —	P-IP+velocity FF + notch filter $\triangle$	Proposed method $\circ$
K_p 1/s	110	150	115	400
K_v 1/s	990	1350	1035	3600
T_i ms	3.0	2.2	2.9	0.8
K_{vf} %	30	30	30	10
Notch filter	—	—	210	—
Freq. Hz	—	—	—	—

Table 2 Experimental results

Control method	Settling time
P-IP+velocity FF	24ms
P-IP(High gain)+velocity FF	Vibration
P-IP+velocity FF+notch filter	22ms
Proposed method	14ms

提案法は、P-IP+速度 FF 制御に比べて整定時間を 42% (10ms) 短縮できた。またノッチフィルタ使用に比べても、36% (8ms) 短縮できた。この原因は、従来制御に比べ、制御ゲインを上げることができたためである。また、推力指令にノッチフィルタを挿入した場合でも、制御ゲインはほとんど上げることができなかったため、整定時間も短縮されていない。ここでは制御ゲインが $K_v = 1035$ 1/sつまり165Hzであるため、ノッチフィルタの影響する周波数と重なり、減衰効果より推力指令の位相遅れが大きく影響したためと考えられる。また、従来制御において、速度ループゲインを上げた場合、発振現象が生じることを確認した。

(a)Overall

(b)Expansion

Fig.5 Experimental results of linear motor drive table

4.3 固有振動数変化に対するロバスト性の実験

実機とオブザーバの制御対象モデルの間に差が生じると状態量の推定精度に影響し、制御系の安定性にも係わる。本節では特に実機と制御対象モデルの固有振動数を変化させた場合の応答を実験により検証した。ここでは実機を変化させるかわりに、オブザーバの制御対象モデルのパラメータを変更した。軸受の横方向剛性 K_{iy} を調整して、式(6)に示す固有振動数 f_n を変更した。

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\sum K_{iy} a_{ix}^2}{I_z}} \quad (6)$$

実験機は4.1節で用いたリニアモータ駆動テーブルを使用した。実機の固有振動数は図4に示したように210Hzである。まず、オブザーバの制御対象モデルの固有振動数を変化させ、制御ゲインの限界値を実験により求めた。限界値とは制御的に発振が生じる寸前の値である。制御系はP-IP制御を構成し、位置応答にオーバーシュートが生じないように、4.2節の実験で得られた制御ゲインを参考にして、 K_p, K_v, T_i は以下の関係となるように設定した。

$$\begin{aligned} K_p &= \alpha \\ K_v &= 9 \times \alpha \\ T_i &= 1/(3 \times \alpha) \end{aligned} \quad (7)$$

図6にオブザーバの制御対象モデルの固有振動数を変化させた場合の位置ループゲインの限界値 K_{pmax} を示す。制御対象モデルの固有振動数が $\pm 25\%$ 変化しても、位置ループゲインの限界値 K_{pmax} は400 1/s から325 1/s (20%減) までは低下せず、

Fig.6 The relations between the feedback gain and the frequency of controlled object model

Fig.7 Experimental results by the frequency of controlled object model

従来法より3倍の高ゲイン化が可能である。実用上、制御ゲインの限界値を用いると機械的なばらつきにより発振する場合がある。よって位置ループゲイン K_p 325 1/sを用いて、4.2節と同じ位置決め動作をさせた。さらに同ゲインでオブザーバの制御対象モデルの固有振動数が $\pm 25\%$ 変化した場合の応答を求めた。図7、表3にそれぞれ時間応答と整定時間の結果を示す。

Table 3 Experimental results

Natural frequency of observer control model f_n	Settling time
210Hz	15ms
160Hz	15ms
260Hz	15ms

以上、上限値より20%低い制御ゲインを用いても、従来法に比べ整定時間を38% (9ms) 短縮でき、高速化が達成できた。また、固有振動数が $\pm 25\%$ 変化しても、本手法が適用可能であることが確認できた。

5. 考 察

5.1 提案法の理論解析と実験結果との比較

提案法で制御ゲインが上げられる理由を根軌跡により求める。本論文で用いた速度制御器はIP制御器で構成されているが、通常この積分器は機構部の固体摩擦補償に用いられるため、メカトロサーボ系の機構の固体摩擦と相殺される。よって計算の簡略化のため、本検証では速度制御器をP制御器とする。図8に(a)提案法と(b)従来法のブロック図を示す。提案法はオブザーバを用いた構成だが、ここでは理想的な推定値を得られると仮定して、制御対象の速度を速度制御器にフィードバックする。図8(a)と(b)の伝達関数はそれぞれ

$$\frac{x}{x_{ref}} = \frac{K_p \cdot K_v (A_1 + A_0 \cdot \Delta y \cdot S_y)}{K_p \cdot K_v (A_1 + A_0 \cdot \Delta y \cdot S_y) + A_1 (A_0 + K_v S)} \quad (8)$$

$$\frac{x}{x_{ref}} = \frac{K_p \cdot K_v (A_1 + A_0 \cdot \Delta y \cdot S_y)}{A_1 \cdot A_0 + K_v (A_1 + A_0 \cdot \Delta y \cdot S_y) + K_p \cdot K_v (A_1 + A_0 \cdot \Delta y \cdot S_y)} \quad (9)$$

となる。ここで、

$$A_0 = ms^2 + C_1 s,$$

$$A_1 = I_z s^2 + C_2 s + \sum K_{iy} a_{ix}^2 \text{ である。}$$

ここでは本提案に関連するメカの固有振動数のみに着目するため約分しており、分母が4次で分子が2次の有理関数となっている。次に根軌跡算出に際して、パラメータとする制御ゲインを決定した。産業界において制御対象が剛体もしくは不明の場合、 K_p と K_v の関係を $K_v = 4 \times K_p$ と仮定する¹⁰⁾。ここでは K_p と K_v の関係を4倍に固定して、 K_p を増加させた場合の根軌跡を算出した。図9に0とならない主要な極3つに対する根軌跡を示す。図9(a)の提案法では、根が虚軸と交差するまでを計算した。その結果、 K_p が880 (K_v は3520) で不安定になった。図9(b)の従来の制御では、 K_p が110 (K_v は440) で不安定になった。提案法で K_p を110 (K_v は440) にすると、ほとんど根が極から移動していない。以上、提案法では従来の制御より

K_p , K_v を 8 倍上げられることが判る。

4.2 節の実験では提案法の制御ゲイン K_p と K_v は P-IP 制御より、4 倍上げることができている。根軌跡結果では、提案法の制御ゲイン K_p と K_v は P-P 制御より 8 倍上げることができた。この差は、

- ・理論解析では、 K_p と K_v の関係式を $K_v = 4 \times K_p$ としたのに対して、実験では $K_v = 9 \times K_p$ である。
- ・理論解析が連続系としたのに対して、実験ではデジタル制御のため、離散系である。
- ・理論解析では計算の簡略化のため積分器を除いたが、実験では積分器を使用している。
- ・理論解析ではオブザーバの制御対象モデルと実機が完全に一致しているが、実験ではモデル化誤差を含んでいる。

などが原因として考えられる。本理論解析により、従来制御より提案法のフィードバック系の制御ゲインを上げることが可能であることが確認された。理論解析と実験結果との境界のゲインが異なっている原因究明は今後の課題である。

5.2 モデル化誤差における提案法の有用性

実機とオブザーバの制御対象モデルに差が生じる原因には、モデル化誤差と実機機械諸元の変化がある。モデル化誤差の要因は、機械構造物が有する剛性や粘性のばらつきや使用環境に依存する摩擦のばらつき、機械要素部品の組み立て時のばらつきがある。組み立てではレールのアライメントがずれると各軸受の予圧が変化し、剛性変化や摩擦が増大する場合がある。一般に産業界では組み立て治具や組み立て後の試験にて製造工程を管理しており、固有振動数のスペックでは 5% 以内の変動となっている。さらにモデリングが困難な電源線やセンサ線などの影響で実機をモデル化する場合、モデル化誤差が生じる場合がある。これらの要因を合わせると産業界で用いられているメカトロニクス機器では、固有振動数の変化に換算すると 15% 以下となる。よって 4.3 節の実験ではオブザーバの制御対象モデルの固有振動数を実機に比べ、 $\pm 25\%$ 変化させた場合の制御ゲインの上限値を測定している。図 6 において、オブザーバの制御対象モデルの固有振動数が $\pm 25\%$ 変化しても位置ループゲインの上限値 $K_{p\max}$ は 400 1/s から 320 1/s の 20% 減である。本提案法ではオブザーバに設けた外乱 d が作用し、モデル化誤差を補償するように働く。この外乱推定によって、多少のモデル化誤差が存在しても、オブザーバの推定状態量は実状態量に追従できる。よって、固有振動数が $\pm 25\%$ 変化しても、位置ループゲインの上限値 $K_{p\max}$ の大幅な減少が見られないと考えられる。さらに、図 7 よりオブザーバの制御対象モデルの固有振動数が変化しても整定時間は同じ 15ms であり、位置応答へ影響しない。モデル化誤差の大きさによって、オブザーバから得られる推定位置、推定速度は異なる。よって、通常これらの値に依存しているフィードバック特性が影響を受け、同一制御ゲインを用いた場合でも応答特性は異なる。特に、位置決め完了時以外の応答においては、オブザーバの外乱の推定応答はモデル化誤差が異なれば応答特性も大きく変化する。一方、位置決め完了近傍では、モデル化誤差の大きさが多少差異があっても、オブザーバの推定値は一定値に収束する。よって、図 7 に示すように、位置決めの収束点は大きく変化しないと考えられる。以上、提案法はオブザーバのモデル化誤差に対しても十分なロ

(a) Proposed method

(b) Conventional method

Fig.8 The block diagram of liner motor model

(a) Proposed method

(b) Conventional method

Fig.9 Root locus (The main three poles out of Fig.8 are drawn.)

バスト性を有している。

さらにオブザーバの制御対象モデルのパラメータ同定に関しては以下の方法が有効である。

- ・3次元 CAD を用いて、可動部重心点の位置や慣性モーメントを算出する。
- ・モータ加振によるセンサ速度とモータ推力の伝達関数を測定し、共振点より軸受の剛性を算出する。

なお、このようにして算出したモデル誤差は、本節で述べたように 15% 以内であり、本提案法を用いれば解消できる。

6. 結 言

本研究ではリニアモータの高速・高精度化を実現するためフィードバック制御系の高ゲイン化をねらって、リニアモータ固有の振動メカニズムに着目した制御を検討し、以下の結論を得た。

- (1) リニアモータの機械共振の振動メカニズムを組み込んだオブザーバを用いて、共振抑制を可能とする制御手法を提案した。提案法の考え方は、リニアモータ可動部において、振動の節となる重心点の動作量をフィードバック信号として用いることである。この重心点の動作量はオブザーバを用いて算出する。
- (2) 提案した手法を1軸のリニアモータ駆動テーブルの位置決め制御で実験検証し、産業界で一般的に用いられているP-IP制御+速度FF制御よりも、整定時間を42% (10ms) 短縮でき、提案法の有効性を確認した。
- (3) さらに実機の固有振動数とオブザーバの制御対象モデルの固有振動数を±25%変化した場合の位置応答を実験検証し、オブザーバのモデル化誤差に対しても、P-IP制御+速度FF制御に比べ、整定時間を38% (9ms) 短縮でき、提案法のロバスト性を確認した。

付 録

A. リニアモータ駆動テーブル運動方程式の低次元化

式(1)、式(2)において

- ・ヨーイングの振動モードのみを対象
- ・慣性乗積の項は十分小さい ($I_{xy}, I_{yz}, I_{zx} \approx 0$)
- ・回転角度は十分小さい ($\sin \theta \approx \theta, \cos \theta \approx 1$)

とすると

$$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_g \\ \ddot{\theta}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_g \\ \dot{\theta}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sum K_{y\alpha} a_{\alpha}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_g \\ \theta_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x \\ -F_x \Delta y \end{bmatrix} \quad (\text{a})$$

$$x = -S_y \cdot \theta_z + x_g \quad (\text{b})$$

となる。ここで $x_s = -S_y \cdot \theta_z$ とおくと $x = x_s + x_g$ となり、式(a)が

$$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_g \\ \ddot{\theta}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_g \\ \dot{\theta}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sum K_{y\alpha} a_{\alpha}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_g \\ \theta_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_x \end{bmatrix} \quad (\text{c})$$

となる。 x_s はセンサ点の回転成分による変位である。

式(c)より、実機の状態方程式は式(3)となる。

$$\frac{d}{dt} X_{st} = A \cdot X_{st} + b \cdot F_x \quad (3)$$

$$X_{st} = \begin{bmatrix} x_g \\ \dot{x}_g \\ x_s \\ \dot{x}_s \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -C_t/m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\sum K_{y\alpha} a_{\alpha}^2 / I_z & -C_z / I_z \end{bmatrix},$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \\ \Delta y \cdot S_y / I_z \end{bmatrix}$$

参 考 文 献

- 1) G.Pritschow and W.Philipp: Direct Drives for High-Dynamic Machine ToolAxes, Ann.CIRP, 39, 1(1990)413.
- 2) 松原厚, 垣野義昭, 桜間一徳: 構造振動を考慮したリニアモータサーボ系の設計, 精密工学会誌, Vol.66, No.1, (2000)122.
- 3) 松井信行, 堀洋一: モータコントロールの新しい技術, 電気学会論文誌D, 113, (1997)1122.
- 4) 今野雄介, 堀洋一: 高次外乱補償機能を有する瞬時速度オブザーバ, 電気学会論文誌D, 112, (1992)539.
- 5) Kim H-W, Sul S-K: A New Motor Speed Estimator Using Kalman Filter in Low-Speed Range, IEEE Trans Ind Electron, Vol.43, No.4, (1996)498.
- 6) 山田一郎: オブザーバによるサーボモータ系の固体摩擦の推定と位置決め制御への応用, 計測自動制御学会論文集, 24, (1988)162.
- 7) 岩崎誠, 柴田知宏, 松井信行: 外乱オブザーバによる非線形摩擦補償とテーブル駆動系への適用, 電気学会論文誌D, 118, (1998)51.
- 8) 二見茂, 古谷彰浩: AC リニアモータと転がり案内を用いたナノメータ位置決め(第1報), 精密工学会誌, Vol.57, No.3, (1991)556.
- 9) シュウ俊忠, 中村政俊, 後藤聡, 久良修郎: 産業用メカトロサーボ系の輪郭制御性能に着目したモデル構成とサーボパラメータ決定法, 精密工学会誌, 第Vol.64, No.8, (1998)1158.
- 10) 久良修郎: コントローラ(下)位置ループと速度ループの関係, 日経メカニカル, Vol.226, No.8, (1986)135.

編 集 後 記

昔、機械製図の授業で、加工できないような形状の部品を設計してはいけないと教えられた。当時の加工に関する授業では、鋳造、溶接、塑性加工、機械工作などを学び、確かに加工法の限界を感じた。そんな中で、ロストワックス法や粉末焼結、電解研磨(今は電解研磨)などが、少し異質にうつったものだ。やがて機械工作講座で卒業研究を始めたころ、文献紹介で、レーザの実現や航空機部品のケミカルミリングなどを知った。レーザについては、単に発振に成功したということであって、加工への応用も予測されてはいたが、夢物語と感じていたと思う。

本号の特集では、各種加工法のマイクロ加工への応用について、示唆に富んだ解説をしていただいた。切削や研削でも、肉眼で観察できないほど精細な形状の機能表面を加工できるとは、隔世の感がする。切削・研削以外はいわゆる特殊加工に属し、比較的新しい加工法である。昔の教科書に載っていなかったとは言っても、せいぜい三、四十年前のことなので、最近の技術進歩の早さに驚かされる。解説された各種加工法を組み合わせることにより、いかなる複雑形状でも加工可能なようにも思える。

話が変わるが、ロストワックス法が古代エジプト王朝の時代か

ら既にあったといわれる。紀元後これまでの20世紀分を紀元前に折り返しても、まだそれより前のことだったかもしれない。その頃アジア・アフリカで生まれた文明は、北半球を西へ西へと進み、ヨーロッパのルネサンスや産業革命、アメリカのマスプロダクションを経て開花した。そして今や東アジアに到達し、これから2周目に入ろうとしている。せめて2周目からは、クリーンなエネルギーによる地球にも優しい文明であってほしいと願うものだが、時の流れと同じように、同質文明の流れは留まってくれそうにない。優秀な民族からなる2大国、中国とインドが先進国に仲間入りするのに、それほど時間はかかるまい。そのときは、高消費生活人口が現在の3~4倍に膨れ上がり、エネルギー消費量がそれ以上になる恐れがある。

低成長時代といえども、ものづくりは不可欠である。マイクロ加工も上述の問題の解決に大いに貢献することを期待したい。最後に、ご多忙中にもかかわらず、貴重な解説をご執筆いただきました各位に心よりお礼申し上げます。

(堀内 幸)