リニア DC ブラシレスモータの 予見・外乱抑圧制御

正 員 江 上 正 (神奈川大)
非会員 岡 林 千 里 (神奈川大)

Disturbance Suppression Control with Preview Action of Linear DC Brushless Motor

Tadashi Egami, Member, Senri Okabayashi, Non-member (Kanagawa University)

This paper proposes a disturbance suppression control with preview action for brushless & coreless type linear DC motor. Brushless & coreless type linear DC motor is coggingless and has long life. It is suitable for high speed and precise positioning control. Parameter variation and load change are regarded as equivalent disturbance signal and the compensation action is applied by utilizing the estimated value of the equivalent disturbance inside the inner loop. Next, Optimal preview control system is synthesized including the disturbance suppression control system mentioned above. Disturbance suppression, improving of phase delay and lowering of input peak value are attained in this control system. These effects are confirmed by applying the linear DC motor.

キーワード：リニア DC モータ，ブラシレスモータ，コアレスモータ，外乱オブザーバ，予見制御

1. ま え が き

近年，産業界において組立機械やロボットなどの各種 FA，OA 機器などにおいてマイクロメートル単位の精度が要求され，これらに用いられる制御用アクチュエータに対して高精度な位置決め制御が求められている。このようななかで補助機構を用いることなく直接，直線運動が得られるダイレクトドライブ型のアクチュエータとしてリニアモータが注目されている。リニアモータを用いることにより，構造がシンプルとなり，小形軽量化が図れ，他のリニア送り機構に比べて高速，高精度が実現できることになる。

本論文では，ブラシレスでコアレスのリニア DC ブラシレスモータ (LDM) に対する予見・外乱抑圧制御系構成法を提案し，その制御性能の検討を行う。リニア DC モータは小形高精度サーボ用に適したリニアモータであり，リニアパルスモータなどに比べて制御装置は複雑になるが，高速走行時の脱調もなく，優れた制

御性能を有している。今回用いたリニア DC ブラシレスモータは，リニア DC モータのもつ優れた制御性能以外にもコアレス構造のためコギングが少ない，ブラシレスでコアレスのため長寿命となる，などの特長がある。

この LDM はロボット，X-Y 駆動装置，精密組立機械などに使用されているが⁽¹⁾⁽²⁾，補助機構がないため外乱の影響を受けやすく，パラメータや負荷の変動による応答の乱れの抑制が大きな問題となる。一方，急激にパラメータや負荷の変動に対処しようとすれば一般に入力のピーク値は大きなものとなり，入力制限値により制限され，これによっても応答の乱れを生じる。

本論文では，このためパラメータや負荷の変動を抑制する外乱抑圧制御系と未来目標値を利用することにより入力のピーク値を抑え，位相特性の改善を図る予見サーボ系の長所を取入れた予見・外乱抑圧制御系構成法を提案する。この制御系はパラメータや負荷の変

動を等価外乱とみなして、この推定・補償のループを内部に含んだ1型の最適予見制御系となる。特に、この予見制御系の構成は既に提案しているもの⁽³⁾⁽⁴⁾とは異なるものとなるため、新しい方法を提案している。そしてこれをLDMに適用することにより過渡入力をあまり大きくすることなく、パラメータや負荷の変動を抑制し、更に最終的な位置決めが完全に保証され、目標値追従特性も改善されるような制御が実現できることをシミュレーションおよび実験により示す。

2. LDM システム^{(1)~(3)}

今回用いたLDMを図1に示し、各コイルごとの駆動回路を図2に示す。このLDMはリード線をひきずって動くことのないように、可動マグネット形となっている。固定子側には33個の空心の電機子コイルとホール素子が設置されており、可動子側には界磁マグネットが設置されている。この界磁マグネットの磁極を各コイルのホール素子が検出すると、そのコイルの駆動回路が導通状態となり電機子コイルに電流が流れ、可動子が所定方向に動く構造となっている。この際、界磁マグネットの磁極のN極あるいはS極により電機子コイルに流れる電流の方向は逆になるが推力はフレミングの左手の法則により同一方向となる。また、電機子コイルは基本的には2極3コイルの構造となっているが、コイルが重なることによりエアギャップが大きくなり、推力が不均一となるのを避けるために4極3コイルとして、コイルを同位相で重ならない位置に配置する構造となっている。一方、図2の駆動回路はプッシュプル方式のものとなっており、コイルと同じく33個用いられているが電機子コイルに流れる電流に比例した電圧を駆動回路の入力側にフィードバックする構造となっており、電流入力型として扱えることがわかる。

図1 リニア DC ブラシレスモータ
Fig.1. Linear DC brushless motor.

3. 予見・外乱抑圧制御系構成法

このLDMと駆動回路を合わせたLDMシステムの状態方程式を考える。LDMの固定子は33個の電機子コイルからなるが、瞬時瞬時に導通状態になっているのは界磁マグネットと相対した4個のコイルである。このシステムは電流入力型であるので、4個の駆動回路に対する電流指令値 i^* をシステムの入力とする。状態変数は P (位置)、 v (速度)であり、状態方程式は(1)式となる。

$$\begin{bmatrix} \dot{P}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_F/M \end{bmatrix} i^*(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/M \end{bmatrix} d(t) \quad (1)$$

あるいは

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t) + E_c d(t)$$

また出力方程式は(2)式となる。

$$P(t) = [1 \ 0] \begin{bmatrix} P(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = c_c x(t) \quad (2)$$

ただし、 M :可動子の質量、 D :摩擦係数、 K_F :推力定数

(1)式を離散時間値系に変換するとその第2行は(3)式となる。

$$v(k+1) = av(k) + bi^*(k) + d(k) \quad (3)$$

ここで a, b を公称値とし、負荷およびパラメータ誤差を表す等価外乱をその係数も含めて $d(k)$ とする。

一方、 $v(k)$ と $P(k)$ の関係は T をサンプリング周期とすると近似的に

図2 駆動回路
Fig.2. Driver circuit.

$$P(k) = \frac{T(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} v(k) \dots\dots\dots (4)$$

となり、未知量も外乱も含まない形となっている。従って、まず等価外乱の抑圧系を構成し、それを含む形で最適予見制御系を構成することを考える。(3)式の等価外乱は観測が不可能であるので、この推定・補償を行う。

〈3・1〉 外乱抑圧系の構成⁽³⁾⁽⁵⁾ (3)式において、演算による遅れを最大1サンプリング周期と見込むと(3)式は(5)式のように表せる。

$$v(k+1) = av(k) + bi^*(k-1) + b(k) \dots\dots\dots (5)$$

まず、(5)式に対して状態フィードバックを行い、安定極 α_1, α_2 に極配置を行う。 $(|\alpha_1|, |\alpha_2| < 1)$ この入力を i_1^* で表すと次式のようになる。

$$i_1^*(k) = f_{b1}v(k) + f_{b2}i^*(k-1) \dots\dots\dots (6)$$

ただし、

$$f_{b1} = \{a(\alpha_1 + \alpha_2 - a) - \alpha_1\alpha_2\}/b$$

$$f_{b2} = \alpha_1 + \alpha_2 - a$$

次に、等価外乱 $d(k)$ の推定・補償を考える。(5)式を変形すると次式のようになる。

$$-\frac{d(k)}{b} = -\frac{1}{b}v(k+1) + \frac{a}{b}v(k) + i^*(k-1) \dots\dots\dots (7)$$

(7)式の左辺を定常ゲインが1となる低域フィルタを通して $v(k)$ の未来値を用いずに表し、これを入力端に加えて、外乱の補償を行う。いま、フィルタの極を p とし $(1-p)/(z-p)$ の一次のフィルタに(7)式の右辺を入力すると、図3のように表せる。図3において新たな状態変数を $w(k)$ とすると以下の各式が成り立つ。

$$i_2^*(k) = \frac{p-1}{b}v(k) + w(k) \dots\dots\dots (8)$$

図3 等価外乱の推定システム

Fig. 3. Estimation system of equivalent disturbance.

$$w(k+1) = (1-p)\left(\frac{a}{b}v(k) + i^*(k-1) + \frac{p}{1-p}i_2^*(k)\right) \dots\dots\dots (9)$$

ここで、図3の出力 $i_2^*(k)$ は定常的には $-d(k)/b$ となる。更に、極配置に伴って $i^*(k)$ から $d(k)$ の加合せ点までの伝達関数が $b/(z-f_{b2})$ となるため、このゲインの変化を補償するために

$$(1-f_{b2})i_2^*(k) = (1-f_{b2})\left(\frac{p-1}{b}v(k) + w(k)\right) \dots\dots\dots (10)$$

のような項を入力端に加えて等価外乱 $d(k)$ の補償を行う。(6)式および(10)式はそれぞれ独立に扱うことができるので、制御入力はいずれかを加えて(11)式のように表せる。

$$i^*(k) = \left(f_{b1} + \frac{(1-f_{b2})(p-1)}{b}\right)v(k) + (1-f_{b2})w(k) + f_{b2}i^*(k-1) + u(k) \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 $u(k)$ は新たに定義される外部入力であり、予見制御系の構成においてこれを新たな制御入力として扱う。

また(8)、(9)式より(12)式が成り立つ。

$$w(k+1) = \frac{(a-p)(1-p)}{b}v(k) + pw(k) + (1-p)i^*(k-1) \dots\dots\dots (12)$$

(11)、(12)式より等価外乱抑圧系の構成は図4に示すようになる。

このとき $u(k)-v(k)$ 間の伝達関数は次式のようになる。

$$\frac{v(k)}{u(k)} = \frac{b}{(z-\alpha_1)(z-\alpha_2)} \dots\dots\dots (13)$$

また $d(k)-v(k)$ 間の伝達関数は

図4 等価外乱抑圧系

Fig. 4. Disturbance suppression system of equivalent disturbance.

$$\frac{v(k)}{d(k)} = \frac{(z-p)(z-f_{b2}) - (1-p)(1-f_{b2})}{(z-p)(z-\alpha_1)(z-\alpha_2)} \quad \dots\dots\dots (14)$$

となり、等価外乱の変化がサンプリング周期に比べて遅く、1サンプリング周期内でこれを一定値と見ることができればその影響を零にすることができる。

〈3・2〉 最適予見制御系の構成 外乱抑圧系において等価外乱が補償されているとすると、次の状態方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ v(k+1) \\ v(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T(\alpha_1 + \alpha_2 + 1)/2 \\ 0 & \alpha_1 + \alpha_2 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(k) \\ v(k) \\ v(k-1) \\ u(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad \dots\dots\dots (15)$$

あるいは

$$x(k+1) = Ax(k) + bu(k)$$

また出力方程式は次式となる。

$$y(k) = P(k) = [1 \ 0 \ 0 \ 0]x(k) = cx(k) \quad \dots\dots (16)$$

(15)、(16)式に対して最適予見制御系を構成すれば、内部に外乱抑圧系を含んだ予見制御系が構成される。(15)式において、既に等価外乱は補償されていると考えられるので、ここではパラメータ変動や外乱などの補償を考える必要がない。従って、通常の最適予見サーボ系の構成の場合⁽³⁾⁽⁴⁾のような拡大系を用いるのは、不必要に積分器を増やして応答の遅れを生じることになるので適当ではない。それゆえ、ここでは定常値との差分を取った次数を増やさない偏差系を用いた最適予見制御系について提案する。

いま $k=0$ において目標値 $R(k)$ の定常値がステップ状に変化し、 $R_1 \rightarrow R_2$ として、そのとき状態変数の定常値 $\bar{x}(k)$ が $x_1 \rightarrow x_2$ 、入力変数の定常値 $\bar{u}(k)$ が $u_1 \rightarrow u_2$ となるものとし、次のような変数を導入する。

$$\bar{x}(k) = x(k) - \bar{x}(k) \begin{cases} \bar{x}(k) = x_1 & (k < 0) \\ \bar{x}(k) = x_2 & (k \geq 0) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$\bar{u}(k) = u(k) - \bar{u}(k) \begin{cases} \bar{u}(k) = u_1 & (k < 0) \\ \bar{u}(k) = u_2 & (k \geq 0) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\bar{R}(k+i) = R(k+i) - R(k) \quad \dots\dots\dots (19)$$

これらの変数を用いると(15)式は次のような偏差系で表すことができる。

$$\begin{aligned} \bar{x}(k+1) &= A\bar{x}(k) + b\bar{u}(k) \\ &\quad + [-\bar{x}(k+1) + A\bar{x}(k) + b\bar{u}(k)] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\begin{aligned} \bar{y}(k) &= y(k) - y(\infty) \\ &= y(k) - R(k) \\ &= c\bar{x}(k) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (21)$$

(20)、(21)式の拡大系に対して、現在時刻 k から M_R ステップ未来までの目標値信号が既知であるとし次のような評価関数を定義する。

$$J = \sum_{k=-M_R}^{\infty} [\bar{x}^T(k)Q\bar{x}(k) + H\{\bar{u}(k)\}^2] \quad \dots\dots (22)$$

Q : 半正定対称行列, H : 正定数

目標値信号 $R(k)$ が R_1 あるいは R_2 の定常状態においては(20)式の[]の中の項は零となり、(21)式と(22)式で定義される最適レギュレータ問題を解いて次式のような制御入力を得る。

$$\bar{u}(k) = F\bar{x}(k) \quad \dots\dots\dots (23)$$

ここで、

$$\begin{aligned} F &= [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4] = -(H + b^T P b)^{-1} b^T P A \\ P &= Q + A^T P A - A^T P b (H + b^T P b)^{-1} b^T P A \end{aligned}$$

いま、現在時刻 k から M_R ステップ未来までの目標値信号を利用した次のような制御入力を考える。

$$\bar{u}(k) = F\bar{x}(k) + \sum_{j=1}^{M_R} \bar{F}_R(j) \bar{R}(k+j) \quad \dots\dots (24)$$

(24)式を(22)式に代入して、これを最小にするような予見フィードフォワード係数を求めると(25)式のようなになる(付録参照)。

$$\begin{aligned} F_R(j) &= -(H + b^T P b)^{-1} b^T (\xi^T)^{j-1} [I - \xi^T] P S \\ &\quad (1 \leq j \leq M_R - 1) \\ F_R(M_R) &= -(H + b^T P b)^{-1} b^T (\xi^T)^{M_R-1} P S \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (25)$$

ただし、

$$S = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(24)、(25)式により制御入力は次式のように求まる。

$$\begin{aligned} u(k) &= Fx(k) + u(\infty) - Fx(\infty) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{M_R} F_R(j) \bar{R}(k+j) \\ &= Fx(k) + [-c(A + bF - I)^{-1}b]^{-1} R(k) \\ &\quad + \sum_{j=0}^{M_R} F_R(j) R(k+j) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (26)$$

ただし、

$$F_R(0)=[H+b^TPb]^{-1}b^TPS$$

また(26)式の制御入力を用いることにより、(22)式の評価関数値は次式のようになる。

$$J=J_F-J_P \dots\dots\dots (27)$$

ただし、

$$J_F=S^TPSR_0$$

$$J_P=\sum_{j=1}^{M_R} S^TP\xi^{j-1}b[H+b^TPb]^{-1} \times b^T(\xi^T)^{j-1}PSR_0^2$$

(27)式の J_P において $H>0$ 、 $P\geq 0$ となるため、 $[H+b^TPb]^{-1}>0$ となり J_P は正值となる。従って予見制御を行った場合、予見制御を行わない場合に比べて評価関数値は必ず減少することがわかる。また(27)式をあらかじめ計算しておくことによって、有効な予見ス

図 5 予見・外乱抑圧制御系

Fig. 5. Preview & disturbance suppression control system.

テップ数を決定することも可能となる。

(11), (12), (25), (26)式によって LDM の等価外乱の抑圧系を含む予見制御系が構成され、その制御系構成図を図 5 に示す。

4. 実システムによる検討

この予見・外乱抑圧制御系の効果を確認するために、実システムに対してシミュレーションおよび実験による検討を行った。ここで用いた LDM の定格、パラメータ値などは以下に示すようなものである。

定格：片側励磁構造

推力：30 N

分解能：7 μ m/パルス

ストローク：0.6 m

パラメータ値：

$M=0.4$ kg

$D=4.0$ Ns/m

$K_F=3.8$ N/A

CPU は 80286+80287 を使い、サンプリング周期は 1 ms とした。

図 6 (a), (b) は比較のために示した通常の最適サーボ系のランプ状目標値変化に対する応答の実験結果を示したものである。評価関数の重みは $Q(1,1)=10.0$ 、 $Q(2,2)=1.0 \times 10^4$ 、 $H=0.1$ その他は零と選定している。(a)図はパラメータ変動のない場合であり、(b)図は 1 kg の重りを可動子に載せ、可動子の質量 M が 0.4 kg $\rightarrow$ 1.4 kg とパラメータ変動した場合である。(a)図の応答は良好であるが、(b)図は振

図 6 最適サーボ系の応答

Fig. 6. Optimal servo system response.

図 7 外乱抑圧制御系の応答

Fig. 7. Disturbance suppression control system response.

図 8 予見ステップ数に対する評価関数値

Fig. 8. Preview steps versus performance index.

動していることがわかる。

図 7 (a), (b) は外乱抑圧制御による実験結果を示している。 $\alpha_1=0.5$, $\alpha_2=0.5$, $p=0.95$ と選定し、評価関数の重みは $Q(1,1)=30.0$, $Q(2,2)=1.0 \times 10^4$, $H=1.0 \times 10^{-3}$ その他は零としている。これは、目標値変化時の応答が図 6 と近いものになるように選定したものである。図 6 と同じく、(a) 図はパラメータ変動のない場合であり、(b) 図は 1 kg の重りを載せたパラメータ変動のある場合である。(b) 図の応答は (a) 図とほとんど同じ振動しない応答を示している

が、入力のパーク値が制限値で抑えられているため、多少応答に乱れを生じているのが見られる。

図 8 は (29) 式を具体的に計算し、予見ステップ数に対する評価関数の低減の様子を示した結果である。この結果から、今回は予見ステップ数を 120 ステップとした。

図 9 (a), (c) は予見・外乱抑圧制御によるシミュレーション結果であり、(b), (d) 図はそれに対応した実験結果である。それぞれ (a), (b) 図はパラメータ変動のない場合であり、(c), (d) 図は 1 kg の重りを載せた場合である。シミュレーションと実験結果がよく一致しており、図 7 の場合に比べて位相特性が大幅に改善されていることがわかる。また予見により入力のパーク値が低減されており、制限値で抑えられていないため外乱抑圧制御が理論どおりに実現され、(a)～(d) 図共ほとんど同じ位置応答を示していることがわかる。

5. あとがき

小型高精度位置決め制御に適したブラシレスでコアレスタイプのリニア DC ブラシレスモータ (LDM) に対する予見・外乱抑圧制御系を提案し、実システムに適用することにより、過渡入力をあまり大きくすることなく、パラメータや負荷の変動を抑制する制御を実現した。

本論文で示したように、予見制御を用いることにより目標値に先立って出力が変化するが、実システムに

図 9 予見・外乱圧制御系の応答

Fig. 9. Preview & disturbance suppression control system response.

においてこれが問題になる場合はあまりないと考えられる。特に、X-Y 駆動などに用いる場合には経路の制御が問題となるため全く問題はなく、予見を行うことによる利点が大きく現れると思われる⁽⁶⁾。

最後に、本研究にあたり実験装置などで御協力いただいた(株)シコー技研 白木 学社長、種々討論いただいた北海道大学 土谷武士教授に深謝いたします。

(平成 3 年 6 月 7 日受付, 同 3 年 10 月 11 日再受付)

文 献

- (1) 白木・宮尾：リニアサーボモータとシステム設計 (昭 61) 総合電子出版
- (2) メカトロニクス編集部編：最先端のアクチュエータ, p.78 (昭 61) 技術調査会
- (3) 土谷・江上：現代制御工学 (平 3) 産業図書
- (4) 江上・品田・土谷：「予見フィードフォワード補償を含む部分状態フィードバック制御系構成」, 計測自動制御学論, 23, 1260 (昭 62-12)
- (5) 江上・織木・土谷：「非線形補償誤差を考慮したロボットマニピュレータの可変遅延経路制御」, 同上, 27, 291 (平 3-3)

- (6) 品田・江上・土谷：「経路上を可変速で動くマニピュレータの予見制御」，同上，25，126（平成-1）

付 録

予見フィードフォワード係数の導出

$R_2 - R_1 = R_0$ として，(24)式を(22)式に代入して整理すると次式ようになる。

$$J = [\bar{F}_R^T \Gamma_R \bar{F}_R + 2\bar{F}_R^T \Delta_R + S^T PS] R_0^2 \quad \text{.....(付 1)}$$

ただし，

$$\bar{F}_R = \begin{bmatrix} F_R(1) \\ F_R(2) \\ \vdots \\ F_R(M_R) \end{bmatrix}$$

$$\Delta_R = \begin{bmatrix} b^T PS \\ b^T [I + \xi^T] PS \\ \vdots \\ b^T [I + \xi^T + \dots + (\xi^T)^{M_R-1}] PS \end{bmatrix}$$

$$(\xi = A + bF)$$

$$\Gamma_R = \begin{bmatrix} \Lambda & \Lambda & \Lambda & \dots & \Lambda \\ \Lambda & 2\Lambda & 2\Lambda & \dots & 2\Lambda \\ \Lambda & 2\Lambda & 3\Lambda & \dots & 3\Lambda \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Lambda & 2\Lambda & 3\Lambda & \dots & M_R \Lambda \end{bmatrix}$$

$$(\Lambda = H + b^T P b)$$

ここで， $\partial J / \partial \bar{F}_R = 0$ より次式が成り立つ。

$$\Gamma_R \bar{F}_R = -\Delta_R \quad \text{.....(付 2)}$$

(付 2)式を更に変形して，(付 3)式のような予見フィ

ードフォワード係数が得られる。

$$\bar{F}_R = \begin{bmatrix} -[H + b^T P b]^{-1} b^T [I - \xi^T] PS \\ -[H + b^T P b]^{-1} b^T \xi^T [I - \xi^T] PS \\ \vdots \\ -[H + b^T P b]^{-1} b^T (\xi^T)^{M_R-2} [I - \xi^T] PS \\ -[H + b^T P b]^{-1} b^T (\xi^T)^{M_R-1} PS \end{bmatrix} \quad \text{.....(付 3)}$$

江 上 正 (正員)

昭和34年7月17日生。62年北海道大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月神奈川大学工学部機械工学科に勤務，専任講師を経て，平成2年同助教授，現在に至る。工学博士。デジタル制御理論とそのパワーエレクトロニクス，メカトロニクス分野への応用に関する研究に従事。計測自動制御学会，システム制御情報学会，日本ロボット学会会員。

岡 林 千 里 (非会員)

昭和40年9月27日生。平成2年3月神奈川大学工学部機械工学科卒業。同年同大学大学院工学研究科修士課程入学，現在に至る。デジタル制御理論とそのリニアモータへの応用に関する研究に従事。計測自動制御学会会員。