リニアパルスサーボモータの繰り返し 位置決め制御特性とその改善

正 員 山本 政靖 (デンソー)

正 員 澤木 潤 (三菱電機)

正 員 松瀬 貢規 (明治大学)

Improvement and Characteristics of Repetitive Positioning Control of a Linear Pulse Servo Motor

Masayasu Yamamoto, Student Member (DENSO Corporation)

Jun Sawaki, Member (Mitsubishi Electric Corporation)

Kouki Matsuse, Member (Meiji University)

This study aims to realize high precision repetitive positioning control of a linear pulse servo motor. By using this method the systematic error which may makes the precision worse can be suppressed easily. And also it shows that Power OP-Amp drive system enables the random error to be suppressed in comparison with PWM control drive system using IGBT inverter. As a result of the suppression of systematic and random error, improved performance of a linear pulse servo motor with repetitive positioning control is shown by experimental results. Moreover, the study examines the repeatability positioning precision of variable distance repetitive positioning control, other than the conventional equal distance positioning.

キーワード：リニアパルスサーボモータ、2自由度PID制御器、繰り返し位置決め制御、ばらつき、偏り

1. まえがき

一般に、位置決め制御システムへのリニアモータの適用により、高い送り速度および駆動機構の簡略化が期待される。工作機械などのツールまたはテーブルの位置決め制御においては応答速度の設定の他に、精度を悪化させる摩擦などの外乱抑圧の設定を兼ね備えたものが好ましい。これに対して、目標値応答特性と外乱抑圧特性とを独立して設定できる2自由度制御器を位置決め制御器に適用することが提案されてきた^{(1)~(3)}。しかし、高精度な繰り返し位置決め制御が要求される場合、位置決め制御器だけでは抑圧が困難な位置決め誤差の影響が現れることがある。この要求に対し、位置決めを周期的に繰り返す動作に着目した場合、繰り返し制御器を付加することにより、繰り返し位置決め制御精度の向上を図ることができる^{(4)~(6)}。

本論文ではまず、リニアパルスサーボモータ位置決め制御システムにおいて、行き過ぎの抑制を意識した2自由度PID制御器の一設計法を述べる。本設計法の特徴は、目標値応答特性として応答周波数を与え、外乱抑圧特性として一つのパラメータを与えることで、速度ループを含み一括した制御器設計が行えることである。次に、ハードウェア駆動システム構成の違い(PWM駆動と正弦波駆動)による繰り返し位置決め制御精度への影響を示す。ここでその影響を

評価するために、位置決め誤差の分布図を用いる。この誤差分布図を用いることにより、位置決め誤差の”ばらつき”と”偏り”を知ることができ、繰り返し位置決め制御精度を評価できる⁽⁷⁾。そこで、誤差分布図を実験により求め、H/W駆動システム構成の違いによる繰り返し位置決め制御精度への影響を評価し、問題点を挙げる。次に、提起された問題点を解決するために、従来の位置決め制御システムに繰り返し制御器を付加した繰り返し位置決め制御システムを構成する。これら一連の過程により、リニアパルスサーボモータによる高精度な繰り返し位置決め制御が実現できることを明らかにする。さらに提案する手法は、各周期において異なった位置指令を与えたときの繰り返し位置決め制御についても有効であることを示す。

2. リニアパルスモータおよび駆動システム構成

図1に試料機3相12極PM形LPMの基本構造を示す。試料機の可動子には、U、V、W各相磁極位置および可動子の移動量検出のために、磁極位置検出器(MRセンサ)が取り付けられている。表1に試料機の主な仕様を示す。

図2に駆動システムの回路構成を示す。このシステムでは、エンコーダ/コミュテータ回路からの2相のエンコーダパルス信号と正弦波状の3相磁極位置信号を取り入れることにより、LPMをサーボ化し位置決め制御を行っている。

表1 リニアパルスモータの主な仕様
Table 1. Main specifications of the tested linear pulse motor.

巻線	3相Y結線
ピッチ	2.54 [mm]
歯数/1極	5
巻数/1相	50
定格電流	2.1 [A]

図1 3相12極PM型LPMの簡易内部構造図
Fig.1. Basic construction of the tested 3-phase 12-pole PM type linear pulse motor.

本研究では、インバータの違いによるLPMの繰り返し位置決め制御精度への影響を調べるため、IGBTで構成されるPWMインバータ及びPower OP-Ampで構成されるインバータを用いた駆動システムを用いる。ここで、PWM制御駆動システムは、図2 (a) で示すIGBTで構成された電圧形インバータをPWM制御することにより、電流追従させている。一方、Power OP-Amp 駆動システムは、Dual modes IPMをインバータ主回路に用いた正弦波出力駆動システムであり、指令電流値と実際の電流値との差に対して電圧を増幅し、電流追従させている。表2にDual modes IPMの主な特徴を示す⁽⁸⁾。

3. 2自由度位置決め制御器

<3.1> 制御器の基本構造

図3に、2自由度制御器を用いたリニアパルスサーボモータ位置決め制御システムを示す。制御器 C_1 、 C_2 を、次のようなPID制御器で構成する。

$$C_1(s) = (1 - \alpha)K_p + K_I/s + (1 - \beta)K_D s \cdots \cdots (1)$$

$$C_2(s) = \alpha K_p + \beta K_D s \cdots \cdots (2)$$

LPMの運動方程式は、次式で表される。

$$M_n \ddot{x} + 2M_n \gamma \dot{x} = k_n I_m \cdots \cdots (3)$$

ただし、 M_n : 可動子質量、 γ : ダンピング係数
 k_n : 推力定数

しかし、式(3)の左辺第2項は外乱の一部に含めることにより、公称値の慣性のみのモデルとして考えることができる。このようなモデルの簡略化を行うのは、後に述べる制

表2 Dual modes IPMの主な特徴
Table 2. Main features of Dual modes IPM.

高出力	80 [V] 25 [A]
ゲイン	100
約25 [A]で出力電流自己制限	
外部信号による出力電流遮断

(a) PWM inverter (b) Power OP-Amp inverter by Dual modes IPM

図2 リニアパルスモータの駆動システム

Fig.2. Drive system for a linear pulse motor.

図3 2自由度制御によるリニアパルスモータ位置決め制御系のブロック線図

Fig.3. Block diagram of a positioning-control system for a linear pulse motor using Two-Degree-of-Freedom controller.

御器設計の簡略化を図るためである。従って、 F_{dis} はモータの粘性摩擦力を含む外乱を表す。

<3.2> 制御器設計

一般的な位置決め制御システムにおいては、行き過ぎや過渡振動が抑圧されていることが望ましいと考えられる。従って、位置指令 x^* から制御量 x への閉ループ伝達関数を、この要求を満たすように設計する。

位置指令 x^* および外乱 F_{dis} から制御量 x への閉ループ伝達関数 G_{cp} 、 G_{cd} は、それぞれ次のように表現される。

$$G_{cp}(s) = K \cdot \frac{(1-\beta)s^2 + (1-\alpha)q_1s + q_1q_2}{s^3 + Ks^2 + Kq_1s + Kq_1q_2} \quad \dots \dots (4)$$

$$G_{cd}(s) = \frac{1}{M_n} \cdot \frac{s}{s^3 + Ks^2 + Kq_1s + Kq_1q_2} \quad \dots \dots (5)$$

$$\text{ただし、} K = k_n K_D / M_n, q_1 = K_P / K_D, q_2 = K_I / K_P$$

ここで、目標値応答特性として、上記の要求を満たし、かつ応答速度を自由に設定できることが望ましい。そこで遮断周波数を ω_b として、 G_{cp} を次のような一次遅れ系で表現できると仮定する。

$$G_{cp}(s) = \frac{\omega_b}{s + \omega_b} \cdot \frac{(s + \omega')^2}{(s + \omega'')^2} \quad \dots \dots (6)$$

このとき、以下の条件式が導出される。

$$(1-\beta)K - q_2 = (1-\alpha) \left(K - \frac{1-\alpha}{1-\beta} q_1 \right) \quad \dots \dots (7)$$

$$(1-\beta)K = K - \frac{1-\alpha}{1-\beta} q_1 = \omega_b \quad \dots \dots (8)$$

$$(1-\alpha)^2 q_1 - 4q_2(1-\beta) = 0 \quad \dots \dots (9)$$

なお、式 (7) は伝達関数 G_{cp} の分子が分母の因数となる条件である。式 (8) は伝達関数 G_{cp} の係数および極の一つが ω_b となり、式 (9) は分子が重根を持つ条件である。これらの条件式が満たされたとき、式 (4)、(5) はそれぞれ次のように表現される。

$$G_{cp}(s) = \frac{\omega_b}{s + \omega_b} \quad \dots \dots (10)$$

$$G_{cd}(s) = \frac{1}{M_n} \cdot \frac{s}{(s + \omega_b)(s + \varepsilon\omega_b)^2} \quad \dots \dots (11)$$

$$\text{ただし、} \varepsilon = 2\alpha/(1-\alpha), \varepsilon \geq 1$$

これは目標値応答特性の遮断周波数として ω_b を与え、外乱抑圧特性として目標値応答特性に含まれないパラメータ ε を与えれば良いことが分かる。従って、式 (7) ~ (9) を解き、 ω_b および ε を与えることにより、 α 、 β 、 K 、 q_1 および q_2 が次のように算出される。

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{\varepsilon}{\varepsilon+2} & \beta &= \frac{2\varepsilon}{2\varepsilon+1} & K &= (2\varepsilon+1)\omega_b \\ q_1 &= \frac{\varepsilon(\varepsilon+2)}{2\varepsilon+1} \omega_b & q_2 &= \frac{\varepsilon}{\varepsilon+2} \omega_b \end{aligned} \right\} \quad \dots \dots (12)$$

この段階ではパラメータ ω_b および ε を決定する必要があるが、以下の解析により、さらに簡略化が可能になる。そこで、パラメータ ω_b および ε を変化させたときの位置決め制御システムにおける周波数特性について考える。一般に高い周波数領域において、検出ノイズの影響を受けにくいこ

表3 2自由度PID制御器のパラメータ

Table 3. Parameters of Two-Degree-of-Freedom PID controller.

$K_P = \varepsilon(\varepsilon+2)\omega_b^2 M_n / k_n$
$K_I = \varepsilon^2 \omega_b^3 M_n / k_n$
$K_D = (2\varepsilon+1)\omega_b M_n / k_n$
$\alpha = \varepsilon/(\varepsilon+2)$
$\beta = 2\varepsilon/(2\varepsilon+1)$

表4 制御器設定値

Table 4. Parameters for setting up the controller.

可動子質量	M_n	6.7 [kg]
推力定数	k_n	28 [N/A]
遮断周波数	ω_b	40 [rad/s]
定数	K	200

図4 周波数特性

Fig.4. Calculations of frequency characteristics.

(Thick line : $\omega_b = 20[\text{rad/s}]$, Broken line : $\omega_b = 40[\text{rad/s}]$ when $K = 200$)

とが望ましい。従って、本設計法においてはノイズに対する特性を示す相補感度関数をノイズの影響を受けにくい周波数領域において近似的に固定化した上で、 ω_b および ε を調整するとする。ここで、相補感度関数および感度関数はそれぞれ次のように表現される。

$$T(s) = K \cdot \frac{s^2 + q_1s + q_1q_2}{s^3 + Ks^2 + Kq_1s + Kq_1q_2} \quad \dots \dots (13)$$

$$S(s) = \frac{s}{s^3 + Ks^2 + Kq_1s + Kq_1q_2} \quad \dots \dots (14)$$

ここで、相補感度関数 $T(j\omega)$ を周波数領域において近似的に固定化する方法の一つとして、 K を一定値に保つとする。このとき式 (12) から、 ε は ω_b により次のように一意に定まる。

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \left(\frac{K}{\omega_b} - 1 \right) \quad \dots \dots (15)$$

図4に、パラメータ K を一定値とし、遮断周波数 ω_b を変化させたときのシミュレーションによる周波数特性を示す。図4から、遮断周波数 ω_b を変化させても、相補感度関数 T

図5 繰り返し位置決め制御系のブロック線図
Fig.5. Block diagram of a repetitive positioning-control system with a repetitive controller.

および外乱抑圧を示す感度関数 S が周波数領域において近似的に固定化されていることが分かる。よって、式 (15) に K および ω_b を与え、算出された ε を式 (12) に代入することにより、2自由度PID制御器パラメータは表3のように算出される。

4. 繰り返し制御器の設計

図5に、繰り返し制御器を付加した繰り返し位置決め制御システムを示す。繰り返し制御器におけるサンプリング時間 T_L は位置指令値 x^* の繰り返し周期を表す。これは、各周期の定められた検出時間における制御偏差 e_L をサンプリングするためである。繰り返し制御器 H は、次のようなデジタル演算により簡単に構成される。

$$e_n[n+1] = \sum_i^n e_i[k]$$

ただし、 $e_n[n+1]$: $(n+1)$ 周期目における制御器操作量、
 $e_i[n]$: n 周期目における位置決め誤差

この繰り返し制御器の動作は、現在の繰り返し回数までの位置決め誤差を累積し、次の周期においてそれを位置指令に重畳することと考えられる。

5. 実験

提案する方法より算出された制御器パラメータを用いて、図2に示されるPWM制御およびPower OP-Ampを用いた駆動システムにより、繰り返し位置決め制御精度についての実測並びに繰り返し制御器を付加した場合の実測を行った。なおエンコーダ分解能は $2.48[\mu m]$ である。表4に実験に用いた設定値を示す。設定値 K は、モータが異音を発しない時点でノイズの影響を受けにくいとし、今回は、 $K=200$ とした。

<5.1> 1step繰り返し位置決め制御

1step繰り返し位置決め制御として、図6に示す目標値 $5[mm]$ 、周波数 $2[Hz]$ のステップ状指令を30回繰り返し、目標値及び原点に対する位置決め誤差をそれぞれ測定した。図8に応答波形を示す。

図6 1step繰り返し位置決め制御応答
Fig.6. Experimental result of repetitive positioning-control response Part 1.

図7. 2step繰り返し位置決め制御応答
Fig.7. Experimental result of repetitive positioning-control response Part 2.

<5.2> 2step繰り返し位置決め制御

ここでは、位置決め点数を先ほどより一つ増やし3点間での繰り返し、つまり異なった距離での繰り返し位置決め制御を行った場合についても測定を行った。

実験は、<5.1>の時と同じ条件下とし、図7に示す目標値 $5[mm]$ 、 $10[mm]$ 、周波数 $2[Hz]$ のステップ状指令を30回繰り返し、2つの目標値及び原点に対する位置決め誤差をそれぞれ1周期ごと測定した。図9に応答波形を示す。

6. 結果と考察

<6.1> 1step繰り返し位置決め制御

図8(a)、(b)にPWM制御及びPower OP-Amp駆動システムを用いたときの誤差分布図を示す。なおここで、位置決め誤差のばらつきと偏りは、それぞれ図中の矢印の範囲を指し、ばらつきは誤差どうしの不揃いさを指す、一方、偏りは原点との差を指している。よって、この図からPWM制御駆動システムを用いた場合は位置決め誤差のばらつきと偏りが顕著に現れていることが分かる。これに対して、Power OP-Amp駆動システムを用いた場合は位置決め誤差のばらつきが効果的に抑制されていることが分かる。しかし、位置決め誤差の偏りが抑制されていない。ここで設定値 K を大きくすることにより摩擦の影響を抑圧し、位置決め誤差の偏りを抑制できると考えられるが、この場合 K の設定値を大

(a) by PWM control drive system.

(b) by Power OP-Amp drive system .

(c) by Power OP-Amp drive system with a repetitive controller.

図8 誤差分布図

Fig.8. Experimental result of error distribution.
(K=200)

きくすると制御器ゲインがハイゲインとなりノイズの影響を受けて、モータが発振することがある⁽⁹⁾。そこで、提案する繰り返し制御器をPower OP-Amp駆動システムに付加することにより制御器ゲインをハイゲインとすることなく位置決め誤差の偏りを抑制できることが図8(c)から確認できる。

<6.2> 2step繰り返し位置決め制御

図9に異なった距離の繰り返し位置決め制御実験の誤差分布図を示す。図9(a)、(b)から明らかなようにPower OP-Amp駆動システムを適用することにより、異なった距離の繰り返し位置決め制御でも<6.1>のときと同じように良好な結果が得られることが分かる。つまり、位置決め誤差のばら

(a) by PWM control drive system.

(b) by Power OP-Amp drive system .

(c) by Power OP-Amp drive system with a repetitive controller.

図9 誤差分布図

Fig.9. Experimental results of error distribution
(K=200)

つきを抑制することができれば、提案した繰り返し制御器を用いることにより図9(c)に示すように位置決め誤差の偏りが抑制でき、位置決め制御の高精度化を図ることができる⁽¹⁰⁾。

<6.3> 考察

1step及び2step繰り返し位置決め制御実験の結果から両システムの制御性能の差が位置決め誤差分布の違いに影響を与えていることが分かった。すなわち、PWMインバータはヒステリシスコンパレータ方式による電圧制御をしており、その際のヒステリシス幅が広いとか、デットタイム補正をしている等のために、モータ停止時に不感帯が生じている。通常は制御系のゲインを高くしてモータ停止時の誤差

を小さくしたいのであるが、上記の不感帯によりゲインを高くしてもインバータの応答が追従できない。この結果、停止時において振動が発生し、位置決め誤差のばらつきとなる。一方、Power OP-Amp 駆動システムの主回路はリニア増幅器を用いているため上記不感帯がほとんどない。この結果、PWMインバータに比べて停止時などの微少な電流制御でも振動的にならず、制御系のゲインは高く設定できる。また、ゲインがPWMインバータ相当であれば、停止時の振動が比較的小さくなる。以上のような理由で制御性能の差が位置決め誤差分布の違いに影響を与えている。

7. むすび

リニアパルスサーボモータの繰り返し位置決め制御動作に着目し、その繰り返し位置決め制御精度の改善法について提案した。提案する方法では、制御器ゲインを一般のサーボ系に比べてハイゲインとすることなく繰り返し位置決め制御精度を向上できる。以下にまとめると、

(1) Power OP-Amp 駆動システムを適用することにより、IGBTで構成されるPWMインバータに比べ位置決め誤差のばらつきが抑制される。

(2) 提案する繰り返し制御器は、ディジタル演算により簡単に構成できるためにソフトウェア負荷が小さく、位置決め誤差の偏りを効果的に抑制できる。

(3) 位置決め回数が複数個であっても繰り返し動作であれば本制御法の適用が可能である。

以上を実機実験により確認した。

最後に、Dual modes IPMのサンプルを提供していただき、また貴重なご意見を賜りました日本インター(株)の斎藤匡治氏、神力愛晴氏、三留光雄氏をはじめ関係者各位に厚くお礼申し上げます。また、先輩として多大なる御指導、御助言を頂きました山本修氏(職業能力開発大学校)、杉浦正樹氏(日立製作所)に感謝致します。

(平成10年12月16日受付、同11年3月26日再受付)

文 献

- (1) 山本, 杉浦, 松瀬:「2自由度制御によるリニアパルスサーボモータ制御系の特性改善」, 電学論D, Vol. 115, No. 3, pp. 269-274 (1995)
- (2) M.Sugiura, S.Yamamoto, K.Matsuse, "Performance Evaluation of a Linear Pulse Servo Motor Position Control System with Two-Degree-of-Freedom Controller", Proc. of LDIA'95, pp. 283-286 (1995)
- (3) M.Sugiura, S.Yamamoto, J.Sawaki, K.Matsuse, "The Basic Characteristics of Two-Degree-of-Freedom PID Position Controller using a Simple Design Method for Linear Servo Motor Drives", Proc. of AMC'96-MIE, Vol. 1, pp. 59-64 (1996)
- (4) 中野, 井上, 山本, 原:「繰り返し制御」, 計測自動制御学会図書, pp. 82 (1989)

- (5) J.Oyama, T.Higuchi, T.Abe, R.Takada, E.Yamada, "Position Control of a Direct-Drive Arm Using Novel Repetitive Control", Proc. of IAS Annual Meeting, Vol. 1, pp. 336-340 (1991)
- (6) 小山, 高田, 樋口, 阿部, 山田:「繰り返し制御を用いたDDアーム制御」, 電学論D, Vol. 113, No. 8, pp. 961-969 (1993)
- (7) S.Futami, "Ultra-Precise-Positioning Control", Yasukawa Electric Journal, Vol. 53, No. 4, pp.329 (1989)
- (8) M.Mitome, N.Tokuda, K.Matsuse, "A NEW HIGH-power LINEAR/PWM Dual modes IPM", Proc. of IPEC'95, Vol. 2, pp. 1111-1115 (1995)
- (9) 澤木, 山本, 松瀬:「リニアサーボモータの繰り返し位置決め制御精度改善」, 電気学会リニアドライブ研究会, LD-96-120 (1996)
- (10) 山本, 松瀬:「リニアパルスサーボモータの繰り返し位置決め制御特性」, 電気学会リニアドライブ研究会, LD-98-22 (1998)

山本 政 靖 (正員) 1974年9月9日生。1997年明治大学理工学部電気工学科卒業。1999年3月、同大学大学院理工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月、株式会社デンソー入社、現在に至る。在学中、リニアモータに関する研究に従事。

澤 木 潤 (正員) 1973年3月8日生。1995年明治大学理工学部電気工学科卒業。1997年3月、同大学大学院理工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月、三菱電機株式会社入社、現在に至る。在学中、リニアモータに関する研究に従事。

松 瀬 貢 規 (正員) 1971年3月明治大学大学院工学研究科博士課程修了。工学博士。同年4月同大学工学部専任講師、1974年4月同助教授、1979年4月同教授、1989年4月同大学理工学部教授、1996年4月～同理工学部長、現在に至る。1980年3月～7月アメリカ、アイオワ州立大学客員教授、1998年3月～中国清華大学客員教授、半導体電力変換装置とその応用、交流機の変速駆動およびセンサレス制御に関する研究に従事。1992年電気学会論文賞受賞。IEEE Fellow。