2 慣性特性を考慮したボールねじ駆動系の制御に関する研究*

張 劍** 章 国光*** 古 莊 純 次†

A Study on Control of Ball-Screw Driving System
Considering The Characteristics of Two-Inertia-System

Jian ZHANG, Guoguang ZHANG and Junji FURUSHO

Ball-Screw are widely used in the industrial machines such as machine tools. Table Ball-Screw has low damping, which causes the chatter vibrations during machining or motion. In this study, the two-inertia-system with ball-screw driving system is analyzed, furthermore, a design by using Extended Parameter Plane Method, which can be applied to not only a semi-closed loop but also a closed-loop, is proposed. The experiments are carried out and the effectiveness is confirmed.

Key words: Ball-Screw Driving System, Two-Inertia-System, Pole Assignment Approach, High-Precision Position Control

1. はじめに

近年、工作機械や産業機器、計測機器の高精度化及び生産性向上のため、高速位置決め技術が強く求められている。しかし、産業用ロボットや工作機械などの駆動系には、駆動減速機構の弾性に起因する反共振・共振現象が存在し、高速、高精度化の障害になっている^{1)~6)}。

直動位置決め機構として工作機械、半導体製造装置など幅広い装置で送りねじが用いられている⁶⁾。高速・高精度がそれほど要求されない時には、ねじ送り駆動系の共振周波数は高く、特に問題になることはなかった。しかし、ねじ駆動機構を用いた送り機構で高速、高精度化を実現するためにゲインを上げ、応答性、サーボ剛性を高めようとする、ねじの軸方向弾性、ねじり方向弾性により百数十 Hz からで発振する場合がある。また、ボールねじの機械的ダンピングが少ないため、高ゲインの制御により、振動の問題がある。

ボールねじ駆動系の制御系設計は、入出力関係を用いた位相余裕、ゲイン余裕などによるものが主流であり、垣野らは送り駆動系におけるこの問題をモデル化し、ゲイン余裕と位相余裕によるパラメータのチューニング方法を開発してきた⁷⁾⁸⁾。また、運動精度の向上を図るため、規範モデルを適用し、モデルマッチング法による制御系を設計する方法も提案されている⁹⁾。しかし、2 慣性系の特性を考慮した制御系設計はほとんど行われていない。

送り駆動系の制御に関して、制御系の制御パラメータが3つ以上になり、これらのゲインを決めるのは大変時間がかかり、調整の際にしばしば発振などを経験する。そこで、本研究では、著者らが提案した解析的な設計法である：Extended Parameter Plane Method (拡張パラメータ平面法)¹⁰⁾を2 慣性ボールねじ制御系に適用し、セミクロズドループ制御およびクロズドループ制御の両者に対して、統一的な極配

置による制御系の設計について検討を行う。

本論文においては、セミクロズドループ制御とクロズドループ制御を常に対比させながら検討を進める。最初に、ねじ軸の弾性を考慮して、モデル化を行った。次に、このモデルを用いて極配置に基づいた位置 I-PD 制御の制御ゲインを決定する方法について述べる。最後に、求めた制御ゲインを用いてボールねじ駆動系における実験を行い、その有効性を示す。

2. ボールねじ駆動系

2.1 モデル化

本研究で用いた一軸送りテーブルシステム (日本精工 XY-HS0070-342-003) の概略を図 1 に示す。DC サーボモータによりボールねじを介し負荷側 (テーブル) を駆動している。テーブルの位置はレーザ測長計 (小野測器 LV-9110) により測定される。実験システムの定格および定数を表 1 に示す。また、ボールねじ送り駆動系の軸方向剛性 K_T を考慮したモデル図を図 2 に示す。

記号は表 2 のように定義する。ただし、括弧内は直動系に変換した場合に用いる記号である。

図 2 のモデルをもとに運動方程式を導出すると、式 (1) のようになる。

$$[M][\ddot{X}] + [C][\dot{X}] + [K][X] = [F] \quad (1)$$

Fig. 1 Ball-screw driving system

* 原稿受付 平成 15 年 8 月 19 日

** 学生会員 大阪大学大学院工学研究科 (大阪府吹田市山田丘 2-1)

*** 非 会 員 多摩川精機 (株) 八戸事業所 (青森県八戸市北インター工業団地一丁目 3-47)

† 正 会 員 大阪大学大学院工学研究科 (大阪府吹田市山田丘 2-1)

Table 1 Parameters of system

Diameter of ball screw	15mm
Lead	10mm
Stroke	700mm
Servo-motor	DC200W
Moment of inertia(ball screw)	$0.468 \times 10^{-4} \text{kgm}^2$
Discrimination of encoder	36000p/rev
Discrimination of laser displacement meter	2.18nm
Sampling time	0.5ms

Fig. 2 Model of ball-screw driving system

Fig. 3 Block diagram of ball-screw driving system

ここで,

$$[X] = [\theta_M \ X_L]^T, \quad [F] = [T_M \ 0]^T,$$

$$[M] = \begin{bmatrix} J_M & 0 \\ 0 & M_L \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix},$$

$$[K] = \begin{bmatrix} N^2 K_T & -N K_T \\ -N K_T & K_T \end{bmatrix}$$

このとき、ブロック線図は図3のようになる。このモデルは、モータ側の慣性と負荷側の慣性が、駆動系の軸方向剛性によって結合された2慣性系と見なすことができる。さらに、モータの駆動トルク T_M からモータ角度 θ_M までと負荷の変位 X_L までの開ループ伝達関数は次式のように表される。

$$\frac{\theta_M(s)}{T_M(s)} = \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2}{J_M s^2 (s^2 + \omega_0^2) + 2J_M \zeta_a \omega_a s (s^2 + R\omega_a^2)} \quad (2)$$

$$\frac{X_L(s)}{T_M(s)} = \frac{N\omega_a^2}{J_M s^2 (s^2 + \omega_0^2) + 2J_M \zeta_a \omega_a s (s^2 + R\omega_a^2)} \quad (3)$$

ただし,

$$\omega_a = \sqrt{\frac{K_T}{M_L}}, \quad \omega_0 = \omega_a \sqrt{1+R},$$

$$R = \frac{N^2 M_L}{J_M}, \quad \zeta_a = \frac{C}{2\omega_a M_L}$$

ここで、 ω_a は2慣性系の反共振周波数を、 ω_0 は共振周波数をそれぞれ表している。 R は慣性比であり、 $N^2 M_L$ は負荷側の質量をモータ側の慣性に等価換算したものである。 ζ_a は、負荷側の減衰係数である。

Table 2 Definition of symbols

記号	定義
T_M	Input torque of motor (F_M)
J_M	Moment of inertia(motor side) (J'_M)
θ_M	Angle of motor (X_M)
N	Conversion rate (from rotary system to linear system)
K_T	Stiffness of driving system(servo direction)
M_L	Mass of table
X_L	Position of table
C	Coefficient of viscosity(load side)

Fig. 4 Open-loop frequency(motor side)

本実験装置の案内では、負荷側の粘性が極めて小さいので、式の簡単化のため、負荷側の粘性を無視することにする。すると、モータの駆動トルク T_M からモータ角度 θ_M までと負荷の変位 X_L までの開ループ伝達関数は次式のように表される。

$$\frac{\theta_M(s)}{T_M(s)} = \frac{s^2 + \omega_a^2}{J_M s^2 (s^2 + \omega_0^2)} \quad (4)$$

$$\frac{X_L(s)}{T_M(s)} = \frac{N\omega_a^2}{J_M s^2 (s^2 + \omega_0^2)} \quad (5)$$

2.2 周波数応答実験と軸方向剛性

図4に、入力トルク T_M からモータ角度 θ_M までの開ループ周波数応答を示す。ただし、負荷質量 $M_L = 65[\text{kg}]$ 、固定軸受けからテーブル荷重の作用点までの距離が 600mm とした。2慣性系の特徴となる周波数の反共振・共振が実験結果に顕著に現れている。

反共振周波数 ω_a はゲイン特性がノッチを持つ周波数である。また、共振周波数 ω_0 はゲイン特性がピークを持つ周波数である。反共振周波数は $\omega_a = 490[\text{rad/s}]$ であり、駆動系の軸方向剛性 K_T は $15.6[\text{N}/\mu\text{m}]$ と同定できる。この値はカタログ値よりの計算値 ($19.1\text{N}/\mu\text{m}$) と近い値となっている。

参考のため、ボールねじのねじり剛性に起因する反共振周波数を理論的な計算により求めてみる。静的ねじりばね定数は $500(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad})$ であり、それに起因する反共振周波数は $3270(\text{rad/sec})$ である。

この周波数は実験の周波数帯域を大きく上回り、軸方向剛性に起因するものより数倍高い周波数である。そこで、ねじり剛性を無視し、ボールねじり駆動系をモータ側慣性と負

Fig. 5 Block diagram of semi-closed loop control system

Fig. 6 Block diagram of closed loop control system

荷側慣性の間に軸方向の弾性要素を含む2慣性系として扱うことにする。

3. 位置 I-PD 制御系の設計

位置決め制御系は、セミクローズドループ制御とクローズドループ制御の二つに分けることができる。モータ角度の情報のみを用いたセミクローズドループ I-PD 制御のブロック線図を図 5 に示す、モータ角度および負荷変位の情報を用いたクローズドループ制御のブロック線図を図 6 に示す。ただし、図中の記号は全部直動系に変換した場合の記号を用いており、 F_{dM} はモータ側の外乱、 F_{dL} は負荷側の外乱を示す。

本章では、セミクローズドループ制御、クローズドループ制御の両者に対して統一な極配置による制御系の設計について検討を行う。

3.1 目標値応答

最初に図 5 に示すセミクローズドループ位置 I-PD 制御について考える。

このとき、目標位置 X_R からモータ変位 X_M まで、および負荷変位 X_L までの伝達関数は次のようになる。

$$\frac{X_M(s)}{X_R(s)} = \frac{K_I(s^2 + \omega_a^2)}{D_1(s)} \quad (6)$$

$$\frac{X_L(s)}{X_R(s)} = \frac{K_I \omega_a^2}{D_1(s)} \quad (7)$$

ここで、セミクローズドループ制御系の特性方程式 $D_1(s)$ は次のように与えられる。

$$D_1(s) = J'_M s^3(s^2 + \omega_0^2) + (K_I + K_P s + K_D s^2)(s^2 + \omega_a^2) = 0 \quad (8)$$

次に、図 6 に示すクローズドループ位置 I-PD 制御について考える。

このとき、目標位置 X_R からモータ変位 X_M および負荷変位 X_L までの伝達関数は式 (9)、式 (10) のようになる。

$$\frac{X_M(s)}{X_R(s)} = \frac{K_I(s^2 + \omega_a^2)}{D_2(s)} \quad (9)$$

$$\frac{X_L(s)}{X_R(s)} = \frac{K_I \omega_a^2}{D_2(s)} \quad (10)$$

Table 3 Steady state error(load side)

	Semi-closed loop control	Closed loop control
Only " F_{dM} "	0	0
Only " F_{dL} "	$-\frac{F_{dL}}{K_T}$	0

ここで、クローズドループ制御系の特性方程式 $D_2(s)$ は次のように与えられる。

$$D_2(s) = J'_M s^3(s^2 + \omega_0^2) + (K_P s + K_D s^2)(s^2 + \omega_a^2) + K_I \omega_a^2 = 0 \quad (11)$$

3.2 外乱の影響

次に、外乱の影響について議論する。

セミクローズドループ制御の場合の外乱 F_{dM} 、 F_{dL} の影響は次のように与えられる。

$$\begin{bmatrix} X_M(s) \\ X_L(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{den1(s)} \begin{bmatrix} -s(s^2 + \omega_a^2) \\ -s\omega_a^2 \end{bmatrix} F_{dM} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} X_M(s) \\ X_L(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{den1(s)} \begin{bmatrix} -s\omega_a^2 \\ -\frac{J'_M s^3 + K_D s^2 + (K_P + K_T)s + K_I}{M_L} \end{bmatrix} F_{dL} \quad (13)$$

クローズドループ制御の場合の外乱 F_{dM} 、 F_{dL} の影響は次のように与えられる。

$$\begin{bmatrix} X_M(s) \\ X_L(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{den2(s)} \begin{bmatrix} -s(s^2 + \omega_a^2) \\ -s\omega_a^2 \end{bmatrix} F_{dM} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} X_M(s) \\ X_L(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{den2(s)} \begin{bmatrix} \frac{K_I}{M_L} - s\omega_a^2 \\ -\frac{J'_M s^3 + K_D s^2 + (K_P + K_T)s}{M_L} \end{bmatrix} F_{dL} \quad (15)$$

また、ステップ外乱 F_{dM} 、 F_{dL} 起因する負荷位置 X_L の負荷側偏差は表 3 のように与えられる。ただし、表中の $\overline{F_{dL}}$ はステップ外乱 F_{dL} の高さを示す。

表 3 から分かるように、セミクローズドループ制御では、モータ側に取付けたセンサ情報のみを用いているため、負荷側外乱の影響を受けると、負荷位置に定常偏差が生じている。

3.3 拡張パラメータ平面法

パラメータ平面法は、直接的に特性根と二つの調整可能なパラメータとの関係式を与え、二つの調整可能なパラメータを持つ制御系設計には有効かつ分析的な設計手法である¹¹⁾。

式 (8)、式 (11) に示すように、本研究で対象とするシステムの特性方程式は 5 次であり、3 つの互いに独立なパラメータ K_P, K_I, K_D を決めることは容易ではない。

著者らは二つ以上の調整可能なパラメータを持つ多パラメータの制御系に対して、パラメータ平面法を基礎として、Extended Parameter Plane Method (拡張パラメータ平面法)¹⁰⁾ を提案した。拡張パラメータ平面法では、支配極を指定し、これらを特性方程式に代入することにより、調節可能なパラメータと支配極の関係式が得られる。そこで、指定極の配置パターンを決め、次に残りの極を根軌跡を用いて応答性を評価することにより、最適なパラメータを求めることができる。

そこでまず、拡張パラメータ法¹⁰⁾ について簡単に説明する。システムの特性方程式を次のように表すことにする。

$$\sum_{k=0}^m a_k s^k = 0 \quad (16)$$

ただし, s は複素変数であり, 係数 a_k ($k = 0, 1, \dots, m$) は実数であり, $a_m \neq 0$ とする.

三つの極は s_1, s_2, s_3 は, それぞれ式 (17), 式 (18) のように指定することにする.

$$s_{1,2} = -\omega_1 \zeta_1 \pm j\omega_1 \sqrt{1 - \zeta_1^2} \quad (17)$$

$$s_3 = -\omega_2 \quad (18)$$

ここで, ω_1 は固有角周波数であり, ζ_1 は減衰係数である. このとき, s_1^k は次のように表される¹¹⁾.

$$s_1^k = (-1)^k \omega_1^k [\zeta_1 U_k(\zeta_1) - U_{k-1}(\zeta_1) - j\sqrt{1 - \zeta_1^2} U_k(\zeta_1)] \quad (19)$$

ここで, $U_k(\zeta_1)$ は式 (20) に示す第2種 Chebyshev 関数である. ただし, ζ_1 は $0 \leq |\zeta_1| \leq 1$ を満たすものとする.

$$U_k(\zeta_1) \equiv \frac{\sin(k \arccos \zeta_1)}{\sin(\arccos \zeta_1)} \quad (20)$$

$U_k(\zeta_1)$ は次の漸化式で与えられる.

$$U_{k+1}(\zeta_1) - 2\zeta_1 U_k(\zeta_1) + U_{k-1}(\zeta_1) = 0 \quad (21)$$

ただし, $U_0(\zeta_1) \equiv 0, U_1(\zeta_1) \equiv 1$ である.

次に, 式 (19) を式 (16) に代入して, 実部と虚部がそれぞれゼロという条件より, 次の式 (22), 式 (23) が導かれる.

$$\sum_{k=0}^m (-1)^k a_k \omega_1^k U_{k-1}(\zeta_1) = 0 \quad (22)$$

$$\sum_{k=0}^m (-1)^k a_k \omega_1^k U_k(\zeta_1) = 0 \quad (23)$$

また, 式 (18) を式 (16) に代入することにより次式が得られる.

$$\sum_{k=0}^m (-1)^k a_k \omega_2^k = 0 \quad (24)$$

特性方程式の係数 a_k は, 次式のように K_P, K_I, K_D の線形関数で与えられるものとする.

$$a_k = b_k + c_k K_P + d_k K_I + e_k K_D \quad (25)$$

このとき, 式 (22), 式 (23) 及び式 (24) は, 次のように書きなおすことができる.

$$B_1 + C_1 K_P + D_1 K_I + E_1 K_D = 0 \quad (26)$$

$$B_2 + C_2 K_P + D_2 K_I + E_2 K_D = 0 \quad (27)$$

$$B_3 + C_3 K_P + D_3 K_I + E_3 K_D = 0 \quad (28)$$

ここで,

$$B_i = \sum_{k=0}^m (-1)^k b_k \omega_1^k U_{k-2+i}(\zeta_1), \quad i = 1, 2$$

$$C_i = \sum_{k=0}^m (-1)^k c_k \omega_1^k U_{k-2+i}(\zeta_1), \quad i = 1, 2$$

$$D_i = \sum_{k=0}^m (-1)^k d_k \omega_1^k U_{k-2+i}(\zeta_1), \quad i = 1, 2$$

$$E_i = \sum_{k=0}^m (-1)^k e_k \omega_1^k U_{k-2+i}(\zeta_1), \quad i = 1, 2$$

$$B_3 = \sum_{k=0}^m (-1)^k b_k \omega_2^k, \quad C_3 = \sum_{k=0}^m (-1)^k c_k \omega_2^k$$

$$D_3 = \sum_{k=0}^m (-1)^k d_k \omega_2^k, \quad E_3 = \sum_{k=0}^m (-1)^k e_k \omega_2^k$$

式 (26), 式 (27) 及び式 (28) から, 次式が得られる.

$$\begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ K_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & D_1 & E_1 \\ C_2 & D_2 & E_2 \\ C_3 & D_3 & E_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -B_1 \\ -B_2 \\ -B_3 \end{bmatrix} \quad (29)$$

式 (29) は三つの調整可能なパラメータ K_P, K_I, K_D と指定極 $-\omega_1 \zeta_1 \pm j\omega_1 \sqrt{1 - \zeta_1^2}, -\omega_2$ の関係を表している. そこで, 設計者は ζ_1, ω_1 および ω_2 の値を選ぶことにより, 調整可能なパラメータの値を決定することができる.

3.4 拡張パラメータ平面法による制御ゲイン設計

次に, 拡張パラメータ平面法を用いて, 位置 I-PD 制御系の制御ゲインの設計を行う.

設計手順をまとめると, 次のようになる.

設計手順

1. 指定する3つの極を $-\omega_2, -\omega_1 \zeta_1 \pm j\omega_1 \sqrt{1 - \zeta_1^2}$ とする.
2. 減衰係数 ζ_1 を決める.
3. $\omega_2 = \omega_1 = r\omega_a$ ($0 < r < 1$) とする.
4. 3つの極を特性方程式に代入し, 得られる3つの方程式を解くことによって K_P, K_I, K_D を求める.

第2項の減衰係数 ζ_1 についてはサーボ系の減衰係数としてよく用いられている値 0.85 を用いることにする. 次に第3項の r を決定する. ただし, r は制御帯域 ω_1 を反共振周波数 ω_a の何倍にするかを定める値である.

r を決定するために r を 0.1 ~ 0.9 まで 0.1 刻みで変化した際の根軌跡を図 7 に示す. ただし, $\omega_a = 490$ [rad/sec], $M_L = 65$ [kg] とした. 図中の○印はセミクローズドループ制御時における極を示し, ×印はクローズドループ制御時における極を表す.

図 7 の実軸付近に直線的に並んでいる3列の極が, r を 0.1 ~ 0.9 に変化した場合の指定極の変化を示す. 虚軸近くにある残りの2つの極は, r を大きくすると, 最初は複数平面の左側へ移動し, さらに大きくすると右側へ移動し虚軸に再び近づく. セミクローズドループ制御, クローズドループ制御のいずれの場合でも, 制御帯域 $0.4\omega_a, 0.5\omega_a, 0.6\omega_a$ のあたりで, 虚軸近くの2つの極は虚軸から遠ざかっており, 応答性は良くなる. これら3つの制御帯域の中では, $0.5\omega_a$ のとき, 虚軸近くの2つの極は, 虚軸からもっとも遠ざかつ

Fig. 7 Root loci of I-PD control system with respect to r

ている。

このように根軌跡を考慮して3つの極の配置を決定し、次に式(29)を解くことにより、3つの K_I, K_P, K_D が求まる。

4. 制御実験およびシミュレーション

前章の制御系設計において、セミクロズドループ制御、クロズドループ制御の両者について、制御帯域が $0.5\omega_a$ (すなわち $r=0.5$) のとき、応答性がよくなることを示した。

制御帯域が $0.5\omega_a$ の場合が実際に応答性が良いかを検討するため、制御帯域が $0.4\omega_a, 0.5\omega_a, 0.6\omega_a$ の場合のステップ応答実験およびシミュレーションを行った。出力が飽和しない範囲で行うため、ステップ幅は $0.5[\text{mm}]$ と小さくした。

また、セミクロズドループ制御、クロズドループ制御の比較も行った。ただし、出力が飽和しない範囲で行うため、ステップ幅は $0.5[\text{mm}]$ と小さくした。

セミクロズドループ制御の実験結果とシミュレーション結果を図8, 図9に、クロズドループ制御の実験結果とシミュレーション結果を図10, 図11に示す。

図8～図11の比較より、制御帯域が $0.5\omega_a$ はほかの制御帯域 $r\omega_a$ ($r=0.4, 0.6$) と比べて、応答性が良く、実験結果とシミュレーション結果がほぼ一致していることが分かった。また、制御帯域を上げ過ぎると明らかに振動的になっていることが分かった。

図12, 図13には目標値近傍の応答の拡大図を示す。図12は、セミクロズドループ制御の場合であり、弾性や摩擦の影響により負荷側に定常偏差が残った状態で整定してしまう。帯域 $0.4\omega_a$ の場合の負荷側には行き過ぎはないが、これは目標値近傍でモータ側の応答より負荷側の応答が遅れているため、モータ側が先に整定してしまうからである。帯域 $0.5\omega_a$ の場合では、モータ側と負荷側の応答がほぼ同じであるためモータの行き過ぎにつられる状態で負荷側も多少の行き過ぎが生じてしまう。帯域 $0.6\omega_a$ の場合では、負荷側の応答の方が早くなっているため、モータ側より大きく行き過ぎてしまい振動的な挙動となっている。負荷側の整定時間を目標値の $\pm 5\%$ 以内に入る時刻とする場合、帯域 $0.5\omega_a$ の場合が整定が一番早いことになる。帯域 $0.6\omega_a$ の場合は図からも分かるように $\pm 1\%$ の範囲を一度行き過ぎてしまうために、その分だけ帯域 $0.5\omega_a$ の場合より遅くなる。

図13は、クロズドループ制御の場合であるため、どの場合でも摩擦力を補償するトルクが入力され、負荷側の定

Fig. 8 Semi-closed loop(motor side)

Fig. 9 Semi-closed loop(load side)

Fig. 10 Closed loop(motor side)

Fig. 11 Closed loop(load side)

Fig. 12 Responses in near-target region(semi-closed loop)

Fig. 13 Responses in near-target region(closed loop)

常偏差はゼロとなっている。行き過ぎ量は、セミクローズドループ制御の場合より大きく出てしまっている。整定時間についてセミクローズドループ制御と同様のことが言え、帯域 $0.5\omega_a$ の場合が一番早い。また、クローズドループ制御とセミクローズドループ制御を比較した場合は、どの制御帯域でも若干クローズドループ制御の方が整定時間が遅い。

5. 結 論

ボールねじ駆動系の位置決めを目的として、極配置を考慮した制御ゲイン設計法を提案し、実験によりその有効性を確認した。得られた結果は次の通りである。

(1) ボールねじを用いた送り駆動機構およびレーザー測長器よりなる実験システムを構築し、開ループ周波数応答実験より、ねじ軸の軸方向の弾性を主要因とする振動を確認し、モータ側慣性と負荷側慣性がねじ軸軸方向の弾性により結合された2慣性モデルを導出した。

(2) 上述の2慣性モデルに基づいて、セミクローズドループとクローズドループにそれぞれ対して位置 I-PD 制御系の設計を行い、外乱が与える影響についても論じた。次に、セミクローズドループ制御とクローズドループ制御に対して統一的に拡張パラメータ平面法に基づく設計を行い、ボールねじ送り駆動系の I-PD 制御系に対する新しい制御ゲイン設計法を提案した。

(3) 提案した設計法より求めたゲインを用いて、実機でステップ応答実験を行い、実験結果とシミュレーション結果がほぼ一致することを示した。また、本設計法で与えたゲインは、ステップ応答についても良い応答を与えるゲインであることを示した。すなわち、本設計法は、ボールねじ駆動系のセミクローズドループ位置 I-PD 制御系およびクローズドループ位置 I-PD 制御系の両者に対しても有効な設計法である。

参 考 文 献

- 1) 章国光, 古荘純次, 梶谷誠: "反共振・共振特性によるサーボ制御系の設計"; 日本機械学会論文集 (C 編), **64**, 619(1998)880.
- 2) Luh.J.Y.S: "Conventional Controller Design for Industrial Robots-A Tutorial", IEEE Trans.On Sys.Man and Cyb., **SMC - 13**,3(1983)298.
- 3) G. Zhang and J. Furusho: "Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control"; IEEE Transactions on Industrial Electronics, **47**,3(2000)603.
- 4) G. Zhang and J. Furusho: "Control of Robot Arms Using Joint Torque Sensors"; IEEE Control Systems Magazine, **18**,1(1998)48.
- 5) J.Furusho,H.Nagao and M.Naruse: Multivariable Root Loci of Control Systems of Robot Manipulators with Flexible Driving Systems(Distortion Feedback); JSME International Journal, Ser3, **35**,1(1992)65.
- 6) 井澤 實 編著: 精密位置決め技術-その設計テクニック; 工業調査会 (1990).
- 7) 垣野, 松原, 他4名: NC工作機械における送り駆動系のトータルチューニングに関する研究 (第1報) - 送り駆動機構のモデル化とパラメータの同定 -, 精密工学会誌, **60**,8(1994)1097.
- 8) 垣野, 松原, 他4名: NC工作機械における送り駆動系のトータルチューニングに関する研究 (第2報) - 1軸サーボパラメータチューニング -, 精密工学会誌, **61**,2(1995)268.
- 9) 山崎, 栗原, 堤: モデルマッチング法を用いた数値制御工作機械送り駆動系の多軸制御, 精密工学会誌, **65**,5(1999)704.
- 10) G.Zhang, and J.Furusho: An Extended Parameter Plane Method (I - Linear Continuous Systems), Proc. of the 1999 IEEE/ASME Int. Conf. on Advanced Intelligent Mechatronics, (1999)770.
- 11) D.D.Siljak, "Analysis and Synthesis of Feedback Control Systems in the Parameter Plane", Part I, IEEE Trans, on Application and Industry, **83**, (1964)449.