

高分解能エンコーダと負荷側状態変数を用いた2慣性系の制振制御

山田翔太*, 藤本博志, 堀洋一 (東京大学)

Vibration Suppression Control of Two-Inertia System using Load-Side State Variables
with High-Resolution Encoder

Shota Yamada*, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

For high-precision control of a two-inertia system, position information of both the drive side and the load side is usually required for obtaining high control bandwidth. In order to reduce the implementation cost and space, a novel control method, which employs the load side information only, is proposed using a high-resolution encoder which can measure not only position but also velocity, acceleration and jerk. Simulation and experimental results demonstrate that the comparable performance can be obtained by the proposed method.

キーワード：高速高精度位置決め, 2 慣性系, 状態フィードバック制御, コロケーション, 高分解能エンコーダ
(Fast and precise positioning, Two-inertia system, State feedback control, Collocation, High-resolution encoder)

1. 序 論

メカトロニクス制御技術が発展し制御系の応答速度が飛躍的に向上したため、機械系の共振を加振してしまい、制御性能が劣化する問題が発生している⁽¹⁾。特に工作機械に用いられる精密位置決めステージ、ロボットのアームやレッグ、圧延機といったアクチュエータと負荷が剛性の低い機械系で接続された機構では、振動による制御性能の劣化が顕著なため、産業界では応答速度を損なわずに振動を抑制する高帯域な制振制御法が求められている。

このような共振による問題を持つ機構の特性を表現したモデルとして、2つの剛体が剛性の低い軸で接続された2慣性系がよく知られている。2慣性系では軸ねじれ振動が制御性能を劣化させるため、共振比制御や状態フィードバックを用いた制振制御など多くの研究がなされている^{(2)~(5)}。

先行研究では、2慣性系の高帯域制御を可能にするためには駆動側と負荷側の双方の情報が必要とされている⁽⁶⁾。本研究では、近年利用の広がっている高分解能エンコーダを負荷側に適用し高次状態変数を検出することにより、駆動側情報を用いない高帯域制御を提案する。本提案法は、ノンコロケート系となる負荷側で位相遅れの回復した情報を検出することにより負荷側情報のみでの制振制御を可能にする。シミュレーションと実験により、本提案法の有効性を示す。

2. 2 慣性系のモデル化

駆動モータの慣性モーメント、粘性摩擦係数、入力トルクを J_M, D_M, T_M とし、負荷側の慣性モーメント、粘性摩擦係数、トルクを J_L, D_L, T_L 、軸ねじれ剛性を K とすると、2慣性系のブロック線図は図1となる。理論的考察を見通しのよいものにするため、 D_L, D_M を無視して考えると、入力トルクから駆動側角度、負荷側角度までの伝達関数はそれぞれ式 (1), (2) により与えられる⁽¹⁾。

$$\frac{\theta_M}{T_M} = \frac{1}{J_M s^2} \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \omega_p^2} \dots \dots \dots (1)$$

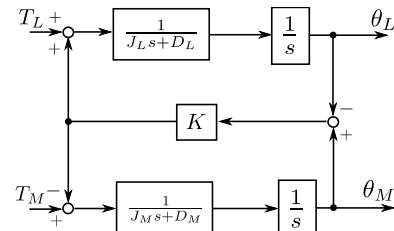


図1 2 慣性系のブロック線図

Fig. 1. Block diagram of two-inertia system.

$$\frac{\theta_L}{T_M} = \frac{1}{J_M s^2} \frac{\omega_z^2}{s^2 + \omega_p^2} \dots \dots \dots (2)$$

なお、共振角周波数 ω_p は式 (3)、反共振角周波数 ω_z は式 (4) で与えられる。

$$\omega_p = \sqrt{K \left(\frac{1}{J_M} + \frac{1}{J_L} \right)} \dots \dots \dots (3)$$

$$\omega_z = \sqrt{\frac{K}{J_L}} \dots \dots \dots (4)$$

式 (1), (2) より、 $\frac{\theta_M}{T_M}$ には反共振が存在するが、 $\frac{\theta_L}{T_M}$ には反共振が存在しないことが分かる。

$\frac{\theta_M}{T_M}, \frac{\theta_L}{T_M}$ のボード線図を図2に示す。図2から、 $\frac{\theta_M}{T_M}$ (破線) では、反共振があるため共振周波数を超えても位相は 180 deg 遅れないが、 $\frac{\theta_L}{T_M}$ (実線) では反共振が存在しないため、共振周波数を超えると位相が 180 deg より遅れることがわかる。そのため、最終位置決めをしたい負荷側からのフィードバック帯域はこの共振によって制限される。

フィードバック帯域を共振周波数より高く設定すると安定性を失うという問題は、一般にノンコロケート系で生じる⁽⁷⁾。コロケート系とは駆動入力と相対変位なく検出できるようにセンサが配置された系を言い、ノンコロケート系とは相対変位を伴う情報を検出する系、例えば軸ねじれが生じる2慣性系で負荷側にセンサが配置された系を言う。一般にノンコロケート系では、相対変位が生じた情報をコ

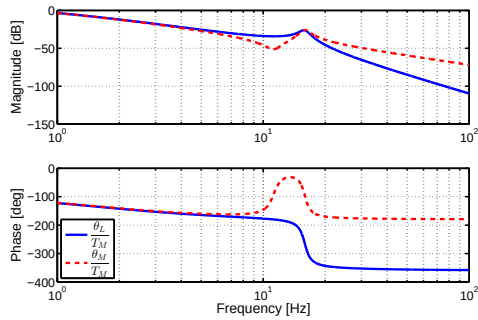


図2 入力トルクから駆動側角度，負荷側角度への周波数特性

Fig. 2. Frequency response of two-inertia system from torque input to motor-side angle and load-side angle.

ントローラにフィードバックすることになるため，高ゲインにすると安定性の確保が難しい。

3. 2 慣性系の制御に関する先行研究

2 慣性系の各制御法の比較を表1に示す。表1について，極配置が可能な場合に Pole assignment に Possible，サーボ条件を満たしている場合，Servo に✓を付けて整理した。極配置が可能な場合，制御系設計の自由度が広がり，性能を上げやすい。負荷側位置に対して積分制御をしサーボ条件を満たすことで，モデル化誤差が生じて安定性を失わない限り定常偏差を零にすることができる。

〈3・1〉デュアルループ制御 産業界では低コスト化への要求から2慣性系を1つの剛体としてみなし，負荷側位置の精度を犠牲にしながらも安定性の確保がしやすい，セミクロズド制御が行われていた。しかし近年，エンコーダの低コスト化や最終位置決め精度への要求の高まりから，アウトーループとして負荷側位置をフィードバックするデュアルループ制御が行われるようになった⁽⁷⁾。

〈3・1・1〉P-PI制御 現在産業界では図3のようにコロケート系である駆動側で速度制御をして高帯域の内側ループを組み，負荷側の位置をアウトーループとしてフィードバックし制御系を組むことが一般的である。このP-PI制御系を従来法1とする。負荷側のフィードバック帯域を高くするためには，図3のようにコロケートの取れている駆動側における速度制御が必要とされる。P-PI制御は各ゲインと制御性能との関係性が明瞭であるため，現場での適用が容易である。しかし，任意に極配置をできないため元のプラントの共振極の影響が残りやすい。

〈3・1・2〉セミデュアルループ制御 駆動側エンコーダを削減することによるコストやスペースの削減を狙い近年提案された手法がセミデュアルループ制御である⁽⁸⁾。負荷側エンコーダの情報をを用いたオブザーバにより，駆動側速度を推定しフィードバックするI-PI制御を行う。駆動側エンコーダを削減することによるメリットを得られる点は，後に本稿で提案する手法と同じである。しかし本手法はオブザーバを用いるため推定遅れの影響を受けることに加え，極配置をすることができないという問題がある。

〈3・2〉状態フィードバック制御 全状態変数をフィー

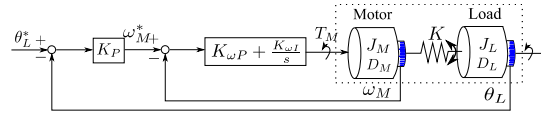


図3 P-PI制御（従来法1）のブロック線図
Fig. 3. Block diagram of the conventional 1 method.

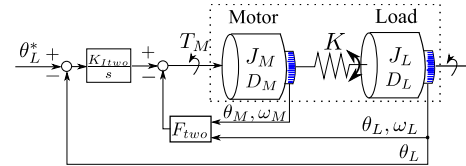


図4 2つのエンコーダを用いた状態フィードバック制御（従来法2）のブロック線図
Fig. 4. Block diagram of the conventional 2 method.

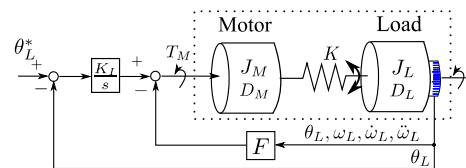


図5 提案法のブロック線図
Fig. 5. Block diagram of the proposed method.

ドバックすることで，振動を抑制するような極配置が可能になる⁽⁵⁾。状態フィードバック制御は全状態変数を要するため，オブザーバが用いられることが多い。オブザーバを用いることによりエンコーダの削減が可能になるが，推定遅れやモデル化誤差により制御性能が劣化する。

一方，駆動側と負荷側双方にエンコーダを取り付け，駆動側位置，速度及び負荷側位置，速度を検出し状態フィードバックする制御法がある。一般に，遅れが少なくなりオブザーバを用いた手法よりも制御性能がよくなると考えられるため，この2つのエンコーダを用いる手法を制御性能の比較対象として従来法2とする。従来法2のブロック線図を図4に示す。

また，従来法2のように駆動側位置と負荷側位置の双方を用いる制御は，両位置の原点が一致しているものとして制御するが，実際にはエンコーダの取り付け誤差等によって生ずるずれがある。このずれにより制御性能の劣化や不安定化が生じる。産業界で広く用いられているP-PI制御は，駆動側速度と負荷側位置を用いた制御系であるため，この問題を回避した制御法となっている。そのため，駆動側位置と負荷側位置の双方を用いない制御であることは実用性という観点から重要である。

4. 負荷側状態変数のみを用いた状態フィードバックによる制振制御

〈4・1〉駆動側情報を必要としない理由 式(1)，(2)に示した両伝達関数の相対次数に着目してみると， $\frac{\theta_M}{T_M}$ は相対次数が2次であるため，速度までは1次となる。積分補償を行うことを前提とすると，相対次数が1次であることが位相が90 degより遅れないためには必要である。一方， $\frac{\theta_L}{T_M}$ は相対次数が4次であるため位相が180 degより遅れ，高い制御帯域を実現することができない。しかし負荷側の

表 1 2 慣性系の各制御法の比較

Table 1. Comparison of control methods of two-inertia system.

	Motor-side encoder	Load-side encoder	Pole assignment	Servo
P-PI (Conv1)	Required	Required	Impossible	×
Semi-dual loop control ⁽⁸⁾	Unrequired	Required	Impossible	✓
State feedback by observer ⁽⁵⁾	Required	Unrequired	Possible	×
State feedback by encoders(Conv2)	Required	Required	Possible	✓
Proposed	Unrequired	Required	Possible	✓

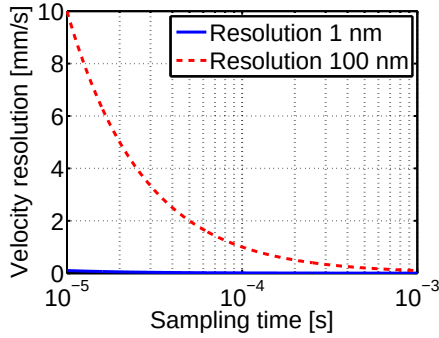


図 6 後進差分により検出した速度の分解能

Fig. 6. Velocity resolution by backward difference.

ジャークまで検出できる場合相対次数が 1 次となり、積分補償を前提とした制御系を組め、負荷側状態変数のみで 2 慣性系の制振制御が可能になる。

図 6 に位置の分解能が 1 nm と 100 nm の場合の後進差分により検出した速度の分解能の比較を示す。サンプリング周期を大きくすることにより差分後の分解能を改善できるが、位相遅れを伴い制御性能を劣化させる。高次状態変数の検出は高階差分を要するため更に困難であるが、近年急速に進むエンコーダの高分解能化により、高次状態変数の検出が可能になってきた。提案法は、高分解能エンコーダの適用で可能になるジャーク検出により、ノンコロケート系である負荷側において位相遅れを回復させ、コロケート系である駆動側と同じ条件を作り出している。

〈4・2〉 提案法の利点 表 1 に示したように提案法には、オブザーバを用いないため遅れが少なく制御性能の劣化が少ない、負荷側位置を直接検出し積分制御をしているためサーボ条件を満たす、極配置が可能、駆動側位置と負荷側位置のずれによる制御性能の劣化の問題を回避しているという利点を持つ。なお、アクチュエータとして AC モータを用いる場合には、ベクトル制御のため駆動側にエンコーダが必要になるが、従来のエンコーダよりコストのかからない低分解能なエンコーダを用いることができる。

〈4・3〉 提案法の設計 式 (2) の伝達関数は 4 次であるため、4 つの状態変数 $\mathbf{x} = [\theta_L \ \omega_L \ \dot{\omega}_L \ \ddot{\omega}_L]^T$ を用いて式 (2) を状態空間表現すると、式 (5)–(10) を得る。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}T_M, y = \mathbf{c}\mathbf{x} \dots \dots \dots (5)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6)$$

$$A_{42} = -\frac{K}{J_M J_L} (D_M + D_L) \dots \dots \dots (7)$$

$$A_{43} = -\left(\frac{K}{J_L} + \frac{D_M D_L}{J_M J_L} + \frac{K}{J_M} \right) \dots \dots \dots (8)$$

$$A_{44} = -\left(\frac{D_L}{J_L} + \frac{D_M}{J_M} \right) \dots \dots \dots (9)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K}{J_M J_L} \end{bmatrix}^T, \mathbf{c} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (10)$$

次に図 5 のように状態フィードバックと、新たな状態変数 x_I を用いて、負荷側角度 θ_L に対して定常偏差が無くなるよう積分補償を行う。なお、 K_I は積分ゲイン、 θ_L^* は負荷側角度指令値である。

$$T_M = -\mathbf{F}\mathbf{x} + x_I \dots \dots \dots (11)$$

$$x_I = \frac{K_I}{s} (\theta_L^* - \theta_L) \dots \dots \dots (12)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ x_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{F} & \mathbf{b} \\ -K_I \mathbf{c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ x_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ K_I \end{bmatrix} \theta_L^* \dots \dots (13)$$

この新たな拡大行列の極を振動の減衰が大きくなるよう配置することによって制振制御が実現される。

5. 実験機について

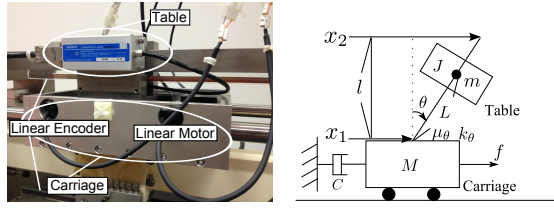
〈5・1〉 実験機特性 ステージへの産業応用を考え、図 7(a) に示す精密位置決めステージを用いる。この実験機は、図 7(b) のように駆動側 (Carriage) と負荷側 (Table) の 2 慣性系にモデリングでき、駆動側と負荷側にそれぞれ 1 nm の分解能のリニアエンコーダが備えられている。

入力から駆動側位置 x_1 までの伝達関数 $\frac{X_1}{F}$ 、入力から負荷側位置 x_2 までの伝達関数 $\frac{X_2}{F}$ はそれぞれ、式 (14)–(16) となる。

$$\frac{X_1}{F} = \frac{b_{12}s^2 + b_{11}s + b_{10}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \dots \dots \dots (14)$$

$$\frac{X_2}{F} = \frac{b_{22}s^2 + b_{21}s + b_{20}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \dots \dots \dots (15)$$

$$\begin{cases} a_4 = MmL^2 + MJ + mJ \\ a_3 = M\mu_\theta + m\mu_\theta + (mL^2 + J)C \\ a_2 = Mk_\theta + mk_\theta - MmgL - m^2gL + \mu_\theta C \\ a_1 = (k_\theta - mgL)C \\ b_{22} = mL^2 + J - mLl \\ b_{12} = mL^2 + J \\ b_{21} = b_{11} = \mu_\theta \\ b_{20} = b_{10} = k_\theta - mgL \end{cases} \dots \dots \dots (16)$$



(a) Experimental setup of precise positioning stage. (b) Model of the experimental setup.

図 7 精密位置決めステージ実験機とモデル

Fig. 7. Experimental setup of precise positioning stage and its model.

表 2 実験機の各パラメータの値

Table 2. Parameters of the experimental setup.

Carriage mass M	7.7	kg
Table mass m	5.3	kg
Table Inertia J	1.5×10^{-2}	kgm^2
Viscosity C	24	$\text{N}/(\text{m}/\text{s})$
Spring constant k_θ	1.7×10^3	Nm/rad
Decay constant μ_θ	0.20	$\text{Nm}/(\text{rad}/\text{s})$
Length L	9.2×10^{-2}	m
Length l	8.5×10^{-2}	m
Thrust coefficient K_t	27	N/A

また、伝達関数 $\frac{X_1}{F}$, $\frac{X_2}{F}$ の周波数特性は、それぞれ図 8, 9 のようになる。実線は測定結果であり、破線は式 (14)–(16) に基づいてフィッティングしたものである。同定した各パラメータを表 2 に示す。 $\frac{X_1}{F}$ は反共振周波数が共振周波数よりも低いため、位相が 180 deg より遅れない。しかし、 $\frac{X_2}{F}$ は、第 2 章で考察した 2 慣性系とは異なり反共振を持っているものの、共振周波数が反共振周波数よりも小さいため、位相が 180 deg より遅れ、負荷側フィードバック帯域が共振によって制限されるという同様の問題を持つ。

〈5・2〉 提案法の実験機への適用 状態変数を $z = [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4]^T$ とし、 $z_4 = sz_3 = s^2z_2 = s^3z_1$ と微分の関係となるように、可制御正準形で実験機を状態空間表現する。実験機では式 (15) の零点の影響で第 2 章で考察した 2 慣性系と異なり、出力方程式において $c' = [\frac{b_{20}}{a_4} \ \frac{b_{21}}{a_4} \ \frac{b_{22}}{a_4} \ 0] = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ 0]$ となるため、 z_1 が出力である負荷側位置 x_2 と一致しない。シミュレーションや実験では、 x_2 から z_1 へ式 (17) で変換し、順次差分により z_2, z_3, z_4 を求め状態フィードバックする。この変換により、図 1 に示したプラントに關しての今までの考察を実験機に適用できる。

$$\frac{Z_1}{X_2} = \frac{1}{c_3s^2 + c_2s + c_1} \dots\dots\dots (17)$$

6. シミュレーションによる提案法と従来法の比較

図 7(b) に示した精密位置決めステージのモデルに対して、シミュレーションにより従来法 1, 2 及び提案法の 3 手法の比較を行う。従来法 1, 2 は駆動側及び負荷側で 2 つエンコーダを用いる制御であり、提案法は負荷側のみエンコーダを用いる制御であるため、同等の制御性能を示した場合、提案法に優位性がある。

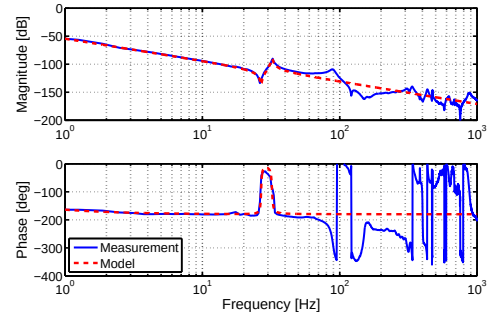


図 8 実験機の入力から駆動側位置までの周波数特性

Fig. 8. Frequency response of the experimental setup from input to motor-side position.

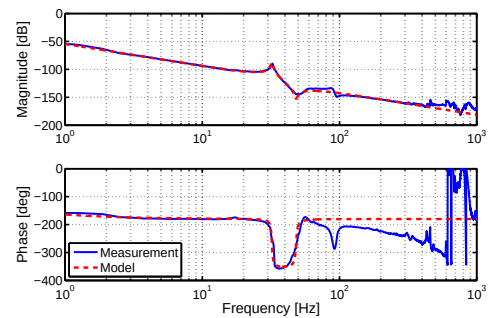


図 9 実験機の入力から負荷側位置までの周波数特性

Fig. 9. Frequency response of the experimental setup from input to load-side position.

〈6・1〉 シミュレーション条件 公平な比較のためそれぞれ位相余裕が等しくなるように設計し帯域を比較する。速度、加速度、ジャークは、分解能 1 nm のエンコーダによって検出される位置の 5 kHz の 1 階後進差分、2 階後進差分、3 階後進差分で得た。速度にはカットオフ周波数 2 kHz で 2 次の LPF を 1 段、加速度には 2 段、ジャークには 3 段入れた。なお、全て制御周期は 5 kHz で制御器を離散化している。

まず、従来法 1 の設計として速度制御系の帯域を 80 Hz、位置制御系の帯域を 5.2 Hz とした。このとき位相余裕は 45 deg となった。次に、従来法 2 と提案法では任意に極配置可能だが、位相余裕が 45 deg となるように閉ループ極を重根配置する。

〈6・2〉 制御帯域とステップ応答の比較 シミュレーションの結果を図 10–12 に示す。図 10, 11 より、位相余裕は全て 45 deg で、帯域は従来法 1 が 5.2 Hz、従来法 2 と提案法が 9.2 Hz となった。

図 12 にステップ目標値応答による比較を示す。提案法では従来法 1 のステップ応答で見られる振動を抑制できている。また、高帯域化により速応性が改善した。また、従来法 2 と同等の制御性能を示した。

7. 実験による提案法と従来法の比較

〈7・1〉 ステップ応答の比較 実験の各条件はシミュレーションの条件と同じものとした。ステップ目標値応答の実験結果を図 13 に示す。実験結果は図 12 に示したシミュ

表 3 シミュレーションと実験による提案法と従来法 1, 2 の各制御性能の比較

Table 3. Comparison of various performance of the proposed method and the conventional methods in simulations and experiments.

	Phase margin [deg]	Bandwidth [Hz]	2% settling time of reference response in simulation [ms]	2% settling time of reference response in experiment [ms]	Max amplitude of disturbance response in experiment [μm]
Conv1	45	5.2	390	130	20
Conv2	45	9.2	70.1	74.2	6.1
Prop	45	9.2	57.2	66.1	5.1

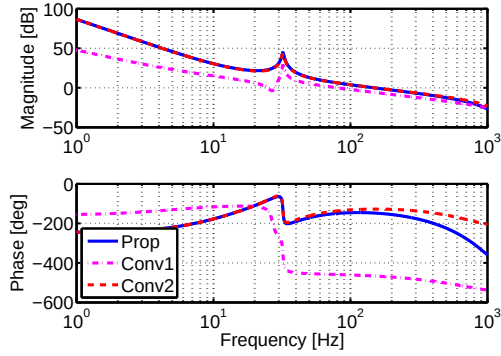


図 10 提案法と従来法 1, 2 の開ループ特性の比較
Fig. 10. Comparison of open-loop characteristics.

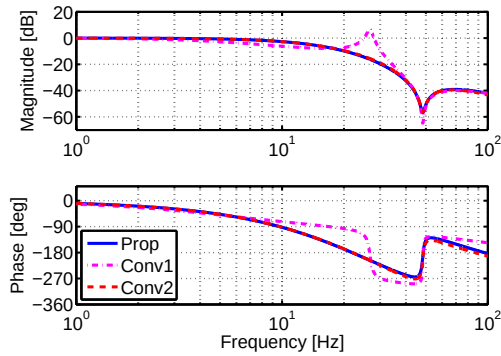


図 11 提案法と従来法 1, 2 の閉ループ特性の比較
Fig. 11. Comparison of closed-loop characteristics.

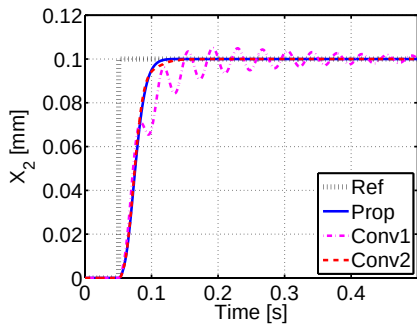


図 12 シミュレーションによるステップ目標値応答の比較
Fig. 12. Comparison of the proposed method and the conventional methods by step response in simulation.

レーション結果とよく一致している。提案法は状態フィードバックにより重根極配置しているために振動せず追従できており、また速応性もよく従来法 1 に対する優位性が示

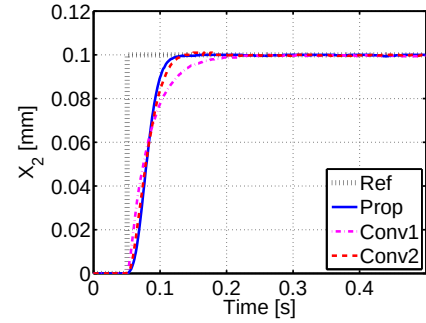


図 13 実験によるステップ目標値応答の比較
Fig. 13. Comparison of step response in experiment.

された。シミュレーションで見られた従来法 1 の振動が実験で見られなくなったのは、非線形摩擦によるものと考えられる。

〈7・2〉 外乱応答の比較 フィードバック制御の性能評価をしているため、外乱抑圧性能は重要な指標の 1 つである。入力端外乱応答の実験結果を図 14 に示す。外乱としてインパルス外乱を模擬し、0.020 s から 0.030 s の間、 -10 N の一定の入力端外乱を与えた。従来法 1 は提案法に比べ帯域が低いため、外乱応答の最大振幅が大きく、収束が遅い。

〈7・3〉 提案法の優位性とその課題 シミュレーションや実験による従来法 1, 2, 提案法の各制御性能の比較を表 3 に示す。提案法は駆動側エンコーダを削減しながらも、位相余裕を等しく設計した状態で、目標値応答の 2% 整定時間及び入力端外乱に対する負荷側位置の最大振幅において従来法 1, 2 に比べ優位性が示された。

また、実験機の状態変数 $z = [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4]^T$ のうち、 z_3, z_4 のシミュレーションと実験の結果を図 15, 16 に示す。なお、図 15, 16 の z_3, z_4 は第 6 章で設計した LPF を通した後のものを示している。 z_3, z_4 はそれぞれ、2 階差分, 3 階差分で得られるので、図 1 に示した 2 慣性系をプラントとした場合には、加速度とジャークに相当するものである。図 15, 16 より、加速度相当の z_3 は比較的正確に検出できているが、ジャーク相当の z_4 はノイズの影響を受けている。

8. まとめ

近年様々な分野で利用が広がっている高分解能エンコーダを 2 慣性系の負荷側に適用することで、負荷側状態変数のみを用いた制振制御法を提案した。従来 2 慣性系の高帯域な制御を可能にするためには駆動側情報と負荷側情報の双方が必要と考えられていたが、本研究は駆動側情報を用いない高帯域制御を可能にする。

本提案法は駆動側エンコーダを削減することができた

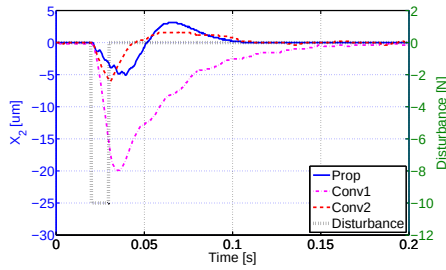


図 14 実験による入力端外乱応答の比較

Fig. 14. Comparison of Proposed method and Conventional methods by input disturbance response in experiment.

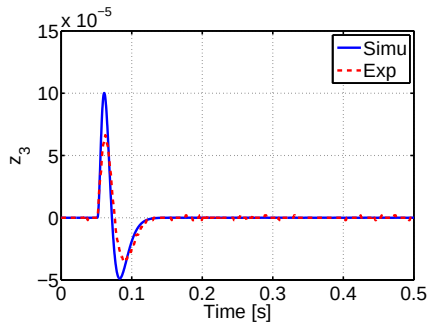


図 15 図 12,13 時の提案法における 2 階差分で得られる状態変数の比較

Fig. 15. Comparison of state variable detected by second order differential in simulation and experiment.

め、コストの削減やメンテナンスの負担の軽減、省配線化のメリットが得られる実用的な手法である。提案法は、オブザーバを用いないため遅れが小さく制御性能の劣化が少ない、負荷側位置を直接検出し積分制御をしているためサーボ条件を満たす、状態フィードバックをしているため極配置が可能、駆動側位置と負荷側位置のずれによる制御性能の劣化の問題を回避しているという利点を持つ。そして本提案法は 2 慣性系を対象とするものであるため、産業用、福祉用ロボットや工作機械等、幅広い応用対象を持つ。

またシミュレーションと実験により、一般的に用いられている P-PI 制御や駆動側及び負荷側で 2 つのエンコーダを用いて状態フィードバックする制御との比較を行うことで、1 つのみのエンコーダによる提案法の有効性を示した。

この精密位置決めステージ実験機はノイズの少ない理想的な特性を持っているが、第 7 章で述べたように、アプリケーションによっては 3 階差分によって増幅されたノイズが制御性能の劣化を招くと考えられる。そこで今後は、高分解能エンコーダシステムの適用⁽⁹⁾や効率的な多項式近似による手法⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾等を用いて、正確な高次状態変数を検出し制御性能を向上させていく。

参考文献

- (1) Yoichi Hori: “2-Inertia System Control using Resonance Ratio Control and Manabe Polynomials”, *Trans. IEE of Japan. IA*, Vol. 114-D, No. 10, (1994) (in Japanese).
- (2) Guoguang Zhang, Junji Furusho: “Speed Control of

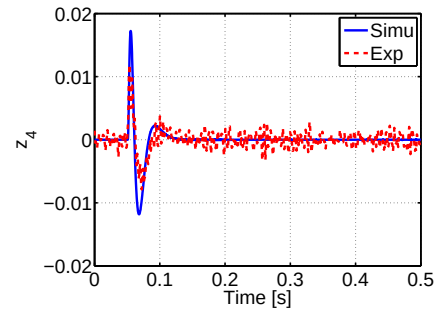


図 16 図 12,13 時の提案法における 3 階差分で得られる状態変数の比較

Fig. 16. Comparison of state variable detected by third order differential in simulation and experiment.

- Two-Inertia System by PI/PID Control”, *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 47, No. 3, pp. 603–609, (2000).
- (3) Krzysztof Szabat, Teresa Orłowska-Kowalska: “Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks—Comparative Study”, *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 54, No. 2, pp. 1193–1206, (2007).
- (4) Kazuaki Yuki, Toshiyuki Murakami, Kouhei Ohnishi: “Vibration Control of a 2 Mass Resonant System by the Resonance Ratio Control”, *Trans. IEE of Japan. IA*, Vol. 113-D, No. 10, (1993) (in Japanese).
- (5) Yoichi Hori: “2-Mass System Control based on Load-Side Acceleration Control and State Feedback”, *Trans. IEE of Japan. IA*, Vol. 125-D, No. 5, (1992) (in Japanese).
- (6) Jia-Sheng Hu, Feng-Rung Hu: “Analysis and Design to the Asymptotic Behavior of the Semi/Full/Dual-closed Loop Feedback Position Control System”, *Proc. of the SICE Annual Conference 2012*, pp. 1096–1101, (2012).
- (7) Fumitoshi Sakai, Masatoshi Hikizu, Yoshitsugu Kamiya, Hiroaki Seki: “Precision Positioning Which Contains Flexible Mechanical System : Fusion of Semi-closed and Full-closed Loop Control”, *J. JSPE*, Vol. 66, No. 9, (2000) (in Japanese).
- (8) Michael Ruderman, Wataru Maebashi, Makoto Iwasaki: “Semi-dual Loop Control of Two-Mass Actuator System using Luenberger State Observer”, *Proc. of the 39th Annual Conference of the IEEE Ind. Electron Society (IECON-2013)*, pp. 6561–6556, (2013).
- (9) Masato Kanematsu, Hongzhong Zhu, Takayuki Miyajima, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori, Susumu Makinouchi, Ryosuke Kido: “Angular Acceleration Detection Method by Ultra-high Resolution Encoder with Hybrid Sampling Time for Automotive Motor application”, *Proc. IEE of Japan Technical Meeting Record*, RM-13-72, LD-13-82, HCA-13-048, (2013) (in Japanese).
- (10) R.J.E. Merry, M.J.G. van de Molengraft, M. Steinbuch: “Velocity and acceleration estimation for optical incremental encoders”, *Mechatronics* 20, pp. 20–26, (2010).
- (11) Hongzhong Zhu, Toshiharu Sugie: “Velocity estimation of motion system based on low-resolution encoders”, *ASME Trans. Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, Vol. 135, No. 011006, (2013).