

仮想粘性による和と差のモード分離に基づく 工作機械のツインドライブ機構に対する高精制御： 2 慣性系における仮想粘性のフィードフォワードの実現

藤本浩太*, 藤本博志 (東京大学)
伊佐岡慶浩, 寺田祐貴 (DMG 森精機)

High Precision Control for Twin-Drive System of Machine Tool Based on Mode Decoupling with Virtual Viscosity: Feedforward Realization of Virtual Viscosity on Two-Inertia System

Kota Fujimoto*, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)
Yoshihiro Isaoka, Yuki Terada (DMG MORI CO., LTD.)

The coupling force significantly affects the tracking performance of machine tool with twin-drive stage, which is moved with two motors loaded in parallel. In this paper, the mode decoupling model to center-of-mass coordination is derived by adding virtual viscosity as controller input. The virtual viscosity is realized with discretized velocity trajectory based on numerical difference. The proposed method is experimentally verified, and the tracking error is decreased by 12.1% compared to the conventional method.

キーワード：工作機械, ツインドライブ機構, モード分離, マルチレートフィードフォワード制御
(machine tool, twin-drive stage, mode decoupling, multirate feedforward control)

1. 序論

近年, 図 1 に示す工作機械の大型化が進んでいる。工作機械のステージは従来 1 つのモータにより駆動がなされている。一方, 大型のステージではさらに高精度の加工を実現するために, 図 2 に示す 2 つのモータを並行に配置することでステージを駆動するツインドライブ機構が採用されている。これを踏まえ, 多くの研究者が並行ツインドライブ機構の精密制御に関する研究を行うに至っている。

一般に, 工作機械の動作は高速, かつ高精度であることが求められる。フィードフォワード (FF) 制御は高速な追従を達成するために用いられ, 様々な研究が進められている⁽¹⁾⁽²⁾。一方, より高精度な動作を実現するためにはフィードバック (FB) 制御が用いられる⁽³⁾。また非線形要素であるバックラッシュの補償を行うことで制御性能を向上させる研究も多数存在する⁽⁴⁾。しかしながら, 図 1 に示すツインドライブ機構を有する工作機械においては, その高速・高精度化を妨げる大きな要素として軸間の干渉力が存在し, 以上の研究は明示的にこの問題に対処していない。

干渉力は様々な系において存在し, 多数の研究者がこれらの問題の解決を試みている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。文献 (6) は自己共振相殺制御 (Self-Resonance Cancellation: SRC) と呼ばれる 1 入力 2 出力系において共振の抑制と位相余裕を独立に決定可能とする制御手法を提案しているが, これは 2 入力系であるツインドライブ機構を対象とした手法ではない。文献 (7)

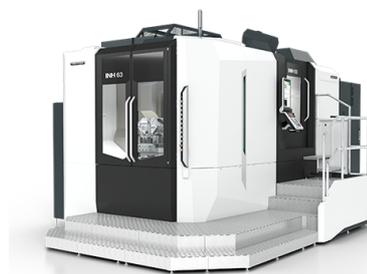


図 1 メーカーで広く用いられる工作機械の例

Fig.1: Example of machine tool widely used in manufacturing⁽⁵⁾.

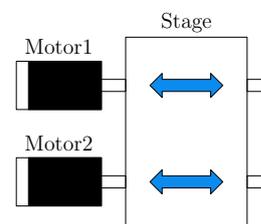


図 2 工作機械の並行ツインドライブ機構の概念図

Fig.2: System schematics of parallel twin-drive stage in machine tool.

は複数のアクチュエータを用いる高精ステージにおける非干渉制御を提案しているが, これは並進方向のアクチュエータと回転方向のアクチュエータを前提としており, 並

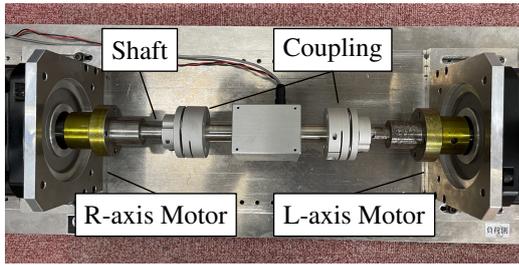


図3 提案法の検証実験で使用する2慣性系

Fig.3: Two-inertia system utilized for experimental validation of proposed method

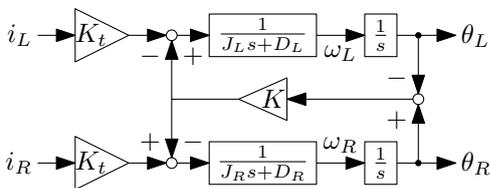


図4 2慣性系のブロック線図

Fig.4: Block diagram of two-inertia system

進方向のアクチュエータが2つある場合の解析となっていない。工作機械と同様に並進方向のアクチュエータを2つ有する系にガントリーステージがあり、その干渉力の抑制に関する検討は広く進められている⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。文献(8)は干渉力を含むモデル化の困難な要素を全て外乱として扱い、その外乱に対してスーパーツイスティングスライディングモード制御を適用することによって誤差を低減する手法を提案している。本手法により干渉力を考慮することが可能になる一方、モデル化を試みる手法と比較する際は精度が落ちてしまう場合があるという欠点が存在する。文献(9),(10)は並進ツインドライブ機構の回転方向のダイナミクスをモデル化し、制御設計に組み込むことで干渉力の影響を低減する手法を提案している。一方、これらの手法は制御設計に適用する式の導出を重心座標系を前提に行っているが、これは各軸のパラメータ差を考慮しておらず、また詳細なモデル化を行うために式が複雑になってしまうという欠点が存在する。

これらの問題を解決する手法として、文献(11)では並進ツインドライブ機構における単純なモデルベースの非干渉化を目的とするFF制御が提案されており、その有効性は2慣性系ベンチにおいて検証されている。この手法はシステムを2慣性系で表現し、仮想粘性と呼ばれる制御入力を導入することで高速・高精度な追従を可能とするものである。一方で、理想的な仮想粘性の生成には遅れのない速度の計測が必要であり、離散化誤差やノイズ等の問題も考慮する手法が求められている。

以上を鑑み、本稿では文献(11)の問題点である仮想粘性

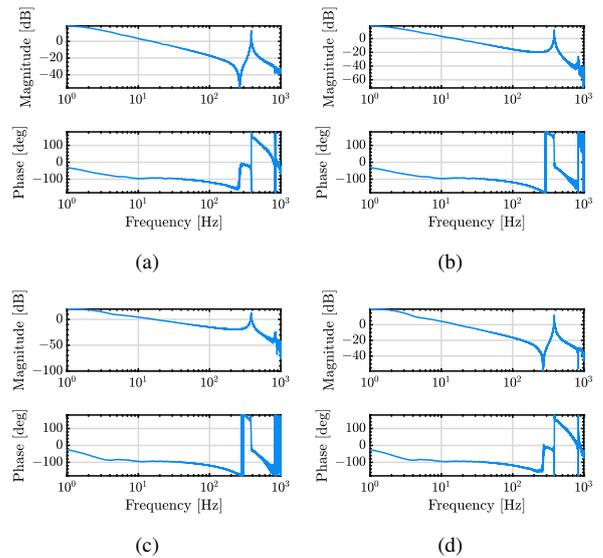


図5 2慣性系のボード線図 (a) R軸電流指令値からR軸モータ速度まで (b) R軸電流指令値からL軸モータ速度まで (c) L軸電流指令値からR軸モータ速度まで (d) L軸電流指令値からL軸モータ速度まで

Fig.5: Bode diagram of two-inertia system. (a) Right-side current reference to right-side motor rotational velocity (b) Right-side current reference to left-side motor rotational velocity (c) Left-side current reference to right-side motor rotational velocity (d) Left-side current reference to left-side motor rotational velocity

表1 本稿で解析する2慣性系のパラメータ

Table1: Parameter of two-inertia system in this paper

Parameter	Value
Right-side Motor Inertia J_R	0.26 mkgm ²
Right-side Motor Viscosity D_R	7.1 mNms/rad
Left-side Motor Inertia J_L	0.29 mkgm ²
Left-side Motor Viscosity D_L	7.3 mNms/rad
Torsional Rigidity K	800 Nm/rad
Motor Torque Coefficient K_t	0.053 Nm/A

をフィードフォワード的に生成する手法を提案する。本稿でFF制御器として実装されるマルチレートFF制御の指令値に基づいて仮想粘性の計算を行うことで、FB信号に基づき計算する際に生じる遅れやノイズに影響されない手法を実現することが可能となる。提案手法の優位性は工作機械の並進ツインドライブ機構を模した並進ツインドライブ機構を持つ2慣性系ベンチにおいて示される。

2. 問題設定

(2・1) 2慣性系のモデリング 本研究の最終的な目標は、図1に示す実際の工作機械のツインドライブ機構において並進方向の追従性を向上させることである。本稿では、その基礎検討として図3に示す2慣性系機構の重心位置を

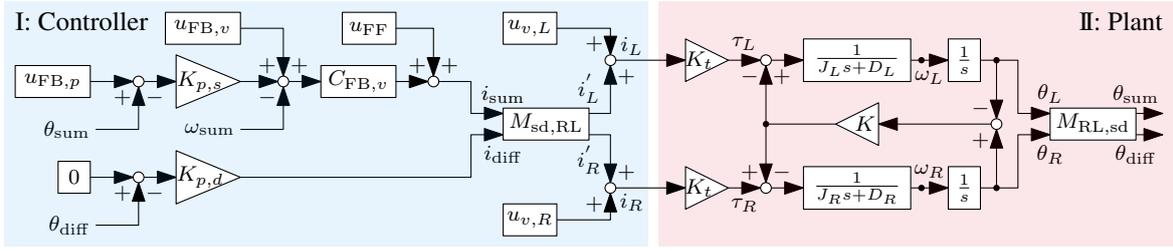


図6 提案法のブロック線図

Fig.6: Block diagram of proposed method

制御し、その追従性を向上させることを目指す。図3のブロック線図を図4に示す。 i_R, i_L はそれぞれR軸モータ電流、L軸モータ電流を表す。 $J_R, D_R, J_L, D_L, K, K_t$ はそれぞれR軸モータのイナーシャと粘性係数、L軸モータのイナーシャと粘性係数、弾性係数、モータトルク係数を表す。 $\theta_R, \omega_R, \theta_L, \omega_L$ はそれぞれR軸モータの角度と角速度、L軸モータの角度と角速度を表す。このモデルの運動方程式は、

$$J_R \frac{d^2 \theta_R}{dt^2} + D_R \frac{d\theta_R}{dt} + K(\theta_R - \theta_L) = K_t i_R, \quad (1a)$$

$$J_L \frac{d^2 \theta_L}{dt^2} + D_L \frac{d\theta_L}{dt} + K(\theta_L - \theta_R) = K_t i_L, \quad (1b)$$

と表される。図3の周波数特性は図5に示す通りであり、これより同定される実験機のパラメータは表1に示す通りである。

式(1)は図4に示す通り干渉力が働く系であり、図5(a), 5(d)に示す反共振の影響もあり、その高帯域化は難しい。この問題に対してはシステムを非干渉化する手法が有効であり、式(1)を非干渉化、つまり並進方向と回転方向に分離するには、2式を重心座標系で記述することが必要となる。本稿では重心座標系を和と差のモードと呼び、題意のモード分離を和と差のモード分離と呼ぶ。和モードは重心方向の運動を、差モードは回転方向の運動を表す。重心位置を θ_{sum} とすると、 $\theta_{\text{sum}} = (J_R \theta_R + J_L \theta_L) / (J_R + J_L)$ と表される。これを得るためには $J_R : J_L = D_R : D_L$ であることが必要であり、これを成立させる制御入力である仮想粘性が文献(11)において提案されている。

〈2・2〉 仮想粘性による和と差のモード分離の実現 本節では、文献(11)に基づき仮想粘性による和と差のモード分離の詳細を述べる。説明は図6に示す提案法のブロック線図により行う。図6のIは和・差モード制御系のブロック線図である。 $u_{\text{FF}}, u_{\text{FB},p}, u_{\text{FB},v}$ はそれぞれマルチレートフィードフォワード制御の枠組みで生成されるフィードフォワード入力と位置フィードバックの指令値、速度フィードバックの指令値である⁽¹⁾。 $K_{p,s}, K_{p,d}$ はそれぞれ和モードの位置制御系の比例ゲイン、差モードの位置制御系の比例ゲインである。 $C_{\text{FB},v}$ は和モードの速度制御器であり、本稿ではPI制御としている。 $M_{\text{sd},\text{RL}}$ は和・差モード系から各軸系への変換行列であり、図6では和・差モード系の制御入力から

各軸系の制御入力を計算する際に用いられる。 i'_R, i'_L はそれぞれ仮想粘性を含めないR軸の制御入力、L軸の制御入力である。 i_R, i_L はそれぞれ仮想粘性を含むR軸の制御入力、L軸の制御入力である。 $u_{v,R}, u_{v,L}$ はそれぞれ仮想粘性入力であり詳細は後述する。一方、図6のIIは和・差モード制御入力を受けるプラントシステムのブロック線図であり、2慣性系として構成されている。 $M_{\text{RL},\text{sd}}$ は各軸系から和・差モード系への変換行列であり、図6では各軸系の角度から和・差モード系の角度を計算する際に用いられる。

図6において各軸に分配される仮想粘性を含めない制御入力 i'_R, i'_L を用い、式(1)に示す運動方程式は、

$$J_R \frac{d^2 \theta_R}{dt^2} + D_R \frac{d\theta_R}{dt} + K(\theta_R - \theta_L) = K_t i'_R, \quad (2a)$$

$$J_L \frac{d^2 \theta_L}{dt^2} + D_L \frac{d\theta_L}{dt} + K(\theta_L - \theta_R) = K_t i'_L, \quad (2b)$$

と表される。式(2)の右辺それぞれに、ある制御入力 $K_t u_{v,R}, K_t u_{v,L}$ を加えることを考える。これらがそれぞれの軸のモータの回転速度に線形であり、その係数が a_R, a_L 、つまり $K_t u_{v,R} = a_R \frac{d\theta_R}{dt}, K_t u_{v,L} = a_L \frac{d\theta_L}{dt}$ が成立するとして式変形を行うと、式(2)は、

$$J_R \frac{d^2 \theta_R}{dt^2} + (D_R - a_R) \frac{d\theta_R}{dt} + K(\theta_R - \theta_L) = K_t i'_R, \quad (3a)$$

$$J_L \frac{d^2 \theta_L}{dt^2} + (D_L - a_L) \frac{d\theta_L}{dt} + K(\theta_L - \theta_R) = K_t i'_L, \quad (3b)$$

と書き表される。ここで加えた制御入力は係数 a_R, a_L が粘性項に相当するため、仮想的に加えられる粘性、つまり仮想粘性と呼ばれる。式(3)を重心座標系に変換するためには、

$$\frac{D_R - a_R}{J_R} = \frac{D_L - a_L}{J_L} (= b), \quad (4)$$

が必要である。本稿では $a_R = 0$ 、つまり、

$$a_L = D_L - \frac{J_L}{J_R} D_R, \quad (5)$$

として検討を行う。式(4),(5)のもと、式(3)を変形すると、

$$J_R \frac{d^2 \theta_R}{dt^2} + b J_R \frac{d\theta_R}{dt} + K(\theta_R - \theta_L) = K_t i'_R, \quad (6a)$$

$$J_L \frac{d^2 \theta_L}{dt^2} + b J_L \frac{d\theta_L}{dt} + K(\theta_L - \theta_R) = K_t i'_L, \quad (6b)$$

となる。式(6)を変形すると、和と差のモードで表す運動方程式が、

$$\frac{d^2 \theta_{\text{sum}}}{dt^2} + b \frac{d\theta_{\text{sum}}}{dt} = K_t i_{\text{sum}}, \quad (7a)$$

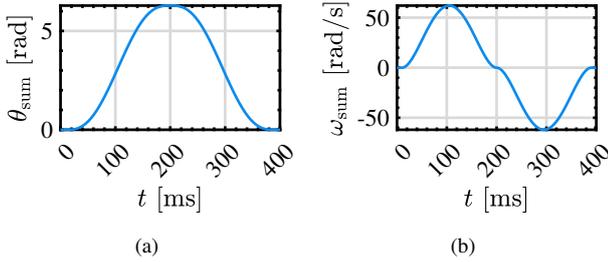


図7 システムが取る連続な状態量の一例 (a) 角度
(b) 角速度

Fig.7: One example of state parameters of system. (a) Angle (b) Angular velocity

$$\frac{d^2\theta_{\text{diff}}}{dt^2} + b\frac{d\theta_{\text{diff}}}{dt} + \left(\frac{K}{J_R} + \frac{K}{J_L}\right)\theta_{\text{diff}} = K_i i_{\text{diff}}, \quad (7b)$$

と得られる。ここで和と差のモードにおける変数 θ_{sum} と θ_{diff} 、制御入力 i_{sum} と i_{diff} は、

$$\begin{bmatrix} \theta_{\text{sum}} \\ \theta_{\text{diff}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{J_R}{J_R+J_L} & \frac{J_L}{J_R+J_L} \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_R \\ \theta_L \end{bmatrix} = M_{\text{RL,sd}} \begin{bmatrix} \theta_R \\ \theta_L \end{bmatrix}, \quad (8a)$$

$$\begin{bmatrix} i'_R \\ i'_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_R & \frac{J_R J_L}{J_R+J_L} \\ J_L & -\frac{J_R J_L}{J_R+J_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{sum}} \\ i_{\text{diff}} \end{bmatrix} = M_{\text{sd,RL}} \begin{bmatrix} i_{\text{sum}} \\ i_{\text{diff}} \end{bmatrix}, \quad (8b)$$

と関係付けられる。以上より式(2)で表される干渉系は、仮想粘性の付与により式(7)と非干渉化が可能である。

3. 提案する離散的な仮想粘性入力の導出

本章では図6に示す仮想粘性入力である $u_{v,R}$, $u_{v,L}$ の導出を行う。式(3)より理想的にプラントの変形を行うためには遅れ無しに各軸の速度を取得することが必要になるが、これは不可能である。文献(11)では仮想粘性入力の計算をプラントの角速度の計測値に基づいて行っているが、この場合はセンサの遅れやノイズが制御性能に大きく影響してしまう。そこで本章では、マルチレートFF制御器を実装するために1つ先のサンプル値が事前に取得できると仮定した上で、そのサンプル値を数値微分することで得られる速度計算値を仮想粘性入力の生成に使用することを考える。

〈3・1〉 仮想粘性入力の妥当性評価量の導入 図7にシステムが取る連続な値の一例を示す。この内、連続な角速度 ω_c を遅れなく取得し、仮想粘性入力の計算に用いることが理想的な手法である。一方、実際には連続な角速度 ω_c を取得することは不可能であり、仮想粘性入力の計算は離散的な角速度軌道 ω_d に基づいて行うことが必要不可欠となる。つまり、本稿では簡単のためにL軸のみに仮想粘性を入力することに注意すると、式(3b)に基づき理想的な粘性項 $u_{v,L,\text{ideal}}$ は、

$$u_{v,L,\text{ideal}} = D_L \omega_{c,L} - a_L \omega_{c,L} \quad (9)$$

と表され、実際の粘性項 $u_{v,L,\text{actual}}$ は、

$$u_{v,L,\text{actual}} = D_L \omega_{c,L} - a_L \omega_{d,L} \quad (10)$$

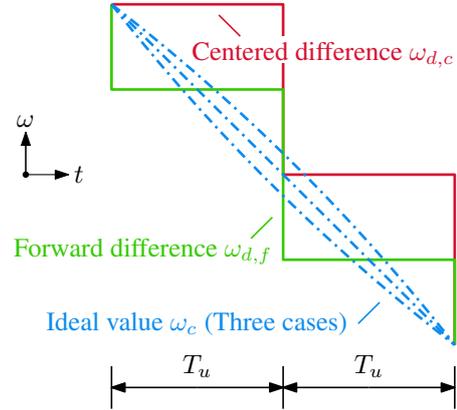


図8 提案する離散的な速度計算値の例

Fig.8: Example of proposed discretized value of velocity.

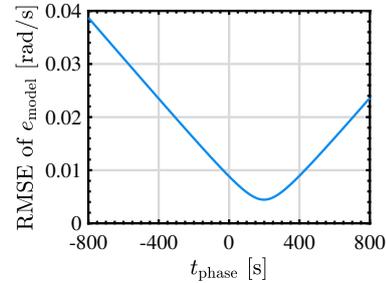


図9 理想連続波形に対し離散角速度波形の位相をずらす場合の両波形誤差の2乗平均平方根誤差

Fig.9: Root mean square error of discretized waveform with phase delay as to ideal continuous waveform.

と表される。ここで $\omega_{c,L}$, $\omega_{d,L}$ はそれぞれL軸における連続な角速度、離散的な角速度である。式(9), (10)の差は理想的な状態に対するモデル化誤差と解釈することができ、本稿では、

$$\Delta u_v = u_{v,L,\text{actual}} - u_{v,L,\text{ideal}} = a_L (\omega_{c,L} - \omega_{d,L}) \quad (11)$$

より、仮想粘性入力のモデル化誤差 e_{model} を、

$$e_{\text{model}} = \omega_{c,L} - \omega_{d,L} \quad (12)$$

と置き、仮想粘性入力の妥当性の評価に用いることとする。

〈3・2〉 提案する2つの仮想粘性入力の導入 本節では式(12)に示すモデル化誤差を低減し、システムの追従特性を向上させる2つの仮想粘性入力の導入を行う。仮想粘性入力の計算に使用する係数は式(5)に示す通り一定値となるので、仮想粘性入力の計算に使用する離散速度軌道を決定できれば良い。

本稿で提案する離散速度軌道を図8に示す。1つ目の軌道として中心差分により計算される速度軌道 $\omega_{d,c}$ を提案する。これは繰り返し完全追従制御などの位置指令値のみが既知である条件においてサンプル点誤差を小さくするために用いられる手法である⁽¹²⁾。 $\omega_{d,c}$ はマルチレートFF制御に

より導出される位置軌道の指令値を用いて,

$$\omega_{d,c}[i] = \frac{\theta_{d,c}[i+1] - \theta_{d,c}[i-1]}{2T_u}, \quad (13)$$

と計算される。この軌道を用いることで図8に示すとおり、サンプル点ごとに理想的な連続速度波形 ω_c と中心差分による離散速度波形 $\omega_{d,c}$ をおおよそ一致させることが可能となる。

2つ目の軌道は式(12)で表されるモデル化誤差の2乗平均平方根誤差 (Root Mean Square Error: RMSE) を最小にする観点から導出する。図8に示す理想角速度軌道 ω_c に対する中心差分角速度軌道 $\omega_{d,f}$ の位相を基準として、離散角速度波形の位相を前後に動かすことを考える。これにより生成される離散角速度軌道と理想角速度軌道の RMSE の計算結果を図8に示す。なお RMSE は制御周期 T_u より100倍詳細である $T_u/100$ の周期でサンプリングする値を用いて評価する。本稿で $T_u = 400 \mu\text{s}$ である。

RMSE の計算結果を図9に示す。 t_{phase} は計算に使用する離散角速度波形の中心差分波形に対するシフト時間であり、正の方向は位相を進めることを意味する。図9から位相を半周期進める場合に RMSE を最小に近い値にできることを確認できる。このモデル化誤差最小離散角速度軌道はマルチレート FF 制御により導出される位置軌道の指令値を前進差分することにより近似的に導出が可能である。つまり所望の前進差分角速度軌道 $\omega_{d,f}$ は,

$$\omega_{d,f}[i] = \frac{\theta_{d,f}[i+1] - \theta_{d,f}[i]}{T_u}, \quad (14)$$

と計算される。 $\omega_{d,f}$ の概念図は図8に示される。式(12)の RMSE は、図8の $\omega_c, \omega_{d,f}$ で囲まれる面積に相当する値である。前進差分角速度軌道 $\omega_{d,f}$ では連続軌道 ω_c の曲率によらず近似的にモデル化誤差を最小にすることが可能である。

4. シミュレーションによる提案法の検証

本章では提案法である離散角速度波形による仮想粘性入力を行う際に高精度な追従が可能になることを検証するためのシミュレーションを行う。シミュレーションのブロック線図は図6に示す通りである。パラメータは表1に示す通りである。制御パラメータは和モードの速度制御系の極を極配置法で 630 rad/s に置き、 $K_{p,s}, K_{p,d}$ はそれぞれ $126 \text{ rad/s}, 30.000 \text{ rad/s}$ とする。提案手法に対する比較手法として仮想粘性入力を1サンプル遅れのある FB 信号に基づき生成する手法を採用する。FF 制御器としてはマルチレート FF 制御器を使用し、目標軌道としては図7を用いる。

シミュレーション結果を図10に示す。図10(a)は図7(a)に示す位置の目標軌道に対する追従誤差 $e_{\theta_{\text{sum}}}$ のシミュレーション結果である。これより FB 信号に基づき仮想粘性入力を計算する場合はサンプリング遅れの影響により追従誤差が大きく生じてしまうのに対し、FF 信号に基づき仮想粘性入力を計算することでその影響を低減可能であることが

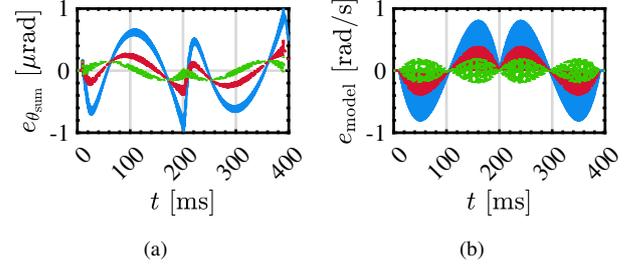


図10 シミュレーション結果 (a) 重心位置の目標軌道に対する追従誤差 (b) 実連続速度軌道に対する仮想粘性入力の計算に使用する速度軌道の誤差波形

Fig.10: Simulation results. (a) Tracking error of measured position trajectory as to desired position trajectory (b) Error waveform between actual continuous velocity trajectory and discretized velocity trajectory utilized for calculation of virtual viscosity (Trajectory based on FB signal (—), trajectory based on FF signal by central difference (- - -), trajectory based on FF signal by forward difference (· · · · ·))

表2 シミュレーション結果より得られる RMSE

Table2: RMSE obtained in simulations

Conditions to calculate virtual viscosity	θ_{sum} Error [μrad]	$\hat{\theta} - \theta'$ [rad/s]
FB signal with two sampling delay	0.453	0.428
FF signal by central difference	0.174	0.161
FF signal by forward difference	0.105	0.0811

確認できる。また中心差分で速度波形を実装する場合と比較して前進差分で速度波形を実装する場合の方が誤差の低減が可能であり、その RMSE は表2に示す通りである。表2より、FB 信号に基づく実装に対し中心差分に基づく実装では改善率は 61.6% であるが、前進差分に基づく実装では改善率は 76.9% とより高精度な追従を実現可能であることが確認できる。図10(b)は仮想粘性入力の計算に使用される速度軌道とシミュレーション内で取得される遅れのない実速度軌道の誤差波形である。前述の通り、これはモデル化誤差の度合を示す評価量として解釈される。図10(b)より前進差分に基づく実装を行う場合にモデル化誤差は最小となることが確認できる。表2からもそれは確認でき、FB 信号に基づく実装に対し中心差分に基づく実装では改善率は 62.4% であるが、前進差分に基づく実装では改善率は 81.0% とよりモデル化誤差を低減可能であることが確認できる。

5. 実験による提案法の検証

本章では提案法の優位性を示すための実験結果を示す。実験は図3に示す2慣性系ベンチにより行う。実験条件はシミュレーションと同一である。ただし FB 信号に基づき仮想粘性入力を生成する手法について、これはモータに取り付けられたエンコーダの信号を基に計算を行う。

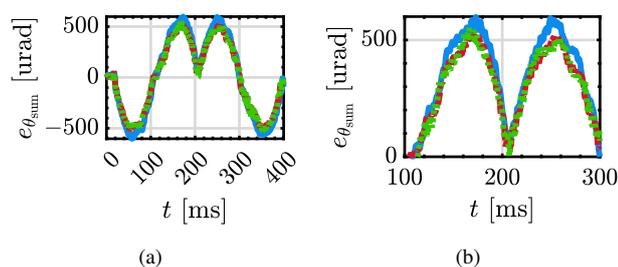


図 11 実験結果 (a) 重心位置の目標軌道に対する追従誤差 (b) (a) の拡大図

Fig.11: Experimental results. (a) Tracking error of measured position trajectory as to desired position trajectory (b) Enlarged view of (a) (Trajectory based on FB signal (—), trajectory based on FF signal by central difference (---), trajectory based on FF signal by forward difference (····))

表 3 実験結果より得られる RMSE

Table3: RMSE obtained in experiments

Conditions to calculate virtual viscosity	θ_{sum} Error [μrad]
FB signal with two sampling delay	394 ± 0.193
FF signal by central difference	346 ± 0.237
FF signal by forward difference	347 ± 0.358

実験結果を図 11 に示す。図 11(a) は重心位置の目標軌道に対する追従誤差を示しており、図 11(b) はその 100 ms から 300 ms における拡大波形である。図 11 より従来法である FB 信号を用いて仮想粘性入力を生成する手法と比較して、提案する FF 信号ベースの仮想粘性入力をを用いることで誤差の低減が可能であることが確認できる。一方、提案法である中心差分に基づく仮想粘性入力をを用いる場合と前進差分に基づく仮想粘性入力をを用いる場合では大きな差が生じていないことが確認できる。これは式 (13), (14) に示すとおり、これらの軌道の差は分子の第 2 項に $\theta[i], \theta[i-1]$ のいずれを用いるのみであり、実験においてはこれらの差が明確に現れていないためであると考えられる。図 11 におけるそれぞれの誤差波形の RMSE は表 3 に示す通りである。FB 信号に基づく仮想粘性入力をを用いる場合に対して中心差分に基づく仮想粘性入力をを用いる場合は追従誤差を 12.1%、前進差分に基づく仮想粘性入力をを用いる場合は追従誤差を 11.9% 改善可能であることが確認できる。

6. 結論

本稿では並進ツインドライブ機構の位置追従特性への、仮想粘性のモデル化誤差の影響を低減することを目的に、マルチレート FF 制御により生成される位置軌道から計算可能な中心差分、または前進差分に基づく速度軌道を仮想粘性の計算に採用する手法を提案した。提案法の有効性は 2 慣性系機構を用いる実験により検証され、FB 信号に基づく

従来法に対し誤差を 12.1% 低減することが可能となった。今後の研究において本提案法をツインドライブ機構を有する実際の工作機械に対し適用する。

文 献

- (1) H. Fujimoto, Y. Hori, A. Kawamura: "Perfect Tracking Control Based on Multirate Feedforward Control with Generalized Sampling Periods", *IEEE Transactions of Industrial Electronics*, Vol.48, No.3, pp.636–644 (2001)
- (2) M. Mae, W. Ohnishi, H. Fujimoto: "MIMO multirate feedforward controller design with selection of input multiplicities and intersample behavior analysis", *Mechatronics*, Vol.71, pp.1–9 (2020)
- (3) S. Yabui, T. Inoue: "Development of optimal controller design method to compensate for vibrations caused by unbalanced force in rotor system based on Nyquist diagram", *Journal of Vibration and Control*, Vol.25, No.4, pp.793–805 (2019)
- (4) J. Padron, Y. Yokokura, K. Ohishi, T. Miyazaki, Y. Kawai: "Evaluating the Equivalence between Nonlinear Friction and Backlash in Two-Inertia Systems", in IEEE 17th International Conference on Advanced Motion Control (AMC) (2022)
- (5) DMG MORI: "INH 63", <https://www.dmgmori.co.jp/en/products/machine/id=6820>, accessed: 2023-11-5.
- (6) K. Sakata, H. Asaumi, K. Hirachi, K. Saiki, H. Fujimoto: "Self Resonance Cancellation Techniques for a Two-Mass System and Its Application to a Large-Scale Stage", *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.3, No.6, pp.455–462 (2014)
- (7) W. Ohnishi, H. Fujimoto, K. Sakata, K. Suzuki, K. Saiki: "Decoupling Control Method for High-Precision Stages using Multiple Actuators considering the Misalignment among the Actuation Point, Center of Gravity, and Center of Rotation", *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.5, No.2, pp.141–147 (2016)
- (8) W. Wang, J. Ma, X. Li, H. Zhu, C. W. de Silva, T. H. Lee: "Hybrid active-passive robust control framework of a flexure-joint dual-drive gantry robot for high-precision contouring tasks", *IEEE Transactions of Industrial Electronics*, Vol.70, No.2, pp.1676–1686 (2023)
- (9) C. Li, C. Li, Z. Chen, B. Yao: "Advanced synchronization control of a dual-linear-motor-driven gantry with rotational dynamics", *IEEE Transactions of Industrial Electronics*, Vol.65, No.9, pp.7526–7535 (2018)
- (10) P. Shi, X. Yu, X. Yang, J. J. Rodríguez-Andina, W. Sun, H. Gao: "Composite adaptive synchronous control of dual-drive gantry stage with load movement", *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, Vol.4, pp.63–74 (2023)
- (11) K. Fujimoto, H. Fujimoto, Y. Isaoka, Y. Terada: "High Precision Control for Twin-Drive System of Machine Tool Based on Mode Decoupling with Virtual Viscosity: Basic Study on Two-Inertia System", in IEE-Japan Technical Meeting on Mechatronics Control (PSS) (2023)
- (12) H. Fujimoto, T. Takemura: "High-precision control of ball-screw-driven stage based on repetitive control using n -times learning filter", *IEEE Transactions of Industrial Electronics*, Vol.61, No.7, pp.3694–3703 (2014)