

零位相・最小位相関数分解に基づく2自由度制御を用いた非最小位相連続時間系の軌道追従制御

白石貴行 藤本博志 (東京大学)

Trajectory Tracking Control using Two-degree-of-freedom Control Based on Zero-Phase-Minimum-Phase Function Factorization for Nonminimum-Phase Continuous-Time System

*T. Shiraishi and H. Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract– The purpose of this paper is development of high-precision trajectory tracking control for nonminimum-phase continuous time systems with unstable zeros. This paper proposes a two degree of freedom control system design method that is based on a novel factorization method for nonminimum-phase continuous time systems. First, nonminimum-phase continuous time systems is factorized to minimum-phase system and zero-phase system in continuous time domain. The feedforward controller is constructed from inverse system of each factorized system. The inverse system of the minimum-phase system is designed by multi-rate perfect model following control theory, and the inverse system of zero-phase system is designed by zero-phase FIR filter. Finally, This paper shows the effectiveness of proposed method by simulation and experimental results.

Key Words: nonminimum-phase continuous-time system, tracking control, under-shoot, zero-phase minimum-phase function factorization

1 はじめに

モーションコントロールにおいて、2自由度制御系は軌道追従制御に有効な手法として知られ、多くの装置に適用されている。この2自由度制御系のフィードフォワード制御器には、制御対象の逆システムを用いることが多い。制御対象が非最小位相連続時間系である場合は、制御設計が困難であるため、機構設計の段階で不安定零点を回避する手法なども提案されている¹⁾。不安定零点には2つの種類がある。連続時間領域における不安定零点と、離散時間領域における不安定零点である。制御対象が最小位相連続時間系であっても、相対次数が3次以上の場合、離散化による不安定零点が発生することが知られている。また、制御対象が非最小位相連続時間系の場合、その離散系も不安定零点を持つ。よって、離散系の不安定零点には、連続系の不安定零点に関係するものと離散化に関係するものと混在していることになる。離散化に起因する不安定零点には、いくつかの有効な手法が提案されている。シングルレート離散系においては位相特性や振幅特性に対して完全な逆特性を実現できる零位相誤差制御²⁾や零振幅誤差制御³⁾が、マルチレート離散系においては安定かつ完全な逆特性を実現する完全追従制御⁴⁾がある。これらの手法により、離散化に起因する不安定零点の問題はおおよそその解決が図られている。

次に、非最小位相連続時間系であるが、連続時間の不安定零点は過渡状態において図1に示すような逆応答を示すため、軌道追従性が大きく劣化する。この非最小位相連続時間系に対しては、2自由度制御系の応答を不安定零点を保存する範囲で任意に設定できることが述べられている¹²⁾。設計例のひとつに文献 kanaiがあるが、この場合、所望軌跡自体に逆応答を含むため、結果として出力の逆応答は依然として残る。アナ

ログ制御器を用いて軌道追従性を改善する手法として、連続系の制御対象をインナー・アウター分解し、インナー関数である全域通過系の逆システムを遅れ時間に関連させた拡張逆関数として2自由度制御系に用いる手法⁶⁾が報告されている。現在では離散時間制御器を用いることが一般的であるため、これらの手法をデジタル制御器で実現したいが、連続系で設計された制御器をデジタル再設計した場合に、連続系の場合と同程度の制御性能が得られるかは不明である。ほとんどの場合、制御性能は劣化すると考えられる。

デジタル制御器を用いて軌道追従性を改善する手法として、非最小位相離散時間系の不安定な逆特性を非因果的フィードフォワードで模擬する方法がある⁵⁾十河。これらの手法では、離散系に存在する不安定零点が連続時間の不安定零点に起因するものなのか、離散化に起因するものなのかについての考慮はない。

著者らの研究グループでも、HDDの高速位置決め制御において連続時間の不安定零点が問題となっていたが、これに対する方策として、仮想目標軌道に完全追従させる方法を提案している⁸⁾。しかしながら、同手法はPoint to Pointの位置決めに対する方策であり、過渡状態の軌道追従性について考慮されていない。本研究で

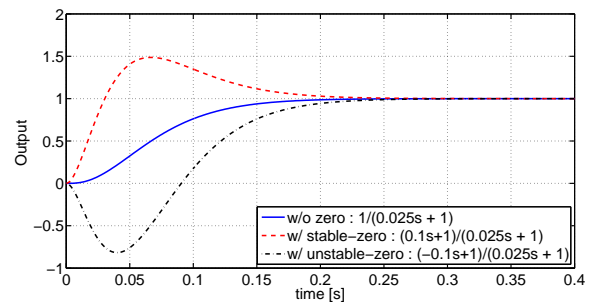


Fig. 1: Difference of time response by location of zero.

は、連続時間での不安定零点を有する制御対象に対して、高い軌道追従性を持つように設計されたフィードフォワード制御器を有する2自由度制御系を提案する。

2 制御対象のクラス

本研究で扱う制御対象は、線形時不変でプロバな非最小位相連続時間系である。また、議論を簡単にするためにむだ時間は考えない。制御対象 $P(s)$ は次式に示すような安定で既約な伝達関数とする。

$$P(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} = K \frac{N_s(s)N_u(s)}{D_p(s)} \quad (1)$$

ここで、 $N_p(s)$ は l 次の分子多項式、 $D_p(s)$ は n 次の特性多項式、 K は定数、 $N_s(s)$ 、 $N_u(s)$ はそれぞれ m 個の安定零点、 q 個の不安定零点を根とした多項式であり、全ての零点は原点を含む虚軸上には存在しないとする。 $N_p(s)$ 、 $N_s(s)$ 、 $N_u(s)$ を次式に示す。

$$N_p(s) = b_{p_l}s^l + b_{p_{l-1}}s^{l-1} + \dots + b_{p_1}s + b_{p_0} \quad (2)$$

$$N_s(s) = b_{s_m}s^m + b_{s_{m-1}}s^{m-1} + \dots + b_{s_1}s + 1 \quad (3)$$

$$N_u(s) = b_{u_q}s^q + b_{u_{q-1}}s^{q-1} + \dots + b_{u_1}s + 1 \quad (4)$$

3 制御系設計

3.1 提案する制御対象の分解

一般に、任意の安定な伝達関数は最小位相関数と全域通過関数の積で表現でき、インナー・アウター分解として知られている（以降、関数を系と呼ぶ）。非最小位相系に対する制御系設計ではこのインナー・アウター分解がよく用いられる。式 (4) をインナー・アウター分解したものを次式に示す。

$$P(s) = K \frac{N_s(s)\bar{N}_u(s)}{D_p(s)} \cdot \frac{N_u(s)}{\bar{N}_u(s)} \quad (5)$$

ここで、 $\bar{N}_u(s)$ は $N_u(s)$ の鏡映である。本研究では、このインナー・アウター分解ではなく、次のように制御対象を分解する。

$$P(s) = \frac{K N_s(s)}{D_p(s)\bar{N}_u(s)} \cdot \bar{N}_u(s)N_u(s) \quad (6)$$

ここで、上式において分解された伝達関数を次式とする。

$$P_{MP}(s) = \frac{K N_s(s)}{D_p(s)\bar{N}_u(s)} \quad (7)$$

$$P_{ZP}(s) = \bar{N}_u(s)N_u(s) \quad (8)$$

まず、 $P_{MP}(s)$ は明らかにプロバな最小位相系である。次に $P_{ZP}(s)$ に着目する。図??に $P_{ZP}(s)$ の零点配置を示す。同図から $P_{ZP}(s)$ は非プロバでその位相特性は全ての周波数領域で零位相である。よって、式 (6) の形式による表現は、非最小位相系を最小位相系と零位相系に分解した形である。本研究ではこの零位相・最小位相系分解された制御系に対して制御系を設計する。

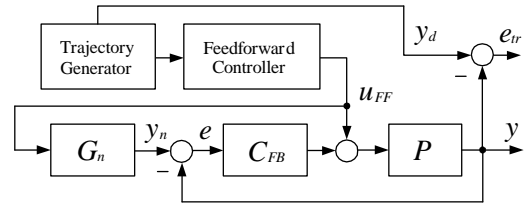


Fig. 2: Proposed control system.

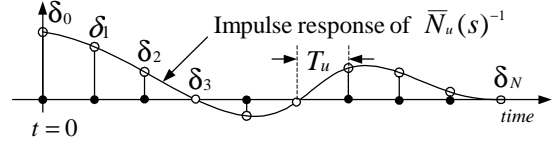


Fig. 3: Impulse response of $\bar{N}_u(s)^{-1}$.

3.2 提案する制御系設計の概要

最小位相系と零位相系に分解された制御対象に対してフィードフォワード制御器を設計する。式 (6) に対する連続時間の逆システムは次式となる。

$$C_{FF}(s) = P_{MP}(s)^{-1}P_{ZP}(s)^{-1} \quad (9)$$

まず、最小位相系の逆システム $P_{MP}(s)^{-1}$ を離散系で設計する。本研究では完全追従制御¹¹⁾を用いるが、ZPETC などの方法を用いてもよい。

次に、零位相系の逆システム $P_{ZP}(s)^{-1}$ であるが、この特性は零位相ローパス特性である。このような特性のフィルタは、不安定極を持つため連続系では構成不可能である。しかしながら、離散系に目を移すと FIR フィルタを用いた零位相フィルタが存在する。特に、文献 ZPF では IIR フィルタのゲイン特性を零位相 FIR フィルタで近似する手法が提案されている。本研究では、この零位相 FIR フィルタの設計法を参考にして、零位相系の近似逆システムを構成する。

3.3 零位相系に対するフィードフォワード制御器

零位相系 $P_{ZP}(s)$ に対するフィードフォワード制御器 $C_{ZP}[z]$ の設計に零位相 FIR フィルタを用いる。なお、本研究で用いる零位相 FIR フィルタは文献 ZPF を参考にしたものであり、詳細についてはそちらを参照されたい。零位相フィルタは次式のような FIR フィルタである。

$$G_{ZPF}[z, z^{-1}] = \alpha_0 + \sum_{k=1}^N \alpha_k (z^k + z^{-k}) \quad (10)$$

係数 $\alpha_n (n = 0, 1, \dots, N)$ を求める手順を説明する。まず、実現したいゲイン特性を持つ $\bar{N}_u(s)^{-1}$ のインパルス応答を求める。ここで、時刻 $t = nT_u$ におけるインパルス応答の値を δ_n とする（図3参照）。これから α_k を求める。

$$\tilde{\alpha}_k = \sum_{n=k}^N \delta_n \delta_{n-k} \quad (11)$$

$$\alpha_k = \frac{\tilde{\alpha}_k}{\tilde{\alpha}_0 + 2(\tilde{\alpha}_1 + \tilde{\alpha}_2 + \dots + \tilde{\alpha}_N)} \quad (12)$$

このようにして求められた零位相 FIR フィルタのゲイン特性は、 $P_{ZP}(s)^{-1}$ のそれを近似したものとなる。式

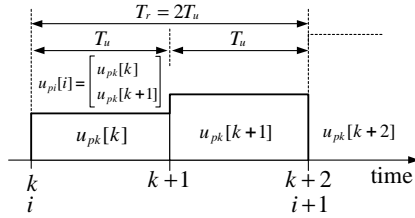


Fig. 4: Multirate-sampling (case of $n+q=2$).

(10) より、零位相フィルタは非因果であるが、実際には因果律を満たすように時間シフトオペレータを挿入した以下の形式で $C_{ZP}[z]$ は実装される。

$$C_{ZP}[z] = G_{ZPF}[z, z^{-1}]z^{-(2N+1)} \quad (13)$$

なお、取得したインパルス応答の中に、IIR 特性がどの程度含まれているかによって FIR フィルタの近似精度が決まる。基本的には、打ち切り時間に相当するフィルタ長 N を大きくするほど近似精度が高くなる。しかしながら、インパルス応答がほとんど収束している状態を多く含んでも精度の向上は小さい。また、サンプリング時間に対してインパルス応答の変化が速すぎる場合には、近似精度が劣化する。これらを念頭におき、サンプリング時間とフィルタ長を決定する。

3.4 最小位相系に対するフィードフォワード制御器

最小位相系 $P_{MP}(s)$ に対する逆システムとして制振 PTC 法を用いる。まず、連続時間における最小位相系 $P_{MP}(s)$ の状態方程式を可制御正準形で実現する。次数は $(n+q)$ である。

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + b_p u_p(t) \quad (14)$$

次に、サンプリング時間 T_u でゼロ次ホールドを用いて離散化したときの状態方程式を次式とする。

$$x_{pk}[k+1] = A_{pk} x_{pk}[k] + b_{pk} u_{pk}[k] \quad (15)$$

さらに、制御対象をマルチレートで離散化する。例として $P_{MP}(s)$ の次数を $n+q=2$ とした場合のサンプリング時間の関係を図 4 に示す。マルチレートで離散化された最小位相系の状態方程式は次式となる。

$$x_{pi}[i+1] = A_{pi} x_{pi}[i] + b_{pi} u_{pi}[i] \quad (16)$$

$$A_{pi} = A_{pk}^{(n+q)}$$

$$b_{pi} = \begin{bmatrix} A_{pk}^{(n+q-1)} b_{pk} & \cdots & A_{pk} b_{pk} & b_{pk} \end{bmatrix}$$

よって、所望状態変数 $x_d[i]$ を実現する制御入力 $u_{pi}[i]$ は次式のように求まる。

$$u_{pi}[i] = b_{pi}^{-1} (I - z A_{pi}) x_d[i+1] \quad (17)$$

ここで、 $x_d[i]$ は $x_d(t)$ の $t = iT_r$ における値であり、所望軌跡 $y_d(t)$ から求まる。

$$x_d(t) = \frac{1}{N_s(s)} \begin{bmatrix} 1 & s & \cdots & s^{n+q} \end{bmatrix}^T y_d(t) \quad (18)$$

式 (17) を実現するマルチレートフィードフォワード制御器は次式となる。

$$C_{MP}[z] = \begin{bmatrix} O & I \\ -b_{pi}^{-1} A_{pi} & b_{pi}^{-1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

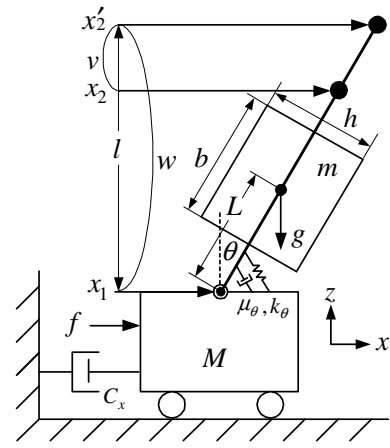


Fig. 5: Physical model of high precision stage.

Table 1: Stage parameters.

M	Carriage Mass [kg]	5.5
m	Table Mass [kg]	7.7
b	Widths of table [m]	0.1
h	Heights of table [m]	0.14
L	Length from pivot to CG [m]	0.09
I	Length from pivot to x_2 [m]	-
μ_θ	Viscous coefficient of pivot [Nms/rad]	0.21
k_θ	Stiffness coefficient of pivot [Nms/rad]	1336
C_x	Viscous coefficient of air bearing [Ns/m]	24

4 シミュレーションと実機実験

提案手法の有効性を検証するため、シミュレーションおよび実機への適用を試みる。なお、以降の全てのシミュレーションおよび実験において、サンプリング時間 $T_u = 200 \mu s$ 、FB 制御器、所望軌跡は等しいものとする。

4.1 制御対象

実験機は精密リニアステージである。この精密ステージに関する詳細は文献原篤史:2007-09-14 を参照されたい。同ステージは XY ガントリステージの単軸の特性を模擬したものである。図 5 に実験機の力学モデルを、表 1 に同図の記号を示す。精密リニアステージは、キャリッジとテーブルからなる 2 慣性系である。ここで、推力 f からテーブル位置 x_2 までの伝達関数を求めると次式となる。

$$P(s) = \frac{x_2(s)}{f(s)} = \frac{b_{22}s^2 + b_{21}s + b_{20}}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s} \quad (20)$$

なお、伝達関数の各係数を以下に示す。

$$I_y = m(b^2 + h^2)/12, \quad a_4 = MmL^2 + MI_y,$$

$$a_3 = (M + m)\mu_\theta + (mL^2 + I_y)C_x,$$

$$a_2 = (M + m)k_\theta - mgL(M + m) + \mu_\theta C_x,$$

$$a_1 = (k_\theta - mgL)C_x, \quad b_{22} = mL^2 + I_y - mLl,$$

$$b_{21} = \mu_\theta, \quad b_{20} = k_\theta - mgL$$

図 5 中の、 l を変化させると、 $x_2(s)/f(s)$ に連続時間系の不安定零点が発生することが文献原篤史:2007-09-

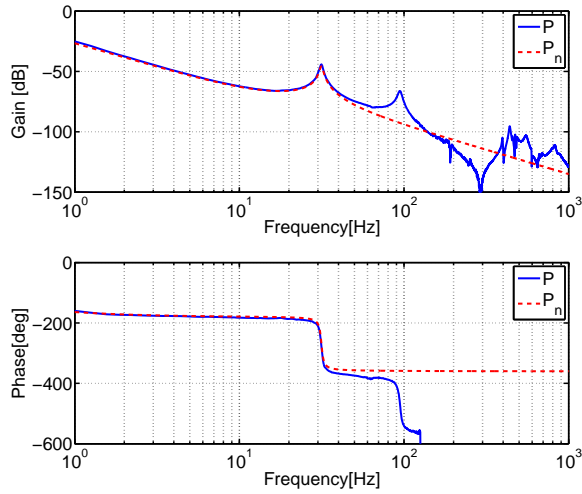


Fig. 6: Frequency response of $P(s)$ and $P_n(s)$.

14で指摘されている。本研究で用いる精密ステージのセンサ取付位置は固定されているため、実際には l を任意に変更することはできない。そこで、 x_1, x_2 から仮想的なセンサ位置 x'_2 (外分点) を作り、これを出力とする。 x'_2 はセンサ出力 x_1, x_2 と比 v, w を用いて $x'_2 = (-vx_1 + wx_2)(w - v)$ から算出される。図6に制御対象である $P(s) = x'_2(s)/f(s)$ とそのノミナルプラント $P_n(s)$ の周波数応答を示す。本研究では、 $P_n(s)$ を力学モデルと同じ2慣性系まで近似した次式を用いた。

$$P_n(s) = \frac{-7.071(s + 101.7)(s - 103.3)}{s(s + 1.818)(s^2 + 8.74s + 3.92 \times 10^4)} \quad (21)$$

上式より、制御対象は連続系の不安定零点 103.3 を持つことがわかる。式(4)の各頁は次式となる。

$$\begin{cases} D_p(s) = s^4 + 9.92s^3 + 3.92 \times 10^4 s^2 + 4.63 \times 10^4 s \\ N_p(s) = -7.071s^2 + 11.31s + 7.429 \times 10^4 \\ N_s(s) = 9.833 \times 10^{-3}s + 1 \\ N_u(s) = 9.681 \times 10^{-3}s - 1 \\ K = -7.429 \times 10^4 \end{cases} \quad (22)$$

4.2 フィードバック制御器

FB 制御器 $C_{FB}(s)$ は剛体モードに対して設計した PID 制御器に、共振抑圧のためのノッチフィルタ $C_{notch}(s)$ を挿入した次式を用いる。

$$C_{FB}(s) = C_{PID}(s) \cdot C_{notch}(s) \quad (23)$$

$$C_{PID}(s) = \frac{p_2 s^2 + p_1 s + p_0}{s(s + l_1)} \quad (24)$$

$$C_{notch}(s) = \frac{s^2 + Q_1 s + \omega_0^2}{s^2 + Q_2 s + \omega_0^2} \quad (25)$$

$$p_2 = 4.69 \times 10^4, \quad p_1 = 8.26 \times 10^5,$$

$$p_0 = 5.19 \times 10^6, \quad l_1 = 98.68,$$

$$Q_1 = 5.048, \quad Q_2 = 201.9, \quad \omega_0 = 202.0$$

FB 制御器 $C_{FB}(s)$ は双一次変換されたものを用いる。

4.3 所望軌跡

所望軌跡 $y_d(t)$ は次式に示すようなオーバーシュートのない規範モデル $M(s)$ のステップ応答とする。また、位置決め距離 r を 8 mm とする。

$$M(s) = \left(\frac{\omega_d}{s + \omega_d} \right)^4, \quad \omega_d = 2\pi 200 \quad (26)$$

$$y_d(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[M(s) \cdot \frac{r}{s} \right], \quad r = 0.008 \quad (27)$$

4.4 規範モデルに不安定零点を含ませる制振 PTC (従来法)

非最小位相連続時間系に対して、2自由度制御系の応答を不安定零点を保存する範囲で任意に設定できることが知られている¹²⁾。この考えに基づいて、2自由度制御系を設計し、これを本稿では従来法と呼ぶこととする。制御対象が共振を含む場合、文献福島啓介:2006-06-01 福島啓介:2006-06-01 の手法が提案されている。本稿では、文献福島啓介:2006-06-01 の制振 PTC を用いて最小位相系の逆システムを構成する。ノミナルプラントを次式として制振 PTC を設計する。

$$P_n(s) = K \frac{N_s(s)}{D_p(s)} \quad (28)$$

この場合の次数は提案法の $n + q$ ではなく n である。式(28)に対してフィードフォワード制御器を設計したときのノミナル出力 y_n を生成する伝達関数 $G_n(s)$ は次式となる。

$$G_n(s) = K \frac{N_s(s)N_u(s)}{D_p(s)} \quad (29)$$

これにより、ノミナル出力 y_n に零点 $N_u(s)$ の応答を含ませたことになる。

4.5 提案法

最小位相系の逆システムの設計については3.4で述べたので省き、ここでは設計した零位相フィルタについてのみ説明する。

4.5.1 零位相フィルタの設計

図7(a)に $\bar{N}_u(s)^{-1} = 1/(96.81 \times 10^{-3}s + 1)$ のインパルス応答を示す。図7(b)に設計された $C_{ZP}[z]$ と、模擬すべき特性 $P_{ZP}[z]^{-1}$ の周波数応答を示す。フィルタ長による近似精度の違いを比較するため、 $N = 100, 500$ の2通りを用意した。同図より、フィルタ長を大きくすることで近似精度が向上する傾向が確認できる。

4.6 シミュレーション結果

提案法と従来法のフィードフォワード経路の比較のために、それぞれの手法の y_d から u_{FF} までのフィードフォワード経路の周波数応答を図8に示す。また、同図に制御対象の逆システム $P(s)^{-1}$ の周波数応答も重ねて示す。同図より、提案法では制御対象の逆システムを精度よく近似できている。これに対して、従来法では不安定零点 $N_u(s)$ の分だけ誤差が生じている。文献 kanai では、このような場合には規範モデルの極を

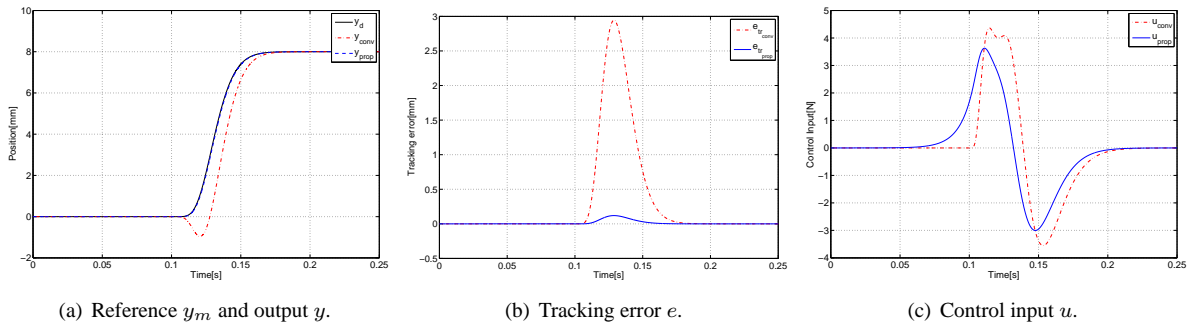
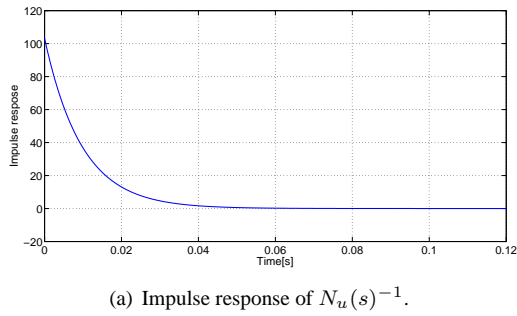
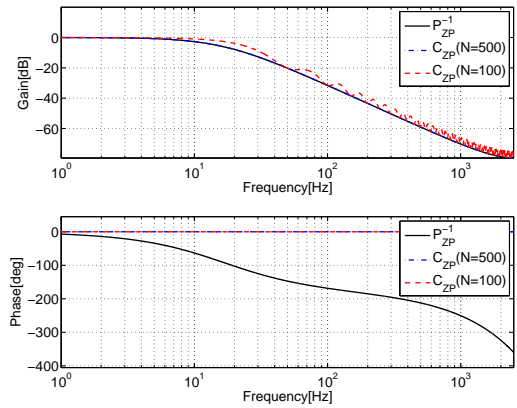


Fig. 9: Simulation results ($N = 500$).



(a) Impulse response of $N_u(s)^{-1}$.



(b) Frequency responses of $C_{ZP}(s)$ and $P_{ZP}(s)^{-1}$.

Fig. 7:

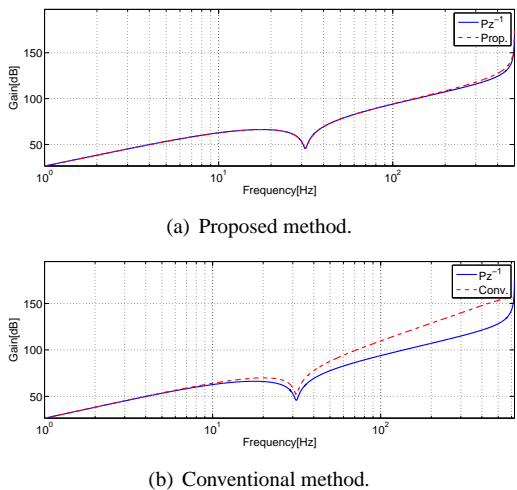


Fig. 8: Frequency responses u_{FF}/y_d and $P(s)^{-1}$

設計者が許容できる範囲まで遅くする手法が紹介されているが、この場合、高速な所望軌跡は選定できない。

図 9 に軌道追従の時間応答を示す。図 9(a), 図 9(b),

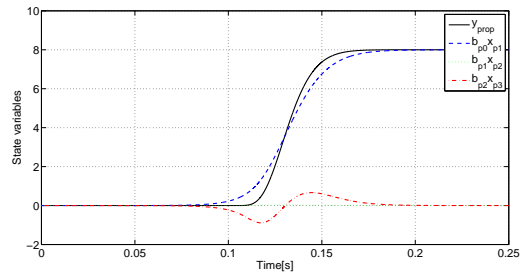


Fig. 10: Trajectory of $b_{p2}x_3$, $b_{p1}x_2$, $b_{p0}x_1$, and y .

図 9(c) はそれぞれ所望出力 y_m , 追従誤差 e , 制御入力 u である。実線と破線はそれぞれ提案法と従来法である。零位相 FIR フィルタの近似精度を決める N は、インパルス応答が十分に収束した 500 としている。なお、提案法と従来法を比較しやすくするため、従来法の時間を 0.1 s だけ時間シフトさせている。図 9(a), 図 9(b), からわかるように、提案手法の方が従来法と比較して立ち上がり時の追従誤差を大幅に低下させている。また、両者で最も異なるのは図 9(c) の制御入力である。提案法の制御入力は、出力の立ち上がり以前から制御入力が印加されており、従来法と比較して滑らかである。この制御入力をもたらす効果は状態変数の遷移に現れる。制御対象を可制御正準系 ($x_3 = \dot{x}_2$, $x_2 = \dot{x}_1$) で実現したときの出力方程式は、

$$y(t) = b_{p2}x_3(t) + b_{p1}x_2(t) + b_{p0}x_1(t) \quad (30)$$

である。図 10 に、式 (30) の右辺各項および出力の時間応答を示す。同図より、出力が立ち上がる以前の時間においては、右辺各項の和はほぼ零となる。また、出力が立ち上がる時刻以降では、その和は所望応答のそれとほぼ一致するような状態変数の軌跡が得られている。

4.7 実験結果

図 11 に実験結果を示す。図 11(a), 図 11(b), 図 11(c) はそれぞれ所望出力 y_d , 追従誤差 e , 制御入力 u である。実験では、零位相フィルタの段数を $N = 400$ とし、従来法の時間を 0.08 s だけ時間シフトして比較している。

図 9 のシミュレーション結果と同様に滑らかな制御入力により、従来法よりも大幅に追従誤差が低下している。なお、従来法の実験結果にシミュレーションでは現れなかったオーバーシュートがみられるが、これは制御入力の飽和 (約 ± 100 [N]) が原因と考えられるが、

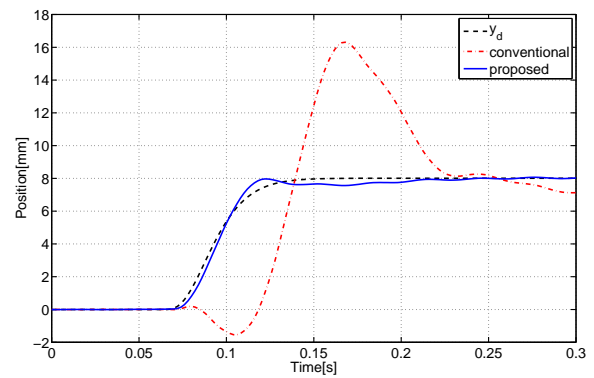
飽和の影響がない立上がりにおいて提案手法は逆応答をほとんど発生させずに良好な追従性をみせている。

5 まとめ

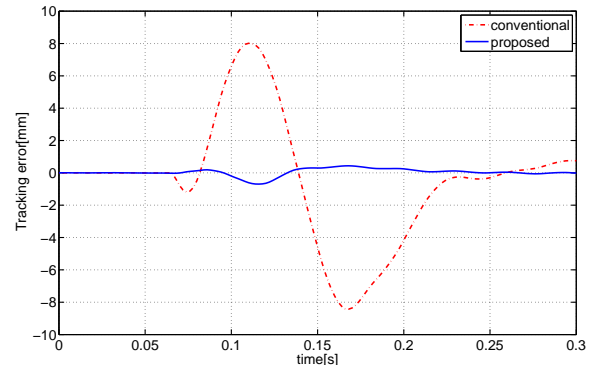
本研究では、非最小位相連続時間系の制御対象に対して高い追従性を達成する2自由度制御系を提案した。非最小連続時間系を最小位相系と零位相系に分解し、各々の系に対して逆システムを離散系で構成することで、制御対象の近似逆システムを構成した。この手法によって、逆応答が低減され、過渡応答中の軌道追従性が大幅に向上した。本提案手法は近似逆システムを用いていることから、完全追従を達成するものではない。しかしながら、近似誤差は設計者によって任意に小さくできる。非最小位相連続時間系の軌道追従制御では、所望の応答を得る状態変数の軌跡についての検討もなされているが、初期値に対する考慮などが必要である。これに対して本手法では、周波数応答を基に設計しているので、初期値に対する考慮は必要ないという長所がある。

参考文献

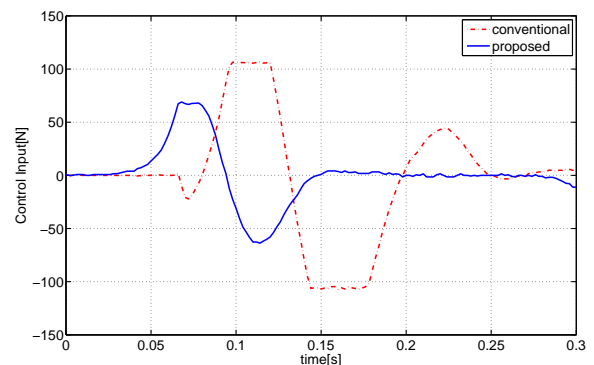
- 1) A. Hara, K. Saiki, H. Fujimoto and K. Sakata : “Basic Examination on Simultaneous Optimization of Mechanism and Control for High Precision Stage”, Proc. of IIC2007, Vol. 2007, No. 116, pp. 65–70 (2007) (in Japanese)
- 2) M. Tomizuka : “Zero phase error tracking algorithm for digital control”, ASME Journal of Dynamic Systems, Meas and Control, Vol. 113, pp. 6–10 (1987)
- 3) B.P. Rigney, L.Y. Pao, and D.A. Lawrence : “Nonminimum phase dynamic inversion for settle time applications”, Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Vol. 17, No. 5, pp. 989–1005 (2009).
- 4) H. Fujimoto, Y. Hori and A. Kawamura : “Perfect Tracking Control Method Based on Multirate Feedforward Control”, Transactions of SICE, Vol. 36, No. 9, pp. 766–772 (2000) (in Japanese)
- 5) M. Miyoshi and Y. Kaneda : “Active noise control using inverse filtering of a sound field in a room”, J. Acoust. Soc. Jpn, Vol. 46, No. 1, pp. 3–10 (1989) (in Japanese)
- 6) T. Tomaru and Y. Mori : “A New Design of Feedforward Control for Non Minimum-Phase Systems Based on the Extended Inverse Function”. IEEJ Trans. EIS, Vol. 127, No. 8, pp. 1228–1233 (2007) (in Japanese)
- 7) T. Sogo : “Approximation of continuous-time inverse systems with the sampled-data counterparts and its application to iterative learning control”, Transactions of SICE, Vol. 43, No. 1, pp. 37–45 (2007) (in Japanese)
- 8) K. Fukushima, H. Fujimoto and S. Nakagawa : “Short-Span Seeking Control of Hard Disk Drive with Vibration Suppression PTC”, IEEJ Trans. IA, Vol. 126, No. 6, pp. 706–712 (2006) (in Japanese)
- 9) C.J. Kempf and S. Kobayashi. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Vol. 7, No. 5, pp. 513–526 (1999)
- 10) H. Van Brussel, C.-H. Chen, and J. Swevers, “Accurate motion controller design based on an extended pole placement method and a disturbance observer,” Ann. CIRP, vol. 43, no. 1, pp. 367–772, 1994.
- 11) T. Shirashi and H. Fujimoto : “ Design Method of Mode Switching Control System using Perfect Tracking Control”, Proc. of IIC2010, Vol. 2010, No. 160, pp. 19–24(2010)(in Japanese)



(a) Reference y_m and output y .



(b) Tracking error e .



(c) Control input u .

Fig. 11: Experimental results.

- 12) 原 辰次, 杉江 俊治 : “2 自由度制御系-2-達成可能な伝達関数および諸特性のクラス”, システムと制御 30(8), p457-466, 1986.
- 13) 金井喜美雄 : “制御システム設計”, 槇書店, pp.95–96, 1982.