

連続時間不安定零点を持つ制御対象への軌道追従制御法

—時間軸反転とマルチレートフィードフォワードによる安定逆系の設計—

大西亘*, 藤本博志 (東京大学)

Tracking control method for plant with continuous time unstable zeros
—Stable inversion by time axis reversal and multirate feedforward—

Wataru Ohnishi*, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract

Plant with unstable zeros is known as difficult to be controlled because of initial undershoot of step response and unstable poles of its inversion system. There are two reasons why plant has unstable zeros in discrete time domain: 1) non-collocation of actuators and sensors, 2) discretization by zero-order-hold. Problem 2) has been solved by multirate feedforward control proposed by our research group. This paper extends this method to solve problem 1) by the state variable reference generation based on time axis reversal. The validity of the proposed methods is demonstrated by simulations.

キーワード：不安定零点，時間軸反転，マルチレートフィードフォワード，真性零点，離散化零点
(unstable zeros, time axis reversal, multirate feedforward, intrinsic zeros, discretization zeros)

1. はじめに

伝達関数の分母多項式の根を極，分子多項式の根を零点という。さらに，連続系であれば右半面，離散系であれば単位円外にあれば不安定極・不安定零点とよぶ。不安定零点がある制御対象は，Fig. 1 のようにステップ応答が逆応答をもつ問題⁽¹⁾，またフィードフォワード制御のための逆システムが不安定極をもつ問題があるため，制御しにくい対象として知られている。制御対象の離散時間系における零点は，1) 連続時間系の零点に対応する零点である真性零点⁽²⁾⁽³⁾，2) 離散化により生じる離散化零点⁽⁴⁾，の2種類に分けられる。

伝達関数の極は，制御対象の状態空間表現における A 行列，例えば剛体の力から位置までのプラントであれば質量・粘性・剛性により決定される。それに対し，零点は A, b, c 行列により決定される。つまり，質量・粘性・剛性のみでなく，センサやアクチュエータの位置や特性が零点を決定する⁽⁵⁾。そのため，“制御しやすい”零点配置となるように，アクチュエータやセンサ位置を決定する「機構と制御の統合設計」が行われている^{(6)~(8)}。例えば，アクチュエータやセンサを剛体モードに対して冗長に配置することで，干渉特性の零点を操作する研究も行われている⁽⁹⁾。また，共振の位相を剛体モードと同相化することで，制御帯域を高帯域化する機構と制御の統合設計法の研究もなされている⁽¹⁰⁾。

ところが，アクチュエータやセンサ配置を変更することができず，不安定零点を持つことが避けられない制御対象も存在する。例えば，半導体露光装置においては，レンズ座標系に対して高速高精度位置決めすることが求められている。しかし，ウエハステージの位置により，レンズ座標系における零点は安定零点・不安定零点と入れ替わり，最小位相系・非最小位相系と変化する⁽¹¹⁾。そのため，制御対

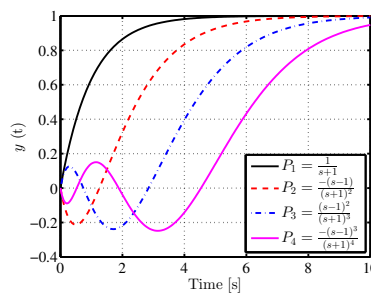


Fig. 1 Step response comparison. P_1 is 1st order transfer function without unstable zero. P_2, P_3, P_4 have one, two, three unstable zero(s) as shown in the legend of the figure. Step responses of the system with unstable zero(s) make undershoot.

象が不安定零点を含むことは避けられない。その他には，Hard disk drive (HDD)⁽¹²⁾ や，昇圧コンバータ⁽¹³⁾，永久磁石同期モータ⁽¹⁴⁾ も連続時間系において不安定零点を持つことが知られている。この場合，離散化すると真性零点が不安定零点となる。

連続時間系の伝達関数において不安定零点を持たない場合でも，相対次数が2次を超える場合は離散化零点が不安定零点になることが知られている⁽⁴⁾。そのため制御対象の逆系が不安定となり，完全追従⁽¹⁵⁾を達成することができない。この問題に対応するため，離散時間で表現された制御対象の近似逆系に基づくフィードフォワード制御系が提案されている。例えば，nonminimum-phase zeros ignore (NPZI)法⁽¹⁶⁾，zero-phase-error tracking controller (ZPETC)法⁽¹⁵⁾，zero-magnitude-error tracking controller (ZMETC)法⁽¹⁷⁾が提案されてきた。その他のアプローチとしては，既約分解表現に基づいて入力整形フィルタとフィードフォワード制御器に FIR フィルタを

使用する研究^{(18)~(20)}がなされている。この手法は、制御対象の零点に基づく FIR フィルタで整形された指令値に対しては完全追従できるが、オリジナルの指令値には完全追従できない。これらの手法は、離散時間系において設計されるため、真性零点と離散化零点の問題を同時に扱おうとしていることに注意されたい。

近似逆系を用いない手法として、未来の指令値を予見し (preview), 指令値が変化するよりも早く制御入力を印加する (preactuation) ことにより離散時間系における不安定零点に対処する研究がなされている⁽²¹⁾⁽²²⁾が、これらの手法も不安定な真性零点と不安定な離散化零点を同時に対処しようとしている。一方で、連続時間に基づくアプローチも提案されている⁽²³⁾。文献(23)における手法は、連続時間において制御対象と目標軌道からなる微分方程式を解く必要がある。また、離散化零点の議論はなされていない。

本稿で提案する手法は、不安定な真性零点と離散化零点を、一切の近似を用いずに別々に対処し、安定な制御入力を生成することを特徴とする。連続時間系不安定零点に起因する不安定な真性零点がある制御対象に対し、時間軸反転を用いることで安定な状態変数指令値を生成する。本提案手法は、プラントの次数を n とした時に、目標軌道の $n-1$ 次の微分値まで与えられるのであれば、どのような目標軌道であっても適用することが可能である。次に、離散化零点はマルチレートフィードフォワード制御法⁽²⁴⁾により近似を用いず安定化され、状態変数指令値に完全追従する制御入力を生成する。

最後に、本稿では preactuation および postactuation と連続時間系における不安定零点・安定零点の関係を明らかにする。

2. 従来のマルチレートフィードフォワード制御法⁽²⁴⁾

第1章で述べたように、離散時間系の伝達関数には真性零点と離散化零点の2種類がある⁽²⁾⁽³⁾。連続時間系において不安定零点を持たない場合、真性零点は安定になる。ところが、相対次数が2次よりも大きい場合、離散化零点は不安定零点になり⁽⁴⁾、外乱やモデル化誤差がない場合であってもシングルレート制御系の枠組みでは完全追従⁽¹⁵⁾は達成することができない。

マルチレート制御系の枠組みでは、離散化零点が不安定零点であっても、安定な逆系を設計でき、状態変数指令値に対して完全追従する制御入力を生成することができる⁽²⁴⁾。第2章では本手法を紹介する。本手法は、超精密ステージ⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾、HDD⁽¹²⁾、Atomic force microscope (AFM)⁽²⁷⁾、工作機械⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾などに適用されている。しかしながら、本手法であっても連続時間系において不安定零点を持つ場合、状態変数指令値が発散するため、連続時間系において近似を行う必要がある⁽¹²⁾。この問題は、第3章に示す時間軸反転による状態変数指令値生成により解決する。

<2.1> 定義 連続時間系におけるノミナルプラントを式(1)に示す。

$$P_c(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{c_m s^m + c_{m-1} s^{m-1} + \dots + c_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \dots\dots\dots (1)$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_c u(t), \quad y(t) = \mathbf{c}_c \mathbf{x}(t) \dots\dots\dots (2)$$

式(1)を可制御正準系で実現し、状態変数 \mathbf{x} および $\mathbf{A}_c, \mathbf{b}_c, \mathbf{c}_c$ 行列を式(3)に定義する。

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ & & & \ddots & \\ & & & & -a_{n-1} \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$\mathbf{b}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{c}_c = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \dots & c_m & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

ここで、 n および $m (< n)$ はそれぞれ $D(s)$ と $N(s)$ の次数を表す。式(2)に示す連続時間状態方程式をサンプリング周期 T_u で離散化し、式(4)を得る。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_s \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_s u[k], \quad y[k] = \mathbf{c}_s \mathbf{x}[k] \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $\mathbf{A}_s, \mathbf{b}_s, \mathbf{c}_s$ を式(5)により求める。

$$\mathbf{A}_s = e^{\mathbf{A}_c T_u}, \quad \mathbf{b}_s = \int_0^{T_u} e^{\mathbf{A}_c \tau} \mathbf{b}_c d\tau, \quad \mathbf{c}_s = \mathbf{c}_c \dots\dots\dots (5)$$

<2.2> 状態変数指令値 \mathbf{x}_d の生成 出力 $y(t)$ が指令値 $r(t)$ に追従するためには、式(2)より状態変数指令値 \mathbf{x}_d は式(6)を満たしている必要である。

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{c}_c \mathbf{x}_d(t) \dots\dots\dots (6)$$

連続時間系の伝達関数に零点を持たない制御対象の場合、状態変数指令値 $\mathbf{x}_d = [x_{1d}, x_{2d}, \dots, x_{nd}]^T$ は、 $\mathbf{c}_c = [c_0, 0, \dots, 0]$ を考慮すると、式(6)より $\mathbf{x}_d = \frac{1}{c_0} [r, sr, \dots, s^{n-1}r]^T$ となる。例えば、制御対象が0/2次の剛体である場合、状態変数指令値は位置と速度に相当する値となる。

そこで、連続時間系に零点を持つ場合、状態変数指令値は式(7)のように導出する⁽¹²⁾⁽²⁴⁾。

$$\mathbf{x}_d(t) = \int_0^t f(t-\tau) \mathbf{r}(\tau) d\tau \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $f(t)$ は \bar{L} を片側 Laplace 変換としたとき $f(t) = \bar{L}^{-1} \left[\frac{1}{N(s)} \right]$ で定義される。また、 $\mathbf{r}(t)$ を式(8)に定義する。

$$\mathbf{r}(t) = \begin{bmatrix} r_1(t) & r_2(t) & \dots & r_n(t) \end{bmatrix}^T \dots\dots\dots (8) \\ = \begin{bmatrix} 1 & s & \dots & s^{n-1} \end{bmatrix}^T \mathbf{r}(t)$$

式(7), (8)において、目標軌道 $r(t)$ の $n-1$ 回微分が与えられれば $\mathbf{x}_d(t)$ を求めることができる。

しかし、連続時間系の伝達関数に不安定零点を持つ場合、 $\frac{1}{N(s)}$ は不安定となり、 $\mathbf{x}_d(t)$ が発散する問題がある。この問題は第3章に示す時間軸反転により解決する。

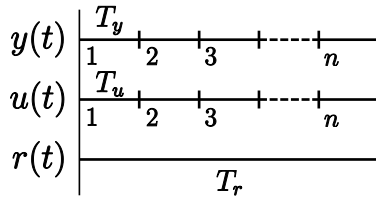


Fig. 2 Multirate sampling period.

〈3・3〉 フィードフォワード制御入力 u_o 生成 不安定な離散化零点の問題は、マルチレートフィードフォワード制御法⁽²⁴⁾により解決する。ここで、Fig. 2 に示すように3つの周期を考える。 T_y , T_r は出力 $y(t)$, 目標軌道 $r(t)$ に対するサンプリング周期, T_u は制御入力 $u(t)$ に対するホールド周期を表す。ここで本稿では $T_r = nT_u = nT_y$ と設定する。式(4)をマルチレート化し、式(9)を得る。

$$\mathbf{x}[i+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[i] + \mathbf{B}\mathbf{u}[i], \quad y[i] = \mathbf{c}\mathbf{x}[i] \dots \dots \dots (9)$$

ただし、 $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{c}, i$ について式(10)のように定義する。

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_s^n, \quad \mathbf{B} = [\mathbf{A}_s^{n-1}\mathbf{b}_s \quad \mathbf{A}_s^{n-2}\mathbf{b}_s \quad \dots \quad \mathbf{A}_s\mathbf{b}_s \quad \mathbf{b}_s] \dots \dots (10)$$

$$\mathbf{c} = \mathbf{c}_c, \quad \mathbf{x}[i] = \mathbf{x}(iT_r)$$

ここで式(9)は $t = iT_r = kT_u$ から $t = (i+1)T_r = (k+n)T_u$ の状態遷移を計算することにより得られる。また、入力 $u_o[i]$ を式(11)に示す lifting form で定義する。

$$\mathbf{u}_o[i] = [u_1[i] \quad u_2[i] \quad \dots \quad u_n[i]]^T$$

$$= [u(kT_u) \quad u((k+1)T_u) \quad \dots \quad u((k+n-1)T_u)]^T \dots \dots (11)$$

式(9), (10)から、可制御であれば \mathbf{B} 行列が正則であるため、フィードフォワード入力 $u_o[i]$ は式(12)により求めることができる。ここで、 $T_r = nT_u$ だけ preview した状態変数指令値 $\mathbf{x}_d[i+1]$ を用いていることに注意されたい。

$$\mathbf{u}_o[i] = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - \mathbf{z}^{-1}\mathbf{A})\mathbf{x}_d[i+1] \dots \dots \dots (12)$$

ただし、 \mathbf{z} は e^{sT_r} を表す。

3. 時間軸反転による不安定な真性零点に対する安定逆系の設計

〈3・1〉 時間軸反転法 連続時間の伝達関数に不安定零点を持つ制御対象の場合、式(7)による状態変数指令値が発散するという問題がある。本章では、連続時間の不安定零点を持つ制御対象に対する安定な状態変数指令値の生成法について定式化する。

〈3・1・1〉 安定部と不安定部の分割 $\frac{1}{N(s)}$ を安定極・不安定極を持つ部分に分解する。

$$\frac{1}{N(s)} = \frac{1}{N^{st}(s)} + \frac{1}{N^{ust}(s)} \dots \dots \dots (13)$$

また、 $\tilde{\mathcal{L}}$ を片側 Laplace 変換として、 $f^{st}(t), \tilde{f}^{ust}(t)$ を式(14)に定義する⁽³⁰⁾。ここで、 $\frac{1}{N^{ust}(-s)}$ は安定であることに注意されたい。

$$f^{st}(t) = \tilde{\mathcal{L}}^{-1} \left[\frac{1}{N^{st}(s)} \right], \quad \tilde{f}^{ust}(t) = \tilde{\mathcal{L}}^{-1} \left[\frac{1}{N^{ust}(-s)} \right] \dots \dots (14)$$

〈3・1・2〉 安定部の状態変数指令値生成 安定部の状態変数指令値 $\mathbf{x}_d^{st}(t)$ については、式(15)を用いて生成する。

$$\mathbf{x}_d^{st}(t) = [x_{1d}^{st}(t) \quad x_{2d}^{st}(t) \quad \dots \quad x_{nd}^{st}(t)]^T$$

$$= \int_{-\infty}^t f^{st}(t-\tau)r(\tau)d\tau \dots \dots \dots (15)$$

〈3・1・3〉 時間軸反転による不安定部の状態変数指令値生成 不安定部の状態変数指令値 $\mathbf{x}_d^{ust}(t)$ は、時間軸を反転した目標軌道 $r(-\bar{t})$ と安定である $\tilde{f}^{ust}(\bar{t})$ を畳み込み計算し、さらにそれを時間軸反転することにより得られる⁽³⁰⁾⁽³¹⁾。

$$\mathbf{x}_d^{ust}(t) = [x_{1d}^{ust}(t) \quad x_{2d}^{ust}(t) \quad \dots \quad x_{nd}^{ust}(t)]^T$$

$$= \int_{-\infty}^t \tilde{f}^{ust}(\bar{t}-\bar{\tau})r(-\bar{\tau})d\bar{\tau} \Big|_{\bar{t}=t} \dots \dots \dots (16)$$

〈3・1・4〉 状態変数指令値の導出 安定部分と不安定部分の状態変数指令値を合計し、状態変数指令値 $\mathbf{x}_d(t)$ を求める。

$$\mathbf{x}_d(t) = \mathbf{x}_d^{st}(t) + \mathbf{x}_d^{ust}(t) \dots \dots \dots (17)$$

〈3・2〉 Preactuation と postactuation の考察 第3.1節に示した提案手法は、連続時間系における安定零点・不安定零点と、目標値に追従するための postactuation, preactuation の関係を明確に示している。式(15)から、連続時間系の安定零点がある場合、目標値の変化より後にフィードフォワード制御入力に変化する postactuation が必要であることが分かる。一方で、式(16)から、連続時間系の不安定零点があると指令値の変化より前にフィードフォワード制御入力に変化する preactuation が必要であることが分かる。

一方で式(12)から、不安定な離散化零点に対しては preactuation でなく、 nT_u 先の軌道を予見する preview によって完全追従する制御入力を生成している。

4. シミュレーション例

〈4・1〉 シミュレーション条件 本稿では、Fig. 3 に示す、精密ステージの一例であるガントリステージ⁽⁷⁾⁽²⁶⁾⁽³²⁾を模したモデルをもとにシミュレーションを行う。ここで、連続時間系における制御対象の伝達関数を式(18)に示す。

$$P_c(s) = \frac{-(s-140)(s+100)}{s(s+2000)(s+2)(s^2+20s+40000)} \dots \dots (18)$$

この伝達関数は、 x 軸方向の電流指令値から位置 x までのモデルを想定している。 $P_c(s)$ をサンプリング周期 $T_u = 100 \mu s$ の零次ホールドで離散化した伝達関数 $P_s[z]$ を式(19)に示す。

$$P_s[z] = \frac{K(z+3.547)(z-1.014)(z-0.9900)(z+0.2543)}{(z-1)(z-0.9998)(z-0.8187)(z^2-1.998z+0.998)} \dots \dots (19)$$

$P_c(s)$ のボード線図を Fig. 4, $P_c(s)$ と $P_s[z]$ の極零点配置図を Fig. 5 に示す。連続時間系においては、 $P_c(s)$ は1個の安定零点と1個の不安定零点を持つ。離散時間系においては $P_s[z]$ は真性零点を $z = +0.99, +1.014$ に、また離散化零点を $z = -3.547, -0.2543$ に持つ。よって、 $P_s[z]$ は不安定な

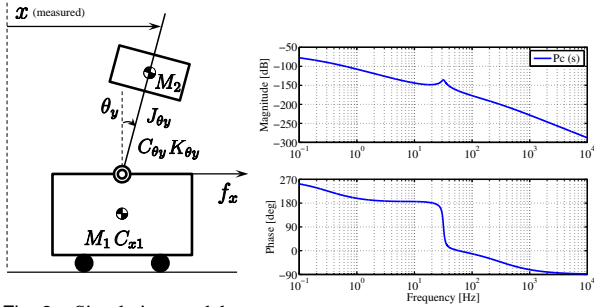


Fig. 3 Simulation model.

This model assumes the gantry type high-precision stage⁽⁷⁾⁽²⁶⁾⁽³²⁾.

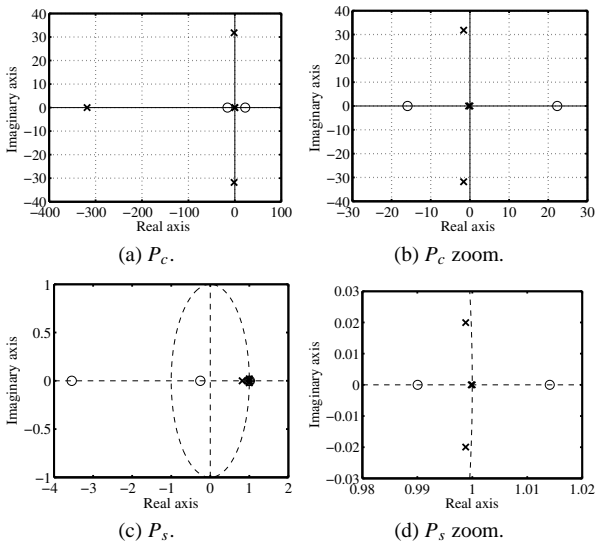


Fig. 5 Pole-zero map of $P_c(s)$ and $P_s[z]$.

真性零点を1個、不安定な離散化零点を1個持つことができる。

また、目標軌道を Fig. 6(a) に示すような9次多項式で補間されたステップ軌道で与える。ステップ時間は0.02秒と設定した。

〈4・2〉 シミュレーション結果 シミュレーションは $-0.5 \text{ s} < t < 0.5 \text{ s}$ の時間で行った。シミュレーション結果を Fig. 6-8 に示す。Fig. 6(a) は、出力 $y(t)$ が目標軌道 $r(t)$ にアンダーシュート・オーバーシュートなく追従していることを示している。また、Fig. 6(b) は preactuation ($t < 0 \text{ s}$) と postactuation ($0.02 \text{ s} < t$) が起きていることを示している。

目標軌道 $r(t)$ と状態変数指令値 $x_d(t)$, $x_d^{st}(t)$, $x_d^{ust}(t)$ を Fig. 7 と Fig. 8 に示す。これらは、preactuation と postactuation は $x_d^{ust}(t)$ と $x_d^{st}(t)$ によって生じていることを示している。ここで $x_d^{ust}(t)$ は第3.1節に示したように、連続時間における不安定零点 $N^{ust}(s)$, $x_d^{st}(t)$ は連続時間系における安定零点 $N^{st}(s)$ によって生成されている。また、不安定な離散化零点 ($z = -3.547$) は第2章に示したマルチレート制御法によって安定な逆系を設計している。以上から、提案法の有効性が示せたといえる。

〈4・3〉 近似逆系を用いる NPZI, ZPETC, ZMETC 法との比較

本節では、離散時間領域における不安定零点に対し、近似逆系で対処することの影響を示す。NPZI 法⁽¹⁶⁾, ZPETC 法⁽¹⁵⁾, ZMETC 法⁽¹⁷⁾ のシミュレーション結果を Fig. 9 に示す。サンプリング周期は T_u を用いた。ZPETC においては、零位相誤差を達成するために preview を用いた。

これらの3手法はいずれもアンダーシュートを引き起こしている。以上から、preactuation を使わない場合、アンダーシュート・オーバーシュートの大きさと整定時間にはトレードオフがあることが分かる。

5. まとめ

本稿では、連続時間系において不安定零点を持つ制御対象に対して新たな軌道追従制御法を提案した。離散時間領域における零点は、1) 連続時間領域に対応する零点がある真性零点、2) 連続時間領域に対応する零点を持たない離散化零点、の2種類がある。連続時間領域で不安定な零点を持つ制御対象は、離散時間領域で不安定な真性零点を持つ。一方で、連続時間領域の零点が安定であっても、相対次数が2次を超えている場合、離散化零点は不安定となる。

本稿における提案手法は、不安定な真性零点と不安定な離散化零点を別々に取り扱うことを特徴とする。不安定な真性零点について、目標軌道が変化するより前に制御入力を変化させる preactuation により生成された安定な制御入力により対処される。この際の指令値は、時間軸反転により計算された状態変数指令値をもとに生成される。次に、不安定な離散化零点は目標軌道を先読みする preview を用いるマルチレートフィードフォワードにより安定な逆系が設計される。本手法の有効性は、シミュレーションにより示された。

参考文献

- (1) 松尾孝美:「制御系における零点 [IV] 零点と応答波形」, 計測と制御, vol. 29, no. 6, pp. 543-550 (1990-6)
- (2) T. Hagiwara, T. Yuasa, and M. Araki, "Stability of the limiting zeros of sampled-data systems with zero-and first-order holds," *International Journal of Control*, vol. 58, no. 6, pp. 1325-1346, 1993.
- (3) T. Hagiwara, "Analytic study on the intrinsic zeros of sampled-data systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 2, pp. 261-263, 1996.
- (4) K. Astrom, P. Hagander, and J. Sternby, "Zeros of sampled systems," *Automatica*, vol. 20, no. 1, pp. 31-38, 1984.
- (5) J. Hoagg and D. Bernstein, "Nonminimum-phase zeros - much to do about nothing - classical control - revisited part II," *IEEE Control Systems*, vol. 27, no. 3, pp. 45-57, 2007.
- (6) 原辰次・山浦弘:「磁気ヘッド位置決め機構系と制御系の統合化設計」, 計測と制御, vol. 41, no. 6, pp. 406-411 (2002-6)
- (7) A. Hara, K. Saiki, K. Sakata, and H. Fujimoto, "Basic examination on simultaneous optimization of mechanism and control for high precision single axis stage and experimental verification," in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 2509-2514, 2008.

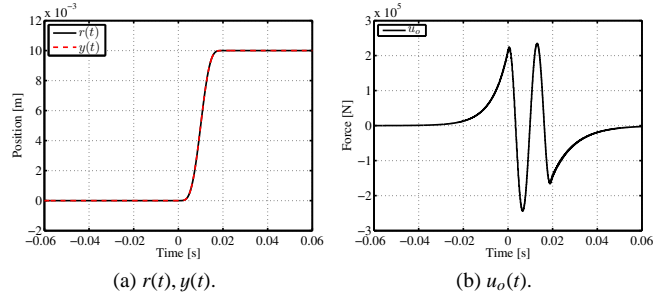


Fig. 6 Feedforward simulation results of the proposed method. The reference position trajectory $r(t)$, the output position $y(t)$, and the feedforward force $u_o(t)$.

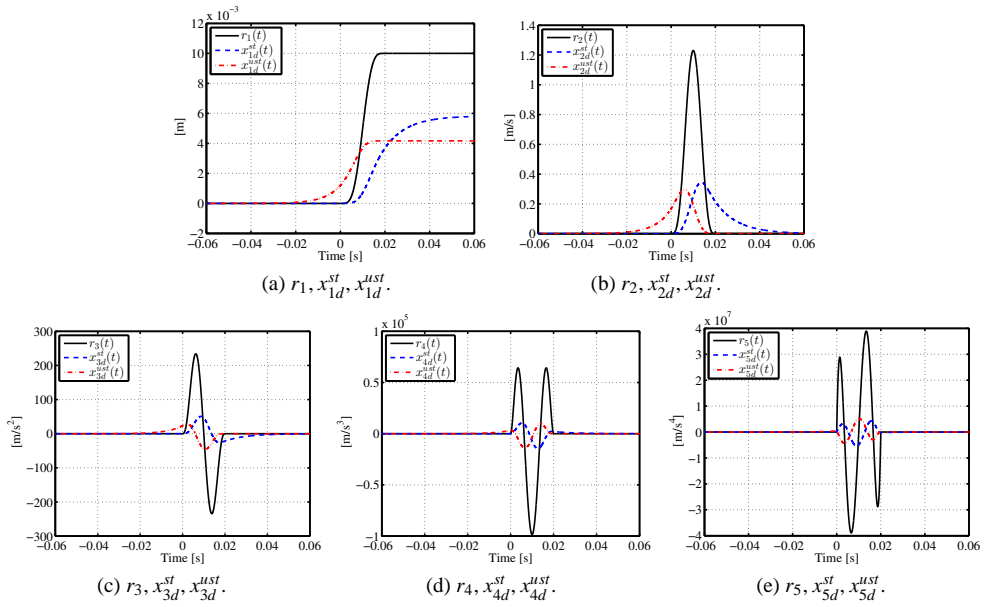


Fig. 7 Feedforward simulation results of the proposed method. The reference trajectory $r(t)$ and the state variable reference of the stable part $x_d^{st}(t)$ and the unstable part $x_d^{ust}(t)$.

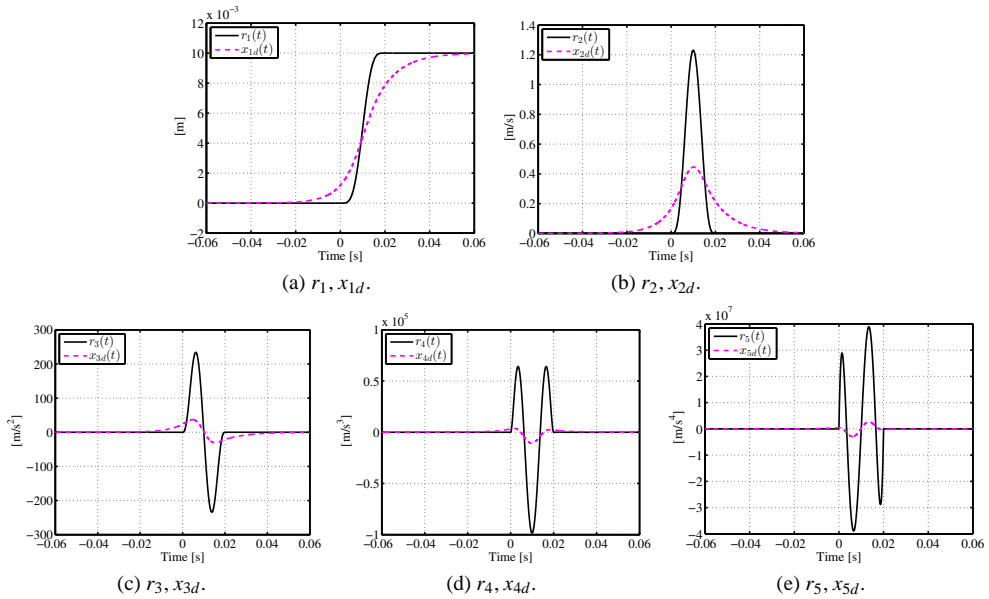


Fig. 8 Feedforward simulation results of the proposed method. The reference trajectory $r(t)$, the state variable reference $x_d(t) = x_d^{st}(t) + x_d^{ust}(t)$.

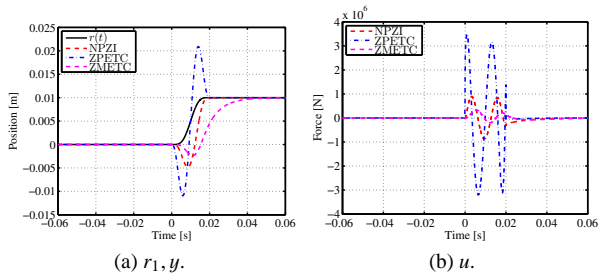


Fig. 9 Feedforward simulation results. The reference position trajectory $r(t)$, the output position $y(t)$, and the feedforward force u of the NPZI, ZPETC, and ZMETC methods.

- (8) W. Ohnishi, H. Fujimoto, K. Sakata, K. Suzuki, and K. Saiki, "Integrated Design of Mechanism and Control for High-Precision Stages by the Interaction Index in the Direct Nyquist Array Method," in *American Control Conference*, pp. 2825–2830, 2015.
- (9) W. Ohnishi, H. Fujimoto, K. Sakata, K. Suzuki, and K. Saiki, "Proposal of Decoupling Control Method for High-Precision Stages using Multiple Actuators considering the Misalignment among the Actuation Point, Center of Gravity, and Center of Rotation," in *IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control*, 2015.
- (10) 熱海武憲・有坂寿洋・清水利彦・山口高司:「ハードディスク装置の機構共振抑制サーボ技術」, 日本機械学会論文集中編, vol. 68, no. 675, pp. 3298–3305 (2002-11)
- (11) H. Butler, "Position Control in Lithographic Equipment," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 31, no. 5, pp. 28–47, 2011.
- (12) H. Fujimoto, K. Fukushima, and S. Nakagawa, "Vibration suppression short-span seeking of HDD with multirate feedforward control," in *American Control Conference*, pp. 582–587, 2006.
- (13) 武井大輔・藤本博志・堀洋一:「昇圧コンバータにおける平滑コンデンサの小型化を目的とした負荷電流フィードフォワード制御」, 電気学会論文誌 D, vol. 135, no. 5, pp. 457–466 (2015-5)
- (14) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna, "A Precise Model-Based Design of Voltage Phase Controller for IPMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5655–5664, 2013.
- (15) M. Tomizuka, "Zero phase error tracking algorithm for digital control," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 109, pp. 65–68, 1987.
- (16) J. A. Butterworth, L. Y. Pao, and D. Y. Abramovitch, "Analysis and comparison of three discrete-time feedforward model-inverse control techniques for nonminimum-phase systems," *Mechatronics*, vol. 22, no. 5, pp. 577–587, 2012.
- (17) J. Wen and B. Potsaid, "An experimental study of a high performance motion control system," in *American Control Conference*, vol. 6, pp. 5158–5163, 2004.
- (18) D. Bruijnen and N. van Dijk, "Combined input shaping and feedforward control for flexible motion systems," in *American Control Conference*, pp. 2473–2478, 2012.
- (19) M. Heertjes and D. Bruijnen, "MIMO FIR Feedforward Design for Zero Error Tracking Control," in *American Control Conference*, pp. 2166–2171, 2014.
- (20) M. O. Navarrete, M. F. Heertjes, and R. H. M. Schmidt, "Common Zeros in Synchronization of High-Precision Stage Systems," in *IEEE International Conference on Mechatronics*, pp. 598–603, 2015.
- (21) B. Rigney, L. Y. Pao, and D. Lawrence, "Nonminimum phase dynamic inversion for settle time applications," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 989–1005, 2009.
- (22) L. Marconi, G. Marro, and C. Melchiorri, "A solution technique for almost perfect tracking of non-minimum-phase, discrete-time linear systems," *International Journal of Control*, vol. 74, no. 5, pp. 496–506, 2001.
- (23) T. Shiraishi and H. Fujimoto, "A Reference Trajectory Generation for System with Unstable Zeros Considering Negative-time Domain Analysis," in *IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control*, 2015.
- (24) 藤本博志・堀洋一・河村篤男:「マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法」, 計測自動制御学会論文集, vol. 36, no. 9, pp. 766–772 (2000-9)
- (25) K. Saiki, A. Hara, K. Sakata, and H. Fujimoto, "A Study on High-Speed and High-Precision Tracking Control of Large-Scale Stage Using Perfect Tracking Control Method Based on Multirate Feedforward Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1393–1400, 2010.
- (26) H. Fujimoto, K. Sakata, and K. Saiki, "Application of Perfect Tracking Control to Large-Scale High-Precision Stage," in *5th IFAC Symposium on Mechatronic Systems*, pp. 188–193, 2010.
- (27) T. Shiraishi and H. Fujimoto, "Positioning control for Piezo scanner using multirate perfect inverse model based iterative learning control," in *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 993–998, 2010.
- (28) H. Fujimoto and T. Takemura, "High-precision control of ball-screw-driven stage based on repetitive control using n-times learning filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3694–3703, 2014.
- (29) H. Zhu and H. Fujimoto, "Mechanical Deformation Analysis and High-Precision Control for Ball-Screw-Driven Stages," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 20, no. 2, pp. 956–966, 2015.
- (30) 十河拓也:「モデルマッチング非因果的解の計算法とその予見フィードフォワード制御への応用」, 計測自動制御学会論文集, vol. 42, no. 1, pp. 40–46 (2006-1)
- (31) T. Sogo, "On the equivalence between stable inversion for non-minimum phase systems and reciprocal transfer functions defined by the two-sided Laplace transform," *Automatica*, vol. 46, no. 1, pp. 122–126, 2010.
- (32) T. Shiraishi and H. Fujimoto, "Trajectory tracking control method based on zero-phase minimum-phase factorization for nonminimum-phase continuous-time system," in *International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 1–6, 2012.