零位相誤差追従コントローラを用いた外乱オブザーバ併用型 Predictive Functional Control 制御系の追従性能改善

佐藤 俊之^{*1}, 永瀬 純也^{*2}, 嵯峨 宣彦^{*3}, 齋藤 直樹^{*1}

Improvement of tracking performance of disturbance observer-based predictive functional control systems using zero phase error tracking controller

Toshiyuki SATOH^{*1}, Jun-ya NAGASE^{*2}, Norihiko SAGA^{*3} and Naoki SAITO^{*1}^{*1} Department of Machine Intelligence and Systems Engineering, Akita Prefectural University
84-4 Aza Ebinokuchi, Tsuchiya, Yurihonjo-shi, Akita 015-0055, Japan^{*2} Department of Mechanical and Systems Engineering, Ryukoku University
1-5 Yokotani, Setaocho, Otsu-shi, Shiga 520-2194, Japan^{*3} Department of Human System Interaction, Kwansei Gakuin University
2-1 Gakuen, Sanda-shi, Hyogo 669-1337, Japan

Received: 29 March 2017; Revised: 18 June 2017; Accepted: 24 August 2017

Abstract

This paper proposes a two-degree-of-freedom control systems design using a preview feedforward controller called zero phase error tracking controller (ZPETC) to improve the tracking performance of the disturbance observer-based Predictive Functional Control (PFC) systems. To this end, we derive a pulse transfer function representation of the PFC controller, which is used for the design of ZPETC, and show some properties of the PFC controller. Then a disturbance observer-based PFC system combined with ZPETC is designed. Several experiments using a single axis table drive system are conducted to validate the effectiveness of the proposed control method. The experimental results show that the tracking error is dramatically reduced compared to the previously-developed disturbance observer-based PFC.

Key words : Predictive functional control, Disturbance observer, Zero phase error tracking control, Model predictive control, Feedforward, Preview control

1. 緒 言

Richalet ら (Richalet et al., 1987; Richalet and O'donovan, 2009) によって開発された Predictive Functional Control (PFC) は, モデル予測制御 (MPC) の一種であり, 第三世代 MPC に区分される手法である (Qin and Badgwell, 2003). オンラインで二次最適化問題を解きながら制御を実行する一般的な MPC (Maciejowski, 2002; Camacho and Bordons, 2007) とは異なり, PFC では計算負荷の高いオンライン最適化は不要である. そのため, PFC は制御入力計算に必要な演算量が一般的な MPC よりも少なく, サンプリング周期が短いメカトロニクス分野やロボティクス分野における制御にも適用可能である (Richalet et al., 1987; Lepetič et al., 2003; Vivas and Poignet, 2005; Dieulot et al., 2008; Liu and Li, 2012). また, 時間遅れを持つ系の制御に対しても容易に適用でき, 分散制御システム (Distributed Control System; DCS) の標準機能で実装できることから, 近年では企業において, これまで使用されてきた PID 制御に代替する高精度な制御手法として PFC の導入が進んでいる (藤田他, 2011; 橋爪, 2015). 著者らはこれまで, PFC の有するこうした特長に着目し, 空気圧アクチュエータの制御 (永瀬他, 2012a, 2012b;

No.17-00142 [DOI:10.1299/transjsme.17-00142], J-STAGE Advance Publication date : 6 September, 2017

^{*1} 正員, 秋田県立大学機械知能システム学科 (〒015-0055 秋田県由利本荘市土谷字海老ノ口 84-4)^{*2} 正員, 龍谷大学理工学部機械システム工学科 (〒520-2194 滋賀県大津市瀬田大江町横谷 1-5)^{*3} 正員, 関西学院大学理工学部人間システム工学科 (〒669-1337 兵庫県三田市学園 2-1)

E-mail of corresponding author: tsatoh@akita-pu.ac.jp

Fig. 1 Principle of predictive functional control.

Nagase et al., 2013; Hashimoto et al., 2015) など、メカトロ・サーボ系の制御に PFC を適用してきた。同時に、PFC の追従性能改善を目的として、外乱オブザーバ併用型 PFC を提案し、これを空気圧人工筋やテーブル駆動系の制御に適用することにより、その有用性を示した (Sato et al., 2010; 佐藤他, 2011; Sato et al., 2012)。さらに、状態推定器と同様な形式を持つ内部モデルを用いることにより、ランプ状外乱に対するオフセット・フリー特性を実現する方法を提案した (佐藤他, 2013)。

本論文では、PFC 制御系のさらなる追従性能の改善を目指し、予見フィードフォワード補償を用いる外乱オブザーバ併用型 PFC を提案する。すでに構成された閉ループ系に対して予見フィードフォワード補償をおこなうためには一般に、閉ループ伝達関数の情報が必要となる。ところが PFC では、PID 制御などの古典制御手法とは異なり、補償器の伝達関数ではなく、各サンプリング時刻での最適制御則が与えられるのが一般的である。そこで本論文ではまず、PFC 補償器のパルス伝達関数表現を求める。PFC 補償器が線形時不変コントローラとなることから、最適制御則から補償器のパルス伝達関数表現を容易に求めることができる。補償器のパルス伝達関数が得られれば、制御対象の伝達関数とともに、PFC 制御系の閉ループ伝達関数表現を導くことが可能となる。次に、外乱オブザーバにより外乱やモデル化誤差が打ち消され、制御対象の特性がほぼノミナル化されているとの仮定のもとで、得られた閉ループ伝達関数表現を用いて予見フィードフォワード補償器を設計する。ここでは予見フィードフォワード補償器として、Tomizuka (1987) により提案された零位相誤差追従コントローラ (zero phase error tracking controller; ZPETC) を用いる。さらに、1 軸テーブル駆動系を制御対象として用い、従来の外乱オブザーバ併用型 PFC に ZPETC を追加した制御系を用いた位置制御実験を通じて、従来の外乱オブザーバ併用型 PFC に対する追従性能の向上を評価する。

以下に本論文の構成を示す。第 2 章では PFC の概要を述べる。第 3 章では PFC 補償器のパルス伝達関数を示すとともに、PFC 補償器の有する性質を調べ、PI 制御や PID 制御との関係を述べる。第 4 章では、ZPETC の概要を示す。第 5 章では実験装置の概要と制御対象モデルについて説明したのち、PFC の設計パラメータの値を 6 通りに変え、それぞれの場合に対する PFC 補償器と ZPETC を設計する。これらと外乱オブザーバを併用して構成される制御系を実装し、位置制御実験を行うことで提案する制御系の有効性を評価する。第 6 章は結言である。

2. Predictive Functional Control

本章では PFC の概要を示す。図 1 に PFC の概念図を示す。図 1 において、 k は現在時刻をあらわし、 $c(t)$ は設定値をあらわす。制御対象出力 $y_p(k)$ を起点とし、設定値へ理想的に近づく曲線 y_R を参照軌道と呼ぶ。参照軌道の上には一致点と呼ばれる複数個の点が定義されている。一致点は、一つのことでもあれば、複数個が設定されることもある。一致点における参照軌道 y_R の値と、その時刻における制御対象出力の予測値 $\hat{y}_p$ の値との差を最小化するように最適操作量軌道を計算する。得られた最適操作量軌道の先頭要素 $u(k)$ のみを制御対象に加える。PFC では以上の手順を毎時刻、繰り返すことで制御を実行している。

最適制御入力の導出は以下ようになる (佐藤他, 2011)。以下では、実数および整数からなるすべての n 次元ベクトルの集合をそれぞれ $\mathbb{R}^n$ および $\mathbb{Z}^n$ であらわし、サンプリング周期を T_s であらわす。制御対象は安定であり L 秒の入力むだ時間を含むと仮定する。むだ時間を除いた制御対象モデルを次の SISO 離散時間状態空間モデルで

あらわす：

$$\begin{cases} x_M(k+1) = A_M x_M(k) + B_M u(k), \\ y_M(k) = C_M x_M(k). \end{cases} \quad (1)$$

ここで $x_M \in \mathbb{R}^n$ は状態変数ベクトル, $u \in \mathbb{R}$ は制御入力, $y_M \in \mathbb{R}$ はモデル出力をあらわす. ここで $y_M(k)$ はむだ時間分だけ遅れた制御対象出力 $y_P(k+d)$ をあらわすために用いられる. ここで $d \in \mathbb{Z}$ は, むだ時間がサンプリング周期の定数倍と仮定すれば, $d = L/T_s$ で与えられる. また, 以下の条件が成り立つと仮定する:

$$\begin{vmatrix} A_M - I & B_M \\ C_M & 0 \end{vmatrix} \neq 0. \quad (2)$$

むだ時間が存在する場合には, 参照軌道の始点は時刻 k ではなく, $k+d$ にずらして考える. よって, 参照軌道を次式で定義する:

$$y_R(k+d+i) := c(k+d+i) - \alpha^i \{c(k+d) - \hat{y}_P(k+d)\}, \quad i = 0, 1, \dots \quad (3)$$

ただし $\alpha \in \mathbb{R}$ ($0 < \alpha < 1$) は参照軌道が設定値に近づく速さを調整するパラメータであり, 本論文では $\alpha = e^{-3T_s/T_{\text{CLRT}}}$ に取る. ここで, $T_{\text{CLRT}} \in \mathbb{R}$ は PFC の設計パラメータであり, 閉ループ応答時間 (Closed-Loop Response Time) と呼ばれる. 評価関数を

$$J(k) := \sum_{j=1}^{n_h} \{\hat{y}_P(k+d+h_j) - y_R(k+d+h_j)\}^2 \quad (4)$$

で定義する. ここで $h_j \in \mathbb{Z}$ ($j = 1, 2, \dots, n_h$) と $n_h \in \mathbb{Z}$ はそれぞれ現在の時刻から一致点までのサンプル数と, 一致点の個数をあらわす. PFC では, サンプリング時刻ごとに計算される最適制御入力軌道は, 基底関数の線形結合で表現され, ほとんどの場合, 多項式基底関数が用いられる. そのとき, 式 (4) の評価関数を最小化する最適制御入力は次式で与えられる:

$$u(k) = k_0 \{c(k+d) - y_P(k)\} + \tilde{v}_x^T x_M(k) + \tilde{v}_{xd}^T x_M(k-d). \quad (5)$$

ここで k_0 , $\tilde{v}_x$, $\tilde{v}_{xd}$ はそれぞれ

$$k_0 = v^T \begin{pmatrix} 1 - \alpha^{h_1} \\ 1 - \alpha^{h_2} \\ \vdots \\ 1 - \alpha^{h_{n_h}} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}, \quad \tilde{v}_x = - \begin{pmatrix} C_M (A_M^{h_1} - \alpha^{h_1} I) \\ C_M (A_M^{h_2} - \alpha^{h_2} I) \\ \vdots \\ C_M (A_M^{h_{n_h}} - \alpha^{h_{n_h}} I) \end{pmatrix}^T v \in \mathbb{R}^n, \quad \tilde{v}_{xd} = - \begin{pmatrix} (\alpha^{h_1} - 1) C_M \\ (\alpha^{h_2} - 1) C_M \\ \vdots \\ (\alpha^{h_{n_h}} - 1) C_M \end{pmatrix}^T v \in \mathbb{R}^n \quad (6)$$

で与えられる. 式 (6) において, v は次式で与えられる:

$$v = \left(y_B(h_1) \cdots y_B(h_{n_h}) \right)^T \left(\sum_{j=1}^{n_h} y_B(h_j) y_B(h_j)^T \right)^{-1} U_B(0) \in \mathbb{R}^{n_h}. \quad (7)$$

ただし,

$$y_B(h_j) = \left(y_{B_1}(h_j) \cdots y_{B_{n_B}}(h_j) \right)^T \in \mathbb{R}^{n_B}, \quad U_B(0) = \left(1 \ 0 \cdots 0 \right)^T \in \mathbb{Z}^{n_B} \quad (8)$$

であり, $y_{B_i}(i) \in \mathbb{R}$ は, i^{l-1} ($l = 1, 2, \dots, n_B$) の形をとる多項式基底関数に対する強制応答をあらわす.

3. PFC 補償器の伝達関数表現とその性質

式 (5) の最適制御則は線形時不変であることから, PFC 補償器の伝達関数表現を容易に導くことができる. その結果は次の命題で与えられる.

命題 3.1. いま, 次の表記法を導入する:

$$\left(\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right) := C(zI - A)^{-1}B + D. \quad (9)$$

そのとき, PFC 補償器のパルス伝達関数, すなわち, 追従誤差 e から制御入力 u までのパルス伝達関数は, 次式であらわされる:

$$C(z) = \left(\begin{array}{c|c} A^\dagger & B^\dagger \\ \hline C^\dagger & k_0 \end{array} \right). \quad (10)$$

ここで,

$$\left. \begin{aligned} A^\dagger &= \begin{pmatrix} 0 & I_n & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & I_n & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & I_n \\ B_M \tilde{v}_{xd}^T & 0 & 0 & \cdots & A_M + B_M \tilde{v}_x^T \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{n(d+1) \times n(d+1)}, & B^\dagger &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ B_M k_0 \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{n(d+1)}, \\ C^\dagger &= (\tilde{v}_{xd}^T \ 0 \cdots 0 \ \tilde{v}_x^T) \in \mathbb{R}^{1 \times n(d+1)} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

である. さらに, むだ時間が存在しない場合, すなわち $d = 0$ のときには, PFC 補償器のパルス伝達関数は次式で表現される:

$$C(z) = \left(\begin{array}{c|c} A_M + B_M \tilde{v}_x^T & k_0 B_M \\ \hline \tilde{v}_x^T & k_0 \end{array} \right). \quad (12)$$

ただし, $\tilde{v}_x$ は次式で定義されるベクトルである:

$$\tilde{v}_x := - \begin{pmatrix} C_M (A_M^{h_1} - I) \\ C_M (A_M^{h_2} - I) \\ \vdots \\ C_M (A_M^{h_{n_h}} - I) \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^n. \quad (13)$$

証明. 式 (1) の制御対象モデルと式 (5) の最適制御則より,

$$x_M(k+1) = B_M \tilde{v}_{xd} x_M(k-d) + (A_M + B_M \tilde{v}_x^T) x_M(k) + k_0 B_M (c(k+d) - y_P(k)) \quad (14)$$

と書けるので,

$$x^\dagger(k) := \left(x_M(k-d)^T \ x_M(k-d+1)^T \ \cdots \ x_M(k-1)^T \ x_M(k)^T \right)^T \quad (15)$$

と定義し, 入力を追従誤差 $e(k) = c(k+d) - y_P(k)$, 出力を制御入力 $u(k)$ とする拡大系

$$\begin{cases} x^\dagger(k+1) = A^\dagger x^\dagger(k) + B^\dagger e(k), \\ u(k) = C^\dagger x^\dagger(k) + k_0 e(k) \end{cases} \quad (16)$$

を構成することにより, 式 (10) の結果を得る.

$d = 0$ のときは, 構成する拡大系の状態変数は, 制御対象モデルの状態変数 $x_M(k)$ のみとなる. また, $\tilde{v}_{xd}$ と $\tilde{v}_x$ の定義より,

$$\tilde{v}_{xd} + \tilde{v}_x = \tilde{v}_x \quad (17)$$

が成り立つことから, 式 (12) がただちに導かれる. ♣

【注意】 現在時刻から一致点までのサンプル数 h_j や一致点の個数 n_h , 参照軌道が設定値に近く速さを調整するパラメータ α , 多項式基底関数の個数 n_B の選び方を変えても, PFC 補償器の表現は式 (10) または式 (12) で統一的に表現できる.

むだ時間が存在しない場合, すなわち $d=0$ のとき, 式 (12) で表現される PFC 補償器のシステム行列は $A_M + B_M v_x^T$ であることより, PFC 補償器は制御対象と同次数であることがわかる. また, PFC 補償器の零点に関して, 次の命題が成り立つ.

命題 3.2. $d=0$ のとき, 式 (12) で与えられる PFC 補償器の零点は, 制御対象の極を相殺する.

証明. 式 (12) で与えられる PFC 補償器の零点は以下の z に関する方程式の解として与えられる:

$$\begin{vmatrix} A_M + B_M v_x^T - zI & k_0 B_M \\ v_x^T & k_0 \end{vmatrix} = 0. \quad (18)$$

行列式は基本操作により不変 (Strang, 1976) であるから, 式 (18) 左辺の行列式の第二行目に $-B_M$ を左から掛けたものを第一行目に加えてできる行列式と, 式 (18) 左辺の行列式は変わらない. よって式 (18) は

$$\begin{vmatrix} A_M - zI & \mathbf{0} \\ v_x^T & k_0 \end{vmatrix} = 0 \quad (19)$$

と等価である. ブロック下三角行列の行列式の性質 (Horn and Johnson, 1985) より, 上式はさらに

$$k_0 |A_M - zI| = 0 \quad (20)$$

と等価となる. 一致点は現在時刻よりも先の時刻に取られるため, $h_j \neq 0$ ($j = 1, 2, \dots, n_h$) が成り立つ. これより一般に $k_0 \neq 0$ となる. したがって式 (18) の解として得られる PFC 補償器の零点は, 固有値方程式

$$|A_M - zI| = 0 \quad (21)$$

の解, すなわち制御対象の極となる. したがって, PFC 補償器は制御対象の極を相殺する. ♣

前述のように, PFC 補償器は多項式基底関数の線形結合により制御入力信号を構成する. 多項式基底関数 $y_{B_i}(i) = i^{l-1}$ のうちで最も次数が低いのは $l=1$ のときのステップ関数 ($y_{B_i}(i) = 1$) であることから, PFC の制御則には常にステップ状信号が含まれる. また, $n_B \geq 2$ の場合であっても, 制御対象に加えられる制御入力是最適制御入力系列の先頭要素のみであるから, 現在時刻において非零となる制御入力を与えられるのはステップ状信号しかない. これより, PFC 補償器には積分要素が含まれることがわかる. 以上をまとめると, PFC 補償器は以下の性質を有することがわかる.

- 制御対象と同次数となる.
- 制御対象の極を相殺する.
- 積分要素を含む.

例えば制御対象がむだ時間を含まない 1 次遅れ系のとき, 上記の性質をすべて満たす補償器が PI 補償器であることは容易に確認できる. すなわち PFC 補償器は PI 補償器そのものとなる. したがって, この場合には PFC 補償器に PID 補償器を上回る制御性能を期待することはできないことがわかる. PFC 制御系に PID 制御系と同等あるいはそれ以上の制御性能を期待できるのは, 制御対象の次数が 2 次以上のときに限るため, PFC を PID 制御の代替制御方策として用いる場合にはこの点に留意する必要がある. ただし, むだ時間が存在する場合 ($d \neq 0$) には, 1 次の制御対象であっても, PFC 制御系を用いる利点が存在する. むだ時間系に PID 制御を適用する場合には, しばしばスミス補償といったむだ時間補償を施す必要に迫られるが, PFC の場合には参照軌道の開始点を現在時刻からむだ時間分だけ遅らせるだけで済むため, むだ時間系の取り扱いが PID 制御に比べて容易だからである. また, 式 (2) の条件が成り立たなければ, 制御対象モデルが $z=1$ に零点を持つことになり, これが PFC 補償器の積分極と極零相殺を引き起こすため, PFC 制御系のオフセット・フリー特性が失われる. すなわち, 設定値に対する定常位置偏差が生じる. 連続時間系の制御対象モデルに $s=0$ の零点が存在しなくても, 離散化する際のサンプリング周期が短い場合には $z=1$ に非常に近い零点が現れることがあるため注意が必要である.

命題 3.1 より $C(z)$ が得られている場合, PFC 制御系における設定値から制御対象出力までの閉ループパルス伝達関数 (相補感度関数) は, 制御対象のパルス伝達関数を $P(z)$ であらわすとき,

$$G_{\text{closed}}(z) = \frac{C(z)P(z)}{1 + C(z)P(z)} \quad (22)$$

であらわされる. ただし, 外乱オブザーバにより, 外乱やモデル化誤差の影響が抑圧され, 制御対象の特性がほぼノミナル化されているものと仮定する. なお, いったん $C(z)$ を求めてから上式を用いて閉ループパルス伝達関数を計算する方法以外に, $d=0$ のときには次式を用いて直接, 計算することもできる:

$$G_{\text{closed}}(z) = \left(\frac{A_M + B_M (v_x^T - k_0 C_M)}{C_M} \middle| \frac{k_0 B_M}{0} \right). \quad (23)$$

命題 3.1 と同様な計算で導くことができるので, 証明は省略する. $G_{\text{closed}}(z)$ は, 以下に述べる零位相誤差追従コントローラの設計に必要となる.

4. 零位相誤差追従コントローラ

本章では零位相誤差追従コントローラ (ZPETC) の概要を示す. ZPETC は, 既存の安定な閉ループ系に極零相殺および位相相殺を施すことによって, 全周波数領域において位相遅れを 0 にする予見フィードフォワード補償器の一種である. 原著 (Tomizuka, 1987) では, デジタル・フィルタの表現と同様に, パルス伝達関数の分子・分母多項式に z の降べき ($z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-n}$) を用いた表現を用いているが, ここではデジタル制御の流儀に従い, z の昇べき ($z^1, z^2, \dots, z^n$) を用いた表現で記述する. そのため, 原著と各多項式の定義や ZPETC の表現が異なるものの, 得られる結果は同じである.

いま, 離散時間系の閉ループ伝達関数 (相補感度関数) を次式で仮定する:

$$G_{\text{closed}}(z) = \frac{B_c^a(z) B_c^u(z)}{A_c(z)}. \quad (24)$$

ただし, $B_c^a(z)$ と $B_c^u(z)$ はそれぞれ, 相殺が許容される閉ループ零点を含む多項式と, 相殺が許容されない閉ループ零点を含む多項式である. また, 多項式の次数を $\partial[\cdot]$ であらわすとき,

$$\begin{cases} m = \partial[B_c^a(z) B_c^u(z)] \in \mathbb{Z}, \\ n = \partial[A_c(z)] \in \mathbb{Z}, \\ s = \partial[B_c^u(z)] \in \mathbb{Z}, \\ l = \partial[A_c(z)] - \partial[B_c^a(z) B_c^u(z)] = n - m \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (25)$$

とおく. いま, 多項式 $A_c(z)$, $B_c^a(z)$ および $B_c^u(z)$ をそれぞれ以下のように定義する:

$$\begin{cases} A_c(z) := z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n, \\ B_c^a(z) := b_0^a z^{m-s} + b_1^a z^{m-s-1} + \dots + b_{m-s}^a, \\ B_c^u(z) := z^s + b_1^u z^{s-1} + \dots + b_s^u. \end{cases} \quad (26)$$

ただし $b_0^a \neq 0$ とする. いま, $(l+s)$ -ステップ先の望ましい出力を $y_d(k+l+s)$ であらわす. そのとき, 閉ループ系への目標指令値 $r(k)$ を, 次のパルス伝達関数で $y_d(k+l+s)$ をフィルタリングした信号として与える:

$$C_{\text{ZPETC}}(z) = \frac{A_c(z) B_c^{u*}(z)}{z^{n-m+2s} B_c^a(z) [B_c^u(1)]^2} \quad (27)$$

ただし,

$$B_c^{u*}(z) := b_s^u z^s + b_{s-1}^u z^{s-1} + \dots + 1 \quad (28)$$

である. 閉ループ系への目標指令値をこのように与えると, 望ましい出力と, 閉ループ系の出力との位相誤差 0 になる. 式 (27) の形であらわされるフィードフォワード・コントローラ $C_{\text{ZPETC}}(z)$ のことを, 零位相誤差追従コント

Fig. 2 Single axis table drive system

Fig. 3 Schematic diagram of experimental setup

Fig. 4 Single axis control system based on the PFC and DOB.

ローラ (ZPETC) と呼ぶ。 $C_{ZPETC}(z)$ への入力 $y_d(k+l+s)$ であることより、将来の目標値信号が $(l+s)$ -ステップ先まで予見可能であると仮定している。また、ZPETC を使用することにより、 $l=n-m$ であるから、望ましい出力 y_d と閉ループ系の出力 y との間には次の関係が成立する：

$$\mathcal{Z}[y(k)] = \frac{B_c^u(z)B_c^{u*}(z)}{z^{2s}[B_c^u(1)]^2} \mathcal{Z}[y_d(k+s)] = \frac{B_c^u(z)B_c^{u*}(z)}{z^s[B_c^u(1)]^2} \mathcal{Z}[y_d(k)] =: G_{\text{overall}}(z) \mathcal{Z}[y_d(k)]. \quad (29)$$

ただし、 $\mathcal{Z}[\cdot]$ は離散時間信号の z 変換をあらわす。式 (29) のパルス伝達関数 $G_{\text{overall}}(z)$ の位相遅れは全周波数領域に渡って 0 となる。

5. 実験による提案手法の検証

5.1 実験装置

本章では従来の外乱オブザーバ併用型 PFC に、さらに ZPETC による予見フィードフォワードを併用する制御手法を 1 軸テーブル駆動系の位置制御問題に適用し、その有効性を検証する。図 2 に実験で用いる 1 軸テーブル駆動系の外観図を示す。また、図 3 は実験装置の構成を示す概略図である。実験装置の主要部分は 1 軸リニア・アクチュエータ (NSK 社製モノキャリア MCM08050H10K) と 1000 p/r の分解能を有する光学エンコーダを装備した 80 W の DC サーボ・モータ (マクソン社製 F2260.885) からなる。DC モータはサーボ・アンプ (マクソン社製 ADS 50/5) を用いて電流制御モードにより駆動される。リニア・アクチュエータと DC モータの仕様を表 1 に示す。エンコーダ・パルスは 24 ビットのカウンタ・ボード (インターフェース社製 PCI-6204) により 4 通倍でカウントされる。PC からのサーボ・アンプへの指示電圧は 12 ビットの D/A コンバータから出力され、サーボ・アンプからの電流モニタ信号は 12 ビットの A/D コンバータを介して PC に入力される。D/A コンバータと A/D コンバータは一枚のアナログ入出力ボード (ナショナルインスツルメンツ社製 PCI-6040E) を用いている。制御系のサンプリング周期は 1 ms とし、制御用コンピュータにはクロック周波数が 2.66 GHz の Core2 Quad プロセッサを搭載した PC を用いる。PFC コントローラを含む制御用ソフトウェアは MATLAB/Simulink (MathWorks 社製) により構築されている。図 3 からわかるように、本実験装置は、モータの回転角度とボールねじのリードからスライダの変位を計算して制御するセミ・クローズド・ループ制御方式により制御される。この制御対象に対する外乱オブザーバ併用型 PFC のブロック線図を図 4 に示す。図 4 において PFC は PFC 補償器、 P は制御対象、 P_n^{-1} は制御対象のノミナル逆モデル、 Q は外乱オブザーバの Q フィルタ、 d は外乱、 ω はモータ軸の角速度、 θ はモータ軸の回転角度をあらわす。

Table 1 Specifications of linear actuator (left) and DC motor (right)

Description	Value	Description	Value
ball screw lead	10 mm	nominal voltage	24 V
stroke	500 mm	rated current	2.96 A
rail length	670 mm	rated torque	0.28 Nm
maximum rotational speed	500 mm/s	rated speed	1810 r/min

5.2 制御対象モデルと Q フィルタ

DC モータのトルクを、直接、電流を操作して制御する代わりにモータ・ドライバの電流制御モードを利用し、制御入力をドライバへの指示電圧とする。本制御対象では入力むだ時間を無視できるので、テーブル駆動系の運動方程式は以下のように与えられる：

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{K_S}{J} e_a(t) - \frac{D}{J} \dot{\theta}(t). \quad (30)$$

ここで J は慣性モーメント、 D は粘性摩擦係数、 e_a はモータ・ドライバへの指示電圧、 K_S は指示電圧からトルクへの換算係数をあらわす。本実験装置においては、 $K_S = 0.04 \text{ Nm/V}$ である。また、慣性モーメント J と粘性摩擦係数 D はそれぞれ実験的に $J = 1.5219 \times 10^{-4} \text{ kg m}^2$ および $D = 5.6201 \times 10^{-4} \text{ Nm/(rad/s)}$ と同定された。

いま、状態変数ベクトルを $(x_1 \ x_2)^T := (\theta \ \dot{\theta})^T$ で、出力変数を $y := \theta$ で定義する。このとき、1 軸テーブル駆動系の状態空間表現は次式で与えられる：

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/J \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ K_S/J \end{pmatrix} e_a(t), \\ y(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix}. \end{cases} \quad (31)$$

式 (31) に J 、 D および K_S の値を代入し、零次ホールド付きで離散化すると、次式の離散時間状態空間モデルを得る：

$$\begin{cases} x_M(k+1) = \begin{pmatrix} 1 & 0.9982 \times 10^{-3} \\ 0 & 0.9963 \end{pmatrix} x_M(k) + \begin{pmatrix} 0.1314 \times 10^{-3} \\ 0.2627 \end{pmatrix} e_a(k) =: A_M x(k) + B_M e_a(k), \\ y_M(k) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} x_M(k) =: C_M x_M(k). \end{cases} \quad (32)$$

なお、式 (32) と等価な制御対象のパルス伝達関数は

$$P(z) = \frac{0.00013142(z + 0.9988)}{(z - 1)(z - 0.9963)} \quad (33)$$

となる。

本実験装置の制御では、外乱の影響を除去するために、インナの角速度ループ内で外乱オブザーバを使用して、外乱オブザーバの Q フィルタとして、次式に示す 2 次低域通過二項フィルタを用いる：

$$Q(s) = \frac{166.67(s + 41.67)}{(s + 83.33)^2}. \quad (34)$$

この $Q(s)$ を Tustin 変換して得られるデジタル・フィルタを位置制御系に実装して使用する。

5.3 閉ループ応答時間の設定と ZPETC の設計

PFC の主要な設計パラメータは、閉ループ応答時間 T_{CLRT} である。一般に、 T_{CLRT} を小さく取れば制御入力が増大するとともに設定値に対する追従性が向上し、逆に T_{CLRT} を大きく取れば制御入力が増大するとともに閉ループ系のロバスト性が向上する。したがって、追従性能と制御入力の大きさのトレード・オフを図ることにより、実現可能な制御入力を見いだすことが可能である。ここでは、 T_{CLRT} を 0.02, 0.05, 0.1, 0.2, 0.3, 0.5 の 6 種類に取り、それぞれの場合の応答を調べる。なお、本実験では基底関数の次数を $n_B = 2$ と設定した。

Table 2 Coefficients in $A_c(z)$, $B_c^a(z)$ and $B_c^u(z)$.

T_{CLRT}	c_1	c_2	c_3	c_4
0.02	-1.6732	0.7017	0.0143	0.9988
0.05	-1.8677	0.8725	0.0024	0.9988
0.1	-1.9329	0.9341	6.1473×10^{-4}	0.9988
0.2	-1.9654	0.9657	1.6057×10^{-4}	0.9988
0.3	-1.9762	0.9763	7.4181×10^{-5}	0.9988
0.5	-1.9848	0.9848	2.8866×10^{-5}	0.9988

Table 3 Coefficients in $C_{\text{ZPETC}}(z)$.

T_{CLRT}	p_1	p_2	p_3	p_4
0.02	17.52439	-0.67192	-0.97355	0.70253
0.05	104.62382	-0.86649	-0.99752	0.87357
0.1	406.68303	-0.93163	-1.00115	0.93524
0.2	1556.94942	-0.96412	-1.00210	0.96686
0.3	3370.11661	-0.97495	-1.00229	0.97753
0.5	8660.66617	-0.98353	-1.00239	0.98604

設定値から制御対象出力までの閉ループパルス伝達関数は、式 (22) または式 (23) により計算できる．これに基づき T_{CLRT} の値毎に $G_{\text{closed}}(z)$ を計算すると、いずれの場合においても、制御対象由来の零点 $z = -0.9988$ が存在することがわかる（式 (33) 参照）．この零点は単位円内に存在するものの、単位円境界（安定限界）に非常に近く、これを相殺するために ZPETC の極に含めると、この極は不足減衰の振動極となる．これにより系の応答が振動的となったり、制御入力が大きくなったりするため、相殺することは好ましくない．そこで、式 (26) 中の各多項式を以下のように定義する：

$$\begin{cases} A_c(z) := z^2 + c_1z + c_2, \\ B_c^a(z) := c_3, \\ B_c^u(z) := z + c_4. \end{cases} \quad (35)$$

ただし、係数 $c_i \in \mathbb{R}$ ($i = 1, \dots, 4$) は表 2 に示される実数である．式 (35) に示した各多項式より、 $m = \partial [B_c^a(z) B_c^u(z)] = 1$ 、 $n = \partial [A_c(z)] = 2$ 、 $s = \partial [B_c^u(z)] = 1$ となるので、必要とされる予見ステップ数は $l + s = n - m + s = 2$ となる．また、式 (28) の $B_c^{u*}(z)$ はいずれの T_{CLRT} においても

$$B_c^{u*}(z) = c_4z + 1 = 0.9988z + 1 \quad (36)$$

となる．したがって、式 (35) の各多項式を式 (24) に代入して得られる閉ループパルス伝達関数 $G_{\text{closed}}(z)$ に対する ZPETC を、式 (27) により計算すると次式の FIR フィルタとなる：

$$C_{\text{ZPETC}}(z) = \frac{p_1(z^3 + p_2z^2 + p_3z + p_4)}{z^3} = p_1(1 + p_2z^{-1} + p_3z^{-2} + p_4z^{-3}). \quad (37)$$

ここで、係数 $p_i \in \mathbb{R}$ ($i = 1, \dots, 4$) は表 3 に示される実数である．表 3 より、 T_{CLRT} が大きくなるにつれて、係数 p_1 の値が顕著に大きくなることからわかる．PFC 制御系では一般に、 T_{CLRT} に大きな値を設定すると設定値に対する追従が遅くなるため、ZPETC がこれを補正するために $l + s = 2$ ステップ先の目標値に大きな重みを掛けて閉ループ系に印加しているためと考えられる．

5.4 実験による評価

提案する ZPETC を用いた外乱オブザーバ併用型 PFC (ZPETC-DOB-PFC) の有効性を評価するために、ZPETC を用いない従来の外乱オブザーバ併用型 PFC (DOB-PFC) との比較実験をおこなう．前述の 6 種類の T_{CLRT} に対する位置制御実験を実施し、両者の応答の違いを調べる．

閉ループ系への設定値（目標値）信号として、ここではカム曲線の一種である変形台形曲線を用いる．ステップ状目標値を用いずに変形台形曲線を用いる理由は、ステップ状目標値では制御入力許容範囲を超える問題があるからである．たとえば $T_{\text{CLRT}} = 0.02$ の場合、式 (12) より PFC 補償器の伝達関数を計算すると

$$C_{\text{PFC}}(z) = \frac{108.5538(z - 0.9963)}{z - 0.6874} \quad (38)$$

となる．ここで、3 章で述べた PFC 補償器の性質より、 $C_{\text{PFC}}(z)$ は積分要素を有することから $z = 1$ に極を持つが、同時に制御対象の積分極を相殺するために $z = 1$ に零点も持つため、これらが互いに極零相殺することで、 $C_{\text{PFC}}(z)$

Fig. 5 Experimental results for DOB-PFC without ZPETC ($T_{CLRT} = 0.02$). Fig. 6 Experimental results for DOB-PFC with ZPETC ($T_{CLRT} = 0.02$). Fig. 7 Experimental results for DOB-PFC without ZPETC ($T_{CLRT} = 0.05$). Fig. 8 Experimental results for DOB-PFC with ZPETC ($T_{CLRT} = 0.05$).

から積分要素が消え、本来、2次の補償器が1次となっている点に注意されたい。このとき、たとえば1 radの目標角度をステップ状入力と与えたとすると、 z 変換初期値の定理より、初期時刻における制御入力（指示電圧）は

$$u(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{108.5538(z - 0.9963)}{z - 0.6874} \cdot \frac{z}{z - 1} = 108.5538 \text{ V} \quad (39)$$

となる。本実験装置ではD/A変換器の出力範囲と、モータ・ドライバへの許容入力電圧範囲がともに $\pm 10 \text{ V}$ であることから、たかだか1 radのステップ状目標値に対しても制御入力（指示電圧）が許容範囲を超えることがわかる。また、ステップ状目標値は振動を引き起こしたり、制御対象に不要なインパクトを与えたりする可能性があるため、ステップ状信号のような不連続に変化する入力波形よりも、変化率が有限でなめらかな入力波形を用いる方が望ましい。以上の理由から、ここでは連続でなめらかに変化する目標値を用いる。ここで使用する目標値の振幅は、スライダの変位換算で20 mm、最大加速度は 97.8 mm/s^2 である。

各 T_{CLRT} の値に対応する実験結果を図5から図14に示す。各図において表示されているグラフは、上から順に

- 目標値と制御対象出力
- 追従誤差
- 制御入力

である。なお、追従誤差のグラフの縦軸スケールを、 T_{CLRT} の値ごとに変更している点に注意されたい。これらの実験結果より、ZPETCの有無における最大絶対追従誤差と、ZPETCを併用することによる追従誤差の減少率を調べたところ、表4に示す結果となった。いずれの T_{CLRT} の値においても、追従誤差の大幅な減少が見られた。

Fig. 9 Experimental results for DOB-PFC without ZPETC ($T_{CLRT} = 0.1$).

Fig. 10 Experimental results for DOB-PFC with ZPETC ($T_{CLRT} = 0.1$).

Fig. 11 Experimental results for DOB-PFC without ZPETC ($T_{CLRT} = 0.2$).

Fig. 12 Experimental results for DOB-PFC with ZPETC ($T_{CLRT} = 0.2$).

Fig. 13 Experimental results for DOB-PFC without ZPETC ($T_{CLRT} = 0.3$).

Fig. 14 Experimental results for DOB-PFC with ZPETC ($T_{CLRT} = 0.3$).

$T_{CLRT} = 0.02$ や $T_{CLRT} = 0.05$ の場合には、図 5 や図 7 に示すようにもともと追従誤差は小さいが、ZPETC を併用することにより、同じ目標指令値に対する追従誤差が、図 6 や図 8 に示すように、さらに改善されることがわかる。なお、前述のとおり PFC 補償器は制御対象の極 $z = 0.9963$ を相殺する。このとき、モデル化誤差があれば、

Fig. 15 Experimental results for DOB-PFC without ZPETC ($T_{CLRT} = 0.5$). Fig. 16 Experimental results for DOB-PFC with ZPETC ($T_{CLRT} = 0.5$).

Table 4 Maximum absolute tracking error with or without ZPETC and rate of decrease.

T_{CLRT}	DOB-PFC (A)	ZPETC-DOB-PFC (B)	Rate of Decrease (B/A)
0.02	0.437 mm	0.046 mm	1/9.5
0.05	1.076 mm	0.058 mm	1/18.6
0.1	2.103 mm	0.089 mm	1/23.6
0.2	3.995 mm	0.117 mm	1/34.1
0.3	5.636 mm	0.159 mm	1/35.4
0.5	8.319 mm	0.230 mm	1/36.2

実際の制御対象の極を完全に相殺することができず、追従誤差が増大する懸念がある。そこで、事前にシミュレーションにより極零相殺が完全な場合の追従誤差を計算し、ZPETCを用いない実験結果（図5，図7，図9，図11，図13，図15）における不完全な極零相殺の影響の有無を調べている。その結果から、極零相殺が完全な場合でも、実験結果と同程度の追従誤差が発生することが判明しており、実験結果には不完全な極零相殺の影響はほとんど無いと言える。

表4より、ZPETC-DOB-PFCの場合には、DOB-PFCに比べて、 $T_{CLRT} = 0.02$ においては1/9.5、 $T_{CLRT} = 0.05$ においては1/18.6にまで追従誤差が改善された。さらに、ZPETC-DOB-PFCにおける $T_{CLRT} = 0.5$ のときの最大追従誤差は、DOB-PFCにおける $T_{CLRT} = 0.02$ のときの最大追従誤差よりも少なくなった。また、追従誤差の減少率は T_{CLRT} の値が大きいほど大きくなる傾向があり、 $T_{CLRT} = 0.5$ のときに減少率が1/36.2にまで達した。ただし、 $T_{CLRT} = 0.2$ より大きい範囲では減少率が頭打ちになっている傾向も同時に見て取れる。一方、図6，図8，図10，図12，図14および図16より、いずれの T_{CLRT} においても、追従誤差の劇的な改善に比べて制御入力が増加はわずかであることがわかる。

表4からもわかるように、ZPETC-DOB-PFCにおいても、DOB-PFCや通常のPFCと同様、 T_{CLRT} の値が増加するにつれて追従誤差は増加する。たとえば、 $T_{CLRT} = 0.5$ のときの最大追従誤差は0.230 mmであり、これは $T_{CLRT} = 0.02$ のときの最大追従誤差0.046 mmの5倍である。一方、DOB-PFCの場合、 $T_{CLRT} = 0.5$ のときの最大追従誤差8.319 mmは、 $T_{CLRT} = 0.02$ のときの最大追従誤差0.437 mmのおよそ19倍であることから、ZPETC-DOB-PFCの追従性能低下の割合は、DOB-PFCよりも少なくなっていることがわかる。 T_{CLRT} を大きく取ることによりPFCのロバスト性が改善されることを考慮すれば、この結果は、 T_{CLRT} を大きく取ることにより追従性能の低下を抑えつつも、制御系に高いロバスト性を付与できることを示唆している。すなわち、追従誤差が設計仕様を満たす範囲で閉ループ応答時間 T_{CLRT} を極力、大きく取ることにより、追従性能とロバスト性を両立した制御を実現できる。

6. 結 言

本論文では、従来の外乱オブザーバ併用型 PFC において、零位相誤差追従コントローラ (ZPETC) を予見フィードフォワード補償器として用いることにより、追従性能をさらに向上させる方法を提案した。以下に得られた結果をまとめる。

1. 簡単な計算より、一致点や調整パラメータ、基底関数の個数によらない PFC 補償器の統一的なパルス伝達関数表現を導出した。また、この結果より、ZPETC の設計に必要な PFC 制御系の閉ループパルス伝達関数表現を示した。
2. PFC 補償器の零点が、制御対象の極をすべて相殺することを証明した。さらに、PFC 補償器が有する性質を示すことにより、制御対象がむだ時間を含まない一次遅れ系の場合、PFC 補償器は PI 補償器そのものであることを示した。
3. 1 軸テーブル駆動系の位置制御問題に提案手法 (ZPETC-DOB-PFC) を適用することによりその有効性を検討し、従来手法 (DOB-PFC) に比べて追従誤差が大幅に減少することを確認した。また、 T_{CLRT} が大きい時ほど追従誤差の減少率が大きくなる傾向があること、及び、 T_{CLRT} の増加に伴う追従性能低下の割合は、DOB-PFC に比べて ZPETC-DOB-PFC の方が少ない結果となった。

謝 辞

本研究は日本学術振興会 科学研究費補助金 (基盤研究 (C), 課題番号 JP17K06233) の助成を受けたものである。

文 献

- Abu el Ata-Doss, S., Fiani, P. and Richalet, J., Handling input and state constraints in predictive functional control, Proceedings of the Conference on Decision and Control (1991), pp. 985–990.
- Camacho, E. F. and Bordons, C., Model Predictive Control (Second Edition) (2007), Springer-Verlag.
- Dieulot, J. Y., Benhammi, T., Colas, F. and Barre, P. J., Composite predictive functional control strategies, application to positioning axes, International Journal of Computers, Communications & Control, Vol. III, No. 1 (2008), pp. 41–50.
- 藤田 穰, 中村 恵子, 鈴木 俊太郎, モデル予測制御の機械制御への適用, IHI 技報, Vol. 51, No. 2 (2011), pp. 33–37.
- Hashimoto, Y., Satoh, T., Nagase, J. and Saga, N., Comparison between PFC and PID control systems for a pneumatic cylinder, IEEJ Transactions of Electrical and Electronic Engineering, Vol. 10, No. 5 (2015), pp. 605–607.
- 橋爪 悟, Predictive Functional Control の実用化手法の開発および社内適用展開, 住友化学技術誌 (2015), pp. 38–45.
- Horn, R. and Johnson, C., Matrix Analysis (1985), Cambridge University Press.
- Lepetič, M., Škrjanc, I., Chiacchiarini, G. H. and Matko, D., Predictive functional control based on fuzzy model: magnetic suspension system case study, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol. 16, No. 5–6 (2003), pp. 425–430.
- Liu, H. and Li, S., Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 2 (2012), pp. 1171–1183.
- Maciejowski, J. M., Predictive Control with Constraints (2002), Pearson Education.
- 永瀬 純也, 佐藤 俊之, 嵯峨 宣彦, 鈴森 康一, 空気圧バルーン型腱駆動アクチュエータのモデル予測制御, 日本フルードパワーシステム学会論文集, Vol. 43, No. 2 (2012a), pp. 8–16.
- 永瀬 純也, 佐藤 俊之, 嵯峨 宣彦, 鈴森 康一, 柔軟ゴムデバイスを用いた空気圧剛性可変フィンガの予測機能制御, 計測自動制御学会論文集, Vol. 48, No. 8 (2012b), pp. 470–478.
- Nagase, J., Satoh, T., Saga, N. and Suzumori, K., Predictive functional control of tendon-driven actuator using pneumatic balloon, Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 7, No. 4 (2013), pp. 752–762.
- 大西 公平, メカトロニクスにおける新しいサーボ技術, 電気学会論文誌 C, Vol. 107, No. 1 (1987), pp. 83–86.
- Qin, S. J. and Badgwell, T. A., A survey of industrial model predictive control technology, Control Engineering Practice, Vol. 11, No. 7 (2003), pp. 733–764.

- Richalet, J., Abu el Ata-Doss, S., Arber, C., Kuntze, H. B., Jacobasch, A. and Schill, W., Predictive functional control: application to fast and accurate robot, Proceedings of IFAC World Congress (1987), pp. 251–258.
- Richalet, J. and O'donovan, D., Predictive Functional Control: Principles and Industrial Applications (2009), Springer-Verlag.
- 佐藤 俊之, 原 裕樹, 永瀬 純也, 齋藤 直樹, 嵯峨 宣彦, ランプ状外乱抑圧のための状態推定器に基づく Predictive Functional Control 制御系の設計, 日本機械学会論文集 C 編, Vol. 79, No. 808 (2013), pp. 4890–4900.
- 佐藤 俊之, 金子 高太郎, 齋藤 直樹, 外乱オブザーバを用いた Predictive Functional Control の追従性能改善, 計測自動制御学会産業論文集, Vol. 10, No. 15 (2011), pp. 132–139.
- Satoh, T., Kaneko, K. and Saito, N., Improving tracking performance of predictive functional control using disturbance observer and its application to table drive systems, International Journal of Computers, Communications & Control, Vol. 7, No. 3 (2012), pp. 550–564.
- Satoh, T., Saito, N. and Saga, N., Predictive functional control with disturbance observer for pneumatic artificial muscle actuator, Proceeding of the 1st International Conference on Applied Bionics and Biomechanics (2010).
- Strang, G., Linear Algebra and its Applications (1976), Academic Press.
- Tomizuka, M., Zero phase error tracking algorithm for digital control, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 109 (1987), pp. 65–68.
- Vivas, A. and Poignet, P., Model based predictive control of a full parallel robot, Control Engineering Practice, Vol. 13, No. 7 (2005), pp. 863–874.

References

- Abu el Ata-Doss, S., Fiani, P. and Richalet, J., Handling input and state constraints in predictive functional control, Proceedings of the Conference on Decision and Control (1991), pp. 985–990.
- Camacho, E. F. and Bordons, C., Model Predictive Control (Second Edition) (2007), Springer-Verlag.
- Dieulot, J. Y., Benhammi, T., Colas, F. and Barre, P. J., Composite predictive functional control strategies, application to positioning axes, International Journal of Computers, Communications & Control, Vol. III, No. 1 (2008), pp. 41–50.
- Fujita, J., Nakamura, K. and Suzuki, S., Application of predictive functional control to servo-mechanical system, IHI Technical Report, Vol. 51, No. 2 (2011), pp. 33–37 (in Japanese).
- Hashimoto, Y., Satoh, T., Nagase, J. and Saga, N., Comparison between PFC and PID control systems for a pneumatic cylinder, IEEE Transactions of Electrical and Electronic Engineering, Vol. 10, No. 5 (2015), pp. 605–607.
- Hashizume, S., Development of a predictive functional control technique and practical applications to chemical processes, Sumitomo Chemical R&D Reports (2015), pp. 38–45 (in Japanese).
- Horn, R. and Johnson, C., Matrix Analysis (1985), Cambridge University Press.
- Lepetič, M., Škrjanc, I., Chiacchiarini, G. H. and Matko, D., Predictive functional control based on fuzzy model: magnetic suspension system case study, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol. 16, No. 5–6 (2003), pp. 425–430.
- Liu, H. and Li, S., Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 2 (2012), pp. 1171–1183.
- Maciejowski, J. M., Predictive Control with Constraints (2002), Pearson Education.
- Nagase, J., Satoh, T., Saga, N. and Suzumori, K., Predictive functional control of a tendon-driven actuator using a pneumatic balloon, Transactions of the Japan Fluid Power System Society, Vol. 43, No. 2 (2012a), pp. 8–16 (in Japanese).
- Nagase, J., Satoh, T., Saga, N. and Suzumori, K., Predictive functional control of stiffness-changeable finger using soft rubber device, Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, Vol. 48, No. 8 (2012b), pp. 470–478 (in Japanese).
- Nagase, J., Satoh, T., Saga, N. and Suzumori, K., Predictive functional control of tendon-driven actuator using pneumatic balloon, Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 7, No. 4 (2013), pp. 752–762.

- Ohnishi, K., A new servo method in mechatronics, IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 107, No. 1 (1987), pp. 83–86 (in Japanese).
- Qin, S. J. and Badgwell, T. A., A survey of industrial model predictive control technology, Control Engineering Practice, Vol. 11, No. 7 (2003), pp. 733–764.
- Richalet, J., Abu el Ata-Doss, S., Arber, C., Kuntze, H. B., Jacubasch, A. and Schill, W., Predictive functional control: application to fast and accurate robot, Proceedings of IFAC 10th World Congress (1987), pp. 251–258.
- Richalet, J. and O'donovan, D., Predictive Functional Control: Principles and Industrial Applications (2009), Springer-Verlag.
- Satoh, T., Hara, H., Nagase, J., Saito, N. and Saga, N., Design of an estimator-based predictive functional control for ramp disturbance suppression, Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol. 79 , No. 808 (2013) , pp. 4890–4900 (in Japanese).
- Satoh, T., Kaneko, K. and Saito, N., Improvement of tracking performance in predictive functional control using disturbance observer, SICE Transactions on Industrial Application, Vol. 10, No. 15 (2011), pp. 132–139 (in Japanese).
- Satoh, T., Kaneko, K. and Saito, N., Improving tracking performance of predictive functional control using disturbance observer and its application to table drive systems, International Journal of Computers, Communications & Control, Vol. 7, No. 3 (2012), pp. 550–564.
- Satoh, T., Saito, N. and Saga, N., Predictive functional control with disturbance observer for pneumatic artificial muscle actuator, Proceeding of the 1st International Conference on Applied Bionics and Biomechanics (2010).
- Strang, G., Linear Algebra and its Applications (1976), Academic Press.
- Tomizuka, M., Zero phase error tracking algorithm for digital control, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 109 (1987), pp. 65–68.
- Vivas, A. and Poignet, P., Model based predictive control of a full parallel robot, Control Engineering Practice, Vol. 13, No. 7 (2005), pp. 863–874.