

## 解説

## シンプルなモデル予測制御“Predictive Functional Control”\*

## A Simple Model Predictive Control “Predictive Functional Control”

佐藤 俊之\*\*

(Toshiyuki SATOH)

**Key Words** : predictive functional control, model predictive control, digital control, mechatronics

## 1. はじめに

種々の産業分野で多用されているシンプルな制御手法と聞いて多くの人が思い浮かべるのは、比例要素、積分要素および微分要素からなるPID制御やI-PD制御といった制御手法であろう。これらの制御手法は、偏差や制御対象出力の測定値さえ得られれば、比例ゲイン、積分ゲインおよび微分ゲインを適切に調整することにより、制御対象の数学モデルに基づかない非モデル・ベースト制御形態で運用できる利点がある。一方で、非モデル・ベースト制御では制御対象モデルの動特性を考慮した補償器設計をおこなわないため、補償器パラメータのチューニングの見通しが悪く、適切なゲイン値を見出すには多くの試行錯誤を強いられる欠点がある。もちろんPID制御には経験的な調整則がいくつか知られているが、それらはあくまで目安であるため、実機上で制御対象の挙動を見ながら、さらに各ゲインの追い込みが必要となることが多い。

1960年代以降に開発された制御系設計法の多くは、制御対象の数学モデルに基づく制御(モデル・ベースト制御)であり、例としては状態空間法に基づく最適制御や $H_\infty$ 制御といったロバスト制御が挙げられる。これらのほかに、1970年代以降、主にプロセス制御分野から発展してきたモデル・ベースト制御手法に、モデル予測制御<sup>1),2)</sup>(Model Predictive Control; 以下MPCと略記する)がある。MPCはその名が示すとおり、制御対象の数学モデルに基づき、ある制御入力を加えたときに、制御対象の将来の挙動がどのようになるかを予測することにより、望ま

しい制御対象出力を得るための制御入力を決定する制御手法である。またMPCには、入出力や状態変数に関する制約を陽に考慮して制御できるという特長があり、これにより装置を限界点付近で操業しながら収益を最大化できる能力を有することから、主に石油産業を中心に急速に普及した。一方で、多入出力系を扱う一般的な制約付きMPCでは、サンプリング周期毎に二次最適化問題と呼ばれる最適化問題をオンラインで解く必要があり、計算負荷が重いという欠点がある。これは入出力制約を満たす最適制御入力を算出するために支払うべきコストとみなせるが、サンプリング周期の短い系にMPCを適用する際にはこの点が問題となる。

Predictive Functional Control<sup>3),4)</sup>(以下、PFCと略記する)は、様々な種類が存在するMPCのうちの一手法であるとともに、PFC開発者の一人であるRichaletが創業し、2003年まで存在したフランスの企業Adersa社の製品名でもある。PFCの基本的な考え方は、通常のMPCと大きく変わらないが、技術者にとって理解しやすく、導入や実装および可調整パラメータのチューニングが容易となるように、適用対象が主として単一入出力系に限定され、最適制御入力計算もオンラインで最適化問題を解く必要がないように簡略化されている。そのためPFCの計算負荷は非常に軽く、実質的にほぼすべての産業プロセスにPFCを適用することができる。簡略化されているとはいえ、PFCもモデル・ベースト制御であるため、制御対象のダイナミクスに基づく制御が可能であり、制御入力制約に関しても、制約付きMPCほど厳密ではないがある程度考慮できる<sup>3),4)</sup>。したがって、PFCはPID制御の簡潔さを有しながら、一般的なMPCに近い制御性能を期待できる優れた制御手法と言える。

\* 原稿受付 2017年6月20日

\*\* 非会員、秋田県立大学システム科学技術学部  
(〒015-0055 由利本荘市土谷字海老ノ口84-4)

プロセス制御以外へのPFCの適用例としては、ロボット<sup>5)~7)</sup>、ブラシレスDCサーボ・モータ<sup>8)</sup>、テーブル駆動系<sup>9)</sup>、空気圧人工筋および空気圧アクチュエータ<sup>10)~14)</sup>、水素燃料電池自動車における水素充填<sup>15)</sup>、永久磁石同期電動機<sup>16)</sup>、油圧式ダイクッション<sup>17)</sup>などがある。

本稿では、主にロボットやメカトロニクスに携わる技術者・研究者を対象にPFCの基礎について解説するとともに、メカトロ制御にPFCを適用した例を示す。本格的な制約付き多変数系MPCまでは必要のないものの、導入とパラメータ調整が容易で、PID制御よりも優れた制御性能を期待できる制御方法を模索している技術者・研究者の一助になれば幸いである。

## 2. Predictive Functional Control

PFCに関する既存の成書<sup>3),4)</sup>では、制御対象モデルを伝達関数で表現している。これは、プロセス制御分野においては多くの場合、制御対象が1次遅れ系とむだ時間要素であらわされるためであろう。しかし機械システムでは、制御対象モデルは1次遅れ系または2次振動系と、積分要素の直列結合系などで表現されることが多く、必ずしも1次遅れ系ではあらわされないため、本稿では状態空間表現に基づいて記述する。

図1を用いてPFCの考え方を説明する。現在のサンプル時刻を $k$ とする。図1において $c$ は制御対象出力 $y_p$ が追従すべき設定値信号をあらわす。現在の制御対象出力 $y_p(k)$ を基点とし、設定値信号への理想的な近づき方をあらわす『参照軌道(reference trajectory)』と呼ばれる曲線 $y_R$ を定義する。また、参

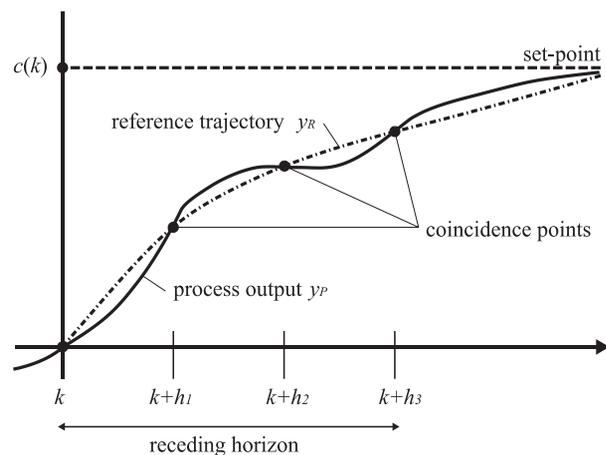


Fig. 1 Concept of Predictive Functional Control  
[文献9)より転載]

照軌道上に『一致点(coincidence points)』と呼ばれる点を設定する。本稿では一致点が複数個存在するものと仮定する。なお、一致点の一つの場合には、制御入力計算がより単純になる。詳しくは既存の成書<sup>3),4)</sup>を参照されたい。図1では、三つの一致点が設定されている例が示されている。次に、一致点において、制御対象出力の予測値 $\hat{y}_p$ と参照軌道の値との差を最小化するように最適制御入力軌道 $u(k)$ ,  $u(k+1)$ ,  $u(k+2)$ , ... を計算する。得られた最適制御入力軌道のうち、 $u(k)$ のみを制御対象に加え、 $u(k+1)$ 以降を破棄する。次のサンプル時刻 $k+1$ においては、参照軌道の定義から最適制御入力の適用までの一連のサイクルを繰り返す。以上がPFCによる制御の流れである。

次に、PFCの制御入力計算の概要を示す。いま、系のサンプリング周期を $T_s$ とする。制御対象は安定であり(ただし積分極を許す)、 $z=1$ に零点を持たないと仮定する。制御対象モデルを以下の離散時間SISO状態空間モデルであらわす：

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

ただし、 $x_M \in \mathcal{R}^n$ は状態変数ベクトル、 $u \in \mathcal{R}$ は制御入力、 $y_M \in \mathcal{R}$ はモデル出力をあらわす。このとき、参照軌道を次式で定義する：

$$y_R(k+i) := c(k+i) - \alpha^i (c(k) - y_p(k)). \quad (2)$$

ただし $\alpha$ は参照軌道の減衰率をあらわし、例えば

$$\alpha = e^{-\frac{3T_s}{T_{\text{CLRT}}}} \quad (3)$$

のように取られる<sup>3),4)</sup>。ここで $T_{\text{CLRT}}$ は、『閉ループ応答時間(Closed-Loop Response Time)』と呼ばれる定数であり、PFCの主要な可調整パラメータである。 $T_{\text{CLRT}}$ の値を上下させることによりPFC制御系の応答速度を調節できる。そのため、3つのゲインを適切に調整しなければならないPID制御系に比べて、パラメータ調整は容易である。一致点における参照軌道の値と予測出力との差に基づいて、次式であらわされる評価関数を定義する：

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

ここで、 $h_j$  ( $j=1, 2, \dots, n_h$ )は一致点のサンプル時刻をあらわし、 $n_h \geq 1$ は一致点の個数をあらわす。また、予測出力は式(1)のモデル出力 $y_M$ から計算されるが、モデル出力と実制御対象出力には誤差があるため、両者の誤差を $\hat{e}$ として、

$$\hat{y}_p(k+h_j) = y_M(k+h_j) + \hat{e}(k+h_j) \quad (5)$$

とあらわす。PFCでは、サンプル時刻ごとに計算さ

れる制御入力を，時間に関する多項式基底関数(ステップ，ランプ，パラボラ状信号など)の重み付け和で表現する．こうする理由は，多くの場合，設定値や外乱がステップ状やランプ状波形で与えられることに加えて，制御入力計算に伴う計算負荷が少なく，算出される制御入力の挙動が比較的滑らかになる利点があるからである．多項式基底関数を用いると，制御入力は次式で表現される：

$$u(k+i) = \sum_{l=1}^{n_B} \mu_l(k) i^{l-1}. \quad (6)$$

ただし  $\mu_l(k)$  ( $l=1, 2, \dots, n_B$ ) は未知重み係数であり，これらが最適化変数となる．前述のように，制御対象に実際に適用するのは次式の  $u(k)$  のみである：

$$u(k) = \sum_{l=1}^{n_B} \mu_l(k) = \mu_1(k) =: U_B(0)^T \mu(k). \quad (7)$$

ここで

$$\begin{cases} U_B(i) = (1 & i & \dots & i^{n_B-1})^T, \\ \mu(k) = (\mu_1(k) & \mu_2(k) & \dots & \mu_{n_B}(k))^T \end{cases} \quad (8)$$

である．いま，時刻  $k+i$  におけるモデル出力  $y_M$  を，次のように強制応答  $y_F$  と自由応答  $y_U$  分解する：

$$y_M(k+i) = y_F(k+i) + y_U(k+i). \quad (9)$$

系が線形であることより，式(9)における強制応答は次式の形で表現できる：

$$y_F(k+i) = \sum_{l=1}^{n_B} \mu_l(k) y_{B_l}(i). \quad (10)$$

ここで  $y_{B_l}(i)$  は，基底関数入力  $y_{B_l}(i) := i^{l-1}$  に対する系の応答をあらわす．一方，自由応答は(1)式の状態空間表現より

$$y_U(k+i) = C_M A_M^i x_M(k) \quad (11)$$

とあらわされる．以上より，式(4)に式(2)，式(5)，式(10)および式(11)を代入すると次式を得る：

$$\begin{aligned} J(k) = & \sum_{j=1}^{n_h} \left\{ \sum_{l=1}^{n_B} \mu_l(k) y_{B_l}(h_j) \right. \\ & + C_M A_M^{h_j} x_M(k) + \hat{e}(k+h_j) - c(k+h_j) \\ & \left. + \alpha^{h_j} (c(k) - y_P(k)) \right\}^2. \end{aligned} \quad (12)$$

いま，ベクトル

$$y_B(h_j) := (y_{B_1}(h_j) \quad \dots \quad y_{B_{n_B}}(h_j))^T \quad (13)$$

を定義し，一致点における設定値と出力誤差に関して

$$\begin{cases} c(k+h_j) = c(k), \\ \hat{e}(k+h_j) = e(k) \end{cases} \quad (14)$$

と仮定する．さらに，式(5)より

$$e(k) = y_P(k) - C_M x_M(k) \quad (15)$$

なる関係に注意すれば，式(12)はさらに

$$\begin{aligned} J(k) = & \sum_{j=1}^{n_h} \left\{ y_B(h_j)^T \mu(k) \right. \\ & + C_M (A_M^{h_j} - I) x_M(k) \\ & \left. + (\alpha^{h_j} - 1)(c(k) - y_P(k)) \right\}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

と書ける．なお，出力誤差に関して，厳密には式(14)の第二式の関係が成立しない場合も多いが，現在時刻  $k$  と一致点が取られる時刻  $k+h_j$  がそれほど離れていない場合には，近似的にこの関係が成立しているとみなせる．また，仮に  $e(k)$  と  $\hat{e}(k+h_j)$  の値に差があったとしても，一致点における予測出力と参照軌道の値との差を評価していることには変わりはなく，この仮定をおいても特に問題はない．式(16)の評価関数を最小化する未知重み係数ベクトル  $\mu(k)$  は， $\partial J(k)/\partial \mu(k) = 0$  を解くことで求められ，以下のように得られる：

$$\begin{aligned} \mu(k) = & - \left\{ \sum_{j=1}^{n_h} y_B(h_j) y_B(h_j)^T \right\}^{-1} \\ & \times \sum_{j=1}^{n_h} \left\{ C_M (A_M^{h_j} - I) x_M(k) \right. \\ & \left. + (\alpha^{h_j} - 1)(c(k) - y_P(k)) \right\} y_B(h_j). \end{aligned} \quad (17)$$

いま，以下のベクトルを定義する：

$$\begin{aligned} v := & (y_B(h_1) \quad \dots \quad y_B(h_{n_h}))^T \\ & \times \left\{ \sum_{j=1}^{n_h} y_B(h_j) y_B(h_j)^T \right\}^{-1} U_B(0). \end{aligned} \quad (18)$$

式(18)の  $v$  を用いてさらに以下の定数とベクトルを定義する：

$$\begin{cases} k_0 := v^T \begin{pmatrix} 1 - \alpha^{h_1} \\ \vdots \\ 1 - \alpha^{h_{n_h}} \end{pmatrix}, \\ v_x := - \begin{pmatrix} C_M (A_M^{h_1} - I) \\ \vdots \\ C_M (A_M^{h_{n_h}} - I) \end{pmatrix}^T v. \end{cases} \quad (19)$$

式(7)，式(17)，式(18)および式(19)を用いると，最適制御入力は次式で与えられる：

$$u(k) = k_0 \{c(k) - y_P(k)\} + v_x^T x_M(k). \quad (20)$$

式(18)で与えられるベクトル  $v$  の定義において， $U_B(0)$  は式(8)から事前に計算できる．また，基底関数入力  $y_{B_l}(i) := i^{l-1}$  に対する系の応答  $y_{B_l}(i)$  は，単位パルス応答と入力との畳み込み和で表現されるので， $x_M(0) = 0$  を仮定し，時刻0における単位パルス応答が0であることに注意すれば， $y_{B_l}(i)$  は

$$y_{B_i}(i) = \sum_{q=0}^{i-1} C_M A_M^{i-1-q} B_M q^{i-1}, i \geq 1 \quad (21)$$

となる。式(13)と式(21)を用いて、式(18)において  $y_B(h_j)$  も事前に計算できる。したがってベクトル  $v$  はオフラインで計算できる。同様に式(19)において、 $a$  は(3)式で定義される定数であり、 $h_j$  は指定される一致点時刻、 $A_M$  と  $C_M$  は制御対象モデルのシステム行列と出力行列であるから、 $k_0$  と  $v_x$  もオフラインで計算できる。したがって、各時刻  $k$  にオンラインでおこなう計算は、設定値と制御対象出力の差、およびモデルの状態変数を取得し、それらに定数や定数ベクトルを掛けて足し合わせるだけとなる。

以上では制御対象にむだ時間が存在しない場合について示したが、サンプリング周期の定数倍の入力むだ時間を有する制御対象についても、参照軌道の開始時刻をむだ時間分だけずらすことにより最適制御則を導くことができる<sup>3),4)</sup>。導出結果については著者らの文献<sup>9)</sup>を参照されたい。

### 3. PFC 補償器の性質

以下では、PFC 補償器が有する性質について述べる。PFC 補償器の制御則は、式(20)で与えられる。式(20)は線形時不変な制御則であるから、PFC 補償器のパルス伝達関数表現を導くことができる。式(1)の制御対象モデルと式(20)より、モデルの状態変数に関して次式が成立する：

$$x_M(k+1) = (A_M + B_M v_x^T) x_M(k) + k_0 B_M e(k) \quad (22)$$

ここで  $e$  は追従誤差をあらわし、

$$e(k) := c(k) - y_p(k) \quad (23)$$

で定義される。制御入力 は式(20)と式(23)より

$$u(k) = v_x^T x_M(k) + k_0 e(k) \quad (24)$$

と書ける。式(22)を状態方程式、式(23)を出力方程式とみなせば、追従誤差  $e$  から制御入力  $u$  までのパルス伝達関数  $C_{\text{PFC}}(z)$  は次式で与えられる：

$$C_{\text{PFC}}(z) = k_0 v_x^T (zI - A_M - B_M v_x^T)^{-1} B_M + k_0 \quad (25)$$

一致点さえ指定すれば、式(25)に含まれる定数、ベクトルおよび行列はすべて既知となるので、式(25)を事前に計算しておけば、通常の古典制御と同様に直結フィードバック系の形で運用できる。

式(25)であらわされる PFC 補償器には、以下の性質がある：

- ① 制御対象モデルと同一次数である。
- ② 制御対象モデルの極を相殺する。
- ③ 積分要素を含む。

まず、①の性質が成り立つことは、PFC 補償器の状態方程式表現である式(22)のシステム行列が  $A_M + B_M v_x^T$  で与えられ、制御対象のシステム行列  $A_M$  と同一サイズであることからあきらかである。

次に、式(22)より、PFC 補償器の零点は、次式の  $z$  に関する方程式の解として与えられる：

$$\begin{vmatrix} A_M + B_M v_x^T - zI & k_0 B_M \\ v_x^T & k_0 \end{vmatrix} = 0. \quad (26)$$

式(26)は次の方程式と等価となる：

$$k_0 |A_M - zI| = 0. \quad (27)$$

参照軌道上に設定される一致点は、現在時刻よりも先の時刻に取られるため、 $h_j \neq 0 (j = 1, 2, \dots, n_h)$  である。よって  $k_0 \neq 0$  となり、式(26)の解として得られる PFC 補償器の零点は、固有方程式

$$|A_M - zI| = 0. \quad (28)$$

の解となる。式(28)の解は制御対象モデルの極をあわすので、PFC 補償器の零点は制御対象モデルの極と一致する。したがって②に示すとおり、PFC 補償器は制御対象モデルの極を相殺する。

前述のように、PFC では制御入力を多項式基底関数  $u_{B_l}(i) := i^{l-1} (l = 1, 2, \dots, n_B)$  の線形結合により生成する。式(6)に示されているように、用いる基底関数の個数は  $n_B$  個であり、この個数は設計者が指定する。基底関数の個数をどのように選んでも、必ずステップ状の基底関数  $u_{B_1}(i) := i^0 = 1$  を用いることから、PFC の制御則には常にステップ状信号が含まれることがわかる。また、 $u_B$  を 2 以上に選んでも、制御対象に加える制御入力は最適制御入力系列の先頭要素のみであり、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のみであることから、ステップ状の基底関数が含まれることはあきらかである。よって  $C_{\text{PFC}}(z)$  の単位パルス応答にはステップ状信号が含まれることがわかり、このことはすなわち、③に示すとおり  $C_{\text{PFC}}(z)$  に積分要素  $1/(z-1)$  が含まれることを意味している。よって、一定の設定値や外乱に対して定常偏差は生じない。

PFC 補償器が上記の性質を満たすことに注意すれば、たとえば制御対象がむだ時間を含まない 1 次遅れ系であれば、①～③の性質すべてを満たす PFC 補償器が PI 補償器となることは容易に確認できる。したがってこの場合には、制御性能の点で、PID 制御に対する PFC の優位性はないと言える。しかし、制御対象が 2 次以上であれば、PFC 補償器の次数も 2 次以上となることから、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することができる。なお、制御対象が 1 次であっても、む

だ時間を含む場合にはPFCを用いる利点が存在する。むだ時間系にPID制御を用いる場合、しばしばスミス法といったむだ時間補償を併用する必要に迫られる。一方PFCでは、参照軌道の開始時刻をむだ時間分だけずらすことにより対応でき、内部モデルもむだ時間を含まない部分のみを用いればよい。そのときの制御対象出力波形や制御入力波形は、むだ時間分だけ遅れていることを除いて、むだ時間がない場合と同じ挙動を示す。これは、PFCが基本的に開ループ制御の繰り返しにより制御をおこなっており、将来時刻の出力を開ループで予測しているからである。したがってPFCでは、むだ時間の有無にかかわらず、パラメータ調整の手間が変わらないという利点がある。

#### 4. PFCによるメカトロ制御の例

図2に示す1軸テーブル駆動系を制御対象として、PFCと外乱オブザーバ<sup>18)</sup>による位置制御をおこなった例を示す。また、実験装置の概略図を図3に示す。図3からわかるように、本実験装置では、モータの回転角 $\theta$ 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・クローズド制御方式により制御している。外乱オブザーバは、制御対象ノミナル・モデル $P_n$ の逆モデル $P_n^{-1}$ と、ロー・パス・フィルタ $Q$ を用いて、制御対象入力側に加わる外乱 $d$ を高速に除去するメカニズムであり、メカトロ・サーボ系ではしばしば用いられる。外乱オブザーバを併用することにより、PFCの内部モデルと実制御対象との誤差が減少し、内部モデルによる予測精度が向上することが著者らの文献<sup>9)</sup>で示されている。

状態変数ベクトルを $(x_1, x_2)^T := (\theta, \dot{\theta})^T$ と定義し、

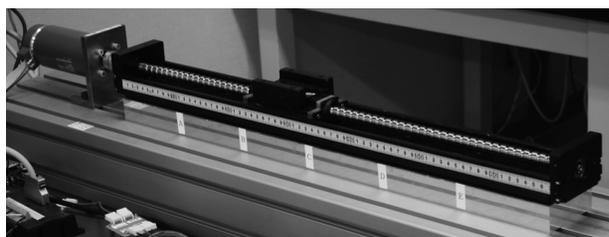


Fig. 2 One-Axis Table Drive System  
[文献9)より転載]

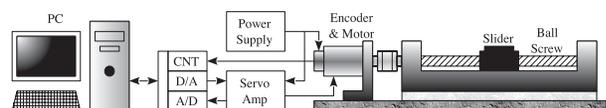


Fig. 3 Schematic Diagram of Experimental Setup  
[文献9)より転載]

出力変数を $y := \theta$ 、入力をモータ・ドライバへの指示電圧 $e_a$ とする。このとき、本実験装置のノミナル・モデルの状態空間表現は、次式で与えられる：

$$\begin{cases} x_M(k+1) = \begin{pmatrix} 1 & 0.998 \times 10^{-3} \\ 0 & 0.996 \end{pmatrix} x_M(k) \\ \quad + \begin{pmatrix} 0.263 \times 10^{-3} \\ 0.525 \end{pmatrix} e_a(k), \\ y_M(k) = (1 \ 0) x_M(k). \end{cases} \quad (29)$$

なお、系のサンプリング周期を $T_s = 1\text{ms}$ とする。以下に示す実験では、スライダの変位換算で $\pm 20\text{mm}$ の矩形波を、カットオフ周波数が $25\text{ rad/s}$ である次式のロー・パス・フィルタを通過させた信号を設定値 $c$ とする：

$$F(z) = \frac{0.01235z + 0.01235}{z - 0.9753}. \quad (30)$$

ステップ波形のような無限大の変化率を持つ波形をそのまま設定値とすると、制御入力ハードウェアの許容入出力範囲を超えるため、ここではロー・パス・フィルタでフィルタリング後に制御系に加えている。

PFCの可調整パラメータは、一致点のサンプル時刻 $h$ 、基底関数の個数 $n_b$ および閉ループ応答時間 $T_{\text{CLRT}}$ である。一致点のサンプル時刻が現在時刻に近ければ、得られる制御系の応答は指定した $T_{\text{CLRT}}$ の値に近くなるが、制御入力は大きくなる<sup>3), 4)</sup>。ここでは一致点のサンプル時刻を

$$(h_1, h_2, h_3) = \left( \frac{T_{\text{CLRT}}}{3T_s}, \frac{T_{\text{CLRT}}}{2T_s}, \frac{T_{\text{CLRT}}}{T_s} \right) \quad (31)$$

に取る(小数点以下は切捨て)。基底関数の個数は設定値に応じて設定する。ここではステップ状の設定値を用いるため、 $n_b = 1$ とする。閉ループ応答時間 $T_{\text{CLRT}}$ については、 $0.1$ 、 $0.3$ および $0.5$ と変化させて、それぞれの場合における制御系の挙動の違いを調べる。

各閉ループ応答時間におけるスライダの変位および制御入力(PFC補償器出力)を図4～図6に示す。いずれの図においても、スライダの変位が設定値へ漸近的に収束していることがわかる。また、設定した閉ループ応答時間が短いほど、より早く設定値に収束し、追従誤差が小さくなるが見て取れる。一方、制御入力に関しては、 $T_{\text{CLRT}} = 0.1$ のときが最も大きく、閉ループ応答時間を大きく取るにつれて小さくなる。追従誤差と制御入力の大きさとの間こうしたトレード・オフの関係があることは良く知

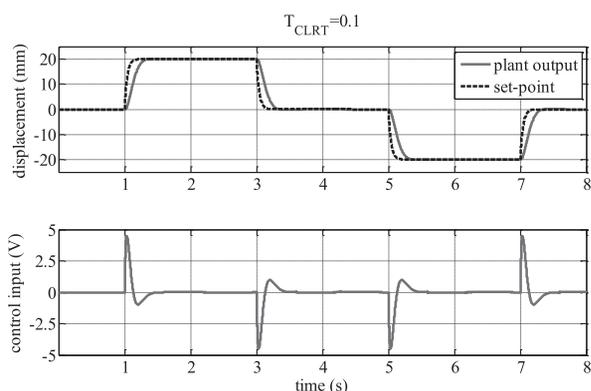


Fig. 4 Experimental Results for  $T_{CLRT} = 0.1$

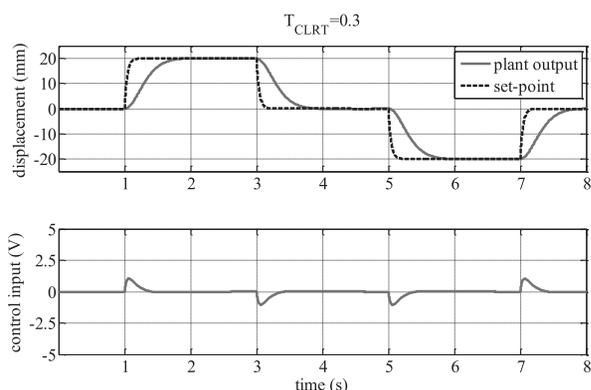


Fig. 5 Experimental Results for  $T_{CLRT} = 0.3$

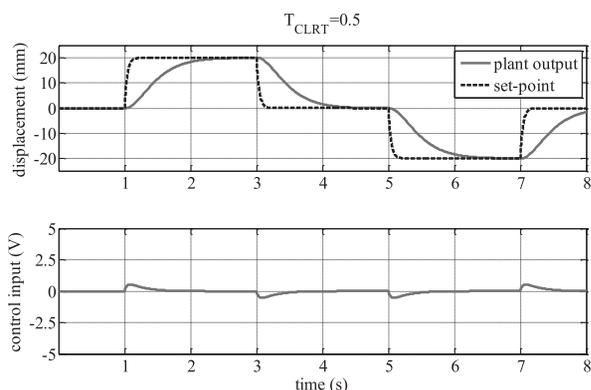


Fig. 6 Experimental Results for  $T_{CLRT} = 0.5$

られており、最適制御では二次形式評価関数を用いて、出力(状態変数)と制御入力に対する二つの正定な重み行列を指定することで両者のバランスを取る必要がある。また、PID制御の場合はそうしたバランスを取る機構を持たないため、各ゲインの調整に煩雑な手間が掛かる。しかしPFCでは、主に閉ループ応答時間 $T_{CLRT}$ の上下のみで両者のトレード・オフを図ることができ、多くの場合において満足できる妥協点を見出すことができる。なお、閉ループ応答時間を大きくすることは、系の安定余裕を向上さ

せることに対応しており、系の挙動を見ながら、安定性を損なわない程度に追従性能を追求したチューニングを実機上でこなうことも容易である。

## 7. おわりに

本稿では、シンプルなモデル予測制御手法である Predictive Functional Control (PFC) に関して、その基本的な考え方、状態空間表現に基づく制御則の導出、得られる PFC 補償器が有する性質、およびメカトロ制御への適用例について紹介した。

現在のところ国内では、プロセス制御分野以外への PFC の適用事例はそれほど多くない。しかし、PID 制御で制御できる対象に関しては、PFC でも問題なく制御できると考えられる。今後、機械系分野での PFC の適用事例が増えることを期待したい。

## 参考文献

- 1) Maciejowski, J. M.: Predictive Control with Constraints, Prentice-Hall (2002).
- 2) Camacho, E. F. and Bordons, C.: Model Predictive Control (Second Edition), Springer-Verlag (2007).
- 3) Richalet, J. and O'Donovan, D.: Predictive Functional Control, Springer-Verlag (2009).
- 4) ジャック・リシャレ, 江口 元: モデル予測制御-PFC (Predictive Functional Control) の原理と応用-, 日本工業出版 (2007).
- 5) 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, Proc. of IFAC World Congress, (1987), 251.
- 6) Vivas, A. and Poinet, P.: Model Based Predictive Control of a Fully Parallel Robot, Control Engineering Practice, 13, 7 (2005), 863.
- 7) Vivas, A. and Mosquera, V.: Predictive Functional Control of PUMA Robot, Proc. Int. Conf. Automatic Control and System Engineering, (2005).
- 8) Dieulot, J. Y., Benhammi, T., Colas, F. and Barre, P. J.: Composite Predictive Functional Control Strategies, Application to Positioning Axes, Int. J. Computers, Communications & Control, III, 1 (2008), 41.
- 9) 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, 10, 15(2011), 132.

- 10) Satoh, T., Saito, N. and Saga, N.: Predictive Functional Control with Disturbance Observer for Pneumatic Artificial Muscle Actuator, Proc. of Int. Conf. on Applied Bionics and Biomechanics, (2010).
- 11) 永瀬純也, 佐藤俊之, 嵯峨宣彦, 鈴木康一: 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, 43, 2(2012), 8.
- 12) 永瀬純也, 佐藤俊之, 脇本修一, 嵯峨宣彦, 鈴木康一: 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, 48, 8(2012), 470.
- 13) 渡部良尋, 佐藤俊之, 嵯峨宣彦, 齊藤直樹: 空気圧人工筋アームのモデル予測制御, 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会講演論文集, (2009), 2P1-A16.
- 14) Hashimoto, Y., Satoh, T., Nagase, J. and Saga, N.: Comparison between PFC and PID Control Systems for a Pneumatic Cylinder, IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering, 10, 5 (2015), 605.
- 15) 大嶋啓奨, 武田和宏, 岡野泰則, 高木洋平, 江口徹, 廣田和幸: PFCと熱力学モデルを用いたHFCVの車載タンクの急速充填, 自動制御連合講演会予稿集, (2011), 1590.
- 16) Liu, H. and Li, S.: Speed Control for PMSM Servo System Using Predictive Functional Control and Extended State Observer, IEEE Trans. Industrial Electronics, 59, 2 (2012), 1171.
- 17) 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, 51, 2(2011), 33.
- 18) Murakami, T. and Ohnishi, K.: Advanced Motion Control in Mechatronics – A Tutorial, Proc. IEEE International Workshop on Intelligent Control, 1 (1990), SL9.

佐藤 俊之



平成3年3月 東北大学工学部機械工学科卒業. 平成8年3月 東北大学大学院工学研究科博士後期課程機械工学専攻修了. 現在, 秋田県立大学システム科学技術学部機械知能システム学科准教授. 制御系設計の研究に従事.