時変係数システムにおける一般化最小分散制御 を用いたサーボ系設計

非会員 土井 正好 (防衛大学校)

非会員 神谷 俊広 (防衛大学校)

正員 森 泰親 (防衛大学校)

A Servo System Design with Generalized Minimum Variance Control in Time-Varying System
Masayoshi Doi, Non-member, Toshihiro Kamiya, Non-member,
Yasuchika Mori, Member (National Defense Academy)

Output predictions of Generalized Minimum Variance Control (GMVC) are obtained by solving the Diophantine Equation based on the present model parameters. Therefore, exact value of prediction would not be calculated for time-varying system changing model parameter fast.

In this paper, we show output predictor and control law of GMVC on the basis of Generalized Predictive Control (GPC) for time-varying system suggested by O.P.Palsson et al. (1993). And further, we investigate properties of GMVC for time-varying system. In order to avoid consuming the vast energy, in general, the control-weighting of cost function is given as a positive value. But this may cause the offset in the output of the system. Also, the offset may occur because of input disturbance. To eliminate these offsets, in this research, the technique that establishes a compensator based on the internal model principle is proposed, that is the servo system materialized against the reference signal change and load disturbance.

キーワード：一般化最小分散制御, 時変係数システム, *Diophantine* 方程式, 制御量の予測値

1. はじめに

実プラントの制御において、制御対象がむだ時間を有する場合は、制御入力の効果はすぐに出力に現れないため、制御入力の決定に必要な情報が十分に得られないという問題が生じる。これに対処した制御手法に、プラントモデルのパラメータに基づいて出力の予測値を計算する一般化最小分散制御 (GMVC)¹⁾がある。GMVCは、制御対象が非最小位相系であっても安定な閉ループ系を構成できることが特徴であり、目標値追従誤差と操作量それぞれの2乗和からなる評価関数を最小化することで制御則を導出する。

これまでのGMVCの研究では、コントローラの設計時にはプラントモデルのパラメータを定常値とみなして扱ってきた。しかし実プラントにおいては、その動特性が時間とともに変化している場合もある。GMVCの出力予測値は、現在時刻でのモデルパラメータの値を用いて *Diophantine* 方程式と呼ばれる恒等式を解いて算出されているため、モデルパラメータは一定であるという仮定が必要になり、対応できる対象は時不変係数システムに限られていた。そこで、O.P.Palssonらは、モデルパラメータの変化の仕方があらかじめわかっているという前提のもと、各時刻における未来予測値を1ステップずつ逐次計算して求める時変係数システム用一般化予測制御 (GPC)²⁾を提案し、オフセットを除去するためのフィルタの効果とあわせて検討を行っ

た。また、高橋らはこの手法に基づいて、モデルの次数を一般化した時変係数システム用GPC³⁾を提案した。

しかし、これらの報告はむだ時間が2 step以内のモデルにしか適用の確認ができておらず、さらに操作端外乱の印加によるオフセット発生の問題がある。そこで本研究では、モデルの次数およびむだ時間を一般式で扱うアルゴリズムを構築し、目標値変化および操作端外乱に対してサーボ系を達成する時変係数システム用GMVCを考案する。

2. *Diophantine*型 GMVC

2.1 制御則導出

時変係数システムにおける制御対象はつぎのCARMAモデルとする。

$$A_k(q^{-1})y(k) = q^{-l}B_k(q^{-1})u(k) + C_k(q^{-1})\xi(k) \quad (1)$$

$$A_k(q^{-1}) = 1 + a_1(k)q^{-1} + \dots + a_n(k)q^{-n} \quad (2)$$

$$B_k(q^{-1}) = b_0(k) + b_1(k)q^{-1} + \dots + b_m(k)q^{-m} \quad (3)$$

$$C_k(q^{-1}) = 1 + c_1(k)q^{-1} + \dots + c_l(k)q^{-l} \quad (4)$$

ここで $y(k)$ は制御量、 $u(k)$ は操作量、 $\xi(k)$ は平均値ゼロ、分散 σ_ξ^2 の白色雑音である。 q^{-1} は時刻を1 step過去に推移させる作用素であり、 q^{-l} は制御対象のむだ時間を表す。また、時変係数システムではモデルパラメータは時刻とともに変動するため、(2)~(4)式のように時刻 k の関数として係数多項式を表現する。

このシステムに対しGMVCは、制御量 $y(k)$ 、操作量

$u(k)$ 、目標値 $w(k)$ を含んだ一般化出力、

$$h(k+j) = P(q^{-1})y(k+j) - R(q^{-1})w(k+j) + S(q^{-1})u(k) \quad (5)$$

の分散である評価関数 $J = E\{h(k+j)^2\}$ を最小にする制御則として求められる¹⁾。ここで、目標値は、多くの場合操業者が設定することから、時刻 k において j step 先の $w(k+j)$ が取得可能であると仮定している。(5)式の多項式は

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + \dots + p_n q^{-n} \quad (6)$$

$$R(q^{-1}) = r_0 + r_1 q^{-1} + \dots + r_n q^{-n} \quad (7)$$

$$S(q^{-1}) = s_0 + s_1 q^{-1} + \dots + s_n q^{-n} \quad (8)$$

であり、それぞれ制御量、目標値、操作量の重み係数となっている。

ここで、一般化出力中の未来の制御量 $y(k+j)$ は直接観測できないので、つぎの *Diophantine* 方程式

$$P(q^{-1})C_k(q^{-1}) = A_k(q^{-1})E_k(q^{-1}) + q^{-j}F_k(q^{-1}) \quad (9)$$

$$E_k(q^{-1}) = 1 + e_1(k)q^{-1} + e_2(k)q^{-2} + \dots + e_{j-1}(k)q^{-(j-1)} \quad (10)$$

$$F_k(q^{-1}) = f_0(k) + f_1(k)q^{-1} + f_2(k)q^{-2} + \dots + f_n(k)q^{-n} \quad (11)$$

$$h_i = \max\{n, n_p + l - j\} \quad (12)$$

を導入し、一意解 $E_k(q^{-1})$ 、 $F_k(q^{-1})$ を算出する。これらを用いて j step 先の制御量の最適予測値を求めると、

$$\hat{y}(k+j|k) = \frac{B_k(q^{-1})E_k(q^{-1})u(k) + F_k(q^{-1})y(k)}{P(q^{-1})C_k(q^{-1})} \quad (13)$$

となる。(13)式を評価関数(5)中の $y(k+j)$ に代入して最小化することで、

$$u(k) = \frac{C_k(q^{-1})R(q^{-1})w(k+j) - F_k(q^{-1})y(k)}{B_k(q^{-1})E_k(q^{-1}) + C_k(q^{-1})S(q^{-1})} \quad (14)$$

で表される GMVC を導くことができる。

しかし上記の GMVC は、ステップ状の目標値変化および操作端外乱の印加によってオフセットが生じ、これらのオフセットをなくすには、内部モデル原理から前置補償器 $1/\Delta$ ($\Delta = 1 - q^{-1}$) を設置する必要がある⁴⁾。サーボ系を実現する方法の1つとして、一般化出力(5)において以下のように Δ を設けることで目標値変化に対するオフセットを除去する。

$$h(k+j) = P(q^{-1})y(k+j) - R(q^{-1})w(k+j) + S(q^{-1})\Delta u(k) \quad (15)$$

さらに、操作端外乱の印加に対しては *Diophantine* 方程式(9)を

$$P(q^{-1})C_k(q^{-1}) = \Delta A_k(q^{-1})E_k(q^{-1}) + q^{-j}F_k(q^{-1}) \quad (16)$$

のように Δ を含めた表現にする。(15)、(16)式に基づいて上述と同様の手順で制御則を導くと、

$$u(k) = \frac{1}{\Delta} \frac{C_k(q^{-1})R(q^{-1})w(k+j) - F_k(q^{-1})y(k)}{B_k(q^{-1})E_k(q^{-1}) + C_k(q^{-1})S(q^{-1})} \quad (17)$$

を得る。

<2.2> 数値例 I

本数値例で用いるシステムは O.P.Palsson らの文献2)において使用したモデル

$$A_k(q^{-1}) = 1 - 0.56q^{-1} \quad (18)$$

$$B_k(q^{-1}) = b_0(k) + b_1(k)q^{-1} + b_2(k)q^{-2} \quad (19)$$

$$C_k(q^{-1}) = 1 \quad (20)$$

$$b_0(k) = 0.35 + 0.32 \sin \frac{\pi}{12}(k-2) - 0.24 \cos \frac{\pi}{12}(k-2) \quad (21)$$

$$b_1(k) = 0.18 - 0.31 \sin \frac{\pi}{12}(k-3) + 0.25 \cos \frac{\pi}{12}(k-3) \quad (22)$$

$$b_2(k) = 0.18 + 0.09 \sin \frac{\pi}{12}(k-4) - 0.25 \cos \frac{\pi}{12}(k-4) \quad (23)$$

とする。地域暖房システム⁵⁾のような日周的なエネルギーシステムを想定して周期的に動特性を変動させており、未来のモデルパラメータ値は(21)、(22)、(23)式に基づいて既知であり、また雑音 $\xi(k)$ の分散は0.01であるとする。

ここで、モデルのむだ時間については、文献2)、3)ではむだ時間を2 stepとしているが、本稿ではむだ時間のstep数を限定しないシステムへの適用を目的としているため、むだ時間を5 stepに設定する。

評価関数の重みを $P(q^{-1}) = R(q^{-1}) = 1$ 、 $S(q^{-1}) = 0.7$ として制御系を設計し、閉ループ系の時間応答シミュレーションにおいては $k=50$ で大きさ1の目標値変化および $k=100$ で大きさ0.2の操作端外乱をそれぞれステップ状に加える。ここで、本数値例のサンプル制御周期は1時間、パラメータ $B_k(q^{-1})$ の変動周期は1日である。

(21)~(23)式のパラメータ変動情報に基づいてサンプル制御周期毎に *Diophantine* 方程式(16)を解く前置補償器付 *Diophantine* 型 GMVC(17)を施すときの閉ループ系の時間応答を図1に示す。図中実線は制御量 $y(k)$ 、破線は操作量 $u(k)$ 、一点鎖線は目標値変化 $w(k)$ を表す。時不変係数システムにおいては、前置補償器の効果によって目標値変化、外乱抑制共にオフセットなく目標値追従することを確認しているが⁴⁾、時変係数システムでは各時刻におけるモデルパラ

図1 時変係数システムにおける前置補償器を設置した *Diophantine* 型 GMVC の時間応答

Fig.1. Time response of Diophantine type GMVC with a pre-compensator in Time-varying system

メータの値を参照しているにもかかわらず応答波形が時間とともに大きく変動しており、制御量は目標値に追従できていない。

この原因は図 2 (a)に示すように、過去の操作量および過去から現在の制御量データから *Diophantine* 方程式を解くことによって一気に 5 step先の予測値 $\hat{y}(k+5)$ を算出できるものの、現在時刻 k でのモデルパラメータの値を用いているため時変係数システムにおいては、正確な出力予測値 $\hat{y}(k+5)$ が算出できないことにある。このように、たとえ各時刻で *Diophantine* 方程式(16)を解いても、時変係数システムには適用できていないことがわかる。

3. Palsson 法による GMVC の導出

これまでに O.P.Palsson らは、モデルパラメータの変化規則があらかじめわかっているという前提のもとに *Diophantine* 方程式を用いない時変係数システム用一般化予測制御 (GPC)²⁾ を提案した。しかし、その報告の中では、モデルの次数を特定な値に設定して制御則を導出しているため、適用できるシステムが限定された。つづいて高橋らは、モデルの次数を一般式で表現して制御則³⁾を導出しているが、むだ時間が 2step 以内のシステムにしか適用の確認をしていない。そこで本研究では、時変係数システムにおける予測値算出について、より明確にアルゴリズム化した一般式を設計することによって、むだ時間の step 数を限定せずに時変系に適用できる Palsson 型 GMVC を新たに提案する。

Palsson 型 GMVC が *Diophantine* 型 GMVC と最も異なる特徴は、*Diophantine* 方程式を用いずに未来の制御量 $y(k+j)$ を算出することである。すなわち、未来の制御量 $y(k+j)$ は、CARMA モデル(1)から直接導く。

$$\begin{aligned} y(k+j) = & -\{a_1(k+j)q^{-1} + a_2(k+j)q^{-2} \\ & + \cdots + a_n(k+j)q^{-n}\}y(k+j) \\ & + \{b_0(k+j) + b_1(k+j)q^{-1} \\ & + \cdots + b_m(k+j)q^{-m}\}u(k) \\ & + C_{k,j}(q^{-1})\xi(k+j) \end{aligned} \quad (24)$$

ここで、(24)式中の雑音項 $C_{k,j}(q^{-1})\xi(k+j)$ を省き制御量の予測値 $\hat{y}(k+j)$ とする。 $\hat{y}(k+j)$ において、観測可能な過去

から現在までの制御量および過去の操作量を $h_p(k+j|k)$ と置いて、それらと未来の制御量および現在の操作量を分けて表現すると、

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+j) = & -\sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\hat{y}(k+j-i) \\ & + b_0(k+j)u(k) + h_p(k+j|k) \end{aligned} \quad (25)$$

となる。ここで $h_p(k+j|k)$ は、

$$\begin{aligned} h_p(k+j|k) = & -\sum_{p=j}^n a_p(k+j)y(k+j-p) \\ & + \sum_{p=1}^m b_p(k+j)u(k-p) \end{aligned} \quad (26)$$

である。(25)式中の未来の制御量 $\sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\hat{y}(k+j-i)$ については再び CARMA モデル(1)に戻って、

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+j-i|k) = & -\sum_{i'=1}^{j-i-1} a_{i'}(k+j-i)\hat{y}(k+j-i-i') \\ & - \sum_{p=j-i}^n a_p(k+j-i)y(k+j-i-p) \\ & + \sum_{p=0}^m b_p(k+j-i)u(k-i-p) \end{aligned} \quad (27)$$

によって制御量の予測値を算出する。(26)、(27)式より(25)式をまとめ直すと、制御量の j step 予測値は過去から現在までの入出力データ $h_p'(k+j|k)$ を用いて次式によって計算できる。

$$\hat{y}(k+j|k) = b_0(k+j)u(k) + h_p'(k+j|k) \quad (28)$$

ここで $h_p'(k+j|k)$ は、

$$\begin{aligned} h_p'(k+j|k) = & -\sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\hat{y}(k+j-i|k) \\ & + h_p(k+j|k) \end{aligned} \quad (29)$$

である。図 2 (b)に示すように制御量の予測値 $\hat{y}(k+j|k)$ を導出するには、まず予測値 $\hat{y}(k+1)$ を算出し、つづいて予測値 $\hat{y}(k+2)$ といったように 1, 2, ..., j step まで段階を経て各々の予測値データを算出する必要がある。このため、システムのむだ時間 step 数が多い場合には、*Diophantine* 方程式を解くのと比較すると計算量が増加してしまう。

(a) *Diophantine* 方程式を用いた GMVC

(b) *Diophantine* 方程式を用いない Palsson 型 GMVC

図 2 制御量の予測値の算出方法 (むだ時間 = 5 のシステムを例示)

Fig.2. The methods to calculate output predictor (Exsamples as Time lag = 5)

(28)式の予測値 $\hat{y}(k+j|k)$ を一般化出力(5)式に代入し、評価関数を最小にすると、

$$u(k) = \frac{R(q^{-1})w(k+j) - P(q^{-1})h_p'(k+j|k)}{S(q^{-1}) + P(q^{-1})b_0(k+j)} \tag{30}$$

なる **Palsson 型 GMVC** が得られる。ただし、本制御則の導出に際して、一般化出力(5)は未来の制御量 $y(k+j)$ に換えて予測値 $\hat{y}(k+j|k)$ を代入するため、完全には評価関数を最小化できていない。制御則(30)により構成する閉ループ系のブロック図を図3に示す。

4. サーボ系の設計

<4.1> 差分フィルタを組み込んだ評価関数

高橋らが提案したオフセット除去手法⁴⁾を **Palsson 型 GMVC** に適用する。まず Δ からなる差分フィルタの概念を導入して一般化出力(15)式を設定し、これに **Palsson 法** で算出した(28)式の予測値 $\hat{y}(k+j|k)$ を代入する。そして評価関数を最小化することによって制御則を得る。このときの **GMVC** は、

$$u(k) = \frac{R(q^{-1})w(k+j) - P(q^{-1})h(k+j)}{\Delta S(q^{-1}) + P(q^{-1})b_0(k+j)} \tag{31}$$

となる。

<4.2> 数値例 II

差分フィルタを評価関数に組み込んだ **Palsson 型 GMVC** を時変係数システムに適用して制御系を設計したときの閉ループ系の応答結果を図4に示す。ただしシミュレーション条件は2.2節と同様とする。

この制御系では、目標値の変化に速やかに追従し、しかもオフセットも除去できているものの、操作端外乱の印加に対しては依然オフセットが残ってしまうことが図4よりわかる。これまで **Diophantine 型 GMVC** では、**Diophantine 方程式** 内に Δ を設置することによって操作端外乱に対するオフセットの問題を解決した。しかしながら、**Palsson 型 GMVC** では **Diophantine 方程式** を用いていないために、この除去手

法を直接適用することができない。そこで次節において、内部モデル原理に基づき、 $1/\Delta$ で表される前置補償器を設置する方法を **Palsson 型 GMVC** において考察し、操作端外乱の印加におけるオフセットの除去手法を新たに提案する。

図4 差分フィルタを組み込んだ **Palsson 型 GMVC** の時間応答

Fig.4. Time response of Palsson type GMVC with filter

<4.3> 内部モデル原理に基づく前置補償器の設置

前置補償器の入力は、操作量 $u(k)$ を使って表現すれば $\Delta u(k)$ であるから、前置補償器と制御対象をあわせた動特性は次式で表すことができる。

$$\Delta A_k(q^{-1})y(k) = q^{-j}B_k(q^{-1})\Delta u(k) + \Delta C_k(q^{-1})\xi(k) \tag{32}$$

また、一般化出力は4.1節と同様に(15)式を用いる。さて、(32)式の左辺を Δ について部分的に展開することによって未来の制御量 $y(k+j)$ を導くと、

$$\begin{aligned} y(k+j) = & y(k+j-1) - \{a_1(k+j)q^{-1} \\ & + \cdots + a_n(k+j)q^{-n}\} \Delta y(k+j) \\ & + \{b_0(k+j) + b_1(k+j)q^{-1} \\ & + \cdots + b_m(k+j)q^{-m}\} \Delta u(k) \\ & + C_{k+j}(q^{-1})\Delta \xi(k+j) \end{aligned} \tag{33}$$

となる。(33)式では、 $y(k+j-1)$ 項が新たに現れること、操

図3 **Palsson 型 GMVC** のブロック図
Fig.3. Block diagram of Palsson type GMVC

作量 $u(k)$ 、制御量 $y(k)$ および雑音項に Δ が掛ることが(24)式のモデルとは異なる。本方法でも、雑音項 $C_{k+j}(q^{-1})\Delta\xi(k+j)$ を(33)式から除いて、制御量の予測値 $\hat{y}(k+j)$ とする。つぎに前節と同様に、(33)式において、観測可能な過去から現在までの制御量および過去の操作量の項をまとめて $h_p(k+j|k)$ とし、これと未来の制御量 $\sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\Delta\hat{y}(k+j-i)$ 、 $\hat{y}(k+j-1)$ および現在の操作量項 $\Delta u(k)$ を分けて表現すると、

$$\hat{y}(k+j) = \hat{y}(k+j-1) - \sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\Delta\hat{y}(k+j-i) + b_0(k+j)\Delta u(k) + h_p(k+j|k) \quad (34)$$

となる。ここで $h_p(k+j|k)$ は、(35)式である。

$$h_p(k+j|k) = - \sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\Delta\hat{y}(k+j-i) + \sum_{p=1}^n b_p(k+j)\Delta u(k-p) \quad (35)$$

未来の制御量 $\hat{y}(k+j-1)$ と $\sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\Delta\hat{y}(k+j-i)$ については再びCARMAモデル(32)に戻って、

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+j-i) &= \hat{y}(k+j-i-1) \\ &\quad - \sum_{i'=1}^{j-i-1} a_{i'}(k+j-i)\Delta\hat{y}(k+j-i-i') \\ &\quad - \sum_{p=1}^n a_p(k+j-i)\Delta\hat{y}(k+j-i-p) \\ &\quad + \sum_{p=0}^n b_p(k+j-i)\Delta u(k-i-p) \end{aligned} \quad (36)$$

$i = 1, \dots, j-1$

によって予測値を算出する。(35)、(36)式より(34)式をまとめ直すと、制御量の j step 予測値は過去から現在までの入出力データ $h'_p(k+j|k)$ を用いて(37)式によって算出することができる。

$$\hat{y}(k+j|k) = b_0(k+j)\Delta u(k) + h'_p(k+j|k) \quad (37)$$

ここで $h'_p(k+j|k)$ は、

$$h'_p(k+j|k) = \hat{y}(k+j-1|k)$$

図5 前置補償器を設置したPalsson型 GMVCのブロック図

Fig.5. Block diagram of Palsson type GMVC with a pre-compensator

$$- \sum_{i=1}^{j-1} a_i(k+j)\Delta\hat{y}(k+j-i|k) + h_p(k+j|k) \quad (38)$$

である。(37)式の $\hat{y}(k+j|k)$ を一般化出力(15)に代入して評価関数の最小化をはかれば、

$$u(k) = \frac{1}{\Delta} \frac{R(q^{-1})w(k+j) - P(q^{-1})h'_p(k+j|k)}{S(q^{-1}) + P(q^{-1})b_0(k+j)} \quad (39)$$

なる、内部モデル原理に基づいて前置補償器を設けた Palsson 型 GMVC が得られる。制御則(39)により構成する閉ループ系のブロック図を図5に示す。

＜4.4＞ 数値例Ⅲ

2.2節のシミュレーション条件の下で、前置補償器を設置したPalsson型GMVCを時変係数システムに適用したときの閉ループ系のステップ応答を図6に示す。外乱印加に対して制御量の応答はまだ弱冠の周期変動を残すものの、その変動を平均化した制御量についてはオフセットを除去できていることがわかる。

図6 前置補償器を設定したPalsson型 GMVC の時間応答

Fig.6. Time response of Palsson type GMVC with a pre-compensator

4.5 時変系における外乱抑制性

操作端外乱 d が一定に印加している状態における j step未来の制御量 $y(k+j)$ はCARMAモデル(1)より、

$$y(k+j) = \frac{B_{k+j}(q^{-1})}{A(q^{-1})} \{u(k)+d\} + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} \xi(k+j) \quad (40)$$

によって決定される。一方、予測値 $\hat{y}(k+j|k)$ は(1)式両辺に Δ をかけた(32)式を基に、

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+j|k) &= \frac{B_{k+j}(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k) + \hat{y}(k+j-1|k) \\ &\quad - \frac{B_{k+j-1}(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k-1) \end{aligned} \quad (41)$$

より算出する。ここで、現在までの取得データからPalsson法によって算出した $\hat{y}(k+j-1|k)$ を(41)式に代入すると、

$$\hat{y}(k+j|k) = \frac{B_{k+j}(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k) + \frac{B_k(q^{-1})}{A(q^{-1})} d \quad (42)$$

のようにまとめられる。(40)、(42)式から予測誤差は、

$$\begin{aligned} y(k+j) - \hat{y}(k+j|k) &= \frac{B_{k+j}(q^{-1}) - B_k(q^{-1})}{A(q^{-1})} d \\ &\quad + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} \xi(k+j) \end{aligned} \quad (43)$$

となる。

同様に、時不変系において予測誤差を解析した場合には、(43)式右辺第2項の雑音項のみが残る。すなわち、本数値例の時変系は、パラメータ $B_k(q^{-1})$ が変動することによって右辺第1項が現れることとなる。この項から、時変系において制御量の振幅は、(21)~(23)式による $B_k(q^{-1})$ の変動とむだ時間のstep数に影響されることがわかる。

5. おわりに

本研究では、*Diophantine*型GMVCが時変係数システムに適用できないことを指摘し、その原因について検討した。この問題に対応するため、Palsson法による時変係数システム用GMVCを設計し、シミュレーションによりその有効性を確認した。

また、サーボ系設計問題については、高橋らが提案した評価関数にフィルタを設置する手法では、操作端外乱の印加に対して依然オフセットが残ってしまうことを示した。*Diophantine*方程式に Δ を組み込んで対処する従来の方法を用いることができないため、本研究では内部モデル原理に基づく前置補償器を設ける手法を新たに提案し、目標値変化および操作端外乱の印加に対しても良好な応答をするサーボ系を実現した。

(平成11年12月13日受付、同12年6月7日再受付)

文献

- (1) 大松・山本(編著):「セルフチューニングコントローラ」, コロナ社(1996)
- (2) O.P.Palsson, H.Madsen, K.Sjling and H.T.Sogaard: Generalized Predictive Control for Non-Stationary Systems, 12th IFAC World Congress, 2, 17/20(1993)
- (3) 高橋・中内・森:「時変係数システムのための一般化予測制御」, 計測自動制御学会論文集, **34**, 2, 105/111(1998)
- (4) 高橋・中内・森:「一般化最小分散制御のオフセット除去に関する一考察」, 計測自動制御学会論文集, **34**, 2, 120/124(1998)
- (5) H.Madsen, O.P.Palsson and H.T.Sogaard: Models and Methods for Optimization of district heating systems, Part II: Models and Control Methods. IMSOR, The Technical University of Denmark(1992)

土井 正好 (非会員) 1993年豊橋技術科学大学工学部生産システム工学課程卒業。99年防衛大学校理工学研究科機械工学専攻修了(工学修士), 2000年より防衛大学校研修生, 現在に至る。セルフチューニング制御系設計の研究に従事。計測自動制御学会会員。

神谷 俊広 (非会員) 1994年防衛大学校理工学部機械工学教室卒業。2000年防衛大学校理工学研究科機械工学専攻修了(工学修士), 陸上自衛隊富士学校に勤務し現在に至る。計測自動制御学会学生会員。

森 泰親 (正員) 1976年早稲田大学理工学部電気工学科卒業, 81年同大学院博士課程修了(工学博士)。99年より防衛大学校機械システム工学科教授。デジタル制御系設計の研究に従事。日本機械学会, 計測自動制御学会, IEEEなどの会員。