水中マニピュレータの適応形予測制御*

大川 不二夫^{*1}, 大 武 茂 樹^{*2}, 相 良 慎 一^{*3}
中 村 利 光^{*4}, 山 下 忠^{*3}

Adaptive-Type Predictive Control of Underwater Manipulator

Fujio OHKAWA, Shigeki OHTAKE, Shinichi SAGARA,
Toshimitu NAKAMURA and Tadashi YAMASHITA

This paper describes the design of digital control based on predictive control for an underwater manipulator. The discrete time model of the manipulator becomes an uncontrollable system which has nonlinear terms and zero of unstable and/or near by the stability bound zero. Hence, the conventional adaptive control method cannot be directly applied. Kaynak and Hoyer have proposed simple predictive control method⁽⁴⁾. This adaptive control system based on the predictive control method is directly applicable to nonminimum phase systems. However, the stability and convergency of the control system cannot be guaranteed. In this paper, it is shown that the adaptive control system guarantees the stability for most 2nd-order stable systems. Experimental results from a underwater manipulator demonstrate the effectiveness of the adaptive control system.

Key Words: Adaptive Control, Digital Control, Predictive Control, Underwater Manipulator, Adaptive Observer, Nonminimum Phase System

1. 緒 論

一般に、ロボットの動特性は非線形でかつ、姿勢やペイロードなどに依存、変化するため、通常の固定線形コントローラによる高精度な制御の実現は困難である。したがって、ロボット制御において、適応制御は有望な制御手法と考えられ種々の適用が行われている。さらに、実際への適用においては、計算機の利用が必要であり、離散形適応制御系の設計が重要である。連続時間系を離散化し、パルス伝達関数を誘導すると、系の分母子の次数差とサンプリング周期に依存した、新たな零点が生じる。この零点は、安定限界近傍に位置するか、不安定となる場合が多く存在する⁽¹⁾。

適応制御系の大きな問題点の一つは、非最小位相系に適用できないことである。また、安定限界近傍の零点を有する系に対しては、良好な制御の実現が困難である。非最小位相系に対する適応制御系の設計法に関

しては多くの研究がなされてきた^{(2)~(6)}。しかしながら、決定的な適応制御手法はいまだ得られていない。すなわち、非最小位相系に対しても有効な制御系設計法の構築が要求されている。一方、化学プラントなどによく用いられる制御手法に予測制御手法がある。予測制御手法は、プラントのパラメータ変動と不確かさに対し、ロバストを有し非最小位相系にも適用できる⁽⁷⁾。しかし、その閉ループ系の安定性の解析と保証は非常に複雑、困難で、十分になされていない。

Kaynak と Hoyer は簡潔な予測制御手法を提案し、シミュレーションにより、その有効性を示した⁽⁸⁾。この設計方法に基づけば、比較的簡単なアルゴリズムで制御系が構成できる。しかし、その安定性と収束性に関して全く解析・考察されていない。

本論文では、Kaynak らの予測制御手法に基づき適応制御系を構成し、試作した水中マニピュレータに適用し、その有効性を検証した。また、構成した適応制御系の安定性と収束性の解析を、対象とした2次系について行った。

2. 実験装置と制御対象の数式モデル

2・1 実験装置 実験装置の構成を図1に示す。制御対象である長さ1mの真ちゅう製アーム(質量1.1

* 原稿受付 平成6年4月14日。

^{*1} 正員, 九州工業大学情報工学部 (〒820 飯塚市大字川津 680-4)。^{*2} 九州工業大学大学院。^{*3} 正員, 九州工業大学工学部 (〒804 北九州市戸畑区仙水町 1-1)。^{*4} 新日本製鐵(株)大分製鉄所 (〒870 大分市大字西ノ洲 1)。

図1 実験装置の構成

kg)は、その大部分が水中にあり、根元に取付けられたアブソリュート形エンコーダ(12 bit)により、回転角度が検出される。これをもとにコントローラである計算機(NEC PC-9801 RX)により入力を決定し、D/A変換器を介しサーボモータを駆動し、減速器を介してアームの角度制御を行う。

2.2 制御対象の数式モデル 制御対象である水中マニピュレータは、図2の垂直平面を関節 O を中心に回転する。マニピュレータの運動方程式は次式で表現できる。

$$M\ddot{\theta} + \text{sgn}(\dot{\theta})C\dot{\theta}^2 + D\dot{\theta} + G \cos \theta = V \quad \cdots (1)$$

ただし、

$$M = \frac{k_{AF}(G_R^2 I_M + M_A)}{G_R k_T}, \quad C = \frac{k_{AF} C_D}{G_R k_T}$$

$$D = \frac{k_{AF}(G_R^2 D_M + D_J)}{G_R k_T}, \quad G = \frac{k_{AF} G_A}{G_R k_T}$$

$$M_A = \frac{1}{4} m l^2 + I, \quad C_D = \frac{1}{3} \rho C_d r l^4$$

$$G_A = \frac{1}{2} (m - \rho \pi r^2 l) l g$$

V : 指令電圧

k_{AF} : 電流フィードバックゲイン

k_T : トルク定数

I_M : 電機子慣性モーメント

D_M : 電機子粘性摩擦係数

G_R : 減速比

m : アーム質量

r : 円柱半径

l : アーム長

I : アームの慣性モーメント

C_d : 円柱の抗力係数

D_J : 関節の粘性摩擦係数

ρ : 水の密度

g : 重力加速度

である。

式(1)の $\text{sgn}(\dot{\theta})C\dot{\theta}^2$ および $G \cos \theta$ は非線形項であるので、入力側に移項すると次式を得る⁽⁶⁾。

図2 水中マニピュレータ

$$M\ddot{\theta} + D\dot{\theta} = V' \quad \cdots (2)$$

ただし、

$$V' = V - \text{sgn}(\dot{\theta})C\dot{\theta}^2 - G \cos \theta$$

である。

ここでは離散時間制御系を構成するので、式(2)に零次ホールドを付加し、サンプリング周期 T で離散化し、演算時間遅れを考慮すると次式が得られる。

$$\{1 - z^{-1}A(z^{-1})\}y(k) = B(z^{-1})u'(k) \quad \cdots (3)$$

$$u'(k) = u(k) - \text{sgn}\left\{\frac{\Delta y(k+1)}{T}\right\} C \left\{\frac{\Delta y(k+1)}{T}\right\}^2 - G \cos \{y(k+1)\}$$

ただし、速度は後退差分近似した。また、

$$A(z^{-1}) = a_1 + a_2 z^{-1}, \quad B(z^{-1}) = b_1 z^{-2} + b_2 z^{-3}$$

$$\Delta = 1 - z^{-1}, \quad a_1 = -(1 + p_2), \quad a_2 = p_2$$

$$b_1 = q_1, \quad b_2 = p_1 q_2 - p_2 q_1$$

$$p_1 = \frac{M}{D}(1 - e^{-DT/M}), \quad p_2 = e^{-DT/M}$$

$$q_1 = \frac{T - p_1}{D}, \quad q_2 = \frac{p_1}{M}$$

である。

制御対象の離散時間数式モデルは式(3)で与えられたが、式(3)は非線形項を含むため予測制御系の構成が困難となる。そこで式(3)を変形して、

$$y(k+1) = A(z^{-1})y(k) + zB(z^{-1})u(k) - z^2 B(z^{-1}) \text{sgn}\left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\} C \left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\}^2 - z^2 B(z^{-1})G \cos \{y(k)\} \quad \cdots (4)$$

とし、式(4)の非線形項を、

$$\cos \{y(k)\} \approx 1 - \frac{1}{2} \{y(k)\}^2 \quad \cdots (5)$$

の近似を用いて次式で置き換える。

$$-z^2 B(z^{-1}) \text{sgn}\left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\} C \left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\}^2 - z^2 B(z^{-1})G \{\cos y(k)\} = \alpha + x_1 + x_2 + x_3 \quad \cdots (6)$$

ただし、

$$\alpha = -G(b_1 + b_2)$$

$$x_1 = -\left[\text{sgn}\left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\} \frac{C}{T^2} - \frac{1}{2}G\right] b_1 \{y(k)\}^2$$

$$x_2 = -\left[\text{sgn}\left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\} \frac{C(b_1 + b_2)}{T^2} - \frac{b_2 G}{2}\right]$$

$$\begin{aligned} & \times \{y(k-1)\}^2 \\ x_3 = & -\operatorname{sgn}\left\{\frac{\Delta y(k)}{T}\right\} \frac{C}{T_2} [b_2\{y(k-2)\}^2 \\ & -2y(k-1)\{b_1y(k)+b_2y(k-2)\}] \end{aligned}$$

α : 定数項

x_i : アームの角度に依存する項 ($i=1, 2, 3$)

である。

ここで, x_i を外乱項とすると水中マニピュレータの離散時間モデルとして, 次の2次逐次方程式を得る。

$$y(k+1) = A(z^{-1})y(k) + zB(z^{-1})u(k) + \alpha \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで, 後の議論のために次式のパルス伝達関数を定義しておく。

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{B(z^{-1})}{1 - z^{-1}A(z^{-1})} \quad \dots\dots\dots (8)$$

3. 適応形予測制御系の構成

ここでは, 式(7)で表現される未知システムに対して, Kaynak と Hoyer により, 提案された制御手法に基づいた離散形の適応形予測制御系⁽⁸⁾の構成法を示す。

まず, 予測器は適応オブザーバを用いて, 次式で構成する。

$$\begin{aligned} \hat{y}(k) = & \hat{a}_1(k)y(k-1) + \hat{a}_2(k)y(k-2) \\ & + \hat{b}_1(k)u(k-2) + \hat{b}_2(k)u(k-3) + \hat{\alpha}(k) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで, $\hat{a}_1(k), \hat{a}_2(k), \hat{b}_1(k), \hat{b}_2(k)$ と $\hat{\alpha}(k)$ は, それぞれ a_1, a_2, b_1, b_2 と α に対する可調整パラメータである。

式(4)と(7)より, プラントの出力 $y(k)$ と予測器の出力 $\hat{y}(k)$ との予測誤差は次式となる。

$$\begin{aligned} y_e(k) = & y(k) - \hat{y}(k) = \sum_{i=1}^2 [\{a_i - \hat{a}_i(k)\}y(k-i) \\ & + \{b_i - \hat{b}_i(k)\}u(k-1-i)] + \{\alpha - \hat{\alpha}(k)\} \\ = & \phi(k)\omega(k) \quad \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

$$\phi(k) = [a_1 - \hat{a}_1(k), a_2 - \hat{a}_2(k), b_1 - \hat{b}_1(k), b_2 - \hat{b}_2(k), \alpha - \hat{\alpha}(k)]$$

$$\omega(k) = [y(k-1), y(k-2), u(k-2), u(k-3), 1]^T$$

式(10)は出力誤差方程式の一般形であるので, 種々の提案されているアルゴリズムにより, $k \rightarrow \infty$ に対して, $\omega(k)$ が有界となり, $y_e(k) \rightarrow 0$, すなわち予測器出力のプラント出力への収束性が保証されている⁽⁹⁾。

次に, 予測誤差 $y_e(k)$ を用いて, プラントの出力 $y(k+j)$ の予測値 $y_p(k+j)$ を

$$y_p(k+j) = \hat{y}(k+j) + y_e(k) \quad (j=1, 2, \dots) \quad \dots\dots\dots (11)$$

と定義する。ここで, 適応形予測制御の目的は, 予測値

$y_p(k+j)$ と出力の未来値 $y(k+j)$ を既知の目標値 $x(k+j)$ にできるだけ近づけることである。この目的を達成するために, 未来の時点でのプラントの予測値と目標値との誤差に関する二次関数を与え, 未来の制御入力に現在の制御入力と同一であるという仮定のもとでこの二次関数を最小化して入力を求める。

いま, 二次関数を

$$J(N_1, N_2) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \{y_p(k+j) - x(k+j)\}^2 \quad \dots\dots\dots (12)$$

に選ぶと, 式(12)を最小にする制御入力は次式となる。

$$\begin{aligned} u(k) = & \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} g_{j-1}^2(k) \right\}^{-1} \\ & \times \sum_{j=N_1}^{N_2} g_{j-1}(k) \{x(k+j) - h_{j-1}(k)\} \quad \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$g_j(k) = \hat{a}_1(k)g_{j-1}(k) + \hat{a}_2(k)g_{j-2}(k) + \hat{b}_1(k) + \hat{b}_2(k)$$

$$h_j(k) = \hat{a}_1(k)h_{j-1}(k) + \hat{a}_2(k)h_{j-2}(k) + \hat{\alpha}(k) + y_e(k)$$

$$g_j(k) = \begin{cases} 0 & (j \leq 0) \\ \hat{b}_1(k) & (j=1) \end{cases}$$

$$h_j(k) = \begin{cases} y_p(k+1) & (j=0) \\ y(k) & (j=-1) \end{cases}$$

N_1 : 最小評価区間

N_2 : 最大評価区間

ここで, 制御入力の未来値は

$$u(k+j) = u(k) \quad (j=1, 2, \dots, N_2-2) \quad \dots\dots\dots (14)$$

とした。

この制御手法では, 計算された制御入力列のうち第1番めの制御入力だけを現時点での制御入力として用い, 各時点で同様の手順を繰返して制御入力を決定していく。

4. 安定解析

ここでは, 3章で構成した適応形予測制御系の安定解析を, $N_1=2, N_2=4$ の場合について行う。

まず, 式(13)より,

$$\begin{aligned} u(k) = & \{g_1^2(k) + g_2^2(k) + g_3^2(k)\}^{-1} \{g_1(k)x(k+2) \\ & + g_2(k)x(k+3) + g_3(k)x(k+4) - g_1(k)h_1(k) \\ & - g_2(k)h_2(k) - g_3(k)h_3(k)\} \quad \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

を得る。また, 式(13)を $u(k)$ について整理すると次式となる。

$$f_4(z^{-1})u(k) = g_1(k)x(k+2) + g_2(k)x(k+3)$$

図3 閉ループ系のブロック線図

$$+g_3(k)x(k+4)-(f_2+f_3z^{-1})y(k) \dots\dots\dots (16)$$

ここで,

$$\begin{aligned} f_4(z^{-1}) &= g_1^2(k) + g_2^2(k) + g_3^2(k) + f_0z^{-1} + f_1z^{-2} \\ f_0 &= g_1(k)(a_1b_1+b_2) + g_2(k)\{b_1(a_1^2+a_2) + a_1b_2\} \\ &\quad + g_3(k)\{b_1a_1(a_1^2+2a_2) + b_2(a_1^2+a_2)\} \\ f_1 &= g_1(k)a_1b_2 + g_2(k)b_2(a_1^2+a_2) \\ &\quad + g_3(k)a_1b_2(a_1^2+2a_2) \\ f_2 &= g_1(k)(a_1^2+a_2) + g_2(k)a_1(a_1^2+2a_2) \\ &\quad + g_3(k)\{(a_1^2+a_2)^2 + a_1^2a_2\} \\ f_3 &= g_1(k)a_1a_2 + g_2(k)a_2(a_1^2+a_2) \\ &\quad + g_3(k)a_1a_2(a_1^2+2a_2) \end{aligned}$$

であり, z^{-1} は 1 サンプリグ周期の遅れを表す遅延演算子である.

次に, 予測誤差 $y_e(k)$ が零に収束したときの閉ループ系のブロック線図を図 3 に示す. この図 3 の系に対

して安定性の解析を行う. 図 3 より, 閉ループパルス伝達関数は次式となる.

$$\begin{aligned} W(z^{-1}) &= \frac{y(k)}{x(k+2)} \\ &= \{g_1(k) + g_2(k) + g_3(k)\} \frac{B(z^{-1})}{H(z^{-1})} \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

$$H(z^{-1}) = f_4(z^{-1})A'(z^{-1}) + B(z^{-1})(f_2 + f_3z^{-1})$$

したがって, 閉ループ系の特性方程式は

$$\begin{aligned} H(z^{-1}) &= f_4(z^{-1})A'(z^{-1}) + B(z^{-1})(f_2 + f_3z^{-1}) \\ &= 0 \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

となる.

可調整パラメータがそれぞれ対応する未知なる真値に収束したとすると, 式(18)は次式となる.

$$\mu z^{-2} + \gamma z^{-1} + \lambda = 0 \dots\dots\dots (19)$$

ここで,

$$\begin{aligned} \mu &= -b_1^2(2a_2 + 3a_1a_2 + 2a_1^2a_2 + a_1^3a_2 + a_2^2 + a_1a_2^2) \\ &\quad - b_1b_2(3a_1a_2 + 2a_1^2a_2 + a_2^2 + 3a_2) \\ \gamma &= b_1^2(-2a_1 - 3a_1^2 - 2a_1^3 - a_1^4 + a_2 + a_1a_2 + a_1^3a_2 \\ &\quad + a_1a_2^2) + b_1b_2(1 - 3a_1 - 3a_1^2 - 2a_1^3 + 2 + a_1^2a_2 \\ &\quad + 2a_2 + a_1a_2 + a_2^2) + b_2^2(-a_1 - a_1^2 + a_2 + a_1a_2) \\ \lambda &= b_1^2(3 + 4a_1 + 4a_1^2 + 2a_1^3 + a_1^4 + 2a_2 + 2a_1a_2 \\ &\quad + 2a_1^2a_2 + a_2^2) + b_1b_2(4 + 6a_1 + 4a_1^2 + 2a_1^3 + 2a_2 \\ &\quad + 2a_1a_2) + b_2^2(2 + 2a_1 + a_1^2) \end{aligned}$$

である. なお, プラントのむだ時間の有無にかかわらず, 閉ループ系の特性方程式は式(19)と同一となる.

式(19)より, 閉ループ系の安定条件は次の三つの不等式で与えられる.

$$a_2 > -a_1^2 - (\beta + 2)a_1 - (2\beta + 3) \dots\dots\dots (20 \cdot a)$$

$$\begin{aligned} (2 + a_1 + \beta)a_2^2 + (4 + 5a_1 + 4a_1^2 + a_1^3 + 5\beta + 5a_1\beta \\ + 2a_1^2\beta + \beta^2 + a_1\beta^2)a_2 + (3 + 4a_1 + 4a_1^2 + 2a_1^3 \\ + a_1^4 + 4\beta + 6a_1\beta + 4a_1^2\beta + 2a_1^3\beta + 2\beta^2 + 2a_1\beta^2 \\ + a_1^2\beta^2) > 0 \dots\dots\dots (20 \cdot b) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (2a_1 + 2\beta)a_2^2 + (1 + 2a_1 + 2a_1^2 + 3\beta + 2a_1\beta + 4a_1^2\beta \\ + 2\beta^2 + 2a_1\beta^2)a_2 - (3 + 6a_1 + 7a_1^2 + 4a_1^3 + 2a_1^4 \\ + 3\beta + 9a_1\beta + 7a_1^2\beta + 4a_1^3\beta + 2\beta^2 + 3a_1\beta^2) \end{aligned}$$

(a) $\beta = -0.6$ (零点: 安定)

(b) $\beta = 1.0$ (零点: 安定限界)

(c) $\beta = 2.0$ (零点: 不安定)

図 4 閉ループ系の安定領域

図 5 プラント $G(z^{-1})$ の安定領域

$$+2a_1^2\beta^2 < 0 \quad \dots\dots\dots (20 \cdot c)$$

ここで、 $\beta = b_2/b_1$ である。また、 $|\beta| < 1$ 、 $|\beta| = 1$ 、 $|\beta| > 1$ のとき、零点はそれぞれ安定、安定限界、不安定となる。

分母の次数差が2よりも大きな連続時間システムは、その零点にかかわらず、十分小さなサンプリング周期で離散化すると、その離散化システムの零点は不安定となる。また、この不安定零点は-1よりも小さい値をとる。このとき、 β は1より大きな値である。

図 6 適応制御実験結果(適応極配置)

式(20)より、 β を-0.6, 1.0, 2.0としたときの閉ループ系の安定領域を、 a_1 - a_2 平面を用いて図4に示す。また、プラント $G(z^{-1})$ の安定領域を図5に示す。

図4と5より、閉ループ系は、安定可制御な系のほとんどの領域で安定であり、ある小さな領域でのみ、不安定であることが読取れる。

また、式(17)において、 $z=1$ とすると定常ゲインは $W(1)=1$ となる。

図 8 適応形予測制御実験結果 ($N_1=2$, $N_2=3$)

図 7 適応形予測制御実験結果 ($N_1=2$, $N_2=4$)

図 9 適応形予測制御実験結果 ($N_1=2$, $N_2=5$)

ここでは、評価範囲を $N_1=2, N_2=4$ として、安定解析を行ったが評価範囲が異なると、当然、式(19)の特性方程式も異なる。しかし、評価範囲が異なっても同様の方法で安定条件を得ることができる。また、本研究で取扱う水中マニピュレータの数式モデルは、式(7)の2次系で表されるので、2次系について安定解析を行ったが、高次系についての安定解析はかなり複雑になる。

しかしながら、提案した適応形予測制御手法は、主として2次系で記述されるロボットやマニピュレータのデジタル制御において非常に有効であると考えられる。

5. 実験結果

ここでは、水中マニピュレータに対して適応形予測制御系を構成し実験を行った結果について考察する。また、適応極配置法を構成し、同様の実験条件で実験を行った結果を示し、両者を比較する。

以下に実験条件を示す。

評価範囲： $N_1=2, N_2=4$

サンプリング周期： $T=0.08$ s

適応アルゴリズム：固定トレース法

初期条件： $\hat{a}_1(0)=-1.975, \hat{a}(0)=0.975$

$\hat{b}_1(0)=0.01, \hat{b}_2(0)=0.01$

$\hat{a}(0)=0$

図6と図7に適応極配置制御と適応形予測制御それぞれの実験結果を示す。

適応極配置制御実験結果である図6では、非線形要素である流体抵抗・重力(浮力)等に対応した可調整パラメータが適応過程の進行とともに一定となるにもかかわらず、水中マニピュレータの機構部の非線形摩擦・バックラッシュ等の影響のため、定常偏差および入出力信号の振動を生じている。

一方、適応形予測制御実験結果である図7では、適応過程の進行とともに、流体抵抗・重力(浮力)等に加え、非線形摩擦・バックラッシュ等の影響も抑制され、アームの角度は目標値に追従しており、構成した適応形予測制御系の有効性を示している。

また、図8と図9に評価範囲を変えた場合の適応形

予測制御実験結果を示す。それぞれの図より、図7の場合よりも追従特性が劣化しているのが読取れ、一般の予測制御と同様に、これら設定値の選定が問題となる。

6. 結論

ここでは、流体抵抗・重力(浮力)の影響を受ける水中マニピュレータに対し、非線形項の一部を外乱とみなした数式モデルに基づき適応形予測制御系を構成した。

線形化と簡潔なアルゴリズムにもかかわらず、実験により、振動および追従誤差が改善され、構成した適応形予測制御系の有効性が示された。また、安定解析では、対象が2次で安定可制御なほとんどの系に対しては、適応制御系の安定性と収束性が保証されることを示した。なお、安定性および制御性能が評価範囲に依存する。これらの選定法については、今後の課題としたい。

文 献

- (1) Astrom, K. J., Hangander, P. and Steraby, J., Zeros of Sampled System, *Automatic*, **20**-1(1984), 31.
- (2) 藤井・水野, 非最小位相系に対する離散時間モデル規範形適応制御系の一設計法, 計測自動制御学会論文集, **17**-3(1981), 449.
- (3) Clarke, D. W., Self-tuning Control of Nonminimum phase Systems, *Automatic*, **20**-5(1984), 501.
- (4) Samson, C., An Adaptive LQ Controller for Non-minimum phase System, *Int. J. Control*, **35**-1(1982), 1.
- (5) Tsao, T. C. and Tomizuka, M., Adaptive Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control, *ASME, J. Dynamic Systems, Measurement and Control*, **109**(1987), 349.
- (6) Bar-Kana, I., Robust Simplified Adaptive Stabilization of Not Necessarily Minimum-Phase Plants, *ASME, J. Dynamic Systems, Measurement and Control*, **111**(1989), 364.
- (7) Clarke, D. W. and Tuffs, P. S., Generalized Prediction Control, Part I and Part II, *Automatica*, **23**(1987), 137.
- (8) Kaynak, O. and Hoyer, H., Prediction Control of a Robot Arm, *IFAC, Robot Control, Karlsruhe, FRG*, (1988), 213.
- (9) 計測自動制御学会編, 自動制御ハンドブック(基礎編), (1983), 719, オーム社.