予見学習制御とそのサーボモータ位置制御への応用[†]

中 村 裕 司*

Preview-Learning Control and Its Application to Position Control of Servomotors

Hiroshi NAKAMURA*

A new algorithm for learning control of repetitive motion is described and experimental results are reported. At each sampling time, the control input is modified so as to minimize the cost function of predicted future errors.

This algorithm is very practical because: (1) the algorithm can be easily implemented on a personal computer or a microprocessor since simple calculations are used, (2) existing controllers can be used without modification, (3) the learning converges very quickly, (4) no identification is required other than measuring the step response of the system.

Experimental results on a DC servomotor showed that tracking errors were reduced to within ± 1 pulse after only four attempts. In addition, the servomotor accurately followed the reference input of which the frequency was five times as high as the bandwidth of the original position control system.

Key Words: repetitive control, learning control, preview control, predictive control, servomotor

1. ま え が き

NC 工作機械や産業用ロボットの高速度、高精度化に対する要求は、年々厳しいものとなってきている。制御ループゲインを上げることは、この問題に対処する最も直接的な方法であるが、この方法だけでは機械系の振動を誘発するため、達成できる追従速度および精度には限界がある。そこで位置指令や速度指令などの制御入力自体を補正してやることが考えられ、この補正法として予見制御が注目されている¹⁾。

予見制御では、未来の目標指令と制御対象の動特性

モデルを利用して、未来の追従偏差を予測し、それらの偏差が最小となるように制御入力決定される。したがって、目標指令が急峻に立ち上がる場合でも、制御入力がそれに先だって立ち上がり、追従偏差の少ない、より滑らかな応答が実現される。しかし、偏差の予測の際に、制御対象の正確な同定モデルが必要であり、その同定誤差は実際の追従偏差に直接影響する。

一方、動作を繰返し動作に限定するならば、学習制御が有効である。この繰返し動作に対する学習制御は、わが国で初めて提案されたもので、繰返し制御、反復制御、学習制御などの名でこれまでに多くの研究がなされている^{2)~4)}。

ここでは、目標指令が同じパターンを既知の周期で連続的、あるいは、間欠的に繰り返すことを前提に、前回の追従偏差を利用して、制御対象の出力が目標指令と一致するように、試行のたびに制御入力を補正する。

したがってこれらの方式では、制御対象のパラメータが未知である場合でも、試行を重ねることにより、最終的にはサーボ系の遅れや、周期的な外乱に対して定常偏差のない高精度な追従動作を実現できる。

しかし、基本的には前回試行時の同じ時刻における追従偏差を利用しているため、目標指令の急峻な立ち上がりを予見して制御入力を早めに立ち上げるような性質は期待できない。

位相進み補償により、前回の試行の同じ時刻以前の追従偏差を利用する研究も行われているが⁵⁾、この位相進み補償は安定化補償器としてのみ考えられており、予見制御の考慮はされていない。

さらに、学習の収束速度に関する研究もいくつかなされているが^{6)~8)}、制御系設計の際に、状態空間法におけるシステム行列や伝達関数による同定モデルが不可欠となる。このうち、Togai らの研究⁶⁾では未来の追従偏差を推定し、その重み付け和を評価関数として最適制御入力を決定しているが、1ステップ先の未来時刻しか考慮していない。

[†] IECON '89 で発表 (1989・11)

* (株)安川電機つくば研究所 つくば市東光台 5-9-10

* Tsukuba Research Lab., YASKAWA Electric Corp., Tsukuba

(Received January 10, 1991)

(Revised May 27, 1991)

繰返し動作に有効な学習制御に、さらに予見制御の一つである最適トラッキング制御を組み入れて、追従性能を向上させる研究も行われている⁹⁾。また、古田らが提案した双対システムを利用する学習制御方式¹⁰⁾も予見制御のもつ特長を有している。

しかし、これらの研究でも制御対象のモデルの次数 n を決定し同定をしなければならず、さらに、制御入力 $u(i)$ の決定には複雑な計算が必要となる。

たとえば戸谷らの方法⁹⁾では、評価関数の重み行列を変更するたびに、Riccati 方程式を解いて状態フィードバックゲインを決定し、各試行間には境界条件付きの $2n$ 次微分方程式を解かなければならない。

また、これらの研究では、試行は間欠的で学習は試行間に行うことを前提としており、目標指令が一定周期で連続して同じパターンを繰り返す場合は取り扱っていない。

本論文で提案するアルゴリズムは、学習制御に予見制御の手法を組み入れたものである。しかも、既存のフィードバックループは、なんらの変更なしにそのまま利用され、制御入力も 1 次方程式の解として簡単に求められる。

また、同定に関してはあらかじめ制御対象のステップ応答を測定し、そのデータをそのまま利用するため、同定モデルの次数の決定や低次元化に煩わされることもなく、さらに、むだ時間も考慮されることになる。

DC サーボモータを用いた検証実験により、その追従動作の高速高精度性、予見の効果、および、学習収束の高速性を確認した。

2. 制御方式

2.1 システムの記述

本論文では、同じパターン $\{r(0), r(1), \dots, r(L-1)\}$ を繰り返す目標指令 $r(i)$ に、制御対象 G_p の出力 $y(i)$ を一致させるような制御入力 $u(i)$ を、試行の繰返しにより学習的に決定する問題を考える。

ここで、目標指令 $r(i)$ は、そのパターンを一定周期で繰返ししても良いし（繰返し制御型）、間欠的に繰返ししても良い（反復・学習制御型）。後者の場合、各試行は一定の初期状態から開始される。

いずれの場合も、 T_s をサンプリング周期とすると、1 回の試行時間 $L * T_s$ 、および、その開始時刻は既知であるとする。

制御システムを Fig. 1 に示す。ブロック C は学習制御器で、制御入力 $u(i)$ を決定する。制御対象 G_p は、1 入力 1 出力の線形時不変系であり、さらに、真

r : reference input u : control input
 e : tracking error y : actual output

Fig. 1 Block diagram of preview-learning control system

Fig. 2 Step response of system G_p

にプロパーで、定位性をもっているものとする。この中に既存の制御ループが含まれていてもかまわない。追従偏差 $e(i)$ は、目標指令 $r(i)$ と出力 $y(i)$ との差である。

制御対象 G_p はステップ応答モデルにより

$$\hat{y}(i) = \sum_{n=1}^{N-1} H_n \Delta u(i-n) + H_N u(i-N) \quad (1)$$

と表わすことができる。ここで、 $\{H_1, H_2, \dots, H_N\}$ は前もって測定された、制御対象 G_p の単位ステップ応答のサンプル値である (Fig. 2)。 N は応答が十分に整定するように、すなわち、 $H_n \doteq H_N$ ($n > N$) となるように選ぶものとし、 $H_0 = 0$ である。 $\Delta u(i)$ は、入力 $u(i)$ の増分値で、 $\Delta u(i) = u(i) - u(i-1)$ である。

さらに、実際の出力 $y(i)$ と (1) 式のモデル出力 $\hat{y}(i)$ との差、すなわち、推定誤差を $d(i)$ とする。

$$d(i) = y(i) - \hat{y}(i) \quad (2)$$

2.2 制御則の導出

k 回目の試行の、時刻 i における制御入力 $u_k(i)$ を、次式で与えるものとする。

$$u_k(i) = u_{k-1}(i) + \sigma_k(i) \quad (3)$$

ただし、 k は試行回数を表わし、 $\sigma_k(i)$ は前回の制御入力 $u_{k-1}(i)$ からの補正量である。

ここで補正量 $\sigma_k(i)$ を、未来の追従偏差の予測値 $\{e_k^*(i+1), e_k^*(i+2), \dots, e_k^*(i+M)\}$ の重み付き 2 乗和が最小となるように決定する。 M は未来予測ステップ数である。

未来の追従偏差の予測値 e_k^* は、以下の手順で求められる。

k 回目の試行の時刻 i において、出力 $y_k(i)$ は、次

式で表わすことができる.

$$y_k(i) = \hat{y}_k(i) + d_k(i) \quad (4)$$

さらに $k-1$ 回目の試行の時刻 i においては,

$$y_{k-1}(i) = \hat{y}_{k-1}(i) + d_{k-1}(i) \quad (5)$$

となる. (4)式から(5)式を引くことにより, 次式を得る.

$$\delta_k(i) = \hat{\delta}_k(i) + d_k(i) - d_{k-1}(i) \quad (6)$$

ただし,

$$\delta_k(i) = y_k(i) - y_{k-1}(i) \quad (7)$$

$$\hat{\delta}_k(i) = \sum_{n=1}^{N-1} H_n \Delta \sigma_k(i-n) + H_N \sigma_k(i-N) \quad (8)$$

である. ここで $\delta_k(i)$ は, 出力 $y_k(i)$ の, 前回試行時の同じ時刻の出力 $y_{k-1}(i)$ からの変化分である.

さらに, 時刻 $i+m$ の出力変化分 $\delta_k(i+m)$ は次式で表わされる.

$$\delta_k(i+m) = \hat{\delta}_k(i+m) + d_k(i+m) - d_{k-1}(i+m) \quad (9)$$

いま, 時刻 i において M ステップ先までの出力変化分の予測値 $\delta_k^*(i+m)$ ($m=1, 2, \dots, M$) を求める際に,

①(1)式のモデルによる推定誤差の変化分は不変, すなわち, $d_k(i+m) - d_{k-1}(i+m) = d_k(i) - d_{k-1}(i)$ であり, さらに,

②未来の補正量の増分値 $\Delta \sigma_k(i+m)$ は, すべて零であると仮定すると, 予測値 $\delta_k^*(i+m)$ は, (9)式より,

$$\begin{aligned} \delta_k^*(i+m) &= \hat{\delta}_k(i+m) + d_k(i) - d_{k-1}(i) \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} H_n \Delta \sigma_k(i+m-n) \\ &\quad + H_N \sigma_k(i+m-N) + d_k(i) - d_{k-1}(i) \\ &= H_m \Delta \sigma_k(i) + \sum_{n=1}^{N-1-m} H_{n+m} \Delta \sigma_k(i-n) \\ &\quad + H_N \sigma_k(i+m-N) + d_k(i) - d_{k-1}(i) \\ &\doteq H_m \Delta \sigma_k(i) + \sum_{n=1}^{N-1} H_{n+m} \Delta \sigma_k(i-n) \\ &\quad + H_N \sigma_k(i-N) + d_k(i) - d_{k-1}(i) \quad (10) \end{aligned}$$

となる. したがって, (6), (8), (10)式より, 予測値 $\delta_k^*(i+m)$ は次式で与えられる.

$$\delta_k^*(i+m) = \delta_k(i) + H_m \Delta \sigma_k(i) + \sum_{n=1}^{N-1} (H_{n+m} - H_n) \Delta \sigma_k(i-n) \quad (11)$$

ここでの予測手法は, モデル予測制御で用いられるものと同じであり, 予測ホライズンを M とし, 操作ホライズンを 1 とした場合に相当する¹¹⁾. ただし, 本論文では, 入出力が前回試行時からの変化分 σ と δ になっている.

さらに, モデルによる推定誤差 d に関する仮定①

を, $d_k(i)$ の傾き $\Delta d_k(i) = d_k(i) - d_k(i-1)$ に関して書きなおすと, $\Delta d_k(i+m) = \Delta d_{k-1}(i+m)$ ($m=1, 2, \dots, M$) となる. つまり, たとえ d_k 自体が変化しても, Δd_k が前回試行時の Δd_{k-1} と同じであれば, この仮定は満たされる.

したがって, 仮定①は, モデル予測制御で用いられる仮定 $d(i+m) = d(i)$ ($m=1, 2, \dots, M$) よりも, d の変化をゆるす分, 条件の緩いものになっている.

たとえば, Fig. 3 に示すような直線的ドリフトをもつ周期関数も, 仮定①を満足する. ここでさらに, ドリフトの傾きが変化し, 曲線になる場合でも, その変化速度が試行周期に比べて十分遅ければ問題ない.

ただし, 推定誤差 d が, 突発的に変化する場合は, 試行周期と異なる周期をもつ場合などには, 仮定①が満たされないため, 注意が必要である.

$\delta_k(i)$ の定義により, 時刻 $i+m$ における追従偏差 $e_k(i+m)$ は次式で表わされる.

$$\begin{aligned} e_k(i+m) &= r(i+m) - y_{k-1}(i+m) \\ &\quad - \{y_k(i+m) - y_{k-1}(i+m)\} \\ &= e_{k-1}(i+m) - \delta_k(i+m) \quad (12) \end{aligned}$$

したがって, その予測値 $e_k^*(i+m)$ は次式で与えられる.

$$e_k^*(i+m) = e_{k-1}(i+m) - \delta_k^*(i+m) \quad (13)$$

さらに, $\delta_k(i)$ も次式のように追従偏差で表わすことができる.

$$\begin{aligned} \delta_k(i) &= r(i) - y_{k-1}(i) - \{r(i) - y_k(i)\} \\ &= e_{k-1}(i) - e_k(i) \quad (14) \end{aligned}$$

(11), (13), (14)式より, 偏差の予測値 $e_k^*(i+m)$ は結局次式で与えられる.

$$\begin{aligned} e_k^*(i+m) &= e_{k-1}(i+m) + e_k(i) - e_{k-1}(i) - H_m \Delta \sigma_k(i) \\ &\quad - \sum_{n=1}^{N-1} (H_{n+m} - H_n) \Delta \sigma_k(i-n) \quad (15) \end{aligned}$$

上式より未来の追従偏差の予測値 $e_k^*(i+m)$ は, 前回の試行における追従偏差 e_{k-1} , 現在の追従偏差 $e_k(i)$, 現在に至るまでに入力してきた増分補正量 $\Delta \sigma_k(i-n)$, および現在決定すべき増分補正量 $\Delta \sigma_k(i)$ によって予測されている.

Fig. 3 Example of estimation error

そこで、 M ステップ未来までの追従偏差の予測値 $e_k^*(i+m)$ ($m=1, 2, \dots, M$) がより小さくなるための指標として

$$J = \sum_{m=1}^M w_m \{e_k^*(i+m)\}^2 \quad (16)$$

なる評価関数を考え、この J が最小となるように $\Delta\sigma_k(i)$ を決定する。ここで w_m は、 m ステップ未来の追従偏差の予測値 $e_k^*(i+m)$ にかかる重み係数であり、近い未来の予測値ほど重視する減衰型 (Fig. 4 (a)) や、現在決定する増分補正量 $\Delta\sigma_k(i)$ が出力に与える影響度を考慮したインパルス応答型 (Fig. 4 (b))、 $w_m = H_m - H_{m-1}$ などが考えられる。ただし、 $w_m > 0$ ($m=1, 2, \dots, M$) とする。

(15), (16) 式より、 $\partial J / \partial \Delta\sigma_k(i) = 0$ は、

$$\begin{aligned} -2 \sum_{m=1}^M w_m H_m \left\{ e_{k-1}(i+m) + e_k(i) - e_{k-1}(i) \right. \\ \left. - H_m \Delta\sigma_k(i) - \sum_{n=1}^{N-1} (H_{n+m} - H_n) \Delta\sigma_k(i-n) \right\} = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

となり、上式は未知数 $\Delta\sigma_k(i)$ に関する 1 次方程式である。さらに、

$$\frac{\partial^2 J}{\partial \Delta\sigma_k(i)^2} = 2 \sum_{m=1}^M w_m H_m^2 > 0 \quad (18)$$

であるため、(16) 式の評価関数を最小にする $\Delta\sigma_k(i)$ は (17) 式より簡単に求められる。

以上により、時刻 i における制御入力 $u_k(i)$ は次式に従って決定される。

制御則：

$$u_k(i) = u_{k-1}(i) + \sigma_k(i) \quad (19a)$$

$$\sigma_k(i) = \sigma_k(i-1) + \Delta\sigma_k(i) \quad (19b)$$

$$\begin{aligned} \Delta\sigma_k(i) = \sum_{m=1}^M q_m e_{k-1}(i+m) + Q \{e_k(i) - e_{k-1}(i)\} \\ - \sum_{n=1}^{N-1} q_n \Delta\sigma_k(i-n) \end{aligned} \quad (19c)$$

ただし、

$$q_m = \frac{w_m H_m}{\sum_{j=1}^M w_j H_j^2} \quad m=1, 2, \dots, M \quad (20a)$$

$$Q = \sum_{m=1}^M q_m \quad (20b)$$

Fig. 4 Examples of weighting factors

$$g_n = \sum_{m=1}^M q_m (H_{n+m} - H_n) \quad n=1, 2, \dots, N-1 \quad (20c)$$

であり、これらの定数は、ステップ応答データ $\{H_n\}$ を測定し、重み係数 $\{w_m\}$ を適当に与えることにより、学習を行う前にあらかじめ算出できる。また、 $u_0(i), \sigma_0(i), e_0(i)$ ($i=0, 1, \dots, L-1$) は、すべて零とする。

さらに、制御対象 G_p にむだ時間が存在し、ステップ応答測定値が、 $H_n=0$ ($n=1, 2, \dots, d$) となる場合には、(19), (20) 式において、 $q_1=q_2=\dots=q_d=0$ となるため、 q_{d+1} から q_M までを考えればよい。これは、(15) 式の予測式において、制御対象のむだ時間も考慮されていることを示している。

3. 実験

ここで提案した制御方法は従来の制御系に、その構成および各ゲインなどを変更することなしに組み込むことができる。ここでは、DC サーボモータ (UGRMEM-02M) を用いた位置制御系に適用し、Fig. 5 の構成にて検証実験を行った。

速度制御器 (CPCR-FR01B) の定常ゲインは、52.36 (rad/s)/V である。速度検出器と位置検出器は、モータ直結型 (TFUE-200) を用いた。速度検出器は、出力電圧 6.68×10^{-2} V/(rad/s) の DC タコメータジェネレータであり、位置検出器は分解能 2,000 pulse/rev. のオプティカルエンコーダで、その出力はカウンタにより 4 通倍される。したがって、1 pulse は 7.85×10^{-4} rad である。

位置ループと学習の計算は、パーソナルコンピュータ (PC9801) 上で、C 言語によりサンプリング時間 2.5 ms で行った。

ここでは、制御対象 G_p は DC サーボモータと従来の位置制御系からなっており、電流ループ、速度ループ、位置ループが含まれている。

目標指令 $r(i)$ は同じパターンを連続して繰り返す位置指令であり、制御入力 $u(i)$ は従来の位置制御系

Fig. 5 Block diagram of experimental system

への入力である。出力 $y(i)$ はモータの実際の位置であり、エンコーダにより検出される。

制御対象 G_p の帯域幅は 8 Hz であり、そのステップ応答を Fig. 6 に示す。本アルゴリズムを用いて 3 種類の目標指令に対する実験を行い、以下に示すような効果があることを確認した。

なお、本実験では Fig. 4(b) に示したインパルス応答型の重み $\{w_m\}$ を用いたが、Fig. 4(a) の減衰型を用いた場合も、同等な結果が得られた。

3.1 高精度性

Fig. 7 に精度に関する実験結果を示す。ここでの目標指令は、振幅 2,000 pulse 周波数 0.5 Hz の正弦波である。4 回の学習で追従偏差が ± 1 パルス以内に収まっているのがわかる (Fig. 7(a))。

比較のため、従来の位置制御系のみを用いた場合 (Fig. 5 において $u=r$ とした場合) を Fig. 7(b) に、従来の制御系で制御入力 u の位相と振幅を、追従偏差がなるべく小さくなるように試行錯誤的に補正した場合を Fig. 7(c) に示す。

Fig. 7(c) において、制御入力 u は目標指令 r と比べてその位相は 4.50 度進み、その振幅は 1.002 倍

Fig. 6 Step response of original position control system

になっている。しかし、位相と振幅の補正だけではまだ追従偏差が残っているのがわかる。これは、クーロン摩擦やモータのトルクリップルなどのトルク外乱、および、速度検出器のリプルなどの検出ノイズによるものと思われる。

Fig. 7(a) では、これらの再現性のある外乱やノイズの影響は取り除かれており、さらに 1 時間 (1,800 回) 学習を続けても、同じ状態が維持され発散することとはなかった。

3.2 高速応答性

Fig. 8 に追従速度に関する実験結果を示す。ここでの目標指令は、振幅 1,000 pulse 周波数 10 Hz の正弦波と振幅 200 pulse 周波数 40 Hz の正弦波との合成信号である。5 回の学習で、制御対象 G_p の帯域幅の 5 倍の周波数成分をもつ目標指令に、ほぼ追従しているのがわかる (Fig. 8(a))。比較のため、従来の位置制御系のみを用いた場合を Fig. 8(b) に示す。

3.3 予見性

Fig. 9 に予見性に関する実験結果を示す。ここでの目標指令は、その速度成分が Fig. 9(c) に示すような台形となっており、位置決め制御の際によく用いられるものである。

Fig. 9(a) に 3 回目の学習結果を示す。制御入力 u は、目標指令 r に先だって立ち上がっており、制御対象のむだ時間や動特性による追従偏差は生じていない。比較のため、従来の位置制御系のみを用いた場合を Fig. 9(b) に示す。

3.4 学習収束の高速性

Fig. 10(a) に学習収束の高速性に関する実験結果を示す。ここでの目標指令は、振幅 1,000 pulse 周波

(a) Preview-learning control

(b) Conventional control

(c) Conventional control with modifications of phase and amplitude

Fig. 7 Experimental results for high precision

(a) Preview-learning control

(b) Conventional control

Fig. 8 Experimental results for quick response. The reference input r is the composite of 10 Hz and 40 Hz sinusoidal signals. The bandwidth of the original control system is 8 Hz

(a) Preview-learning control

(b) Conventional control

(c) Velocity of reference input

Fig. 9 Experimental results for positioning control. In the case of (a), change of u in advance of r indicates the effects of prediction

(a) Preview-learning control

(b) Repetitive control with phase lead compensation

Fig. 10 Experimental results for rapid convergence of learning

数 10 Hz の正弦波である。

比較のため、従来の繰返し制御系を用いた場合を Fig. 10(b)に示す。この際の制御入力 $u(i)$ は、1 周期前の偏差をそのまま利用したものでは、うまく収束しなかったため、位相進み補償を考慮して次式により決定した。

$$u_k(i) = u_{k-1}(i) + K_a \{e_k(i) - e_{k-1}(i)\} + e_{k-1}(i + p) \quad (15)$$

ここで、 K_a は偏差から制御入力への直達項のゲイン、 p は、位相進み分である。Fig. 10(b)の実験では、学習収束が最も速くなるよう $K_a=1$, $p=3$ とした。

以上の実験において、制御対象 G_p は真にプロパーな系であるにもかかわらず、長時間学習を続けても追従偏差は発散しなかった。これは、(19c)式の右辺第1項が位相進み補償に相当するためと思われるが、いずれにしても系の安定性は、未来予測ステップ数 M 、重み係数 $\{w_m\}$ に依存しており、実際、これらの値によっては追従偏差が発散する場合もある。これらの関係を明確にすることが、今後の課題である。

4. あとがき

本論文では、希望する追従動作を実現するための位置指令の自動補正法として、予見学習制御を提案した。さらに、DC サーボモータの位置制御系に適用し、その追従動作の高速高精度性、予見の効果、および、学習収束の高速性を確認した。

本制御方法の計算量は、汎用パーソナルコンピュータやマイクロプロセッサにより処理できる程度のものであり、学習の収束が非常に速く、しかも、同定に関しても対象システムのステップ応答を測定するだけで、その次数の決定や係数の算出など机上での作業を必要としないため、非常に実用的な手法であるといえる。

最後に、本研究に貴重なご助言をいただいた早稲田大学寺村悦二郎教授、本研究の基本アイデアを示唆していただいた(株)安川電機二見 茂氏、終始ご指導いただいた(株)安川電機下園直登氏に深く感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) 伊藤浩司：予見制御系の工作機械への応用，東芝機械技報，No. 9, 13/17 (1987)
- 2) S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata and M. Nakano: Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals, IEEE Trans. Automatic Control, **AC-33**-7, 659/668 (1988)
- 3) S. Arimoto, S. Kawamura and F. Miyazaki: Bettering Operation of Robots by Learning, J. of Robotic Systems, **1**-2, 123/140 (1984)
- 4) T. Mita and E. Kato: Iterative Control and Its Application to Motion Control of Robot Arm—A Direct Approach to Servo Problems, Proc. of the 24th Conference on Decision and Control, 1393/1398 (1985)
- 5) 中野, 井上, 山本, 原: 繰返し制御, PartC 第1章, 82, 計測自動制御学会 (1989)
- 6) M. Togai and O. Yamamoto: Analysis and Design of an Optimal Learning Control Scheme for Industrial Robots: A Discrete System Approach, Proc. of the 24th Conference on Decision and Control, 1399/1404 (1985)
- 7) C.G. Atkeson and J. McIntyre: Robot Trajectory Learning through Practice, Proc. of the IEEE Int. Conference on Robotics and Automation, 1737/1742 (1986)
- 8) M. Tomizuka, T.C. Tsao and K.K. Chew: Discrete-Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers, Proc. of the 1988 American Control Conference, **2**, 860/866 (1988)
- 9) 戸谷, 甫立: 線形最適トラッキングの反復学習とそのロボットアームの軌道制御への応用, 計測自動制御学会論文集, **26**-4, 382/388 (1990)
- 10) 古田, 山北: 線形多変数システムに対する学習制御系設計, 計測自動制御学会論文集, **22**-12, 1248/1255 (1986)
- 11) 西谷絃一: モデル予測制御の応用, 計測と制御, **28**-11, 996/1004 (1989)