研 究

 δ 演算子を用いたモデル規範形適応制御理論の電気油圧サーボシステムへの応用*

山 橋 浩 三** 高 橋 浩 爾***
池 尾 茂***

Application of a Model Reference Adaptive Control theory using δ -operator to an Electrohydraulic Servo System

Kozo YAMAHASHI, Koji TAKAHASHI, Shigeru IKEO

A model reference adaptive control theory is applied to an electrohydraulic servo system and a number of its applications are reported. This theory is very useful and powerful and can control a plant of which parameters are unknown or vary during systems operation. It can also make the plant output coincide with the reference model output. However, some problems exist. One of them is a nonminimal phase problem. The nonminimal phase system has an unstable zero(s). The model reference adaptive control theory cannot control such a nonminimal phase system.

When the sampling period goes to zero, the discrete-time system composed of a zero-order hold, a continuous-time plant and a sampler in series using z-operator becomes a nonminimal phase system if the relative degree of the continuous-time plant is greater than two. When the discrete-time system is controlled rapidly, a short sampling period is required. However, there is a risk that the discrete-time system will become the nonminimal phase system. The discrete-time electrohydraulic servo system also becomes the nonminimal phase system when the sampling period goes to zero.

δ -operator has better characteristics than z-operator in many respects. The δ -operator approaches s-operator when the sampling period goes to zero, where s is Laplace operator. Therefore, if the continuous-time system is the minimal phase system, the discrete-time system using δ -operator also becomes the minimal phase system when the sampling period goes to zero. Hence, the model reference adaptive control theory can be applied to the discrete-time system.

In this paper, the model reference adaptive control theory using the δ -operator is applied to the electrohydraulic servo system. In addition, the behavior for a long sampling period is important for designing the controller, so it is also considered here.

1 緒 言

近年、適応制御理論の油空圧分野への数多くの応用研究結果が発表され、この理論の実用的な有用性が明らかになってきている。プラントの動特性が未知である場合、あるいは運転中にプラントの動特性が変動するような場合であっても、適応制御理論によってプラント出力と規範出力とが常に一致するように制御することができる。これら応用の多くでは離散時間で制御

系を構成し、モデル規範形適応制御理論を用いているが¹⁾²⁾、その際、制御性能に及ぼすサンプリング時間の影響が重要な設計パラメータとなっている。

Aströmら³⁾は連続時間系で最小位相なプラントであっても、その相対次数が2以上であるとき、サンプリング時間が短くなると、その離散時間系が非最小位相となることを示した。ここで、非最小位相系とは不安定な零点をもつシステムのことであり、より高い応答の制御を行う場合、サンプリング時間はより短くしなければならないが、モデル規範形適応制御はシステムが最小位相であるという条件が必要であり、このような条件のもとでモデル規範形適応制御を応用することはできない。

著者ら⁴⁾は連続時間系で最小位相な電気油圧サーボ

*平成2年10月25日 原稿受付

**上智大学大学院

***上智大学理学部

(所在地 〒102 東京都千代田区紀尾井町7-1)

システムであっても、サンプリング時間が連続時間系での電気油圧サーボシステムの固有周期の約1/2以下で、その離散時間系が非最小位相系となることを示した。

この問題は、零次ホールドと連続時間システム、サンブラを直列に接続して、 z 変換により離散時間系を表現することに起因している。そこで、この z 変換に代えて δ 変換を利用する方法が提案されている⁵⁾⁶⁾。この δ 変換での δ 演算子は、サンプリング時間を T 、ラプラス演算子を s とすると、 $T \rightarrow 0$ で $\delta \rightarrow s$ という性質をもつ。それゆえ、連続時間系でプラントが最小位相であれば、十分短いサンプリング時間に対しては、その離散時間系も最小位相となり、モデル規範形適応制御理論を応用することができる。

Horiら⁷⁾⁸⁾は、この δ 変換を利用してモデル規範形適応制御理論を電気油圧サーボシステムに応用し、シミュレーションおよび実験により制御可能となることを報告している。しかしながら、サンプリング時間と制御性能との関係については述べていない。

本研究ではこの非最小位相問題を解決するために δ 変換によるモデル規範形適応制御（以下 δ -MRAC）を電気油圧サーボシステムに応用し、短いサンプリング時間に対して制御可能であることをシミュレーションおよび実験により確認する。とくに、電気油圧サーボシステムの動特性を2次系で表した場合、二つの δ -MRACの構成方法がある。そこで、この構成方法について述べ、つづいてサンプリング時間がこの二つの δ -MRACの制御性能に与える影響について検討を加える。また、適応制御ではパラメータ調整則が制御性能に大きな影響を与えるが、ここではパラメータ調整則として最小二乗法を用いる。

2. 理 論

電気油圧サーボシステムがサーボ弁、油圧シリンダ、慣性負荷より構成されているとき、一般にその動特性は3次系あるいは2次系で表現される。本研究ではコントローラ内での演算時間短縮の目的から、電気油圧サーボシステムを2次系として制御系を設計する。3次系のシステムに対しても同様な方法で制御系を設計することができる。

2.1 主な記号

- $e(K)$: 同定誤差
- $q(\delta)$: 任意安定モニック多項式
- $t(\delta)$: 電気油圧サーボシステムの δ -パルス伝達関数
- $t_c(s)$: 電気油圧サーボシステムの伝達関数

Fig. 1 Discrete time system

- $t_d(\delta)$: 規範モデルの δ -パルス伝達関数
- T : サンプリング時間
- $u(K)$: 制御法則（サーボ弁への入力信号）
- $v(K)$: 規範入力
- $y(K)$: プラント出力（ピストン変位）
- $y_M(K)$: 規範出力
- $\bar{y}(K)$: 同定器出力
- $\gamma(\delta)$: 任意安定モニック多項式
- $\Gamma(K)$: 適応ゲイン（ 4×4 マトリクス）
- δ_i : 離散時間系プラントの零点
- Δ : 差分演算子
- Θ : 非最小実現による電気油圧サーボシステムのパラメータベクトル（4次元）
- $\hat{\theta}(K)$: 可調整パラメータ（4次元ベクトル）
- $\omega(K)$: 入出力よりなる信号ベクトル（3次元）
- $\Omega(K)$: 入出力よりなる信号ベクトル（4次元）

2.2 離散時間表現

電気油圧サーボシステムの動特性を2次系で表現すると、その連続時間系の伝達関数 $t_c(s)$ は次式となる。

$$t_c(s) = \frac{b}{s(s+a)} \quad (1)$$

ここで、 a 、 b はプラントパラメータである。

離散時間システムはFig. 1に示すように零次ホールド、連続時間プラントおよびサンブラより構成されるものとする。図中 A_c 、 b_c 、 c_c と式(1)との間には以下の関係がある。

$$A_c = \begin{bmatrix} -a & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad b_c = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}, \quad c_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$t_c(s) = c_c^T (sI - A_c)^{-1} b_c$$

サンプリング時間を T とすると、その離散時間系の δ -パルス伝達関数 $t(\delta)$ は次式となる。

$$t(\delta) = \frac{r_1 \delta + r_0}{\delta(\delta + p_1)} \quad (2)$$

ここで

$$r_0 = \frac{b}{aT} (-e^{-aT} + 1), \quad r_1 = \frac{b}{a^2 T} (aT + e^{-aT} - 1)$$

$$p_1 = \frac{-e^{-aT} + 1}{T}$$

であり、 δ 演算子と z 演算子との間には次の関係があ

る.

$$\delta = \frac{z-1}{T} \quad (3)$$

2.3 サンプルング時間の影響

サンプルング時間の影響について考える. サンプルング時間 $T \rightarrow 0$ のとき

$$\lim_{T \rightarrow 0} r_0 = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{b}{aT} (-e^{-aT} + 1) = b \quad (4.a)$$

$$\lim_{T \rightarrow 0} r_1 = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{b}{a^2 T} (aT + e^{-aT} - 1) = 0 \quad (4.b)$$

$$\lim_{T \rightarrow 0} p_1 = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{-e^{-aT} + 1}{T} = a \quad (4.c)$$

となる. したがって, 十分短いサンプルング時間に対して $t(\delta)$ を $t_c(s)$ で近似可能であることが分かる.

δ 演算子を用いた場合, もとの連続系にはない零点が離散系には付加される. この零点 δ_1 は次式で表され,

$$\delta_1 = -\frac{r_0}{r_1} = -\frac{a(-e^{-aT} + 1)}{aT + e^{-aT} - 1} \quad (5)$$

$T \rightarrow 0$ では

$$\lim_{T \rightarrow 0} \delta_1 = \lim_{T \rightarrow 0} \left\{ -\frac{a(-e^{-aT} + 1)}{aT + e^{-aT} - 1} \right\} = -\infty \quad (6)$$

となり, $-\infty$ に発散していることが分かる. 十分サンプルング時間が短ければ, 式(4)より $r_1 < r_0$ となり, δ -パルス伝達関数の分子多項式を r_0 で近似することができる.

2.4 モデル規範形適応制御の設計

規範モデルの δ -パルス伝達関数 $t_d(\delta)$ を次式とする.

$$t_d(\delta) = \frac{r_d(\delta)}{p_d(\delta)} \quad (7)$$

ただし, $r_d(\delta)$ は m_d 次安定多項式, $p_d(\delta)$ は n_d 次安定モノック多項式, $n_d > m_d$ とする. また, プラントの動特性は式(2)で表されるものとする.

モデル規範形適応制御系を設計するにあたり次の条件が成立するものとする.

A.1 プラントは最小位相系

A.2 $n_d - m_d \geq$ プラントの相対次数

次に $q(\delta)$, $\gamma(\delta)$ を任意安定 1 次モノック多項式

$$q(\delta) = \delta + q_0$$

$$\gamma(\delta) = \delta + \gamma_0$$

$v(\delta)$ を規範入力として以下に示す多項式方程式⁹⁾を導入する.

$$\begin{aligned} k(\delta)(\delta^2 + p_1\delta) + h(\delta)(r_1\delta + r_0) \\ = (\delta + q_0)[-r_1(\delta^2 + p_1\delta) + (\delta + \gamma_0)(r_1\delta + r_0)] \end{aligned} \quad (8)$$

$k(\delta)$, $h(\delta)$ は多項式方程式の解であり,

$$k(\delta) = k_0$$

$$h(\delta) = h_1\delta + h_0$$

とすると, プラントの非最小実現は次式となる.

$$\begin{aligned} y(K) &= r_1 \frac{1}{\delta + \gamma_0} u(K) + \frac{k_0}{(\delta + \gamma_0)(\delta + q_0)} u(K) \\ &\quad + \frac{h_1\delta + h_0}{(\delta + \gamma_0)(\delta + q_0)} y(K) \\ &= \Theta^T \Omega(K) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで

$$\Theta^T = [r_1 \quad k_0 \quad h_1 \quad h_0]^T$$

$$\Omega(K) = \left[\frac{1}{\delta + \gamma_0} u(K) \quad \frac{1}{\delta + \gamma_0} \omega(K) \right]^T$$

$$\omega(K) = \left[\frac{1}{\delta + q_0} u(K) \quad \frac{\delta}{\delta + q_0} y(K) \quad \frac{1}{\delta + q_0} y(K) \right]^T$$

であり, $\omega(K)$ および $\Omega(K)$ は以下のように計算される.

$$\Delta x_\omega(K) = -q_0 x_\omega(K) + [u(K) \quad -q_0 y(K)]^T$$

$$\omega(K) = x_\omega(K) + [0 \quad y(K) \quad 0]^T$$

$$\Delta x_\Omega(K) = -\gamma_0 x_\Omega(K) + [u(K) \quad \omega^T(K)]^T$$

$$\Omega(K) = x_\Omega(K)$$

ここで, $x_\omega(K)$ は $\omega(K)$ を計算するための状態量で 3 次元ベクトルであり, $x_\Omega(K)$ は $\Omega(K)$ を計算するための状態量で 4 次元ベクトルである.

同定器 $\hat{y}(K)$ を次式とする.

$$\hat{y}(K) = \hat{\Theta}^T(K-1) \Omega(K) \quad (10)$$

ここで,

$$\hat{\Theta}(K) = [\hat{r}_1(K) \quad \hat{k}_0(K) \quad \hat{h}_1(K) \quad \hat{h}_0(K)]^T$$

同定誤差 $e(K)$ を

$$e(K) = \hat{y}(K) - y(K) \quad (11)$$

とし, パラメータ調整則¹⁰⁾として以下の最小二乗法を使用する.

$$\hat{\Theta}(K) = \hat{\Theta}(K-1) - \frac{\Gamma(K-1) \Omega(K) e(K)}{1 + \Omega^T(K) \Gamma(K-1) \Omega(K)} \quad (12.a)$$

$$\Gamma(K) = \Gamma(K-1) - \frac{\Gamma(K-1) \Omega(K) \Omega^T(K) \Gamma(K-1)}{1 + \Omega^T(K) \Gamma(K-1) \Omega(K)} \quad (12.b)$$

$$\Gamma(-1) = \alpha I \quad \alpha \gg 1 \quad (\Gamma(-1) \text{ は } \Gamma(K) \text{ の初期値}) \quad (12.c)$$

δ -MRAC を達成するための制御法則 $u(K)$ は次式となる.

$$u(K) = \frac{1}{\hat{r}_1(K)} \{ \hat{\theta}^T(K) \omega(K) + (\delta + \gamma_0) t_d(\delta) v(\delta) \} \quad (13)$$

ここで,

$$\hat{\theta}(K) = [\hat{k}_0(K) \quad \hat{h}_1(K) \quad \hat{h}_0(K)]^T$$

である. 適応制御系のブロック線図を Fig. 2 示す.

とくにサンプルング時間が十分短い場合, r_1 が小さくなり, 式(13)から分かるようにオーバーフロー演算を

Fig. 2 Block diagram of δ -MRAC

Fig. 3 Experimental apparatus

Fig. 4 Reference input and output

起こす可能性がある。また、式(6)より離散時間系の零点が強い振動モードを含み制御系が不安定となることも考えられる。そこで、前節から $T \rightarrow 0$ では $r_1 \ll r_0$ であるので、十分短いサンプリング時間に対して δ -パルス伝達関数を以下のように近似することができる。

$$t(\delta) = \frac{r_0}{\delta(\delta + p_1)} \quad (14)$$

この場合、任意安定モニック多項式 $\gamma(\delta)$ は、

$$\gamma(\delta) = \delta^2 + \gamma_1 \delta + \gamma_0$$

となり、同定器 $\hat{y}(K)$ は

$$\hat{y}(K) = \hat{\Theta}^T(K-1) \Omega(K) \quad (15)$$

Table 1 Coefficients for sampling times

T	r_0	r_1	δ_1	p_1
1	1.79	1.76	-1.02	1
0.2	8.96	1.65	-5.43	5
0.1	17.9	1.51	-11.9	9.98
0.02	63.9	0.769	-83.1	35.7
0.01	83.3	0.46	-181	46.5
0.001	109	0.0549	-1980	60.6
0.0001	112	0.00561	-19900	62.3

となる。ここで、

$$\hat{\Theta}(K) = [\hat{r}_0(K) \ \hat{r}_1(K) \ \hat{h}_0(K)]^T$$

$$\Omega(K) = \left[\frac{1}{\delta^2 + \gamma_1 \delta + \gamma_0} u(K) \quad \frac{1}{\delta^2 + \gamma_1 \delta + \gamma_0} \omega(K) \right]^T$$

$$\omega(K) = \left[\frac{1}{\delta + q_0} u(K) \quad \frac{\delta}{\delta + q_0} y(K) \quad \frac{1}{\delta + q_0} y(K) \right]^T$$

である。さらに同定誤差 $e(K)$ を

$$e(K) = \hat{y}(K) - y(K) \quad (16)$$

として、以下の制御法則 $u(K)$ により δ -MRAC を達成することができる。

$$u(K) = \frac{1}{\hat{r}_0(K)} \{ \hat{\theta}^T(K) \omega(K) + (\delta^2 + \gamma_1 \delta + \gamma_0) t_d(\delta) v(\delta) \} \quad (17)$$

ここで、

$$\hat{\theta}(K) = [\hat{h}_0(K) \ \hat{h}_1(K) \ \hat{h}_2(K)]^T$$

である。パラメータ調整則は最小二乗法(12)を使用する。

3. シミュレーションおよび実験

3.1 実験装置

本研究で用いた電気油圧サーボシステムは油圧源、サーボ弁、アキシヤピストンモータより構成され負荷は慣性負荷のみとした。プラント出力であるモータ回転角はロータリエンコーダによりデジタル信号としてカウンタ回路を通して直接コンピュータ内へ取り込まれる。その概略をFig. 3に示す。

規範モデルを2次の減衰振動系とし、規範入力は台形波とした。その信号波形をFig. 4に示す、なお、図中 v , y_m は 180° で無次元化を行った。ここで、 $y_m(K)$ は、 $y_m(K) = t_d(\delta) v(K)$ によって計算される規範出力である。

実験で使用した機器仕様および実験条件を以下に簡単にまとめる。

サーボ弁：東京精密測器 3 F-30L-30-21, アキシヤピストンモータ：カヤバ工業低速高トルクモータ MRH-200, 押しのけ容積 $2.08 \times 10^{-4} \text{ m}^3/\text{rev}$, 最高使用圧力 24.5 MPa, 最大トルク $7.25 \times 10^2 \text{ N} \cdot \text{m}$, ロータリエンコーダ：小野測器 RP-432Z, パーソナルコンピュー

Fig. 5 δ -MRAC1 ($T=0.02s$) Fig. 6 δ -MRAC2 ($T=0.02s$) Fig. 7 Simulated result of δ -MRAC1 ($T=0.001s$) Fig. 8 Simulated result of δ -MRAC2 ($T=0.001s$)

タ：NEC PC-9801E，数値演算プロセッサ使用，供給圧力：4.9MPa，慣性負荷モーメント：0.517kgm²

本研究で使用した電気油圧サーボシステムの伝達関数 $t_c(s)$ は次式となる。

$$t_c(s) = \frac{112}{s(s+62.5)} \quad (18)$$

このとき種々のサンプリング時間に対する δ -パルス伝達関数の各係数 r_0, r_1, p_1 および零点 δ_1 の値をTable 1に示す。この表からサンプリング時間が小さくなると $t(\delta) \rightarrow t_c(s)$ であることが分かる。例えばサンプリング時間 $T=1ms$ であれば，式(2)の分子多項式は $0.0549\delta+109$ となり第1項は十分無視可能であろう。しかしながら，サンプリング時間 $T=200ms$ では分子多項式は $1.65\delta+8.96$ であり，第1項を無視することはできない。また，離散時間系にはもとの連続時間系にはなかった零点が一つ付加されるが，この零点は安定であることが分かる。したがって，モデル規範形適応制御を応用可能である。

3.2 シミュレーションおよび実験結果

シミュレーションおよび実験は制御法則(13)による δ

-MRAC（以下 δ -MRAC1）と制御法則(17)による δ -MRAC（以下 δ -MRAC2）の二つの場合について行なう。

シミュレーションでは，非線形微分方程式で電気油圧サーボシステムを表し，ルンゲ・クッタ・ギル法を用いて数値計算を行った。

サンプリング時間 $T=20ms$ での δ -MRAC1のシミュレーションおよび実験結果をFig. 5に， δ -MRAC2の結果をFig. 6に示す。

ここで，再び文献(4)の結論を引用する。“サンプリング時間が連続時間システムの固有周期の約1/2以下でその離散時間システムは非最小位相系となる”。この結論に従うと本システムの固有周期はおおよそ100msであり，50ms以下のサンプリング時間では δ -MRACを用いて制御することはできない。しかしながら， δ -MRACにより20msという短いサンプリング時間であっても制御可能であることが分かる。さらにその制御性能は δ -MRAC1ではかなり良好である。一方， δ -MRAC2は多少モデルへの追従性が悪い。これは δ -パルス伝達関数の第1項を無視するには， $T=20ms$ というサンプリ

ング時間がまだ十分短いと言えないためであると考えられる。

サンプリング時間 $T = 1$ ms での δ -MRAC1 の結果を Fig. 7 に、 δ -MRAC2 の結果を Fig. 8 に示す。本研究で使ったコントローラの演算時間の関係から、実験において 20ms より短いサンプリング時間を採用することができなかった。そこでシミュレーション結果のみを示す。

δ -MRAC1 では多少振動的な制御結果となった。これは、離散時間系の極がかなり強い振動モードをもっているためであると考えられる。 δ -MRAC2 では良好な制御結果となった。このことから、このシステムではサンプリング時間が $T = 1$ ms 程度であれば δ -MRAC2 が有効な制御手法となる。

本研究ではコントローラの CPU としてインテル社の 8086 を使用したが、現在、より高速で安価な CPU が販売されている。さらに、今後コンピュータ技術の発達と共に、より高速で安価な CPU が開発されるものと思われる。したがって、実機の応用に際しては、より短いサンプリング時間で制御系を構成することが可能となる。その場合、この δ -MRAC2 が非常に有効な手段になるものと考えられる。

サンプリング時間 $T = 200$ ms での δ -MRAC1 の結果を Fig. 9 に、 δ -MRAC2 の結果を Fig. 10 に示す。比較のために z-MRAC でのシミュレーションおよび実験結果を Fig. 11 に示す。 δ -MRAC1、z-MRAC では良好にモデルに追従しているが、 δ -MRAC2 ではモデルへの追従性は悪い。これは明らかに δ -MRAC2 で η_0 を無視してしまったことに起因している。

Table 1 から δ 演算子を導入したことにより現われた離散時間系の零点はどのサンプリング時間においても安定である。したがって、 δ -パルス伝達関数(2)で表されるシステムに δ -MRAC を応用する場合、 δ -MRAC1 であれば長いサンプリング時間に対しても良好に制御することができる。一方、極めて短いサンプリング時間に対しては δ -MRAC2 が有効となる。

以上より、電気油圧サーボシステムに離散時間系でモデル規範形適応制御を応用する際の設計の目安として、長いサンプリング時間に対しては z-MRAC および δ -MRAC1 を、短いサンプリング時間に対しては δ -MRAC1 および δ -MRAC2 を、極めて短いサンプリング時間に対しては δ -MRAC2 を選択するようにすれば良いものと考えられる。

次に任意安定モニック多項式の選定方法について述べる。本研究では任意安定モニック多項式 $q(\delta)$ 、 $\gamma(\delta)$ を δ -MRAC1 では、すべてのシミュレーション、実験で

Fig. 9 δ -MRAC1 ($T = 0.2$ s)

Fig. 10 δ -MRAC2 ($T = 0.2$ s)

Fig. 11 z-MRAC ($T = 0.2$ s)

$q(\delta) = \gamma(\delta) = \delta + 5$ とし、 δ -MRAC2では $q(\delta) = \delta + 5$, $\gamma(\delta) = (\delta + 5)^2$ とした。この多項式は本来、任意のはずであるが、多項式によっては制御不能となることがあった。そこで試行的操作によってこの多項式を決定した。傾向として q_0 を大きくすると制御不能となり、ある程度小さな値を選べば制御可能となる。

多項式 $q(\delta)$ はオブザーバの極に関係する。一般に、 q_0 を大きくすると制御系がノイズ影響を受けやすくなることが知られているが、本研究ではノイズの影響がないと思われるシミュレーションにおいても実験とほぼ同様となった。そのため、ノイズのほかに非線形性や計算精度の影響等いくつかの原因が考えられるが、この任意多項式の選定方法については、さらに研究を重ねる必要があると思われる。

4. 結 言

サンプリング時間を短くしていくと電気油圧サーボシステムは非最小位相系となり、 z 変換によるモデル規範形適応制御理論を応用することはできない。しかしながら、システムの高応答性を望むのであればサンプリング時間を短くしなければならない。

δ 変換によるモデル規範形適応制御理論を適用することにより、 z 変換を用いたモデル規範形適応制御では制御不能となるような短いサンプリング時間であっても制御可能となることをシミュレーションおよび実験により確認した。

さらに、二つの δ 変換によるモデル規範形適応制御系を設計し、その二つの制御系に対して重要な設計パラメータであるサンプリング時間と制御性能との関係をシミュレーションおよび実験により明らかにした。

参 考 文 献

- 1) 井上, 高橋, 池尾: モデル規範形適応制御理論の電気・油圧サーボシステムへの応用, 油圧と空気圧, 第18巻 第6号, 467/474 (1987)
- 2) 山橋, 池尾, 高橋: 直接法モデル規範形適応制御理論の電気油圧サーボシステムへ応用 (サーボ弁・油圧モータによる位置決め制御), 油圧と空気圧, 第20巻 第7号, 625/632 (1989)
- 3) K.J. ASTRÖMZ at al.: Zeros of Sampled Systems, Automatica, Vol. 20, No. 1, 31/38 (1984)
- 4) 山橋, 高橋, 池尾: 適応制御理論の電気油圧サーボシステムへの応用 (非最小位相問題とその解決策), 油圧と空気圧, 第21巻 第7号, 688/695 (1990)
- 5) N. Hori at al.: On a Discrete-time System Expressed in the Euler Operator, Proceedings American Control Conf., Atlanta, GA, 873/878, (1988)
- 6) N. Hori at al.: A Class of Discrete-time Models for a Continuous-time System, IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. D, No. 2, 79/83, (1989)
- 7) N. Hori at al.: Prevention of Input Saturation in Adaptive Positioning Control of an Electrohydraulic Servo System, JHPS, International Symposium on Fluid Power Tokyo, 533/540, (1989)
- 8) N. Hori at al.: Design of an Electrohydraulic Positioning System Using a Novel Model Reference Control Scheme, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 111, 292/298, (1990)
- 9) 市川: 離散時間系への δ 変換の導入, 第10回適応制御シンポジウム, 75/80, (1990)
- 10) 新中, 鈴木: 一般化パラメータ適応則の拡張とその性質, 計測自動制御学会論文集, 第19巻, 第11号, 881/888, (1983)