前置補償器をもつ一般化最小分散制御に対する 適応系の一構成

山 本 透*・石 原 弘 一*・大 松 繁**

A Construction of Adaptive System for Generalized Minimum Variance Control with a Pre-Compensator

Toru YAMAMOTO*, Hirokazu ISHIHARA* and Sigeru OMATU**

A design of generalized minimum variance controller with a quadratic cost function by Clarke, et al. is a useful method for non-minimum-phase systems. In this method, it is important to consider how to select the parameters in the cost function from viewpoints of stability of the closed-loop system and the steady state offset.

In this paper, first, we note that this system contains a partial feedback compensator of controller in the closed-loop and a pre-compensator. In this case, both of these compensators have the same design polynomial in these denominator polynomials. Therefore, if we introduce the transfer function of the partial feedback compensator so as to stabilize the closed-loop, it is impossible to increase the freedom of the precompensator. Thus, we construct a generalized minimum variance controller to design these compensators independently. Based on Allidina, et al.'s method, the poles of the closed-loop system have been placed and then the transfer function of the pre-compensator is determined such that the overshoot becomes small and settling-time is short as much as possible. Finally, we illustrate the numerical simulation results to show the effectiveness.

Key Words: adaptive control, self-tuning control, generalized minimum variance control, non-minimum-phase system, compensator

1. 緒 言

非最小位相系¹⁾に対する Self-Tuning Control^{2),3)} (STC) 手法として, Clarke らによる一般化最小分散適応制御^{4),5)}が有効な手法とされている. また, 極配置に基づく適応制御手法⁶⁾⁻⁹⁾も提案され, 新中らは, 一般化最小分散適応制御系と適応極配置系との関連についても報告している¹⁰⁾. さらに, 著者らは, 一般化最小分散適応制御における評価規範の一つに対する, 定常誤差解析および規準値追従性の改善アルゴリズムについて考察した^{11),12)}. また, 圧力制御系への適用結果¹³⁾も報告し, 改善アルゴリズムの有効性について検証している. これまで報告されている一般化最小分散適応制御系に関する考察においては, 評価規範に含まれる重み多項式は, 適応極配置を考慮して, 閉ループ系が安定化されるように設計されている. いいかえれば, 一般化最小分散適応制御系の設計は, 制御系の安定化に主眼が置かれ, 制御系の質からの検討はなされていない.

本論文では, まず一般化最小分散適応制御系が, Åström らにより構成された最小分散制御方策に基づく STC^{2),3)}に比べ, 局所フィードバック補償器と前置補償器を挿入した制御系になっていることを示す. このとき, 各補償器の伝達関数は, 評価規範に含まれる重み多項式から構成されていて, 制御系の安定性や質を左右するため, これらの設計方法は重要な問題である. 本来, 制御系の安定性から局所フィードバック補償器を設計し, 制御系の質を考慮して, 前置補償器が設計されるべきである. しかし, 従来の一般化最小分散適応制御系においては, 局所フィードバック補償器の伝達関数の分母多項式と前置補償器の伝達関数の分母多項式に, 共通の重み多項式が含まれるため, 安定化を考慮して局所フィードバック補償器を設計すれ

* 高松工業高等専門学校 高松市勅使町 355

** 徳島大学工学部 徳島市南常三島町 2-1

* Takamatsu National College of Technology, Takamatsu

** Faculty of Engineering, University of Tokushima, Tokushima
(Received August 14, 1989)
(Revised January 29, 1990)

ば、前置補償器の設計は、その制約を受け、設計仕様に近い制御系を構成することは難しくなる場合がある。そこで、新しい重み多項式を導入し、従来の一般化最小分散適応制御における評価規範を組み換えることにより、局所フィードバック補償器と前置補償器の伝達関数が、独立して設計でき、閉ループ系の安定性を図った上で、前置補償器の設計により、制御系の質を改善することができる制御系を構成することが可能なアルゴリズムを構成する。最後に、考察したアルゴリズムの有効性を検証するため、数値計算を行う。

2. 一般化最小分散適応制御

不安定零点をもつシステム、すなわち非最小位相系に対して、Clarke らは、2次評価規範を最小化する一般化最小分散適応制御系を構成した^{4),5)}。次章で述べる本論文の適応制御アルゴリズムとの差異を明確にするために、以下では Clarke らの手法^{4),5)}について要約する。

まず、対象とするシステムは、次式で定義される非最小位相系とする。

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (1)$$

ただし、 $A(z^{-1})$ および $C(z^{-1})$ は、漸近安定な多項式、 $B(z^{-1})$ は不安定零点をもつ多項式で、それぞれ次式を満足する多項式である。

$$\left. \begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_l z^{-l} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ここで、 $y(t)$ 、 $u(t)$ 、 $w(t)$ および k は、システムの出力、制御入力、規準入力およびむだ時間とする。また、 $\xi(t)$ は外乱を示し、ここでは、 $E[\xi(t)] = 0$ 、 $E[\xi^2(t)] = \sigma^2$ と定義する。

(1)式に示す非最小位相系に対し、Clarke らは、次式により与えられる評価規範を最小化する一般化最小分散適応制御系を提案した。

$$J = E[(P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t))^2 + (Q'(z^{-1})u(t))^2] \quad (3)$$

ただし、 $P(z^{-1})$ 、 $Q(z^{-1})$ および $R(z^{-1})$ は、次式を満足する重み多項式である。

$$\left. \begin{aligned} P(z^{-1}) &= p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_{n_1} z^{-n_1} \\ Q'(z^{-1}) &= q'_0 + q'_1 z^{-1} + q'_2 z^{-2} + \dots + q'_{n_2} z^{-n_2} \\ R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} + \dots + r_{n_3} z^{-n_3} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

(1)式に示すシステムに対し、(3)式を最小にする制御入力は、

$$\begin{aligned} &P(z^{-1})F(z^{-1})y(t) + (C(z^{-1})Q(z^{-1}) \\ &+ P(z^{-1})E(z^{-1})B(z^{-1}))u(t) \\ &- C(z^{-1})R(z^{-1})w(t) = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

を満足する $u(t)$ として与えられる^{4),5)}。ここで、 $E(z^{-1})$ 、 $F(z^{-1})$ は、つぎの恒等式を満足する多項式である。

$$\left. \begin{aligned} C(z^{-1}) &= A(z^{-1})E(z^{-1}) + z^{-k}F(z^{-1}) \\ E(z^{-1}) &= 1 + e_1 z^{-1} + e_2 z^{-2} + \dots + e_{k-1} z^{-(k-1)} \\ F(z^{-1}) &= f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} + \dots + f_{n-1} z^{-(n-1)} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

さらに、 $Q(z^{-1})$ は、

$$Q(z^{-1}) \triangleq \frac{q'_0}{p_0 b_0} Q'(z^{-1}) \quad (8)$$

である。このとき、(1)式の最小化は、

$$\begin{aligned} \phi(t+k) &\triangleq P(z^{-1})y(t+k) + Q(z^{-1})u(t) \\ &- R(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (9)$$

として定義したとき、一般化出力 $\phi(t+k)$ の最小分散制御を意味している。

以上で与えられた Clarke らの手法の構造を明確にするために、(1)式および(5)式で与えられる制御系のブロック線図を Fig. 1(a) に示す。また、比較のために、Åström らによる最小分散制御に基づいた STC のブロック線図を Fig. 1(b) に示す。

Fig. 1(a)、(b) から、この一般化最小分散適応制御系は、通常の STC と比較して

$$H_1(z^{-1}) = \frac{C(z^{-1})Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} \quad (10)$$

の局所フィードバック補償器と、

$$H_2(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} \quad (11)$$

(a) Block diagram of the generalized minimum variance control system

(b) Block diagram of the usual self-tuning control system

Fig. 1

の前置補償器を挿入した制御系になっていることがわかる。 $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ および $R(z^{-1})$ は、制御系の安定性や質を左右するため、これらの設計は重要な問題である。 Allidina らは、制御系の特性方程式の根を安定な範囲内に指定することで、 $P(z^{-1})$ および $Q(z^{-1})$ を設計する方法を提案している⁸⁾。しかし、 $H_1(z^{-1})$ と $H_2(z^{-1})$ の分母多項式に、多項式 $P(z^{-1})$ を共通に含むため、どちらか一方を設計すると、他方の設計は、その制約を受ける。したがって、設計仕様に近い制御系を設計することは難しい。そこで、この問題を改善するために、局所フィードバック補償器と前置補償器の伝達関数を個々に設計することができる方法について、次章で考察する。

3. 前置補償器の設計に基づいた制御系の構成

3.1 新しい制御系の構成

Fig. 1(a) に示したブロック線図において、前置補償器の伝達関数の分母多項式の $P(z^{-1})$ を、新しい重み多項式 $S(z^{-1})$ に書き換え、このときのブロック線図を Fig. 2 として示す。ただし、 $S(z^{-1})$ は、

$$S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} + \dots + s_n z^{-n} \quad (12)$$

である。このとき、Fig. 2 から明らかなように、局所フィードバック補償器は、

$$H_1(z^{-1}) = \frac{C(z^{-1})Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} \quad (13)$$

前置補償器は、

$$H_2(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} \quad (14)$$

となり、閉ループ系の安定化を考慮して、局所フィードバック補償器を、さらに制御系の質を考慮して、前置補償器の伝達関数を、それぞれ独立に設計することが可能となる。ここで、Fig. 2 に示す制御系は、次式に示す 2 次評価規範の最小化に基づいている。

$$J_1 = E[\{P(z^{-1})(S(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t))\}^2 + (S(z^{-1})Q'(z^{-1})u(t))^2] \quad (15)$$

また、(15) 式を最小にする制御入力は、

$$P(z^{-1})S(z^{-1})F(z^{-1})y(t) + (S(z^{-1})C(z^{-1})Q(z^{-1}) + P(z^{-1})S(z^{-1})E(z^{-1})B(z^{-1}))u(t) - P(z^{-1})R(z^{-1})C(z^{-1})w(t) = 0 \quad (16)$$

を満足する $u(t)$ として与えられる。ここで、(3) 式および(5)式と比較すると、評価規範 J_1 において、 $P(z^{-1}) \leftarrow P(z^{-1})S(z^{-1})$, $R(z^{-1}) \leftarrow P(z^{-1})R(z^{-1})$ および $Q'(z^{-1}) \leftarrow S(z^{-1})Q'(z^{-1})$ とした特別な場合に等価となるが、 $S(z^{-1})$ の導入により $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ および $S(z^{-1})$ の意味づけを、ブロック線図により明確にすることができる。

次節において、重み多項式 $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ および $S(z^{-1})$ の一設計方法について考察する。

3.2 重み多項式の設計

3.2.1 $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ の設計⁸⁾

先に考察したように、この一般化最小分散適応制御系は、Åström らによる最小分散制御に基づく適応制御系に、局所フィードバック補償器が挿入された型となっている。実際は、制御系の質を向上させるように、この局所フィードバック補償器が設計されるべきであるが、ここでは、対象とするシステムが、非最小位相系であることから、安定性が保証されるように局所フィードバック補償器つまり、 $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ を、Allidina ら⁸⁾の方法によって設計する。

Fig. 2 に示す閉ループ系の特性方程式は、

$$T(z^{-1}) \triangleq P(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) \quad (17)$$

である。閉ループ系の安定性は、 $T(z^{-1}) = 0$ の根の位置に支配される。したがって、安定となる極つまり $T(z^{-1}) = 0$ の根を指定する。

まず、(17) 式から $P(z^{-1})$ および $Q(z^{-1})$ が一意に計算できるように、次式のように次数を定義する。

$$\deg P(z^{-1}) = n_p \triangleq n - 1 \quad (18)$$

$$\deg Q(z^{-1}) = m_q \triangleq m - 1 \quad (19)$$

このとき、 $T(z^{-1})$ の次数は、

$$\deg T(z^{-1}) \leq n + m - 1 \quad (20)$$

となる。ここで、

$$T(z^{-1}) \triangleq \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots + \alpha_{n+m-1} z^{-(n+m-1)} \quad (21)$$

と定義して、 $\alpha_0 \sim \alpha_{n+m-1}$ を指定することで、(17) 式より $P(z^{-1})$ および $Q(z^{-1})$ の各パラメータを決定する。

3.2.2 $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ の設計

以下では、前置補償器の伝達関数 $H_2(z^{-1})$ における $R(z^{-1})$ および $S(z^{-1})$ の設計方法について考察する。

いま、Fig. 2 に示した制御系全体の伝達

Fig. 2 Block diagram of the proposed generalized minimum variance control system based on reference model synthesis

関数 $W(z^{-1})$ は、

$$W(z^{-1}) = \frac{z^{-k}R(z^{-1})P(z^{-1})B(z^{-1})}{S(z^{-1})(P(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}))} \quad (22)$$

となる。ここで、 $R(z^{-1})$ と $S(z^{-1})$ を次式として定義する。

$$R(z^{-1}) = K(P(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}))R'(z^{-1}) \quad (23)$$

$$S(z^{-1}) = P(z^{-1})S'(z^{-1}) \quad (24)$$

ただし、 $R'(z^{-1})$ および $S'(z^{-1})$ は、

$$\left. \begin{aligned} R'(z^{-1}) &= r'_0 + r'_1 z^{-1} + r'_2 z^{-2} + \cdots + r'_{n'_3} z^{-n'_3} \\ S'(z^{-1}) &= s'_0 + s'_1 z^{-1} + s'_2 z^{-2} + \cdots + s'_{n'_4} z^{-n'_4} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

であり、

$$n'_3 = n_3 - m - n + 1 \quad (26)$$

$$n'_4 = n_4 - n + 1 \quad (27)$$

とする。(23)式および(24)式から、(22)式は、

$$W(z^{-1}) = \frac{z^{-k}KR'(z^{-1})B(z^{-1})}{S'(z^{-1})} \quad (28)$$

と書き換えられる。したがって、 $S'(z^{-1})$ の設計が、制御系全体の特性を支配することになる。これは、従来の一般化最小分散適応制御系において、

$$R(z^{-1}) = K(P(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1})) \quad (29)$$

と定義した上で、

$$H_3(z^{-1}) = \frac{R'(z^{-1})}{S'(z^{-1})} \quad (30)$$

の補償器を直列に挿入した制御系に等価である。ここで、(23)式における K は、定常偏差が生じないように、

$$K = 1/B(1) \quad (31)$$

とし、実際の計算では、後で示す逐次最小 2 乗法による推定結果に基づいて、 K の決定を順次行う。以下に、 $H_3(z^{-1})$ の設計法について考察する。

① 2 次系伝達関数に基づく設計

簡単な一例として、次式に示す連続時間 2 次系伝達関数¹⁵⁾を考える。

$$G_1(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (32)$$

ここで、希望する設計仕様に従って、減衰係数 ζ および固有振動数 ω_n を決定する。さらに、この(32)式に示す伝達関数 $G_1(s)$ を、サンプリング間隔 T で離散化し、 $H_3(z^{-1})$ を得る。

② 3 次系伝達関数に基づく設計

Exact Model Matching 手法において用いられる連続時間 3 次系の希望伝達関数¹⁶⁾に基づいて設計を行う。伝達関数 $G_2(s)$ は、次式として与えられる。

$$G_2(s) = \frac{(-\lambda_k)\omega_n^2}{-\sigma} - \frac{S - \sigma}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s - \lambda_k)} \quad (33)$$

ここで、 ζ , ω_n , λ_k および σ は、希望する設計仕様、たとえば、パーセントオーバーシュート量 (PO), 遅れ時間 (t_d), バンド幅 (BW) および定常速度偏差定数 (K_v) などから決定する。その上で、(33)式に示す希望伝達関数を、サンプリング間隔 T で離散化する。これにより、 $H_3(z^{-1})$ を得る。

以上により、局所フィードバック補償器と前置補償器の伝達関数を、独立に設計できる一般化最小分散適応制御系を構成することができる。なお、システムのパラメータ $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ および $C(z^{-1})$ は、以下に示す逐次最小 2 乗法により推定を行う。

$$\left. \begin{aligned} \hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t) \\ K(t) &= \frac{p(t-1)\phi(t-k)}{1 + \phi^T(t-k)p(t-1)\phi(t-k)} \\ P(t) &= p(t-1) - \frac{p(t-1)\phi^T(t-k)\phi(t-k)p(t-1)}{1 + \phi^T(t-k)p(t-1)\phi(t-k)} \\ \varepsilon(t) &= y(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\phi(t-k) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t) &= [\hat{a}_1(t), \hat{a}_2(t), \dots, \hat{a}_n(t), \hat{b}_0(t), \hat{b}_1(t), \dots, \hat{b}_m(t), \\ &\quad \hat{c}_1(t), \hat{c}_2(t), \dots, \hat{c}_l(t)]^T \\ \phi(t-k) &= [-y(t-1), -y(t-2), \dots, \\ &\quad -y(t-n), u(t-k), u(t-k-1), \dots, \\ &\quad u(t-k-m), \varepsilon(t-1), \varepsilon(t-2), \dots, \\ &\quad \varepsilon(t-l)]^T \end{aligned}$$

次章では、考察した制御アルゴリズムの有効性を数値計算により、定量的に検証する。

4. 数値計算結果

伝達関数が、次式として示される連続系を考える。

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+2)} e^{-0.2s} \quad (35)$$

これを、サンプリング間隔 $T=0.5$ で離散化すると、パルス伝達関数 $G^*(z^{-1})$ は、次式となる。

$$G^*(z^{-1}) = \frac{z^{-1}(0.154 + 0.371z^{-1} + 0.021z^{-2})}{2(1 - 0.503z^{-1} + 0.053z^{-2})} \quad (36)$$

したがって、対象とする離散時間系は、次式として示される。

$$y(t) = 0.503y(t-1) - 0.053y(t-2) + 0.077u(t-1) + 0.186u(t-2) + 0.011u(t-3) + \xi(t) \quad (37)$$

ただし、 $E[\xi(t)] = 0$, $E[\xi^2(t)] = 0.01$ とする。このとき、出現する零点は、 $z = -0.06$, -2.34 であり、後者は不安定零点である。したがって、(37)式で記述された離散時間系は、非最小位相系になっており、STC や MRACS をそのまま適用することは、不可能である。

(37)式に記述されるシステムに対し, Clarke らによる従来の一般化最小分散適応制御による計算結果を Fig. 3 に示す. ここで, 構成される制御系の特性方程式は, (17)式と同様であり, Allidina らが考察したように, この閉ループ系の極を, -0.3 と -0.5 に指定し, $\deg P(z^{-1})=n-1=1$, $\deg Q(z^{-1})=m-1=1$ を考慮して $P(z^{-1})$ および $Q(z^{-1})$ を設計した. 規準入力 $w(t)$ は, 図中に一点鎖線で示す矩形波とする.

つぎに, 本論文で考察した前置補償器の設計に基づいた一般化最小分散適応制御アルゴリズムを適用する. まず, 2次系希望伝達関数に基づいた設計法による制御結果について考察する. (32)式において, できるだけオーバーシュートを抑えるという目的から, $\zeta=1.5$, $\omega_n=5.0$ と設定¹⁵⁾し, サンプル間隔 $T=0.5$ で離散化する. このとき,

$$y_c(t) = H_3(z^{-1})w(t) \quad (38)$$

としたときの $y_c(t)$ を, Fig. 4 に示す. さらに, 閉ループ系の特性根を先に同様に, -0.3 および -0.5

に指定し, 制御を行った結果を, Fig. 5 に示す.

Fig. 3 と比較して, オーバシュートも抑えられ, また $y(t)$ が $y_c(t)$ に, 十分追従していることがわかる.

つぎに, 3次系希望伝達関数に基づいた設計法による制御結果について考察する. ここで, 希望する設計仕様を, $PO=8[\%]$, $t_d \leq 0.001[s]$, $K_v \geq 10[\text{rad/s}]$ とし, BW については設定しなかった. これにより, 文献 15) に示す図から, $\zeta=0.707$, $\omega_n=10$, $\lambda_k=-60$ および $\sigma=-22$ と定めた. さらに, これをサンプリング間隔 $T=0.5$ で離散化し, $H_3(z^{-1})$ を得る.

このときの $y_c(t)$ を, Fig. 6 に示す. また, ここでも閉ループ系の特性根を -0.3 および -0.5 に指定する. このときの制御結果を, Fig. 7 に示す. Fig. 8 には, システムのパラメータ同定結果を示す. Fig. 7 から, 十分に $y_c(t)$ に追従する良好な制御結果が得られていることがわかる. Fig. 8 に示すパラメータ同定結果については, a_1 の推定結果が少し悪いものの, ほとんど真値に追従していることがわかる. また, 規

Fig. 3 Simulation result by the usual generalized minimum variance control with pole assignment

Fig. 5 Simulation result by the proposed generalized minimum variance control for the second-order case

Fig. 4 The output result of $y_c(t)$ for the second-order case

Fig. 6 The output result of $y_c(t)$ for the third-order case

Fig. 7 Simulation result by the proposed generalized minimum variance control for the third-order case

Fig. 8 The result of identified parameters in $A(z^{-1})$ and $B(z^{-1})$ by the recursive least squares method where — denotes true values

準入力に変化する度に、推定結果が修正されようとする傾向がみられる。

以上により、本論文で考察した前置補償器の設計に基づいた一般化最小分散適応制御アルゴリズムの有効

性が、検証される。

5. 結 言

本論文では、Clarke らによる一般化最小分散適応制御系^{4),6)}が、局所フィードバック補償器と前置補償器を挿入した制御系になっていることを明確にした。さらに、この局所フィードバック補償器と前置補償器の伝達関数を設計する際、従来の Clarke らによる方法では、これらを独立に設計することは難しいことを示した。そこで、新しい重み多項式を導入し、評価規範を組み換えることで、独立に望ましい伝達関数を構成することが可能な一般化最小分散適応制御アルゴリズムについて考察した。このとき、前置補償器の設計においては、2次系および3次系の希望伝達関数に基づいた方法について考察した。最後に、数値計算により、本論文で考察した制御アルゴリズムの有効性を検証した。

参 考 文 献

- 1) K. J. Åström, et al.: Zero of Sampled Systems, *Automatica*, **20**-1, 31/38 (1984)
- 2) K. J. Åström, et al.: Theory and Applications of Self-Tuning Regulators, *Automatica*, **13**-5, 457/476 (1977)
- 3) K. J. Åström: Theory and Applications of Adaptive Control-a Survey, *Automatica*, **19**-5, 471/486 (1983)
- 4) D. W. Clarke and P. J. Gawthrop: Self-Tuning Controller, *Proc. IEE*, **123**-9, 929/934 (1975)
- 5) D. W. Clarke: Self-Tuning Control of Nonminimum-Phase Systems, *Automatica*, **20**-5, 501/517 (1984)
- 6) K. J. Åström and B. Wittenmark: On Self-Tuning Regulators, *Automatica*, **9**, 185/199 (1973)
- 7) D. W. Clarke, et al.: Self-Tuning Control, *Proc. IEE*, **126**-6, 633/639 (1979)
- 8) A. Y. Allidina and F. M. Hughes: Generalized Self-Tuning Controller with Pole Assignment, *Proc. IEE*, **127**-1, 13/18 (1980)
- 9) 鈴木, 新中, 田中: 適応極配置系の一構成法, 計測自動制御学会論文集, **19**-1, 28/35 (1983)
- 10) 新中, 鈴木: 適応極配置系に関する一考察, 計測自動制御学会論文集, **22**-4, 102/104 (1986)
- 11) 山本, 渡辺, 大松: 非最小位相系に対する2次規範制御の規準値追従性の改善, システムと制御, **31**-8, 604/612 (1987)
- 12) 山本, 大松, 石原: 規準値追従性の改善 STC アルゴリズムに対する誤差解析, システムと制御, **32**-3, 207/208 (1988)
- 13) 山本, 大松, 石原: 一般化最小分散適応制御による圧力タンクの圧力制御, 日本機械学会論文集C編, **56**-523, 731/737 (1990)
- 14) 山本, 石原, 大松: 一般化最小分散適応制御系の構成に関する一考察, 第32回自動制御連合講演会前刷, 31/32 (1989)
- 15) 市川邦彦: 最新自動制御講義, 学献社 (1983)