

強安定率を用いたセルフチューニングコントローラの一設計法

矢納陽 見浪護 松野隆幸 (岡山大学)

概要 安全性の観点から、制御系は制御系全体だけでなく補償器自身も安定な強安定系が望ましいと考えられる。また、著者らはこれまで既約分解表現を用いた制御系に対して強安定率の概念を提案してきた。そこで本報告では、この概念を用いてセルフチューニングコントローラを構成し、制御器の安定性と強安定率の関係について簡単な数値例を用いて考察する。

キーワード: 強安定率、既約分解表現、セルフチューニングコントローラ

1 はじめに

制御系は安全性の観点から、制御系全体だけでなく補償器自身も安定な強安定系が望ましいと考えられる。これまで著者らは既約分解表現を用いて強安定系の構成法を提案してきた^{1, 2)}が、フィードバックループが切断された強安定系における開ループ応答は、定常値に落ち着くものの目標値から大きくずれる場合があり、この状態は安定であるが安全とは言えない。また、フィードバックループが切断されても、ある条件のもとで制御量の定常値を目標値に一致させる手法を提案している³⁾が、その条件が成り立たない場合にはこの手法の適用はできなかった。

そこで本論文では、開ループ系と閉ループ系の定常値の比を強安定率として定義し^{4, 5)}、この概念を用いてセルフチューニングコントローラを構成した場合の制御器の安定性を簡単な数値例によって考察する。

注意 z^{-1} で時間遅れ $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ を表す。 z^{-1} の多項式を $A[z^{-1}]$ 、有理関数を $A(z^{-1})$ のように括弧 $[\cdot]$ と (\cdot) を用いて区別する。定常状態を計算する場合は時間による信号の変化が無いと考え $z^{-1} = 1$ として計算を行う。

2 制御系の既約分解表現

まず、伝達関数を既約分解表現するために以下の安定有理関数の族 RH_∞ を考える。

$$RH_\infty = \{G(z^{-1}) = \frac{G_n[z^{-1}]}{G_d[z^{-1}]}, G_d[z^{-1}]:\text{安定多項式}\}$$

つぎに、制御対象の伝達関数 $G(z^{-1})$ を以下のように既約分解する。

$$\begin{aligned} y(t) &= G(z^{-1})u(t) \\ &= N(z^{-1})D^{-1}(z^{-1})u(t) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで $y(t)$ は出力、 $u(t)$ は入力であり、 $N(z^{-1})$ 、 $D(z^{-1})$ は RH_∞ に属するものとする。なお、本報告では安定な制御対象のみを扱うものとしている。

$X(z^{-1})$ 、 $Y(z^{-1})$ を以下の Bezout 等式の解とおく。

$$X(z^{-1})N(z^{-1}) + Y(z^{-1})D(z^{-1}) = 1 \quad (2)$$

ここで

$$X(z^{-1}), Y(z^{-1}) \in RH_\infty$$

式 (1)、(2) より設計パラメータを $U(z^{-1})$ 、 $K(z^{-1}) \in RH_\infty$ として、すべての安定化補償器は以下の形で与

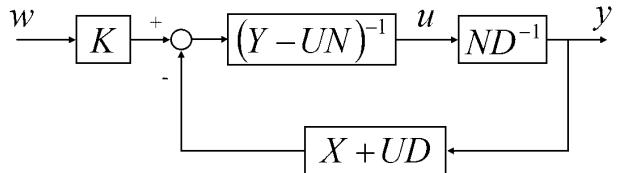
Fig. 1: Closed-loop system in RH_∞ 

Fig. 2: Equivalent transformation of Fig. 1

えられる⁶⁾。

$$u(t) = C_1(z^{-1})w(t) - C_2(z^{-1})y(t) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} C_1(z^{-1}) &= (Y(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}))^{-1} \\ &\quad \cdot K(z^{-1}) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} C_2(z^{-1}) &= (Y(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}))^{-1} \\ &\quad \cdot (X(z^{-1}) + U(z^{-1})D(z^{-1})) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで $w(t)$ は目標値信号を表す。また、この安定化補償器によって与えられる系を Fig. 1 に示す。

式 (3)、(4)、(5) を式 (1) に代入すると、閉ループ伝達関数は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} y(t) &= N(z^{-1})D^{-1}(z^{-1})(Y(z^{-1}) - U(z^{-1}) \\ &\quad \cdot N(z^{-1}))^{-1}K(z^{-1})w(t) - N(z^{-1}) \\ &\quad \cdot D^{-1}(z^{-1})(Y(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}))^{-1} \\ &\quad \cdot (X(z^{-1}) + U(z^{-1})D(z^{-1}))y(t) \end{aligned} \quad (6)$$

これを整理すると

$$\begin{aligned} &D(z^{-1})(Y(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1})) + \\ &N(z^{-1})(X(z^{-1}) + U(z^{-1})D(z^{-1}))y(t) = \\ &N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (7)$$

すなわち

$$\begin{aligned} &(X(z^{-1})N(z^{-1}) + Y(z^{-1})D(z^{-1}))y(t) = \\ &N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (8)$$

よって

$$\begin{aligned} y(t) &= (X(z^{-1})N(z^{-1}) + Y(z^{-1})D(z^{-1}))^{-1} \\ &\quad \cdot N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (9)$$

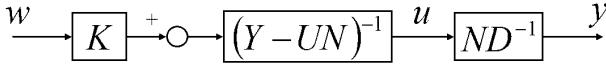


Fig. 3: Open-loop system in RH_{∞}



Fig. 4: Equivalent transformation of Fig.3

式(2)より、閉ループ系はFig.2で示すように以下で表すことができる。

$$y(t) = N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \quad (10)$$

このとき、定值制御を考えた補償器が設計されていれば、十分に時間が経過した後、出力 $y(t)$ が目標値 $w(t)$ に追従する。すなわち、閉ループ系(10)の定常ゲインは $N(1)K(1) = 1$ となるよう構成されている。また、安定化補償器(3)に含まれる設計パラメータ $U(z^{-1})$ は閉ループ系(10)に影響を与えない。

3 強安定率

前節で述べたように、式(3)の設計パラメータ $U(z^{-1})$ を利用すれば、閉ループ系の特性を変えることなく補償器の極を変えることができる。これまで著者らは、 $U(z^{-1})$ を選定し補償器を安定化することで強安定系が構成できることを示している。さらに強安定系の閉ループゲインが閉ループ系の定常ゲイン $N(1)K(1)$ と等しくなる $U(z^{-1})$ の条件式を提案した³⁾が、計算された $U(z^{-1})$ を利用しても安定な補償器とならず、強安定系を構成できない場合があった。言い換えれば、 $U(z^{-1})$ に課された条件が厳しかったと考えられる。

本章ではこの条件を緩和し、閉ループゲインが閉ループゲインとどれだけ近いかということを安全性の一つの指標として考え、これを強安定率として定める^{4), 5)}。

まず、Fig.1の閉ループ系はFig.3のように与えられ、制御入力は次のように表すことができる。

$$u(t) = (Y(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}))^{-1}K(z^{-1})w(t) \quad (11)$$

これを式(1)に代入すると、目標値 $w(t)$ から出力 $y(t)$ に至る閉ループ系の伝達関数は以下で与えられる。

$$\begin{aligned} y(t) &= N(z^{-1})D^{-1}(z^{-1})u(t) \\ &= N(z^{-1})D^{-1}(z^{-1})(Y(z^{-1}) - U(z^{-1}) \\ &\quad \cdot N(z^{-1}))^{-1}K(z^{-1})w(t) \\ &= (Y(z^{-1})D(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}) \\ &\quad \cdot D(z^{-1}))^{-1}N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (12)$$

ここで $Y(z^{-1})D(z^{-1}) = 1 - X(z^{-1})N(z^{-1})$ なので Fig.4 に示すような系に書き改められる。

$$\begin{aligned} y(t) &= (1 - X(z^{-1})N(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}) \\ &\quad \cdot D(z^{-1}))^{-1}N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \\ &= \{1 - (X(z^{-1}) + U(z^{-1})D(z^{-1}))N(z^{-1})\}^{-1} \\ &\quad \cdot N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (13)$$

つぎに安定化補償器(3)の設計パラメータとして $U(z^{-1}) = -\alpha D^{-1}(1)X(1)$ を選ぶと

$$\begin{aligned} y(t) &= \{1 - (X(z^{-1}) - \alpha D^{-1}(1)X(1)D(z^{-1})) \\ &\quad \cdot N(z^{-1})\}^{-1}N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (14)$$

を得る。するとこの系の定常状態は以下で与えられる。

$$\begin{aligned} y(t) &= \{1 - (X(1) - \alpha D^{-1}(1)X(1)D(1))N(1)\}^{-1} \\ &\quad \cdot N(1)K(1)w(t) \\ &= (1 - X(1)N(1) + \alpha X(1)N(1))^{-1}N(1) \\ &\quad \cdot K(1)w(t) \\ &= (\alpha X(1)N(1) + Y(1)D(1))^{-1}N(1)K(1)w(t) \end{aligned} \quad (15)$$

以上より、閉ループゲインと開ループゲインの比を $s(\alpha)$ とおくと以下の式を得る。

$$\begin{aligned} s(\alpha) &= (\alpha X(1)N(1) + Y(1)D(1))^{-1}N(1)K(1) \\ &\quad \cdot \frac{1}{N(1)K(1)} \\ &= \frac{1}{\alpha X(1)N(1) + Y(1)D(1)} \end{aligned} \quad (16)$$

$s(\alpha)$ は開ループゲインそのものであり、本研究ではこれを強安定率としている。

もし $\alpha = 1$ と選んで強安定系を構成できれば、フィードバックループが切断されても閉ループゲインが閉ループゲインと一致し、定常状態において出力は目標値に一致する。この場合、強安定率は $s(\alpha) = 1$ となり、本研究においては系が最も安全であることを意味する。

一方、 $\alpha = 1$ では強安定系が構成できなかった場合、補償器を安定にする α を選定する必要がある。その場合、 $s(\alpha)$ は 1 とはならず、開ループ系と閉ループ系の定常状態にずれが生じることを意味する。これは、フィードバック信号が切断された場合に出力が目標値からずれることを意味し、このずれが大きいほど、水位制御系における液あふれや温度制御系における異常な温度上昇の可能性があることを意味している。

4 数値例

4.1 既存の制御系の準備⁵⁾

以下では強安定率の概念を用いてセルフチューニングコントローラを構成した場合の制御器の安定性を簡単な数値例によって確認する。そのため、本節で設計していく制御系はすでに存在しているものとする。

制御対象を以下の 1 入力 1 出力系とおく。

$$A[z^{-1}]y(t) = z^{-1}B[z^{-1}]u(t) \quad (17)$$

ここで $y(t)$ は出力、 $u(t)$ は入力とし、外乱は存在しないとする。制御目標は目標値 w に出力が一致することである。さらに $A[z^{-1}]$, $B[z^{-1}]$ はそれぞれ以下の多項式で表され、 $A[z^{-1}]$ は安定多項式であるとする。

$$A[z^{-1}] = 1 + a_1 z^{-1} \quad (18)$$

$$B[z^{-1}] = b_0 \quad (19)$$

つぎに制御対象の定常状態を考える。出力の定常状態を y_∞ 、入力の定常状態を u_∞ とすると以下の関係が成り立つ。

$$A[z^{-1}]y_\infty = z^{-1}B[z^{-1}]u_\infty \quad (20)$$

ここで偏差を $\tilde{y}(t) = y(t) - y_\infty$ 、 $\tilde{u}(t) = u(t) - u_\infty$ と定義し、定常状態で出力が一定の目標値 w に一致し、 $y_\infty = w$ となるとすると、 $\tilde{y}(t) = y(t) - w$ と表すことができる。式(17)から式(20)を減じることで以下の偏差系を得る。

$$A[z^{-1}]\tilde{y}(t) = z^{-1}B[z^{-1}]\tilde{u}(t) \quad (21)$$

この偏差系に対し一般化予測制御系 (Generalized Predictive Control: GPC)^{7, 8)} を構成する。なお、ここでは簡単化のため GPC の設計パラメータとして予測ホライズンを $[N_1, N_2] = [1, 1]$ 、制御ホライズンを $N_u = 1$ 、制御入力の重み係数を $\lambda (= 10)$ とおく。

制御則の導出に必要な出力予測式 $\hat{y}(t+1|t)$ を導出するため、以下の Diophantine 方程式を導入する。

$$1 = A[z^{-1}]E_1[z^{-1}] + z^{-1}F_1[z^{-1}] \quad (22)$$

ここで $E_1[z^{-1}]$ 、 $F_1[z^{-1}]$ はつぎのように与えられる。

$$E_1[z^{-1}] = 1 \quad (23)$$

$$F_1[z^{-1}] = f_0^1 (= -a_1) \quad (24)$$

さらに $E_1[z^{-1}]B[z^{-1}]$ を以下に示すように分割する。

$$E_1[z^{-1}]B[z^{-1}] = R_1[z^{-1}] + z^{-1}S_1[z^{-1}] \quad (25)$$

ただし

$$R_1[z^{-1}] = r_0 (= b_0) \quad (26)$$

$$S_1[z^{-1}] = s_0 (= 0) \quad (27)$$

式(21)の両辺に $z^1E_1[z^{-1}]$ を掛け、式(22)を代入して整理すると

$$\tilde{y}(t+1) = R_1[z^{-1}]\tilde{u}(t) + h_1(t) \quad (28)$$

ここで $h_1(t)$ は以下のようにおく。

$$h_1(t) = F_1[z^{-1}]\tilde{y}(t) + S_1[z^{-1}]\tilde{u}(t-1) \quad (29)$$

外乱が存在しないと仮定しているので $\tilde{y}(t+1) = \hat{y}(t+1|t)$ と表せる。また、予測ホライズンおよび制御ホライズンの長さをそれぞれ 1 としているので、ここでは評価関数を以下のように定義できる。

$$J = \{\tilde{y}(t+1)\}^2 + \lambda\{\tilde{u}(t)\}^2 \quad (30)$$

式(30)を $\tilde{u}(t)$ で偏微分し、その値を 0 とおくことで以下の式を得る。

$$\tilde{u}(t) = -F_p[z^{-1}]\tilde{y}(t) - S_p[z^{-1}]\tilde{u}(t-1) \quad (31)$$

ただし

$$F_p[z^{-1}] = (r_0^2 + \lambda)^{-1}r_0F_1[z^{-1}] \quad (32)$$

$$S_p[z^{-1}] = (r_0^2 + \lambda)^{-1}r_0S_1[z^{-1}] \quad (33)$$

よって

$$(1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])\tilde{u}(t) = -F_p[z^{-1}]\tilde{y}(t) \quad (34)$$

定常状態を考え $z^{-1} = 1$ とすると $A[1]y_\infty = B[1]u_\infty$ の関係が成立する。そこで $K = \frac{A[1]}{B[1]}$ とすれば

$$u_\infty = \frac{A[1]}{B[1]}y_\infty = Kw \quad (35)$$

となる。また $\tilde{u}(t) = u(t) - u_\infty$ 、 $\tilde{y}(t) = y(t) - w$ と定義しているので、式(31)は次のように表される。

$$(1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])u(t) = \{F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K\}w - F_p[z^{-1}]y(t) \quad (36)$$

すなわち以下の制御則を得る。

$$\begin{aligned} u(t) = & \frac{F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K}{1 + z^{-1}S_p[z^{-1}]}w \\ & - \frac{F_p[z^{-1}]}{1 + z^{-1}S_p[z^{-1}]}y(t) \end{aligned} \quad (37)$$

つぎに閉ループ系の式を求めるため、以下の式を定義する。

$$D_P[z^{-1}] = A[z^{-1}]S_p[z^{-1}] + B[z^{-1}]F_p[z^{-1}] \quad (38)$$

$$T[z^{-1}] = A[z^{-1}] + z^{-1}D_p[z^{-1}] \quad (39)$$

式(37)を式(17)に代入し、式(38)、(39)を用いることで、以下の閉ループ系の式を得る。

$$y(t) = \frac{z^{-1}B[z^{-1}]\{F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K\}}{T[z^{-1}]}w \quad (40)$$

ここで、閉ループ特性多項式 $T[z^{-1}]$ が安定となるよう N_1, N_2, N_u, λ を設計する必要があるが、本報告では安定な閉ループ特性多項式が得られているとする。具体的には、制御対象を

$$y(t) = \frac{0.8z^{-1}}{1 - 0.9z^{-1}}u(t) \quad (41)$$

とおくと、制御則および閉ループ系は以下で与えられる。

$$u(t) = 0.1927w - 0.0677y(t) \quad (42)$$

$$y(t) = \frac{0.1541z^{-1}}{1 - 0.8459z^{-1}}w \quad (43)$$

このとき、強安定系が構成されるとともにその閉ループゲインは 1 に設計される。また目標値を 1 としたとき、Fig.5 に示すように目標値追従が達成される。これに対し、フィードバック信号が 500 ステップ目で切替され、閉ループ系となった場合の制御則と閉ループ系は次のようになる。

$$u(t) = 0.1927w \quad (44)$$

$$y(t) = \frac{0.1542z^{-1}}{1 - 0.9z^{-1}}w \quad (45)$$

この系は安定であるが、閉ループゲインが 1.542 となり、出力応答の定常値が目標値から大きくずれてしまい、安全性の観点から好ましくない。

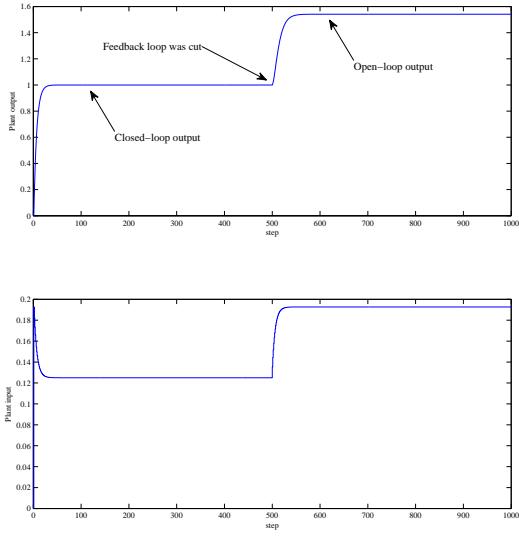


Fig. 5: Output response (upper) and Input response (lower)

4.2 セルフチューニングコントローラの構成

前節の問題に対し、本節では既約分解表現を利用して制御則を拡張し、セルフチューニングコントローラを構成する。まず前節で得られた安定な閉ループ特性多項式を利用して、制御対象を次のように既約分解表現する。

$$N(z^{-1}) = \frac{0.8z^{-1}}{1 - 0.8459z^{-1}} \quad (46)$$

$$D(z^{-1}) = \frac{1 - 0.9z^{-1}}{1 - 0.8459z^{-1}} \quad (47)$$

Bezout 等式 (2) の解 $X(z^{-1}), Y(z^{-1})$ はつぎのように与えられる。

$$X(z^{-1}) = F_p[z^{-1}] (= 0.0677) \quad (48)$$

$$Y(z^{-1}) = 1 + z^{-1}S_p[z^{-1}] (= 1) \quad (49)$$

ここで式 (3) の設計パラメータを

$$K(z^{-1}) = F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K \\ = 0.1927 \quad (50)$$

$$U(z^{-1}) = -\alpha D^{-1}(1)X(1) \\ = -0.1043\alpha \quad (51)$$

とおくと、式 (42) を拡張した制御則は次のように与えられる。

$$u(t) = \frac{0.1927 \times (1 - 0.8459z^{-1})}{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}}w \\ - \frac{(0.0677 - 0.1043\alpha) - (0.0572 - 0.0939\alpha)z^{-1}}{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}}y(t) \quad (52)$$

式 (52) で与えられる閉ループ系は式 (10) より α の値とは無関係に式 (43) と一致する。また、 $\alpha = 0$ と選べば

拡張した制御則は式 (42) と一致する。さらに、開ループ系とその制御則は以下で与えられる。

$$y(t) = \frac{0.1541z^{-1} \times (1 - 0.8459z^{-1})}{(1 - 0.9z^{-1})\{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}\}}w \quad (53)$$

$$u(t) = \frac{0.1927 \times (1 - 0.8459z^{-1})}{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}}w \quad (54)$$

これらの式より α を適切に調整すれば、開ループゲインと強安定系の設計、すなわち強安定率の調整を行える。

つぎに、制御対象の係数が未知であるとし、制御則 (52) に以下のパラメータ同定則を附加してセルフチューニングコントローラを構成する⁸⁾。

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\Gamma(t-1)\psi(t)}{1 + \psi^T(t)\Gamma(t-1)\psi(t)}\varepsilon(t) \quad (55)$$

$$\Gamma(t) = \Gamma(t-1) - \frac{\Gamma(t-1)\psi(t)\psi^T(t)\Gamma(t-1)}{1 + \psi^T(t)\Gamma(t-1)\psi(t)} \quad (56)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\psi(t) \quad (57)$$

$$\hat{\theta}(t) = [\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_n(t), \hat{b}_0(t), \dots, \hat{b}_m(t)]^T \quad (58)$$

$$\psi(t) = [-y(t-1), \dots, -y(t-n), \\ u(t-k_m), \dots, u(t-k_m-m)]^T \quad (59)$$

ここで $\hat{a}_1(t), \dots, \hat{b}_m(t)$ は制御対象の未知係数の同定値、 $\Gamma(t)$ は誤差共分散行列 ($\Gamma(0) = 10I$)、 $\varepsilon(t)$ は推定誤差である。

このセルフチューニングコントローラによる制御系の応答を Fig.6 に示す。上図が出力応答、下図が制御入力を表している。目標値は周期 200、大きさ 1 の矩形波であり、出力には平均 0、分散 0.1² の白色雑音が混入している。また、500 ステップ目を境にフィードバック信号が切断され、閉ループ応答から開ループ応答に変化している。図では強安定率を調整するパラメータ α を 0, 0.3, 0.7, 1 と選んだ場合の制御結果を重ねて示している。図から分かるように、 α を 1 と選んだ場合、開ループ応答であっても安定かつ安全に目標値追従を達成していることが分かる。

さらに $\alpha = 1$ とした際の制御対象の未知パラメータ $\hat{a}_1(t), \hat{b}_0(t)$ の推定結果を Fig.7 に示す。なお各パラメータのノミナル値は $0.8 \times$ 真値としている。図より推定値が真値に収束していくことを確認できる。すなわち、制御対象のパラメータが未知の場合でも、強安定率を利用して制御系設計を行えることが分かる。

5 おわりに

本報告では強安定率の概念について紹介した。さらに、セルフチューニングコントローラを構成し、制御器の安定性を簡単な数値例を用いて考察した。今後もこの概念を利用してモデルフリー強安定系の構成法について研究を進める。

謝辞

本研究は JSPS 科研費 24760337 の助成を受けたものです。

参考文献

- 1) 井上、矢納、平嶋: 既約分解表現を用いた強安定セルフチューニングコントローラの構成、システム制御情報学会論文誌、12-5, 290/296 (1999)

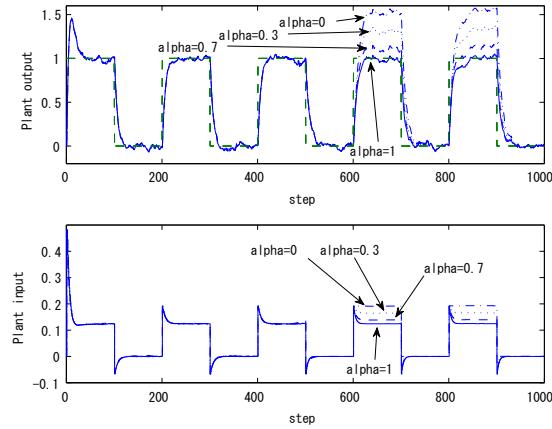


Fig. 6: Output response (upper) and Input response (lower)

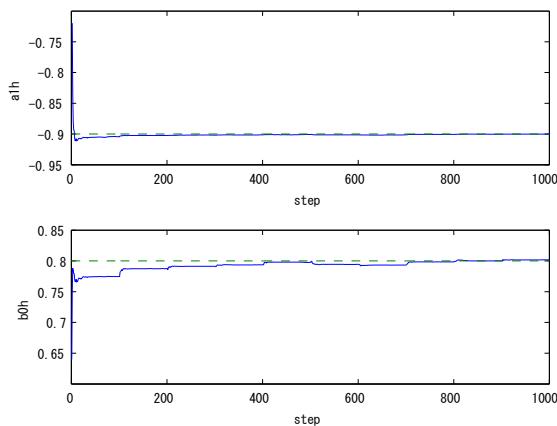


Fig. 7: Identified parameters $\hat{a}_1(t)$ (upper) and $\hat{b}_0(t)$ (lower)

- 2) A. Yanou, M. Deng, A. Inoue: A Design of a Strongly Stable Generalized Minimum Variance Control Using a Genetic Algorithm, Proc. of ICROS-SICE International Joint Conference 2009, 1300/1304 (2009)
- 3) 岡崎, 西崎, 矢納, 見浪, Deng: 閉ループ特性に着目した強安定予測制御系, 計測自動制御学会論文集, 47-7, 317/325 (2011)
- 4) 矢納, 見浪, 松野: 既約分解表現を用いた制御系に対する強安定率の概念, 計測自動制御学会論文集 (投稿中)
- 5) 矢納陽, 見浪護, 松野隆幸: 既約分解表現を用いた制御系に対する強安定率の概念の提案, 第3回コンピューターショナル・インテリジェンス研究会, 49/53 (2013)
- 6) M. Vidyasagar: Control System Synthesis, A Factorization Approach, MIT Press (1985)
- 7) D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs: Generalized Predictive Control-Part I. The Basic Algorithm, Automatica, 23-2, 137/148 (1987)
- 8) 大松, 山本: セルフチューニングコントロール, 計測自動制御学会 (1996)