

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

矢納陽 見浪護 松野隆幸 (岡山大学)

Concept of Strongly Stable Rate for Control Systems using Coprime Factorization

*A. Yanou, M. Minami and T. Matsuno (Okayama University)

Abstract— This paper proposes concept of strongly stable rate for control systems using coprime factorization. In this paper, the strongly stable system means that both of closed-loop system and its controller are stable and the open-loop steady-state value becomes constant even if the feedback loop is cut. Although the authors have proposed a design method of strongly stable system, the derived system has the possibility that it is stable and is not safe when the feedback loop was cut. That is, there is a possibility that a large open-loop steady-state value like overflow of tank system or abnormal rise in temperature occurs in industrial field. For this problem the authors proposed a design method of fitting open-loop gain to closed-loop gain by using coprime factorization in generalized predictive control. But this method is not always able to design a strongly stable system. Therefore this paper defines a gap between open-loop gain and closed-loop gain as strongly stable rate, and a numerical example shows that an introduced parameter in this paper can modulate the rate.

Key Words: Strongly stable rate, Coprime factorization, Closed-loop characteristic

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、フィードバックループが切断された場合における開ループ系の定常値と閉ループ系の定常値の比を強安定率として定義し⁴⁾、新しく導入するパラメータによって提案する強安定率が調整できることを簡単な数値例を通して示す。

本報告の構成は以下の通りである。まず2章で問題設定として既約分解表現を用いた制御系の表現方法と強安定系について述べる。3章では設計された強安定系に対して、閉ループ系の定常ゲインとフィードバックループが切断された際の開ループ系の定常ゲインの比を用いて強安定率を定義し、安全性を表す指標のひとつとして提案する。4章では新しく導入するパラメータによって提案する強安定率が調整できることを数値例を通して示し、5章でまとめを行う。

注意 z^{-1} で時間遅れ $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ を表す。また、 z^{-1} の多項式を $A[z^{-1}]$ 、有理関数を $A(z^{-1})$ のように括弧 $[]$ と $()$ を用いて区別する。さらに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 既約分解表現を用いた制御系の表現

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。

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

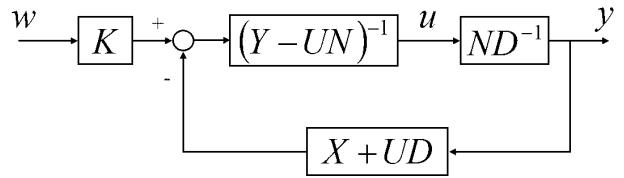


Fig. 1: Closed-loop system in RH_∞



Fig. 2: Equivalent transformation of Fig.1

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。また、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。

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

ただし

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

このとき式(1)、(2)よりすべての安定化補償器は設計パラメータを $U(z^{-1})$ 、 $K(z^{-1}) \in RH_\infty$ として以下の形で与えられる⁵⁾。

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

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

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

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。

つぎに式(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

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

$y(t)$ についてまとめると

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

すなわち

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

よって

$$\begin{aligned} y(t) &= (X(z^{-1})N(z^{-1}) + Y(z^{-1})D(z^{-1}))^{-1} \\ &\cdot N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \end{aligned} \quad (10)$$

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。

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

ここで、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(11)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(11)に影響を与えないことが分かる。

3 強安定率の提案

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特性(ここでは補償器の極のみ着目する)を変えることができる。これまで著者らは、 $U(z^{-1})$ を選定して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、フィードバックループが切断されたとしても、その開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 $U(z^{-1})$ が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。

そこで本章ではこの条件を緩和し、開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提案する。



Fig. 3: Open-loop system in RH_∞

$$w \rightarrow [1 - (X + UD)N]^{-1} NK \rightarrow y$$

Fig. 4: Equivalent transformation of Fig.3

まず、Fig.1 で与えられた閉ループシステムの出力フィードバック信号が切断されて値が 0 になったとする、Fig.3 に示すように制御入力の式(3)は次のように与えられる。

$$u(t) = (Y(z^{-1}) - U(z^{-1})N(z^{-1}))^{-1}K(z^{-1})w(t) \quad (12)$$

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

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

すると $Y(z^{-1})D(z^{-1}) = 1 - X(z^{-1})N(z^{-1})$ なので Fig.4 に示すような系に書き改めることができる。

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

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

$$y(t) = \{1 - (X(z^{-1}) - \alpha D^{-1}(1)X(1)D(z^{-1})) \\ \cdot N(z^{-1})\}^{-1}N(z^{-1})K(z^{-1})w(t) \quad (15)$$

を得る。するとこの系の定常状態は次のように与えられる。

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

ここで $1 - X(1)N(1) = Y(1)D(1)$ を利用した。以上より、閉ループゲインと開ループゲインの比を強安定率として $s(\alpha)$ とおくと以下の式を得る。

$$s(\alpha) = (\alpha X(1)N(1) + Y(1)D(1))^{-1}N(1)K(1)$$

$$\begin{aligned} & \cdot \frac{1}{N(1)K(1)} \\ & = \frac{1}{\alpha X(1)N(1) + Y(1)D(1)} \end{aligned} \quad (17)$$

すなわち、強安定率 $s(\alpha)$ は開ループゲインそのものとなり、本研究ではこれを強安定率として定義する。なお、安定化補償器(3)の設計パラメータを $U(z^{-1}) = -\alpha D^{-1}(1)X(1)$ と選べば補償器の特性を変えられるが、フィードバックループが切断されなければ、閉ループ系は式(11)と一致し、目標値応答に影響を与えないことに注意されたい。

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開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。この時、強安定率 $s(\alpha)$ は 1 とはならず、フィードバックループが切断された場合の定常状態において、出力が目標値からずれることを意味している。すなわち、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。まとめると、強安定率 $s(\alpha)$ は 1 の場合に最もよく、そこからのずれが大きいほど安全性が損なわれることを意味している。

最後に、強安定率を利用した設計手順を示す。

1. 既存の制御系を利用するか、新規に制御系を設計する。
2. 1. の閉ループ安定特性多項式を利用して、制御対象、制御則を既約分解表現する。
3. α を調整し、強安定率 $s(\alpha)$ がなるべく 1 に近い補償器を設計する。

4 数値例

4.1 既存の制御系の準備

以下では強安定系の構成と強安定率の関係について、簡単な数値例を通して確認する。前章で示した設計手順に従い、まず本節で設計する制御系があるものとする。制御対象を以下の 1 入力 1 出力系とする。

$$A[z^{-1}]y(t) = z^{-1}B[z^{-1}]u(t) \quad (18)$$

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。また、制御目標は目標値 w に出力が一致することとする。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。

$$A[z^{-1}] = 1 + a_1 z^{-1} \quad (19)$$

$$B[z^{-1}] = b_0 \quad (20)$$

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。

$$A[z^{-1}]y_\infty = z^{-1}B[z^{-1}]u_\infty \quad (21)$$

ここで $\tilde{y}(t) = y(t) - y_\infty$, $\tilde{u}(t) = u(t) - u_\infty$ と定義し、定常状態で出力が定値の目標値 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(18)から式(21)を減じることで以下の偏差系を得る。

$$A[z^{-1}]\tilde{y}(t) = z^{-1}B[z^{-1}]\tilde{u}(t) \quad (22)$$

この偏差系に対し一般化予測制御系 (Generalized Predictive Control: GPC)^{6, 7)} 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。

$$1 = A[z^{-1}]E_1[z^{-1}] + z^{-1}F_1[z^{-1}] \quad (23)$$

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

$$E_1[z^{-1}] = 1 \quad (24)$$

$$F_1[z^{-1}] = f_0^1 \quad (= -a_1) \quad (25)$$

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

$$E_1[z^{-1}]B[z^{-1}] = R_1[z^{-1}] + z^{-1}S_1[z^{-1}] \quad (26)$$

ただし

$$R_1[z^{-1}] = r_0 \quad (= b_0) \quad (27)$$

$$S_1[z^{-1}] = s_0 \quad (= 0) \quad (28)$$

式(22)の両辺に $z^1 E_1[z^{-1}]$ を掛け、式(23)を代入して整理すると

$$\tilde{y}(t+1) = R_1[z^{-1}]\tilde{u}(t) + h_1(t) \quad (29)$$

ここで $h_1(t)$ は以下のようにおく。

$$h_1(t) = F_1[z^{-1}]\tilde{y}(t) + S_1[z^{-1}]\tilde{u}(t-1) \quad (30)$$

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。

$$J = \{\tilde{y}(t+1)\}^2 + \lambda\{\tilde{u}(t)\}^2 \quad (31)$$

式(31)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。

$$\tilde{u}(t) = -F_p[z^{-1}]\tilde{y}(t) - S_p[z^{-1}]\tilde{u}(t-1) \quad (32)$$

ただし

$$F_p[z^{-1}] = (r_0^2 + \lambda)^{-1}r_0 F_1[z^{-1}] \quad (33)$$

$$S_p[z^{-1}] = (r_0^2 + \lambda)^{-1}r_0 S_1[z^{-1}] \quad (34)$$

よって

$$(1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])\tilde{u}(t) = -F_p[z^{-1}]\tilde{y}(t) \quad (35)$$

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

$$u_\infty = \frac{A[1]}{B[1]}y_\infty = Kw \quad (36)$$

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(32)は次のように表される。

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

すなわち以下の制御則を得る。

$$u(t) = \frac{F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K}{1 + z^{-1}S_p[z^{-1}]}w \\ - \frac{F_p[z^{-1}]}{1 + z^{-1}S_p[z^{-1}]}y(t) \quad (38)$$

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。

$$D_P[z^{-1}] = A[z^{-1}]S_p[z^{-1}] + B[z^{-1}]F_p[z^{-1}] \quad (39)$$

$$T[z^{-1}] = A[z^{-1}] + z^{-1}D_p[z^{-1}] \quad (40)$$

式(38)を式(18)に代入し、式(39), (40)を用いることで、以下の閉ループ系の式を得る。

$$y(t) = \frac{z^{-1}B[z^{-1}]\{F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K\}}{T[z^{-1}]}w \quad (41)$$

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

$$y(t) = \frac{0.8z^{-1}}{1 - 0.9z^{-1}}u(t) \quad (42)$$

とおくと、制御則および閉ループ系は以下で与えられる。

$$u(t) = 0.1927w - 0.0677y(t) \quad (43)$$

$$y(t) = \frac{0.1541z^{-1}}{1 - 0.8459z^{-1}}w \quad (44)$$

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 が示すように目標値追従が達成される。これに対し、フィードバックループが 500 ステップ目で切断され、開ループ系となった場合の制御則と開ループ系は次のようになる。

$$u(t) = 0.1927w \quad (45)$$

$$y(t) = \frac{0.1542z^{-1}}{1 - 0.9z^{-1}}w \quad (46)$$

この系は安定であるが、開ループゲインが 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。

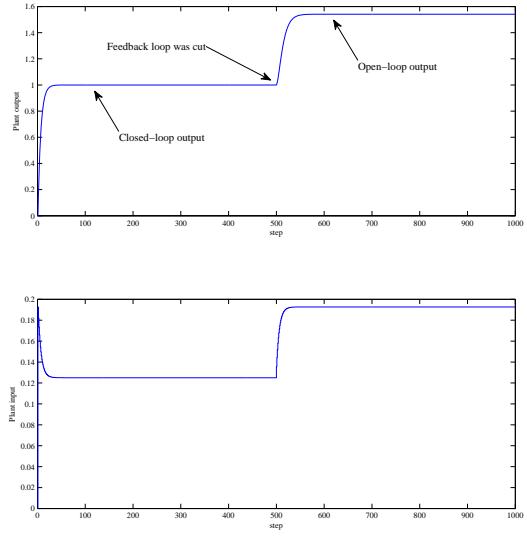


Fig. 5: Output response (upper) and Input response (lower)

4.2 既存の制御系の既約分解表現

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。

$$N(z^{-1}) = \frac{0.8z^{-1}}{1 - 0.8459z^{-1}} \quad (47)$$

$$D(z^{-1}) = \frac{1 - 0.9z^{-1}}{1 - 0.8459z^{-1}} \quad (48)$$

また、 $X(z^{-1}), Y(z^{-1})$ をつぎのように与えると、それらは Bezout 等式(2)の解となる。

$$X(z^{-1}) = F_p[z^{-1}] (= 0.0677) \quad (49)$$

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

ここで式(3)の設計パラメータを

$$K(z^{-1}) = F_p[z^{-1}] + (1 + z^{-1}S_p[z^{-1}])K \\ = 0.1927 \quad (51)$$

$$U(z^{-1}) = -\alpha D^{-1}(1)X(1) \\ = -0.1043\alpha \quad (52)$$

とおくと、式(43)を拡張した制御則が次のように与えられる。

$$u(t) = \frac{0.1927 \times (1 - 0.8459z^{-1})}{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}}w \\ - \frac{(0.0677 - 0.1043\alpha) - (0.0572 - 0.0939\alpha)z^{-1}}{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}}y(t) \quad (53)$$

なお、式(53)で与えられる閉ループ系は式(11)より α の値とは無関係に式(44)と一致する。また、 $\alpha = 0$ と選べば拡張した制御則は式(43)と一致する。さらに、

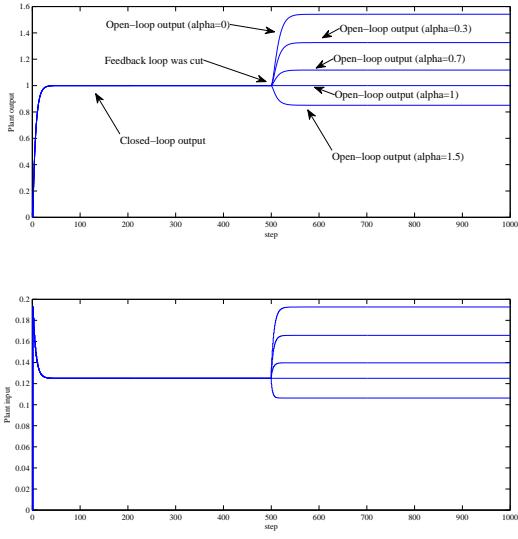


Fig. 6: Output response (upper) and Input response (lower)

フィードバックループが切断された場合の制御則とその開ループ系は以下で与えられる。

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

$$y(t) = \frac{0.1541z^{-1} \times (1 - 0.8459z^{-1})}{(1 - 0.9z^{-1})\{1 - (0.8459 - 0.0834\alpha)z^{-1}\}} w \quad (55)$$

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

4.3 強安定率の調整

強安定率 $s(\alpha)$ は式 (17) より制御対象および補償器の既約分解表現 $N(z^{-1}), D(z^{-1}), X(z^{-1}), Y(z^{-1})$ から得られる。これらは式 (47), (48), (49), (50) より $N(1) = 5.1902, D(1) = 0.6488, X(1) = 0.0677, Y(1) = 1$ である。よって以下の強安定率の式を得る。

$$\begin{aligned} s(\alpha) &= \frac{1}{\alpha X(1)N(1) + Y(1)D(1)} \\ &= \frac{1}{0.3512\alpha + 0.6488} \end{aligned} \quad (56)$$

式 (53) より、拡張した制御則が安定となる α の範囲は $-1.8472 < \alpha < 22.1216$ であり、この範囲から $s(\alpha)$ が最も 1 に近くなる α を選べばよい。この例では $\alpha = 1$ の時に $s(1) = 1$ となり、フィードバックループが切断されたとしても、その開ループゲインは閉ループゲインと等しく 1 になる。すなわち定常状態において開ループ系の出力が目標値に一致し、安全性の観点から好ましい結果が得られていることが分かる。なお、Fig.6 に $\alpha = \{0, 0.3, 0.7, 1, 1.5\}$ を選んだ際の応答を示す。この図からも α によって強安定率が調整できていることが確認できる。

5 おわりに

本報告では強安定率の概念について提案するとともに、その効果について簡単な数値例を通して確認した。今後は強安定率を利用した制御系設計法についてさらに検討を進める。

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)
- 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) M. Vidyasagar: Control System Synthesis, A Factorization Approach, MIT Press (1985)
- 6) D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs: Generalized Predictive Control-Part I. The Basic Algorithm, Automatica, 23-2, 137/148 (1987)
- 7) 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)