

# 非最小位相系に対する制御器の 最小二乗法によるデータ駆動型制御器チューニングの一検討

沖 俊任\*

A study of data-driven controller tuning for non-minimum phase systems  
by using the least squares method

Toshitaka OKI\*

## ABSTRACT

Many methods based on VRFT and FRIT are studied as data-driven controller tuning methods. In VRFT, there is a constraint that a part of the controller is adjusted by the least squares method, and in FRIT, there is a problem that the number of parameters to be adjusted increases due to the nonlinear optimization method.

In this report, we report the result of examining the method of adjusting all the parameters of the general controllers for non0minimum phase systems using the least squares method. The derived adjustment method will be examined by numerical simulation.

キーワード: データ駆動型制御器チューニング, 最小二乗法, シミュレーション, 非最小位相系

**Keywords:** data-driven controller tuning, least squares method, simulation, non-minimum phase system

## 1. はじめに

データ駆動型制御器の設計法が数多く提案されている。中でも, VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning) と FRIT (Fictitious Reference Iterative Tuning) は 1 組の制御対象の入出力データから制御器が設計できる手法として注目されている。いずれの手法も, 制御対象の入出力データと制御系の規範モデルから条件を満たす仮想的な目標値を仮定し, これを用いて制御器のパラメータをチューニングする方法である [1, 2, 3, 4]。

VRFT ではチューニングできる制御器のパラメータを多項式の係数に限定することで, 最小二乗法での調整を行っている。このとき評価関数は制御対象の入力に着目

し, 最適化を行っている。一方 FRIT では調整できる制御器のパラメータは有理式のパラメータとなるが, 調整には非線形最適化法を用いており適切なツールが無いと調整が困難となる。このとき評価関数は制御対象の出力に着目し, 最適化を行っている。

一般的な VRFT や FRIT はモデルマッチング制御系となるよう制御器のチューニングを行っているため, そのままでは非最小位相系には適用できない。この問題を解決するため, 評価関数の中に操作量の制限を儲ける方法が提案されている。この制限項注の操作量も, 評価関数の最適化の中で再計算されている。

これらに対し, 参考文献 [5, 6] では規範モデルと制御器からなる制御対象のモデルを用いて, FRIT と VRFT

---

\*スマートシステム学科

それぞれと同様のパラメータ調整法を最小二乗法で実現している。しかしこの参考文献では制御対象は最小位相系に限定されている。

本報告では、参考文献 [5, 6] の方法を拡張し、非最小位相系に対する一般的な制御器のパラメータを最小二乗法で調整する方法について考察する。この方法では前述の従来法と同様に規範モデルに操作量の制限項を設けるが、この制御量は再計算を行わずチューニングに用いるデータセットをそのまま利用する。さらに、データから直接求めた制御則に対し、一般化最小分散制御法を参考に多項式の重みづけをする方法についても検討する。

本手法の有効性は、数値シミュレーションで検討する。

## 2. 制御系

### 2.1 制御目的

制御対象と制御器からなる制御系が、規範モデルと同様に振る舞うよう制御器を設計する。

### 2.2 制御対象

制御対象は次式で表されるとする。

$$y(t) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t-d) \quad \dots \quad (1)$$

ここで、 $y(t)$  と  $u(t)$  は時刻  $t$  における制御対象の出力と入力、 $d$  はむだ時間、時間遅れ演算子  $z^{-1}$  の多項式  $A(z^{-1})$  と  $B(z^{-1})$  は次式の多項式とする。

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

この制御対象に次の仮定を置く。

- $A$  と  $B$  は規約である。
- 事前のデータから、定常ゲイン  $G_1$  は既知とする。

$$G_1 = \frac{B(1)}{A(1)} \quad \dots \quad (3)$$

- 事前データとして、時刻  $t_1 \sim t_2$  の  $N$  個の制御対象の入出力データセットが得られている。

### 2.3 規範モデル

規範モデルは次式とする。

$$y_m(t) = \frac{T_N(z^{-1})}{T_D(z^{-1})} r(t-\hat{d}) \quad \dots \quad (4)$$

ここで、 $y_m(t)$  は規範モデルの出力、 $r(t)$  は目標値である。、 $T_N(z^{-1})$  と  $T_D(z^{-1})$  は次式の多項式とする。

$$\left. \begin{aligned} T_N &= t_{N,0} + t_{N,1} z^{-1} + \dots + t_{N,m_t} z^{-m_T} \\ T_D &= 1 + t_{D,1} z^{-1} + \dots + t_{D,n_t} z^{-n_T} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

## 2.4 制御器

制御器は次式とする。

$$u(t) = \frac{1}{C_D(z^{-1})} \{c_0 R(z^{-1}) r(t) - C_N(z^{-1}) y(t)\} \quad \dots \quad (6)$$

ここで、各多項式は次式とする。

$$\left. \begin{aligned} C_N &= c_{N,0} + c_{N,1} z^{-1} + \dots + c_{N,m_c} z^{-m_C} \\ C_D &= c_{D,0} + z^{-1} \overline{C_D}(z^{-1}) \\ \overline{C_D} &= c_{D,1} + c_{D,2} z^{-1} + \dots + c_{D,n_c} z^{-n_C+1} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

ここで、 $c_0$  は制御器の記述を容易にするための定数とである。 $c_0 \neq 0$  かつ  $c_{D,0} \neq 0$  であり、一般的に、 $c_0$  と  $c_{D,0}$  のいずれかが 1 として用いる。さらに、 $R$  は次式の多項式である。

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} + \dots + r_{m_R} z^{-m_R} \quad \dots \quad (8)$$

## 3. 制御器のチューニング

制御対象の入出力データは事前に得られているとする。

以下では記述を簡単にするため、 $z^{-1}$  の多項式は記号の最初を大文字で表し、特に必要のある時以外は  $(z^{-1})$  の表記を省略する。

### 3.1 同定モデル

モデルマッチングが達成されると、 $y(t)$  は  $y_m(t)$  に一致する。このとき、(4) 式と (6) 式より、 $r(t)$  を消去することで次式を得る。

$$c_0 \cdot R \cdot T_D \cdot y(t+\hat{d}) - T_N \cdot C_N \cdot y(t) - C_D \cdot T_N \cdot u(t) = 0 \quad (9)$$

これは制御対象の入出力の関係を表すモデルであり、制御器のパラメータをすべて含んでする。

### 3.2 FRIT 様のチューニング

ここでは、制御器は  $c_0 = 1$  で次とする。

$$u(t) = \frac{1}{c_{D,0}} \{R \cdot r(t) - C_N \cdot y(t) - \overline{C_D} \cdot u(t-1)\} \quad \dots \quad (10)$$

ここでチューニングすべきパラメータは (10) 式の  $C_N$  と  $C_D$  の各パラメータとする。

#### 3.2.1 導出

FRIT では、 $y(t)$  に着目してチューニングを行っている。ここでは、(9) 式の内、第 1 項に着目してチューニングを行う。この項は既知の多項式  $R$ 、 $T_D$ 、および、既知のデータ  $y(t)$  から求めることができる。

評価関数は次とする。

$$\begin{aligned}
J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d}) &= \sum_{t=t_1}^{t_2} \left[ \left\{ R \cdot T_D \cdot y(t + \hat{d}) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - T_N \cdot C_N \cdot y(t) - C_D \cdot T_N \cdot u(t) \right\}^2 \right. \\
&\quad \left. + \lambda_F \cdot c_{D,0}^2 \cdot u(t)^2 \right] \\
&= (\mathbf{Y}_F - \mathbf{X}_F \hat{\theta}_F)^T (\mathbf{Y}_F - \mathbf{X}_F \hat{\theta}_F) + \lambda_F \cdot \theta_F^T \mathbf{U} \theta_F \\
&\quad \dots \dots \dots (11)
\end{aligned}$$

ただし、 $\lambda_F$  は制御系を安定化させるための設計パラメータであり、各ベクトルは次である。

$$\left. \begin{aligned}
\mathbf{U} &= \text{diag} \left( \underbrace{0, \dots, 0}_{n_C+1}, \sum_{t=t_1}^{t_2} u(t)^2, \underbrace{0, \dots, 0}_{m_C} \right) \\
\mathbf{Y}_F &= R \cdot T_D \cdot \begin{bmatrix} y(t_1 + \hat{d}) \\ y(t_1 + 1 + \hat{d}) \\ \vdots \\ y(t_2 + \hat{d}) \end{bmatrix} \\
\mathbf{X}_{F,t} &= T_N \cdot \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-1) \\ \vdots \\ y(t-m_C) \\ u(t) \\ u(t-1) \\ \vdots \\ u(t-n_C) \end{bmatrix}, \quad \hat{\theta}_F = \begin{bmatrix} c_{N,0} \\ c_{N,1} \\ \vdots \\ c_{N,m_C} \\ c_{D,0} \\ c_{D,1} \\ \vdots \\ c_{D,n_C} \end{bmatrix} \\
\mathbf{X}_F &= [\mathbf{X}_{F,t_1}, \mathbf{X}_{F,t_1+1}, \dots, \mathbf{X}_{F,t_2}]^T
\end{aligned} \right\} (12)$$

ここで、 $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$  を  $\hat{\theta}_F$  で微分すると次を得る。

$$\frac{\partial J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})}{\partial \hat{\theta}} = 2\mathbf{X}_F^T (\mathbf{Y}_F - \mathbf{X}_F \hat{\theta}_F) + 2\lambda_F \cdot \mathbf{U} \theta_F (13)$$

よって、 $J_F(\hat{\theta}_F)$  を最小化する  $\hat{\theta}$  は  $\frac{\partial J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})}{\partial \hat{\theta}} = 0$  となる  $\hat{\theta}$  で得られる。

$$\hat{\theta}_F = (\mathbf{X}_F^T \mathbf{X}_F + \lambda_F \mathbf{U})^{-1} \mathbf{X}_F^T \mathbf{Y}_F \dots \dots (14)$$

また、 $\mathbf{U}$  と  $\mathbf{X}_F^T \mathbf{X}_F$  は共に  $n_C + 2$  行  $n_C + 2$  列目の要素は  $\sum_{k=0}^{N-1} u(k)^2$  である。すなわち、 $(\mathbf{X}_F^T \mathbf{X}_F + \lambda_F \mathbf{U})$  は  $\mathbf{X}_F^T \mathbf{X}_F$  の  $m_C + 2$  行  $m_C + 2$  列目を

$$(1 + \lambda_F) \sum_{k=0}^{N-1} u(k)^2 \dots \dots \dots (15)$$

に置き換えたものに等しい。これを  $\overline{\mathbf{X}_F^T \mathbf{X}_F}$  とすると、(14) 式にかわり次式でもよいことがわかる。

$$\hat{\theta}_F = (\overline{\mathbf{X}_F^T \mathbf{X}_F})^{-1} \mathbf{X}_F^T \mathbf{Y}_F \dots \dots \dots (16)$$

さらに、 $\hat{d}$  を考えられる制御対象のむだ時間の範囲で変化させ、 $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$  が最小となる  $\hat{d}$  を探し、そのときの  $\hat{\theta}_F$  を採用する。

### 3.2.2 $\lambda_F$ の与え方

つぎに、 $\lambda_F$  の与え方について考察する。

非最小位相系に対応するには、 $C_D$  において  $c_{D,0}$  を大きくして安定化させる方法が考えられる。そのためには  $c_{D,0}$  に最も影響を与える (15) 式を符号が変わらない範囲で小さくすることが考えられる。すなわち、

$$-1 < \lambda_F < 0 \dots \dots \dots (17)$$

の範囲で調整することで非最小位相系に対応できることが期待できる。

### 3.2.3 制御器パラメータチューニング時の $R$ の設計

$\lambda_F = 0$  の時に  $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d}) = 0$  が達成されると、(10) 式と (11) 式より次式を得る。

$$R \{ T_D \cdot y(t + \hat{d}) - T_N \cdot r(t) \} = 0 \dots \dots (18)$$

これより、 $\hat{\theta}_F$  の導出には  $R \neq 0$  であればモデルマッチングが達成できると考えられる。

$\lambda_F \neq 0$  の場合やモデルマッチングが達成できないときの  $R$  の効果については今後検討の必要がある。

### 3.2.4 制御系の定常偏差の除去のための $R$ の設計

前述の方法で  $C_D$  と  $C_D$  を調整した後、制御系の定常ゲインが 1 となるよう  $R$  を再設計する。

(1) 式と (10) 式より、閉ループ伝達関数は次式となる。

$$\frac{B \cdot R}{A \cdot C_D + z^{-d} B \cdot C_N} \dots \dots \dots (19)$$

この定常ゲインは、(3) 式を考慮すると

$$\frac{G_1 R(1)}{C_D(1) + G_1 C_N(1)} \dots \dots \dots (20)$$

であり、これが 1 となるためには

$$R(1) = \frac{C_D(1) + G_1 C_N(1)}{G_1} \dots \dots \dots (21)$$

となるように  $R$  を設計する。

## 3.3 VRFT 様のチューニング

$c_{D,0} = 1$  とすると、制御器は次となる。

$$u(t) = c_0 R \cdot r(t) - C_N \cdot y(t) - \overline{C_D} \cdot u(t-1) (22)$$

ここでチューニングすべきパラメータは (6) 式の  $c_0$ ,  $\overline{C_D}$  のパラメータ、 $C_N$  のパラメータとする。

### 3.3.1 導出

VRFT では、 $u(t)$  に着目してチューニングを行っている。ここでは、(9) 式の内、第 3 項に着目してチューニングを行う。この項を展開すると、 $c_{D,0} \cdot T_N \cdot u(t)$  の項は既知データから求めることができる。このことから、評価関数は次とする。

$$J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d}) = \sum_{t=t_1}^{t_2} \left[ (1 + \lambda_V) \cdot T_N \cdot u(t) - c_0 R \cdot T_D \cdot y(t + \hat{d}) + T_N \cdot C_N \cdot y(t) + \overline{C_D} \cdot T_N \cdot u(t-1) \right]^2$$

$$= (\mathbf{U}_V - \mathbf{X}_V \hat{\theta}_V)^T (\mathbf{U}_V - \mathbf{X}_V \hat{\theta}_V) \dots (23)$$

ただし、 $\lambda_V$  は制御系を安定化させるための設計パラメータであり、各ベクトルは次である。

$$\mathbf{U}_V = (1 + \lambda_V) T_N \cdot \begin{bmatrix} u(t_1) \\ u(t_1 + 1) \\ \vdots \\ u(t_2) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_{V,t} = \begin{bmatrix} R \cdot T_D \cdot y(k + \hat{d}) \\ -T_N \cdot y(t) \\ -T_N \cdot y(t-1) \\ \vdots \\ -T_N \cdot y(t - n_C) \\ -T_N \cdot u(t-1) \\ -T_N \cdot u(t-2) \\ \vdots \\ -T_N \cdot u(t - m_C) \end{bmatrix}, \quad \hat{\theta}_V = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_{N,0} \\ c_{N,1} \\ \vdots \\ c_{N,m_C} \\ c_{D,1} \\ c_{D,2} \\ \vdots \\ c_{D,n_C} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_V = [\mathbf{X}_{V,t_1}, \mathbf{X}_{V,t_1+1}, \dots, \mathbf{X}_{V,t_2}]^T$$

このとき、制御器のパラメータ  $\hat{\theta}_F$  は次式で求まる。

$$\hat{\theta}_V = (\mathbf{X}_V^T \mathbf{X}_V)^{-1} \mathbf{X}_V^T \mathbf{U}_V \dots (25)$$

さらに、 $\hat{d}$  を考えられる制御対象のむだ時間の範囲で変化させ、 $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$  が最小となる  $\hat{d}$  を探し、そのときの  $\hat{\theta}_V$  を採用する。

### 3.3.2 $\lambda_V$ の与え方

非最小位相系に対応するために、制御器のゲインを小さくする。これを、 $\mathbf{U}_V$  をその符号が変化しない程度に小さくすることで達成する。このとき、 $-1 < \lambda_V < 0$  の範囲で調節することとなる。

### 3.3.3 制御器パラメータチューニング時の $R$ の設計

$\lambda_V = 0$  の時に  $J_F(\hat{\theta}_V, \hat{d}) = 0$  が達成されると、(22) 式と (23) 式より次式を得る。

$$c_0 \cdot R \left\{ T_D \cdot y(t + \hat{d}) - T_N \cdot r(t) \right\} = 0 \dots (26)$$

これより、 $c_0 R \neq 0$  であればモデルマッチングが達成できると考えられる。

$\lambda_V \neq 0$  の場合やモデルマッチングが達成できないときの  $R$  の効果については今後検討の必要がある。

### 3.3.4 制御系の定常偏差の除去のための $R$ の設計

前述の方法で  $C_D$  と  $C_D$  を調整した後、3.2.4 節と同様の考察により次式を満たすよう  $R$  を設計する。

$$R(1) = \frac{C_D(1) + G_1 C_N(1)}{G_1 c_0} \dots (27)$$

### 3.4 $C_D$ に直接的に重みを付加する方

一般化最小分散制御系では、次式のような一般化出力

$$\phi(t) = T_D \cdot y(t + \hat{d}) + Q \cdot u(t) - R \cdot r(t) \dots (28)$$

について、 $\phi^2(t)$  の期待値を最小化するように制御則を導出する。結果として、次の様に制御則が求まる。

$$u(t) = \frac{1}{C_D + Q} \{ c_0 \cdot R \cdot r(t) - C_N \cdot y(t) \} \dots (29)$$

ここで、 $Q$  を適切に設定することで、非最小位相系にも対応している。

(24)これを参考に、次の様に制御器を設計できると考えられる。すなわち、 $\lambda_F = 0$  として  $\hat{\theta}_F$ 、または、 $\lambda_V = 0$  として  $\hat{\theta}_V$  を求め、これと適切に設定した  $Q$  を用いて (29) 式を制御則とする方法である。このとき、 $R$  も再設計する。制御系の定常ゲインが 1 となるよう設計する場合、3.2.4 節と同様の考察により次式とする。

$$R(1) = \frac{C_D(1) + G_1 C_N(1) + Q(1)}{G_1 c_0} \dots (30)$$

## 4. 数値シミュレーションによる考察

提案手法の有効性の検証のために行った数値シミュレーションについて示す。ただし、 $n_C$  と  $m_C$  は適切な値が既知としてシミュレーションを行った。

### 4.1 制御対象と規範モデル

制御対象は、 $d = 3$  とし、(2) 式に対して次とする。

$$\left. \begin{aligned} B &= 0.02 + 0.03z^{-1} \\ A &= 1 - 0.4z^{-1} - 0.45z^{-2} \end{aligned} \right\} \dots (31)$$

規範モデルは (5) 式に対して次とする。

$$\left. \begin{aligned} T_N &= T_D(1) \\ T_D &= 1 - 0.5z^{-1} \end{aligned} \right\} \dots (32)$$

#### 4.2 パラメータチューニング用データセットの取得

パラメータチューニング用データセットは、次の制御器による比例制御系で取得した。

$$u(t) = 5\{r(t) - y(t)\} \quad \dots \quad (33)$$

図1にこの制御結果を示す。図1上図で、点は $r(t)$ 、破線

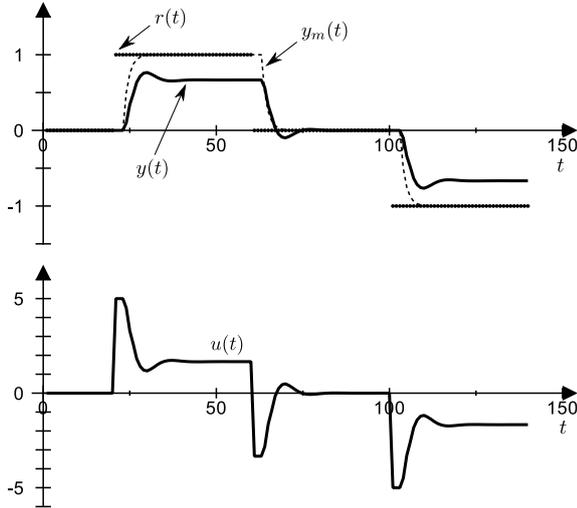


図1 チューニング用データセット  
Fig.1 Data set for parameter tuning

は $y_m(t)$ 、実線が $y(t)$ である。また、下図にこのときの $u(t)$ を示す。パラメータ調整には、このうち、 $t = 20 \sim 125$ のデータセットを用いた。

また、制御対象の定常ゲイン $G_1$ は、時刻 $t = 60$ の制御量 $y(60)$ を0.67と得て次の様に求めた。

$$G_1 = 0.406 \quad \dots \quad (34)$$

#### 4.3 FRIT 様のチューニングの場合

$\lambda_F$ は試行錯誤で $\lambda_F = -0.1$ とした。チューニング時は $R = T_N(1)$ とした。

このときの $\hat{d}$ による $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$ と $\hat{\theta}_F$ の変化を表1に示す。

表1  $\hat{d}$ による $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$ の変化

Table 1 Change of  $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$  corresponding to  $\hat{d}$

$\hat{d}$		1	2	3	4	5
$J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$		0.0000	0.0000	0.0283	0.1697	0.2454
$\hat{\theta}_F$	$c_{N,0}$	-0.1000	0.4100	0.3011	0.7342	0.7711
	$c_{N,1}$	0.4500	-0.0450	0.0058	-0.4272	-0.4752
	$c_{D,0}$	0.0000	0.0000	0.0589	0.1412	0.1558
	$c_{D,1}$	0.0000	0.0200	-0.0107	-0.0875	-0.0897
	$c_{D,2}$	0.0200	0.0280	0.0053	0.0128	0.0017
	$c_{D,3}$	0.0300	-0.0030	0.0124	0.0008	0.0017

表1より $\hat{d}$ が1または2では $c_{D,0} = 0$ であり、(10)

式が実現できない不適切である。よって、 $\hat{d}$ が3の時に $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$ は最小となっている。

このときの制御結果を図2に示す。図2上図で、破線

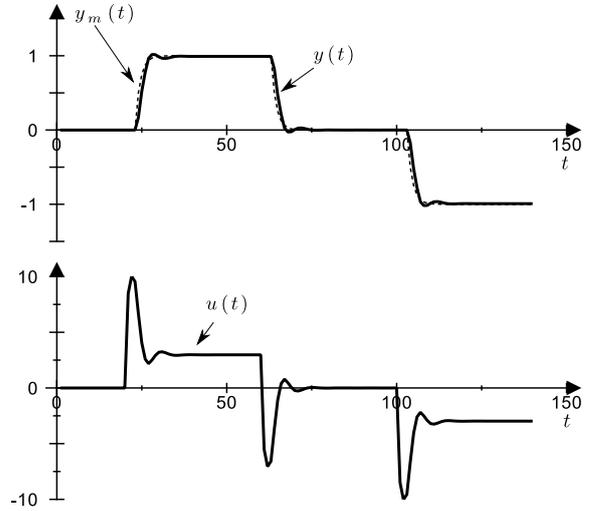


図2 FRIT 様のチューニングのときの制御結果  
Fig.2 Control result by the FRIT like tuning method

は $y_m(t)$ 、実線が $y(t)$ である。また、下図にこのときの $u(t)$ を示す。

図2より、 $y(t)$ は若干の振動があるものの、概ね $y_m(t)$ と同様に推移している。 $u(t)$ も過度の振動が無く安定に推移している。

#### 4.4 VRFT 様のチューニングの場合

$\lambda_F$ は試行錯誤で $\lambda_F = -0.6$ とした。チューニング時は $R = T_N(1)$ とした。

このときの $\hat{d}$ による $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$ と $\hat{\theta}_V$ の変化を表2に示す。表1より $\hat{d}$ が3のときに $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$ が最小である。

表2  $\hat{d}$ による $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$ の変化

Table 2 Change of  $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$  corresponding to  $\hat{d}$

$\hat{d}$		1	2	3	4	5
$J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$		54.1399	76.2849	44.3715	46.1440	50.0808
$\hat{\theta}_V$	$c_0$	1.0578	-3.4431	20.0000	7.1112	3.9490
	$c_{N,0}$	1.8196	0.9553	2.3800	2.3976	2.0389
	$c_{N,1}$	-1.4921	-1.7403	3.6900	-0.2668	-0.8893
	$c_{D,1}$	-0.3974	-0.4352	0.5600	-0.0222	-0.1404
	$c_{D,2}$	0.0160	-0.0629	0.1040	0.0900	0.0062
$c_{D,3}$	0.0324	0.0085	0.2460	0.0038	0.0059	

これらの制御結果を図3に示す。図3上図で、破線は $y_m(t)$ 、実線が $\hat{d} = 3$ のときの $y(t)$ である。また、下図は $u(t)$ を示している。

図3より、 $y(t)$ に若干の振動が見られた。 $u(t)$ も振動的である。

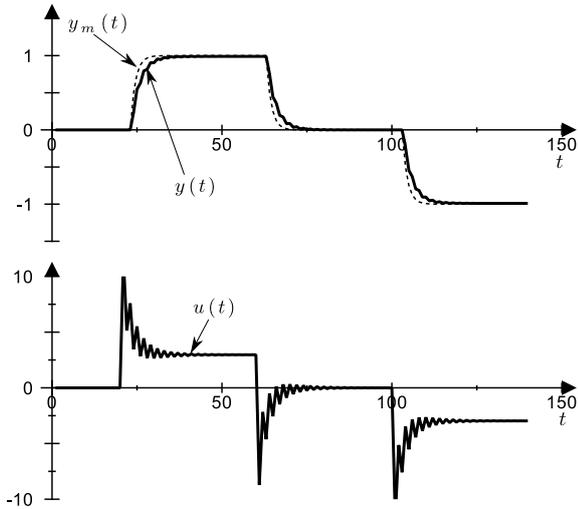


図3 VRIT 様のチューニングのときの制御結果

Fig.3 Control result by the VRIT like tuning method

#### 4.5 $C_D$ に直接的に重みを付加する方法

$\lambda_F = \lambda_v = 0$  としたときの  $\hat{d}$  による  $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$  と変化と  $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$  を表3に示す.

表3  $\hat{d}$  による  $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$  と  $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$  の変化  
Table 3 Change of  $J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$  and  $J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$  corresponding to  $\hat{d}$

$\hat{d}$	1	2	3	4	5
$J_F(\hat{\theta}_F, \hat{d})$	0.0000	0.0000	0.0000	0.0075	0.0478
$J_V(\hat{\theta}_V, \hat{d})$	19.0458	35.9976	0.0000	2.7696	8.9208

いずれの場合も、 $\hat{d} = 3$  で 0.0 となった。これらのとき、モデルマッチングとなるようなパラメータにチューニングできていることを確認した。しかし、制御対象は非最小位相系のため、制御系は不安定となる。

FRIT 様のチューニングの場合、 $Q = 0.05$  としたときの制御結果を図4に示す。

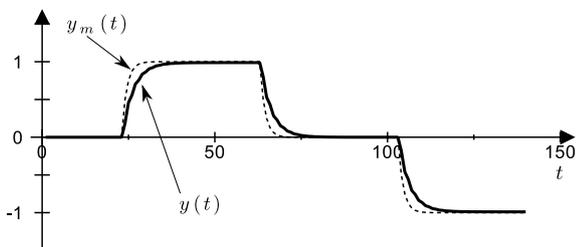


図4  $C_D$  に直接的に重みを加えたときの制御結果 (FRIT 様のチューニング) .

Fig.4 Control result when weight is applied directly to  $C_D$ .(FRIT like tuning method)

$y(t)$  に遅れがみられるが、良好に制御できていることが確認できる。

VRFT 様のチューニングの場合、 $Q = 1$  としたときの制御結果を図5に示す。

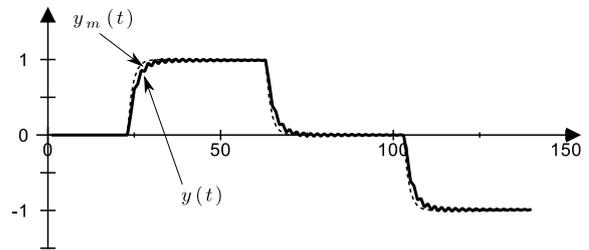


図5  $C_D$  に直接的に重みを加えたときの制御結果 (VRFT 様のチューニング)

Fig.5 Control result when weight is applied directly to  $C_D$ .(VRFT like tuning method)

$y(t)$  に振動が見られるが、良好に制御できていることが確認できる。

## 5. おわりに

本報告では、非最小位相系に対するデータ駆動型制御器のパラメータチューニング法について検討を行った。

この手法を数値シミュレーションで検討し、良好な結果が得られることを確認した。

今後は制御対象の条件の緩和、推定値の最適性の検討、従来の FRIT や VRFT との比較等を行う必要がある。

## 参考文献

- [1] M. Campi, A. Lecchini, and S. Savaresi: "Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers", Automatica, 38, pp.1337-1346 (2002)
- [2] 「特集「データ駆動制御—新機軸と新地平」」, 計測と制御, Vol.52, No.10 (2013)
- [3] 「直接的 PID 調整法 E-FRIT 公式サイト」, <http://e-frit.chase-dream.com/>
- [4] 山本, 金子, 脇谷, 木下, 大西, 久下本, 小岩井: 「データ指向型 PID 制御」, 森北出版株式会社 (2020)
- [5] 沖: 「最小二乗法によるデータ駆動型制御器設計法の一検討」, 2021 年 電気学会 電子・情報・システム部門大会講演論文集, pp.916-916 (2021)
- [6] 沖: 「最小二乗法によるデータ駆動型制御器チューニング法の目標値追従性と目標値フィルタに関する一考察」, 第 30 回計測自動制御学会中国支部学術講演会論文集, pp.105-106 (2021)