「SCI'14論文」特集号—I

FRIT を用いた多入出力むだ時間系に対する スミス補償器のチューニング —出力にむだ時間を持つ場合*

奥谷 明大[†]・金子 修[‡]・山本 茂[‡]

FRIT of the Smith Compensator for MIMO Time Delay Systems

—The Case of Output Delays*

Akihiro OKUYA[†], Osamu KANEKO[‡] and Shigeru YAMAMOTO[‡]

In this paper, we develop a controller tuning method of the Smith compensator for multi input multi output (MIMO) linear time-invariant systems with output time delays. Particularly, we apply fictitious reference iterative tuning (FRIT), which is one of the controller tuning methods with only one-shot experimental data, to such systems. Since the Smith compensator contains a model of a plant, it is expected that the model is also obtained together with control parameters by FRIT. To realize this expectation, we introduce a special structure of the Smith compensator with tunable parameters. Then, we also show that the application of FRIT to the parameterized Smith compensator yields not only a desired control parameter but also an appropriate mathematical model of a plant. To show the validity of the proposed method, we give an illustrative numerical example.

1. はじめに

プロセス制御 [1,2] や、ネットワークを介した遠隔制御 [3] など、実システムの制御において、制御対象のむだ時間の影響を無視できない状況は数多く存在する。さらに、プロセス制御などではむだ時間の存在に加えて、バルブやヒータなど複数のアクチュエータを用いて圧力や温度など複数の制御量を所望の値へ保持または設定する状況が非常に多く、そのような場合に出力間の応答の干渉を無視できない、すなわち、本質的に多入出力系として扱わなければならない状況も多い [4–7]。

ところで、むだ時間をもつシステムに対して、Fig. 1 の点線内のブロック線図で示すようなスミス補償器 [8] が所望の目標応答を得るために有効であることが知られている [2,8,9]。Fig. 1 に示すように、スミス補償器は制御対象のモデルを内包しており、制御対象とモデルが一

Fig. 1 The closed loop system with the Smith compensator

致、すなわち $P_m e^{-Ls} = \tilde{P}_m e^{-\tilde{L}s}$ であれば、適切に C_s を設定することで目標応答を得ることが可能である。しかし、モデルが制御対象の動特性を適切に表していない場合は、目的に応じたモデルを求める必要がある。そのためには、同定のための実験を行うことで適切なモデルを得ることが合理的なアプローチであるが、一方で、安全性の観点からは PE 性の高い信号を印加することが難しい状況や、運用の観点からは実験に時間をかけることが難しい状況も数多く存在する。このような場合、通常の操業・運転データのみで直接的に適切な制御器を獲得または更新・チューニングができると有用である。

そのような要求に応える一つのアプローチのひとつとして、一組の実験データのみを用いて直接的に制御器

* 原稿受付 2014 年 7 月 14 日

[†] 金沢大学 大学院 自然科学研究科 電子情報科学専攻
Graduate School of Natural Science, Kanazawa University;
Kakumamachi, Kanazawa City, Ishikawa 920-1192, JAPAN

[‡] 金沢大学 理工学域 電子情報学系 Institute of Science and Engineering, Kanazawa University; Kakumamachi, Kanazawa City, Ishikawa 920-1192, JAPAN

Key Words: controller tuning, time delay, MIMO, Smith compensator, FRIT.

パラメータをチューニングすることができる Fictitious Reference Iterative Tuning (FRIT) [10–12] が提案されている。さらに、スミス補償器は、前述のように制御対象のモデルを内包していることから、適切な制御器としてチューニングした結果、同時に適切なモデルを得ることも期待できる。そして、得られたモデルは運用中のプロセスの診断や解析に用いたり、不確かさの同定、アドバンスな制御器の設計に活用できる。このように、モデルを同時に得るという研究として、文献 [13–15] などで「制御系設計」と「同定」とを繰り返すアプローチも考案されている。ただし、複数回の実験を必要とするため、時間やコストがかかることが問題となる場合には、可能な限り少ない実験で行えると有用である。そのような観点から、著者らは、FRIT をスミス補償器や内部モデル制御器 [16] に用いることで、適切な制御対象のモデルと制御器パラメータを同時に獲得する手法を文献 [17] にて提案した。しかし、そこでは 1 入出力のむだ時間系を対象としていた。

そこで、本論文では、文献 [17] の拡張として、多入出力むだ時間系に対するスミス補償器に FRIT を適用することで、制御器パラメータと制御対象のモデルを同時に獲得する手法を提案する。とくに、出力側にむだ時間をもつ場合、すなわち、各出力端ごとに異なるむだ時間をもつ場合を対象とする。これは、たとえば、各出力を観測するセンサがおのおの異なる遅延時間をもつ場合などに相当する。このクラスの制御対象に対して、チューニングによるモデルと制御の同時獲得を可能にするスミス補償器の構造を導出する。そして、このようにして導入されたスミス補償器に対する FRIT の評価関数の最小化が、多入出力系の場合においても、目標応答伝達関数と閉ループ伝達関数の相対誤差、および、内部モデルと制御対象の相対誤差の減少におのおの関連することを示す。

なお、FRIT の多入出力系への拡張は、文献 [18–20] でも考察されている。それらの結果では、FRIT の評価関数を多入出力系に拡張しているが、その意味については考察されていない。一方で、本論文では、スミス補償器のみならず一般の多入出力制御器についても成立する性質として FRIT の評価関数の意味を明らかにしている。また、スミス補償器を対象とした FRIT を考察していることが、扱う対象としての相違点である。さらに、多入出力むだ時間系に対するモデルと制御器の同時獲得が可能である手法として提案している点が、考えている問題としての相違点である。

[表記] 本論文では、伝達関数が $P(s)$ で表されるシステムに入力時間信号 u を印加したときに出力時間信号を、簡単のため $y = P(s)u$ と表現する。なお、文脈から明らかな場合は伝達関数 $P(s)$ の変数 ' s ' の表記を省略し、単に P と表す。連続時間信号 w に対し、時刻 t での値を $w(t)$ と表す。行列やベクトル、そしてベクトル値信号は太字体で、たとえば $\mathbf{P}$, $\boldsymbol{\rho}$, $\mathbf{w}$ のように表記する。スカラーの

Fig. 2 The closed loop system with the tunable Smith compensator

連続時間信号 w に対し、そのサンプル時間を Δ としたときに、 $\|w\|_{(N,\Delta)} := \sqrt{\sum_{i=1}^N w(i\Delta)^2}$ を定義する。サイズが q のベクトル値連続時間信号 $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_q]$ に対し、 $\|\mathbf{w}\|_{(N,\Delta)} := \sqrt{\sum_{i=1}^q \|w_i\|_{(N,\Delta)}^2}$ で定義する。

2. 問題設定

Fig. 2 に示すようなスミス補償器を考える。ここで、 $\mathbf{P}$ は未知の動特性をもつ q 入力 q 出力の制御対象の伝達関数であり、各出力端ごとに異なるむだ時間をもち、各要素の分母・分子の次数は既知で、安定な最小位相系とする。本論文では、制御対象 $\mathbf{P}$ は各出力端ごとに異なるむだ時間をもつものを対象とするため、次式のように集中定数部分とむだ時間部分に分けることができる。

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_{11}e^{-L_1s} & \cdots & P_{1q}e^{-L_1s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{q1}e^{-L_qs} & \cdots & P_{qq}e^{-L_qs} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} e^{-L_1s} & 0 \\ & \ddots \\ 0 & e^{-L_qs} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \underbrace{\begin{bmatrix} P_{11} & \cdots & P_{1q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{q1} & \cdots & P_{qq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_m} \quad (1)$$

すなわち、集中定数部分を $\mathbf{P}_m$ 、むだ時間部分を $\mathbf{D}$ とし、

$$\mathbf{P} = \mathbf{D}\mathbf{P}_m \quad (2)$$

と表す。

$\tilde{\mathbf{P}}(\boldsymbol{\rho})$ をスミス補償器に内包するモデルとし、その (i,j) 要素は可調整なパラメータ

$$\boldsymbol{\rho} := [\boldsymbol{\rho}^{(11)} \ \cdots \ \boldsymbol{\rho}^{(ij)} \ \cdots \ \boldsymbol{\rho}^{(qq)}, \tilde{L}_1 \ \cdots \ \tilde{L}_q] \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\rho}^{(ij)} := [\rho_0^{(ij)} \ \cdots \ \rho_{n^{(ij)}}^{(ij)} \ \cdots \ \rho_{n^{(ij)}+m^{(ij)}+1}^{(ij)}] \quad (4)$$

を用いて、

$$\frac{s^{m^{(ij)}} + \rho_{n^{(ij)}+m^{(ij)}+1}^{(ij)} s^{m^{(ij)}-1} + \cdots + \rho_{n^{(ij)}+1}^{(ij)}}{\rho_{n^{(ij)}}^{(ij)} s^{n^{(ij)}} + \cdots + \rho_1^{(ij)} s + \rho_0^{(ij)}} \quad (5)$$

として表されるとする。ここで、 $n^{(ij)}$ と $m^{(ij)}$ はおのおの (i,j) 要素の伝達関数の集中定数部分の分母と分子の

次数とし、 $\mathbf{P}$ の対応する各要素の分母・分子それぞれの次数と同じとする。なお、ここでは分子多項式をモニックとしたが、分母多項式をモニックとしてもよい。モデル $\tilde{\mathbf{P}}(\rho)$ も (1) 式で表した制御対象 $\mathbf{P}$ と同様に

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{P}_{11}(\rho)e^{-\tilde{L}_1s} & \cdots & \tilde{P}_{1q}(\rho)e^{-\tilde{L}_1s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{P}_{q1}(\rho)e^{-\tilde{L}_qs} & \cdots & \tilde{P}_{qq}(\rho)e^{-\tilde{L}_qs} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{D}}(\rho)} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{P}_{11}(\rho) & \cdots & \tilde{P}_{1q}(\rho) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{P}_{q1}(\rho) & \cdots & \tilde{P}_{qq}(\rho) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{P}}_m(\rho)} \quad (6)$$

すなわち、集中定数部分を $\tilde{\mathbf{P}}_m(\rho)$ 、むだ時間部分を $\tilde{\mathbf{D}}(\rho)$ とし、

$$\tilde{\mathbf{P}}(\rho) = \tilde{\mathbf{D}}(\rho)\tilde{\mathbf{P}}_m(\rho) \quad (7)$$

と表す。スミス補償器内で用いる制御器 $\mathbf{C}_s$ も可調整パラメータをもつものとするが、この制御器の構造やパラメータ表現は主結果のところで述べる。

本論文では目標応答への追従問題を考える。ここで、目標応答伝達関数は

$$\mathbf{T}_d(\rho) = \tilde{\mathbf{D}}(\rho)\mathbf{T}_{dm} \quad (8)$$

として、 $\mathbf{T}_{dm}$ はその集中定数部分とする。 $\mathbf{T}_d(\rho)$ に調整パラメータ $\tilde{\mathbf{D}}(\rho)$ を含める理由は、目標応答の立ち上がりが制御対象 $\mathbf{P}$ のむだ時間に依存しており、 $\mathbf{P}$ が未知の状況ではこの立ち上がりもチューニングが必要なためである。なお、このような目標応答伝達関数の取り扱い、1 入出力系に関する文献 [21,22,17] と同じである。ただし、本論文では、さらに (1) 式で表される多入出力系のむだ時間系であるので、集中定数の目標応答伝達関数の出力側に可調整なむだ時間部分を配置することに注意する。

$\mathbf{r}$ を目標値信号とし、 ρ を実装した閉ループ系の入力や出力も ρ の関数としてみなせるので、 $\mathbf{u}(\rho)$ 、 $\mathbf{y}(\rho)$ はそれぞれ制御入力、制御出力とする。また、 ρ を実装した閉ループ系も $\mathbf{G}_{ry}(\rho)$ と表記する。

これらの設定のもと、本論文では実測される信号 $\mathbf{y}(\rho)$ と $\mathbf{u}(\rho)$ のみを直接用いた制御器パラメータのチューニングを考える。とくに、冒頭で述べたように一回の実験データで求めることが望ましいという観点から、あるパラメータ ρ_0 を実装した実験データ $\mathbf{u}(\rho_0)$ と $\mathbf{y}(\rho_0)$ を用いて、目標応答と対象のモデルを同時に取得する最適な制御器パラメータのチューニング方法を検討する。なお、以降ではとくに断らない限り、サンプリングタイムは Δ 、データ点数は N としておく。

Fig. 3 The conventional feedback system with tunable parameters

3. 1 入出力系の FRIT

ここでは、文献 [10–12] に基づき、1 入出力系の FRIT について簡単に説明する。Fig. 3 に示す一般的なフィードバック制御を考える。 $\mathbf{P}$ を制御対象、 $\mathbf{C}(\rho)$ をその分子多項式・分母多項式の係数が可調整パラメータベクトル ρ の要素によってパラメタライズされた制御器とする。目標応答を $\mathbf{y}_d$ とし、この応答を実現する目標伝達関数を $\mathbf{T}_d$ とする。そして、フィードバック系の応答を改善する目的で制御器のパラメータ ρ を適切に調整することによって実際のフィードバック系の出力 $\mathbf{y}(\rho)$ と目標応答 $\mathbf{y}_d$ との誤差をなるべく小さくすることを考える。

まず、ある初期パラメータ ρ_0 を用いた制御器 $\mathbf{C}(\rho_0)$ を与えて実験を行い、一組の入出力データ $\mathbf{u}(\rho_0)$ 、 $\mathbf{y}(\rho_0)$ を得る。つぎに、初期入出力データと制御器を用いて、次式で表される擬似参照信号 [23]

$$\tilde{\mathbf{r}}(\rho) = \mathbf{C}(\rho)^{-1}\mathbf{u}(\rho_0) + \mathbf{y}(\rho_0) \quad (9)$$

を計算する。ここで、 $\tilde{\mathbf{r}}(\rho)$ を、制御器 $\mathbf{C}(\rho)$ と実際の制御対象 $\mathbf{P}$ からなる閉ループ系に仮想的に印加する状況を想定すると、簡単な計算より

$$\mathbf{G}_{ry}(\rho)\tilde{\mathbf{r}}(\rho) = \mathbf{y}(\rho_0) \quad (10)$$

となり、実際の出力 $\mathbf{y}(\rho_0)$ が実現できることに注意しておく。この擬似参照信号 $\tilde{\mathbf{r}}(\rho)$ を用いた評価関数

$$J_F(\rho) = \|\mathbf{y}(\rho_0) - \mathbf{T}_d\tilde{\mathbf{r}}(\rho)\|_{(N,\Delta)}^2 \quad (11)$$

の最小化を行う方法が FRIT である。容易にわかるように、 $J_F(\rho)$ はパラメタライズされた制御器と、初期の制御データ一組で構成されている。すなわち、この最小化はオフラインで行うことができ、チューニングにかかるコスト削減の観点から有用であるといえる。この点が FRIT の大きな特長である。また、(11) 式に (10) 式を用いると、 $J_F(\rho)$ は

$$J_F(\rho) = \left\| \left(1 - \frac{\mathbf{T}_d}{\mathbf{G}_{ry}(\rho)} \right) \mathbf{y}(\rho_0) \right\|_{(N,\Delta)}^2 \quad (12)$$

とも書き表される。このことより、 $J_F(\rho)$ の最小化が、初期出力データの重みの上で $\mathbf{T}_d$ と $\mathbf{G}_{ry}(\rho)$ の相対誤差の最小化に相当することがわかる。

4. 主結果

4.1 同時獲得のためのスミス補償器

Fig. 2 のスミス補償器において、内部モデル $\tilde{P}_m$ をコントローラへのフィードバック部分と、むだ時間要素へと並列に書くと、Fig. 4 のように IMC[16] の制御器構造となる。FRIT を 1 入出力の IMC に適用した著者らの一連の結果 [24–26] より、Fig. 4 の破線部分を

$$C(\rho) = \tilde{P}_m(\rho)^{-1} T_{dm} \quad (13)$$

とおく。これは、非最小位相系に対する IMC 制御器内の IMC フィルタ ([4,16]) を T_{dm} と設定している ([17,25]) ことに相当する。さらに、Fig. 4 を等価変換して Fig. 5 とすると、通常のフィードバック制御系としての制御器は

$$C_F(\rho) = \tilde{P}_m(\rho)^{-1} \{I - T_{dm} \tilde{D}(\rho)\}^{-1} T_{dm} \quad (14)$$

とおくことができる。

ここで、もし $P = \tilde{P}(\rho)$ ，すなわちモデルが制御対象の動特性を正確に反映しているのであれば、付録 1. で示したような代数計算より

$$G_{ry}(\rho) = T_d(\rho) \quad (15)$$

を得て、閉ループ伝達関数が目標応答伝達関数と一致することがわかる。一方、逆に $G_{ry}(\rho) = T_d(\rho)$ となる場合を考えてみる。付録 2. より、(14) 式の制御器を用いたときの $G_{ry}(\rho)$ は

$$G_{ry}(\rho) = \left(I + P \tilde{P}(\rho)^{-1} (I - T_d(\rho))^{-1} T_d(\rho) \right)^{-1} \times P \tilde{P}(\rho)^{-1} (I - T_d(\rho))^{-1} T_d(\rho) \quad (16)$$

であるので、 $G_{ry}(\rho) = T_d(\rho)$ が達成されることで

$$T_d(\rho) = \left(I + P \tilde{P}(\rho)^{-1} (I - T_d(\rho))^{-1} T_d(\rho) \right)^{-1} \times P \tilde{P}(\rho)^{-1} (I - T_d(\rho))^{-1} T_d(\rho) \quad (17)$$

が成立する。(17) 式を整理すると

$$(I - P \tilde{P}(\rho)^{-1}) T_d(\rho) = 0 \quad (18)$$

を得る。 $T_d(\rho)$ が恒等的には非正則ではない有理関数行列であることより

$$P \tilde{P}(\rho)^{-1} = I \quad (19)$$

が generic に成立し、スミス補償器内のモデルとして制御対象の動特性が得られることがわかる。

以上のことより、(14) 式でパラメタライズされる制御器 $C_F(\rho)$ を Fig. 5 に実装した場合には、理想的な制御器の獲得と正確なモデルの獲得が等価であることがわかる。

Fig. 4 The IMC typed Smith compensator

Fig. 5 The conventional feedback systems equivalent to MIMO smith compensator

4.2 FRIT の適用と評価関数について

(14) 式でパラメタライズされる制御器 $C_F(\rho)$ を実装し、FRIT を適用することを考える。まず、あるパラメータ ρ_0 を実装し、データ $u(\rho_0)$ と $y(\rho_0)$ を取得する。なお、ここで ρ_0 を用いた制御器は閉ループ系を安定化するものと仮定する。つぎに、 $u(\rho_0)$ と $y(\rho_0)$ を用いて、擬似参照信号を計算する。この場合は

$$\begin{aligned} \tilde{r}(\rho) &= C_F(\rho)^{-1} u(\rho_0) + y(\rho_0) \\ &= T_{dm}^{-1} (I - T_{dm} \tilde{D}(\rho)) P_m(\rho) u(\rho_0) \\ &\quad + y(\rho_0) \end{aligned} \quad (20)$$

のように計算され、擬似出力は

$$T_d(\rho) \tilde{r}(\rho) = (I - T_d(\rho)) \tilde{P}(\rho) u(\rho_0) + T_d(\rho) y(\rho_0) \quad (21)$$

と計算される。そして、初期出力 $y(\rho_0)$ と擬似出力 $T_d(\rho) \tilde{r}(\rho)$ の誤差の評価関数を

$$J_F(\rho) = \|y(\rho_0) - T_d(\rho) \tilde{r}(\rho)\|_{(N,\Delta)}^2 \quad (22)$$

として、最小化を行う。1 入出力系の通常の FRIT と同様に、パラメタライズされた制御器と初期データのみで評価関数が構成されるので、この最小化はオフライン計算で実行可能である。

以下では評価関数 $J_F(\rho)$ の最小化の意味を考える。閉ループ系全体の伝達関数を $G_{ry}(\rho)$ とすると、初期出力 $y(\rho_0)$ は擬似参照信号 $\tilde{r}(\rho)$ を用いて

$$\begin{aligned} G_{ry}(\rho) \tilde{r}(\rho) &= (I + P C_F(\rho))^{-1} P C_F(\rho) \\ &\quad \times ((P C_F(\rho))^{-1} y(\rho_0) + y(\rho_0)) \\ &= y(\rho_0) \end{aligned} \quad (23)$$

と表される。ゆえに、擬似参照信号 $\tilde{r}(\rho)$ は

$$\tilde{r}(\rho) = G_{ry}(\rho)^{-1} y(\rho_0) \quad (24)$$

とも表される。すると、(22) 式の評価関数は

$$J_F(\rho) = \|(I - T_d(\rho)G_{ry}(\rho)^{-1})y(\rho_0)\|_{(N,\Delta)}^2 \quad (25)$$

と変形できる。すなわち 1 入出力系のときと同様に、 $J_F(\rho)$ の最小化が、初期出力データの重みの上で T_d と $G_{ry}(\rho)$ の相対誤差の最小化に相当することがわかる。なお、このことはスミス補償器のみならず、一般の多入出力制御系に FRIT を適用する場合において成立する。

一方で、(22) 式の評価関数 $J_F(\rho)$ は、(21) 式の関係を用いると

$$J_F(\rho) = \|(I - T_d(\rho))(I - \tilde{P}(\rho)P^{-1})y(\rho_0)\|_{(N,\Delta)}^2 \quad (26)$$

と書き直すことができる。すなわち、 $J_F(\rho)$ の最小化が、初期出力データと感度関数 $I - T_d(\rho)$ の重みの上でモデル $P(\rho)$ と制御対象 P の相対誤差の最小化に相当することがわかる。

以上のことより、(14) 式の制御器を実装した場合の FRIT の評価関数の最小化が、目標応答の改善と制御対象の数式モデルの更新に、初期データと感度関数の重みの上で対応することがわかる。

5. 数値例

ここでは、提案手法の有効性を検討するために数値例を用いて検討する。制御対象を

$$P = \begin{bmatrix} \frac{6e^{-2s}}{s^2+3s+2} & \frac{8e^{-2s}}{s^2+4s+3} \\ \frac{s^2+5s+6}{8e^{-4s}} & \frac{s^2+6s+8}{12e^{-4s}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{6e^{-2s}}{(s+2)(s+1)} & \frac{8e^{-2s}}{(s+3)(s+1)} \\ \frac{(s+2)(s+1)}{8e^{-4s}} & \frac{(s+3)(s+1)}{12e^{-4s}} \end{bmatrix} \quad (27)$$

とする。一方で、スミス補償器内に用いるモデル $\tilde{P}(\rho)$ は (6) 式のように、各要素の分子・分母多項式の係数およびむだ時間をチューニングパラメータとしてもつ形とする。とくに、初期パラメータ ρ_0 を用いたスミス補償器に内包するモデル $\tilde{P}(\rho_0)$ は

$$\begin{bmatrix} \frac{e^{-s}}{0.183s^2+0.550s+0.367} & \frac{e^{-s}}{0.163s^2+0.663s+0.500} \\ \frac{e^{-s}}{0.188s^2+0.913s+0.913} & \frac{e^{-s}}{0.092s^2+0.525s+0.700} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{5.4e^{-s}}{(s+2.0)(s+1.0)} & \frac{5.3e^{-s}}{(s+3.4)(s+1.4)} \\ \frac{6.2e^{-s}}{(s+3.1)(s+1)} & \frac{10.9e^{-s}}{(s+3.6)(s+2.1)} \end{bmatrix} \quad (28)$$

とする。そして、パラメータ調整後に制御系全体を非干渉化するために、非対角要素を零とした目標伝達関数

$$T_{dm} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(2s+1)^3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(2s+1)^3} \end{bmatrix} \quad (29)$$

を用いる。目標伝達関数の対角要素を 3 次遅れにしたのは、モデル $\tilde{P}_m(\rho)$ の各要素を 2 次遅れとしたので、コントローラ $C(\rho) = \tilde{P}_m(\rho)^{-1}T_{dm}$ がノンプロパーにならないようにするためである。

以上の準備のもと、目標値信号としてそれぞれ 10[s] と 20[s] で立ち上がるステップ信号を印加した。この設定における初期の目標応答 $T_d(\rho)r$ と出力 $y(\rho_0)$ を Fig. 6 にそれぞれ実線と一点鎖線で示す。また Fig. 7 に初期の入力 $u(\rho_0)$ を示しておく。Fig. 6 を見ると初期応答は目標応答から大きくそれており、さらに多入出力系に特有の干渉が現れている。これは内包したモデルが実際の動特性とむだ時間を適切に表していないことに起因する。そこで得られたデータ $y(\rho_0)$ と $y(\rho_0)$ を用いて提案手法を適用する。なお、ここでは分子多項式をモニックなものとしてパラメタライズし、非線形最適化手法には、CMA-ES (Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy) [27,28] を用いた。また、その際の最適化計算には Matlab を用いた。ここでの計算過程における $J_F(\rho)$ の減少の様子を縦軸を対数にとり Fig. 8 に示しておく。この図から $J_F(\rho)$ が十分に最小化されている様子がわかる。

このような最適化を行った結果として得られたパラメータ ρ^* によるモデル $\tilde{P}(\rho^*)$ は次のとおりである。

$$\begin{bmatrix} \frac{e^{-2s}}{0.163s^2+0.497s+0.333} & \frac{e^{-2s}}{0.123s^2+0.496s+0.375} \\ \frac{e^{-4s}}{0.124s^2+0.623s+0.375} & \frac{e^{-4s}}{0.083s^2+0.498s+0.667} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{6.08e^{-2s}}{(s+2.04)(s+1.00)} & \frac{8.16e^{-2s}}{(s+3.04)(s+1.00)} \\ \frac{8.08e^{-4s}}{(s+3.05)(s+1.98)} & \frac{12.12e^{-4s}}{(s+4.04)(s+2.00)} \end{bmatrix} \quad (30)$$

これらのパラメータを実装し制御を行った結果を Fig. 9 に示す。図中、破線がパラメータ調整後のモデルを用いて得られた新しい目標値応答 $T_d(\rho^*)r$ 、点線が閉ループ系の応答 $y(\rho^*)$ である。さらに、比較のために、Fig. 6 の初期の目標応答 $T_d(\rho)r$ と出力 $y(\rho_0)$ を、再度、Fig. 9 において実線および一点鎖線でおのおの示してある。また、同様に Fig. 10 に入力 $u(\rho^*)$ を示しておいた。

まず、目標応答についてみると、目標応答伝達関数 $T_d(\rho)$ (破線) は調整パラメータに $\tilde{L}$ を含むため、提案手法によるパラメータ調整後に制御対象のむだ時間に依存する立ち上がりを実現するはずである。実際、Fig. 9 より、更新後の目標応答 $T_d(\rho^*)r$ (破線) は制御対象のむだ時間に依存する立ち上がりを実現できていることがわかる。そして、実際の応答 $y(\rho^*)$ と $T_d(\rho^*)r$ はほぼ同じ応答をしており (点線と破線はほぼ重なっている)、初期応答 (実線) と比べても制御性能が改善されていることがわかる。さらにパラメータ調整後は非干渉化ができていたため、閉ループ系の応答 $y(\rho^*)$ には干渉がみられない。

Fig. 6 The initial response: the initial output $y(\rho_0)$ (the solid line), the desired closed loop response $T_d(\rho_0)r$ (the narrow dot-and-dash line), reference signal (the narrow solid line)

Fig. 7 The initial input $u(\rho_0)$ (the solid line)

モデルの改善については (27) 式の P と (30) 式の $\tilde{P}(\rho^*)$ を比較してもわかるように、当初の (28) 式のノミナルモデル $\tilde{P}(\rho_0)$ のパラメータよりも、実際のパラメータに近づいていることがわかる。

6. おわりに

本論文では、出力端に複数のむだ時間を持つ多入力多出力の制御対象に対するスミス補償器にデータを直接用いた制御器パラメータ調整手法FRITを適用することで、目標応答と制御対象のモデルを同時に獲得する手法につ

Fig. 8 The degradation of the cost function $J_F(\rho)$

Fig. 9 The final response and the initial response: the final output $y(\rho^*)$ (the dotted line), the final desired response $T_d(\rho^*)r$ (the narrow broken line), the initial response $y(\rho_0)$ (the solid line), the initial desired response $T_d(\rho_0)r$ (the narrow dot-and-dash line), reference signal (the narrow solid line)

Fig. 10 The final input $u(\rho^*)$

いて提案した。そして、提案手法の有効性を数値例を用いて検証した。

今後は、実用に向けての課題として入力端に複数のむだ時間をもつ制御対象や入力端および出力端におのおの異なるむだ時間をもつ制御対象への適用などに取り組むものとする。そして、安定性を満足するパラメータのチューニング方法についても現時点で取り組んでいる。なお、安定化については、本手法のみならず、一般のデータ駆動型制御器チューニング全般の未解決問題である。またノイズや初期データへの依存度など、実用の際して問題となる部分も解決していく予定である。

本研究の一部は科学研究費基盤研究 (C)25420432, (B)23360183 の援助を受けている。

参 考 文 献

- [1] 増淵: システム制御, コロナ社 (1987)
- [2] 阿部, 児島: むだ時間・分布定数系の制御, コロナ社 (2007)
- [3] 汐月: 双方向遠隔制御におけるむだ時間問題; 計測と制御, Vol. 45, No. 9, pp. 827-833 (2006)
- [4] 大嶋: プロセス制御システム, コロナ社 (2003)
- [5] 中本, 小久保, 中井, 田辺: 干渉のある流量制御系への最適レギュレータの応用; 計測自動制御学会論文集, Vol. 33, No. 6, pp. 494-501 (1997)
- [6] S. Wijaya, K. Shimizu and M. Nakamoto: LQR scheme for SCR process in combined-cycle thermal power plants; *Proceedings of the 5th International Symposium on Advanced Control and Industrial Process*, pp. 19-24, (2014)
- [7] 重政, 根岸, 馬場: 逆デカップラと PD フィードバックを用いた多変数 MD-PID 制御; 計測自動制御学会論文集, Vol. 49, No. 9, pp. 875-879 (2013)
- [8] O. J. M. Smith: A controller to overcome dead time; *ISA J.*, Vol. 6, No. 2, pp. 28-33 (1959)
- [9] 渡部: むだ時間システムの制御, 計測自動制御学会学術図書 (1993)
- [10] 相馬, 金子, 藤井: 一回の実験データを用いた制御器パラメータチューニングの新しいアプローチ-Fictitious Reference Iterative Tuning の提案; システム制御情報学会論文誌, Vol. 17, No. 12, pp. 528-536 (2004)
- [11] 金子: データを直接用いた制御器パラメータチューニング; 計測と制御, Vol. 47, No. 11, pp. 903-908 (2008)
- [12] O. Kaneko: Data-driven controller tuning: FRIT approach (Tutorial); *Proceedings of 11th IFAC Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP'13)*, pp. 326-336 (2013)
- [13] W. S. Lee, B. D. O. Anderson, I. M. Y. Mareels and R. L. Kosut: On some key issues in the windsurfer approach; *Automatica*, Vol. 31, No. 11, pp. 1577-1594 (1995)
- [14] 阿部, 市原: むだ時間系に対する IMC 構造を用いた閉ループ同定と補償器の繰り返し設計; 計測自動制御学会論文集, Vol. 36, No. 7, pp. 563-568 (2000)
- [15] P. M. J. van den Hof and R. J. P. Schrama: Identification and control: Closed-loop issues; *Automatica*, Vol. 31, No. 12, pp. 1750-1770 (1995)
- [16] M. Morari and E. Zafiriou: *Robust Process Control*, PTR Prentice Hall Englewood Cliffs (1989)
- [17] 金子, 和田垣, 山本: FRIT によるスミス補償器の最適制御パラメータとプラントとモデルの同時獲得について; 電気学会論文誌 C, Vol. 131, No. 4, pp. 742-750 (2011)
- [18] 林, 山本: データ指向型多変数 PID 制御系の一設計; 電気学会論文誌 C, Vol. 133, No. 12, pp. 2229-2235 (2013)
- [19] 赤松, 松井: 張力速度制御装置へのデータ駆動型制御器調整法の応用; 計測自動制御学会第 13 回制御部門大会講演論文集, PS-013 (2013)
- [20] 若山, 弓場井, 平井: 一組の閉ループ実験データによる相関係数を利用した制御器調整; 計測自動制御学会論文集, Vol. 43, No. 5, pp. 391-399 (2007)
- [21] 増田, 安田: 規範モデルのむだ時間調整機能を有した FRIT 法による性能改善; 第 37 回制御理論シンポジウム資料, pp. 235-238 (2008)
- [22] 田坂, 加納, 小河, 増田, 山本: 閉ループデータに基づく直接的 PID 調整とその不安定プロセスへの適用; システム制御情報学会論文誌, Vol. 53, No. 4, pp. 137-144 (2009)
- [23] M. G. Safonov and T. C. Tsao: The unfalsified control concept and learning; *IEEE Transactions on Automatic and Control*, Vol. 42, No. 6, pp. 843-847 (1997)
- [24] O. Kaneko, M. Miyachi and T. Fujii: Simultaneous updating of a model and a controller based on the fictitious controller; *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1358-1363 (2008)
- [25] O. Kaneko, M. Miyachi and T. Fujii: Simultaneous updating of model and controller based on fictitious reference iterative tuning; *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration*, Vol. 4, No. 1, pp. 63-70 (2011)
- [26] O. Kaneko, H. T. Nguyen, Y. Wadagaki and S. Yamamoto: Fictitious reference iterative tuning for non-minimum phase systems in the IMC architecture: Simultaneous attainment of controllers and models; *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration*, Vol. 5, No. 2, pp. 101-108 (2012)
- [27] N. Hansen: The CMA Evolution Strategy: a tutorial; <https://www.lri.fr/~hansen/cmatutorial.pdf> (2011)
- [28] Y. Wakasa, S. Kanagawa, K. Tanaka and Y. Nishimura: FRIT for systems with deadzone and its applications to ultrasonic motors; 電気学会論文誌 C, Vol. 131, No. 6, pp. 1209-1216 (2011)

付 録

付録 1. (15) 式について

本文中の (15) 式は (7) 式や (8) 式などを用いて以下のように導出される。

$$\begin{aligned}
G_{ry}(\rho) &= (I + PC_F(\rho))^{-1} PC_F(\rho) \\
&= \left(I + \tilde{D}(\rho)(I - T_{dm}\tilde{D}(\rho))^{-1}T_{dm} \right)^{-1} \\
&\quad \times \tilde{D}(\rho)\{I - T_{dm}\tilde{D}(\rho)\}^{-1}T_{dm} \\
&= \left(I + (I - \tilde{D}(\rho)T_{dm})^{-1}\tilde{D}(\rho)T_{dm} \right)^{-1} \\
&\quad \times (I - \tilde{D}(\rho)T_{dm})^{-1}\tilde{D}(\rho)T_{dm} \\
&= \tilde{D}(\rho)T_{dm} = T_d(\rho) \quad (A1)
\end{aligned}$$

付録 2. (14) 式の制御器を用いたときの $G_{ry}(\rho)$

本文中の (16) 式は (7) 式や (8) 式などを用いて以下のように導出される.

$$\begin{aligned}
G_{ry}(\rho) &= (I + PC_F(\rho))^{-1} PC_F(\rho) \\
&= \left(I + PP_m(\rho)^{-1} \left(I - T_{dm}\tilde{D}(\rho) \right)^{-1} T_{dm} \right)^{-1} \\
&\quad \times PP_m(\rho)^{-1} \left(I - T_{dm}\tilde{D}(\rho) \right)^{-1} T_{dm} \\
&= \left(I + P\tilde{P}(\rho)^{-1} \left(I - \tilde{D}(\rho)T_{dm} \right)^{-1} \tilde{D}(\rho)T_{dm} \right)^{-1} \\
&\quad \times P\tilde{P}(\rho)^{-1} \left(I - \tilde{D}(\rho)T_{dm} \right)^{-1} \tilde{D}(\rho)T_{dm} \\
&= \left(I + P\tilde{P}(\rho)^{-1} (I - T_d(\rho))^{-1} T_d(\rho) \right)^{-1} \\
&\quad \times P\tilde{P}(\rho)^{-1} (I - T_d(\rho))^{-1} T_d(\rho) \quad (A2)
\end{aligned}$$

著者略歴

おく や あき ひろ
奥谷 明大 (学生会員)

2014 年 3 月金沢大学理工学域電子情報学類卒業, 同年 4 月金沢大学自然科学研究科電子情報科学専攻博士前期課程入学, 現在に至る. システム制御の理論と応用の研究に従事.

かね こ おさむ
金子 修 (正会員)

1994 年長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了. 同年 4 月から 1996 年 3 月まで石川島システムテクノロジー株式会社勤務. 1999 年大阪大学基礎工学研究科博士課程単位認定退学. 同年大阪大学大学院基礎工学研究科助手, 2009 年金沢大学理工研究域電子情報学系准教授, 現在に至る. 制御理論とその応用の研究に従事. 博士 (工学). 2008 年本会論文賞・砂原賞受賞, 2012 年計測自動制御学会論文賞受賞.

やま もと しげる
山本 茂 (正会員)

1964 年 5 月生. 1989 年大阪大学大学院工学研究科修士課程修了. 同年, 大阪大学工学部助手, 大阪大学基礎工学部助手, 講師, 助教授を経て 2007 年より金沢大学自然科学研究科教授, 配置換えにより, 2008 年金沢大学理工研究域教授, 現在に至る. 制御理論とその応用の研究に従事. 博士 (工学).