時変系に対する Exact Model Matching 制御系の構成法と火力発電プラント多変数制御系への適用

正 員 内 田 主 幹 (九州電力)

正 員 廣 崎 豊 伸 (九州電力)

非会員 豊 田 幸 裕 (九州電機製造)

正 員 中 村 秀 雄 (日本ベレー)

Synthesis of Exact Model Matching Method for Time-Varying Plants and Application to Multivariable Control System of Thermal Power Plants

Motomiki Uchida, Member, Toyonobu Hirosaki, Member (Kyushu Electric Power Co., Inc.), Yukihiro Toyoda, Non-member (Kyushu Denki Seizo Co., Ltd.), Hideo Nakamura, Member (Bailey Japan Co., Ltd.)

Fundamental structures of MRACS have not made remarkable progresses since a control system design method was advocated by V. V. Monopoli in 1974. Although various approaches have been developed and achieved successful results for parameter adjustment algorithm, the application of almost all these systems is limited to time-invariant systems. The authors have been making research on MRACS which can be applied to the systems with unpredictable parameter variations.

In this paper, a design method of the Exact Model Matching Control System (EMM) which can be applied to time-varying plants is introduced. The usefulness of the method examined by a simulation study which is carried out on a 13th-order model of the steam temperature control systems of a thermal power plant.

キーワード：予測値演算回路網，EMM，MRACS，時変系，火力発電所蒸気温度制御

1. ま え が き

時変系に対するモデル規範形適応制御 (MRACS) では、制御系設計の際、プラントを時不変系とみなして取扱ひ、可調節パラメータに忘却係数を含んだ適応アルゴリズムを導入する方法⁽¹⁾と、当初より制御対象を時変系として記述し、制御系を設計する積極的な方法とがある。前者は、プラントの特性が比較的穏やかに変化する場合にしか適用できない点⁽²⁾、後者は、収束速度の面で不満足な面がみられる⁽³⁾。

火力発電プラントを制御対象として考えた場合、起動時の蒸気温度制御においては、制御開始以降、直ちに規範モデルどおりの蒸気温度になることが要求されており (トラッキング問題)、一方通常運転時では中

央給電指令所からの発電量要求指令 $w(t)$ (計測可能で予測不可能な外乱) により、発電量が絶えず変化し、そのような条件下でも蒸気温度を設定値の許容範囲内に制御することが要求される (レギュレーション問題)。このようなプラントは、動特性パラメータが、運転条件、特に発電量指令のレベルに応じて変化するので、パラメータが変化している途中でも、制御出力は規範モデルどおりに追従する必要があり、従来の MRACS 制御系の収束特性では不十分である。その対策として、EMM の考え方により、未知パラメータとその導関数とを適応的に同定することにより⁽⁴⁾制御出力が規範モデルの出力に速かに一致する制御系が容易に実現できることを示す。通常の EMM 制御系では、制御入力を求める関係式を、時変系に対して導出

しなければならないが、本論文では、制御対象の動的方程式が可観測正準形で表現される場合には、制御入力を一定のルールに従い演算回路上で合成する方法を示し、また火力発電プラントなどのように、時変パラメータを有する非線形系が、物理モデルで記述される場合の、制御系設計法を紹介する。併せて、入出力数の調整などの現実的な問題の解決方法について記述する。なお、本制御系設計法を、多変数火力プラント動特性モデルについて、シミュレーション実験を行い、その有効性を確認した。

2. 従来の MRACS の問題点⁽⁴⁾

時変系の動的方程式を次式とする。

$$A(s, t)y(t) = B(s, t)u(t) \quad (1)$$

次数は、

$$\partial A(s, t) = n, \partial B(s, t) = m, d \triangleq n - m \quad (2)$$

r を正実数として、一意に下式に変形できる。

$$\begin{aligned} (s+r)^d y(t) = & \{\theta_1(t) + \theta_2(t)(s+r)^{-1} \\ & + \cdots + \theta_n(t)(s+r)^{-n+1}\} u(t) \\ & + \{\theta_{n+1}(t) + \theta_{n+2}(t) \\ & (s+r)^{-1} + \cdots + \theta_{2n}(t) \\ & (s+r)^{-n+1}\} y(t) \quad (3) \end{aligned}$$

あるいは、ベクトル表示とし、

$$(s+r)^d y(t) = \theta^T(t) z(t) \quad (4)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \theta(t) = & [\theta_1(t), \theta_2(t), \dots, \theta_{2n}(t)]^T \\ z(t) = & [u(t), (s+r)^{-1}u(t), \dots, (s+r)^{-n+1} \\ & \times u(t), y(t), (s+r)^{-1}y(t), \dots, \\ & (s+r)^{-n+1}y(t)]^T \end{aligned}$$

あるいは、

$$(s+r)^d y(t) = \theta'^T(t) z'(t) + \theta_1(t) u(t) \quad (5)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \theta'(t) = & [\theta_2(t), \theta_3(t), \dots, \theta_{2n}(t)]^T \\ z'(t) = & [(s+r)^{-1}u(t), \dots, (s+r)^{-n+1}u(t), \\ & y(t), (s+r)^{-1}y(t), \dots, (s+r)^{-n+1} \\ & \times y(t)]^T \end{aligned}$$

制御目標を下式の微分方程式とする。

$$(s+r)^d y(t) - (s+r)^d y_r(t) = 0 \quad (6)$$

あるいは、(5)式により

$$\theta_1(t) u(t) + \theta'^T(t) z'(t) - (s+r)^d y_r(t) = 0 \quad (7)$$

従って、

$$u(t) = -\theta_1(t)^{-1} \{\theta'^T(t) z'(t) - (s+r)^d y_r(t)\} \quad (8)$$

パラメータの真値 $\theta(t)$ は未知なので、その推定値 $\hat{\theta}(t)$ を用いて下式の制御入力 $\hat{u}(t)$ とする。ただし、このときの出力を $\hat{y}(t)$ とする。

$$u(t) = -\hat{\theta}_1(t)^{-1} \{\theta'^T(t) z'(t) - (s+r)^d y_r(t)\} \quad (9)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \hat{z}'(t) = & [(s+r)^{-1}u(t), \dots, (s+r)^{-n+1}u(t), \\ & \hat{y}(t), (s+r)^{-1}\hat{y}(t), \dots, (s+r)^{-n+1} \\ & \times \hat{y}(t)]^T \quad (10) \end{aligned}$$

あるいは、下式が成立するような制御となっている。

$$\hat{\theta}^T(t) \hat{z}(t) = (s+r)^d y_r(t) \quad (11)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \hat{z}(t) = & [\hat{u}(t), (s+r)^{-1}\hat{u}(t), \dots, (s+r)^{-n+1} \\ & \times \hat{u}(t), \hat{y}(t), (s+r)^{-1} \\ & \times \hat{y}(t), \dots, (s+r)^{-n+1} \hat{y}(t)]^T \end{aligned}$$

$$\hat{\theta}(t) = [\hat{\theta}_1(t), \hat{\theta}_2(t), \dots, \hat{\theta}_{2n}(t)]^T \quad (12)$$

ところで、入力が $\hat{u}(t)$ のときの出力が $\hat{y}(t)$ なので、 $\hat{z}(t)$ と $\hat{y}(t)$ の関係は(3)式より下式となる。

$$(s+r)^d \hat{y}(t) = \theta^T(t) \hat{z}(t) \quad (13)$$

出力誤差 $e(t)$ は、 $e(t) \triangleq \hat{y}(t) - y_r(t)$

$$e(t) = (s+r)^{-d} \theta^T(t) \hat{z}(t) - (s+r)^{-d} \hat{\theta}^T(t) \hat{z}(t) \quad (14)$$

プラントは時不変系と仮定すると、

$$\theta(t) = \theta \quad (15)$$

となり、 $(s+r)^{-d}$ と $\theta(t) = \theta$ の順序を変更できる。

$$\xi(t) \triangleq (s+r)^{-d} \hat{z}(t) \quad (16)$$

と定義すると、(14)式は下式となる。

$$e(t) = \theta^T \xi(t) - (s+r)^{-d} \{\hat{\theta}^T(t) \hat{z}(t)\} \quad (17)$$

次に、拡張誤差信号 $\varepsilon(t)$ を次式のように定義すると、

$$\varepsilon(t) = [\theta - \hat{\theta}(t)]^T \xi(t) = \hat{y}(t) - \hat{\theta}^T(t) \xi(t) \quad (18)$$

PE 条件が成立すれば、適当なパラメータ調整則により

$$\hat{\theta}(t) \rightarrow \theta$$

に収束させることができるので、 $\hat{\theta}(t)$ が一定値に収束すると、(17)式の $(s+r)^{-d}$ と $\hat{\theta}(t)$ の順序を入れ替えることができ、 $e(t) \rightarrow 0$ となる。

すなわち、従来の MRACS の手法では時不変系のプラントにおいても収束の過程においては、出力は規範モデルと等しくない。一方、次章以下に述べる手法によると、プラントと規範モデルの初期値を一致させて制御を開始すると、常にプラント出力が規範モデルの出力に等しくなる制御を実現できる。

3. 可観測正準形の EMM⁽⁵⁾⁽⁶⁾

制御対象は可観測正準形で表現されており、 $w(t)$ を外部入力として下式とする。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y(t) \\ y_1(t) \\ \vdots \\ y_{d-1}(t) \\ \vdots \\ y_{n-1}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -a_1(t) & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -a_2(t) & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -a_d(t) & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ -a_n(t) & 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ y_1(t) \\ \vdots \\ y_{d-1}(t) \\ \vdots \\ y_{n-1}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_1(t) \\ \vdots \\ b_{m+1}(t) \end{bmatrix} u(t) \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ d_1(t) \\ \vdots \\ d_{m+1}(t) \end{bmatrix} w(t) \quad \cdots (19) \end{aligned}$$

あるいは、

$$\begin{aligned} \frac{d^n}{dt^n} y(t) + \sum_{i=1}^n \frac{d^{n-i}}{dt^{n-i}} \{a_i(t)y(t)\} \\ = \sum_{i=1}^{m+1} \frac{d^{m-i+1}}{dt^{m-i+1}} \{b_i(t)u(t)\} \\ + \sum_{i=1}^{m+1} \frac{d^{m-i+1}}{dt^{m-i+1}} \{d_i(t)w(t)\} \quad \cdots (20) \end{aligned}$$

これを簡単に下式と表記する。

s を微分演算子として、

$$\begin{aligned} \left\{ s^n + \sum_{i=1}^n s^{n-i} a_i(t) \right\} y(t) &= \left\{ \sum_{i=1}^{m+1} s^{m-i+1} b_i(t) \right\} u(t) \\ &+ \left\{ \sum_{i=1}^{m+1} s^{m-i+1} d_i(t) \right\} w(t) \quad \cdots (21) \end{aligned}$$

あるいは、

$$A(s, t)y(t) = B(s, t)u(t) + D(s, t)w(t) \quad \cdots (22)$$

規範モデル $y_r(t)$ については、下式のように時変系としてもよい。

$$\begin{aligned} \left\{ s^n + \sum_{i=1}^n s^{n-i} a_{ir}(t) \right\} y_r(t) \\ = \left\{ \sum_{i=1}^{l+1} s^{l-i+1} d_{ir}(t) \right\} r(t) \quad \cdots (23) \end{aligned}$$

または、

$$A_r(s, t)y_r(t) = D_r(s, t)r(t) \quad \cdots (24)$$

$$m \geq l \geq 0 \quad \cdots (25)$$

$$d \leq d_w, \quad d \leq d_r \quad \cdots (26)$$

ただし、 d : 制御対象の相対次数 $= n - m$,

d_r : 規範モデルの相対次数 $= n - l$, d_w : 外部入力の相対次数 $= n - m$

制御対象と同じ動特性を有するモデル $y_s(t)$ を考えると、

$$\begin{aligned} \left\{ s^n + \sum_{i=1}^n s^{n-i} a_i(t) \right\} y_s(t) &= \\ \left\{ \sum_{i=1}^{m+1} s^{m-i+1} b_i(t) \right\} u(t) &+ \left\{ \sum_{i=1}^{m+1} s^{m-i+1} d_i(t) \right\} w(t) \quad \cdots (27) \end{aligned}$$

あるいは

$$A(s, t)y_s(t) = B(s, t)u(t) + D(s, t)w(t) \quad \cdots (28)$$

制御目標は下式の微分方程式とする。(ただし r : 任意の正実数)。($s+r$) ^{d} $= 0$ は閉ループ系の極を指定しており、 r は制御偏差が減衰する割合を表すパラメータとなる。

$$(s+r)^d y(t) - (s+r)^d y_r(t) = 0 \quad \cdots (29)$$

制御対象の相対次数 d は

$$d = n - m > 0 \quad \cdots (30)$$

なので、積分器の出口の状態変数 $y_i(t)$ については下式の関係が成り立つ。

$$\begin{aligned} d/dt \, y_{i-1}(t) &= y_i(t) - a_i(t)y(t) \\ (i=1, 2, \cdots, d-1) \quad \cdots (31) \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} y_0(t) &\triangleq y(t) \\ d/dt \, y_{d-1}(t) &= y_d(t) - a_d(t)y(t) + b_1(t)u(t) \\ &+ d_1(t)w(t) \end{aligned}$$

(31) 式を $i=1$ について $(d-1)$ 回微分すると、

$$\begin{aligned} \frac{d^d}{dt^d} y(t) &= y_d(t) - a_d(t)y(t) \\ &- \left[\frac{d}{dt} \{a_{d-1}(t)y(t)\} + \frac{d^2}{dt^2} \right. \\ &\times \{a_{d-2}(t)y(t)\} + \cdots + \frac{d^{d-1}}{dt^{d-1}} \\ &\times \{a_1(t)y(t)\} + b_1(t)u(t) \\ &\left. + d_1(t)w(t) \right] \quad \cdots (32) \end{aligned}$$

が得られる。 $d^i \{a_i(t)y(t)\} / dt^i$ の演算を行うと、(33) 式の関係式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^i}{dt^i} y(t) &= y_i(t) - a_i(t)y(t) - \sum_{k=1}^{i-1} \sum_{j=0}^{i-k} C_j \\ &\quad \times \{S^j a_k(t)\} \{S^{i-k-j} y(t)\} \\ &\quad (i=1, 2, \dots, d-1) \\ \frac{d^d}{dt^d} y(t) &= y_d(t) - a_d(t)y(t) + b_1(t)u(t) \\ &\quad + d_1(t)w(t) - \sum_{k=1}^{i-1} \sum_{j=0}^{i-k} d_{-k} C_j \{S^j a_k(t)\} \\ &\quad \times \{S^{d-k-j} y(t)\} \\ &\quad \dots\dots\dots (33) \end{aligned} \right\}$$

従って、 $d^i y(t)/dt^i$ は、 $y_i(t)$ と $d^i a_j(t)/dt^i$ との積の形で表現でき、 $F[d^i a_j(t)/dt^i]$ を $(d+1)$ 次の行列として下式の表現ができる。

$$Y_d(t) = F[d^i a_j(t)/dt^i] Y(t) \dots\dots\dots (34)$$

$$Y_d(t) = \left[y(t), \frac{d}{dt} y(t), \frac{d^2}{dt^2} y(t), \dots, \frac{d^d}{dt^d} y(t) \right. \\ \left. - b_1(t)u(t) - d_1(t)w(t) \right]^T$$

$$Y(t) = [y(t) \ y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_d(t)]^T$$

下式のベクトル F を定義して、

$$F \triangleq [r^d \ dr^{d-1} \ \dots \ d C_i r^{d-i} \ \dots \ 1]^T \dots\dots\dots (35)$$

を(34)式の左側からかけると下式が得られる。

$$(s+r)^d y(t) - b_1(t)u(t) - d_1(t)w(t) = F^T Y_d \\ = F^T F[d^i a_j(t)/dt^i] Y(t) \dots\dots\dots (36)$$

上式に(29)式を代入して $u(t)$ を求めると、

$$u(t) = -b_1(t)^{-1} \{ F^T F[d^i a_j(t)/dt^i] Y(t) \\ - (s+r)^d y_r(t) + d_1(t)w(t) \} \dots (37)$$

なお、相対次数 $d=4$ の場合の $F[d^i a_j(t)/dt^i]$ は図1の構成図で表現できる。

(36)式を(37)式に代入すると、

$$u(t) = -b_1(t)^{-1} \{ (s+r)^d y(t) - (s+r)^d y_r(t) \\ - b_1(t)u(t) \} \dots\dots\dots (38)$$

と表現できる。(37)式あるいは(38)式の $(s+r)^d y(t)$ は、実際の制御の場合は図1のようにプラントと同一のパラメータを有する演算回路により、 $(s+r)^d y_s(t)$ なる信号を生成させることができる。

(37)式の $F^T F[d^i/dt^i a_j(t)] Y(t)$ や(38)式の $(s+r)^d y(t)$ は出力 $y(t)$ の予測値を演算するものであり、図1のような回路網により一定のルールに従って規則的な演算を行うことにより得られる信号である。(37)式あるいは(38)式により制御入力 $u(t)$ を求め、これを $y(t)$ の回路の入力とすることにより、予測値演算回路網により制御入力 $u(t)$ を生成する回路を構成することができる。この方法の場合、プラントのパラメータ $a_i(t)$, $b_i(t)$ を適応同定^{(6)~(9)}により求めることにより $u(t)$ が得られるが、シミュレーションテス

図1 予測値演算回路網による $(s+r)^d y(t)$ の信号生成

Fig.1. Synthesizing signal of $(s+r)^d y(t)$ by the predictor-network.

トによると、小期間につき、時間に関する二次曲線近似を行う程度で、十分満足できる出力誤差の収束特性が得られることが確認できた。

本制御方式の特徴は、時変パラメータがプラントの状態変数の非線形関数としてもとくに支障なく、適応同定をしつつ、制御入力を生成することができることである。(37)式の $F[d^i a_j(t)/dt^i]$ が、プラントのパラメータ変化に対応して変化し、その結果、 $u(t)$ が変化するので、 $F[d^i a_j(t)/dt^i]$ は従来のパラメータ調整則と類似の機能をもっていることになり、(35)式の F の要素を変更することにより任意の収束特性を有する制御系の構成が可能である。

4. 可制御正準形の EMM

制御対象の動的特性を可制御正準形で表現すると、基本式は

$$\{s^n + a_1(t)s^{n-1} + \dots + a_n(t)\}x(t) = u(t) \\ y(t) = \{b_1(t)s^m + b_2(t)s^{m-1} + \dots + b_{m+1}(t)\}x(t) \\ \dots\dots\dots (39)$$

となる。出力 $y(t)$ の k 回微分は、

$$s^k y(t) = \sum_{i=1}^{k+1} \sum_{j=1}^{m+1} \{s^{k-i+1} b_j(t)\} \cdot \{s^{m-j+1} x(t)\} \\ (k=1, 2, \dots, d) \dots\dots\dots (40)$$

図 2 予測値演算回路網による EMM
Fig. 2. Predictor-network-based EMM.

上式で、 $k=d, i=k+1, j=1$ とすると、 $s^d y(t)$ は $b_1(t)s^d x(t)$ を含むことになるが、(39)式により

$$b_1(t)\{s^n x(t)\} = b_1(t)\left\{u(t) - \sum_{i=1}^n a_i(t)s^{n-i}x(t)\right\} \quad (41)$$

であるから、 $s^d y(t)$ は $b_1(t)u(t)$ を含んでおり、

$$\partial\{s^d y(t)\}/\partial u(t) = b_1(t) \quad (42)$$

となる。そこで可制御正準形の場合も(38)式により制御入力 $u(t)$ が求まる。なお、可制御正準形でプラントの動的特性を表現した場合のパラメータの適応同定は相良らの方法⁽⁷⁾⁽⁸⁾を用いて実施することにより MRACS を構成することができる。

5. 物理モデルの EMM

制御対象の動的特性を可観則正準形や可制御正準形で認識すると、規則的な回路構成となっているので、一定のルールに従って予測値演算回路網を構成することにより出力誤差信号の収束特性を制御できることがわかった。

しかし、物理的な解析などで得られたモデルは一般的には正準形とはならず、またそのモデルを正準形に変換するのは時変系の場合複雑であり、実用上問題がある。火力発電所の蒸気温度制御系や倒立振り子あるいはロボットの運動を考えた場合には時変系で非線形の系となるが、動的方程式が理論的に導出できるので、そのパラメータは基本的には既知である。このような既知パラメータの時変系システムに適用可能な EMM の構成法を述べる。

〈5・1〉 簡単な例題による説明 パラメータが、時間および状態変数の関数である下式の場合について説明する。

$$\begin{cases} (S + a_1(t, y))y(t) = b_1(t, y)x(t) \\ (S + a_2(t, x))x(t) = b_2(t, x)u(t) \end{cases} \quad (43)$$

この場合、相対次数 $d=2$ なので

$$(S + r)^2 y(t) - (S + r)^2 y_r(t) = 0 \quad (44)$$

の信号を、 $u(t), x(t), y(t)$ の状態変数により表現できると、(38)式により制御入力 $u(t)$ を求めることができる。(43)式の $Sy(t)$ を微分すると、

$$\begin{aligned} S^2 y(t) = & -\frac{\partial}{\partial t}\{a_1(t, y)\}y(t) \\ & -\frac{\partial}{\partial y}\{a_1(t, y)\}\dot{y}(t)y(t) \\ & -a_1(t, y)\dot{y}(t) + \left[\frac{\partial}{\partial t}\{b_1(t, y)\} \right. \\ & \left. -a_2(t, x)b_1(t, y)\right]x(t) \\ & +\frac{\partial}{\partial y}\{b_1(t, y)\}x(t)\dot{y}(t) \\ & +b_1(t, y)b_2(t, x)u(t) \quad (45) \end{aligned}$$

従って、

$$\begin{aligned} (S + r)^2 y(t) - (S + r)^2 y_r(t) = & -\frac{\partial}{\partial t}\{a_1(t, x)\}y(t) \\ & -\frac{\partial}{\partial y}\{a_1(t, y)\}\dot{y}(t)y(t) \end{aligned}$$

図 3 火力発電プラントモデル
Fig. 3. Simulation model of a thermal power plant.

$$\begin{aligned}
 & -a_1(t, y) \dot{y}(t) + \left\{ \frac{\partial}{\partial t} \{b_1(t, y)\} \right. \\
 & \left. - a_2(t, x) b_1(t, y) \right\} x(t) \\
 & + \frac{\partial}{\partial y} \{b_1(t, y)\} x(t) \dot{y}(t) \\
 & + b_1(t, y) b_2(t, x) u(t) + 2r \{b_1(t, y) x(t) \\
 & - a_1(t, y) \dot{y}(t)\} + r^2 y(t) - (S+r)^2 y_r(t) \\
 & \dots\dots\dots (46)
 \end{aligned}$$

これを構成線図で示すと図2のとおりとなるが、(38)式で $d=2$ として(29)式を満足する制御入力信号を求めることができる。

〈5・2〉 多入力出力系の制御 実プラントの場合、入力を操作した場合の出力応答の周波数特性は平坦ではなく、必要なプラントの周波数特性をカバーできないケースがある。このように出力数に比べ入力数が多い場合の一例として、火力発電所の蒸気温度制御系の設計について述べる。

火力発電プラントの場合には、3入力2出力系となっており、出力は主蒸気温度(SHT)と、再熱蒸気温度(RHT)の2出力で、入力は過熱器スプレー(SP)、燃料(FR)、ガス再循環量(GR)の3操作量である。

ボイラ本体の設計の考え方は、過熱器スプレーにより、主蒸気温度偏差の高周波数成分を制御し、燃料とガス再循環量により、主蒸気温度の残りの低周波数成分と、再熱蒸気とを一括して制御することを基本としている。

図 4 相対次数関係図
Fig. 4. Relation of the relative degree between each manipulated variables.

図 5 相対次数関係図(制御系構成用)
Fig. 5. Relation of the relative degree between each manipulated variables (for designing EMM controllers).

火力発電所の蒸気温度制御系は中央給電指令所からの発電量指令 $w(t)$ により主蒸気温度 SHT、再熱蒸気 RHT が変化するが、最適な制御を行って、各蒸気温度偏差を 0 に保つこと[規範モデル $y_r(t)=0$]が制御目標である。そこで(38)式の $y(t)$ は、 $w(t)$ の関数と

図 6 火力発電プラントシミュレーションモデルに EMM 適用のための予測値演算回路網

Fig. 6. Predictor-network to be applied to the simulation model of thermal power plant.

図 7 シミュレーション結果
Fig. 7. Simulation results.

なる。図 3 において、相対次数の関係は図 4 に示すとおりであり、 $d \leq d_r$ の条件については、 $SH(t)$ に関して、 $FR(t)$ 、 $GR(t)$ は満足していない。そこで、 $SH(t)$ の応答を、 $TS/(1+TS) \cdot w(t)$ に対する $SH(t)$ の応答、すなわち高周波数成分を $SP(t)$ で制御し、残りの $1/(1+TS) \cdot w(t)$ に対する $SH(t)$ の応答 (低周波数成分) と $RH(t)$ の応答を $FR(t)$ と $GR(t)$ で制御する制御系の構成とする。

相対次数の関係は、図 4 から図 5 に変更でき、 $d \leq d_w$ の条件を満足させることができるので、時変系の EMM を構成できる。

制御目標として、下式を設定する。

$$\left. \begin{aligned} (s+r)^2 SH\{SP(t), 0, 0, W_s(t)\} &= 0 \\ (s+r)^3 SH\{0, FR(t), GR(t), W_r(t)\} &= 0 \\ (s+r) RH\{SP(t), FR(t), GR(t), W(t)\} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (47)$$

ただし、

$$W_s(t) \triangleq TS/(1+TS) \cdot W(t)$$

$$W_r(t) \triangleq 1/(1+TS) \cdot W(t)$$

上式から、各制御入力力は下式により与えられる。

$$\left. \begin{aligned} SP(t) &= -b_{1s}(t)^{-1} \{ (s+r)^2 SH\{SP(t), 0, 0, W_s(t)\} - b_{1s}(t) SP(t) \} \\ FR(t) &= -b_{1f}(t)^{-1} \{ (s+r)^3 SH\{0, FR(t), GR(t), W_r(t)\} - b_{1f}(t) FR(t) \} \\ GR(t) &= -b_{1c}(t)^{-1} \{ (s+r) RH\{SP(t), FR(t), GR(t), W(t)\} - b_{1c}(t) GR(t) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (48)$$

(47) 式を構成線図で表現すると図 6 となるが、この閉回路を計算機内に作ると、出力誤差が、 r の多重根に従い減衰する EMM を構成できる。なお、(47) 式の $b_{1s}(t)$ 、 $b_{1f}(t)$ 、 $b_{1c}(t)$ および $(s+r)^d SH(t)$ や $(s+r)^d RH(t)$ の演算は付録に示すとおりである。

6. シミュレーション

多入力多出力系への適用例として、火力発電ボイラ系の物理モデル (図 3) に、提案方式を適用し、その有効性をシミュレーションにより確認した。

制御シミュレーションでは規範入力 $r(t)=0$ のレギュレーション問題なので規範モデルの出力 $y_r(t)=0$ とし、系への外部入力、発電量指令 $w(t)$ が $t=0$ でステップ状に 1 pu だけ印加した場合について、PID

制御と EMM 制御のそれぞれの制御効果を比較した (図 7)。

PID 制御の場合、当然ながら SHT, RHT に偏差を生じるが、EMM の場合には、常に規範モデルどおり偏差=0 に保たれている。

7. 結 言

今回提案の予測値演算回路網による制御系の設計方法によれば、火力発電所の蒸気温度制御や倒立振りあるいはロボットなどの問題のように、理論的に導出された時変パラメータを有する物理モデルに対して、正準形に変換することなく、そのままの形で適用できる制御系が構成できる。このような例題のうちのひとつとして 3 入力 2 出力の火力発電所ボイラ系を例にとり、シミュレーションにより提案方式の有効性が確認できた。

(平成 2 年 5 月 1 日受付)

文 献

- (1) 新中・川又・佐藤:「離散時間適応アルゴリズムの研究」, 計測と制御, 28, 1082 (平成-12)
- (2) R. Middleton & G.C. Goodwin: "Adaptive Control of Time-Varying Linear Systems", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 33, 150 (1988)
- (3) K.S. Tsakalis & P.A. Ioannou: "Adaptive Control of Linear Time-Varying Plants: A New Model Reference Controller Structure", *ibid.*, 34, 1038 (1989)
- (4) 計測自動制御学会編: 自動制御ハンドブック (基礎編) p. 701 (昭 58) オーム社
- (5) 内田・廣崎・豊田・中村:「演算回路によるボイラの実用的なモデル規範形適応先行制御」, 電学論 D, 108, 1 (昭 63-1)
- (6) 内田・廣崎・豊田・中村:「演算回路による変圧運転ボイラの実用的なモデル規範形適応先行制御」, 同上 D, 108, 9 (昭 63-9)
- (7) S. Sagara, Z. Yang & G. Wada: "Parameter Identification of Continuous System Using Ideal Lowpass FIR Filters", 第 8 回 SICE 九州支部学術講演会 (平成)
- (8) 植・相良・和田: "Consistent Parameter Estimation of Continuous System Using Biascompensating LS Method", 同上 (平成)
- (9) 内田・相良・熊丸・村田・豊田・井上:「非線形時変物理モデルの微小パラメータ変化発生によるシステム同定」, 第 9 回 SICE 九州支部学術講演会 (平 2)

付 録

(46) 式の演算結果について

火力発電所ボイラ系の物理モデル (図 3) を制御対象とした場合の制御入力 $SP(t)$, $FR(t)$, $GR(t)$ を, 予測値演算回路網で生成させるための演算結果は下式のとおりである。

ただし, 式中の記号は, 火力発電プラントシミュレーションモデル (図 3) に従う。

なお, シミュレーション (図 7) では, パラメータ

は時不変として, 以下の値に設定した。

$$\begin{aligned} a_2 &= 15 \quad a_3 = 30 \quad a_6 = 40 \quad a_7 = 10 \quad a_9 = 5 \\ a_{10} &= 15 \quad a_{11} = 0.1 \quad a_{12} = 21.7 \quad a_{15} = 5 \quad a_{16} = 0.4 \\ a_{17} &= 0.6 \quad a_{18} = 0.14 \quad a_{19} = 0.14 \quad a_{20} = 1.86 \\ a_{21} &= 0.1 \quad a_{22} = 21 \quad a_{23} = 0.4 \quad a_{31} = 2 \quad a_{61} = 0.667 \\ a_{91} &= 0.1 \quad a_{101} = 0.3 \quad a_{151} = -0.122 \quad a_{231} = 0.06 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} SP(t) &= a_2(t)a_3(t)a_{31}(t)^{-1} \left[a_2(t)^{-1} \{ -a_3^{-1}(t) \right. \\ &\quad \times a_{31}(t)x_{14}(t) - x_3(t) \} + a_6(t)^{-1} \\ &\quad \times \{ a_{61}(t)x_6(t) - x_5(t) \} - a_9(t)^{-1} \{ a_{91}(t) \\ &\quad \times x_9(t) - x_8(t) \} + a_{15}(t)^{-1} \{ a_{151}(t) \\ &\quad \times \left(1 - \frac{1}{1+TS} \right) w(t) - x_{13}(t) \} \Big] \\ &\quad + \left\{ \frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} - a_2(t)^{-2} + 2ra_2(t)^{-1} \right\} \\ &\quad \times x_2(t) + \left\{ -\frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} + a_2(t)^{-2} \right. \\ &\quad \left. - 2ra_2(t)^{-1} + r^2 \right\} x_1(t) \Big] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} FR(t) &= -a_2(t)a_6(t)a_{61}(t)^{-1}a_7(t) \left[ra_2(t)^{-1} \right. \\ &\quad \times \left\{ -a_3(t)^{-1} \{ a_{31}(t)x_{14}(t) - x_3(t) \} \right. \\ &\quad + a_6(t)^{-1} \{ a_{61}(t)x_6(t) - x_5(t) \} \\ &\quad \left. - a_9(t)^{-1} \{ a_{91}(t)x_9(t) - x_8(t) \} \right. \\ &\quad \left. + a_{15}(t)^{-1} \left\{ a_{151}(t) \frac{1}{1+TS} w(t) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - x_{13}(t) \right\} \right] + r \left\{ \frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} - a_2(t)^{-2} \right. \\ &\quad \left. + 2ra_2(t)^{-1} \right\} x_2(t) + r \left\{ -\frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} \right. \\ &\quad \left. + a_2(t)^{-2} - 2ra_2(t)^{-1} + r^2 \right\} x_1(t) \\ &\quad - \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_3(t)^{-1} a_{31}(t) \} \right] x_{14}(t) \\ &\quad - a_2(t)^{-1} a_3(t)^{-1} a_{31}(t) \left[\left\{ \frac{d}{dt} a_{23}(t) \right\} \right. \\ &\quad \times x_1(t) + a_{23}(t)a_2(t)^{-1} \{ x_2(t) - x_1(t) \} \\ &\quad \left. + a_{231}(t)x_1(t) \right] \\ &\quad + \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_3(t)^{-1} \} \right] x_3(t) \\ &\quad + a_2(t)^{-1} a_3(t)^{-2} \{ a_{31}(t)x_{14}(t) - x_3(t) \} \\ &\quad + \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_6(t)^{-1} a_{61}(t) \} \right] x_6(t) \\ &\quad + a_2(t)^{-1} a_6(t)^{-1} a_{61}(t)a_7(t)^{-1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \times \left\{ -x_{16}(t) + \frac{1}{1+TS} w(t) - x_6(t) \right\} \\
 & - \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_6(t)^{-1} \} \right] x_5(t) \\
 & - a_2(t)^{-1} a_6(t)^{-2} \{ a_{61}(t) x_6(t) - x_5(t) \} \\
 & - \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_9(t)^{-1} a_{91}(t) \} \right] x_9(t) \\
 & - a_2(t)^{-1} a_9(t)^{-1} a_{91}(t) a_{10}(t)^{-1} \{ x_{10}(t) \\
 & - x_9(t) \} + \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_9(t)^{-1} \} \right] x_8(t) \\
 & + a_2(t)^{-1} a_9(t)^{-2} \{ a_{91}(t) x_9(t) - x_8(t) \} \\
 & + \left[\frac{d}{dt} \{ a_2(t)^{-1} a_{15}(t)^{-1} a_{151}(t) \} \right] \\
 & \times \frac{1}{1+TS} w(t) + a_2(t)^{-1} a_{15}(t)^{-1} a_{151}(t) \\
 & \times \frac{S}{1+TS} w(t) \\
 & - \left[\frac{d}{dt} \{ a_{21}(t)^{-1} a_{15}(t)^{-1} \} \right] x_{13}(t) \\
 & - a_2(t)^{-1} a_{15}(t)^{-2} \{ a_{151}(t) x_{15}(t) \\
 & - x_{13}(t) \} + \left[\frac{d}{dt} \left\{ \frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} \right. \right. \\
 & \left. \left. - a_2(t)^{-2} + 2ra_2(t)^{-1} \right\} \right] x_2(t) \\
 & + \left[\frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} - a_2(t)^{-2} + 2ra_2(t)^{-1} \right] \\
 & \times \left[-a_3(t)^{-1} \{ a_{31}(t) x_{14}(t) - x_3(t) \} \right. \\
 & + a_6(t)^{-1} \{ a_{61}(t) x_6(t) - x_5(t) \} \\
 & - a_9(t)^{-1} \{ a_{91}(t) x_9(t) - x_8(t) \} \\
 & \left. + a_{15}(t)^{-1} \{ a_{151}(t) x_{15}(t) - x_{13}(t) \} \right] \\
 & + \left[\frac{d}{dt} \left\{ -\frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} + a_2(t)^{-2} \right. \right. \\
 & \left. \left. - 2ra_2(t)^{-1} + r^2 \right\} \right] x_1(t) \\
 & + \left[-\frac{d}{dt} a_2(t)^{-1} + a_2(t)^{-2} - 2ra_2(t)^{-1} \right. \\
 & \left. + r^2 \right] a_2(t)^{-1} \{ x_2(t) - x_1(t) \} \\
 GR(t) = & -a_{101}(t)^{-1} a_{10}(t) \left[rx_{11}(t) + a_{12}(t)^{-1} \right. \\
 & \times \{ a_{121}(t) x_{12}(t) - x_{11}(t) \} + r \{ a_{101}(t) \\
 & \times x_9(t) \} + \left[\frac{d}{dt} a_{101}(t) \right] x_9(t) \\
 & + a_{101}(t) a_{10}(t)^{-1} \\
 & \left. \{ -x_{18}(t) - x_9(t) \} \right]
 \end{aligned}$$

内田 主幹 (正員)

昭和8年10月18日生。33年九州大学工学部電気工学科卒業。同年九州電力(株)入社、火力発電所の設計、建設、保守に従事し、現在大分発電所所長。工学博士。54年第26回大河内賞技術賞、55年度計測自動制御学会技術賞受賞。計測自動制御学会会員。

廣崎 豊伸 (正員)

昭和29年11月6日生。54年3月九州大学大学院電気工学専攻修了。同年4月九州電力(株)入社、現在に至る。石炭火力発電所の運用に従事。

豊田 幸裕 (非会員)

昭和24年8月13日生。52年3月広島大学大学院工学研究科修士課程(機械工学専攻)修了。福岡大学工学部助手、(株)ホンダ気化器研究所を経て、58年九州電機製造(株)入社。現在、火力発電プラントの制御に関する研究に従事。計測自動制御学会、日本OR学会会員。

中村 秀雄 (正員)

昭和元年5月12日生。22年3月明治工業専門学校(現、九州工業大学)電気科卒業。同年九州電力(株)(当時九州配電)入社。電力施設の保守業務に従事、29年7月より同社総合研究所にて電力系統(含火力プラント)の運用と制御の研究に従事、54年7月九州電機製造(株)に移籍、同社取締役開発部長、63年7月日本ベーレー(株)に移籍、現在同社応用システム部長として火力発電プラントの制御、異常診断などに関する研究開発に従事。54年大河内記念技術賞、55年計測自動制御学会賞、計測自動制御学会、IEEE 会員。