「性能を診断し、達成する制御」総合特集号

モデルマッチングによるデータ駆動制御器設計のための
参照モデルの選定*佐伯 正美[†]・山成 真輝[†]・和田 信敬[†]・佐藤 訓志[†]Selection of a Reference Model for Model-matching
Data-Driven Control Design*Masami SAEKI[†], Naoki YAMANARI[†], Nobutaka WADA[†] and Satoshi SATOH[†]

In the study of direct design methods using plant transient responses, model matching methods have been proposed. Model matching is useful for the specification of the closed-loop property from the reference input to the plant output, but the main problem is that information about the plant dynamics is necessary to select the reference model and hence the selection often requires trial and error. We have proposed a loop-shaping method that aims at disturbance rejection with a stability margin. The loop-shaping method can be applied to stable plants with less information about the plant dynamics, but it cannot specify the closed-loop property. In this paper, we propose a method of making an appropriate reference model based on the design result of our loop shaping method. In our proposed method, the reference model is a second order system with time delay, and it is selected so that it may have similar properties with respect to the maximum sensitivity and the low sensitivity at low frequencies of the feedback system designed by the loop-shaping method.

1. はじめに

制御系設計では制御対象の特性を数式モデルで表し解析や設計が行われる。数式モデルの作成には専門知識や時間を要するので、数式モデルの代わりに過渡応答から直接に制御器を設計する簡便な方法が研究されている。

VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning)[1]やFRIT (Fictitious Reference Iterative Tuning)[2]は、モデルマッチングによる設計法であり、過渡応答データから仮想的な参照信号を求め、実際の制御対象の過渡応答と参照モデルのそれとの差を2ノルムで評価し、それを最小化する制御器を求めている。これらの問題は、それぞれ、線形あるいは非線形最小2乗法の問題に帰着される。VRFTは最適解が得られるが、FRITの評価関数は非凸関数であるので、最適解を得られる保証はない。なお、これに類似した凸関数の評価関数も提案されている[3–5]。

モデルマッチング法では参照モデルの選定が重要であ

るが、適切な参照モデルの与え方は明確ではない。とくに制御対象の動特性が未知の場合には選定に試行錯誤を要する。参照モデルの与え方によっては閉ループ系が不安定になる場合もあり、制御対象が非最小位相の場合のVRFTが参考文献[6]で扱われている。試行錯誤の負担を軽減するために、拡張FRITでは制御器と参照モデルのパラメータを同時に最小2乗問題の変数として探索している[7]。

著者らは過渡応答を用いたループ整形法を提案している[8,9]。この方法では安定度制約下でPID制御器の積分ゲインを最大化している。数値実験では、減衰の良い制御対象に対して良好な結果が得られるが[10]、むだ時間が大きな系では満足のいく目標値応答が得られない場合がある。ループ整形法では目標値応答特性を直接指定できないので、ひとつの解決策として、安定度制約を付加したモデルマッチング法を提案している[11]。

本論文では、ループ整形法で満足のいく目標値応答が得られない場合に、設計結果を利用して適切な参照モデルを与え、モデルマッチング法で再設計する方法を提案する。数値実験で有効性を示す。

信号 $x(t), y(t) \in R, t \in [0, \infty)$ に対して、 $\langle x, y \rangle_\tau = \int_0^\tau x(t)y(t)dt$ の表記を用いる。 $\langle x, x \rangle_\infty$ が有界なとき $x \in L_2$ と表し、任意の $\tau > 0$ で $\langle x, x \rangle_\tau$ が有界なとき

* 原稿受付 2013年5月22日

[†] 広島大学大学院 工学研究院 Graduate School of Engineering, Hiroshima University; 1-4-1 Kagamiyama, Higashi-Hiroshima, Hiroshima 739-8527, JAPAN**Key Words:** data-driven control design, model matching, reference model, loop shaping control design.

$x \in L_{2e}$ と表す.

2. データ駆動の制御設計法

この章では、ループ整形法とモデルマッチング法を簡略に説明する. なお、記述は連続時間系で行い、数値計算は離散時間近似により行っている.

2.1 ループ整形法

次式のフィードバック制御系を考えよう.

$$y = Pu \quad (1)$$

$$u = K(r - y) \quad (2)$$

ここに、制御対象 $P(s)$ は 1 入力 1 出力で安定な系であり、制御器は

$$K(s) = K_P + K_I \frac{1}{s} + K_D \frac{s}{1 + t_d s} \quad (3)$$

で表される PID 制御器とする.

ナイキストの安定条件より、制御対象が安定. かつ

$$\operatorname{Re}\{P(j\omega)K(j\omega)\} > a, \quad \omega \in \mathcal{R} \quad (4)$$

が $-1 < a < 0$ を満たす a で成り立てば、閉ループ系が安定である. a は安定余裕を表し、通常、 $a \in [-0.5, -0.3]$ の区間で適当に設定している. この制約は PID ゲインに関して線形である点で優れているが、制御対象は安定系に限られる点に注意されたい.

入出力安定性の受動条件で用いられるつぎの補題を用いる. たとえば、参考文献 [12] を参照されたい.

【補題 1】 (4) 式が成り立つならば、

$$\langle u, PKu \rangle_\tau > a \langle u, u \rangle_\tau \quad (5)$$

が任意の $\tau \geq 0$ と任意の $u \in L_2$ で満たされる.

この補題から、

$$\langle u, Ky \rangle_\tau > a \langle u, u \rangle_\tau \quad (6)$$

がある $u, y \in L_{2e}$ とある $\tau > 0$ で満たされないならば、(4) 式の安定度制約は満たされない. この条件を (4) 式の見直しに用いる [13].

システムが定常状態のときにステップ目標値を加え、制御対象の過渡応答 $u(t), y(t), t \in [0, t_1]$ が測定される. (6) 式で $\tau = t_1$ とすると、次式の PID ゲインに関する線形制約式が得られる.

$$\begin{aligned} K_P \langle u, y \rangle_{t_1} + K_I \langle u, y \rangle_{t_1} + K_D \langle u, y_D \rangle_{t_1} \\ > a \langle u, u \rangle_{t_1} \end{aligned} \quad (7)$$

ここに、

$$y_I = \frac{1}{s} y, \quad y_D = \frac{s}{1 + t_d s} y \quad (8)$$

である. n 組の入出力応答から n 個の制約式 (7) が得られるが、多くの応答を実測するのは現実的でないので、

制御対象が線形であるとして以下のフィルタリングによる仮想的な入出力応答の生成法を提案している.

ステップ 1 サンプル周波数 $\omega_i (i = 1, 2, \dots, n)$ を設定する.

ステップ 2 入出力応答 $u(t), y(t), t \in [0, t_1]$ を

$$u_i = F_i(s)u, \quad y_i = F_i(s)y \quad (9)$$

でフィルタリングすることにより、仮想的な入出力応答 $u_i(t), y_i(t), t \in [0, t_1], i = 1, 2, \dots, n$ を求める. ここに、 $F_i(s)$ は次式のバンドパスフィルタである.

$$F_i(s) = \hat{\phi} \left(\frac{s}{\omega_i} \right) \quad (10)$$

$$\hat{\phi}(s) = \left(\frac{2\alpha s}{(s + \alpha)^2 + 1} \right)^3, \quad \alpha = 0.01 \quad (11)$$

ステップ 3 n 個の仮想的な入出力応答より n 個の制約式 (7) を求める.

ループ整形法のアルゴリズムは以下で与えられる.

ステップ 1 定常状態でステップ目標値を加えることにより、 $t \in [0, t_1]$ で入出力応答データ $u(t), y(t)$ を計測し、バイアスを除去した $u(t) - u(0), y(t) - y(0)$ を設計に用いる.

ステップ 2 フィルタリングを用いて n 個の制約式 (7) を求め、その制約下で積分ゲイン K_I を最大化する PID ゲインを線形計画法で求める.

2.2 モデルマッチング法

(1), (2) 式で表されるフィードバック制御系で、参照モデル $T_d(s)$ を用いて望ましい閉ループ伝達特性が

$$y = T_d(s)r \quad (12)$$

で表されるとする. 閉ループ系の応答が望ましい応答と一致する条件を u, y と $K(s), T_d(s)$ を用いて表す. 入出力応答 $u(t), y(t), t \in [0, t_1]$ が与えられるとする.

VRFT の場合には、(12) 式より $r = T_d^{-1}y$ であり、これを (2) 式に代入して

$$u = K(T_d^{-1}y - y) \quad (13)$$

が得られる. この等式は通常厳密に満たされないため、次式の評価関数を最小化する.

$$J_{VRFT} = \|u - K(T_d^{-1}y - y)\|_{2t_1} \quad (14)$$

ここに、 $\|x\|_{2\tau}^2 = \langle x, x \rangle_\tau$ である. これは PID ゲインに関して凸 2 次関数であり、最小 2 乗法で最適解が得られる. なお、以下の数値例では次式の重みつき評価関数を用いている.

$$J_{VRFT} = \|T_d(1 - T_d)u - K(1 - T_d)^2 y\|_{2t_1} \quad (15)$$

FRIT の場合には (2) 式より

$$r = K^{-1}u + y \quad (16)$$

であり, (12) 式に代入して

$$y = T_d(K^{-1}u + y) \quad (17)$$

が得られるので, 次式の評価関数を最小化する.

$$J_{FRIT} = \|(1 - T_d)y - T_d K^{-1}u\|_{2t_1} \quad (18)$$

これはPID ゲインに関して非凸関数であるので, 局所解を探索で求める.

2.3 数値例

参照モデルが制御性能に及ぼす影響を制御対象

$$P(s) = \frac{3}{1+s} e^{-s} \quad (19)$$

に対する数値例で示そう. 制御器を $K(s) = 0.5$ としたフィードバック制御系にステップ目標値を加えたときの制御対象の入出力応答を Fig. 1 に示す. 以下では, これを用いてPID ゲインを決定する.

Fig. 1 Plant response ($K(s) = 0.5$)

つぎのPID ゲインがループ整形法で得られた.

$$[K_P \ K_I \ K_D] = [0.2937 \ 0.2403 \ 0.1250] \quad (20)$$

設計パラメータは, $a = -0.45$, $t_d = 0.01$, サンプル周波数が $[0.01, 100]$ [rad/s] の区間で対数目盛りで等分に 100 点とった. 制御対象のむだ時間などの情報は一切用いていない.

この制御器を用いた閉ループ系のステップ応答を Fig. 2 に示す. この図でオーバーシュートが小さく速い応答が得られているが, 応答がより滑らかになるようにゲインを再調整しよう. その場合には, 閉ループ伝達特性を直接に指定するモデルマッチング法が適している. しかしながら, 速応性を保ちながら良好な応答が得られるような参照モデルを見つけることは容易でない. これをつぎの例で示そう.

参照モデル

$$T_{d1}(s) = \frac{6}{s^2 + 4.5s + 6} e^{-0.8s} \quad (21)$$

に VRFT を適用することで, 次式のPID ゲインが得られた.

Fig. 2 System response by loop-shaping method

$$[K_{P1} \ K_{I1} \ K_{D1}] = [0.2693 \ 0.2150 \ 0.0661] \quad (22)$$

この制御器を用いた閉ループ系のステップ応答を Fig. 3(a) に示す. ここに参照モデルの応答を破線で示しているが, ほとんど重なっており, 良好な応答が得られている.

つぎに速応性を高めるために参照モデル

$$T_{d2}(s) = \frac{5}{s^2 + 4s + 5} e^{-0.4s} \quad (23)$$

を用いると, 次式のPID ゲインが得られた.

$$[K_{P2} \ K_{I2} \ K_{D2}] = [0.2527 \ 0.2290 \ 0.1310] \quad (24)$$

この制御器を用いた閉ループ系のステップ応答を Fig. 3(b) に示す. 参照モデルの応答との差が大きくなり, 応答も滑らかでない.

Fig. 3 System response designed by VRFT

このように, 速い応答の参照モデルを用いても, 所望の速い応答が達成されるわけではない. それは実現可能な閉ループ伝達関数は制御対象と制御器のクラスで決まるからである. 良好な目標値応答を得る方策として, 2 自由度系のフィードフォワード要素の設計が考えられる. あるいは, 拡張 FRIT のようにPID ゲインと参照モデルのパラメータを同時に探索する考え方もある. これは非凸問題なので, 初期値の選定が課題と思われる. 次章ではループ整形の設計結果に基づく1自由度系に対する参照モデルの与え方を提案する.

3. 参照モデルの選定

ループ整形法でPID 制御器を設計し, 満足のいく応答が得られれば設計は終了する. そうでない場合には, この設計結果を用いて以下に述べる方法により参照モデル

を選定し、モデルマッチング法により新しいPIDゲインを再設計する。ここでは、モデルマッチング法として最適解が確実に得られるVRFTを用いることとする。

3.1 マッチング条件

Fig. 4に一巡伝達関数が1型の場合の感度関数のゲイン特性を示す。閉ループ系の安定余裕は最大感度

$$M_S = \max_{\omega} |S(j\omega)| \quad (25)$$

で評価できる。また、低感度特性や外乱抑制は $|S(j\omega)| < 1$ が満たされる周波数で良好である[14]。そのような周波数帯域はFig. 4では $[0, \omega_f]$ で示される。PID制御器の場合には、 $P(0) > 0$ とすると $s=0$ のまわりのテーラー展開により、低周波数で

$$|S(j\omega)| \approx \frac{\omega}{K_I P(0)} \quad (26)$$

の近似式が成り立つ。この近似式の右辺を1とすれば、 $|S(j\omega)| = 1 = 0[\text{dB}]$ を満たす ω_f は大雑把に

$$\omega_f \approx K_I P(0) \quad (27)$$

で評価される。よって、 K_I を大きくすることは ω_f を大きくすることを意味する。

Fig. 4 Gain plot of a sensitivity function

われわれのループ整形法では、PID制御器の K_I を安定度制約下で最大化している。このため、この方法で得られた M_S と ω_f は実現可能な範囲での適正值が得られていると考えられる。そこで、これらの値に近い特性を有し、目標値応答が望ましくなるような参照モデルを

$$T_d(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-s\theta} \quad (28)$$

で表される標準2次遅れとむだ時間系のクラスから見つけることとする。これは文献[7]で用いられている。

減衰係数 ζ は過渡応答の形状を決めるので、利用者が指定する。 ζ の適正值は通常0.6から0.8あたりであろう。そこで、ループ整形で得られた M_S と ω_f の値を与えるような θ と ω_n を求める方法を検討する。

3.2 マッチングための方程式と解

$T_d(s)$ は望ましい相補感度関数であるので、望ましい感度関数は

$$S_d(s) = 1 - T_d(s) \quad (29)$$

$$= 1 - \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-s\theta} \quad (30)$$

で与えられる。低周波数では $s=0$ でのテーラー展開から次式の近似が成り立つ。

$$|S_d(j\omega)| \approx \left(\frac{2\zeta}{\omega_n} + \theta \right) \omega \quad (31)$$

ループ整形法で得られる(26)式がこの式に等しくなれば、低周波数で望ましい感度特性が得られる。よって、これを達成する条件式は次式で与えられる。

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} + \theta = \frac{1}{K_I P(0)} \quad (32)$$

また、 S_d の最大感度が望ましい値 M_S に等しくなるための条件は

$$\max_{\omega} \left| 1 - \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-s\theta} \right| = M_S \quad (33)$$

で与えられる。この方程式を満たす ω_n と θ の求め方を以下に述べる。この式の左辺は次式で表される。

$$f(\tilde{\theta}) = \max_{\tilde{s}=j\omega} \left| 1 - \frac{1}{\tilde{s}^2 + 2\zeta\tilde{s} + 1} e^{-\tilde{s}\tilde{\theta}} \right| \quad (34)$$

ここに、

$$\tilde{s} = \frac{s}{\omega_n} \quad (35)$$

$$\tilde{\theta} = \omega_n \theta \quad (36)$$

である。これより、1変数 $\tilde{\theta}$ の方程式

$$f(\tilde{\theta}) = M_S \quad (37)$$

が得られた。 ζ の固定値に対して、数値計算により $(f(\tilde{\theta}), \tilde{\theta})$ のグラフを描く。たとえば、 $\zeta=0.8$ の場合のグラフをFig. 5に示す。このグラフは $\tilde{\theta} \in [0, 5]$ の区間で表示しており、 $\tilde{\theta}$ が大雑把にむだ時間と2次系の帯域幅の比であることを考慮すれば、この区間は実用上十分に広い区間である。

Fig. 5 $f(\tilde{\theta})$ and $\tilde{\theta}$

グラフからこの関数は単調増加であるので、 $f(\tilde{\theta}) = M_S$ の唯一解 $\tilde{\theta}_0$ が数値計算で容易に求められる。すなわち、グラフ $(f, \tilde{\theta})$ の数値データに最小2乗法を用いて関数 $\tilde{\theta} = \phi(f)$ を f の多項式で近似し、その多項式を用いて $\tilde{\theta}_0 = \phi(M_S)$ により解が与えられる。この数値例では6次の多項式の係数をMATLAB関数‘polyfit’を用いて計算

し、近似式のグラフも Fig. 6 に描いている。これらはほとんど重なっている。

(32) 式と (36) 式から、解が次式で与えられる。

$$\omega_n = (2\zeta + \tilde{\theta}_0)K_I P(0) \quad (38)$$

$$\theta = \frac{\tilde{\theta}_0}{(2\zeta + \tilde{\theta}_0)K_I P(0)} \quad (39)$$

3.3 M_S の推定

前節の $\tilde{\theta}_0$ の計算では、ループ整形で得られた PID 制御器を用いた場合のフィードバック制御系の M_S 値が必要である。そこで、 M_S の推定値を過渡応答データ $u(t)$, $y(t)$, $t \in [0, t_1]$ から以下の手順で求める。サンプリング周波数 ω_i , $i = 1, 2, \dots, n$ に対し、(10) 式のフィルタ $F_i(s)$ を用いて、(9) 式で仮想的な入出力応答 u_i, y_i , $i = 1, 2, \dots, n$, および

$$y_{Ii} = \frac{1}{s} y_i, \quad (40)$$

$$y_{Di} = \frac{s}{1 + t_d s} y_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (41)$$

を生成する。これより、仮想的な外乱信号が

$$w_i = u_i + K_P y_i + K_I y_{Ii} + K_D y_{Di}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (42)$$

で与えられる。入出力関係式 $u = Sw$ から、感度関数の各周波数における推定値が

$$|S_i| = \frac{\|u_i\|_{2t_1}}{\|w_i\|_{2t_1}}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (43)$$

で与えられ、最大感度の推定値が次式で与えられる。

$$M_S \approx \max_i |S_i| \quad (44)$$

M_S のほかに $P(0)$ の値が必要であるが、これはステップ応答の定常値から推定することとする。

3.4 再設計のアルゴリズム

以上より制御器の再設計処理を含む全体の処理の流れは以下になる。

ステップ 1 制御対象は安定とし、適当な PID 制御器を与える。定常状態でステップ目標値をシステムに与えて、制御対象の入出力応答 $u(t)$, $y(t)$, $t \in [0, t_1]$ を測定し、バイアスを除いたデータ $u(t) - u(0)$, $y(t) - y(0)$ を用いる。

ステップ 2 ループ整形法で制御器を設計し、望ましい目標値応答が得られれば、終わり。そうでなければステップ 3 へ行く。

ステップ 3 ステップ 2 の実験で得られたプラントの過渡応答データを用いて、ループ整形で得られた PID 制御系の M_S , および $P(0)$ を推定する。

ステップ 4 $\tilde{\theta}_0$ を求め、 ω_n , θ を計算し、参照モデルを与える。

ステップ 5 VRFT により参照モデルに対し PID ゲイ

Fig. 6 Gain plots of sensitivity function (Solid line, estimated; Dashed line, true)

ンを計算する。

4. 数値例

4.1 設計

2.3 の数値例でループ整形法により Fig. 2 の目標値応答が得られた。応答が十分に滑らかでないので、モデルマッチングにより再設計しよう。

まず、Fig. 2 の過渡応答計算で得られた制御対象の入出力応答のデータを用いて、最大感度 M_S を推定する。推定結果を Fig. 6 に示す。推定値は $M_S \approx 1.7349$ であり、制御対象のモデルから得られた真値は $M_S = 1.8771$ である。 $\zeta = 0.8$ に設定し、 $M_S = 1.7349$ を用いると $\tilde{\theta}_0 = 1.9371$ が得られた。この推定値と、 $P(0) = 3$, $K_I = 0.2403$ を用いることで、(38) 式と (39) 式から

$$\omega_n = 2.5499, \quad \theta = 0.7597 \quad (45)$$

が得られた。よって、参照モデルは次式で与えられる。プラントのむだ時間が 1 秒であるのに対して、参照モデルのむだ時間は 0.7597 秒となり、実際のむだ時間より小さい値になっている。

$$T_d(s) = \frac{6.5020}{s^2 + 4.080s + 6.5020} e^{-0.7597s} \quad (46)$$

$T_d(s)$ と $S_d(s)$ のゲイン図は Fig. 7 に実線で示されている。比較のために、ループ整形で得られた制御系の

Fig. 7 Gain plots of S, T (dashed lines) and S_d, T_d (solid lines)

$T(s)$ と $S(s)$ のゲイン図を破線で示している。

低周波数帯域のゲイン特性と最大感度について、 $S(s)$ の良好な特性が $S_d(s)$ でも保たれていることが確認できる。この $T_d(s)$ を用いて VRFT より新しいゲインが

$$[K_P \ K_I \ K_D] = [0.2972 \ 0.2337 \ 0.0807] \quad (47)$$

で与えられる。Fig. 8 に、このゲインを用いた場合のステップ目標値応答を実線で、 $T_d(s)$ のそれを破線で示す。

Fig. 8 System response by model matching

4.2 参照モデルの妥当性

参照モデルの妥当性を調べる。まず、参照モデルのパラメータ $\omega_n = 2.5499$ に係数 $q = 0.1, 0.2, \dots, 2$ を乗じることで、摂動した参照モデルを与え、それぞれに対して VRFT を用いて PID ゲインを計算する。それらに対して、ステップ目標値応答の望ましい値との差を

$$IAE = \int_0^{t_1} |y(t) - y_d(t)| dt \quad (48)$$

$$ITAE = \int_0^{t_1} t |y(t) - y_d(t)| dt \quad (49)$$

により評価する。これらが小さいほど好ましい。

つぎに、参照モデルのパラメータ $\theta = 0.7597$ に係数 $q = 0.1, 0.2, \dots, 2$ を乗じることで、摂動した参照モデルを与え、それぞれに対して VRFT を用いて PID ゲインを計算する。同様に IAE と ITAE で評価する。

計算結果を Fig. 9 に示す。ITAE は 100 倍した値を表示している。実線で示された IAE は図の (a), (b) とともに $q = 1$ 付近で最小になっている。破線で示された ITAE は図の (a) では $q = 0.5$ で、(b) では $q = 1.2$ 付近で最小になっている。この図からほぼ良好な値であるといえよう。

Fig. 9 IAE (solid line) and ITAE (dotted line) for the perturbed reference models

θ の違いによる目標値応答の過渡応答の違いを Fig. 10 に示す。

Fig. 10 Step responses for perturbed θ

4.3 非最小位相系の場合

制御対象が非最小位相系であるとき、参照モデルの選定はより困難になる。そのような場合には、プラントの不安定零点を同定して参照モデルに含めるのがひとつの解決法であろう [6]。しかるに、本論文では参照モデルがむだ時間は含むものの、集中定数部分は標準 2 次系であるので、不安定零点をもたない。このため、非最小位相系に対する有効性の検証が必要である。

つぎの非最小位相系に対して設計しよう。

$$P(s) = \frac{3-3s}{s^3+2s^2+2s+1} e^{-s} \quad (50)$$

ループ整形法の設計パラメータは $a = -0.3$ 、初期 PID ゲインが $K_0 = [0.1, 0, 0]$ 、データの時間区間が $t_1 = 30$ で行った。他のパラメータは前の数値例と同じである。 $a = -0.45$ ではループ整形で得られる応答が振動的となったため、 -0.3 にして安定度を高めた。本方法ではループ整形法である程度良好な応答が得られていることが必要である。

ループ整形法で $K_1 = [0.1009, 0.0613, 0.1424]$ が得られ、提案法により参照モデルとして

Fig. 11 Step responses (T_d :dashed line, Loop shaping; dashed-dotted line, Matching; solid line)

$$T_d(s) = \frac{0.1534}{s^2 + 0.6267s + 0.1534} e^{-1.36s} \quad (51)$$

が得られた。これに VRFT を適用することで $K_2 = [0.0850, 0.0601, 0.0928]$ が得られた。これらの PID ゲインを用いた場合の目標値応答を Fig. 11 に示す。破線が参照モデル $T_d(s)$ 、一点鎖線がループ整形法の K_1 、実線がマッチング法の K_2 を用いた場合の応答である。

5. おわりに

モデルマッチングによるデータ駆動設計のための参照モデルの選定法を提案した。われわれの開発したデータ駆動ループ整形法では最大感度と低周波数域での低感度特性に関して実現可能な望ましい特性が得られると考えられるので、これらの特性を保持しながらステップ目標値応答が望ましくなるような参照モデルの選定法を示した。参照モデルは標準 2 次遅れとむだ時間からなり、固有角周波数とむだ時間の適正值を求める方法を与えた。数値例では、参照モデルを用いて VRFT で PID 制御器を設計し、ステップ目標値応答により提案法の妥当性を示した。

参考文献

- [1] M. C. Campi, A. Lecchini and S. M. Savaresi: Virtual reference feedback tuning - a direct method for the design of feedback controllers; *Automatica*, Vol. 38, No. 8, pp. 1337–1346 (2002)
- [2] 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)
- [3] 増田：オンライン型 FRIT 調整に基づく適応 PID 制御；第 10 回 SICE 制御部門大会資料 (2010)
- [4] 若佐，田中，西村：逐次 2 乗法によるオンライン型 FRIT；第 12 回 SICE 制御部門大会資料 (2012)
- [5] 佐伯：モデルマッチングによるデータ駆動制御器設計のための凸問題；第 12 回 SICE 制御部門大会 (2012)
- [6] L. Camestrini, D. Eckhard, M. Gevers and A. S. Bazanella: Virtual reference feedback tuning for non-minimum phase plants; *Automatica*, Vol. 47, No. 8, pp. 1778–1784 (2011)
- [7] 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. 22, No. 4, pp. 137–144 (2009)
- [8] M. Saeki, O. Hamada, N. Wada and I. Masubuchi: PID gain tuning based on falsification using bandpass filters; *SICE-ICASE International Joint Conference 2006*, pp. 4032–4037 (2006)
- [9] 佐伯：ループ整形のための 1 入力 1 出力 PID 制御器のモデルを用いない最適化；計測自動制御学会論文集，Vol. 44, No. 8, pp. 639–645 (2008)
- [10] 佐伯，杉谷：データ駆動ループ整形法，VRFT，拡張型 FRIT の比較；第 10 回制御部門大会資料 (2010)

- [11] 山成，佐伯：安定度制約を付加したモデルマッチングによる PID 制御設計；第 55 回システム制御情報学会研究発表講演会論文集，pp.69–70 (2011)
- [12] M. Vidyasagar: *Nonlinear Systems Analysis*, Prentice Hall, pp. 352–353 (1993)
- [13] M. G. Safonov and T. C. Tsao: The unfalsified control concept and learning; *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, Vol. AC-42, No.6, pp. 843–847 (1997)
- [14] 佐伯：制御工学-古典制御からロバスト制御へ（12 章），朝倉書店 (2013)

著者略歴

佐伯 正美 (正会員)

1953 年 1 月 14 日生。1981 年 3 月京都大学大学院工学研究科博士課程後期単位取得退学。同年 4 月京都大学工学部助手，1982 年筑波大学講師，助教授を経て，1992 年広島大学工学部教授となり現在に至る。ロバスト制御系の解析と設計の研究に従事。工学博士。計測自動制御学会，日本機械学会，IEEE などの会員。

山成 真輝

1988 年 12 月 29 日生。2013 年 3 月広島大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月（株）東芝に勤務し，現在に至る。在学中はデータ駆動制御器設計法の研究に従事。

和田 信敬 (正会員)

1971 年 6 月 3 日生。2000 年 12 月広島大学大学院工学研究科博士課程後期修了。2001 年 3 月広島大学工学研究科助手（2007 年より助教），2009 年鳥取大学工学研究科准教授，2011 年より広島大学工学研究科准教授となり現在に至る。拘束システム，モデル予測制御とその機械システムへの応用に関する研究に従事。博士（工学）。計測自動制御学会，日本機械学会，IEEE などの会員。

佐藤 訓志 (正会員)

1982 年 1 月 26 日生。2010 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程修了。同年 4 月より広島大学大学院工学研究科助教となり現在に至る。非線形制御，確率制御の研究に従事。計測自動制御学会，日本ロボット学会，IEEE の会員。