

局所線形モデルを用いたセルフ
チューニング制御系の設計
(Design of Self-Tuning Control Systems using Local
Linear Models)

平成25年9月

今井 慎一

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.1.1	セルフチューニングコントローラ	1
1.1.2	セルフチューニングコントローラからデータ駆動型アプローチへ	3
1.1.3	PID 制御	4
1.2	本論文の目的と各章の構成	8
第2章	局所線形モデルを用いたセルフチューニング極配置制御系の設計	10
2.1	諸言	10
2.2	局所線形モデル法に基づく極配置制御系の設計	11
2.2.1	システムの記述	12
2.2.2	コントロールパラメータの設計	13
2.3	数値例	16
2.3.1	Bilinear モデル	17
2.3.2	Hammerstein モデル	19
2.3.3	システム変動	25
2.3.4	計算時間の比較	29
2.4	結言	33
第3章	局所線形モデルを用いたセルフチューニング PID 制御系の設計	35
3.1	諸言	35
3.2	局所線形モデル法に基づく PID 制御系の設計	36
3.2.1	システムの記述	37
3.2.2	PID 制御系の設計	37

3.3	数値例	41
3.3.1	Bilinear モデル	41
3.3.2	ポリスチレン重合反応器	45
3.4	実験例	50
3.4.1	磁気浮上装置への応用	50
3.4.2	水位プロセスシステムへの応用	55
3.5	結言	62
第 4 章	データベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計	64
4.1	諸言	64
4.2	データ駆動型極配置制御系の設計	66
4.2.1	システムの記述	67
4.2.2	データベースの切り替え	70
4.2.3	極配置制御系の設計	71
4.2.4	数値例	72
4.2.5	計算時間の比較	74
4.3	データ駆動型法 PID 制御系の設計	78
4.3.1	PID パラメータの設計	78
4.3.2	熱プロセスシステムへの応用	79
4.4	結言	89
第 5 章	結論	91
	参考文献	94
	謝辞	101
	引用既発表論文	102

第1章 序論

1.1 研究の背景

1.1.1 セルフチューニングコントローラ

現在の制御技術は、1778年にJames Wattが蒸気機関に初めて適用したガバナ (flyball governor) による蒸気機関調速機であるといわれている。このガバナの制御動作の力学的研究を行い、安定制御の条件を解明した1868年のMaxwellによるON GOVERNORS [1]の論文が制御理論の起源である [2, 3]。その後、1930年代に周波数領域における古典制御理論が確立され自動制御の枠組みが体系づけられ普及してきた。さらに、その流れは、1960年代に時間領域における現代制御理論を中心とした制御系設計へと発展された。また1960年以降、コンピュータ技術の進歩により、適応制御法などの入出力信号を数列として捉えた離散時間制御系の設計法についての考察が行われている。コンピュータ機器の力を借りれば、複雑な制御アルゴリズムも容易に計算可能であることから、制御性能の向上を目指して、自由度の大きい制御系を設計することが可能となる。しかし、実システムへの実装化を考えた場合、複雑な制御構造のために実装化が不可能であったり、あるいは制御パラメータのもつ物理的意味が不明確になるなどの理由から、化学プロセスなどのプロセス制御を扱う企業の現場においては、今なおPID制御手法 [4, 5] に代表される古典制御手法に頼るところが大きいのが現状である [6, 7]。

一方、これまでの制御系設計は、制御対象の特性が既知であるという想定に基づくものであったが、実在のプラントの中には、特性を前もって正確に把握するものが困難なもの、あるいは、特性が環境条件や動作条件に応じて変動するようなものが数多く存在している。したがって、制御理論が盛んに研究される一方で、実システムへの応用に関して、種々の障害が生じ、制御工学における理論と実際へのギャップが指摘されてきた。この問題は、制御対象の有する”不確かさ”という言葉で総称されるようになり、この不確かさ

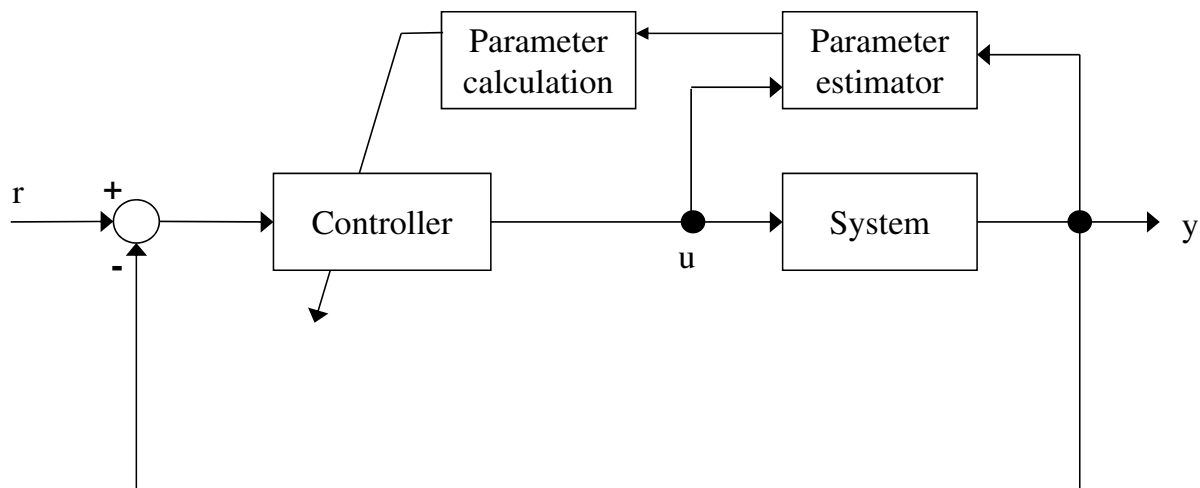


Fig. 1.1: Block diagram of the usual self-tuning controller system.

を取り扱った制御系設計がおこなわれるようになった。これに関する研究は、適応制御とロバスト制御があり、それぞれ研究が進められてきた。セルフチューニングコントローラ (Self-Tuning Controller : STC) [8] も適応制御の一種であり、制御対象の不確かさを時々刻々推定し、その情報を制御系設計に取り込み、これに基づいて望ましい制御系設計を行う手法である。STC は、主として離散時間確率系に対して制御系設計が行われている。STC に関する研究は、1950 年代初期に R.E.Kalman により提案され [9]、その後、1970 年代になって、Åström [10–13] を中心に STC の研究が盛んに行われるようになり、理論的な体系が確立された。STC の基本構成を Fig.1.1 に示す。この基本構成は、Åström らによって考案され、Fig.1.1 に示すように、3 つの部分から構成されている。

- Parameter estimator

制御系の入出力データからシステムの入出力関係の同定

- Parameter calculation

推定パラメータを真のパラメータとみなし、このパラメータから制御パラメータを算出

- Controller

算出されたコントロールパラメータから制御入力を生成

また、STCの発展に伴い極配置制御系のコントロールパラメータ [14, 15] やPIDパラメータ [16, 17] を適応的に調整するようなSTCが提案された。STCにおける制御則としては、評価規範の最小化に基づいて導出するか、あるいは望ましい極を配置する極配置制御方式が通常とられている。このようなSTCの設計は、間接型STCと呼ばれ、制御対象を把握したうえでの制御設計が実現できる。一方、直接型STCはコントロールパラメータを直接推定し、それを用いて制御入力生成される。これによりパラメータ調節部が省略され、計算時間の短縮化を図ることができる。なお、本論文においては、前者の間接型STCを用いる。その後、STCの高度化に関する研究 [18–26] も数多く行われている。しかし、石油プロセスや化学プロセスに代表される産業システムの多くは、非線形性を有するシステムが数多く存在しているが、従来のSTCは線形システムに対するものがほとんどであり、非線形システムに対するSTCの実システムへの応用例はあまり報告されていない。

1.1.2 セルフチューニングコントローラからデータ駆動型アプローチへ

1980年代に入り、脳の情報処理にヒントを得た計算手法であるニューラルネットワーク (Neural Network : NN) の研究 [27] が行われている。この手法は、学習能力があり、しかも未知環境にも適応可能な汎化能力を有している。さらに、小脳演算モデル (Cerebellar Model Arithmetic Computer : CMAC) [28, 29]、ファジィ推論 [30] などを用いたインテリジェント制御系が多く提案 [31–38] されるようになり、それらは、適応・学習制御として近年、盛んに研究が行われている。適応・学習制御によると、特に非線形システムを扱えるという大きな利点を有している一方、その学習時間や計算時間が問題となっている。

さらに、システムの入出力データをデータベースに蓄え、必要に応じて、過去に大量に蓄えられているデータベースにより要求点に類似したものを抽出し局所モデルを作る、データ駆動型 (Data-Driven:DD) アプローチが提案され注目を浴びている [39–42]。これは、コンピュータ装置の発展により、大量のデータの保存及び読み出し、書き込み、検索などが可能となったためである。このデータ駆動型アプローチは、Lazy Learning [43, 44]、Just-in-time(JIT) [45–47]、Model-on-Demand(Mod) [49, 50] などと呼ばれている。データ駆動型アプローチは、簡単な局所モデルを用いて対象の大域的特性を近似するため、従来法と比べるとはるかに事前情報が少なくてよいという大きな利点を有している。データ駆

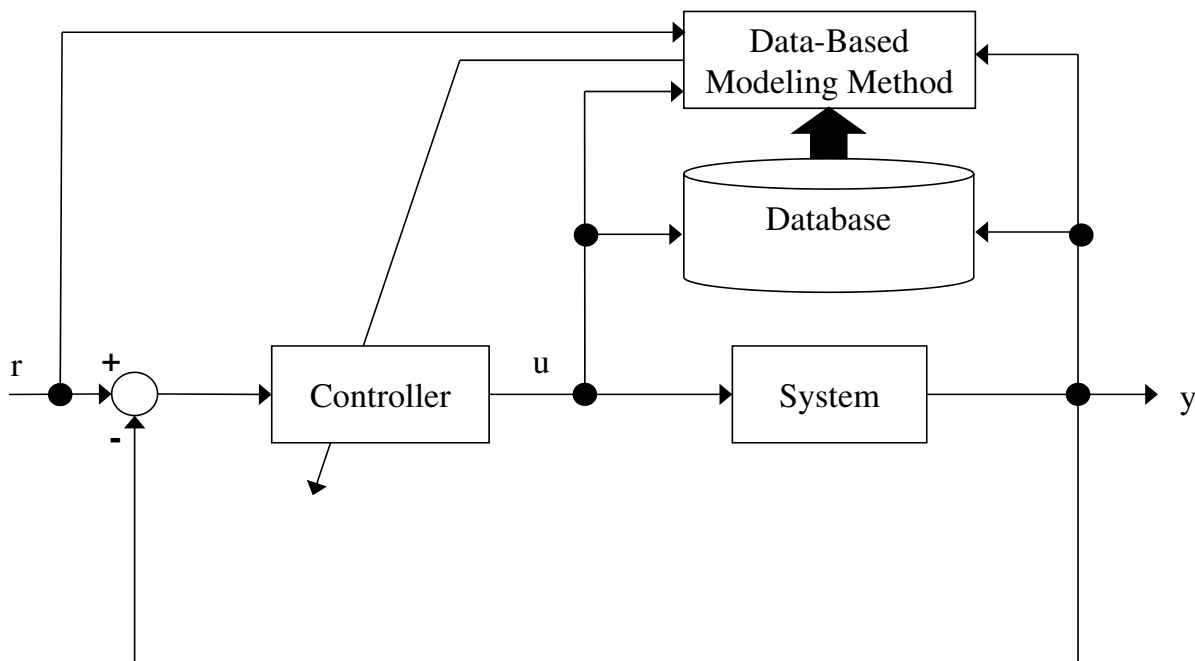


Fig. 1.2: Block diagram of the usual Data-Driven system.

動型アプローチの一例を Fig.1.2 に示す. これまでに, 固定の PID 制御器を補完する形で JIT 法を用いた方法 [48] や, オペレータによるあらかじめ調整された PID パラメータをデータベースに蓄え, 要求点に対して, データベースから PID パラメータを抽出する方法 [39,51], システムの特性や状態に対して, PID パラメータが自己調整される方法 [42] などが提案されている. しかし, データ駆動型アプローチにおいても, 大量のデータベースを処理するため, その計算時間について問題となっている.

以上述べたように, STC では, 計算時間は比較的短い, 強い非線形性を示すものには不適である. また, データ駆動型アプローチにおいても, 非線形性に対する適用能力は高いが, 計算時間が長いという両者の手法には, メリットとデメリットがある.

1.1.3 PID 制御

ここでは, 1.1 節でも述べたように, 石油プラントや化学プラントなどのようなプロセスを取り扱う企業において, 90%以上実装化されている PID 制御について述べる [4,52].

また、本研究で用いる比例・微分先行型 PID 制御 (I-PD 制御) に触れ、コンピュータに実装するための、連続時間系から離散時間系への変換について述べる。

PID 制御とは、1922 年に Minorsky が発想した制御方式で、比例 (Proportional)、積分 (Integral)、微分 (Derivative) の 3 つの動作で制御することが可能な制御法である。Fig.1.3 に一般的な PID 制御のブロック線図を示す。制御系は、与えられた目標値に制御対象の出力である制御量が一致するように、制御装置によって操作量を決定する。ここで、目標値から、制御量を引いたものを偏差と呼ぶ。偏差が小さければ操作量も小さく、偏差が大きければ操作量も大きくなることは妥当であるから、制御則として偏差に比例する動作を含めて、これを比例動作 (P 動作) と呼ぶ。

自己平衡性をもつ制御対象に比例制御のみを行うと目標値や外乱のステップ状変化に対して、最終的に一定の偏差が残る。これを定常偏差と呼び、偏差の積分に比例する項を制御則に加えることで除去することが可能となる。これを積分動作 (I 動作) と呼ぶ。

さらに、偏差の増減の動向を操作量の決定に反映して、制御特性の改善を図るために、偏差の微分に比例する項も制御則に含めることでフィードバック制御系の制御応答の動特性を改善する。これを微分動作 (D 動作) と呼ぶ。

以上の 3 つの動作を含む制御則が PID 制御である。ここで、PID 制御は次式のように表される。

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (1.1)$$

ここで、 u は操作量、 e は偏差を表している。また、 K_P, K_I, K_D はそれぞれ比例ゲイン、積分ゲイン、微分ゲインである。これを次のような表現で表すことが慣習となっている。

$$u(t) = k_c \left\{ e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (1.2)$$

ここで、 k_c は比例ゲイン、 T_I は積分時間、 T_D は微分時間である。つまり、(1.1) 式と (1.2) 式の関係から、 $K_P = K_c$ 、 $K_I = \frac{K_c}{T_I}$ 、 $K_D = K_c * T_D$ である。

次に、I-PD 制御について述べる。制御対象に補償要素でフィードバックをほどこして制御対象の特性を改善し、制御量が目標値に等しくなるように制御する系において、積分動作を、補償要素には比例および微分動作を用いた制御方式である。I-PD 制御は、積分動作を用いることにより、ステップ状の目標値変化に対してオフセットが残らず、フィー

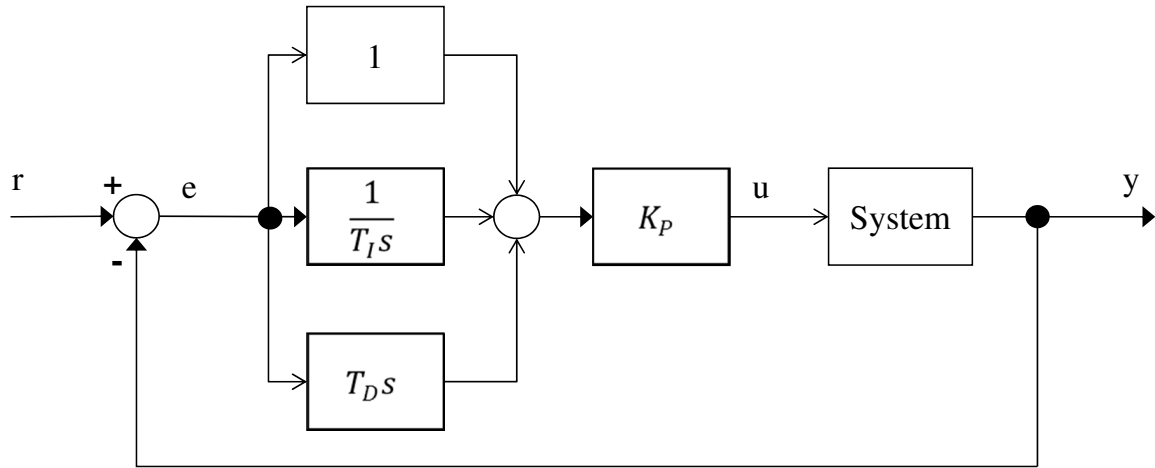


Fig. 1.3: Block diagram of the PID controller.

ドバック補償要素に比例および微分動作を用いることにより、応答の遅い制御対象の速応化もでき、振動的な制御対象の減衰特性を改善することができる。しかし、I-PD制御はPID制御と比較して、同じPIDパラメータを用いてI-PD制御を適用すると、目標値は積分動作しか作用しないため、目標値変化に対する制御量の応答は一般的に遅くなる。I-PD制御のブロック線図をFig.1.4示す。I-PDの制御則は、次式のように表される。

$$u(t) = K_c \left\{ -y(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{dy(t)}{dt} \right\} \quad (1.3)$$

これを離散時間I-PD制御則に書き換えると次式のように表される [53].

$$\Delta u(t) = \frac{k_c T_s}{T_I} e(t) - k_c \left(\Delta + \frac{T_D}{T_s} \Delta^2 \right) y(t) \quad (1.4)$$

$$= K_I e(t) - K_P \Delta y(t) - K_D \Delta^2 y(t) \quad (1.5)$$

ここで、 Δ は差分演算子を表しており、 $\Delta := 1 - z^{-1}$ で定義される。また、 $e(t)$ は制御誤差信号であり、 $y(t)$ を制御量、 $r(t)$ を目標値とすると以下で定義される。

$$e(t) := r(t) - y(t) \quad (1.6)$$

さらに、 $K_P = k_c$ 、 $K_I = k_c * \frac{T_s}{T_I}$ 、 $K_D = k_c * \frac{T_D}{T_s}$ であり、 T_s はサンプリング間隔である。

離散時間系でのPID制御系の設計は、使用する側である企業の立場において、特に有用であると考えられる。特に、PIDパラメータの決定および調整は、制御系の性質を大きく

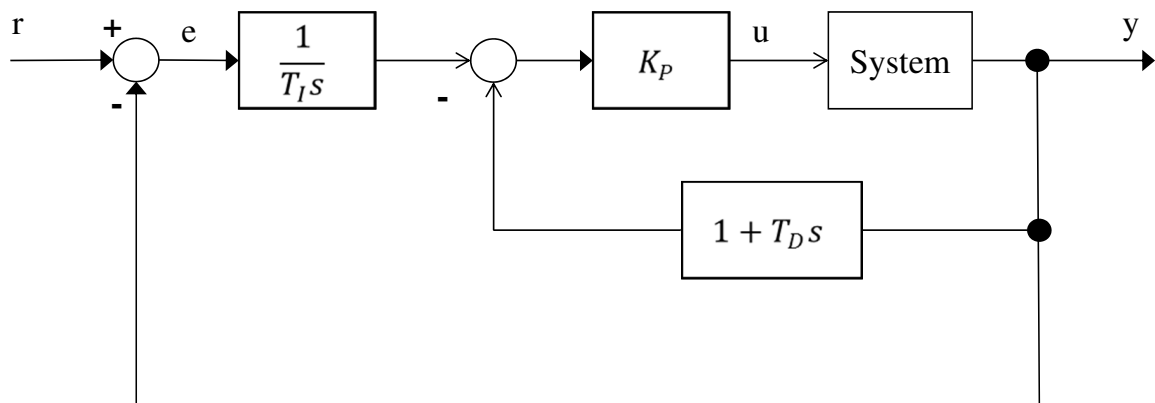


Fig. 1.4: Block diagram of the I-PD controller.

左右するため、重要な問題とされている。離散時間系においては、Chienら [54] や Zieglerら [55] が、システムを一次遅れとむだ時間の形で表現し、そのモデルを用いて PID パラメータを決定する方法を提案し、その方法が現場では広く適用されている。しかし、実システムの多くは、非線形性を有しているため、システムが線形であるという前提で設計された PID パラメータを使用するだけでは、良好な結果は期待できない。さらに、制御対象の特性変動に対し、あらかじめ決定されたパラメータにより、そのまま制御を続けると、満足な結果が得られないどころか、不安定になるという問題も生じる。このようなことから、非線形システムに対して PID パラメータを適応的に調整するような制御系設計を行うということは大変有用であると考えられる。なお、本論文においては、実システムを考え I-PD 制御則を用いる。

最後に、PID 制御の利点を以下に示す。

- PID 制御の制御パラメータは 3 個であり、制御器の構造が簡単である。
- 比例・積分・微分といった、制御パラメータ (PID パラメータ) のもつ物理的意味が明確である。
- オペレータのもつノウハウを、そのまま PID パラメータの調整に活かすことが可能であり、再調整も簡単に行える。

1.2 本論文の目的と各章の構成

1.1 節で述べた背景をもとに，制御系設計において，重要な要素は次の4つである．

- 制御系設計が簡単であること
- 計算負荷が比較的軽いこと
- 非線形システムを扱えること
- 実システムに適用可能であること

この4つの要求を満たす方法として本論文では，局所線形モデル用いたセルフチューニング法，ならびにデータベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計について提案する．具体的には，非線形システムに対して，局所線形モデル構築し，各局所線形モデルに対応したコントロールパラメータ又はPIDパラメータを個々に求め，これに重み付けを行いセルフチューニング制御系を設計する方法と，非線形システムをいくつかのサブシステムに分け，サブシステムごとにデータベースを構築し，これらを適切に切り替えてコントロールパラメータ又はPIDパラメータを設計する方法の2つのアプローチに基づいたセルフチューニング制御系を設計することを考える．

まず第2章では，局所線形モデルを用いた極配置制御系について考察する．ここでは，各局所線形モデルに対応したコントロールパラメータを個々に求め，これに重み付けを行うことで，セルフチューニング制御系を設計する方法について考察し，その有効性を，複数の数値例を通して検証する．さらに，計算時間についても言及する．次に第3章では，局所線形モデルを用いたPID制御系の設計について考察する．具体的には広く産業界で用いられているPID制御系について，第2章の極配置制御法に基づいて，PIDパラメータを調整する方法について考察し，その有効性を数値例を通して検証する．また，プロセス制御の一種である水位プロセスシステムならびにリニアモーターカー等で用いられている磁気浮上装置について考察した手法を適用し，その有効性を実験的に検証する．第4章では，データベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計について考察する．データ駆動型アプローチは，非線形システムに対して，良好な制御性能をえることができるが，計算時間が長いという欠点を有している．そこで，非線形システムをいくつかのサ

ブシステムに分け，サブシステムごとにデータベースを構築し，これらを適切に切り替えてパラメータを生成する手法について考察する．さらに，本手法の有効性を，数値例及び計算時間について検証する．また，実験例として熱プロセスシステムへの適用を通して考察する．最後に，第5章では，本研究を通して得られた結果についてまとめるとともに，今後の制御における本研究の有用性，ならびに残された問題点について言及する．

第2章 局所線形モデルを用いたセルフ チューニング極配置制御系の設計

2.1 諸言

石油プロセスや化学プロセスに代表されるプロセスシステムの多くは、不確かさのあるシステムや非線形性を有するシステムが数多く存在している。そのため、固定のパラメータを用いた単純なコントローラでは、望ましい制御応答を得ることは難しい場合が多い。この問題に対して、ニューラルネットワーク [27] や遺伝的アルゴリズム [33] などソフトコンピューティングを利用することで、解決する方法が報告されている。しかしながら、これらの手法による学習や処理には多大な時間が必要し実用的でない。

一方、従来研究として非線形システムを複数の線形モデルで表現する局所線形モデル [56–58] が提案されている。局所線形モデルは、非線形システムを線形として考えるため、制御系の構築が簡単に行える特徴を持っている。しかし、これらの制御手法は、非線形システムを各領域ごとに切り替える方法であり、局所線形モデルでカバーできない範囲では、良好なコントロールパラメータを算出することができない問題がある。

そこで本章では、各局所線形モデルに対応したコントロールパラメータを個々に求め、これに重み付けを行うことで、制御系を設計する方法を提案する。本手法では、複数個に分けられた局所線形モデルに対してコントロールパラメータを決定するため、非線形システムに対して、より適切なチューニングが行えることが期待できる。また、ニューラルネットワークのように学習を必要としない上、DD アプローチが必要とするデータベースを構築する必要がないため、構築に要する時間を削減できる。結果として、メモリ容量や計算時間に関しても負荷や処理時間を大幅に削減させることができると考えられる。

まず2.2節では、局所線形モデルの構築法ならびに極配置制御法 [59–61] に基づいたコントロールパラメータの算出法について考察する。次に2.3節では、局所線形モデル法に基

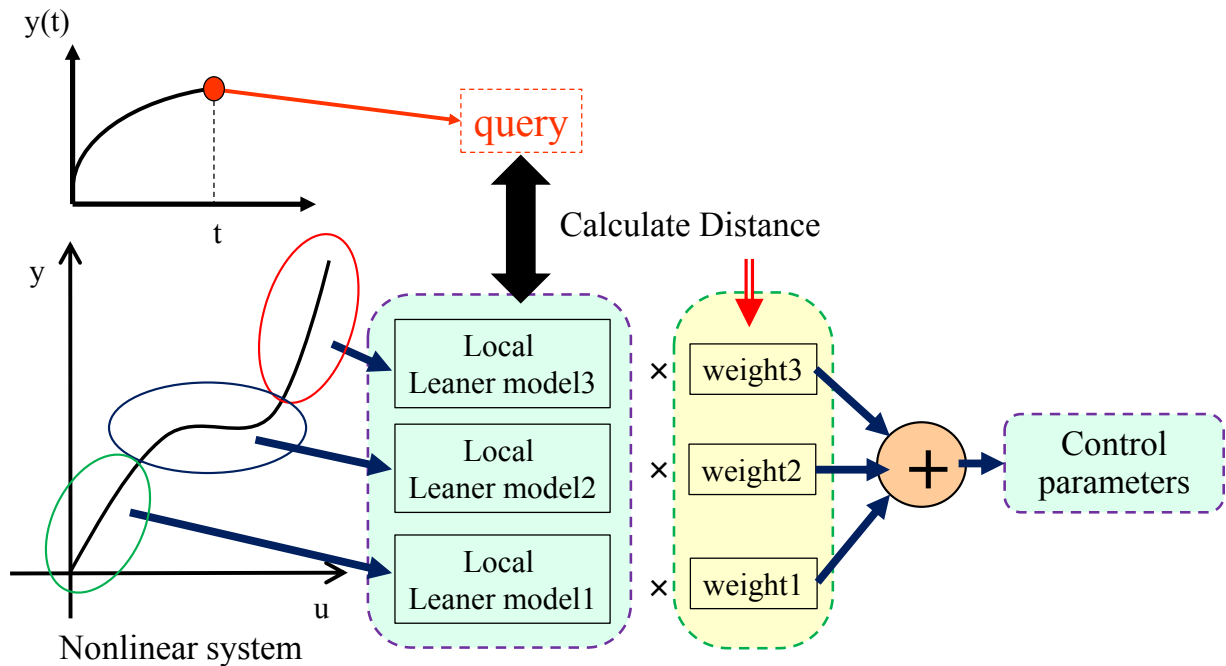


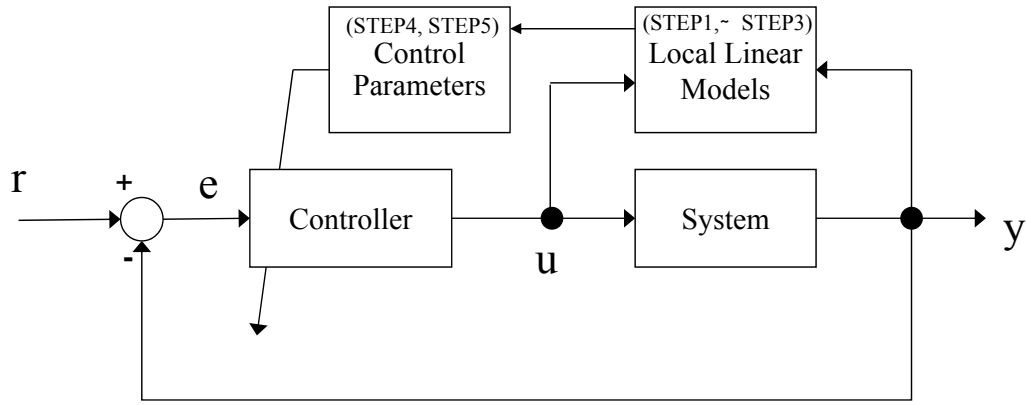
Fig. 2.1: Conceptual figure of local linear models.

づく極配置制御アルゴリズムの有効性を検証するため、数値例として Bilinear モデル [68] 及び Hammerstein モデル [69] に提案手法を適用し、本手法の有効性について考察する。

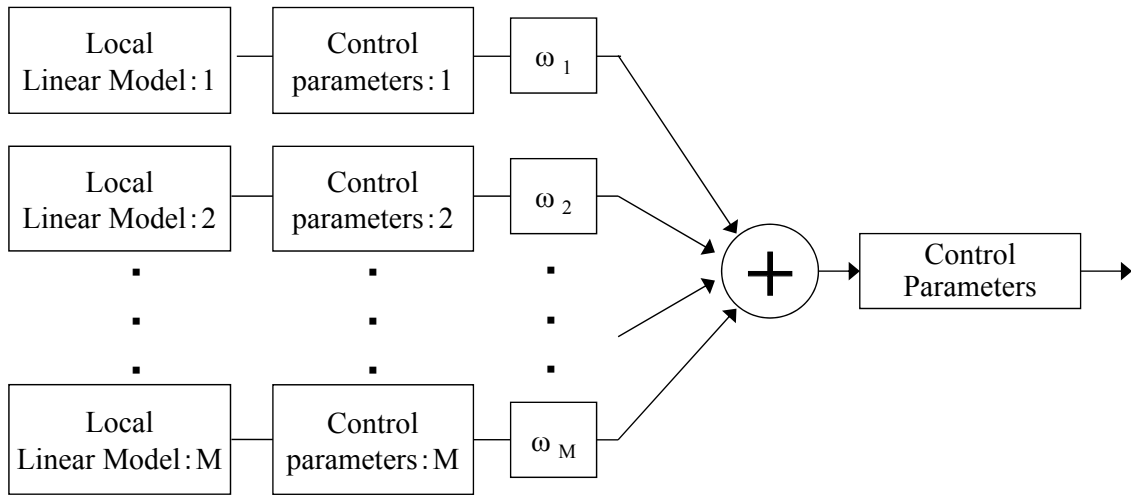
2.2 局所線形モデル法に基づく極配置制御系の設計

本章で提案する概念図を Fig.2.1 に示す。また、制御系のブロック線図を、Fig.2.2(a) に示す。非線形システムに対して、線形モデルを用いて同定を行った場合、ある平衡点周りでの局所線形モデルとなり、非線形システムに対して大域的な特性を表現することはできない。そこで、Fig.2.2(b) に示すように局所的に複数個の線形モデルを用意して、これらの線形モデルを用いて、非線形システムを近似的に表現することを考える。

提案する制御法は、Fig.2.1 に示すように、非線形システムに対して、 M 個の局所線形モデルを作成し、各線形モデルの出力値と現時刻でのシステムの出力値 (要求点 : query) との誤差の大きさに応じて、各線形モデルから得られるコントロールパラメータに重み付けすることにより、非線形システムを制御する。なおここでは、誤差の大きさの事を距離と呼ぶこととする。



(a) Block diagram



(b) Local Linear Models method

Fig. 2.2: Block diagram of the proposed self-tuning pole-assignment control system.

2.2.1 システムの記述

まず、次式で表わされる離散時間非線形システムを考える。

$$y(t) = f(\phi(t-1)) \quad (2.1)$$

ここで、 $y(t)$ はシステム出力、 $f(\cdot)$ は非線形関数を表している。また、 $\phi(t-1)$ はシステムの時刻 $t-1$ 以前の状態（ヒストリカルデータ）を表しており、情報ベクトルと呼ぶこととする。情報ベクトル $\phi(t-1)$ は次式で定義される。

$$\phi(t-1) := [y(t-1), y(t-2), \dots, y(t-n_y), u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-n_u)] \quad (2.2)$$

さらに、 $u(t)$ は制御入力、 n_y 、 n_u はそれぞれ出力と入力の次数である。いま、(2.1) 式で表される非線形システムが、局所的に次式のような線形モデルで表わすことができると仮定

する.

$$A_i(z^{-1})y(t) = z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})u(t) \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (2.3)$$

ここで, (2.3) 式において, k_m はむだ時間の最小推定値を表している. 化学プロセスに代表される多くのプロセス系では, むだ時間を明確に特定することが不可能な場合がほとんどである. そのため, むだ時間が既知のときは k_m をその値に設定し, むだ時間の範囲がわからない場合は, $k_m = 0$ と設定する. (2.3) 式は CARIMA(Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average) モデルと呼ばれ, ステップ状の外乱や目標値点周りの定常項を除去する目的で, プロセス系に対して用いられる. さらに, z^{-1} は $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ を意味する時間遅れ作用素を表している. また, $A_i(z^{-1})$ と $B_i(z^{-1})$ は次式で与えられる.

$$A_i(z^{-1}) = 1 + a_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n_y}z^{-n_y} \quad (2.4)$$

$$B_i(z^{-1}) = b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + \dots + b_{i,n_u}z^{-n_u} \quad (2.5)$$

さらに, n_y, n_u はそれぞれ出力と入力 of 次数である. 以上の準備の後, 局所線形モデルに対応したコントロールパラメータを設計する.

2.2.2 コントロールパラメータの設計

以下の手順に基づいてコントロールパラメータを設計する.

[STEP1] 複数個の局所線形モデルの構築

非線形システムの静特性に対して, 分割領域および分割数を決定し, M 個の局所線形モデルを構築する. その後, 一括型最小二乗法 [62,63] によるシステム同定を行い, (2.3) 式の線形モデルに含まれる $A_i(z^{-1})$ と $B_i(z^{-1})$ ($i = 1, 2, \dots, M$; 以下特記しない限り, i はこれらの値をとる) のシステムパラメータ θ_i を推定する. システムパラメータ θ_i は次式で定義される.

$$\theta_i := [a_{i,1} \ a_{i,2} \ \dots \ a_{i,n_y} \ b_{i,0} \ b_{i,1} \ \dots \ b_{i,n_u}]^T \quad (2.6)$$

θ_i の推定値 $\hat{\theta}_i$ は次式より計算される.

$$\hat{\theta}_i = [\Phi_i^T \Phi_i]^{-1} \Phi_i^T y_i \quad (2.7)$$

ただし、 Φ_i は N 対の入出力データ、 \mathbf{y}_i は出力データであり、それぞれ次のように与えられる。

$$\begin{aligned} \Phi_i &= [-\mathbf{Y}_i \mathbf{U}_i] \\ &= \begin{bmatrix} -y(0) & -y(-1) & \cdots & -y(-n_y + 1) & u(0) & u(-1) & \cdots & -u(-n_u) \\ -y(1) & -y(0) & \cdots & -y(-n_y + 2) & u(1) & u(0) & \cdots & -u(-n_u + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \cdots & -y(N-n_y) & u(N-1) & u(N-2) & \cdots & -u(N-1-n_u) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{y}_i = [y(1) \ y(2) \ \cdots \ y(N)]^T \quad (2.9)$$

以上により、 N 対の入出力データの測定値の基づく未知のシステムパラメータの最小二乗推定値 $\hat{\theta}_i$ を求めることができる。

[STEP2] 制御系の設計

(2.3) 式で表される線形モデル対し、次式で与えられるフィードバック制御則を考える。

$$R_i(z^{-1})y(t) + S_i(z^{-1})\Delta u(t) - R_i(1)r(t) = 0 \quad (2.10)$$

ここで、 $r(t)$ は目標値、 $\Delta(:= 1 - z^{-1})$ は差分演算子を表しており、フィードバック制御則は、各線形モデルに対して設計する。ただし、 $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ は、[STEP1]において領域分けされた各線形モデルに対応したコントロールパラメータからなる多項式であり、次式により与えられる。

$$\left. \begin{aligned} R_i(z^{-1}) &= r_{i,0} + r_{i,1}z^{-1} + \cdots + r_{i,n_1}z^{-n_1} \\ S_i(z^{-1}) &= 1 + s_{i,1}z^{-1} + \cdots + s_{i,n_2}z^{-n_2} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

本章では、 $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ を極配置法に基づいて設計する。このとき、(2.3) 式と (2.10) 式で構成される閉ループ系の入出力関係は、次式で表される。

$$y_i(t) = \frac{z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})R_i(1)}{P(z^{-1})}r(t) \quad (2.12)$$

(2.12) 式の分母多項式 $P(z^{-1})$ は、次式により定義される。

$$P(z^{-1}) := \Delta A_i(z^{-1})S_i(z^{-1}) + z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})R_i(z^{-1}) \quad (2.13)$$

$P(z^{-1})$ は、閉ループ系の特性多項式であることがわかる。この、 $P(z^{-1})$ を設計多項式として次式により設計する [64–67].

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (2.14)$$

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= -2e^{\frac{\rho}{2\mu}} \cos\left(\frac{\sqrt{4\mu-1}}{2\mu}\rho\right) \\ p_2 &= e^{-\frac{\rho}{\mu}} \\ \rho &:= \frac{T_s}{\sigma} \\ \mu &:= 0.25(1-\delta) + 0.51\delta \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

ここで、 σ は立ち上がり時間に相当するパラメータで、実用的にはシステムの時定数を目安に、その 1/3~1/2 程度に設計するのが望ましいとされている [66,67]. また、 μ は応答の減衰特性に関するパラメータで、 δ によって調整される。 $\delta = 0$ のときは、二項展開形式モデルに相当する応答形状を示しており、 $\delta = 1$ とすると、Butterworth 形式モデルに相当する応答形状となる。実用的には、 $0 \leq \delta \leq 2$ として設計することが望ましいとされ、 δ を大きくすれば応答形状は振動的になる。(2.15) 式については、参考文献 [66] に基づいて設計する。

ここで、 $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ は、(2.13) 式に基づいて計算される。さらに、 $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ を一意に求めるためには、それぞれの次数を次式のようにする必要がある。

$$n_1 = n_y \quad (2.16)$$

$$n_2 = n_u + k_m \quad (2.17)$$

以上により、各線形モデルに対して極配置制御系を設計することができる。

[STEP3] 重みの計算

次に、[STEP2] において計算された各局所線形モデルと要求点との距離 $\epsilon_i(t)$ を各モデルごとに計算し、これに基づいて重み ω_i を計算する。 $\epsilon_i(t)$ は要求点(システム出力値) $y(t)$ と各線形モデルの推定出力値 $\hat{y}_i(t)$ との距離である。ここで、 $\hat{y}_i(t)$ は (2.3) 式に基づいて次式により計算される。

$$\hat{y}_i(t) = -A_i(z^{-1})y(t) + z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})u(t) \quad (2.18)$$

ここで、 $A_i(z^{-1})$ 及び $B_i(z^{-1})$ は [STEP1] で推定した各線形モデルのシステムパラメータを用いる。

$$\epsilon_i(t) = |y(t) - \hat{y}_i(t)| \quad (2.19)$$

$$\omega_i(t) = \frac{1/\epsilon_i(t)}{\sum_{i=1}^M 1/\epsilon_i(t)} \quad (2.20)$$

さらに、 $\omega_i(t)$ は選択された局所線形モデルに対応する重みである。この重みは、要求点と各線形モデルとの距離が近いほど大きな値となる。このとき、(2.19)式に基づいて $\omega_i(t)$ を計算すると、次式を満足することに注意されたい。

$$\sum_{i=1}^M \omega_i(t) = 1 \quad (2.21)$$

[STEP4] コントロールパラメータの算出

[STEP3] において求めた重みと、(2.11)式の $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ を用いて、次式によりコントロールパラメータを算出する。

$$R(z^{-1}) = \sum_{i=1}^M w_i R_i(z^{-1}) \quad (2.22)$$

$$S(z^{-1}) = \sum_{i=1}^M w_i S_i(z^{-1}) \quad (2.23)$$

[STEP5] 制御入力の生成

$R(z^{-1})$ と $S(z^{-1})$ を用いて、次式より制御入力 $u(t)$ を生成する。

$$R(z^{-1})y(t) + S(z^{-1})\Delta u(t) - R(1)r(t) = 0 \quad (2.24)$$

以上により、局所線形モデルを用いたセルフチューニング制御系を設計することができる。なお、本制御系の安定性は σ に大きく依存されており、システムによっては、 σ を大きくすることで、目標値への即応性を犠牲にするものの、安定性を確保することができる [8]。したがって、実用的には、最初は σ を大きく設定しておいて、徐々に σ を小さく調整することで対応する。

2.3 数値例

本節で考察した局所線形モデルを用いたセルフチューニング極配置制御系の有効性を検証するために、いくつかの数値例を示す。

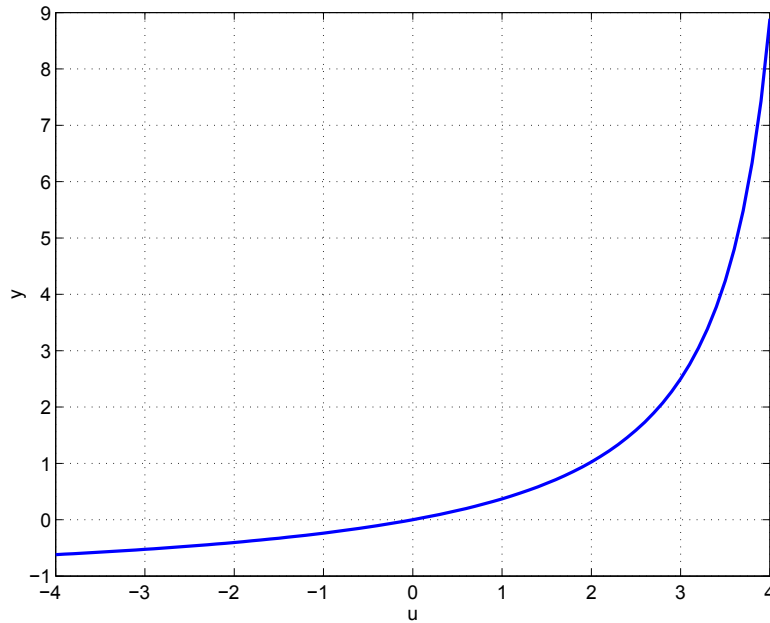


Fig. 2.3: Static property of the bilinear model.

2.3.1 Bilinear モデル

制御対象として、以下の式で表される Bilinear モデル [68] を考える。

$$\begin{aligned}
 y(t) = & 0.4y(t-1) - 0.09y(t-2) + 0.3u(t-1) - 0.1u(t-2) \\
 & + 0.1y(t-1)u(t-1) + 0.05y(t-2)u(t-2) + \xi(t)
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

ただし、 $\xi(t)$ は、平均 0、分散 0.01^2 のガウス性白色雑音である。また、このシステムの静特性 (一定入力 \bar{u} に対する出力値 \bar{y}) を Fig.2.3 に示す。Fig.2.3 から、このモデルが非線形性を有していることはあきらかである。また、設計多項式、 $P(z^{-1})$ におけるパラメータはそれぞれ、 $\sigma = 5$ 、 $\delta = 0$ 、さらにサンプリング間隔を $T_s = 1[\text{sec}]$ とした。このとき、次式として $P(z^{-1})$ が得られる。

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.341z^{-1} + 0.449z^{-2} \tag{2.26}$$

ここで、 $P(z^{-1})$ は先にも述べたように、文献 [66] を参考にして設計した。

Table 2.1: User-specified parameters including in the proposed method

Local linear models	$M = 3$
Order of the system output and the control input	$n_y = 2, n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$

いま，目標値 $r(t)$ を以下のように与える．

$$r(t) = \begin{cases} -0.5 & (0 \leq t < 100) \\ 1.0 & (100 \leq t < 200) \\ 6.0 & (200 \leq t < 300) \\ 3.0 & (300 \leq t < 400) \end{cases} \quad (2.27)$$

次に，静特性に基づいて，以下の様な制御入力範囲に対応した線形モデルを構築する．ただし，本手法に含まれる各種設計パラメータは Table 2.1 のように設計した．また，Fig.2.3 に示す静特性に基づいて，以下の様な制御入力範囲に対応した局所線形モデルを構築する．分割数については， $M = 3$ とした．なお，分割数の決定については，若干の試行錯誤を必要とするため，実験的に決定した．

$$\begin{cases} -4.0 \leq u_1 < 2.0 \\ 2.0 \leq u_2 < 3.4 \\ 3.4 \leq u_3 < 4.0 \end{cases} \quad (2.28)$$

まず，従来法との比較のため，Bilinear モデルの全てに領域に対して一括型最小二乗法を行い，唯一の線形モデルを用いた極配置法を適用する．また，各種設計パラメータは Table 2.1 の提案手法と同じである．このときの結果を Fig.2.4 に示す．Fig.2.4 から，従来法はシステムの非線形性のために，目標値が大きくなった 200[step] 以降で不安定に陥り，良好な応答が得られていないことが分かる．

次に，(2.28) 式において設定した 3 つの局所線形モデルから算出されたコントロールパラメータによる制御結果を，それぞれ Fig.2.5，Fig.2.6 および Fig.2.7 に示す．Fig.2.5 の局所線形モデル I については，初期の追従性は高いが，それ以降は発散している．次に Fig.2.6 の局所線形モデル II については，目標値の小さい箇所での追従性は低いですが，中盤

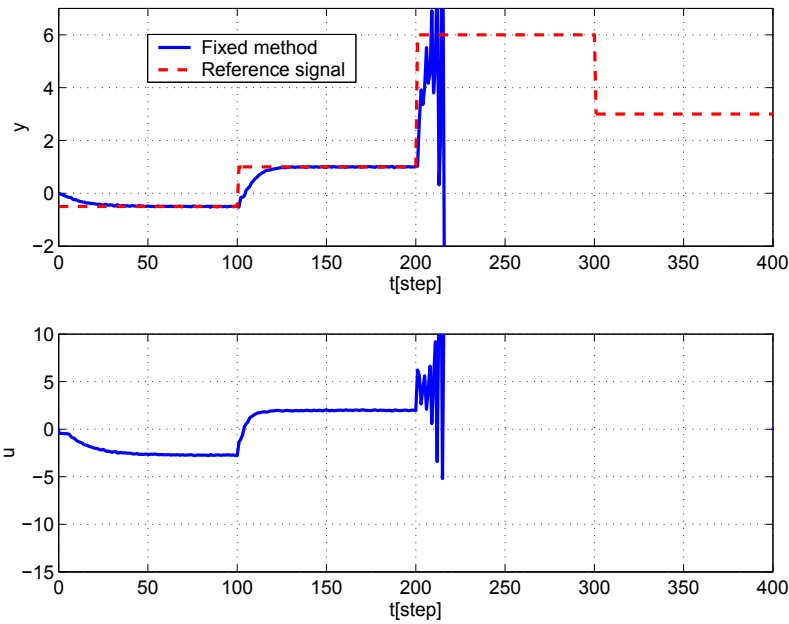


Fig. 2.4: Control result using the conventional control scheme in the case of bilinear model.

の応答は局所線形モデル I と比べ良好である。さらに，Fig.2.7 の局所線形モデル III では，中盤までの追従性は他のモデルの結果と比べて低い，常に安定した制御結果となっている。

この3つの局所線形モデルから得られたコントロールパラメータの重みを調整した，提案手法の制御結果を Fig.2.8 に示す。また，この場合の提案手法によるコントロールパラメータの時間的変化を Fig.2.9，重み割合の時間的変化を Fig.2.10 に示す。Fig.2.9 や Fig.2.10 によると，重みの変化により，コントロールパラメータがシステムの非線形性に対応して調整されており，Fig.2.8 に示すように，良好な制御結果が得られていることが分かる。

2.3.2 Hammerstein モデル

次に，制御対象として次式で与えられる Hammerstein モデルを考える。Hammerstein モデルは，アクチュエータの非線形性を表現する場合などに用いられる [69–71]。いま，Hammerstein モデルを次式で与える。

$$\left. \begin{aligned} y(t) &= 0.6y(t-1) - 0.1y(t-2) + 1.2x(t-1) - 0.1x(t-2) + \xi(t) \\ x(t) &= 1.5u(t) - 1.5u^2(t) + 0.5u^3(t) \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

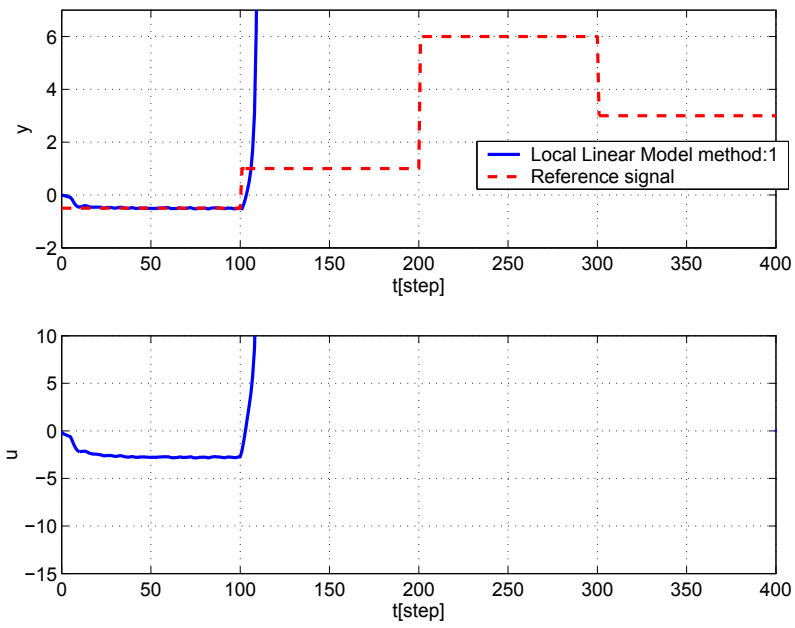


Fig. 2.5: Control result using the local linear model I scheme in the case of bilinear model.

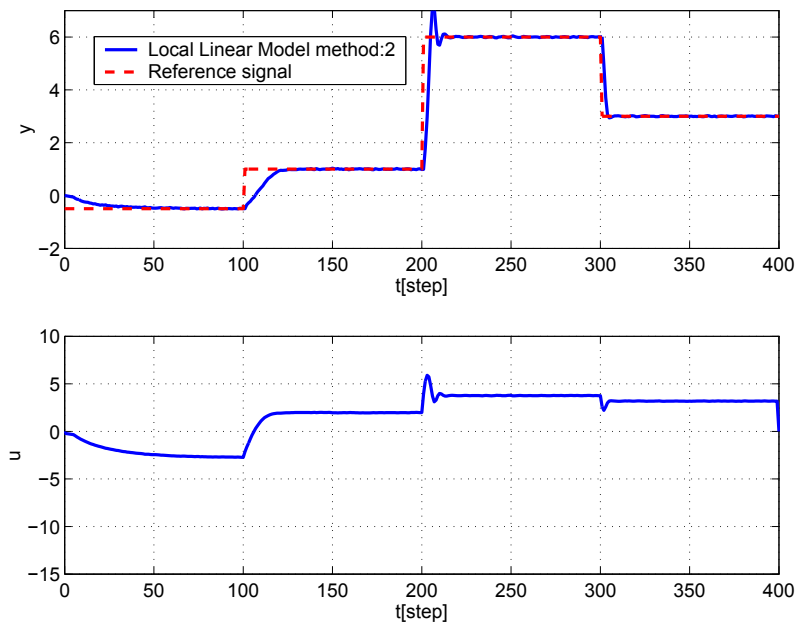


Fig. 2.6: Control result using the local linear model II scheme in the case of bilinear model.

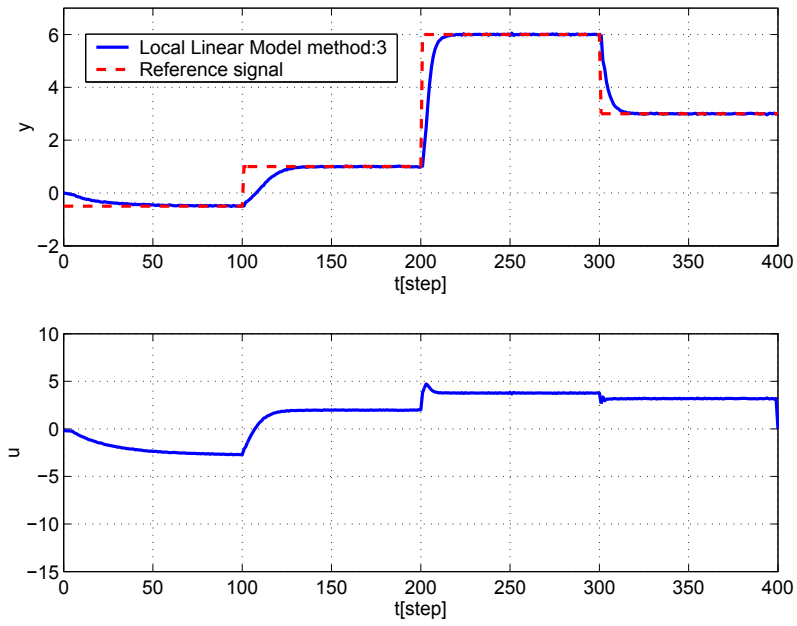


Fig. 2.7: Control result using the local linear model III scheme in the case of bilinear model.

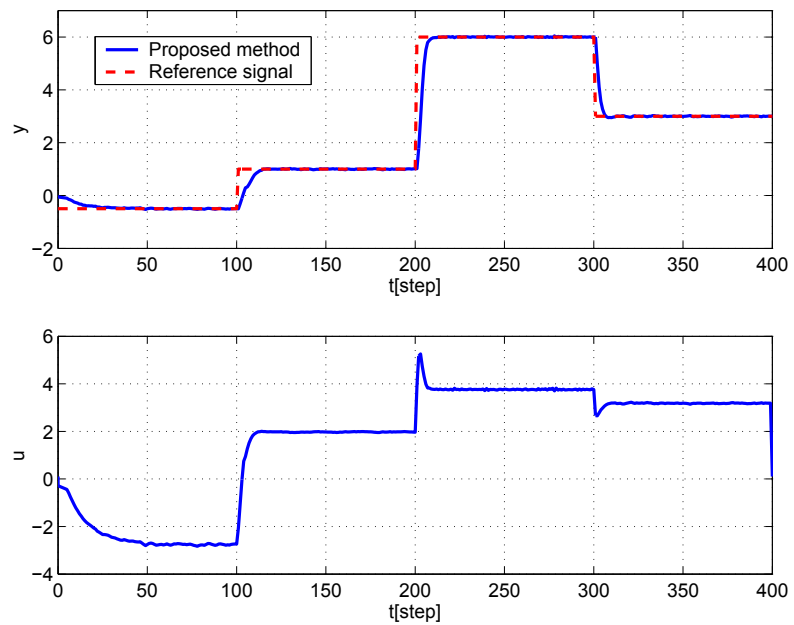


Fig. 2.8: Control result using the newly proposed control scheme in the case of bilinear model.

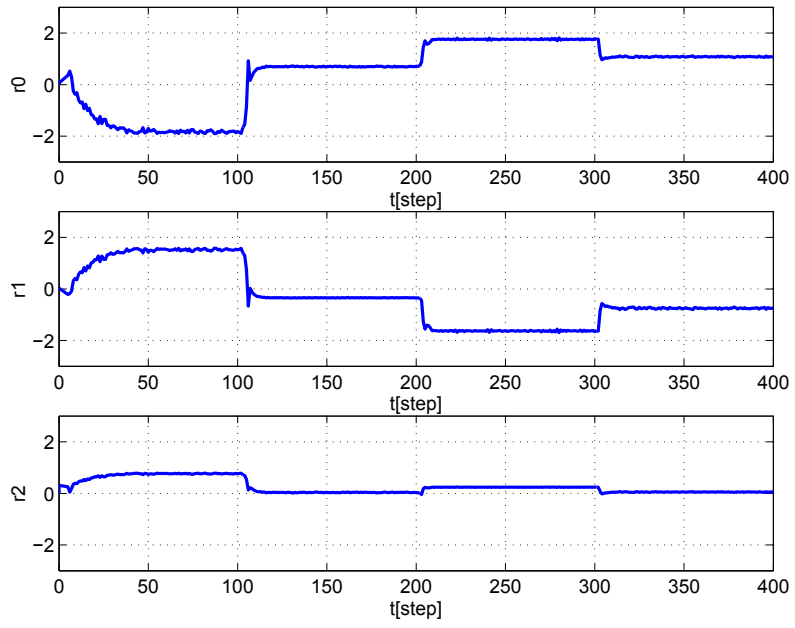


Fig. 2.9: Trajectories of control parameters corresponding to Fig.2.8.

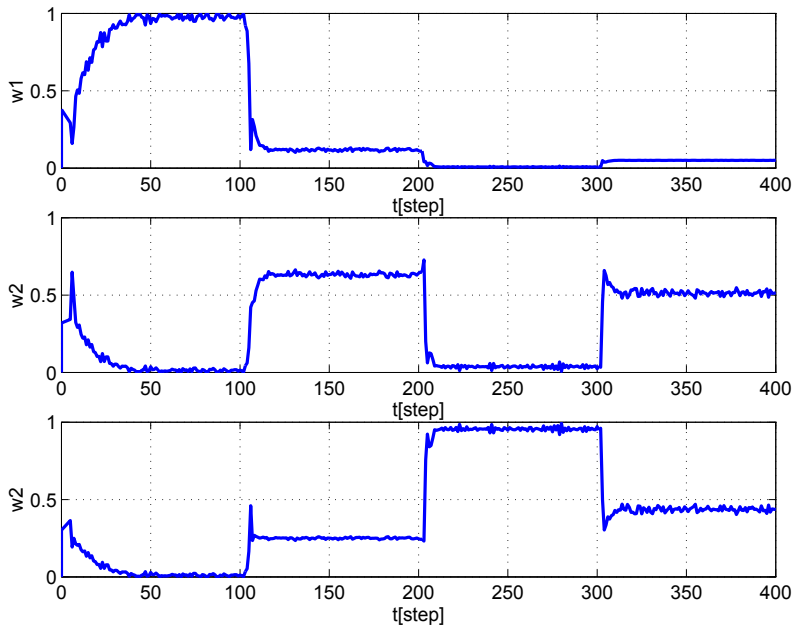


Fig. 2.10: Trajectories of weights corresponding to Fig.2.8.

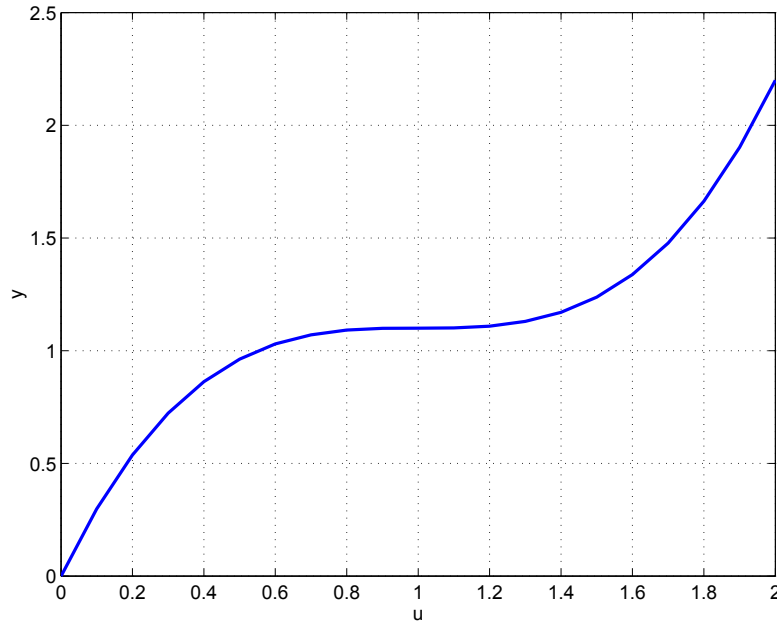


Fig. 2.11: Static property of the Hammerstein model.

ただし, $\xi(t)$ は, 平均 0, 分散 0.01^2 のガウス性白色雑音である. この Hammerstein モデルの静特性を Fig.2.11 に示す. Fig.2.11 から, このシステムが非線形性を有していることは明らかである.

ここで, 設計多項式 $P(z^{-1})$ は, 2.3.3 節の Bilinear モデルで設計した (2.26) 式と同様のものを用いる. ただし, $\sigma = 5$, $\delta = 0$, さらにサンプリング間隔を $T_s = 1[\text{sec}]$ としている.

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.341z^{-1} + 0.449z^{-2} \quad (2.30)$$

また, 提案手法に含まれている設計パラメータについても, Table 2.1 と同様である.

いま, 目標値 $r(t)$ を以下のように与える.

$$r(t) = \begin{cases} 0.5 & (0 \leq t < 100) \\ 1.0 & (100 \leq t < 200) \\ 2.0 & (200 \leq t < 300) \\ 1.2 & (300 \leq t < 400) \end{cases} \quad (2.31)$$

次に, 局所線形モデルを以下に示す制御入力範囲において構築する. なお, 分割数は

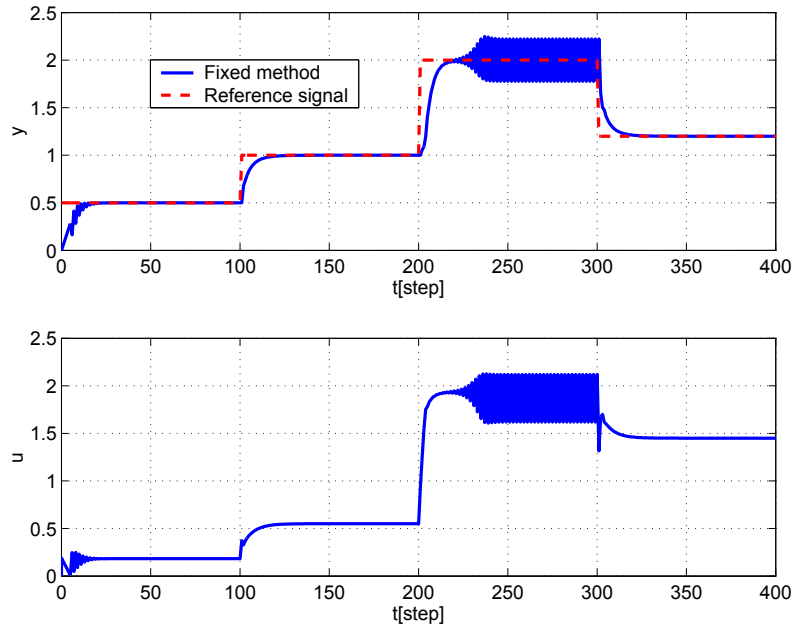


Fig. 2.12: Control result using the conventional control scheme in the case of Hammerstein model.

$M = 3$ とした.

$$\begin{cases} 0 \leq u_1 < 0.6 \\ 0.6 \leq u_2 < 1.6 \\ 1.6 \leq u_3 < 2.0 \end{cases} \quad (2.32)$$

まず，従来法との比較のため，Hammerstein モデルの全てに領域に対して一括型最小二乗法を行い，唯一の線形モデルを適用する．また，各種設計パラメータは Table 2.1 の提案手法と同じである．このときの結果を Fig.2.12 に示す．を Fig.2.12 から，制御応答は一部振動していることが分かる．

次に，(2.32) 式において設定した範囲においての 3 つの局所線形モデルから算出されたコントロールパラメータによる制御結果を，それぞれ Fig.2.5，Fig.2.6 および Fig.2.7 に示す．

Fig.2.13 の局所線形モデル I は，全体的に追従性が低いですが，常に安定した制御結果となっている．次に Fig.2.14 の局所線形モデル II については，Fig.2.11 の $u = 1$ 付近で局所線形モデル構築しているため，目標値付近以外は振動的となっている．さらに，Fig.2.15 の局所線形モデル III では，立ち上がり部分で所々振動している箇所はあるが，常に安定した

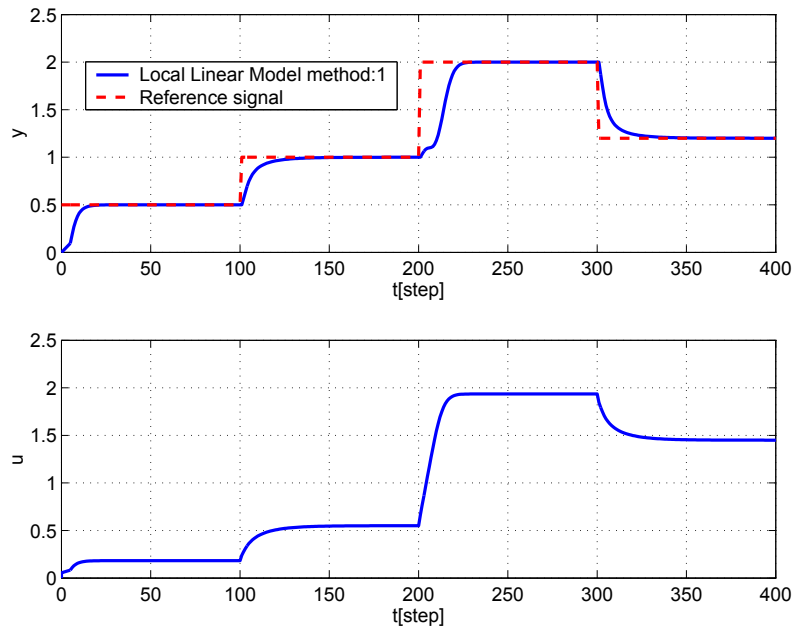


Fig. 2.13: Control result using the local linear model I scheme in the case of Hammerstein model.

制御結果となっている。

次に、提案手法の制御結果を Fig.2.16 に示す。また、この場合の提案手法によるコントロールパラメータの時間的变化を Fig.2.17, 重みの変化を Fig.2.18 に示す。提案手法によると、システムの特性和対して、重みが適切に変化しており、2.3.3 節の Bilinear モデルと同様に、良好な制御結果が得られていることが分かる。

2.3.3 システム変動

次に、制御対象が変動する場合に対して提案法を適用する。制御対象としては、次式で表される Hammerstein モデルを利用し、システムが System1 から System2 に変動するものとする。

[System1]

$$\left. \begin{aligned} y(t) &= 0.6y(t-1) - 0.1y(t-2) + 1.2x(t-1) - 0.1x(t-2) + \xi(t) \\ x(t) &= 1.5u(t) - 1.5u^2(t) + 0.5u^3(t) \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

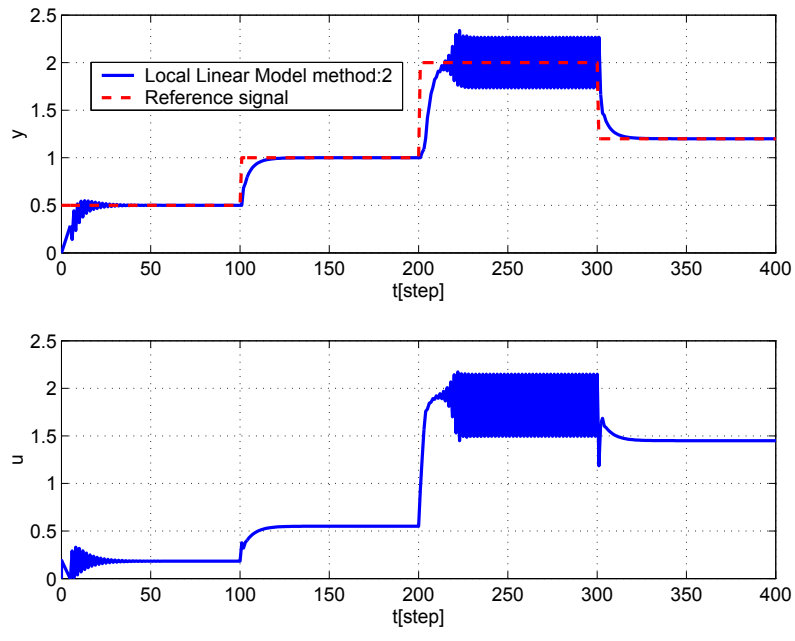


Fig. 2.14: Control result using the local linear model II scheme in the case of Hammerstein model.

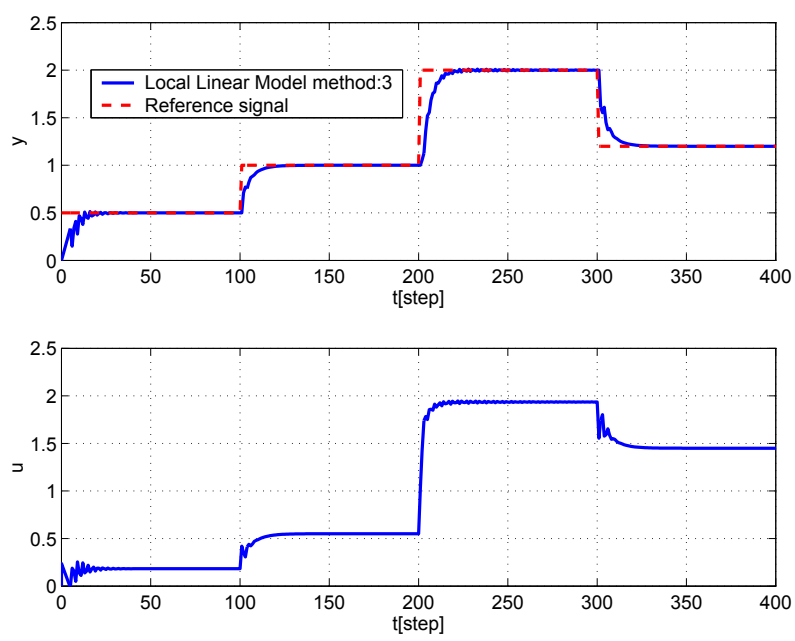


Fig. 2.15: Control result using the local linear model III scheme in the case of Hammerstein model.

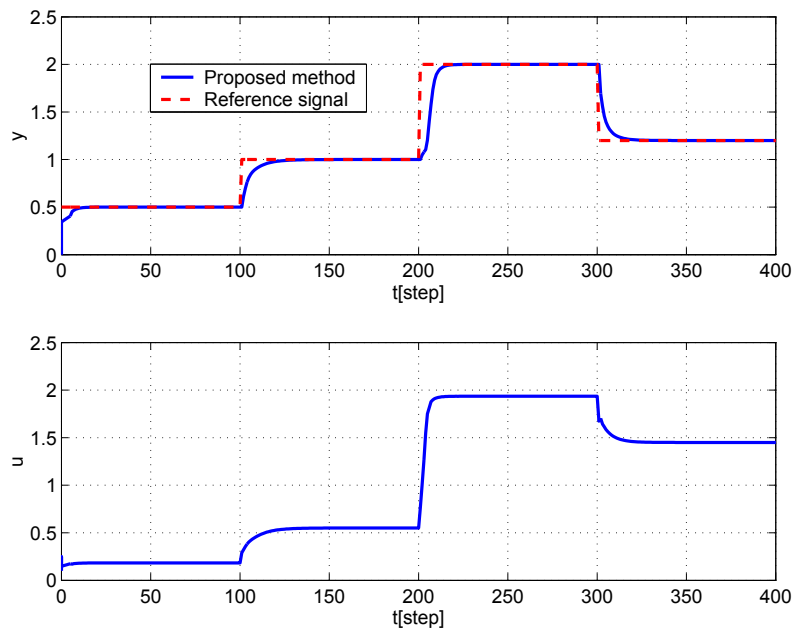


Fig. 2.16: Control result using the newly proposed control scheme in the case of Hammerstein model.

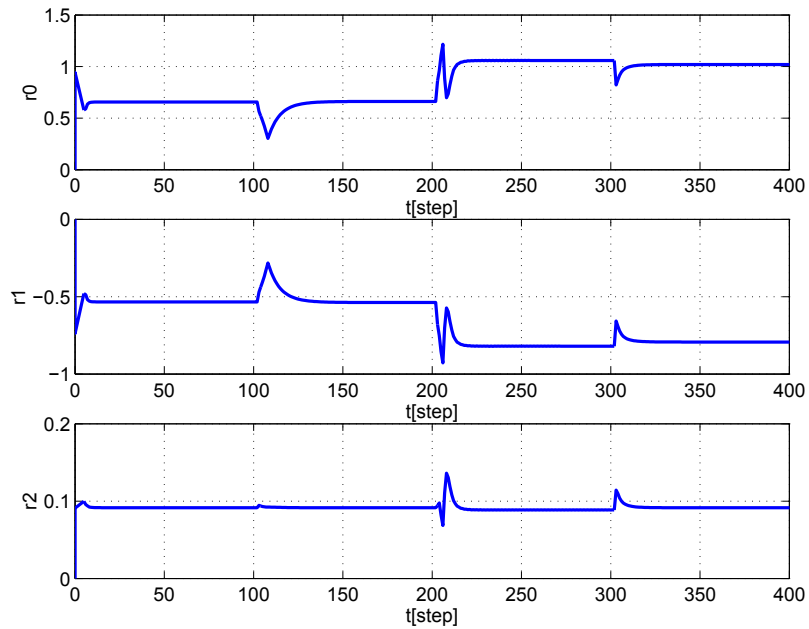


Fig. 2.17: Trajectories of control parameters corresponding to Fig.2.16.

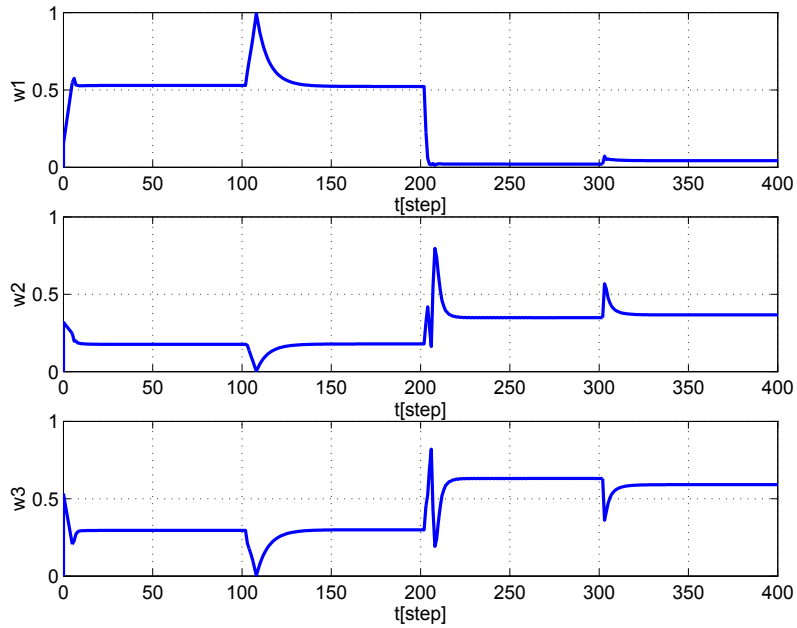


Fig. 2.18: Trajectories of weights corresponding to Fig.2.16.

[System2]

$$\left. \begin{aligned} y(t) &= 0.6y(t-1) - 0.1y(t-2) + 1.2x(t-1) - 0.1x(t-2) + \xi(t) \\ x(t) &= 1.0u(t) - 1.0u^2(t) + 1.0u^3(t) \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

ここで、 $\xi(t)$ は、平均0、分散 0.01^2 のガウス性白色雑音である。さらに、変動前のシステム (System1)、変動後のシステム (System2)、それぞれのシステムの静特性を Fig.2.19 に示す。Fig.2.19 より、変動後の System2 は $y \geq 1.0$ において、変動前の System1 よりもハイゲインになっていることが分かる。いま、目標値 $r(t) = 1.5$ と与え、ステップ $t = 200$ でシステムが変動するものとする。

次に、局所線形モデルを以下に示す制御入力範囲において構築する。なお、分割数は System1 を $M = 3$ 、System2 を $M = 2$ とした。

[System1]

$$\left\{ \begin{aligned} 0 &\leq u_1 < 0.6 \\ 0.6 &\leq u_2 < 1.6 \\ 1.6 &\leq u_3 < 2.0 \end{aligned} \right. \quad (2.35)$$

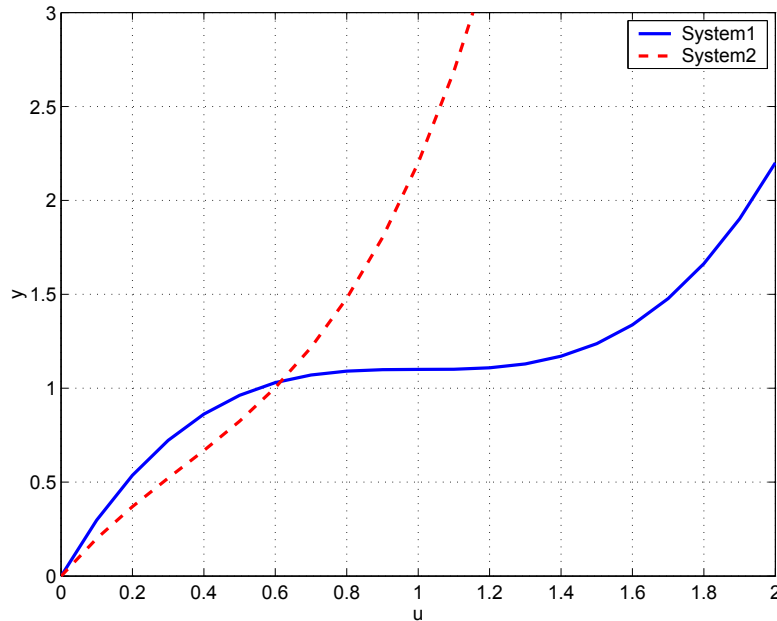


Fig. 2.19: Static properties of System1 and System2.

[System2]

$$\begin{cases} 0 \leq u_1 < 0.8 \\ 0.8 \leq u_2 < 1.2 \end{cases} \quad (2.36)$$

まず，この制御対象に対して，唯一の線形モデルを用いた極配置法を適用する．得られた結果を Fig.2.20 に示す．Fig.2.19 および Fig.2.20 において，システム変動後ゲインが変動前よりもハイゲインになっていることから，システム変動後不安定となり，良好な応答がえられていないことが分かる．

一方，提案手法をこのシステムに適用する．そのときの制御結果を Fig.2.21 に示す．また，重み時間的变化を Fig.2.22 に示す．Fig.2.21 から，提案法による制御結果は，Fig.2.22 の変化から，システム変動後適切に調整されており，Fig.2.20 と比較するとはるかに改善されているが，システム変動の部分でオーバーシュートが見られる．

2.3.4 計算時間の比較

次に，制御性能と処理時間の有効性を検証するために，データベースを用いたデータ駆動型アプローチ [40] との比較を行う．また，制御性能の有効性を検証する指標として，

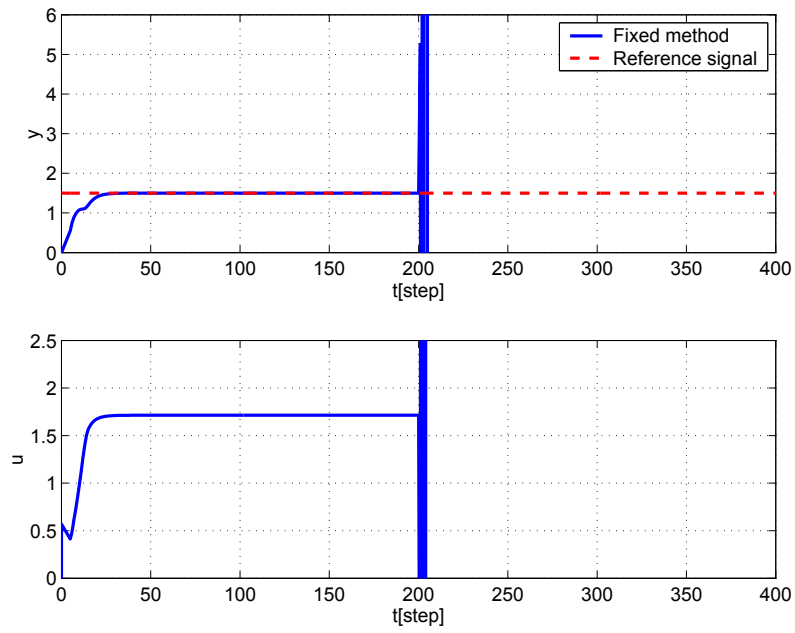


Fig. 2.20: Control result using the conventional control scheme in the case where the system is changed from System1 to System2

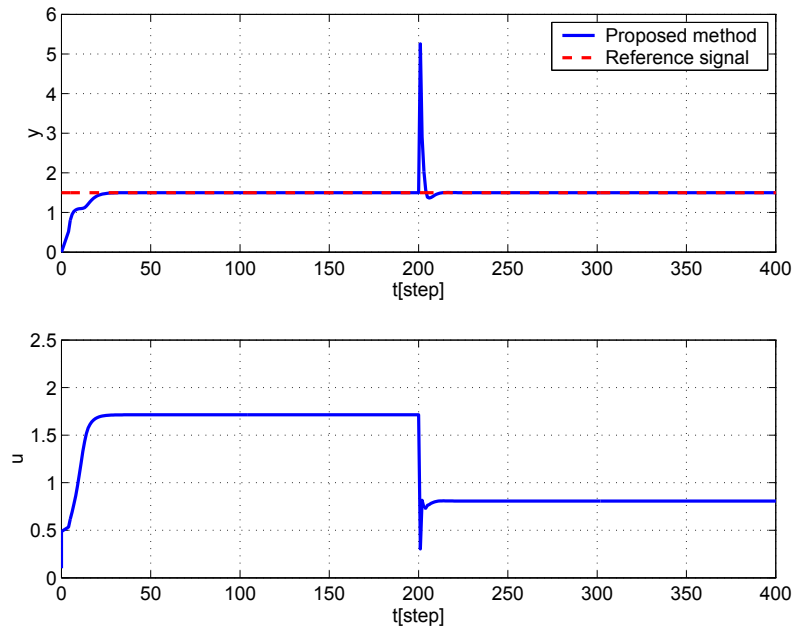


Fig. 2.21: Control result using the newly proposed control scheme in the case where the system is changed from System1 to System2

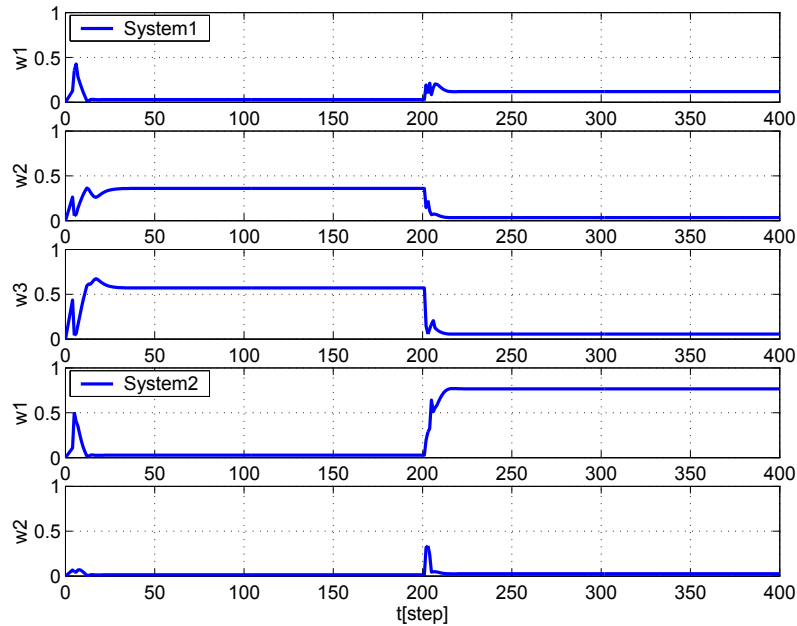


Fig. 2.22: Trajectories of weights corresponding to Fig.2.21.

Integral of Absolute Error (IAE) を用いる。IAE は、偏差 $e(t)$ の絶対値を積分した評価指標である。したがって、この評価量が小さければ小さいほど制御結果が良好であることを意味する。IAE は、以下の式で与えられる。

$$IAE = \frac{1}{400} \sum_{t=1}^{400} |e(t)| \quad (2.37)$$

ここで、 $e(t)$ は、目標値 $r(t)$ とシステムの出力値 $y(t)$ の誤差を示している。

さらに、処理時間について検証を行う。実験プログラムを MATLAB によって作成し、Intel 社 Core Duo(1.06GHz) の CPU 及び RAM (1.49GB) を持つコンピュータで処理した。なお、処理時間は、5 回同じ条件で処理した結果の平均で表している。

Fig.2.23 に示す Bilinear モデルと Fig.2.24 に示す Hammerstein モデルにおける提案手法と従来のデータ駆動型アプローチの結果を Table 2.2 および Table 2.3 に示す。Fig.2.23, Fig.2.24 および、Table 2.2, Table 2.3 から、Bilinear モデルおよび Hammerstein モデルとも制御性能においてデータ駆動型アプローチの方が優れていることが分かる。なお、今回提案した手法では、分割数及び分割方法については、検討しておらず、適切なパラメータを推定すれば制御結果は向上すると考えられる。しかし、計算時間の結果から、提案手法とデータベースを用いたデータ駆動型アプローチと比較した場合、Bilinear モデルおよび

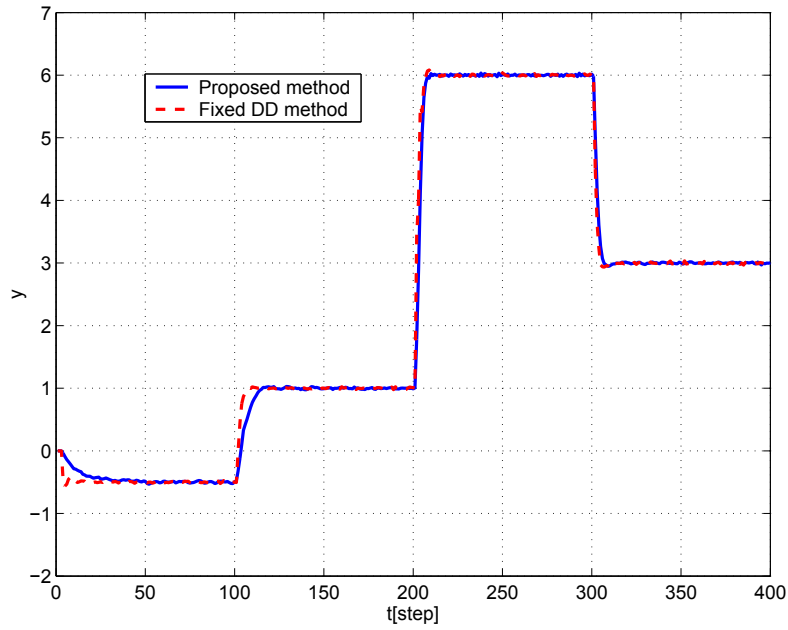


Fig. 2.23: Control results using the proposed method(solid line) and the fixed DD method(broken line) for the Bilinear model.

Table 2.2: Comparison of the proposed method with the conventional DD method for bilinear model.

Controller	IAE	time(s)
Proposed method	0.086	6.81
Fix DD method	0.057	88.36

Table 2.3: Comparison of the proposed method with the conventional DD method for Hammerstein model.

Controller	IAE	time(s)
Proposed method	0.041	5.68
Fix DD method	0.011	77.95

Hammerstein モデルとも処理時間は大幅に削減することができた。以上より、制御性能は多少劣るものの、本手法の計算時間が非常に優れていることがわかる。

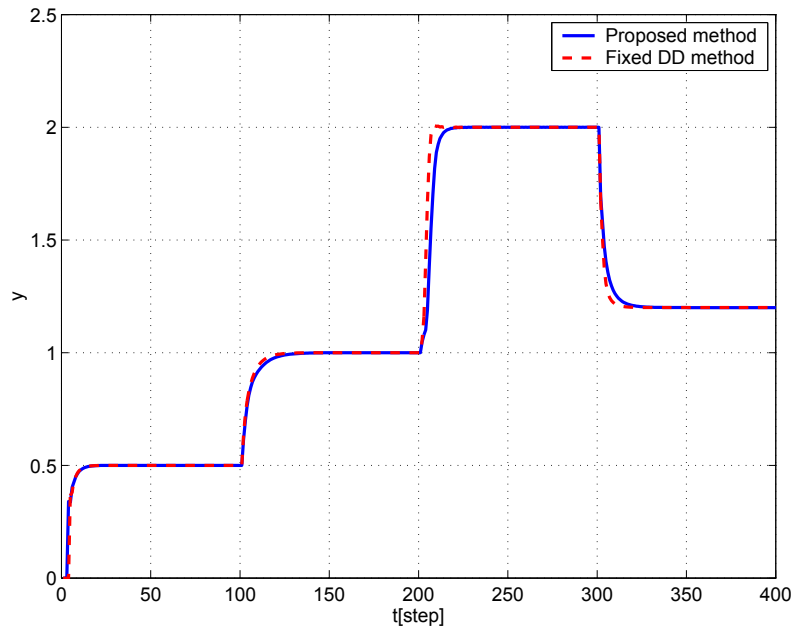


Fig. 2.24: Control results using the proposed method(solid line) and the fixed DD method(broken line) for the Hammerstein model.

2.4 結言

本章では，非線形システムに対し複数の局所線形モデルを構築し，これに対応したコントロールパラメータを調整するセルフチューニング制御法について考察した．従来の非線形システムに対する手法として，ニューラルネットワーク，ファジィ推論，遺伝的アルゴリズム，データ駆動型アプローチなどが用いられてきたが，その学習時間または計算時間が問題となっていた．しかし，本手法では，非線形システムを線形システムとして扱うため，非常に計算時間を抑えることが可能である．本手法の特徴を以下にまとめる．

- 重みの変化に応じて，制御パラメータを調整する．
- 制御系の実装化が比較的容易に実現できる．
- 非線形システムに対して有効である．
- 計算時間を大幅に削減することができる．

本章で提案したアルゴリズムを，bilinear モデルおよび Hammerstein モデル，システム変動に適用し，従来法と比較することによって本手法の有効性について示した．

また，本手法において，正弦波のようなシステムを持つ非線形システムの場合，1周期に対して3個程度の局所線形モデルを構築する必要がある．そのため，複数回の周期を有するようなシステムでは，局所線形モデルの分割数が膨大となり，本手法を適用することが難しい．さらに，本手法の局所線形モデルの分割数および分割領域については，今後考察を加える必要がある．

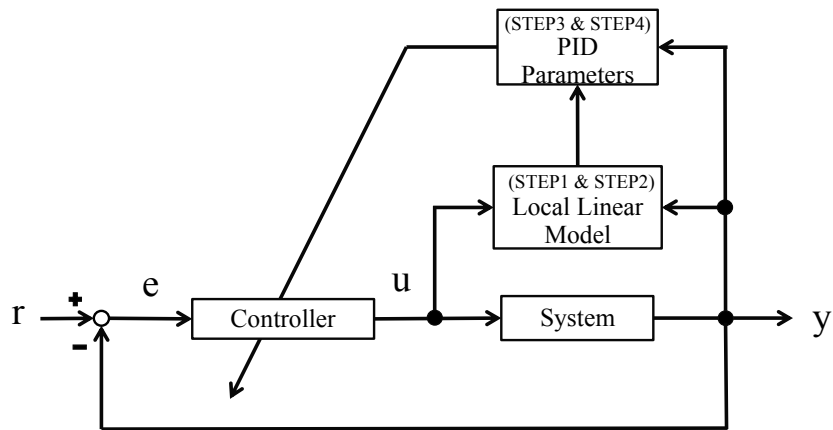
第3章 局所線形モデルを用いたセルフ チューニングPID制御系の設計

3.1 諸言

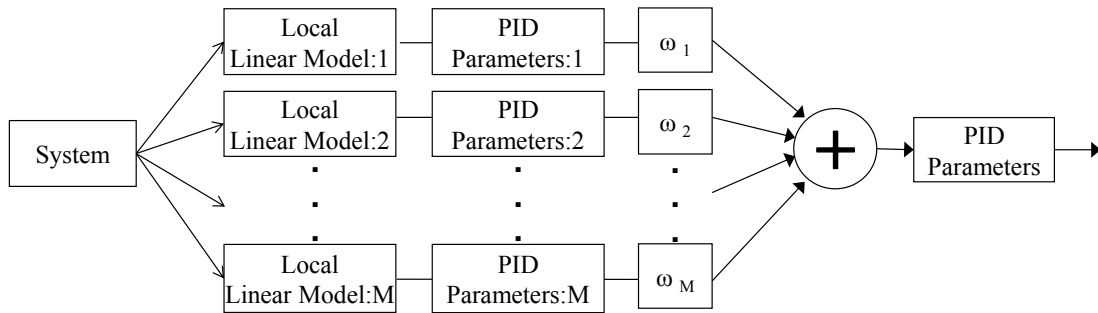
近年、コンピュータ技術や制御技術の発展は目覚ましく、ロバスト制御や適応制御などの手法が提案され、実システムでの動作が報告されている。しかし、実システムへの実装を考えたとき、複雑な制御構造のために実装化が不可能であったり、あるいは制御パラメータのもつ物理的意味が不明確になるなどの理由から、企業等の現場においては、今なおPID手法に頼るところが大きいのが現状である。また、現場技術者が自身の経験に基づき、良好な応答を得られるパラメータを決定しやすいことも挙げられる。

しかし、プロセスシステムなどの実システムの多くは、制御対象が非線形性を有しており、システムが線形であるという前提で設計された固定のPIDパラメータでは、望ましい制御応答を得ることは難しい。さらに、制御対象の特性変動に対し、あらかじめ決定されたパラメータにより、そのまま制御を続けると、満足な結果が得られないどころか、不安定になるという問題も生じる。この問題は、第2章でも述べたように、ニューラルネットワークや遺伝的アルゴリズム、データ駆動型アプローチを利用することで、解決できる例も報告されているが、これらの手法によると学習や計算時間の負荷が大きいことが問題とされている。

本章では、実システムへ適用するため、各局所線形モデルに対応したPIDパラメータを個々に求め、これに重み付けを行うことで、制御系を設計する方法を提案する。本手法では、複数個に分けられた局所線形モデルに対してPIDパラメータを決定するため、非線形システムに対して、より適切なチューニングが行えることが期待できる。PIDパラメータの調整にあたっては、極配置法に基づいて行う。まず、3.2節では、極配置法に基づいた局所線形モデルを用いたセルフチューニングPID制御系の設計法について述べる。3.3



(a) Block diagram



(b) Proposed method

Fig. 3.1: Block diagram of the proposed self-tuning PID control system.

節では、構成した局所線形モデルを用いたセルフチューニング PID 制御系の有効性を数値例により検証する。最後に、3.4 節では代表的な化学プロセスの一つとして考えられる水位プロセスシステムおよび交通機関としてリニアモーターカーに用いられている磁気浮上装置について、本章で考察した手法を適用し、その有効性を検証する。

3.2 局所線形モデル法に基づく PID 制御系の設計

本章では、非線形モデルに対し、その静特性の特性に応じて異なる平衡点周りの局所線形モデルを構築する。各局所線形モデルに対応した PID パラメータを算出し、システム出力の推定値を求める。そして、実際のシステム出力 (要求点 : query) と推定値との距離を計算し、その距離に応じて PID パラメータを荷重調整することにより、非線形制御を実現する。提案する制御系のブロック線図を、Fig.3.1 に示す。

3.2.1 システムの記述

化学プラントなどのプロセス系においては、本来、伝熱や対流などの様々な要因によって高次遅れ系となっている。しかし、そのようなシステムの詳細モデルを記述することは難しく、また、システムパラメータが増えると、不確かさを多く含むこととなり、制御系に悪影響を及ぼすことも考えられる。また、計算時間が膨大になってしまうことも考えられる。このような状況から、このような状況からプロセス制御系など、ほとんどが二次系以下(たとえば、「一次遅れ+むだ時間」系や「二次遅れ+むだ時間」系など)で記述されることが多い。そこで、本章では、次式を記述モデルとして用いる。

$$A_i(z^{-1})y(t) = z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})u(t) \quad (3.1)$$

$$\left. \begin{aligned} A_i(z^{-1}) &= 1 + a_{i,1}z^{-1} + a_{i,2}z^{-2} \\ B_i(z^{-1}) &= b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + \cdots + b_{i,n_u}z^{-n_u} \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

$$(i = 1, 2, \dots, M)$$

ただし、 $u(t)$ は制御入力、 $y(t)$ はシステム出力である。ならびに k_m はむだ時間、 n_u は $B_i(z^{-1})$ の次数、 M は分割数を表している。また、 z^{-1} は時間遅れ演算子で、 $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ を意味している。

3.2.2 PID 制御系の設計

[STEP1] 一括型最小二乗法によるパラメータ推定

局所線形モデルの構造が決定できれば、モデルを構成する未知パラメータを推定する必要がある。そこで、 N 対の入出力データを用いて、それぞれの局所線形モデルのシステムパラメータ θ_i を一括型最小二乗法を用いて推定する。システムパラメータ θ_i は次式で定義される。

$$\theta_i := [a_{i,1} \ a_{i,2} \ b_{i,0} \ b_{i,1} \ \cdots \ b_{i,n_u}]^T \quad (3.3)$$

θ_i の推定値 $\hat{\theta}_i$ は次式により計算される。

$$\hat{\theta}_i = [\Phi_i^T \Phi_i]^{-1} \Phi_i^T y_i \quad (3.4)$$

ただし、 Φ_i は N 対の入出力データ、 \mathbf{y}_i は出力データであり、それぞれ次のように与えられる。

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} -\mathbf{Y}_i & \mathbf{U}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y(0) & -y(-1) & u(0) & u(-1) & \cdots & u(-n_u) \\ -y(1) & -y(0) & u(1) & u(0) & \cdots & u(-n_u + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & u(N-1) & u(N-2) & \cdots & u(N-1-n_u) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{y}_i = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(N) \end{bmatrix}^T \quad (3.6)$$

ここで、 $u(0), u(-1), y(0), y(-1)$ は入出力データの初期値で、通常すべて 0 と仮定する。以上より、 N 対の入出力データの測定値に基づく未知のシステムパラメータの最小二乗推定値 $\hat{\theta}_i$ を求めることができる。

[STEP2] 極配置法に基づく設計

制御系の性質のほとんどが、閉ループ制御系の極によって決まることから、第 2 章での考察と同様に、極配置法の視点から各 PID パラメータを調整することを考える。

制御則として、次式を考える。

$$R_i(z^{-1})y(t) + S_i(z^{-1})\Delta u(t) - R_i(1)r(t) = 0 \quad (3.7)$$

ここで、 Δ は差分演算子を表しており、 $\Delta := 1 - z^{-1}$ で定義される。また、 $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ は、次式として与えられる係数多項式である。

$$\left. \begin{aligned} R_i(z^{-1}) &= r_{i,0} + r_{i,1}z^{-1} + \cdots + r_{i,n_1}z^{-n_1} \\ S_i(z^{-1}) &= 1 + s_{i,1}z^{-1} + \cdots + s_{i,n_2}z^{-n_2} \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

さらに、この制御系の入出力関係は次式となる。

$$y_i(t) = \frac{z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})R_i(1)}{P(z^{-1})}r(t) \quad (3.9)$$

ただし、 $P(z^{-1})$ は次式として定義される。

$$P(z^{-1}) := \Delta A_i(z^{-1})S_i(z^{-1}) + z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})R_i(z^{-1}) \quad (3.10)$$

(3.10) 式の $P(z^{-1})$ は、この制御系の特性多項式である。望ましい特性をもった $P(z^{-1})$ を設計し、(3.10) 式に基づいて、 $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ を算出する、いわゆる極配置法に基づいて、制御パラメータを求めることを考える。ここで、(3.10) 式において一意に $R_i(z^{-1})$ と $S_i(z^{-1})$ を求めるためには、それぞれの係数を次式のようにする必要がある。

$$n_1 = 2 \quad (3.11)$$

$$n_2 = n_u + k_m \quad (3.12)$$

[STEP3] PID 制御則への置き換え

これまで、極配置法に基づいた局所線形モデルの制御法について述べてきたが、本手法では、文献 [16] と同等に考えれば、これを PID 制御に基づいた設計法に置き換えることができる。

1.1.3 節でも述べたように、本章で用いる制御則としては、次式のような I-PD 制御則を考える。

$$\Delta u(t) = K_I e(t) - K_P \Delta y(t) - K_D \Delta^2 y(t) \quad (3.13)$$

ただし、 K_P 、 K_I 及び K_D はそれぞれ PID ゲインを表している。更に、 $e(t)$ は制御偏差で、次式で与えられる。

$$e(t) := r(t) - y(t) \quad (3.14)$$

ここで、(3.7) 式を以下のように書き換える。

$$\frac{R_i(z^{-1})}{v_i} y(t) + \Delta u(t) - \frac{R_i(1)}{v_i} r(t) = 0 \quad (3.15)$$

ただし、 v_i は、次式で与えられる。

$$v_i := 1 + \sum_{i=1}^{n_u} s_i \quad (3.16)$$

このとき、(3.13) 式と (3.15) 式から PID パラメータを

$$\left. \begin{aligned} K_{P_i}(i) &= -\frac{r_{i,1} + 2r_{i,2}}{v_i} \\ K_{I_i}(i) &= \frac{r_{i,0} + r_{i,1} + r_{i,2}}{v_i} \\ K_{D_i}(i) &= \frac{r_{i,2}}{v_i} \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

とすることで、近似的に極配置に基づいて PID パラメータを調整することができる。

[STEP4] PID パラメータの設計

次に、[STEP1]において計算された各局所線形データに対して、要求点に対応した距離 $\epsilon_i(t)$ をモデルごとに計算し、これに基づいて重み ω_i を計算する。距離 $\epsilon_i(t)$ はシステム出力値 (要求点) $y(t)$ と各線形モデルの推定出力値 $\hat{y}_i(t)$ との誤差である。ここで、推定出力値 $\hat{y}_i(t)$ は (3.1) 式に基づいて次式により計算される。

$$\hat{y}_i(t) = -A_i(z^{-1})y(t) + z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})u(t) \quad (3.18)$$

ここで、 $A_i(z^{-1})$ 及び $B_i(z^{-1})$ は [STEP1] で推定した各線形モデルのシステムパラメータを用いる。

$$\epsilon_i(t) = |y(t) - \hat{y}_i(t)| \quad (3.19)$$

$$\omega_i(t) = \frac{1/\epsilon_i(t)}{\sum_{i=1}^M 1/\epsilon_j(t)} \quad (3.20)$$

さらに、 $\omega_i(t)$ は選択された局所線形モデルに対応する重みである。この重みは、要求点と各線形モデルとの距離が近いほど大きな値となる。このとき、(3.19) 式に基づいて $\omega_i(t)$ を計算すると、次式を満足することに注意されたい。

$$\sum_{i=1}^M \omega_i(t) = 1 \quad (3.21)$$

次に、求めた重みと、(3.17) 式の PID パラメータを用いて、次式により重み付き PID パラメータを算出する。

$$\mathbf{K}(t) = \sum_{i=1}^M w_i(t)\mathbf{K}(i) \quad (3.22)$$

$$\mathbf{K}(i) := [K_{Pi}(i), K_{Ii}(i), K_{Di}(i)] \quad (3.23)$$

(3.23) 式により重み付き PID パラメータが生成される。

以上のアルゴリズムより、局所線形モデルを用いたセルフチューニング PID 制御系の設計を行うことができる。

Table 3.1: User-specified parameters including in the proposed method

Local linear models	$M = 3$
Order of the control input	$n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$

3.3 数値例

本手法の有効性を検証するために、いくつかの数値例を示す。

3.3.1 Bilinear モデル

制御対象として、次式で表される Bilinear モデルを考える。

$$\begin{aligned}
 y(t) = & 0.4y(t-1) - 0.09y(t-2) + 0.3u(t-1) - 0.1u(t-2) \\
 & + 0.1y(t-1)u(t-1) + 0.05y(t-2)u(t-2) + \xi(t)
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

ただし、 $\xi(t)$ は、平均0、分散 0.01^2 のガウス性白色雑音である。また、設計多項式、 $P(z^{-1})$ は以下のように設計する。

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.341z^{-1} + 0.449z^{-2} \tag{3.25}$$

ここで、 p_1, p_2 は第2章でも述べたように、文献 [66] を参考に設計する。ただし、 $\sigma = 5$ 、 $\delta = 0$ 、さらにサンプリング間隔を $T_s = 1[\text{sec}]$ としている。また、提案手法に含まれている各種設計パラメータを Table 3.1 にまとめる。

いま、目標値 $r(t)$ を以下のように与える。

$$r(t) = \begin{cases} 1.0 & (0 \leq t < 100) \\ -0.5 & (100 \leq t < 200) \\ 3.0 & (200 \leq t < 300) \\ 6.0 & (300 \leq t < 400) \end{cases} \tag{3.26}$$

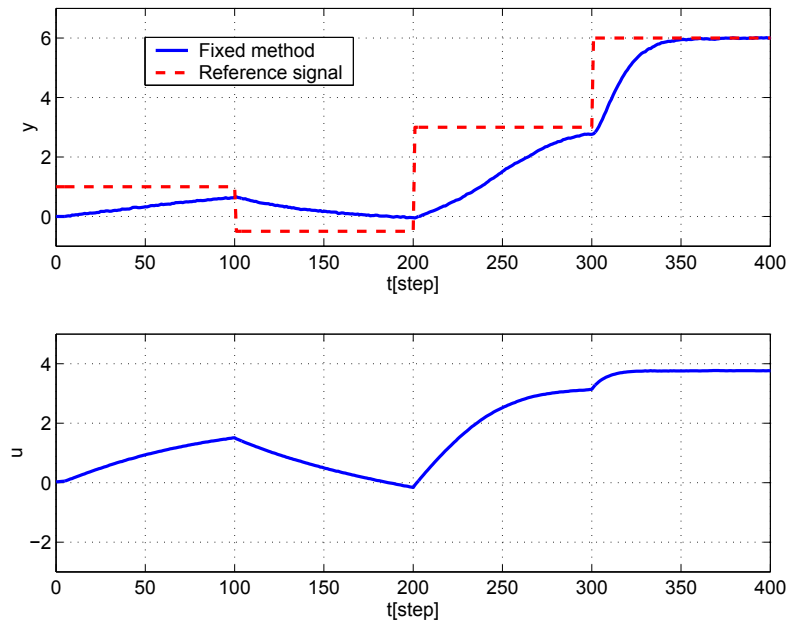


Fig. 3.2: Control result using the fixed PID controller for bilinear model.

また、2.3.1節同様に、以下の様な制御入力範囲に対応した局所線形モデルを構築する。分割数については、 $M = 3$ とした。

$$\begin{cases} -4.0 \leq u_1 < 2.0 \\ 2.0 \leq u_2 < 3.4 \\ 3.4 \leq u_3 < 4.0 \end{cases} \quad (3.27)$$

まず、提案する手法を適用する前に従来法である産業界で広く用いられている固定PID制御法を適用する。ただし、そのPIDパラメータはBilinearモデルに対して線形化してCHR法[54]に基づいて調節した。そのPIDパラメータは以下の通りである。

$$K_p = 0.236, K_I = 0.0258, K_D = 0.295 \quad (3.28)$$

その結果をFig.3.2に示す。Fig.3.2から、固定PID制御法では非線形性のため、全体的に目標値の追従性が好ましくない。

提案手法の制御結果をFig.3.3に示す。また、そのときのPIDパラメータの変化の様子をFig.3.4、重み w の変化をFig.3.5に示す。Fig.3.3とFig.3.4およびFig.3.5より、提案法によると、制御対象の特性に応じて適切にPIDパラメータが調整され、良好な結果が得られていることが分かる。

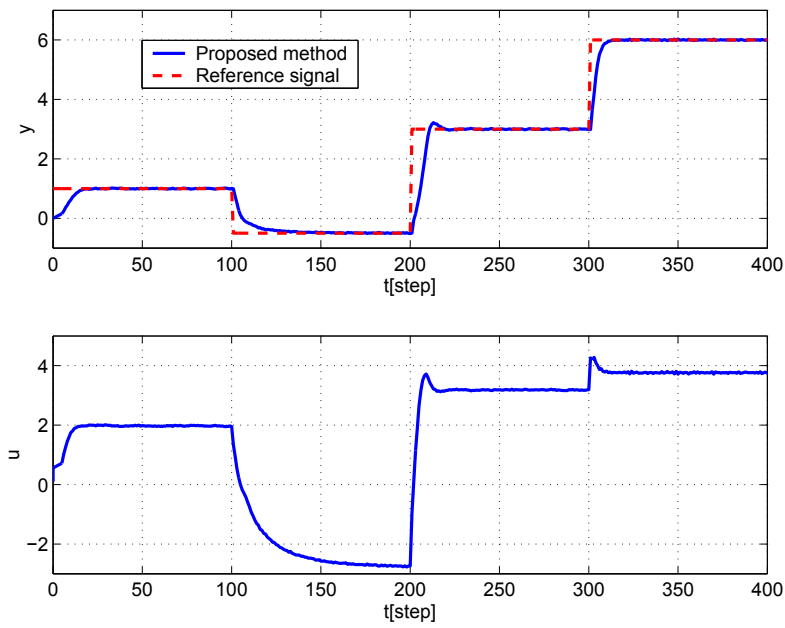


Fig. 3.3: Control result using the newly proposed control scheme in the case of bilinear model.

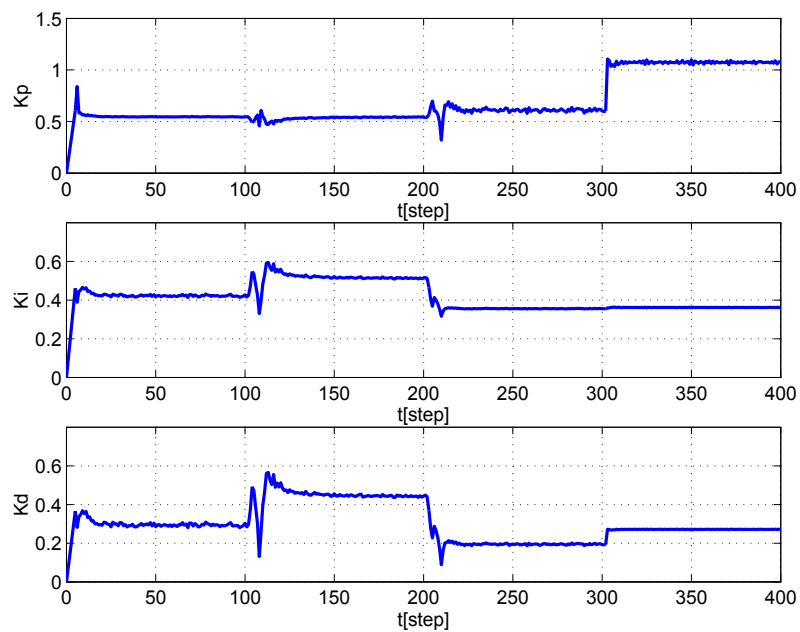


Fig. 3.4: Trajectories of PID gains corresponding to Fig.3.3.

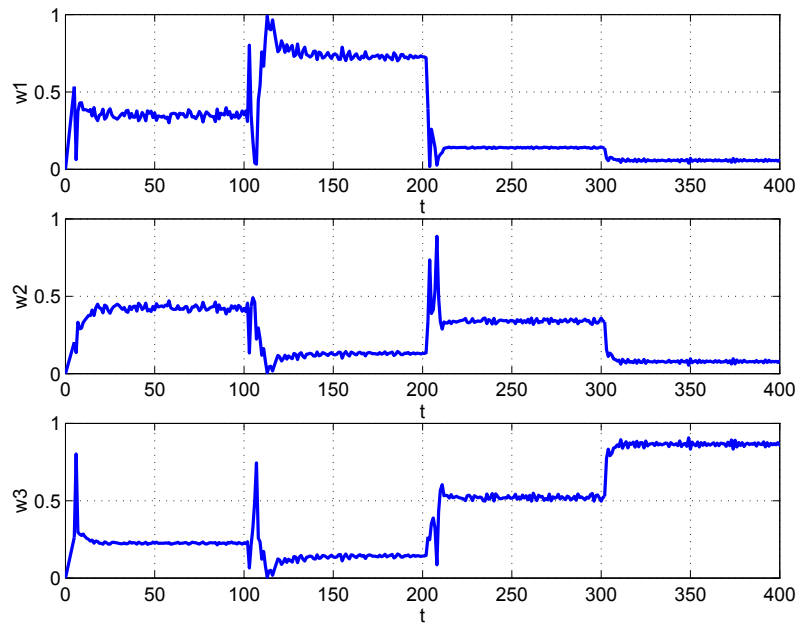


Fig. 3.5: Trajectories of weights corresponding to Fig.3.3.

次に、制御性能と処理時間の有効性を検証するために、データベースを用いたデータ駆動型アプローチ [40] との比較を行う。制御性能の有効性を検証する指標は、(2.37) 式の IAE を用いる。Fig.3.2 に示す Bilinear モデルに対する制御結果に基づいて IAE を計算すると、0.088 であった。これに対して、Fig.3.6 に示すデータ駆動型アプローチの結果から得られる値は、0.05 である。この結果から、第 2 章と同じように提案手法とデータ駆動型アプローチの制御性能においてはデータ駆動型アプローチの方が若干優れていることが分かる。

一方、処理時間についても、2.3.1 節と同様の条件で行う。この結果から、Bilinear モデルの場合、提案手法の処理時間は 6.8 秒である。これに対して、データ駆動型アプローチの処理時間は 69.2 秒である。これらの結果から、提案手法とデータベースを用いたデータ駆動型アプローチと比較した場合、第 2 章同様、非常に短い計算時間で良好な結果を得られることが分かる。

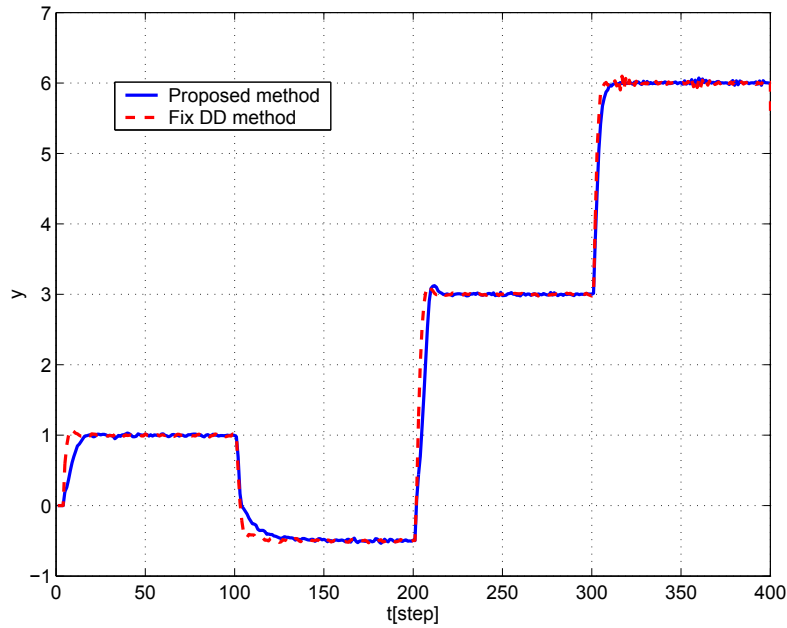


Fig. 3.6: Control results using the newly proposed control scheme and the Fix DD method.

3.3.2 ポリスチレン重合反応器

次に、実際のプロセス制御への適用を想定し、制御対象としてポリスチレン重合反応器を考える [72]。そのシステムの概要図を Fig.3.7 に示す。このプロセスは、Fig.3.7 に示すようにジャケットに熱媒流体（オイル）を流して反応器内部の温度を制御することでスチレンを重合反応させ、ポリスチレンを生成する。

その反応器におけるジャケット温度 $u(t)$ と反応温度 $y(t)$ との関係式は次式で与えられる。

$$y(t) = 0.804y(t-1) + 5.739 \times 10^{15} \exp\{-E_a/R(y(t-1) + 273)\} + 0.148u(t-1) + \xi(t) \quad (3.29)$$

ここで、 $E_a = 240$ 、 $R = 0.01986$ であり、 $\xi(t)$ は平均 0、分散 0.1^2 のガウス性白色雑音である。システムの静特性を Fig.3.8 に示す。Fig.3.8 からこのシステムは、反応温度 y が 65 度付近で急激に上昇し、強い非線形性を示していることが分かる。また、設計多項式、 $P(z^{-1})$ は以下のように設計する。

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.558z^{-1} + 0.607z^{-2} \quad (3.30)$$

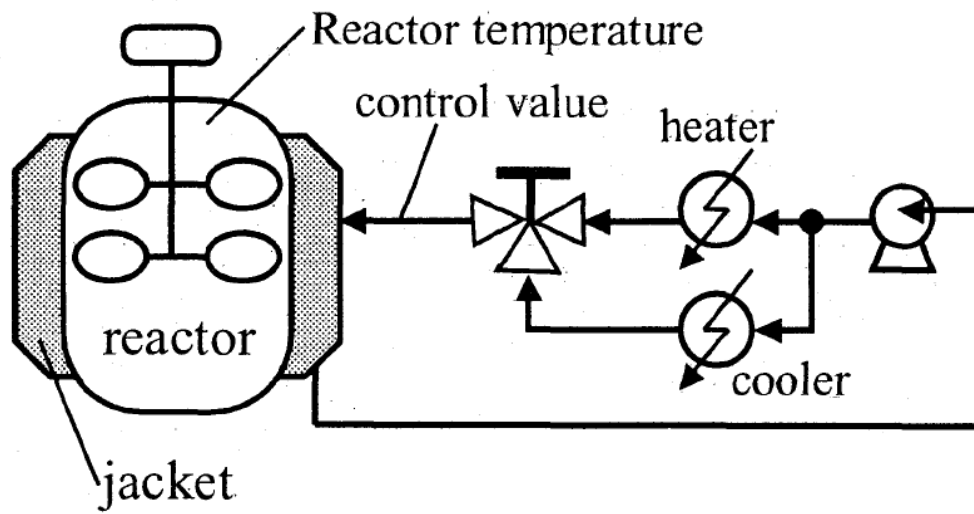


Fig. 3.7: The schematic figure of the polystyrene reactor.

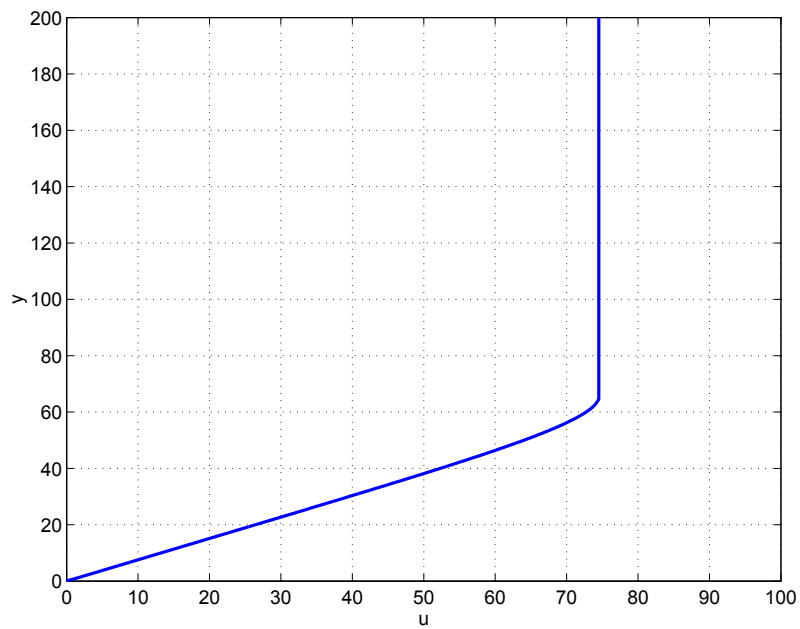


Fig. 3.8: Static property of the polystyrene reactor.

Table 3.2: User-specified parameters including in the proposed method

Local linear models	$M = 2$
Order of the control input	$n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$

ここで, p_1, p_2 は第2章でも述べたように, 文献 [66] を参考に設計する. ただし, $\sigma = 8$, $\delta = 0$, さらにサンプリング間隔を $T_s = 1[\text{sec}]$ としている. また, 提案手法に含まれている各種設計パラメータは Table 3.2 のように設計した.

いま, 目標値 $r(t)$ を以下のように与える.

$$r(t) = \begin{cases} 40 & (0 \leq t < 100) \\ 70 & (100 \leq t < 200) \\ 80 & (200 \leq t < 300) \\ 30 & (300 \leq t < 400) \end{cases} \quad (3.31)$$

また, 2.3.1 節同様に, 以下の様な制御入力範囲に対応した局所線形モデルを構築する. 分割数については, $M = 2$ とした.

$$\begin{cases} 0.0 \leq u_1 < 73.0 \\ 73.0 \leq u_2 < 80.0 \end{cases} \quad (3.32)$$

まず, 従来法との比較のために, PID パラメータを CHR 法 [54] により調節した固定 PID 制御器を適用する. その PID パラメータは以下の通りである.

$$K_p = 3.715, K_I = 0.776, K_D = 1.858 \quad (3.33)$$

その制御結果を Fig.3.9 に示す. Fig.3.9 から, 固定 PID 制御法では制御対象の非線形性が非常に強くなる $y \geq 80$ の制御結果が発散している.

次に, 提案手法の制御結果を Fig.3.10 に示す. またそのときの重みの変化を Fig.3.11, PID パラメータの変化の様子を Fig.3.12 に示す. Fig.3.10, Fig.3.11, Fig.3.12 より, 提案法によると, 制御対象の特性に応じて適切に重みが変わり, PID パラメータが調整され, 良好な結果が得られていることが分かる.

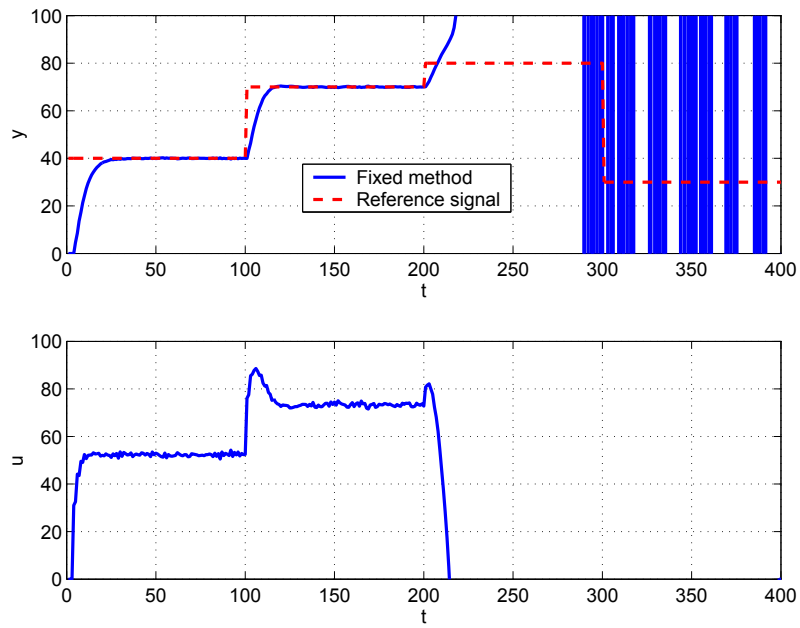


Fig. 3.9: Control result using the fixed PID controller for polystyrene reactor.

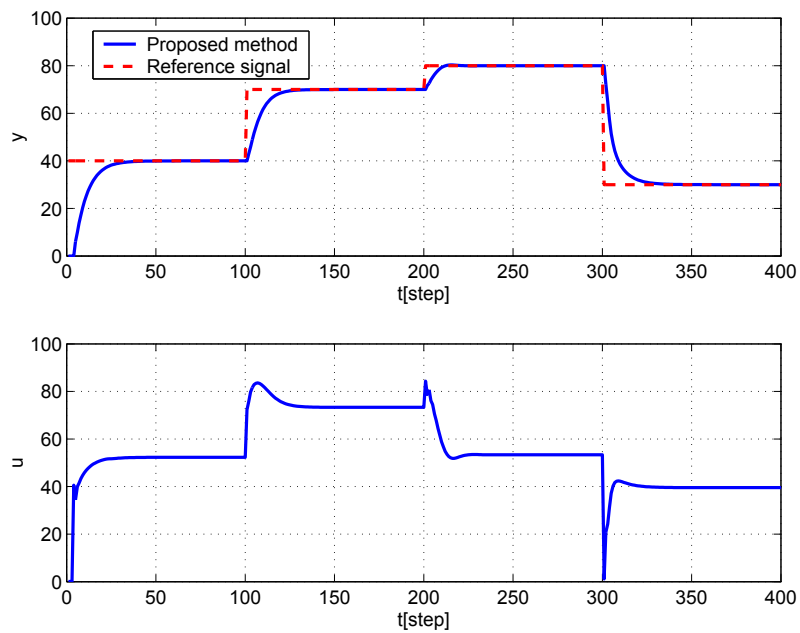


Fig. 3.10: Control result using the newly proposed control scheme for polystyrene reactor.

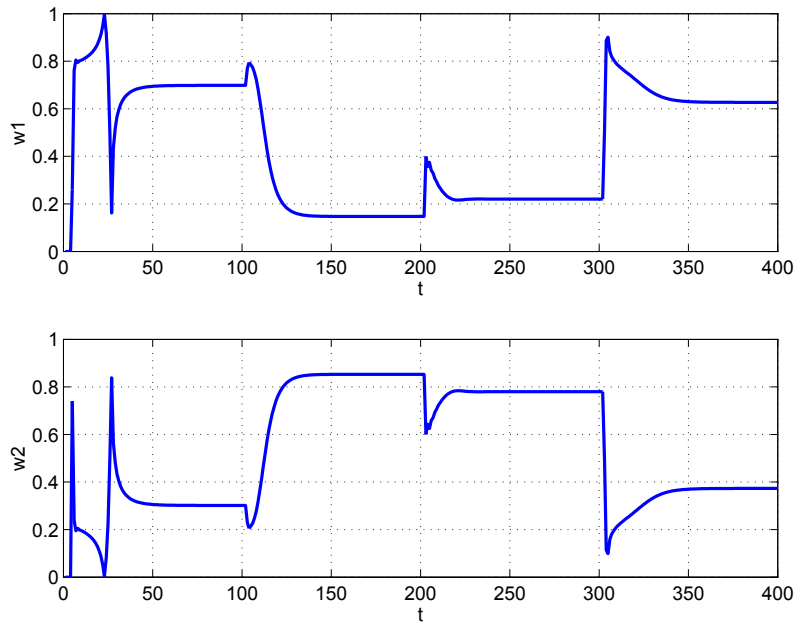


Fig. 3.11: Trajectories of weights corresponding to Fig.3.10.

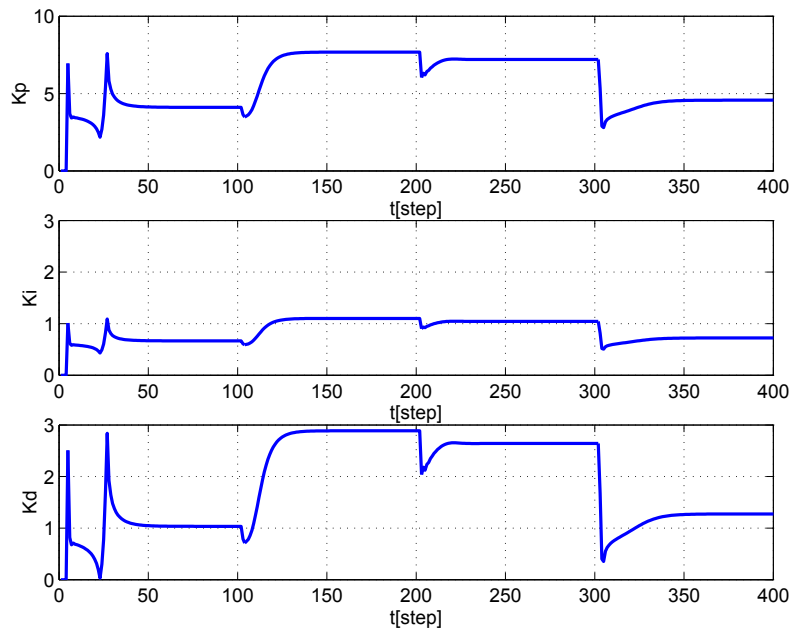


Fig. 3.12: Trajectories of PID gains corresponding to Fig.3.10.

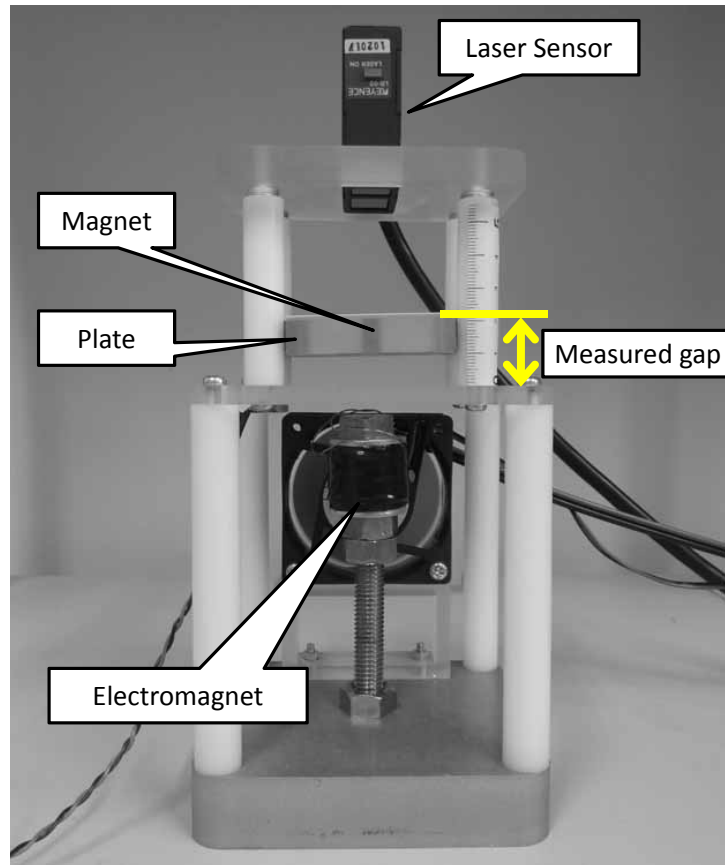


Fig. 3.13: Photograph of the magnetic levitation device.

3.4 実験例

実システムに対しての有効性を検証するため、磁気浮上装置、ならびに水位プロセスシステムについて実験を行う。

3.4.1 磁気浮上装置への応用

提案法の有効性を Fig.3.13 に示す磁気浮上装置への適用を通して検討する。磁気浮上装置とは、電磁石(コイル)に流れる電流、あるいはコイル両端電圧を制御して磁性体を浮上させるものである。以下、浮上させる磁性体を浮上体と呼ぶ。

本実験装置は、磁気浮上装置、電磁石用アンプ、制御装置から構成されている。制御装置は、マイクロチップ社の PIC18F2550 を用い、PIC の USART 機能を用いてデータをコンピュータに出力する。また、レーザ変位センサを用いて浮上体の変位を計測する。 Fig.3.14

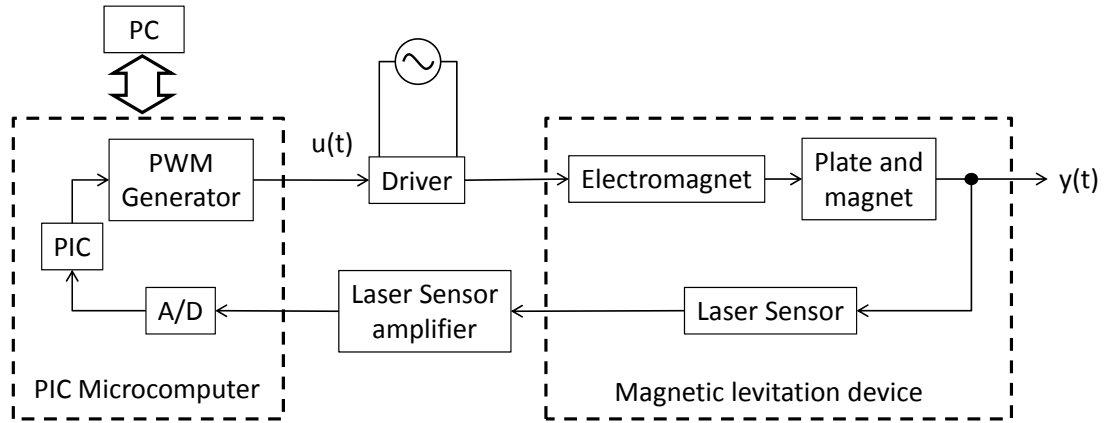


Fig. 3.14: Schematic figure of the magnetic levitation device.

に磁気浮上装置のブロック図を示す。

コイルに印加する電圧を操作量を制御入力 $u(t)$ とし，観測量をギャップ長さ（センサと浮上体上面の距離）を制御出力 $y(t)$ とする．また，コイルの電圧は制御入力に応じたデューティ比を持つ PWM(Pulse Width Modulation) 信号により制御を行う．したがって，本実験における制御入力 $u(t)$ は PWM 信号のデューティ比 (0~100%) とする．また，本実験装置は仕様上， $u(0) = 100$ からしか開始することができない．さらに，浮上体が摩擦の影響で引っかかりを防ぐため，約 $17.6m/s^2$ の振動を浮上体に対して与えている．

このシステムの静特性を Fig.3.15 に示す．Fig.3.15 の Down は，浮上体を下げた時の特性，Up は浮上体を上げた時の静特性を示している．Fig.3.15 から，このモデルが非線形性を有していることが分かる．さらに，ヒステリシスを有していることも明らかである．

まず，目標値 $r(t)$ を以下のように与える．

$$r(t) = \begin{cases} 11.5 & (0 \leq t < 500) \\ 8.0 & (500 \leq t < 1000) \\ 10.0 & (1000 \leq t < 1500) \\ 7.0 & (1500 \leq t < 2000) \end{cases} \quad (3.34)$$

次に，局所線形モデルを以下に示す制御入力範囲において構築する．なお，分割数は Down を $M = 2$ ，Up を $M = 2$ とした．

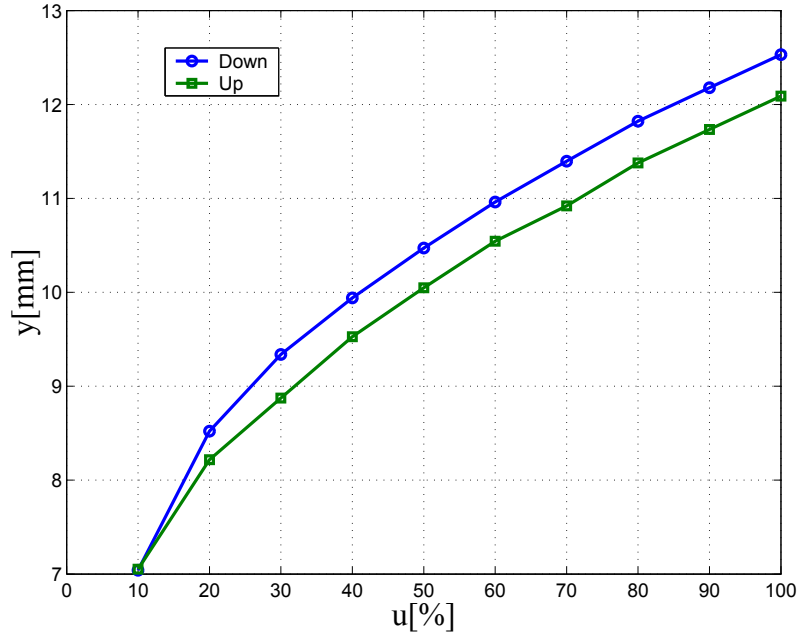


Fig. 3.15: Static property of the magnetic levitation device.

[Down]

$$\begin{cases} 10.0 \leq u_1 < 30.0 \\ 30.0 \leq u_2 < 100.0 \end{cases} \quad (3.35)$$

[Up]

$$\begin{cases} 10.0 \leq u_1 < 30.0 \\ 30.0 \leq u_2 < 100.0 \end{cases} \quad (3.36)$$

また、設計多項式、 $P(z^{-1})$ におけるパラメータはそれぞれ、 $\sigma = 1$ 、 $\delta = 0$ 、さらにサンプルリング間隔を $T_s = 0.1[\text{sec}]$ とした。このとき、次式として $P(z^{-1})$ が得られる。

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.6375z^{-1} + 0.6703z^{-2} \quad (3.37)$$

ここで、 $P(z^{-1})$ は先にも述べたように、文献 [66] を参考にして設計している。ただし、本手法に含まれる各種設計パラメータは Table 3.4 のように設計した。

まず、従来法との比較のために、UP に対して、唯一の線形モデルを用いた固定 PI 制御器を適用する。その PI パラメータは以下の通りである。

$$K_p = 47.93, K_I = 5.35 \quad (3.38)$$

Table 3.3: User-specified parameters including in the proposed method

Local linear models	$Down : M = 2, Up : M = 2$
Order of the control input	$n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$

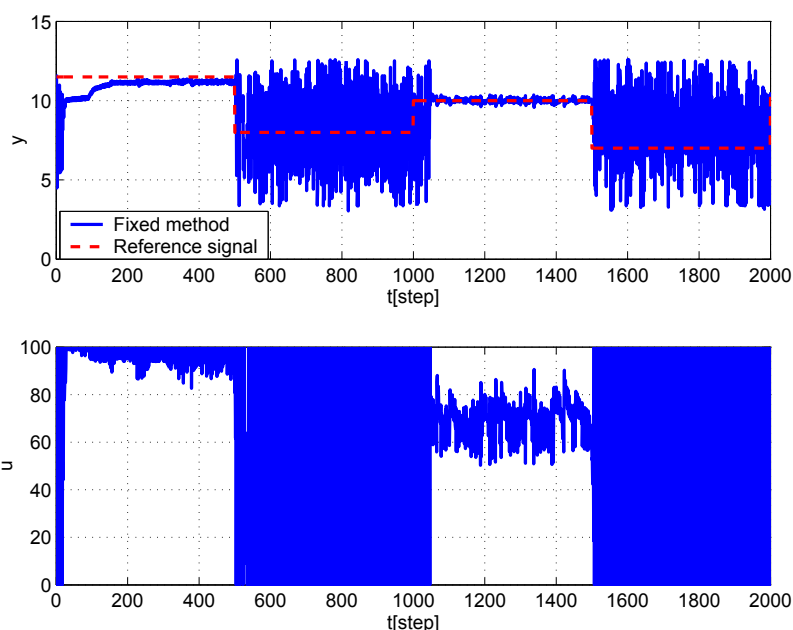


Fig. 3.16: Control result using the fixed PI controller for magnetic levitation device.

その制御結果を Fig.3.16 に示す。Fig.3.16 から、固定 PI 制御法では目標値が 9[mm] 以下の所では振動的になり、良好な応答が得られていないことが分かる。また、500[step] から 1000[step] および、1500[step] 以降についてもヒステリシスのため、振動していることが分かる。

次に、提案手法の制御結果を Fig.3.17 に示す。また、この場合の提案手法による PI パラメータの時間的変化を Fig.3.18 に示す。重み $w_i(t)$ の時間的変化を Fig.3.19 に示す。提案手法はシステムの特성에応じて適切に PI パラメータが変化しており、目標値が大きくなっても良好な制御結果が得られていることが分かる。さらに、重みが調整されていることが Fig.3.19 の重みの推移からからも分かる。

さらに、メモリ容量について検証する。今回用いた PIC18F2550 のプログラムメモリは、

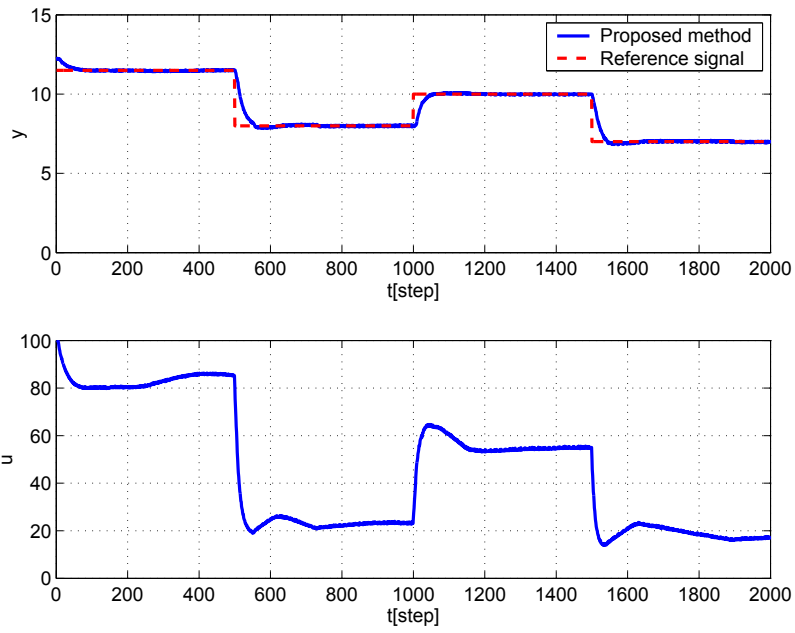


Fig. 3.17: Control result using the newly proposed control scheme in the case of the magnetic levitation device.

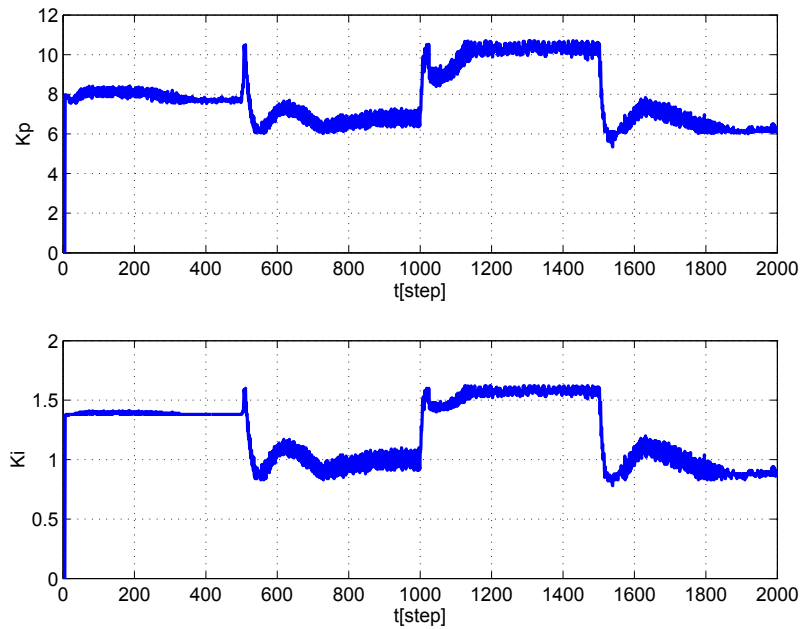


Fig. 3.18: Trajectories of PI gains corresponding to Fig.3.17.

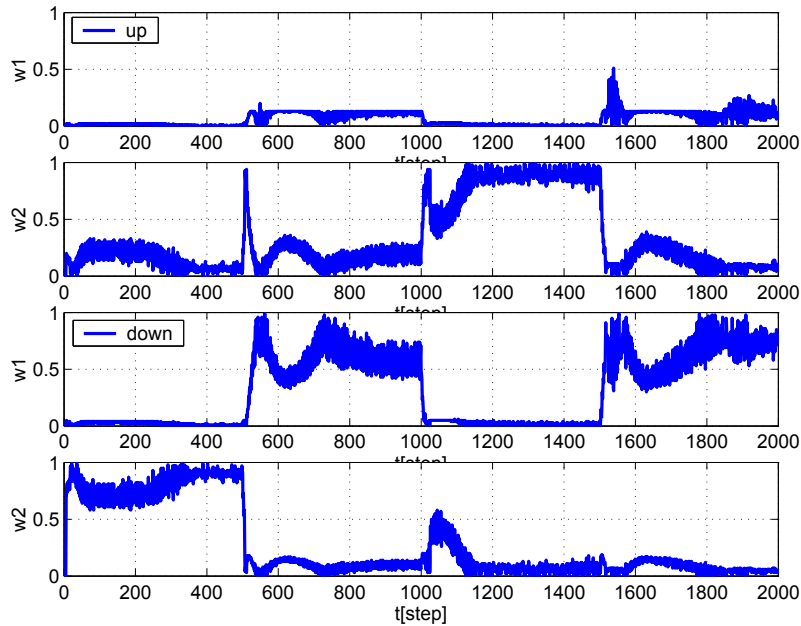


Fig. 3.19: Trajectories of weights corresponding to Fig.3.17.

最大 16[KB] である。本提案法のアルゴリズムについては、問題なく PIC のデータをプログラムメモリに書き込めるため、本提案法のアルゴリズムが非常にメモリ容量も微小であることがわかる。

3.4.2 水位プロセスシステムへの応用

次に、Fig.3.20 に示す水位プロセスシステムについて検討する。実験で使用するタンクシステムは、冷水を加熱して温水を供給する給湯器具の一種である。温水と冷水を混ぜ合わせて適切な温度調整を行う Tank1 と、Tank1 から排出した水を貯水する Tank-2 で構成されている。

本実験は Tank2 における水位制御を行う。Tank2 には給水バルブが付いており、これを調節することで水の給水量を変化させることが可能であり、この調整によってシステムを変動させる。したがって、これによりシステム変動に対する提案手法の有効性を検証する。ここで、バルブを 15[%] させて開いた状態を System1、バルブを 50[%] させて開いた状態を System2 として制御を行う。これにより、システム変動に対する制御性能を評価することができるようになっている。また、Fig.3.21 に温度制御装置のブロック図を示す。

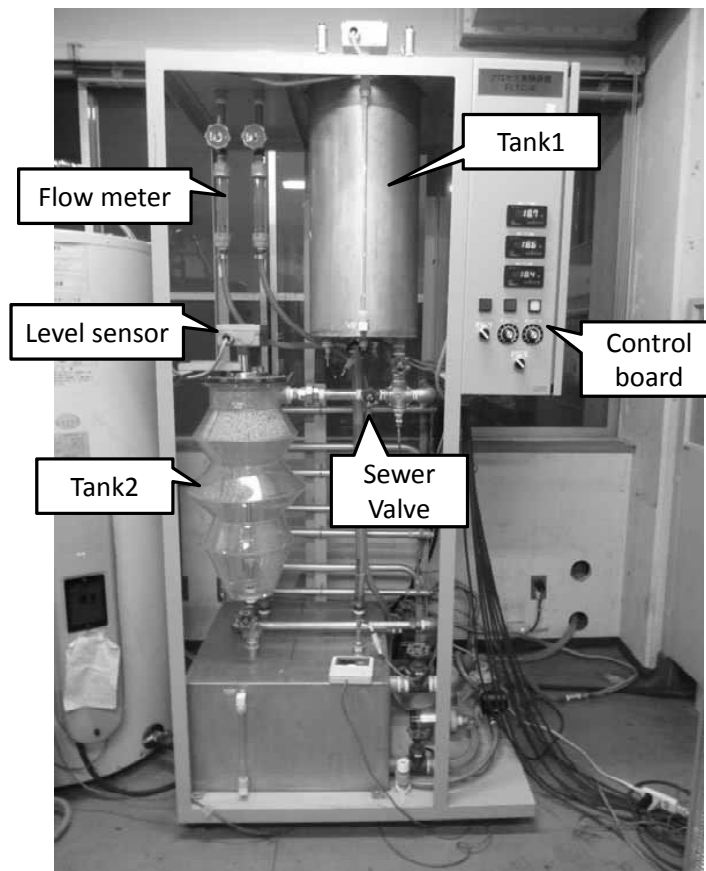


Fig. 3.20: Photograph of the tank control system.

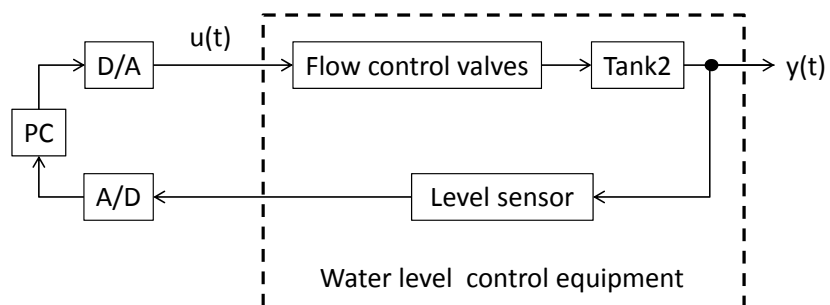


Fig. 3.21: Schematic figure of the tank control system.

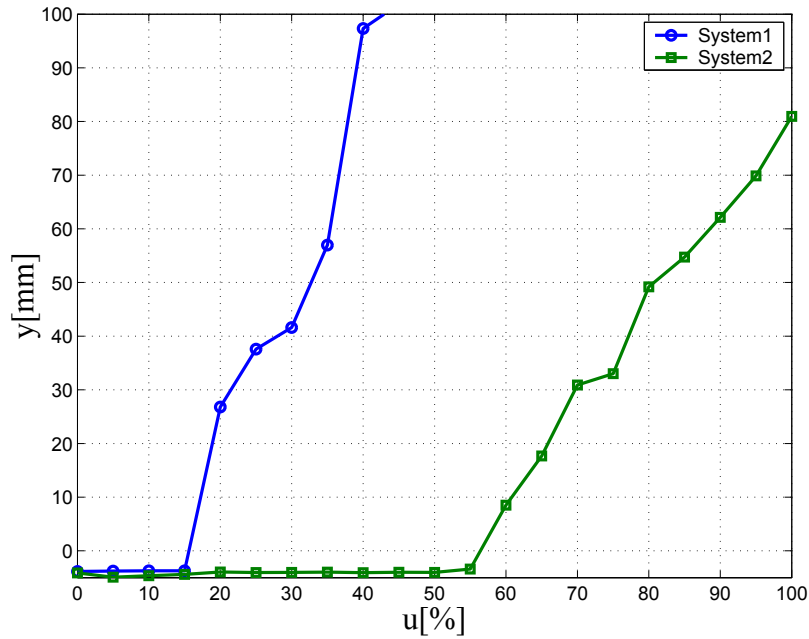


Fig. 3.22: Static property of the tank control system.

Table 3.4: User-specified parameters including in the proposed method

Local linear models	$M = 2$
Order of the control input	$n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$

また、測定する水位を制御出力 $y(t)$ [cm]，操作量の PWM 信号のデューティ比を制御入力 $u(t)$ [%] とする。このシステムの静特性を Fig.3.22 に示す。

次に、目標値は $r = 50$ [cm] とする。さらに、局所線形モデルは system1 と system2 を線形モデルと仮定する。そのため、system1 及び system2 の合わせて $M = 2$ として構築する。また、設計多項式、 $P(z^{-1})$ におけるパラメータはそれぞれ、 $\sigma = 150$ ， $\delta = 0$ ，さらにサンプリング間隔を $T_s = 5$ [sec] とした。このとき、次式として $P(z^{-1})$ が得られる。

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.8710z^{-1} + 0.8752z^{-2} \quad (3.39)$$

ここで、 $P(z^{-1})$ は先にも述べたように、文献 [66] を参考にして設計している。ただし、本手法に含まれる各種設計パラメータは Table 3.4 のように設計した。

まず、従来法との比較のために、PID パラメータを CHR 法 [54] により調節した固定 PID

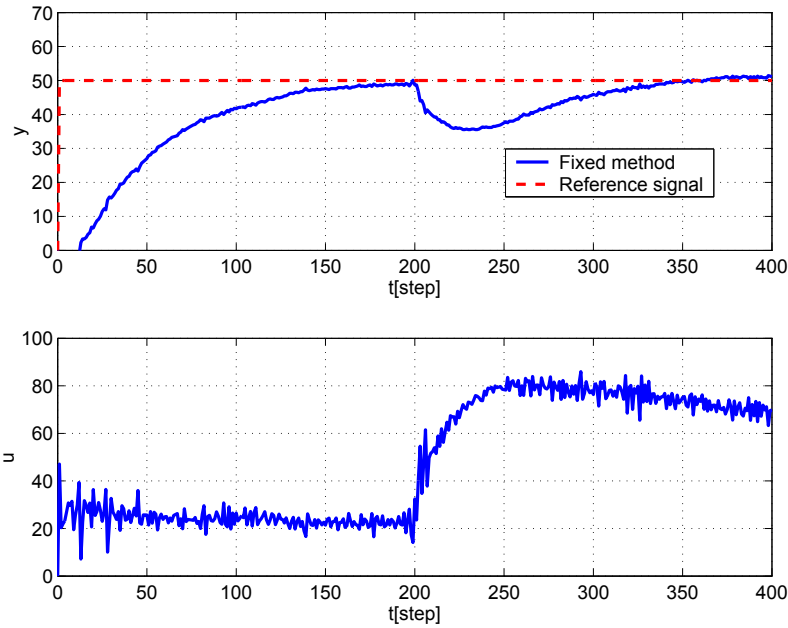


Fig. 3.23: Control result using the fixed PID controller for tank control system in the case where the system is changed from 'System1' to 'System2' at 200[step].

制御器を適用する。その PID パラメータは以下の通りである。

$$K_p = 2.8023, K_I = 0.0324, K_D = 5.9883 \quad (3.40)$$

固定 PID の制御結果を 200[Step] で System1 から System2 へシステム変動させた結果を Fig.3.23, 同じく 200[Step] で System2 から System1 へシステム変動させた結果を Fig.3.24 に示す。Fig.3.23 及び Fig.3.24 から、固定 PID 制御法では全体的に立ち上がりが悪いことが分かる。

次に、提案手法の制御結果を 200[Step] で System1 から System2 へシステム変動させた結果を Fig.3.25, 同じく 200[Step] で System2 から System1 へシステム変動させた結果を Fig.3.26 に示す。また、Fig.3.25 の PID パラメータの変化の様子を Fig.3.27, 重みの変化を Fig.3.28 に示す。さらに、Fig.3.26 の PID パラメータの変化の様子を Fig.3.29, 重みの変化を Fig.3.30 に示す。

Fig.3.25, Fig.3.27, Fig.3.28 より、提案法によると、システム変動に対して重みが大きく変化しており、それに伴い PID パラメータも調節され、従来法と比較して変動が少ない事と分かる。同様に、Fig.3.26 についても同じことがいえる。なお、Fig.3.27, Fig.3.28,

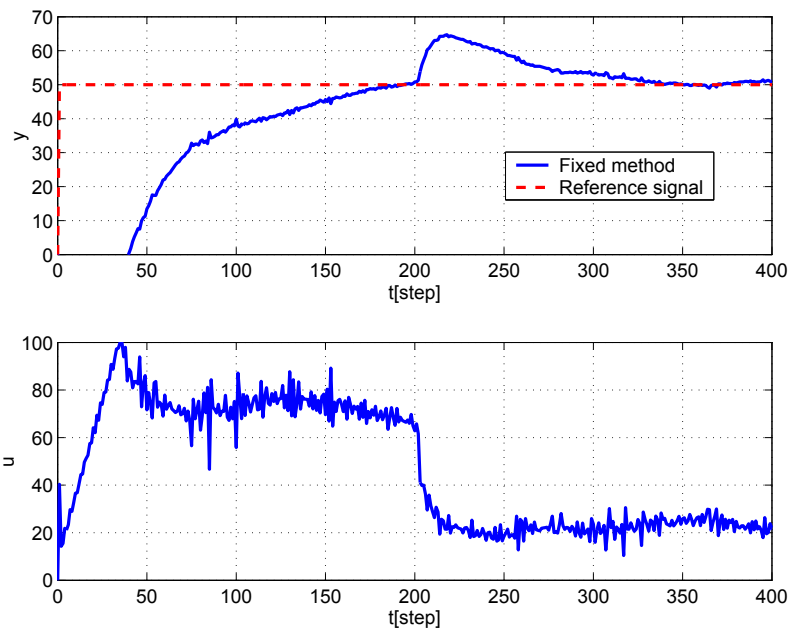


Fig. 3.24: Control result using the fixed PID controller for tank control system in the case where the system is changed from 'System2' to 'System1' at 200[step].

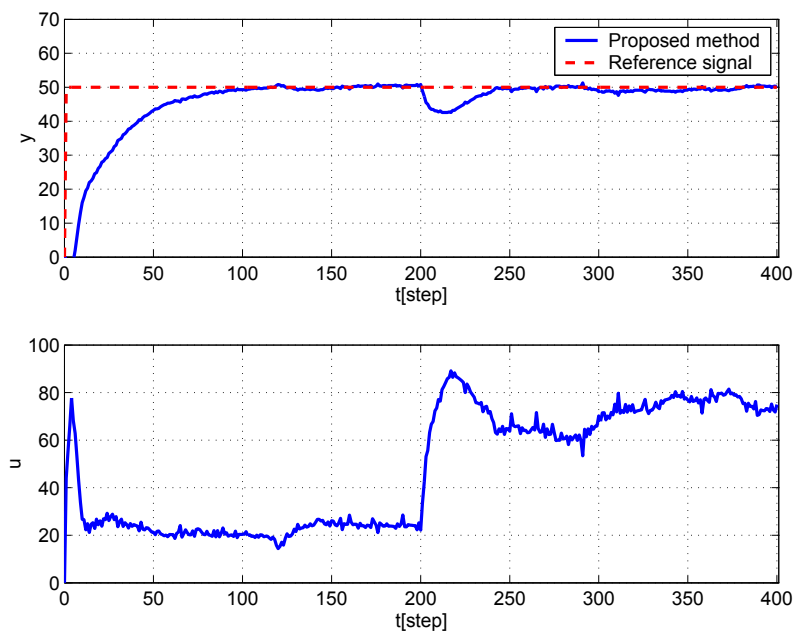


Fig. 3.25: Control result using the newly proposed control scheme for tank control system in the case where the system is changed from 'System1' to 'System2' at 200[step].

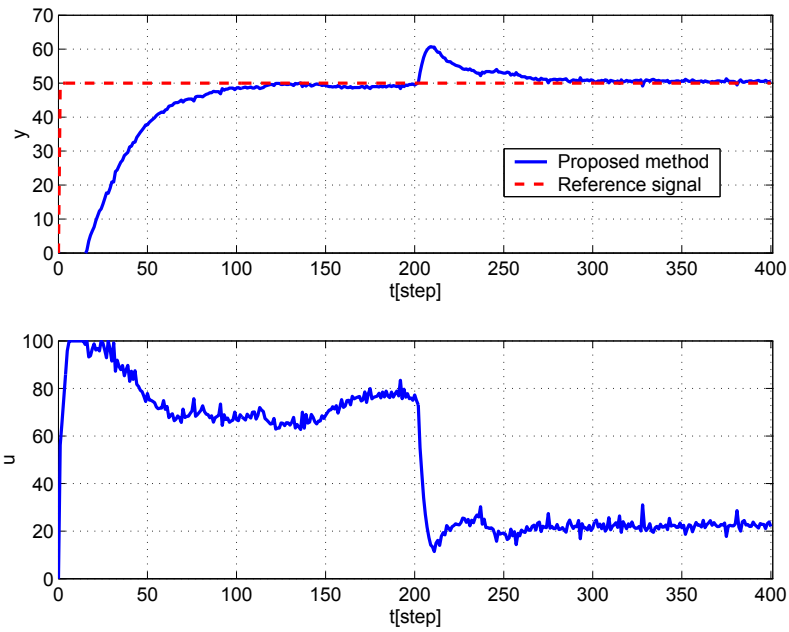


Fig. 3.26: Control result using the newly proposed control scheme for tank control system in the case where the system is changed from 'System2' to 'System1' at 200[step].

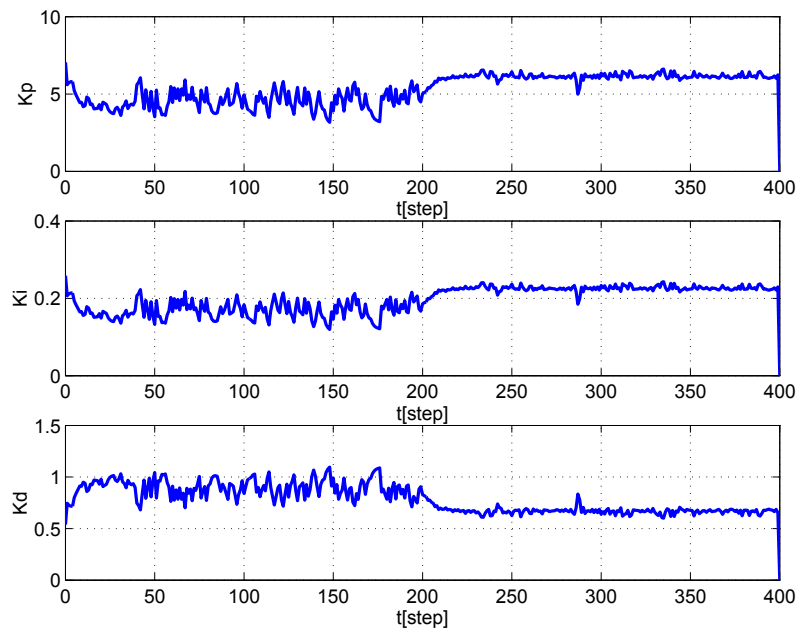


Fig. 3.27: Trajectories of PID gains corresponding to Fig.3.25.

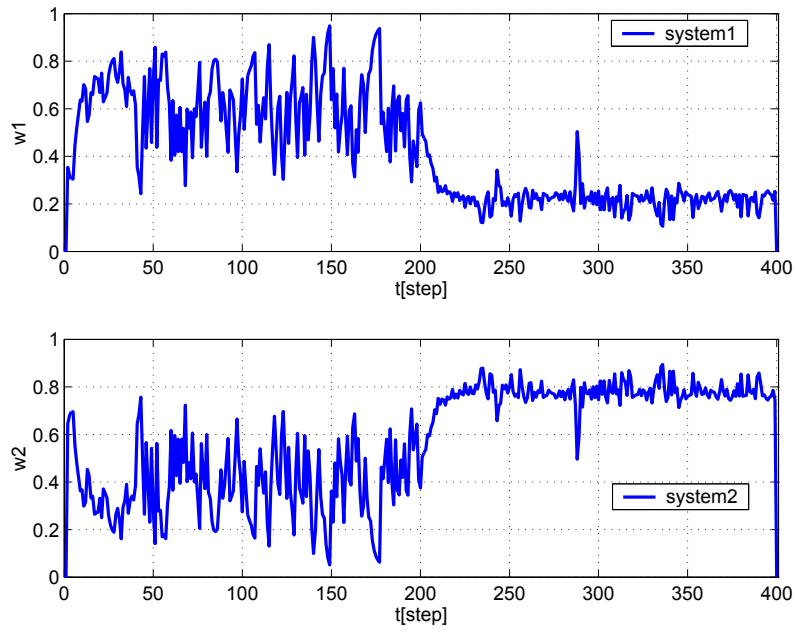


Fig. 3.28: Trajectories of weights corresponding to Fig.3.25.

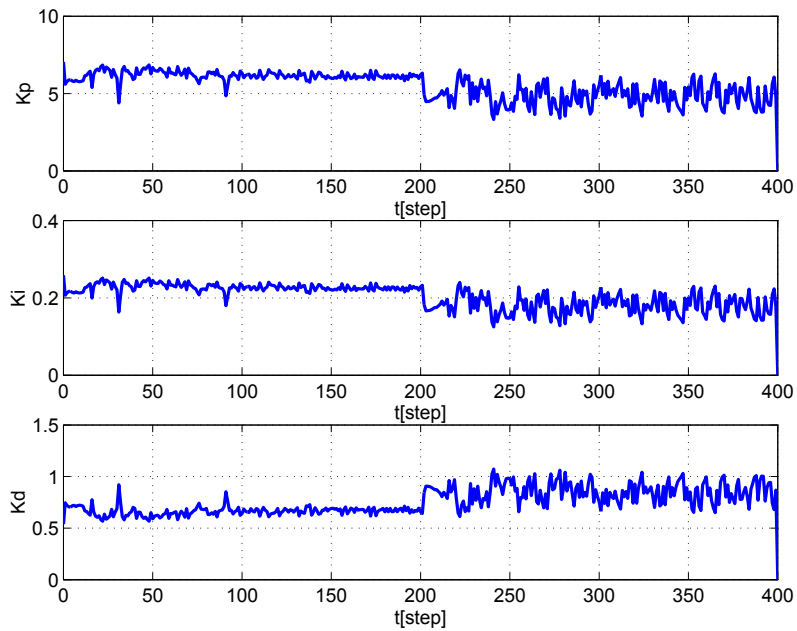


Fig. 3.29: Trajectories of PID gains corresponding to Fig.3.26.

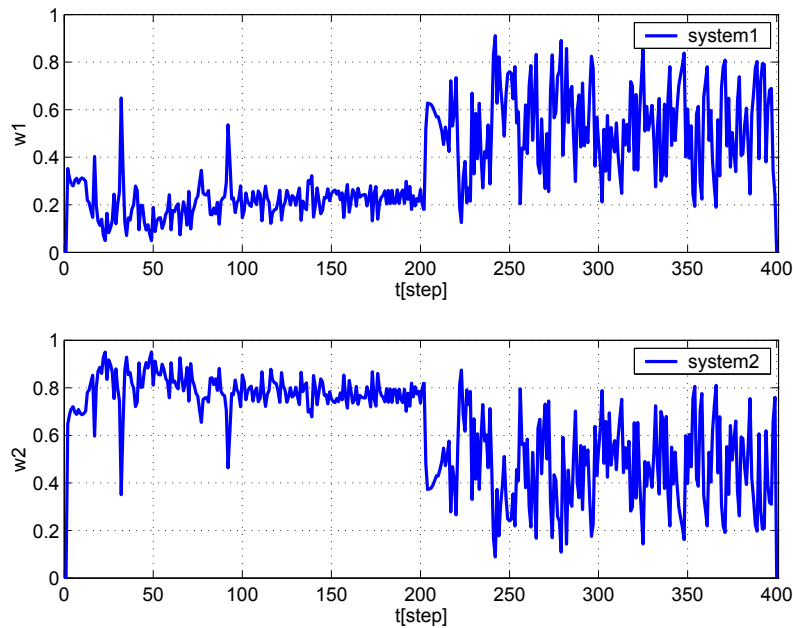


Fig. 3.30: Trajectories of weights corresponding to Fig.3.26.

Fig.3.29, Fig.3.30 の重み及び PID パラメータが振動的になっている理由として、本実験に用いたフロート型のレベル計に直接水しぶきが当たりフロートが安定していなかったのが影響だと考えられる。

3.5 結言

本章では、プロセス制御系における制御手法として、今なお PID 制御手法が主流であることを考慮し、局所線形モデルにおける重みを PID パラメータに調整するセルフチューニング PID 制御アルゴリズムを提案した。本手法の重たる特徴を、以下にまとめる。

- 局所線形モデルに対して、重みを調整し PID パラメータ調整が行われる。
- 実システムに対して適用可能である。
- システム変動や強い非線形性にも有効である。

本手法では、従来の固定 PID パラメータでは困難であったポリスチレン重合反応器の温度制御に対して、提案法を適用し、数値例からその有効性を示した。さらに、本章では、非線形性を示した磁気浮上装置および、水位プロセスシステムの 2 つの実システムに対し

て、システム変動や非線形性に対処できることを実験的に示した。さらに、実験を通してオンラインでのPIDパラメータのチューニングが可能であることも検証した。しかし、これまでのセルフチューニングPID制御法と同様に、提案手法によるパラメータ同定精度に大きく依存している。この点については、今後の課題として、さらに考察を重ねる予定である。

第4章 データベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計

4.1 諸言

制御系設計する際に、制御対象の正確なモデルが得られれば、そのモデルを使用することで所望の制御性能が得られる制御器を設計することができる。もし、制御対象を支配する物理法則が既知で、対象の大域的特性が厳密に数学的な形で求まれば、制御対象の大域モデルが得ることができる。大域モデルの予測精度は非常に高いが、多くの場合、大域モデルを正確に求めることは非常に困難であり、その近似である準大域モデルしか求めることができない。しかし、準大域モデルは対象の大域的な特性を1つのモデルで表現するので、制御に関する事前情報と同定用のデータに対する要求が高く、それにもかかわらず、同定精度に限界があり、計算時間も長いなどの問題がある。

一方、コンピュータ技術の発展とともに、大量のデータの記憶と高速な検索、読み出しが可能となった。これに伴い、新しいデータが得られるたびにデータベースに保存し、必要(要求点)に応じて、過去に蓄積された大量のデータベースからその要求点に類似したものを近傍として取り出し、局所モデルを作る方法が提案された。このデータ駆動型(DD)アプローチ [39–42] は、Lazy Learning [43,44], Just-In-Time(JIT) モデリング [45–48], Model-on-Demand(MoD) [49–51] などとよばれ、近年注目を浴びている。データ駆動型アプローチは、簡単な局所モデルを用いて対象の大域的特性を近似するため、対象に関するモデルの次数とノイズの分布などの事前情報が必要なく、モデル作成のための計算時間も早いという大きな利点を有している。

本章では、このデータ駆動型アプローチの考え方に基づいた、切り替え機構を有する新しい制御器の設計法を提案する。これまでにも、データベースを利用したデータ駆動型アプローチが提案されており、特に非線形システムに対してモデリングが行えることから、

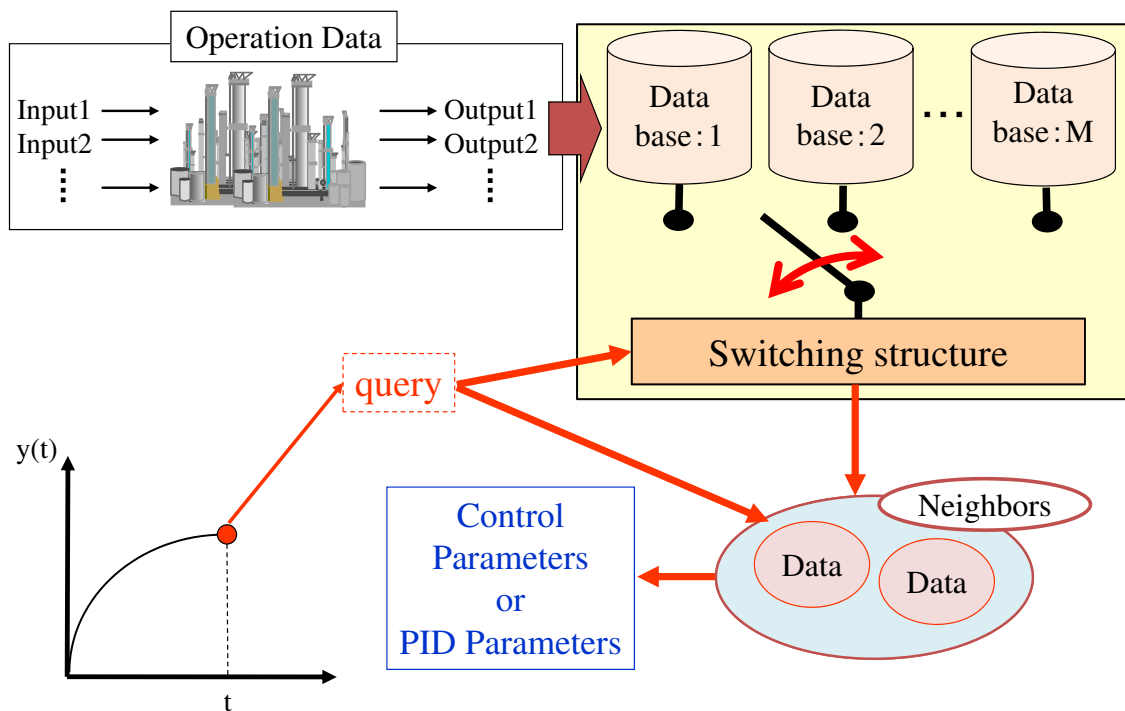


Fig. 4.1: Conceptual figure of Data-Driven control system.

注目を浴びている．しかし，データ駆動型アプローチについてもニューラルネットワーク [27] やファジィ推論 [33] 同様，コンピュータが高速でも，データベースに蓄えられた大量のデータを処理するため，その処理時間の問題で，なかなか実装に至っていない．

そこで，本章では，Fig.4.1 に示すように非線形システムをいくつかのサブシステムに分け，サブシステムごとにデータベースを構築し，これらを適切に切り替えて制御パラメータを生成する，データ駆動型アプローチに基づく新しい制御手法を提案する．データ駆動型アプローチは，過去の操業データをデータベースに蓄積しておき，要求点（query:時刻 t における入出力データから構成するベクトル）に応じて現在のデータと類似したデータを近傍として取り出し，これによって局所線形モデルを構築する．本手法では，構築された局所線形モデルに対して制御パラメータを決定するため，非線形システムに対して，より適切なチューニングが行えることが期待できる．さらに，サブシステムとしてデータベースを複数個に分割しているため，メモリ容量や計算時間に関して負荷や処理時間を大幅に削減させることが期待できる．ただし，提案法において，その目標値はステップ状とする．

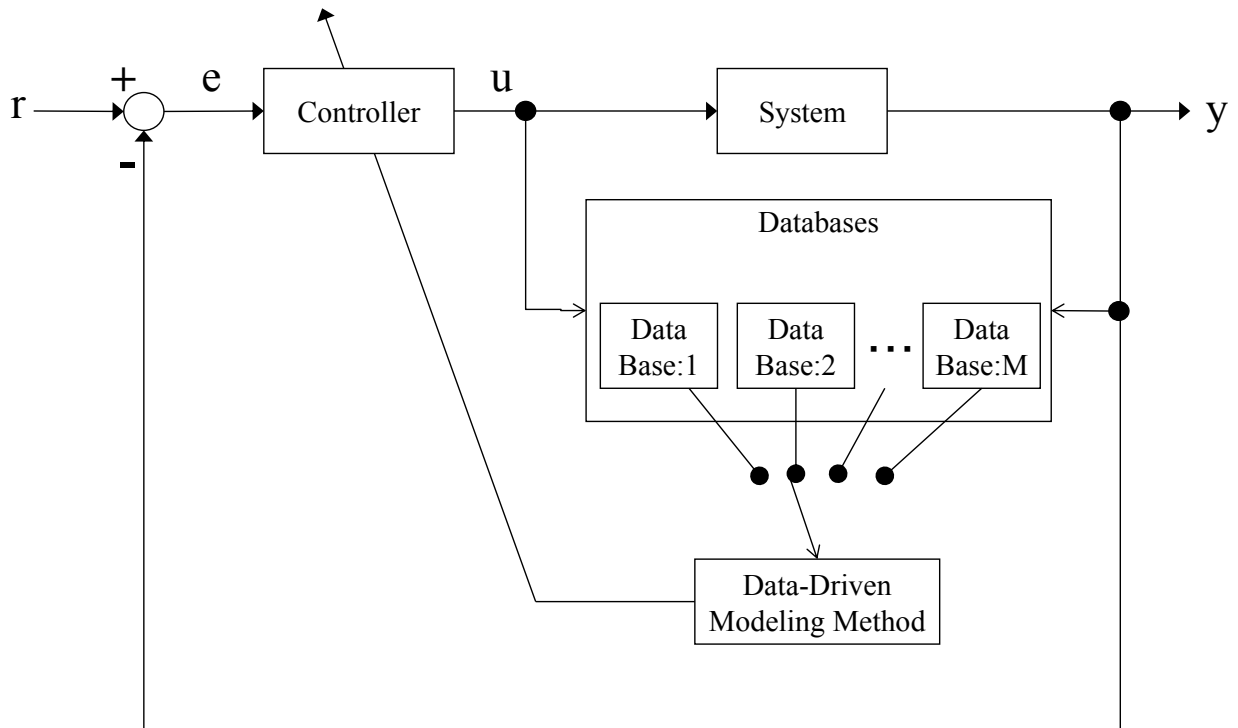


Fig. 4.2: Block diagram of the proposed Data-Driven control system.

まず4.2節では、極配置制御法に基づくデータベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計について考察する。さらに、本手法の有効性を検証するために、いくつかの数値例を示す。4.3節ではPID制御法に基づくデータベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計について考察する。また、本手法の有効性を検証するために、数値例および熱プロセスシステムの実験例を示す。

4.2 データ駆動型極配置制御系の設計

提案手法による制御系のブロック線図を、Fig.4.2に示す。本論文では、データ駆動型アプローチに基づいて局所線形モデルを構築する。提案する制御法は、非線形システムに対して、 M 個のデータベースを構築、各データベースから線形モデルを作成し、出力値と実際のシステムの出力値の誤差の大きさに応じて、各データベースを切り替え、データベースの中から類似したデータを抽出し、その近傍データを用いて局所線形モデルを作成することにより、非線形システムを制御する。

4.2.1 システムの記述

まず、次式で表わされる離散時間非線形システムを考える。

$$y(t) = f(\phi(t-1)) \quad (4.1)$$

ここで、 $y(t)$ はシステム出力、 $f(\cdot)$ は非線形関数を表している。また、 $\phi(t-1) \in \mathcal{R}^{n_y+n_u}$ は時刻 $t-1$ 以前のシステムの状態（ヒストリカルデータ）を表しており、 $\phi(t-1)$ は次式で定義される。

$$\phi(t-1) := [y(t-1), y(t-2), \dots, y(t-n_y), u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-n_u)] \quad (4.2)$$

さらに、 $u(t)$ は制御入力、 n_y 、 n_u はそれぞれ出力と入力の次数である。いま、(4.1) 式で表される非線形システムが、局所的に次式のような線形モデルで表わすことができると仮定する。

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-(k_m+1)}B(z^{-1})u(t) \quad (4.3)$$

ここで、(4.3) 式において、 k_m はむだ時間の最小推定値を表しており、むだ時間が既知のときは k_m をその値に設定し、むだ時間の範囲がわからない場合は、 $k_m = 0$ と設定する。さらに、 z^{-1} は $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ を意味する時間遅れ作用素を表している。また、 $A_i(z^{-1})$ と $B_i(z^{-1})$ は次式で与えられる。

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{n_y}z^{-n_y} \quad (4.4)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{n_u}z^{-n_u} \quad (4.5)$$

実システムの多くは非線形性を有しているため、システムパラメータが固定であると、常に良好な制御結果を得ることは難しい。したがって、本手法ではデータ駆動型アプローチに基づき、(4.4)、(4.5) 式に含まれるシステムパラメータを、システム特性に対応して自己調整するため、次式のように書き換える。

$$\hat{A}(z^{-1} : t) = 1 + \hat{a}_1(t)z^{-1} + \dots + \hat{a}_{n_y}(t)z^{-n_y} \quad (4.6)$$

$$\hat{B}(z^{-1} : t) = \hat{b}_0(t) + \hat{b}_1(t)z^{-1} + \dots + \hat{b}_{n_u}(t)z^{-n_u} \quad (4.7)$$

ここで、 $\hat{A}(z^{-1} : t)$, $\hat{B}(z^{-1} : t)$ は、時刻 t における制御対象を表し、上記の仮定を引き継いでいる。これに伴い、(4.3) 式は次式のように記述される。

$$\hat{A}(z^{-1} : t)y(t) = z^{-(k_m+1)}\hat{B}(z^{-1} : t)u(t) \quad (4.8)$$

ところで、データベースには (4.1), (4.2) 式より、以下のように記述する入出力データを格納する。

$$\bar{\phi}(t) := [y(t), \phi(t-1)] \quad (4.9)$$

ここで、システムの入出力データから構成される $\bar{\phi}(t) \in \mathcal{R}^{n_y+n_u+1}$ を、情報ベクトルと呼ぶこととする。以上の準備の後、データ駆動型制御系を設計する。その具体的なアルゴリズムを以下にまとめる。

[STEP1] 複数個のデータベースの構築

データ駆動型アプローチでは、過去の蓄積データが存在しない場合、原理的にシステム同定を行うことができない。したがって、はじめに過去の操業データ等の入出力データを用いて、次式のような M 個のデータベースを作成しておく必要がある。

$$\begin{aligned} \Phi_i(j) &:= [\bar{\phi}(j)], & j = 1, 2, \dots, N(0) \\ & & i = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (4.10)$$

ただし、 $\Phi_i(j) \in \mathcal{R}^{n_y+n_u+1 \times N(0)}$ ($i = 1, 2, \dots, M$; 以下特記しない限り、 i はこれらの値をとる) は、(4.9) 式により与えられる入出力データ群である。また、 $N(0)$ は初期データ数（初期データベースにおける情報ベクトルの数）を表している。さらに、 M はデータベースの分割数を表している。ここで、各データベースには、システムの静特性から異なる平衡点周りの入出力データを初期データベース Φ_i として保存する。

[STEP2] 距離の計算, 近傍の選択

要求点 $\bar{\phi}(t)$ と、データベースに蓄えられている情報ベクトル $\bar{\phi}_i(j)$ との距離を、次式の重みつき \mathcal{L}_1 ノルムにより求める。

$$d_{i,j}(\bar{\phi}(t), \bar{\phi}_i(j)) = \sum_{l=1}^{n_y+n_u+1} \left| \frac{\bar{\phi}_l(t) - \bar{\phi}_{i,l}(j)}{\max \bar{\phi}_{i,l} - \min \bar{\phi}_{i,l}} \right| \quad j = 1, 2, \dots, N(t) \quad (4.11)$$

ここで、 $N(t)$ は時刻 t においてデータベースに蓄えられているデータ数（情報ベクトル数）を表している。また、 $\bar{\phi}_{i,l}(j)$ は、第 i 番目のデータベースを指しており、第 j 番目の情報ベクトルの第 l 番目の要素を示している。同じく、 $\bar{\phi}_l(t)$ は、時刻 t における要求点の第 l 番目の要素を示している。さらに $\max \bar{\phi}_{i,l}$ は、第 i 番目のデータベースにあるすべての情報ベクトル ($\bar{\phi}_l(j), j = 1, 2, \dots, N(t)$) の第 l 番目の要素の中で、最も大きな要素を表しており、 $\min \bar{\phi}_{i,l}$ は、その最小値を示している。いま、(4.11) 式により求められた距離 d が小さいものから k 個の情報ベクトルを選択し、以下、その選択されたデータ集合を近傍として定義することとする。

[STEP3] 局所線形モデルの作成

選択された近傍データに対して、一括型最小二乗法によるシステム同定を行い、時刻 t における (4.8) 式の線形モデルに含まれる $\hat{A}(z^{-1} : t)$ と $\hat{B}(z^{-1} : t)$ のシステムパラメータを決定する。

[STEP4] データベースの更新

制御対象に対して、初期データベースのみでは、外乱やシステムパラメータ変動などの要因により制御応答が劣化することが考えられる。そのため、新しく入ってきた入出力データをデータベースに更新または追加を行う必要がある。ここで、データをすべて追加する場合、データベースが膨大になってしまう。したがって、入出力データに対して、データベースの更新を行うか判断し、さらに、更新する場合は、情報ベクトルをデータベースに追加するか上書きするのか決定するアルゴリズムについて考察し、データベースが膨大にならないように、データベースの更新を行う方法について述べる。その手順は以下の2段階からなっている。

まず、システム出力 $y(t)$ と各データベースから得られる線形モデルの推定出力値 $\hat{y}_i(t)$ との誤差に着目する。ここで、 $\hat{y}_i(t)$ は (4.3) 式に基づいて次式により計算される。

$$\hat{y}_i(t) = -A_i(z^{-1})y(t) + z^{-(k_m+1)}B_i(z^{-1})u(t) \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4.12)$$

$$A_i(z^{-1}) = 1 + a_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n_y}z^{-n_y} \quad (4.13)$$

$$B_i(z^{-1}) = b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + \dots + b_{i,n_u}z^{-n_u} \quad (4.14)$$

ここで、 $A_i(z^{-1})$ 及び $B_i(z^{-1})$ は各データベースの入出力データより一括型最小二乗法によるシステム同定を行い、推定した各線形モデルのシステムパラメータを用いる。

この誤差が大きくなり、次式の条件を満たす場合、つまり、時刻 t における局所モデルが適切に構成されなかったならば、要求点付近の適した情報ベクトルが選択されたデータベースに存在しないと判断し、選択されたデータベース Φ_i のみ更新を行う。

$$|y(t) - \hat{y}_i(t)| \geq \alpha \quad (4.15)$$

次に、更新処理を決定する。近傍データを除く (4.11) 式の結果が最小のデータベース内の情報ベクトル、つまり、近傍データ抽出後の選択されたデータベース Φ_i において、要求点と最も類似した情報ベクトルとの距離が次式の条件を満たす場合、その情報ベクトルは要求点によって上書きされる。

$$d_{i,j}(\bar{\phi}(t), \bar{\phi}_i(j)) \leq \beta \quad j = 1, 2, \dots, N(t) - k(t) \quad (4.16)$$

もし、(4.16) 式の条件を満たさない場合、要求点は選択されたデータベースに新規データとして追加される。ここで、(4.15) 式と (4.16) 式に含まれる設計パラメータ α と β は、ある正定数で与えられる設計パラメータを表している。なお、これらのパラメータ設計には、若干の試行錯誤を必要とする。以上により、冗長なデータが削除されデータの過剰な増加を抑制することができる。

[STEP5]

STEP2 に戻る。

4.2.2 データベースの切り替え

[STEP1] で構築した各データベースに対して、推定誤差 $\epsilon_i(t)$ をモデルごとに計算し、これに基づいて重み w_i を計算する。 $\epsilon_i(t)$ はシステム出力値 $y(t)$ と各線形モデルの推定出力値 $\hat{y}_i(t)$ との誤差である。

$$\epsilon_i(t) = |y(t) - \hat{y}_i(t)| \quad (4.17)$$

$$w_i(t) = \frac{1/\epsilon_i(t)}{\sum_{i=1}^M 1/\epsilon_i(t)} \quad (4.18)$$

さらに、 $\omega_i(t)$ は選択された第 i 番目のデータベースに対応する重みである。この重みは、実際のシステムの出力値と各線形モデルとの差が小さいほど大きな値となる。このとき、(4.18) 式に基づいて $\omega_i(t)$ を計算すると、次式を満足することに注意されたい。

$$\sum_{i=1}^M w_i(t) = 1 \quad (4.19)$$

ここで、算出した重みの大きいデータベースを選択することにより、データベースの切り替えを行う。

4.2.3 極配置制御系の設計

(4.8) 式で表される線形モデル対し、次式で与えられるフィードバック制御則を考える。

$$R(z^{-1})y(t) + S(z^{-1})\Delta u(t) - R(1)r(t) = 0 \quad (4.20)$$

ここで、 $r(t)$ は目標値、 $\Delta(= 1 - z^{-1})$ は差分演算子を表しており、フィードバック制御則は、各線形モデルに対して設計する。ただし、 $R(z^{-1})$ と $S(z^{-1})$ は、線形モデルに対応した制御パラメータからなる多項式であり、次式により与えられる。

$$\left. \begin{aligned} R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} + \cdots + r_{n_1} z^{-n_1} \\ S(z^{-1}) &= 1 + s_1 z^{-1} + \cdots + s_{n_2} z^{-n_2} \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

$R(z^{-1})$ と $S(z^{-1})$ を極配置法に基づいて設計する。このとき、(4.8) 式と (4.20) 式で構成される閉ループ系の入出力関係は、次式で表される。

$$y(t) = \frac{z^{-(k_m+1)} \hat{B}(z^{-1}; t) R(1)}{P(z^{-1})} r(t) \quad (4.22)$$

(4.22) 式の分母多項式 $P(z^{-1})$ は、次式により定義される。

$$P(z^{-1}) := \Delta \hat{A}(z^{-1}; t) S(z^{-1}) + z^{-(k_m+1)} \hat{B}(z^{-1}; t) R(z^{-1}) \quad (4.23)$$

$P(z^{-1})$ は、閉ループ系の特性多項式であることがわかる。この、 $P(z^{-1})$ を設計多項式として次式により設計する [64–66]。

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (4.24)$$

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= -2e^{\frac{\rho}{2\mu}} \cos\left(\frac{\sqrt{4\mu-1}}{2\mu}\rho\right) \\ p_2 &= e^{-\frac{\rho}{\mu}} \\ \rho &:= \frac{Ts}{\sigma} \\ \mu &:= 0.25(1-\delta) + 0.51\delta \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

σ は立ち上がり時間を表しており、 μ は応答の減衰特性に関するパラメータで、 δ によって調整される。(4.24)式については、第2章でも説明したように参考文献 [66] に基づいて設計する。

ここで、 $R(z^{-1})$ と $S(z^{-1})$ は、(4.23)式に基づいて計算される。さらに、 $R(z^{-1})$ と $S(z^{-1})$ を一意に求めるためには、それぞれの次数を次式のようにする必要がある。

$$n_1 = n_y \quad (4.26)$$

$$n_2 = n_u + k_m \quad (4.27)$$

以上により、 $\hat{A}(z^{-1}; t)$ と $\hat{B}(z^{-1}; t)$ に含まれるパラメータをデータ駆動型アプローチ法によって推定したパラメータに置き換えることで、極配置制御系を設計することができる。

4.2.4 数値例

本手法の有効性を検証するために、非線形システムを対象とした Bilinear モデルの数値例を示す。

制御対象として、以下の式で表される Bilinear モデルを考える。

$$\begin{aligned} y(t) &= 0.4y(t-1) - 0.09y(t-2) + 0.3u(t-1) - 0.1u(t-2) \\ &\quad + 0.1y(t-1)u(t-1) + 0.05y(t-2)u(t-2) + \xi(t) \end{aligned} \quad (4.28)$$

ただし、 $\xi(t)$ は、平均 0、分散 0.01^2 のガウス性白色雑音である。また、目標値 $r(t)$ を以下のように与える。

$$r(t) = \begin{cases} 1.0 & (0 \leq t < 100) \\ -1.0 & (100 \leq t < 200) \\ 3.0 & (200 \leq t < 300) \\ 6.0 & (300 \leq t < 400) \end{cases} \quad (4.29)$$

Table 4.1: User-specified parameters including in the proposed method

Some data-bases	$M = 3$
Order of the system output and the control input	$n_y = 2, n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$
Initial number of data	$N(0) = 1000$
Number of neighbors	$k = 100$
Coefficients to inhibit the neighborhoods	$\alpha = 0.2$
Coefficients to inhibit the data	$\beta = 0.05$

次に、静特性に基づいて、以下の様な制御入力範囲に対応したデータベース Φ_i を構築する。分割数については、 $M = 3$ とした。また、データベースの分割領域を以下のように与える。

$$\begin{cases} -4.0 \leq u_1 < 2.3 \\ 2.0 \leq u_2 < 3.3 \\ 3.0 \leq u_3 < 4.0 \end{cases} \quad (4.30)$$

ここで、 \mathbf{u} の範囲の入出力データを初期データベースとして保存する。(4.30) 式において、 \mathbf{u} の領域が重複している箇所があるが、これは要求点が各データベースの分割付近が選択された場合、データベースの選択により良好な応答が得られないことを回避するために設けている。提案手法の含まれる各種設計パラメータの値を、Table 4.1 にまとめる。なお、本来 α 及び β の設計パラメータは、データベースごとに設定する必要があるが、本手法においては、若干の試行錯誤を必要とするため、一定の値にしている。また、設計多項式、 $P(z^{-1})$ におけるパラメータはそれぞれ、 $\sigma = 5$, $\delta = 0$, さらにサンプリング間隔を $Ts = 1[\text{sec}]$ とした。このとき、次式として $P(z^{-1})$ が得られる。

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.341z^{-1} + 0.449z^{-2} \quad (4.31)$$

提案手法の制御結果を Fig.4.3 に示す。また、この場合の提案手法による $\hat{A}(z^{-1} : t)$, $\hat{B}(z^{-1} : t)$ のシステムパラメータの時間的变化を Fig.4.4 に示す。さらに、データベース切り替えのための重み $w_i(t)$ の時間的变化を Fig.4.5 に示す。次に、Fig.4.6 にデータベース Φ_i の切り

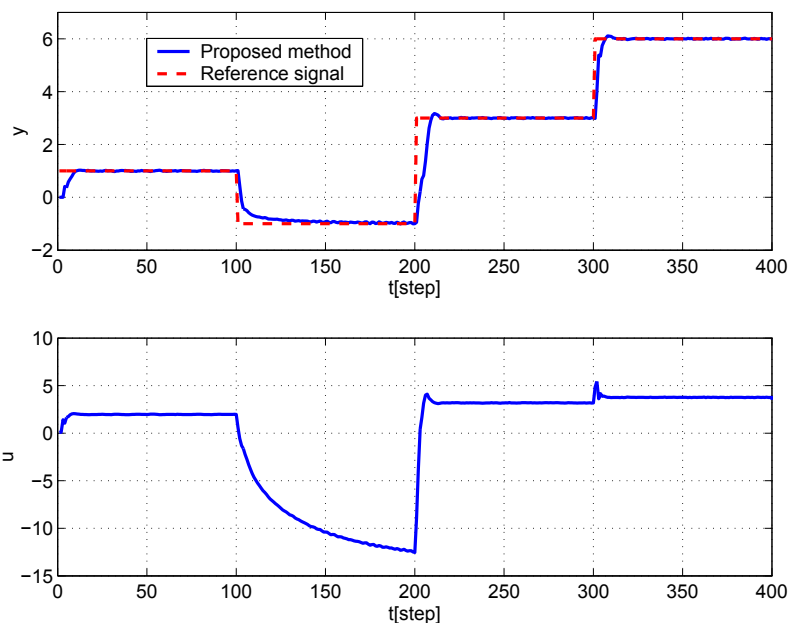


Fig. 4.3: Control result using the newly proposed control scheme in the case of bilinear model.

替えの時間的变化を示す。Fig.4.6 から、(4.29) 式の目標値に対して、Fig.4.5 に示す重みの変化により適切にデータベースが切り替わっていることが確認できる。そのため、Fig.4.3 及び Fig.4.4 に示すように、提案手法はシステムの特성에応じて適切にシステムパラメータが変化しており、目標値が大きくなっても良好な制御結果が得られていることがわかる。

4.2.5 計算時間の比較

Bilinear モデルに対して、制御性能と計算時間の有効性を検証するために、従来のデータベースを用いたデータ駆動型アプローチ [40] との比較を行う。また、制御性能の有効性を検証する指標として、第 2 章で述べた通り Integral of Absolute Error (IAE) を用いる。

同様に、処理時間についての検証を行う。実験プログラムを MATLAB によって作成し、Intel 社 Core Duo(1.06GHz) の CPU 及び RAM (1.49GB) を持つコンピュータで処理した。なお、処理時間は、5 回同じ条件で処理した結果の平均で表している。

IAE と処理時間の比較の結果を Table 4.2 に示す。この結果から、提案手法と Fig.4.7 に示す従来データ駆動型アプローチの制御性能においてほとんど変化がないことがわかる。さらに、Fig.4.4 と Fig.4.8 のシステムパラメータの時間的变化について、ここで、Fig.4.4 で示された本手法と Fig.4.8 に示す従来データ駆動型アプローチ法とのシステムパラメー

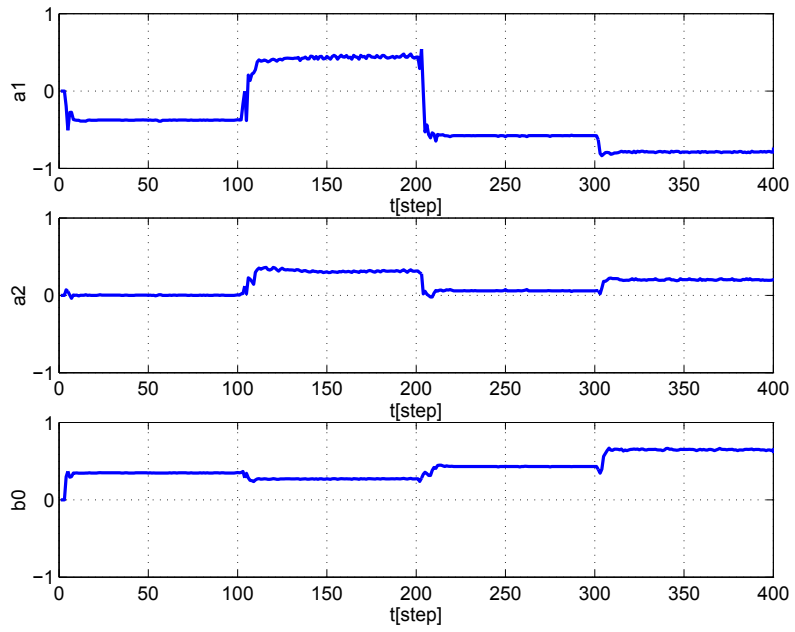


Fig. 4.4: Trajectories of system parameters corresponding to Fig.4.3.

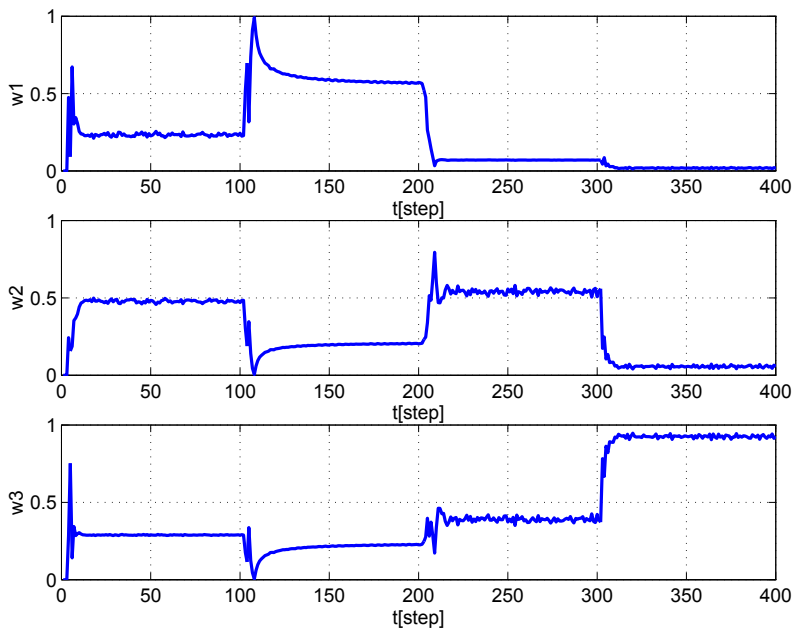


Fig. 4.5: Trajectories of weights corresponding to Fig.4.3.

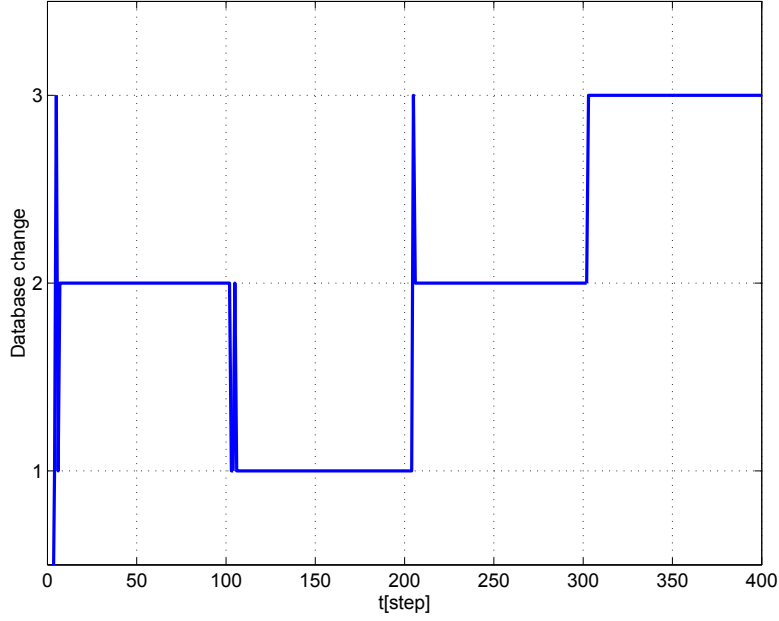


Fig. 4.6: Trajectories of plural databases switching to Fig.4.3.

Table 4.2: Comparison of the proposed method
and the conventional method

	IAE	Time(s)
DD method	0.057	88.36
Proposed method	0.058	27.90

タの誤差を測定するために次式を導入し， Fig.4.9 にその様子を示す．

$$e_{a_1}(t) = |\hat{a}_1(t) - a_1^{FixedDD}(t)| \quad (4.32)$$

$$e_{a_2}(t) = |\hat{a}_2(t) - a_2^{FixedDD}(t)| \quad (4.33)$$

$$e_{b_0}(t) = |\hat{b}_0(t) - b_0^{FixedDD}(t)| \quad (4.34)$$

ここで， $a_1^{FixedDD}(t), a_2^{FixedDD}(t), b_0^{FixedDD}(t)$ は従来データ駆動型アプローチのシステムパラメータの値を示している． Fig.4.9 より， 目標値が変化する場所以外においては， 従来法と比較して誤差の範囲が 0.2 以下であることが確認される． さらに， 提案手法とデータベースを用いたデータ駆動型アプローチと比較した場合， 計算時間は 1/3 に削減することができた．

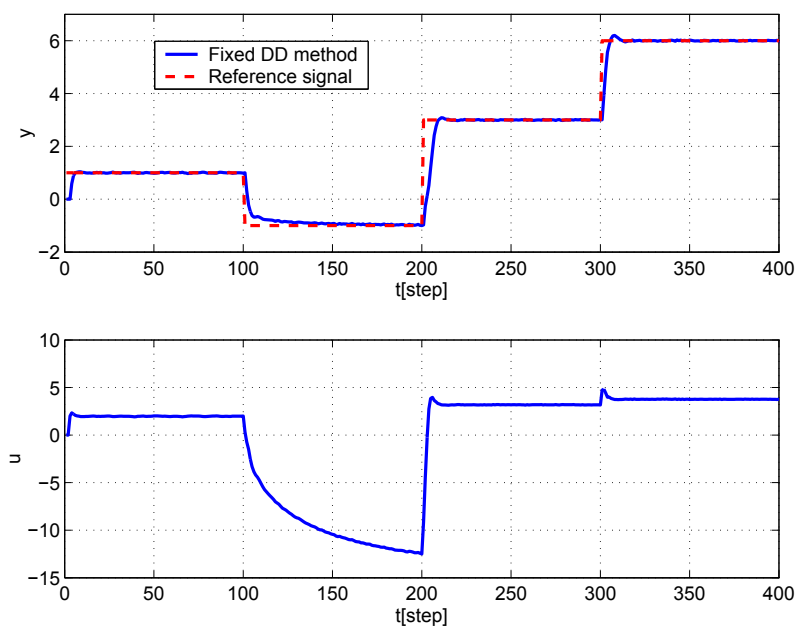


Fig. 4.7: Control result using the DD method in the case of bilinear model.

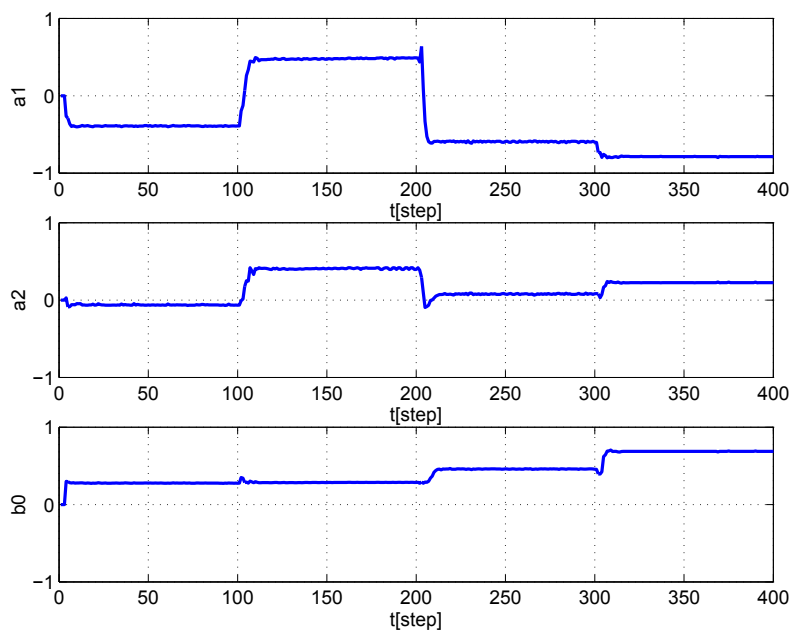


Fig. 4.8: Trajectories of system parameters corresponding to Fig.4.7.

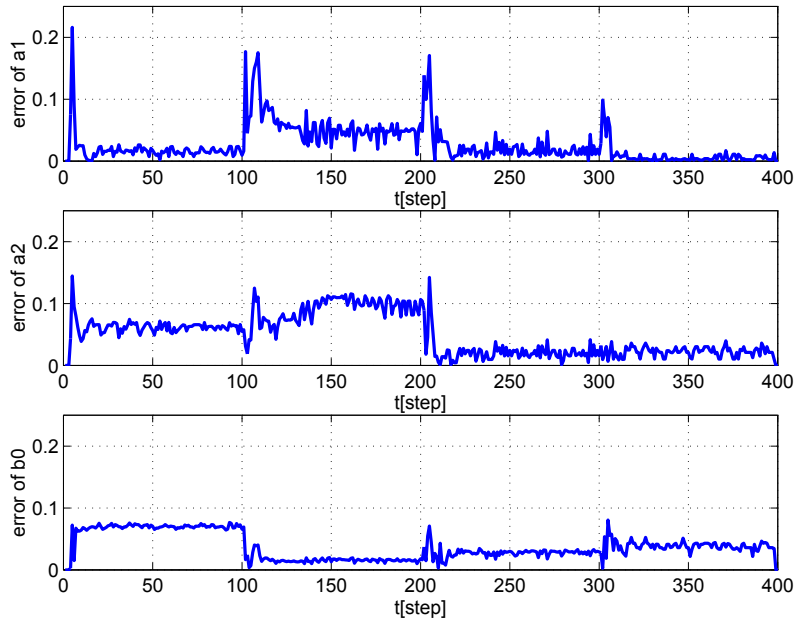


Fig. 4.9: Error of system parameters corresponding to Fig.4.3 and Fig.4.7.

4.3 データ駆動型法PID制御系の設計

これまで、極配置法に基づいた局所線形モデルの制御法について述べてきたが、第3章で記述したように、本手法においても、文献 [16] と同等に考えれば、これをPID制御に基づいた設計法に置き換えることができる。

4.3.1 PIDパラメータの設計

1.1.3節でも述べたように、本章でもちいる制御則としては、次式のようなI-PD制御則を考える。

$$\Delta u(t) = K_I e(t) - K_P \Delta y(t) - K_D \Delta^2 y(t) \quad (4.35)$$

ただし、 K_P 、 K_I 及び K_D はそれぞれPIDパラメータを表している。更に、 $e(t)$ は制御偏差で、次式で与えられる。

$$e(t) := r(t) - y(t) \quad (4.36)$$

ここで、(4.20)式を以下のように書き換える。

$$\frac{R(z^{-1})}{v} y(t) + \Delta u(t) - \frac{R(1)}{v} r(t) = 0 \quad (4.37)$$

ただし、 v は次式で与えられる。

$$v := 1 + \sum_{i=1}^{n_u} s \quad (4.38)$$

このとき、(4.35)式と(4.37)式からPIDパラメータを

$$K_P = -\frac{r_1 + 2r_2}{v} \quad (4.39)$$

$$K_I = \frac{r_0 + r_1 + r_2}{v} \quad (4.40)$$

$$K_D = \frac{r_2}{v} \quad (4.41)$$

とすることで、近似的に極配置に基づいてPIDパラメータを調整することができる。

4.3.2 熱プロセスシステムへの応用

提案法の有効性を Fig.4.10 に示す熱プロセスシステムへの適用を通して検討する。このシステムは、アルミニウム片にヒータが取り付けられ、同じ位置に温度センサも取り付けられている。ヒータにかかる電力量を操作することにより、アルミニウム片の温度を制御するシステムである。このとき、Fig.4.11 に示すアルミニウム棒をアルミニウム片に付加する事により、システムを変動させることが可能となる。これにより、システム変動に対する制御性能を評価することができるようになっている。また、Fig.4.12 に温度制御装置のブロック図を示す。

装置に設置されているアルミニウム片に対してヒータが取り付けられており、アルミニウム片の温度を熱電対で計測する。また、熱電対の温度を熱電対変換 IC により電圧に変換し、A/D 変換されたのちコンピュータへデータを出力する。出力されたデータを用いて制御入力を算出する。制御入力に応じたデューティ比を持つ PWM 信号を D/A 変換を通じて出力し、ソリッドステートリレー (SSR) によってヒータに電流が流れる。したがって、本実験における制御入力 $u(t)$ は SSR に与える PWM 信号のデューティ比 (0~100 %), 制御出力 $y(t)$ はアルミニウム片の温度とする。このシステムの静特性を Fig.4.13 に示す。Fig.4.13 の System1 は本体のアルミニウム板のみの状態、System2 は Fig.4.11 のアルミニウム棒をアルミニウム板の上に置いた状態の静特性である。Fig.4.13 から、若干ながら非線形性を有していることが確認できる。

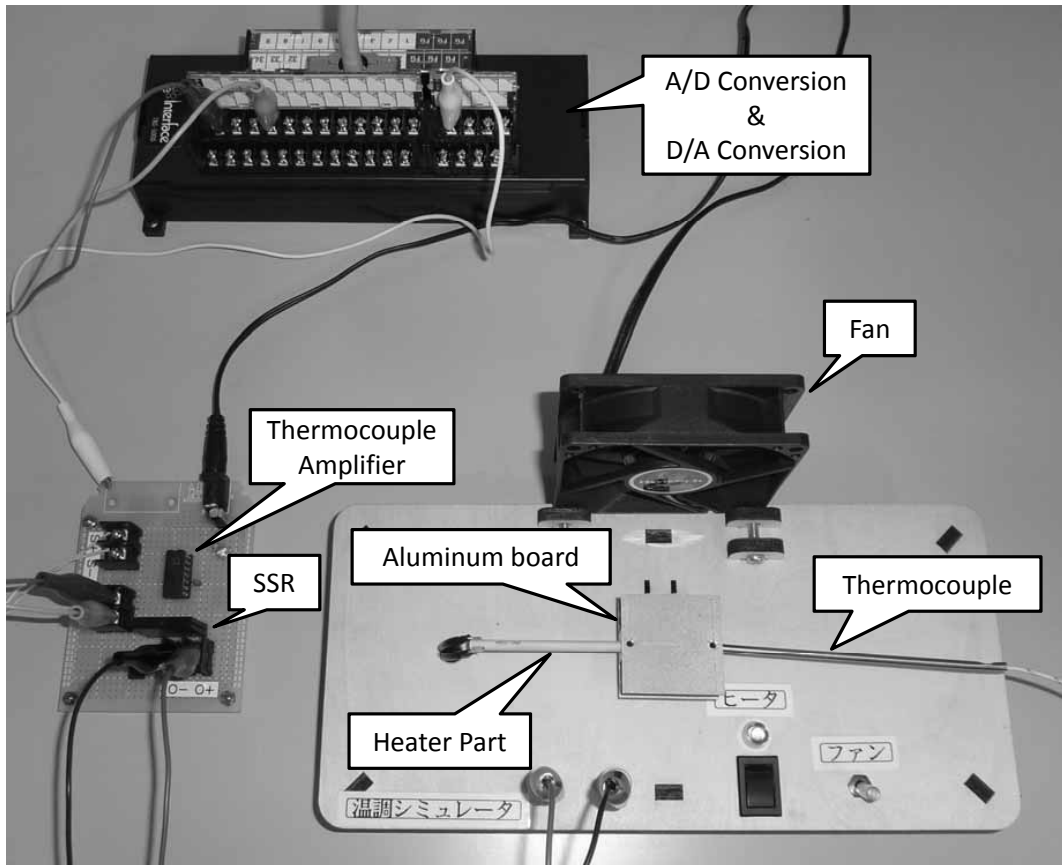


Fig. 4.10: Photograph of the experiment temperature control system.

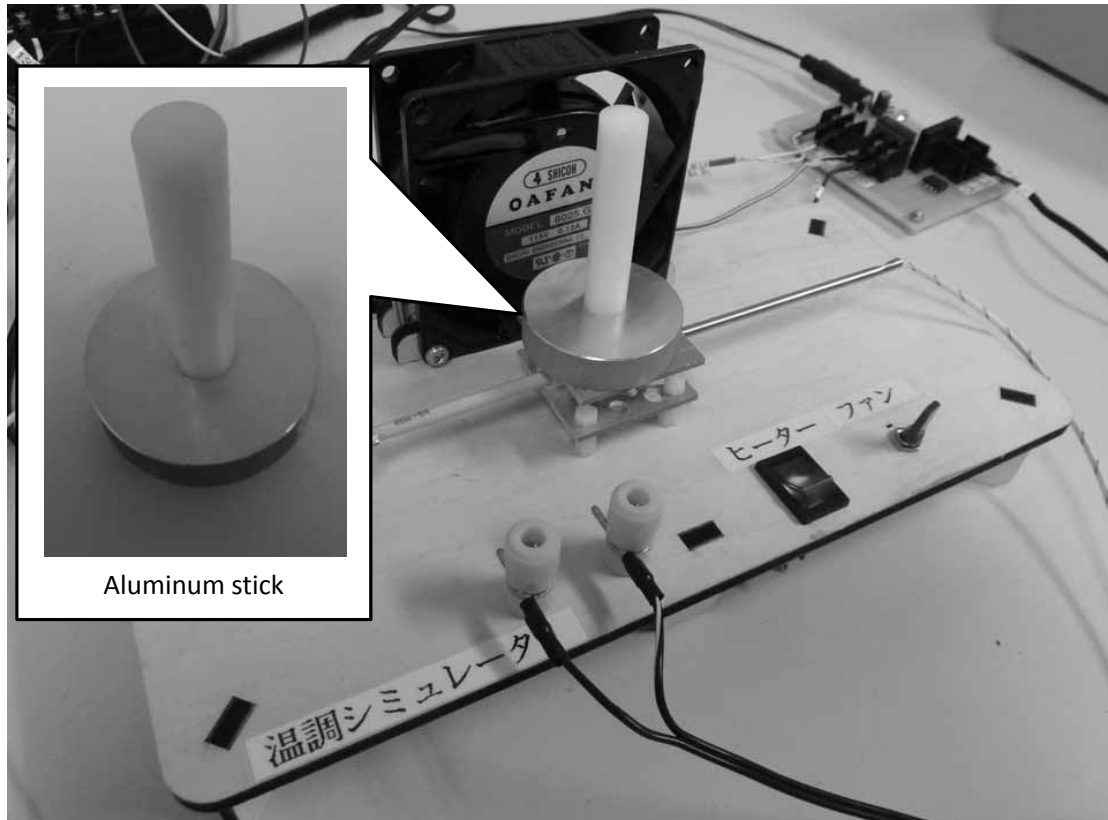


Fig. 4.11: Introduce fluctuation into the system by adding an aluminum stick.

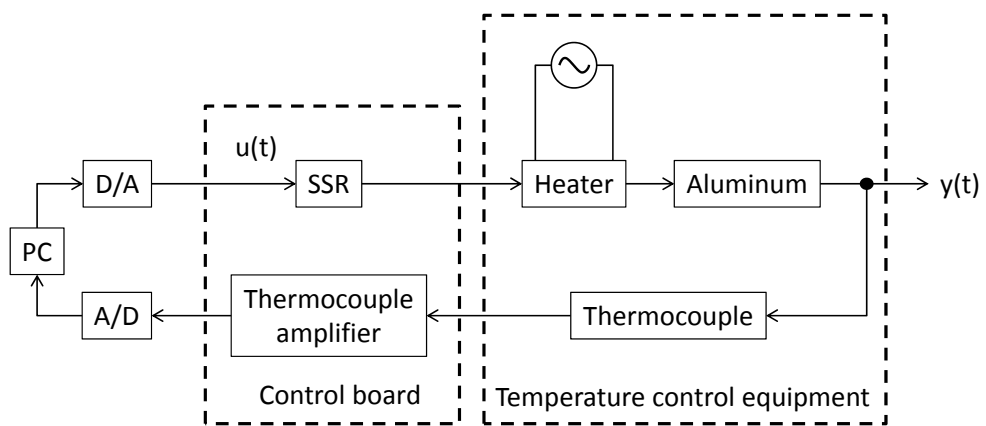


Fig. 4.12: Schematic figure of the experimental temperature control system.

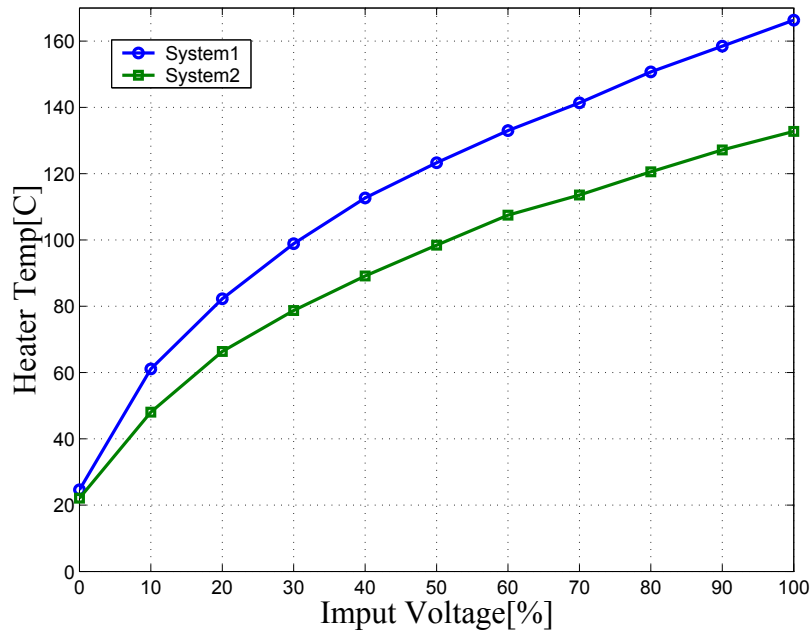


Fig. 4.13: Static property of the temperature control system.

まず，目標値 $r(t)$ を以下のように与える．

$$r(t) = \begin{cases} 70.0 & (0 \leq t < 50) \\ 100.0 & (50 \leq t < 100) \\ 150.0 & (100 \leq t < 150) \\ 120.0 & (150 \leq t < 200) \end{cases} \quad (4.42)$$

次に，System1 の静特性に基づいて，以下の様な制御入力範囲に対応したデータベース Φ_i を構築する．分割数については， $M = 2$ とした．また，データベースの分割領域を以下のように与える．

$$\begin{cases} 0.0 \leq u_1 < 30.0 \\ 25.0 \leq u_2 < 100.0 \end{cases} \quad (4.43)$$

ここで， u の範囲の入出力データを初期データベースとして保存する．(4.43) 式において， u の領域が重複している箇所があるが，これは要求点が各データベースの分割付近が選択された場合，データベースの選択により良好な応答が得られないことを回避するために設けている．提案手法の含まれる各種設計パラメータの値を，Table 4.3 にまとめる．なお，本来 α 及び β の設計パラメータは，データベースごとに設定する必要があるが，本手法においては，若干の試行錯誤を必要とするため，一定の値にしている．また，設計多項

Table 4.3: User-specified parameters including in the proposed method

Some data-bases	$M = 2$
Order of the system output and the control input	$n_y = 2, n_u = 1$
The estimation of the time-delays	$k_m = 0$
Initial number of data	$N(0) = 1000$
Number of neighbors	$k = 100$
Coefficients to inhibit the neighborhoods	$\alpha = 0.2$
Coefficients to inhibit the data	$\beta = 0.05$

式, $P(z^{-1})$ におけるパラメータはそれぞれ, $\sigma = 50$, $\delta = 0$, さらにサンプリング間隔を $Ts = 5[\text{sec}]$ とした. このとき, 次式として $P(z^{-1})$ が得られる.

$$P(z^{-1}) = 1 - 1.6375z^{-1} + 0.6703z^{-2} \quad (4.44)$$

ここで, $P(z^{-1})$ は先にも述べたように, 文献 [66] を参考にして設計している.

まず, 従来法との比較のために, PID パラメータを CHR 法により調節した固定 PID 制御器を適用する. その PID パラメータは以下の通りである.

$$K_p = 5.750, K_I = 0.209, K_D = 5.751 \quad (4.45)$$

その制御結果を Fig.4.14 に示す. Fig.4.14 から, 固定 PID 制御法では全体的に立ち上がりが悪く, 追従していないことが分かる.

次に提案手法の制御結果を Fig.4.15 に示す. また, この場合の提案手法による PID パラメータの時間的变化を Fig.4.16 に示す. さらに, データベース切り替えのための重み $w_i(t)$ の時間的变化を Fig.4.17 に示す. 次に, Fig.4.18 にデータベース Φ_i の切り替えの時間的变化を示す. Fig.4.18 から, (4.42) 式の目標値に対して, Fig.4.17 に示す重みの変化により適切にデータベースが切り替わっていることが分かる. そのため, Fig.4.15 及び Fig.4.16 に示すように, 提案手法はシステムの特성에応じて適切に PID パラメータが変化しており, 目標値が大きくなっても良好な制御結果が得られていることが分かる.

次に, システム変動の場合に対して提案法を適用する. 制御対象として, Fig.4.10 の温度制御装置を利用し, System1 から System2 に変動するもとする. ここで, 先も述べたよ

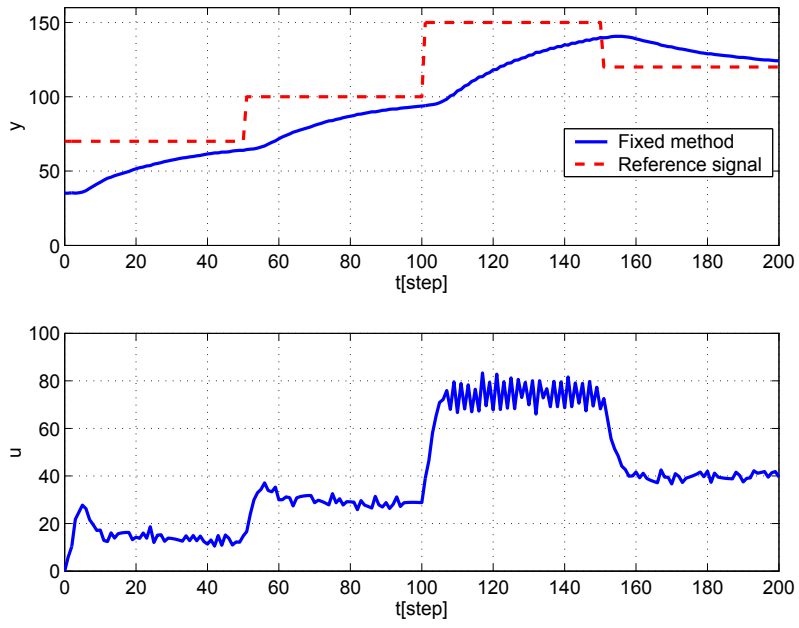


Fig. 4.14: Control result using the fixed PID controller for temperature control system.

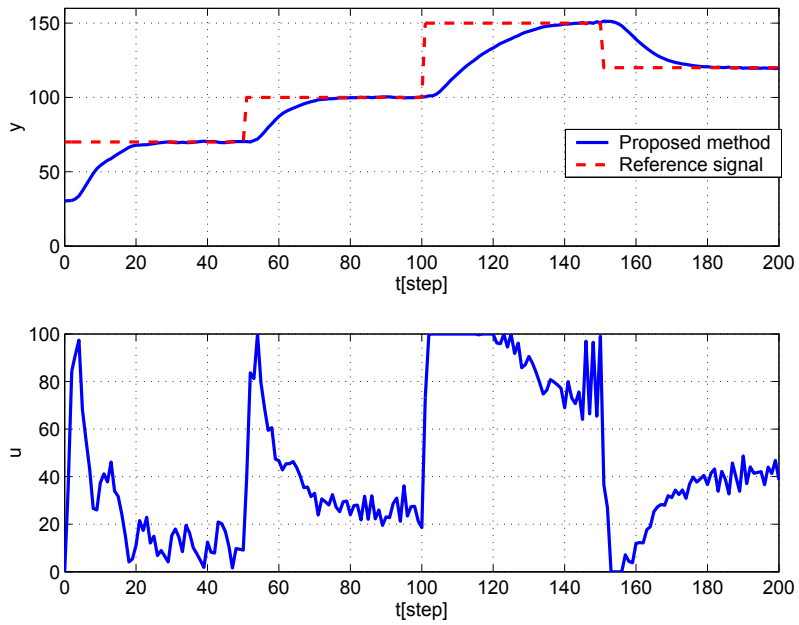


Fig. 4.15: Control result using the newly proposed control scheme of the temperature control system.

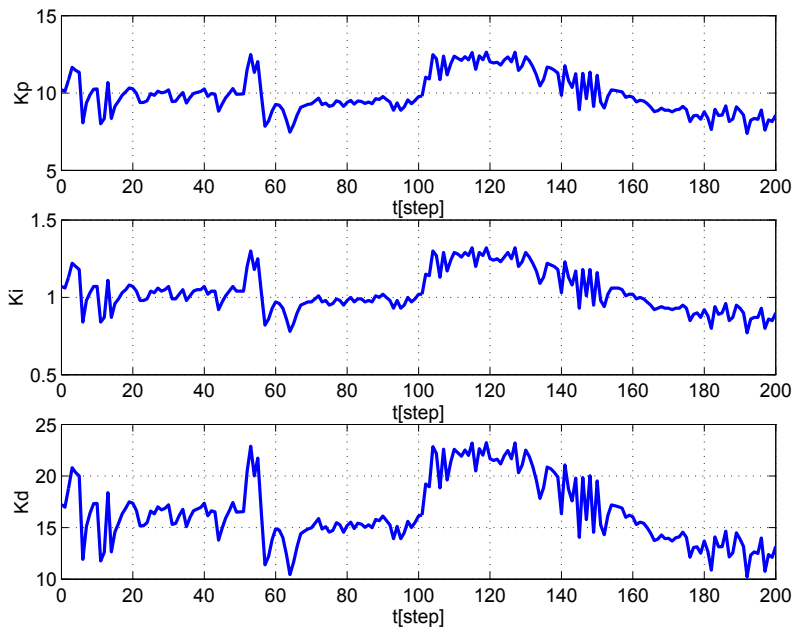


Fig. 4.16: Trajectories of PID gains corresponding to Fig.4.15.

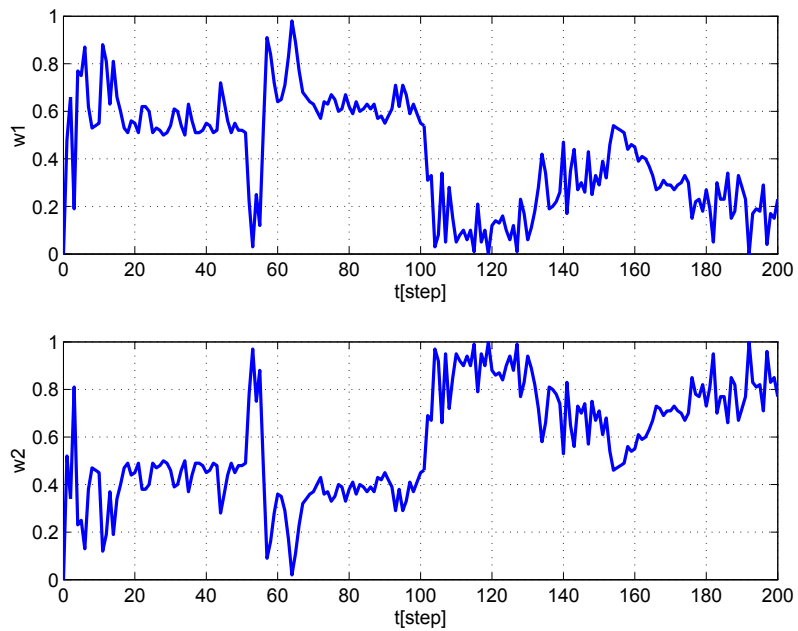


Fig. 4.17: Trajectories of weights corresponding to Fig.4.15.

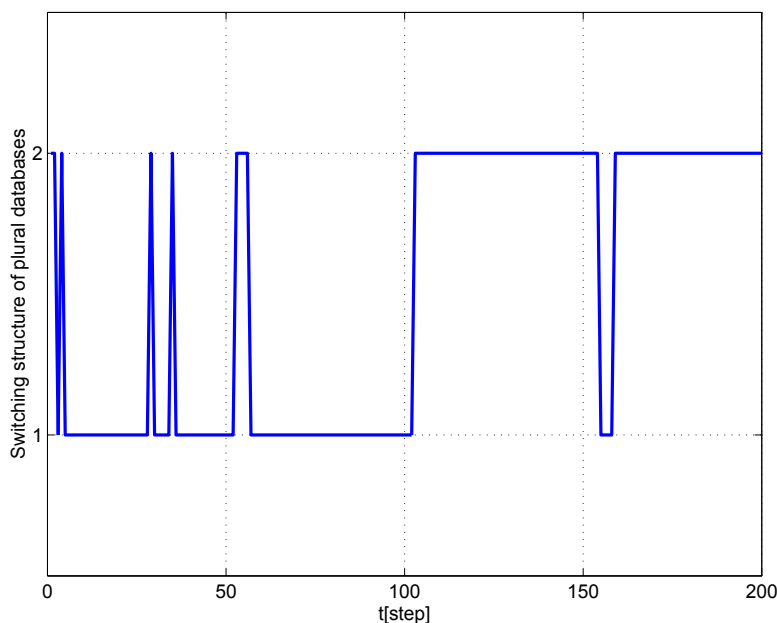


Fig. 4.18: Trajectories of plural databases switching to Fig.4.15.

うに System1 は本体のアルミニウム板のみの状態，System2 はアルミニウム棒をアルミニウム板の上に置いた状態である．アルミニウム棒を元々のアルミニウム板と付加させることで熱容量を増やし，システムの変性を変化させることができる．

まず，従来法との比較のために，PID パラメータを CHR 法により調節した固定 PID 制御器を適用する．その PID パラメータは以下の通りである．

$$K_p = 5.750, K_I = 0.209, K_D = 5.751 \quad (4.46)$$

その制御結果を Fig.4.19 に示す．Fig.4.19 から，100[Step] 以降のシステム変動に対して，急激に温度が下がっており，目標値に戻るまで，約 80[Step] 必要としている．

次に提案手法の制御結果を Fig.4.20 に示す．またそのときの重みと PID パラメータの様子を Fig.4.22，Fig.4.21 に示す．

Fig.4.20 から，安定した制御性能が得られており，さらにシステム変動後も迅速に目標値に追従していることが確認できる．Fig.4.19 の固定 PID による制御結果と比較して，システム変動後の追従性が高くなり，そのときの入力も安定している．また Fig.4.22 の重みの変化からも，100[Step] までは w_1 の重みが強く表れており，システム変動後は w_2 に変化していることが確認できる．そのため，Fig.4.23 に示すデータベースの切り替えが適切に行われており，Fig.4.21 の PID パラメータが調整されていることが確認できる．以上，

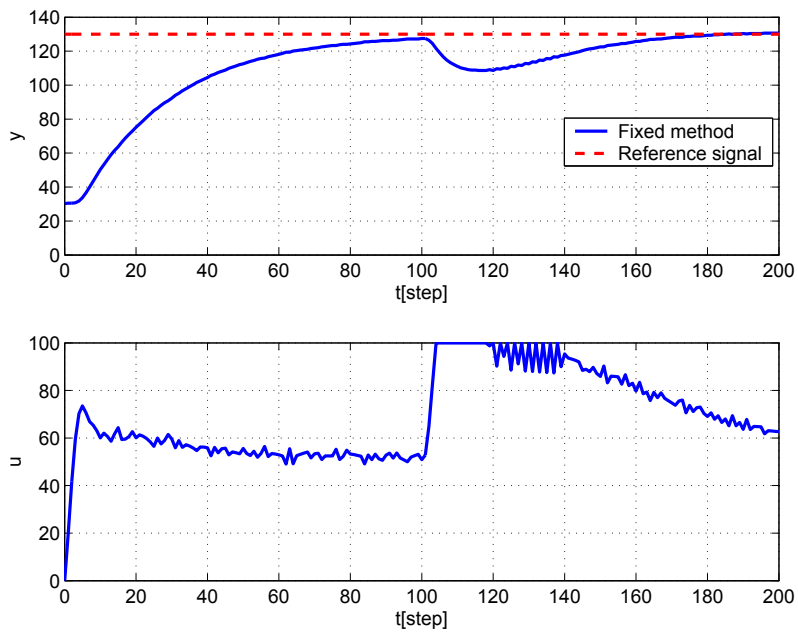


Fig. 4.19: Control result using the fixed PID controller for temperature control system.

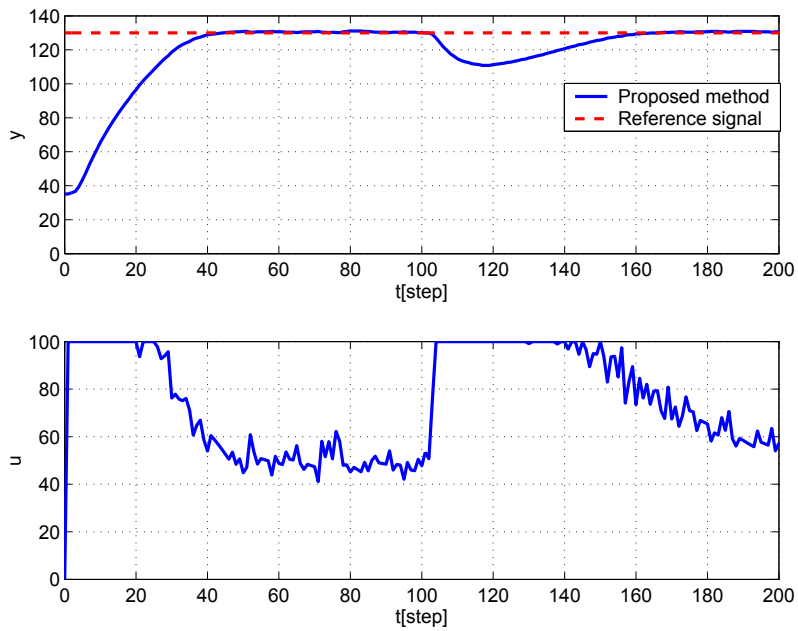


Fig. 4.20: Control result using the newly proposed control scheme of the temperature control system in the case of System1 \rightarrow System2.

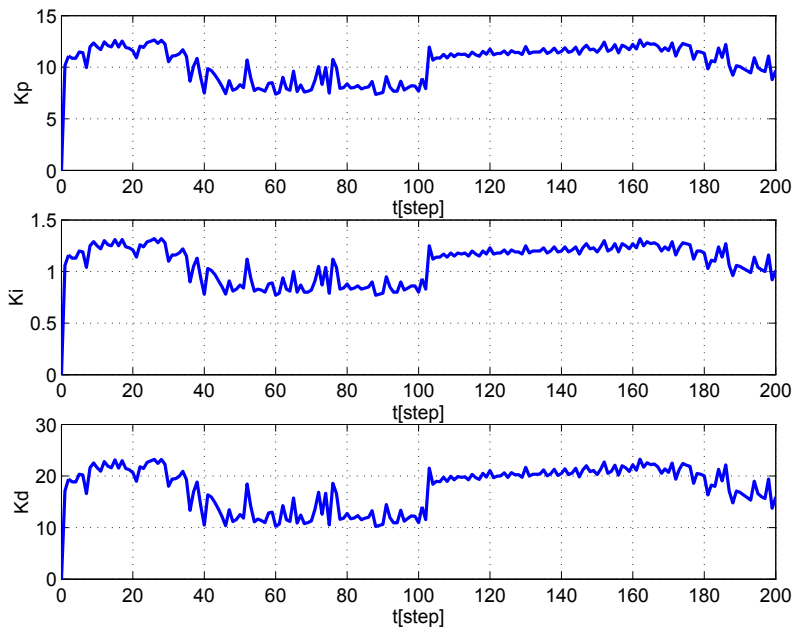


Fig. 4.21: Trajectories of PID gains corresponding to Fig.4.20.

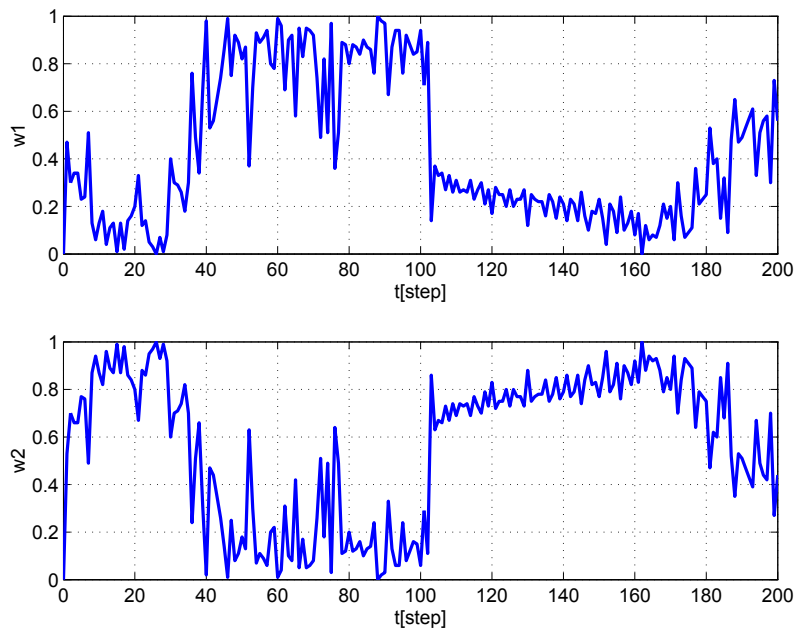


Fig. 4.22: Trajectories of weights corresponding to Fig.4.20.

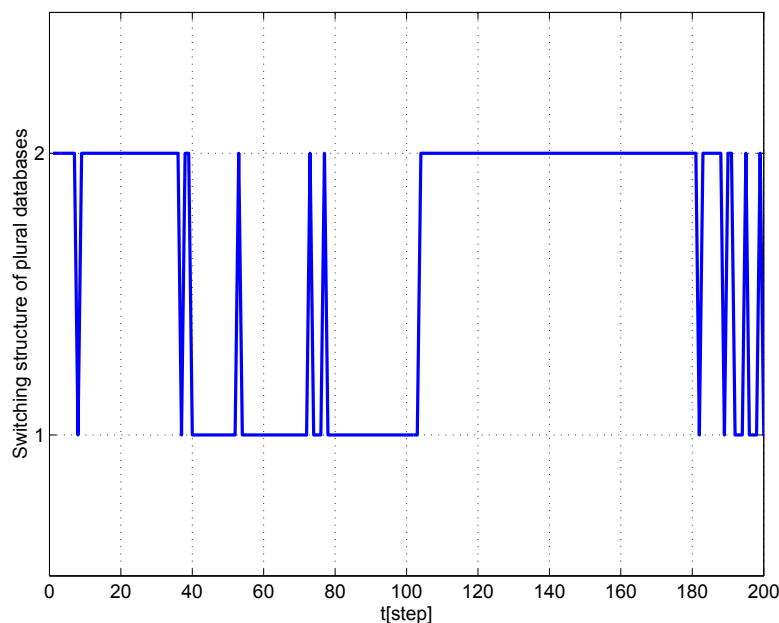


Fig. 4.23: Trajectories of plural databases switching to Fig.4.20.

本実験において本提案手法のオンラインで利用可能なことが検証された。

4.4 結言

本章では、データ駆動型アプローチの考え方に基づいた新たなセルフチューニング制御系の設計法を提案した。従来の非線形システムに対する制御パラメータチューニングとして、NN, ファジィ推論, GAなどが用いられてきたが、その学習速度やデータ駆動型アプローチのデータベースが膨大という、計算時間について問題があった。しかし、本手法では、非線形システムに対して、いくつかのサブシステムに分け、サブシステムごとにデータベースを構築し、これらを適切に切り替えて制御パラメータを生成するため、従来と比較して制御性能はほとんど変化なく計算時間を大幅に削減することが可能である。本手法の重たる特徴を、以下にまとめる。

- 要求点に類似した状態に対応する入出力データを近傍データとして抽出することにより、局所線形モデルを構築する。
- 従来データ駆動型アプローチと比較し、計算時間に対して制御性能の差が少ない。

- 実システムに対して実装可能である.
- オンラインによる PID パラメータチューニングが可能である.

しかし, 本手法における設計パラメータ (α, β) の設定方法も含めて今後解決していく必要がある.

第5章 結論

本論文では、非線形システムに対する新しいセルフチューニングの設計法について考察した。具体的には、非線形システムに対して、複数個の局所線形モデルを構築し、各局所線形モデルに対応したコントロールパラメータ又はPIDパラメータを個々に求め、これに重み付けを行い制御系を設計する方法と、非線形システムをいくつかのサブシステムに分け、サブシステムごとにデータベースを構築し、これらを適切に切り替えてコントロールパラメータ又はPIDパラメータの制御系を設計する方法という、2つのアプローチにより考察し、数値計算結果および、実システムを用いた実験結果からその有効性を検証した。

これまで、パラメータチューニングとして、ニューラルネットワーク、ファジィ推論、遺伝的アルゴリズム、データ駆動型アプローチなどが用いられてきたが、その学習時間や最適化計算、処理時間などが大きな問題とされてきた。しかし、本手法では複数個の局所モデルからコントロールパラメータを計算できるため、従来よりも大幅に少ない時間で処理可能なことから、オンラインでの利用が可能であることを検証した。これにより、オンラインでのパラメータのチューニングが可能となる。このような利点は、実システムへの適用において特に有用であり、産業技術の発展に大きく貢献するものと期待している。

まず、第2章では、局所線形モデルを用いた極配置制御系の設計方法について述べた。局所線形モデルを用いることにより、計算時間を大幅に削減することができる。また、Bilinearモデル及びHammersteinモデルの非線形の数値例を通して本手法の有効性を示した。また、システム変動に対する検証および、計算時間の比較について大幅に削減できたことを確認した。第2章での設計方法は、第3章の設計方法の基本となっている。

次に、第3章では、第2章での考えをPID制御に拡張した、局所線形モデルを用いたセルフチューニングPID制御系の設計について述べた。数値例では、非線形性が非常に強いポリスチレン重合反応器など対して、本提案法が有効であることを示した。さらに、第3章では、磁気浮上装置ならびに水位プロセスシステムの2つの実システムによる検証を

行い、オンラインで利用可能な点と、いずれも良好な結果を確認した。

最後に、第4章では、データベースを用いたモデリング手法である、データ駆動型アプローチの考え方を基づいたデータベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の設計について述べた。まず、要求点に対してデータベースを切り替える方法を提案した。また、データベースの過剰な増大を防ぐために、データの更新する手法を与えた。数値例では、Bilinearモデルを通して、第2章の結果と比較しても制御性能が大幅に改善されて良好な制御結果が得られている。また、従来法のデータ駆動型アプローチと比較してもほとんど制御結果に差が無いことも確認した。さらに、実システムによる実験例では、オンラインでの利用が可能であることを検証した。

しかし、本論文で提案した制御系において、非線形システムの分割領域及び分割数については、試行錯誤により決定している。この点については非常に重要である。分割領域を間違えた場合、良好な制御性能を得られない可能性がある。また、分割領域を細かく分け分割数を増やしてしまうと計算時間が増加する問題がある。そのため、最適な分割数及び分割領域について今後さらに発展させていく必要がある。また、本手法の設計パラメータ (α, β) の決定方法についてもさらに考察を重ねていく必要がある。

将来的には、本研究を発展させて、制御と教育を融合させた研究を進めて行きたいと考えている。制御は、電気、機械、化学等分野に問わず適用することができる。しかしながら、制御を初めて学ぶ学生は、微分方程式やラプラス変換、伝達関数など数式が多く難しい。また、理論が多く、具体的な制御がイメージできないなどの理由から、つまづいてしまい制御から遠のく学生が少なからずいる。しかし、現代社会において制御は非常に重要であり、今身近にある電化製品で制御装置が入っていない製品はほぼ皆無である。また、平成20年の中学校学習指導要領の改訂により、これまで選択科目であった「プログラミングによる計測と制御」が必修化され、平成24年4月から完全実施されている。これは、制御という学問が非常に重要であることが伺える。しかし、近年小中学生の不器用さや理工離れが問題となっており小中学生が興味を持つような計測と制御の教材が望まれている。現在提案されている制御教材は、組み立てられたマイコンを使用したプログラミング教材がほとんどである。マイコンを使用した制御教材では、プログラムがメインとなり制御の面白さを見つけることは困難であると思われる。そのため、小中学生に制御に対して

興味関心や学習意欲を向上させるには、視覚的に動作が理解できるような教育教材が有効であると考えられる。本論文で提案した手法は、計算時間が非常に早く実システムに対しても有効であることから、これらを発展させて、制御技術を小中学生に視覚的に理解できるような支援教材を提案し、これから制御を学んでいく学生たちに貢献できるような研究を進めていきたいと思う。

参考文献

- [1] J.C. Maxwell : ON GOVERNORS, Proceedings of the Royal Society, No.100, (1868)
- [2] 示村 : 自動制御とは何か, コロナ社 (1990)
- [3] 土谷, 江上 : 現代制御工学, 産業図書 (1991)
- [4] 須田 他: PID 制御, 朝倉書店 (1992)
- [5] K. J. Åström, T.Hägglund : Automatic Tuning of PID Controllers, Instrument Society of America, (1988)
- [6] 日本電気計測工業会 : プロセス産業を中心とした先端制御技術の適応状況と動向調査結果, 計装, Vol.30, No.10, pp.43-49 (1990)
- [7] 加納, 小河 : 日本における化学プロセス制御の現状と課題 : アンケート調査結果から, 化学工学, Vol.73, No.12, pp.664-668 (2009)
- [8] 大松, 山本 他: セルフチューニングコントロール, 計測自動制御学会 (1996)
- [9] R.E.Kaluman : Design of a Self-Optimizing Control System, Trans. ASME, 80,pp.468-478 (1958)
- [10] K. J. Åström, U.Borisson, L.Ljung and B.Wittenmark : Theory and Applications of Self-Tuning Regulators, Automatica, Vol.13, No.5, pp.457-476 (1977)
- [11] K. J. Åström : Theory and Applications of Adaptive Control -A Survey, Automatica, Vol.19, No.5, pp.471-486 (1983)
- [12] K. J. Åström, and B.Wittenmark : Adaptive control, Addison-Wesley (1989)

- [13] P.E.Wellstead and M.B.Zarrop: Self-tuning system, control and signal procesing, John Wiley Sons Ltd (1991)
- [14] 山本, 坂和, 大松: セルフチューニング極配置制御系の一設計, 計測自動制御学会論文集 Vol.30, No.3, pp.285-294 (1994)
- [15] T.Yamamoto, Y.Sakawa and S.Omatu: A Global Convergence Analysys for Self-Tuning Pole-Assignment Controller, MTNS-93, Regensburg (1993)
- [16] 山本, 大松, 石原: セルフチューニング PID 制御系の一設計, 計測自動制御学会論文集 Vol.25, No.10, pp.1069-1075 (1989)
- [17] T.Yamamoto, Y.Sakawa and S.Omatu: Self-Tuning PID Controllers for Time Delay System, Proc. of ISCA International Conference on CAINE, Hawaii, pp.332-337 (1993)
- [18] 山本, 兼田: 一般化最小分散制御則に基づくセルフチューニング PID 制御器の一設計, システム制御情報学会論文誌, Vol.11, No.1, pp.1-9 (1998)
- [19] 山本, S.L.Shah: 多重ループ型セルフチューニング PID 制御系の一設計, システム制御情報学会論文誌, Vol.11, No.4, pp.163-171 (1998)
- [20] 山本: セルフチューニング方式の新展開—一般化最小分散制御と PID 制御—, 計測と制御, Vol.40, No.10, pp.704-710 (2001)
- [21] M. Asano and T. Yamamoto: A Design of Self-Tuning Predictive PID Controllers, IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E84.A, No.7, pp.1779-1783 (2001)
- [22] 片山, 山本, 間田, 藤井: 多重ループ型ロバスト PID 制御系の一設計, 電気学会産業計測制御研究会資料, C-01, No.51, pp.7-12 (2001)
- [23] M. Katayama, T. Yamamoto, and Y. Mada: A Design of Multiloop Predictive Self-Tuning PID Controllers, Asian Journal of Control, Vol.4, No.4, pp.472-481 (2002)
- [24] 片山, 山本, 間田: 多重ループ型ロバスト PID 制御系の実用的設計, 電気学会論文誌, Vol.123C, No.2, pp.330-337 (2003)

- [25] 大西, 山本, 沖, 兼田: セルフチューニング極配置制御系における過渡特性の一改善法, 電気学会論文誌, Vol.118C, No.11, pp.1676-1677 (1998)
- [26] 大西, 山本, 兼田: 最小分散を考慮したセルフチューニング極配置制御系の一設計 電気学会論文誌, Vol.122C, No.3, pp.485-491 (2002)
- [27] K.S.Narendra and K.Prathasarathy: Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks, IEEE Trans. on Neural Networks, Vol.1, No.1, pp.1-27 (1990)
- [28] J.S.Albus: A new approach to manipulator control cerebellar model articulation control(CMAC), Trans. on ASME, J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol.97, No.9, pp.220-227 (1975)
- [29] J.S.Albus: Data storage in the control cerebellar model articulation control(CMAC), Trans. on ASME, J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol.97, No.9, pp.228-233 (1975)
- [30] Zhen-Yu Zhao: "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers", IEEE Trans.on Systems, Man, and Cybernetics, Vol.21, No.5 pp.21-25 (1993)
- [31] K.S.Narendra and K.Prathasarathy: Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks, IEEE Trans. on Neural Networks, Vol.1, No.1, pp.1-27 (1990)
- [32] B.Porter and A.H.Jones: Genetic tuning of digital PID controllers, Electronics Letter, Vol.28, pp.843-844, (1992)
- [33] D.E.Goldberg: Genetic Algorithm Search Optimization, and Machine Learning, Addison Wesley Publishing Company Inc. (1989)
- [34] S.Omatu, K.Marzuki and Y.Rubiyah: Neuro-Control and Its Applications, Springer-Verlag, London, (1995)
- [35] A.U.Levin and K.S.Narendra: Control of Nonlinear Dynamical Systems Using Neural Networks - Part2, Observability, Identification and Control, IEEE Trans. Neural Networks, Vol.7, No.1, pp.30-42 (1996)

- [36] 満倉, 山本, 兼田 : GA を併用したセルフチューニング PID 制御系の一設計, 計測自動制御学会論文集, Vol.36, No.1, pp.75-81 (2000)
- [37] 森田, 前田, 日隈 : ニューラルネットワークによる倒立振り子制御における PID ゲインのセルフチューニング, 日本知能情報ファジィ学会誌, Vol.16, No.3, pp.262-270 (2004)
- [38] 山本:ニューラルネットワークを用いた適応学習制御, シミュレーション, Vol.26, No.1, pp.20-25, (2007)
- [39] 太田, 山本 : PID 制御器のデータベース駆動型チューニング, 計測自動制御学会論文誌, Vol.40, No.6, pp.664-669 (2004)
- [40] 高尾, 山本, 雛元 : Memory-Based 型 PID コントローラ的设计, 計測自動制御学会論文誌, Vol.40, No.9, pp.898-905 (2004)
- [41] 高尾, 山本, 雛元 : Memory-Based 型システム同定による一般化予測制御系の一設計, 電気学会論文誌, Vol.125-C, No.3, pp.442-449 (2005)
- [42] T.Yamamoto,K.Takao and T.Yamada: Design of a Data-Driven PID Controller, IEEE Trans.on Control Systems Technology, Vol.17, No.1, pp29-39, (2009)
- [43] J.Zhang,Y.Yim and J.Yang: Intelligent Selection of Instances for Prediction Functions on Lazy Learning Algorithms, Artificial Intelligence Review, Vol.11, pp.175-191, (1997)
- [44] G.Bontempi, M.Birattari and H.Bersini: Lazy learning for local modeling and control design, International Journal of Control, Vol.72, No.7-8, pp.643-658 (1999)
- [45] G.Cybenko: Just-in-time Learning and Estimation, Identification, Adaption, Learning, The Science of Learning Models from data, NATO ASI Series, pp.423-434, Spriger (1996)
- [46] A. Stenman, F.Gustafsson and L.Ljung: Just in time models for dynamical systems, 35th IEEE Conference on Decision and Control, pp.1115-1120 (1996)

- [47] Q.Zheng and Hidenori Kimura: A New Just-in-time Modeling Method and Its Application to Rolling Set-up Modeling, Trans. on SICE, Vol.37, No.7, pp.640-646 (2001)
- [48] Q.Zheng and Hidenori Kimura: Just-in-time PID Control, The 44th Japan Joint Automatic Control Conference, Tokyo, pp.336-339 (2001)
- [49] A. Stenman: Model on demand: Algorithms, analysis and applications, PhD the Department of Electrical Engineering Linköping University (1990)
- [50] M.Kishi, K.Kimura, J.Ota and S.Yamamoto: Shrinkage Prediction of a Steel Production via Model-on-Demand, Proc. IFAC Symposium on automation in Mining, Mineral and Metal processing 2004 (2004)
- [51] 太田, 山本: PID 制御器の Model-on-Demand 型オートチューニング, システム制御情報学会研究発表講演会, 1045, pp.105-106 (2003)
- [52] 山本, 加藤: PID 制御の基礎と応用, 朝倉書店 (1997)
- [53] 高橋: デジタル制御, 岩波出版 (1985)
- [54] K.L.Chien, J.A.Hrones and J.B.Reswick: On the Automatic Control of Generalized Passive Systems, Trans.ASME, Vol.74, pp.175-185 (1972)
- [55] J.G.Ziegler and N.B.Nichos: Optimun settings for automatic controllers, Trans.ASME, Vol.64, No.8, pp759-768 (1942)
- [56] T. H. Pelt and D. S. Bernstein, Nonlinear system identification using hammerstein and nonlinear feedback models with piecewise linear static maps - part 1: Theory, Proc.IEEE American Control Conference, pp.225-229 (2000)
- [57] M.D.Brown, G.Lightbody, and G.W. Irwin: Nonlinear internal model control using local model networks, Proc.IFAC Symposium on Advance Control of Chemical Process, pp.13-18 (1997)

- [58] B. Chaudhuri, R. Majumder and B. C. Pal : Application of Multiple-Model Adaptive Control Strategy for Robust Damping of Inter-area Oscillations in Power System, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol.12, No.5, pp.727-736 (2004)
- [59] P.E.Wellstead, D.Prager and P.Zanker: Pole assignment self-tuning regulator, IEE, Vol.126, No.8, pp.781-787 (1979)
- [60] 山本 : 「評価」と「設計」を統合したパフォーマンス駆動型セルフチューニング制御系の設計 : 1 パラメータチューニング法, 計測と制御, 8 巻, 48 号, pp.646-651 (2009)
- [61] 大西, 山本, 大松 : 極配置法に基づいたセルフチューニング PID 制御系の一設計, 電気学会論文誌, Vol.123-C, No.5, pp.962-969 (2003)
- [62] 中溝 : 信号解析とシステム同定, コロナ社 (1988)
- [63] 足立 : システム同定の基礎, 東京電機大学出版局 (2009)
- [64] 沖, 山本, 兼田: 前向き補償器を用いたセルフチューニング極配置制御系の一設計法, システム制御情報学会論文誌, Vol.10, No.7, pp.351-360 (1997)
- [65] T.Yamamoto and S.L.Shah: Design and Experimental Evaluation of a Multivariable Self-Tuning PID controller, Proc. of IEEE Conference on Control Applications, Trieste, pp.1230-1234 (1998)
- [66] 重政, 高木, 市川, 北森 : 制御系設計のための実用的な汎用参照モデル, 計測自動制御学会論文集, Vol.19, No.7, pp.592-594 (1983)
- [67] 北森 : 制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, Vol.15, No.4, pp.549-555 (1979)
- [68] R.R.Mohler and W.J.Kalodziej, An overview of stochastic bilinear control process, IEEE Trans., SMC-10-12, pp.913-918 (1980)
- [69] P.Stoica and Söderström: Instrumental-variable methods for identification of Hammerstein system, Int. J. Contr., Vol.35, pp.459-476 (1982)

- [70] L.Zi-Qiang, On identification of the controlled plants described by the Hammerstein system, IEEE Tans.Automat. Contr., AC-39, pp.569-573 (1994)
- [71] 福島, 杉江: l_∞ ゲインに基づく Hammerstein モデル集合の同定, システム制御情報学会論文誌, Vol.15, No.2, pp.53-59 (2002)
- [72] 中西, 花熊: プロセス制御の基礎と実践, 朝倉出版 (1992)

謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの貴重な時間を費やし、終始懇切なる御指導と有益な示唆を賜りました広島大学大学院工学研究院山本透教授に心から感謝の意を表します。また、本論文を執筆するにあたり、有益な御討論、御助言を賜りました広島大学大学院工学研究院餘利野直人教授、辻敏夫教授、石井抱教授に心から御礼を申し上げます。

本研究を始めるにあたり、元広島商船高等専門学校電子制御工学科久間英樹先生(現松江工業高等専門学校教授)には、在学中に教員になるきっかけを頂き、学生の時から一方ならぬ御指導と御助言を賜り、深く感謝致します。さらに、広島商船高等専門学校澤田大吾教授及び小川仁士先生(現県立広島大学准教授)には、本研究を始めるにあたり有益な御助言と御援助を頂きました。加えて、大阪府立大学工業高等専門学校金田忠裕准教授ならびに土井智晴准教授には、御援助と励ましのお言葉を頂きました。

また、広島商船高等専門学校技術支援センター森下義博技術職員を初めとする技術支援センターの方々ならびに多くの卒業生及び在校生には、実験装置の製作等の御協力を頂き感謝致します。そして、広島商船高等専門学校村上定瞭校長、電子制御工学科藤富信之教授を初めとして、教職員の皆様には本研究のため平素から心温まる配慮をして頂きました。

なお、本節の実システムにおける実験は、広島大学脇谷伸氏、林香予子氏の御協力によるものであります。また、工学研究科での学生生活を支えていただきました、広島大学工学研究院大野修一准教授、中本昌由助教、渡辺文雄技術専門職員、白坂高司氏(現茨城大学講師)、堤健人氏(現広島大学附属中学校教諭)、Manasseh Emmanuel氏(現広島大学特任助教)、金勇氏ならびにシステム制御論研究室の皆様方に御礼申し上げます。このように、本論文を執筆するにあたり、多数の方々の御指導と御鞭撻ならびに御援助を賜りました。ここに記して深く感謝の意を表します。

最後に、長い間、心身両面にわたって本研究を支援してくれた両親に心から感謝致します。

引用既発表論文

A. 学術雑誌等掲載論文

- [A-1] 今井, 山本 : 非線形システムに対する局所線形モデルを用いたセルフチューニング制御系の一設計, 電気学会論文誌, Vol.132-C, No.6, pp.860-865 (2012)
- [A-2] S.Imai and T.Yamamoto: Design of a multiple linear models-based PID controller, Int. J. of Advanced Mechatronic Systems, Vol.4, No.3/4, pp.141-148 (2013)
- [A-3] 今井, 山本 : データベースの切り替え機構を有するデータ駆動型制御系の一設計, 電気学会論文誌, Vol.133-C, No.6, pp.1096-1102 (2013)

B. 国際学会等講演論文

- [B-1] S.Imai and T.Yamamoto: Design of a self-adjust controller using multiple local linear models for nonlinear systems, ICAMechS(International Conference on Advanced Mechatronic Systems), Zhengzhou, pp.312-316 (2011)
- [B-2] S.Imai and T.Yamamoto: Design of a Self-Adjusting PID Controller for Nonlinear Systems, ICIC(Innovative Computing, Information and Control) Express Letters, Vol.6, No.4, pp.1091-1096 (2012)
- [B-3] S.Imai and T.Yamamoto: Design and Experimental Evaluation of an Extended Data-Driven PID Controller, Proc. of IEEE International Conference on ETFA(Emerging Technologies & Factory Automation), Krakow (2012)