

# 博士学位論文

氏名（本籍）	平間 雄輔（東京都）
学位の種類	博士（工学）
学位記番号	博甲第131号
学位授与年月日	平成 27年 3月 31日
学位授与の要件	学位規則第4条第1項
学位論文題目	産業用補償器のための高次システム同定法と アドバンストPID制御に関する研究

論文審査委員	主査 教授	廣木 富士男（工学院大学）
	副査 教授	鈴木 健司（工学院大学）
	〃 教授	森下 明平（工学院大学）
	〃 教授	涌井 伸二（東京農工大学）
	〃 准教授	濱根 洋人（工学院大学）

工学院大学大学院

# High-Order System Identification and Advanced PID Control for Industrial Controller

by

Yusuke Hirama

A dissertation submitted in partial satisfaction of the  
requirements for the degree of  
Doctor of Engineering

in

Mechanical Engineering

in the

GRADUATE DIVISION

of the

KOGAKUIN UNIVERSITY

Committee in charge:

Professor Fujio Hiroki, Chair, Kogakuin University

Professor Kenji Suzuki

Professor Mimpei Morishita

Professor Shinji Wakui, Tokyo University of Agriculture and Technology

Associate Professor Hiroto Hamane, Kogakuin University

Copyright 2015

by

Yusuke Hirama

## 概要

第1章は、本研究の背景と目的、国内外の研究状況を述べる。汎用調節計は産業界で広く利用される産業用の補償器であり、温度、圧力、流量などの制御に利用される。本論文は、汎用調節計が扱う温度制御系に着目する。1922年にPID制御が提案され、1936年に空気圧を利用したPID調節計が登場した。以降、1980年代にPID調節計はマイクロプロセッサによるデジタル調節計へ発展し、アドバンストPID制御や自動調整技術が開発された。一方、1980年から1990年代にかけ、PID制御と並行して、様々な制御手法の研究が進められ、産業界への応用も数多く報告されている。しかし、産業界では97%がPID制御を利用しているのが現状である。これは、PID制御が他のアドバンスト制御よりも産業界の要求に適合しているからと考えられる。一方、ハードウェアの発展も目覚ましく、2000年代に入り汎用調節計は制御周期が高速になり、従来よりも複雑な制御手法が実装できるようになった。くわえて、競争領域となる独創的なソリューションが研究された。とくに、温度制御系において過渡特性の最適化が注目された。温度制御系は化学反応や操業条件の変更を伴うものもあり、応答波形が高次となる。過渡特性を厳密に制御するには、制御対象の高次応答を同定する必要がある。また、過渡特性の制御要求は高まり、整定時間などの最適化も要求されるようになった。以上の要求を鑑み、本論文を2部構成とし、第1部は高次システムの同定法について述べ、第2部は整定時間を指定可能なアドバンストPID制御法について述べる。

第2章は、ノイズや外乱に乱された閉ループ応答から、制御対象を高次モデルで同定するためのラゲール関数による高次システム同定法について述べた。一般的なシステム同定

法として、産業界では制御対象のプロセスゲイン、時定数、むだ時間の同定に開ループステップ応答法による最小二乗法や非線形最小二乗法、応答波形の幾何学的な特長を抽出する同定手法が用いられる。時定数の大きな温度制御系において、安全なステップ入力幅での開ループ試験は膨大な時間を要することや、産業装置ひとつひとつに開ループ試験を実施することは困難である。また、簡素なステップ応答実験は、ノイズや外乱の影響を受けやすく、モデルに必要な全ての情報を得ることが難しい。ノイズ波形を除去するためのフィルタリング処理は、制御対象の重要な周波数特性が失われる危険性もあり、非専門のエンドユーザには実施不可能である。くわえて、最小二乗法は非線形性が強いプラントを同定することが困難であり、非線形最小二乗法は繰り返し計算を必要とし、産業界から産業界へ流通する汎用調節計では扱いにくいという問題点も挙げられる。1960年にラゲール関数と級数が提案された。これまでに、ラゲール級数を利用したシステム同定が提案されている。しかしながら、高次応答を表現できるものの、タイムスケールリングファクタ  $p$  の最適化に複雑な演算を利用しており、実際の産業装置への導入に耐えうるものではない。本論文はラゲール級数の特長を活かしつつ、産業装置への導入を考慮し、整定時間  $T_m$  をタイムスケールリングファクタ  $p$  の最適化へ新たに導入することで、簡易な最適化手法を提案する。くわえて、最適化するタイムスケールリングファクタ  $p$  の探索範囲と閉ループ応答の関係を明示し、温度制御系に適したモデルの次数を提案する。制御対象の低次モデルがノミナルモデルとして利用できる場合、タイムスケールリングファクタ  $p$  の最適化に必要な整定時間  $T_m$  と PI パラメータの推奨値を明らかにした。タイムスケールリングファクタ  $p$  を最適化する際、積分計算を伴う繰り返し計算を必要となる。そこで、ラゲール関数の行列表現を導入し、閉ループ応答データなどの定数部分とラゲール関数などの変数部分を分離して表現することで繰り返し計算を削減させ、閉ループ応答データを容易に取り入れることができ、かつモデルの算出に要する時間の短縮法を提案した。くわえて、閉ループ応答のダイポール特性に着目し、プラントモデルの抽出を極零消去を考慮することで低次数モデルに置換できることをあわせて提案した。

第3章は、様々なベンチマークモデルを用いて、提案する高次システム同定法の適用範囲

を検証した。ベンチマークモデルの閉ループ応答に高周波ノイズと低周波外乱を重畳させ、その閉ループ応答を基にシステム同定を行った。推定した制御対象のモデルは、時間領域および周波数領域における特性が真のモデルと一致した。ベンチマークモデルは熱系プロセスに代表される一次遅れ+むだ時間系も含まれており、広範囲の正規むだ時間に対して、提案法は高精度で同定が可能であることを明らかにした。ラゲール関数の行列表現による演算時間の検証において、ラゲール関数の行列表現を使用した場合は、演算時間が約 77% 改善される結果が得られ、ラゲール関数の行列表現の有効性を実証した。

第 4 章は、温度制御装置を用いて、提案する高次システム同定法の実験検証を行い、その有効性を示した。実験装置は常に外界とエネルギーの流入出が介在するため、応答波形は高次応答となる。産業界で一般に利用される一次遅れ+むだ時間系は単純な上に凸の応答波形となり、高次応答を表現できない。また、生産時に材料の投入など外乱が生じることは避けられず、外乱による変曲点もモデルに含む必要がある。提案法は、高次モデルを利用することで装置のみでなくの周囲の環境を含んだモデルを算出し、実際の稼働条件を考慮したモデルの作成を実現した。以上より提案法の有効性を明らかにした。

第 5 章は、整定時間を指定するアドバンスド PID 制御について述べた。熱系プロセスは時定数が大きく、むだ時間が存在する。このような制御対象を任意の整定時間で整定させる PID 補償器を設計することは、熟練の技術者でも困難を極める。これまで、整定時間に着目した手法は、過渡応答の向上のために装置の起動を最短時間にすることを優先的に開発されてきた。しかし、任意の整定時間に着目した手法は少ない。そこで、本論文は任意の整定時間で装置を起動させる比例帯の調整法を提案し、その有効性を示した。比例帯は温度制御に特有の制御手法であり、汎用調節計に搭載されている。整定時間が指定できれば、産業現場において材料の搬入、運搬、配置や作業員の配置や管理の最適化が行えるだけでなく、均一温度制御への応用も期待できる。さらに、本論文はオーバーシュートの抑制法についても述べた。押出成形機などの熱系プロセスにおいて、オーバーシュートの発生は、装置内部で材料を過剰に加熱することとなり、熱安定が悪く劣化しやすい材料では材料の劣化、分解や炭化を生じさせる。したがって、温度制御系において、オーバーシュートの抑制は必

須である。提案法は、一次遅れ+むだ時間系のステップ応答を基に任意の時刻でオーバーシュートすることなく目標値に整定する多段のステップ入力を導出し、比例帯の調整に応用できることを示した。また、操作量の制約を考慮し、指定が可能な整定時間の有効範囲を示した。比例帯およびPIDパラメータは、上述した多段のステップ入力とその応答波形から導出できることを明らかにし、調整法を示した。PIDパラメータが指定する整定時間と独立の関係であることを明らかにし、指定する整定時間を変更しても、PIDパラメータを再度調整する必要がないことも併せて述べた。PIDパラメータは比例帯の幾何学的な関係と整定時間のみに着目しているため、提案法における閉ループの安定性を検証した。安定性の検証は、熱系プロセスで一般的に用いられるCHR法の閉ループ特性と比較して、提案法がCHR法と同等の安定性を有していること示し、かつ指定する整定時間が安定性に影響を与えないことを明らかにした。

第6章は、温度制御装置による整定時間を任意に変更するシミュレーションおよび実験により、提案法の有効性を検証した。提案法により、昇温特性や目標値の異なる制御対象を任意の時刻で整定できることを明らかにした。また、オーバーシュートが発生しないことから、比例帯におけるPID制御に切換る点が最適化されていることを明らかにした。くわえて、整定時間を指定できることで、過渡応答を均一化できる場合があることも併せて明らかにした。複数の整定時間を用いることで整定時間とPIDパラメータが独立であることを実証して、提案法が実用性を有していることを明らかにした。

第7章は、本論文の成果を各章ごとに整理して述べ、今後の展望を述べた。過渡応答を改善するには、むだ時間を正確に把握する必要がある。提案法は制御対象の過渡特性を高精度で同定できるため、むだ時間を正確に抽出する手法に応用できる可能性がある。くわえて、本手法は近年に開発が進められている様々なアプリケーションに応用できる。一方、本アドバンスドPID制御は、生産ラインのマネージメントを支援するアプリケーションに応用できる。本論文の提案手法は様々な産業機器および装置に適用可能である。これらの応用に寄与できると考える。

## Abstract

This paper presents high order system identification and advanced PID control method for temperature controlled system. Temperature controller is widely used in industrial machineries. Recently, strict control performance is required not only in the steady state but also in the transient state. The controlled systems are high order system due to large time constant and dead time. The optimization of settling time is also required for management of materials and human resources.

The proposed identification method utilizes the orthonormal properties of Laguerre functions for estimating a high order model from a closed loop response. The shortcomings of general identification method based on open loop can be solved. For industrial implementation, an optimization method for time scaling factor of the Laguerre function is presented by using the settling time of the closed loop response. The matrix representation of the Laguerre functions and its coefficients are proposed to reduce a repeated calculation. Process model can be extracted from the model and replaced with a low order model based on pole-zero cancellation. The proposed method can be applied to a wide variety of thermal process.

Advanced PID control method for an arbitrary settling time is presented by expanded proportional band. The proportional band and PID parameter are optimized by the characteristics of thermal properties. PID re-tuning is not required when the settling time is changed due to the independent relationship between the settling time and PID parameters. Closed loop stability is also proved in this paper. The proposed arbitrary settling time strategy has been successfully in simulations and experiments applied a temperature controlled systems.

The high order identification method and the advanced PID control are appropriate for various solutions such as fault detection. The materials and human resources management in a factory can be optimized by the proposed method.

# 目次

概要	i
記号表・頭字語の表	ix
<b>第 1 章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 本研究の背景と目的 . . . . .	1
1.2 本論文の構成 . . . . .	7
<b>第 2 章 ラゲール関数による高次システム同定法</b>	<b>9</b>
2.1 汎用調節計の現状とシステム同定法への要求 . . . . .	9
2.2 ラゲールモデルの推定法 . . . . .	11
2.2.1 インパルス応答を利用したラゲールモデルの推定法 . . . . .	11
2.2.2 周波数領域におけるラゲール係数の定義 . . . . .	14
2.2.3 閉ループ応答を利用したラゲールモデルの推定法 . . . . .	15
2.3 モデルバリデーション . . . . .	17
2.4 最適なタイムスケールリングファクタ $p$ を自動探索するアルゴリズム . . . . .	18
2.5 タイムスケールリングファクタ $p$ の探索範囲とラゲールモデルの次数 $N$ の関係	19
2.6 閉ループ特性と $T_m$ の関係 . . . . .	22
2.7 ラゲール関数およびラゲール係数の行列表現による演算速度の改善 . . . . .	24
2.8 プラントの推定 . . . . .	25
2.9 推定プラントモデルの低次数化 . . . . .	27



2.10	プラントモデルの抽出および低次数化における数値例 . . . . .	28
2.11	システム同定に必要なサンプル数の検証 . . . . .	32
<b>第 3 章</b>	<b>シミュレーションによるプロセスモデルの適用範囲</b>	<b>35</b>
3.1	シミュレーションの種類と条件 . . . . .	35
3.2	ノイズや外乱に乱された閉ループ応答を基にしたプラントモデルの同定 . . .	36
3.3	ラゲール関数およびラゲール係数の行列表現による演算時間の検証 . . . . .	56
<b>第 4 章</b>	<b>温度制御装置による実機検証</b>	<b>57</b>
4.1	実験装置の概要および実験条件 . . . . .	57
4.2	温度制御装置における閉ループ応答からのシステム同定 . . . . .	59
4.3	低周波外乱を付加させた温度制御装置の閉ループ応答からのシステム同定 .	63
<b>第 5 章</b>	<b>整定時間を指定するアドバンスト PID 制御</b>	<b>66</b>
5.1	産業界の PID 制御への要求 . . . . .	66
5.2	最適な操作量の切換え法 . . . . .	69
5.3	$\tau$ の有効範囲 . . . . .	73
5.4	整定時間を指定可能な比例帯の調整法 . . . . .	75
5.5	最適な微分時間 $T_d$ の係数 $\alpha$ . . . . .	77
5.6	比例ゲイン $K_p$ と整定時間 $\tau$ の関係 . . . . .	77
5.7	制御ループの安定性 . . . . .	79
<b>第 6 章</b>	<b>温度制御装置によるシミュレーションおよび実験検証</b>	<b>81</b>
6.1	実験機の概要 . . . . .	81
6.2	温度制御装置の整定時間を指定するシミュレーション結果 . . . . .	85
6.3	温度制御装置の整定時間を指定する実験検証 . . . . .	90
<b>第 7 章</b>	<b>結論</b>	<b>95</b>
7.1	研究による成果 . . . . .	95

7.2 今後の展望と課題 . . . . .	98
参考文献	105
謝辞	106

## 記号表・頭字語の表

### 記号表

$a_{ij}$	行列 $\mathbf{A}$ の $i, j$ 要素
$ \bullet $	実数体または複素数体の絶対値
$\Re^{n \times m}$	$n$ 行 $m$ 列の実行列の集合
$A^T$	行列 $\mathbf{A}$ の転置行列
$M^*$	$M$ の共役作用素または $M$ の複素共役転置
$\max(\mathbf{A})$	行列 $\mathbf{A}$ の要素の最大値
$\min(\mathbf{A})$	行列 $\mathbf{A}$ の要素の最小値
$\mathcal{L}_2$	二乗可積分の関数空間
$l_i(t)$	実関数数列 ( $i = 1, 2, \dots$ )
$p$	タイムスケールリングファクタ
$G_{cl}(s)$	閉ループ伝達関数
$P(s)$	制御対象
$C(s)$	補償器
$k_p$	比例ゲイン
$k_i$	積分ゲイン
$h_{cl}(t)$	$G_{cl}(s)$ の単位インパルス応答
$\hat{h}_{cl}(t)$	推定インパルス応答

$N$	ラゲールモデル近似次数
$c_i$	ラゲール係数 ( $i = 1, 2, \dots, N$ )
$\hat{G}_{cl}(s)$	ラゲールモデル
$L_i(s)$	ラゲール関数
$y_{sp}$	目標値
$g_{cl}(t)$	$G_{cl}(s)$ のステップ応答
$g_{step}(t)$	$G_{cl}(s)$ の単位ステップ応答
$\hat{g}_{cl}(t)$	推定閉ループ応答
$\xi(t)$	ノイズおよび外乱
$\hat{c}_i$	推定ラゲール係数 ( $i = 1, 2, \dots, N$ )
$T_m$	閉ループ応答の整定時間
$g_0$	閉ループ応答の初期値
$\mathbf{L}_N(t)$	ラゲール関数ベクトル $\mathbf{L}_N(t) \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$
$\hat{\mathbf{C}}_N$	ラゲール係数ベクトル $\hat{\mathbf{C}}_N \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$
$E_t$	時間領域における二乗誤差積分
$E_f$	周波数領域における二乗誤差積分
$V$	最適な $p$ を求めるための評価関数
$p_{min}$	最適なタイムスケールリングファクタの存在範囲の下限值
$p_{max}$	最適なタイムスケールリングファクタの存在範囲の上限値
$p'$	最適なタイムスケールリングファクタの候補値
$K$	プロセスゲイン
$T$	時定数
$L$	むだ時間
$\hat{P}(s)$	推定プラントモデル
$\hat{C}_N$	ラゲール係数の総和
$p_z$	$\hat{P}(s)$ の 0 に最も近い実根

$\alpha$	$\hat{P}(s)$ の $p_z$ 以外の実根
$\beta$	$\hat{P}(s)$ の複素根
$\gamma$	$\hat{P}(s)$ の実数の零点
$\delta$	$\hat{P}(s)$ の複素数の零点
$\alpha'$	ダイポールとならない実根
$\beta'$	ダイポールとならない複素根
$\gamma'$	ダイポールとならない実数の零点
$\delta'$	ダイポールとならない複素数の零点
$\hat{P}'(s)$	低次数化後の推定プラントモデル
$n_{smp}$	閉ループ応答のサンプル数
$u_{tr}$	過渡状態の操作量
$u_{sp}$	定常状態の操作量
$t_{sw}$	操作量を切替える時刻
$a, a'$	比例帯の下端
$b$	比例帯の上端
$Pb$	物理的な比例帯
$u_{max}$	操作量の上限值
$u_{min}$	操作量の下限值
$\tau_{max}$	整定時間の上限值
$\tau_{min}$	整定時間の下限值
$u_p(t)$	比例動作による操作量
$u_i(t)$	積分動作による操作量
$u_d(t)$	微分動作による操作量
$u_{a'}$	点 $a'$ の比例動作と微分動作による操作量の和

## 頭字語の表

ARX	自己回帰 (Auto Regressive eXogeneous)
BIBO	有界入力有界出力 (Bounded-Input Bounded-Output Stability)
SISO	単入出力 (Single Input Single Output)
MIMO	多入出力 (Multi Input Multi Output)
IAE	絶対誤差積分 (Integral of Absolute Error)
PID	比例-積分-微分制御 (Proportional Integral Derivative control)

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 本研究の背景と目的

1922 年に Minorsky [1]が比例・積分・微分という 3 つの制御要素を併せ持つ PID 制御を着想した。1936 年には Callender ら [2]の論文に PID 調節計の原型が登場し、世の中に PID 制御が普及しはじめる。1942 年には Ziegler と Nichols [3]が PID 調節計の調整方法を提案して、本格的に産業界に普及する発端となった[4]。真空管を用いたテレビやラジオが普及した 1950 年代には、空気圧を利用したプロセス制御機器が普及して空気式汎用調節計が販売された。1970 年代には、電気回路の高度発達が進み、オペアンプによるアナログ調節計から、マイクロプロセッサによる現行のデジタル調節計に変貌を続けた。デジタル化により高度な PID 制御が実装可能となった。1980 年代から、「流通できる制御技術」の制約を満足する温度制御用にカスタマイズされた 2 自由度 PID 制御[5]-[8]，アンチワインドアップ制御[9]，非干渉化制御[10, 11]，モデルマッチング法[12]などの様々な開発が行われ汎用調節計の標準機能が確立されていく。1990 年代にはファジー理論のブームにより調整技術のインテリジェント化が進み、温度制御に適したオートチューニング[13]-[16] およびセルフチューニング[17]-[19]が開発された。2000 年からは、調節計の小型化・高性能・周囲環境との接続がより進展する。低価格化が進む一方で、標準的な機能だけではなく競争領域となる制御ソリューションとして、日本メーカーが世界で独自の均一温度制御手

Table 1.1 PID 制御の特徴

長所	短所
長い歴史と多くの実績がある	構成が簡単である反面, 工夫が必要となる
構成が簡単で調整定数が少なく, 非専門家が取り扱いやすい	調整パラメータが少ない反面, 調整にノウハウが必要である
原理が理解し易い	
制御特性が恒常的（再現性・安定性）である	

法[20]-[25]など、新しい技術が製品化されている[26].

一方、PID 制御と並行して、最適制御[27]、適応制御[28]-[34]、ロバスト制御[35]-[39]、モデル予測制御、スライディングモード制御[40]、知識ベース型学習制御の研究が進められてきた。とくに、ロバスト制御と適応制御は、制御系設計におけるモデルの不確かさに対処する方法論として研究されてきた。その理論的枠組みはそれぞれ 1980 年代および 1990 年代に完成し、産業界への応用も数多く報告されてきている。しかし、多くの制御手法の中で、PID 制御は 97% 以上の産業界での稼働率となっている[41, 42]。その理由は Table 1.1 に示す PID 制御の特長[43]-[46] によるものと考えられる。また、産業界で PID 制御に要求される項目は、

- ・ パラメータが自動で調整される
- ・ 調整パラメータが少ない
- ・ 制御対象の状態変化に強い
- ・ 非専門家でも調整が可能
- ・ 調整時間が短い

である。このように、PID 制御は他のアドバンスド制御よりも産業界に受け入れやすい条件が整っている。

一方、ハードウェアの顕著な進展がある。近年、マイクロプロセッサやセンサの組み込み



技術が目覚しく発展し、従来よりも複雑な制御プログラムが実装できるようになった。その反面、組み込みシステムの高度化は、制御システムを構成するセンサや制御駆動部の信号系統が複雑となり、各部の同期性や制御演算の整合性が求められた。現在は解決に向かっている。従来の研究は、計算機的能力が未熟のためデータベースに高次システムを利用せずに、古典的な低次システムを利用してきた。制御系設計ではモデルをいかに算出するかが重要となる。実システムは、非線形でかつ分布定数系である。一般に、物理法則に基づくモデル化は集中定数系に近似して、補償器の設計と制御系設計に利用する。このときに、いかに厳密な近似モデルを導出するかが重要となり、集中定数化誤差や線形誤差が存在する。あわせて、実験的アプローチでモデルを構築する場合には測定誤差や外乱による影響が関係する。設計者は自身の経験力が必要となる。一般的な制御系設計における手順は、高次の制御モデルから高次の補償器を設計して、さらに補償器を低次数化する方法と、高次の制御モデルから制御モデルを低次数化して、低次の補償器を算出する方法がある。この手順を Fig. 1.1 に示す。低次モデルを利用して制御系設計をする場合、制御対象の必要な低周波情報の欠落や、スピルオーバー問題という発振現象が起こる。また、ローパスフィルタやノッチフィルタなどのフィルタによる整形により、必要な情報が欠落する問題もある。近年の組み込み技術の高度化により、従来の制御系で扱ってきた低次システムから高次システムを利用できる環境が整い、高次系をいかに利用するかが重要な課題である。

産業界で PID 制御を応用した最も代表的な製品は汎用調節計である。汎用調節計は、産業界から産業界に販売される B to B(Business to Business) の製品であり、製造装置内で利用される温度制御用の補償器である。とくに汎用調節計は、調節計メーカーから製造装置メーカー、エンドユーザへと流通するので厳密には B to B to B(Business to Business to Business) の製品となる[47]。Fig. 1.2 に汎用調節計を示す。汎用量産品の流通形態を取りながら、「流通できる制御技術」の制約を満足する制御ソリューションを展開し、各種産業を支えている。汎用調節計が適用される代表的な装置は、市場別に分類される。Table 1.2 に、適用対象を示す。本論文は、汎用調節計が扱う熱系プロセスに焦点をあてる。

2000 年代に入り、汎用調節計は小型化され、コンパクト化された。また、従来よりもサン

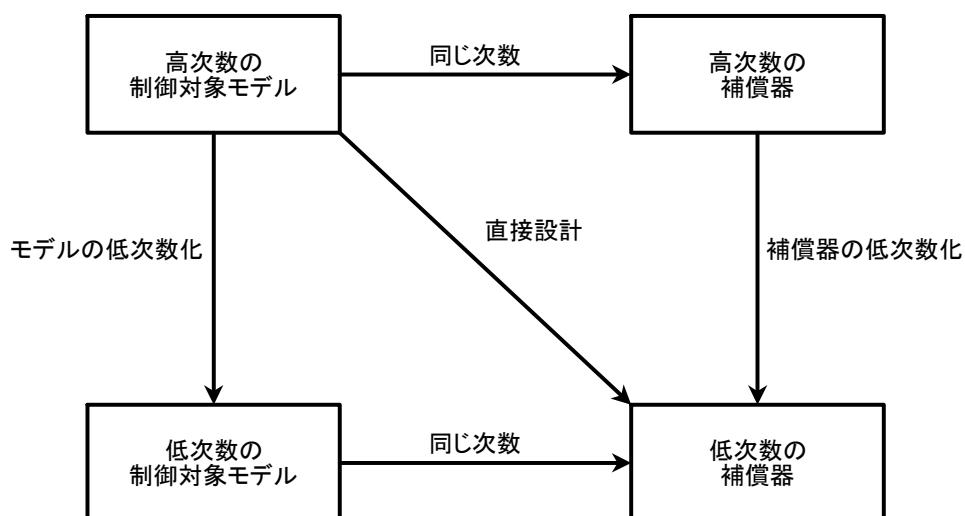


Fig. 1.1 制御系設計のアプローチ

プリングが高速になり高精度な制御を実現している。USBなどでパソコンと接続することにより調節計の設定や制御量をモニタするソフトウェアが標準となる。「Plug in Control」の発想で、ボタン一つで非専門家のユーザでも簡単に高精度な制御を実施できる。20種類以上のセンサ入力はフルマルチ化されてパソコンからの自由に設定できる。あわせて、アクチュエータ出力も豊富な出力形式を用意してあり、様々な駆動出力が可能である。従来の温度専用の補償器から汎用の産業補償器として発展した[48]。

2000年代から、PID自動調整、目標値フィルタ、PIDパラメータ自動切換などの業界標準の機能に加えて、さらなる競争領域となる独創的なソリューションが研究された。代表的なものは、シミュレータ技術と均一温度制御である。シミュレータ技術は運転データ



Fig. 1.2 汎用調節計（東邦電子株式会社より提供）

Table 1.2 汎用調節計の適用対象

半導体製造装置	前工程：酸化拡散炉，CVD，洗浄装置，エッチャー， アニール装置，コータデベロッパ，ステッパ 後工程：ボンダ，リフロー炉，環境試験機，モルダ
フラットパネルディスプレイ製造装置	熱処理炉，コータデベロッパ，洗浄装置
太陽電池製造装置	シリコン溶融炉，プラズマCVD
プラスチック成形機	射出成形機，押出成形機，金型温調機
食品機械	包装機，殺菌減菌装置，オーブン
工場設備装置	チラー，ボイラ，クリーンベンチ空調
金属・セラミックなどの熱処理装置	浸炭炉，焼成炉

を記録・再生して，PIDパラメータの調整を支援するソフトウェアである．一方，熱処理装置において高品質化が強く要請されており，個々の点における温度制御のみならず線・面における温度の均一化が重要課題となっている．均一温度制御は，Fig. 1.3のように装置の立ち上げ時を同期・最適化する手法である．高品質化の他，省エネ効果も見込まれる．これらの技術は，定常状態だけではなく，高次成分を含む過渡特性を厳密に制御する必要がある．たとえば，実際の温度制御は，炉の中で化学反応が生じるものや操業条件が変化する対象がある．これらの制御量は，非線形性が強くノイズや外乱に乱された高次応答となる．一般に高周波・低周波の外乱にはフィルタを設けるが，操業データの直接的な制御系設計を考えると試行錯誤を伴うフィルタ設計は行えない．あわせて，フィルタにより必要な低周波情報を欠落させてしまう可能性もある．また，高次系となるむだ時間が大きなプロセスも多い．そこで，これらの問題を解決するために，外乱・ノイズおよびむだ時間を含む操業データを高次系で同定する手法が求められる．さらに，過渡特性の制御性能の向上のためにPID制御の要求である短時間の立ち上げなど実際の装置に基づくアドバンストPID制御が求められる．

一般的なシステム同定法として，産業界では制御対象のプロセスゲイン，時定数，むだ時間の同定にステップ応答法や応答波形の幾何学的な特徴を抽出する同定手法が用いら

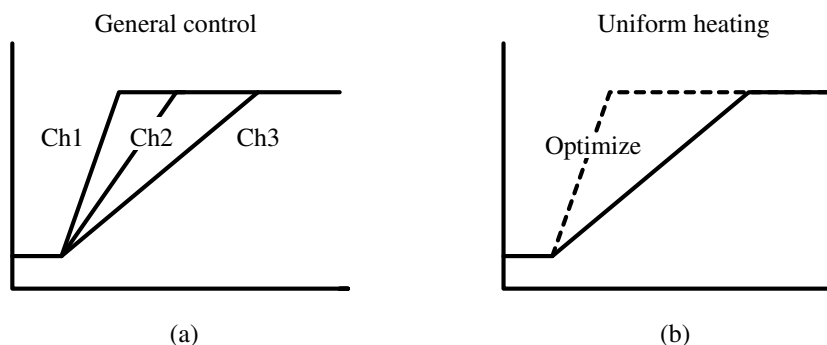


Fig. 1.3 均一温度制御法 (a: 従来の PID 制御, b: 均一温度制御)

れる[49]. しかしながら, 簡素なステップ応答実験は, 正確なモデルのフル情報を得ることが難しい. ステップ波形にノイズ波形が重畳するとき, 必要な高次情報はえられない. 1960年に, ラゲール級数と関数は Lee [50]により提案された. このラゲール級数を利用することで, 高次のシステム同定が可能となる. これまでに, ラゲール級数を利用したシステム同定や制御は, Clowes(1965) [51] Zervos と Dumont(1988) [52], Mäkilä(1990) [53], Wahlberg(1992) [54], Wahlberg と Ljung(1992) [55], Goodwin(1992) [56], Van den Hof と Heuberger, Bokor(1994) [57], Olivier(1994) [58], Wang と Cluett(1994) および (2000) [59, 60], Lynch と Dumont(1996) [61], Tanguy ら (2000) [62], 濱根ら (2006) および (2007) [63, 64] などがある. しかしながら, 高次応答を表現できるものの, 実際の産業装置への導入に耐えうるものではない. そこで, 実操業データをラゲール級数の正規直交性を利用した多項式で高次近似して, その後に制御対象の数学モデルを抽出する設計法が必要となる.

さらに, 近年のシミュレータ技術と過渡的な応用技術の要求により, 同定した後のモデルを利用して, 制御系の立ち上げ時間を規定できるアドバンスド PID 制御の開発が必要である. これまでの研究は, 装置自身の制御性能を向上させるため, 立ち上げ時間を短縮することのみを目的としてきた. しかし, 個々の制御性能を向上させるだけでは, 熱系プロセス全体の効率化は実現できない. 一方, 装置の起動時間を指定できれば, 工場全体の生産性の最適化が行える. 一般に, 立ち上げ時間は, PID 定数を経験で変化させて調整するが, 多

大な労力となる。その理由は、機械が操業条件により部品の交換や周囲環境の変化による影響を受けやすく、調整を困難にさせる。近年のハードウェアの発展と過渡的特性の改善要求により、PIDの特色を活かしたアドバンスドPID制御の開発は今後の汎用調節計の発展に寄与できると考える。

## 1.2 本論文の構成

本論文の構成は大きく分けて、2部で構成される。本論論文の構成を Fig. 1.4 に示す。1部は、ラグール関数による高次システム同定法である。2部は整定時間を指定するアドバンスドPID制御である。論文は、7章からなる。

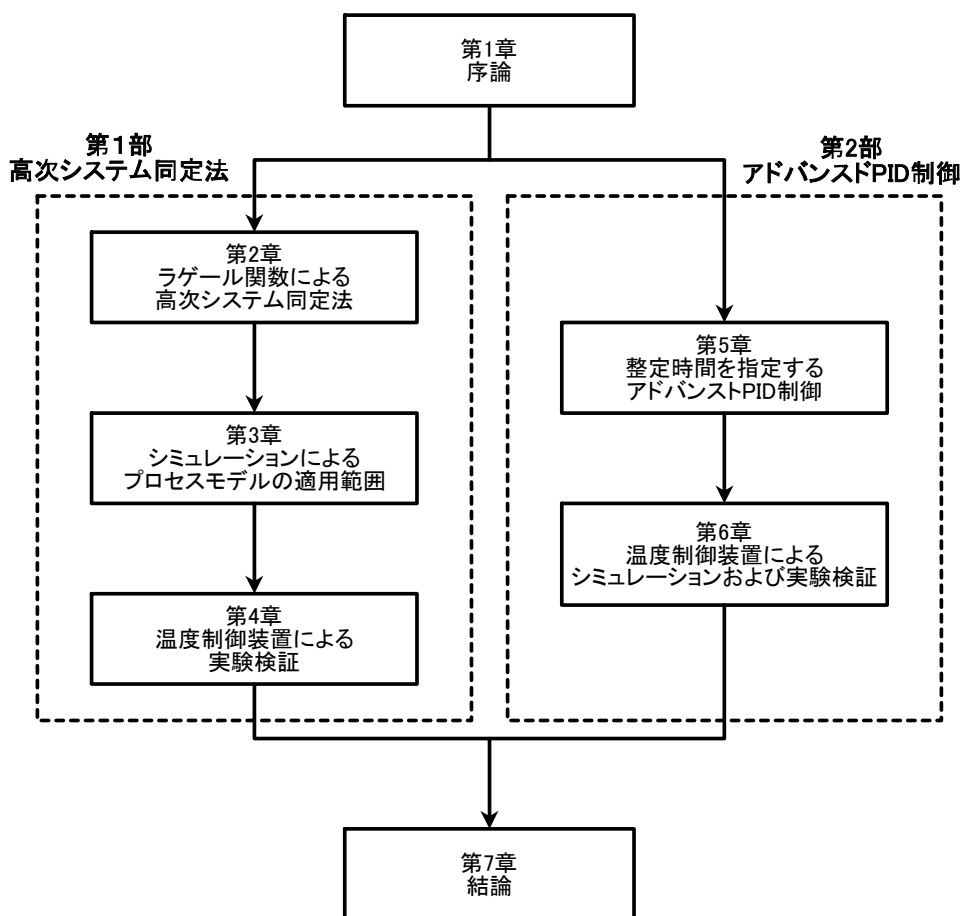


Fig. 1.4 本論文の構成

## 〈第 1 部〉

第 2 章は、PI 補償器を含むフィードバックシステムの閉ループ応答から、熱系プロセスの高次モデルを抽出するために、ラゲール関数による高次システム同定法を示した。第 3 章は、熱系プロセスが扱うさまざまなベンチマークモデルを用いたシミュレーションにより、プロセスモデルの適用範囲を示した。第 4 章は、温度制御装置による実験検証より、高次モデルを利用することで、過渡特性のモデル化が向上している結果を示した。

## 〈第 2 部〉

第 5 章は、装置の起動時間の短縮や歩留り悪化の抑制、作業員・材料の管理を最適化するために、整定時間を指定する PID 制御を示した。第 6 章は、温度制御装置によるシミュレーションおよび実験検証から、提案を検証し、その有効性を示した。

第 7 章は、本論文の総括と今後の展望を示した。

## 第2章

# ラゲール関数による高次システム同定法

### 2.1 汎用調節計の現状とシステム同定法への要求

本章は、ノイズや外乱に乱されたフィードバックシステムの閉ループ応答から制御対象の数学モデルを算出するための、高次システム同定法[65]-[67]について述べる。はじめに、閉ループ応答を利用するシステム同定法への要求を明確にするため、汎用調節計の固有の特性を示す。固有な特性とは、

- 1) 操作量をモニタできない低価格の機種がある。
- 2) 多数の調節計に対して開ループ試験の実施は難しい。

である。本研究は、上記の2点を考慮して、熱系プロセスの閉ループ応答から制御対象の高次モデルを算出する。提案法が、どのように考慮しているかを以下に示す。1)について、本研究は、汎用調節計への応用を目的としており、あらゆる調節計の仕様を考慮する必要がある。そこで提案法は、目標値がステップ状に変化したときの閉ループ応答データと目標値を基に制御対象の数学モデルを同定する工夫を施している。2)について、汎用調節計を新規に設置する際、セールスエンジニアが出向してユーザーの希望する制御性能に調整する場合がある。一方、すでに稼働中の産業機械の制御性能を改善したい場合には、ユーザーから操業データを取得してプラントを解析できれば調整支援が容易となる。一般的な同定法

は、開ループのステップ応答法による最小二乗法や非線形最小二乗法がある[68, 69]. 熱系プロセスは時定数が大きく、開ループ試験には膨大な時間を要する. また、安全な稼働条件を満足するステップ入力幅を決定するには、装置自身のハードウェアを十分に知る必要がある. B to BあるいはB to B to Bの流通形態をとる汎用調節計において、出向するセールスエンジニアが装置のハードウェアを把握することは困難である. 仮に、開ループステップ応答試験を実施することができても、開ループ試験はノイズや外乱の影響を受けやすく、同定信号がノイズや外乱に乱される. 同定信号がノイズと外乱に乱されるとき一般的なアプローチは、

- (i) 異常値を除去
- (ii) フィルタリングにより外乱と雑音を除去
- (iii) 通過帯域に対するモデリングとシステム同定

の手順で行う[49, 70, 71]. ノイズ処理のためのフィルタリングは、制御対象の重要な周波数特性が失われる危険性もあり、B to BまたはB to B to Bの製品を扱う非専門のエンドユーザには実施不可能である. さらに、非線形性が強いプラントの場合には繰り返し演算を伴う非線形最小二乗法などの実施は困難である. 本研究は閉ループ応答データからラゲール関数の正規直交性を利用して、制御対象の数学モデルを抽出することで、開ループ試験の安全な稼働条件を必要とする従来の問題を解決する. ラゲール関数を利用する利点は、推定モデルの次数を高くしても、最適化すべきパラメータが1パラメータと少ない点にある. 過渡特性を正確に同定するにはモデルの次数を高くすることが必須である. ARXモデル推定法などはモデルの次数を高くすると、最適化するパラメータの数が膨大となる. したがって、ラゲール関数を利用したシステム同定法は、高次モデルの同定に適していると言える.

ラゲール級数を用いた推定に最適化するタイムスケールリングファクタ  $p$  の探索範囲と閉ループ応答の関係を明らかにする. さらに、閉ループ応答にラゲール級数を用いると必ずダイポールが発生する特性に着目する. プラントモデルの抽出には、極零消去を考慮することにより低次数モデルに置換できることをあわせて提案する. 近年、均一温度制御法な



どのアプリケーションに、本提案法で算出されたモデルを利用しやすいように、ユーザーが指定する整定時間  $T_m$  と PI パラメータの推奨値を示す。あわせて、パラメータの最適化に要する時間を短縮する手法を示す。

## 2.2 ラゲールモデルの推定法

### 2.2.1 インパルス応答を利用したラゲールモデルの推定法

本節はフィードバック制御系の閉ループ伝達関数の推定モデルであるラゲールモデルの算出法を示す。この手法は、ラゲール関数の正規直交性を利用し、閉ループ伝達関数のインパルス応答を近似することで実現できる。実関数数列のラゲール関数  $l_i(t)$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ) は正規直交の集合関数で、 $t \in (0, \infty)$  において、

$$\int_0^{\infty} l_i^2(t) dt = 1 \quad (2.1)$$

$$\int_0^{\infty} l_i(t) l_j(t) dt = 0 \quad i \neq j \quad (2.2)$$

という性質を持つ。また、原点を除く二乗可積分  $\int_0^{\infty} f(t)^2 dt < \infty$  を満たす関数  $f(t)$  により、

$$\int_0^{\infty} f(t) l_i(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

ラゲール関数は完備となる。 $\mathcal{L}_2$  における完備性は知られている。ラゲール関数は (2.1) 式, (2.2) 式, (2.3) 式の定義を満たす正規直交関数として Lee(1960) [50]により提案された。ラ

ゲール関数  $l_i(t)$  は,  $p > 0$  について,

$$\begin{aligned}
 l_1(t) &= \sqrt{2p} \times e^{-pt}, \\
 l_2(t) &= \sqrt{2p} \times (-2pt + 1)e^{-pt} \\
 l_3(t) &= \sqrt{2p} \times (2p^2t^2 - 4pt + 1)e^{-pt} \\
 l_4(t) &= \sqrt{2p} \times \left(-\frac{3}{4}p^3t^3 + 6p^2t^2 - 6pt + 1\right)e^{-pt} \\
 l_5(t) &= \sqrt{2p} \times \left(\frac{2}{3}p^4t^4 - \frac{16}{3}p^3t^3 + 12p^2t^2 - 8pt + 1\right)e^{-pt} \\
 &\vdots \\
 l_i(t) &= \sqrt{2p} \left\{ (-1)^{i-1} \frac{(2p)^{i-1}}{(i-1)!} t^{i-1} + (-1)^i \frac{(i-1)(2p)^{i-2}}{(i-2)!} t^{i-2} \right. \\
 &\quad \left. + (-1)^{i-1} \frac{(i-1)(i-2)(2p)^{i-3}}{2!(i-3)!} t^{i-3} + \dots + 1 \right\} e^{-pt}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

と定義される。ただし,  $p$  はタイムスケールリングファクタである。タイムスケールリングファクタ  $p$  は本手法において重要な役割を果たす。詳細は2.4節で示す。ラゲール関数はその正規直交性より, 区間  $t \in (0, \infty)$  において任意の関数に対して, フーリエ級数に類似した級数展開が可能である。この級数展開は, PI 補償器を含むフィードバックシステムの閉ループ伝達関数における単位インパルス応答の近似に利用できる。フィードバックシステムの閉ループ伝達関数  $G_{cl}(s)$  は,

$$G_{cl}(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} \tag{2.5}$$

である。  $P(s)$  は制御対象,  $C(s)$  はPI 補償器で,

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \tag{2.6}$$

であり,  $k_p$  は比例ゲイン,  $k_i$  は積分ゲインである。このとき, 推定インパルス応答  $\hat{h}_{cl}(t)$  は,

$$\begin{aligned}
 \hat{h}_{cl}(t) &= c_1 l_1(t) + c_2 l_2(t) + c_3 l_3(t) + \dots + c_N l_N(t) \\
 &= \sum_{i=1}^N c_i l_i(t)
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

と表される。ただし  $c_i$  はラゲール係数でラゲール関数の正規直交性より、

$$\begin{aligned} c_1 &= \int_0^{\infty} h_{cl}(t)l_1(t)dt \\ c_2 &= \int_0^{\infty} h_{cl}(t)l_2(t)dt \\ &\vdots \\ c_i &= \int_0^{\infty} h_{cl}(t)l_i(t)dt \end{aligned} \quad (2.8)$$

と定義される。理論上、(2.7) 式の級数展開は、真のインパルス応答を表現するために無限の次数が必要となる。しかし、正規直交関数による級数展開は、

$$\int_0^{\infty} h_{cl}^2(t) < \infty \quad (2.9)$$

を満たすインパルス応答であれば、真のインパルス応答と  $N$  次で近似した多項式の二乗積分誤差に対して、 $N$  を増加させていくとき、ある値  $\epsilon$  に対して、

$$\int_0^{\infty} \left( h(t) - \sum_{i=1}^N c_i l_i(t) \right)^2 < \epsilon \quad (2.10)$$

の関係が成り立つ。ラゲールモデルは、(2.7) 式の近似したインパルス応答をラプラス変換することで得られる。したがって、

$$\begin{aligned} \hat{G}_{cl}(s) &= \int_0^{\infty} h_{cl}(t)e^{-st}dt \\ &= \int_0^{\infty} (c_1 l_1(t) + c_2 l_2(t) + c_3 l_3(t) + \cdots + c_N l_N(t))dt \\ &= c_1 L_1(s) + c_2 L_2(s) + c_3 L_3(s) + \cdots + c_N L_N(s) \end{aligned} \quad (2.11)$$

となる。ただし、 $L_i(s)$  は  $l_i(t)$  のラプラス変換で、

$$L_1(s) = \int_0^{\infty} l_1(t)e^{-st}dt = \frac{\sqrt{2p}}{s+p} \quad (2.12)$$

$$L_2(s) = \int_0^{\infty} l_2(t)e^{-st}dt = \frac{\sqrt{2p}(s-p)}{(s+p)^2}$$

$\vdots$

$$L_i(s) = \int_0^{\infty} l_i(t)e^{-st}dt = \frac{\sqrt{2p}(s-p)^{i-1}}{(s+p)^i} \quad (2.13)$$

である。(2.12) 式のラゲールフィルタは極が  $-p$ 、零点が  $p$  の単純な構造である。 $L_1(s)$  は一次のローパスフィルタとなる。他のフィルタ  $L_i(s)$  は、一次フィルタ  $L_1(s)$  と、全域通過

フィルタ  $\frac{(s-p)^{i-1}}{(s+p)^i}$  により構成される。一般的なモデリングは、次数が高くなるにしたがい、最適化すべきパラメータが増加する。一方、ラゲールモデルは、最適化すべきパラメータが1パラメータである点は、ラゲールモデルの特長である。

### 2.2.2 周波数領域におけるラゲール係数の定義

Parseval の定理[72]により、ある二つの関数  $x(\tau)$ ,  $y(\tau)$  が、 $\int_{-\infty}^{\infty} x^2(\tau)d\tau < \infty$  および  $\int_{-\infty}^{\infty} y^2(\tau)d\tau < \infty$  を満たすとき、

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)y(\tau)d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X^*(j\omega)Y(j\omega)d\omega \quad (2.14)$$

が成立する。ただし、 $X(j\omega)$ ,  $Y(j\omega)$  は  $x(\tau)$ ,  $y(\tau)$  をフーリエ変換したものである。また、 $X^*(j\omega)$  は  $X(j\omega)$  の複素共役である。(2.1) 式と (2.2) 式が示す正規直交性は、周波数領域において、

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |L_i(j\omega)|^2 d\omega = 1 \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} L_i(j\omega)L_j^*(j\omega)d\omega = 0 \quad (i \neq j) \quad (2.16)$$

となる。同様に、ラゲール係数  $c_i$  は、

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{cl}^*(j\omega)L_1(j\omega)d\omega \\ c_2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{cl}^*(j\omega)L_2(j\omega)d\omega \\ &\vdots \\ c_i &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{cl}^*(j\omega)L_i(j\omega)d\omega \end{aligned} \quad (2.17)$$

となる。(2.9) 式は、近似したインパルス応答が真のインパルス応答に近づくための条件であるが、Parseval の定理を用いると、周波数領域においても同様のことが言える。したがって、インパルス応答  $h_{cl}(t)$  は、

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_{cl}(j\omega)|^2 d\omega < \infty \quad (2.18)$$

となり，これは閉ループ伝達関数  $G_{cl}(s)$  の極が全て複素平面の左半面にあり，厳密にプロパーであることを意味している．つまり，推定する閉ループ伝達関数が安定であれば，上記の条件を満たすこととなる．

### 2.2.3 閉ループ応答を利用したラゲールモデルの推定法

(2.8) 式において，ラゲール係数  $c_i$  を算出する際にインパルス応答を用いている．しかし，実際にインパルス応答を得ることはできない．そこで，閉ループ応答からラゲール係数を算出する方法を考える．単位ステップ応答と単位インパルス応答の関係から，閉ループ伝達関数と単位ステップ応答を  $g_{step}(t)$  とするとインパルス応答  $h_{cl}(t)$  との関係は，

$$\frac{dg_{step}(t)}{dt} = h_{cl}(t) \quad (2.19)$$

となる．いま，汎用調節計の目標値を定数とすると閉ループへの入力はステップ入力とみなすことができる．目標値を  $ref(t) = y_{sp}$  ヘステップ状に変化させたとき， $G_{cl}(s)$  の真の閉ループ応答を  $g_{cl}(t)$  ( $g_{cl}(0) = 0$ ) とすると， $g_{cl}(t)$  は  $G_{cl}(s)$  の単位ステップ応答  $g_{step}(t)$  ( $g_{step}(0) = 0$ ,  $g_{step}(\infty) = 1$ ) を用いて，

$$g_{cl}(t) = y_{sp} \cdot g_{step}(t) \quad (2.20)$$

と表すことができる．測定応答にはノイズや外乱が含まれるため，実際に得られる閉ループ応答データ  $\hat{g}_{cl}(t)$  は，

$$\hat{g}_{cl}(t) = g_{cl}(t) + \xi(t) \quad (2.21)$$

と表現できる．ただし， $\xi(t)$  ( $|\xi(t)| < \infty$ ) はノイズや外乱である．したがって，(2.19) 式，(2.20) 式，(2.21) 式より，(2.8) 式は，

$$\begin{aligned} c_1 &= \int_0^\infty h_{cl}(t) l_1(t) dt = \int_0^\infty \frac{d\{y_{sp}^{-1} \hat{g}_{cl}(t)\}}{dt} l_1(t) dt \\ c_2 &= \int_0^\infty h_{cl}(t) l_2(t) dt = \int_0^\infty \frac{d\{y_{sp}^{-1} \hat{g}_{cl}(t)\}}{dt} l_2(t) dt \\ &\vdots \\ c_i &= \int_0^\infty h_{cl}(t) l_i(t) dt = \int_0^\infty \frac{d\{y_{sp}^{-1} \hat{g}_{cl}(t)\}}{dt} l_i(t) dt \end{aligned} \quad (2.22)$$

と表せられる。しかし、 $\xi(t)$  は非線形要素であるため、 $\hat{g}_{cl}(t)$  を微分したものをインパルス応答として扱うことはできない。そこで (2.22) 式を、

$$\begin{aligned}\hat{c}_i &= \int_0^\infty \frac{d\{y_{sp}^{-1}\hat{g}_{cl}(t)\}}{dt} l_i(t) dt \\ &= [y_{sp}^{-1}\hat{g}_{cl}(t)l_i(t)]_0^\infty - \int_0^\infty y_{sp}^{-1}\hat{g}_{cl}(t)\dot{l}_i(t) dt \\ &= -y_{sp}^{-1} \int_0^\infty \hat{g}_{cl}(t)\dot{l}_i(t) dt \quad (\hat{g}_{cl}(0) = 0, l_i(\infty) = 0)\end{aligned}\quad (2.23)$$

と変形することで、非線形要素を微分することなくラゲール係数を算出することができる。閉ループ応答データは有限時間データであるため、整定時間  $T_m$  を導入し、 $T_m \leq t$  において (2.23) 式の  $\hat{g}_{cl}(t)$  を  $y_{sp}$  に置き換えるとラゲール係数  $\hat{c}_i$  は、

$$\begin{aligned}\hat{c}_i &= -y_{sp}^{-1} \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)\dot{l}_i(t) dt - y_{sp}^{-1} \int_{T_m}^\infty y_{sp}\dot{l}_i(t) dt \\ &= -y_{sp}^{-1} \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)\dot{l}_i(t) dt + l_i(T_m)\end{aligned}\quad (2.24)$$

となる。 $\dot{l}_i(t)$  は (2.4) 式より、

$$\dot{l}_i(t) = -2pl_1(t) - 2pl_2(t) - \dots - pl_i(t)\quad (2.25)$$

と表される。これより (2.24) 式は、

$$\begin{aligned}\hat{c}_i &= y_{sp}^{-1} \left( 2p \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)l_1(t) dt + 2p \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)l_2(t) dt \right. \\ &\quad + 2p \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)l_3(t) dt + 2p \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)l_4(t) dt + \dots \\ &\quad \left. + p \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)l_i(t) dt \right) + l_i(T_m)\end{aligned}\quad (2.26)$$

となる。実際の試験データは初期値を持った離散データである、したがって、目標値が変化するのステップ幅  $y'_{sp}$  は、閉ループ応答の初期値を  $g_0$  とすると  $y'_{sp} = y_{sp} - g_0$  となり、応答データを  $\hat{g}'_0(t_0) = 0$  となるように基準化し、 $\hat{g}'_{cl}(t_j) = \hat{g}_{cl}(t_j) - g_0$  とする。これより (2.26) 式の積分の項は、

$$y_{sp}^{-1} \int_0^{T_m} \hat{g}_{cl}(t)l_i(t) dt \approx y_{sp}^{-1} \Delta t \sum_{j=1}^M \hat{g}'_{cl}(t_j)l_i(t_j)\quad (2.27)$$

となる。ただし、 $M = \frac{T_m}{\Delta t}$  である。最終的にラゲールモデルは、

$$\hat{G}_{cl}(s) = \sum_{i=1}^N \hat{c}_i L_i(s) \quad (2.28)$$

となり、雑音を含む有限時間での操業データからラゲールモデルを求めることができる。

## 2.3 モデルバリデーション

前節で提案した閉ループ応答からのラゲールモデルが適切あるかを検証して、さらにこの検証のための評価関数を次節の最適化に利用する。

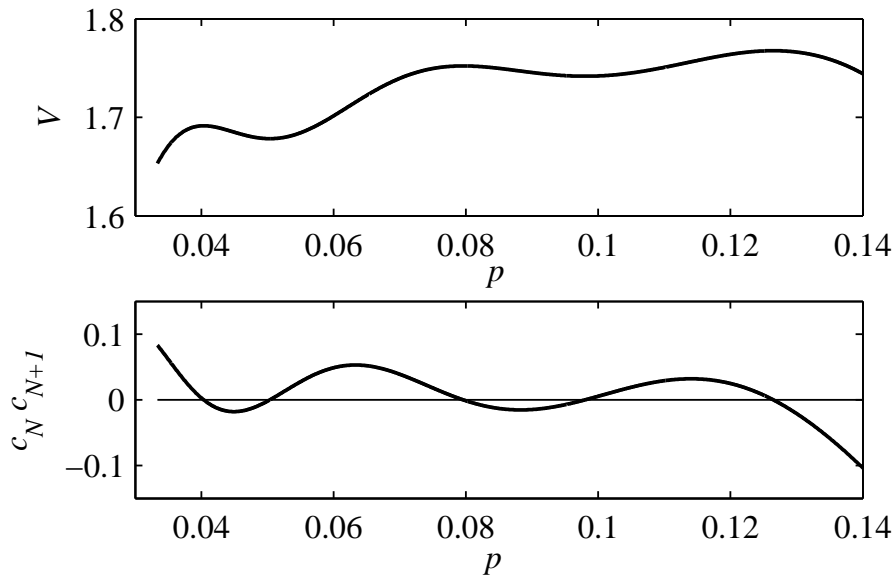
いま、閉ループ伝達関数の真のインパルス応答  $h_{cl}(t)$  と推定インパルス応答  $\hat{h}_{cl}(t)$  のモデルエラー  $E_t$  は二乗誤差積分より、

$$\begin{aligned} E_t &= \int_0^{\infty} \left( h_{cl}(t) - \hat{h}_{cl}(t) \right)^2 dt \\ &= \int_0^{\infty} \left( h_{cl}(t) - \sum_{i=1}^N c_i l_i(t) \right)^2 dt \\ &= \int_0^{\infty} h_{cl}(t)^2 dt - 2 \int_0^{\infty} \sum_{i=1}^N c_i l_i(t) h_{cl}(t) dt + \int_0^{\infty} \left( \sum_{i=1}^N c_i l_i(t) \right)^2 dt \\ &= \int_0^{\infty} h_{cl}(t)^2 dt - \sum_{i=1}^N c_i^2 \end{aligned} \quad (2.29)$$

となる。また、周波数領域における二乗誤差積分  $E_f$  についても同様に、ラゲール関数の正規直交性と Parseval の定理を用いることにより、

$$\begin{aligned} E_f &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| G(j\omega) - \sum_{i=1}^N c_i L_i(j\omega) \right|^2 d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G^*(j\omega) G(j\omega) d\omega - \sum_{i=1}^N c_i^2 \end{aligned} \quad (2.30)$$

となる。(2.29) 式、(2.30) 式の第一項はタイムスケールリングファクタ  $p$  と独立であり、第二項のみが関係している。すなわち、第二項の  $\sum_{i=1}^N c_i^2$  が最大になるとき、モデルエラー  $E$  が最小となる。

Fig. 2.1 最適なタイムスケールングファクタ  $p$  の自動探索

## 2.4 最適なタイムスケールングファクタ $p$ を自動探索するアルゴリズム

前節でモデルエラー  $E_t$  および  $E_f$  が最小になる条件を示した．そこでこの条件を利用して，最適なタイムスケールングファクタ  $p$  を自動探索することを考える．

いま，最適な  $p$  の値を自動探索するための評価関数  $V$  を，

$$V = \sum_{i=1}^N \hat{c}_i^2 \quad (2.31)$$

と定義する．評価関数  $V$  はラゲールモデルの次数  $N$  を固定した場合， $p$  のみを変数とする関数となる．ラゲールモデルの最適な次数としてを  $N = 7$  に固定する． $N = 7$  とした理由は次節で示す．ここで， $V$  を  $p$  で微分すると，

$$\frac{dV}{dp} = \frac{d(\sum_{i=1}^N \hat{c}_i^2)}{dp} = \frac{N}{p} \hat{c}_N \hat{c}_{N+1} \quad (2.32)$$

となる．Fig. 2.1 に評価関数  $V$ ， $\hat{c}_N \hat{c}_{N+1}$  および  $p$  の関係を示す． $p > 0$  と (2.32) 式より， $p$  を徐々に増加させていくとき， $\hat{c}_N \hat{c}_{N+1}$  の符号が正から負に切り替わる点が評価関数  $V$  の



ピーク値を与える点となることが, Fig. 2.1 からわかる. 最適な  $p$  の値は, 整定時間  $T_m$  を用いて,

$$p_{min} = \frac{4}{T_m}$$

$$p_{max} = 5p_{min} \quad (N \leq 4) \quad (2.33)$$

$$p_{max} = 10p_{min} \quad (N \geq 5)$$

とし, 区間  $[p_{min}, p_{max}]$  の中に存在する. 最適な  $p$  が区間  $[p_{min}, p_{max}]$  の中に存在する理由は, 次節において, ラゲールモデルの次数と関連付けて説明する. いま,  $p$  を  $p_{min}$  から  $p_{max}$  まで  $\Delta p$  ずつ増加させるとき, ある  $p$  の値  $p_i (p_{min} \leq p_i \leq p_{max})$  において  $\hat{c}_N(p_i)\hat{c}_{N+1}(p_i) > 0$ ,  $\hat{c}_N(p_i + \Delta p)\hat{c}_{N+1}(p_i + \Delta p) < 0$  が成立するとき, 最適な  $p$  の候補値を  $p'$  とすると,

$$p' = p_i - \frac{\hat{c}_N(p_i)\hat{c}_{N+1}(p_i)}{\Delta\hat{c}_N\hat{c}_{N+1}}\Delta p \quad (2.34)$$

となる. ただし

$$\Delta\hat{c}_N\hat{c}_{N+1} = \hat{c}_N(p_i + \Delta p)\hat{c}_{N+1}(p_i + \Delta p) - \hat{c}_N(p_i)\hat{c}_{N+1}(p_i) \quad (2.35)$$

である. また,  $\hat{c}_N(p_i)\hat{c}_{N+1}(p_i) > 0$ ,  $\hat{c}_N(p_i)\hat{c}_{N+1}(p_i + \Delta p) < 0$  となる点が複数ある場合は, 評価関数  $V$  より, 複数ある  $p'$  のなかで  $V(p')$  を最大とする  $p'$  が最適な  $p$  の値とする.

## 2.5 タイムスケーリングファクタ $p$ の探索範囲とラゲールモデルの次数 $N$ の関係

前節において, ラゲールモデルの次数  $N$  について,  $N = 7$  を最適な値としている. これは, 閉ループ応答の次数と, タイムスケーリングファクタの探索範囲を基に定めている. はじめに, タイムスケーリングファクタ  $p$  の探索範囲の下階  $p_{min}$  について述べる.  $p_{min}$  は, 閉ループ応答が一次遅れ系と仮定し求める. このとき, 目標値から出力までの閉ループ伝達関数は,

$$G_{cl}(s) = \frac{a}{s + a} \quad (2.36)$$

となる。ただし、 $a$  ( $a > 0$ ) は閉ループ伝達関数の時定数  $T$  の逆数で  $a = \frac{1}{T}$  である。  $G_{cl}(s)$  について、ラゲール係数  $c_i$  は Parseval の定理より、

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a}{-j\omega + a} \sqrt{2p} \frac{1}{j\omega + p} d\omega \\ &= \frac{a\sqrt{2p}}{a+p} \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} c_2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a}{-j\omega + a} \sqrt{2p} \frac{(j\omega - p)}{(j\omega + p)^2} d\omega \\ &= \frac{a\sqrt{2p} a - p}{a+p a+p} \end{aligned} \quad (2.38)$$

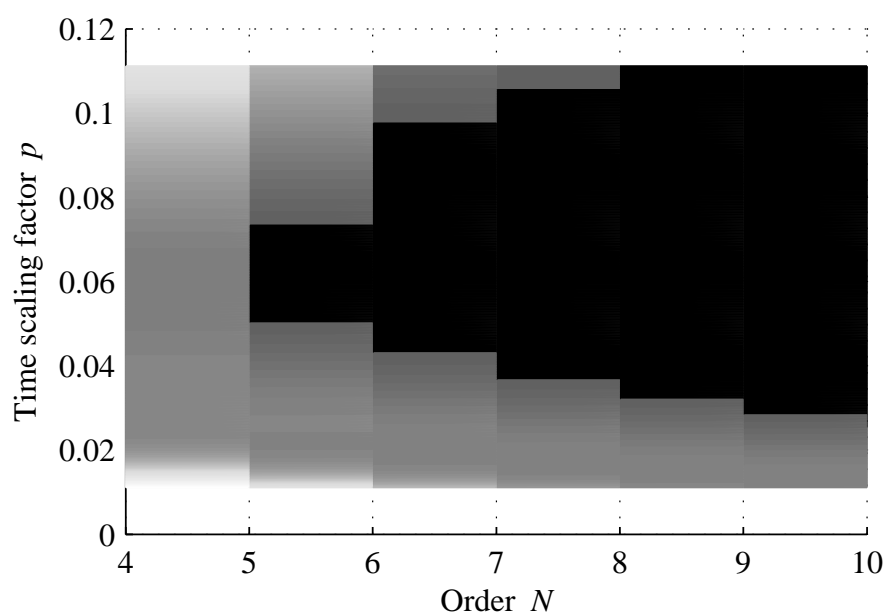
$$\begin{aligned} c_i &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a}{-j\omega + a} \sqrt{2p} \frac{(j\omega - p)^{i-1}}{(j\omega + p)^i} d\omega \\ &= \frac{a\sqrt{2p} (a-p)^{i-1}}{a+p (a+p)^{i-1}} \end{aligned} \quad (2.39)$$

となる。したがって、閉ループ応答を一次遅れ系と仮定した場合、 $N$  次のラゲールモデルは、

$$\hat{G}_{cl}(s) = \frac{a(2p)}{a+p} \left[ \frac{1}{s+p} + \dots + \frac{(a-p)^{N-1} (s-p)^{N-1}}{(a+p)^{N-1} (s+p)^N} \right] \quad (2.40)$$

となる。閉ループ伝達関数  $G_{cl}(s)$  とラゲールモデル  $\hat{G}_{cl}(s)$  が一致するための最適なタイムスケールリングファクタ  $p$  は、 $p = a = \frac{1}{T}$  となる。すなわち、閉ループ伝達関数が一次遅れの場合、最適な  $p$  は閉ループ伝達関数の時定数  $T$  の逆数となる。整定時間  $T_m$  は、閉ループ伝達関数が一次遅れ系の場合、 $4T < T_m$  の関係を持つ。また、汎用調節計が扱う温度制御システムの閉ループ応答は明らかに一次遅れ系よりも高次の応答であるため、ラゲールモデルの次数は  $N > 2$  の値が必要となる。閉ループ応答が高次となるとき、(2.40) 式の分母に  $(s+p)^N$  が含まれていることから、最適な  $p$  の値はラゲールモデルの次数  $N$  を増加させると、最適な  $p$  の値も増加する。したがって、最適な  $p$  の値と時定数およびラゲールモデルの次数の関係、整定時間と時定数の関係を考慮すると、考えられる下界  $p_{min}$  は整定時間  $T_m$  を用いて  $p_{min} = \frac{4}{T_m}$  となる。

次に、探索範囲の上界  $p_{max}$  について考える。これは、ラゲールモデルの次数  $N$  と最適な  $p$  の関係、閉ループ応答の次数、および実装面を考慮して求める。上記の最適な  $p$  の値はラゲールモデルの次数  $N$  を増加させると、最適な  $p$  の値も増加するという関係から、 $N$  を必要以上に大きな値とすると、探索範囲を大きく設ける必要があり、計算能力の高い高価

Fig. 2.2 評価関数  $V$  と次数  $N$  の関係

色が黒に近いほど評価関数  $V$  の値が大きい

なプロセッサが必要となり、実用面を考慮すると好ましくない。Fig. 2.2 に評価関数  $V$  とラゲールモデルの次数  $N$  の関係を示す。Fig. 2.2 において、白い領域は評価関数の値が小さく、黒に近づくにつれて評価関数の値が大きくなる。次数  $N$  が5以上のとき、評価関数  $V$  の値に大きな差は見られないが、次数が増加するにしたがい評価関数が大きな値となる領域が広くなり、探索すべきタイムスケールファクタの範囲が広くなることがわかる。汎用調節計が扱う温度制御システムの閉ループ応答は振動が少なく、ロボットアームなどのメカトロニクス系と比べ変曲点が少ない応答となる。評価関数  $V$  の値が十分大きくなり、温度制御系における閉ループ応答の次数とタイムスケールファクタの探索範囲を考慮して、本論文はラゲールモデルの次数に  $N = 7$  を採用する。なぜならば、 $N > 8$  とした場合、探索範囲が広がるだけでなく、低周波外乱による閉ループ応答の不必要な変曲点をラゲールモデルに含むという問題が考えられるからである。そこで、 $N = 7$  に固定し、汎用調節計が対象とするほとんどの温度制御システムの考えられる時定数から、 $p_{max} = 10p_{min}$  と決定した。

## 2.6 閉ループ特性と $T_m$ の関係

本章はラゲールモデルを算出する際に用いる整定時間  $T_m$  の推奨値と閉ループの操業データを得るための PI パラメータの推奨値を示す。近年に温調メーカーが着目している均一温度制御などのアプリケーションがある。これらは制御系に一次遅れ+むだ時間などのノミナルモデルを利用するケースが多く、ノミナルモデルが既知の場合がある。しかし、生産品によりシステム変更や操業条件の変更が行われた場合にノミナルモデルを推定し直さなくてはならない。このとき、本提案法を適用するときの目安として、既知のノミナルモデルからラゲール推定に必要な整定時間  $T_m$  と適切な閉ループの閉ループ応答データを得るための PI パラメータを示す。いま、アプリケーションで用いられていたノミナルプラントを一次遅れ+むだ時間とすると、

$$P(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (2.41)$$

である。ただし、 $L$  はむだ時間である。ここで、むだ時間要素  $e^{-Ls}$  を高次系による近似 [73] を用いると、

$$e^{-Ls} \approx \frac{1}{\left(\frac{L}{m}s + 1\right)^m} \quad (2.42)$$

と表せる。ただし、 $m$  はむだ時間の近似次数である。ここで、 $m = 1$  とするとプラントは、

$$P(s) = \frac{K}{(Ts + 1)(Ls + 1)} \quad (2.43)$$

となる。次に PI 補償器を考える。一般的な PI 補償器  $C(s)$  は、

$$C(s) = \frac{k_p(s + \frac{1}{T_i})}{s} \quad (2.44)$$

である。ただし、 $T_i$  は積分時間である。したがって、閉ループ伝達関数  $G_{cl}(s)$  は、

$$\begin{aligned} G_{cl}(s) &= \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} \\ &= \frac{Kk_p(s + \frac{1}{T_i})}{TLs^3 + (T + L)s^2 + (Kk_p + 1)s + \frac{Kk_p}{T_i}} \end{aligned} \quad (2.45)$$

となる。ここで、 $G_{cl}(s)$  を振動要素を持つ3次系とし、

$$G_{cl}(s) = \frac{Kk_p(s + \frac{1}{T_i})}{TL(s + a)(s^2 + 2\zeta bs + b^2)} \quad (2.46)$$

と表す。ただし、 $\zeta$  は減衰係数で外乱特性とロバスト性を考慮して0.7～1.0の値を扱う。さらに、 $a$  と  $\frac{1}{T_i}$  の値によるダイポールの発生を防ぐため、事前に  $a = \frac{1}{T_i}$  としキャンセルさせた形にすると、

$$G_{cl}(s) = \frac{Kk_p}{TL(s^2 + 2\zeta bs + b^2)} \quad (2.47)$$

となり、二次遅れの基本形で表現することができる。また、(2.45) 式と (2.46) 式の係数比較より、

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{TLb^2}{K} \\ T_i &= 2TL\zeta b \\ b &= \frac{1}{2T\zeta} \quad \text{or} \quad \frac{1}{2L\zeta} \end{aligned} \quad (2.48)$$

となる。二次遅れ系のステップ応答の整定時間  $t_s$  は最終値の  $\pm 2\%$  以内の場合、 $t_s = \frac{4}{\zeta w_n}$  となる。つまり、 $G_{cl}(s)$  の整定時間  $t_s$  は、

$$t_s = \frac{4}{\zeta b} = 8T \quad \text{or} \quad 8L \quad (2.49)$$

となる。一般に  $T > L$  であるので、 $t_s$  が小さくなり、整定が速くなることから  $b = \frac{1}{2L\zeta}$  とすると、PIパラメータは

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{1}{4\zeta^2} \frac{T}{KL} \\ T_i &= T \end{aligned} \quad (2.50)$$

となる。(2.24) 式のラゲール係数を算出する際に必要な整定時間  $T_m$  の目安は閉ループ応答が十分に整定した時間となる。すなわち、 $T_m$  は (2.49) 式から  $T_m = 5t_s$  を推奨する。均一温度制御などのアプリケーションのために、(2.50) 式のPIパラメータを利用すれば推定が容易となる。

## 2.7 ラゲール関数およびラゲール係数の行列表現による演算速度の改善

ラゲール係数  $\hat{c}_i$  を算出する際に総和計算を必要とし、ラゲール関数の減衰率を決めるタイムスケールリングファクタ  $p$  の最適化を含めると何重ものループ処理を必要とし膨大な計算時間を要する。2.2節は、定義通りの算出手順を踏んでいるため演算時間が長い。本節は、ラゲール関数およびラゲール係数の演算に対し、新たに行列表現を導入することで演算効率の改善を図る[74]。

ラゲール関数はライプニッツの公式より

$$\begin{aligned} l_i(t) &= \sqrt{2p} \frac{e^{pt}}{(i-1)!} \frac{d^{i-1}}{dt^{i-1}} [t^{i-1} e^{-2pt}] \\ &= \sqrt{2p} \left[ \sum_{j=1}^i \frac{(-2)^{j-1} (i-1)!}{\{(j-1)!\}^2 (i-j)!} (pt)^{j-1} \right] e^{-pt} \end{aligned} \quad (2.51)$$

となる。いま、 $\mathbf{L}_N(t) = [l_1(t), l_2(t), \dots, l_N(t)]^T \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$  とすると、(2.51)式より  $\mathbf{L}_N(t)$  は、

$$\mathbf{L}_N(t) = \sqrt{2p} \times \{\mathbf{M}_L \mathbf{P}(t)\} \times e^{-pt} \quad (2.52)$$

となる。ただし、 $\mathbf{M}_L \in \mathfrak{R}^{N \times N}$  はラゲール関数の値の算出に用いる係数行列で、 $(i, j)$  要素が、

$$m_{Lij} = \begin{cases} 0 & (i < j) \\ \frac{(-2)^{j-1} (i-1)!}{\{(j-1)!\}^2 (i-j)!} & (i \geq j) \end{cases} \quad (2.53)$$

となる行列で、

$$\mathbf{M}_L = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ 1 & & \frac{(-2)^{j-1}}{(j-1)!} & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & \frac{(-2)^{j-1} (N-1)!}{\{(j-1)!\}^2 (N-j)!} & \cdots & \frac{(-2)^{N-1}}{(N-1)!} \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

である。また、 $\mathbf{P}(t) = [1, pt, (pt)^2, \dots, (pt)^{N-1}]^T \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$  である。これより、 $N$  次までのラゲール関数を行列で表現することができ、変数と定数の分離が行える。

一方、ラゲール係数の算出においても、行列表現に置き換えることができる。 $\hat{\mathbf{C}}_N = [\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_N]^T \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$  とすると、(2.26) 式、(2.27) 式より、

$$\hat{\mathbf{C}}_N = y_{sp}^{-1} \cdot p \cdot (\mathbf{M}_c \mathbf{M}_{gl}) \cdot \Delta t + \mathbf{L}_N(T_m) \quad (2.55)$$

ただし、 $\mathbf{M}_c \in \mathfrak{R}^{N \times N}$  は (2.25) 式より、 $(i, j)$  要素が、

$$m_{cij} = \begin{cases} 0 & (i < j) \\ 1 & (i = j) \\ 2 & (i > j) \end{cases} \quad (2.56)$$

となるラゲール係数を算出に用いる係数行列で、

$$\mathbf{M}_c = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ 2 & & 1 & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 2 & \dots & 2 & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

である。また、 $\mathbf{M}_{gl} \in \mathfrak{R}^{N \times 1}$  は (2.27) 式より  $\mathbf{L} = [\mathbf{L}_N(t_0), \mathbf{L}_N(t_1), \dots, \mathbf{L}_N(t_{M-1})] \in \mathfrak{R}^{N \times M}$ 、 $\mathbf{G}' = [g'_{cl}(t_0), g'_{cl}(t_1), \dots, g'_{cl}(t_{M-1})]^T \in \mathfrak{R}^{M \times 1}$  とすると、

$$\mathbf{M}_{gl} = \mathbf{L} \mathbf{G}' \quad (2.58)$$

となる。プログラムでの算出の際、行列表現で各係数と変数部を分離して計算できるので、ラゲールモデルの算出に要する時間が削減できる。

## 2.8 プラントの推定

前節までは、ラゲール関数の正規直交性を利用して、フィードバックシステムの閉ループ伝達関数を推定する方法を示した。本節はラゲールモデルからプラントモデルを抽出する

手法を述べる。(2.5)式より、プラントの推定モデル  $\hat{P}(s)$  は、

$$\hat{P}(s) = \frac{\hat{G}_{cl}(s)}{C(s)(1 - \hat{G}_{cl}(s))} \quad (2.59)$$

となる。ここで、ラゲールモデルの分子を  $N(s)$ 、分母を  $D(s)$  とすると (2.59) 式は、

$$\begin{aligned} \hat{P}(s) &= \frac{\hat{G}_{cl}(s)}{C(s)(1 - \hat{G}_{cl}(s))} \\ &= \frac{s}{k_p s + k_i} \cdot \frac{N(s)}{D(s) - N(s)} \end{aligned} \quad (2.60)$$

となる。PI補償器を含む閉ループ伝達関数は  $G_{cl}(s)$  は、必ず  $G_{cl}(0) = 1$  となる。ラゲールモデル  $\hat{G}_{cl}(s)$  は、閉ループ伝達関数  $G_{cl}(s)$  の推定モデルであるため、 $\hat{G}_{cl}(0) \approx 1$  となる。したがって、 $\hat{G}_{cl}(0) \approx 1$  より  $N(0) \approx D(0)$  となる。これは、 $N(s)$  と  $D(s)$  の定数部分がほぼ等しいことを示している。(2.60)式には、 $D(s) - N(s)$  の項が含まれるため、 $D(s) - N(s)$  の項には0に近い極  $p_z$  が必ず現れる。極  $p_z$  がどれだけ0に近い値をとるのかは、2.10節で数値例を示す。PI補償器の分母は  $s$  であり、零点  $s = 0$  と極  $s = p_z$  が接近するため、(2.60)式のモデルは不安定なモデルとなる。そこで、(2.6)式、(2.11)式より(2.60)式は0に最も近い実数の極を  $p_z$ 、他の実数の極を  $\alpha$ 、複素数の極を  $\beta$ 、実数の零点を  $\gamma$ 、複素数の零点を  $\delta$ 、 $\hat{C}_N = \sum_{i=1}^N \hat{c}_i$  とすると、

$$\begin{aligned} \hat{P}(s) &= \frac{\sqrt{2p} \hat{C}_N s \prod_{k=1}^k (s - \gamma_k) \prod_{l=1}^l (s - \delta_l)(s - \bar{\delta}_l)}{k_p (s - p_z) \prod_{i=1}^i (s - \alpha_i) \prod_{j=1}^j (s - \beta_j)(s - \bar{\beta}_j)} \\ &= \frac{\sqrt{2p} \hat{C}_N s \prod_{k=1}^k (s - \gamma_k) \prod_{l=1}^l (s^2 + 2\zeta_l \omega_{nl} s + \omega_{nl}^2)}{k_p (s - p_z) \prod_{i=1}^i (s - \alpha_i) \prod_{j=1}^j (s^2 + 2\zeta_j \omega_{nj} s + \omega_{nj}^2)} \end{aligned} \quad (2.61)$$

となる。ただし、 $i + 2j = N$ 、 $k + 2l = N - 1$  である。ここで、極零相殺を利用して、接近している零点  $s = 0$  と極  $s = p_z$  を取り除き安定なモデルとすると、

$$\hat{P}(s) = \frac{\sqrt{2p} \hat{C}_N \prod_{k=1}^k (s - \gamma_k) \prod_{l=1}^l (s^2 + 2\zeta_l \omega_{nl} s + \omega_{nl}^2)}{k_p \prod_{i=1}^i (s - \alpha_i) \prod_{j=1}^j (s^2 + 2\zeta_j \omega_{nj} s + \omega_{nj}^2)} \quad (2.62)$$

となり、安定なプラントモデルを抽出できる。



## 2.9 推定プラントモデルの低次数化

(2.62) 式において，推定モデルの次数は  $N$  次であり，ラゲールモデルの次数と一致する。2.5 節で，ラゲールモデルの次数は 7 次が最適であると示した。商業用の調節計への応用を考えるとプラントモデルの次数は高くても 3 次程度であることが望まれる。そこで，推定プラントモデルの低次化を考える。

いま，推定プラントモデルの極と零点の配置に着目する。7 次ラゲールモデルから抽出した推定プラントモデルには，接近している極と零点が存在し，極零相殺を起こす。したがって，極零相殺を考慮したモデルの低次数化は，一般に実装を考慮して行われる低次数化と異なり，モデルの低周波領域の情報の欠落を引き起こすことはない。 $N$  次で推定された  $\hat{P}(s)$  に対してダイポールが  $N_d$  組存在するとき，ダイポールとならない実数の極を  $\alpha'$ ，複素数の極を  $\beta'$ ，実数の零点を  $\gamma'$ ，複素数の零点を  $\delta'$  とすると，低次数化後の推定プラントモデル  $\hat{P}'(s)$  は，

$$\begin{aligned}\hat{P}'(s) &= \hat{K} \frac{\prod_k (s - \gamma'_k) \prod_l (s - \delta'_l)(s - \bar{\delta}'_l)}{\prod_i (s - \alpha'_i) \prod_j (s - \beta'_j)(s - \bar{\beta}'_j)} \\ &= \hat{K} \frac{\prod_k (s - \gamma'_k) \prod_l (s^2 + 2\zeta'_l \omega'_{nl} s + \omega'^2_{nl})}{\prod_i (s - \alpha'_i) \prod_j (s^2 + 2\zeta'_j \omega'_{nj} s + \omega'^2_{nj})}\end{aligned}\quad (2.63)$$

となる。ただし， $i + 2j = N - N_d$ ， $k + 2l = N - N_d - 1$ ，

$$\begin{aligned}2\zeta'_l \omega'_{nl} &= -(\delta'_l + \bar{\delta}'_l) \\ \omega'^2_{nl} &= \delta'_l \bar{\delta}'_l \\ 2\zeta'_j \omega'_{nj} &= -(\beta'_j + \bar{\beta}'_j) \\ \omega'^2_{nj} &= \beta'_j \bar{\beta}'_j\end{aligned}\quad (2.64)$$

$$\hat{K} = \hat{P}(0) \frac{\prod_i (-\alpha'_i) \prod_j \omega'^2_{nj}}{\prod_k (-\gamma'_k) \prod_l \omega'^2_{nl}}$$

である。これより，高次で算出された推定プラントモデルの低次数化を行うことができる。

以上の低次数化の過程について，次節で数値例を示す。

## 2.10 プラントモデルの抽出および低次数化における数値例

本節は2.8節および2.9節で示したプラントモデルの抽出法およびプラントモデルの低次数化についての数値例を示す。いま、真のモデル  $P(s)$  を、

$$P(s) = \frac{5.0}{1000.0s + 1} e^{-50.0s} \quad (2.65)$$

とする。2.6節の調整則の  $\zeta = 1.0$  を利用し、比例ゲイン  $k_p$  および積分時間  $T_i$  を  $k_p = 1.0$ ,  $T_i = 1000.0$  とする。また、整定時間  $T_m$  は2000.0秒とする。これより、タイムスケールングファクタの探索範囲  $[p_{min}, p_{max}]$  は  $[0.002, 0.02]$  となる。ラゲールモデルの次数は7次とする。制御量の初期値を  $25[^\circ\text{C}]$  とし、目標値を  $50[^\circ\text{C}]$  とする。サンプリングタイムを0.5秒としたときの閉ループ応答と推定したラゲールモデルの応答を Fig. 2.3 に示す。また、評価関数  $V$  によるタイムスケールングファクタ  $p$  の自動探索の様子を Fig. 2.4 に、最適化されたタイムスケールングファクタ  $p$  とラゲール係数  $c_i$  の値を Table 2.1 に示す。次に、2.8節の手順でプラントモデルの抽出を行う。Table 2.2 に (2.60) 式より得られるモデルの極と

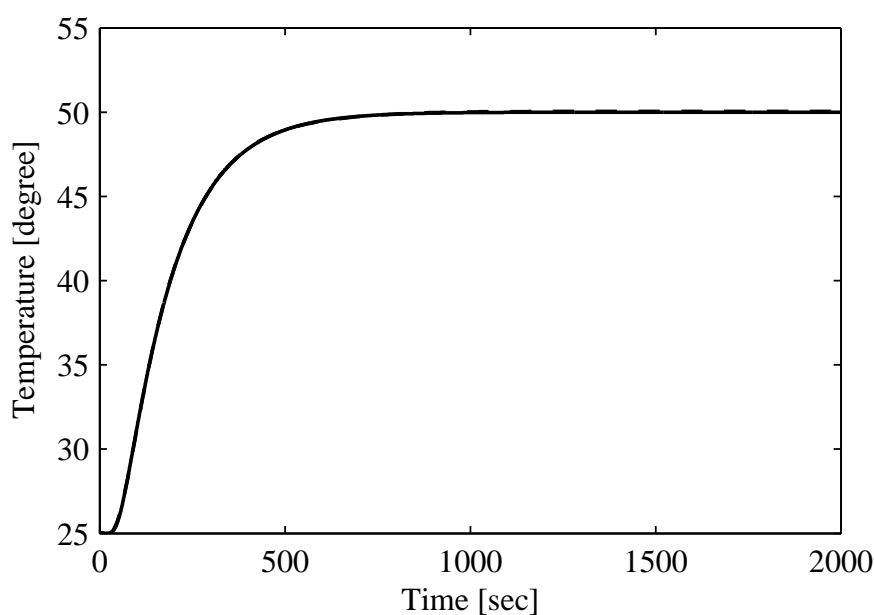


Fig. 2.3 PI 制による閉ループ応答 (灰色の破線) とラゲールモデルの応答 (黒色の実線)

Table 2.1 最適なタイムスケールングファクタ  $p$  とラゲール係数  $c_i$ 

Optimal $p$	0.0158
Laguerre coefficients $c_i$	$c_1 = 0.0230$ $c_2 = -0.0464$ $c_3 = 0.0155$ $c_4 = 0.0018$ $c_5 = 0.0068$ $c_6 = 0.0025$ $c_7 = 0.0016$

Table 2.2 抽出したプラントモデルの極と零点

Poles	Zeros
$8.9900 \times 10^{-6}$	0.0000
-0.0010	$-0.0073 + 0.0050i$
$-0.0076 + 0.0053i$	$-0.0073 - 0.0050i$
$-0.0076 - 0.0053i$	$-0.0104 + 0.0134i$
$-0.0117 + 0.0129i$	$-0.0104 - 0.0134i$
$-0.0117 - 0.0129i$	$0.0996 + 0.0534i$
$-0.0354 + 0.0249i$	$0.0996 - 0.0534i$
$-0.0354 - 0.0249i$	

零点を示す。ここで、 $p_z$  の値は  $8.9900 \times 10^{-6}$  となる。極  $s = 0.0010$  も  $s = 0$  に近い実数の極であるが、これは PI 補償器により現れる極であり、積分時間  $T_i$  に依存する極である。これより、極零相殺を利用して極  $s = p_z$  と零点  $s = 0$  を取り除いたプラントモデル  $\hat{P}(s)$  は、

$$\hat{P}(s) = \frac{1.742 \times 10^{10}s^6 - 2.853 \times 10^9s^5 + 1.112 \times 10^8s^4 + 5.654 \times 10^6s^3 + 1.292 \times 10^5s^2 + 1217.0s + 4.995}{2.067 \times 10^{13}s^7 + 2.283 \times 10^{12}s^6 + 1.129 \times 10^{11}s^5 + 2.831 \times 10^9s^4 + 4.169 \times 10^7s^3 + 3.318 \times 10^5s^2 + 1293.0s + 1} \quad (2.66)$$

となる。つづいて、推定プラントモデルの低次数化を行う。Fig. 2.5 に (2.66) 式の極と零点の位置関係を示す。Fig. 2.5 より、極と零点が接近している組が存在することがわかる。そこで、極零相殺を利用して、接近している極と零点の組を取り除くと、低次数化後の推定

プラントモデル  $\hat{P}'(s)$  は,

$$\hat{P}'(s) = \frac{391.2s^2 - 77.93s + 4.995}{5.335 \times 10^5 s^3 + 3.834 \times 10^4 s^2 + 1038s + 1} \quad (2.67)$$

となる. Fig. 2.6 に真のモデルおよび低次数化前のプラントモデル, 低次数化後のプラントモデルのステップ応答とナイキスト線図の比較を示す. 低次数化に極零相殺を利用することで, 時間領域および周波数領域における特性が変化していないことがわかる.

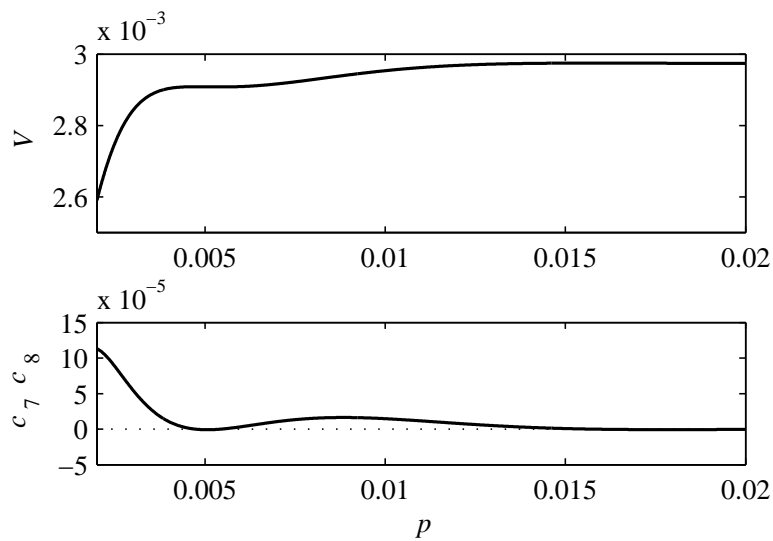


Fig. 2.4 タイムスケールリングファクタ  $p$  の自動探索

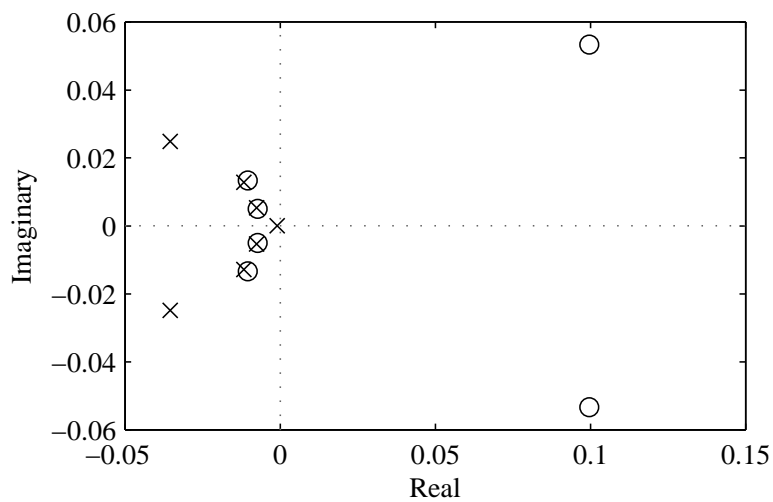
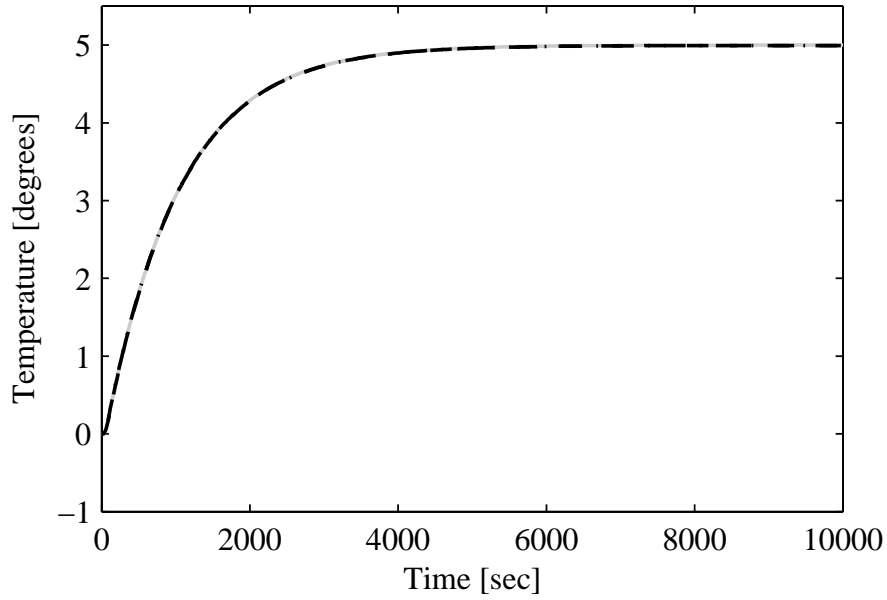
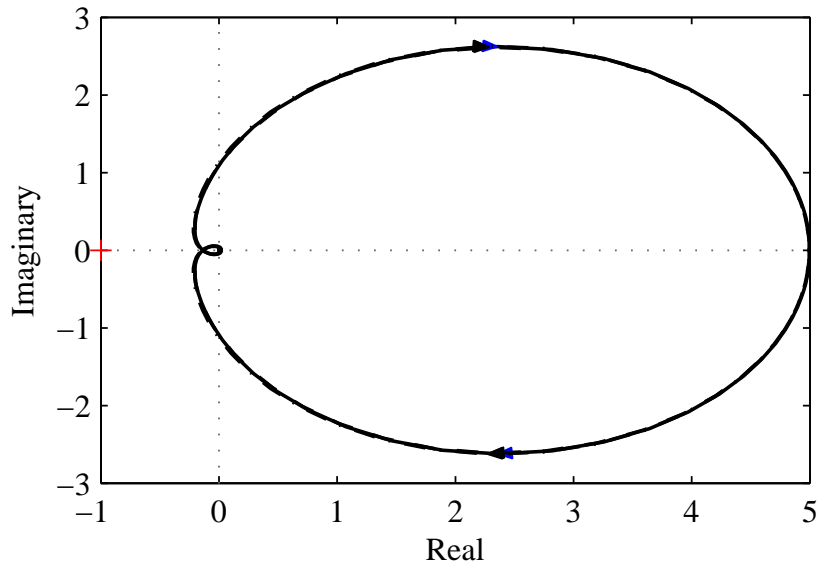


Fig. 2.5 推定プラントモデル  $\hat{P}(s)$  の極と零点の位置関係

( $\times$  : 極,  $\circ$  : 零点)



単位ステップ応答の比較



ナイキスト線図の比較

Fig. 2.6 真のモデル  $P(s)$  と推定プラントモデル  $\hat{P}(s)$  および  $\hat{P}'(s)$  の比較

実線：真のモデル，破線：推定プラントモデル (低次数化前)，

一点鎖線：推定プラントモデル (低次数化後)

## 2.11 システム同定に必要なサンプル数の検証

本節は、推定プラントモデル  $\hat{P}(s)$  の算出に必要な閉ループ応答  $\hat{g}_{cl}(t)$  のサンプル数を示す。2.10 節と同様に、真のモデルは、

$$P(s) = \frac{5.0}{1000.0s + 1} e^{-50.0s}$$

を用いる。サンプル数の検証は、最適なタイムスケールングファクタ  $p$  の探索結果を用いる。いま、サンプル数を  $n_{smp}$  とする。閉ループ応答のサンプルは、時刻  $t = 0$  から整定時間  $t = 2000$  において、 $t_{smp}$  ごとに閉ループ応答データを保存する。ただし、 $t_{smp}$  は、

$$t_{smp} = \frac{2000}{n_{smp} - 1} \quad (2.68)$$

である。タイムスケールングファクタ  $p$  の真値はサンプル数  $n_{smp}$  を 10000 としたときの値  $p = 1.5756 \times 10^{-2}$  とする。Fig. 2.7 にサンプル数  $n_{smp}$  と最適なタイムスケールングファクタ  $p$  の関係を示す。サンプル数  $n_{smp}$  が 120 以上のとき、最適なタイムスケールングファクタ  $p$  が真値の  $p = 1.5756 \times 10^{-2}$  へ収束した。また、Fig. 2.8 にサンプル数  $n_{smp}$  が 40、

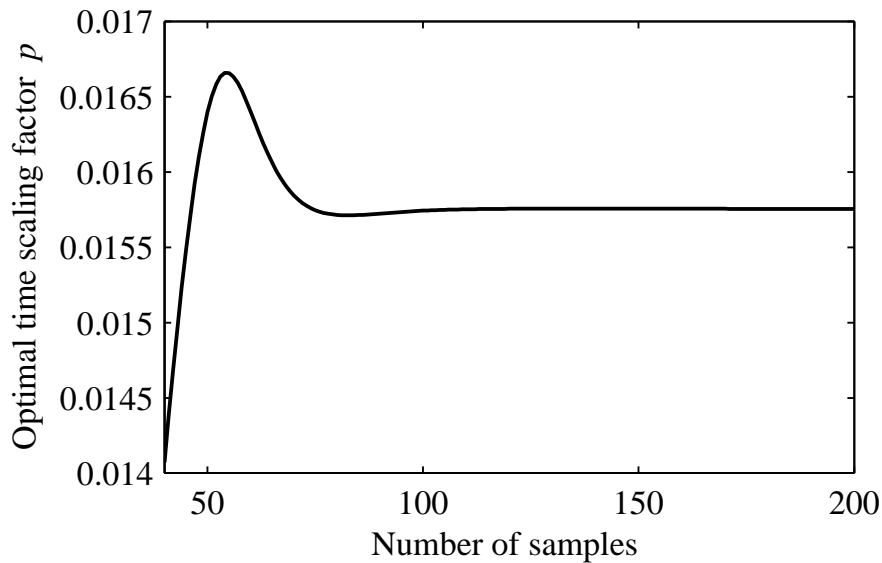
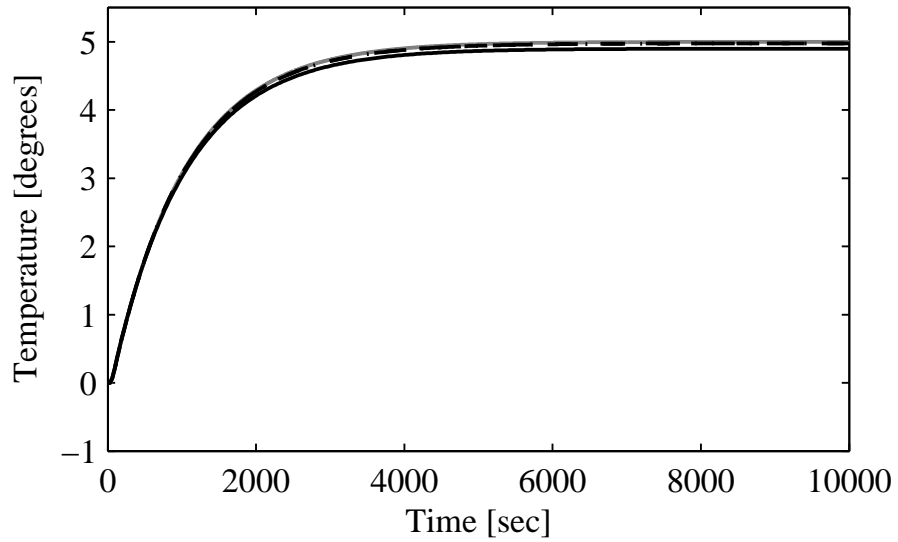
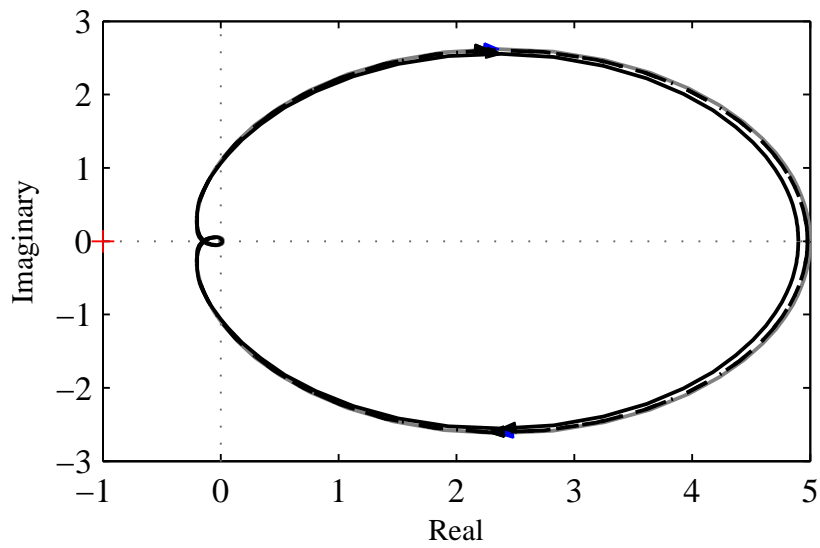


Fig. 2.7 閉ループ応答のサンプル数と最適なタイムスケールングファクタ  $p$  の関係

120, 10000 のときの推定プラントモデルの単位ステップ応答とナイキスト線図の比較を示す。タイムスケールリングファクタ  $p$  が真値へ収束する  $n_{smp} = 120$  における推定プラントモデルの特性は、サンプル数が  $n_{smp} = 10000$  の場合や真のモデルと一致している。以上より、提案法においてシステム同定に必要な閉ループ応答のサンプル数は 120 以上となる。本検証において、サンプル数  $n_{smp}$  が 120 のとき、データをサンプルする周期  $t_{smp}$  は約 16.8 秒である。汎用調節計の制御周期は数百 ms であるため、閉ループ応答のサンプル数を 120 個以上とすることは容易であり、提案法の適用が可能である。



単位ステップ応答の比較



ナイキスト線図の比較

Fig. 2.8 閉ループ応答データのサンプル数に対する推定プラントモデルの比較

灰色の実線：真のモデル，黒色の実線：サンプル数 40 個，

黒色の破線：サンプル数 120 個，黒色の一点鎖線：サンプル数 10000 個



## 第3章

# シミュレーションによるプロセスモデルの適用範囲

### 3.1 シミュレーションの種類と条件

本章は、ラゲール関数による高次システム同定法の有効性を検証するためシミュレーションについて述べる。Skogestad のベンチマークモデル[75]を用いて、以下の検証を行った。

- 1) ノイズや外乱に乱された閉ループ応答を基にしたプラントモデルの同定
- 2) ラゲール関数およびラゲール係数の行列表現による演算速度の検証

Table 3.1 にプラントモデル、PI パラメータ、整定時間  $T_m$  を示す。むだ時間  $e^{-Ls}$  は Pade 近似の 10 次を用いた。PI パラメータは 2.6 節の調整則にしたがい、 $\zeta = 1.0$  とした。また、サンプリングタイム  $\Delta t$  は 0.5 sec、目標値は  $y_{sp} = 1.0$ 、初期値は  $g_0 = 0.0$  である。ラゲールモデルの次数は 7 次に固定した。

Table 3.1 Skogestad のベンチマークモデル, PI パラメータ, および整定時間

Case	Process model $P(s)$	$k_p$	$T_i$	$T_m$
E1				
i	$\frac{1}{10000s+1}e^{-10s}$	250.0	10000.0	400.0
ii	$\frac{1}{1000s+1}e^{-10s}$	25.0	1000.0	400.0
iii	$\frac{1}{100s+1}e^{-10s}$	2.5	100.0	400.0
iv	$\frac{1}{10s+1}e^{-10s}$	0.25	10.0	400.0
E2	$\frac{1}{(10s+1)^3}e^{-5s}$	0.19	15.0	800.0
E3	$\frac{1}{(2s+1)^{10}}$	0.08	5.0	600.0
E4	$\frac{1}{(20s+1)(16s+1)(2s+1)^3}e^{-10s}$	0.35	28.0	800.0
E5	$\frac{(-3s+1)(0.8s+1)}{(20s+1)(10s+1)(4s+1)(2s+1)(0.5s+1)^3}$	0.42	25.0	600.0

## 3.2 ノイズや外乱に乱された閉ループ応答を基にしたプラントモデルの同定

高周波ノイズおよび低周波外乱に乱された閉ループ操業データからプラントモデルを推定する。高周波ノイズおよび低周波外乱は、周波数レンジを  $(0.4\pi, 0.8\pi)$ ,  $(0.0, 0.05\pi)$  とするバンドパスフィルタに白色ノイズを通したものをを用いた。一例として、Fig. 3.1 に高周波ノイズの作成に利用したバンドパスフィルタのボード線図を示す。

推定プラントモデルの検証は、ステップ応答の比較、ナイキスト線図の比較、および閉ループ応答の IAE(Integral of Absolute Error) の比較を用いた。IAE の積分範囲は  $0.0 \leq t \leq 2000.0$  である。プラントモデルの推定結果を Table 3.2, IAE の比較を Table 3.3 に示す。定常ゲインは、全て誤差 1% 以内で推定できている。いずれの結果も、推定モデルは 3 次のモデルに低次数化できた。IAE の値は、ノイズを付加した場合、外乱を付加した場合共に真のモデルと一致した。Fig. 3.2~Fig. 3.17 に、ラゲールモデルの推定結果およ

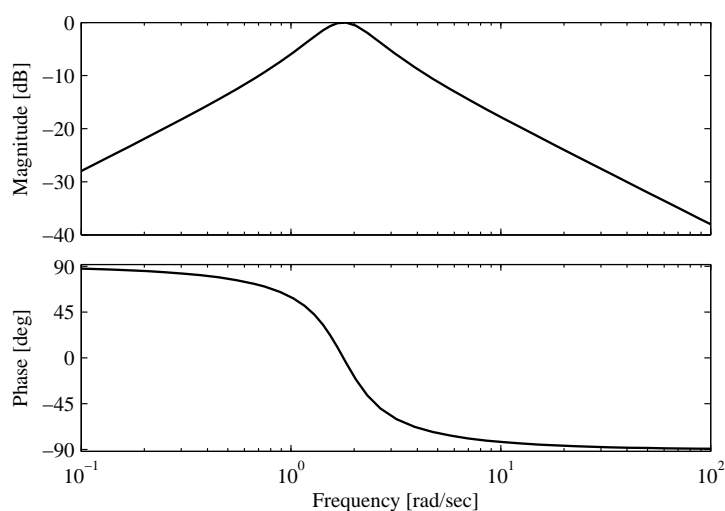


Fig. 3.1 高周波ノイズの作成に利用したバンドパスフィルタのボード線図

び真のモデルと推定プラントモデルの比較を示す。Fig. 3.2, 3.4, 3.6, 3.8 が酷似しているのは、むだ時間が等しい一次遅れ+むだ時間系に 2.6 節の調整則を適用した場合、閉ループ特性が酷似するためである。プラントモデルの推定結果について、詳細をモデル E1-i から順に述べる。

モデル E1-i~iv は熱系プロセスに代表される一次遅れ+むだ時間系である。正規むだ時間（むだ時間と時定数の比）は 0.001~1.0 である。Fig. 3.3, 3.5, 3.7 に示すモデル E1-i~iii の単位ステップ応答とナイキスト線図の比較において、真のモデルと推定プラントモデルの時間領域および周波数領域における特性が一致している。これより、ノイズや外乱を含む閉ループ応答から制御対象の高次モデルが正確に抽出できていることがわかる。一方、Fig. 3.3 に示すモデル E1-iv における単位ステップ応答とナイキスト線図の比較は過渡特性の立ち上がり時や高周波領域で波形に差がみられる。しかし、真のモデルの 10 秒付近で見られる変曲点で推定モデルの応答波形が交わり、立ち上がり時間も真のモデルと一致している。また、ナイキスト線図においても、低周波領域では真のモデルと波形が一致している。すなわち正規むだ時間が 1.0 となる高次モデルを 3 次のモデルで推定しているため、立ち上がり時の変曲点および立ち上がり時間が一致していれば十分信頼できるといえる。

モデル E2 は高次系+むだ時間であり，モデル E3 が高次系である．Fig. 3.11, 3.13 もモデル E1-iv の場合と同様に，過渡応答と高周波領域の波形に差が見られるが，こちらも高次モデルを3次のモデルで推定していることを考慮すると，十分信頼できるモデルであると言える．一方，モデル E4 も高次モデルであるが，Fig. 3.15 のステップ応答をナイキスト線図が真のモデルと一致している．モデル E4 は高次モデルであるが，三つの異なる時定数を有している．このとき，最も支配的となるのは  $20s + 1$  の項となる．したがって，モデル E4 は E2 および E3 よりも比較的到低次モデルに近い特性のモデルであると考えられ，推定プラントモデルの特性がモデル E2 や E3 よりも再現されたのだと考察される．

モデル E5 は最小位相系を含む高次系である．Fig. 3.17 より，最小位相系を含むモデルにおいても，推定プラントモデルの特性が真のモデルと一致している．これより，提案法がラゲール関数の正規直交性を利用してしていることから，予めモデルの種類を決定し，各パラメータを同定する手法よりも有効な手法であることが示された．

以上の結果をまとめると，提案法の特長は，

- ・ 正規むだ時間は 0.001～1.0 の広範囲に適用できる
- ・ 高次系のモデルの特性が再現できる
- ・ 最小位相系のモデルも推定できる

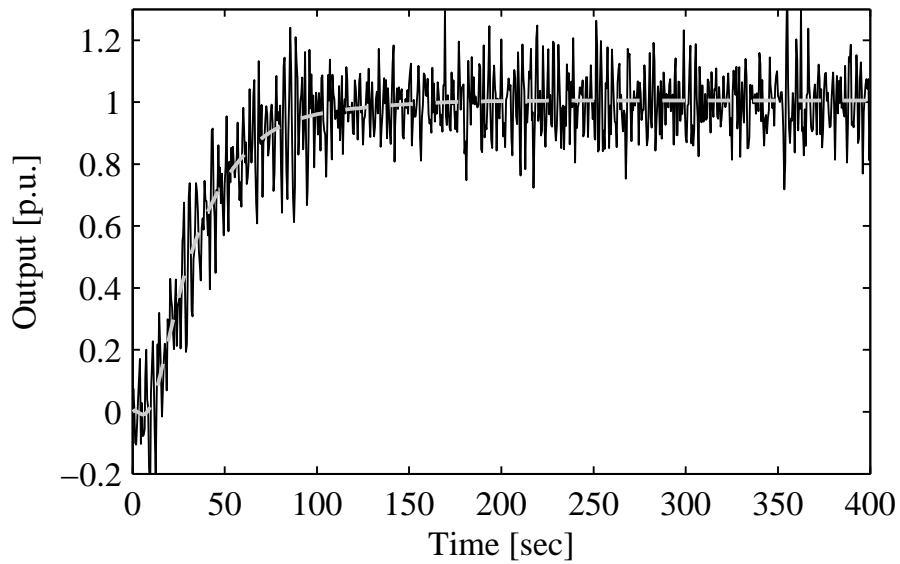
の3点となる．以上より，提案法は一般的な熱系プラントに適用可能であることが示された．

Table 3.2 推定プロセスモデル  $\hat{P}'(s)$

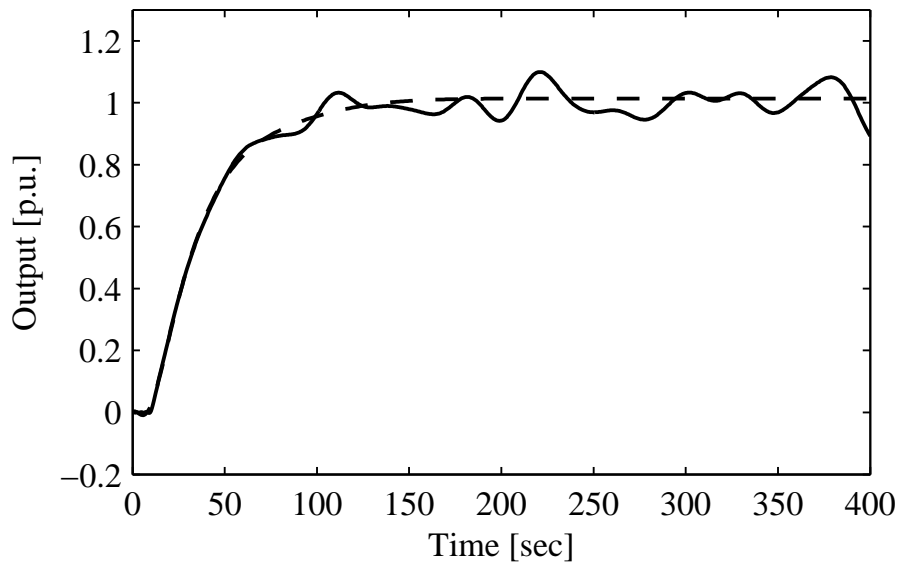
Case	Estimated model $\hat{P}'(s)$	
	Noise Case	Disturbance Case
E1		
i	$\frac{5.194s^2-4.166s+1.0050}{1.85 \times 10^5 s^3+6.778 \times 10^4 s^2+1.001 \times 10^4 s+1}$	$\frac{5.004s^2-4.126s+0.9943}{1.557 \times 10^5 s^3+6.385 \times 10^4 s^2+1.001 \times 10^4 s+1}$
ii	$\frac{5.195s^2-4.167s+1.005}{1.85 \times 10^4 s^3+6795s^2+1007s+1}$	$\frac{2.036e004s^3+7106s^2+1007s+1}{2.036 \times 10^4 s^3+7106s^2+1007s+1}$
iii	$\frac{5.203s^2-4.173s+1.0060}{1849.0s^3+695.8s^2+106.8s+1}$	$\frac{4.934s^2-4.108s+0.9928}{1374.0s^3+625.2s^2+106.1s+1}$
iv	$\frac{5.184s^2-4.164s+1.0050}{182.7s^3+85.48s^2+16.72s+1}$	$\frac{4.936s^2-4.072s+0.9883}{179.6s^3+84.72s^2+16.68s+1}$
E2	$\frac{6.263s^2-4.234s+1.017}{1279.0s^3+324.1s^2+30.92s+1}$	$\frac{3.747s^2-3.533s+1.004}{1610.0s^3+370.5s^2+32.55s+1}$
E3	$\frac{8.325s^2-5.05s+1.010}{235.8s^3+103.1s^2+16.19s+1}$	$\frac{8.762s^2-5.20s+1.004}{195.0s^3+90.43s^2+15.28s+1}$
E4	$\frac{11.68s^2-6.165s+1.014}{2638.0s^3+549.5s^2+44.27s+1}$	$\frac{12.80s^2-6.241s+0.9925}{2657.0s^3+543.3s^2+44.01s+1}$
E5	$\frac{6.101s^2-4.979s+1.019}{1250.0s^3+346.9s^2+36.88s+1}$	$\frac{4.923s^2-4.530s+0.9981}{1068.0s^3+323.1s^2+36.22s+1}$

Table 3.3 IAE の比較

Case	IAE		
	True model	Noise Case	Disturbance Case
E1			
i	39.9992	39.8147	40.2362
ii	39.9985	39.8057	40.4402
iii	40.0000	39.7544	40.2889
iv	40.0000	39.8107	40.4753
E2	78.9474	77.6080	78.6396
E3	62.5000	61.8917	62.2539
E4	80.0000	78.9047	80.6055
E5	59.5238	58.3900	59.6360

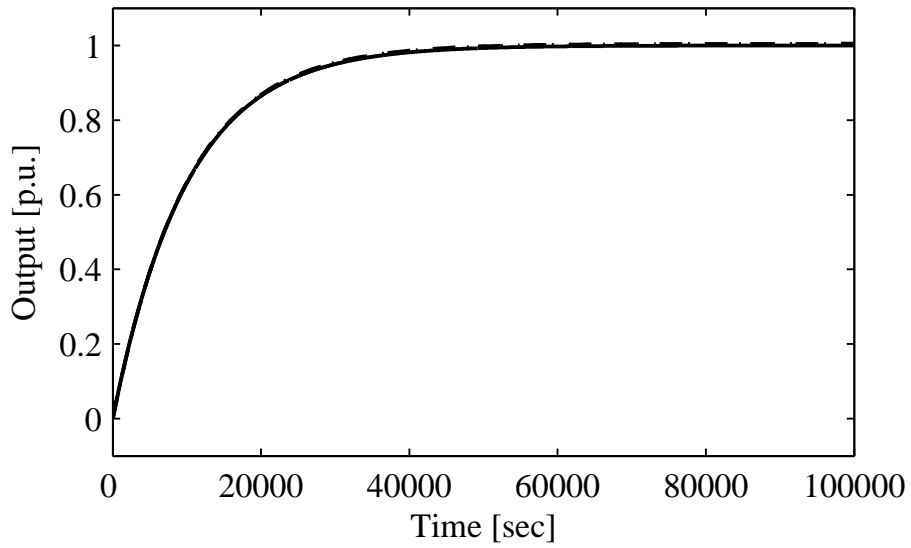


高周波ノイズを付加

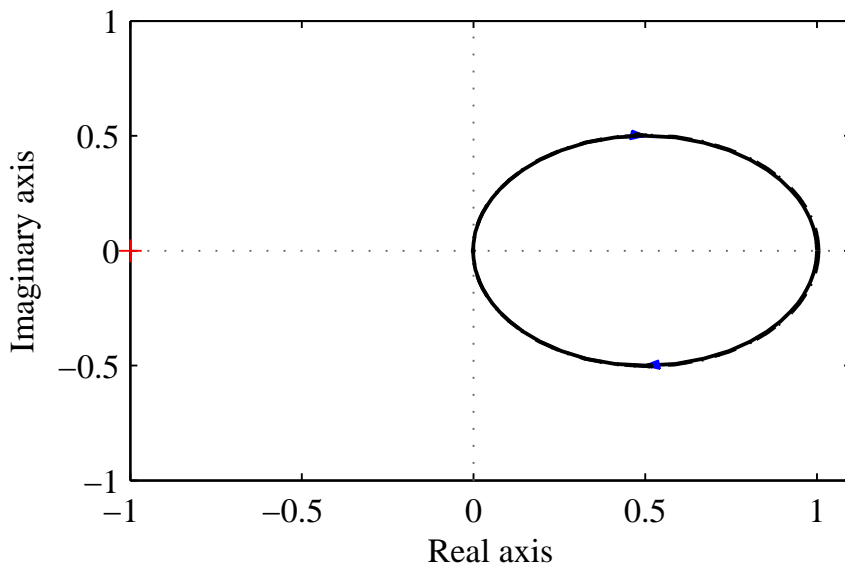


低周波外乱を付加

Fig. 3.2 E1-i におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)



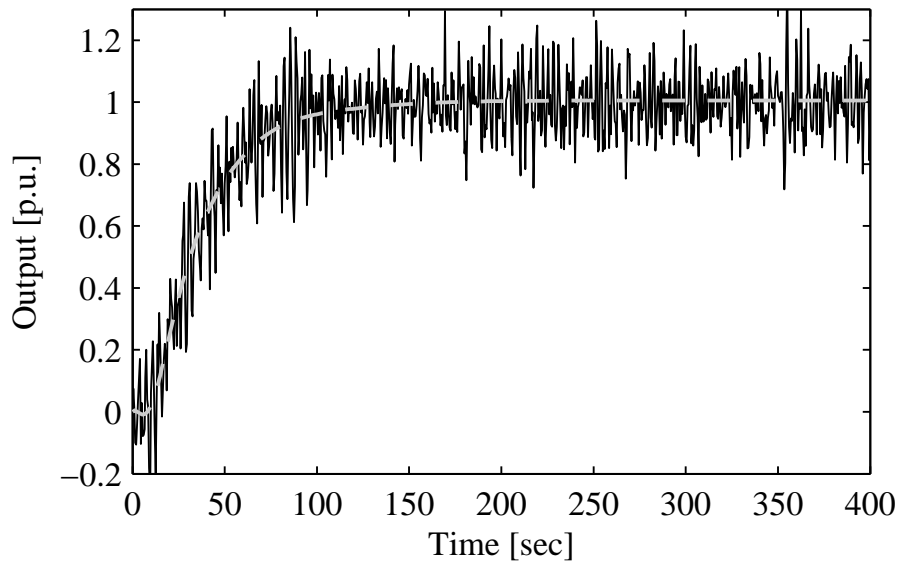
単位ステップ応答の比較



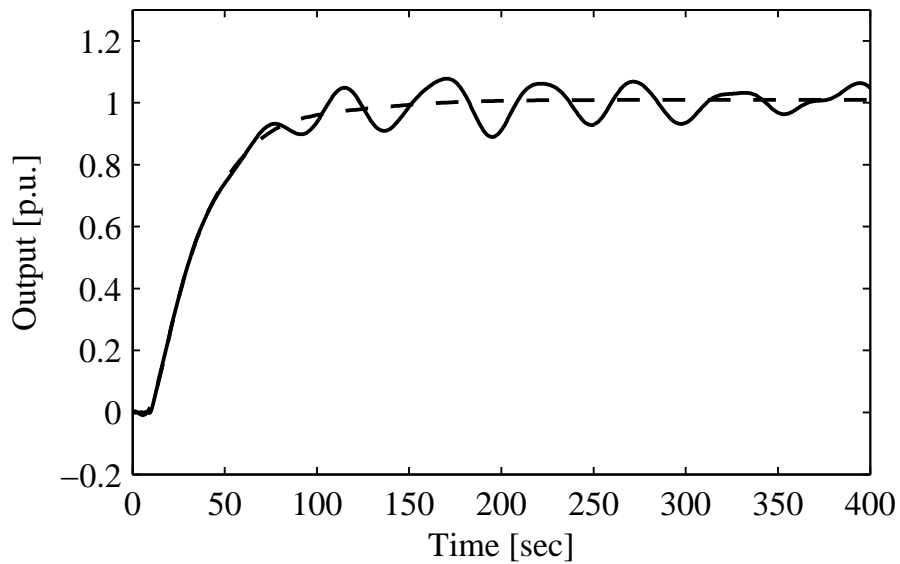
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.3 E1-i における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)



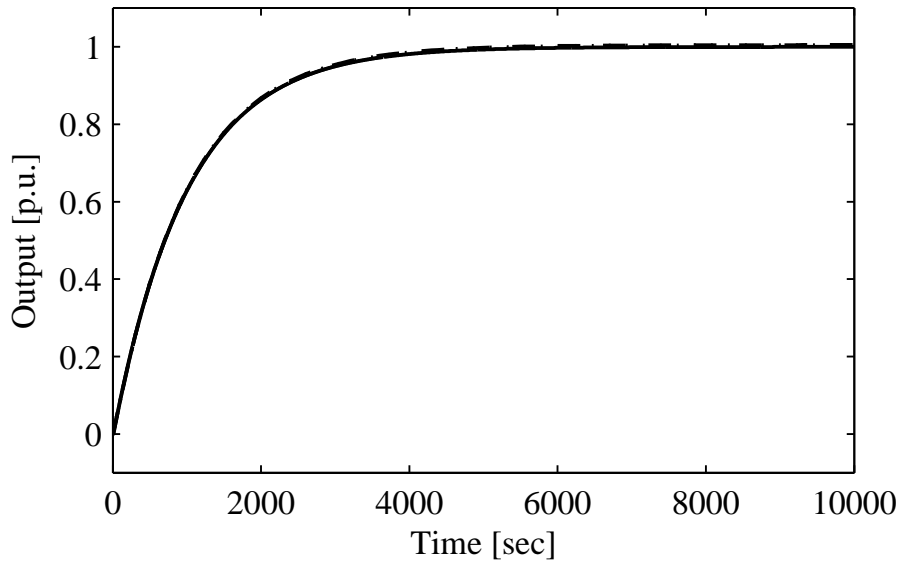
高周波ノイズを付加



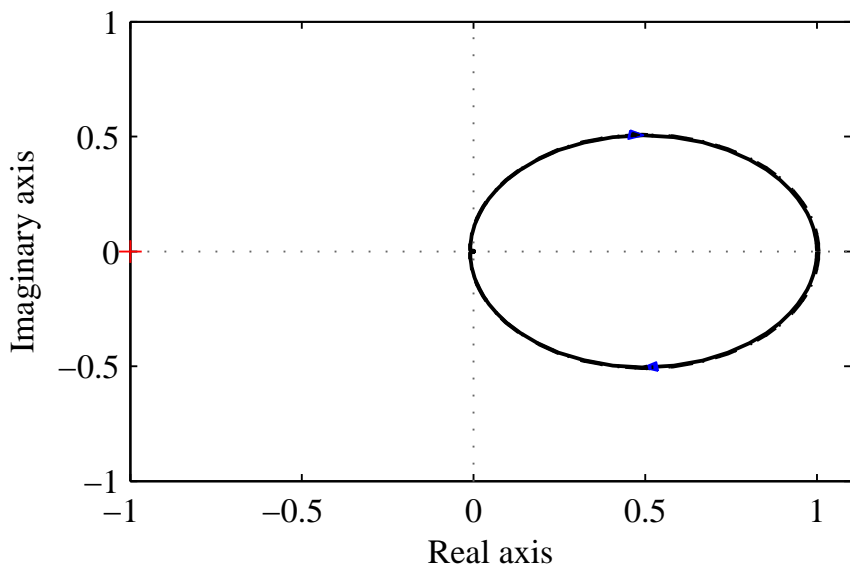
低周波外乱を付加

Fig. 3.4 E1-ii におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)





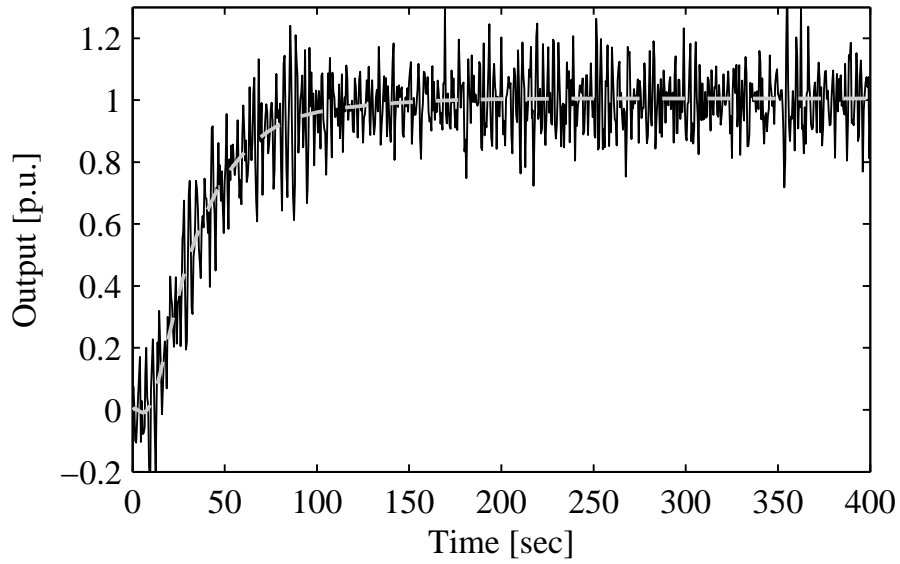
単位ステップ応答の比較



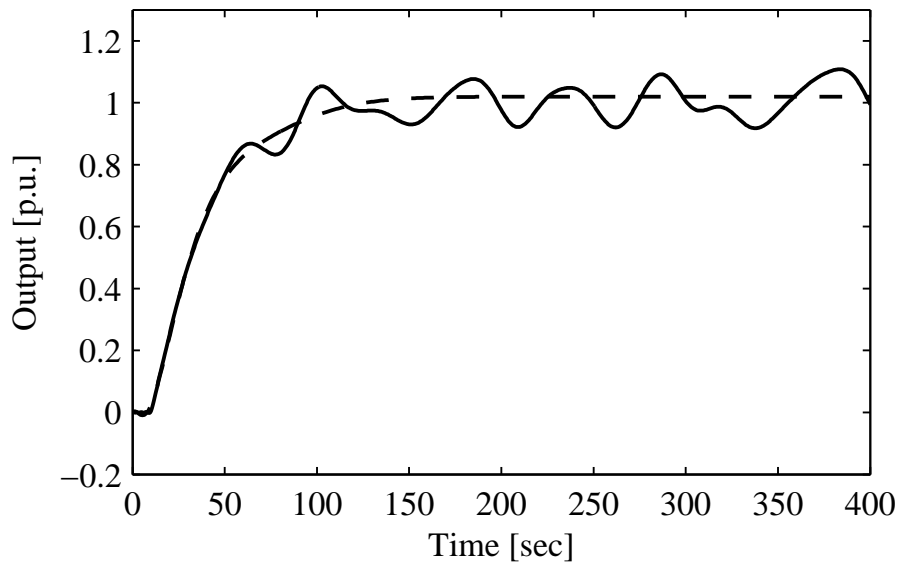
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.5 E1-ii における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)

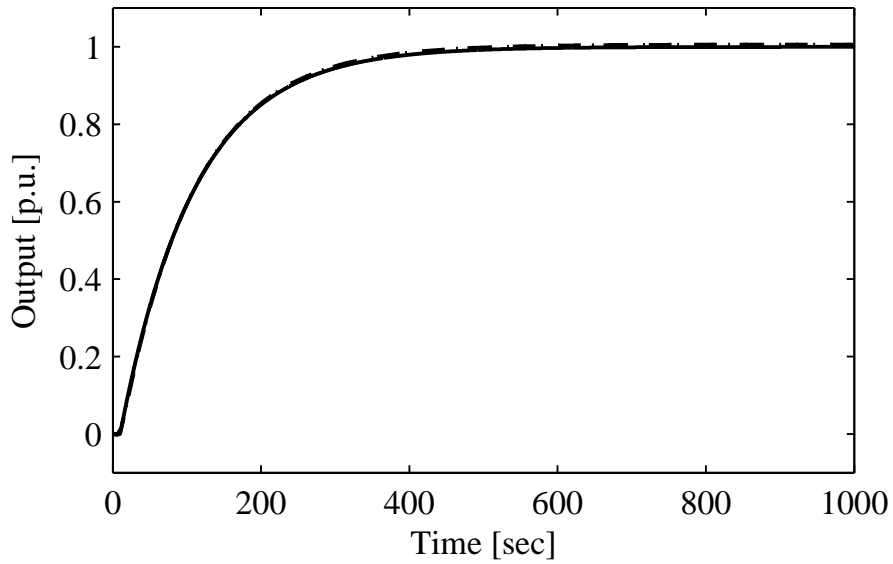


高周波ノイズを付加

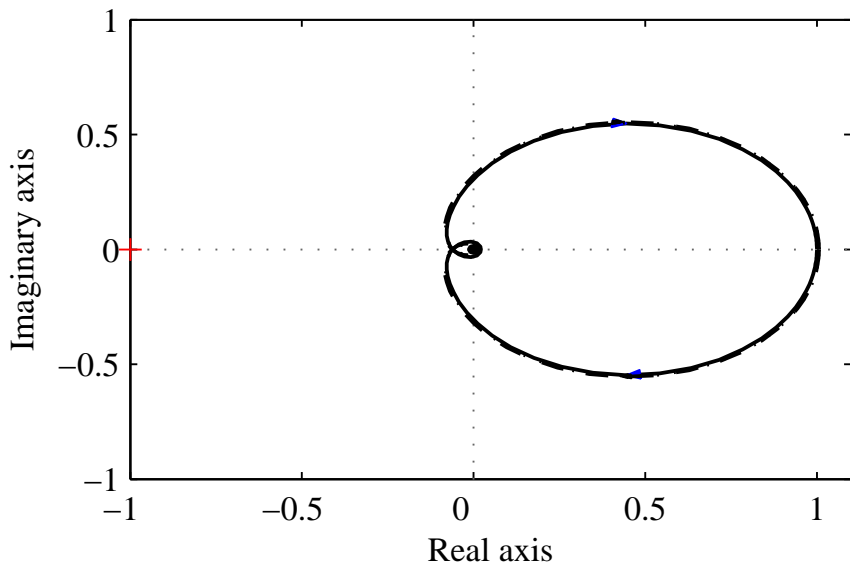


低周波外乱を付加

Fig. 3.6 E1-iii におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)



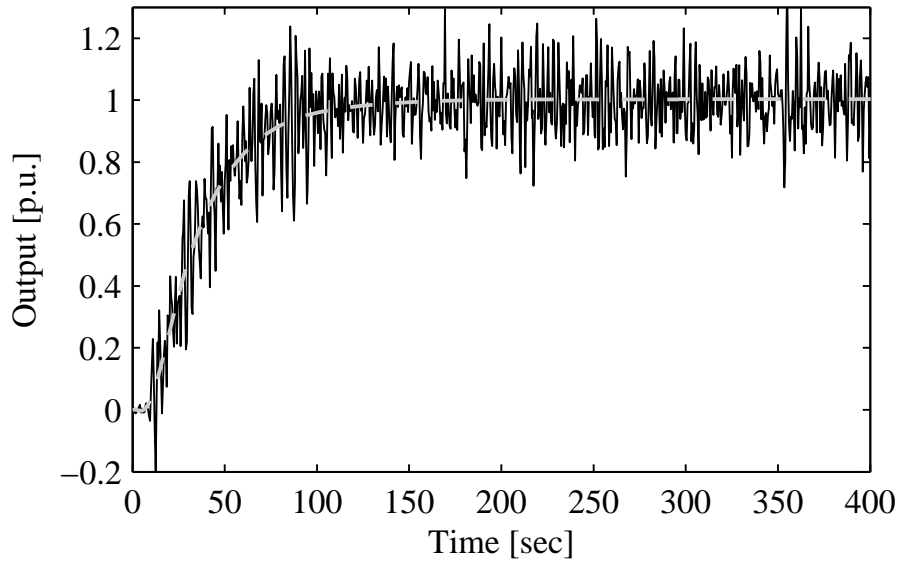
単位ステップ応答の比較



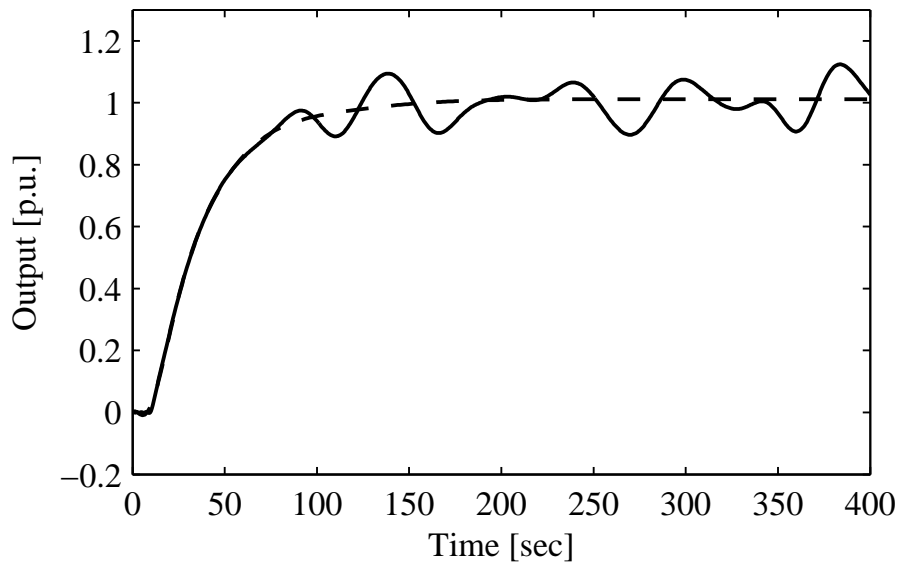
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.7 E1-iii における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)

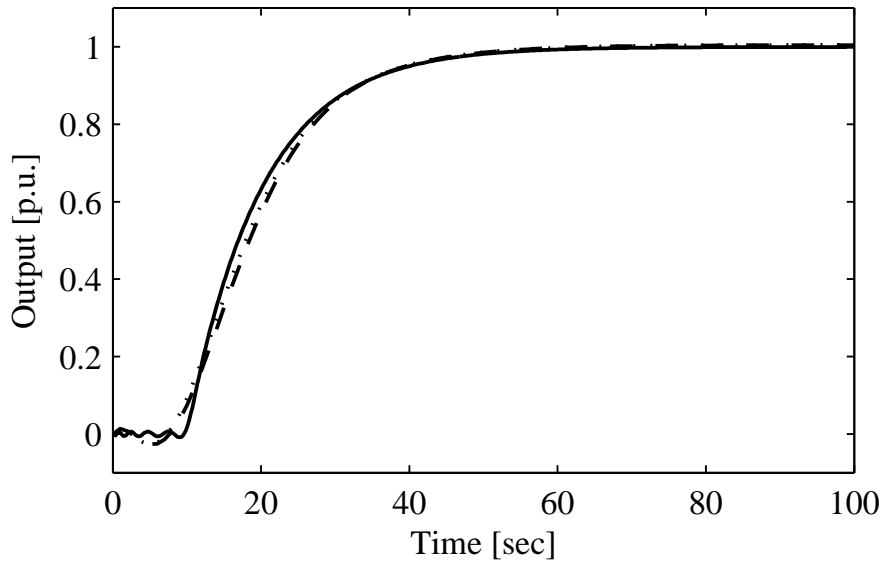


高周波ノイズを付加

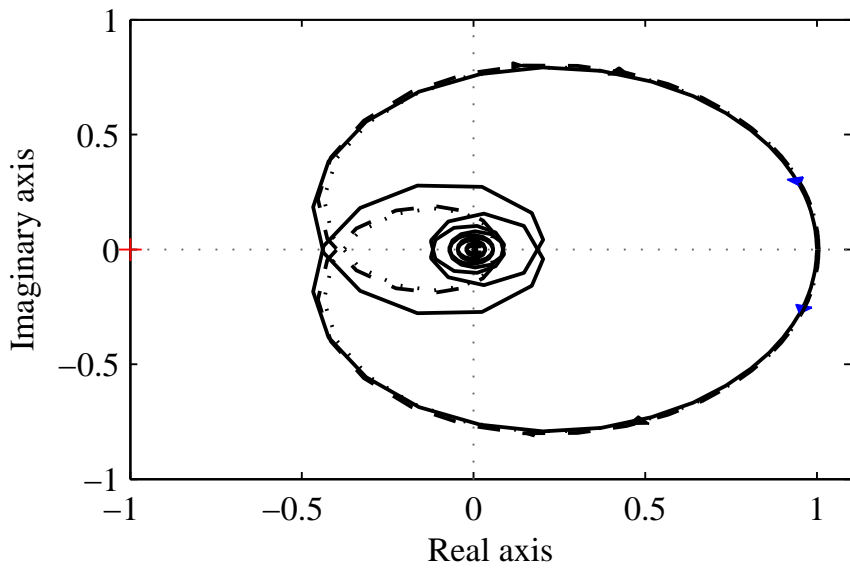


低周波外乱を付加

Fig. 3.8 E1-iv におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)



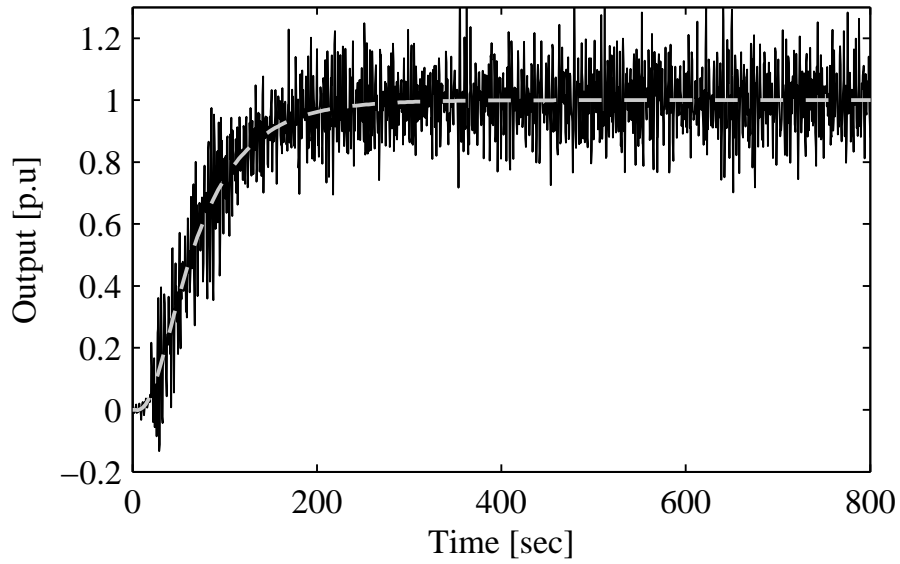
単位ステップ応答の比較



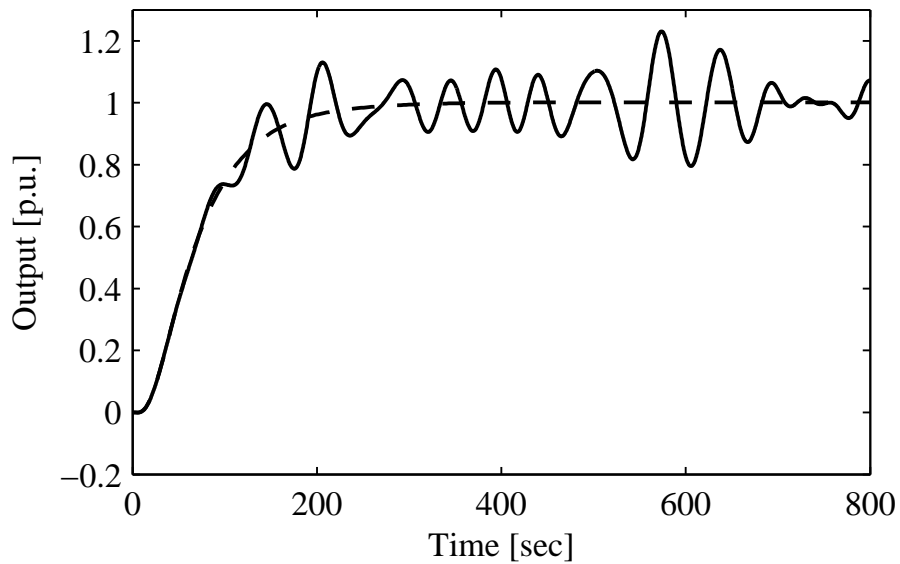
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.9 E1-iv における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)

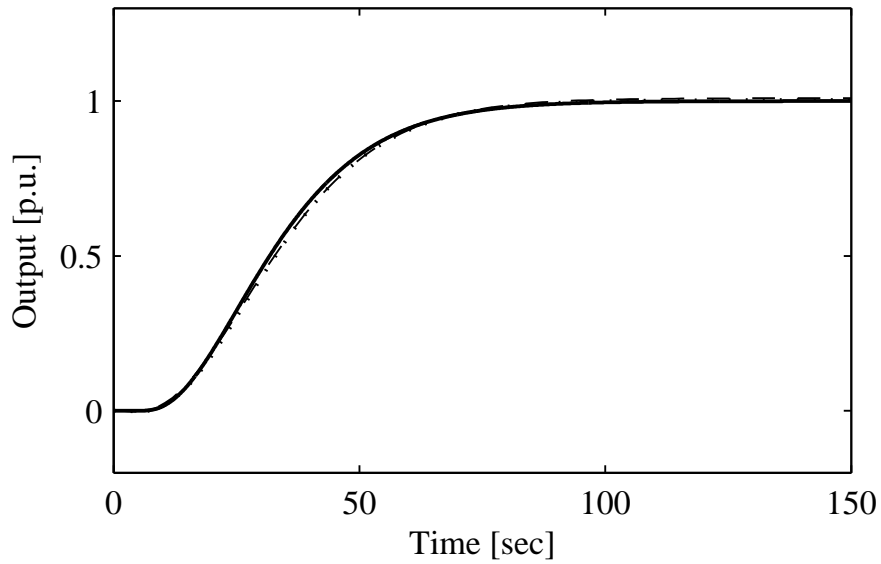


高周波ノイズを付加

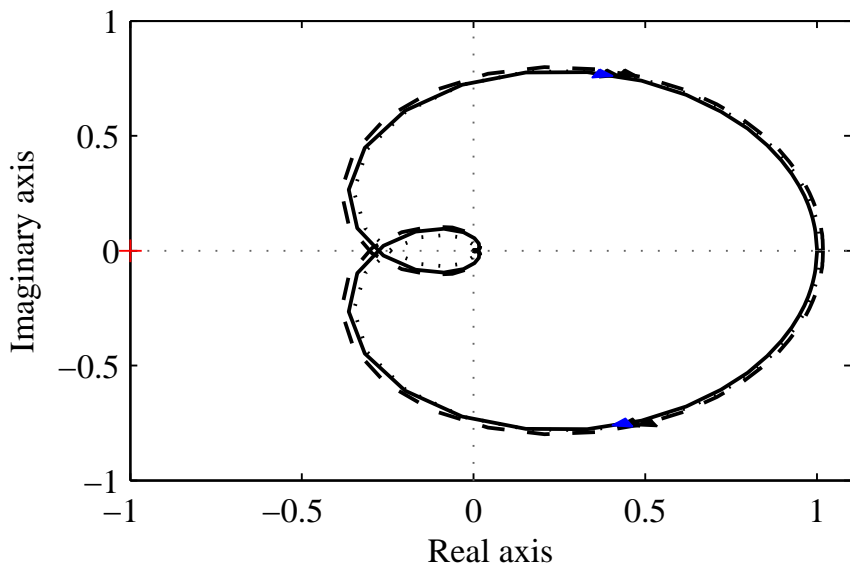


低周波外乱を付加

Fig. 3.10 E2 におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)



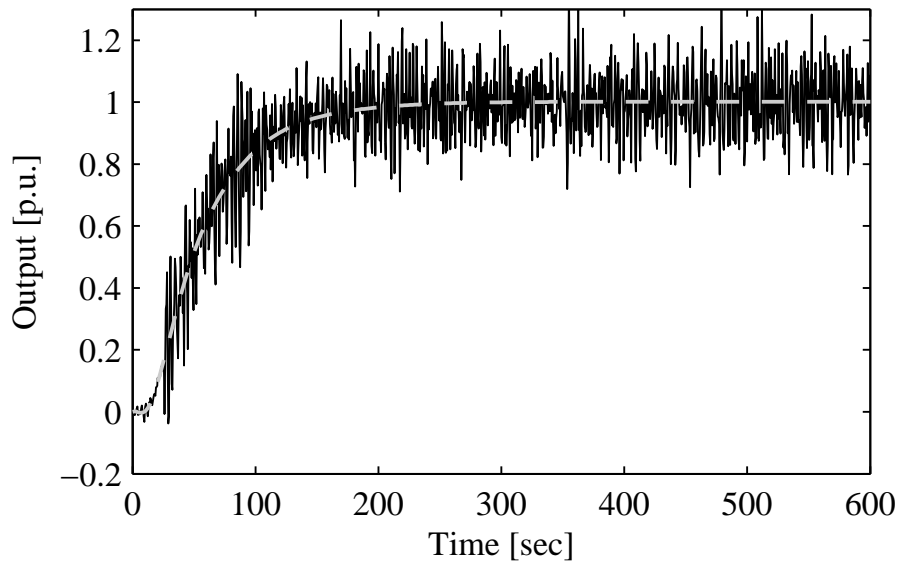
単位ステップ応答の比較



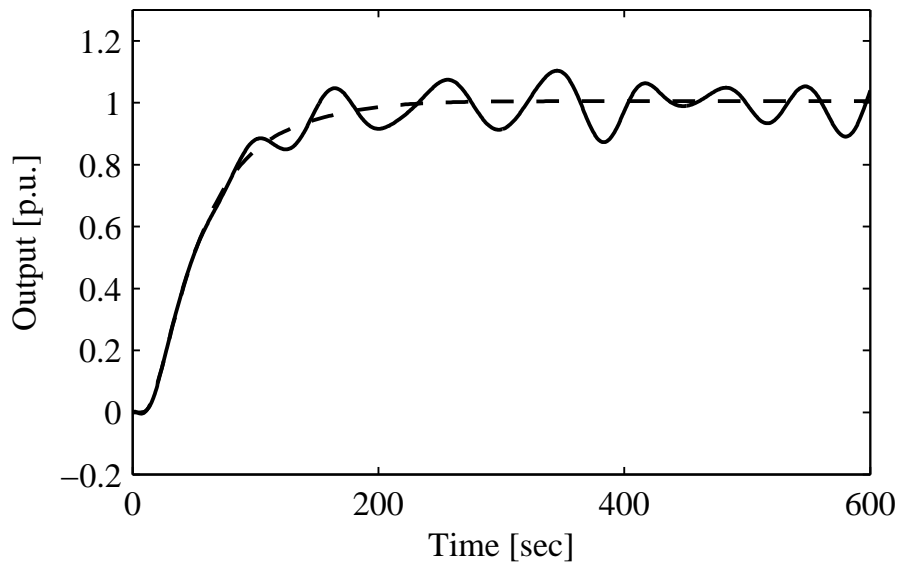
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.11 E2 における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)



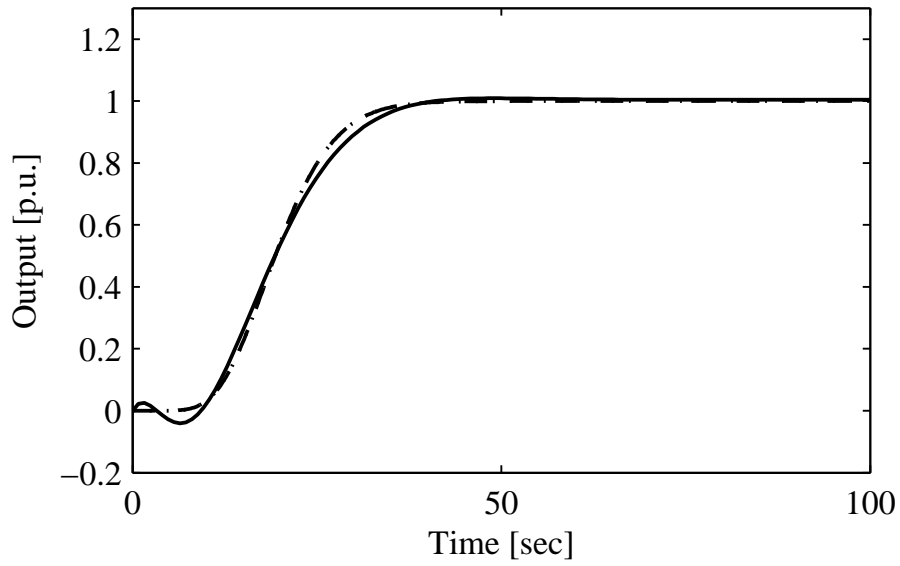
高周波ノイズを付加



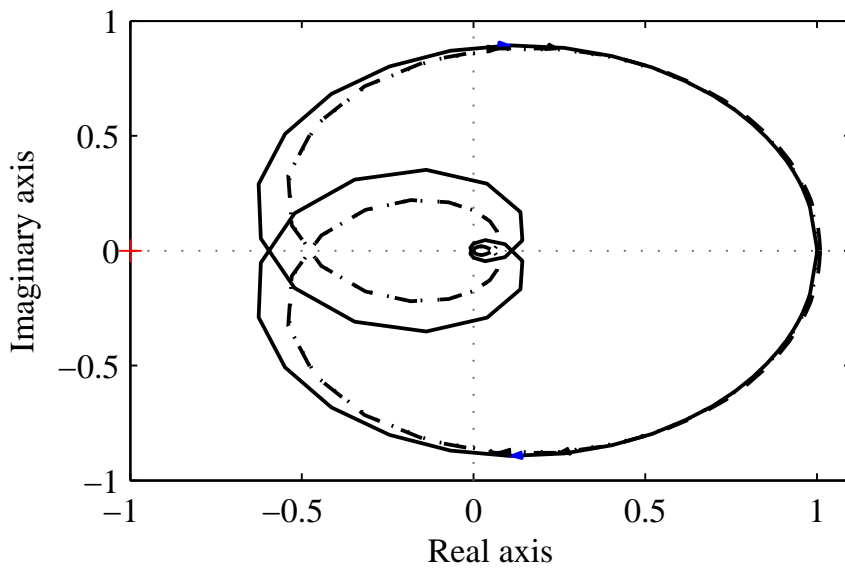
低周波外乱を付加

Fig. 3.12 E3 におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)





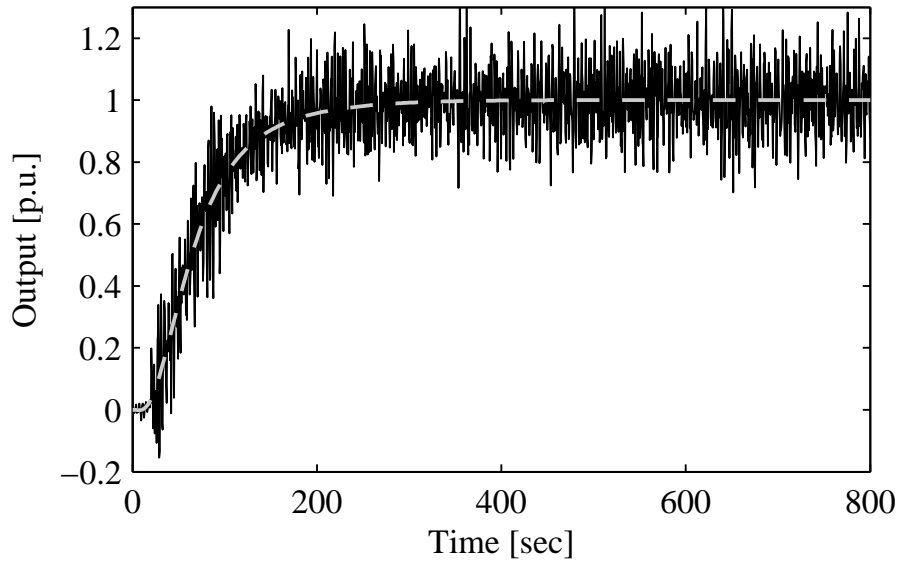
単位ステップ応答の比較



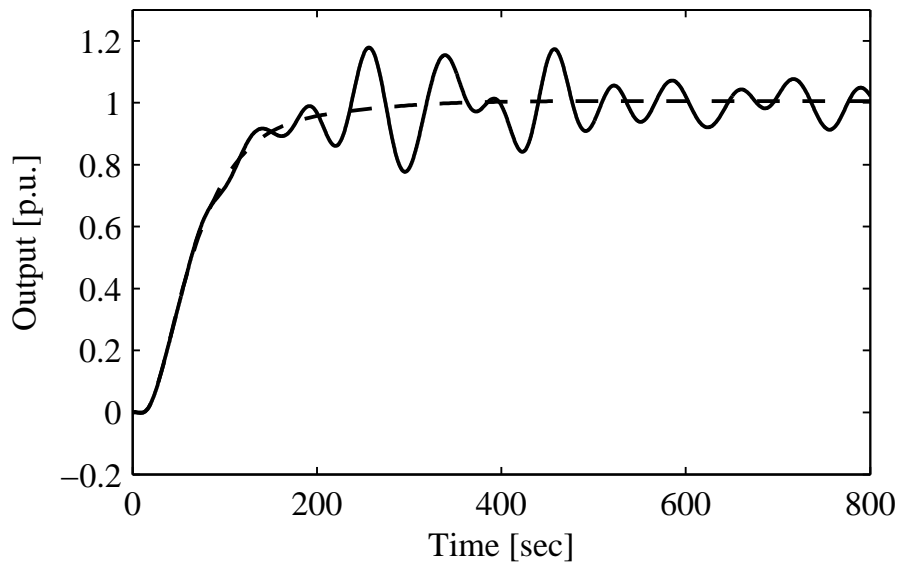
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.13 E3 における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)

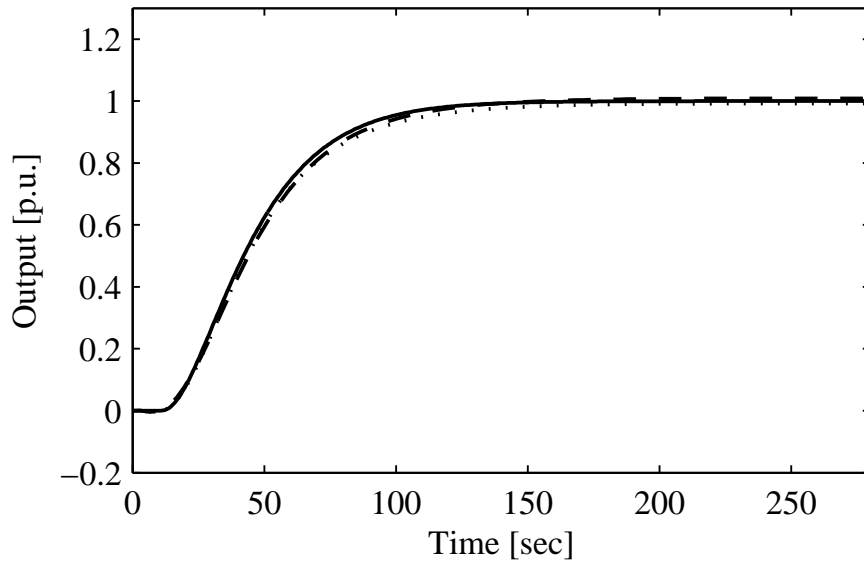


高周波ノイズを付加

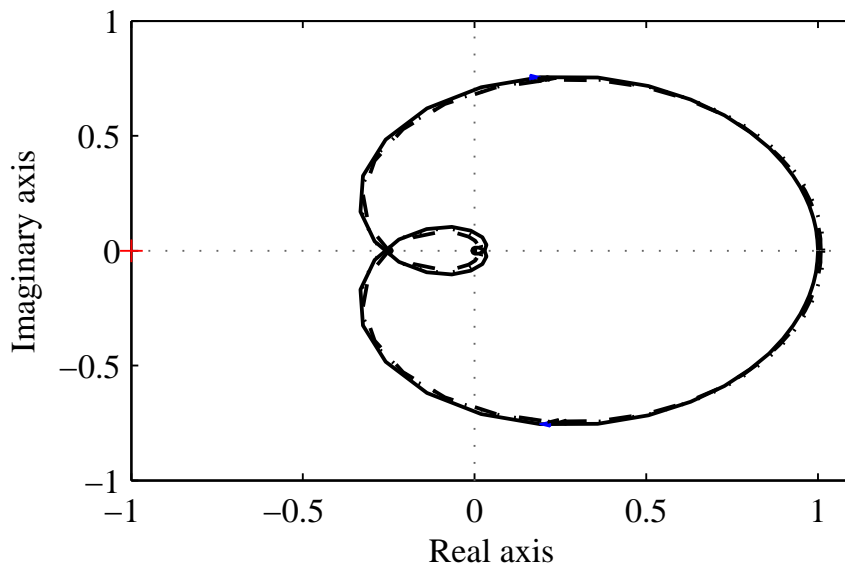


低周波外乱を付加

Fig. 3.14 E4 におけるラゲールモデルの推定結果  
 (実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)



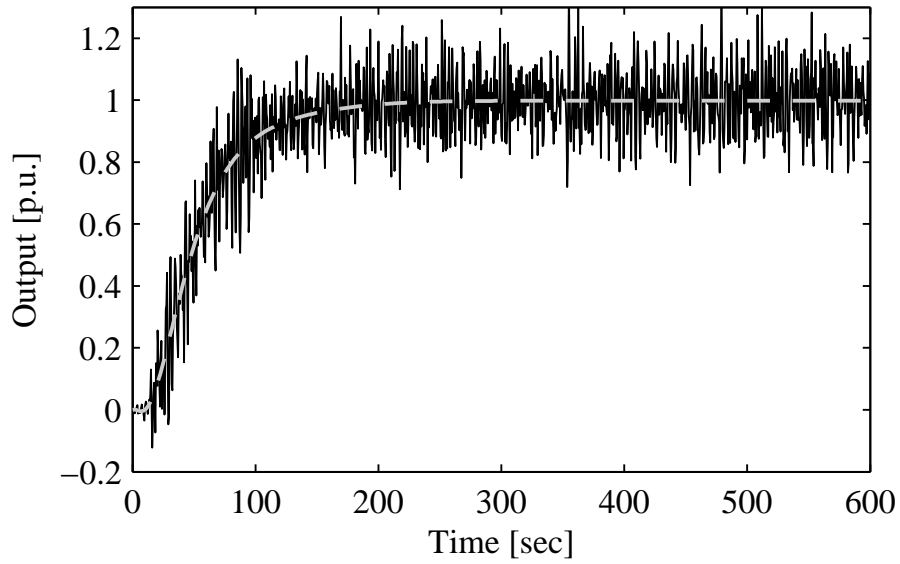
単位ステップ応答の比較



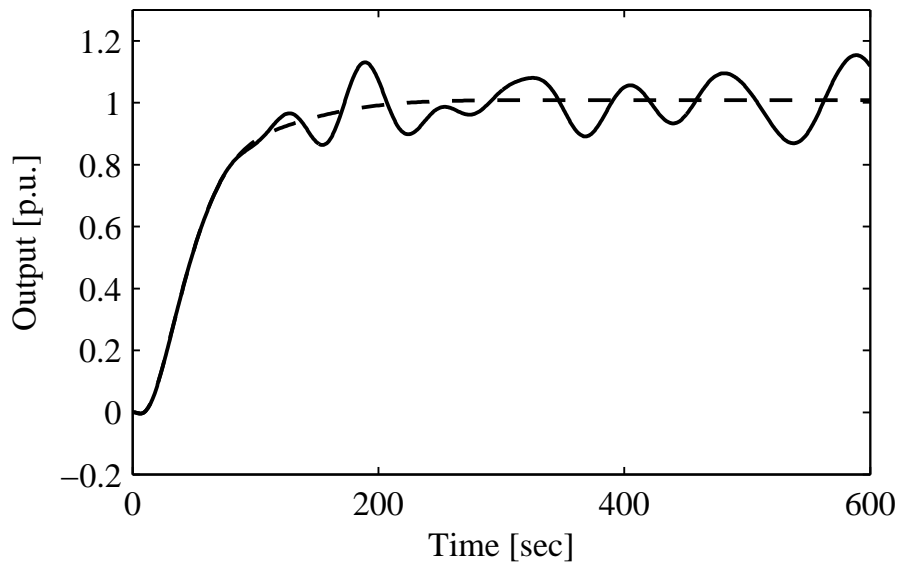
ナイキスト線図の比較

Fig. 3.15 E4 における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)

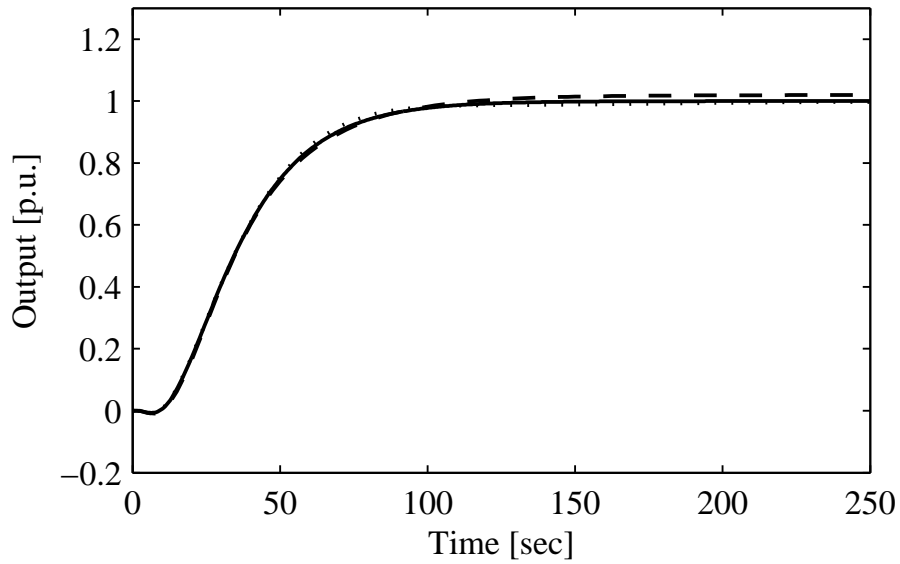


高周波ノイズを付加

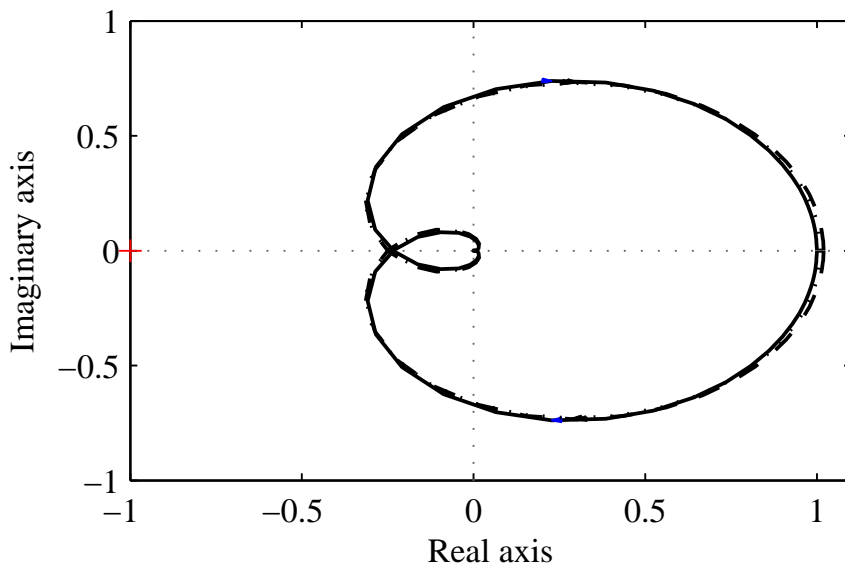


低周波外乱を付加

Fig. 3.16 E5 におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 閉ループ応答, 破線: ラゲールモデルによる応答)



単位ステップ応答の比較



ナイキスト線図の比較

Fig. 3.17 E5 における推定プロセスモデルの諸特性の比較

実線: 真のモデル, 破線: 推定モデル (ノイズ付加時), 点線: 推定モデル (外乱付加時)

### 3.3 ラゲール関数およびラゲール係数の行列表現による演算時間の検証

2.7節で述べたラゲール関数およびラゲール係数の行列表現を使用した場合と、使用しない場合で5回ずつシミュレーションを行い、タイムスケーリングファクタ  $p$  およびラゲール係数の算出に要した時間の平均値を比較する。タイムスケーリングファクタ  $p$  およびラゲール係数  $c_i$  の算出に要した時間を Table 3.4 に示す。各シミュレーションにおいて、ラゲール多項式の行列表現を使用した場合は、使用していない場合に対して演算時間を 77% 短縮できている。これより、演算速度が改善されていることがわかる。

Table 3.4 プラントモデルの抽出に要する演算時間の比較

Case	Noise Case		Disturbance Case	
	Normal Case	Matrix Case	Normal Case	Matrix Case
E1				
i	5.95	1.35	5.95	1.35
ii	5.94	1.35	5.94	1.35
iii	5.94	1.35	5.94	1.35
iv	5.94	1.35	5.94	1.35
E2	12.20	2.77	12.20	2.78
E3	8.98	2.11	8.98	2.10
E4	12.10	2.77	12.10	2.77
E5	10.82	2.51	10.82	2.51

## 第 4 章

# 温度制御装置による実機検証

### 4.1 実験装置の概要および実験条件

温度制御装置を用いて提案法の有効性を検証した。本論文は以下の 2 種類の検証を行った。

- (1) 温度制御装置における閉ループ応答からのシステム同定
- (2) 低周波外乱を付加させた温度制御装置の閉ループ応答からのシステム同定

また、実験 (2) において、提案法が高次のモデルを利用することで、一般に利用される一次遅れ+むだ時間で同定するよりも過渡特性のモデル化が改善されていることも併せて示す。

実験装置は、アルミの角バレルからなる 1 入出力系の温度制御装置である。アルミの角バレルは 2 種類を使用し、プラント 1, プラント 2 とする。実験 (1) はプラント 1, 2 で行い、実験 (2) はプラント 2 のみで行った。実験機の構成を Fig. 4.1 に示す。Table 4.1 に A/D および PI/O と実験装置の仕様を示す。外乱を印加する場合は冷却ファンにより時刻 0 からランダムに印加する。プラントの真のモデルは一次遅れ+むだ時間系とし、開ループのステップ応答試験を基に最小二乗法を用いてシステム同定した。各プラントのステップ応答は Fig. 4.4, 4.6 の実線である。ただし、プラント 1 の入力 は 8% であり、プラント 2 は 10%

Table 4.1 温度制御装置の仕様

Heater	AC100[V],64[W]
Thermocouple	K-type
Solid State Relay	25[A],AC240[V]
Micro processor	32bit, Sampling 1.0[s]
Parallel I/O	0-24[V],100mA (MAX)
A/D converter	Resolution 0.1[K]

Table 4.2 実験に使用した目標値, PI パラメータおよび整定時間

Plant	$y_{sp}$ (degree)	$k_p$	$T_i$	$T_m$ (sec)
1	80.0	1.80	2586.0	2000.0
2	54.0	1.25	2630.0	4000.0

である。最小二乗法によるシステム同定の結果，プラント1およびプラント2のモデルは，

$$P_1(s) = \frac{6.1}{2586.0s + 1} e^{-30.0s} \quad (4.1)$$

$$P_2(s) = \frac{3.3}{2630.0s + 1} e^{-160.0s} \quad (4.2)$$

が得られた。ただし， $P_1(s)$ ， $P_2(s)$ はプラント1，プラント2である。PIパラメータは2.6節の調整則にしたがい， $\zeta = 1.0$ とした。Table 4.2に実験に用いた目標値 $y_{sp}$ ，PIパラメータ，整定時間 $T_m$ を示す。また，サンプリングタイム $\Delta t$ は1.0 sec，ラゲールモデルの近似次数を7次とした。



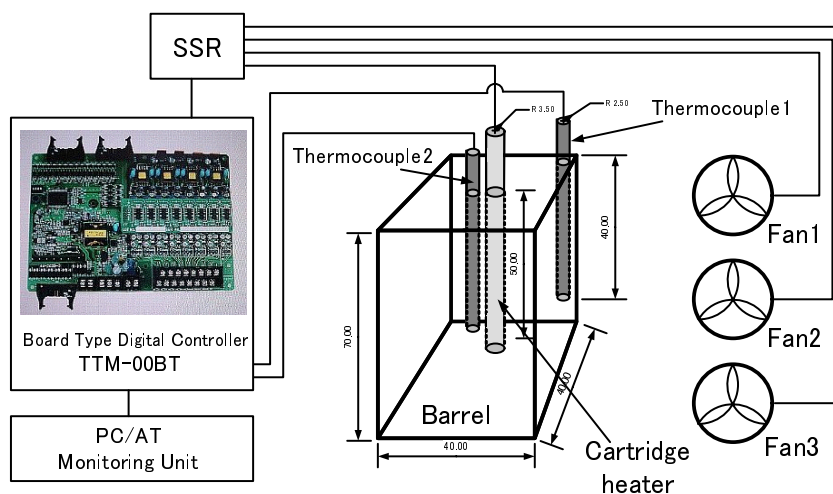


Fig. 4.1 温度制御装置の構成

## 4.2 温度制御装置における閉ループ応答からのシステム同定

閉ループ応答と推定した閉ループ応答を Fig. 4.2, 4.3 に示す. いずれの結果も, 温度制御装置の閉ループ応答とラゲールモデルの応答が一致しており, ラゲールモデルが正確に推定できたことがわかる. 次に, 推定したラゲールモデルからプラントの抽出をし, 低次数化を行った. 推定したプラントモデルは,

$$\hat{P}_1(s) = \frac{-1367s^2 + 84.46s + 6.057}{1.603 \times 10^6 s^3 + 1.247 \times 10^5 s^2 + 2634s + 1} \quad (4.3)$$

$$\hat{P}_2(s) = \frac{3578s^2 - 109.4s + 3.246}{1.108 \times 10^7 s^3 + 2.983 \times 10^5 s^2 + 2742s + 1} \quad (4.4)$$

である. 推定プラントモデルは3次のモデルに低次数化できた. 真のモデルと, 推定プラントモデルのステップ応答とナイキスト線図の比較を Fig. 4.4~ 4.7 に示す. ただし, ステップ応答は入力にプラント1が8%, プラント2が10%のステップ入力を印加したものである. 推定プラントモデルの時間領域, 周波数領域の特性が真のモデルと一致している. また, プラント2の正規むだ時間は  $\varepsilon = 0.06$  であり, プラント1の正規むだ時間に対して6倍の値となる. したがって, 提案法は広範囲の正規むだ時間に対して, 過渡特性および定常特性が再現できることが示された.

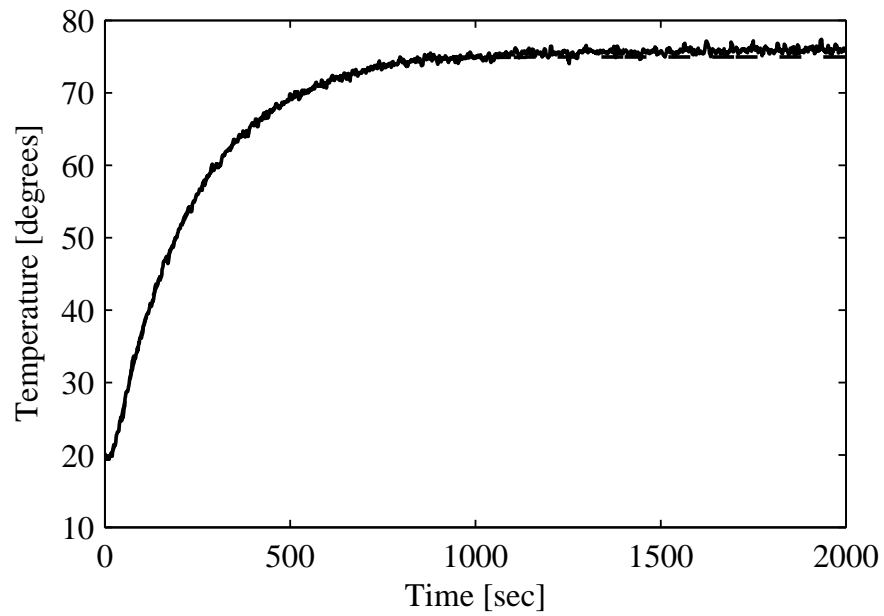


Fig. 4.2 プラント 1 におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 実験装置の応答, 破線: ラゲールモデルの応答)

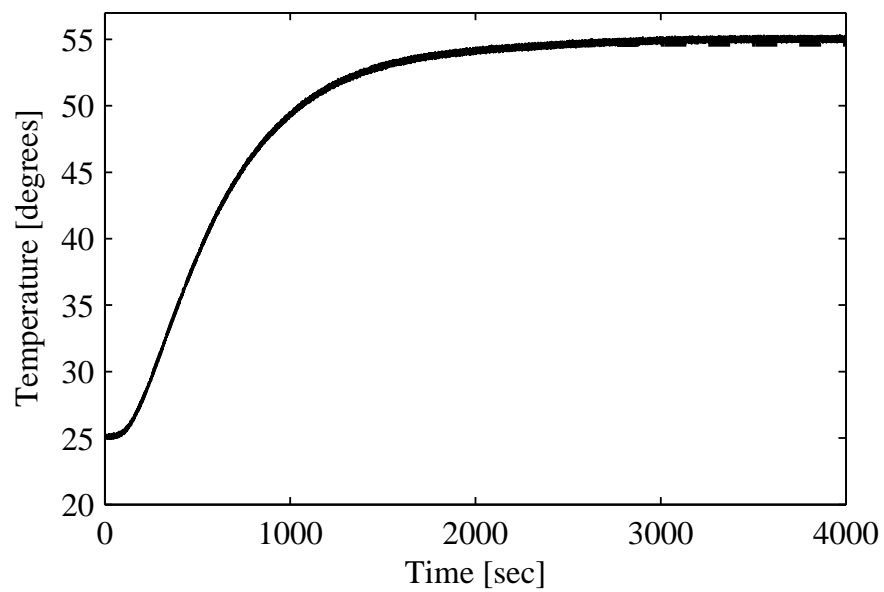


Fig. 4.3 プラント 2 におけるラゲールモデルの推定結果  
(実線: 実験装置の応答, 破線: ラゲールモデルの応答)

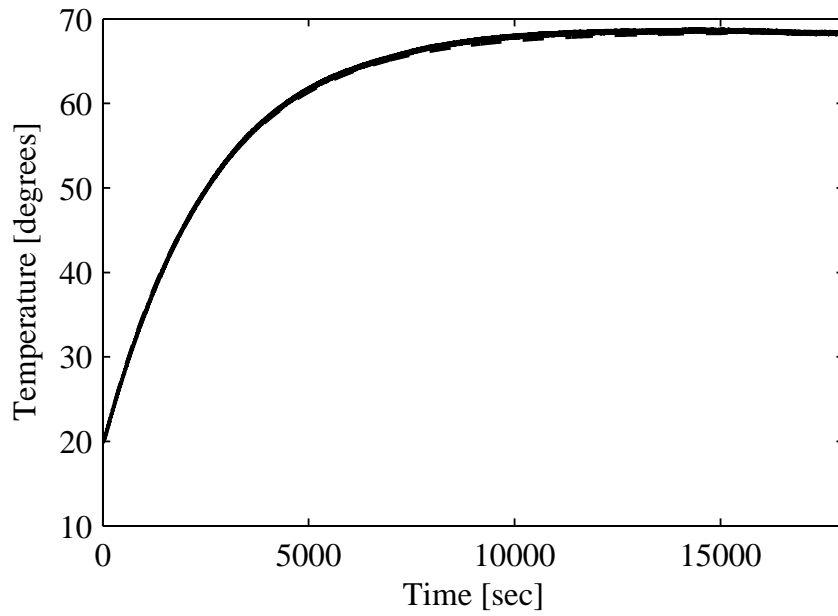


Fig. 4.4 プラント 1 におけるステップ応答の比較  
(実線: 真のモデル, 破線: 推定プラントモデル)

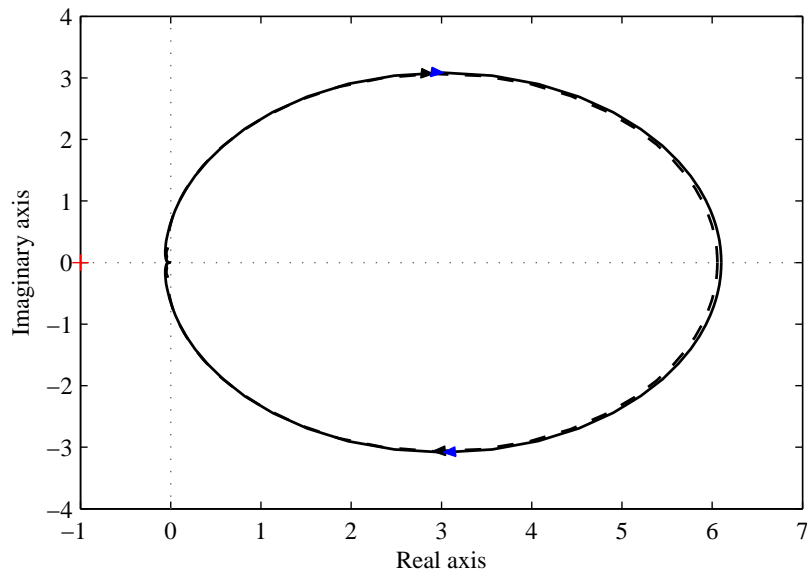


Fig. 4.5 プラント 1 におけるナイキスト線図の比較  
(実線: 真のモデル, 破線: 推定プラントモデル)

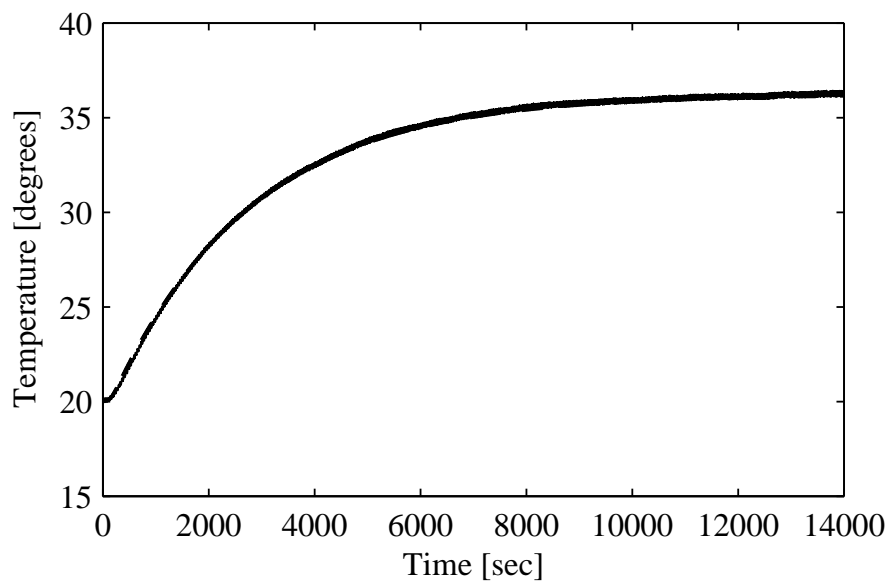


Fig. 4.6 プラント 2 におけるステップ応答の比較  
(実線: 真のモデル, 破線: 推定プラントモデル)

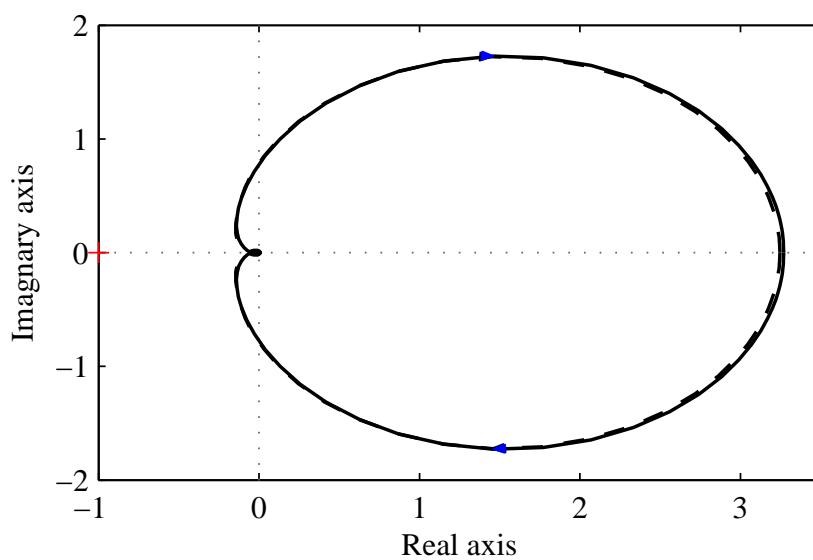


Fig. 4.7 プラント 2 におけるナイキスト線図の比較  
(実線: 真のモデル, 破線: 推定プラントモデル)

### 4.3 低周波外乱を付加させた温度制御装置の閉ループ応答からのシステム同定

実験による閉ループ応答と推定した閉ループ応答の比較を Fig. 4.8 に示す。実験による閉ループ応答は灰色の実線であり、提案法の推定結果は実線である。破線は (4.2) 式の低次数モデルと PI 補償器から算出される閉ループ伝達関数のステップ応答である。低次数モデルを利用した推定では、むだ時間についてパディ近似の次数を上げるしかなく、単調な上に凸の応答となり、操業データの過渡応答を十分に表現できない。Fig. 4.8 はパディ近似の 10 次近似を用いている。一方、提案法は高次モデルを利用することで操業データの変曲点を忠実に表現して、過渡応答のモデル化を改善していることがわかる。抽出したプラントモデルを低次数化した結果、プラントモデルは、

$$\hat{P}_2(s) = \frac{3157s^2 - 208.6s + 3.262}{6.687 \times 10^6 s^3 + 2.188 \times 10^5 s^2 + 2712s + 1} \quad (4.5)$$

と 3 次のモデルで推定された。Fig. 4.9, Fig. 4.10 に真のモデルと推定プラントモデルの入力を 10% としたときの開ループステップ応答の比較およびナイキスト線図の比較を示す。推定プラントモデルの時間領域、周波数領域における特性が真のモデルと一致している。時間領域では高次モデルから算出した後に低次数化を施しているため、熱系プロセス特有のむだ時間を含む過渡特性が高精度で推定できている。定常ゲインも誤差 1% 以内で推定できている。周波数領域の比較では、全ての周波数で真のモデルと推定モデルの特性が一致している。これより、提案法は閉ループ応答からプラントの特性を忠実に再現した数学モデルを推定できているため、有効性が示された。

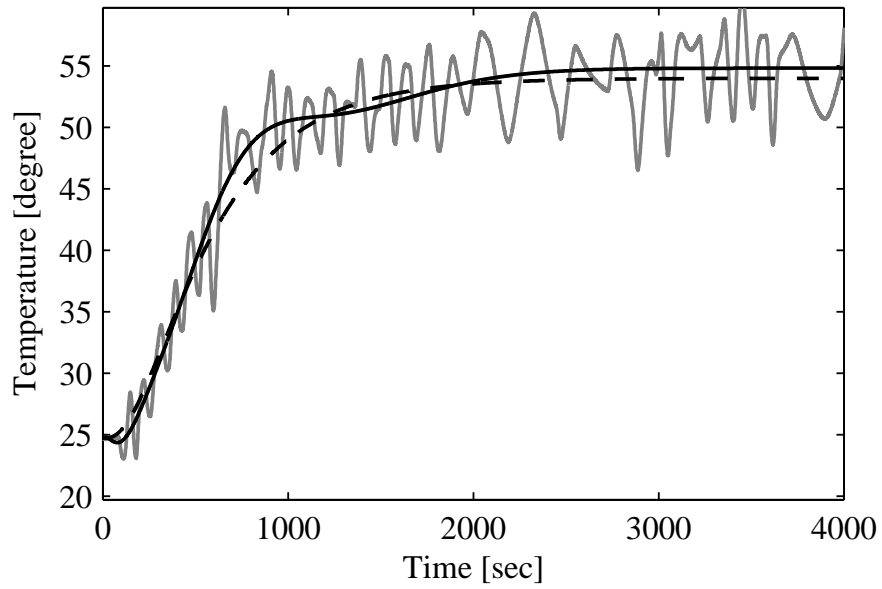


Fig. 4.8 閉ループ応答の比較

(灰色の実線: 実験機の応答, 黒色の実線: ラゲールモデルの応答,  
一点鎖線: 一次遅れ+むだ時間系の応答)

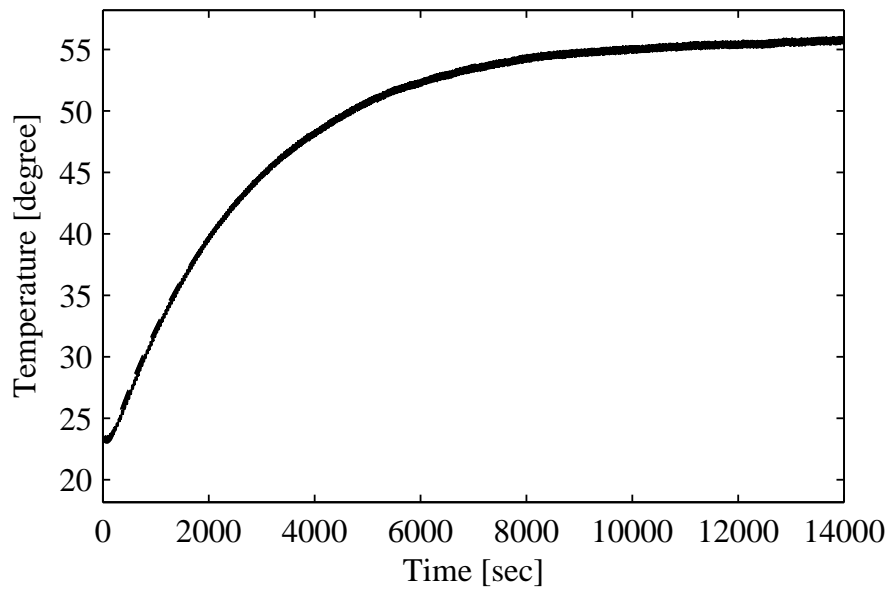


Fig. 4.9 プラント2におけるステップ応答の比較

(実線: 真のモデル, 破線: 推定プラントモデル)

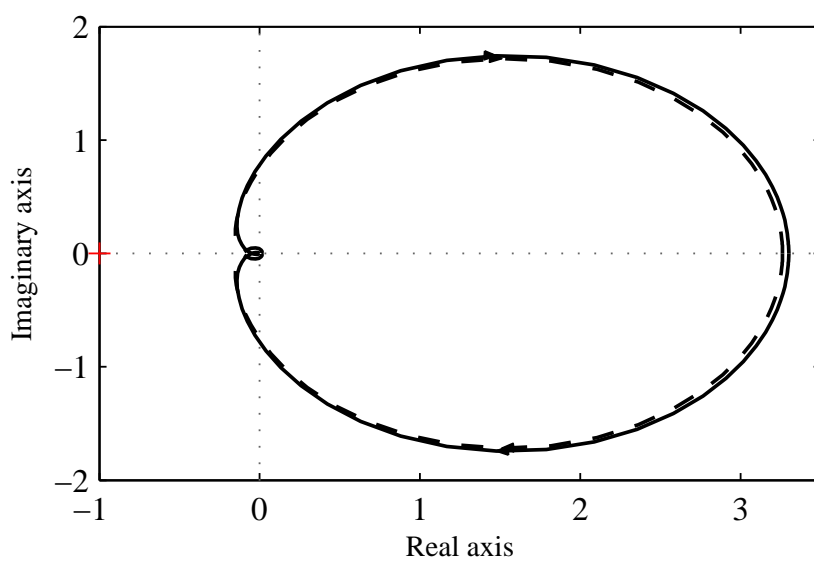


Fig. 4.10 プラント 2 におけるナイキスト線図の比較  
(実線: 真のモデル, 破線: 推定プラントモデル)

## 第 5 章

# 整定時間を指定するアドバンスト PID 制御

### 5.1 産業界の PID 制御への要求

本章は整定時間を指定可能とする制御系の設計法を示す。PID 補償器の設計において、制御対象を任意の整定時間で、かつオーバーシュートすることなく目標値への整定達成することは、熟練の技術者でも困難を極める。本論文は任意の整定時間で装置を起動させる比例帯の調整法を提案し、その有効性を明示する。整定時間が指定できれば、産業現場において材料の搬入、運搬、配置や作業員の配置や管理の最適化が行える[76]。これまで、制御を開始してから目標値に整定するまでの時間（起動時間）に関する様々な手法[77]-[81]が提案されている。これらの手法の中で特に温度制御に関する研究は、過渡状態で可能な限り最大の操作量を印加し、目標値近傍で操作量あるいは制御構造を切換えることで、最短時間で装置を起動させている。最短時間起動制御法により、起動時間が長いとされる温度制御装置に対して、稼働率の向上に有効的である。しかし、起動時間に関する研究において、任意の整定時間を扱うものは少ない。これは、生産性の向上を目的とした研究が多く、制御対象の過渡特性を向上させる手法が開発されていることに起因する。本論文が任意の整定時間に着目した理由を以下に示す。産業現場には複数の温度制御装置が設置されている。これらの装置は昇温特性がそれぞれに異なり、装置ごとに目標値が異なる。結果として、Fig. 5.1 の上段に示すように、装置ごとに整定時間が異なる。Fig. 5.1 はチャンネル 1



と2の昇温特性が同等だが、チャンネル2の目標値の方が低いためチャンネル2が先に整定している。また、チャンネル2と3は目標値が同一だが、チャンネル3の方が昇温速度が速いため、チャンネル3が先に整定している。この場合、生産を開始できるのは整定の最も遅いチャンネル1が整定してからとなる。装置が稼働状態に移行するまでの時間、すなわち整定時間に差があると、早く昇温が完了したチャンネルは高温待機となり、エネルギーを浪費することになる[47]。提案法を用いれば、チャンネル2, 3をチャンネル1の整定時間に指定することで、Fig. 5.1の下段に示すようにすべての装置を同時刻で整定させることが可能となる。このとき、生産を開始できる時刻はFig. 5.1の上段と同時刻である。また、チャンネル2, 3は待機状態とならず、さらに初期値と目標値、整定時間が等しいため、同軌跡の応答を示している。したがって、提案法は、温調メーカー各社が開発を進めてきたピーク電力抑制技術[82]-[86]や均一温度制御へ応用することも可能である。そこで、本研究は任意の整定時間でオーバーシュートをすることなく目標値へ整定するために熱系モデルの過渡特性を考慮した比例帯の調整法[87]-[90]を述べる。押出成形機などの熱系プロセスにおいて、オーバーシュートの発生は、装置内部で材料を過剰に加熱することとなり、熱安定が悪く劣化しやすい材料では材料の劣化、分解や炭化を生じさせる[22]。したがって、汎用調節計において、オーバーシュートを抑制させる機能は必須である。本章はオーバーシュートが発生する原因についても述べ、比例帯の設計にオーバーシュートの抑制を導入する。比例帯は温度制御に特有の制御手法であり、汎用調節計へ一般的に搭載されている[47]。本手法は比例帯の構造を変えることなく、比例帯のパラメータを最適化することで実現が可能であり、汎用調節計に実装が容易であるという利点も持つ。

Fig. 5.2に比例帯の概念図を示す。図の縦軸が操作量  $u$ 、横軸が制御量  $y$ 、 $y_{sp}$  は目標値である。温度制御系では操作量を0~100%で表現するので、操作量の範囲を0~100%で示している。比例帯は目標値の前後に点  $a$  と点  $b$  を設け制御量が目標値より十分低い場合、すなわち偏差が十分大きいときは100%の操作量を印加する。点  $a$  と点  $b$  の範囲では、比例ゲインによる操作量が印加される。何らかの原因で操作量が点  $b$  を超えた場合は0%の操作量が印加される[73]。偏差が0のとき印加される比例動作による操作量は汎用調節計メー

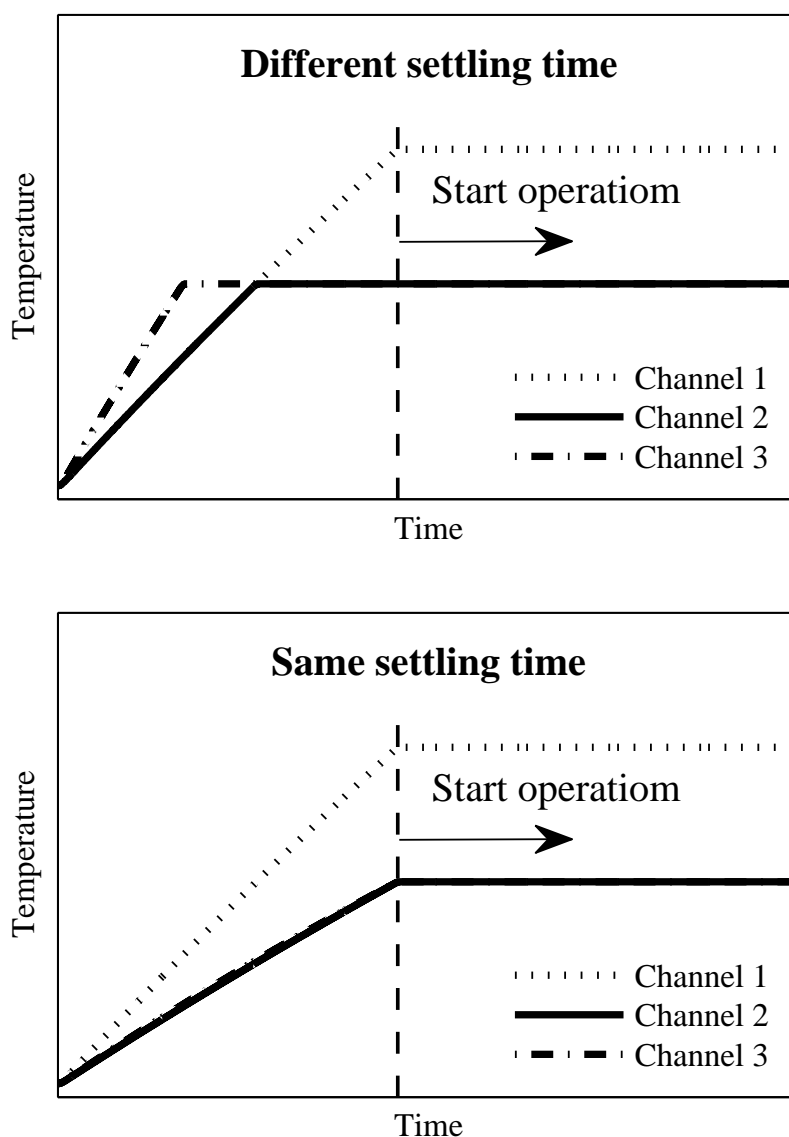


Fig. 5.1 従来法と提案法 (上: 従来法, 下: 提案法)

カーごとに異なり，点  $a$  と点  $b$  の間隔もメーカー独自のアルゴリズムで調整される。しかし，このような比例帯の調整に対して，整定時間を考慮した調整法はなく，個々の制御対象の過渡特性を向上させる手法が開発されている。以上をふまえ，本研究は，整定時間を新たなパラメータとして導入し，熱系モデルに代表される一次遅れ+むだ時間系のステップ応答をもとに比例帯パラメータの最適化を行う。また，比例帯において点  $a$  は操作量が切換

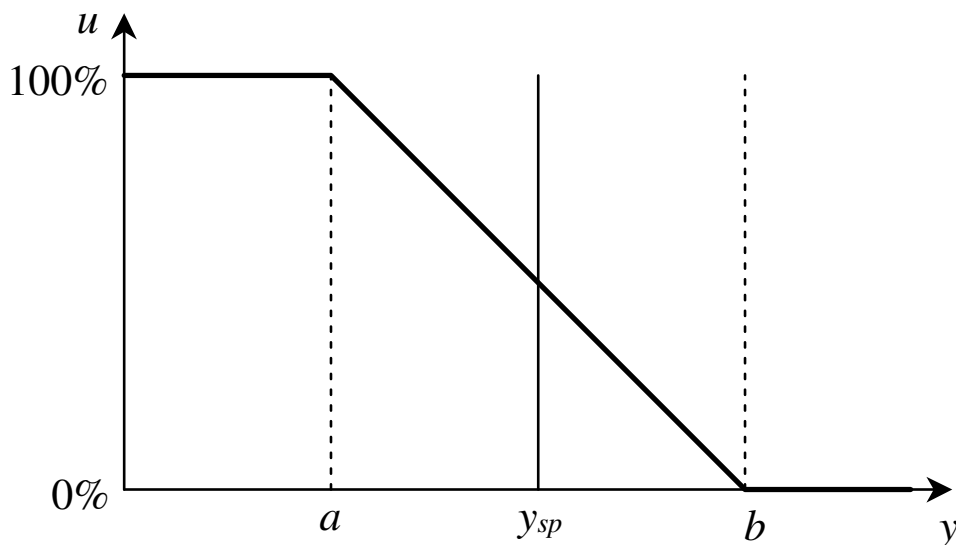


Fig. 5.2 比例帯の概念図

る点であり、切換るタイミングを誤るとオーバーシュートが発生する。したがって、オーバーシュートの発生を避けるためには、比例帯における点  $a$  の最適化が重要となる。本論文は、上記の比例帯の調整において、さらにむだ時間に着目し、点  $a$  を最適化することでオーバーシュートの発生を抑制できることを示す。

本章は、PID パラメータが指定する整定時間とは独立の関係となることをあわせて示す。したがって、ユーザは整定時間を変更しても PID パラメータを再調整する必要としない。系の安定性に関しては、提案法と CHR 法 (Chien, Hrones and Reswick の調整則) [91] と比較することで、提案法の PID 補償器が安定であることを明示する。

## 5.2 最適な操作量の切換え法

本章は整定時間が指定可能で、かつ、オーバーシュートのない比例帯の調整法を考えるため、最適な操作量の切換えを示す。いま、制御対象を単入出力系の熱系プロセスモデル、

$$P(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (5.1)$$

とする。ここで、 $K$  はプロセスゲイン、 $T$  は時定数、 $L$  はむだ時間である。いま、制御対象を時刻  $\tau$  ( $L < \tau$ ) でオーバーシュートすることなく目標値  $y_{sp}$  に整定するための最適な操作量の切換えを、

$$u(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ u_{tr} & (0 \leq t \leq t_{sw}) \\ u_{sp} & (t_{sw} < t) \end{cases} \quad (5.2)$$

の多段のステップ入力を用いて考える。 $u_{tr}$  は過渡状態の操作量で、Fig. 5.3 の実線に示すように制御量が時刻  $\tau$  で目標値  $y_{sp}$  に到達させるための操作量である。 $u_{sp}$  は定常状態の操作量で、Fig. 5.3 に示すように制御量が目標値で平衡点となる操作量である。 $t_{sw}$  は操作量を切替える時間である。 $u_{tr}$  は  $P(s)$  に大きさ  $M$  のステップ入力を印加したときの応答  $y_{st}(t)$  が、

$$y_{st}(t) = \begin{cases} y_0 & (t < L) \\ KM \left(1 - e^{-\frac{t-L}{T}}\right) + y_0 & (L \leq t) \end{cases} \quad (5.3)$$

となることから、 $y_{st}(\tau) = y_{sp}$  を満たす  $u_{tr}$  は、

$$\begin{aligned} u_{tr} &= \frac{y_{sp} - y_0}{K \left(1 - e^{-\frac{\tau-L}{T}}\right)} \\ &= \frac{u_{sp}}{\left(1 - e^{-\frac{\tau-L}{T}}\right)} \end{aligned} \quad (5.4)$$

となる[89]。 $u_{sp}$  はプロセスゲインの定義から、

$$u_{sp} = \frac{y_{sp} - y_0}{K} \quad (5.5)$$

と容易に求められる。ただし、 $y_0$  は制御量の初期値である。次に  $t_{sw}$  を考える。熱系プロセスにはむだ時間が存在するため、操作量の変更が制御量に反映されるのは時間  $L$  を過ぎたからとなる。つまり、操作量が目標値に到達してから操作量を切替えたのでは、時間  $L$  の分だけ過剰に熱エネルギーが印加されることとなり、Fig. 5.4 の破線に示すようにオーバーシュートが発生する。すなわち、むだ時間を考慮すると、操作量を切替えるタイミング  $t_{sw}$  は、

$$t_{sw} = \tau - L \quad (5.6)$$

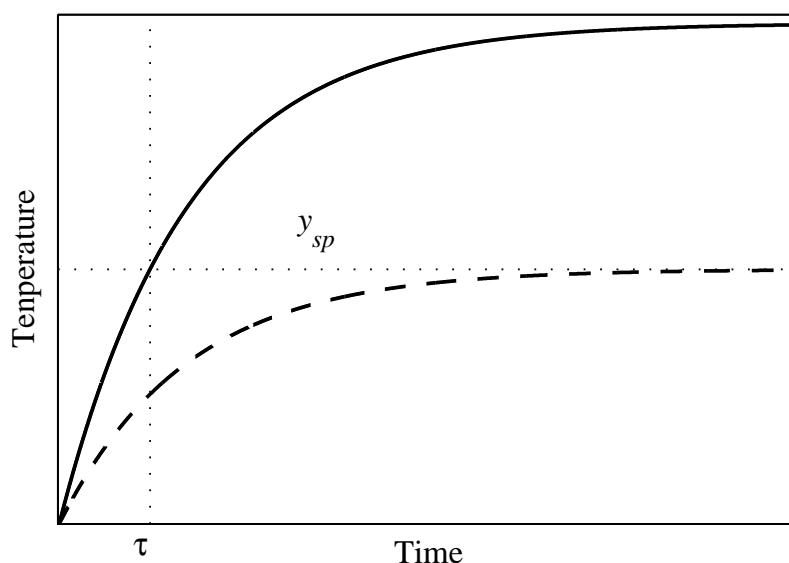


Fig. 5.3 過渡状態の操作量  $u_{tr}$  と定常状態の操作量  $u_{sp}$  による制御量

(実線： $u_{tr}$  による応答波形，破線： $u_{sp}$  による応答波形)

となる．(5.2) 式の入力と (5.5) 式，(5.6) 式，(5.4) 式の値を用いることで， $P(s)$  は操作量  $u_{tr}$  により，時刻  $\tau$  で目標値  $y_{sp}$  へ到達する．また，操作量  $u_{sp}$  により  $y_{sp}$  で平衡状態を保つことができる．操作量を切替える時刻  $t_{sw}$  は制御対象のむだ時間を考慮して，目標値へ到達する時刻  $\tau$  より時間  $L$  手前で操作量を  $u_{sp}$  へ切替えるため，オーバーシュートの発生を回避できる．(5.2) 式の操作量を印加した場合の応答は Fig. 5.4 の実線で示す応答波形となる．(5.2) 式の操作量は時間を基準に操作量を切替えており，制御量をフィードバックしていないため，オープンループの制御となる．比例帯は PID 制御を基本とする制御手法である．したがって，(5.2) 式の入力を比例帯の調整へ応用するには，操作量を切替える基準が時間ではなく制御量であるほうが好ましい．そこで，(5.2) 式の操作量を  $P(s)$  に印加したときの応答を  $y(t)$  とし，時刻  $t_{sw}$  における制御量を  $a' = y(t_{sw})$  とおく． $a'$  の値は (5.6) 式，(5.3) 式より，

$$\begin{aligned} a' &= K u_{tr} \left( 1 - e^{-\frac{t_{sw}-L}{T}} \right) + y_0 \\ &= K u_{tr} \left( 1 - e^{-\frac{\tau-2L}{T}} \right) + y_0 \end{aligned} \quad (5.7)$$

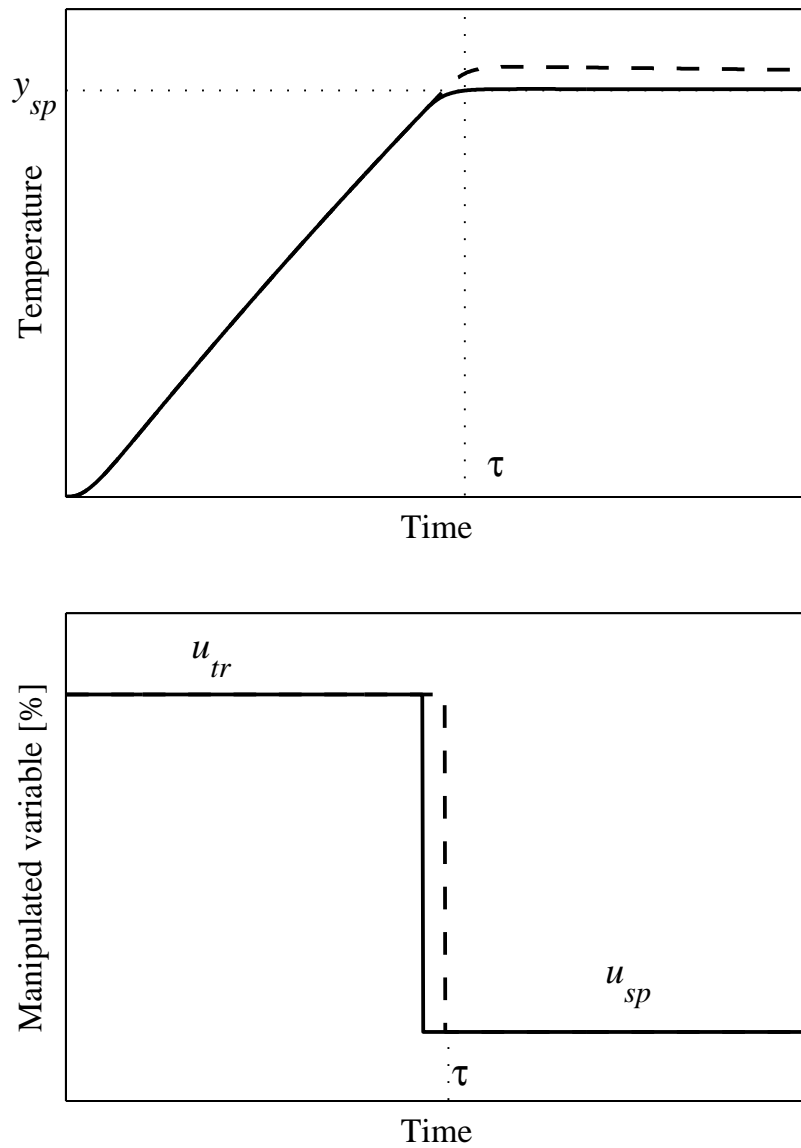


Fig. 5.4 操作量の切換えのタイミングとオーバーシュートの関係

(実線：時刻  $\tau$  よりむだ時間  $L$  手前で切換え，破線：時刻  $\tau$  で切換え)

として得られる．時刻  $t$  が  $t = t_{sw}$  となることは，制御量  $y(t)$  が  $y(t) = a'$  となること同値である．したがって，(5.2) 式は  $a'$  を用いて，

$$u(t) = \begin{cases} u_{tr} & (y(t) \leq a') \\ u_{sp} & (a' < y(t)) \end{cases} \quad (5.8)$$

と書き換えられる。(5.8)式は制御量を基準に操作量を切換えるため、フィードバック制御系の設計に応用しやすい。また、(5.8)式において、点  $a'$  で定常状態の操作量を切換えることは、比例帯において点  $a$  で最大の操作量から PID 演算による操作量へ切換えることと類似しており、点  $a'$  は従来の比例帯の点  $a$  と同一の役割を果たすと言える。

### 5.3 $\tau$ の有効範囲

5.2節では単入出力系の制御対象を時刻  $\tau$  で目標値にオーバーシュートすることなく整定させる最適な入力の切換えを示した。しかし、実際の制御系は必ず操作量に上限値  $u_{max}$  と下限値  $u_{min}$  が存在するため、 $\tau$  にも上限と下限が存在する。そこで、本節は指定が可能な整定時間  $\tau$  の有効範囲を示す。

いま、 $\tau$  の下限値  $\tau_{min}$  を考える。 $\tau_{min}$  は制御対象の持つ最短の整定時間といえる。 $\tau_{min}$  は (5.3) 式に  $M = u_{max}$ ,  $y_{st}(t) = y_{sp}$  代入することで、

$$\tau_{min} = -T \ln \left( 1 - \frac{y_{sp} - y_0}{K u_{max}} \right) + L \quad (5.9)$$

となる。次に、 $\tau$  の上限値  $\tau_{max}$  を考える。 $\tau = \infty$  のとき、(5.4)式は  $u_{tr} = u_{sp}$  となり成立する。すなわち、整定時間を  $\tau = \infty$  に設定した場合、制御対象に  $u = u_{sp}$  の一定値を印加することになる。一次遅れ系+むだ時間のステップ応答は  $t = 4T + L$  のとき最終値との差が 2% となる。したがって、 $\tau = \infty$  に設定しても、制御量  $y$  は時刻  $4T + L < t$  において常に目標値の近傍の値となる。これは事実上、整定時間の上限値が  $\tau_{max} = 4T + L$  であることを示している。また、一般に時定数  $T$  とむだ時間  $L$  の関係は、温度制御系に関係なく  $L \ll T$  である。 $4T + L$  と  $4T$  の相対誤差は  $\frac{L}{4T}$  あり、 $L \ll T$  の関係から、 $\frac{L}{4T}$  は無視できる値とみなせる。したがって、一次遅れ系におけるステップ応答の性質と、時定数とむだ時間の大小関係を考慮すると、 $\tau_{max}$  は、

$$\tau_{max} = 4T \quad (5.10)$$

とすればよい。

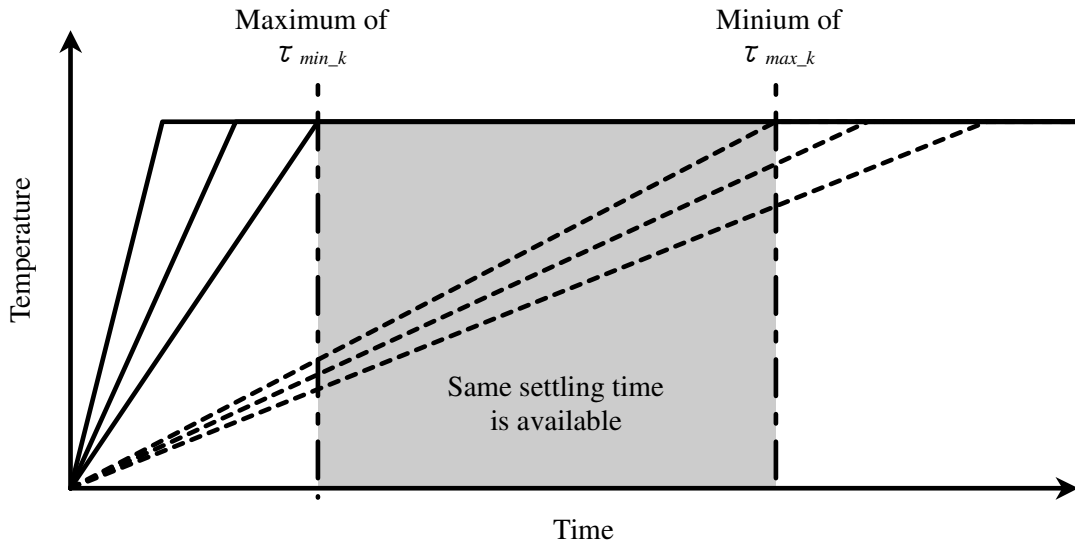


Fig. 5.5 複数の装置を同時刻で起動させる場合の有効範囲

(実線：各チャンネルの最も速い整定時間，破線：各チャンネルの最も遅い整定時間)

$n$  個の単入出力系を同一時刻  $\tau$  で整定させる場合は，Fig. 5.5 の概念図を用いる．各制御対象に対して (5.9) 式，(5.10) 式より  $\tau_{min,k}$ ， $\tau_{max,k}$  を求める．ただし，添え字の  $k$  は制御対象の番号である． $\tau_{min,k}$  はチャンネル  $k$  の最も速い起動時間であるため， $\tau_{min,k}$  よりも速く整定させることはできない．また， $\tau_{max,k}$  はチャンネル  $k$  の最も遅い起動時間であるため， $\tau_{max,k}$  より遅く整定させることはできない．したがって， $n$  個の装置を同時刻で整定させるためには，Fig. 5.5 の灰色の領域で整定時間を指定することになる．これより， $\tau$  の有効範囲は，

$$\tau_{min} = \max(\tau_{min,1}, \dots, \tau_{min,k}, \dots, \tau_{min,n}) \tag{5.11}$$

$$\tau_{max} = \min(\tau_{max,1}, \dots, \tau_{max,k}, \dots, \tau_{max,n}) \tag{5.12}$$

となる．



## 5.4 整定時間を指定可能な比例帯の調整法

整定時間を指定可能とする比例帯は、(5.8) 式の入力を比例帯で再現することで実現できる。制御量  $y(t)$  が点  $a'$  のとき、操作量が  $u_{tr}$  から PID 演算による操作量へ切り換え、偏差  $e(t) = y_{sp} - y(t) = 0$  となるとき、操作量が  $u_{sp}$  となれば目標値  $y_{sp}$  に整定する。設計する比例帯は Fig. 5.6 であり、幾何学的な関係から、

$$K_p = \frac{u_{tr} - u_{sp}}{y_{sp} - a'} \quad (5.13)$$

$$a = y_{sp} - \frac{u_{max} - u_{sp}}{K_p} \quad (5.14)$$

$$Pb = \frac{u_{max} - u_{min}}{K_p} \quad (5.15)$$

$$b = a + Pb \quad (5.16)$$

が得られる。ただし、 $K_p$  は比例ゲイン、 $Pb$  は比例帯である。Fig. 5.6 より横軸は制御量で単位は温度である。 $Pb$  は点  $a$  から点  $b$  までの距離となり単位は温度である。この比例帯は、制御を開始してから制御量  $y(t)$  が  $a'$  に到達するまで  $u_{tr}$  を印加する。ただし、この時点で偏差の積分は行わない。制御量が  $a'$  に到達した後、偏差の積分を開始し、 $a \leq y(t) \leq b$  の範囲で PID 制御を行い、 $y(t) < a$  のとき  $u_{max}$  を、 $b < y(t)$  のとき  $u_{min}$  を印加する。PID 制御による操作量を  $u(t)$  とすると、

$$u(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t) \quad (a \leq y(t) \leq b) \quad (5.17)$$

である。ここで、 $u_p(t)$  は比例動作による操作量、 $u_i(t)$  は積分動作による操作量、 $u_d(t)$  は微分動作による操作量である。 $u_p(t)$  は、

$$u_p(t) = K_p e(t) + u_{sp} \quad (a \leq y(t) \leq b) \quad (5.18)$$

である。(5.18) 式の  $u_{sp}$  は、積分動作の初期化を行うための工夫である。制御を開始してから PID 制御に切替るまで偏差の積分を行わないため、PID 制御に切替えた後、偏差の積分が収束するのに時間を要する。そこで、比例動作に  $u_{sp}$  を加えることで、積分動作の収束を速めている。(5.18) 式において、区間  $a \leq y(t) < y_{sp}$  では、 $u_p(t) > u_{sp}$  となり、比例動作

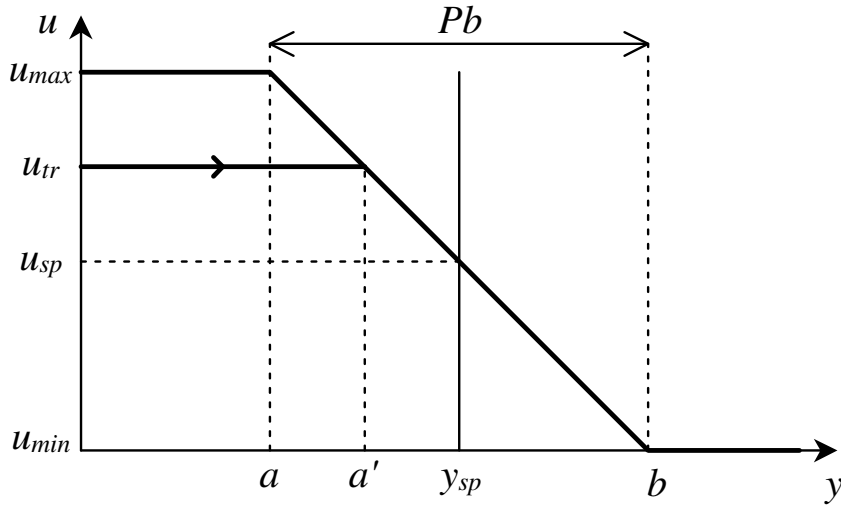


Fig. 5.6 整定時間を考慮した比例帯

による操作量は (5.8) 式が実現できず、オーバーシュートが発生する．そこで、微分動作を利用して、(5.8) 式の操作量を実現する．微分動作は微分先行型とし、

$$u_d(t) = -K_p T_d \frac{dy(t)}{dt} \quad (a \leq y(t) \leq b) \quad (5.19)$$

とする．ただし、 $T_d$  は微分時間である．いま、(5.8) 式の理想的な入力を印加した時の過渡応答が、Fig. 5.7 に示すように折れ線で近似できるとすると、区間  $a' \leq y(t) \leq y_{sp}$  における制御量の微分  $\frac{dy(t)}{dt}$  は、

$$\begin{aligned} \frac{dy(t)}{dt} &\approx \frac{y_{sp} - a'}{\tau - t_{sw}} \\ &= \frac{y_{sp} - a'}{L} \end{aligned} \quad (5.20)$$

と近似できる．ここで、 $y_{sp} - a'$  は  $y(t) = a'$  の時の偏差と等しいので、 $e_{a'} = y_{sp} - a'$  とおくと、 $y(t) = a'$  における比例動作と微分動作を組み合わせた入力  $u_{a'}$  は、

$$\begin{aligned} u_{a'} &= u_p(t)|_{y(t)=a'} + u_d(t)|_{y(t)=a'} \\ &= K_p \left( e_{a'} - T_d \frac{e_{a'}}{L} \right) + u_{sp} \end{aligned} \quad (5.21)$$

となる．(5.21) 式において、 $T_d = L$  とおくと  $u_{a'} = u_{sp}$  となり、(5.8) 式の入力が実現できる．この  $T_d = L$  は  $y(t) = a'$  の一点のみにしか着目しておらず、 $a' < y(t) < y_{sp}$  の範囲で

は  $u(t) < u_{sp}$  となり, 目標値への収束が遅れる. CHR 法 (Chien, Hrones and Reswick の調整則) [91]における振幅減衰比 0% の微分時間  $T_d$  は  $T_d = 0.5L$  である. そこで, 本論文では  $T_d$  の  $L$  にかかる係数は 0.5 ~ 1.0 の範囲に最適な値が存在するとして,

$$T_d = \alpha L \quad (0.5 \leq \alpha \leq 1.0) \quad (5.22)$$

とする. 本論文では,  $\alpha = 0.7$  を最適な値とする. この理由は次節で示す.

積分時間  $T_i$  は, CHR 法の振幅減衰比 0% を用いて,

$$T_i = T \quad (5.23)$$

とし,

$$u_i(t) = \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt \quad (a \leq y(t) \leq b) \quad (5.24)$$

とする. 以上の比例帯パラメータを用いることで, 指定した整定時間でオーバーシュートをすることなく目標値に整定させることが可能となる.

## 5.5 最適な微分時間 $T_d$ の係数 $\alpha$

前節の (5.22) 式において,  $\alpha$  の最適値を考える. 最適な  $\alpha$  の検証は一般的な温度制御系を想定したシミュレーションで, 時定数  $T$  とむだ時間  $L$  の比  $\frac{L}{T}$  が 0.005~0.05 の範囲のモデルを用いて行う.  $\alpha$  の値による応答の比較を Fig. 5.8 に示す. ただし, Fig. 5.8 は  $\frac{L}{T} = 0.025$  の目標値に到達する時刻付近を拡大したものである.  $0.005 \leq \frac{L}{T} \leq 0.05$  の範囲で Fig. 5.8 と同様の応答が得られた. 本論文は, オーバーシュートがなく, 目標値への収束が最も速い  $\alpha = 0.7$  を最適な値とした.

## 5.6 比例ゲイン $K_p$ と整定時間 $\tau$ の関係

5.4 節では, 整定時間を指定可能とした比例帯の調整法を示した. 比例帯は Fig. 5.6 から幾何学的に調整した. 一方, 本節は比例ゲイン  $K_p$  が整定時間  $\tau$  と独立の関係であることを示す. すなわち, PID パラメータと独立であることを示す.

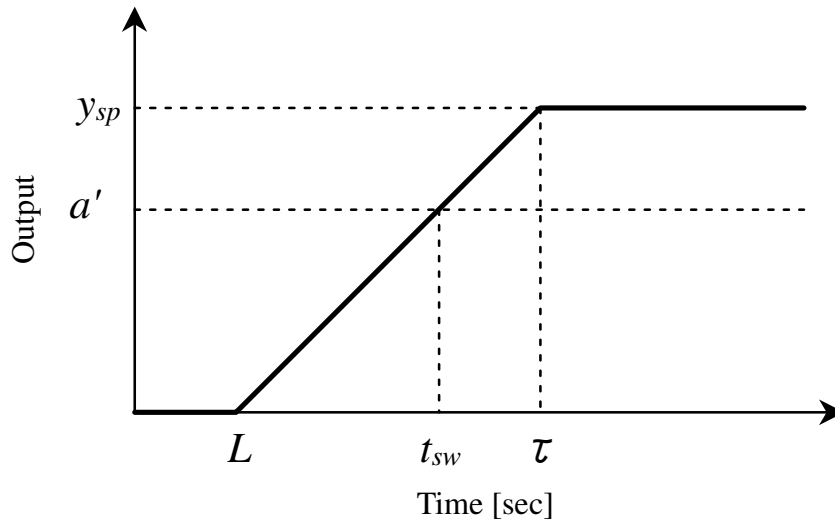


Fig. 5.7 応答の折れ線近似

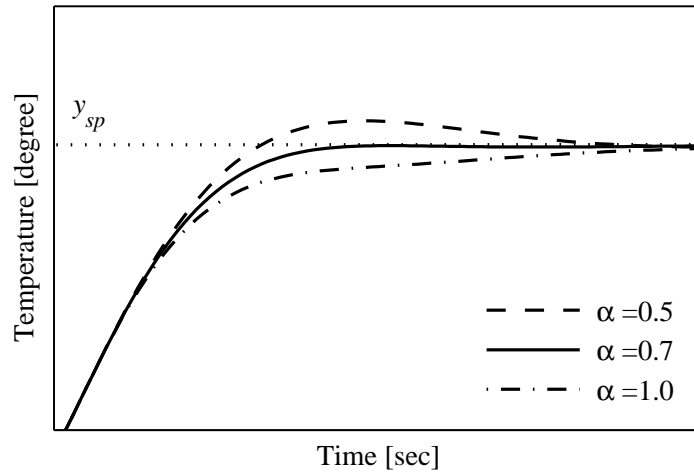


Fig. 5.8 微分時間  $T_d$  の係数  $\alpha$  による応答の変化

いま, (5.13) 式の  $K_p$  の算出式において, (5.5) 式, (5.7) 式を代入すると,

$$\begin{aligned}
 K_p &= \frac{u_{tr} - u_{sp}}{y_{sp} - a'} \\
 &= \frac{\frac{y_{sp} - y_0}{K \left(1 - e^{-\frac{\tau - L}{T}}\right)} - \frac{y_{sp} - y_0}{K}}{y_{sp} - \left\{ K \frac{y_{sp} - y_0}{K \left(1 - e^{-\frac{\tau - L}{T}}\right)} \left(1 - e^{-\frac{\tau - 2L}{T}}\right) + y_0 \right\}} \\
 &= \frac{1}{K \left(e^{\frac{L}{T}} - 1\right)} \tag{5.25}
 \end{aligned}$$

となり、 $K_p$  は制御量の初期値や目標値に依存せず、プロセスパラメータのみで決定することができる。したがって、ユーザが整定時間を変更しても、PID パラメータを再調整する必要がないという利点がある。さらに、(5.25) 式より、比例帯の設計が簡略化できる。 $a'$  は (5.7) 式を用いずに、

$$a' = y_{sp} - \frac{u_{tr} - u_{sp}}{K_p} \quad (5.26)$$

で求められる。これより、 $K_p$ ,  $u_{tr}$  を除く比例帯のパラメータは簡単な四則演算のみで算出できる。

## 5.7 制御ループの安定性

本節は、提案法における制御ループの安定性を評価する。過渡状態で印加される操作量  $u_{tr}$  は一定入力であり、BIBO 安定 (Bounded-Input Bounded-Output Stability) の観点から制御ループの安定性は保たれる。また、PID パラメータは整定時間と独立であり、整定時間も制御ループの安定性に影響を与えない。したがって、提案法における制御系の安定性は、制御ループの一巡伝達関数から評価することができる。Fig. 5.9 に正規むだ時間  $\frac{L}{T}$  が 0.001 ~ 0.1 の範囲において、提案法と CHR 法 (振幅減衰比 0%) のゲイン余裕と位相余裕の比較を示す。また、Fig. 5.10 に提案法の一巡伝達関数のナイキスト線図を示す。提案法はゲイン余裕、位相余裕ともにプロセス制御で多用される CHR 法と差がなく、温度制御系が扱う正規むだ時間 0.001~0.1 の広い範囲で制御ループは安定となる。

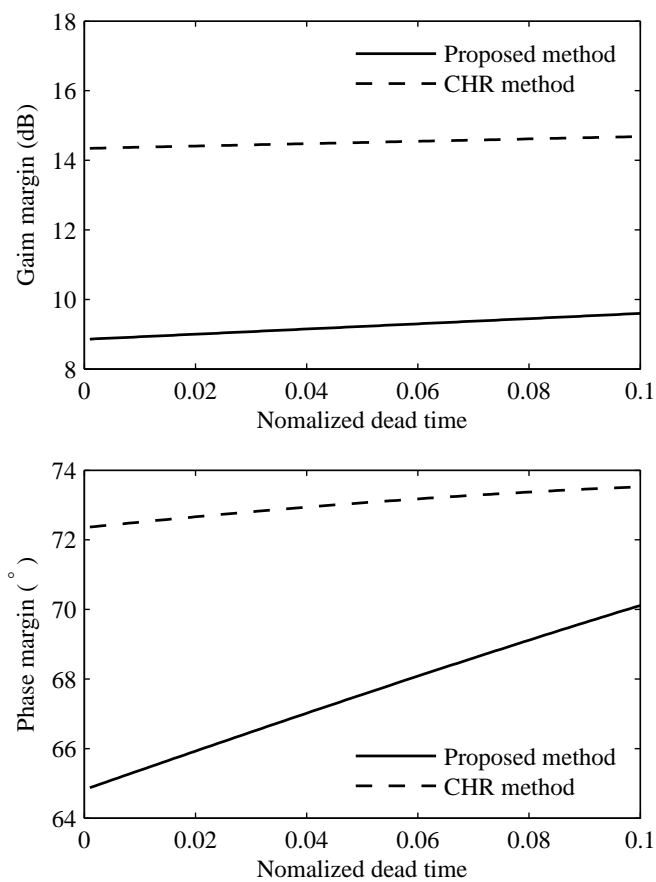


Fig. 5.9 提案法と CHR 法におけるゲイン余裕および位相余裕の比較

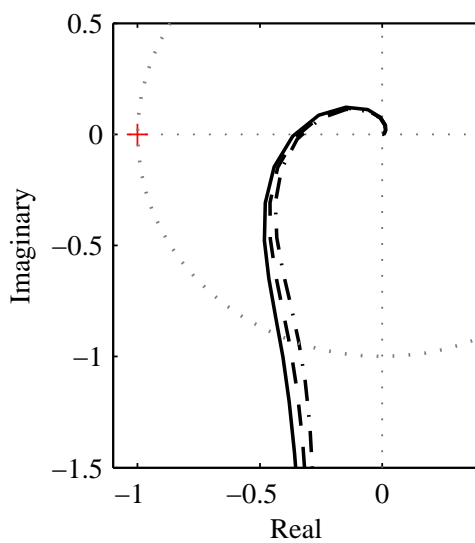


Fig. 5.10 一巡伝達関数のナイキスト線図 (実線:  $\frac{L}{T}=0.001$ , 破線:  $\frac{L}{T}=0.05$ , 一点鎖線:  $\frac{L}{T}=0.1$ )

## 第 6 章

# 温度制御装置によるシミュレーションおよび実験検証

### 6.1 実験機の概要

提案法の有効性を検証するために、温度制御実験機を用いて、実機を想定したシミュレーションと実機実験を行った。実験機は、3個のアルミの角バレルを離して設置した3つのSISO系の温度制御装置である。実験機の仕様を再掲して Table 6.1 に示す。また、実験機の構成を Fig. 6.1, 6.2 に示す。バレルの伝達関数は開ループステップ応答試験を行い、最小二乗法によりシステム同定した。バレル 1, 2, 3 の伝達関数をそれぞれ  $P_1(s)$ ,  $P_2(s)$ ,  $P_3(s)$  とすると、

$$\begin{aligned} P_1(s) &= \frac{4.0}{2586.0s + 1} e^{-20.0s} \\ P_2(s) &= \frac{6.6}{1250.0s + 1} e^{-20.0s} \\ P_3(s) &= \frac{6.5}{1250.0s + 1} e^{-20.0s} \end{aligned}$$

である。シミュレーションにおいて、むだ時間  $e^{-Ls}$  は高次系による近似[73],

$$e^{-Ls} \approx \frac{1}{\left(\frac{L}{m}s + 1\right)^m} \quad (6.1)$$

を用いた。ただし、 $m$  はむだ時間の近似次数で、 $m = 3$  を用いた。

Table 6.1 実験機の仕様

Heater	AC100[V],64[W]
Thermocouple	K-type
Solid State Relay	25[A],AC240[V]
Micro processor	32bit, Sampling 1.0[s]
Parallel I/O	0-24[V],100mA (MAX)
A/D converter	Resolution 0.1[K]

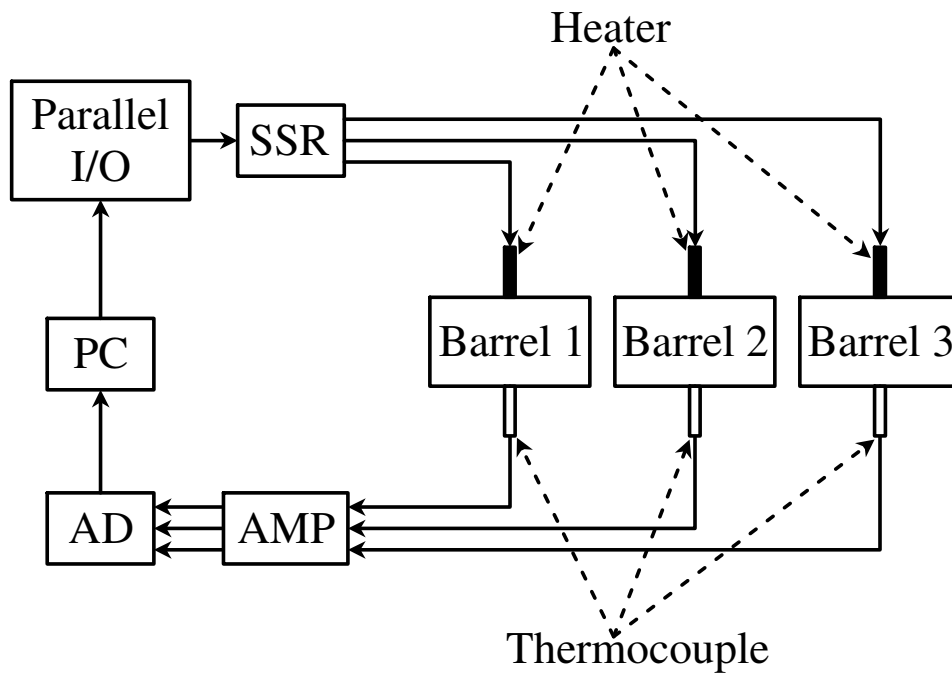


Fig. 6.1 実験機の構成

Table 6.2 各シミュレーションに共通のパラメータ

	$y_0$	$y_{sp}$	$u_{sp}$	$K_p$	$T_i$	$T_d$	$a$	$b$
Barrel 1	25.0	80.0	13.6	31.8	2586.0	14.0	77.3	80.4
Barrel 2	25.0	80.0	8.3	9.4	1250.0	14.0	70.2	80.9
Barrel 3	25.0	100.0	11.5	9.5	1250.0	14.0	90.7	101.2



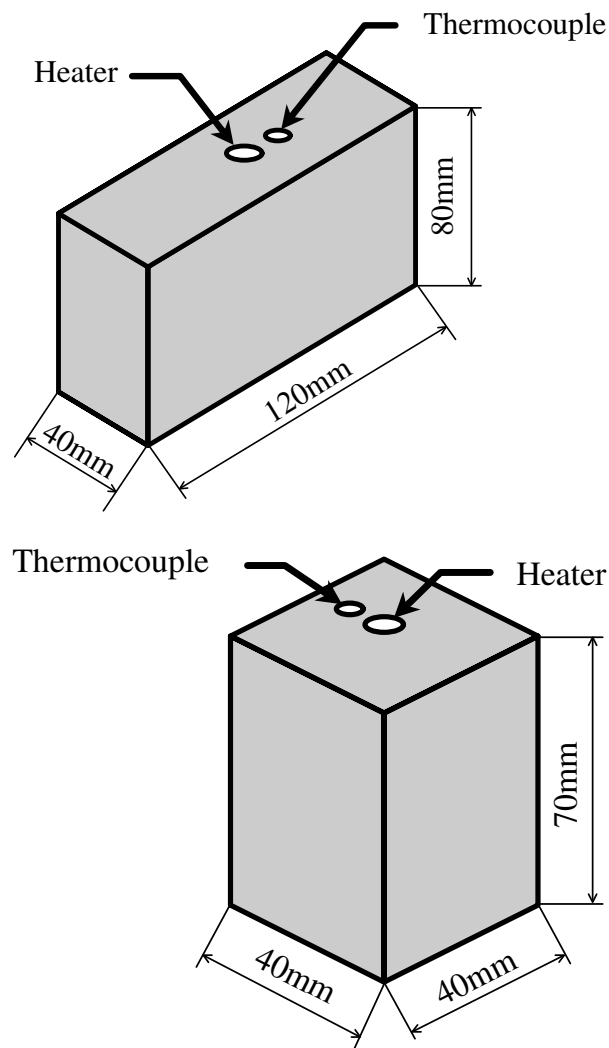


Fig. 6.2 アルミ角バレルの概略図 (上: バレル1, 下: バレル2および3)

Table 6.3 各  $\tau$  の値に対するパラメータ

$\tau$	500		1000		1500	
	$u_{tr}$	$a'$	$u_{tr}$	$a'$	$u_{tr}$	$a'$
Barrel 1	80.2	77.9	43.1	79.1	31.2	79.4
Barrel 2	26.1	78.1	15.3	79.3	12.0	79.6
Barrel 3	36.2	97.4	21.2	99.0	16.6	99.5

Table 6.4 各実験に共通のパラメータ

	$y_{sp}$	$K_p$	$T_i$	$T_d$
Barrel 1	80.0	31.8	2586.0	14.0
Barrel 2	80.0	9.4	1250.0	14.0
Barrel 3	100.0	9.5	1250.0	14.0

Table 6.5  $\tau = 500$  に対するパラメータ

	$y_0$	$u_{sp}$	$u_{tr}$	$a$	$a'$	$b$
Barrel 1	26.6	13.2	78.0	77.3	78.0	80.4
Barrel 2	26.2	8.1	25.5	70.2	78.2	80.9
Barrel 3	26.2	11.3	35.5	90.7	90.7	101.2

Table 6.6  $\tau = 1000$  に対するパラメータ

	$y_0$	$u_{sp}$	$u_{tr}$	$a$	$a'$	$b$
Barrel 1	24.4	13.7	43.5	77.3	79.1	80.4
Barrel 2	24.8	8.3	15.4	70.2	79.3	80.9
Barrel 3	24.3	11.4	21.0	90.6	99.0	101.2

Table 6.7  $\tau = 1500$  に対するパラメータ

	$y_0$	$u_{sp}$	$u_{tr}$	$a$	$a'$	$b$
Barrel 1	23.0	14.0	32.1	77.3	79.4	80.4
Barrel 2	23.5	8.6	12.4	70.2	79.6	80.9
Barrel 3	23.2	11.8	17.0	90.6	99.5	101.2

## 6.2 温度制御装置の整定時間を指定するシミュレーション結果

Table 6.2 に制御量の初期値, 目標値, PID パラメータ, および整定時間に依存しない比例帯のパラメータを示す. はじめに, 各バレルを最短時間で起動する場合のシミュレーションを行う. このとき,  $u_{tr} = u_{max}$ ,  $a' = a$  である. Fig. 6.3 に各バレルを最短時間で整定させた場合の結果を示す. 提案法によりオーバーシュートは発生していないが, 昇温特性や目標値が異なるため整定時間が異なる. バレル 1 は整定が最も遅く, バレル 2, 3 は待機状態を発生させている. また, バレル 1 とバレル 2 は初期値と目標値が等しいが, 昇温特性が異なるため過渡状態に温度差が発生している.

次に, 各バレルを同時刻で整定させる場合のシミュレーションを行う. 各バレルに対して指定可能な整定時間の有効範囲は, (5.9) 式, (5.10) 式よりバレル 1 から順に [397, 10344], [129, 5000], [173, 5000] である. 整定時間  $\tau$  は, 有効範囲内となる 500 秒, 1000 秒, 1500 秒に設定した. 整定時間に依存する比例帯のパラメータを Table 6.3 に示す. Fig. 6.4~6.6 にシミュレーション結果を示す. 提案法は PID パラメータを整定時間ごとに再度調整することなく, 全ての制御対象が指定した整定時間でオーバーシュートすることなく同時に整定している. さらに, Fig. 6.4 においては昇温速度の異なるバレル 1 とバレル 2 の過渡応答が同軌跡を示している. Fig. 6.5, 6.6 においても, 同軌跡の応答ではないが, ほぼ均熱化が達成されている. いずれの結果においても, 指定した時刻で整定しているため, 早く昇温が完了したバレルが整定の遅いバレルを待つという現象 (待機時間) が回避されており, 過剰な電力が抑えられている.

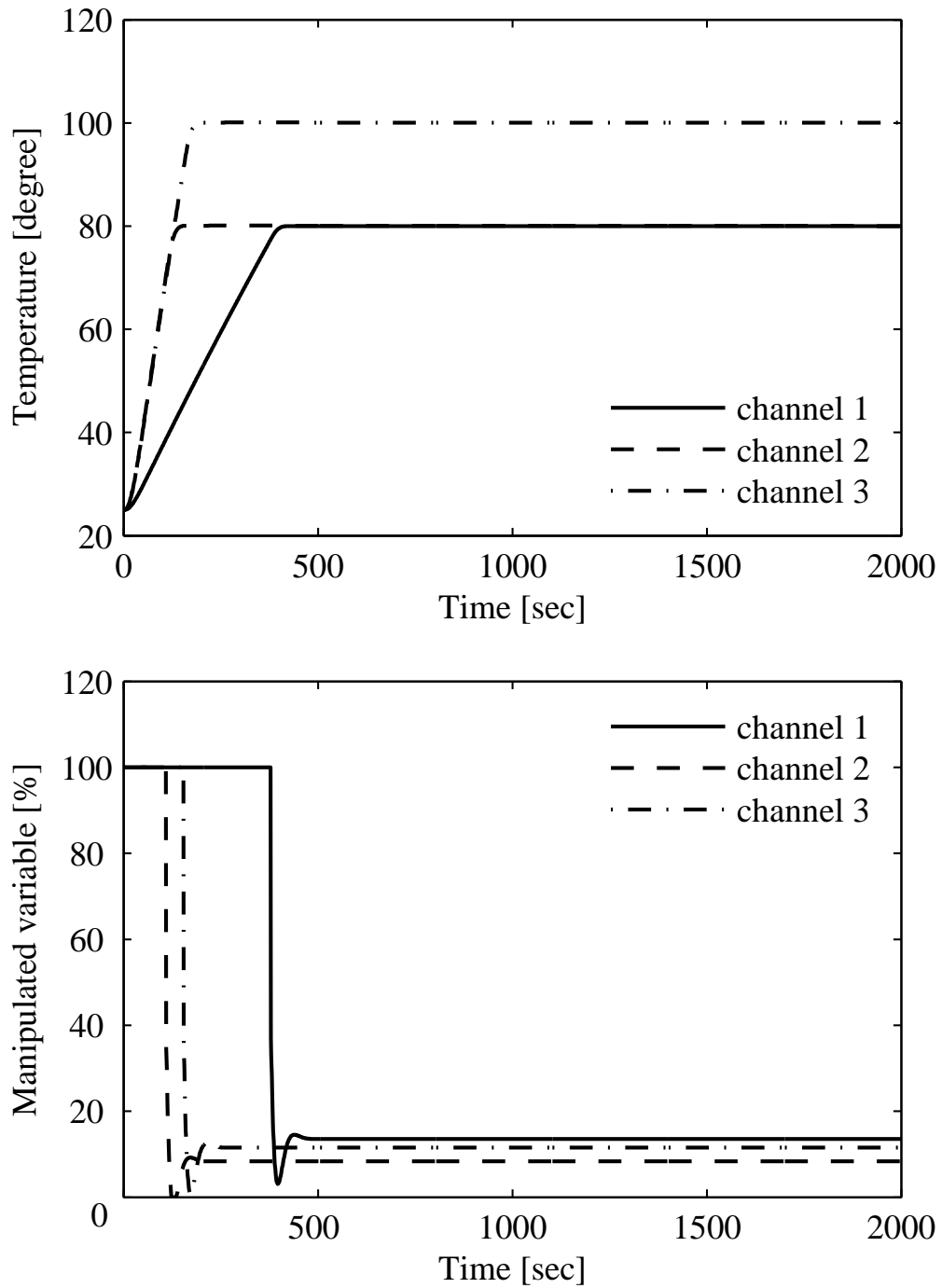


Fig. 6.3 各チャンネルを最短時間で整定させた場合のシミュレーション結果

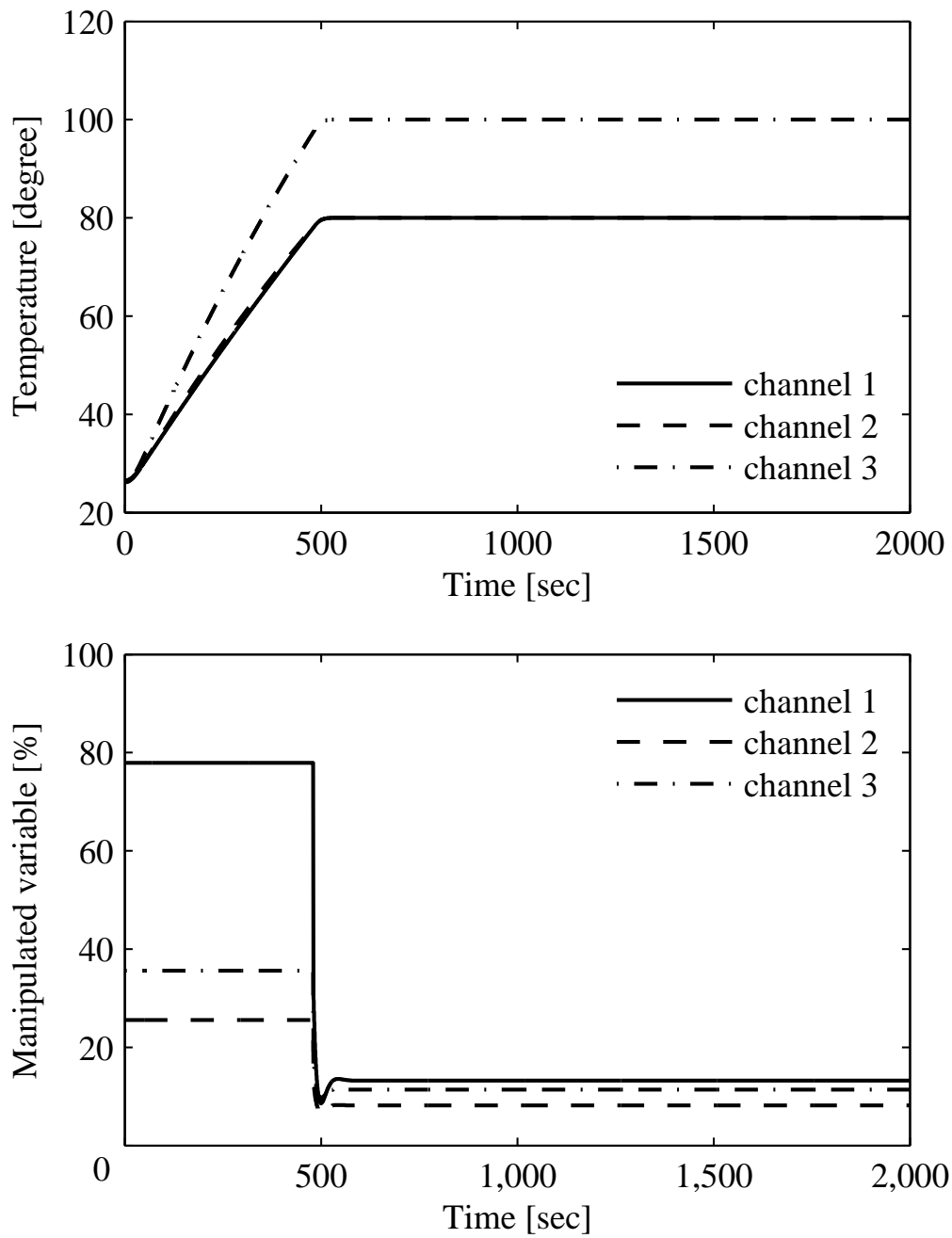


Fig. 6.4 整定時間を  $\tau = 500$  に指定した場合のシミュレーション結果

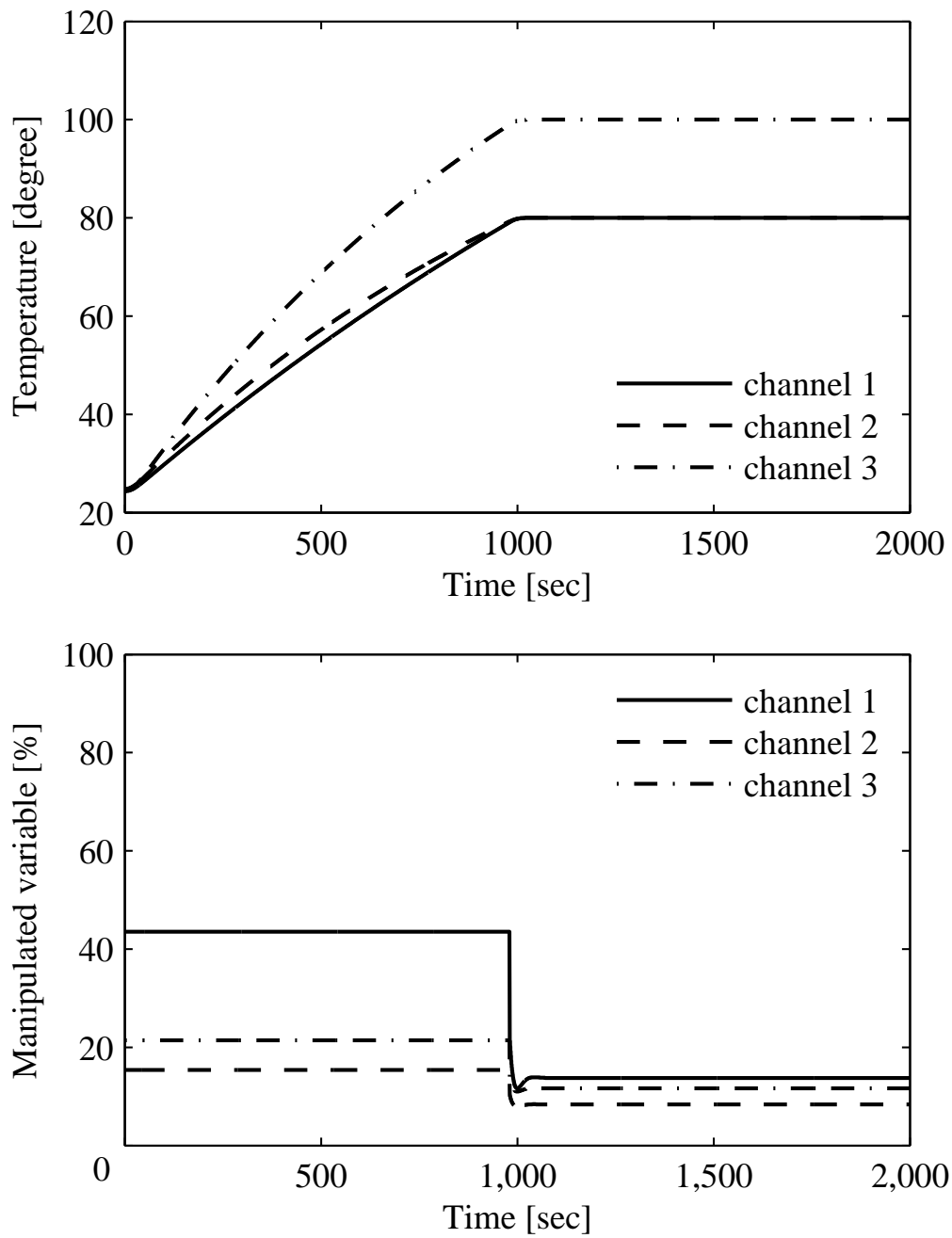


Fig. 6.5 整定時間を  $\tau = 1000$  に指定した場合のシミュレーション結果

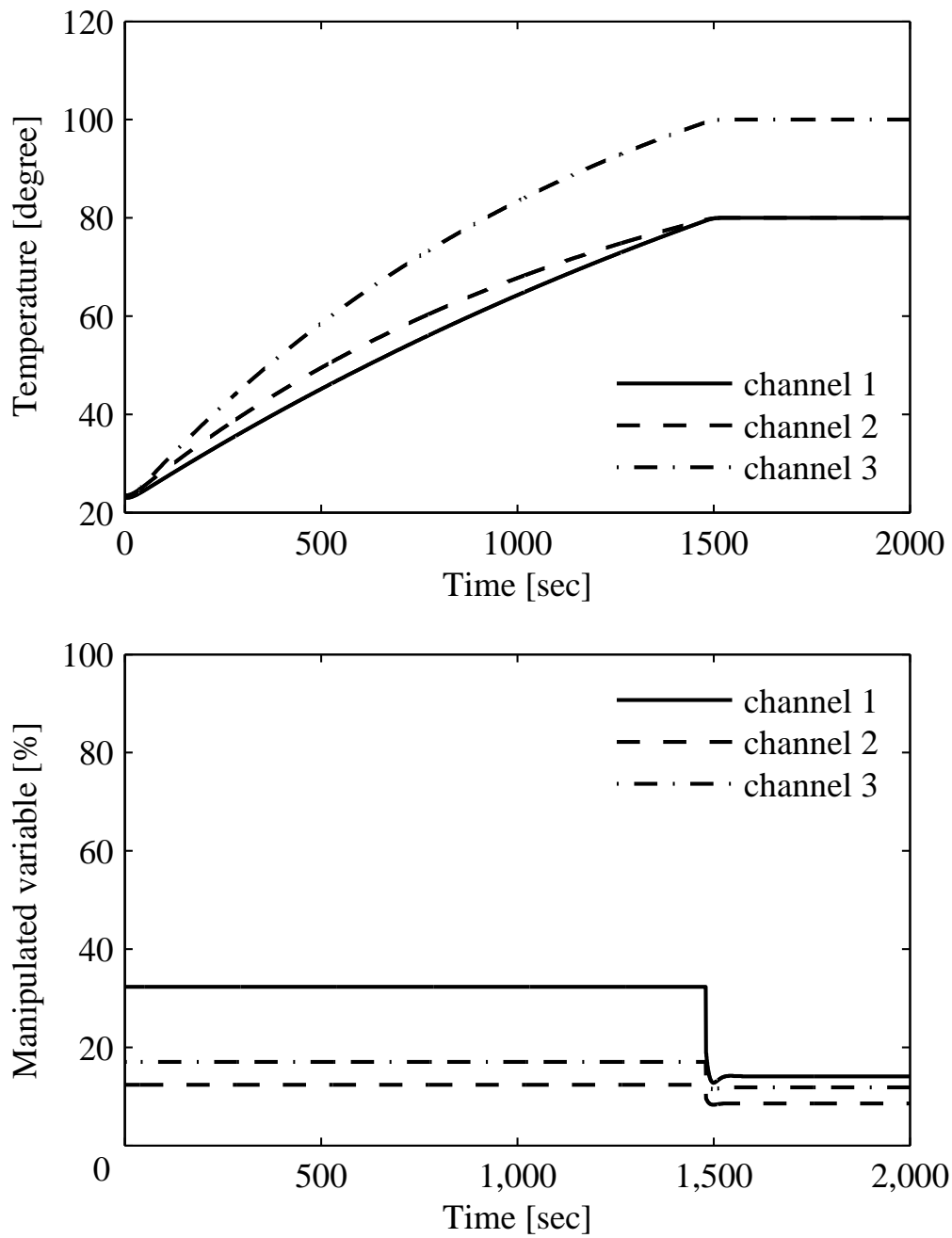


Fig. 6.6 整定時間を  $\tau = 1500$  に指定した場合のシミュレーション結果

### 6.3 温度制御装置の整定時間を指定する実験検証

シミュレーションには SSR(Solid state relay) などのパワーデバイスとドライブ回路がモデルに含まれていない。半導体製造装置など、これらの遅延・非線形性・ノイズの影響が製品に影響するため、実機実験も併せて行った。実験に用いたパラメータを Table 6.4~6.7 に示す。ただし、Table 6.5~6.7 の  $y_0$  は実験時の応答データの初期値である。指定する整定時間はシミュレーションと同様である。Fig. 6.7 に各バレルを最短時間で整定させた場合の実験結果、Fig. 6.8~6.10 に同時刻で整定させた場合の実験結果を示す。各チャンネルを最短時間で整定させる場合は、バレルの大きさによる熱容量の差異や目標値の差異により、整定時間がバレルごとに異なる。一方、整定時間を指定した場合は、指定した整定時間  $\tau = 500, 1000, 1500$  秒の誤差 5% 以内で、すべてのバレルがオーバーシュートすることなく同時刻で整定している。これは実機においても、提案法が熱容量の大きさや目標値の値に関係なく任意の整定時間を指定できることを示している。また、 $\tau = 500$  を指定した場合はバレル 1 とバレル 2 の過渡応答が同軌跡を示している。定常状態においては、操作量が PID 演算に切り替わり、ノイズの影響で振動を起こしているが、通常の PID 制御でも同様なノイズが発生する。本提案法に依存しないノイズであり、実機実験において問題なく動作することが確認できる。実験結果より、シミュレーション結果と同様に指定した時刻での整定が達成できた。くわえて、PID パラメータが整定時間と独立の関係であることを複数の整定時間を用いることで明らかにした。



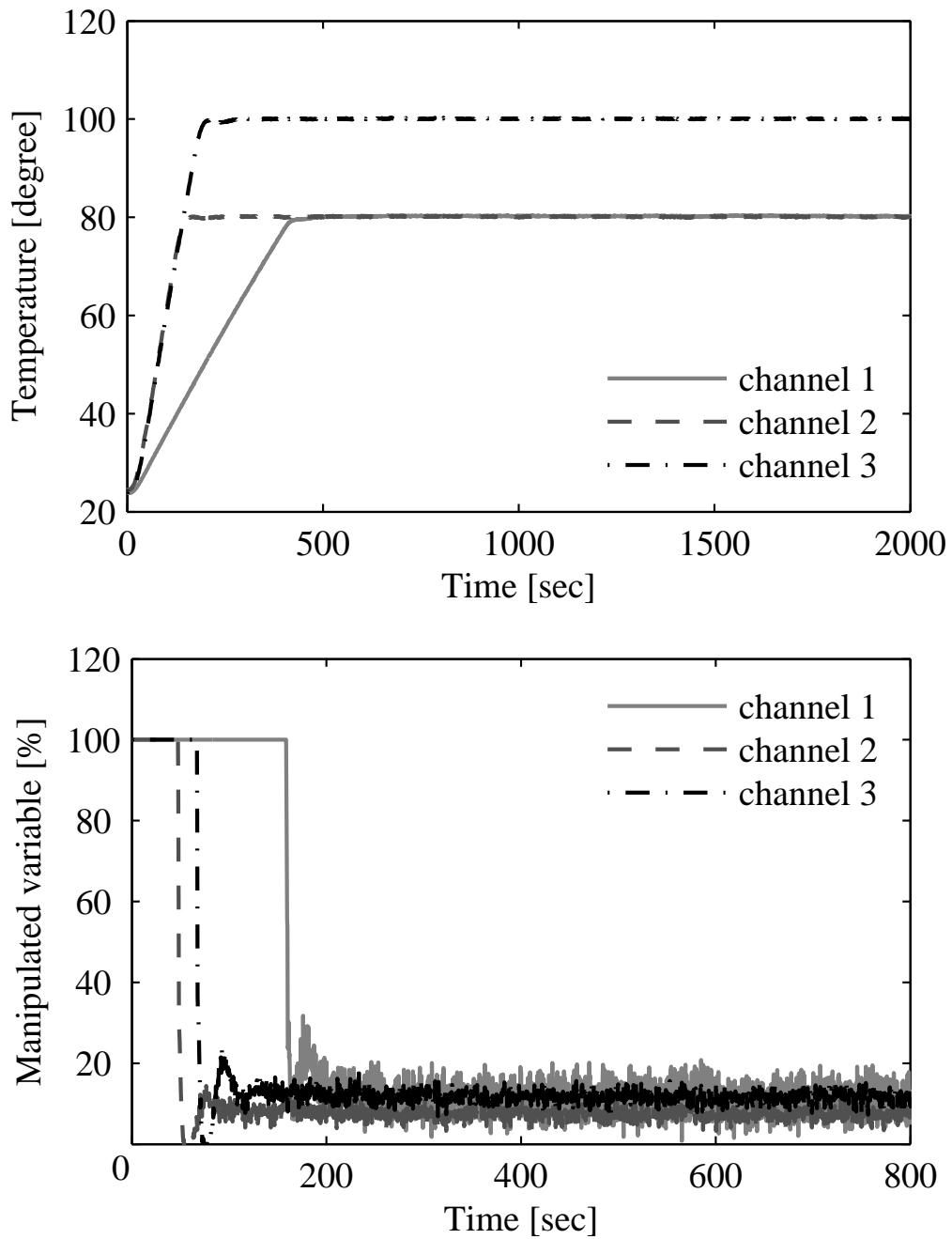


Fig. 6.7 各チャンネルを最短時間で整定させた場合の実験結果

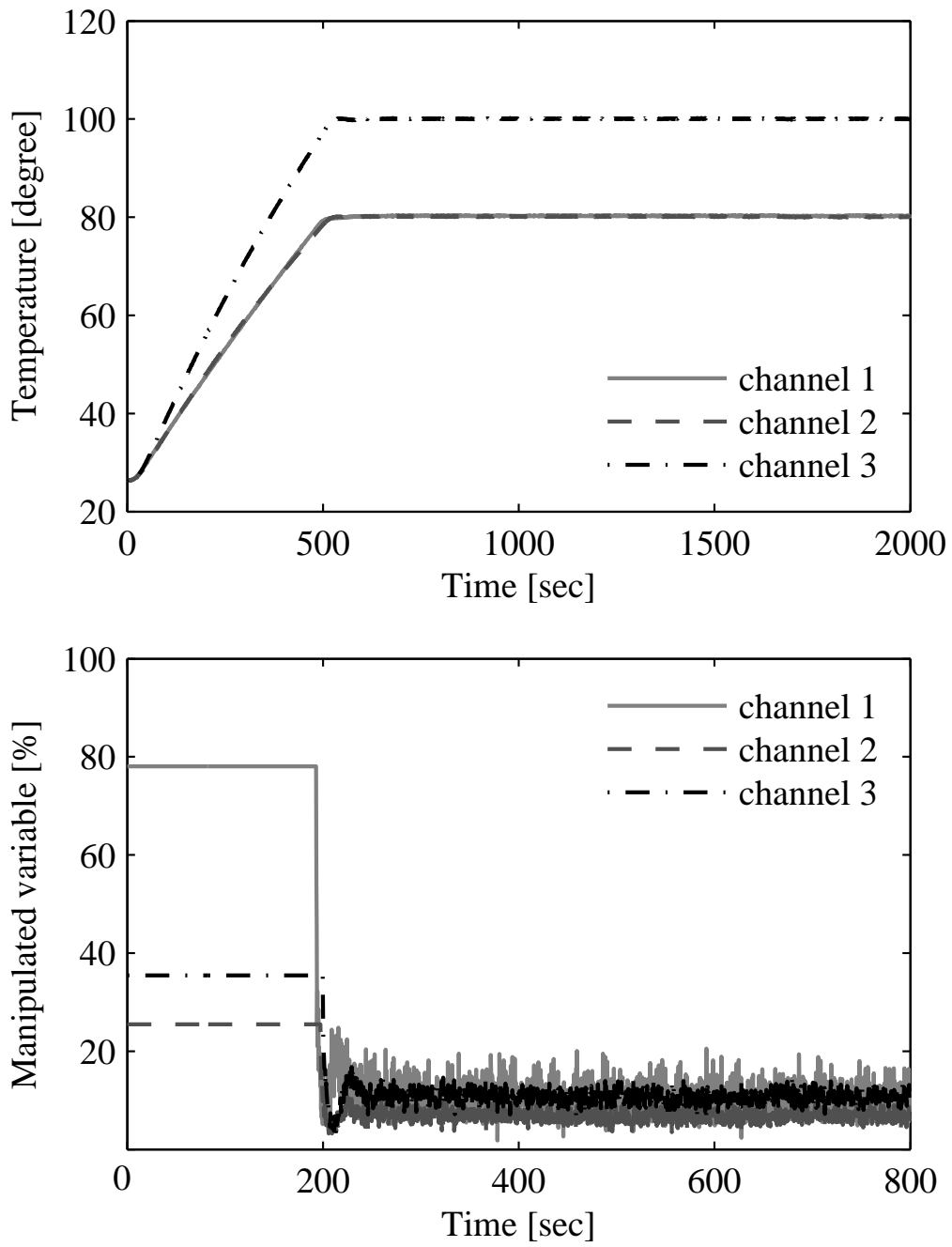


Fig. 6.8 整定時間を  $\tau = 500$  に指定した場合の実験結果

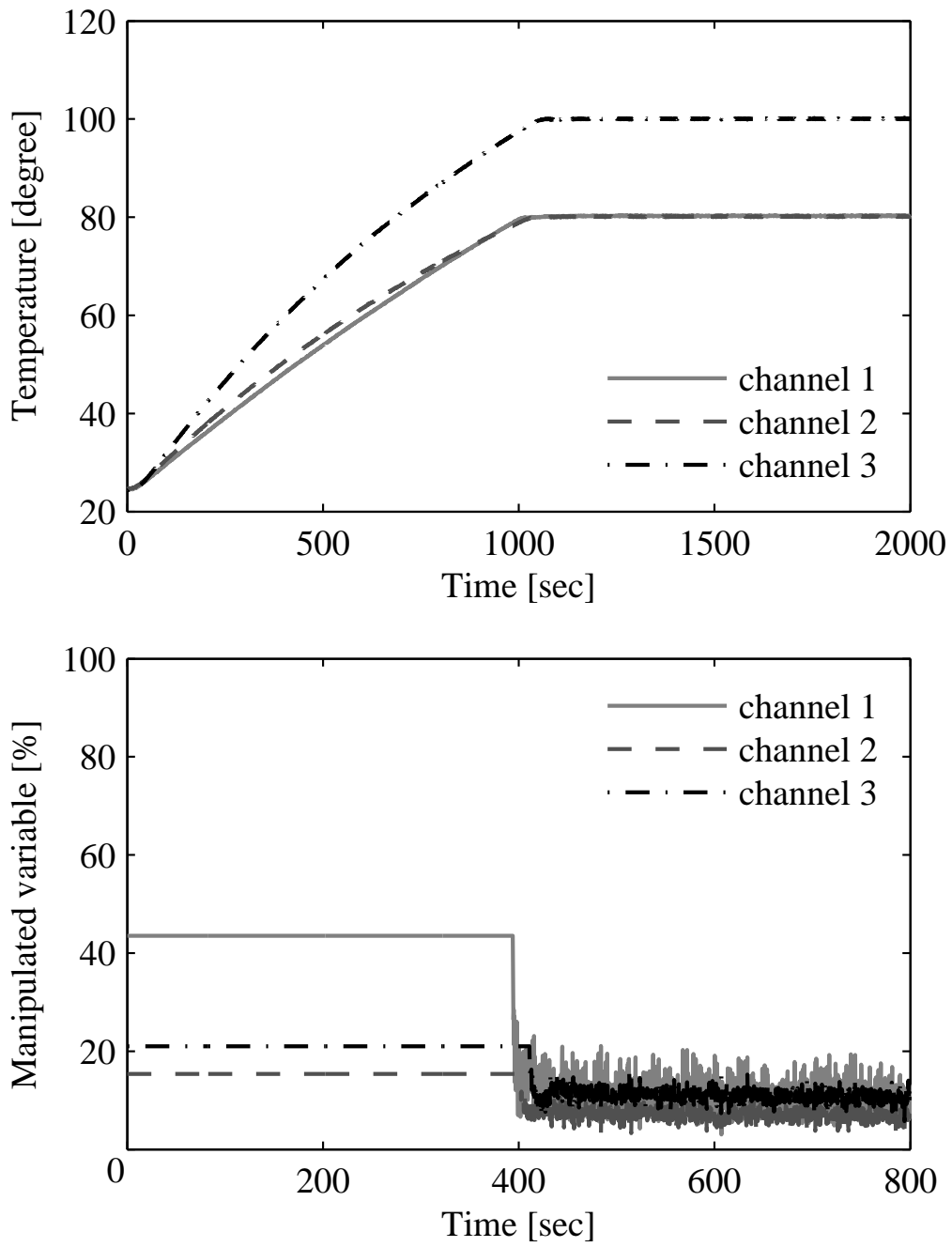


Fig. 6.9 整定時間を  $\tau = 1000$  に指定した場合の実験結果

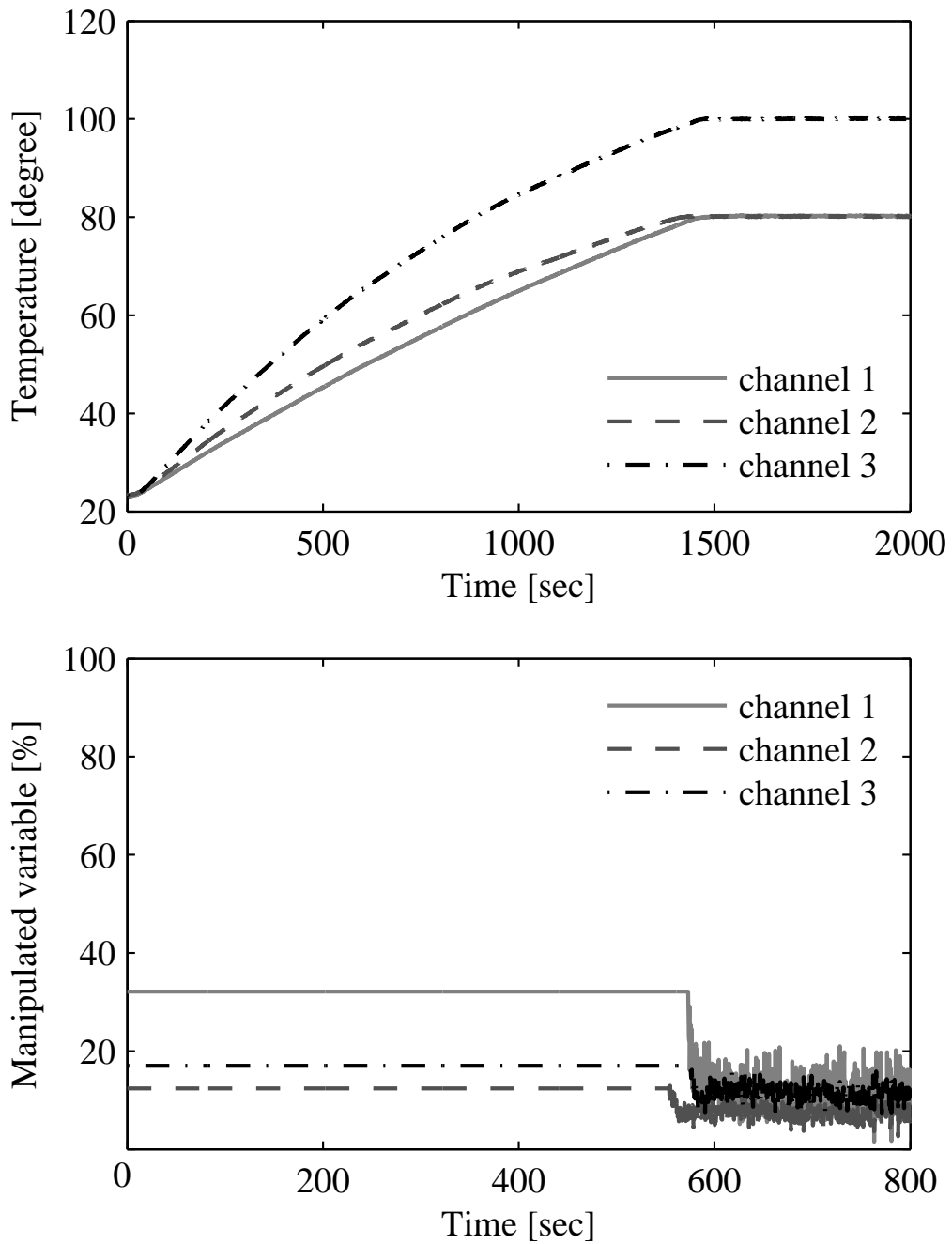


Fig. 6.10 整定時間を  $\tau = 1500$  に指定した場合の実験結果

## 第 7 章

### 結論

#### 7.1 研究による成果

本論文は，汎用調節計の歴史と PID 制御への要求を鑑み，高次システム同定法と，起動時に適用するアドバンスト PID 制御手法を提案した．厳密なモデルを構築することは制御系設計において重要であるが，システム同定に要する労力は制御系設計に要する労力の大半を占めると言える．そこで本論文は，実操業データから直接的に制御対象の高次モデルを同定する手法を提案することで，その問題を解決した．さらに本論文は，整定時間を指定可能なアドバンスト PID 制御法を提案することで，PID 制御に要求される短時間での立ち上げを実現した．提案法は，汎用調節計に一般的に搭載されている PID 制御の構造を変えず，各パラメータを最適化することで実現できるため，実用性を有している．以上の提案法を温度制御実験機に適用し，その有効性を実証した．以下に，本研究の成果を第 2 章から第 6 章まで，各章ごとに整理して述べる．

第 2 章では，装置の内外でエネルギーの流入出を伴う熱系プロセスにおいて，過渡状態が高次となる応答波形を同定するために，ラゲール関数の正規直交性を利用した高次システム同定法を提案した．提案法は閉ループ同定法であり，安全な入力幅の決定を必要とし，かつ外乱やノイズの影響を受けやすい従来法の問題を解決した．ラゲールモデルは単純な遅

れ要素の線形結合で表現されるため、高次モデルを導出する際に最適化するパラメータが少ないという利点を示した。モデルバリデーションを基に、タイムスケールリングファクタを最適化するための評価関数を示し、モデルの次数と整定時間を利用して、タイムスケールリングファクタの自動探索法を示した。また、汎用調節計の計算能力と起こりうる低周波外乱および高周波ノイズを考慮して、推定モデルの最適な次数を明らかにした。本章は、ラゲール関数やラゲール係数の演算に行列表現を取り入れることで、定数部分と時間やタイムスケールリングファクタなどの変数を含む部分に分けることで、ラゲールモデルの算出に要する時間を短縮する手法もあわせて提案した。プラントモデルの抽出において、ラゲールモデルを閉ループ応答に適用した場合、プラントモデルのダイポールが必ず発生することを明らかにし、その対処法を提案した。抽出されたプラントモデルは高次のモデルとなるが、低次数化できる場合があることを明らかにし、推定モデルの低次数化法を提案した。この低次数化は、極零相殺を基に行うため、モデルの重要な周波数情報を犠牲にしない手法を提案した。

第3章では、汎用調節計が対象とする温度制御系を想定したシミュレーションにより、一次遅れ+むだ時間系、高次遅れ+むだ時間系および最小位相系などの様々なベンチマークモデルを利用して提案法の有効性を検証した。高周波のノイズや低周波の外乱を付加した閉ループ応答から抽出した数学モデルにおいて、時間領域および周波数領域の特性が真のモデルと一致していることを示し、高精度の数学モデルが得られることを明らかにした。最も利用されている一次遅れ+むだ時間に対して、広範囲の正規むだ時間に対応できることを示し、提案法は一般的な熱系プロセスに適用可能であることを明らかにした。あわせて、ラゲール関数の行列表現における有効性の検証も検証した。行列表現により、定数部分と変数部分を分離することで計算効率が向上し、ラゲールモデルの算出に要する時間が平均で約77%短縮できることを明らかにした。

第4章では、温度制御実験機において、正規むだ時間の異なる2種類の加熱体を用いて提案法の有効性を検証した。実機実験においても、外乱に波形が重畳した閉ループ応答データから制御対象の数学モデルを抽出できることを示した。また、実験機の開ループステップ応答試験の結果と推定モデルのステップ応答が一致することを示し、提案法の有効性を明らかにした。提案法は、制御対象の数学モデルを抽出する際に、前段階としてフィードバック制御系の閉ループ伝達関数を推定する。本章では、推定された閉ループ伝達関数と一次遅れ+むだ時間系を基に推定した閉ループ伝達関数の閉ループ応答を比較して、提案法が閉ループ応答の変曲点など過渡特性の同定に適していることを示した。

第5章では、産業現場において、立ち上げ時間の改善および作業員や材料の配置や管理の最適化を支援するため、制御系の設計に整定時間を設定パラメータとして新たに導入することにより、整定時間を指定可能とするアドバンストPID制御を提案した。一次遅れ+むだ時間系のステップ応答を用いて、オーバーシュートが発生する原因を明らかにし、制御系の設計に応用できることを示した。操作量の制約を考慮することで、指定可能な整定時間の有効範囲を明らかにし、装置を最短時間で起動させる場合や、複数の装置を同時刻で整定させる方法を提案した。比例帯において、比例ゲインは比例帯の幅から幾何学的に算出されるが、提案法における比例ゲインは指定する整定時間と独立の関係であることを明らかにし、プロセスパラメータのみで調整できることを明らかにした。熱系プロセスのPID調整に広く利用されるCHR調整則と提案法のPIDパラメータによる、位相余裕およびゲイン余裕、ナイキスト線図を比較し、提案法の閉ループ特性が安定であることを明らかにした。

第6章では、比例帯の調整法を温度制御実験機に適用するシミュレーションおよび実験により、提案法の有効性を検証した。シミュレーションおよび実験ともに、異なる昇温特性の加熱体や異なる目標値を組み合わせしており、この条件下においても、提案法は全ての制御対象を指定した時刻でオーバーシュートすることなく整定できることを明らかにした。複

数の整定時間を用いて検証を行い，整定時間を変更しても PID パラメータの変更が不要であることを明らかにし，提案法の有効性を示した．また，複数の制御対象の起動時において，これらを同時刻で整定させる場合，過渡応答が一致することを示し，均一温度制御への応用が可能であることを明らかにした．加えて，同一の整定時間を指定することで，早く昇温が完了したチャンネルが，昇温の遅いチャンネルを待つという現象が回避できるため，省エネ制御などのアプリケーションにも応用できることを示した．

以上から，これらの理論を利用することで，産業界における技術の発展へ寄与できると考えられる．

## 7.2 今後の展望と課題

各要素ごとに今後の展望と課題を述べる．

### ラグ関数による高次システム同定法

本論文は制御対象をむだ時間を含む高次モデルで同定している．装置のむだ時間を正確に同定することは，オーバーシュートの抑制や安定な制御系を設計するために極めて重要である．高次で推定された制御対象のモデルから，むだ時間の要素のみを分離する手法の開発が必要と考えられる．くわえて，近年に開発が進められている均一温度制御法には過渡特性のモデリングが重要となる．過渡特性の厳密なモデルを構築できる提案法は，さまざまなアプリケーションへ応用できる．たとえば，操業ごとにモデルを同定し，データベースを作成することで，異常検出や故障原因の特定に応用できる．



### 整定時間を指定可能な比例帯調整法

提案法はユーザが自由に整定時間を指定できる。提案法は、近年に開発が進められているシミュレータ技術に応用が可能であり、装置のみでなく、生産ラインの最適化につながる。現在、提案法は SISO 系を対象としており、MIMO 系に拡張して干渉を考慮した手法の開発が必要と考えられる。

## 参考文献

- [1] Minorsky, N. : Directional Stability of Automatically Steered Bodies, Journal of the American Society of Naval Engineers, Vol. 42, No. 2, pp. 280-309 (1922)
- [2] A. Callendar, D.R. Hartree, and A. Porter, Time-lag in a control system, Phil. Trans. Royal Society of London Series A, Vol. 235, pp. 415-444, 1936.
- [3] J.G. Ziegler and N.B. Nichols: Optimum settings for automatic controllers, Trans. ASME, vol. 64, pp. 759-768, (1942)
- [4] 荒木光彦, 須田信英 : PID 制御の歴史, 計測と制御, Vol. 36, No. 9, pp. 643-647 (1997)
- [5] 須田信英 : PID 制御の高度化, システム制御情報学会誌, Vol. 38, No. 10, pp. 539-544 (1994)
- [6] P. Cominos and N. Munro: PID controllers: resent tuning methods and design to specification, IEE Proceedings on Control Theory and Applications, Vol. 149, No. 1, pp. 46-53 (2002)
- [7] 荒木光彦: 2自由度制御系-I-PID・微分先行型・I-PD 制御系の統一の見方などについて-, システムと制御, Vol. 29, No. 10, pp. 649-656 (1985)
- [8] 重政隆, 飯野穰, 神田雅江: 2自由度 PID コントローラのオートチューニング方法, 計測と制御, Vol. 27, No. 4, pp. 305-311 (1988)
- [9] Y. Peng, D. Vrancic and R. Hanus: Anti-Windup, Bumpless, and Conditioned Transfer Techniques for PID Controllers, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 16, No. 4, pp. 48-57 (1996)
- [10] 川崎義則, 後藤正則, 岩井善太 : 操作量にむだ時間を含む線形離散値系のデカップリング制御, 計測自動制御学会論文集, Vol. 18, No. 5, pp. 534-536 (1982)
- [11] 北森俊行 : 制御対象の部分的知識に基づく I-PD 方式非干渉制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, Vol. 16, No. 1, pp. 112-117 (1980)
- [12] 北森俊行 : 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 (1980)

- [13] 重政隆, 市川義則: デジタルプロセス制御系の閉ループ形オートチューニング方法, 計測自動制御学会論文集, Vol. 20, No. 7, pp. 592-599 (1984)
- [14] K. J. Åström and T. Hägglund: Automatic Tuning of PID controller, Instrument Society of America (1988)
- [15] C.C. Hang and K.K. Sin: A comparative performance study of PID auto-tuners, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 11, pp. 41-47 (1991).
- [16] K. J. Åström, C. C. Hang, P. Persson and W. K. Ho: Towards Intelligent PID Control, Automatica, Vol. 28, No. 1, pp. 1-9 (1992)
- [17] K. J. Åström and B. Wittenmark: On Self Tuning Regulators, Automatica, Vol. 9, pp. 185-199 (1973)
- [18] H. N. Koivo: A Multivariable Self-Tuning Controller, Automatica, Vol. 16, pp. 351-366 (1980)
- [19] 山本透: セルフチューニングコントローラの統一的枠組み計測と制御, 計測と制御, Vol. 35, No. 2, pp. 134-142 (1996)
- [20] 南野 郁夫, 田中 政仁, 松永 信智, 川路 茂保: 温度均一化を目的とする傾斜温度制御法の開発 電気学会論文誌 C, Vol. 122, No. 11, pp. 1954-1960 (2002)
- [21] 田中雅人: 過渡状態における状態量差を一定にするための  $\Delta L$  制御, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-06, pp17-22 (2006)
- [22] 濱根洋人, 兵働善一, 林洋一, 宮崎一善: 汎用温度調節計の FOLLOWER 制御 -多チャンネルを同時・同軌跡で起動する制御法-, 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1208-1213 (2006)
- [23] 松永信智, 南野郁夫, 川路 茂保: 熱系のフィードバック構造型モデルによる均一温度制御, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-06-114, pp. 21-26 (2006)
- [24] 松永信智, 南野郁夫, 川路 茂保: 熱系のフィードバック構造型モデルに基づく均一温度制御系の設計, 電気学会論文誌 C, Vol. 127, No. 12, pp. 2126-2132 (2007)
- [25] 松永信智, 仲野征彦, 岡島寛, 川路茂保: VRFT を用いた二次元熱板に対するフィードバック型非干渉化制御器の調整, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No.10, pp. 1175-1181 (2010)
- [26] H. Hamane, K. Matuki, F. Hiroki, and K. Miyazaki: Thermal MIMO controller for setpoint regulation and load disturbance rejection, Control Engineering Practice, 18, 2 pp. 198-208 (2010)
- [27] 藤井隆雄, 水島成人: LQ 設計への新しい試み-最適サ-ボ系設計への応用-, 計測自動制御学会論文集, Vol. 23, No. 2, pp. 129-135 (1987)

- [28] K. J. Åström: Theory and Applications of Adaptive Control-A Survey, *Automatica*, Vol. 19, No. 5, pp. 471-486 (1983)
- [29] K. J. Åström and B. Wittenmark: *Adaptive Control*, Addison-Wesley (1989)
- [30] 北森俊行: 大局的にみた適応制御, *コンピュータロール*, No. 32, pp. 2-6 (1990)
- [31] 伊藤正美: 適応制御かロバスト制御か?, *コンピュータロール*, No. 32, pp. 15-19 (1990)
- [32] K. J. Åström, C. C. Hang, P. Persson and W. K. Ho: Automatic Tuning and Adaptation for PID Controllers -A Survey, *Control Engineering Practice*, Vol. 1, No. 4, pp. 699-714 (1993)
- [33] 水本郁郎, 岩井善太: 単純適応制御 (SAC) の最近の動向, *計測と制御*, Vol. 40, No. 10, pp. 723-728 (2001)
- [34] F.G. Shinskey: PID-deadtime Control of Distributed Process, *Control Engineering Practice*, Vol. 9, No. 11, pp. 1177-1183 (2001)
- [35] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, B. A. Francis: State-Space Solutions to Standard  $\mathcal{H}_\infty$  and  $\mathcal{H}_2$  Control Problems, *IEEE Trans. AC*, Vol. 34, No. 8, pp. 831-847 (1989)
- [36] M. Morari, and R. Zafiriou: *Robust Process Control*, Prentice Hall, Englewood Cliffs (1989)
- [37] 原辰次:  $\mathcal{H}_\infty$  最適制御とロバスト安定性, *計測と制御*, Vol. 26, No. 5, pp. 393-399 (1987)
- [38] K. Glover and J. C. Doyle: State-space Formulae for all stabilizing controllers that satisfy an  $\mathcal{H}_\infty$ -norm bound and relations to risk sensitivity, *Systems and Control Letters*, 11, pp. 167-172 (1988)
- [39] H. Kimura, Y. Lu and R. Kawatani: On the Structure of  $\mathcal{H}_\infty$  Control Systems and Related Extensions, *IEEE Trans. AC*, Vol. 36, No. 6, pp. 653-667 (1991)
- [40] Wu-Chung Su and Ching-Chih Tsai: Discrete-Time VSS Temperature Control for a Plastic Extrusion Process with Water Cooling Systems, *IEEE Transactions on control systems technology*, Vol. 9, No. 4, pp. 618-623 (2001)
- [41] K. J. Åström and T. Hägglund: The Future of PID control, *Science Direct*, Vol. 9 No. 11, pp. 1163-1175 (2001)
- [42] R. Vilanova, A. Visioli (eds.): *PID Control in the Third Millennium-Lessons Learned and New Approaches-*, Springer, (2012)
- [43] D.E. Rivera, M. Morari, S. Skogestad: Internal Model Control, 4. PID controller design, *Ind. Eng. Proc. Des. Dev.*, Vol. 25, No. 1, pp. 252-265 (1986)

- [44] 須田信英 : PID 制御, 朝倉書店 (1992)
- [45] 北森俊行, 桑田龍一 : PID 制御方式の原理・実用化と設計法, 計測と制御, Vol. 37, No. 3, pp. 201-208 (1998)
- [46] A. O'Dwyer: Handbook of PI and PID controller tuning rules 2nd Edition, Imperial College Press (2006)
- [47] 濱根洋人, 松永信智, 田中雅人, 南野郁夫, 宮崎一善 : 汎用調節計の産業動向と新技術, 電気学会技術報告, 第 1180 号 (2010)
- [48] 齊藤隆 : 制御性の向上と小型化を実現したコントローラ<デジタル調節計「TTM-200 シリーズ」>, 計装技術, pp. 40-42, 12月号 (2008)
- [49] Ljung, L., System Identification, Theory for the user, 2nd Ed., Prentice Hall (1999)
- [50] Y. W. Lee: Statistical Theory of Communication, New York: Wiley (1960)
- [51] G. J. Clowes: Choice of the time scaling factor for linear system approximations using orthonormal Laguerre functions, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 10, pp. 487-489 (1965)
- [52] Zervos, C.C and Dumont, G.A. : Deterministic adaptive control based on Laguerre series representation, Int. J. Control, Vol. 48, No. 6, pp. 2333-2359 (1988)
- [53] Mäkilä P. M.: Laguerre series approximation of infinite dimensional systems, Automatica, Vol.26, No. 6, pp. 985-995 (1990)
- [54] B. Wahlberg: System Identification Using Laguerre Models, IEEE Trans. Auto. Cont., Vol. 36, No. 5, pp. 551-562 (1991)
- [55] B. Wahlberg and L. Ljung: Hard Frequency-Domain Model Error Bounds from Least-Square Like Identification Techniques, IEEE Trans. Auto. Cont., Vol. 37, No. 7, pp. 900-912 (1992)
- [56] G.Goodwin, M. Gevers and B. Ninness: Quantifying the Error in Estimated Transfer Functions with Application to Model Order Selection, IEEE Trans. Automatic Control 37, pp. 913-928 (1992)
- [57] P.M.J. Vam den Hof, P.S.C. Heuberger and J. Bokor: System Identification with Generalized Orthonormal Basis Function, Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3382-3387 (1994)
- [58] P.D. Olivier: Online system identification using Laguerre series, IEE Proceedings Control Theory and Applications, Vol. 141, No. 4, pp. 249-254 (1994)
- [59] L. Wang, and W. R. Cluett: Optimal Choice of Time-scaling Factor for Linear System

- Approximations Using Laguerre Models, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 7, pp. 1463-1467 (1994)
- [60] L. Wang, and W. R. Cluett: From Plant Data to Process Control : Ideas for Process Identification and PID Design, Systems and Control Book Series, The Taylor & Francis, pp. 9-57 (2000)
- [61] C. B. Lynch and G. A. Dumont: Control Loop Performance Monitoring, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 4, No. 2, pp. 185-192 (1996)
- [62] N. Tanguy, R. Morvan, P. Vilbé and L.C. Calvez: Online Optimization of the Time Scale in Adaptive Laguerre-Based Filters, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 48, No. 4 (2000)
- [63] 濱根洋人, 兵働善一, 林洋一, 宮崎一善: 温度調節計の雑音に乱された応答からのセルフチューニング, 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 6, pp. 756-763 (2006)
- [64] 濱根洋人, 兵働善一, 林洋一, 宮崎一善: 温度調節計セルフチューニングにおけるラゲール推定の最適化, 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 5, pp. 540-541 (2007)
- [65] Y. Hirama, H. Hamane, and F. Hiroki: Closed Loop Modelling Method for Non-linear System Using Laguerre Polynomials, International Conference on Control, Automation and Systems, pp. 231-236 (2010)
- [66] Y. Hirama, H. Hamane, and K. Miyazaki, Identification Method for Commercialized PI control Using Laguerre Function, SICE Annual Conference 2011, pp. 2955-2960, (2011)
- [67] 平間雄輔, 濱根洋人, 宮崎一善: 汎用調節計の閉ループ操業データからのラゲール級数同定, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 8, pp. 786-794 (2013)
- [68] 佐野昭: ノンパラメトリックモデルの同定, 計測と制御, Vol. 28, No. 4, pp. 316-322 (1989)
- [69] 赤池弘次, 中川東一郎: ダイナミックシステムの統計学的解析と制御, サイエンス社 (1972)
- [70] G.E.P.Box, G.M.Jenkins, G.C.Reinsel, Time Series Analysis, 3rd Ed., Prentice Hall (1994)
- [71] 涌井伸二, 橋本誠司, 高梨宏之, 中村幸紀: 現場で役立つ制御工学の基本, コロナ社 (2012)
- [72] C.A. Desoer and M. Vidyasagar, Feedback Systems: Input-Output Properties, Academic Press, New York (1975)
- [73] 横山修一, 濱根洋人, 小野垣仁: 基礎と実践 制御工学入門, コロナ社 (2009)
- [74] 平間雄輔, 濱根洋人, 宮崎一善: 汎用調節計のラゲール級数同定における演算速度の改善, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 5, pp. 577-578 (2014)
- [75] S. Skogestad: Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning,

- Journal of Process Control, Vol.13, pp. 291-309 (2003)
- [76] D. E. Seborg, T. F. Edgar and D. A. Mellichamp : *Process Dynamics and Control*, John Wiley & Sons, New York (2004)
- [77] 亀山充隆, 中村利孝, 黄席越, 樋口龍雄 : 操作量に振幅制限がある場合の最短時間デジタル制御システムの構成法, 計測自動制御学会論文集, Vol. 23, No. 2, pp. 123-128 (1987)
- [78] 山口高司, 宍田和久, 平井洋武 : 磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系におけるモード切り換え時の初期値補償問題の基礎検討, 計測自動制御学会論文集, Vol. 29 No. 7, pp. 792-799 (1993)
- [79] 小野垣仁, 横山修一, 山崎智行 : 操作量切換法による押出成形機の  $H_\infty$  制御, 電気学会論文誌 D, Vol. 115 No. 12, pp. 1555-1556 (1995)
- [80] 濱根洋人, 横山修一, 小野垣仁, 岩谷征 : 押出成形機のシステム起動時間の短縮, 第7回計測自動制御学会中国支部学術講演会論文集, 第7号, pp. 62-63 (1998)
- [81] 小野垣仁, 横山修一, 濱根洋人 : アンチワインドアップを考慮した定位性プロセスにおける最短時間起動制御, 電気学会論文誌 D, Vol. 123 No. 6, pp. 696-702 (2003)
- [82] タムラ製作所 : 加熱装置, 特開 2004-9099 (2004)
- [83] 佐々木友紘, 伊藤孝徳, 千葉茂樹, 石橋政三, 伊藤菊一, 長田洋 : 省エネルギー型多ループ制御系に関する研究, 計測自動制御学会東北支部 第272回研究集会, 272-13, pp. 1-4 (2012)
- [84] 田中雅人 : PID 温度制御における総電力抑制技術, 日本工業炉協会 工業加熱, Vol. 50, No. 6, pp. 13-18 (2013)
- [85] 東邦電子 : ピーク電力抑制装置, 特開 2014-170355 (2014)
- [86] 平間雄輔, 濱根洋人, 宮崎一善 : ピーク電力を付加した均一温度制御法, 電気学会制御産業計測制御合同研究会, CT-14-43 IIC-14-150, pp. 29-35 (2014)
- [87] 平間雄輔・濱根洋人・宮崎一善, 温度制御系におけるむだ時間を考慮した比例帯による最短時間起動制御法, 平成24年電気学会全国大会, pp.21-23, (2012)
- [88] Y. Hirama, H. Hamane, and K. Miyazaki : Proportional Band Considering Starting Time for Temperature Controller, The 2012 International Conference on Advanced Mechatronic Systems, pp. 259-264 (2012)
- [89] 平間雄輔, 濱根洋人, 宮崎一善 : 整定時間を指定可能な汎用調節計の比例帯調整法, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 12, pp. 989-996 (2014)
- [90] 東邦電子 : 温度制御装置, 特開 2014-164463, (2014)
- [91] K. J. Åström and T. Hägglund: PID controllers:Theory, Design, and Tuning, Instrument Society of America, North Carolina (1995)

## 謝辞

本論文は，工学院大学大学院工学研究科機械工学専攻 教授 廣木 富士男 先生のご指導のもとでまとめられました。廣木 富士男 先生は著者が学部4年時次から今日に至るまで，公私両面にわたり渡り重要な示唆やご指導を賜り，共に多くの有益な議論をさせて頂きました。ここに心から感謝の意を表し，深くお礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり，工学院大学大学院工学研究科機械工学専攻 教授 鈴木 健司 先生，工学院大学大学院 工学研究科 電気・電子工学専攻 教授 森下 明平 先生 にはご多忙にもかかわらず懇切丁寧なご指導とご教示を賜り，本論文の内容について示唆に富む貴重な多くのご指導を頂きました。ここに心から深く感謝申し上げます。

東京農工大学大学院 工学府 電気電子工学専攻 教授 涌井 伸二 先生には，制御工学の第一線でご活躍されている先生の豊富な知識と経験に基づき，本論文執筆にあたり貴重なご指導と議論・検討をさせて頂きました。ここに心から深く感謝を申し上げます。

工学院大学 工学部 機械システム工学科 准教授 濱根 洋人 先生には，著者が学部4年次から今日に至るまで，研究の発想法，研究者として研究を社会へ寄与させる重要性を寛大で親切丁寧なご指導と御鞭撻を賜りました。崇高で機知に富む御助言を頂く度に，深い感銘を受けました。ここに心から感謝の意を表し，深くお礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり，研究に必要な実験装置など数多くのご協力を賜りました東邦電子株式会社の河本 悟 氏，宮崎 一善 氏，齊藤 隆氏に対し，ここに厚く御礼を申し上げます。

さらに，長期間にわたりあたたかい御指導と研究を進めるうえで様々な御助言を頂いた工学院大学の諸先生方に謝意を表します。



また，本研究の実験を手伝っていただいた工学院大学 自動制御研究室の大学院生，卒論生諸氏に謝意を表します．

最後に，著者を影ながら応援して頂いた両親に，心から感謝を申し上げます．