

化学プロセスにおける PID 制御装置の  
PID パラメータ最適設計に関する研究

東京農工大学大学院 工学府博士後期課程  
応用化学専攻

2023 年 3 月

大寶 茂樹

## 要旨

第1章は「序論」であり、化学プラントの代表的な制御手法であるPID制御器に対して歴史および各種調整法の整理を経て、実プロセスへ適用する調整法として内部モデル制御(IMC)が適していることを示した。しかしながら、積分モデル適用時のIMCフィルター時定数決定方法に関して課題が残っており、この課題の整理および課題解決の方向性を述べた。

第2章は「IMC理論に基づく化学プラント液面制御に適したPID制御設計」と題し、新たなIMCフィルター形状を提案し、新たなPID調整則を導出した。また、課題であるIMCフィルター時定数の決定方法に関しては約200個の実プロセス液面制御器のプロセスゲインによる統計解析結果に基づいて決定方法を提案し、プロセスゲインからIMCフィルター時定数を算出できるようにした。このIMCフィルター時定数算出式には調整指針も付加し、推奨PIDパラメータ初期値を設定後のPIDパラメータ微調整を感覚的に実施できるようにした。更に実プロセスでの適用事例・実績から調整指針もモデル化され、最適なPID値を提示できるようにした。

第3章は「PIDパラメータ値の不適切設定による自励振動制御器の閉ループ同定」と題し、制御変数および操作変数の自励振動周期を示す時系列データおよびPIDパラメータ値のみから、むだ時間を含む1次遅れモデルおよび積分モデルの2種類のモデルに対する閉ループ同定方法を提案した。なお、1次遅れモデルに対して本手法を適用した場合、数値計算のみでは複数の閉ループ同定結果解が得られる場合がある。これに対して、「DCSのPID制御器を用いた制御性能改善を主目的としたモデル同定」という制約条件から、計装エンジニアの視点を取り入れ一意のモデル同定結果を得る方法を提案した。この提案手法を酢酸ビニルモノマー(VAM)プラントシミュレータへ適用し、制御性能を改善した事例を示した。

第4章は「不適切なPIDパラメータ設定による自励振動応答の自動検出とPID再調整」と題し、化学プラントに導入されている一般的なRTDBから自励振動応答を示す不具合PID制御器の検出と閉ループ同定に適用する最適な自励振動応答の自動抽出方法を提案した。併せて、第2章および第3章での提案手法も含めたアプリケーションを開発した。このアプリケーションをVAMプラントシミュレータへ適用した結果、第3章で目視および手動操作によって選定した自励周期期間と同等の時系列データを自動的に取得し、最適

PID パラメータ値を提示した。また、数千個の PID 制御器の時系列データが蓄積されている実プラントの RTDB に適用した結果、約 3 h で全 PID 制御器の制御性能評価が行われ、数十個の不具合 PID 制御器の検出および最適 PID パラメータ値が自動算出された。更に、温度制御器に適用し制御性能が改善した事例を示した。

本論文を通して、化学プラントでの PID 制御を用いた運転安定化（最適 PID パラメータチューニング）に対して、種々の事象を伝達関数モデルを用いた数式により示し、かつ、実プラントでの一般的な環境（DCS, RTDB など）を配慮し、プラントでの新たなテストを不要とした PID パラメータ設計技術を提案した。さらに同技術を現場へ容易に実装できるアプリケーションツールも開発した。そして、このアプリケーションツールを実プラントへ適用し、性能および効果を実証した。

## 目次

	頁
要旨	
第1章 序論	1
1.1 本研究の狙い	1
1.2 PID制御と代表的なPIDパラメータ調整則の整理	5
1.3 Ziegler-Nichols法およびCHR法の実プロセス適用時の欠点	8
1.4 IMC法の積分プロセス適用時の課題	10
1.5 実プロセスにおける液面制御の理想的な制御方法	12
1.6 課題の整理と研究目的	13
第2章 IMC理論に基づく化学プラント液面制御に適したPID制御設計	18
2.1 積分モデルのPI制御器での最適化	19
2.1.1 対象システムの閉ループ伝達関数	19
2.1.2 対象システムの状態空間モデル	21
2.1.3 最適レギュレータ	22
2.2 内部モデル制御によるPIDパラメータ設計	24
2.2.1 新しいIMCフィルターの提案	24
2.2.2 提案するIMCフィルターを用いたPID制御器パラメータ設計	26
2.3 IMCフィルター時定数	29
2.3.1 実プロセスでの積分ゲイン統計	29
2.3.2 IMCフィルター時定数決定則	30
2.4 シミュレーション／実プロセス適用結果	32
2.4.1 提案IMCフィルター時定数での自動制御応答	32
2.4.2 制御性能の評価	34
2.4.3 実プロセス適用結果-1	36
2.4.4 実プロセス適用実績からの調整法	37
2.4.5 実プロセス適用事例-2	37
2.4.6 実プロセス適用事例-3	38

2.4.7	実プロセス適用結果まとめ	40
2.5	結言	42
第3章	PID パラメータ値の不適切設定による自励振動制御器の閉ループ同定	45
3.1	閉ループ同定	46
3.1.1	積分モデルのプロセスゲイン導出	46
3.1.2	プロセスゲイン導出対象モデルの拡張	48
3.1.3	時系列データを併用したモデル同定	49
3.1.4	積分モデルでのシミュレーション結果	52
3.1.5	1次遅れモデルでのシミュレーション結果	53
3.2	最適 PID パラメータ値	57
3.2.1	1次遅れモデルおよび積分モデルの PID パラメータ調整則	57
3.2.2	モデル誤差を有した場合の制御性能	59
3.3	VAM プロセスへの適用	63
3.3.1	VAM プロセス概要	63
3.3.2	VAM 生産量変更の運転方式の検出	64
3.3.3	不具合 PID パラメータ値によるシミュレーション結果	65
3.3.4	閉ループ同定&最適 PID 値算出結果	67
3.3.5	最適 PID パラメータ値によるシミュレーション結果	73
3.4	結言	74
第4章	不適切な PID パラメータ設定による自励振動応答の自動検出と PID 再調整	78
4.1	問題設定	79
4.1.1	リアルタイムデータベース(RTDB)の仕様仮定	80
4.1.2	自励周期の目視判断に関する考察	81
4.2	提案手法とアプリケーション開発	82
4.2.1	パワースペクトル密度関数 (PSD) ・ 自己相関係数 (ACC)	82
4.2.2	操作変数側のハイパスフィルター (HPF) 処理	85
4.2.3	始点検出	86
4.2.4	自励振動応答判定	88

4.2.5	アプリケーション実装	90
4.3	適用例	92
4.3.1	VAM プロセスデータへの適用	92
4.3.2	ベンチマークデータへの適用	94
4.3.3	三井化学実プラントへの適用	96
4.4	結言	98
	Appendix	99
A	積分モデル+PI 制御の実時間応答導出	99
B	時系列データからの制御モード判別	101
第 5 章	結言	104
5.1	本研究の成果	104
5.2	今後の展望	106
	謝辞	107
Appendix	関係論文, 学会発表, 受賞	108

# 第1章 序論

## 1.1 本研究の狙い

化学プロセス産業では反応・蒸留・伝熱などの種々の単位操作を実現する装置を組み合わせ、目的とする品質の製品を製造しており、一連の装置の総称としてプラントと呼んでいる。さらに、一定の地域で原料から製品をつくる過程で、製造製品が違うプラント群を結び付けた生産体系をコンビナートと呼んでいる。1970年代に製品化されたDCS(Distributed Control System : 分散型制御システム)が1980年代に各プラントへ導入され、パネル計装からデジタル計装へ移行したことでプロセス計装システムが大きく変革した。その後、1990年代には高度制御プロジェクトを通じてエチレンプラント等の大規模プロセスに対してMPC(Model Predictive Control : モデル予測制御)システムの導入が行われ、多変数制御・現代制御がプロセス制御に適用された。なお、この頃のPID制御器が占める割合は90%と云われている(Ogawa and Kano,2008)。20年を経た現在でもモデル予測制御あるいは適応制御理論やロバスト制御理論に基づいた制御アルゴリズムの適用事例は微増であり、未だに制御器の90%近くをPID制御器が占めている。この理由として、

I) PID制御アルゴリズムの構造が簡単

II) 比例・積分・微分といった制御パラメータのもつ物理的な意味が明確

III) 経験に基づいたチューニングで、大半の制御器はそれなりに制御できるが云われているが(Yamamoto,2000)、一番の理由は、

IV) DCSに装備された「標準制御ユニット」がPID制御ユニットである

V) 中・小規模プラントでは投資対効果・保守の観点よりMPC等が適用され難いことであると言える。したがって、今後もPID制御器の占める割合が大きく減少することは少なく、化学プロセス産業での制御はPID制御を抜きにして語ることはできないと認識している。

実稼働しているPID制御器の多くは、プラント建設時に初期設定指針に則って設定されたPIDパラメータ値が設定され、制御性が悪いと判断されたPID制御器のみチューニングが施される。したがって、制御性能評価が行われていないPID制御器は“手動操作を行うことなく自動制御ができています”に過ぎず、減衰係数が小さく振動的な制御性を示している“潜在的な不具合制御器”も多い。特に液面制御や、時定数が長くむだ時間も存在

する温度制御，圧力制御などでは不適切な PID パラメータ値の設定により自励振動応答を容易に実現できることから“潜在的な不具合制御器”が多い．この不具合制御器に対して，最適 PID パラメータチューニングを施すことによりプラントの更なる安定化が見込めるが，各プラントで数百器，コンビナート全体で数千器におよぶ PID 制御器が存在することから，マンパワーおよびスキルの問題もあり見過ごされているのが実状である(Kano and Ogawa,2010)．

PID パラメータ調整を行う際に，実プロセスモデルを近似した伝達関数表現等のプロセスモデルを用いる．プロセスモデルを扱う利点は，PID パラメータ値の導出過程が明確であり，モデル誤差を考慮した検討も容易にできることである．欠点はプロセスモデルを得るために，ステップテスト等の故意に操作変数を変更してプロセス応答を取得するシステム同定実験を必要とすることである．製品品質管理の観点やシステム同定実験に時間がかかるなどのマンパワーの問題からシステム同定実験を実施できない場合も多い(Tasaka *et al.*,2009)．このような背景からシステム同定実験を行わず現状の PID 制御器の閉ループ応答から PID パラメータ値を直接決定する「データ駆動型制御器設計法」の研究が進められてきた(Campi *et al.*,2002)．ただし，この方法でも 2 種類の PID パラメータ値の応答を必要とする手法(Seki,2010)や，設定値変更時の応答を必要とするなどの一定条件下の制約がある(Soma,2004)．また，PID パラメータ値が算出されたとしても製造プラントの技術スタッフおよびオペレータの理解が得られ難い．これらの考察からシステム同定実験を行わず PID 制御器の閉ループ応答からプロセスモデルを同定する「閉ループ同定」手法が理想と考える(Ananth and Chidambaram,1999)．しかしながら，この手法でも「データ駆動型制御器設計法」と同じく設定値変更(Pramod and Chidambaram,2000)などの特定の応答を必要とする課題がある．この課題に対して，Ogawa 氏との私的交流にて，むだ時間を含まない積分モデルと PI 制御器に対して自励振動応答を示している場合に限り，特定の入力応答を必要とせず PID パラメータと自励振動周期のみでプロセスゲインを導出する「閉ループ同定」の考え方を得た(Ogawa, personal communication)．ただし，ここで得た手法はむだ時間を含まない積分モデルのみであり，実プロセスにて適用可能な対象は液面制御のみに限られる．実プロセスに適用するためには，最低でも“むだ時間を含む積分モデル”および“むだ時間を含む 1 次遅れモデル”の 2 種類の「閉ループ同定」が必要と考える．

DCS によるプラント運転情報は PIMS(Plant Information Management System : プラント情報管理システム)の RTDB(Realtime Database : リアルタイムデータベース)にて長期

保存する仕組みが一般的に構築されており、1分周期で数年分の運転データが蓄積されている。閉ループ同定技術が確立した場合、過去に蓄積されたデータから閉ループ同定に適した時系列データ期間を自動的に検出できればPIDパラメータ設計に対して新たなプラント変動テストを与える必要がなく、最適なPIDパラメータが得られることになる。しかしながら、実プラントの操業では製造設備の定期的なメンテナンス・オーバーホールを必要とするためプラント運転を停止する期間がある。また、通常運転時でも装置の故障等により、本来AUTOモード・CASモード等の自動制御運転であるにも関わらずMANモードでの手動運転を行う場合があるなど、運転データは多種多様であり適切な時系列データ期間を検出することは難しい。

実プラントでの制御性能維持・管理・運用において重要なことは、各プラントの技術スタッフおよびオペレータのみで管理・運用できることである。プロセス制御技術者によって高精度での制御が実現できた場合でも、プロセス経年劣化等でモデル誤差が生じてきた際の再調整時に、その技術者が居ないために対応できず、当該制御システムが使われなくなったというケースはよくある事例である。すなわち、制御技術者は制御技術者のみが運用できるシステム設計を行うべきではなく、最低限の制御教育を受けたオペレータでも維持・管理・運用できるシステム設計を行う必要がある。なお、制御性能維持・管理では定期的に制御性能を評価する必要があり、その際に時系列データを用いて比較する作業が発生する。これが少数のPID制御器であれば短時間であるかもしれないが、プラント全てのPID制御器に対して実施することになれば、それなりの作業時間が必要となる。作業を実施することで毎回異常検出ができるのであるならば作業の必要性もあるだろうが、制御性能評価にて異常検出されることは稀である。プラント操業にて最低限の人員構成であるオペレータに対してこのような作業に対して手作業を含めることは作業意識の低下に繋がります。プラント安全安定運転の実現維持に対して好ましくない。つまり、時系列データの収集から制御性能評価までの一連の作業を完全自動化し、改善対象となるPID制御器の最適なPIDパラメータまでを提示する仕組みが求められる。さらに、提示したPIDパラメータにて期待した制御性能改善効果が得られなかった際の次の一手まで提示されている必要があると考える。このようなシステム設計ができることで、実プラントの制御性能維持・管理・運用ができると考える。

### 【本研究の狙い】

- 1) 化学プラントに適用する PID 制御について、最適な PID パラメータ設計方法を考案する
- 2) 自動制御状態の PID 制御応答からプロセス伝達関数を得る「閉ループ同定」方法を考案する
- 3) RTDB に蓄積されたデータから自動的に閉ループ同定に最適なデータを自動検出する方法を考案する
- 4) 実プラントにて恒久的に運用できる工具箱（ツール）を開発する

開発ツールの構想を Figure 1.1 に示す。RTDB には数千の PID 制御器の時系列データが蓄積されている。この全 PID 制御器に対して、直近数日分の時系列データを取り出し、自励振動応答であるか否かを判断する。自励振動応答の場合は閉ループ同定に最適である期間の時系列データ（緑色の部分）を取得後、閉ループ同定を実施する。良好なモデル同定結果が得られた場合には、その時のプロセスモデル伝達関数を用いて最適な PID パラメータを提示する。最適 PID パラメータを設定した PID 制御器は制御性が改善され自励振動応答が解消され、操作変数の変動幅も小さくなる。操作変数が下流プロセスの外乱要因であった場合、下流プロセスの PID 制御器の制御性応答が変わり、自励振動応答が鮮明となる場合がある。この PID 制御器は翌日の本ツールの処理で最適 PID パラメータが得られることとなる。

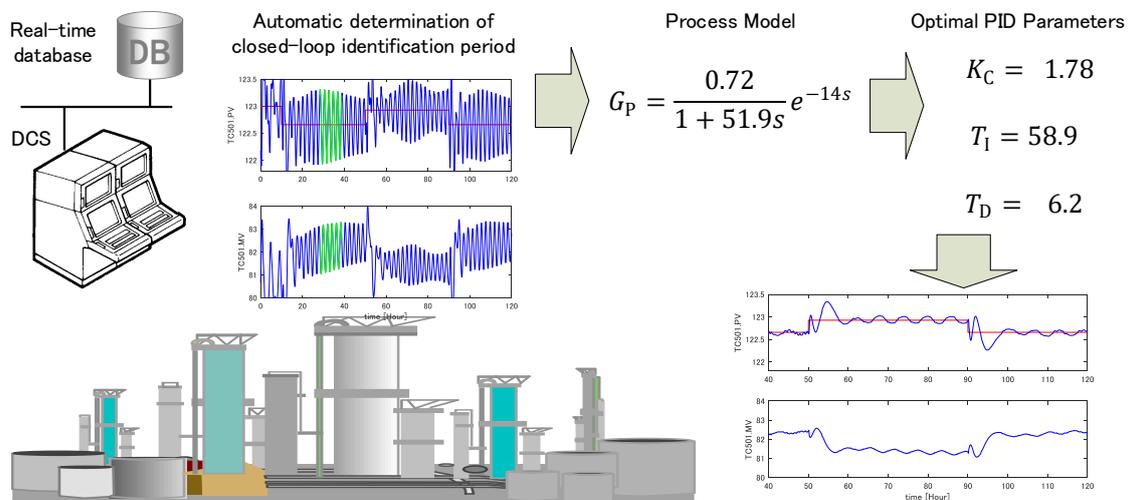


Figure 1.1 Concept of development application tools

## 1.2 PID 制御と代表的な PID パラメータ調整則の整理

PID 制御は比例ゲイン，積分時間，微分時間という物理的な意味が明確な 3 つのパラメータで構成されたアルゴリズム構造であり，化学プロセス産業で使用される最も一般的な制御装置である．PID 制御の原理式を式(1.1)に記す．

$$MV(t) = K_c \left( e + \frac{1}{T_I} \int e dt + T_D \frac{de}{dt} \right) \quad (1.1)$$

ここで， $K_c$ は比例ゲイン， $T_I$ は積分時間， $T_D$ は微分時間， $e$ は制御偏差( $e = SV - PV$ )， $PV$ ， $MV$ ， $SV$  はそれぞれ制御変数(Controlled Variable)，操作変数(Manipulated Variable)，目標値(Set Variable)である．

PID 制御は 1922 年の Minorsky による船舶の自動操舵に関する論文(Minorsky,1922)にて比例，積分，微分の必要性が論じられ，1936 年の Callender らの論文(Callender *et al.*,1936)に原型が登場する．1939 年に Taylor Instrument 社よりプロセス制御用の汎用型制御装置として市販されており，誕生から約 100 年，実用化されて約 80 年という長い歴史を持つ．当初，この制御装置の PID パラメータ値の調整方法が不明であり，1942 年に Taylor Instrument 社の Ziegler と Nichols の論文(Ziegler and Nichols, 1942)によって PID パラメータの調整法が提案された．これが有名な Ziegler-Nichols の調整法である．1952 年には Chien らの論文(Chien, Hrones, and Reswrich,1952)にてオーバーシュート量 20%および 0%の 2 種類の調整則が提案された．この手法は 3 名の頭文字を用いて CHR 法と呼ばれている．Ziegler-Nichols 法および CHR 法ともに経験をもとに導出された代表的な手法である．

PID パラメータ調整則にはモデル構造をもとに設計する方法もある．代表的な設計方法として内部モデル制御(IMC)(Rivera *et al.*,1986)やモデル予測制御に基づいた設計方法(Takeda and Yamashita,2018)，ナイキスト線図から求める最大感度を用いた設計方法(Åström *et al.*,1998)がある．これらの手法は Ziegler-Nichols 法や CHR 法よりも制御性能が良い．しかし，プラントの技術スタッフおよびオペレータに任せた運用体制の観点から考察すると，モデル予測制御に基づいた設計方法やナイキスト線図を用いる設計方法は最低限の制御技術のみを習得している彼らにとって難易度が高いと判断せざるを得ない．以下では内部モデル制御(IMC)に関して考察する．

1982年, Morariらは内部モデル制御(IMC)と称し, 新たな制御システム設計手法を発表した(Garcia and Morari,1982). Figure 1.2にIMC法のブロック線図を示す. ここで,  $G_+$ は内部モデル $G_M$ のs平面の右半面の極部,  $G_-$ は残りの安定な系である. プロセス $G_P$ と内部モデル $G_M$ が完全に等しい場合, 目標値 $r$ から制御変数 $y$ までの応答は式(1.2)となり, 少し強引であるが $G_+$ をむだ時間と考えると「むだ時間+IMCフィルター」の応答となる.

$$\frac{y}{r} = G_C^* G_P = G_C^* G_M = G_+ F \quad (1.2)$$

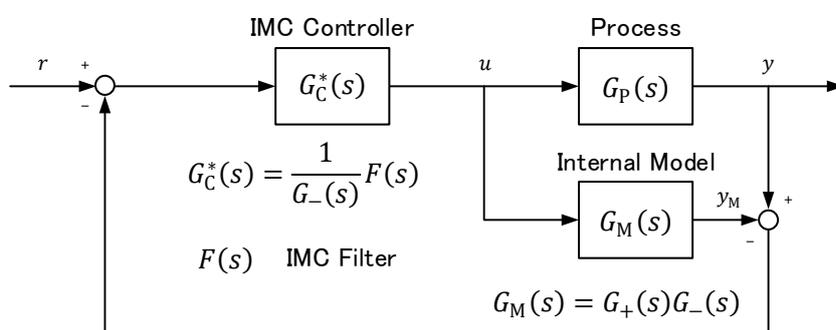


Figure 1.2 Internal model control structure

Figure 1.3はFigure 1.2の内部モデル $G_M$ をIMCコントローラ $G_C^*$ 側に移動させた等価モデルである. ここで, IMCコントローラ $G_C^*$ と内部モデル $G_M$ を一つのブロックにまとめたユニットを新たなコントローラ $G_C$ とする. コントローラ $G_C$ が必ず式(1.1)に示したPID制御アルゴリズムになるとは限らないが, Reveraらは種々の内部モデル $G_M$ に対して各々のIMCフィルター構造を定めPIDパラメータ調整則を導いた論文を発表している(Revera et al.,1986).

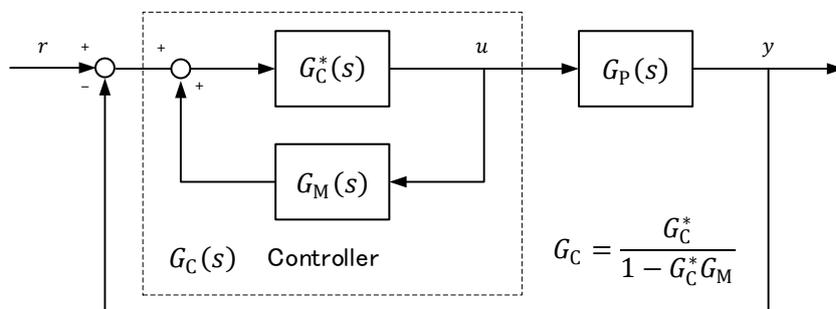


Figure 1.3 Feedback control structure equal to IMC

例えば式(1.3)に示す1次遅れモデルに対して、式(1.4)に示す時定数 $\tau_c$ を用いた1次遅れ応答のIMCフィルターを用いてPIDパラメータ調整則を導いている。Table 1.1に式(1.3)の1次遅れモデルに対して、Ziegler-Nichols法、CHR法、IMC法のPIDパラメータ調整則を示す。

$$G_P(s) = \frac{K_P}{1 + T_P s} e^{-L_P s} \quad (1.3)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau_c s} \quad (1.4)$$

Table 1.1 PID parameter tuning rules

Method	Ziegler-Nichols	CHR		IMC
		Overshoot 20%	Overshoot 0%	
Proportional gain	$K_C$	$\frac{1.2T_P}{K_P L_P}$	$\frac{0.95T_P}{K_P L_P}$	$\frac{2T_P + L_P}{2K_P \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)}$
Integral time	$T_I$	$2L_P$	$1.35T_P$	$\frac{2T_P + L_P}{2}$
Derivative time	$T_D$	$0.5L_P$	$0.47L_P$	$\frac{1}{1 + \tau_c s}$

Figure 1.4は式(1.5)に示す1次遅れモデルに対してTable 1.1に示したPIDパラメータ調整則を適用した際の目標値変更シミュレーション結果である。IMC法ではIMCフィルター時定数 $\tau_c$ をプロセス時定数 $T_P$ の半分の時間を用いた場合と同じ時間を用いた場合の2通りのPIDパラメータ値を適用している。

$$G_P(s) = \frac{K_P}{1 + T_P s} e^{-L_P s} = \frac{1}{1 + 20s} e^{-3s} \quad (1.5)$$

Figure 1.4(a)のZiegler-Nichols法は自励振動が大きく、Figure 1.4(b)および(c)CHR法も操作量変化が大きいため、実プラント制御への適用には好ましい応答ではない。一方、Figure 1.4(e)および(e)のIMC法では式(1.2)に示した「むだ時間+IMCフィルター」の応答を示しており、IMCフィルター時定数 $\tau_c$ をプロセス時定数 $T_P$ と同じ値を用いたFigure 1.4(e)では操作変数 $u$ をステップ変化させた時と同程度の応答を示している。

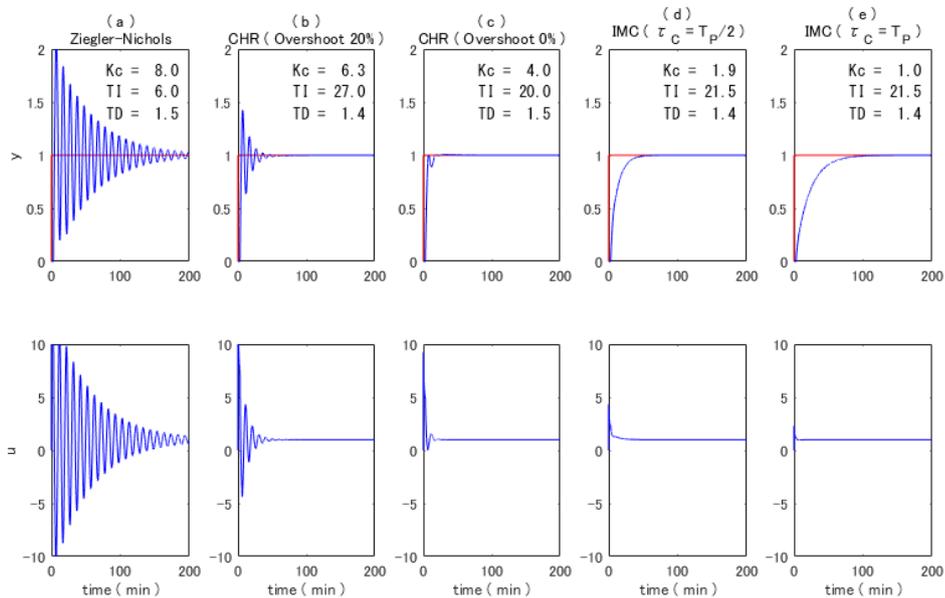


Figure 1.4 Simulation results by each PID parameter setting rule (1<sup>st</sup> order model)

### 1.3 Ziegler-Nichols 法および CHR 法の実プロセス適用時の欠点

Grimholt は Ziegler-Nichols 法に対して下記 1~3 の指摘を行い (Grimhold and Skogestad,2018), Ootakara らは 4 の指摘を行っている (Ootakara and Yamashita,2020).

- 1) 設定値変更時の応答がオーバーシュートと減衰応答である
- 2) プロセスモデルに対して一対一の調整則であり, その後の調整則が無い
- 3) 実際のむだ時間が大きい場合に, 制御性能が低下し不安定になる
- 4) むだ時間が 0 の場合, ゼロ除算となる算出式である

指摘 1 および 2 に関しては Figure 1.4(a)の応答および Table 1.1 から明らかである. これに対して, IMC 法ではオーバーシュートを発生させておらず, また, 式(1.4)のIMC フィルター一時定数 $\tau_c$ を調整することで複数の調整則となることから指摘 1 および 2 を解決している. 次に, 指摘 3 に関して検証する. 指摘 3 はプロセスモデルを同定した際に誤ってむだ時間を小さく同定した場合と, プロセスの経年劣化によりむだ時間が増加したことで生じる場合が想定される. 式(1.5)のモデルにてむだ時間が 4 分, 6 分, 12 分と変化した 3 ケースのシミュレーション結果を Figure 1.5 に示す. いずれのシミュレーションも Figure 1.4 にて適用した PID パラメータ値を用いている. Figure 1.5(a)より Ziegler-Nichols 法では実際の

むだ時間 $L_P = 4$ に対して 33%の誤差である $L_M = 3$ を用いた PID パラメータにて発散応答になり、指摘 3 の事象が確認された。Figure 1.5(b)および(c)より CHR 法でもむだ時間誤差が大きくなることで発散応答になることが確認された。一方、IMC 法ではむだ時間誤差が 300%の状態でも発散することなく安定な制御が実現できている。

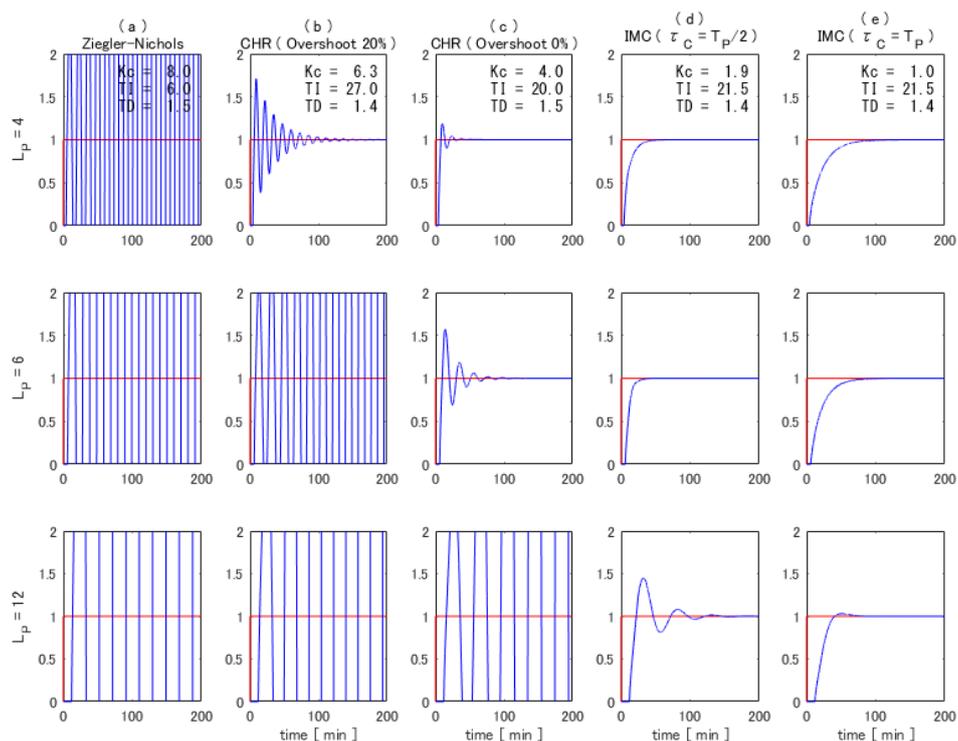


Figure 1.5 Simulation results with dead time error (1<sup>st</sup> order model)

現在のプロセス計装システムでは DCS による操作量変化から調節弁動作を経て計測器での測定、DCS での制御量取得までの応答時間に遅れが少なく、流量制御ループなどではむだ時間が存在しないと言っても過言ではない。このようにプロセス同定した結果のモデルにむだ時間を含まないケースは多々存在する。この場合、Ziegler-Nichols 法や CHR 法では PID パラメータは指摘 4 より算出できない。例えば若手オペレータへの PID チューニング教育を行った際に、この事象は彼らを悩ますことになり「PID チューニングは難しいものだ」との潜在意識を植え付けることが懸念される。

これらの指摘事項から、Ziegler-Nichols 法および CHR 法は実プロセスへの適用には多くは用いられず、制御性能の比較用ベンチマークとして用いられていることが多い。

#### 1.4 IMC 法の積分プロセス適用時の課題

Figure 1.5 の 1 次遅れモデルを用いたシミュレーション結果および考察より，実プロセスに適用する PID パラメータ調整則として IMC 法が適しているとの結論に至った．以下では，IMC 法の積分モデルに関して考察する．Revera らは積分系の PID パラメータ調整則を以下の手法を用いて式(1.8)を導出している(Revera *et al.*,1986)．

$$G_M = \frac{K_P}{s} e^{-L_P s} = \frac{K_P}{s} \frac{1 - \frac{L_P}{2}s}{1 + \frac{L_P}{2}s}, \quad G_+ = 1 - \frac{L_P}{2}s, \quad G_- = \frac{K_P}{s} \frac{1}{1 + \frac{L_P}{2}s} \quad (1.6)$$

$$G_C^* = \frac{1}{G_-} \frac{1}{1 + \tau_c s} = \frac{s(1 + \frac{L_P}{2}s)}{K_P(1 + \tau_c s)} \quad (1.7)$$

$$G_C = \frac{G_C^*}{1 - G_C^* G_M} = \frac{\frac{s(1 + \frac{L_P}{2}s)}{K_P(1 + \tau_c s)}}{1 - \frac{s(1 + \frac{L_P}{2}s) K_P}{K_P(1 + \tau_c s)} \frac{1}{s} \frac{1}{1 + \frac{L_P}{2}s}} = \frac{1}{K_P \tau_c} \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \quad (1.8)$$

ここで，式(1.6)はむだ時間に 1 次 Pade 近似を用いた内部モデル，式(1.7)は IMC フィルターに式(1.4)の 1 次遅れを用いた IMC コントローラである．

式(1.8)は積分動作が存在しない PD 制御器である．制御対象が積分モデルであることから PD 制御でも目標値に追従する制御となる．しかし，DCS では PD 制御が実現できない．積分時間  $T_I$  を DCS にて許容する最大値に設定することで疑似的な PD 制御として実現できるかもしれないが，少し強引な対応方法であり好ましくない．この課題に対して Chien は式(1.9)の IMC フィルターを適用することで式(1.10)に示す PID パラメータ調整則を導出した(Chien,1988)．

$$F(s) = \frac{1 + (2\tau_c - D)s}{(1 + \tau_c s)^2}, \quad D = \left. \frac{dG_+(s)}{ds} \right|_{s=0} \quad (1.9)$$

$$K_C = \frac{4}{K_P(2\tau_c + L_P)}, \quad T_I = 2\tau_c + L_P, \quad T_D = \frac{\tau_c L_P + \frac{L_P^2}{4}}{2\tau_c + L_P} \quad (1.10)$$

なお，Tyreus は積分系 IMC 法の IMC フィルターの時定数  $\tau_c$  の与え方によっては不安定になることを指摘している(Tyreus and Luyben,1992)．Figure 1.6 は式(1.11)に示す積分モデルに対して 5 つの IMC フィルター時定数  $\tau_c$  を用いたシミュレーション結果である．

$$G_P(s) = \frac{K_P}{s} e^{-L_P s} = \frac{1}{s} e^{-1s} \quad (1.11)$$

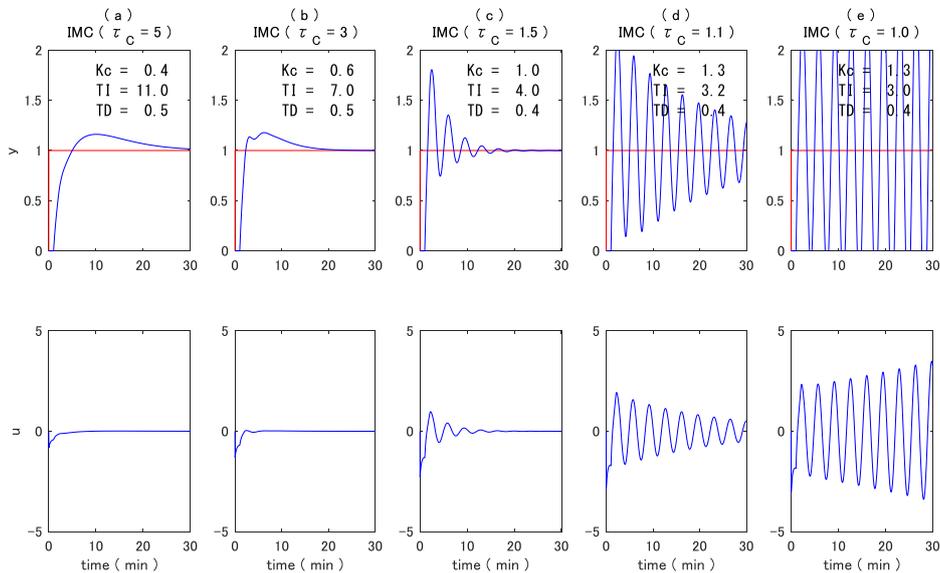


Figure 1.6 Simulation results by different IMC filter time constant (Integral model)

Figure 1.6(a)の制御変数 $y$ の応答は式(1.9)に示した IMC フィルター形状である。これに対して(b)では IMC フィルター形状が少し崩れはじめている。(c)および(d)では振動的になり、(e)では発散応答となり Tyreus の指摘が確認された。振動的挙動を示す IMC フィルター時定数 $\tau_c$ の値はプロセスのむだ時間 $L_P$ によって変化する。Tyreus らはこの問題に対して周波数応答を用いて設計する手法を提案している(Tyreus and Luyben,1992)。しかしながら、この手法も高度な制御知識を有していないオペレータにはハードルが高い。

積分モデルのプロセスゲインは「制御変数 $y$ が平衡状態から操作変数 $u$ を 1%変化させた際に 1 分間で変動する制御変数 $y$ の変化量(%)」である。具体例として Figure 1.7 にプロセスゲイン $K_P = 0.1$ のプロセスに対して制御変数 $y$ を手動操作で 1%変化させる例を示す。青色トレンドは操作変数 $u$ を 1%変化させて 10 分間保持し操作変数 $u$ を元の 0%に戻している。赤色トレンドは操作変数 $u$ を青色トレンドの半分である 0.5%変化させて 2 倍の時間である 20 分間保持している。この結果より、積分モデルは 1 次遅れモデルのような定位置モデルと違い目標値 $r$ に到達させるために必要な操作変数 $u$ の絶対量は存在せず、操作変数 $u$ の変化量と時間の積の関係であることが分かる。

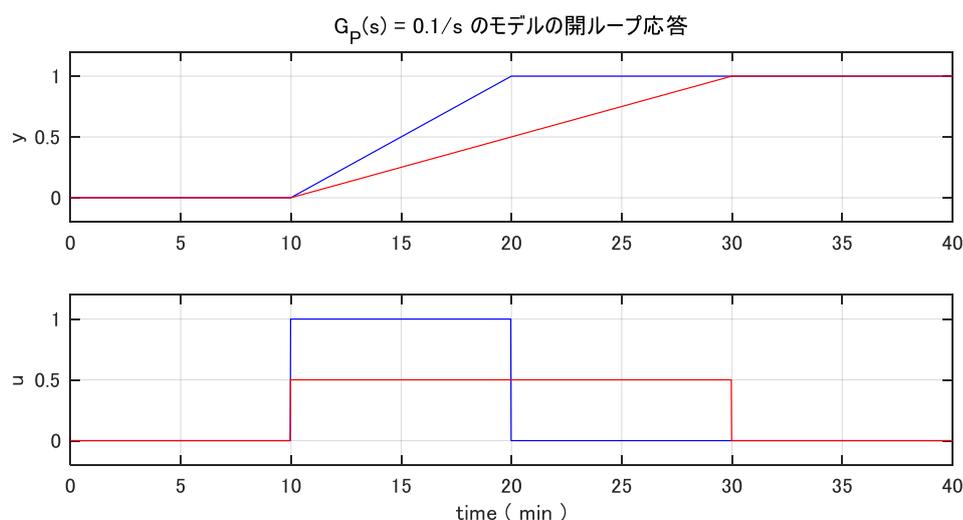


Figure 1.7 Simulation results by manual operation of integral model

化学プラントでの代表的な積分モデルは液面制御である。実プロセスの運転において液面制御の応答時間を数分以内で静定させたいという要望は無いことから式(1.9)のIMCフィルター時定数 $\tau_c$ を振動が発生するような短い時間を設定しなければ安定な制御が実現できる。制御技術者であれば誤った設定を行うことは無いと思われるが、高度な制御知識を有していないオペレータによる運用では誤った設定を行うリスクが残る。IMC法の研究の多くはIMCフィルター時定数 $\tau_c$ の設定を最終ユーザーの判断に任せており、この部分が課題と考える。

### 1.5 実プロセスにおける液面制御の理想的な制御方法

実プロセスにおいて振動的な制御性を示すPID制御器の多くは液面制御である。例えば蒸留塔の塔底液面制御では、フィード流量変動・リボイラー熱量変化などの外乱要因により振動応答を発生させることもある。液面制御の理想的な制御方法は制御変数 $y$ を目標値 $r$ に素早く追従させる制御性を狙うのではなく、制御変数である液面の変動（偏差）は許容し、操作変数である流量の変化速度をなるべく緩やかにする均流液面制御(Young,1955)である。均流液面制御のチューニングを施すことで振動的挙動が緩和され、プラント運転は大幅に安定化する(Ogawa and Katayama,2001)。例えば Figure 1.8 の蒸留塔の塔底液面制御が外乱変動により一時的に振動的な制御性を示していたとする。この液面制御器の操作変数は缶出流量であり下流プロセスに繋がっている場合、缶出流量変動が

下流プロセスの外乱変動要因になることから、均流液面制御が実プロセスにおいて理想的な制御方法であると想像することができる。

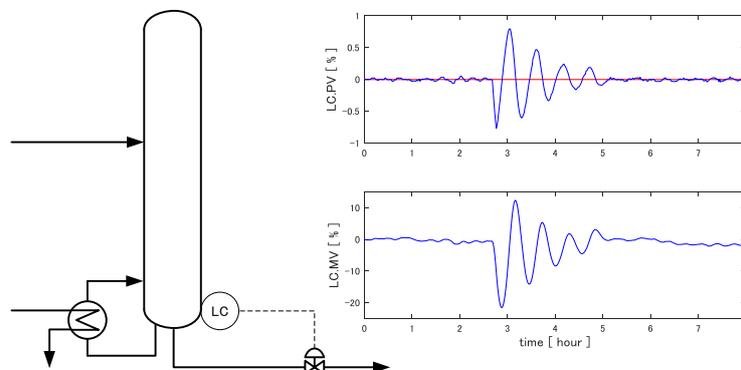


Figure 1.8 Example of oscillation level control

## 1.6 課題の整理と研究目的

技術者は理論と現場のギャップを埋める技術を培うべきであり、単に理論を型通りに適用するのではなく、開発した技術あるいはシステムが恒久的に利用されることを意識しなければならないと考えている。つまり、如何に優れた技術であってもエンドユーザーが理解できないもの、あるいは大量の選択肢を必要とするシステムは使われず短命に終わってしまうケースを多々見てきた。理論と現実の本質を見極め、可能な限りシンプルな仕組みを構築することが肝要と考える。すなわち、研究開発の段階では複雑な理論を扱っていたとしても、最終的なアプリケーションツールの段階では一見何の変哲もないような単純化された仕組みであることが理想である。

化学プラントでの制御は操作変数を過剰に動かすのではなく必要最低限の動きが好ましく、MAN 運転操作での操作量と同等もしくは僅かに早い動きが理想である。1.2 節にて 1 次遅れモデルに対して代表的な PID パラメータ調整則のシミュレーションを実施し、Figure 1.4(e)にて IMC 法は MAN 操作と同程度の応答であることを確認した。また、1.3 節ではモデル誤差を有した際のシミュレーションを実施し、Figure 1.5(d)および 1.5(e)にて IMC 法では安定な制御が実現できることを確認した。更に 1.2 節では IMC フィルター時定数  $\tau_c$  をプロセス時定数  $T_p$  と同等もしくは少し変更させることで応答速度を調整できることを Figure 1.4(d)にて確認しており、1 次遅れモデルに対しては IMC 法が化学プラントに適した調整則であると判断する。しかしながら積分モデルではプロセス時定数が存在し

ないことから、IMC フィルター時定数 $\tau_c$ の選定が難しく、 $\tau_c$ の値によっては発散してしまうことを1.4節のFigure 1.6(e)にて確認している。積分モデルではプロセス時定数は存在しないが積分ゲインの逆数である積分時定数がある。化学プロセスでの代表的な積分モデルである液面制御の平均的な積分時定数が分かれば、この値を基準としてIMC フィルター時定数 $\tau_c$ を決定できると考える。また、Chienによって考案されたIMC フィルター(Chien,1988)は、Reveraらによって提案されたIMC フィルター(Revera *et al.*,1986)でのランプ入力におけるゼロオフセット問題を解決する手法として考案されたものとの説明のみであり、制御変数および操作変数の両方の制御性能が最適であるものか不明である。そこで、積分モデルのIMC フィルター自体を考えてみたい。

IMC法ではプロセスモデルである伝達関数モデルが必要となる。このプロセス伝達関数モデル取得に、一切のテストデータ必要としない方法が理想であり、自励振動応答を示している場合に限り取得できる可能性を見つけた。しかしながら現状ではむだ時間を含まない積分モデルのみである。この技術を“むだ時間を含む積分モデル”および“むだ時間を含む1次遅れモデル”に拡張し、化学プロセスの大多数に適用できる「閉ループ同定」技術にしたい。テストデータを必要としない閉ループ同定技術が確立すれば過去の時系列データを利用することができる。そこで閉ループ同定に適した時系列データを検出する技術が必要となる。

次章以降、この課題解決に関する研究内容および開発したアプリケーションに関して説明する。

## Nomenclature

$e$	= control error	[–]
$F(s)$	= IMC filter	[–]
$G_C(s)$	= PID controller	[–]
$G_M(s)$	= process model	[–]
$G_P(s)$	= process	[–]
$G_+(s)$	= all-pass system	[–]
$G_-(s)$	= minimum phase system	[–]
$K_C$	= proportional gain in PID controller	[–]
$K_P, K_M$	= process gain	[–]
$L_P, L_M$	= dead time of process	[min]
$MV$	= manipulated variable	[–]
$PV$	= controlled variable	[–]
$r$	= set variable of controller	[–]
$SV$	= set variable of controller	[–]
$T_D$	= derivative time in PID controller	[min]
$T_I$	= integral time in PID controller	[min]
$T_P, T_M$	= process time constant	[min]
$y$	= controlled variable	[–]
$\tau_C$	= time constant of IMC filter	[min]

## Literature Cited

- Ananth, I., M. Childambaram; “Closed-loop identification of transfer function model for unstable systems,” *Journal of the Franklin Institute*, **336**, 1055-1061 (1999)
- Åström, K., H. Panagopoulos and T. Hagglund; “Design of PI controllers based on non-convex optimization,” *Automatica*, **34**, 585–601 (1998)
- Callender, A., D. Hartree and A. Porter; “Time-Lag in a Control System,” *Philos. Trans. R.*

- Soc. London*, **235**, 415–444 (1936)
- Campi, M.C., A. Lecchini and S.M. Savaresi; “Virtual reference feedback tuning: A direct method for the design of feedback controllers,” *Automatica*, **38**, 1337-1346 (2002)
- Chien, K. L., J. A. Hrones and J. B. Reswigh; “On the Automatic Control of Generalized Passive Systems,” *Trans. Am. Soc. Mech. Eng.*, **74**, 175–185 (1952)
- Chien, I.-L.; “IMC-PID controller designs An extension,” *Adapt. Control Chem. Processes*, 147–152 (1988)
- Garcia, C. E. and M. Morari; “Internal Model Control. 1. A Unifying Review and Some New Results,” *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, **21**, 308–323 (1982)
- Grimholt, C. and S. Skogestad; “Optimal PI and PID control of first-order plus delay processes and evaluation of the original and improved SIMC rule,” *Journal of Process Control*, **70**, 36-46 (2018)
- Kano, M. and M. Ogawa; “The state of the art in chemical process control in Japan: Good practice and questionnaire survey,” *J. Process Control*, **20**, 969–982 (2010)
- Minorsky, N.; "Directional Stability of Automatically Steered Bodies", *J. Amer. Soc. Naval Eng.*, **34**, 280–309 (1922)
- Ogawa, M and M. Kano; “Practice and challenges in chemical process control applications in Japan,” *17<sup>th</sup> IFAC World Congress*, 10608–10613 (2008)
- Ogawa, M., T. Katayama; “A robust tuning method for I-PD controller incorporating a constraint on manipulated variable,” *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, Japan*, vol. E-1, no. 1, 265–273(2001)
- Ootakara, S., Y. Yamashita; “IMC based design of PID level controllers in chemical plants.” *Kagaku Kougaku Ronbunshu*, **46**, 211-218 (2020)
- Pramod, S., and M. Chidambaram; “Closed loop identification of transfer function model for unstable bioreactors for tuning PID controllers,” *Bioprocess Engineering*, **22(2)**, 185-188 (2000)
- Rivera, D.E., M. Morari and S. Skogestad; “Internal model control 4. PID controller design,” *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, **25**, 252–265(1986)
- Seki, H., T. Shigemasu; “Retuning oscillatory PID control loops based on plant operation data.” *J. Process Control*, **20**, 217–227 (2010)

- Soma, S., O. Kaneko, T. Fujii; "A new approach to parameter tuning of controllers by using one-shot experimental data – a proposal of fictitious reference iterative tuning." *Transactions of Institute of Systems, Control and Information Engineers*, **17**, 528–536 (2004)
- Takeda, H. and Y. Yamashita; "Sampled-data I-P Controller Design for Integrating Processes Based on Model Predictive Control Theory," *J. Chem. Eng. Japan*, **44**, 201–206(2018)
- Tasaka, K., M. Kano, M. Ogawa, S. Masuda and T. Yamamoto; "Direct PID tuning from closed-loop data and its application to unstable processes" *Trans. of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, **22**(4), 137-144(2009)
- Tyreus, B. and W. Luyben; "Tuning PI controllers for integrator/deadtime processes," *Ind. Engng Chern. Res.*, **31**, 2625–2628(1992)
- Yamamoto, T.; "Sophistication and intelligence of PID control system design," *Trans. of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, **44**(2), 483-491(2000)
- Young, A. J.; "An Introduction to Process Control System Design," *Longmans, Green and Co.*, (1955)
- Ziegler, J. G. and N. B. Nichols; "Optimum Settings for Automatic Controller," *Trans. Am. Soc. Mesh. Eng.*, **64**, 759–768 (1942)

## 第2章 IMC理論に基づく化学プラント液面制御に適したPID制御設計

序論にて実プラントでの恒久的運用に適したPIDパラメータ調整則として内部モデル制御(IMC)が最も適しているとの結論に至った。内部モデル制御を用いた場合の設定値変更時の制御応答は式(1.2)より「むだ時間+IMCフィルター」の応答であり、1次遅れモデルのIMCフィルターは式(1.4)に示す時定数 $\tau_c$ を用いた1次遅れ応答である。この関係より、1次遅れモデルに対してのIMCフィルター時定数 $\tau_c$ の決定方法もプロセス時定数 $T_p$ を参考に決定することで手動操作に近い応答を自動制御にて実現できることをFigure 1.4(e)にて確認した。一方、積分モデルに関してはReveraらによって導出した調整則(Revera *et al.*,1986)では積分時間 $T_I$ が含まれず、Chienによって考案されたIMCフィルター(Chien,1988)を適用することで比例ゲイン $K_c$ 、積分時間 $T_I$ 、微分時間 $T_D$ の3つのPIDパラメータを含む調整則が導出できるようになったが、IMCフィルター時定数 $\tau_c$ の決定は制御設計者に委ねている課題が残っていた。この課題に対して、Takedaらは持続自励振動するI-P/PI制御ループを対象としているが、積分時間 $T_I$ および自励周期 $T_C$ 、位相余裕、ゲイン余裕を用いてIMCフィルター時定数 $\tau_c$ を決定できる手法を提案している(Takeda and Yamashita,2019)。しかしながら、この手法は持続自励振動に限定された非常に狭い対象であり、また、推奨されている位相余裕、ゲイン余裕を用いて設計したPIDパラメータ値にて上手く制御性能が改善できなかった際の次の一手の設計が難しく制御技術者でなければ対応が困難である。

また、積分モデルの代表的なプロセスである液面制御は操作変数 $u$ の変化速度をなるべく緩やかにする均流液面制御(Young,1955; Ogawa and Katayama,2001)の考え方が好ましいが、Chienによって考案されたIMCフィルター(Chien,1988)は、Reveraらによって提案されたIMCフィルター(Revera *et al.*,1986)でのランプ入力におけるゼロオフセット問題を解決する手法として考案されたものとの説明のみであり、均流液面制御の考え方に沿った方式であるかは不明である。

本章では、積分モデルに対して評価指標を最適化するPI制御パラメータの関係を明らかにし、均流液面制御の考えに沿った独自のIMCフィルターを定義した。さらに、このIMCフィルターを用いて、むだ時間を含む積分モデルのPIDパラメータ調整則を示す。

また、これまで制御設計者に委ねていた IMC フィルター時定数の決定方法に関しても約 200 個の実プロセス積分ゲインの統計解析結果より最適な値となる方法を考案した。最後に、この方法の実施例と有効性を示す。

## 2.1 積分モデルの PI 制御器での最適化

### 2.1.1 対象システムの閉ループ伝達関数

Figure 2.1 に示すブロック線図において、 $G_C$ は式(2.1)に示す PI 制御器、 $G_P$ は式(2.2)に示す積分モデルである。

$$G_C(s) = K_C \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (2.1)$$

$$G_P(s) = \frac{K_P}{s} = \frac{1}{T_P s} \quad (2.2)$$

ここで、 $K_P$ はプロセスゲインであり、操作変数 $u$ をステップ状に 1%変化させたときに制御変数 $y$ が 1min 間で変化する%値を表し、 $T_P$ は積分時定数で操作変数 $u$ を 1%変化させたときに制御変数 $y$ が 1%変化するまでの時間を表す。

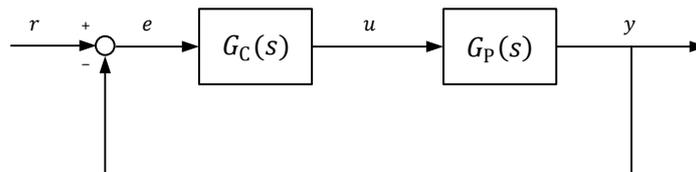


Figure 2.1 Feedback control

目標値 $r$ から制御変数 $y$ までの閉ループ伝達関数は式(2.3)のように表される。

$$G_{CL}(s) = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} = \frac{1 + T_I s}{1 + T_I s + \frac{T_I s^2}{K_C K_P}} \quad (2.3)$$

式(2.3)の閉ループ伝達関数は式(1.2)より「プロセスむだ時間+IMC フィルター」の応答に相当する。さらに、式(2.2)にてむだ時間は存在しないことから IMC フィルターと云える。しかしながら式(2.3)にはプロセスゲイン $K_P$ 、比例ゲイン $K_C$ 、積分時間 $T_I$ の 3 つの変数が使われており、これを IMC フィルターと定義することは好ましくない。そこで、

2.1.2 節では Ogawa らによって提案された積分モデルに対して I-P 制御器にて評価指標を最適化する手法(Ogawa *et al.*,1998)を適用し. 式(2.3)を1つの変数で表すを試みる.

なお, 式(2.3)は式(2.4)のように表すこともできる.

$$\frac{1 + T_I s}{1 + T_I s + \frac{T_I s^2}{K_C K_P}} = \frac{1 + T_I s}{1 + 2\sqrt{\frac{K_C K_P T_I}{4}} \sqrt{\frac{T_I}{K_C K_P}} s + \sqrt{\frac{T_I^2}{K_C K_P}} s^2} = \frac{1 + T_I s}{1 + 2\zeta T_n s + T_n^2 s^2} \quad (2.4)$$

ここで,  $\zeta$ は減衰係数であり,  $T_n$ は固有周期であり, 式(2.5)で表される.

$$\zeta = \sqrt{\frac{K_C K_P T_I}{4}} \quad , \quad T_n = \sqrt{\frac{T_I}{K_C K_P}} \quad (2.5)$$

## 2.1.2 対象システムの状態空間モデル

状態空間モデルを作成するに際し，Figure 2.1 のプロセスモデル部である式(2.2)を用いて書き直したブロック線図は Figure 2.2 のように表され，プロセスモデル部の状態方程式と出力方程式は式(2.6)で表される．

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = ax + bu \\ y = K_P x \end{cases} \quad (2.6)$$

ここで， $a = 0$ ， $b = 1$ である．

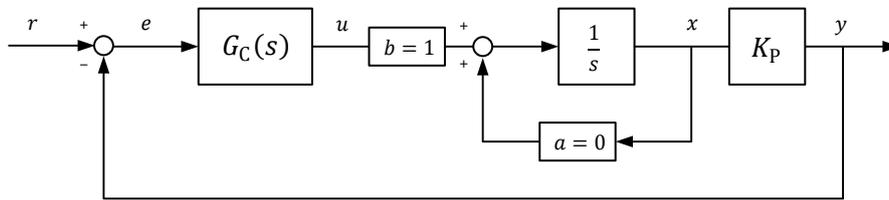


Figure 2.2 Block diagram equivalent to Figure 2.1

対象システムを定値制御 ( $r = \text{一定}$ ) とするならば制御偏差 $e$ の時間微分は式(2.7)のように表され，式(2.6)の状態方程式の時間微分は式(2.8)のように表される．

$$\dot{e} = \frac{de}{dt} = -\frac{dy}{dt} = -K_P \frac{dx}{dt} \quad (2.7)$$

$$\frac{dx}{dt} = a \frac{dx}{dt} + b \frac{du}{dt} \quad (2.8)$$

式(2.7)および式(2.8)をひとつにまとめると式(2.9)となる．

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -K_P \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} \frac{du}{dt} \quad (2.9)$$

これらの関係のもとに，新たな状態変数 $X$ ，操作変数 $U$ ，出力変数 $Y$ を式(2.10)のように定義する．

$$X \equiv \begin{bmatrix} e \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix}^T \quad U \equiv \frac{du}{dt} \quad Y \equiv e \quad (2.10)$$

このとき拡大システムの状態方程式と出力方程式は式(2.11)となる.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (2.11)$$

ここで,  $A = \begin{bmatrix} 0 & -K_P \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ ,  $C = [1 \ 0]$ である.

### 2.1.3 最適レギュレータ

式(2.11)に対して, 最適レギュレータの2次形式評価関数を式(2.12)のように定義する.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (X^T Q X + U^T W U) dt \quad (2.12)$$

第1項が制御性, 第2項が操作量の評価関数である. 制御性の重みを $q > 0$ , 操作量の重みを $w > 0$ とし,  $Q$ ,  $W$ を式(2.13)のように定める.

$$Q = \begin{bmatrix} q^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, W = w^2 \quad (2.13)$$

代数リカッチ方程式は

$$A^T P + PA + Q - PBW^{-1}B^T P = 0 \quad (2.14)$$

であり, その正定解 $P$ を

$$P = \begin{bmatrix} p_1 & p_3 \\ p_3 & p_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

とすると, 式(2.14)の連立方程式を得る.

$$\begin{cases} q^2 - \frac{p_3^2}{w^2} = 0 \\ -K_P p_1 - \frac{p_2 p_3}{w^2} = 0 \\ -2K_P p_3 - \frac{p_2^2}{w^2} = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

$p_1 > 0$ ,  $p_2 > 0$ の正定解であることから式(2.16)の解を得る.

$$P = \begin{bmatrix} q \sqrt{\frac{2qw}{K_P}} & -qw \\ -qw & w \sqrt{2K_P qw} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

このとき、式(2.12)の評価関数を最小にする制御入力 $U$ は次のように計算される。

$$\begin{aligned}
 U &= -W^{-1}B^T P X \\
 &= -\frac{1}{w^2} [0 \quad 1] \begin{bmatrix} q \sqrt{\frac{2qw}{K_P}} & -qw \\ -qw & w\sqrt{2K_P qw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{q}{w} & -\sqrt{\frac{2K_P q}{w}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{q}{w} e - \sqrt{\frac{2K_P q}{w}} \frac{dx}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

式(2.10)より $U \equiv \frac{du}{dt}$ であることから、制御入力の時間応答は次のようになる。

$$\begin{aligned}
 u(t) &= \int_0^\infty \left( \frac{q}{w} e - \sqrt{\frac{2K_P q}{w}} \frac{dx}{dt} \right) dt \\
 &= \frac{q}{w} \int_0^\infty e dt - \sqrt{\frac{2K_P q}{w}} x(t) \\
 &= \frac{q}{w} \int_0^\infty e dt - \sqrt{\frac{2K_P q}{w}} \frac{1}{K_P} y(t) \\
 &= \frac{q}{w} \int_0^\infty e dt + \sqrt{\frac{2q}{K_P w}} e(t) \\
 &= \sqrt{\frac{2q}{K_P w}} \left( e(t) + \sqrt{\frac{K_P w}{2q}} \frac{q}{w} \int_0^\infty e dt \right) \\
 &= \sqrt{\frac{2q}{K_P w}} \left( e(t) + \frac{1}{\sqrt{\frac{2w}{K_P q}}} \int_0^\infty e dt \right)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

式(2.19)はPI制御器の比例ゲイン $K_c$ と積分時間 $T_I$ を式(2.20)のように設定することと等価である。

$$K_c = \sqrt{\frac{2q}{K_P w}} \quad , \quad T_I = \sqrt{\frac{2w}{K_P q}} \tag{2.20}$$

式(2.20)から PI 制御器のパラメータとプロセスゲインとの間に式(2.21)の関係が導かれる。

$$K_c T_I = \frac{2}{K_P} \quad (2.21)$$

式(2.21)は Ogawa らが導出した IP 制御器の関係式と同じである(Ogawa *et al.*,1998).  
式(2.21)の関係式を式(2.5)の減衰係数に代入すると式(2.22)が得られる。

$$\zeta = \sqrt{\frac{K_C K_P T_I}{4}} = \sqrt{\frac{K_P}{4} \times \frac{2}{K_P}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.22)$$

式(2.4)の 2 次遅れ要素の応答において振幅に共振ピークが現れない条件は減衰係数  $\zeta \geq 1/\sqrt{2}$  の場合であることから式(2.21)の関係式が最適であることが分かる (Hashimoto,2002).

## 2.2 内部モデル制御による PID パラメータ設計

### 2.2.1 新しい IMC フィルターの提案

1.4 節にて記述しているように積分系モデルの内部モデル制御(IMC)フィルターに関して, Chien は式(2.23)のように定義し(Chien,1988), PID パラメータ調整則を導出している。

$$F(s) = \frac{1 + (2\tau_c - D)s}{(1 + \tau_c s)^2} \quad (2.23)$$

ここで,

$$D = \left. \frac{dG_+(s)}{ds} \right|_{s=0}, \quad G_M(s) = G_+(s)G_-(s) \quad (2.24)$$

であり,  $\tau_c$  は IMC フィルター時定数,  $G_+$  は内部モデル  $G_M$  の  $s$  平面の右半面の極部,  $G_-$  は残りの安定な系である。

Chien は式(2.23)の IMC フィルターを用いることで式(1.10)に記した比例ゲイン  $K_C$ , 積分時間  $T_I$ , 微分時間  $T_D$  の 3 つのパラメータに対しての調整則を導出しているが, この IMC フィルターは Revera らが提案した式(1.8)に記す調整則(Revera *et al.*,1986)でのランプ入力時のゼロオフセット問題を解決する手法として提案したものであり, 積分系モデルに対し

て最適な制御性を示すことは証明されていない．そこで，2.1 節で導出した最適化の関係式を用いて最適な IMC フィルターを考える．式(2.3)に式(2.21)を代入すると式(2.25)が得られる．

$$G_{CL}(s) = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} = \frac{1 + T_I s}{1 + T_I s + \frac{T_I^2 s^2}{K_C K_P}} = \frac{1 + T_I s}{1 + T_I s + \frac{T_I^2}{2} s^2} \quad (2.25)$$

式(2.25)では積分時間のみの関数となり，1 変数にて表現できた．そこで，積分時間 $T_I$ を IMC フィルター時定数  $c$  に置き換え，加えて，むだ時間を含んだ積分モデルに対応させるべく，式(2.23)および式(2.24)を参考として IMC フィルター $F$ を式(2.26)のように定義する．

$$F(s) = \frac{1 + (\tau_c - D)s}{1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2} s^2}, \quad D = \left. \frac{dG_+(s)}{ds} \right|_{s=0} \quad (2.26)$$

$\tau_c = 1$ ,  $D = 0$  のときの式(2.23)および式(2.26)のステップ応答を Figure 2.3 に示す．提案手法では IMC フィルター時定数 $\tau_c$  の 78.6% の時間で定常値に到達するオーバーシュート形状を示している．

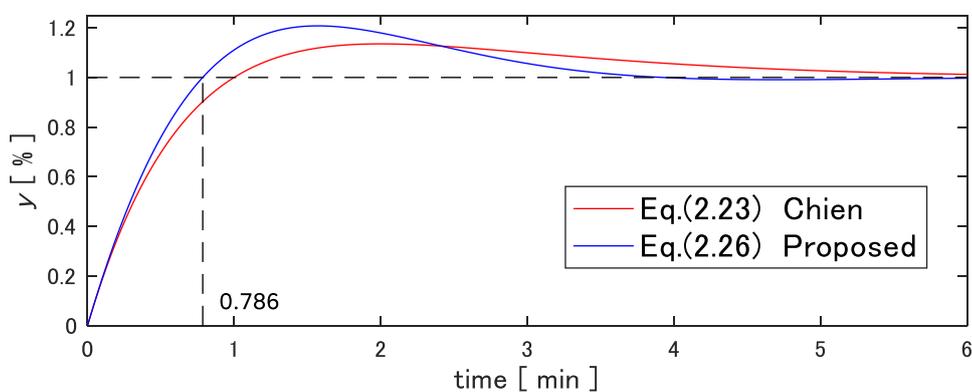


Figure 2.3 Comparison of IMC filter shapes

## 2.2.2 提案する IMC フィルターを用いた PID 制御器パラメータ設計

Figure 2.4 は IMC と等価なフィードバック制御を示すブロック線図であり，内部コントローラおよびフィードバックコントローラは式(2.27)および式(2.28)で表される．

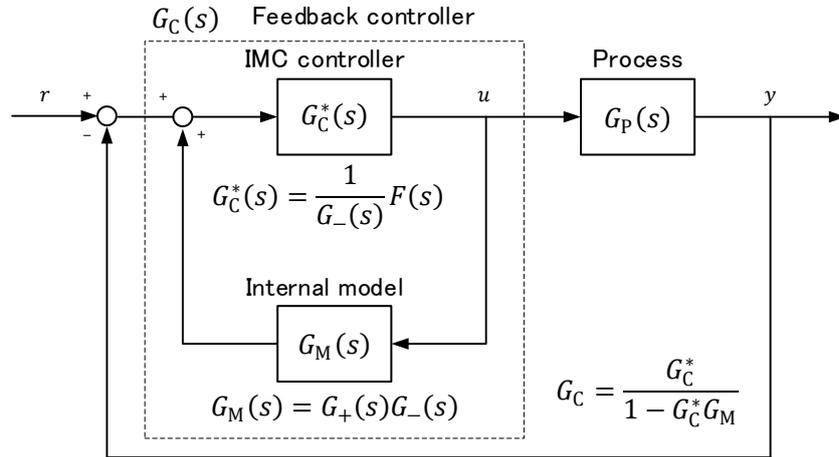


Figure 2.4 Feedback control structure equal to IMC

$$G_C^*(s) = \frac{1}{G_-(s)} F(s) \quad (2.27)$$

$$G_C(s) = \frac{G_C^*(s)}{1 - G_C^*(s)G_M(s)} \quad (2.28)$$

むだ時間 $L_P$ を含む積分プロセスモデル $G_P$ の内部モデル $G_M$ を表現する際に，むだ時間に1次のPade近似を用いて，式(2.29)のように表す．

$$G_M(s) = G_+(s)G_-(s) = \frac{K_P}{s} e^{-L_P s} = \frac{K_P}{s} \frac{1 - \frac{L_P}{2}s}{1 + \frac{L_P}{2}s} \quad (2.29)$$

$$G_+(s) = 1 - \frac{L_P}{2}s, \quad G_-(s) = \frac{K_P}{s} \frac{1}{1 + \frac{L_P}{2}s}$$

式(2.29)の $G_+$ を式(2.26)に代入し，IMC フィルター $F$ は式(2.30)となる．

$$F(s) = \frac{1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s}{1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2} \quad (2.30)$$

式(2.27)に式(2.29)の $G_-$ および式(2.30)を代入し、次に示すIMCコントローラを得る.

$$\begin{aligned}
 G_C^*(s) &= \frac{1}{G_-(s)} F(s) = \frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) 1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)} \\
 &= \frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

式(2.28)に式(2.29)の $G_M$ および式(2.31)を代入し、次に示すフィードバックコントローラを得る.

$$\begin{aligned}
 G_C(s) &= \frac{G_C^*(s)}{1 - G_C^*(s)G_M(s)} = \frac{\frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}}{1 - \frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right) K_P \frac{1 - \frac{L_P}{2}s}{s}}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right) \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right)}} \\
 &= \frac{\frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}}{1 - \frac{\left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right) \left(1 - \frac{L_P}{2}s\right)}{\left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}} \\
 &= \frac{\frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}}{1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2 - \left(1 + \tau_c s + \frac{L_P}{2}s - \frac{L_P}{2}s - \frac{\left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)L_P}{2}s^2\right)} \\
 &= \frac{\frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}}{\left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)} \\
 &= \frac{\frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}}{\frac{\frac{\tau_c^2}{2}s^2 - \left(-\frac{\left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)L_P}{2}s^2\right)}{\left(1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2\right)}}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{s \left(1 + \frac{L_P}{2}s\right) \left(1 + \left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)s\right)}{K_P \left(\frac{\tau_c^2}{2}s^2 + \frac{\left(\tau_c + \frac{L_P}{2}\right)L_P}{2}s^2\right)} \\
&= \frac{s \left(1 + \tau_c s + \frac{L_P}{2}s + \frac{L_P}{2}s + \frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4}s^2\right)}{K_P \left(\frac{\tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2}}{2}\right) s^2} \\
&= \frac{s \left(1 + (\tau_c + L_P)s + \frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4}s^2\right)}{\frac{K_P}{2} \left(\tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2}\right) s^2} \\
&= \frac{(\tau_c + L_P)s^2 \left(\frac{1}{(\tau_c + L_P)s} + 1 + \frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4(\tau_c + L_P)}s\right)}{\frac{K_P}{2} \left(\tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2}\right) s^2} \\
&= \frac{2(\tau_c + L_P)}{K_P \left(\tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2}\right)} \left(1 + \frac{1}{(\tau_c + L_P)s} + \frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4(\tau_c + L_P)}s\right)
\end{aligned} \tag{2.31}$$

式(2.31)で示されるフィードバックコントローラはPID制御アルゴリズムと等価である。Table 2.1 に本提案手法と式(2.23)のIMCフィルタを適用したChienのPIDパラメータ調整則(Chien,1988)を記す。

Table 2.1 PID parameter tuning rules for integral model

Method		Proposed	Chien
IMC filter	$F$	$\frac{1 + (\tau_c - D)s}{1 + \tau_c s + \frac{\tau_c^2}{2}s^2}$	$\frac{1 + (2\tau_c - D)s}{(1 + \tau_c s)^2}$
Proportional gain	$K_C$	$\frac{2(\tau_c + L_P)}{K_P \left(\tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2}\right)}$	$\frac{4}{K_P(2\tau_c + L_P)}$
Integral time	$T_I$	$\tau_c + L_P$	$2\tau_c + L_P$
Derivative time	$T_D$	$\frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4(\tau_c + L_P)}$	$\frac{\tau_c L_P + \frac{L_P^2}{4}}{2\tau_c + L_P}$

## 2.3 IMC フィルター時定数

### 2.3.1 実プロセスでの積分ゲイン統計

Table 2.2 は三井化学株式会社における 29 プラント、約 5600 個の PID 制御器の適用状況である。液面制御ループの割合は約 20% であり、これは同業他社での適用状況と同等である (Ogawa and Katayama, 2001)。

Table 2.2 Number of PID control loops at Mitsui Chemicals Inc.

	Flow	Level	Pressure	Temperature	Others
Ratio [%]	38.5	20.9	21.1	16.6	2.9

1165 個の液面制御器の制御性を確認したところ、195 個 (16.7%) の制御器で振動的な制御性を示していた。これらの制御器の制御性を改善すべく開ループでのプラントテストおよびモデル同定を行っており、このプロセスゲインを用いて統計解析を行う。Figure 2.5 はある液面制御器の一例であり、14:00-19:30 の約 5.5 時間にわたり MAN モードにてプラントテストを実施している。最初に 0.5% の操作変数変更を行ったがノイズに埋もれて良好な応答が取れなかったことから 17:30 と 18:10 に 3% の操作変数変更を行っている。この時の操作にて良好な応答が取得できたと判断し、19:00 にレベル変動挙動を水平近くに戻すために 1.5% の操作変数変更を行い 19:30 に AUTO モードに戻してプラントテストを終了している。そして、16:30~19:30 の 3 時間データを用いてモデル同定を行い、積分プロセスゲイン  $K_p = 0.03441$  を得ている。

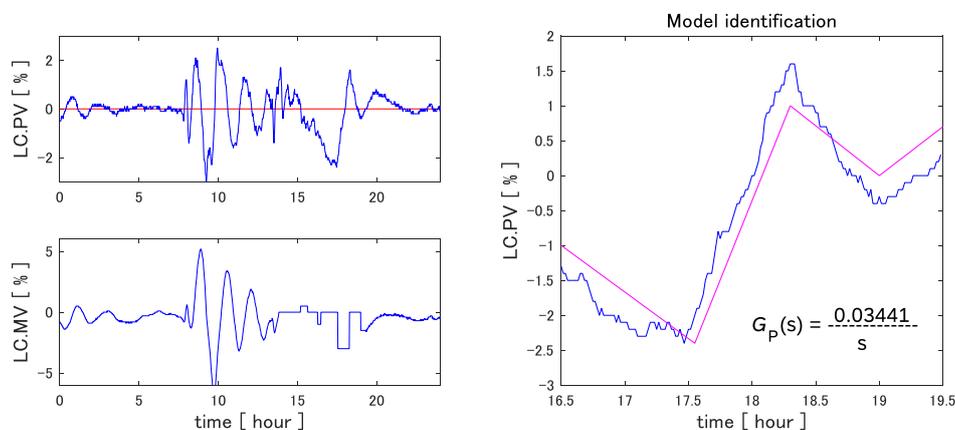


Figure 2.5 Examples of plant testing and model identification

Figure 2.6 に、この 195 個の積分プロセスゲイン  $K_p$  を常用対数でヒストグラム化した結果を示す。これより、平均プロセスゲイン  $K_p$  は 0.02713 (積分時定数  $T_p$  : 36.9min),  $\pm 1\sigma$  の範囲は 0.15234 (6.6min)  $-0.004832$  (207min) であることを得た。この解析結果を基準値とし、化学プロセスに適した積分モデルの IMC フィルター時定数  $\tau_c$  の決定則を提案した。

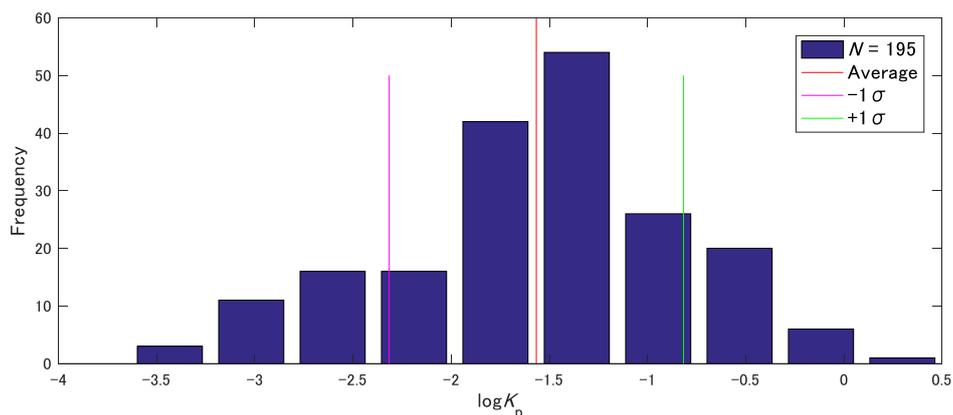


Figure 2.6 Distribution of integral gain for level control loops

### 2.3.2 IMC フィルター時定数決定則

1.4 節で考察しているように積分モデルでは IMC フィルター時定数  $\tau_c$  を小さく設定すると不安定になることが分かっている。また、IMC 法の研究の多くは IMC フィルター時定数  $\tau_c$  の設定を最終ユーザーの判断に任せており、これを解決すべき課題と考えている。1 次遅れモデルの IMC フィルター時定数  $\tau_c$  に関しては 1.2 節にて考察したようにプロセス時定数  $T_p$  と同じ値を設定することで手動操作にて操作変数  $u$  をステップ変化させた時と同程度の応答を示し、プロセス時定数  $T_p$  の半分の値に設定することで制御変数  $y$  を半分の時間で追従できることが分かっている。つまり、 $\tau_c = T_p$  を初期設定値として、その後、制御応答速度を調整できる IMC フィルター時定数決定則が存在する。積分モデルでも 1 次遅れモデルと同様の考え方を取り入れ、IMC フィルター時定数決定則を定義した。

積分モデルのプロセスゲイン  $K_p$  は「制御変数  $y$  が平衡状態から操作変数  $u$  を 1% 変化させた際に 1 分間で変動する制御変数  $y$  の変化量 (%)」であり、もう 1 つの表現である積分時定数  $T_p$  は「制御変数  $y$  が平衡状態から操作変数  $u$  を 1% 変化させた際に制御変数  $y$  が 1% 変化するまでの時間」である。本項では IMC フィルター時定数  $\tau_c$  という時間を考察することから

プロセスゲイン $K_p$ ではなく積分時定数 $T_p$ を用いる。1.4節にて考察しているように積分モデルでは操作変数 $u$ の変化量を2倍にすれば制御変数 $y$ の変化速度は2倍となり、制御変数 $y$ が目標値 $r$ に到達する時間は1/2となる。すなわち積分モデルは操作変数 $u$ の変化量と時間の積（操作量の面積）が一定の関係式となる。この関係式に対して、実プロセスの制御では1.5節にて考察しているように均流液面制御の考えから操作変数 $u$ の変化量を小さくして時間で調整している。つまり、積分時定数 $T_p$ が短いプロセスでは操作変数 $u$ を小さくし、逆に、長いプロセスでは操作変数 $u$ を大きくして制御変数 $y$ の応答時間を概ね同等にするような運転が好まれる。

2.3.1項にて化学プロセスでの平均積分時定数 $T_p$ は36.9minであることが求められた。この時の手動操作と同等の応答速度となる決定則を考える。2.2.1項よりIMCフィルター時定数 $\tau_c$ の78.6%の時間で定常値に到達することからIMCフィルター時定数 $\tau_c$ は47.0minとなる。Figure 2.7は横軸にプロセスの積分時定数 $T_p$ 、縦軸にIMCフィルター時定数 $\tau_c$ のグラフで $T_p = 36.9$ ,  $\tau_c = 47.0$ の点を通る代表的な関数例である。ケース1は全ての積分時定数 $T_p$ に対して手動操作と同程度の制御応答速度を実現させる。これは積分時定数 $T_p$ が短いプロセスでは操作変数 $u$ を小さくして制御変数 $y$ の応答時間を遅くし、積分時定数 $T_p$ が長いプロセスでは操作変数 $u$ を大きくして制御変数 $y$ の応答時間を早くする目的に合わないため選定候補ではない。ケース2から5は目的に合うが、1変数のみでシンプルに表現できる関数はケース5の平方根を用いた場合である。

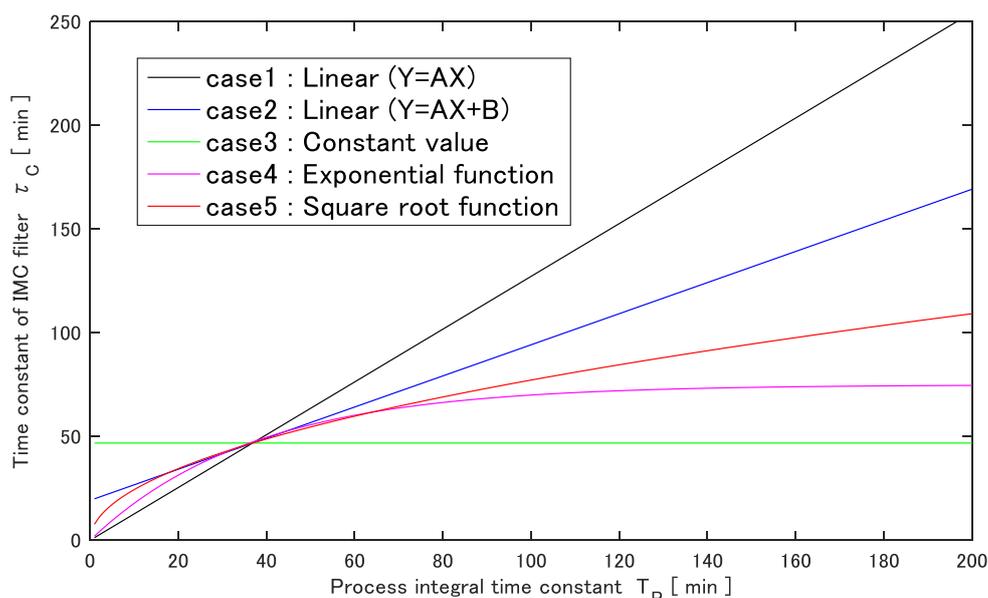


Figure 2.7 Typical example of a function that determines the time constant of IMC filter

平方根を用いて厳密に $T_p = 36.9$ ,  $\tau_c = 47.0$ の点を通る関数の係数は7.72となるが、そこまで厳密に定義する必要はないことから係数を8と定義し、式(2.32)をIMCフィルター時定数決定式とした。

$$\tau_c = 8\alpha\sqrt{T_p} = \frac{8\alpha}{\sqrt{K_p}} \quad (2.32)$$

ここで、 $\alpha$ は調整パラメータである。

Figure 2.8 に Figure 2.6 で求めた積分プロセスゲイン平均値 $\pm 1.0\sigma$ の範囲（積分時定数6-200min）に対して調整パラメータ $\alpha = 1$ の時のIMCフィルター時定数を示す。

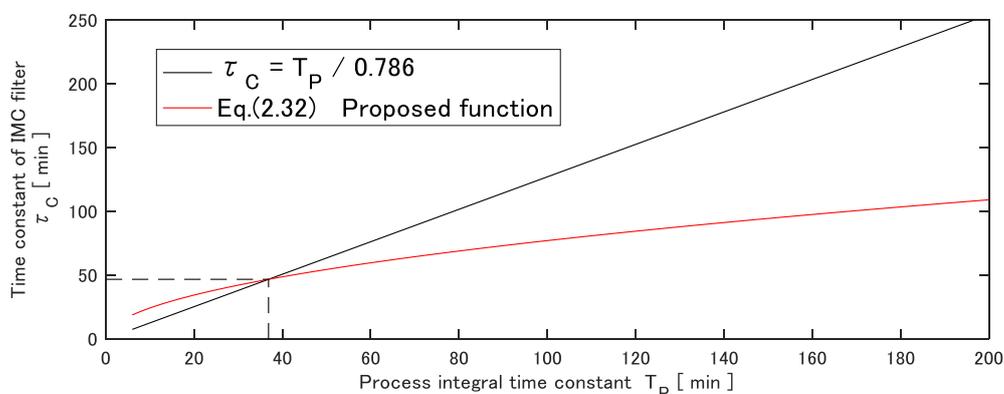


Figure 2.8 Proposed function of time constant of IMC filter ( $\alpha=1$ )

## 2.4 シミュレーション／実プロセス適用結果

### 2.4.1 提案IMCフィルター時定数での自動制御応答

Figure 2.9 に積分プロセスゲインの平均値および $\pm 1\sigma$ の3ケースに対して、調整パラメータ $\alpha = 1$ で Table 2.1 の提案PIDパラメータ調整則を用いて、設定値変更シミュレーションした結果を示す。ここで、赤線は操作変数 $u$ を積分時定数 $T_p$ の時間だけ1%操作した際の応答である。プロセスゲイン平均値を用いた Figure 2.9(b)より、設定値変更の定常値に到達する時間が積分時定数 $T_p$ に概ね等しく 2.3.2 項でのIMCフィルター時定数決定則が設計通りであることが確認できる。次に操作変数 $u$ の応答に着目すると積分時定数 $T_p$ が短いケースである Figure 2.9(a)では開ループ応答よりも小さく操作し、長いケースである

Figure 2.9(c)では大きく操作している結果となっており、設計通りの制御性が実現できている。

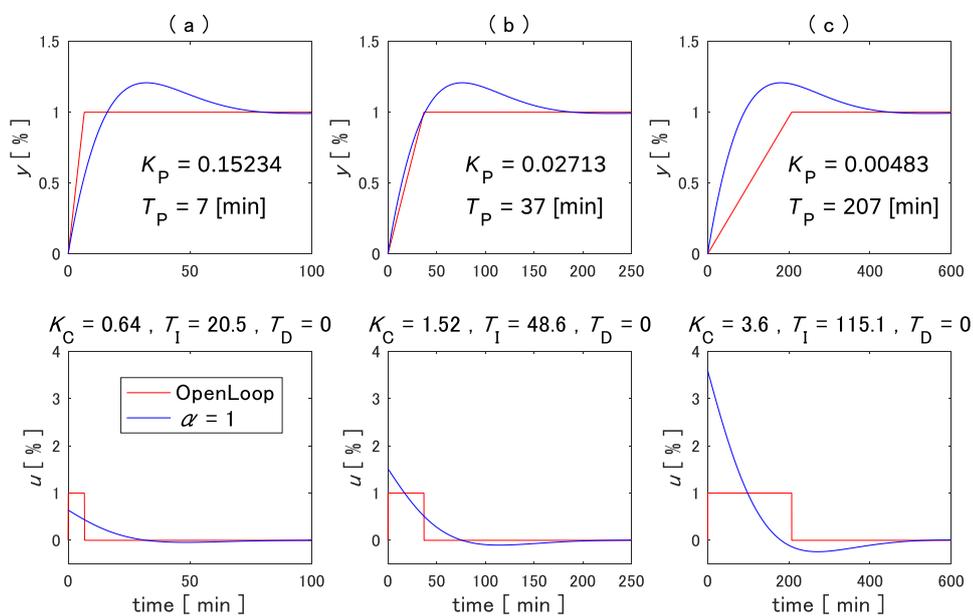


Figure 2.9 Control response using average gain value and standard deviation value of chemical process ( $\alpha=1$ )

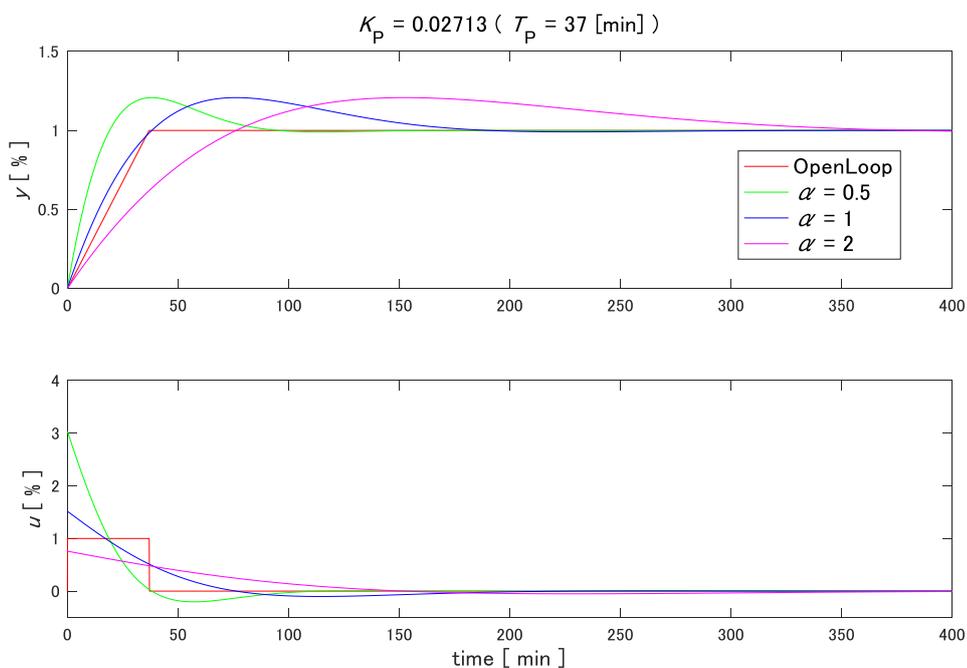


Figure 2.10 Influence of a tuning parameter on set-point responses

Figure 2.10 は積分プロセスゲインの平均値に対して、調整パラメータ $\alpha$ を 0.5, 1, 2 の 3 ケースを用いた設定値変更応答である。  $\alpha = 0.5$ を用いた場合の操作変数 $u$ の初期変化量は $\alpha = 1$ と比較して 2 倍の大きさであり、制御変数 $y$ の応答時間は半分となっている。一方、 $\alpha = 2$ を用いた場合は、操作変数 $u$ は半分の大きさで、制御変数 $y$ の応答時間は 2 倍となっている。いずれの応答も IMC フィルター時定数 $\tau_c$ で無次元化すると Figure 2.3 の青線に一致する。つまり、調整パラメータ $\alpha$ が制御応答速度に比例関係であり、早い応答を希望する場合は $\alpha$ の値を小さくするという感覚的かつ明確な調整が可能となる。これは 1 次遅れ系での IMC フィルター時定数 $\tau_c$ の調整と同じであり、化学プロセスの主たる近似モデルである 1 次遅れ系と積分系の両方のモデルにて同一の調整手法が得られたことになる。

## 2.4.2 制御性能の評価

Table 2.1 の PID パラメータ調整則は Chien により導出された代表的な IMC 手法と本論文にて提案する最適レギュレータにより導出した手法である。最適レギュレータを解く際に定値制御と仮定していることから、プロセスモデルにステップ状の外乱が印加された場合のシミュレーションを行い、式(2.33)に示す 2 つの評価関数を計算した。

$$J_e = \int_0^{\infty} e^2 dt \tag{2.33}$$

$$J_u = \int_0^{\infty} \left(\frac{du}{dt}\right)^2 dt$$

ここで、 $J_e$ は制御変数 $y$ の評価関数であり ISE(Integral of Squared Error)である。 $J_u$ は操作変数 $u$ の評価関数で操作変数 $u$ の変化速度の 2 乗面積である。 $J_e$ が式(2.12)の第 1 項、 $J_u$ が第 2 項に相当する。ここで、合算値を制御性能評価値と呼び、比較する制御性能評価値を分母側、提案手法の制御性能評価指標値を分子側に用いて比率計算した値を制御性能改善係数と呼ぶことにした。検証用モデルとして、積分プロセスゲインの平均値である式(2.34)を使用した。

$$G_P(s) = \frac{0.027132}{s} \tag{2.34}$$

Table 2.3 は式(2.34)に対して、調整パラメータ $\alpha = 1$ を用いた場合での両手法での PID パラメータ値およびシミュレーション応答による評価値である。この値を用いた外乱印加

シミュレーション応答を Figure 2.11 に示す. 操作変数 $u$ の評価関数 $J_u$ は 1.2 倍大きくなっているが, 制御変数 $y$ の評価関数 $J_e$ は半分になっており, 制御性能評価値が向上していることが確認できた.

Table 2.3 Parameter settings and performance indices for Eq. (2.34)

	$\alpha$	$K_c$	$T_I$	$T_D$	$J_e$	$J_u$
Proposed PID	1	1.52	48.6	0	10.54	0.031
Chien's PID	1	1.52	97.1	0	21.08	0.026

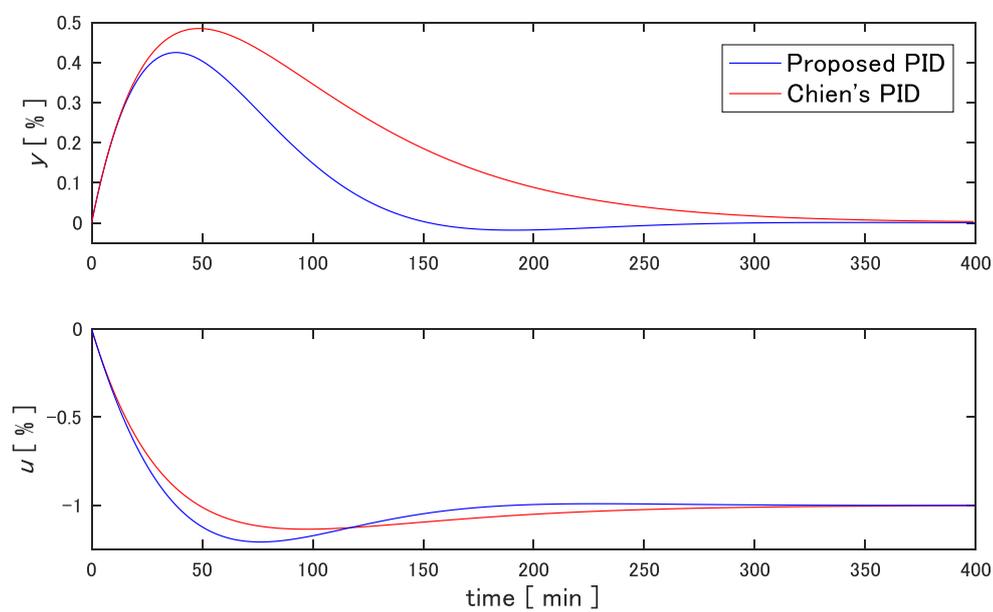


Figure 2.11 Comparison of the control response between proposed and Chien's methods

### 2.4.3 実プロセス適用結果- 1

本提案手法を実プロセスへ適用した 3 つの事例を示す。これらの事例は全て 2.3.1 項記載の 195 個の液面制御ループより抜粋している。いずれも、むだ時間が存在しないプロセスであることから、提案手法による微分時間 $T_D$ は 0 と計算される。また、 $K_{C\_bad}$ ,  $T_{I\_bad}$ を調整前の振動的な制御性を示す不具合制御器の PID パラメータ設定値、 $K_{C\_good}$ ,  $T_{I\_good}$ を最適調整後の PID パラメータ設定値として記述した。

1 つ目の事例は、平均プロセスゲインである 0.02713 (積分時定数:37 分) に比較的近い、積分時定数 30 分である式(2.35)に示す伝達関数モデルである。

$$G_P = \frac{0.03366}{s}, K_{C\_bad} = 0.4, T_{I\_bad} = 1.67 \quad (2.35)$$

式(2.35)のモデルより調整パラメータ $\alpha = 1$ を用いた PID 値を設定したところ Figure 2.12 の結果となった。従来は偏差 $e$ の標準偏差が 0.474 であったものが最適調整後 0.253 となり約 47%縮小している。制御性能改善係数も 0.76 と 26%改善され、プラントの安定化に寄与する結果となった。

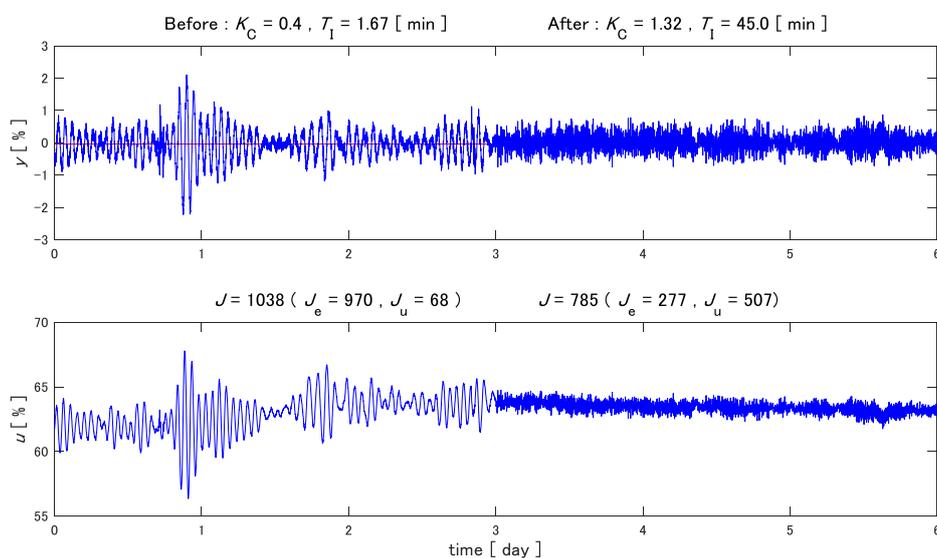


Figure 2.12 Control response of the proposed controller (Case 1)

#### 2.4.4 実プロセス適用実績からの調整法

本手法考案当初，調整パラメータ $\alpha$ は1を初期値としてPID値を設定し，制御性を確認しながら $0.5 < \alpha < 2$ の範囲を目安に微調整を実施していた．その後，実プロセスへの適用実績が30–40ループ程度得られた段階で，最適調整前後のPIDパラメータ値を比較すると，式(2.36)の関係であることが確認された．

$$\begin{aligned} 2K_{C\_bad} < K_{C\_good} < 6K_{C\_bad} \\ 10T_{I\_bad} < T_{I\_good} < 100T_{I\_bad} \end{aligned} \tag{2.36}$$

そこで，比例ゲイン $K_C$ に着目し， $\alpha = 1$ で $K_C < 2K_{C\_bad}$ の場合に $K_C > 2K_{C\_bad}$ となる調整パラメータ $\alpha$ を初期設定値とするような調整法とした．ただし， $\alpha = 1$ で $K_C > 2K_{C\_bad}$ を満たしている場合でも $T_{I\_good} > 100T_{I\_bad}$ を超える場合には $T_{I\_good} < 100T_{I\_bad}$ となる $\alpha$ を初期設定値とするようにした．この調整法を用いた2つの事例を示す．

#### 2.4.5 実プロセス適用事例-2

2つ目の事例は，積分時定数85分である式(2.37)に示す伝達関数モデルであり，Table 2.4に本モデルに対して調整パラメータ $\alpha$ に1，0.75，0.5の3ケースを適用したPIDパラメータ値を示す．

$$G_P = \frac{0.011297}{s}, K_{C\_bad} = 2, T_{I\_bad} = 0.5 \tag{2.37}$$

Table 2.4 PID Parameters calculated for Eq. (2.37)

	$K_C$	$T_I$	$T_D$
Original setting	2	0.5	0
Proposed method ( $\alpha = 1$ )	2.35	75.3	0
Proposed method ( $\alpha = 0.75$ )	3.14	56.5	0
Actual setting ( $\alpha = 0.5$ )	4.70	37.6	0

Table 2.4より， $\alpha = 1$ で $K_C > 2K_{C\_bad}$ を満たしておらず， $\alpha = 0.5$ で条件が満たされたことから，このPID値を初期設定値とした．Figure 2.13にPID調整前後の結果を示す．従来は

偏差 $e$ の標準偏差が 1.382 であったものが最適調整後 0.051 となり約 96%縮小している. 操作変数 $u$ の変動幅も 0–100%で変動していたものが約 2%の幅となり, こちらも約 97%縮小され, 下流プロセスの安定化に大きく寄与する結果となった. 制御性能改善係数は 0.003 と非常に小さな数値である.

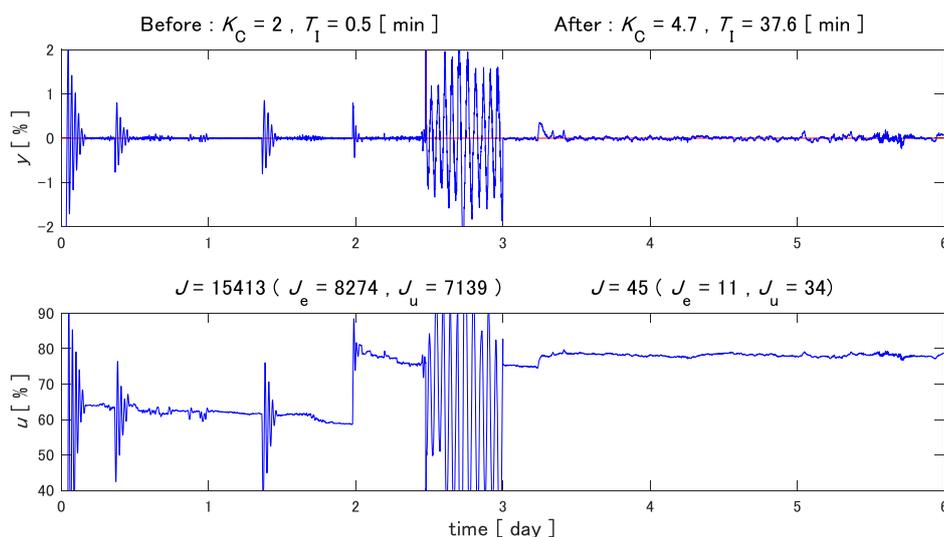


Figure 2.13 Control response of the proposed controller (Case 2)

#### 2.4.6 実プロセス適用事例-3

3 つ目の事例は, 積分時定数 156 分である式(2.38)に示す伝達関数モデルであり, Table 2.5 に本モデルに対して調整パラメータ $\alpha$ に 1, 0.75, 0.5 の 3 ケースを適用した PID パラメータ値を示す.

$$G_p = \frac{0.00639}{s}, K_{C\_bad} = 1, T_{I\_bad} = 0.5 \quad (2.38)$$

Table 2.5 PID Parameters calculated for Eq. (2.37)

	$K_C$	$T_I$	$T_D$
Original setting	1	0.5	0
Proposed method ( $\alpha = 1$ )	3.13	100.0	0
Proposed method ( $\alpha = 0.75$ )	4.17	75.1	0
Actual setting ( $\alpha = 0.5$ )	6.225	50.0	0

Table 2.5 より、 $\alpha = 1$ で $K_C > 2K_{C\_bad}$ を満たしているが、積分時間側の $T_{I\_good} < 100T_{I\_bad}$ を満たしていなかったことから、条件を満たした $\alpha = 0.5$ の PID 値を初期設定値とした。Figure 2.14 に PID 調整前後の結果を示す。なお、調整前の運転データで $u=0\%$ の非制御期間があるので、この期間を制御性能評価から除外した。従来は偏差 $e$ の標準偏差が 0.621 であったものが最適調整後 0.315 となり約 50%縮小している。操作変数 $u$ の変動幅も 0–100%で変動していたものが約 10%の幅となり約 90%縮小された。制御性能改善係数は 0.195 である。

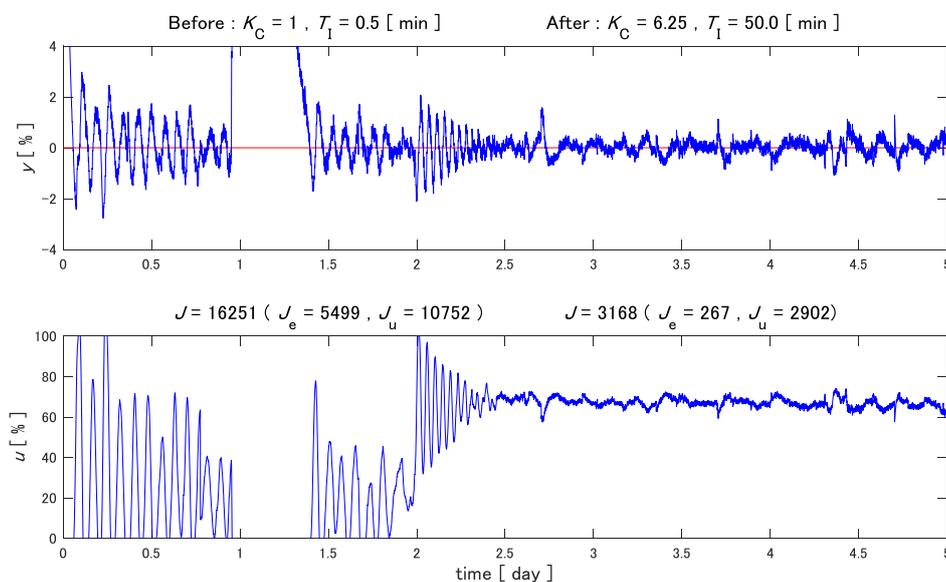


Figure 2.14 Control response of the proposed controller (Case 3)

事例 2 と事例 3 は同じプラントであり、このプラントでは計 11 ループの PID 調整を本手法にて実施している。いずれも微調整を行うことなく 1 回の PID 調整作業で完了している。この PID 調整作業により、当該ループの安定化だけでなく、下流プロセスの運転安定化にも大きく貢献している。また、PID 調整した 11 ループの中の 3 ループが操作頻度の上位 4 位、5 位、10 位と上位操作頻度であり、これらが自動制御運転となったことでプラント全体の操作頻度を 15%削減させたことも補足しておく。

## 2.4.7 実プロセス適用結果まとめ

PID 調整により制御性能が向上したと判断しているのは Figure 2.12~14 のように調整後に減衰係数が緩和され、操作変数 $u$ の変化量が縮小した時系列トレンドによる目視結果およびトレンド表示期間での偏差の標準偏差のみであり、式(2.33)に示した制御性能評価値を用いた定量的判断を行ってはいない。したがって、調整パラメータ $\alpha$ の微調整を行うことで、更なる制御性能評価値の向上が見込める可能性はある。しかしながら、この改善効果は1回目の調整作業で得られた制御性能改善効果に比べて微小であることが多い。したがって、1回目の調整作業で改善要求性能を満たしている場合には、それ以上の調整作業を継続することは三井化学株式会社では実施していない。このような経験から調整パラメータ $\alpha$ は Table 2.4 および 2.5 に用いた 1, 0.75, 0.5 の 3 ケースを行い、ここで式(2.36)の条件が成立しない場合のみ、 $\alpha$ の微調整を行い初期設定値とすることとした。

Table 2.6 に三井化学株式会社において 195 個の液面制御ループに最終設定された調整パラメータ $\alpha$ の割合を示す。90%の液面制御が 1, 0.75, 0.5 の 3 ケースで完了している。2.4.4 項に記した調整パラメータ $\alpha$ の決定方法は 150 ループ以上の適用実績があり、これらのループにて微調整を必要としたことは稀であったことから、本論文にて提案する一連の手法が化学プロセスの液面制御に有効であることを示している。

Table 2.6 Number of the  $\alpha$  settings at Mitsui Chemicals Inc.

$\alpha$	0.3-0.4	0.5	0.75	1	1.5-3
Percent [%]	3.7	30.2	20.6	38.1	7.4

Table 2.7 に Table 2.6 の調整パラメータ $\alpha$ を設定した際の制御性能改善係数の分布を示す。制御性能改善係数が 1 以下である 83.5%の PID 制御器は調整後の制御性能が改善されていることは明白である。ここでは 1 以上の制御器に対して考察する。

Table 2.6 Control performance improvement coefficient distribution at Mitsui Chemicals Inc.

$J_{after}/J_{before}$	<0.1	0.1-0.5	0.5-1	1-1.5	1.5<
Percent [%]	20.6	38.2	24.7	9.3	7.2

Figure 2.15 に制御性能改善係数がワースト 1 位の PID 調整前後の結果を示す。制御性能改善係数が 10.3 とワースト 2 位の 2.4 と比較しても突出して大きな値であるが、操作変数  $u$  の変化幅は調整前より小さく、制御偏差も然程劣化していないことから改善要求性能を満たし調整完了と判断した PID 制御器である。調整後の比例ゲイン値が調整前の約 8 倍の値であり、偏差に対して機敏に操作変数  $u$  が動作することから操作変数  $u$  の評価関数  $J_u$  が大きくなっている。これは 2.4.3 項の適用事例 1 と同じであるが、偏差の大きさが 0.1% と小さいことから制御変数の評価関数  $J_e$  の改善数値が小さく、結果として制御性能改善係数が大きくなっている。

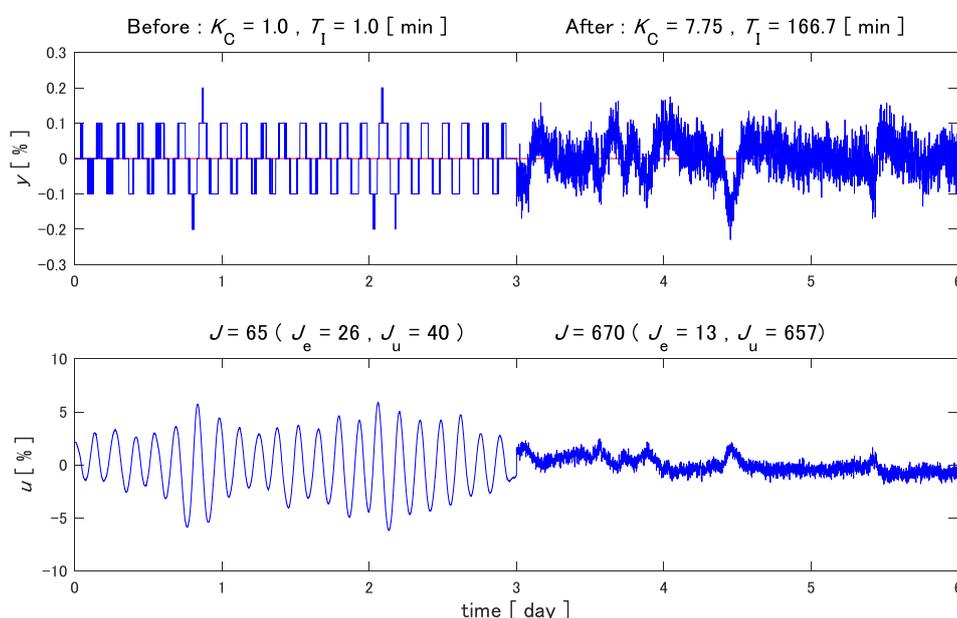


Figure 2.15 Control response of the worst control performance evaluation value

Figure 2.16 に制御性能改善係数がワースト 5 位の PID 調整前後の結果を示す。この制御器は定期的に発生する外乱変動を受けている。調整後は適切な制御により外乱変動を吸収しているが、外乱変動を受けた際の偏差挙動から制御変数の評価関数  $J_e$  が大きくなり、結果として制御性能改善係数が大きくなっている。

制御性能改善係数が 1 を超えた他の PID 制御器の殆どが Figure 2.15 の傾向と同じであり、いずれも調整前よりも運転安定化に寄与している。実プロセスにおいて、常に同じ大きさの外乱が印加される事象は稀であるので、制御性能改善係数のみで制御性能の優劣を判断することは難しい。したがって、調整パラメータ  $\alpha$  の微調整を行わず、1, 0.75, 0.5 の 3

ケースを主軸とした提案調整方法が合理的と考える。

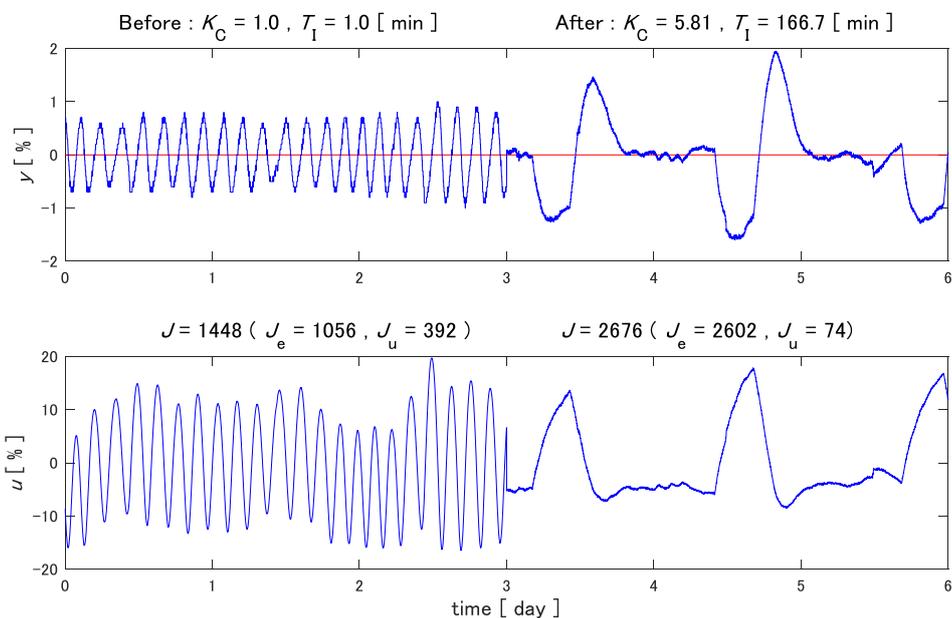


Figure 2.16 Control response of the worst control performance evaluation value (worst 5<sup>th</sup>)

## 2.5 結言

第2章では、積分プロセスを対象に、IMC理論をベースに最適レギュレータによる解を用いて新たなIMCフィルターを提案し、PIDパラメータ調整則を提案した。あわせて、従来設計者に任せられていたIMCフィルター時定数 $\tau_c$ の決定をプロセスゲイン $K_p$ から自動的に決定できる算出式を提案した。この $\tau_c$ 算出式は、三井化学株式会社29プラント中の計1,165個の液面制御より減衰振動を示していた計195個ループのモデル同定結果を基に決定している。更に、この $\tau_c$ 算出式中に調整パラメータ $\alpha$ を加えることで、実プロセス調整後の微調整を直感的に補正できるようにした。

その後の実プロセスでの適用実績を基に、調整パラメータ $\alpha$ の初期設定値を決定する方法までを提案するに至った。プロセス伝達関数が既知である場合、本手法を用いることで1回のPID調整作業のみで化学プラントの運転に好まれる応答を示すことができる。

理論だけでなく実績でも裏付けられた方法であり、PIDパラメータ設計法の1つの指標となる。

## Nomenclature

$(a, b)$	= integral process system	
$(A, B, C)$	= augmented integral process system	
$e$	= control error	
$f(s), F(s)$	= IMC filter	
$G_C(s)$	= PID controller	
$G_C^*(s)$	= IMC controller	
$G_{CL}(s)$	= closed-loop transfer function	
$G_M(s)$	= process model	
$G_P(s)$	= process	
$G_+(s)$	= all-pass system	
$G_-(s)$	= minimum phase system	
$J$	= quadratic performance index of LQI regulator	
$J_e$	= performance index of controllability	
$J_u$	= performance index of output smoothness	
$K_C$	= proportional gain in PID controller	
$K_P$	= process gain	
$L$	= dead time of process	[min]
$Q, W$	= weight matrices of object function	
$q, w$	= weight coefficients of object function	
$r$	= set variable of controller	
$T_D$	= derivative time in PID controller	[min]
$T_I$	= integral time in PID controller	[min]
$T_n$	= natural period	[min]
$T_P$	= process integral time constant	[min]
$u$	= manipulated variable	
$x$	= state variable of integral system	
$y$	= controlled variable	

$\alpha$	= tuning parameter of IMC filter	[-]
$\tau_c$	= time constant of IMC filter	[min]
$\zeta$	= damping factor	[-]

#### Literature Cited

- Chien, I.-L.; "IMC-PID controller designs An extension," *Adapt. Control Chem. Processes*, 147-152 (1988)
- Hashimoto, I.; Process control engineering (in Japanese), *Asakura Shoten* (2002)
- Ogawa, M., T. Katayama; "A robust tuning method for I-PD controller incorporating a constraint on manipulated variable," *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, Japan*, vol. E-1, no. 1, 265–273(2001)
- Ogawa, M., M. kano and I. Hashimoto; "Design of flow averaging level control system using I-P controller with gap," *Kagaku Kougaku Ronbunshu*, **24**,259-264(1998)
- Rivera DE, Morari M, Skogestad S.; "Internal model control 4. PID controller design," *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, **25**, 252–65(1986)
- Takeda, H., Y. Yamashita; "Process-identification and design of robust PI controller for a self-oscillating integral process with dead time." *J. Chem. Eng. Japan*, **52**,447-454(2019)
- Young, A. J.; "An Introduction to Process Control System Design," *Longmans, Green and Co.*, (1955)

## 第3章 PID パラメータ値の不適切設定による自励振動制御器の閉 ループ同定

第2章では積分プロセスを対象に、IMC理論をベースに最適レギュレータによる解を用いて新たなIMCフィルターを提案し、PIDパラメータ調整則を提案した。あわせて、従来設計者に任せられていたIMCフィルター時定数 $\tau_c$ の決定をプロセスゲイン $K_p$ から自動的に決定できる算出式を提案した。また、IMCフィルター時定数 $\tau_c$ 算出式に調整パラメータ $\alpha$ を含め、調整後の微調整を直感的に補正できるようにした。更に調整前の制御性が振動的な応答のような悪い場合には、この時のPIDパラメータ値を参考にすることで調整パラメータ $\alpha$ の設定値を決定する方法を提案するに至った。

1次遅れモデルに対してはRiveraらによって導出されたPIDパラメータ調整則が存在する(Rivera *et al.*,1986)。化学プラントに適用されるPID制御器の大多数が1次遅れモデルもしくは積分モデルによって表すことができることから、プロセス伝達関数モデルが既知であれば最適PIDパラメータ値を提示できる土台ができあがった。しかし、プロセス伝達関数を得るにはステップテスト等の故意に操作変数を変更してプロセス応答を取得するシステム同定実験が必要となる。システム同定実験は製品品質管理の観点や時間がかかるなどのマンパワーの問題から実施できない場合が多く、容易にプロセス伝達関数を得ることができない課題がある。

本章では、Takeda(Takeda and Yamashita,2019)およびOgawa(personal communication)によって示されたむだ時間を含まない積分モデルとPI制御器からプロセスゲイン $K_p$ を導出する過程を示す。この導出方法を応用し、むだ時間を含む積分モデルと1次遅れモデルへ展開したプロセスゲイン $K_p$ 算出式を示した。なお、ここで導出したプロセスゲイン算出式には未知情報であるプロセス時定数 $T_p$ およびむだ時間 $L_p$ が含まれるため単純な四則演算のみでモデル同定ができない。そこで、時系列データを併用しプロセス時定数 $T_p$ およびむだ時間 $L_p$ を同定する手法を提案した。得られた同定モデルと実プロセスモデルに誤差が存在する場合の制御安定性に関してシミュレーションによる検証を行い、提案する同定手法の正当性を示す。最後に酢酸ビニルモノマー(VAM)プラントシミュレータに適用し有効性を示した。

### 3.1 閉ループ同定

#### 3.1.1 積分モデルのプロセスゲイン導出

本項では, Takeda(Takeda and Yamashita,2019)および Ogawa(personal communication)によって示されたむだ時間を含まない積分モデルと PI 制御器からプロセスゲインを導出する過程を示す. なお, 本論文では積分時定数 $T_M$ を用いたモデルではなくプロセスゲイン $K_M$ を用いた記述で表す. Figure 3.1 に示すブロック線図において,  $G_C$ はPI 制御器,  $G_M$ は積分モデルであり, 式(3.1)で表せる.

$$G_C(s) = K_C \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (3.1)$$

$$G_M(s) = \frac{K_M}{s}$$

ここで,  $K_C$ は比例ゲイン,  $T_I$ は積分時間,  $K_M$ はプロセスゲインであり,  $K_C \neq 0$ ,  $K_M \neq 0$ とする. なお, プロセスゲイン $K_M$ は操作変数 $u$ をステップ状に 1%変化させたときに, 制御変数 $y$ が 1min で変化する%値を表す.

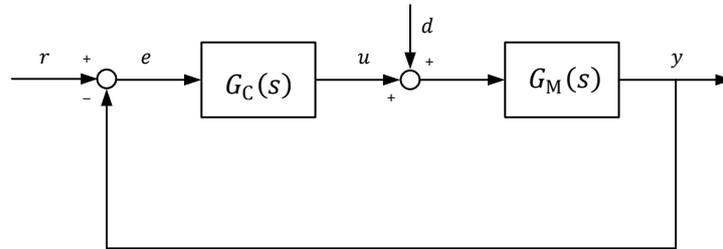


Figure 3.1 Feedback control

外乱入力 $d$ から制御変数 $y$ までの閉ループ伝達関数 $G_{CL}$ は式(3.2)のように表される.

$$\begin{aligned} G_{CL}(s) &= \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G_M(s)}{1 + G_C(s)G_M(s)} \\ &= \frac{\frac{T_I}{K_C} s}{1 + \frac{K_C K_M T_I}{K_C K_M} s + \frac{T_I}{K_C K_M} s^2} = \frac{\frac{T_I}{K_C} s}{1 + 2\zeta T_n s + T_n^2 s^2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ここで、 $\zeta$ および $T_n$ は減衰係数および固有周期であり、式(3.3)および式(3.4)のように表される。

$$\zeta = \frac{\sqrt{K_C K_M T_1}}{2} \quad (3.3)$$

$$T_n = \sqrt{\frac{T_1}{K_C K_M}} \quad (3.4)$$

式(3.2)のモデルに対して、大きさ $D$ のステップ状外乱が印加された場合の制御変数 $y$ は式(3.5)となる。

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{\frac{T_1}{K_C} s}{1 + 2\zeta T_n s + T_n^2 s^2} d(s) = \frac{\frac{T_1}{K_C} s}{T_n^2 s^2 + 2\zeta T_n s + 1 + \zeta^2 - \zeta^2} \frac{D}{s} \\ &= \frac{D \frac{T_1}{K_C}}{(T_n^2 s^2 + 2\zeta T_n s + \zeta^2) + (1 - \zeta^2)} = \frac{D \frac{T_1}{K_C} \frac{1}{T_n^2}}{\left(s^2 + \frac{2\zeta}{T_n} s + \frac{\zeta^2}{T_n^2}\right) + \left(\frac{1 - \zeta^2}{T_n^2}\right)} \\ &= \frac{D \frac{T_1}{K_C} \frac{1}{T_n^2} \sqrt{\frac{1 - \zeta^2}{T_n^2}} \sqrt{\frac{T_n^2}{1 - \zeta^2}}}{\left(s + \frac{\zeta}{T_n}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{T_n}\right)^2} \quad (3.5) \\ &= \frac{D T_1}{K_C T_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \frac{\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{T_n}}{\left(s + \frac{\zeta}{T_n}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{T_n}\right)^2} \end{aligned}$$

式(3.5)を逆L変換した実時間応答 $y(t)$ は式(3.6)のように表され、この式はTakeda(Takeda and Yamashita,2019)に記載された式と同じである。

$$y(t) = \frac{D T_1}{K_C T_n \sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\frac{\zeta}{T_n} t} \sin\left(\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{T_n} t\right) \quad (3.6)$$

式(3.6)の応答が自励振動であり、その周期を $T_C$ とすると式(3.7)が成立する(Ogawa, personal communication).

$$\frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{T_n} T_C = 2\pi \quad (3.7)$$

式(3.7)に式(3.3)および式(3.4)を代入すると、式(3.8)が得られる。

$$\begin{aligned}
& \left(\sqrt{1-\zeta^2}T_C\right)^2 - (2\pi T_n)^2 \\
&= (1-\zeta^2)T_C^2 - 4\pi^2 T_n^2 \\
&= \left(1 - \left(\frac{\sqrt{K_C K_M T_I}}{2}\right)^2\right) T_C^2 - 4\pi^2 \left(\frac{T_I}{\sqrt{K_C K_M}}\right)^2 \\
&= \left(1 - \frac{K_C K_M T_I}{4}\right) T_C^2 - \frac{4\pi^2 T_I}{K_C K_M} \tag{3.8} \\
&= \frac{4T_C^2 - K_C K_M T_I T_C^2}{4} - \frac{4\pi^2 T_I}{K_C K_M} \\
&= \frac{4K_C K_M T_C^2 - K_C^2 K_M^2 T_I T_C^2 - 16\pi^2 T_I}{4K_C K_M} = 0
\end{aligned}$$

式(3.8)より式(3.9)に記すプロセスゲイン $K_M$ を変数とする2次方程式を得る.

$$K_C^2 T_I T_C^2 K_M^2 - 4K_C T_C^2 K_M + 16\pi^2 T_I = 0 \tag{3.9}$$

式(3.9)にて, プロセスゲイン $K_M$ について2次方程式を解くと式(3.10)の解を得る.

$$K_M = \frac{2}{K_C T_I} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi T_I}{T_C}\right)^2} \right) \tag{3.10}$$

式(3.10)には2つの解が存在する. どちらの解を選択することが正当であるかを考察する方法として, 自励振動が減衰することなく持続する減衰係数 $\zeta$ が0の時を考える. 式(3.7)にて $\zeta = 0$ を代入しプロセスゲイン $K_M$ を求めると式(3.11)を得る.

$$K_M = \frac{4\pi^2 T_I}{K_C T_C^2} = \frac{1}{K_C T_I} \left(\frac{2\pi T_I}{T_C}\right)^2 \tag{3.11}$$

式(3.3)の減衰係数において比例ゲイン $K_c$ およびプロセスゲイン $K_M$ は0以外の数値であることから, 減衰係数 $\zeta$ が0となる状態は $T_1 \rightarrow 0$ である. 式(3.10)および式(3.11)の2つの式にて $T_1 \rightarrow 0$ の場合に一致するのは式(3.10)の符号がマイナスの時となる.

### 3.1.2 プロセスゲイン導出対象モデルの拡張

3.1.1項に記した式(3.10)の導出までは数学的な証明を含め多くの研究や論文にて類似の記述がある(Takeda and Yamashita,2019). しかしながら, むだ時間を含むモデルへ拡張

した導出式が無い。そこで、本研究ではむだ時間を含む積分モデルおよび、むだ時間を含む1次遅れモデルに対して3.1.1項と同様の手法でプロセスゲインを導出した。

式(3.12)は、むだ時間要素を1次までのTaylor展開で表したものである。本来であればPade近似を用いてプロセスゲインを算出できることが好ましいが、Pade近似を用いた場合には式(3.10)に相当するプロセスゲイン式が導出できないことから、式(3.12)をむだ時間近似式として用いている(Skogestad,2003)。

$$e^{-L_M s} \approx 1 - L_M s \quad (3.12)$$

#### 【積分モデル】

むだ時間を含む積分モデル $G_M$ は式(3.13)で近似表現できる。式(3.1)の $G_M$ を式(3.13)に置き換えて、3.1.1項と同様の手法でプロセスゲイン $K_M$ を算出すると式(3.14)を得る。

$$G_M(s) = \frac{K_M}{s} (1 - L_M s) \quad (3.13)$$

$$K_M = \frac{2T_1 T_C^2 + 16\pi^2 T_1^2 L_M - 2T_1 T_C \sqrt{A}}{K_C (T_C^2 L_M^2 + T_1^2 T_C^2 + 16\pi^2 T_1^2 L_M^2 + 2T_1 T_C^2 L_M)} \quad (3.14)$$

$$A = (T_C + 2\pi L_M)^2 - (2\pi T_1)^2$$

#### 【1次遅れモデル】

同様に式(3.15)に示すむだ時間を含む1次遅れモデルに対して、プロセスゲイン $K_M$ を算出すると式(3.16)を得る。

$$G_M(s) = \frac{K_M}{1 + T_M s} (1 - L_M s) \quad (3.15)$$

$$K_M = \frac{T_1 T_C^2 (2T_M - T_1 + L_M) + 16\pi^2 T_1^2 T_M L_M - 2T_1 T_C \sqrt{B}}{K_C (T_C^2 L_M^2 + T_1^2 T_C^2 + 16\pi^2 T_1^2 L_M^2 + 2T_1 T_C^2 L_M)} \quad (3.16)$$

$$B = T_C^2 (T_M + L_M)(T_M - T_1) \quad (3.16)$$

$$-4\pi^2 T_M L_M (T_M L_M - 2T_1 T_M - 2T_1 L_M)$$

$$-(2\pi T_1 (T_M + L_M))^2$$

ここで、 $T_M$ はプロセス時定数である。

### 3.1.3 時系列データを併用したモデル同定

3.1.1 項で導出した式(3.10)に示すプロセスゲイン算出式は、PI 制御の任意のパラメータ ( $K_C$ ,  $T_I$ ) を設定した際に生じる自励振動の周期 ( $T_C$ ) という 3 つの固定値を用いることで唯一のプロセスゲインが得られたことから四則演算のみでモデル同定ができた。しかしながら、本論文で導出した式(3.14)および式(3.16)には未知情報であるむだ時間 $L_M$ およびプロセス時定数 $T_M$ が含まれるため、四則演算のみでプロセスゲイン $K_M$ を算出できない。そこで、既知情報である操作変数 $u$ および制御変数 $y$ の時系列データを併用してモデル同定する方法を提案した。

Figure 3.2 に示すブロック線図において、 $G_C$ は既知の PI 制御器、 $G_P$ は未知のプロセスモデルであり、操作変数 $u$ および制御変数 $y$ は自励振動応答と仮定する。 $G_M$ は積分モデルもしくは 1 次遅れモデルのどちらかを指定する同定モデルであり、対象となるプロセスから適切なモデルが選定されているものとする。 $G_M$ に積分モデルを指定した場合は、むだ時間 $L_M$ を同定変数として式(3.14)を用いてプロセスゲインを算出する。この同定モデルに対して操作変数 $u$ を入力して制御変数 $y_M$ を求め、制御変数 $y$ と $y_M$ の位相時間差および制御量誤差 $e_M$ を最小化するモデルを得る。

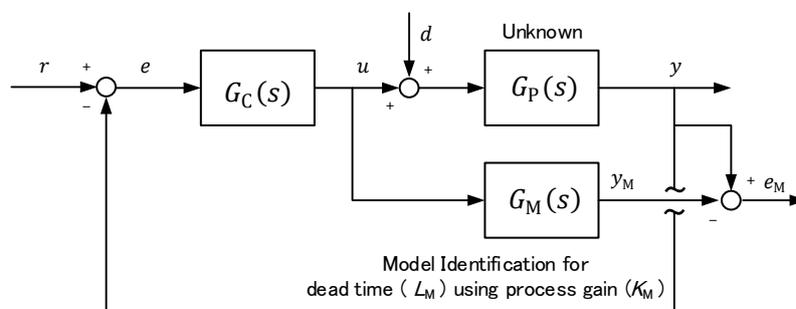


Figure 3.2 Concept of model identification

積分モデルの場合はむだ時間 $L_M$ だけが同定変数であることから、制御変数 $y$ と $y_M$ の位相時間差が小さく制御量誤差 $e_M$ も小さい最適なモデル結果が一意に決まる。しかしながら、1 次遅れモデルの場合はむだ時間 $L_M$ とプロセス時定数 $T_M$ の 2 変数が同定変数となることからモデル結果は一意に決まらず複数の最適解が得られる。本提案手法は DCS の PID 制御を対象としている。また、1 次遅れモデルである制御対象にて自励振動を示すプロセスは時定数が長くむだ時間も存在する温度制御や圧力制御である。そこで、これらを前提として複数の最適解の中から最適なモデルを選定する方法を考察した。

まず、1次遅れモデルのプロセスゲイン $K_M$ は操作変数 $u$ をステップ状に1%変化させたときに、制御変数 $y$ が変化する%値を意味する。DCSを用いた制御の場合、制御変数 $y$ は0-100%内でなければ可観測とならないことから計装エンジニアは可観測となるように制御変数の上下限設定値を決定する。つまり、制御対象が線形モデルである場合、プロセスゲイン $K_M$ は1以下となるように設計される。したがって、 $K_M \gg 1$ のようなプロセスゲインは一般的に有り得ない。ただし、非線形モデルにて操作変数 $u$ の局所的な範囲について近似伝達関数モデルを構築する場合には $K_M > 1$ も有り得ることから単純に $K_M$ 値でモデル結果を判断することは不適切である。

次に $L_M/T_M$ に着目する。 $L/T$ は制御の難易の目安として種々の研究が行われている(Kuwata,1987; Nunokawa, 2001; Kasahara, 2000)。PID制御では $L/T$ が大きくなるにつれ制御が難しくなる。IMC理論によるPIDパラメータ調整則を用いた場合、 $L/T$ が0.5以下であれば概ね理論的な制御挙動を示し、1を超えると制御性が悪くなる(Seborg *et al.*,1999)。Nunokawaの論文には石油化学プラントでの温度制御器および圧力制御器のむだ時間と時定数の関係が示されている(Nunokawa, 2001)。この資料では温度制御器および圧力制御器では少なからず、むだ時間が存在するモデルで同定されている。また全てのモデルにて、むだ時間は時定数より小さい値である。これらの考察より、時系列データを用いた同定時に式(3.17)に示す関係式を適用する。

$$0.05 < \frac{L_M}{T_M} < 1 \quad (3.17)$$

式(3.17)にて $L_M/T_M$ の下限値を適用することで、Figure 3.3に示すような実際のむだ時間 $L_p$ よりも短いむだ時間 $L_M$ によって初期応答時間が早くなった影響に対して時定数 $T_M$ を大きな値にするモデルを排除できる。操作変数 $u$ をステップ状に変更したシステム同定実験を行うことによって定常値が分かれば $L_M < L_p$ 、 $T_M \gg T_p$ のようなモデル同定結果は最適解とはならないが、定常値が分からない自励周期応答では $K_M \gg K_p$ と設定した場合に良好なモデル同定結果が得られる場合がある。なお、式(3.17)の条件だけでは極端なモデルは除外できても、実際のむだ時間近傍の $L_M$ 値を用いた複数の最適解は存在するため問題を解決できていない。そこで、実プロセスに対して誤差を有したプロセス伝達関数を用いたPID制御器の制御性能の評価を3.2.2項にて実施した。この結果、 $L_M < L_p$ よりも $L_M > L_p$ の方が良好な制御性能を示すことを確認している。したがって、複数の最適モデルを用いた制御変数 $y$ と $y_M$ の位相差が同じである場合には最も大きな $L_p$ 値のモデルを選定すれば良い。

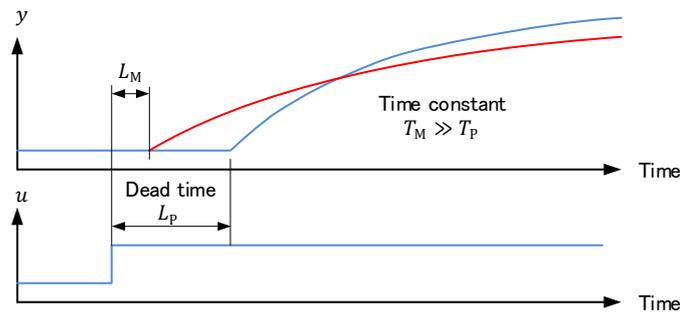


Figure 3.3 Examples of inappropriate model identification

### 3.1.4 積分モデルでのシミュレーション結果

Figure 3.4 の左側のグラフは、式(3.18)に示す化学プラントの積分プロセスゲイン平均値を用いた制御ループシステムに対して、大きさ1の外乱ステップを印加したシミュレーション結果である。右側のグラフには制御変数 $y$ と同定されたプロセスモデル $G_M$ に操作変数 $u$ を入力して得られた出力 $y_M$ 応答を重ね描きしている。また、グラフ上部に自励周期 $T_C$ 、グラフ内部にモデル同定結果 $G_M$ を表示している。同定されたむだ時間 $L_M$ は $L_P = 8\text{min}$ に対して正確に $8\text{min}$ と同定されており、プロセスゲイン $K_M$ も $K_P$ に対して $-8.3\%$ の誤差を有しているが妥当な値が同定されている。

$$G_P(s) = \frac{0.02713}{s} e^{-8s}, \quad K_C = 1.2, T_I = 12, T_D = 0 \quad (3.18)$$

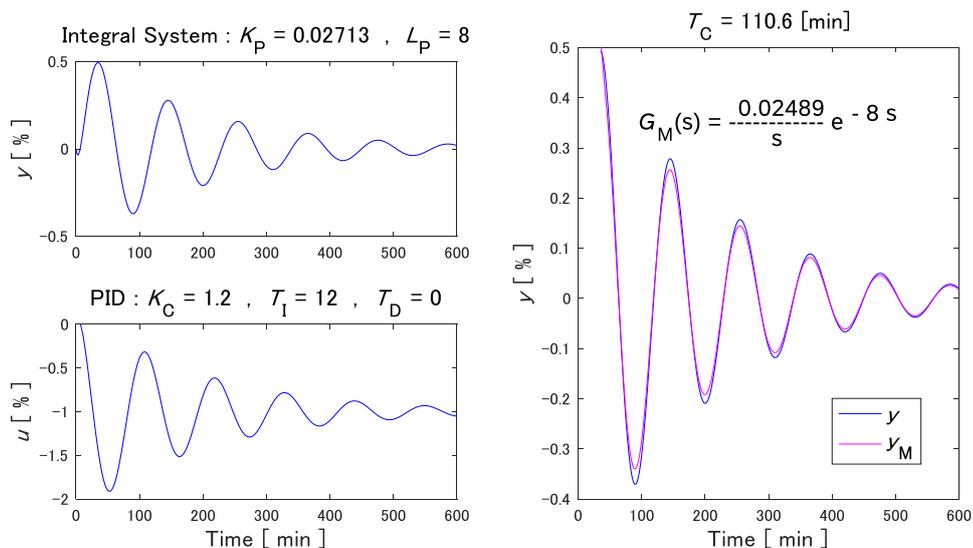


Figure 3.4 Disturbance response and model identification results (integral model)

Figure 3.5 は式(3.18)のむだ時間 $L_P$ を 0-10min に設定した制御ループシステムに対して式(3.10)と式(3.14)を用いてモデル同定を行った際の実プロセスとの誤差を比較した結果である。プロセスモデルにむだ時間が存在する場合、式(3.14)の方が遥かに小さい誤差であることが確認できる。なお、この結果は1次遅れモデルでも同様である。

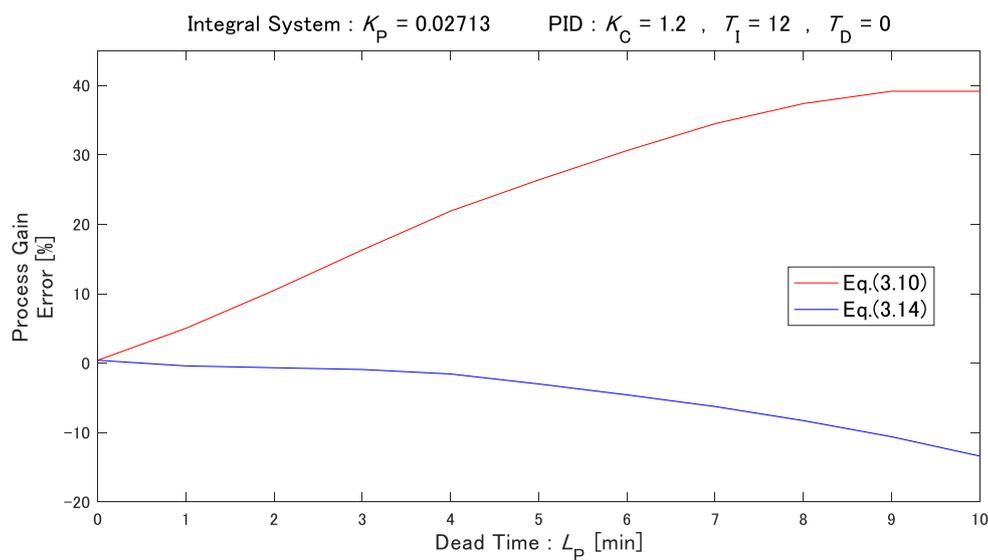


Figure 3.5 Comparison of process gain errors between Eq.(3.10) and Eq.(3.14)

### 3.1.5 1次遅れモデルでのシミュレーション結果

Figure 3.6 は式(3.19)に1次遅れ系の制御ループモデルでの外乱ステップ応答データに対して、 $L_M$ を固定して $T_M$ のみを同定変数としたモデル同定結果である。Figure 3.7 は Figure 3.6 のモデル同定結果において $L_M$ に対する制御量誤差 $e_M$ および位相時間差を示したグラフである。位相時間差は制御変数 $y$ と $y_M$ の9ヶ所のピーク点の時間差平均値で算出している。 $G_M \neq G_P$ の場合、特定の周波数である入力 $u$ に対して個別の位相遅れが発生するため $y$ と $y_M$ の位相時間差が大きくなる。つまり、位相時間差が大きいということは同定モデル $G_M$ が上手く同定できていないことを意味する。

$$G_P(s) = \frac{1}{1 + 50s} e^{-10s}, \quad K_C = 1.2, T_I = 8, T_D = 0 \quad (3.19)$$

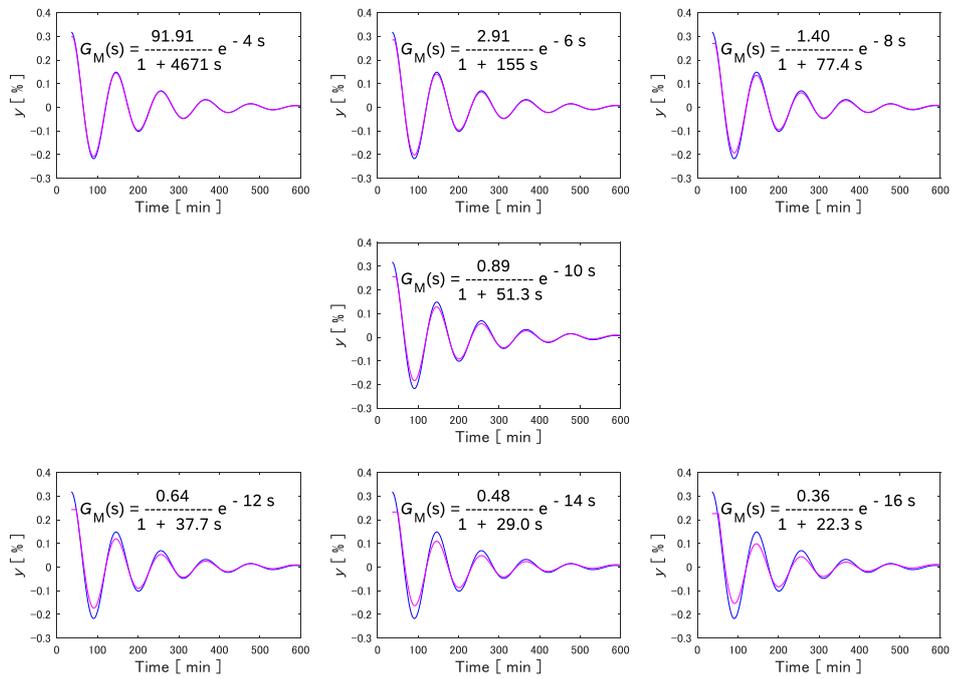


Figure 3.6 Model identification results with fixed dead time (1st order lag model)

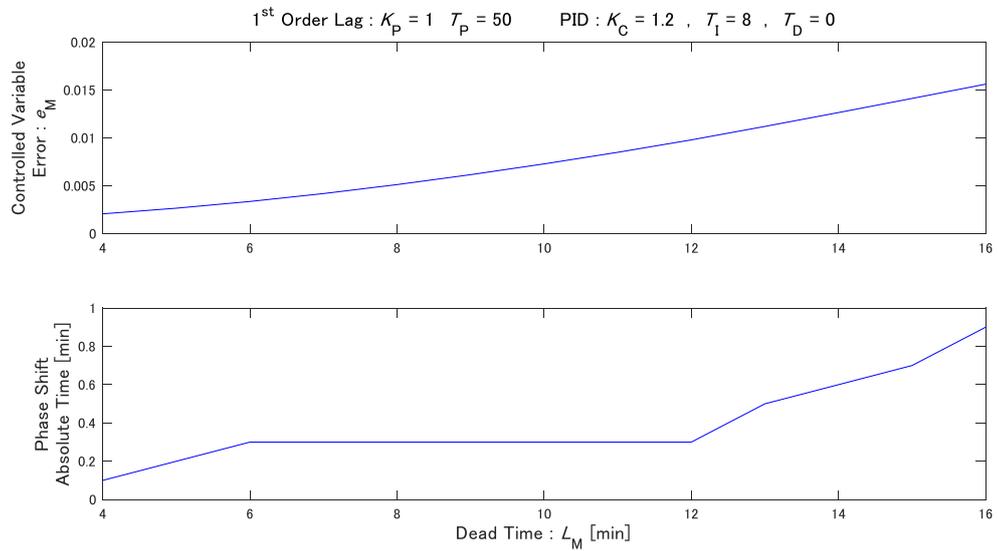


Figure 3.7 Model identification results at each dead time (1st order lag model)

式(3.17)の関係式を適用した場合、Figure 3.6 の上段に示した $L_M \leq 6\text{min}$ 以下のモデルは採用されない。しかし、もし式(3.17)を適用しなければ $L_M = 4\text{min}$ のモデルが Figure 3.7 にて位相時間差および制御量偏差 $e_M$ 共に小さいことから選定される。Figure 3.8 は式(3.19)と式(3.20)に示す Figure 3.6 左上のモデル同定結果のモデルを用いた制御ループシステムに対して外乱ステップ応答を重ね描きしたグラフである。むだ時間の違いによる位相差はあるが、制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の波形は酷似している。つまり、式(3.20)のモデル同定結果も既知情報である PID パラメータ ( $K_C, T_I$ ) と自励周期 ( $T_C$ ) および自励応答の時系列データ ( $y, u$ ) から正しく同定している。ただし、プロセスゲインは $K_M = 75.11$ と $K_M \gg 1$ の値であることから DCS による PID 制御の伝達関数モデルとしては不適切なモデルである。以上の結果より、式(3.17)の関係式は自励周期データを用いたモデル同定において有用な制約要素であることが確認された。

$$G_P(s) = \frac{75.11}{1 + 3816s} e^{-4s}, \quad K_C = 1.2, T_I = 8, T_D = 0 \quad (3.20)$$

式(3.17)の関係式を適用した本提案手法では $L_M = 7 - 12\text{min}$ のモデルで位相時間差が最小値となっている。プロセスゲイン $K_M$ 計算式はむだ時間 $L_M$ の値が大きくなるに従い実プロセスゲイン $K_P$ 値に比べて小さな値となり誤差が大きくなることが Figure 3.5 より分かっている。したがって、 $L_M = 7 - 12\text{min}$ のモデルでは $L_M = 7$ のモデルの制御量誤差 $e_M$ が最小値となっている。しかし、この特性が分かっていることから、必ずしも制御量誤差 $e_M$ の最小値を最適モデルとすることが正しいとは言えない。

式(3.21)および式(3.22)に示す伝達関数モデルは $L_M = 7\text{min}$ と $L_M = 12\text{min}$ の時のモデル同定結果である。

$$G_M(s) = \frac{1.90}{1 + 103.2s} e^{-7s} \quad (3.21)$$

$$G_M(s) = \frac{0.64}{1 + 37.7s} e^{-12s} \quad (3.22)$$

式(3.21)では実プロセスモデル $G_P$ と比較するとプロセスゲインが+90%、時定数が+106%、むだ時間が-30%の誤差を有し、式(3.22)ではプロセスゲインが-36%、時定数が-25%、むだ時間が+20%の誤差を有す。モデル同定を行う主目的は、得られた同定モデルから最適な PID パラメータ値を設定することによる自励振動応答の改善である。つまり、複数のモデル同定結果の候補が存在する場合、少しでも PID 調整が容易となるモデルを

選定した方が良い。そこで、モデル誤差のあるプロセスモデル $G_M$ を用いて IMC 法による PID パラメータを算出した制御性能に関して 3.2.2 項にて検証を行い、最終的な最適モデル同定の選定方法を示す。なお、本項のケースでは式(3.22)のモデルがモデル同定結果として選定される。

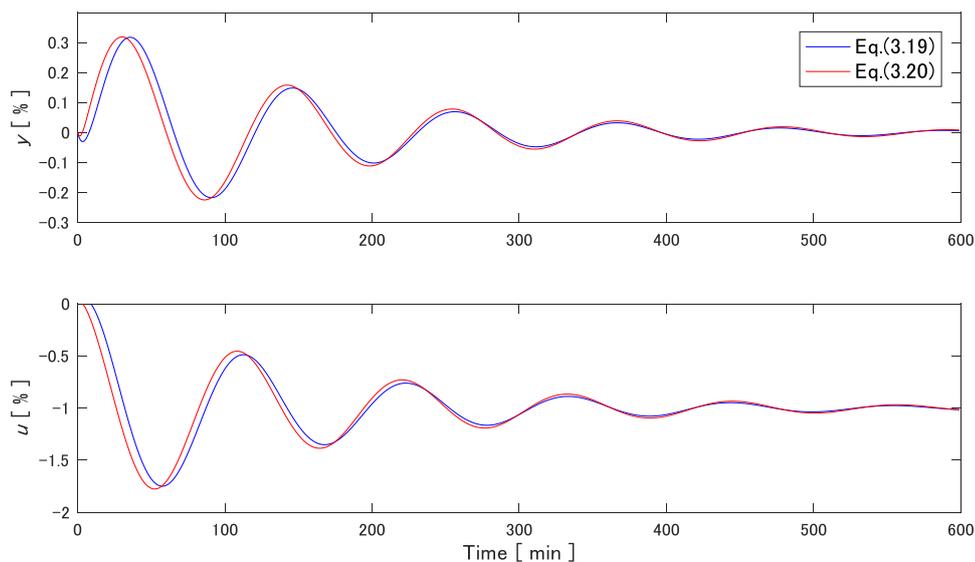


Figure 3.8 Disturbance response on Eq.(3.19) and Eq.(3.20) control loops

## 3.2 最適 PID パラメータ値

### 3.2.1 1次遅れモデルおよび積分モデルの PID パラメータ調整則

Garcia らによって提唱された IMC 法による 1 次遅れモデルの PID パラメータ調整則は Table 1.1 に掲載している。積分モデルの PID パラメータ調整則は均流液面制御となる IMC フィルターを提案し 2.2 節にて導出した。併せて、これまで最終ユーザーに任せていた IMC フィルター時定数の決定方法も式(3.23)に示すようにプロセスゲイン  $K_p$  から算出できる方法を提案している。

$$\tau_c = \frac{8\alpha}{\sqrt{K_p}} \quad (3.23)$$

ここで、 $\alpha$  は調整パラメータであり、式(3.18)に示した化学プラントの積分プロセスゲイン平均値のモデルに対して  $\alpha = 1$  の時に、操作変数  $u = 1\%$  のステップ操作で制御変数  $y = 1\%$  に到達するランプ応答と同程度のフィードバック制御が実現できる IMC フィルター時定数  $\tau_c$  となる。調整パラメータ  $\alpha$  は 1/2 倍にすると制御応答時間は 1/2 倍となり、2 倍にすると制御応答時間も 2 倍になるという直感的な調整ができる。なお、現状の制御応答が自励振動応答を示す場合には、式(3.24)に示す関係式を適用することで適切な  $\alpha$  値を直接決定することができる。なお、この式は 2.4.4 項に記載の式(2.36)と同じである。

$$\begin{aligned} 2K_{C\_bad} < K_C < 6K_{C\_bad} \\ 10T_{I\_bad} < T_I < 100T_{I\_bad} \end{aligned} \quad (3.24)$$

この調整パラメータ  $\alpha$  の考え方を 1 次遅れモデルにも展開した。1 次遅れモデルの IMC フィルター時定数  $\tau_c$  に関しては 1.2 節にて考察したようにプロセス時定数  $T_p$  と同じ値を設定することで手動操作にて操作変数  $u$  をステップ変化させた時と同程度の応答を示しプロセス時定数  $T_p$  の半分の値に設定することで制御変数  $y$  を半分の時間で追従できることが分かっている。したがって、式(3.25)に示す IMC フィルター時定数決定式を用いればよい。Table 3.1 に 1 次遅れモデルおよび積分モデルモデルの PID パラメータ調整則を記す。

$$\tau_c = T_p \alpha \quad (3.25)$$

Figure 3.9 は式(3.26)に示す 1 次遅れモデルに対して調整パラメータ  $\alpha = 0.5, 1, 2$  の 3 つの値を用いて PID パラメータ値を算出した場合の目標値変更応答である。 $\alpha = 1$  の操作変

数 $u$ は目標値変更直後に1%へ変更して制御変数 $y$ を目標値へ追従させており、開ループのステップ応答に一致している。 $\alpha=0.5$ の場合は目標値変更直後に操作変数 $u$ を $\alpha=1$ の2倍の2%へ変更し制御応答時間が1/2倍となり、 $\alpha=2$ の場合は応答時間が2倍となっている。よって、1次遅れモデルでの調整パラメータも積分モデルと同じ調整方法が適用できることが確認された。

$$G_P(s) = \frac{1}{1 + 50s} \quad (3.26)$$

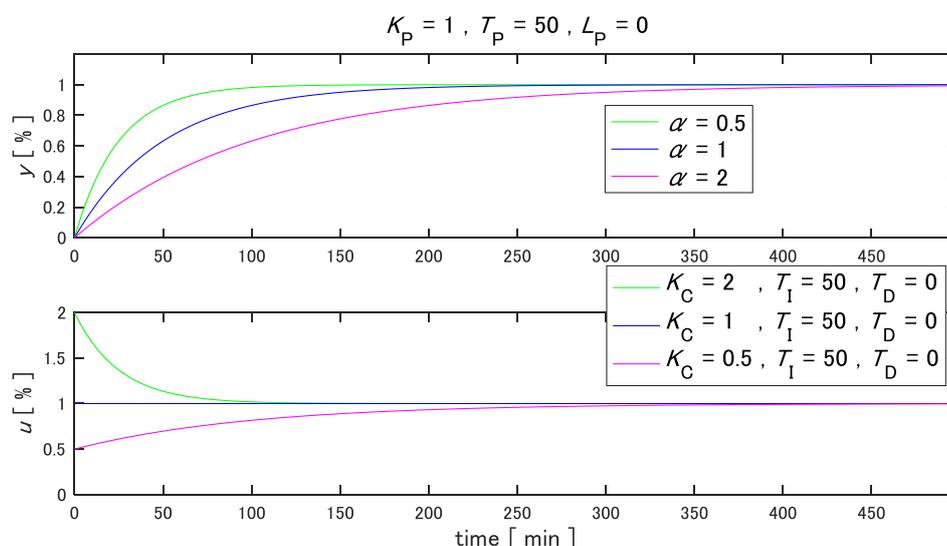


Figure 3.9 Influence of a tuning parameter on set-point responses

Table 3.1 Proposed PID parameter setting rule for chemical plants

Process model	$G_M$	$\frac{K_P}{1 + T_P s} e^{-L_P s}$	$\frac{K_P}{s} e^{-L_P s}$
Time constant of IMC filter	$\tau_c$	$T_P \alpha$	$\frac{8\alpha}{\sqrt{K_P}}$
Proportional gain	$K_C$	$\frac{2(\tau_c + L_P)}{K_P \left( \tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2} \right)}$	$\frac{2(\tau_c + L_P)}{K_P \left( \tau_c^2 + \tau_c L_P + \frac{L_P^2}{2} \right)}$
Integral time	$T_I$	$\tau_c + L_P$	$\tau_c + L_P$
Derivative time	$T_D$	$\frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4(\tau_c + L_P)}$	$\frac{2\tau_c L_P + L_P^2}{4(\tau_c + L_P)}$

### 3.2.2 モデル誤差を有した場合の制御性能

本項では、モデル誤差を有したプロセスモデル $G_M$ を用いて Table 3.1 に示す PID パラメータ値算出を実施した場合の制御性能に関して検証し、最終的な同定モデル選定方法を示す。

Figure 3.10 に示した立方体の頂点は式(3.27)に示した 1 次遅れモデルの 3 つの変数であるプロセスゲイン $K_P$ 、時定数 $T_P$ 、むだ時間 $L_P$ をそれぞれ $\pm 75\%$ 変化させた値である。この 8 つの頂点をプロセスモデル $G_M$ として算出した PID パラメータ値を用いた外乱印加時の制御応答を確認する。Figure 3.11 に Figure 3.10 の□印の頂点である 4 つのプロセスモデルを用いたシミュレーション結果を示し、Figure 3.12 に○印のプロセスモデルを用いたシミュレーション結果を示す。なお、ベンチマークとしてモデル誤差の無い場合のシミュレーション結果を各図の中央に示す。また、各トレンドの上部に PID パラメータ値の算出に使用したプロセスモデルのゲイン $K_M$ 、時定数 $T_M$ 、むだ時間 $L_M$ の誤差方向を“+”および“−”を用いて示す。

$$G_P(s) = \frac{1}{1 + 50s} e^{-10s} \quad (3.27)$$

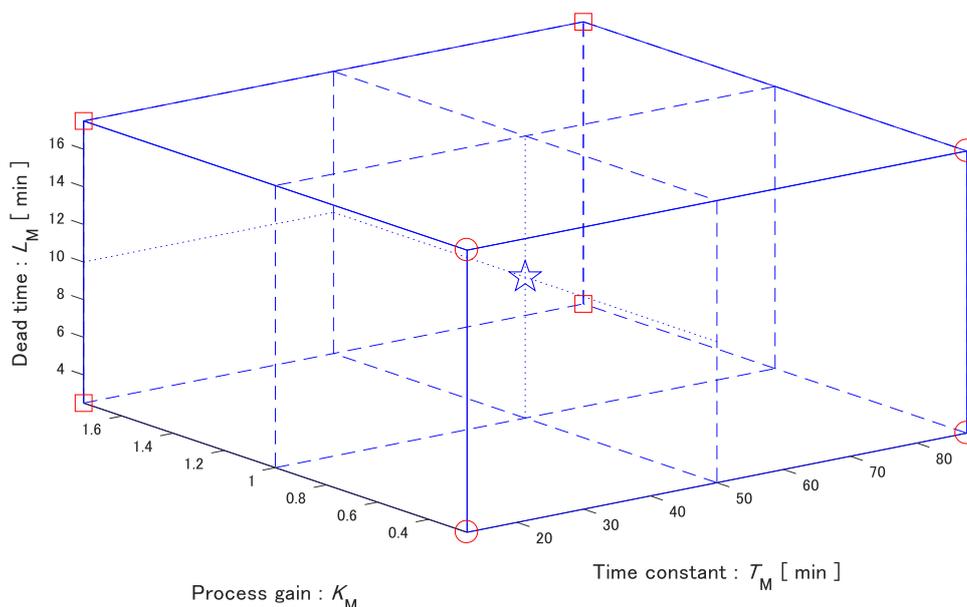


Figure 3.10 Model uncertainty cube ( Model parameter error :  $\pm 75\%$  )

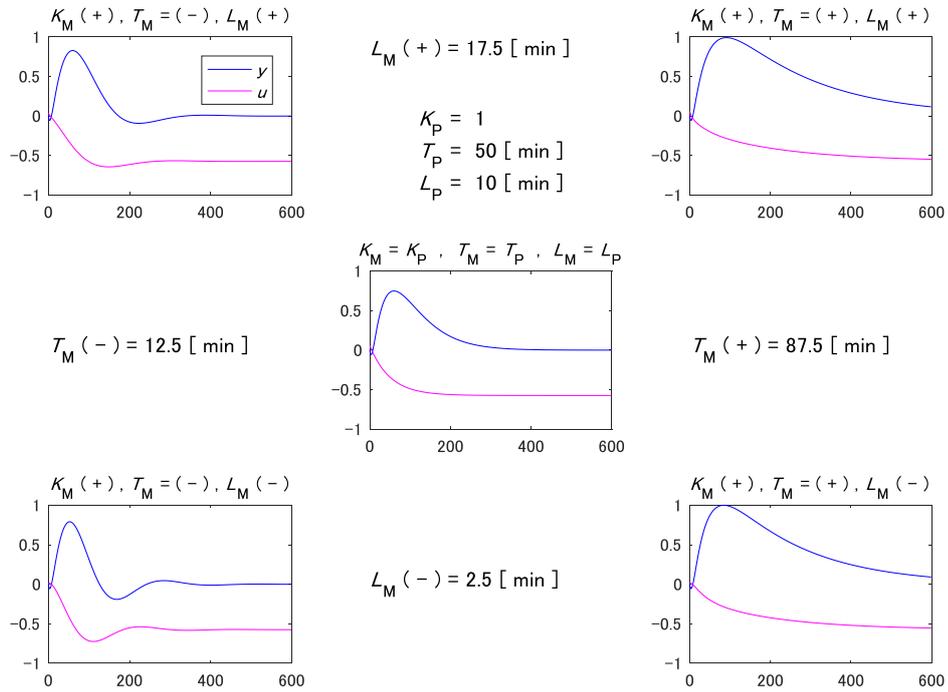


Figure 3.11 Case study of disturbance response (square side :  $K_M = 1.75$ )

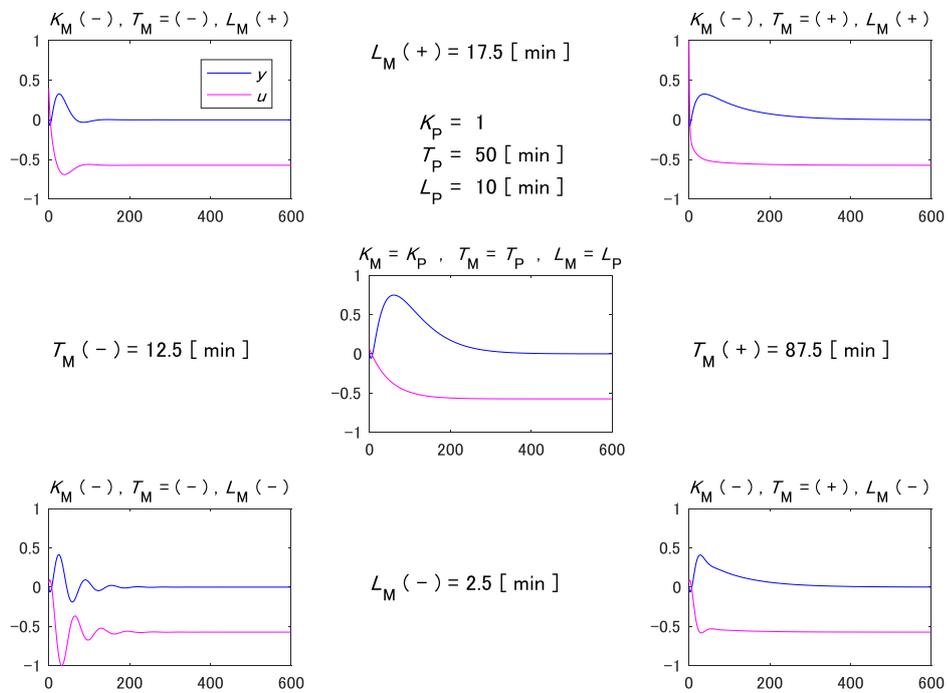


Figure 3.12 Case study of disturbance response (circle side :  $K_M = 0.25$ )

3.1.5 項にて記した式(3.22)のモデル同定結果ではプロセスゲインが-36%、時定数が-25%、むだ時間が+20%の誤差を有していた。このモデルに相当するシミュレーション結果は Figure 3.12 の左上トレンドである。+75%誤差のモデルから算出した PID パラメータ値でも安定な制御性能を示していることから式(3.22)のモデル同定結果でも安定と判断できる。ベンチマークモデルとの制御応答を比較しても目標値に追従させるまでの時間が短く、自励振動も殆ど発生していない。したがって、式(3.22)のモデルを用いて算出した PID パラメータ値を用いることで良好な制御性能を示すと考えられる。

次に、式(3.21)のモデル誤差に相当するシミュレーション結果は Figure 3.11 の右下トレンドであるが、プロセスゲインが+90%、時定数が+106%、むだ時間が-30%の誤差と±75%誤差よりも大きいため、Figure 3.11 の結果からでは正確に判断できない。Figure 3.13 に示した立方体は式(3.27)のモデル誤差を更に拡大した場合の同様のシミュレーションにて、制御応答が発散したモデルに対して印を付けた結果である。黒印はむだ時間 $L_M$ と時定数 $T_M$ の関係が式(3.17)に示した制約範囲外の場合であり、本提案手法にてモデル同定結果として得られない領域である。 $K_M(+)$ の領域では発散していないことから式(3.21)のモデル同定結果でも安定と判断できる。しかし、ベンチマークモデルとの制御応答を比較した場合、追従速度が緩やかな応答である。追従速度を速めるために調整パラメータ $\alpha$ 値を小さくして PID パラメータを再計算すれば対応可能である。しかしながら、1次遅れの積分時間 $T_I$ は Table 3.1 の PID パラメータ調整則よりプロセス時定数 $T_P$ とむだ時間 $L_P$ で求められることから積分時間 $T_I$ は変わらない。 $T_M(+)$ の領域では積分時間 $T_I$ が本来の適切な値よりも大きく算出されることから、制御変数 $y$ の偏差に対する操作変数 $u$ の変化が小さくなる。したがって、制御速度は速くなるが効果的な応答改善には至らない可能性が高い。そこで更に $\alpha$ 値を小さくすると Figure 3.9 に示したシミュレーション結果のように操作変数 $u$ の変化量が大きくなり、ベンチマークモデルの操作変数 $u$ では生じなかったオーバーシュート応答が生じる可能性も考えられる。このように式(3.21)のモデルでは容易な PID パラメータ調整ができない可能性が懸念される。

以上の2つの考察から式(3.21)のような $[K_M(+), T_M(+), L_M(-)]$ 領域よりも式(3.22)のような $[K_M(-), T_M(-), L_M(+)]$ 領域のモデルを用いて PID パラメータ値を算出した方が良いと考える。なお、Figure 3.13 にて発散している領域は、むだ時間 $L_M$ が+150%の誤差でプロセスゲイン $K_M$ が-80%以下の時である。しかしながら、この領域は Figure 3.7 を見て分かるように $L_M \gg L_P$ では制御量偏差 $e_M$ および位相時間差が大きくなることから本提案手法に

で最終的なモデル同定結果として採用されることはない。このようなことから、1次遅れ系のモデル同定では位相時間差が最も小さいモデルの中で最も大きな $L_M$ 値のモデルを選定すれば良いと結論付ける。

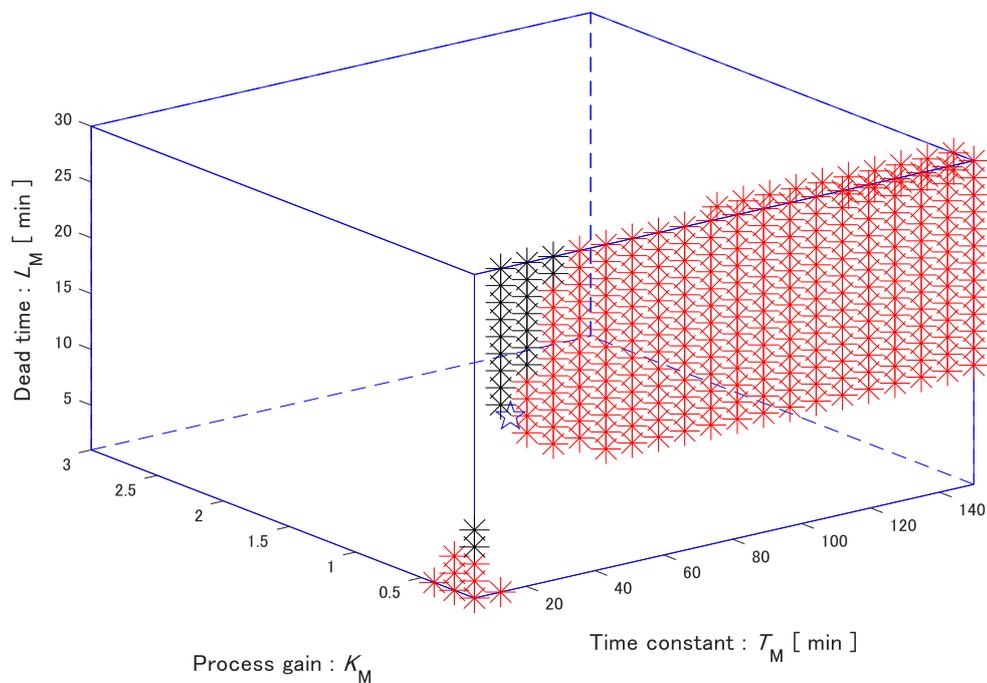


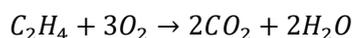
Figure 3.13 Process model with unstable controllability (Wide range)

### 3.3 VAM プロセスへの適用

#### 3.3.1 VAM プロセス概要

酢酸ビニルモノマー(VAM)プラントは Luyben らによってプラントワイド制御のベンチマーク問題(Luyben,1998)として提案された。わが国でも、日本学術振興会プロセスシステム工学第 143 委員会のワークショップ 27 の研究成果として、第一原理モデルに基づく商用ダイナミックプロセスシミュレータである Visual Modeler (株式会社オメガシミュレーション) 上に実装(Yumoto,2010; Seki,2010)しており、著者も VAM プラントシミュレータの開発メンバーのひとりである。その後、ワークショップ 31 によって拡張、改良され、無料ライセンスにて公開されている(Machida,2016)。本論文ではこの VAM プラントシミュレータを用いる。([https://www.omegasim.co.jp/contents\\_e/product/vm/trial/](https://www.omegasim.co.jp/contents_e/product/vm/trial/))

Figure 3.14 に VAM プラントのプロセスフローを示す。原料はエチレン ( $C_2H_4$ )、酢酸 ( $CH_3COOH$ )、酸素 ( $O_2$ ) である。液で供給されたエチレンおよび酢酸を蒸留塔で蒸発し、酢酸とともに反応器へ供給され、反応器にて式(3.28)の反応が進行する。



反応は発熱反応であり、冷却装置によって反応器出口温度を制御している。反応工程以降では分離器、吸収塔によって、下部に VAM ( $CH_2 = CHOCOCH_3$ )、酢酸、水 ( $H_2O$ ) の 3 成分、上部に未反応原料および副反応により生成された二酸化炭素 ( $CO_2$ ) が分離される。吸収塔上部にて二酸化炭素および原料エチレンに微量に含まれるエタン ( $C_2H_6$ ) が除外され、ガスリサイクルとして蒸発器へ戻る。

分離器および吸収塔の下部より抜き出される VAM、酢酸、水の 3 成分は中間タンクを経て蒸留塔へ供給され、沸点差によって上部へ VAM および水が取り出され、デカンタによって最終製品の VAM が生産される。蒸留塔の下部からは酢酸と水が抜き出され、液リサイクルとして蒸発器へ戻る。

なお、本論文では PID 制御器の自励振動の検出および閉ループ同定を経て設定された最適 PID パラメータ値による運転安定化を検証したいことから、吸収塔と蒸留塔の間にある中間タンクを用いず、分離器の液面制御および吸収塔の液面制御の操作変動が直接に蒸

留塔供給量の変動となるようにプロセスフローラインを変更している。また、補足情報として、本シミュレータの全ての制御弁にはデッドバンドが設定されており、設定開度と実際の開度との間の遊び（バックラッシュ）がある。

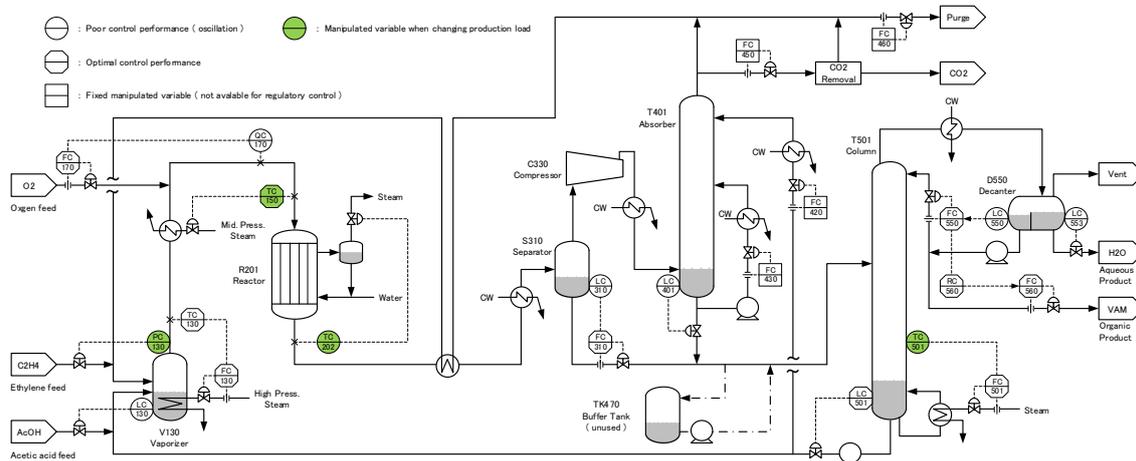


Figure 3.14 Process flow diagram and control structure of the VAM production plant

### 3.3.2 VAM 生産量変更の運転方式の検出

自励振動を発生させる起因として生産量変更による運転管理値変更を想定したが、生産量変更方法が不明であった。そこで、全ての PID 制御器の目標値変更を行い感度解析手法を実施し、VAM 生産量変更に寄与する変数の検出を試みた。なお、VAM 生産量はタグ名 FC560 の PID 制御器により把握可能であり、 $FC560.PV=4.87 \text{ t/h}$  を生産量 100% と定義した。感度解析結果より、蒸留塔圧力 (PC130)、反応器入口温度 (TC150)、反応器出口温度 (TC202) および蒸留塔 18 段温度 (TC501) の 4 変数の感度が高いことが判明した。この 4 変数を操作して VAM 生産量が 70–100% となる状態量を試行錯誤で検索した結果、Table 3.2 に示す各変数が等差数列となるレシピを見つけた。

Table 3.2 VAM production change recipe

Production		100%	90%	80%	70%
FC560	[t/h]	4.87	4.34	3.86	3.39
VAM Product					
PC130	[MPaG]	0.784	0.744	0.704	0.664
Vaporizer Pressure					
TC150	[°C]	148.5	144.5	140.5	136.5
Reactor Inlet Temperature					
TC202	[°C]	156.9	152.9	148.9	144.9
Reactor Outlet Temperature					
TC501	[°C]	123.0	122.6	122.3	121.9
Column #18 Temperature					

### 3.3.3 不具合 PID パラメータ値によるシミュレーション結果

本論文ではシミュレーション開始から 10hour 後に VAM 生産量が 90%となるように Table 3.2 に示した 4 つの PID 制御器の目標値を同時に変更する。その後、40hour 経過毎に同様の目標値ステップ変更操作を 2 回実施した計 120hour のシミュレーションを行う。PID 制御器の制御周期は DCS と同じ 1sec であり、RTDB と同じ 1min 周期で同時刻の制御変数 $y$ 、操作変数 $u$ 、および目標値 $r$ のデータを収集する。

VAM 生産量変更操作を金として自励振動応答となるような不具合 PID パラメータ値の検討を実施した結果、9 個の PID 制御器に対して Table 3.3 に示す値を用いることで 120hour のシミュレーションにて発散せずに実行完了した。

Figure 3.15 に Table 3.3 の PID パラメータ値を用いたシミュレーション結果を示す。Figure 3.15 の右下トレンドが VAM 生産量 (FC560) であり、赤色の破線は VAM 生産量目標値である。目標生産量に対して約 $\pm 0.1$  t/h の変動であり、この変動幅をベンチマークとして評価した。

Table 3.3 Initial PID parameter (oscillation)

PID Parameter	$K_C$	$T_I$	$T_D$
PC130 Vaporizer Pressure	0.67	0.8	0
TC202 Reactor Outlet Temperature	1.00	1.7	0
TC501 Column #18 Temperature	0.77	5.0	0
QC170 Reactor Inlet O <sub>2</sub> Composition	3.33	6.7	0.8
LC130 Vaporizer Level	0.20	3.5	0
LC310 Separator Level	0.20	2.5	0
LC401 Absorber Level	0.25	3.3	0
LC550 Decanter Organic Level	0.25	3.0	0
LC553 Decanter Aqueous Level	0.40	2.0	0

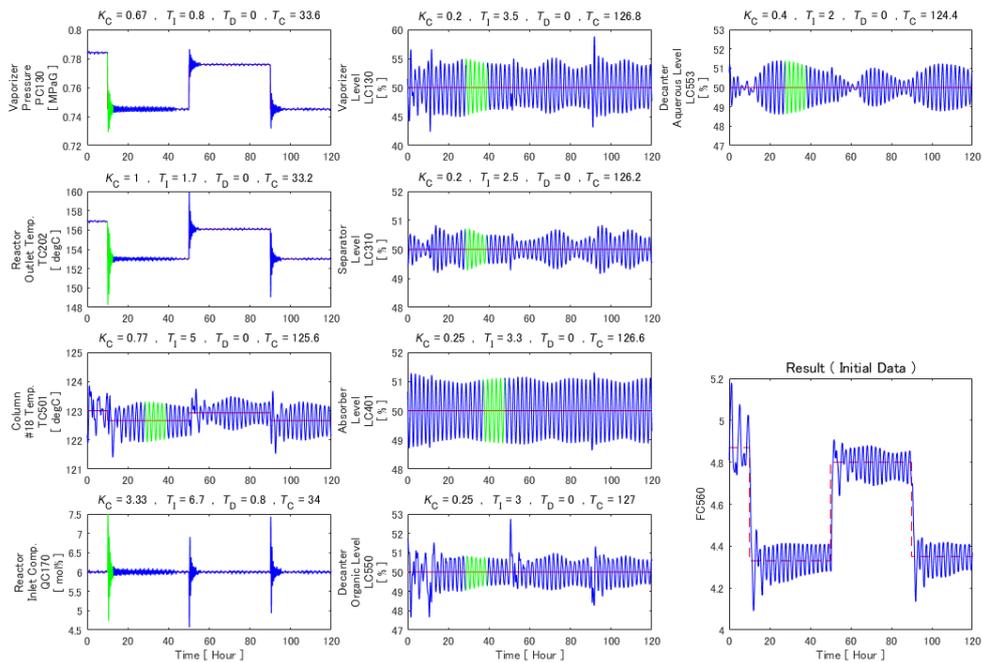


Figure 3.15 Simulation results using PID parameters with poor control performance

Figure 3.15 に示した FC560 以外のトレンドは Table 3.3 に示した 9 個の不具合 PID 制御器のトレンドである。緑色のトレンドは目視によって選定した閉ループ同定に使用する 5 周期を示しており、トレンド上部に PID パラメータ値と自励周期 $T_C$ を記載している。蒸発器圧力 (PC130)、反応器出口温度 (TC202) は設定値変更時に大きなオーバーシュートを発生させた応答であり、この変動を受けて反応器入口酸素濃度 (QC170) も大きな偏差を生じている。実プラントにおいて、このような制御性を示す PID 制御器は危険であり、設定値変更を小刻みに実施する等の操作が行われる。本論文では自励周期応答からの閉ループ同定を目的としており、単発の外乱変動としたいことから、1 回の設定値変更を行っている。Table 3.3 に掲載しなかった流量制御以外の PID 制御器として蒸発器出口温度 (TC130)、反応器入口温度 (TC150)、蒸発器液面 (LC501) がある。TC130 および TC150 に関しては VAM プラントシミュレータに設置された熱交換器モデルの動特性が早いため、不具合 PID パラメータと考えられる値を設定しても 1min 周期の時系列データでは自励周期応答として確認できないことから最適 PID 調整とした。LC501 に関しては、定常状態での操作量出力が 2%と小さい値であり、不具合 PID パラメータ設定により自励振動応答となった際に、操作量出力が 0%状態で張り付く時間帯が存在し、本提案手法での閉ループ同定に適用できないことから最適 PID 調整とした。

### 3.3.4 閉ループ同定&最適 PID 値算出結果

Figure 3.16 は蒸留塔 18 段温度 (TC501) の閉ループ同定と最適 PID 値算出結果である。緑色のトレンドは閉ループ同定に使用する 5 周期データである。この 5 周期を用いて測定した自励周期 $T_C$ は 125.6min であり、1 次遅れモデルで閉ループ同定を実施した結果、プロセスゲイン $K_M = 0.72$ 、時定数 $T_M = 51.9\text{min}$ 、むだ時間 $L_M = 14\text{min}$ の結果が得られた。右下の PID 値は Table 3.1 を用いて算出した結果であり、調査パラメータ $\alpha=0.5$ 、0.75、1.0 の 3 つのケースを算出している。赤字である $\alpha=0.75$ は式(2.34)を満たす $\alpha$ 値である。これより、TC501 に対しては $K_C = 1.78$ 、 $T_I = 58.9\text{min}$ 、 $T_D = 6.2\text{min}$ が最適 PID 値と提示されている。

Table 3.4 および Figure 3.17~24 に不具合 PID パラメータ設定である 9 個の PID 制御器に対する閉ループ同定結果および PID パラメータ値を示す。蒸発器圧力 (PC130)、反応器入口酸素濃度 (QC170)、反応器出口温度 (TC202) および蒸留塔 18 段温度

(TC501) の4変数は1次遅れモデルを適用し、液面制御器は積分モデルを適用している。

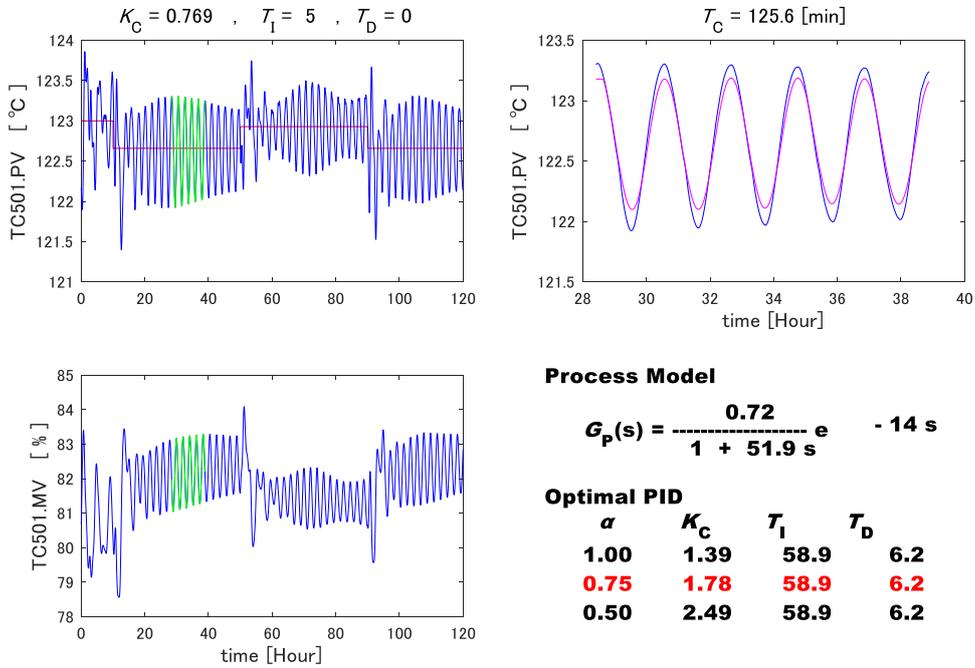


Figure 3.16 Model identification results and PID parameters for TC501

Table 3.4 Model identification results and proposed PID parameters

	$K_P$	$\alpha$	$K_C$	$T_I$	$T_D$
PC130	$\frac{0.26}{1+6.4s}e^{-4s}$	1.0	3.91	8.4	1.5
QC170	$\frac{0.36}{1+10.3s}e^{-7s}$	0.3	5.84	13.8	2.6
TC202	$\frac{0.57}{1+11.0s}e^{-3s}$	0.75	2.25	12.5	1.3
TC501	$\frac{0.72}{1+51.9s}e^{-14s}$	0.75	1.78	58.9	6.2
LC130	$\frac{0.0410}{s}e^{-6s}$	1.0	1.22	45.5	2.8
LC310	$\frac{0.0303}{s}e^{-4s}$	1.0	1.43	50.0	1.9
LC401	$\frac{0.0321}{s}e^{-3s}$	1.0	1.39	47.7	1.5
LC550	$\frac{0.0286}{s}e^{-4s}$	1.0	1.47	51.3	1.9
LC553	$\frac{0.0126}{s}e^{-2s}$	1.0	2.22	73.2	1.0

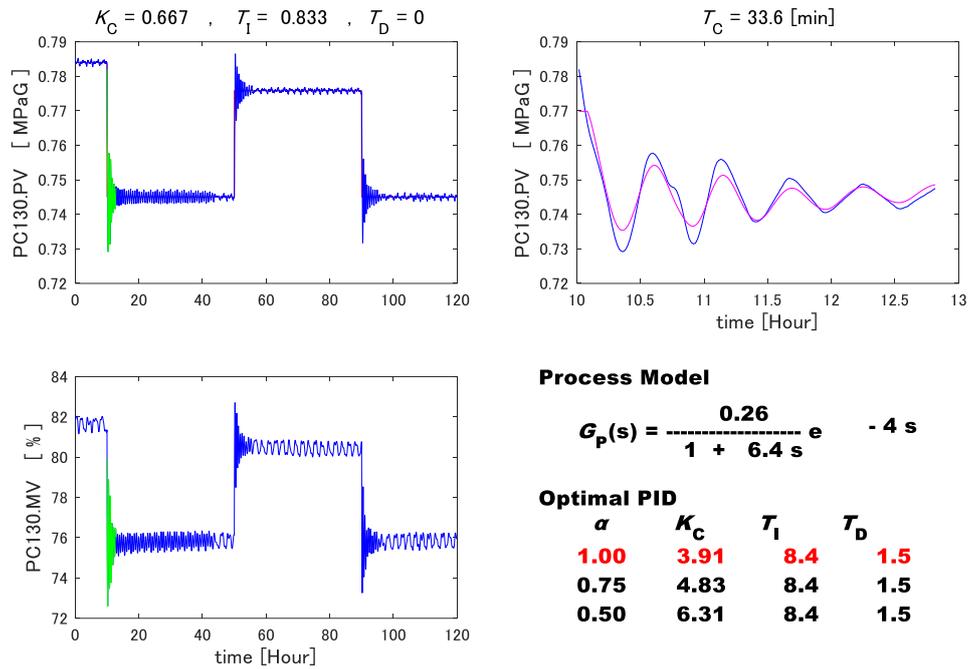


Figure 3.17 Model identification results and PID parameters for PC130

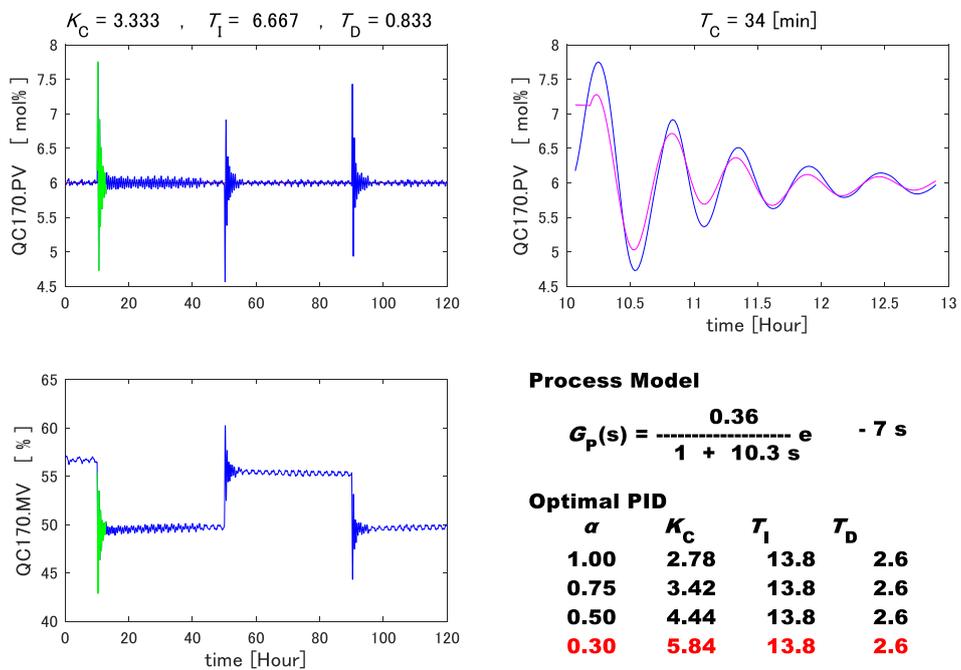


Figure 3.18 Model identification results and PID parameters for QC170

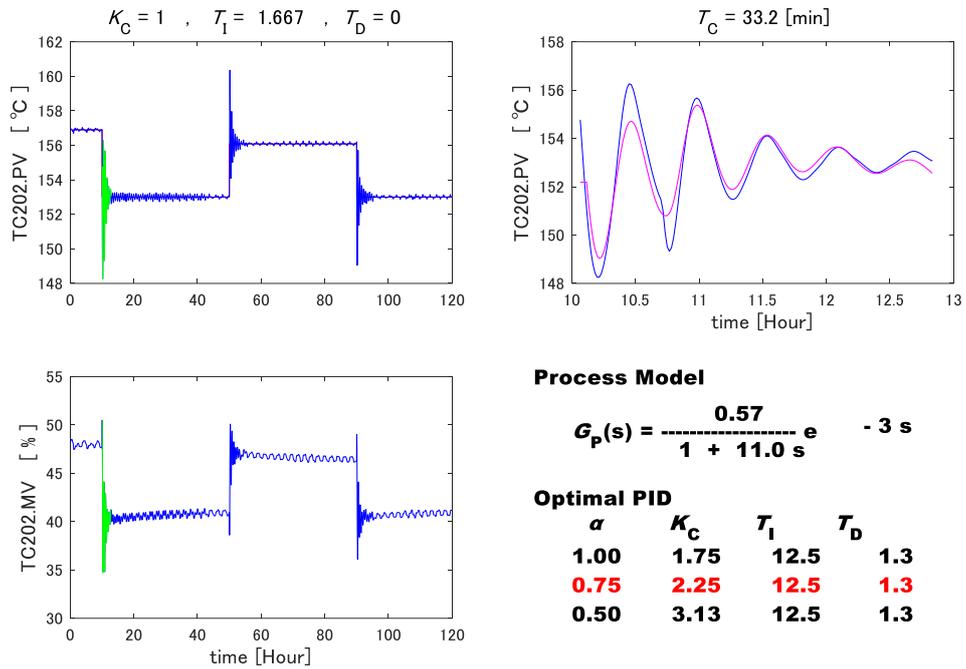


Figure 3.19 Model identification results and PID parameters for TC202

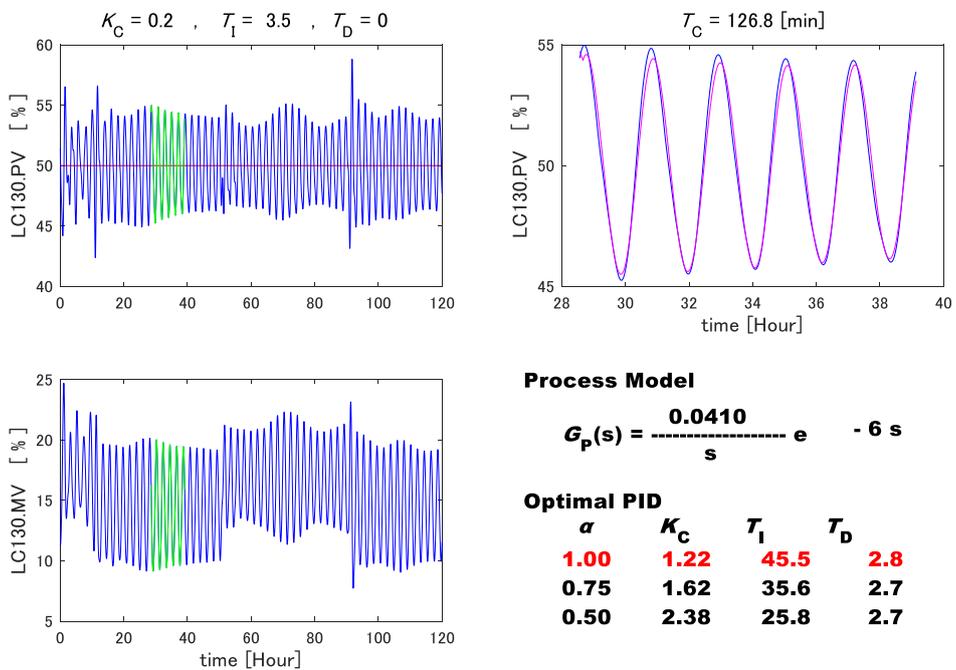


Figure 3.20 Model identification results and PID parameters for LC130

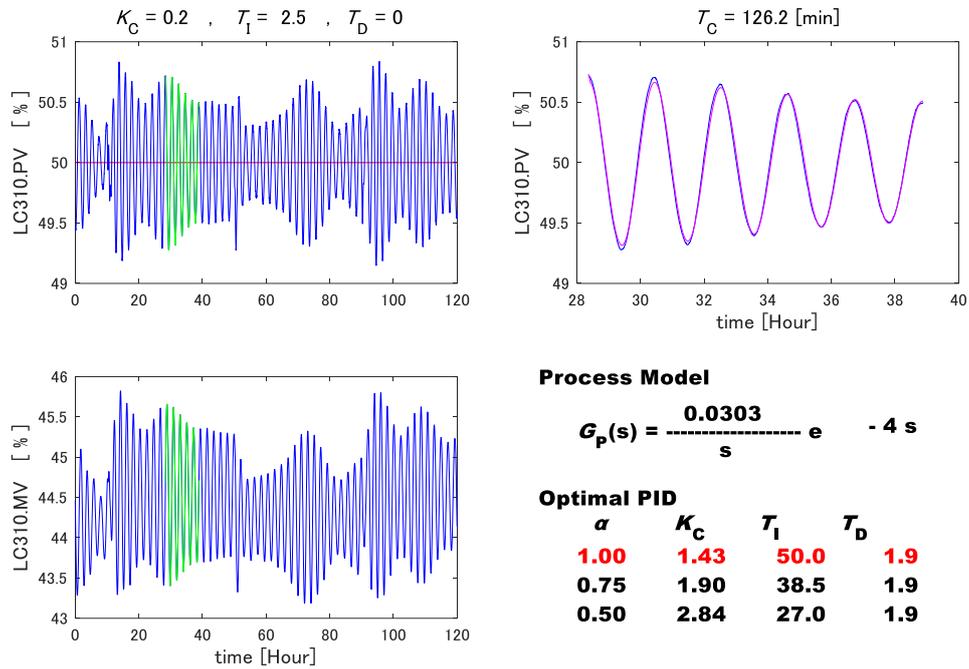


Figure 3.21 Model identification results and PID parameters for LC310

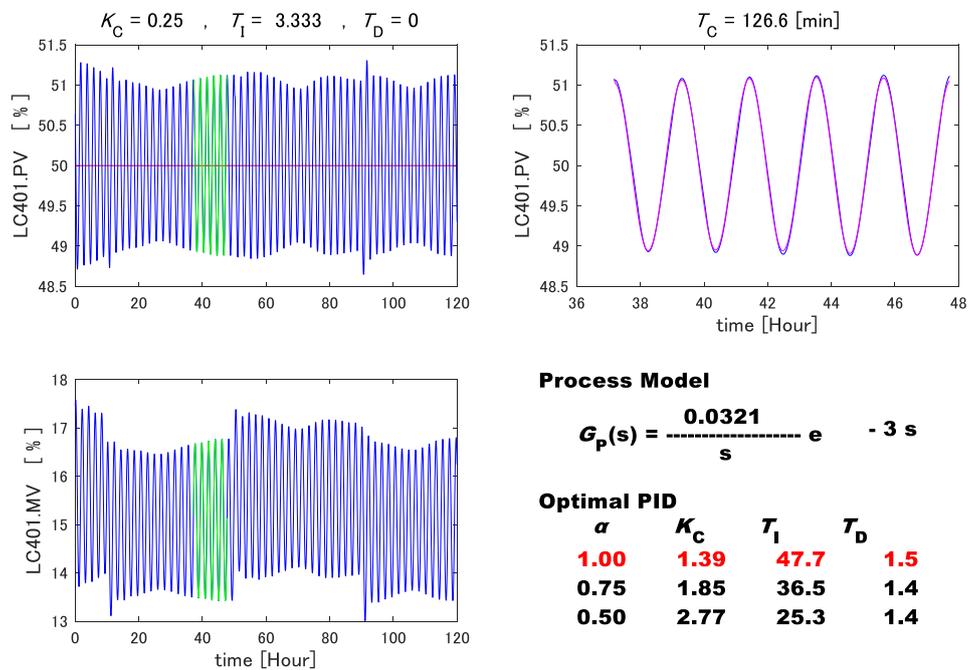


Figure 3.22 Model identification results and PID parameters for LC401

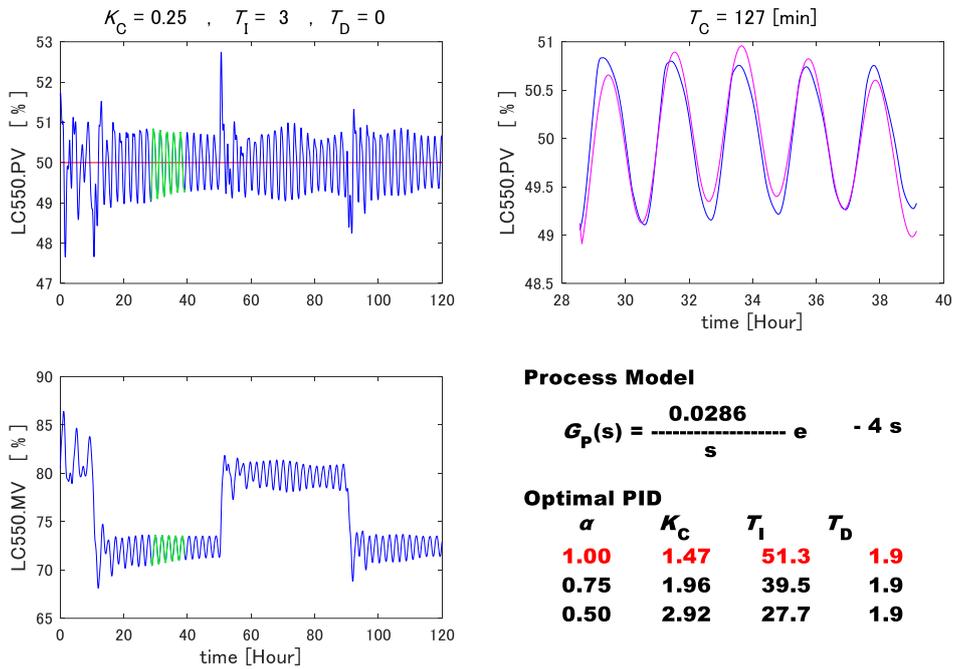


Figure 3.23 Model identification results and PID parameters for LC550

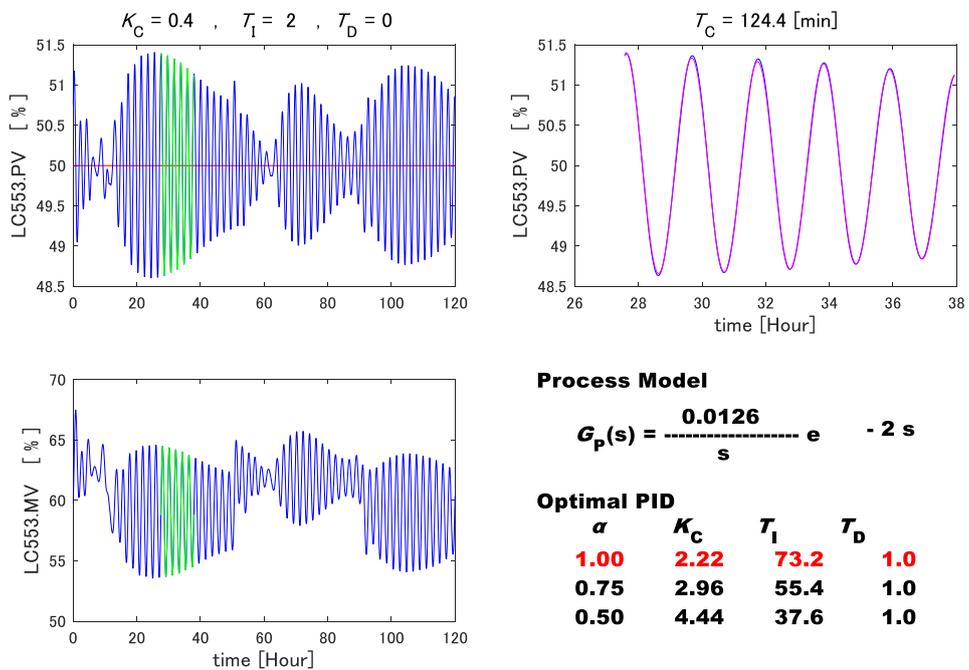


Figure 3.24 Model identification results and PID parameters for LC553

### 3.3.5 最適 PID パラメータ値によるシミュレーション結果

Table 3.4 の PID パラメータを設定したシミュレーション結果を Figure 3.25 に示す。各変数の縦軸は Figure 3.15 と同じ大きさである。9 個の PID 制御器全ての自励振動応答が改善され、最終的な VAM 生産量 (FC560) の変動幅は±0.01 t/h と不具合 PID パラメータ値の場合に比べて 1/10 の変動幅に改善している。

制御性能を評価する手法として、オーバーシュート量まで考慮した手法(Daiguji and Yamashita, 2022; Gaing, 2004)が提案されているが、この手法は制御変数のみであり、操作変数の挙動を評価していない。今回の 9 個の PID 制御器に設定した PID パラメータは第 2 章で提案した PID パラメータ設計法を用いていることから、2 章でも適用した式 (3.29) に示す制御性能評価値(Ogawa *et al.*, 1998)を用いて調整前後の制御性能を評価した。

$$J = J_e + J_u = \int_0^{\infty} e^2 dt + \int_0^{\infty} \left(\frac{du}{dt}\right)^2 dt \quad (3.29)$$

この式は 2.4 節の実プロセスへの適用時にも用いている。不具合 PID パラメータである従来の制御性能評価値を分母側、Table 3.4 の PID パラメータを設定した制御性能評価値を分子側に用いて比率計算した値を制御性能改善係数と呼ぶことにした。

Table 3.5 に制御性能改善係数の分布を示す。全ての PID 制御器が 1 以下であり、制御性能が向上していることが確認された。この分布は三井化学株式会社における適用実績の分布である Table 2.6 と概ね同じである。

Table 3.5 Control performance improvement coefficient distribution

$J_{after}/J_{before}$	<0.1	0.1–0.5	0.5–1	1–1.5	1.5<
ratio [%]	33.3	44.4	22.2	0.0	0.0

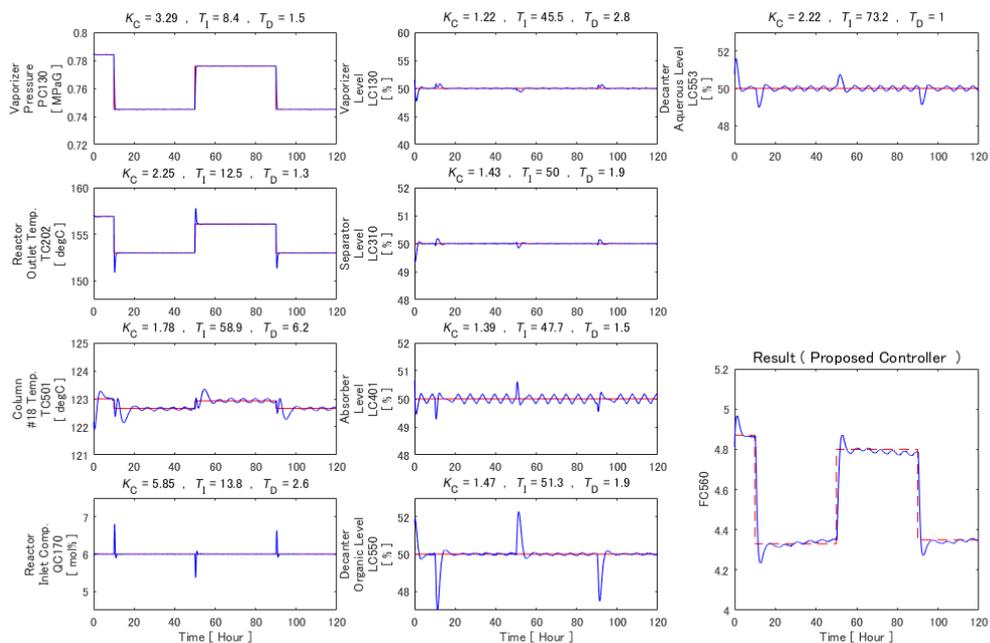


Figure 3.25 Simulation results using proposed PID parameters

### 3.4 結言

本章では、微分値 $T_D$ が用いられていないPI制御の状態にて自励振動挙動を示しているむだ時間を含む積分モデルおよび1次遅れモデルを対象に、システム同定実験を行わずプロセスモデル同定できる手法を提案した。以下の手順によってモデル同定および最適PIDパラメータ値が得られる。

1. 5周期の自励振動応答を得る
2. 現在のPIDパラメータ ( $K_C, T_I$ ) を得る
3. モデル構造を決定する
4. 各むだ時間毎に式(3.17)の制約内で制御量誤差 $e_M$ が最小となるモデルパラメータを計算し、制御変数 $y$ と $y_M$ から位相時間差を算出
5. 位相時間差 $e_M$ が最も小さいむだ時間のモデルが同定結果となる
6. ただし、複数のモデルが候補として存在する場合は、むだ時間が最も大きいモデルを選定する
7. Table 3.1 より調整パラメータ $\alpha = 1$ を用いてPID値を算出する

8. 式(3.24)が成り立たない場合は、調整パラメータ $\alpha$ を変更して再計算する

ステップ4以下はプログラム処理によって実行される。ステップ3では液面制御器は積分モデル、それ以外は1次遅れモデルと決定して概ね正しいことから、PID制御器のタグ名からモデル構造の決定が可能となる。ステップ2もタグ名から自動的に取得することは容易である。すなわち、提案手法はステップ1の5周期の自励振動応答を検出できれば自動的にモデル同定結果が得られる手法である。

したがって、今後の研究課題は自励振動応答の検出である。本章では目視による自励振動周期の検出および手動操作による時系列データ抽出を実施した。自励振動応答をRTDBより自動的に検出することができれば、大幅なマンパワー削減が可能となり、プラント運転安定化に大きく貢献できる。

最後に、本章でのVAMプロセス検討に際し、VAM生産量変更に寄与する4変数の抽出および70–100%生産量を実現する状態量を検出した。等差数列の線形モデルなのでVAM生産量を制御変数とするPID制御器の作成も容易である。これまでのVAMプラントシミュレータはスタートアップ検討および定常状態での異常状態検出モデルとしての利用であったが、VAM生産量の変更ができることで、ソフトセンサーモデル構築用の時系列データ作成やプラント最適化問題への利用に広がる可能性が出た。VAMプラントシミュレータの開発者のひとりとして、更なるVAMシミュレータの活用にも期待する。

## Nomenclature

$\alpha$	= tuning parameter of IMC filter	[-]
$d, D$	= disturbance	[-]
$e$	= control error	[-]
$F(s)$	= IMC filter	[-]
$G_C(s)$	= PID controller	[-]
$G_{CL}(s)$	= closed-loop transfer function	[-]
$G_M(s)$	= process model	[-]
$G_P(s)$	= process	[-]

$G_+(s)$	= all-pass system	[-]
$G_-(s)$	= minimum phase system	[-]
$J$	= performance index	[-]
$J_e$	= performance index of controllability	[-]
$J_u$	= performance index of output smoothness	[-]
$K_C$	= proportional gain in PID controller	[-]
$K_P, K_M$	= process gain	[-]
$L_P, L_M$	= dead time of process	[min]
$r$	= set variable of controller	[-]
$T_C$	= oscillation period	[min]
$T_D$	= derivative time in PID controller	[min]
$T_I$	= integral time in PID controller	[min]
$T_n$	= natural period	[min]
$T_P, T_M$	= process time constant	[min]
$u$	= manipulated variable	[-]
$x$	= state variable of integral system	[-]
$y$	= controlled variable	[-]
$\zeta$	= damping factor	[-]

#### Literature Cited

- Daiguji, M., Y. Yamashita; "An approach for stiction compensation in industrial process control valves," *Computers & Chemical Engineering*, **158**, 107641 (2022).
- Gaing, Z.L.; "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," *IEEE Trans. Energy Convers*, **19 (2)**, 384-391 (2004)
- Kasahara, M., Matsuba, T., Kuzuu, Y., Yamazaki, T., Hashimoto, Y., Kamimura, K., and Kurosu, S.; "Application of PID Controller to Air-Conditioning System with Changes in Characteristics," *Trans. of the Society of Instrument and Control Engineers*, **36(5)**, 431-

- 437 (2000)
- Kuwata, R; "An improved ultimate sensitivity method and PID; I-PD control characteristics." *Trans. SICE*, **23**,232-239 (1987)
- Luyben, M. L., Tyreus, B. D.; "An industrial design/control study for the vinyl acetate monomer process." *Computers chem. Eng.*, **22**, 867–877 (1998)
- Machida, Y., S. Ootakara, H. Seki, Y. Hashimoto, M. Kano, Y. Miyake, et al.; "Vinyl acetate monomer (VAM) plant model: A new benchmark problem for control and operation study," *IFAC-Papers OnLine*, **49(7)**, 533–538 (2016)
- Nunokawa, S., H. Matsuyama; "PI parameter tuning by specifying disturbance response in chemical process control." *Transaction of ISCIE*, **14(12)**, 561-573(2001)
- Ogawa, M., M. Kano and I. Hashimoto; "Design of flow averaging level control system using I-P controller with gap," *Kagaku Kogaku Ronbunshu*, **24**,259–264(1998)
- Rivera, D.E., M.Morari and S.Skogestad; "Internal model control 4. PID controller design," *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, **25**, 252–265(1986)
- Seborg, D. E., et al.; Process dynamics and control, *John Wiley & Sons* (2016)
- Seki, H., M. Ogawa, T. Itoh, S. Ootakara, H. Murata, Y. Hashimoto, and M. Kano; "Plant wide control system design of the benchmark vinyl acetate monomer production plant," *Computers Chem. Eng.*, **34**, 1282–1295 (2010)
- Skogestad, S.; "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning," *Journal of Process Control*, **13**, 291–309(2003)
- Suda, N.; PID control (in Japanese), *Asakura Shoten* (2002)
- Takeda, H., Y. Yamashita; "Process-identification and design of robust PI controller for a self-oscillating integral process with dead time." *J. Chem. Eng. Japan*, **52**,447-454(2019)
- Yumoto, T., S. Ootakara, H. Seki, Y. Hashimoto, H. Murata, M. Kano, and Y. Yamashita; "Rigorous dynamic simulator for control study of the large-scale benchmark chemical plant," *IFAC Symp. Dynamics and Control of Process Systems, Leuven, Belgium*, 49-54 (2010)

## 第4章 不適切なPIDパラメータ設定による自励振動応答の

### 自動検出とPID再調整

第3章では自励振動応答を示す制御変数 $y$ および操作変数 $u$ の時系列データとPIDパラメータ値を用いて1次遅れモデルおよび積分モデルの伝達関数モデルを同定する閉ループ同定方法を提案した。ただし、この時系列データ抽出までには該当PID制御器が自励振動応答であることを目視で判定し、また、閉ループ同定に適した期間の時系列データを手動操作によって抽出する必要がある。この作業者自身がプラントのオペレータや技術スタッフであるならば自励振動応答を示す不具合PID制御器を把握しているかもしれないが、プラントを把握していない制御技術者がRTDBに蓄積されている何千個ものPID制御器の中から不具合PID制御器を見つけ出すことは非常に労力を必要とする。しかしながら、もしRTDBの中から自動的に不具合PID制御器の検出および閉ループ同定に適した自励振動応答データの抽出ができるようになれば、大幅なマンパワーの削減となり、プラント運転安定化に大きく寄与することができる。

近年、時系列データを用いた振動の検出と診断の分野での研究が数多く行われている。振動検出手法はSTSOD (Single Time Series Oscillation Detection) とPWOD (Plant-Wide Oscillation Detection) の2つのグループに分類できる。STSODは個々の制御ループの検出に焦点を合わせた手法であり、PWODはプラント全体の制御ループ構成を用いた手法である(Dambros *et al.*,2019)。不具合制御器による振動応答をRTDBに蓄積された情報のみから検出する技術に焦点を当てた場合、プラント全体の制御ループ構成を知ることができないのでSTSODを適用することになる。STSODによる検出手法にも自己共分散関数を用いる手法(Karra and Karim, 2009)、周波数領域を用いる手法(Zhang *et al.*, 2015)、ウェーブレット解析を用いた手法(Matsuo *et al.*,2003)などがある。Dambrosらは同一データを複数の手法に適用した結果を報告している(Dambros *et al.*,2021)。なお、ここで適用された手法は制御変数 $y$ および操作変数 $u$ のデータのみを使用した振動判定であり目標値 $r$ を考慮していない。PID制御はMAN・AUTO・CASの3つの制御モードを設定できる。CAS制御モードはカスケード制御ループ構成の下位側制御器にて設定可能であり、上位側制御器の操作変数 $u$ が目標値 $r$ へ与えられる。つまり、CAS制御モードで目標値

$r$ が上位側制御器より振動的な変動を与えられ、これに素早く追従する良好な制御性を示していた場合でも、制御変数 $y$ および操作変数 $u$ が振動応答であることから振動と判定している。不具合 PID 制御器による振動応答を検出する場合、検出すべきは上位側制御器である。調節弁固着による振動応答では制御変数 $y$ および操作変数 $u$ のみを用いて検出する手法 (Maruta *et al.*,2004)があるが、不具合制御器の振動検出では制御モードおよび目標値 $r$ も検出過程で考慮する必要があると考える。このように振動検出でも目的によって検出方法が変わり、不具合 PID 制御器の振動検出技術は確立していない。

本章では、ノイズを含む実プロセス時系列データから閉ループ同定に用いる自励振動応答を自動検出するまでの一連の処理方法を提案した。更に、提案手法と閉ループ同定および最適 PID 値算出手法を統合したアプリケーションを開発した。本アプリケーションを酢酸ビニルモノマー (VAM) プラントシミュレータに適用し、目視によって選定された期間と比較し正当性を示す。次に、Dambros らによって公開されたデータ (Dambros *et al.*,2021)へ適用し他手法との検出比較を行う。最後に三井化学株式会社の実プロセスデータに適用し有効性を示す。

#### 4.1 問題設定

Figure 4.1 に本論文で開発したアプリケーションの概要を示す。右上の図は第 3 章にて論じた閉ループ同定および IMC 法による最適 PID 算出結果である。最適 PID 値は調整パラメータ $\alpha$ を用いて計算され、赤字が推奨 PID 値である。この推奨 PID 値を DCS へ設定することで右下の図のように制御性能が改善される。現状は閉ループ同定に適用する期間と自励周期を手動設定する必要がある。つまり、RTDB に蓄積されている PID 制御器の制御変数 $y$ および操作変数 $u$ の時系列トレンドデータを目視で確認し、自励振動と判断した制御器に対して該当期間を手作業で抽出している。この手作業部分を自動化したアプリケーションを開発した。更に、本論文では詳細を示さないが RTDB に存在する全 PID 制御器のデータを自動取得可能としたインターフェースも開発している。本節では問題設定として RTDB の仕様を明確化する。更に、自励振動応答範囲を目視によって決定した方法を考察し、本提案手法でのアルゴリズム決定に応用した。

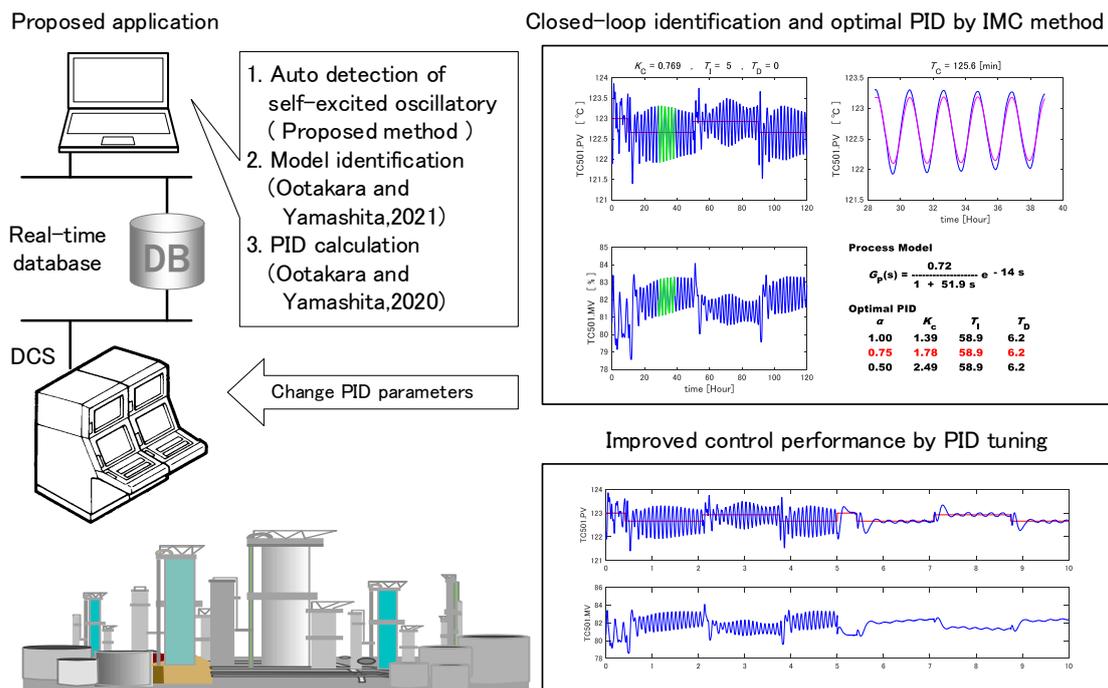


Figure 4.1 Conceptual diagram of development application

#### 4.1.1 リアルタイムデータベース(RTDB)の仕様仮定

RTDB に蓄積された時系列データから自励振動応答を自動検出するにあたり， RTDB 設定に関して以下を仮定する．

- 【仮定 1】 データ収集周期は固定周期（1 min）である
- 【仮定 2】 データ圧縮および内挿補間は行われていない
- 【仮定 3】 データは DCS での表示と同じ工業単位である
- 【仮定 4】 制御モードは収集していない
- 【仮定 5】 PID 制御器は制御変数 $y$ ，操作変数 $u$ ，目標値 $r$ のデータを収集

仮定 2 は収集データの差分値が設定値以下の場合にデータベースに保存しない機能があり，これを使用せず DCS と同じ値が収集されていることを明示している．仮定 5 は稀に目標値 $r$ を収集していない場合があり，このケースを除外することを意図している．仮定 1-5 は一般的な RTDB の設定であり，特に振動検出を有利にするものではない．

#### 4.1.2 自励周期の目視判断に関する考察

Figure 4.2 に酢酸ビニルモノマー (VAM) プラントシミュレータの蒸留塔およびデカンタの概略フローを示す. Figure 4.3(a)(c)はデカンタ液面制御器 (LC550), Figure 4.3(b)(d)は還流量制御器 (FC550) の 120 h トレンドである. このシミュレーションでは 10 h・50 h・90 h に生産量変更操作が行われている. LC550 は自励振動を発生させる不具合 PID パラメータ値が設定された AUTO モードである. 2 次側制御ループである FC550 は適切な PID パラメータ値が設定された CAS モードで運転されており, LC550 の操作変数  $u$  と同等である目標値  $r$  の変更に対して制御変数  $y$  が素早く追従する良好な制御性を示している.

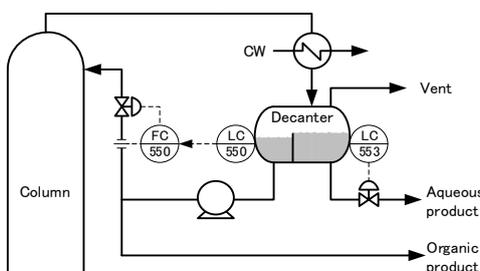


Figure 4.2 Part of a distillation column for VAM separation

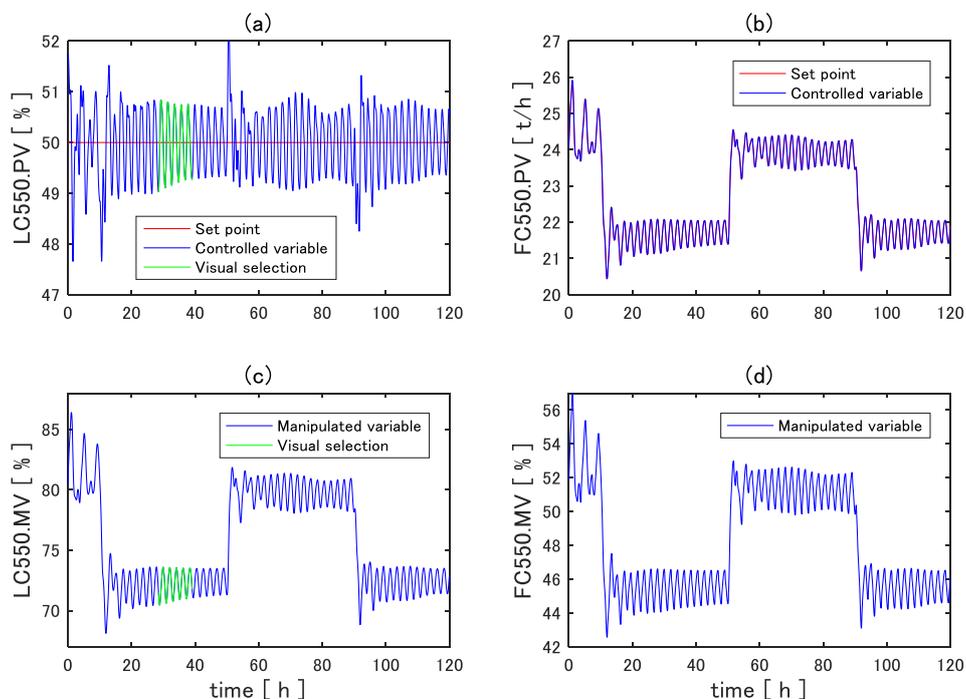


Figure 4.3 Time Series data of VAM plant

Figure 4.3(a)の緑色のトレンドは 3.3.3 項にて目視によって自励周期を選定した期間であり、以下に記す 4 点より判断している。

- 【判断 1】 AUTO モードの制御である
- 【判断 2】 減衰正弦波に見える漏斗状の形状である
- 【判断 3】 制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の周波数が同等に見える
- 【判断 4】 視点部分の制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の変化幅が大きい

PID 制御の閉ループにおける制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の応答は同一の角周波数 $\omega$ を持つ減衰正弦波および減衰正弦波である（詳細は Appendix A 参照）。判断 2-3 はこの特性を用いている。なお、Figure 4.3(b)の FC550 側も判断 2-3 を満たしているが、判断 1 を満たしていないことから自励振動応答ではない。なお、仮定 4 より RTDB に制御モードを収取していないことから制御モードを直接知ることは不可能である。一方、仮定 5 にて制御変数 $y$ 、操作変数 $u$ 、目標値 $r$ の 3 種類のデータが得られることから、これらのデータから制御モードを推定できる（Appendix B 参照）。また、AUTO モードでも目標値 $r$ を変更するケースがある。この場合、時系列データの中で目標値 $r$ が一定値として最も長い期間を用いる。判断 4 は主目的が閉ループ同定後の PID パラメータ調整であることから可制御範囲を広く示したいとの意図から変化幅が大きい期間を選定している。

## 4.2 提案手法とアプリケーション開発

本項では、PID 制御器の制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の応答は同一の角周波数 $\omega$ を持つ特徴を利用して、時系列データのみから閉ループ同定に適した自励振動応答を抽出する方法を示す。

### 4.2.1 パワースペクトル密度関数 (PSD) ・ 自己相関係数 (ACC)

信号 $x(t)$ が与えられた場合のフーリエ変換 $X(f)$ およびパワースペクトル密度関数 $P(f)$ は式(4.1)で表される(Hino,1977)。

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i2\pi ft} dt \quad , \quad P(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|X(f)|^2}{2T} \quad (4.1)$$

ここで、 $f$ は周波数(Hz)であり、サンプリング周期 $dt$ (sec)の $N$ 個のデータを用いた場合式(4.2)で算出された刻み周波数となる。

$$f = \frac{1}{N \times dt} \quad (4.2)$$

パワースペクトル密度関数 (PSD) の最大値を示す周波数が信号 $x(t)$ の主要周波数であり時間換算(min)は式(4.3)によって求められる。

$$T_c = \frac{1}{60f} \quad (4.3)$$

次に、信号 $x(t)$ が周期 $T_c$ の周期変動である場合の自己相関係数 $C(\tau)$ および自己相関係数 $R(\tau)$ は式(4.4)および式(4.5)で表される。

$$C(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} x(t) \cdot x(t + \tau) dt \quad (4.4)$$

$$R(\tau) = \frac{C(\tau)}{C(0)} \quad (4.5)$$

ここで、 $\tau$ は隔たり時間である。実プロセスデータにて未解析の状態では周期 $T_c$ を得ることは難しく式(4.4)をそのまま適用することができない。そこで、式(4.6)に示す信号 $x(t)$ のデータ数 $N$ を用いた自己相関係数 $C(\tau)$ を算出後、式(4.5)により自己相関係数 $R(\tau)$ を算出する。なお、式(4.6)では自己相関係数が偶関数である特徴を利用している。

$$C(\tau) = \frac{1}{N} \int_0^{N/2} x(t) \cdot x(t + \tau) dt, \quad C(-\tau) = C(\tau) \quad (4.4)$$

信号 $x(t)$ の主要周波数を求める手法として PSD を用いた場合、データ数 $N$ が少ないと式(4.2)より周波数分解能が粗くなるため PID 制御器の自励振動周期のように数分から数時間の周期データでは誤差が大きくなる不具合が生じる。この対策としてゼロ補間を行い故意にデータ数を増やす方法がある。しかしながら、ゼロ補間を行う直前の信号 $x(t)$ 値が0から大きくかけ離れていると、この乖離がステップ応答信号となり正確な主要周波数を求められない問題が生じる。

この問題に対して、正弦波応答 $x(t) = \sin(\omega t + \theta)$ の自己相関係数 (ACC) は同一角周波数の余弦波 $R(\tau) = \cos(\omega \tau)$ となる特性を利用し、ACC に対して PSD を計算する方法で解決した。この手法の利点は自励振動応答の ACC 結果が-1～1 の範囲での減衰余弦波応答であり必ずゼロ交差が存在することからゼロ補間処理が容易となり正確な主要周波数が求

められる．なお PSD 計算に用いる ACC 応答は全データではなく有限区間を用いた方が実プロセスデータでは正確な主要周波数が求められる．Figure 4.4 に本論文で提案する有限区間の選定方法を示す． $\tau > 0$  の ACC 応答にて最初にゼロ交差する点を  $T_1$  とする． $T_1$  は ACC 応答が余弦波である場合  $\pi/2$  となる． $T_8$  は  $T_1$  から 8 倍の点であり 2 周期となる． $T_9$  は  $\tau > T_8$  にて最初にゼロ交差する点であり  $-T_9 < \tau < T_9$  の範囲は 4.5 周期となる．この範囲を取得しゼロ補間処理を行う．化学プラントでの不適切な PID パラメータ設定による自励周期はこれまでの経験によると数分から数時間 (2–3 h) が大多数であるため，この自励周期を 1 min 以内の誤差で測定できることを考える． $2^{15}$  (32768) のデータ長を用いた場合 194 min までの周期は時間刻み幅が 1 min 以内であることから，本論文では  $2^{15}$  のデータ長を用いたゼロ補間処理を行う．

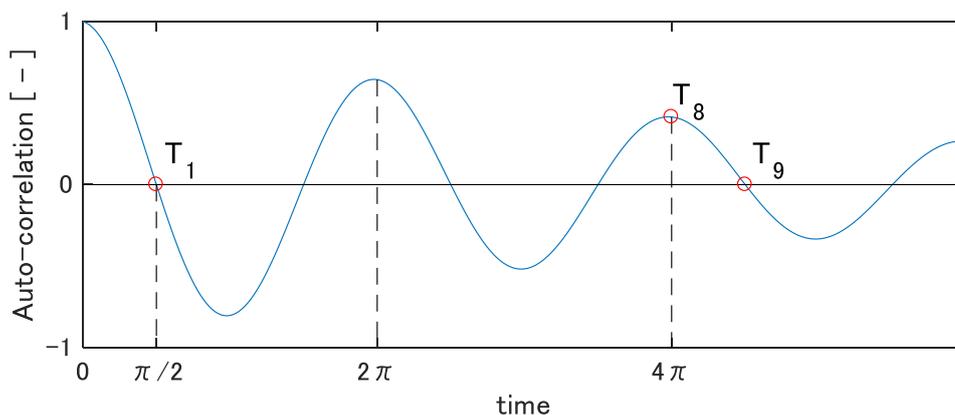


Figure 4.4 Concept of period selection of autocorrelation coefficient data

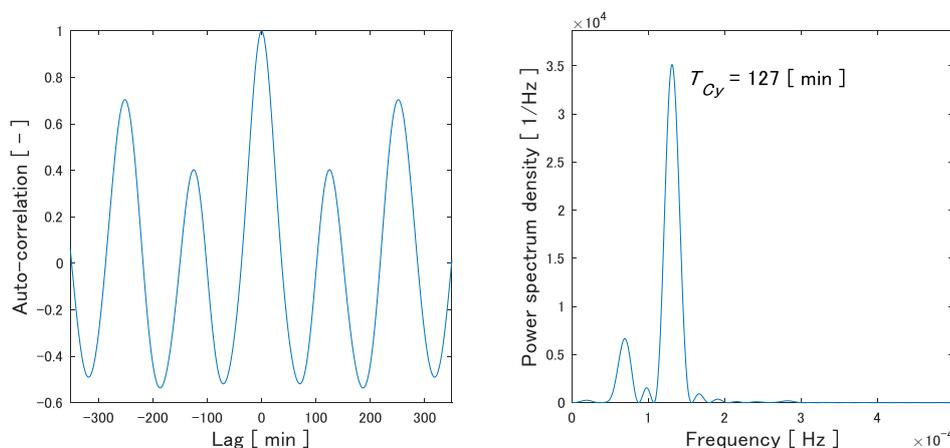


Figure 4.5 Auto-correlation coefficient and power spectrum density result of controlled variable of Figure 3(a)

Figure 4.5 に Figure 4.3(a)に示した LC550 の制御変数 $y$ に対して本項で示した ACC および PSD 処理した結果をしめす. PSD の最大値である周波数を式(4.3)に代入し $T_{C_y}=127$  min の周期が算出された. なお, Figure 4.3(a)の緑色で示した 5 周期データから求めた周期も 127 min であり本提案手法にて高精度での周期検出が可能であることが実証された.

#### 4.2.2 操作変数側のハイパスフィルター (HPF) 処理

一般的に PID 制御の操作変数 $u$ は目標値 $r$ が一定の定値制御を行っている場合でも外乱の影響により変化する. したがって, 操作変数データに対しては Figure 4.6 に示すハイパスフィルター (HPF) を用いて低周波応答をカット除去する前処理が必要となる. HPF の中で使用するローパスフィルター (LPF) には式(4.7)に示す 1 次遅れモデルを適用した.

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + T_{LPF} s} \quad (4.7)$$

ここで,  $T_{LPF}$ は時定数であり, カットオフ周波数となる周期 $T_C$ (min)が既知である場合, 式(4.8)を用いて決定できる.

$$T_{LPF} = \frac{T_C}{2\pi} \quad (4.8)$$

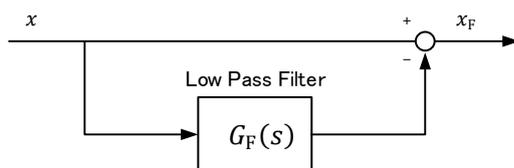


Figure 4.6 Block diagram of high-pass filter

式(4.8)の $T_C$ に制御変数 $y$ にて求めた周期 $T_{C_y}$ を設定し, 操作変数 $u$ の HPF 処理を行い, 4.2.1 項の手法で操作変数 $u$ の周期 $T_{C_u}$ を算出した. 理論的には制御変数 $y$ および操作変数 $u$ の周期が等しい場合のみ自励振動周期を持つ不具合 PID 制御器候補と判定すべきであるが, 数値計算において僅かに誤差が生じる場合がある. そこで, 式(4.9)に示す誤差計算を行い閾値以下である場合を不具合 PID 制御器候補と判定し, 式(4.10)を用いて該当制御器の周期 $T_C$ とした.

$$100 \left| \frac{T_{C_y} - T_{C_u}}{T_{C_y}} \right| < Threshold \quad (4.9)$$

$$T_C = \frac{T_{C_y} + T_{C_u}}{2} \quad (4.10)$$

ここでの判定は不具合制御器の断定ではなく候補の選定であり，僅かな誤差でふり落としよりも多くの候補を選定すべきと考え，実データを用いた試行錯誤により閾値を5%とした。

Figure 4.7 に Figure 4.3(a)に示した LC550 の操作変数 $u$ に対して HPF および ACC・PSD 処理した結果を示す．制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の主要周期が共に 127 min と一致していることから，この PID 制御器は不具合制御器候補と判定される。

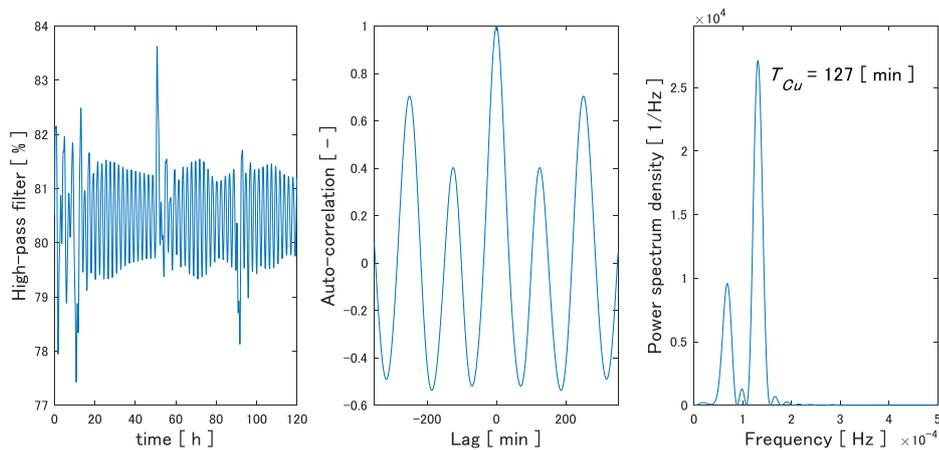


Figure 4.7 High-pass filter and auto-correlation coefficient and power spectrum density result of manipulated variable of Figure 3(a)

### 4.2.3 始点検出

Figure 4.3(a)に示した緑色の5周期トレンドは目視によって選定した期間であり，判断4の“始点部分の制御変数 $y$ と操作変数 $u$ の変化幅が大きい”の判断より始点を決定している．つまり，目視では入力データの各周期の振幅を判断している．本提案アルゴリズムでも同様の処理を行う．式(4.10)によって求められた自励周期 $T_C$ を用いて，式(4.11)より制御変数変化幅 $\Delta y_n$ を算出し， $\Delta y_n$ の最大値である計算区間 $n$ を求め，この区間で最初に存在する最大値もしくは最小値を始点候補とした。

$$\Delta y_n = \max(y(n_1 - n_2)) - \min(y(n_1 - n_2))$$

$$n_1 = (n - 1) \frac{T_C}{2}, \quad n_2 = n_1 + T_C$$
(4.11)

Figure 4.8 に始点検出の概念図を示す．上段は制御変数 $y$ であり，下段は式(4.11)を用いて算出した $T_C/2$ 毎の制御変数変化幅 $\Delta y_n$ である． $\Delta y_n$ の最大値は計算区間 $n = 1$ の区間であり，緑色の期間である．この期間において最初に存在する最大値もしくは最小値は赤丸で示した最大値側であり，この点が始点候補となる．そして，この始点候補から $k$ 周期( $k \times T_C$ )期間の制御変数 $y$ および操作変数 $u$ のデータを抽出し，4.2.4 項の自励振動応答判定を行う．判定が成立しない場合には次に大きい $\Delta y_n$ の区間のピーク点を始点候補として再判定を行う．いずれも判定されない場合，該当制御器に自励振動応答は存在しないと判定される．

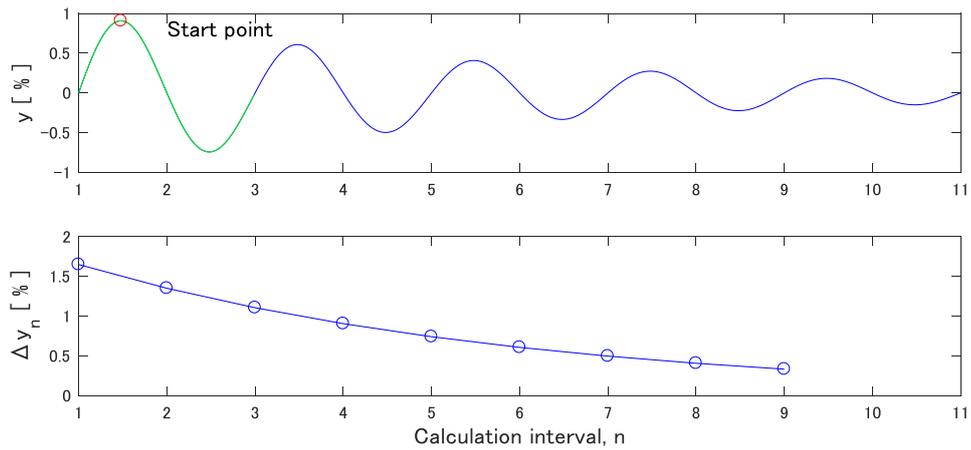


Figure 4.8 Conceptual diagram of start point detection

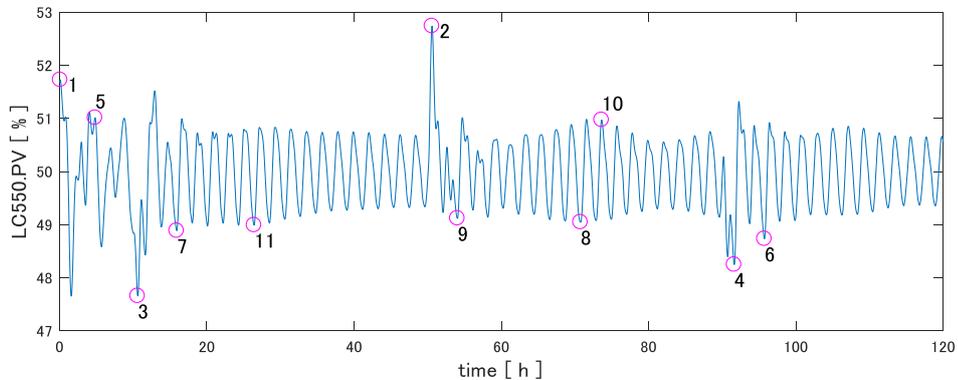


Figure 4.9 Top 11 "start point" candidates for control variables of Figure 3(a)

Figure 4.9 に Figure 4.3(a) に示した LC550 の制御変数  $y$  に対して  $\Delta y_n$  の上位 11 点を示す。上位 7 番目までは余弦波判定にて成立せず、最終的に 8 番目の点が始点となっている。また、11 番目が目視によって選定した始点である。

#### 4.2.4 自励振動応答判定

4.2.3 項で抽出した  $k \times T_C$  期間の信号  $x(t)$  が下記に記す特徴を示すとき、 $k$  周期の自励振動応答である可能性が他課と判断できる。なお、信号  $x(t)$  のピーク点は二回微分による極が  $\pm T_C/2$  期間で最大であるときに上に凸のピーク点、最小であるときに下に凸のピーク点と判定する前処理を実施している。

- 【特徴 1】 制御変数  $y$  における上に凸のピーク点は目標値  $r$  よりも上、下に凸のピーク点は目標値  $r$  よりも下に存在する
- 【特徴 2】 制御変数  $y$  のピーク点偏差は 1 つ前のピーク点より小さい
- 【特徴 3】 制御変数  $y$  のピーク点数は  $2k + 1$  点、操作変数  $u$  は  $2k$  点である

特徴 3 は 4.2.3 項で抽出した始点は制御変数  $y$  が最大値もしくは最小値であることから余弦波応答  $x(t) = \cos(\omega t)$  となりピーク点は  $2k + 1$  点となる。操作変数  $u$  は位相遅れが存在することから  $x(t) = \cos(\omega t + \theta)$  となりピーク点は  $2k$  点となる。このように信号  $x(t)$  のピーク点を評価することで自励振動応答の判定が可能となる。なお、厳密に  $k \times T_C$  期間を抽出してピーク点評価を行った場合、データの最終点をピーク点と判定できないことから、実際は  $T_C/k$  もしくは 10 点の小さい方のデータ分だけ多く抽出している。

Figure 4.10 に Figure 4.8 に示した  $\Delta y_1$  および  $\Delta y_8$  の 2 ケースに関して自励振動判定を実施した結果を示す。なお、 $k = 5$  周期と設定してデータ期間を抽出していることから特徴 3 のピーク点数は制御変数  $y$  が 11 点、操作変数  $u$  が 10 点となる。 $\Delta y_1$  から  $\Delta y_7$  までの制御量変化幅が大きい点を始点とした場合には自励振動応答判定が満たされず  $\Delta y_8$  で判定が成立した。

なお、本判定手法では 2-3 周期の変動で収束する応答を検出できない。ただし、このような応答は素早く収束している良好な制御性であることから自励振動応答として判定する必要がないと考えている。

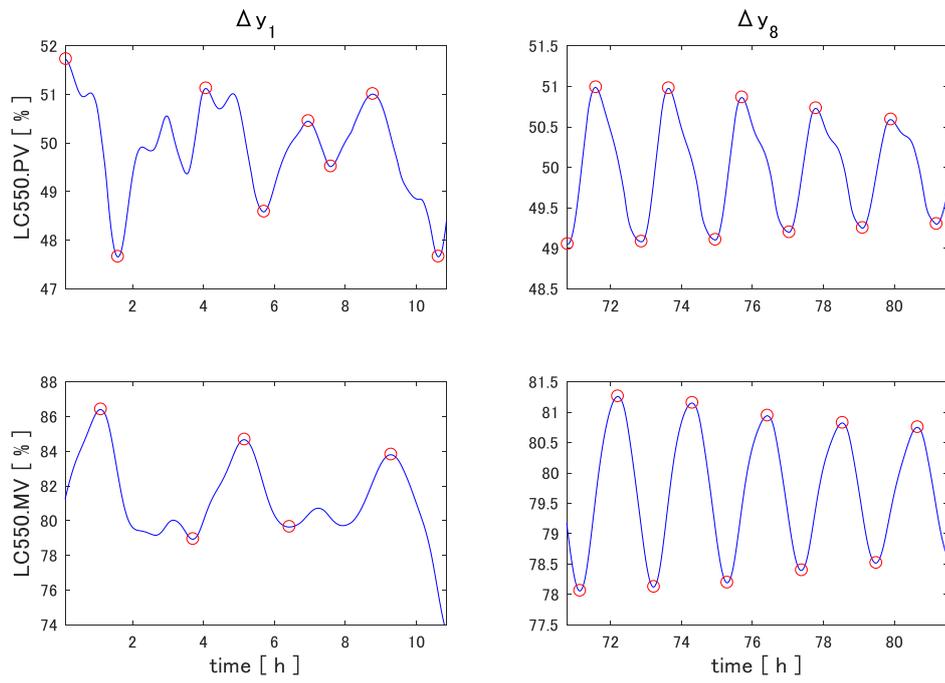


Figure 4.10 Peak point evaluation result of Figure 3(a)

#### 4.2.5 アプリケーション実装

Figure 4.11 および Figure 4.12 に開発したアプリケーションの処理概要およびフローチャートを示す。Application A は自励振動応答検出および閉ループ同定処理を実行するアプリケーションである。所定のフォルダに所定のテキストファイルが存在する場合にテキストファイルを読み込み、該当ファイルを削除して処理を開始する。Application B は RTDB とのインターフェース処理を行うアプリケーションである。所定のフォルダにテキストファイルが存在しない場合にタグリスト先頭行の PID 制御器の時系列データおよびタグ情報を RTDB へ接続しテキストファイルで作成し、該当制御器をタグリストの最終行へ移動させる処理を実行する。2つのアプリケーションを並列処理させることで処理スピードを上げている。

Application A では1つのPID制御器に対して、制御モード判定から自励振動応答判定および自励振動応答抽出処理までは1秒未満で処理が完了する。次に、自励振動候補と判定された制御器に対して閉ループ同定処理が行われ、積分モデルは数秒、1次遅れモデルは数十秒の処理時間を要す。

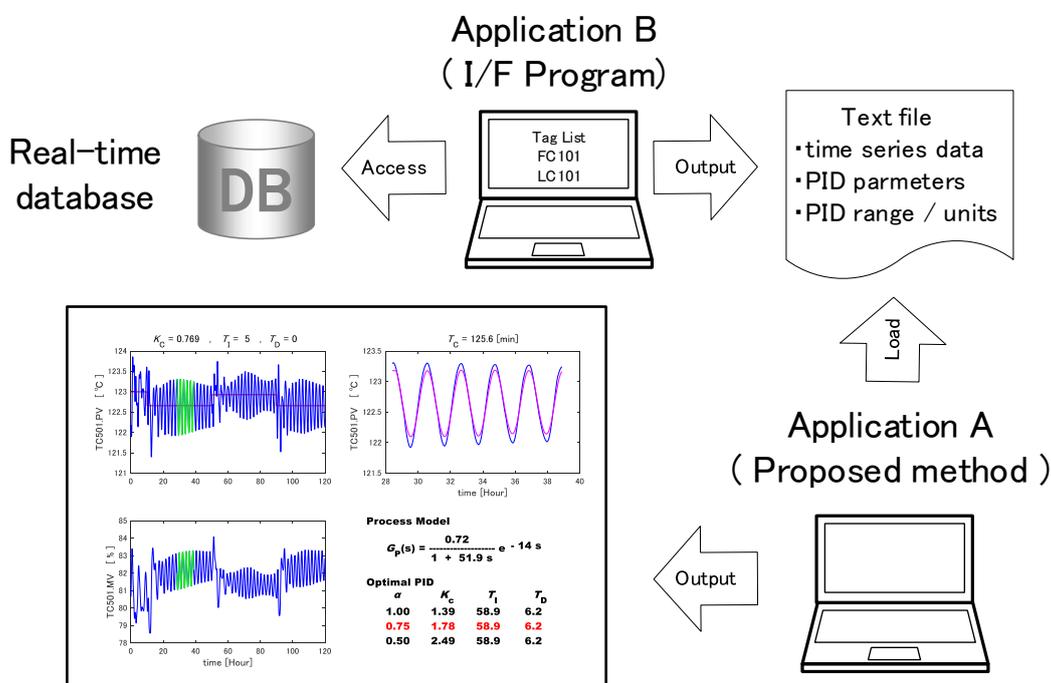


Figure 4.11 Conceptual diagram of development application

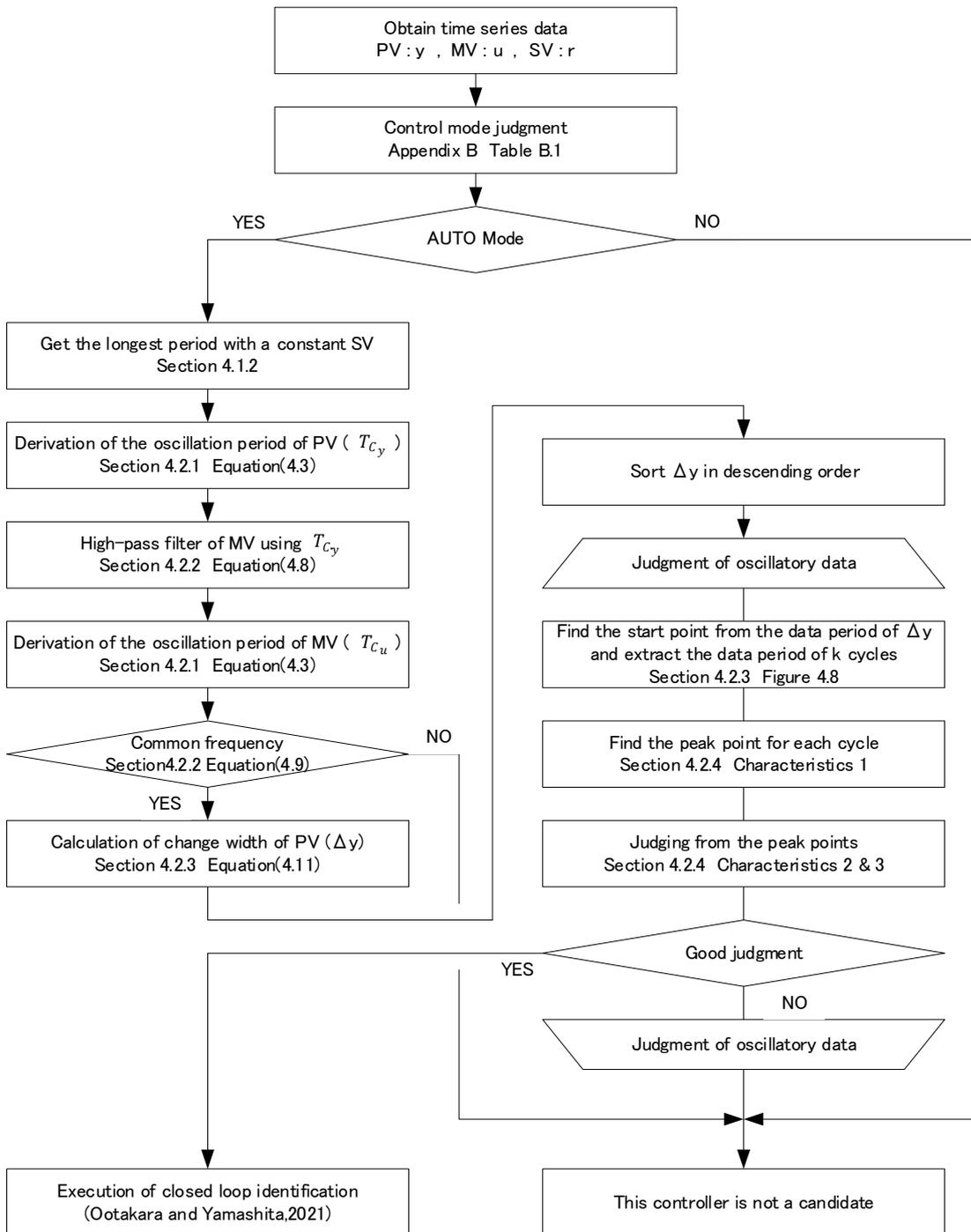


Figure 4.12 Flowchart of the Application A (proposed method)

## 4.3 適用例

### 4.3.1 VAM プロセスデータへの適用

Figure 4.13 は VAM プロセスデータに対して本提案手法によって自動的に選定された自励周期期間と目視による選定期間を重ね描きした図である。紫色が本提案手法、緑色が目視による選定期間である。対象となる 9 個の不具合 PID 制御器に対して、中央列の QC170・LC310・LC553 の 3 個が概ね同じ期間を選定しているのに対し、6 個の PID 制御器が別の期間を選定していた。ここでは、選定期間が異なる 6 個の PID 制御器に関して考察した。

まず、左列の PC130・TC202・TC501 の 3 つの PID 制御器は目標値 $r$ の変更操作が行われている。目標値変更操作が存在する場合、本提案手法では目標値 $r$ が一定である最長期間を用いる。適用したデータでは 10–50 h と 50–90 h の 2 ヶ所が同一の長さである。本提案手法は同一の場合に現在時刻に近い方を採用するアルゴリズムとしていることから 50–90 h 側が選択されている。一方、目視による選定では過去の方からデータをチェックしており、3 ヶ所の目標値変更操作の挙動が同程度であったことから最初の 10–50 h 部分を採用した。この違いにより選定機関の相違が発生している。

次に、右下の LC550 は 4.2.3 項および 4.2.4 項に記述しているように $\Delta y_8$ を始点とした本提案手法で選定され、目視では $\Delta y_{11}$ を選定している。目視でも $\Delta y_8$ の方が $\Delta y_{11}$ よりも変化幅が大きいことを認識していたが僅かな違いであり、他の 8 つの PID 制御器と同程度の期間に合わせたいという別の思惑を優先し $\Delta y_{11}$ を選定していた。

最後に、右列の LC130 と LC401 の 2 つの PID 制御器を考察した。本提案手法によって検出された 90 h 部分は制御変数変化幅 $\Delta y$ が一番大きな場所である。一方、目視でこの期間を選定しなかった理由は、1–2 周期目の減衰率が 2–5 周期の減衰率よりも大きく純粋な減衰正弦波に見えなかったことである。これは減衰率などを厳密に考慮した判定方法では外乱やノイズを含む実データでは検出できなくなる可能性が高いためである。本提案手法は閉ループ同定を行う $k$ 周期データの抽出であり、閉ループ同定精度が悪い場合は不具合制御器と判定されないことから減衰正弦波応答判定を緩めている。Table 4.1 に本提案手法と目視選定期間での閉ループ同定結果および最適 PID パラメータ値を示す。ほぼ同等の結果であり、シミュレーション結果からも同等の改善ができていることを確認してい

る。以上の考察より本提案手法にて適切な自励振動応答が自動的に選定されていると判断した。

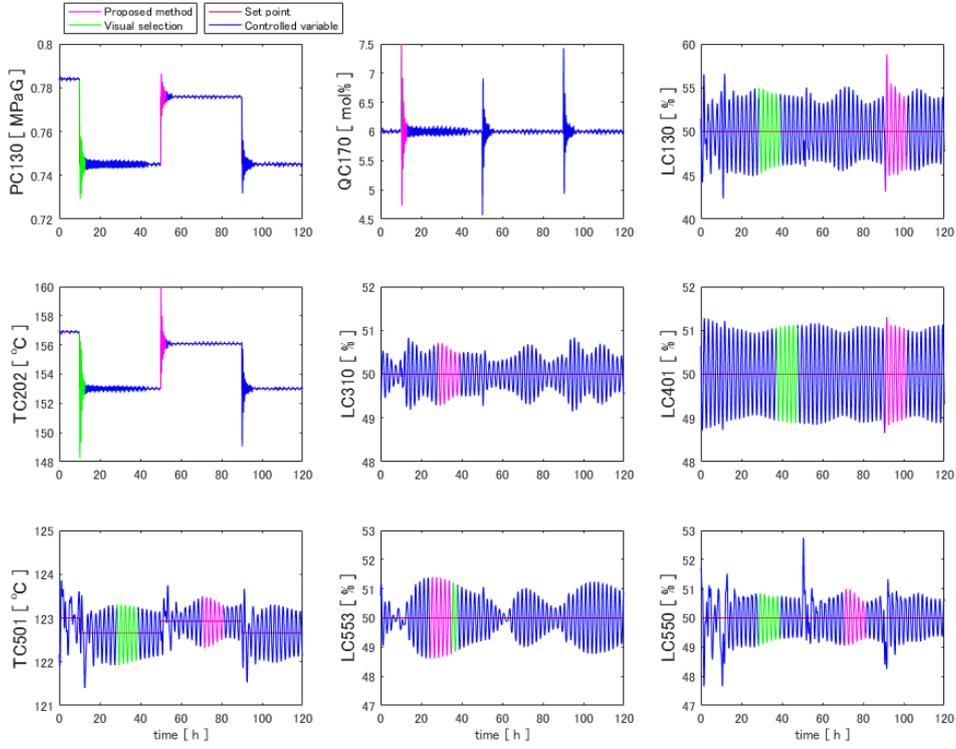


Figure 4.13 Comparison of proposed method and visual selection

Table 4.1 Comparison of model identification results

	Proposed (Magenta)	Benchmark (Green)
LC130	$K_C: 1.19$	$K_C: 1.22$
	$\frac{0.0434}{s} e^{-4s}$	$\frac{0.0410}{s} e^{-6s}$
	$T_I: 42.4$ $T_D: 1.9$	$T_I: 45.5$ $T_D: 2.8$
LC401	$K_C: 1.39$	$K_C: 1.39$
	$\frac{0.0323}{s} e^{-3s}$	$\frac{0.0321}{s} e^{-3s}$
	$T_I: 47.5$ $T_D: 1.5$	$T_I: 47.7$ $T_D: 1.5$

### 4.3.2 ベンチマークデータへの適用

Dambros らは同一データを複数の手法に適用した結果を報告しており、使用したデータを以下のサイトで公開している(Dambros,2021).

(<https://www.ufrgs.br/gimscop/repository/sisoviewer/>)

本論文では SIO-SAMP データに存在する最初の 20 個の制御ループデータをベンチマークデータとして用いる. Table 4.2 に本提案手法および Miao(Miao and Seborg,1999), Thornhill(Thornhill *et al.*,2003), Li(Li *et al.*,2010), Depizzol(Depizzol and Munaro,2011) の手法での振動判定結果および Appendix B の手法によって判定した制御モード(MAN, AUTO, CAS)を示す. 本提案手法は AUTO モードのデータに対して適用するものであるため, 本来であれば 4 つの制御器にのみしか適用できない. ここでは制御モードの判定処理を行わず, 制御変数 $y$ および操作変数 $u$ のデータをそのまま適用している. 更に本提案手法では 4.2.4 項記載の特徴 2 の判定を行うことで漏斗状の形状となる自励振動応答を検出するが, ベンチマークデータには漏斗状の形状の応答が無い. そこで, 特徴 2 の判定処理をオフにして適用している. すなわち制御変数 $y$ および操作変数 $u$ の主要周波数が同程度であり特徴 3 のピーク点数が成立した制御器を検出している.

本提案手法にて 7 個の制御器が振動判定された. この中には他の 4 つの手法全てにて振動判定されている FIC12\_0 も含まれている. なお, 20 個の制御器を目視でも確認したが判定された 7 個の制御器が振動候補として妥当であると判断した. したがって, 本提案手法は振動判定にも適用可能と判断した.

Table 4.2 Results for the five tested oscillation detection method on the first 20 loops of the SISO-SAMP dataset ( 0 means no oscillation; 1 means oscillation)

Loop	MODE	Proposed	Miao	Thornhill	Li	Depizzol
AIC01_0	AUTO	0	1	1	1	0
FIC02_0	AUTO	1	0	0	0	1
FIC03_0	CAS	0	0	0	0	1
FIC03_1	MAN	0	0	0	0	0
FIC04_0	CAS	0	1	0	0	1
FIC04_1	CAS	0	0	0	0	1
FIC05_0	AUTO	1	0	0	0	1
FIC06_0	CAS	0	1	0	0	0
FIC06_1	CAS	0	0	1	1	1
FIC07_0	CAS	0	0	0	0	0
FIC07_1	CAS	0	0	0	0	1
FIC08_0	CAS	0	0	1	1	0
FIC09_0	CAS	1	1	0	1	1
FIC09_1	CAS	1	1	0	1	1
FIC10_0	CAS	0	0	0	1	0
FIC11_0	CAS	1	1	0	1	1
FIC12_0	CAS	1	1	1	1	1
FIC12_1	CAS	0	0	1	0	1
FIC13_0	AUTO	0	0	1	0	1
FIC14_0	CAS	1	0	0	1	1

### 4.3.3 三井化学実プラントへの適用

三井化学株式会社の RTDB には数千の PID 制御器が登録されており，4.1.1 項記載の仮定と同様の仕様で運用されている．開発したアプリケーションを  $k = 5$  周期と設定し適用した．全 PID 制御器の評価に 3 h 程度を要し，数十個の閉ループ同定および最適 PID 値導出結果が得られた．Figure 4.14 はその中の一例で温度制御器（TC1）の結果である．左図の緑色が本提案手法で検出された 5 周期の制御変数  $y$  および操作変数  $u$  である．右図は 5 周期データと閉ループ同定結果を用いた予測応答であり，青色が実データ，紫色が予測データである．右下がモデル同定結果と最適 PID 候補であり，赤字が推奨する最適 PID 値である．

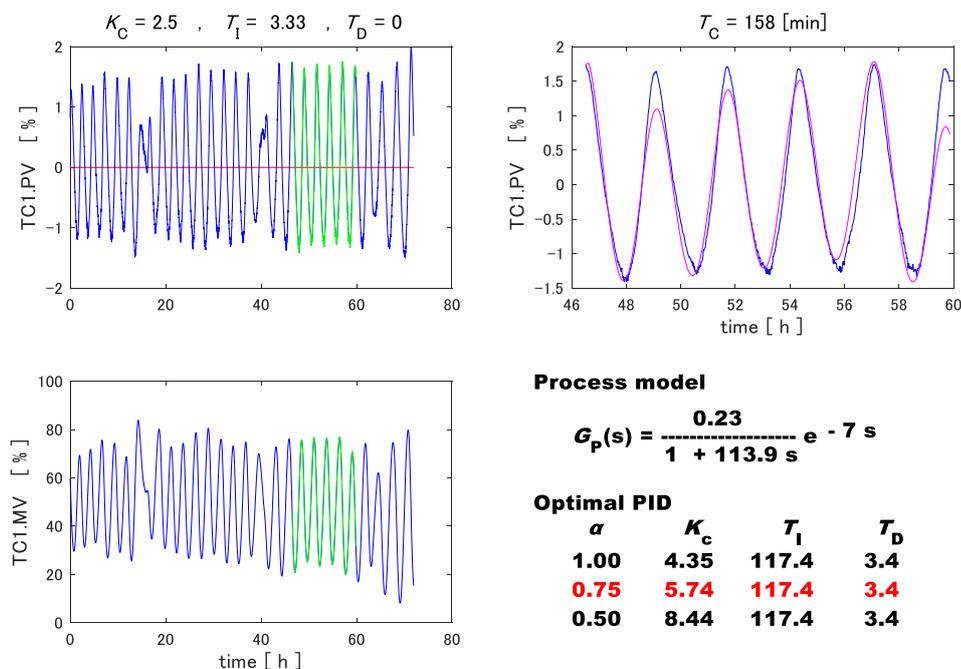


Figure 4.14 Model identification results and PID parameters for TC1

Figure 4.15 は TC1 に対して赤字の推奨 PID 値を設定した PID 調整前後の比較トレンドである．制御性能評価として式(4.12)に示す制御性能評価指標値を用いる．

$$J = J_e + J_u, \quad J_e = \int_0^{\infty} e^2 dt, \quad J_u = \int_0^{\infty} \left( \frac{du}{dt} \right)^2 dt \quad (4.12)$$

最適 PID 値設定により制御変数 $y$ だけでなく操作変数 $u$ の変動幅も大幅に小さくなっており，制御性能評価指標値も約 88 %縮小していることが確認された。

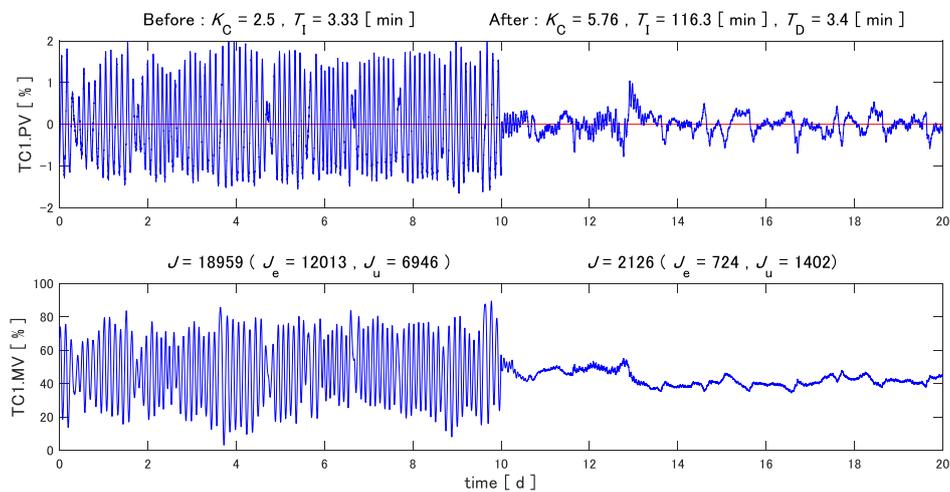


Figure 4.15 Control response of the proposed controller for TC1

#### 4.4 結言

本章では、時系列データから減衰正弦波の $k$ 周期データを自動抽出する方法を提案した。パワースペクトル密度関数 (PSD) による主要周波数の特定では信号 $x(t)$ を直接使用するよりも自己相関係数 (ACC) に対してゼロ補間を行ったデータを用いた手法が実プロセスデータでの解析に好ましいことを示した。併せて、操作変数 $u$ に含まれる外気温変化などの外乱変動を除外するハイパスフィルター設計方法も示した。更に、本提案手法と閉ループ同定および最適 PID パラメータ値設計手法を組み込んだアプリケーションを開発した。

本提案手法を VAM プロセスに適用した結果、目視によって選定した期間と同等の精度で自動抽出できたことを確認した。次に、Dambros らによって公開されたベンチマークデータに対して適用し、振動判定でも効果があることを確認した。また、数千の PID 制御器が蓄積されている三井化学株式会社の RTDB に適用した結果、約 3 h で全 PID 制御器の制御性能評価が行われ、数十個の不具合 PID 制御器の検出および最適 PID 値が自動算出された。更に、提示された最適 PID 値を DCS へ設定し、制御性能が改善されたことを確認した。

潜在的な不具合 PID 制御器は常時自動振動を生じているのではなく、特定の操作を行ったタイミングのみで発生する場合も多い。したがって、本アプリケーションを常時稼働させることでリアルタイムでの制御性能評価が行われ、不定期に発生する低頻度の不具合 PID 制御器の検出も可能となる。この結果、これまでマンパワーの問題で取り組みが不十分であった潜在的な不具合 PID 制御器の制御性能改善活動が容易となり、大幅な運転安定化が実現できる。

## Appendix

### A 積分モデル+PI制御の実時間応答導出

Figure A1 に示すブロック線図において、 $G_C$ はPI制御器、 $G_P$ は積分モデルであり、次のように表せる。

$$G_C(s) = K_C \left( 1 + \frac{1}{T_I s} \right), \quad G_P(s) = \frac{K_P}{s} \quad (A1)$$

ここで、 $K_P$ はプロセスゲインであり、操作変数 $u$ をステップ状に1%変化させたときに制御変数 $y$ が1min間で変化する%値を表す。

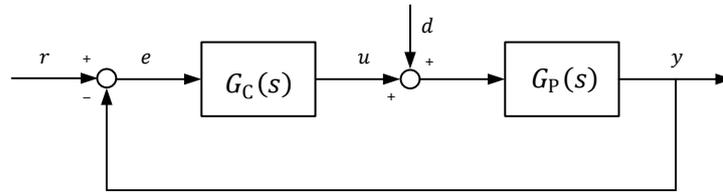


Figure A1 Feedback control

外乱入力 $d$ から制御変数 $y$ までの閉ループ伝達関数は式(A2)のように表される。

$$\begin{aligned} G_{CL}(s) &= \frac{y(s)}{d(s)} = \frac{G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \\ &= \frac{\frac{T_I}{K_C} s}{1 + \frac{K_C K_P T_I}{K_C K_P} s + \frac{T_I}{K_C K_P} s^2} = \frac{\frac{T_I}{K_C} s}{1 + 2\zeta T_n s + T_n^2 s^2} \end{aligned} \quad (A2)$$

ここで、 $\zeta$ および $T_n$ は減衰係数および固有周期である。

$$\zeta = \frac{\sqrt{K_C K_P T_I}}{2}, \quad T_n = \sqrt{\frac{T_I}{K_C K_P}} \quad (A3)$$

式(A3)のモデルに対して、大きさ $D$ のステップ状外乱が印加された場合の制御変数 $y$ は式(A4)のように表される。

$$\begin{aligned}
y(s) &= \frac{\frac{T_1}{K_C} s}{T_n^2 s^2 + 2\zeta T_n s + 1 + \zeta^2 - \zeta^2 s} D \\
&= \frac{DT_1}{K_C T_n \sqrt{1-\zeta^2}} \frac{\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T_n}}{\left(s + \frac{\zeta}{T_n}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T_n}\right)^2}
\end{aligned} \tag{A4}$$

式(A4)を逆L変換した実時間応答 $y(t)$ は次のように表される.

$$y(t) = \frac{DT_1}{K_C T_n \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\beta t} \sin(\omega t) \tag{A5}$$

ここで,

$$\beta = \frac{\zeta}{T_n}, \quad \omega = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T_n} \tag{A6}$$

である. 同様の手法で外乱入力 $d$ から操作変数 $u$ の実時間応答 $u(t)$ を求める.

- ・外乱入力 $d$ から操作変数 $u$ の閉ループ伝達関数

$$\frac{u(s)}{d(s)} = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} = \frac{(s + \beta)^2 + \omega^2 - s^2}{(s + \beta)^2 + \omega^2} \tag{A7}$$

- ・大きさ $D$ のステップ状外乱が印加された場合の操作変数 $u$

$$\begin{aligned}
u(s) &= -\frac{(s + \beta)^2 + \omega^2 - s^2}{(s + \beta)^2 + \omega^2} \frac{D}{s} \\
&= -D \left( \frac{1}{s} - \frac{s + \beta}{(s + \beta)^2 + \omega^2} + \frac{\beta}{(s + \beta)^2 + \omega^2} \right) \\
&= -D \left( \frac{1}{s} - \frac{s + \beta}{(s + \beta)^2 + \omega^2} + \frac{\beta}{\omega} \frac{\omega}{(s + \beta)^2 + \omega^2} \right)
\end{aligned} \tag{A8}$$

- ・実時間応答 $u(t)$ を

$$\begin{aligned}
u(t) &= -D \left[ 1 - e^{-\beta t} \cos(\omega t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\beta t} \sin(\omega t) \right] \\
&= -D \left[ 1 - e^{-\beta t} \cos \left( \omega t + \tan^{-1} \left( \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right) \right) \right]
\end{aligned} \tag{A9}$$

式(A5)および式(A9)より, 制御変数 $y$ と操作変数 $u$ は指数減衰を持つ正弦波および余弦波で, 同一の角周波数を持つことが分かる.

## B 時系列データからの制御モード判別

PID 制御器は MAN・AUTO・CAS の 3 つの制御モードを設定できる。なお、カスケード制御ループ構造において、下位側の制御器の制御モードが CAS ではない場合、上位側の制御器は設定された MAN・AUTO・CAS の動作ができず無効状態となる。したがって、PID 制御器は MAN・AUTO・CAS・無効の 4 種類で分類することが合理的となる。この 4 種類の制御モードを時系列データから判別する方法を Table B1 に示す。

ここで、 $\Delta u_{rate}$  および  $\Delta r_{rate}$  は操作変数  $u$  および目標値  $r$  変数の変化割合、 $e_{\sigma}$  は偏差量  $e$  の標準偏差値である。なお、通常の標準偏差計算ではデータの平均値を用いるが、自動制御の場合、偏差の平均値は概ねゼロであることから式(B1)に示すように  $\bar{e} = 0$  として制御変数  $y$  と目標値  $r$  のみで算出している。

$$e_{\sigma} = \sqrt{\frac{\sum(e - \bar{e})^2}{N}} = \sqrt{\frac{\sum(e)^2}{N}} = \sqrt{\frac{\sum(y - r)^2}{N}} \quad (B1)$$

Table B1 Control mode classification method

	Priority	MAN	AUTO	CAS	INVALID
1	$\Delta u_{rate}$	<10	-	-	-
2	$e_{\sigma}$	-	-	-	0
3	$\Delta r_{rate}$	-	<10	>=10	-

### Nomenclature

$C(\tau)$	= auto-correlation function	[-]
$d, D$	= disturbance	[-]
$dt$	= sampling time	[s]
$e$	= control error	[-]
$f$	= frequency	[Hz]
$G_C(s)$	= PID controller	[-]
$G_{CL}(s)$	= closed-loop transfer function	[-]

$G_F(s)$	= low pass filter	[-]
$G_P(s)$	= process	[-]
$J$	= performance index	[-]
$J_e$	= performance index of controllability	[-]
$J_u$	= performance index of output smoothness	[-]
$K_C$	= proportional gain in PID controller	[-]
$K_P$	= process gain	[-]
$L_P$	= dead time of process	[min]
$N$	= Number of data points	[-]
$P(f)$	= power spectral density	[-]
$R(\tau)$	= auto-correlation coefficient	[-]
$r$	= set variable of controller	[-]
$T_C$	= oscillation period	[min]
$T_D$	= derivative time in PID controller	[min]
$T_I$	= integral time in PID controller	[min]
$T_{LPF}$	= time constant in low pass filter	[min]
$T_n$	= natural period	[min]
$u$	= manipulated variable	[-]
$X(f)$	= Fourier transform	[-]
$y$	= controlled variable	[-]
$\zeta$	= damping factor	[-]
$\tau$	= lag	[min]
$\omega$	= angular frequency	[rad/s]

#### Literature Cited

Dambros, J. W., J. O. Trierweiler and M. Farenzena; "Oscillation Detection in Process Industries–Part I: Review of the Detection Methods." *J. Process Control*, **78**, 108–123 (2019)

- Dambros, J. W., J. O. Trierweiler and M. Farenzena; "Industrial Datasets and a Tool for SISO Control Loops Data Visualization and Analysis." *Comput. Chem. Eng.*, **146**, 107–198 (2021)
- Depizzol, C.F. and C.J. Munaro; "On Frequency Detection and Root Cause Analysis of Plant-Wide Oscillations via ACF Method." *IEEE International Conference on Control and Automation*, 1279–1286 (2011)
- Hino, M.; Spectrum Analysis (in Japanese), *Asakura Shoten* (1977)
- Karra, S. and M.N. Karim; "Comprehensive Methodology for Detection and Diagnosis of Oscillatory Control Loops," *Control Eng. Pract.*, **17**, 939–956 (2009)
- Li, X., J. Wang, B. Huang and S. Lu; "The DCT-Based Oscillation Detection Method for a Single Time Series." *J. Process Control*, **20**, 609–617 (2010)
- Maruta, H., M.Kano, H.Kugamoto and K.Shimizu; "Modeling and Detection of Stiction in Pneumatic Control Valves," *J. Soc. Instrument Control Eng.*, **40**, 825–833 (2004)
- Matsuo, T., H. Sasaoka and Y. Yamashita; "Detection and Diagnosis of Oscillations in Process Plants," in *Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems*, 1258–1264 (2003)
- Miao, T. and D.E. Seborg; "Automatic Detection of Excessively Oscillatory Feedback Control Loops." *IEEE Conference on Control Applications*, 359–364 (1999)
- Ootakara, S. and Y. Yamashita; "IMC Based Design of PID Level Controllers in Chemical Plants." *Kagaku Kougaku Ronbunshu*, **46**, 211–218(2020)
- Ootakara, S. and Y. Yamashita; "Closed-Loop Identification and PID Retuning of Self-Excited Oscillatory Process from Poor PID Controller Tuning." *J. Chem. Eng. Jpn.*, **54**, 672–684 (2021)
- Thornhill, N.F., B. Huang and H. Zhang; "Detection of Multiple Oscillations in Control Loops." *J. Process Control*, **13**, 91–100 (2003)
- Zhang, K., B. Huang and G. Ji; "Multiple Oscillations Detection in Control Loops by using the DFT and Raleigh Distribution," *IFAC-PapersOnLine*, **48**, 529–534 (2015)

## 第5章 結言

### 5.1 本研究の成果

第1章では、PID制御の調整法の1つである内部モデル法（IMC）の理論と現状の課題である積分モデルでのIMCフィルター時定数決定方法がユーザー任せであることを明らかにした。また、この問題解決方法として積分モデルの代表的なプロセスである液面制御での理想的な運転方法である均流液面制御を示して解説した。

第2章では、新たなIMCフィルター形状を提案し、新たなPID調整則を導出した。また、実プロセスの積分プロセスゲイン約200個の統計解析から平均値および標準偏差を求め、これまでの課題であったIMCフィルター時定数をプロセスゲインから算出できるようにした。更に、このIMCフィルター時定数算出式に調整パラメータ $\alpha$ を付加することで推奨PIDパラメータ初期値を設定後のPIDパラメータ微調整を感覚的に実施できるようにした。この調整パラメータ $\alpha$ を1次遅れモデルおよび積分モデルの両方のPIDパラメータ調整則に設け、それぞれ同じ特性を示すようにした。つまり、エンドユーザーは制御対象が1次遅れモデルなのか積分モデルなのかを特に気にすることなく、調整パラメータ $\alpha$ の1変数のみに着目してPIDパラメータ調整ができるようになった。本章の成果によりプロセスモデルが既知であれば最適PIDパラメータ値が得られることとなった。ただし、このプロセスモデルを得るためにはシステム同定実験を必要とする課題が残る。

第3章では、システム同定実験を必要とせず自励振動周期を示す制御変数および操作変数の時系列データおよびPIDパラメータ値のみから、むだ時間を含む1次遅れモデルおよび積分モデルの2種類のモデルに対する閉ループ同定方法を提案した。従来の研究ではむだ時間を含まない積分モデルのみの手法であったものに対し、むだ時間を含む積分モデルに拡張しただけでなく、むだ時間を含む1次遅れモデルまで拡張できたことは大きな成果である。これにより、PIDパラメータ値の不適切設定による自励振動制御器に対しては過去の運転データからプロセスモデルを得られることになり、システム同定実験などが一切不要となった。この過去データを利用できることは実プロセスでの制御性能改善において非常に強力な武器となる。従来は製造課とのヒヤリングなどを経て改善すべき制御器を抽出し、システム同定実験方法の説明および承認を受けてから実際の行動となるため、こ

の期間のマンパワーを含め膨大な時間と手間を要していた。この時間が削減できることは非常に大きな効果である。ただし、閉ループ同定に必要な時系列データ期間を手動操作によって作成する課題が残っている。また、自励振動応答が頻繁に存在しない PID 制御器の場合には過去データから見つけ出す手間もかかる課題が残っている。

第 4 章では、自励振動応答を示す不具合 PID 制御器を検出し、閉ループ同定に適した自励振動時系列データの自動抽出方法を提案した。併せて、第 2 章および第 3 章での提案手法も含めたアプリケーションツールを開発した。提案手法に適用できる条件は一定値制御であることから AUTO モードのみである。実プロセスにて一般的に稼働・運用している RTDB では各 PID 制御器の制御モードまで収集していない。ここで、アプリケーションツールの稼働制約条件として“RTDB に制御モードも収集されていること”と設定することは容易であるが、この条件を付けてしまうと現時点で制御モードを収集していない場合には過去データは使えなくなる。加えて、RTDB に制御モードを追加することも容易にできるわけではないので適用数を下げてしまう懸念が生じる。そこで、制御変数 $y$ 、操作変数 $u$ 、目標値 $r$ の 3 変数から制御モードを推定する方法を考案した。また、アプリケーションもテキストファイルデータから閉ループ同定等のメイン処理を実行する Application A と RTDB からテキストファイルデータを作成する Application B の 2 つに分けた構成にすることで、Application B だけを種々の RTDB に対応する仕様に修正するだけで対応できるようにした。既存の Application B は RTDB に PISystem を想定して開発している。技術的な部分ではないが、実プロセスでの運用を意識して“如何に楽な実装ができるか”に焦点をあて RTDB に登録されている全 PID 制御器のタグリストを自動的に作成できる機能も付加している。これにより、数時間で実装可能とした。これまでの実プロセスでの稼働実績から約 2 万個の PID 制御器でも 1 day 以内に処理が可能と推測する。PID パラメータチューニングを本格的に実施していないプラントにて約 4.5%の PID 制御にて自励振動応答を示すと推算していることから、このアプリケーションツールを活用することでプラント運転安定化に大きく貢献できると考えている。

## 5.2 今後の展望

実プラントでの制御性能維持・管理・運用において重要なことは、各プラントの技術スタッフおよびオペレータのみで管理・運用できることであり、今回開発したアプリケーションツールはこれを実現できる可能性を秘めている。しかしながら、本アプリケーションツールにて出力された結果を技術スタッフおよびオペレータが正しく理解できていなければ使われない。すなわち、彼らへの教育が重要と考える。この教育にて重要な点は、単に自励振動周期の時系列データから閉ループ同定結果が得られることを教えるのではなく、開ループの同定結果と同じ結果が得られることを認識させることである。更に PID パラメータ調整を実施したことが無い若手に対しては試行錯誤法での PID パラメータ調整を行わせることで試行錯誤では難しいことを経験させ、次に開ループでのシステム同定実験によりプロセスモデルが得られることで PID パラメータ調整が容易であることを理解させる。その後、閉ループ同定にて同じ結果が得られることを示すことで理解が一層深まると考える。この体験型教育に適したシミュレータを含めた教材を作成し、社内教育を展開していく予定である。

新たな制御性能改善ツールの開発として、DCS ログデータと RTDB に蓄積された時系列データを用いて「制御性能改善できる PID 制御器の自動検出および手法提示」を可能とするツール開発を考えている。DCS ログデータを用いた市販アプリケーションとして“アラームの洪水”をなくすためのアラームマネージメントに特化したアプリケーションがある。このアプリケーションではアラーム設定値を変更するなどの提案で発生件数を減少させるという手法であり状態量自体の挙動に変化は無い。本質的な改善手法は制御性能を向上させ状態量のばらつきを小さくさせるべきであると考えている。つまり、自動制御化率の向上、制御性能の向上により操作頻度を削減させることで、結果としてアラーム発生件数も削減されるという手法が理想と考える。本ツールを実現させる前段階としてアラーム／操作頻度解析技術や時系列データからの特徴データを抽出する信号解析技術等のこれまでの研究動向を整理し、更に最新の研究技術も調査したい。その後、ツール構築段階でも数多くの課題が出てくると予想されるが、それら課題を一つ一つ克服し技術を積み重ねていきたい。

## 謝辞

研究成果は直接にご指導いただいた方々，ならびに間接的に様々なかたちで刺激を与えていただいた方々など、多くの方々の支援の賜物である。伏してお礼を申し上げたい。

指導教官として、東京農工大学 山下善之教授には、本研究に取り組み、論文にまとめるにあたり、投稿論文の執筆要領などの基本的な事項から研究内容に対する評価やまとめ方に至るまで、細部にわたりご指導していただきました。本論文を仕上げることができたのは、忍耐強さと鋭い着眼を持って与えてくださった、暖かい助言によるところが大きく改めて感謝の意を表します。

ソフトセンサー・ケモインフォマティクスの第一人者である東京大学名誉教授である奈良先端科学技術大学院大学 船津公人教授には、研究者としての心掛け、高い所から広い視野で物事を考えることなど、研究者としての姿勢など数多くのアドバイスをいただきました。ここに感謝の意を表します。

プロセス制御や多変量解析など多岐にわたり研究を行われている京都大学 加納学教授には、公私にわたり大変お世話になりました。今回の研究当初の PID 制御技術を整理する際に著書「プロセス制御工学」にて多くの質問をさせていただき、丁寧なご指導をいただいたことに感謝致します。

産業界においては、アズビルの小河守正氏に多くのご指導をいただきました。小河氏の論文だけでなく未発表の技術に関してもご指導いただけたことは私の研究に大きく寄与致しました。小河氏の絶えざる技術探求の姿勢、また若手への育成・技術伝承の姿勢は、企業の技術者として大いに感銘を受けました。今後、私も同じような姿勢で臨みたいと心に刻んでおり、大変感謝しております。

最後に、生活全般にわたり常に心身のささえとなってくれた家族に本書を捧げ、感謝の意を表したい。

Appendix 関連論文, 学会発表, 受賞 ( )内は本論文中の関連する章番号

**【主著論文】**

Ootakara, S., Y. Yamashita, “IMC 理論に基づく化学プラント液面制御に適した PID 制御設計” 化学工学論文集, **46** 巻, 6 号, 2020 年 11 月, 211–218 頁

(第 2 章)

Ootakara, S., Y. Yamashita, “Closed-Loop Identification and PID Retuning of Self-Excited Oscillatory Process from Poor PID Controller Tuning.” *Journal of Chemical Engineering of Japan*, **54**, No.12, 672–684 (2021) (邦題: PID パラメータ値の不適切設定による自励振動制御器モデルの閉ループ同定と PID 再調整)

(第 3 章)

Ootakara, S., Y. Yamashita, “不適切な PID パラメータ設定による自励振動応答の自動検出と PID 再調整” 化学工学論文集, **48** 巻, 4 号, 2022 年 7 月, 131–140 頁

(第 4 章)

**【学会発表】**

Ootakara, S., “IMC 理論に基づく化学プラント液面制御に適した PID 制御設計”, 化学工学会第 51 回秋季大会, T215 (2020)

(第 2 章)

Ootakara, S., “PID パラメータ値の不適切設定による自励振動制御器の安定化”, 化学工学会第 86 年会, L207 (2021)

(第 3 章)

Ootakara, S., “不適切な PID パラメータ設定による自励振動応答の自動検出と PID 再調整”, 化学工学会第 87 年会, M305 (2022)

(第 4 章)

**【受賞】**

化学工学会 SIS 部会技術賞, 第 51 回秋季大会(2020)

化学工学会 SIS 部会技術賞, 第 87 年会(2022)