テクニカル・レポート No.25

制 御 性 能 監 視

―プロセス産業での実用化を目指して―

2005 年 8 月 1 日

日本学術振興会
プロセスシステム工学第143委員会
ワークショップ No.25
『制御性能監視 ―プロセス産業での実用化を目指して―』

── 目 次 ──

最終報告概要

第1部　ワークショップ活動記録

提案説明
開催通知
議事録
アンケート1
アンケート2
参加メンバーリスト

第2部　研究・技術動向調査

第1章　制御性能監視の基礎
第2章　国際ワークショップ参加報告
第3章　文献調査報告
第4章　産業界での取り組み

第3部　制御性能監視と関連技術の実用化に向けて

第1章　最小分散制御をベンチマークとする手法
第2章　PID 制御系の性能評価
第3章　定性的形状解析を用いた制御性能監視
第4章　高次統計量を用いた非線形性の検出
第5章　調節弁固着現象のモデル化と検出
第6章　Wavelet 解析を用いた蒸留塔運転データの解析
第7章　モデル駆動PID制御　－その特徴と応用例－
第8章　閉ループ同定

WS25 最終報告概要

第143委員会での WS25 最終報告会資料

執筆者
加納　学　　京都大学

2004/10/08

ワークショップ（No. 25）最終報告
制御性能監視　―プロセス産業での実用化を目指して―

代表世話人
加納　学

１．はじめに

本ＷＳの取り組みについて報告する前に，ＷＳの提案書の内容を確認しておく．2001 年 12 月 7 日付の提案書には，以下のように書かれていた．

［ 概　要 ］

資源，環境，安全，品質，価格など，生産活動を行う上で考慮しなければならない項目の数は増加するばかりであり，グルーバル化を背景に，突き付けられる要求も際限なく厳しくなってきている．このような時代の要請に応えるためには，化学プラントの能力を最大限に引き出すような運転を実現しなければならず，制御系の性能を高く維持することが最低限必要である．しかし，一般的な生産プロセスには非常に多数の制御ループが存在し，どの制御ループがプラント全体の運転効率向上へのボトルネックであるかを見極めることは大変困難である．また，気温の変化，銘柄やロードの変更，触媒の劣化，伝熱係数の変化など多種多様な要因によってプラントの状態は時々刻々と変化するため，一度調整したコントローラであってもその制御性能が劣化している場合も多く，時にはその悪影響がプラント全体にまで及ぶこともある．そればかりか，調整もされないままに使用されているコントローラも少なくないのが現状である．近年では，モデル予測制御に代表される大規模な多変数制御を導入し，高度な運転システムを構築する事例も増えているが，それが計画通りの性能を発揮しているかどうかを常時監視し，必要に応じて再調整を行わなければ，高価なシステムが無駄となりかねない．このため，再調整を必要とするコントローラを検出する目的で，各制御系の性能を評価できるシステマティックかつ実用的な手法が必要である．さらに多変数制御系では，プラントの状態変化に適応するために，プロセスモデルを再同定する必要があるかどうかを判定できる手法の開発も望まれている．

本ワークショップの目的は，実用的な制御性能評価・監視手法を提供することである．そのために，そもそも制御性能の善し悪しとは何なのかという原点から議論を始め，これまでに提案されている各種制御性能監視手法を整理し，シミュレーションデータおよび実プラント運転データを用いた各種手法の評価を行いながら，我々が取り組むべき問題を明確にする．例えば，最小分散制御を規範とする制御性能評価手法は，この分野の先駆的な研究として高く評価できるが，むだ時間の正確な同定が必要であると共に，実現不可能な制御性能をベンチマークにするという問題点がある．実用的な制御性能評価・監視手法を開発するためには，産業界におけるニーズを的確に把握し，厳しい目で既存技術を検証する必要がある．本ワークショップでは，産学からの参加者が共同し，かつ適切に役割を分担して課題に取り組み，様々な立場の参加者がその成果を享受できるような方向で作業を進める方針である．

［ 内　容 ］

本ワークショップの内容や進め方は参加者の議論に基づいて決定するが，現時点では，下記のような内容を想定している．

１．産業界におけるニーズ（制御性能監視の理想像）の調査
２．既存手法のサーベイ（文献・企業での実施例を調査）と評価（解析を実施）
３．実用的な制御性能評価・監視手法の開発

２．活動概要

WS 参加者および研究会開催状況を以下に示す．

2-1. 参加者（敬称略）

＜世話人：４名＞

加納 学	（京都大学）	山下 善之	（東北大学）		
重政 隆	（東芝ＩＴＣ）	西澤 淳	（三菱化学）		

＜企業参加者：１５名＞

栗原 久光	（出光興産）	樋口 文孝	（出光石油化学）	喰田 秀樹	（出光石油化学）
宮川 基彦	（インベンシス）	大宮司 理晴	（Ｊエナジー）	白川 義之	（Ｊエナジー）

滝波 明敏　（昭和電工）　久下本 秀和　（住友化学工業）　清水 佳子　（東芝）
行友 雅徳　（東芝）　村田 尚　（ＴＥＣ）　野口 芳和　（日揮）
松尾 徹　（三井化学）　松尾 文晴　（三井化学）　清水 雅嗣　（横河電機）
＜大学参加者：５名＞
大嶋 正裕　（京都大学）　山本 重彦　（工学院大学）　大野 弘　（神戸大学）
黒岡 武俊　（富山大学）　橋本 芳宏　（名古屋工業大）

2-2. 研究会

第１回研究会　（2002 年 04 月 18 日）　第２回研究会　（2002 年 06 月 21 日）
第３回研究会　（2002 年 08 月 30 日）　第４回研究会　（2002 年 11 月 01 日）
第５回研究会　（2002 年 12 月 20 日）　第６回研究会　（2003 年 02 月 14 日）
第７回研究会　（2003 年 04 月 18 日）　第８回研究会　（2003 年 05 月 31 日）
第９回研究会　（2003 年 07 月 17 日）　第１０回研究会（2003 年 08 月 22 日）
第１１回研究会（2003 年 11 月 04 日）　第１２回研究会（2004 年 01 月 30 日）
第１３回研究会（2004 年 03 月 05 日）　第１４回研究会（2004 年 06 月 18 日）

３．活動内容

活動内容の概要を以下に示す.

3-1. アンケート

産業界におけるニーズ（制御性能監視の現状と理想像）を調査するために，ＷＳ参加者に対して，２度のアンケートを実施した.

3-2. 研究・技術動向調査

既存手法のサーベイ（文献・企業での実施例を調査）を実施した.

・制御性能監視の基礎
・国際ワークショップ参加報告
・文献調査報告
・産業界での取り組み
・製品紹介

3-3. 制御性能監視と関連技術の実用化に向けて

実用的な制御性能評価・監視手法の開発を目指して，既存手法についての学習，その運転データへの適用と評価を実施し，既存手法の課題を明らかにすると共に，その解決策を提示した．また，ＷＳ独自の手法を開発した.

・最小分散制御をベンチマークとする手法
・ＬＱＧをベンチマークとする手法
・定性的形状解析を用いた制御性能監視
・高次統計量を用いた非線形性の検出
・調節弁固着現象のモデル化と検出
・Wavelet 解析を用いた蒸留塔運転データの解析
・モデル駆動ＰＩＤ制御　－その特徴と応用例－
・閉ループ同定

3-4. 制御性能監視ツールボックス

ＷＳの成果を共有するために，制御性能監視ツールボックスを開発中である．広く活用してもらうために，EXCEL 上で簡単に動作するツールボックスとする予定である.

・制御性能評価（最小分散ベンチマークなど）
・バルブスティックモデル
・バルブスティック検出

４．対外的な成果発表

4-1. 計測自動制御学会第３回制御部門大会

2003 年 5 月 28-30 日に神戸で開催された計測自動制御学会第３回制御部門大会にて，本 WS が中心となり，プロセス・コントローラの状態監視（Ⅰ），（Ⅱ）の２セッションをオーガナイズした.

＜プロセス・コントローラの状態監視（Ⅰ）＞
・実プラントにおけるプロセス状態監視（住友化学）
・プロセス診断と異常検出への Wavelet の応用（三井化学，東北大学）
・モデル予測制御の性能評価に関する検討（三菱化学）
・むだ時間系に対するモデル予測制御の調整とその評価（東芝）
＜プロセス・コントローラの状態監視（Ⅱ）＞
・プロセストレンドの分解とその状態監視への応用（東北大学）
・多変量解析手法を用いた化学プロセスの異常検知（三菱化学）
・ＰＬＳによる蒸留塔組成推定及び運転状態監視について（昭和電工，京都大学）
・主成分分析と独立成分分析を併用する多変量統計的プロセス管理（京都大学，神戸大学）

4-2. 計測自動制御学会「計測と制御」特集

計測自動制御学会誌の特集「プロセスを予測する／動かす／監視する」の一部（およそ半分）を，本 WS が中心となって企画・執筆した（現在執筆作業中）.
・プロセスシステムの状態監視（東北大学，京都大学）
・プロセスコントローラの制御性能監視（京都大学，東北大学）
・プロセスとコントローラの状態監視ツールの現状（名古屋工業大学）
・化学プロセスにおける制御性能監視の適用例（三菱化学）
・プロセス監視におけるウェーブレット解析の利用（三井化学，山武）
・バルブスティクションとその検出（住友化学，京都大学）

５．おわりに

提案書に示した内容に従ってＷＳの活動は行われてきた．ＷＳを通して広範なテーマについて議論することができたが，多変数系の制御性能評価および PID 制御に特化した制御性能評価に関しては，十分な検討ができなかった．この分野は現在も活発に研究が進められており，今後の動向もフォローしておく必要があるだろう（WS としてではなく，プロセス制御にたずさわるものとして）.

以上

1

Workshop No.25　最終報告

制御性能監視

― プロセス産業での実用化を目指して ―

加 納　学　（世話人代表）

kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/

提案書を読み返すと．．．

2

本ワークショップの目的は，実用的な制御性能評価・監視手法を提供することである．そのために，そもそも制御性能の善し悪しとは何なのかという原点から議論を始め，これまでに提案されている各種制御性能監視手法を整理し，シミュレーションデータおよび実プラント運転データを用いた各種手法の評価を行いながら，我々が取り組むべき問題を明確にする．

実用的な制御性能評価・監視手法を開発するためには，産業界におけるニーズを的確に把握し，厳しい目で既存技術を検証する必要がある．本ワークショップでは，産学からの参加者が共同し，かつ適切に役割を分担して課題に取り組み，様々な立場の参加者がその成果を享受できるような方向で作業を進める方針である．

（配付資料参照）

メンバー

3

企業参加者： 17名　 大学参加者： 7名

＜世話人：4名＞

加納（京都大学）	山下（東北大学）	
重政（東芝ITC）	西澤（三菱化学）	

＜企業参加者：15名＞

栗原（出光興産）	樋口（出光石化）	喰田（出光石化）
宮川（インベンシス）	大宮司（Jエナジー）	白川（Jエナジー）
滝波（昭和電工）	久下本（住友化学）	清水（東芝）
行友（東芝）	村田（東洋エンジ）	野口（日揮）
松尾（徹）（三井化学）	松尾（文）（三井化学）	清水（横河電機）

＜大学参加者：5名＞

大嶋（京都大学）	山本（工学院大学）	大野（神戸大学）
黒岡（富山大学）	橋本（名古屋工業大）	

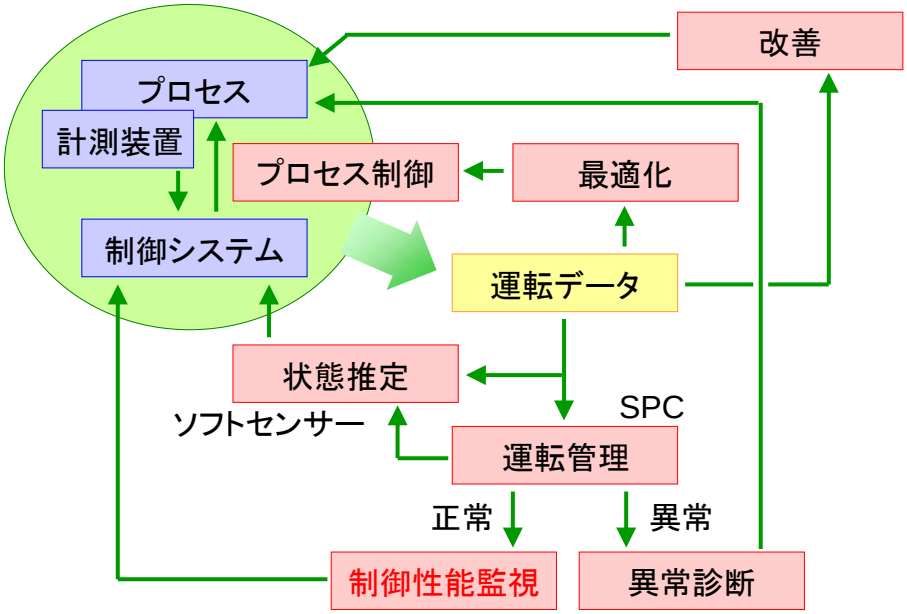
研究会開催履歴

4

第１回研究会　（2002年04月18日）
第２回研究会　（2002年06月21日）
第３回研究会　（2002年08月30日）
第４回研究会　（2002年11月01日）
第５回研究会　（2002年12月20日）
第６回研究会　（2003年02月14日）
第７回研究会　（2003年04月18日）
第８回研究会　（2003年05月31日）
第９回研究会　（2003年07月17日）
第１０回研究会（2003年08月22日）
第１１回研究会（2003年11月04日）
第１２回研究会（2004年01月30日）
第１３回研究会（2004年03月05日）
第１４回研究会（2004年06月18日）

プロセス運転管理の全体像

5



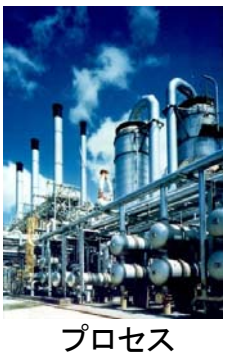
制御性能監視とは？

6

プロセスの運転に影響を与えることなく，数多くの制御ループの性能を評価・監視したい．もちろん，運転員や制御エンジニアに負荷をかけたくはない．

日常の運転データだけから制御性能を評価できないだろうか？

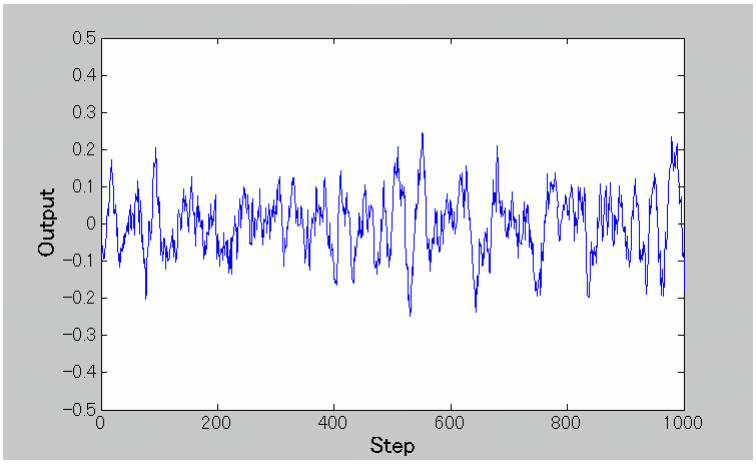
制御システム



プロセス

要するに，これが問題

この制御結果から，制御性能を評価せよ．
さらに，制御性能が悪い場合には，その原因と対策を示せ．



解答例

上司：この制御結果から，制御性能を評価せよ．

部下：・・・・・
（以下，心の叫び）
そんなこと，できるわけないでしょう！
そもそも，プロセスの動特性も分かってないんですよ．
制御性能なんて評価できるわけないでしょう！

上司：制御性能が悪い場合には，その原因と対策を示せ．

部下：・・・・・
（以下，心の叫び）
だから，評価できないって言ってるでしょう！
仮に評価できたとしても，原因や対策なんて簡単に
分かるはずないんだから．．．

何をすればよいのか？

9

「制御性能を評価する」といっても，一体何をすればよいのか？

1. 制御系を乱したらダメ！
   → 利用できるのは制御量・操作量の測定データのみ.
2. コントローラに依存しないベンチマークが欲しい！
   → 現実の応答から理想的な応答を求めなければならない.
3. 特定のコントローラで達成可能な制御性能の限界を知りたい！
   → 現実の応答から理想的な応答を求めなければならない.
4. 制御性能が悪い場合に，その原因と対策を知りたい！
   → 利用できるのは制御量・操作量の測定データのみ.

そんなことができるのか？

上司：やれ！　　部下：できない！

Harris の解答

10

T. Harris:
``Assessment of Closed Loop Performance'',
Can. J. Chem. Eng., **67**, pp.856-861 (1989).

プロセスのむだ時間さえ既知であれば，制御量の運転データから，その分散の最小値を求めることができる.
この最小分散をベンチマークとして利用すれば，制御性能を定量的に評価できるはずだ！

最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価手法の誕生

Harris Index (CLP)

11

Closed-Loop Potential $\eta(d) = \dfrac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2}$

CLP がOに近い場合 $\sigma_y^2 >> \sigma_{MV}^2$

コントローラを修正する必要がある。

CLP が1に近い場合 $\sigma_y^2 \cong \sigma_{MV}^2$

σ_y^2 が十分に小さいなら、完璧！

そうでないなら，フィードフォワード制御の導入やプロセスの改善など抜本的な対策が必要である.

MVCベンチマークの特徴 － 長所

12

- ✓ 性能評価のために同定実験を行う必要がなく，プロセスのむだ時間が既知であれば，通常の運転データのみから指標を計算できる.
- ✓ 最小分散はコントローラに依存しないため，指標によって構造の異なるコントローラの性能を絶対的に評価できる.

MVCベンチマークの特徴 ー 短所

13

- ✓ 最小分散は分散の下限値を与えるが，現実には最小分散を実現できない場合もある．例えば，
  a) コントローラの構造を限定する場合
  b) モデル誤差がある場合
  c) 制約がある場合
  には，最小分散を実現できるとは限らない．

- ✓ 最小分散制御は過激な操作量の変化を要求するため，最小分散を実現することが望ましいとは限らない．したがって，制御系の安定性やロバスト性も考慮した指標が必要である．

何をすればよいのか？

14

「制御性能を評価する」といっても，一体何をすればよいのか？

1．制御系を乱したらダメ！
→ 利用できるのは制御量・操作量の測定データのみ．

2．コントローラに依存しないベンチマークが欲しい！
→ 現実の応答から理想的な応答を求めなければならない．

3．特定のコントローラで達成可能な制御性能の限界を知りたい！
→ 現実の応答から理想的な応答を求めなければならない．
→ PID制御

4．制御性能が悪い場合に，その原因と対策を知りたい！
→ 利用できるのは制御量・操作量の測定データのみ．
→ センサーやアクチュエータの不具合

活動成果報告（1）

15

最小分散制御に基づくPID制御性能評価の問題点

＜発表＞
第48回システム制御情報学会研究発表講演会
京都 (2004)

研究目的

16

1. PID制御で達成可能な制御性能の限界を示す.

2. 最小分散制御をベンチマークとする評価指標を
PID制御系に適用する際の問題点を明らかにする.

PID制御の性能評価

17

プロセスのむだ時間が短く，動特性が単純な場合

最小分散制御をベンチマークとして良い．

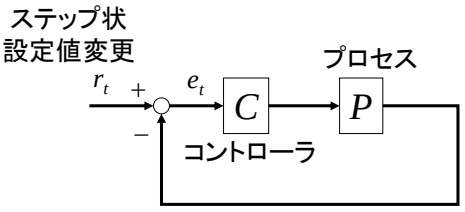
プロセスのむだ時間が長く，動特性が複雑な場合

PID制御で最小分散は実現できない．
最小分散制御はベンチマークとして適切でない．

PID制御で達成可能な分散の最小値をベンチマークとすべきであるが，プロセスと外乱の伝達関数が既知でなければならず，さらに最適化計算も必要となる．

設定値追従性能に関する検討

18



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

$$C(s)=K_P\left(1+\frac{1}{T_I s}+T_D s\right)$$

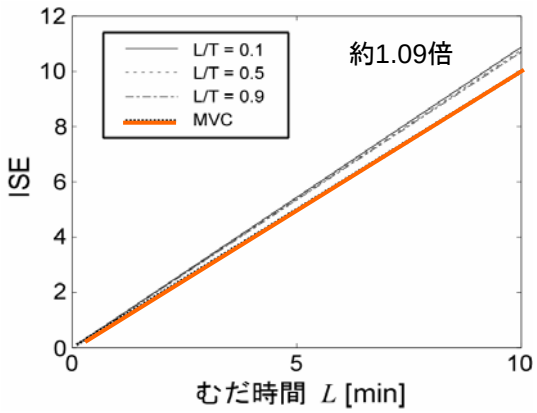
プロセスは1次遅れとむだ時間で近似．

$0.1\le L\le 10,\ \ 0.1\le \dfrac{L}{T}\le 1$ の範囲で時定数 T とむだ時間 L を変更し，

ISE最小となるように，制御パラメータ K_P，T_I，T_D を最適化．

ISEの比較（設定値追従）

19



最適なPID制御によって実現されるISEは
プロセス時定数にほとんど依存しない

Harris Indexは約0.93で一定

ISEが時定数に依存しないPID調整則

20

最小分散制御に対するモデルマッチングにより導出

比例ゲイン $K_P = \dfrac{2T + L}{2KL}$

積分時間 $T_I = T + \dfrac{L}{2}$

微分時間 $T_D = \dfrac{2TL}{2T + L}$

プロセス時定数に関係なく，
Harris Indexは約0.88となる．

ステップ状設定値変更に対しては
PID制御でもHarris Index=0.88以上を実現できる
（0.93以上は実現できない）

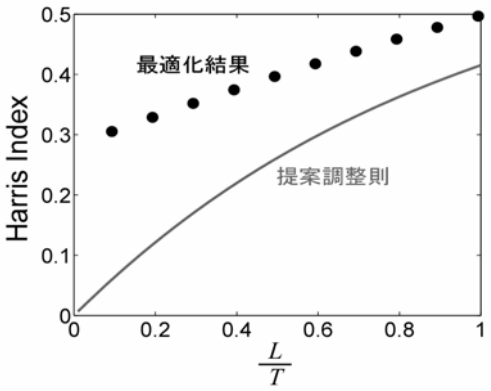
外乱抑制性能に関する検討

プロセス入力側にステップ状外乱が付加された場合

比例ゲイン $K_P = \dfrac{2T + L}{2KL}$

積分時間 $T_I = T + \dfrac{L}{2}$

微分時間 $T_D = \dfrac{2TL}{2T + L}$



PID制御で達成可能なHarris Indexは0.3～0.5程度である.
Harris Indexは時定数に大きく依存する.

まとめ

設定値追従と外乱抑制とでは，PID制御によって達成可能なHarris indexが大きく異なるため，最小分散制御をベンチマークとする性能評価手法を利用する際には，結果の解釈に注意が必要である.

設定値変更の場合，PID制御によるHarris Indexの目標値は0.9程度とすべきである.

プロセスモデルが既知である，あるいは同定できるという前提をおけば，より厳密にPID制御の性能を評価できる. しかし，すべての制御ループにおいて同定実験を行うのは現場への負担が大きいため，簡便なPID制御性能評価手法の開発が望まれる.

活動成果報告（2）

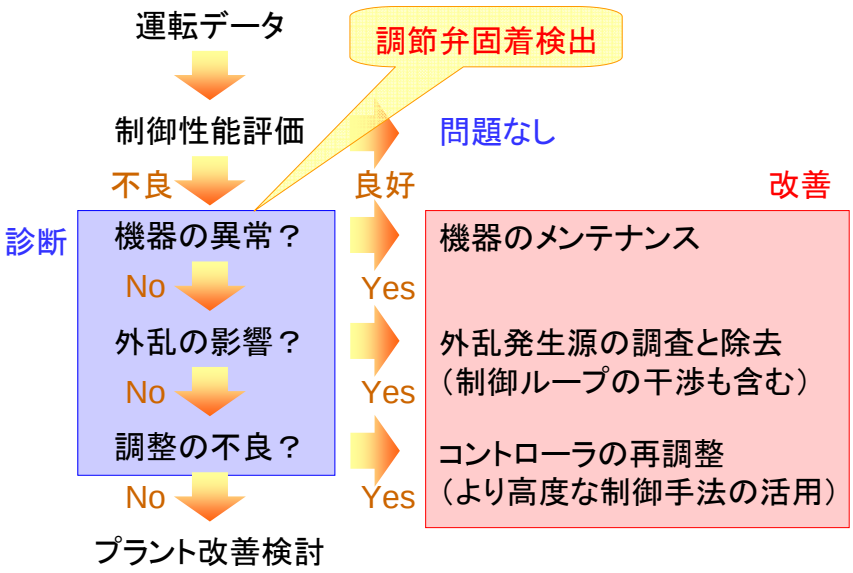
23

調節弁固着現象のモデル化とその検出

＜発表＞
化学工学会 第69年会
大阪 (2004)
IFAC Symposium on DYCOPS
Cambridge (2004)
計測自動制御学会論文集, Vol.40, No.8 (2004)

制御性能監視フロー

24



従来の固着検出法

25

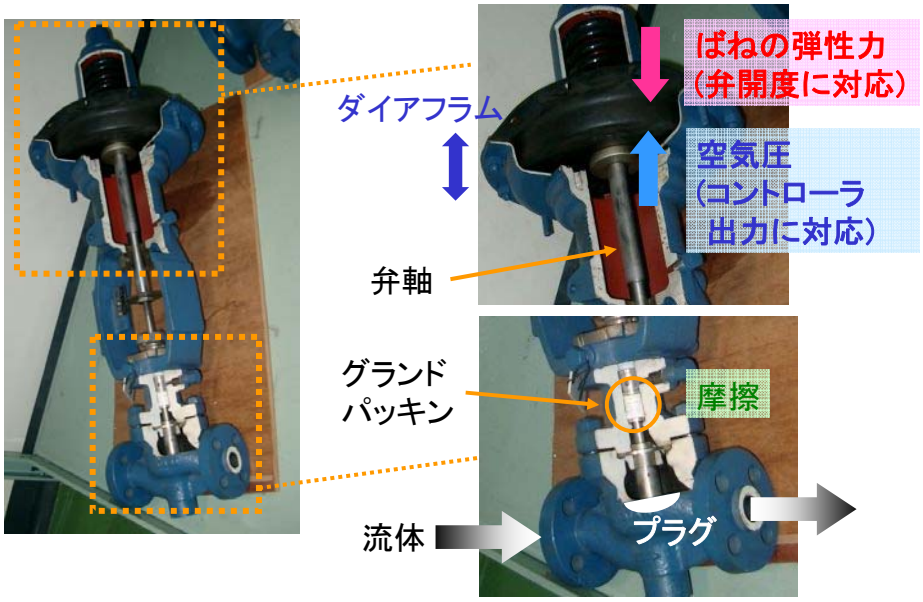
- ✓ 固着発生時には制御応答が周期的に振動することを前提としている.
- ✓ 弁開度あるいは制御量の分布のみに着目している.（コントローラ出力を利用していない）

- ✓ 誤検出が多い.
- ✓ 固着の有無を判定すること（閾値の決定）が難しい.
- ✓ 固着の程度を定量化できない.

綛田ら: 空気圧式調節弁の動作特性診断に関する実験的研究
計測自動制御学会論文集 (1999).
Horch, A.: Condition Monitoring of Control Loops
PhD thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden (2000).

空気圧式調節弁

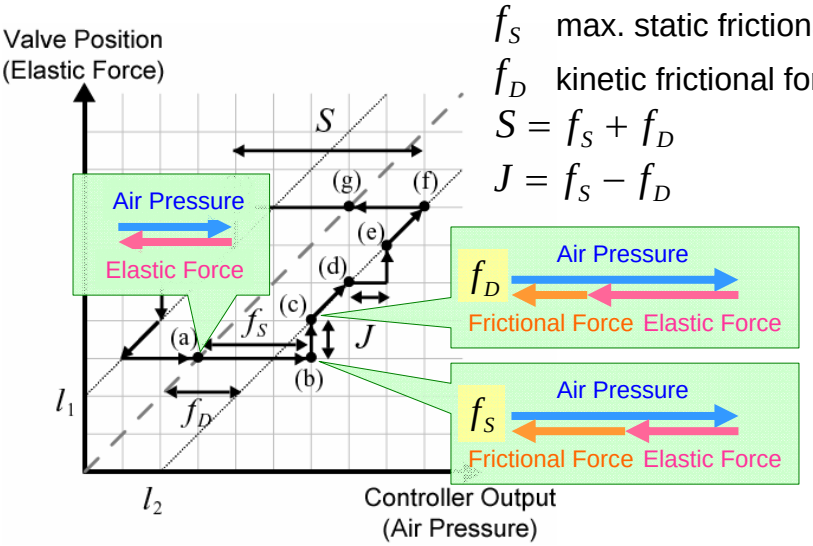
26



Stiction Model

27

The improved and extended version of Alberta model



f_S max. static frictional force

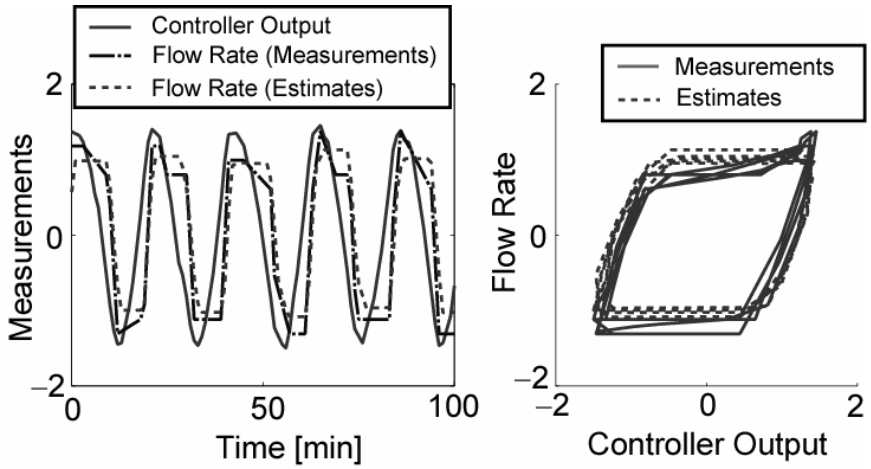
f_D kinetic frictional force

$S = f_S + f_D$

$J = f_S - f_D$

Model Validation with Plant Data

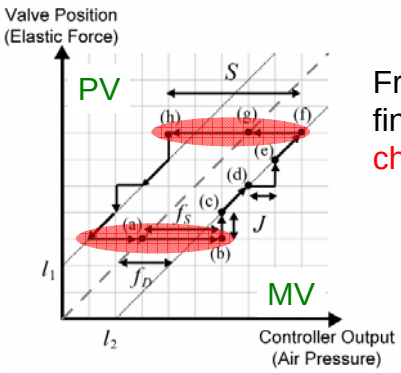
28



The flow rate measurements proved coincident with the flow rate estimated by the stiction model. The proposed model can describe stiction successfully.

Stiction Detection - A （丸田加納法）

29



From operation data of MV and PV, find time intervals where PV does not change even though MV changes.

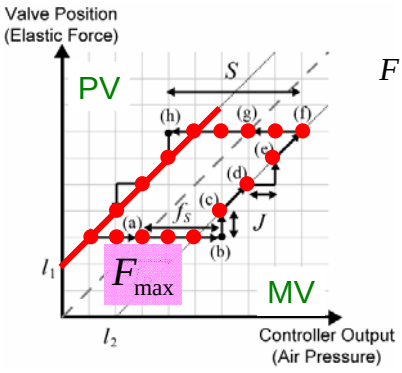
- ***Indexes*** -

$$\rho = \frac{\text{Total length of time intervals when stiction occurs}}{\text{total length of all intervals}}$$

σ = mean of stiction size S

Stiction Detection - B （久下本法）

30



$$F(t) = \max\{\min\{F(t-1) + \Delta u(t), F_{\max}\}, 0\}$$

The difference between MV and the line l_1 at the same PV. Therefore, MV-F and PV will have a strong correlation.

$F_{\max}$ can be identified from operation data by solving an optimization problem that aims to maximize a correlation coefficient r between MV-F and PV.

- ***Indexes*** -

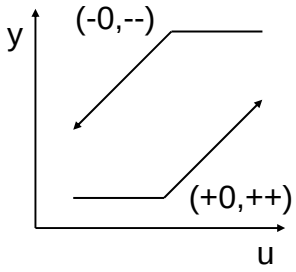
r = correlation

$F_{\max} = S - J$

Stiction Detection - C （山下法）

31

定性的形状解析（QSA）を利用



Δu＼Δy	-	0	+
+	+-	+0	++
0	0-	00	0+
-	--	-0	-+

- ***Indexes*** -

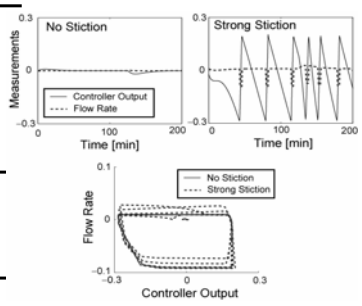
$$\theta = \frac{\text{固着時に特徴的なパターンを示す時間}}{\text{全体の時間}}$$

$$d = \frac{\text{固着時に特徴的なパターン以外}}{\text{u軸に平行な全パターン}}$$

Application Results: Simulation

32

	S [%]	J [%]
Case 1: No stiction	0	0
Case 2: Weak stiction	1	0.3
Case 3: Strong stiction	5	1



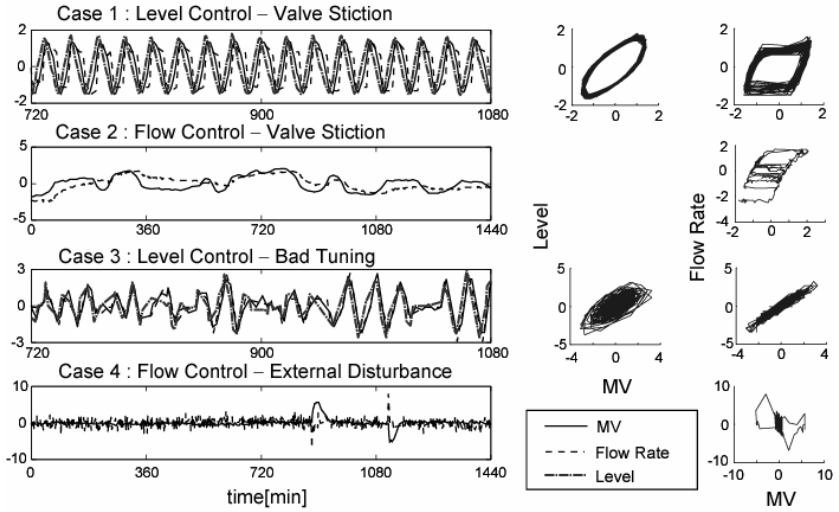
	Method - A ρ	Method - A σ	Method - B F_{max}	Method - B r
Flow Control				
Case 1	0.00	**0.00**	0.00	**0.03**
Case 2	0.77	**0.60**	0.00	**0.18**
Case 3	0.83	**3.50**	0.00	**0.11**
Level Control - F				
Case 1	0.00	**0.00**	**0.00**	1.00
Case 2	0.56	**0.83**	**0.74**	1.00
Case 3	0.79	**4.54**	**4.20**	0.99

Not reliable
(not parallelogram)

Valve stiction can be successfully detected and quantified.

Plant Data for Validation

33



Stiction does not always cause persistent fluctuation.

Application Results: Plant Data

34

	Method - A		Method - B		Method - C	
	ρ	σ	$F_{\max}$	r	θ	d
#1: LC (Stiction)	**0.50**	**1.72**	**2.12**	**0.98**	**0.58**	**0.05**
#2: FC (Stiction)	**0.31**	**1.21**	**1.92**	**0.97**	**0.43**	**0.20**
#3: LC (Bad Tuning)	0.13	0.89	0.17	0.95	0.10	0.65
#4: FC (Disturbance)	0.03	0.80	0.00	0.13	0.02	0.92

Valve stiction can be successfully detected and distinguished from other causes.

Conventional methods, based on a predefined probability distribution of a process variable or a PV-MV cross-correlation function, did not work in these applications.

Conclusions

35

- ✓ A data-driven valve stiction model is developed.
- ✓ Using only two parameters, the model can describe stiction phenomena with sufficient accuracy.
- ✓ Stiction detection methods are developed.
- ✓ The proposed methods are shown to successfully detect valve stiction, distinguish it from bad tuning or disturbances, and quantify the degree of stiction.

活動内容

36

WS25の活動内容概要

活動内容（1）

1．アンケート
産業界におけるニーズ（制御性能監視の現状と理想像）を調査するために，WS参加者に対して，2度のアンケートを実施した．

2．研究・技術動向調査
既存手法のサーベイ（文献・企業での実施例を調査）を実施した．

・制御性能監視の基礎
・国際ワークショップ参加報告
・文献調査報告
・産業界での取り組み
・製品紹介

活動内容（2）

3．制御性能監視と関連技術の実用化に向けて
実用的な制御性能評価・監視手法の開発を目指して，既存手法についての学習，その運転データへの適用と評価を実施し，既存手法の課題を明らかにすると共に，その解決策を提示した．また，WS独自の手法を開発した．

・最小分散制御をベンチマークとする手法
・LQGをベンチマークとする手法
・定性的形状解析を用いた制御性能監視
・高次統計量を用いた非線形性の検出
・調節弁固着現象のモデル化と検出
・Wavelet解析を用いた蒸留塔運転データの解析
・モデル駆動PID制御　－その特徴と応用例－
・閉ループ同定

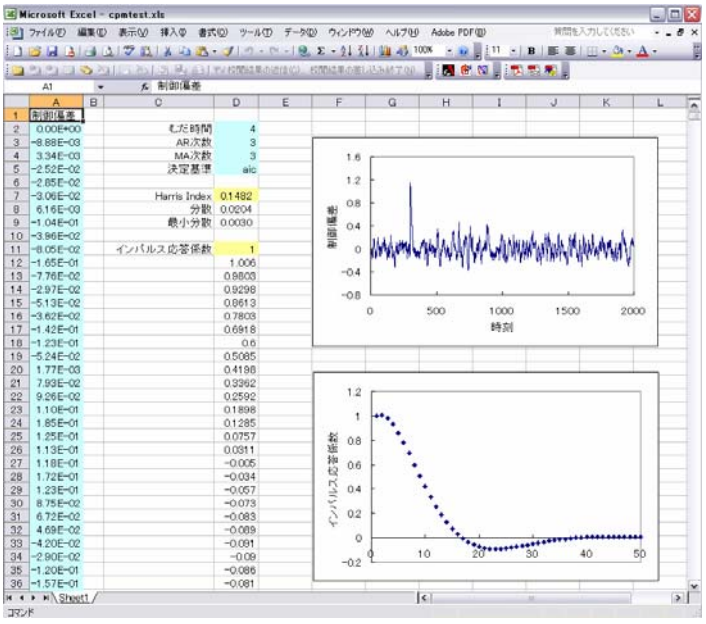
活動内容(3)

4. 制御性能監視ツールボックス

WSの成果を共有するために，制御性能監視ツールボックスを開発中である．広く活用してもらうために，EXCEL上で簡単に動作するツールボックスとする予定である．

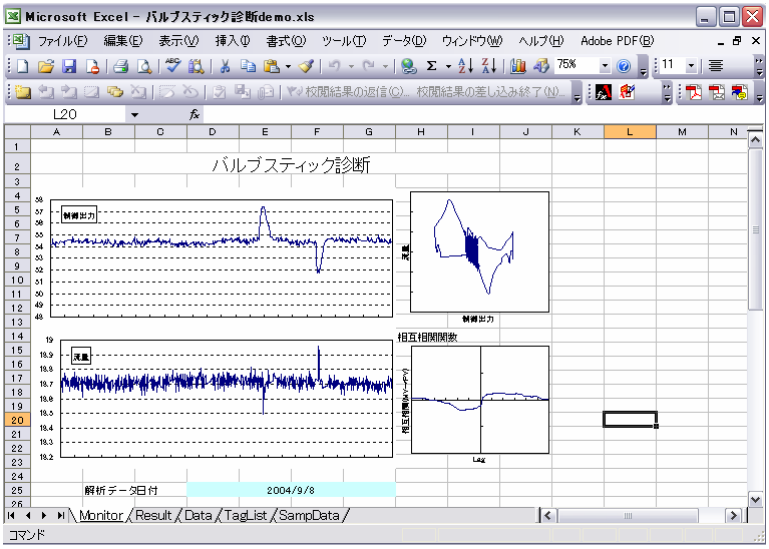
・制御性能評価(最小分散ベンチマークなど)
・バルブスティクションモデル
・バルブスティクション検出

制御性能監視ツール



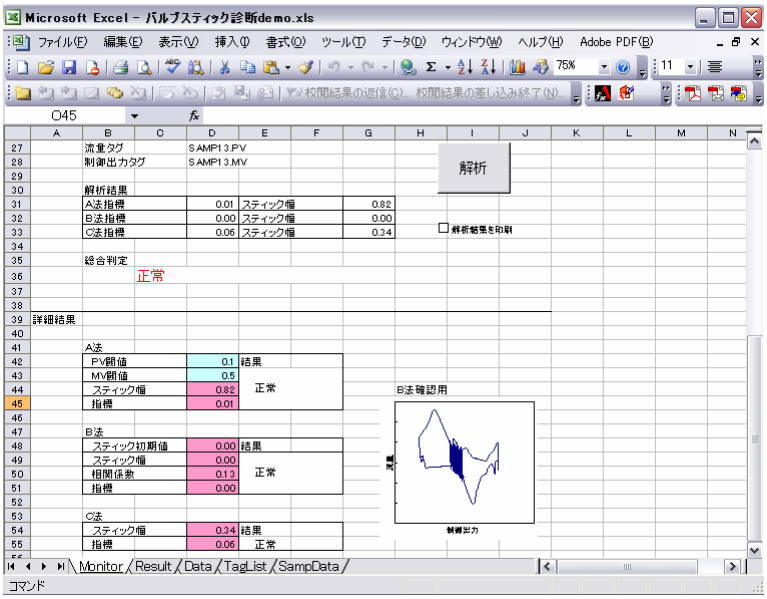
バルブスティック診断ツール（1）

41

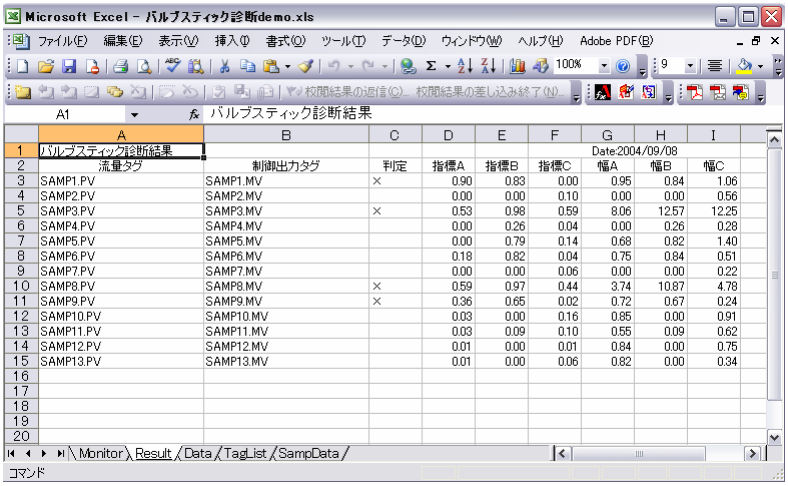


バルブスティック診断ツール（2）

42



バルブスティック診断ツール（3）



Microsoft Excel - バルブスティック診断demo.xls

ファイル(F) 編集(E) 表示(V) 挿入(I) 書式(O) ツール(T) データ(D) ウィンドウ(W) ヘルプ(H) Adobe PDF(B)

A1 バルブスティック診断結果

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1	バルブスティック診断結果						Date:2004/09/08		
2	流量タグ	制御出力タグ	判定	指標A	指標B	指標C	幅A	幅B	幅C
3	SAMP1.PV	SAMP1.MV	×	0.90	0.83	0.00	0.95	0.84	1.06
4	SAMP2.PV	SAMP2.MV		0.00	0.00	0.10	0.00	0.00	0.56
5	SAMP3.PV	SAMP3.MV	×	0.53	0.98	0.59	8.06	12.57	12.25
6	SAMP4.PV	SAMP4.MV		0.00	0.26	0.04	0.00	0.26	0.28
7	SAMP5.PV	SAMP5.MV		0.00	0.79	0.14	0.68	0.82	1.40
8	SAMP6.PV	SAMP6.MV		0.18	0.82	0.04	0.75	0.84	0.51
9	SAMP7.PV	SAMP7.MV		0.00	0.00	0.06	0.00	0.00	0.22
10	SAMP8.PV	SAMP8.MV	×	0.59	0.97	0.44	3.74	10.87	4.78
11	SAMP9.PV	SAMP9.MV	×	0.36	0.65	0.02	0.72	0.67	0.24
12	SAMP10.PV	SAMP10.MV		0.03	0.00	0.16	0.85	0.00	0.91
13	SAMP11.PV	SAMP11.MV		0.03	0.09	0.10	0.55	0.09	0.62
14	SAMP12.PV	SAMP12.MV		0.01	0.00	0.01	0.84	0.00	0.75
15	SAMP13.PV	SAMP13.MV		0.01	0.00	0.06	0.82	0.00	0.34
16									
17									
18									
19									
20									

Monitor / Result / Data / TagList / SampData /

コマンド

広報活動

WS25の対外的成果報告

SICE第3回制御部門大会（1）

45

2003.05.28-30　SICE第3回制御部門大会＠神戸

WS25が中心となり，2セッションをオーガナイズ
プロセス・コントローラの状態監視（Ⅰ），（Ⅱ）

＜プロセス・コントローラの状態監視（Ⅰ）＞
実プラントにおけるプロセス状態監視
（住友化学）
プロセス診断と異常検出へのWaveletの応用
（三井化学，東北大学）
モデル予測制御の性能評価に関する検討
（三菱化学）
むだ時間系に対するモデル予測制御の調整とその評価
（東芝）

SICE第3回制御部門大会（2）

46

＜プロセス・コントローラの状態監視（Ⅱ）＞
プロセストレンドの分解とその状態監視への応用
（東北大学）
多変量解析手法を用いた化学プロセスの異常検知
（三菱化学）
PLSによる蒸留塔組成推定及び運転状態監視について
（昭和電工，京都大学）
主成分分析と独立成分分析を
併用する多変量統計的プロセス管理
（京都大学，神戸大学）

SICE「計測と制御」特集

47

SICE会誌の特集「プロセスを予測する／動かす／監視する」の一部を，本WSが中心となって企画・執筆．

プロセスシステムの状態監視
（東北大学，京都大学）
プロセスコントローラの制御性能監視
（京都大学，東北大学）
プロセスとコントローラの状態監視ツールの現状
（名古屋工業大学）
化学プロセスにおける制御性能監視の適用例
（三菱化学）
プロセス監視におけるウェーブレット解析の利用
（三井化学，山武）
バルブスティクションとその検出
（住友化学，京都大学）

おわりに

48

提案書に示した内容に従ってWSの活動は行われてきた．

WSを通して広範なテーマについて議論することができたが，多変数系の制御性能評価およびPID制御に特化した制御性能評価に関しては，十分な検討ができなかった．この分野は現在も活発に研究が進められており，今後の動向もフォローしておく必要があるだろう（WSとしてではなく，プロセス制御にたずさわるものとして）．

付録

1. Aspen Watch / Aspen PID Watch
   http://www.aspentech.com/
2. PlantTriage
   http://www.expertune.com/
3. LoopScout
   http://www.acs.honeywell.com/
4. ProcessDoctor
   http://www.matrikon.com/
5. Control Monitor
   http://www.controlartsinc.com/

（昆氏＠日揮の講演資料より抜粋）

第1部

ワークショップ活動記録

日本学術振興会プロセスシステム工学第143委員会
ワークショップ No.25
「制御性能監視　―プロセス産業での実用化を目指して―」
最終報告書

2001 年 12 月 7 日

新規ワークショップ（No. 25）提案説明

制御性能監視　―プロセス産業での実用化を目指して―

［ 概　要 ］

資源、環境、安全、品質、価格など、生産活動を行う上で考慮しなければならない項目の数は増加するばかりであり、グルーバル化を背景に、突き付けられる要求も際限なく厳しくなってきている。このような時代の要請に応えるためには、化学プラントの能力を最大限に引き出すような運転を実現しなければならず、制御系の性能を高く維持することが最低限必要である。しかし、一般的な生産プロセスには非常に多数の制御ループが存在し、どの制御ループがプラント全体の運転効率向上へのボトルネックであるかを見極めることは大変困難である。また、気温の変化、銘柄やロードの変更、触媒の劣化、伝熱係数の変化など多種多様な要因によってプラントの状態は時々刻々と変化するため、一度調整したコントローラであってもその制御性能が劣化している場合も多く、時にはその悪影響がプラント全体にまで及ぶこともある。そればかりか、調整もされないままに使用されているコントローラも少なくないのが現状である。近年では、モデル予測制御に代表される大規模な多変数制御を導入し、高度な運転システムを構築する事例も増えているが、それが計画通りの性能を発揮しているかどうかを常時監視し、必要に応じて再調整を行わなければ、高価なシステムが無駄となりかねない。このため、再調整を必要とするコントローラを検出する目的で、各制御系の性能を評価できるシステマティックかつ実用的な手法が必要である。さらに多変数制御系では、プラントの状態変化に適応するために、プロセスモデルを再同定する必要があるかどうかを判定できる手法の開発も望まれている。

本ワークショップの目的は、実用的な制御性能評価・監視手法を提供することである。そのために、そもそも制御性能の善し悪しとは何なのかという原点から議論を始め、これまでに提案されている各種制御性能監視手法を整理し、シミュレーションデータおよび実プラント運転データを用いた各種手法の評価を行いながら、我々が取り組むべき問題を明確にする。例えば、最小分散制御を規範とする制御性能評価手法は、この分野の先駆的な研究として高く評価できるが、むだ時間の正確な同定が必要であると共に、実現不可能な制御性能をベンチマークにするという問題点がある。実用的な制御性能評価・監視手法を開発するためには、産業界におけるニーズを的確に把握し、厳しい目で既存技術を検証する必要がある。本ワークショップでは、産学からの参加者が共同し、かつ適切に役割を分担して課題に取り組み、様々な立場の参加者がその成果を享受できるような方向で作業を進める方針である。

［ 内　容 ］

本ワークショップの内容や進め方は参加者の議論に基づいて決定するが、現時点では、下記のような内容を想定している。

１．産業界におけるニーズ（制御性能監視の理想像）の調査
２．既存手法のサーベイ（文献・企業での実施例を調査）と評価（解析を実施）
３．実用的な制御性能評価・監視手法の開発

［ 世話人 ］

（代表）	加納 学	（京都大学）	山下 善之	（東北大学）
	重政 隆	（東芝）	西澤 淳	（三菱化学）

［ 連絡先 ］

加納 学
〒606-8501　京都市左京区吉田本町
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
Phone: (075) 753-5577　　Fax: (075) 752 - 9639

制 御 性 能 監 視
ープロセス産業での実用化を目指してー

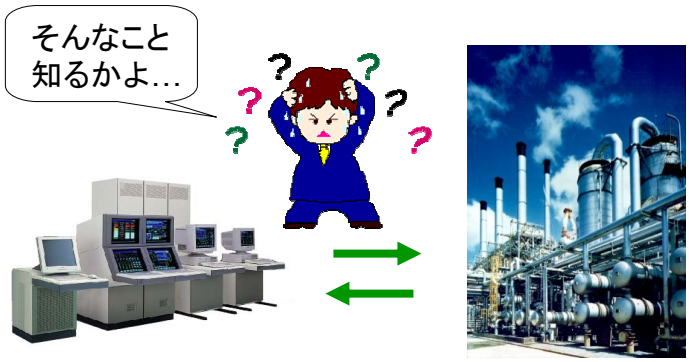
日本学術振興会PSE第143委員会
ワークショップ No.25

2001年12月07日

ー 世話人 ー
加納 学　（京都大学）［代表世話人］
山下 善之　（東北大学）
重政 隆　（東芝）
西澤 淳　（三菱化学）

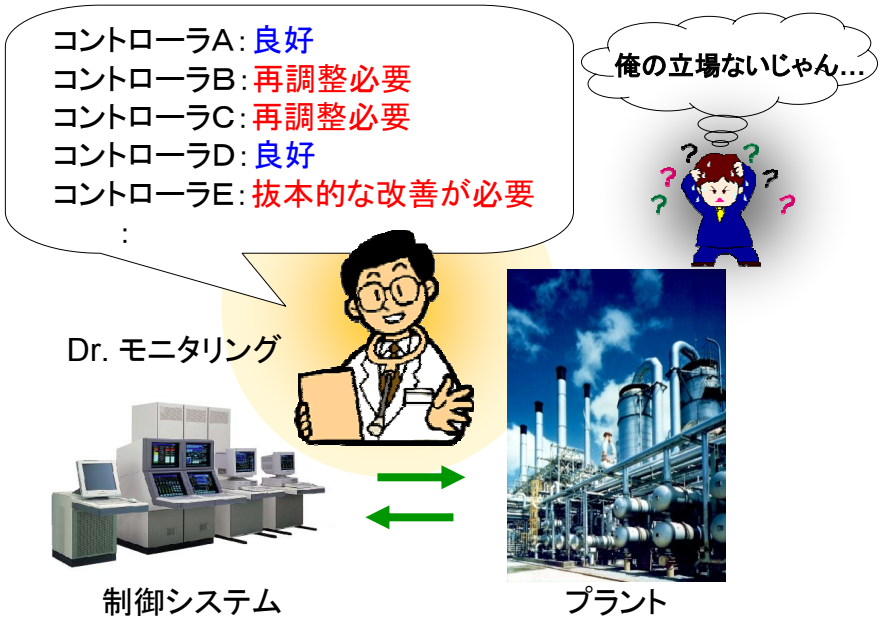
制御性能監視とは？　ー健康管理の必要性ー

コントローラはまともに動いているのか？
再調整は必要ないのか？
どの制御ループがダメなのか？
いや、プラントの改造が必要ではないのか？



制御システム　　プラント

制御性能監視とは？　－健康診断－



制御性能監視とは？

＜背景＞

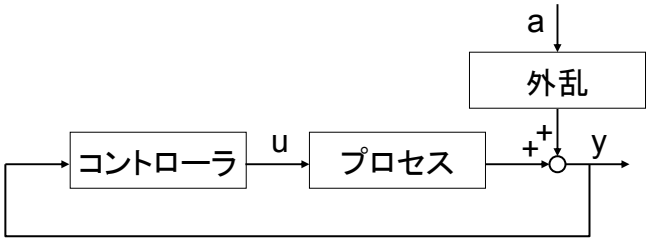
- DCSの導入等により、膨大な運転データが蓄積・利用できるようになった。
- 経済性が厳しく追及されるようになり、最適点での運転が強く求められるようになった。

＜目的＞

- コントローラが十分な性能を発揮しているか評価したい。
- オンラインで、運転状態を乱すことなく、できればモデル同定をせずに、制御性能を監視したい。

代表的な制御性能監視手法　ー概念ー

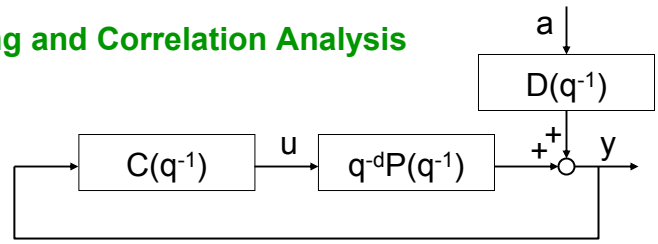
T. Harris, “Assessment of Closed Loop Performance,”
Can. J. Chem. Eng., 67, 856-861 (1989)



評価指標　＝　$\dfrac{\text{出力 y の分散（理論的最小値）}}{\text{出力 y の分散（実現値）}}$
（$0 \leqq \eta \leqq 1$）

FCOR法（1）　ー最小分散制御ー

Filtering and Correlation Analysis



$$y_t = \frac{D}{1+q^{-d}CP}a_t = \sum_{i=0}^{d-1} f_i q^{-i} a_t + q^{-d}\sum_{i=d}^{\infty} f_i q^{d-i} a_t$$

$$= Fa_t + La_{t-d}$$

むだ時間の間は制御不可能

最小分散制御　$\sigma_{MV}^2 = Var(Fa_t) = \sum_{i=0}^{d-1} f_i^2 \sigma_a^2$

FCOR法（2） －Closed-Loop Potential－

最小分散制御 $\sigma_{MV}^2 = Var(Fa_t) = \sum_{i=0}^{d-1} f_i^2 \sigma_a^2$

出力 y と白色雑音 a の相関係数

$$\rho_{ya}(i) = \frac{E[y_t a_{t-i}]}{\sigma_y \sigma_a} = \frac{f_i \sigma_a}{\sigma_y}$$

CLP $\eta(d) = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2} = \sum_{i=0}^{d-1} f_i^2 \sigma_a^2 / \sigma_y^2 = \sum_{i=0}^{d-1} \rho_{ya}^2(i)$

FCOR法（3） －CLPの利用－

CLP $\eta(d) = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2} = \sum_{i=0}^{d-1} f_i^2 \sigma_a^2 / \sigma_y^2 = \sum_{i=0}^{d-1} \rho_{ya}^2(i)$

CLP がOに近い場合 $\sigma_y^2 >> \sigma_{MV}^2$

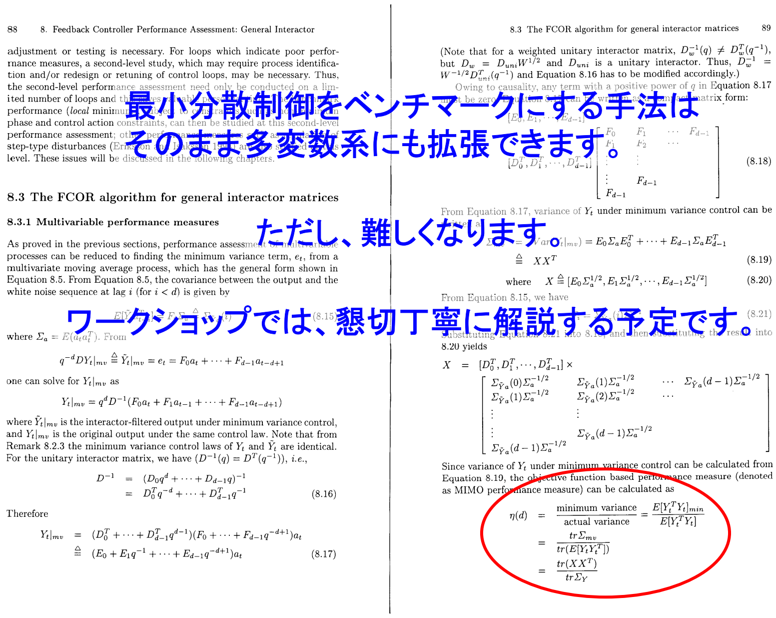
コントローラを修正する必要がある。

CLP が1に近い場合 $\sigma_y^2 \cong \sigma_{MV}^2$

σ_y^2 が十分に小さいなら、完璧！

そうでないなら、フィードフォワード制御等の
利用を検討する必要がある。

FCOR法（4） －多変数系への拡張－



88 8. Feedback Controller Performance Assessment: General Interactor

adjustment or testing is necessary. For loops which indicate poor performance measures, a second-level study, which may require process identification and/or redesign or retuning of control loops, may be necessary. Thus, the second-level performance assessment need only be conducted on a limited number of loops and ... performance (*local* minimum ... phase and control action constraints, can then be studied at this second-level performance assessment; ... step-type disturbances (... level. These issues will be discussed in the following chapters.

8.3 The FCOR algorithm for general interactor matrices

8.3.1 Multivariable performance measures

As proved in the previous sections, performance assessment of multivariable processes can be reduced to finding the minimum variance term, e_t, from a multivariate moving average process, which has the general form shown in Equation 8.5. From Equation 8.5, the covariance between the output and the white noise sequence at lag i (for $i < d$) is given by

(8.15)

where $\Sigma_a = E(a_t a_t^T)$. From

$$q^{-d}DY_t|_{mv} \triangleq \tilde{Y}_t|_{mv} = e_t = F_0a_t + \cdots + F_{d-1}a_{t-d+1}$$

one can solve for $Y_t|_{mv}$ as

$$Y_t|_{mv} = q^dD^{-1}(F_0a_t + F_1a_{t-1} + \cdots + F_{d-1}a_{t-d+1})$$

where $\tilde{Y}_t|_{mv}$ is the interactor-filtered output under minimum variance control, and $Y_t|_{mv}$ is the original output under the same control law. Note that from Remark 8.2.3 the minimum variance control laws of Y_t and $\tilde{Y}_t$ are identical. For the unitary interactor matrix, we have $(D^{-1}(q) = D^T(q^{-1}))$, *i.e.*,

$$\begin{aligned} D^{-1} &= (D_0q^d + \cdots + D_{d-1}q)^{-1} \\ &= D_0^Tq^{-d} + \cdots + D_{d-1}^Tq^{-1} \end{aligned} \quad (8.16)$$

Therefore

$$\begin{aligned} Y_t|_{mv} &= (D_0^T + \cdots + D_{d-1}^Tq^{d-1})(F_0 + \cdots + F_{d-1}q^{-d+1})a_t \\ &\triangleq (E_0 + E_1q^{-1} + \cdots + E_{d-1}q^{-d+1})a_t \end{aligned} \quad (8.17)$$

8.3 The FCOR algorithm for general interactor matrices 89

(Note that for a weighted unitary interactor matrix, $D_w^{-1}(q) \neq D_w^T(q^{-1})$, but $D_w = D_{uni}W^{1/2}$ and D_{uni} is a unitary interactor. Thus, $D_w^{-1} = W^{-1/2}D_{uni}^T(q^{-1})$ and Equation 8.16 has to be modified accordingly.)

Owing to causality, any term with a positive power of q in Equation 8.17 must be zero. ... matrix form:

(8.18)

From Equation 8.17, variance of Y_t under minimum variance control can be written as

$$\begin{aligned} \Sigma_{mv} = Var(Y_t|_{mv}) &= E_0\Sigma_aE_0^T + \cdots + E_{d-1}\Sigma_aE_{d-1}^T \\ &\triangleq XX^T \end{aligned} \quad (8.19)$$

$$\text{where} \quad X \triangleq [E_0\Sigma_a^{1/2}, E_1\Sigma_a^{1/2}, \cdots, E_{d-1}\Sigma_a^{1/2}] \quad (8.20)$$

From Equation 8.15, we have

(8.21)

Substituting Equation 8.21 into 8.18, and then substituting the result into 8.20 yields

$$X = [D_0^T, D_1^T, \cdots, D_{d-1}^T] \times \begin{bmatrix} \Sigma_{\tilde{Y}a}(0)\Sigma_a^{-1/2} & \Sigma_{\tilde{Y}a}(1)\Sigma_a^{-1/2} & \cdots & \Sigma_{\tilde{Y}a}(d-1)\Sigma_a^{-1/2} \\ \Sigma_{\tilde{Y}a}(1)\Sigma_a^{-1/2} & \Sigma_{\tilde{Y}a}(2)\Sigma_a^{-1/2} & \cdots & \\ \vdots & \vdots & & \\ \vdots & \Sigma_{\tilde{Y}a}(d-1)\Sigma_a^{-1/2} & & \\ \Sigma_{\tilde{Y}a}(d-1)\Sigma_a^{-1/2} & & & \end{bmatrix}$$

Since variance of Y_t under minimum variance control can be calculated from Equation 8.19, the objective function based performance measure (denoted as MIMO performance measure) can be calculated as

$$\begin{aligned} \eta(d) &= \frac{\text{minimum variance}}{\text{actual variance}} = \frac{E[Y_t^TY_t]_{min}}{E[Y_t^TY_t]} \\ &= \frac{tr\Sigma_{mv}}{tr(E[Y_tY_t^T])} \\ &= \frac{tr(XX^T)}{tr\Sigma_Y} \end{aligned}$$

最小分散制御をベンチマークにする手法は
そのまま多変数系にも拡張できます。

ただし、難しくなります。

ワークショップでは、懇切丁寧に解説する予定です。

制御性能監視手法は確立されたのか？

＜疑問＞

1. むだ時間を正確に同定できるのか？
2. 最小分散制御が理想なのか？
   操作量の激しい変動を許容するのか？
3. PID制御などの特定のコントローラで実現できる
   制御性能の限界はどこか？
4. 高度制御はどのように評価したら良いのか？

どうやら、検討すべき課題は数多く残されているようだ。。。

本ワークショップの目的と内容

実用的な制御性能評価・監視手法を提供する。

1. 産業界におけるニーズ（制御性能監視の理想像）の調査
2. 既存手法のサーベイ（文献・企業での実施例を調査）と評価（解析を実施）
3. 実用的な制御性能評価・監視手法の開発

具体的な目的の例

1. シングルループ制御の性能監視（主にPID制御）
   コントローラのクラスごとに、各種制約条件も考慮して、実現可能な最高の制御性能を導出する。
2. 多変数制御の性能監視（モデル予測制御も含む）
   制御性能の評価指標を導入するとともに、制御パラメータの再調整やモデルの再構築の必要性を判断できるシステムを開発する。

おわりに

ご提案

時系列データ解析、システム同定、制御系設計など、本ワークショップを進めるために必要な基礎事項の解説も、必要に応じて行います。

自社あるいは個人のプロセス制御関連技術をレベルアップしたいと望まれるプラント・ユーザ企業の方々、制御システム・ベンダー企業の方々の積極的な参加をお待ちしています。あくまでも、実用化重視のワークショップにしたいと考えています。

もちろん、この分野に興味をお持ちの研究者の皆様には、本ワークショップに参加し、存分にその実力を発揮していただけることを期待しています。

おまけ

制御性能監視のテキスト

Biao Huang & Sirish L. Shah;
Performance Assessment of Control Loops:
theory and applications,
Springer-Verlag London (1999)
ISBN: 1-85233-639-0

日本語解説

化学工学, Vol.65, No.12 (2001)

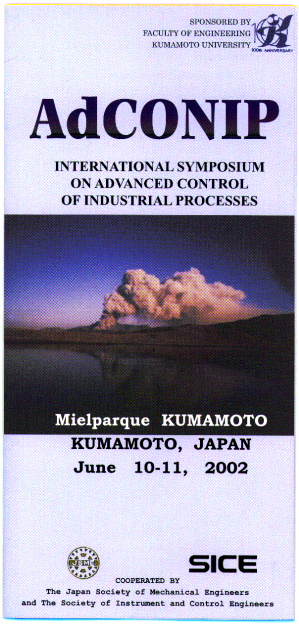
ワークショップ成果物のイメージ

多変量解析＆統計的プロセス管理ツールボックス

http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/

本ワークショップのホームページもあります。

おまけ



工業プロセスの高度制御に
関する国際会議＠熊本

アブストラクト締切：２月１５日
最終原稿締切：　　４月３０日
会議：　　６月１０，１１日

http://www.adconip.org/

２００２年2月1日

世話人各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１回世話人会　開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００２年2月7日（木）１３：００～１７：００
２．場　所：東芝 本社 22 階 22A08 会議室
（東京都港区芝浦 1-1-1（東芝ビルディング））
３．内　容：
１）世話人顔合わせ
２）参加申込者の報告
３）ワークショップの長期計画（最終目標）について
４）当面の活動内容について
５）アンケートについて
６）第１回会合について

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX: 075-752-9639

２００２年2月２７日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００２年4月１８日（木）１３：００～１７：００
２．場　所：東芝本社　39 階 3914 会議室
（東京都港区芝浦 1-1-1（東芝ビルディング））
３．内　容：
（１）　参加者顔合わせ
（２）　アンケート結果の報告
（３）　ワークショップの目標と進め方についての議論
（４）　解説：「最小分散制御に基づく制御性能監視手法」
京都大学　加納 学
（５）　次回研究会について

［その他］
・ アンケート（配布済み）にご回答いただき，３月末までに加納宛にご返送下さい.
・ 研究会の後，懇親会を予定しております．奮ってご参加下さい.
・ なお，準備の都合がありますので，３月２５日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-752-9639

２００２年5月３１日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第２回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００２年6月２１日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　演習室
（京都市左京区吉田本町　京都大学工学部４号館４階西側）
３．内　容：
（１）　事例紹介：「三菱化学の制御性能監視に対する取組み」
三菱化学　西澤 淳 氏
（２）　報告：”How well is your controller performing: Good, Bad or Optimal?”
AdCONIP’02（熊本）の前日に開催される上記ワークショップの参加報告
（講演者はワークショップ参加後に決定します）
（３）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・　準備の都合がありますので，６月１４日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-752-9639

２００２年8月9日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第３回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００２年8月３０日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：三菱化学本社　９階Ａ－１０会議室
（東京丸の内）
３．内　容：
（１）　報告：”How well is your controller performing: Good, Bad or Optimal?”
AdCONIP’02（熊本）の前日に開催されたワークショップの参加報告（続き）
三井化学　松尾 徹 氏
（２）　事例紹介：「Wavelet を使ったプロセス診断」
三井化学　松尾 徹 氏
（３）　議論：周波数特性の制御性能監視への利用について
（４）　報告：”How well is your controller performing: Good, Bad or Optimal?”
AdCONIP’02（熊本）の前日に開催されたワークショップの参加報告（続き）
京都大学　加納 学
（５）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・ 準備の都合がありますので，８月２２日（木）までにご出欠についてご連絡下さい.
・ 受付けは不要です．三菱ビルディングに入り，エレベータで直接９階にお越し下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-752-9639

２００２年１０月２２日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第４回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００２年１１月１日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：名古屋工業大学　１７号館３０８室
（名古屋市昭和区御器所町）
３．内　容：
（１）　作業報告（Ｔ１）：最小分散制御をベンチマークとする手法
講演者未定
（２）　作業報告（Ｔ１）：最小分散制御をベンチマークとする手法
京都大学　丸田 浩 氏，加納 学
（３）　作業報告（Ｔ２）：ＬＱＧをベンチマークとする手法
東芝　清水 佳子 氏
（４）　解説：「閉ループ同定」
京都大学　加納 学
（５）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・ 研究会の後，懇親会を予定しております．奮ってご参加下さい．

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX: 075-752-9639

２００２年１１月２７日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第５回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００２年１２月２０日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：京都大学　工学部４号館　化学工学第２講義室
（京都市左京区吉田本町）
地図・交通：　http://www.cheme.kyoto-u.ac.jp/map.html
３．内　容：
（１）　解説：「フィードバック制御下でのプロセス同定」
出光石油化学　喰田 秀樹 氏
（２）　作業報告（Ｔ３）：高次統計量による非線形性の検出
名古屋工業大学　黒野 基二 氏，橋本 芳宏 氏
（３）　解説：「定性的形状解析を用いた制御性能監視」
東北大学　山下 善之 氏
（４）　作業報告（Ｔ１）：最小分散制御をベンチマークとする手法
京都大学　丸田 浩 氏，加納 学
（５）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・　１２月１６日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-752-9639

２００３年2月3日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第６回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００３年2月１４日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：三菱化学本社　９階Ａ－１１会議室
（東京丸の内）
３．内　容：
（１）　製品紹介：「AspenWatch の紹介」（仮題）
アスペンテックジャパン　高橋 徹 氏
（２）　事例紹介：「GaAs 単結晶育成プロセスへのモデル予測制御の適用」（仮題）
ジャパンエナジー　白川 義之 氏
（３）　事例紹介：「モデル予測制御の性能監視（実プラントデータへの適用）」
三菱化学　西澤 淳 氏
（４）　今後の方針，次回研究会について

※　講演順序は未定です.

［その他］
・　2月１０日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-752-9639

２００３年4月4日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第７回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００３年4月１８日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：東北大学　青葉記念会館 702 号室（中研修室）
（仙台市青葉区荒巻字青葉）
地図・交通：　http://www.eng.tohoku.ac.jp/eng/map/citymap.html
３．内　容：
（１）　解説：運転データおよび対象プロセスの説明
三菱化学　西澤 淳 氏
住友化学　久下本 秀和 氏
（２）　ＷＳ２５の今後の方針について
・アンケート結果報告
・運転データの活用方法
・その他
（３）　１４３委員会での中間報告（7月）について
（４）　作業報告（Ｔ１）：最小分散制御をベンチマークとする手法
京都大学　加納 学
（５）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・　4月１１日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-753-4827

２００３年5月２２日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第８回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００３年5月３１日（土）１３：００～１７：００
２．場　所：神戸大学　Ｃ４棟４階Ｃ４－４０２セミナー室
（神戸市灘区六甲台町 1-1）
地図・交通：添付地図参照
（参考）http://www.kobe-u.ac.jp/access/index-j.html
３．内　容：
（１）　解説：モデル駆動ＰＩＤ制御　－その特徴と応用例－
東芝　重政 隆 氏
東芝　行友 雅徳 氏
（２）　作業報告：三菱化学提供運転データの解析
三井化学　松尾 徹 氏
（３）　作業報告：バルブスティクションモデルとスティクション検出アルゴリズム
京都大学　丸田 浩，加納 学
（４）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・ 5月２８日までにご出欠についてご連絡下さい.
・ 5月２８－３０日にＳＩＣＥ制御部門大会が開催されます．３０日にはＷＳ２５メンバーを中心とした「プロセス・コントローラの状態監視」というセッションがあります．是非ご参加下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX: 075-753-4827

２００３年7月2日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第９回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００３年7月１７日（木）１３：２０～１７：２０
２．場　所：工学院大学　新宿校舎１１階第７会議室
（新宿駅西口から徒歩７－８分）
地図・交通： http://www.kogakuin.ac.jp/map/shinjuku/index.html
３．内　容：
（１）　文献調査報告
“Time series methods for dynamic analysis of multiple controlled variables”
横河電機　清水 雅嗣 氏
“A practical approach for large-scale controller performance assessment, diagnosis, and improvement”
昭和電工　滝波 明敏 氏
“Performance Assessment of Constrained Model Predictive Control Systems”
ジャパンエナジー　白川 義之 氏
“An investigation into the poor performance of a model predictive control system on an industrial CGO coker”
ジャパンエナジー　大宮司 理晴 氏
“Practical issues in multivariable feedback control performance assessment”
インベンシス　宮川 基彦 氏
“Diagnostic Tools for Multivariable Model-Based Control Systems”
三菱化学　西澤 淳 氏
（２）　作業報告：バルブスティクションモデルとスティクション検出アルゴリズム
京都大学　丸田 浩, 加納 学
（３）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・ 7月１０日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX: 075-753-4827

２００３年8月8日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１０回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００３年8月２２日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：東芝本社　３９Ｆ　３９０３会議室
（東京都港区芝浦 1-1-1（東芝ビルディング））
３．内　容：
（１）　文献調査報告
“Diagnostic Tools for Multivariable Model-Based Control Systems”
三菱化学　西澤 淳 氏
（２）　作業報告：バルブスティクションモデルとスティクション検出アルゴリズム
京都大学　丸田 浩，加納 学
（３）　今後の方針，次回研究会について

［その他］
・ ８月１８日までにご出欠についてご連絡下さい．東芝本社を利用させていただくに際して，参加者全員を登録しておいていただかなければなりません．このため，参加される方は必ず期限内にご連絡下さい．

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX: 075-753-4827

２００３年１０月２９日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１１回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００３年１１月4日（火）１３：００～１７：００
２．場　所：京都大学化学工学専攻会議室　Ａ２棟２１６室
（京都市西区京都大学桂）
交通アクセス：　http://www.cheme.kyoto-u.ac.jp/
３．内　容：
（１）　特別講演：Detection and diagnosis of valve stiction
Prof. Nina Thornhill (University College London, UK)
（２）　作業報告：バルブスティクション検出方法（仮題）
東北大学　山下 善之 氏
（３）　文献調査報告：ＰＩＤ制御の性能評価（仮題）
京都大学　丸田 浩，加納 学
（４）　今後の方針，最終報告書，次回研究会について

［その他］
・ できましたら，１１月１日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-383-2657

２００４年1月7日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助手
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１２回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００４年1月３０日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：日揮（株）横浜本社　会議室　26F 北　SI センター
（横浜市西区みなとみらい 2-3-1　クイーンズタワーＡ）
交通アクセス：　添付ファイル参照
３．内　容：
（１）　ソフトウェア（制御性能監視ツールボックス）演習
（２）　作業報告：ＰＩＤ制御の性能評価
京都大学　丸田 浩，加納 学
（３）　最終報告書，次回研究会について

［その他］
- １月１６日までにご出欠についてご連絡下さい.
- できるかぎりソフトウェア演習用のパソコンを持参して下さい．ソフトウェアのインストールなど詳細については改めて連絡させていただきます.
- 研究会の後，懇親会を予定しております．奮ってご参加下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-383-2657

２００４年０３月０１日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助教授
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１３回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００４年3月5日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：京都大学化学工学専攻会議室　Ａ２棟２１６室
（京都市西区京都大学桂）
交通アクセス：　http://www.cheme.kyoto-u.ac.jp/
３．内　容：
（１）　作業報告：ＥＱＳＡによるバルブスティクション検出方法（仮題）
東北大学　山下 善之 氏
（２）　作業報告：バルブスティクション検出方法の改良（仮題）
京都大学　丸田 浩，加納 学
（３）　作業報告：ＰＩＤ制御の性能評価（仮題）
京都大学　丸田 浩，加納 学
（４）　今後の方針，最終報告書，次回研究会について

［その他］
・ できましたら，３月４日までにご出欠についてご連絡下さい.

［出欠連絡先］
京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-383-2657

２００４年０５月１０日

ＷＳ２５参加者各位

日本学術振興会
プロセスシステム工学第１４３委員会
委員長　小野木　克明
ワークショップ No.25 代表者
京都大学大学院工学研究科助教授
加納　学

プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１４回研究会開催通知
（http://www-pse.cheme.kyoto-u.ac.jp/~kano/ws25cpm.htm）

１．日　時：２００４年6月１８日（金）１３：００～１８：３０
6月１９日（土）　９：２０～１２：３０

２．場　所：京都大学百周年時計台記念館　会議室 IV
（京都市左京区吉田本町）　※ 吉田キャンパスですので，ご注意ください.
交通アクセス：　http://www.kyoto-u.ac.jp/access/kmap/map6r_y.htm

３．内　容：

（１）　文献調査報告：
最近数年間に学術雑誌や国際会議で発表された論文について，本ワークショップメンバーから，その内容を紹介していただきます．その上で，制御性能監視技術の現状や将来の方向性について議論させていただく予定です．紹介していただく論文（１０報程度を予定）と発表者につきましては，後日改めて連絡いたします.

（２）　最終報告書について：
最終報告書の構成と内容，および執筆担当について，最終的な打ち合わせをさせていただきます.

［その他］

- 準備の都合がありますので，５月１７日までにご出欠についてご連絡下さい.
- １８日（金）研究会終了後，懇親会を開催します.

［出欠連絡先］

京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　加納　学
E-mail: kano@cheme.kyoto-u.ac.jp
FAX:　075-383-2657

日本学術振興会プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１回世話人会議事録

１．日　時：　２００２年2月7日（木）１３：００～１７：００
２．場　所：　東芝 本社 22 階 22A08 会議室
（東京都港区芝浦 1-1-1（東芝ビルディング））
３．出席者：　４名（順不同）
加納学（京都大学），山下善之（東北大学），重政隆（東芝），西澤淳（三菱化学）

４．内　容
4-1. 報告事項
参加申込者は大学８名＋企業１４名．今後も参加申込は受け付ける．
4-2. 今後の活動について
まず，各社におけるプロセス制御関連の問題をできるだけ具体的に抽出する．また，現在の理論や技術を参加者に紹介すると同時に，各社での性能監視への取り組み，異常対応や制御性能改善の方法，さらに膨大な制御ループの優先順位についての考え方などを紹介してもらい，ＷＳの方向性を定める．
１）アンケートの実施（加納）
アンケートを実施し，第１回会合にて集計結果について説明する．数回の研究会を開いた後，参加者が理論・技術の現状について共通認識を持った段階で，より詳細なアンケートを実施する．
２）評価・検証用データ（実プラント運転データ）の用意（西澤）
エチレンプラントが候補．運転状態や制御性能に変化が生じている運転データを用意する方向で，三菱化学にて社内調整していただく．運転状態が変化した原因が既知である運転データが望ましい．
３）評価・検証用データ（シミュレーション）の作成（加納）
HYSYS のダイナミックシミュレーションを利用する．簡単なプロセスを対象とする．
４）第１，２回会合の内容
第１回：最小分散制御をベンチマークとする手法と制御性能監視の現状についての解説（加納）
アンケート集計結果の説明
第２回：三菱化学での取り組みと課題（西澤）
アンケート結果をふまえて企業側参加者に講演依頼（数件）
５）検討すべき内容について
・対象プロセスや制御目的に応じた性能監視を行う必要がある．
・望ましくない運転状態になったときにその原因を知ることが大切である．（評価だけではダメ）
・制御性能が悪いと判断されたときの対応（再調整，モデル再同定の必要性判断など）についても検討すべきである．
・個々の制御ループの制御性能を最大限に高めることがプラント運転の目的ではない．プラント全体として最高の性能を実現するための評価・監視手法やボトルネック究明方法，制御ループに優先順位を付ける合理的な方法が必要である．プラントワイド制御性能監視とでも呼ぶべきもの．
4-3. その他
１）メールリストを立ち上げる．
２）ＷＳのホームページにて資料（論文リストやリンク）を充実させる．
３）第１回研究会にて，ＷＳでの成果の取り扱い（特許取得）について議論する．

［予定］
第１回研究会　４月１８日（木）　東芝本社（東京都港区芝浦 1-1-1（東芝ビルディング））

日本学術振興会プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第１回研究会議事録

１．日　時：　２００２年4月１８日（木）１３：００～１７：１５　（研究会）
１７：１５～１９：００　（懇親会）

２．場　所：　東芝 本社 39 階 3914 会議室
（東京都港区芝浦 1-1-1（東芝ビルディング））

３．出席者：２１名（順不同，□出席，■欠席）

＜大学＞　□加納学（京都大学）□山下善之（東北大学）■大嶋正裕（京都大学）■柘植義文（九州大学）□山本重彦（工学院大学）□大野弘（神戸大学）□橋本芳宏（名古屋工業大学）□黒岡武俊（奈良先端科学技術大学院大学）

＜企業＞　□重政隆（東芝ＩＴコントロール）□西澤淳（三菱化学）□栗原久光（出光興産）□喰田秀樹（出光石油化学）□樋口文孝（出光石油化学）□宮川基彦（インベンシスシステムス）□大宮司理晴（ジャパンエナジー）□白川義之（ジャパンエナジー）□滝波明敏（昭和電工）□久下本秀和（住友化学工業）□清水佳子（東芝）□行友雅徳（東芝）■村田尚（東洋エンジニアリング）□松尾徹（三井化学）□松尾文晴（三井化学）□清水雅嗣（横河電機）

４．内　容

4-1. 参加者紹介

4-2. アンケート結果の報告とディスカッション

参加目的, 取り組み状況, 対象としたい制御方式・プロセス, 適用結果への期待, 興味のあるテーマ, 希望する内容，運転データ提供の可否，話題提供の可否について，アンケート結果の報告があった．その結果に基づいて，今後の方針について議論した．

【意見】

加納：検討対象とする制御方式として，ＰＩＤ制御とモデル予測制御を挙げた人が多かった．

清水(佳)：ＭＰＣの性能評価を行う場合，制約条件があるために取り扱いが困難になるのではないか．

松尾(徹)：ＭＰＣ適用時に下位ＰＩＤ制御ループが悪いために全体としても悪くなることがある．ＰＩＤ制御を調整するための明確な目標，システマティックな評価・調整方法が必要である．プラントの動特性がわかれば良いが，ステップ応答を取れない場合もある．閉ループ同定が必要．

西澤：経験で上手に調整できるエンジニアもいる．必要であればステップ応答テストを実施する．

久下本：トラブル発生時に運転員がパラメータを変更したまま元の設定に戻さないことがある．ステップ応答を取る場合でも，むだ時間の同定が難しいために調整がうまくいかない場合がある．

白川：定値制御であれば，偏差を監視するだけで十分ではないのか．この場合，制御系導入時の性能を基準に評価するため，導入時の性能評価が大切である．

滝波：現場から制御が良くないという指摘が来たら対応するため，～１０年は再調整しないループも多い．ＰＩＤ制御であれば，ハンチングしているときぐらいしか注意を向けない．ＭＰＣであれば，未知外乱の影響は考慮せず，実測値と予測値のずれで評価する．

喰田：振れが大きくなると運転員がオフにする．外乱が原因か，チューニングが原因かを見極めたい．

清水(佳)：計測器の故障に気付かず，制御システムを変更した例を知っている．プロセスの特性変化なのか，コントローラ側の問題なのかを見極める必要がある．

重政：プロセスモニタリングまでを検討対象とするべきか．

加納：制御性能監視は制御系全体が正常であることを前提として制御性能を評価している．このため，制御系全体が正常であることを保証しておく必要がある．

久下本：バルブのスティッキングが多いが，これはデータをよく見ればわかる．

橋本：フィルムの制御では, 操作量の上下限制約を変化させて制御を行い, そのときの振幅の変化から,

外乱が原因かコントローラが原因かを調べている．

山本：プラント全体の最適と個別ループの最適とは異なる．個別ループでも，均流液面制御のように，厳しく制御してはいけない場合もある．

久下本：全体としての制御性能を評価するための指標はあるのか．また，モデル予測制御を導入する必要性の有無を判断したい．

松尾(徹)：結局は経済性の評価となる．６σのように，分散を小さくするのが良いのではないか．

滝波：エチレンプラントでは製品品質の分散を抑えることが重要である．分散が小さくなれば，余裕を小さくできるため，結果としてコストを削減できる．

山本：製紙プロセスも同様であるが，経済性を評価しやすい．一般的に，化学プロセスは制御性能と経済性を結び付けるのが困難なのではないか．

加納：閉ループ同定を取り上げるべきか．現在，直接法，間接法，入出力結合法が提案されている．

喰田：数回設定値変更を行い，間接法を適用することで，閉ループ同定には成功している．直接法はダメで，入出力結合法は実際に利用するのが難しい．閉ループ同定は制御性能評価後に必要になる作業であるため，まずは制御性能評価に取り組むべき．

清水：理屈ではここまでできるという性能限界を明確にするのが先決である．

4-3. 勉強会：「最小分散制御を規範とする制御性能監視」　加納学（京都大学）

１入力１出力線形系の制御性能評価手法として，最小分散制御によって実現できる制御量の分散をベンチマークとする方法についての解説があった．

【質疑応答】

山本：実プラントに白色雑音が入力されているわけではないが，時系列データ解析を適用すれば，制御量の時系列データを生成する白色雑音系列と時系列モデルが決定できるということか．

加納：その通り．

橋本：ステップ状などの決定論的な外乱には対応できるのか．

加納：白色雑音の分布関数として正規分布などとは異なる特殊な関数を利用し，かつ適切なＡＲＩＭＡモデルを用いれば，ステップ状やランプ状などの決定論的な外乱にも対応できる．

橋本：高次遅れとむだ時間をどのように区別するのか．プロセスゲインが小さい部分で完全な制御を仮定するのはおかしい．この方法は現実から離れてしまっているのではないか．

西澤：最小分散をベンチマークとする方法の問題点は，むだ時間を同定するのが難しいことである．むだ時間が正しく同定できるなら使える．

4-4. 懇親会

研究会終了後，東芝本社食堂にて懇親会を開催した．参加者は１７名．

５．配付資料

１）WS25「制御性能監視」アンケート結果

２）最小分散制御を規範とする制御性能監視　―SISO 系の定値制御―

［予定］

第２回研究会　６月２１日（金）１３：００～１７：００　京都大学

１）制御性能監視事例紹介　西澤（三菱化学）

２）勉強会　加納（京都大学）

３）その他

日本学術振興会プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第２回研究会議事録

１．日　時：　２００２年6月２１日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：　京都大学大学院工学研究科化学工学専攻　演習室
（京都市左京区吉田本町　京都大学工学部４号館４階西側）
３．出席者：１９名（順不同，□出席，■欠席）
＜大学＞　□加納学（京都大学）□山下善之（東北大学）■大嶋正裕（京都大学）■柘植義文（九州大学）■山本重彦（工学院大学）□大野弘（神戸大学）□橋本芳宏（名古屋工業大学）■黒岡武俊（奈良先端科学技術大学院大学）
＜企業＞　□重政隆（東芝ＩＴコントロール）□西澤淳（三菱化学）□栗原久光（出光興産）□喰田秀樹（出光石油化学）□樋口文孝（出光石油化学）■宮川基彦（インベンシスシステムス）□大宮司理晴（ジャパンエナジー）□白川義之（ジャパンエナジー）□滝波明敏（昭和電工）□久下本秀和（住友化学工業）□清水佳子（東芝）□行友雅徳（東芝）■村田尚（東洋エンジニアリング）□松尾徹（三井化学）□松尾文晴（三井化学）□清水雅嗣（横河電機）［代理：末吉一雄］□橋本祐樹（三菱化学）

４．内　容
4-1. 事例紹介：「三菱化学の制御性能監視に対する取り組み」　　西澤淳氏（三菱化学）
制御性能監視についての検討を進めるに至った背景，従来の最小分散制御に基づく評価手法の問題点についての説明の後，実用性を重視した制御性能監視指標として，プロセスアラーム件数，オペレータ操作頻度, ゆとり時間, サービスファクター，ＰＩＤマップ, 制御性指標 Ce, 操作性指標 Cu, Ce-Cu 散布図，制御性能監視指標 Cp についての具体的な説明があった．さらに，自社開発されたソフトウェアのデモが行われ，上記各指標の表示画面が示されると共に，モデリングツールとＰＩＤチューニングツールの紹介があった．
【議論概要】
・ 温度，流量，圧力，レベル，分析値ごとにＰＩＤパラメータの推奨範囲を提示している．特に，プラント毎に個性があるとは思われない. ただし, 基幹プラントはより良くメンテナンスされている．
・ プラント安定化（制御ループ改善）活動は，ＤＭＣの導入によって促進されたというよりも，ＴＰＭ活動の中で積極的に取り組まれた．
・ 性能監視指標が劣化したときにオペレータに自動的に知らせるような仕組みにはなっていない．また，オペレータが積極的に指標を見ることもない．性能監視指標は絶対的な評価を行うためのものではなく，あくまでも相対的な評価を行うために利用している．
・ 開発したモデリングツールはＳＩＳＯ系を対象としており, 多変数系の同定にはＤＭＩなどを使う．モデルとしてはできるだけ簡単なモデルを採用する．
・ ＰＩＤチューニングツールで必ずしもうまくいくとは限らず，現場での調整が必要になる場合もある．ＰＩＤ調整に関しては，オペレータが行う場合，計装エンジニアが行う場合など様々である．なお，ツール内でモデル誤差を考慮したシミュレーションも実施可能である．また，オペレータの教育用としても，開発したツールは有効である．
・ 現在のところ，プラント全体を考慮した制御性能評価には至っていない．また，干渉を考慮できるようにもなっていない．
4-2. 事例紹介：「多変数モデル予測制御性能監視」　　橋本祐樹氏（三菱化学）
制御性能監視ワークフローと多変数モデル予測制御（ＤＭＣ）の制御構成についての解説の後，多変数制御性能指標として，最小分散ベンチマーク，閉ループ整定時間を指定する方法，目的関数ベンチマーク，ヒストリカルベンチマークが紹介され，蒸留塔制御への適用事例が紹介された．
【議論概要】

・ 高ロードおよび低ロード時に制御性能が悪くなっており，さらに予測誤差も大きくなっている．この原因としては，モデル誤差の拡大と外乱の拡大が考えられる．いずれが真の原因かについては未検討である．なお，低ロード時に制御性能が悪くなる一因として，操作量が制約条件にかかることが挙げられる．

4-3. 報告：”How well is your controller performing: Good, Bad or Optimal?”

A）概要説明　加納（京都大学）

B）Performance assessment of feedback controllers　清水氏（東芝）

C）Practical issues in control loop performance assessment　清水氏（東芝）

D）Detection and diagnosis of process and/or actuator nonlinearities　久下本氏（住友化学）

６月９日に熊本で開催された制御性能監視に関するワークショップの概要説明の後，個別テーマについての報告があった．まず，清水氏より，制御量の変動と操作量の変動とを同時に考慮するＬＱＧ型ベンチマークを用いる性能評価指標についての説明があり，ＭＰＣの制御性能評価への適用事例が紹介された．続いて，清水氏より，最小分散制御をベンチマークとする性能評価手法の BP Amoco 社の製油プロセスへの実施例が報告され, 実用上の問題点が指摘された. また, スペクトル解析を用いて，バルブ不感帯などの非線形性を検出する方法や振動原因を特定する方法が説明された．さらに，久下本氏より，高次（３次）統計量を用いてプロセスに内在する非線形性を検出する方法について，シミュレーション結果を交えながら具体的な説明があった．

【議論概要】

・ ＬＱＧのパラメータ λを変化させることにより，１つの曲線を描くことができる．ただし，外乱の大きさが変化すれば曲線の位置も変化するため，事前に適切なスケーリングを行う必要がある．また，パレート最適であるため，プロット図に基づいて最終的な判断を下せるとは限らない．

・ 一般に，サンプリング周期を短くしすぎると高周波成分の影響を強く受けるため，適切なサンプリング周期を選択する必要があるとされる．性能評価のためのサンプリング周期を実際の制御周期よりも長くすることに問題はないか？

・ むだ時間に幅を持たせて最小分散制御基準の監視指標（Harris Index）をプロットすることにより，持続振動やオフセットの存在を確認できる．

・ 高次統計量を用いてすべての非線形性を捉えられるかどうかは不明である．また，リミットサイクルに至らない程度のバルブスティックを検出できるかどうかについては，その可能性はある．

4-4. 今後の方針について

１）最小分散制御を基準とする評価手法，２）ＬＱＧを基準とする評価手法，３）閉ループインパルス応答に基づく評価手法，４）スペクトル解析および高次統計量を用いて非線形性を検出する方法について，実際にシミュレーションデータを用いて検討する．次回研究会にて，検討結果を報告する．

５．配付資料

１）三菱化学の制御性能監視に対する取り組み

２）多変数モデル予測制御性能監視

３）ワークショップ参加報告

４）Path Analysis for Process Troubleshooting

［予定］

第３回研究会　８月３０日（金）１３：００～１７：００　東京（三菱化学）

１）報告会（続編）　松尾氏（三井化学），加納（京都大学）

２）事例紹介　松尾氏（三井化学）

３）検討結果報告会　（内容および講演者は後日相談）

４）その他

日本学術振興会プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第３回研究会議事録

１．日　時：　２００２年8月３０日（金）１３：００～１７：００
２．場　所：　三菱化学本社　９階Ａ－１０会議室
（東京丸の内　三菱ビル）
３．出席者：１８名（順不同，□出席，■欠席）
＜大学＞　□加納学（京都大学）□山下善之（東北大学）■大嶋正裕（京都大学）■柘植義文（九州大学）□山本重彦（工学院大学）□大野弘（神戸大学）□橋本芳宏（名古屋工業大学）■黒岡武俊（奈良先端科学技術大学院大学）
＜企業＞　□重政隆（東芝ＩＴコントロール）□西澤淳（三菱化学）□栗原久光（出光興産）■喰田秀樹（出光石油化学）□樋口文孝（出光石油化学）□宮川基彦（インベンシスシステムス）□大宮司理晴（ジャパンエナジー）■白川義之（ジャパンエナジー）□滝波明敏（昭和電工）□久下本秀和（住友化学工業）□清水佳子（東芝）□行友雅徳（東芝）■村田尚（東洋エンジニアリング）□松尾徹（三井化学）□松尾文晴（三井化学）□清水雅嗣（横河電機）

４．内　容
4-1. 報告：”How well is your controller performing: Good, Bad or Optimal?”
Ｅ）Detection and diagnosis of plant with disturbances　　松尾徹氏（三井化学）
６月９日に熊本で開催された制御性能監視に関するワークショップの報告（第２回研究会の続き）があった. 運転データに高速フーリエ変換（ＦＦＴ）を適用して得られるパワースペクトルを利用して，振動の原因を突き止める手法についての説明がった．そのための定量的な指標として，Distortion Factor などが紹介された．変数をいくつかのグループに分類するために，スペクトルデータに主成分分析（ＰＣＡ）を適用する方法が紹介された．これにより，特定の周波数成分をもつ変数ごとにグループ化される．また，サロゲイト法を利用してスペクトルデータから運転データを復元することにより，プロセスの非線形性を評価する手法についての説明があった.
【議論概要】
・ 振動の原因となっている変数が見付かった後の処置については，ワークショップでは特に説明はなかった. 現実には対策を講ずることが重要であり, 原因発見後の処理について検討する必要がある.
・ ＰＣＡによって変数の分類を行う際に，ワークショップの例では第３主成分までを採用している．これは，第３主成分までの累積寄与率が９０%以上となるためである．なお，各主成分に物理的意味を見出すことは困難である.
・ サロゲイト法は 1990 年代はじめには既に提案されている手法であり，一般的な手法である.

4-2. 事例紹介：”Application of wavelet analysis to chemical process diagnosis”　松尾徹氏（三井化学）
ウェーブレット解析を用いてプロセス診断を行う方法，およびその手法の実プラントへの適用事例が紹介された．解析ツールは山武製ソフトウェアである．まず，ウェーブレット解析による信号特徴の定量化方法についての説明があった．そのための定量的な指標として，時間－周波数領域における類似度が提案された．さらに，類似度を利用して，プロセスのむだ時間を同定する方法についての説明があった．類似度の適用事例として，重合反応プロセスの製品品質に最も影響を与えるプロセス変数を見付け出すという例が紹介された．また，フィードバック制御下で，類似度を利用してむだ時間を同定した事例についても紹介があった.
【議論概要】
・ ウェーブレット解析に用いたのはガボール関数である．複数のウェーブレットを用いた結果を比較検討したところ，ガボール関数による結果が最も良かったためである.

・ フィードバック制御下でむだ時間同定を行っているが，本当にむだ時間を同定できているのかについて，さらに検討する必要がある．シミュレーションでは設定値変更を行っているため，フィードバック制御下でのむだ時間同定は可能と考えられるが，設定値変更を行っていない実プラントにおいては，むだ時間が同定できているかどうか疑問である．
・ 類似度は相互相関のようなものであるから，操作変数から制御変数への因果関係（プロセス）と制御変数から操作変数への因果関係（コントローラ）の特徴が共に抽出されるはずである．むだ時間だけずらした点のみで，類似度が最大となるのはなぜか．
・ 理論的には，作為的に選択した周波数領域の類似度に基づいて，正確にむだ時間を同定することはできない．実際には，入出力の不連続点を見付け出し，その時間差を実時間軸（最も周波数が高い領域）で評価しなければならない．この作業は非常に複雑であるため，ある周波数領域での時間差によって実時間軸上の時間差が近似できるという仮定が成り立つなら，提案法は有効であろう．

4-3. 報告：”How well is your controller performing: Good, Bad or Optimal?”

Ｆ）Path Analysis for Process Troubleshooting　　加納学（京都大学）

制御性能監視に関するワークショップ報告会の続き（最後）．サンプル数が無限大になれば，最小二乗法によって線形システムのパラメータの真値を推定できるという性質を利用して，変数間の因果関係を調べる方法についての説明があった．いくつかの例題について，最小二乗法と部分的最小二乗法（ＰＬＳ）との比較も示された．ＰＬＳによる推定値は，そのノルムが小さく，サンプル数が少ない場合でも非常に安定している．ところが，最小二乗法による推定値の分散は，サンプル数が少ないと非常に大きくなってしまう．ただし，サンプル数を増やすと，その推定値は真値に漸近する．

【議論概要】

・ サンプル数を増やすと，最小二乗推定値が真値に漸近するという性質は簡単に証明できる．
・ １）非線形プロセスへの適用，２）動的モデルへの適用，３）入力に測定ノイズがある場合，などについては未検討であるため，簡単なシミュレーションを行って検討する．

4-4. 今後の方針について

勉強会形式で参加者全員のレベルアップを目指すとともに，1）最小分散制御を基準とする評価手法，２）ＬＱＧを基準とする評価手法，３）閉ループインパルス応答に基づく評価手法，４）スペクトル解析および高次統計量を用いて非線形性を検出する方法について，検討を進める．次回研究会にて，１），２）の検討結果を報告する．

５．配付資料

１）Path Analysis

［予定］

第４回研究会　１１月１日（金）１３：００～１７：００　名古屋工業大学（名古屋）

１）勉強会：「閉ループ同定」　加納学（京都大学）
２）検討結果報告会（内容および講演者は後日相談）
３）その他

日本学術振興会プロセスシステム工学第１４３委員会
ワークショップ No.25・第４回研究会議事録

１．日　時：　２００２年１１月1日（金）１３：００～１７：００
　　１７：３０～２０：００　（懇親会）

２．場　所：　名古屋工業大学　２号館６階６１１室
　　（名古屋市昭和区御器所町）

３．出席者：１７名（順不同，□出席，■欠席）

＜大学＞　□加納学（京都大学）□山下善之（東北大学）■大嶋正裕（京都大学）■柘植義文（九州大学）■山本重彦（工学院大学）■大野弘（神戸大学）□橋本芳宏（名古屋工業大学）□黒岡武俊（奈良先端科学技術大学院大学）

＜企業＞　□重政隆（東芝ＩＴコントロール）□西澤淳（三菱化学）□栗原久光（出光興産）□喰田秀樹（出光石油化学）□樋口文孝（出光石油化学）■宮川基彦（インベンシスシステムス）□大宮司理晴（ジャパンエナジー）□白川義之（ジャパンエナジー）□滝波明敏（昭和電工）□久下本秀和（住友化学工業）□清水佳子（東芝）■行友雅徳（東芝）■村田尚（東洋エンジニアリング）□松尾徹（三井化学）□松尾文晴（三井化学）□清水雅嗣（横河電機）

４．内　容

4-1. 検討結果報告：「最小分散制御をベンチマークとする手法」

喰田秀樹氏（出光石油化学），樋口文孝氏（出光興産），栗原久光氏（出光興産）

熱交換器の温度制御ループ，蒸留塔の塔内温度制御ループ，反応器の製品性状（ガスクロ分析値）制御ループという３種類の実プラントにおける制御ループについて，最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価指標である Harris Index を算出した結果が報告された．チューニング前後での評価指標が比較され，チューニングによる制御性能の改善度合いを定量的に把握できることが示された．また，むだ時間，白色化フィルタ次数，さらに外乱特性が計算結果に及ぼす影響についての検討結果について説明があった．

【議論概要】

- PID 制御のチューニングには CHR 法を利用した．なお，ケース１，２のプロセス時定数はそれぞれ５分および１時間程度である．
- ケース２では，MPC 適用前後の制御性能を比較している．
- 今回の検討では ARMA モデルの次数を３次としたが，AIC などの指標を利用して自動的に決定することもできる．自動的に次数を決定するよう，開発中のソフトウェアを改良する．
- 現場的に（実用上）十分な制御性能であるか否かを判断する方法として，現場では，ステップ状の設定変更変更や外乱に対する応答を見る．
- 様々な制御ループの現場での満足度を調査し，その結果と Harris Index などの制御性能評価指標とを結び付けることはできないか．
- プロセスの特性だけでなく，ヒステリシスなども含むアクチュエータの特性によっても到達可能な Harris Index の値は変化する．このことを指標に取り込めないか．

4-2. 検討結果報告：「最小分散制御をベンチマークとする手法」

丸田浩氏（京都大学），加納学（京都大学）

最小分散制御をベンチマークとする手法についての簡単な復習の後，むだ時間が正確には特定できていない場合に用いる指標曲線についての説明があった．また，様々なプロセスとコントローラを用いて制御シミュレーションを行い，指標曲線を描いた結果が報告され，その指標曲線の特徴とインパルス応答係数との関連づけが行われた．

【議論概要】
- 様々な PID 調整則による Harris Index の違いを確認するため，さらに検討を続ける．
- P, PI, PID 制御の比較を行っているが，今回の検討ではゲインのみを変化させている．すべての制御パラメータを適切に調整した上での比較結果を示す必要がある．
- チューニング前後の Harris Index の改善度合いと満足度とを関係づけられないか．
- 様々な特性を持つプロセスを対象として，Harris Index の到達可能な値を求めてみる．

4-3. 検討結果報告：「ＬＱＧベンチマーク検討報告　（１）性能限界曲線を描く」

清水佳子氏（東芝）

ＬＱＧをベンチマークとする制御性能評価手法を利用する際に必要にある性能限界曲線の描き方についての説明があった．性能限界曲線を描くための作業手順についての説明の後，ステップ状外乱抑制特性および設定追従特性を評価するための性能限界曲線，さらに未知外乱抑制特性を評価するための性能限界曲線を描く方法について具体的な説明があった．さらに，上記２ケースの場合について，数値例が示された．

【議論概要】
- むだ時間がある場合でも，同様の手順で性能限界曲線を描くことができる．
- プロセスの特徴に応じて性能限界曲線がどのように変化するか．
- 状態量がすべては分からない場合に，性能限界曲線はどのようになるか．
- ＭＡＴＬＡＢ上で開発しているプログラムはワークショップメンバーに公開する．
- システム同定で得たモデルの信頼性が制御性能評価にどのような影響を及ぼすか．モデル誤差がある場合に，モデルが悪いのか，制御性能が本当に悪いのかを区別することができるか．

4-4. 検討結果報告：「高次統計量による非線形の検出」　橋本芳宏氏（名古屋工業大学）

３次統計量についての説明の後，３次統計量によって非線形性が検出できる原理についての説明があった．運転データを用いた検討結果については，次回研究会にて報告がある予定．

4-5. 勉強会：「閉ループ同定」　加納学（京都大学）

フィードバック制御下で得られる運転データからプロセスのモデルを構築する際の問題点，いわゆる閉ループ同定の問題点が指摘された後，閉ループ同定手法である直接法，間接法，入出力結合法についての説明があった．

4-6. 懇親会

研究会終了後，名古屋工業大学内にて懇親会を開催した．参加者は１７名．

５．配付資料

１）最小分散制御をベンチマークとする手法（4-1）
２）最小分散制御をベンチマークとする手法（4-2）
３）ＬＱＧベンチマーク検討報告　（１）性能限界曲線を描く（4-3）
４）閉ループ系同定の概要（4-4）

［予定］

第５回研究会　１２月２０日（金）１３：００～１７：００　開催場所未定

１）勉強会（内容および講演者は後日相談）
２）検討結果報告会（内容および講演者は後日相談）
３）その他

第2部

研究・技術動向調査

日本学術振興会プロセスシステム工学第143委員会
ワークショップ No.25
「制御性能監視　―プロセス産業での実用化を目指して―」
最終報告書

第1章　制御性能監視の基礎

制御性能監視についての基礎的な解説

執筆者
加納　学　　京都大学

1.1. はじめに

高い品質の維持，環境負荷低減，コスト削減，安全など，経済のグルーバル化を背景に，生産活動に突き付けられる要求は際限なく厳しくなってきている．このような時代の要請に応えるためには，生産プラントの能力を最大限に引き出すような運転を実現しなければならず，制御系の性能を高く維持することが最低限必要である．しかし，一般的な生産プラントには非常に多数の制御ループが存在し，どの制御ループがプラント全体の運転効率向上へのボトルネックであるかを見極めることは大変困難である．また，気温の変化，銘柄やロードの変更，触媒の劣化，伝熱係数の変化など多種多様な要因によってプラントの状態は時々刻々と変化するため，一度調整したコントローラであってもその制御性能が劣化している場合も多く，時にはその悪影響がプラント全体にまで及ぶこともある．そればかりか，調整もされないままに使用されているコントローラも少なくないのが現状である．近年では，モデル予測制御に代表される大規模な多変数制御を導入し，高度な運転システムを構築する事例も増えているが，それが計画通りの性能を発揮しているかどうかを常時監視し，必要に応じて再調整を行わなければ，高価なシステムが無駄となりかねない．このため，再調整を必要とするコントローラを検出する目的で，各制御系の性能を評価できるシステマティックかつ実用的な手法が必要である．

制御性能監視に関する最近の研究は，最小分散制御をベンチマークとすることを提案した Harris の論文 [1] に端を発する．本報では，制御性能監視に関連する既存の研究を概観するが，すべてを網羅できるわけではない．そのため，制御性能監視についてより詳しく勉強したい方々には，教科書 [2] やレビュー論文 [3] を読まれることをお薦めする．

1.2. 最小分散制御をベンチマークとする方法

本節では，最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価方法について述べる．以下では，簡単のため，１入力１出力系を対象とする．

1.2.1. 最小分散制御

対象とする制御系について，プロセスおよびコントローラはそれぞれ次のように表されるとする．

$$y(k) = P(q^{-1})u(k) + D(q^{-1})a(k) \tag{1}$$
$$u(k) = C(q^{-1})(r(k) - y(k)) \tag{2}$$

ここで，y, u はそれぞれ制御量および操作量である．いま，プロセスのむだ時間を $d-1$ とすると，プロセスの伝達関数 P は

$$P(q^{-1}) = q^{-d}\tilde{P}(q^{-1}) \tag{3}$$

と表される．一方，外乱は分散 σ_a^2 の白色雑音 a から生成され，その動特性は ARIMA モデルで表現できるとする．また，コントローラの伝達関数を C，設定値を r とする．このとき，制御系のブロック線図は Fig. 1 のようになる．

外乱の伝達関数 D を q^{-1} について展開すると，次のインパルス応答モデルを得る．

$$\begin{aligned} D(q^{-1}) &= 1 + f_1 q^{-1} + \cdots + f_{d-1}q^{-d+1} + f_d q^{-d} + \cdots \\ &= F(q^{-1}) + q^{-d}(f_d + f_{d+1}q^{-1} + \cdots) \\ &= F(q^{-1}) + q^{-d}G(q^{-1}) \end{aligned} \tag{4}$$

ここで，f_i は i 番目のインパルス応答係数であり，F は最初の $d-1$ 番目までの応答に対応する．設定値変更を行わない場合，すなわち $r=0$ である場合には，制御量 y を次式のように表すことができる．

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{D}{1+CP}a(k) \\ &= \frac{F+q^{-d}G}{1+q^{-d}C\tilde{P}}a(k) \\ &= \left\{F+q^{-d}\frac{G-FC\tilde{P}}{1+q^{-d}C\tilde{P}}\right\}a(k) \\ &= Fa(k)+Ha(k-d) \end{aligned} \tag{5}$$

ここで，$Fa(k)$ は現時刻 k から $k-d+1$ まで，$Ha(k-d)$ は $k-d$ 以前の白色雑音 a によってのみ決まるため，$Fa(k)$ と $Ha(k-d)$ は独立である．この性質を利用して，制御量 y の分散 $var\{y(k)\}$ の最小値 σ^2_{MV} を求めることができる．

$$\begin{aligned} var\{y(k)\} &= var\{Fa(k)+Ha(k-d)\} \\ &= var\{Fa(k)\}+var\{Ha(k-d)\} \\ &\geq var\{Fa(k)\} \\ &= (1+f_1^2+\cdots+f_{d-1}^2)\sigma_a^2=\sigma^2_{MV} \end{aligned} \tag{6}$$

ここで，最小分散 σ^2_{MV} が実現されるのは，$Ha(k-d)=0$ のとき，すなわち，

$$C = \frac{G}{F\tilde{P}} \tag{7}$$

のときのみである．このため，このコントローラを用いる制御を最小分散制御と呼ぶ．

最小分散制御とはどのような制御であろうか．既に示したように，最小分散は $var\{Fa(k)\}$ で与えられる．ここで，F は外乱の動特性のみによって決まるため，最小分散 σ^2_{MV} はプロセスにもコントローラにも依存しない．実際，Fig. 1からも明らかなように，ある時刻 l で外乱がプロセスの出力に付加された場合，どのようなコントローラを利用しても，時刻 $l+d-1$ まではその外乱に対して何ら影響を及ぼすことはできない．付加された外乱を除去できるのは，最も理想的な場合でも，時刻 $l+d$ 以降においてのみである．この結論は，プロセスが $d-1$ のむだ時間を持つという事実のみから導かれる．したがって，最小分散制御とは，プロセスのむだ時間に対応する期間は一切の制御を諦め，それ以降において完全な外乱除去を行う制御である．

最小分散制御の特徴は，以下の通りである．

1. コントローラは，プロセスの遅れのない部分の逆数 $1/\tilde{P}$ と，プロセスのむだ時間と外乱の動特性によって決まる部分 G/F との積で与えられる．
2. 外乱の動特性が ARMA モデルで表される場合，コントローラは積分器を持たない．特に，外乱が動特性を持たない場合（$D=1$）には，コントローラは 0 となり，制御系は開ループとなる．

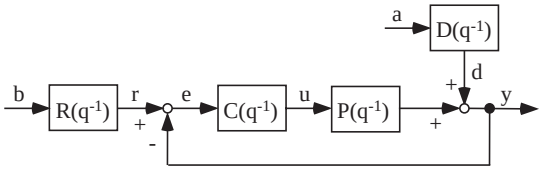


図 1: 制御系のブロック線図

3. 外乱の動特性が ARIMA(0,1,1) モデルで表される場合，プロセスの伝達関数が 1 次遅れまたは 2 次遅れであれば，コントローラは PI または PID となる．
4. 外乱の動特性が ARIMA(0,1,1) モデルで表される場合，プロセスの伝達関数が 1 次遅れとむだ時間または 2 次遅れとむだ時間であれば，コントローラはスミス補償型 PI またはスミス補償型 PID となる．

1.2.2. 制御性能評価

コントローラの特性に関係なく，制御量の分散の最小値 σ_{MV}^2 は決まる．したがって，実際の制御量の分散 σ_y^2 が σ_{MV}^2 に近ければ制御性能は良く，σ_y^2 が大きければ制御性能は悪いと判断できる．そこで，最小分散と実際の分散の比

$$\eta(d-1) \quad = \quad \frac{\sigma_{MV}^2(d-1)}{\sigma_y^2} \tag{8}$$

を制御性能評価指標として利用する．この指標は Harris index または closed-loop potential (CLP) と呼ばれる．なお，最小分散 σ_{MV}^2 はプロセスのむだ時間 $d-1$ の大きさに依存するため，ここでは評価指標をむだ時間 $d-1$ の関数として表している．評価指標は $0 \leq \eta \leq 1$ の範囲内で変化し，η が 1 に近いほど制御性能は良い．

以下では，評価指標の計算手順，特に運転データから σ_{MV}^2 を計算する手順を説明する．ここで用いる手法は，FCOR (filtering and correlation analysis) 法と呼ばれる．

制御量の時系列データを MA モデルで表現する．

$$\begin{aligned} y(k) &= Fa(k) + Ha(k-d) \\ &= (1 + f_1 q^{-1} + \cdots + f_{d-1} q^{-d+1} + h_1 q^{-d} + \cdots) a(k) \end{aligned} \tag{9}$$

これより，白色雑音 a と制御量 y の相互相関係数は

$$\rho_{ay}(m) \quad = \quad \frac{E[a(k-m)y(k)]}{\sigma_a \sigma_y} = \frac{f_m \sigma_a}{\sigma_y} \tag{10}$$

で与えられる．ここで，$E[\cdot]$ は期待値である．したがって，最小分散 σ_{MV}^2 が

$$\sigma_{MV}^2(d-1) \quad = \quad \sum_{m=0}^{d-1} f_m^2 \sigma_a^2 = \sum_{m=0}^{d-1} \rho_{ay}^2(m) \sigma_y^2 \tag{11}$$

で求まることから，制御性能評価指標は

$$\eta(d-1) \quad = \quad \sum_{m=0}^{d-1} \rho_{ay}^2(m) \tag{12}$$

となる．この式を用いて η を計算するために必要な白色雑音 a は，制御量 y を白色化することによって得られる．もちろん，FCOR 法を用いずに，σ_{MV}^2 と σ_y^2 を個別に求め，η を計算することもできる．

最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価手法の特徴は，以下の通りである．

1. 性能評価のために同定実験を行う必要がなく，プロセスのむだ時間が既知であれば，通常の運転データのみから指標 η を計算できる．
2. 最小分散 σ_{MV}^2 はコントローラに依存しないため，指標 η によって構造の異なるコントローラの性能を絶対的に評価できる．

3. 最小分散 σ^2_{MV} は分散の下限値を与えるが，現実には最小分散を実現できない場合もある．例えば，(i) コントローラの構造を限定する場合，(ii) 非線形性を含むモデル誤差がある場合，(iii) 制約がある場合には，最小分散を実現できるとは限らない．
4. PID コントローラの性能評価を行う場合，指標 η が小さいことは必ずしもチューニングが悪いことを意味しない．コントローラの構造を限定する場合には，その制御構造で達成可能な分散の下限値をベンチマークとすべきである．特に実用上は PID 制御で達成可能な制御性能の限界を求めることが重要である．
5. 最小分散制御は過激な操作量の変化を要求するため，最小分散を実現することが望ましいとは限らない．したがって，制御系の安定性やロバスト性も考慮した評価指標が必要である．

ここでは，最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価手法の問題点を数多く指摘したが，プロセスや外乱のモデルを必要とせず，通常の運転データのみから制御性能を評価できるという特徴は非常に優れたものである．以下で述べるが，PID 制御で達成可能な評価指標を求める場合など，より高度な制御性能評価を実施するためには，より多くの情報が必要となり，手法の簡便さが失われてしまう．

このような特徴をふまえて，指標 η に基づく制御性能評価方法を以下にまとめる．

1. η が 1 に近い場合，最小分散制御に近い制御が実現できており，制御性能は良いと判断される．
2. η が 1 に近いにもかかわらず，その制御性能に満足できない場合，コントローラの構造やチューニングによっては制御性能の改善が望めないため，フィードフォワード制御の導入やプロセスの改善など，抜本的な対策が必要である．
3. η が 0 に近い場合，何らかの改善が必要である．ただし，貯留タンクの液レベル制御など，制御目的によっては η が低くても良い場合がある．

指標 η が 0 に近い場合，制御性能が悪い原因を究明し，性能を改善するための対策を施す必要がある．しかし，指標 η によっては，原因を究明することも有用な対策を選定することもできない．

以上より，最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価手法の利用方法としては，その簡便さ（同定実験の必要がなく，通常の運転データのみから指標を計算できる）を活かして，第一段階のスクリーニングに利用するのが良いと考えられる．この段階で制御性能が悪いと判断された制御ループについては，さらなる検討が必要である．

1.2.3. 設定値追従

ここまでは設定値変更がない場合を取り扱ってきたが，設定値追従特性も同様にして評価することができる．

簡単のため，外乱がない場合（$Da(k) = 0$）について考えてみよう．設定値 r が白色雑音 b から生成され，その動特性が $R(q^{-1})$ で与えられるとする．このとき，白色雑音 b から偏差 $e = r - y$ への動特性は

$$e(k) \quad = \quad \frac{R}{1 + CP} b(k) \tag{13}$$

となる．この式は Eq. (5) において，y, a を e, b に，D を R に書き換えただけである．したがって，外乱抑制特性と同様に，最小分散制御をベンチマークとして設定値追従特性を評価できる．なお，ステップ状やランプ状の設定値変更も，この枠組みで取り扱うことができる．

1.3. その他の制御性能評価手法

本節では，最小分散制御をベンチマークとする方法以外に，これまでに提案されている方法のいくつかを紹介する．

1.3.1. ユーザ定義のベンチマークを用いる方法

最小分散制御下での制御量の動特性は

$$y_{MV}(k) \quad = \quad Fa(k) \tag{14}$$

で，開ループ（$u = 0$）時の制御量の動特性は

$$y_{open}(k) \quad = \quad Da(k) = (F + q^{-d}G)a(k) \tag{15}$$

で与えられる．したがって，現実的に達成しうる，望ましい制御量の動特性を

$$y_{user}(k) \quad = \quad (F + q^{-d}\tilde{G})a(k) \tag{16}$$

によって指定できる．伝達関数 $\tilde{G}$ は自由に指定することができるが，ここでは，外乱の動特性 G と関連づけて $\tilde{G}$ を指定する方法について述べる．すなわち，何も制御を行わない場合の応答（の一部）Ga をより速く整定させるために，時定数 τ の一次遅れフィルタ

$$\tilde{G}_F(q^{-1}) \quad = \quad \frac{1-\alpha}{1-\alpha q^{-1}} \tag{17}$$

を導入し，

$$\tilde{G} \quad = \quad (1 - \tilde{G}_F)G \tag{18}$$

とする．なお，ΔT はサンプリング間隔であり，$\alpha = e^{-\Delta T/\tau}$ である．この場合，ユーザ指定の応答は

$$y_{user}(k) \quad = \quad (F + q^{-d}(1 - \tilde{G}_F)G)a(k) \tag{19}$$

となる．このユーザ指定の応答の分散を計算するためには，伝達関数 G が既知でなければならない．ステップ状やランプ状などの設定値変更に対する追従特性を評価したい場合には，伝達関数 G は既知である．一方，外乱抑制特性を評価したい場合には，外乱の伝達関数 D を同定し，さらに G を求める必要がある．あるいは，G を求めるかわりに，$\tilde{G}$ を直接指定しても良い．ユーザ指定の応答の分散を σ^2_{user} とすると，ユーザ定義のベンチマークを用いる制御性能評価指標 η_{user} は

$$\eta_{user}(d-1) \quad = \quad \frac{\sigma^2_{user}(d-1)}{\sigma^2_y} \tag{20}$$

で与えられる．

Eq. (19) より，フィルタ $\tilde{G}_F$ の役割は明らかであろう．すなわち，$\tilde{G}_F = 1$ とすると，$y_{user} = y_{MV}$ となり，最小分散制御を指定することになる．一方，$\tilde{G}_F = 0$ とすると，$y_{user} = y_{open}$ となり，何も制御を行わないことになる．したがって，フィルタ $\tilde{G}_F$ は応答を調節する役割を持ち，その調整パラメータは時定数 τ である．

ユーザ定義のベンチマーク，あるいは最小分散ベンチマークを用いて制御性能を評価する場合，Fig. 2 に示すように，閉ループ系のインパルス応答を描くことにより，より多くの有用な情報を引き出すことができる．実際のインパルス応答は制御量を表す MA モデルを構築することにより求められる．また，望ましい，ユーザが定義するインパルス応答は Eq. (19) から，最小分散制御下でのインパルス応答は Eq. (14) から求められる．そこで，これらのインパルス応答を比較することによって，制御の特徴を把握できる．例えば，実際のインパルス応答が振動的であれば，制御が強すぎると考えられる．一方，実際のインパルス応答がユーザ定義の応答よりも遅い場合には，制御が弱いと考えられる．このように，閉ループ系のインパルス応答を描くことによって，制御性能を改善するための方針を立てることができる．

1.3.2. PID 制御の性能評価

産業界において最も広く利用されている制御手法は PID 制御であるため，PID 制御の性能を評価したいという強い要求がある．プロセスのむだ時間が短く，その動特性が低次のモデルで表現できるような場合には，最小分散制御をベンチマークとする手法を PID 制御の評価に利用しても問題ない．しかし，むだ時間が長く，あるいは複雑な動特性を有するプロセスを制御対象とする場合には，いかに最適なチューニングを行ったとしても，PID 制御で最小分散制御を実現することはできず，最小分散制御はベンチマークとして適切ではない．したがって，PID 制御の性能を評価する場合には，PID 制御で達成可能な分散の最小値をベンチマークとすべきである．ところが，PID 制御で達成可能な分散の最小値を求めるためには，プロセスと外乱の伝達関数が既知でなければならず，さらに最適化計算も必要となる．このため，より簡単で実用的な評価手法の開発が望まれる．

1.3.3. LQG をベンチマークとする方法

制御性能の評価指標として，多くの場合に制御量（あるいは偏差）の分散が重要であることは確かである．しかし現実には，制御量の分散を小さくすることよりも，制御系の安定性やロバスト性を確保することが重要である．例えば，最小分散制御は過激な操作量の変化を要求するため，制御系の安定性やロバスト性を考慮するならば，最小分散を実現することが望ましいとは限らない．したがって，より実際的な制御性能の評価方法として，制御量の分散だけでなく，操作量の分散も評価関数に取り込む方法が考えられる．制御量と操作量の分散をどの程度の割合で評価に反映させるべきかは対象によって異なる．したがって，この場合の評価関数は，パラメータ λ を用いて

$$J(\lambda) \quad = \quad E[y(k)^2] + \lambda E[u(k)^2] \tag{21}$$

あるいは

$$J(\lambda) \quad = \quad E[(r(k) - y(k))^2] + \lambda E[\Delta u(k)^2] \tag{22}$$

で与えられる．プロセスおよび外乱の動特性が既知であれば，パラメータ λ を変化させることにより，評価関数 J を最小にする $E[y(k)^2]$ と $E[u(k)^2]$ の様々な組み合わせを求めることができる．最適解は，Fig. 3 に示すように，$E[y(k)^2]$ と $E[u(k)^2]$ を縦軸および横軸とする平面上で 1 つの曲線を形成する．この曲線はトレードオフ・カーブと呼ばれる．このトレードオフ・カーブの上側の領域は実現可能であるが，下側の領域は実現不可能である．したがって，このトレードオフ・カーブから，操作量の分散 $E[u(k)^2]$ をある値に固定した場合に，制御量の分散 $E[y(k)^2]$ を理論上どこまで小さくできるかが判断できる．

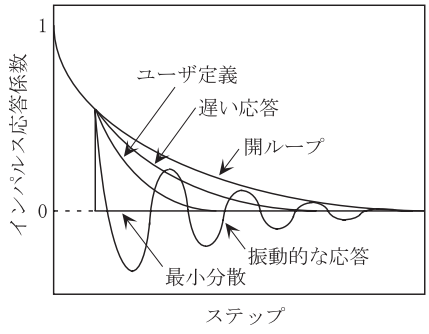


図 2: 閉ループ系のインパルス応答

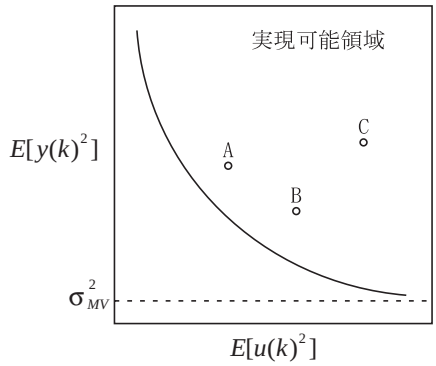


図 3: トレードオフ・カーブ

実際の運転データから制御量と操作量の分散を計算すれば，実現可能領域内に現在の運転状態をプロットできる．その点がトレードオフ・カーブに近ければ，制御性能は良いと判断できる．もちろん，その場合でも，より制御量の分散を小さくしなければならない状況もありえるが，そのためには，操作量の分散が大きくなることを許容しなければならない．一方，実際の運転がトレードオフ・カーブから大きく離れている場合には，制御性能を改善する余地がある．例えば，点 A と点 B はどちらも点 C に比べて制御性能は良いと判断できる．しかし，点 A と点 B のどちらの制御性能が良いかについては，トレードオフ・カーブから判断することはできない．操作量の変動が大きくなっても制御量のばらつきを抑えることが重要であれば点 B が良く，逆の場合には点 A が良い．なお，点 A と点 B のいずれの場合でも，まだ制御性能を改善できる余地は残されている．最後に，トレードオフ・カーブと最小分散制御の関係について述べておこう．最小分散制御は制御量の分散を最小化することのみが目的であるため，操作量の分散はどれだけ大きくなっても構わない．このため，実現可能な制御量の分散の最小値，すなわちトレードオフ・カーブが漸近する値（図中点線）が最小分散 σ^2_{MV} となる．

1.3.4. 産業界における制御性能監視への取り組み

本節の最後に，産業界における制御性能監視への取り組みを紹介する．三菱化学では，制御性指標 C_e，操作性指標 C_u，$C_e - C_u$ 散布図，制御性能評価指標 C_p などを利用して，制御性能監視が実施されている [4, 5]．

制御性指標 C_e は

$$C_e = \frac{3\sigma_e}{R_{PV}} \times 100 \tag{23}$$

で定義される．ここで，σ_e は偏差 e の標準偏差であり，R_{PV} は制御量の計器レンジである．すなわち，制御性指標 C_e は，偏差のバラツキをレンジで規格化したものである．一方，操作性指標 C_u は

$$C_u = \frac{3\sigma_u}{R_{MV}} \times 100 \tag{24}$$

で定義される．ここで，σ_u は操作量 u の標準偏差であり，R_{MV} は操作量のレンジである．すなわち，操作性指標 C_u は，操作量のバラツキをレンジで規格化したものである．これら 2 つの指標はいずれもバラツキを評価するための指標であり，その値は小さいほど良い．さらに，これら 2 つの指標は，プロセスや外乱，さらにはコントローラに関する一切の情報を必要とすることなく，運転データのみから計算できる．実用上，この特徴は極めて有用である．

$C_e - C_u$ 散布図は，Fig. 4 に模式的に示すように，横軸に C_e を，縦軸に C_u をとり，各制御ループの運転データから計算される指標を平面上にプロットしたものである．C_e と C_u が共に小さいことが理想であるた

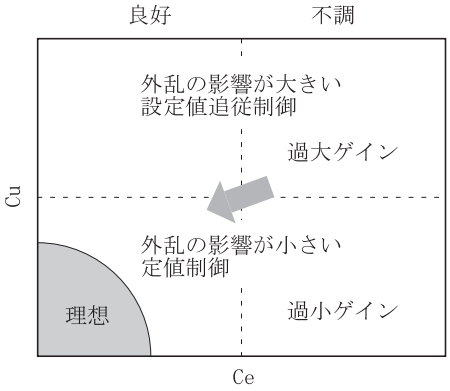


図 4: $C_e - C_u$ 散布図

め，すべての点が原点付近に集まるようにコントローラを調整することとなる．ただし，外乱の影響が大きなループや設定値変更を行うループでは，C_e を小さくするために C_u が大きくなることは避けられない．そのような場合には，点が左方向に移るようにコントローラを調整することとなる．あるプラントの複数の制御ループについて $C_e - C_u$ 散布図を作成した場合，右側の領域に属するループから制御性能の改善を実施すればよい．制御パラメータをチューニングする際には，右上の領域に属している場合にはゲインを小さく，右下の領域に属している場合にはゲインを大きくするという指針に従うことができる．ただし，常にこの指針が妥当であるわけではない．

制御性指標 C_e と操作性指標 C_u を同時に考慮して，１つの指標で制御性能を評価するために，制御性能評価指標 C_p が提案されている．制御性能評価指標 C_p は

$$C_p \quad = \quad \sqrt{\frac{C_e C_u}{\tilde{C}_e \tilde{C}_u}} \times 100 \tag{25}$$

で定義される．ここで，$\tilde{C}_e, \tilde{C}_u$ はそれぞれ制御性指標 C_e と操作性指標 C_u のベンチマークである．ベンチマークとしては，制御性能改善作業を行う際には改善作業前の指標を，制御性能劣化監視を行う際には監視開始時点での指標を用いる．したがって，前者の場合には，制御性能評価指標 C_p を小さくすることが目的となり，後者の場合には，C_p が大きくなりつつあるループを見付け，適切な対策を施すことが目的となる．

1.4. おわりに

本報では，最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価手法を中心に，これまでに提案されている手法のいくつかを紹介した．ここで述べたような手法を利用することによって，現在の制御性能が理想的であるかどうかを容易に判断することができる．しかし，制御性能が悪いと判断された場合に，その原因を究明する作業は決して容易ではない．制御性能を劣化させる原因としては，コントローラが適切に設計されていないことの他に，センサーやアクチュエータの故障，不適切なサイズのバルブの使用，ヒステリシス，制約条件などが挙げられる．例えば，アクチュエータのヒステリシスがリミットサイクルを発生させ，制御量および操作量を振動させる原因となることはよく知られている．このような問題を，コントローラのチューニングによって解決することはできない．したがって，制御性能を劣化させている真の原因を究明するシステマティックな方法論が必要である．

本報では，１入力１出力系のみを対象としたが，多入力多出力系の制御性能監視も重要である．最小分散制御やＬＱＧをベンチマークとする制御性能評価手法の多変数系への拡張については，文献 [2] に詳しく記述さ

れている．多変数系の制御性能評価に関しては，特に，モデル予測制御の制御性能評価が実用的にも重要である．基本的には，モデル誤差がない理想的な状態で達成可能な制御性能と，現実に実現されている制御性能とを比較することになるが，モデル予測制御で利用されている評価関数は市販パッケージによって異なるため，評価手法も個別に開発せざるをえない．モデル予測制御に関しては，制御性能評価の他にも，制御性能を改善する余地がある場合，あるいは制御性能が劣化した場合に，制御パラメータのチューニングのみで対応可能か，あるいはモデル同定を再度実施する必要があるかを判断できるような仕組みの開発も望まれる．さらに，マルチループ制御に代えて，モデル予測制御などの多変数制御を利用することによって，どの程度制御性能を改善できるかを定量的に見積もる方法の開発も実用上極めて重要である．

この他にも，実際に制御性能監視を実施するに際しては，プラントの運転目的と関連づけて制御性能を評価する必要があることを認識しなければならない．例えば，均流液面制御のように，制御量である液レベルの偏差を小さくすることが制御目的ではない場合に，最小分散制御をベンチマークとして制御性能を評価しても無意味である．したがって，重要な変数とそうでない変数を区別し，主要な変数の変動を抑制するために，どの部分での変動を許容すべきかを判断しなければならず，その方策に沿った制御性能評価を行う必要がある．

参考文献

[1] T. Harris: “Assessment of Closed Loop Performance”, , **67**, pp.856-861 (1989).

[2] B. Huang and S.L. Shah: , Springer-Verlag London (1999).

[3] S.J. Qin: “Control performance monitoring – a review and assessment”, , **23**, pp.173-186 (1998).

[4] 赤松耕二，島廻昭朗，小河守正: “性能監視とチューニング”, 化学工学, **65**, pp.665-668 (2001).

[5] 西澤淳: “三菱化学の制御性能監視に対する取組み”, 学振 第 委員会ワークショップ 第 回研究会資料 (2002).

第4章　産業界での取り組み

制御性能監視およびプロセス制御に関連する産業界での取り組みの紹介

執筆者

西澤　淳　　三菱化学株式会社　四日市事業所

松尾　徹　　三井化学(株)　大牟田工場技術部システムG

白川　義之　　(株)ジャパンエナジー　精製部門

4.1. 三菱化学の制御性能監視に対する取り組み

三菱化学　西澤　淳

ここでは，三菱化学の制御性能監視に対する取り組みについて紹介する．

4.1.1. はじめに

三菱化学では，1980年代後半から「高度制御プロジェクト」に着手し，プラント全体のポテンシャルを十分に引き出し，大きなメリットを生み出すことを目的として，例えば多変数モデル予測制御技術を適用した高度制御システムの開発を行ってきた．このメリットを継続的に獲得するためには，その性能を定量的に評価し，もし性能が劣化している場合にはそれを早期に発見し，効率的に対策を打つということが非常に重要であるが，そのためには，その高度制御システム自体の性能のみならず，そのベースとなるPIDコントローラの性能を監視，診断するシステムが必要となった．

また，1990年代から取り組んでいるTPM（Total Productive Maintenance）活動では，プラントのロスを正しく把握するために，あらゆる制御ループの性能に関して，データに基づいた定量的解析，評価が必要となり，誰にでも使える効果的なPID制御性能監視ツールの必要性が高まった．

以上のようなことを背景として，PIDコントローラ，あるいは多変数モデル予測制御系に対する制御性能監視システムの開発を，全社的に取り組むこととした．

4.1.2. 最小分散制御に基づく評価指標の問題点

制御性能の評価指標として有名なのは，Harrisが提案した最小分散制御をベンチマークとする方法[1,2]であるが，プロセスあるいは外乱のモデルを必要とせず，むだ時間の情報と通常の運転データから，制御系によらない絶対的な制御性能を評価できるという特徴を持つ[3]と同時に，以下のような問題点を有するということも指摘されている．[4]

（1）最小分散制御が最も望ましい性能とは言え，操作変数の制約を考慮していないために，実現不可能な性能をベンチマークとしており，どうしても曖昧さと違和感が残る．

（2）算出にはムダ時間を設定する必要があるが，対象が多いと制御ループ毎にムダ時間を同定するのは困難である．一方，精度を欠いたムダ時間の設定は，算出結果の精度に大きく影響してしまう．

（3）流量制御等，ムダ時間が非常に短く，応答が速いプロセスもある．そのような場合の指標の計算には，秒単位のサンプリング周期が必要となるが，計算機あるいは通信システムの負荷を考えると現実的では無い．

（4）均流液面制御のように，制御変数そのものよりも，操作変数の動かし方が重要視される場合もある．

（5）TPM活動に代表される，制御改善活動においては，ベンチマークとして記録した性能との比較により，改善度合を評価することが多く，Harris Indexの特徴である制御系に因らない絶対的な性能指標は必ずしも必要ではない．

（6）開ループ，すなわち，Manualモードとなっているようなコントローラに対する考慮も必要である．

そこで，これらの問題点を回避し，現場の制御エンジニアやオペレータが理解しやすく，実装アルゴリズムも単純な，実用的な評価指標を策定した．

4.1.3. オペレーション的側面から見た実用的な制御性能評価指標

プラントの制御系の乱れ具合は，プロセスアラームの数となって現れ，またその数が多くなればなるほど，オペレータの操作介入頻度は高くなる．そこで，以下のようなものをベンチマークとして記録し，比較することにより，性能の改善度合の指標とした．

・ プロセスアラーム件数
・ オペレータ操作頻度
・ オペレータゆとり時間

このうち，オペレータゆとり時間は，次の式(1)で算出される．

$$\begin{aligned}\text{オペレータゆとり時間} = &(\text{プロセスアラーム件数})\times(\text{アラーム１件あたりに要する平均確認時間}) \\ &+(\text{オペレータ操作頻度})\times(\text{操作１件あたりに要する平均処理時間})\end{aligned} \quad (1)$$

この中で，操作1件あたりに要する平均処理時間には，操作そのものだけではなく，操作後の確認時間も含まれる．

これらの指標は大雑把ではあるが非常に分かり易く，また重要アラームの見落とし防止にもつながるために重要なアイテムである．その一方で，自動集計システム無しでは，正しく把握することは困難であるという問題点もある．

4.1.4. IDコントローラに対する実用的な制御性能評価指標[4]

PID コントローラに対する実用的な評価指標としては，以下のようなものを策定した．

4.1.4.1. サービスファクタ

制御システムの稼働率であり，コントローラを”Auto”もしくは”Cascade”モードで使用した時間T_Aの，全運転時間T_Sに対する割合をサービスファクタS_Fと定義し，次の式(2)，式(3)で表される．

$$S_F \equiv \frac{T_A}{T_S}\times 100 = \frac{100}{t_{max}}\sum_{t=1}^{t_{max}} \mathrm{mod}\,e(t) \quad (2)$$

$$\mathrm{mod}\,e(t) = \begin{cases} 1 : \mathrm{Mode} = \text{"Auto" or "Cascade"} \\ 0 : \mathrm{Mode} = \text{"Manual"} \end{cases} \quad (3)$$

S_Fは制御性能を直接表現する値ではなく，”性能の悪いコントローラはオペレータに使ってもらえない”，ということを利用した間接的指標である．

4.1.4.2. PIDパラメータマップ

PIDパラメータには，制御対象に応じて理論的，経験的に定まる適切な範囲がある．それは初期設定値として用いられるだけでなく，PIDパラメータ妥当性検査の基準にもなる．Shinsky[5]やMcMillan[6]な

どの推奨値に，経験を加味したPIDパラメータの適正値を，表1に示す．

表1　PID パラメータ適正値

制御対象	比例帯 PB(%)	積分時間 Ti(s)	微分時間 Td(s)
温度	50～200	200～1,200	(0.1～0.25)Ti
流量	100～500	10～30	0
圧力	10～50	60～600	0
液面	10～100	600～1,800	0
組成	50～200	600～3,600	(0.1～0.25)Ti

PID パラメータがこれらの適正値から外れている場合は，コントローラがうまくチューニングされておらず，結果としてコントローラ自体が無用な外乱を発生している恐れがあり，そのようなコントローラが多く存在するプラントでは，制御性能に問題があり，全体的にチューニングを見直す必要があるケースが多い．このことを容易に確認できるのが，図1に示す PID パラメータマップである．

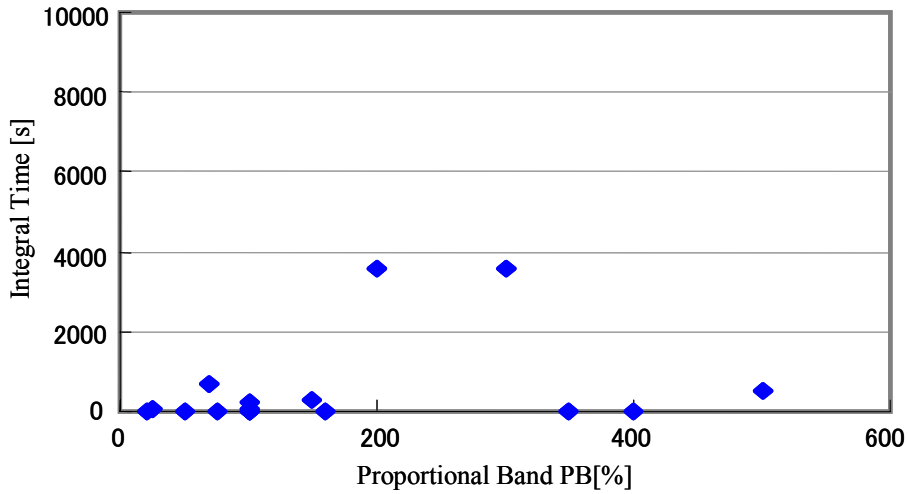


図1　液面制御に関する PID パラメータマップの例

図2は，あるプラント内の液面制御について，コントローラ比例帯および積分時間を調査し，それぞれを横軸，縦軸にプロットしたものである．ほとんど全ての液面制御系の PI パラメータが，その適正値から外れており，制御性能に問題がありそうなことが分かる．このようにして PID パラメータマップは，制御性能の悪さ加減を予測し，プラント全体の PID パラメータを見直す必要があるかどうかを判断するために有用である．

4.1.4.3. 制御性指標(Ce)

制御偏差の標準偏差 σ_e を求め，その3 σ 変動係数を計器レンジ R_{PV} で割って正規化したものを制御性指標Ceとする．

$$C_e \equiv \frac{3\sigma_e}{R_{PV}} \times 100\,[\%] \qquad (4)$$

4.1.4.4. 操作性指標(Cu)

同じ制御性であっても，操作量の変動はなるべく小さい方が望ましいため，式(5)で表される操作性指標 Cu も制御性能評価指標として加えた．

$$C_u \equiv \frac{3\sigma_u}{R_{MV}} \times 100\,[\%] \qquad (5)$$

ここで，σ_uは操作量の標準偏差であり，R_{MV}は操作量の計器レンジである．

4.1.4.5. Ce－Cu 散布図

制御性指標と操作性指標を散布図にプロットしたものは，制御性能を評価するためのベンチマークとして有効である．PID コントローラ 259 ループの連続プラントにおける，制御改善活動前後の Ce－Cu 散布図を図2に示した．延べ 8 ヶ月にわたって，PID チューニング，センサー測定レンジ変更，調節弁のサイズ変更や整備を実施したことにより，Ce，Cu 共に小さくなり，散布状態が原点方向に絞り込まれていることが分かる．Cu が大きかった原因は，制御系の自励振動による操作量変動が大きかったためである．

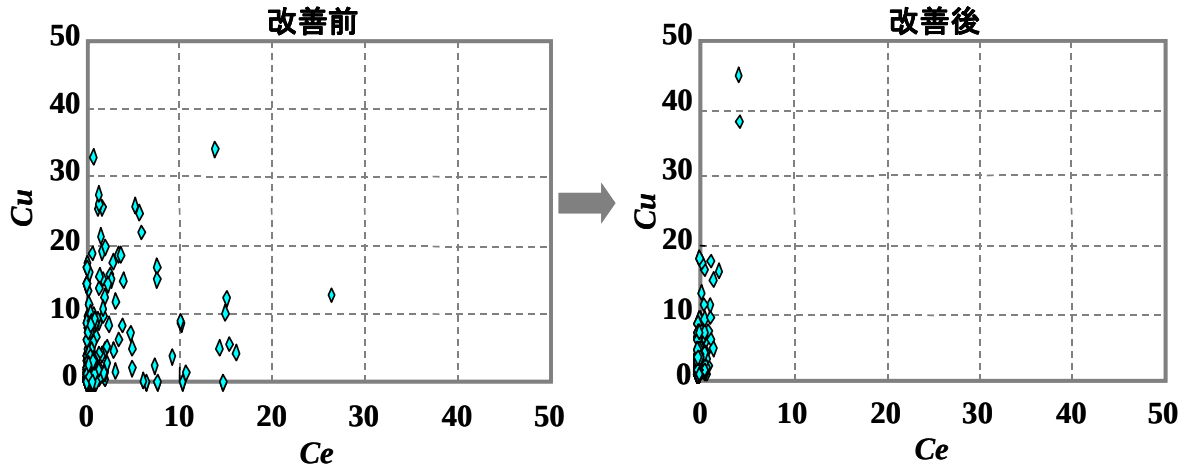


図2　改善前後のCe－Cu散布図の比較

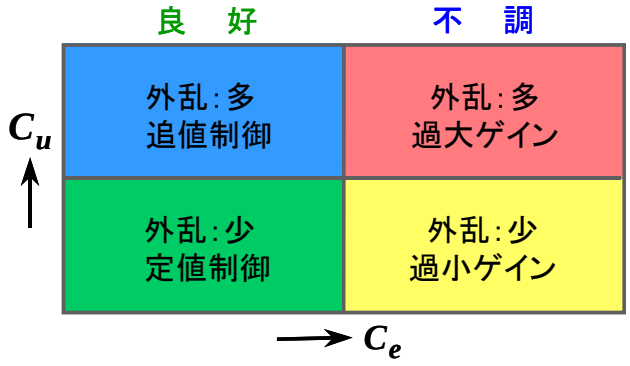


図3　Ce－Cu 散布図によるプロセス，制御ループの特徴把握

また，図3に示すように，この Ce－Cu 散布図によれば，プロセスあるいは制御ループの定性的な特徴を，その分布状況から把握することができる．

4.1.4.6. 制御性能評価指標（Cp）

制御性指標 Ce と操作性指標 Cu を合成した，制御性能評価指標 Cp を次の式（6）のように定義する．ベンチマークにおける指標と，実際の指標との比を算出し，その幾何平均をとったものである．ここで，$\bar{}$ を付した変数は，ベンチマークにおける指標を表す．

$$C_p \equiv \sqrt{\frac{C_e C_u}{\bar{C}_e \bar{C}_u}} \times 100\,[\%] \qquad (6)$$

ベンチマークとしては，制御性改善作業の場合には改善前の状態を，制御性能監視の場合には監視開始時点の状態を使用すればよい．

4.1.4.7. 制御性能監視事例

ある液面制御ループの制御性能監視の事例を以下に示す．図4は20日間における制御量と操作量の時系列トレンドである．16日以降に，制御性能低下の兆しが読み取れる．これは PID チューニング不良に起因するものであったが，注意深く観察しないと見逃す恐れがある．一方図5は，その Ce，Cu，Cp の時系列トレンドであり，制御性能の劣化はいずれにも顕著に現れている．特に Cp は制御性能変化の検出に適しており，その閾値は 150～200％が妥当であろうと思われる．

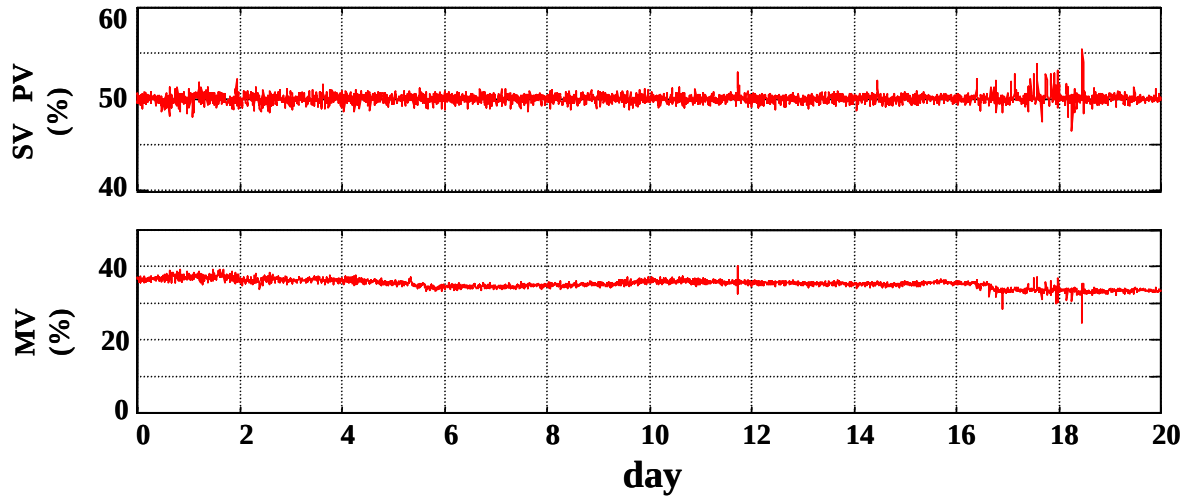


図4　液面制御の制御量と操作量の時系列トレンド

4.1.5. プラント安定化活動支援ツールの開発

プラント安定化活動の支援のため，上記のような制御性能監視指標を，自動で算出，集計するシステム

も開発した. その事例を以下に示す.

4.1.5.1. DCS プリンタ情報利用システム

プロセスアラーム件数あるいはオペレータ操作頻度に関する情報は, 従来 DCS のプリンタ用紙にしか残らず, これらを集計, 解析するには莫大な労力を必要とした. また, 印字不良時には情報が欠落してしまうこと, 維持するためのコストがかかること等の問題もあったため, DCS のプリンタケーブルを PC へ接続し, プリンタ情報を PC に収集, 集計できるようなシステムを開発した. そのシステム構成を図6に, PC 画面の一例を図7, 図8に示す. 本システムの開発により, プラント安定化活動に関する労力を大幅に軽減することができた.

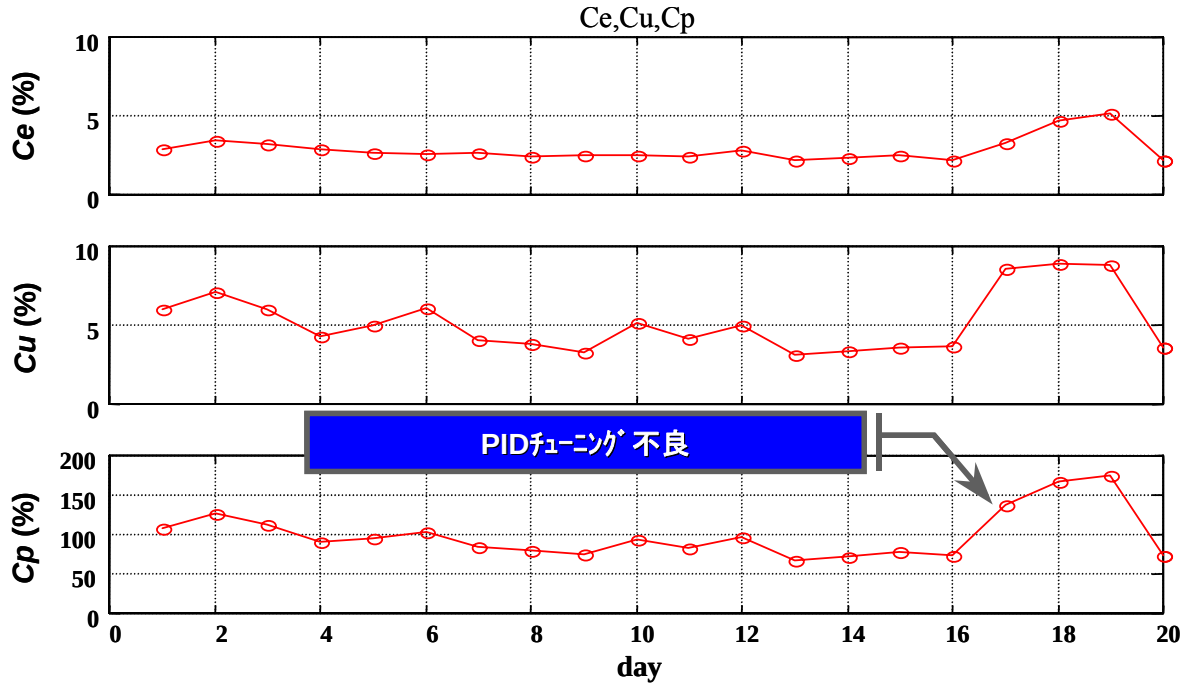


図5 Ce, Cu, Cp の時系列トレンド

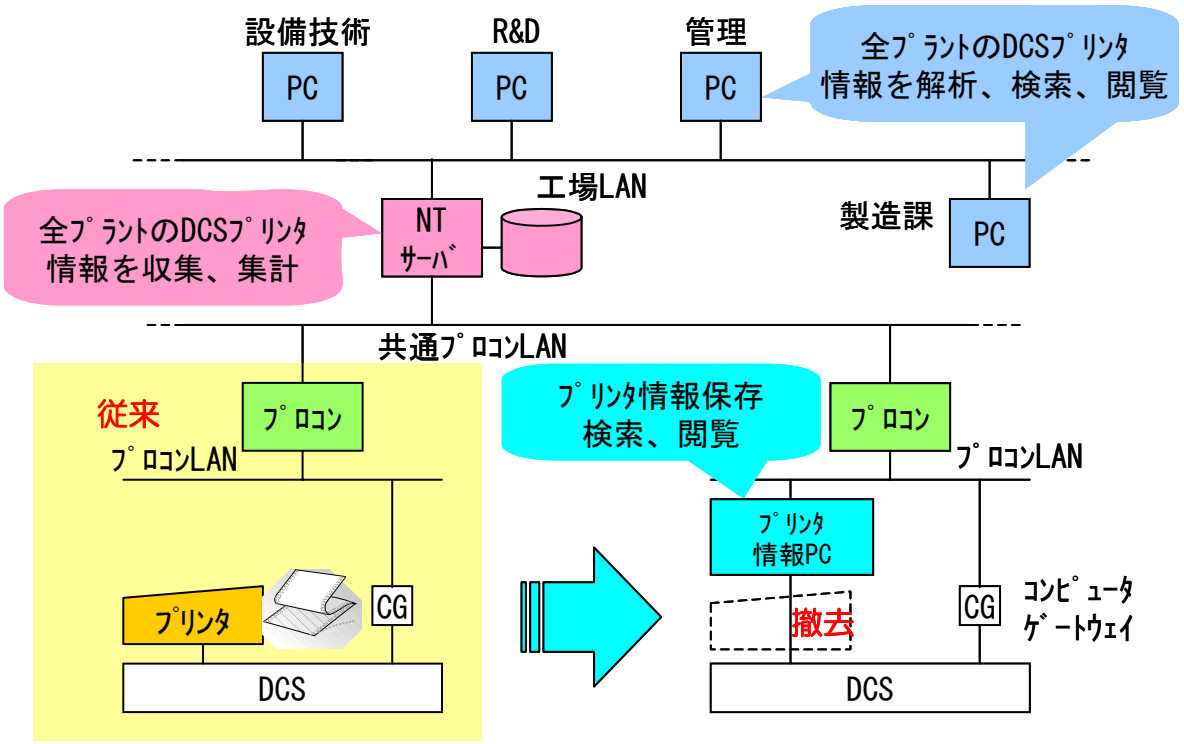


図6　DCS プリンタ情報利用システム　システム構成図

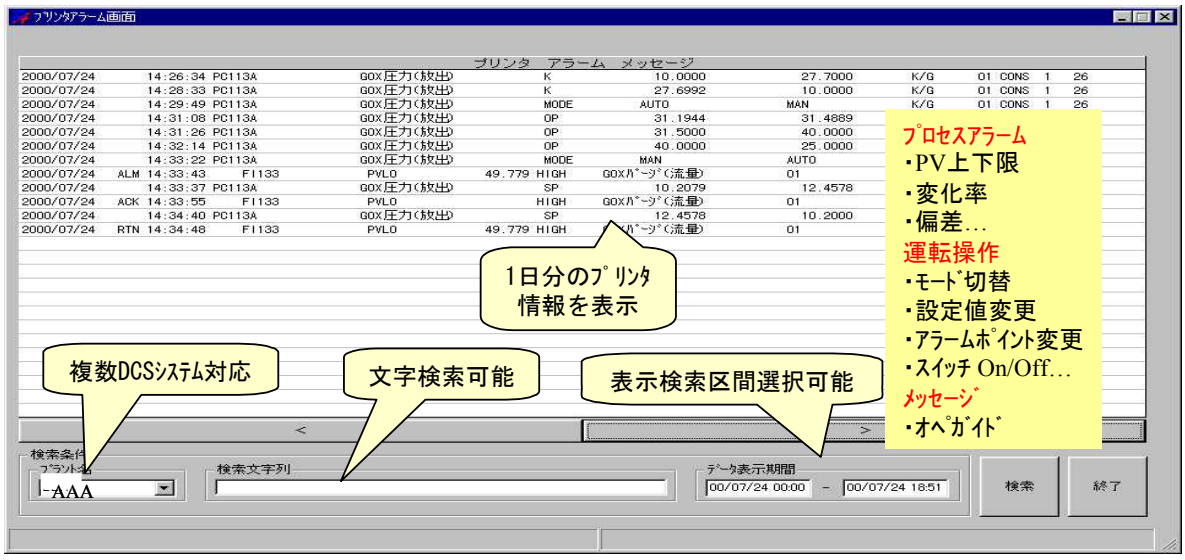


図7　DCS プリンタ情報利用システム画面の一例

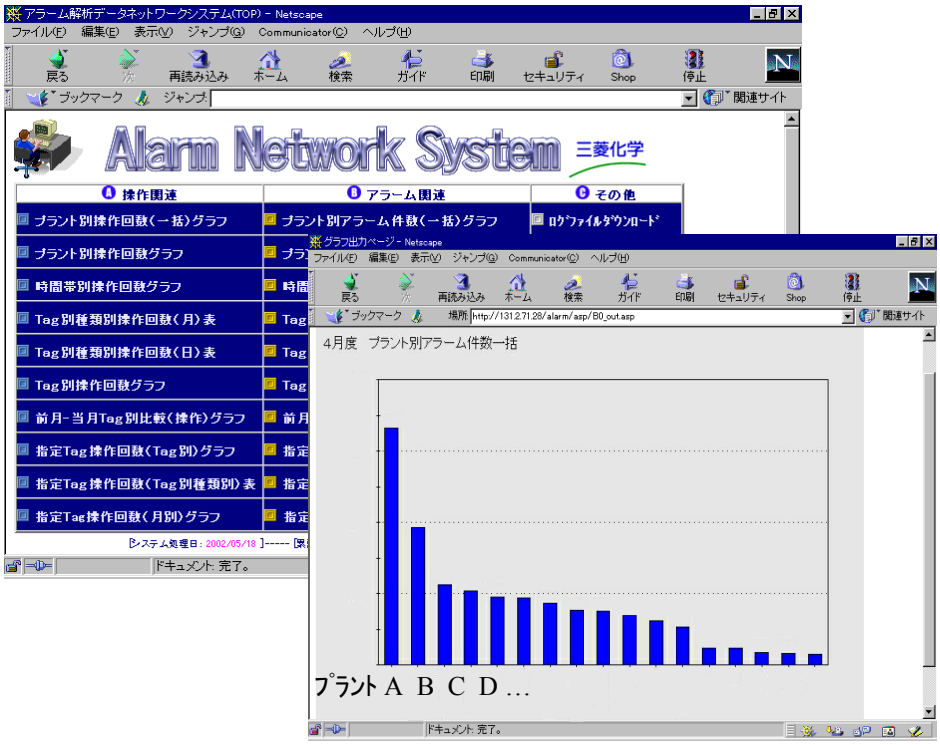


図8 アラーム／操作頻度解析ツールメニュー画面およびプラント別アラーム表示画面

4.1.5.2. 制御性能監視ツール

プロセスコンピュータに蓄積されたデータのトレンドを表示したり，そのデータを基に上述の制御性能評価指標を算出，表示したりするツールである．その画面の例を，図9～12に示す．データのサンプリング周期は，計算機あるいは通信の負荷を考慮して1分とし，評価指標の算出は1日毎とした．これは，連続プロセスにおける通常の外乱の周期が，最長24時間であることによる．

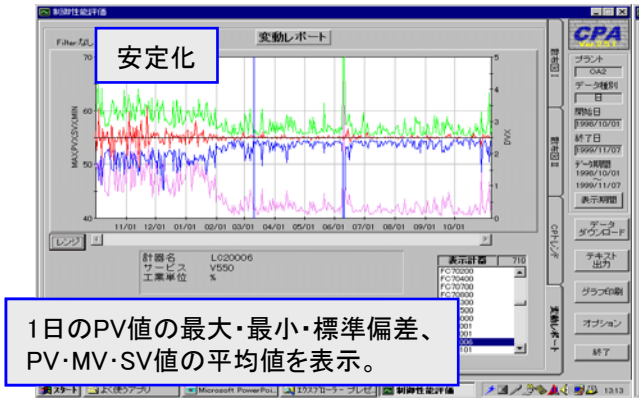


図9 トレンド表示

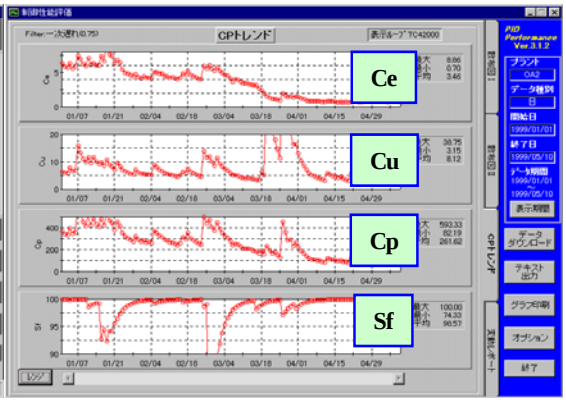


図10 Ce, Cu, Cp および Sf

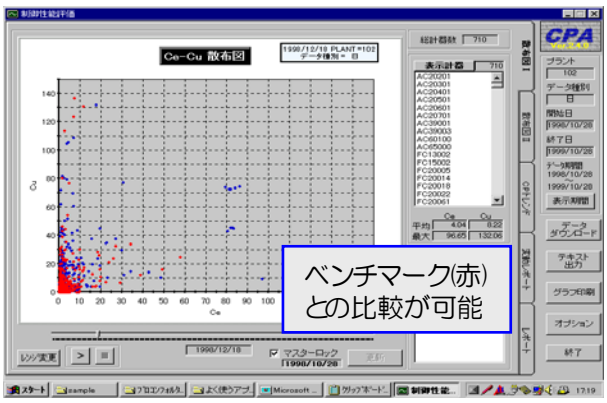


図11　Ce-Cu 散布図

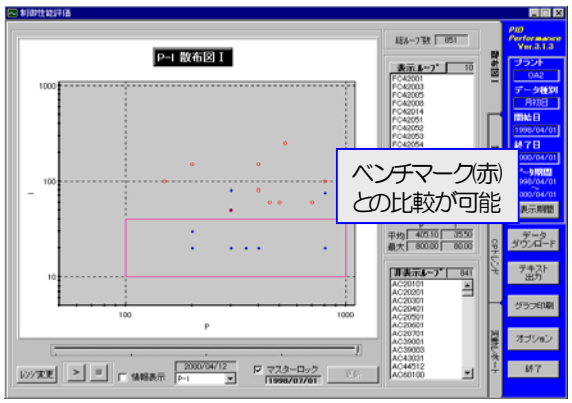


図12　PID パラメータマップ

4.1.5.3. PID チューニングツール／モデリングツール

PID チューニングの見直しを支援するツールとして，誰でも簡単に PID チューニングが行えることを目的として，モデリングツール，PID チューニングツールの開発も行った，その画面の例を，図13，図14に示す．

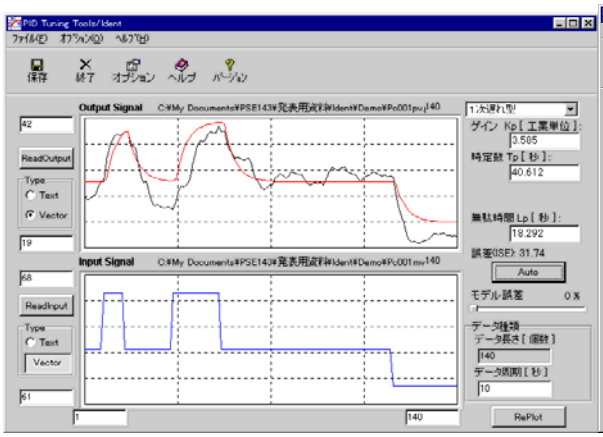


図13　モデリングツール

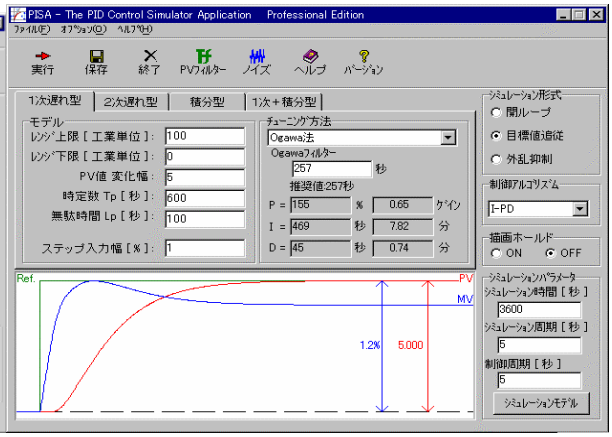


図14　PID チューニングツール

4.1.6. 多変数モデル予測制御に対する実用的な制御性能評価指標

多変数制御系の性能評価に関する論文[7,8]の中から，実用的と思われるコントローラ目的関数をベンチマークとする制御性能指標を選択し，モデル予測制御系（ＭＰＣ）が稼動中の実プラントデータに適用することにより，その有効性について検討した．他の実用的な手法としては，自己相関関数／相互相関関数を用いた指標，パワースペクトル／クロススペクトルを用いた指標等検討したが，相互干渉の影響の確認等，劣化原因推定には有用であろうが，性能の指標としては単独では使用できないという結論を得た．[9]

4.1.6.1. コントローラ目的関数をベンチマークとする制御性能指標

ＭＰＣは，目標値に動特性モデルから算出される予測値がなるべく近づくよう，次式の目的関数 J を最小にするような操作量を決定する．なお，右辺第２項は，操作量の急変を防ぐためのものである．

$$J = \sum_{i=1}^{P} [\hat{e}(k+i)^T \Gamma^T \Gamma \hat{e}(k+i)] + \sum_{i=1}^{M} [\Delta u(k+i-1)^T \Lambda^T \Lambda \Delta u(k+i-1)] \quad (6)$$

ここで，

$\hat{e}$：制御変数設定値と制御変数予測値の偏差ベクトル

Δu：操作量ベクトル

Γ, Λ：制御量，操作量に関する重み係数

P：制御量目標値一致区間

M：操作量決定区間

T：転置行列

である．

したがって，目的関数Jそのものを性能評価指標と考えることができるが，式（６）中に制御量および操作量の予測値が含まれるために，実装が困難である．そこで考案されたのが，予測値の代わりに実績値を用いる次式で表される評価指標J_{ach}である．[10]

$$J_{ach} = \sum_{k} [e(k)^T \Gamma^T \Gamma e(k)] + \sum_{k} [\Delta u(k)^T \Lambda^T \Lambda \Delta u(k)] \quad (7)$$

ここで式（７）は，制御量および操作量に関する重み係数とP，Mの他，目標値，制御量，操作量の実績値から計算できるため，J_{ach}の算出には，動特性モデルは不要である．

また，E(･)を期待値とすると，式（７）は次の式（８）と等価となる．

$$\begin{aligned} J_{ach} &= E[e(k)^T \Gamma^T \Gamma e(k) + \Delta u(k)^T \Lambda^T \Lambda \Delta u(k)] \\ &= m_e^T \Gamma^T \Gamma m_e + tr(\Gamma^T \Gamma \sigma_e^2) + m_{\Delta u}^T \Lambda^T \Lambda m_{\Delta u} + tr(\Lambda^T \Lambda \sigma_{\Delta u}^2) \end{aligned} \quad (8)$$

ここにおいて，m_XはXの平均，σ^2_XはXの分散を表し，したがって式（８）は，制御偏差平均，制御偏差分散，操作入力平均，操作入力分散の重み付き総和を意味する．

4.1.6.2. 適用した実プラントと運転データの概要

検討対象とした実プラントの概要を図１５に示す．２成分系の蒸留塔であり，留出液および缶出液の不純物組成を定められた範囲内に守り，かつ省エネ運転を達成するために，市販ＭＰＣパッケージが６分周期で稼動している．ここでは問題を簡略化するために，ＭＰＣ変数の中から，重要度の高い変数を抜粋して解析を行った．塔頂（ＣＶ１）および塔底（ＣＶ２）の組成制御のために，操作量として還流量（ＭＶ１）および塔底抜出し量（ＭＶ２）が選択されているが，省エネ運転達成のために塔圧（ＭＶ３）も操作量としている．制御変数としては，２０分周期でオンラインガスクロによって測定される塔頂および塔底の不純物組成の他，省エネ運転の限界値検知のために塔圧制御弁開度（ＣＶ３），フラディング回避のために塔差圧（ＣＶ４）も含まれてい

る．また，蒸留塔フィード量（ＦＦ）は，その前工程の蒸留塔塔底液面制御系のスレーブコントローラとして操作されているが，このＭＰＣにおいては観測外乱として制御変数の予測に利用されている．

一方，還流ドラム液面は留出量，塔底液面はリボイラ熱源である蒸気量でそれぞれ独立のＰＩＤ制御器（ＬＣ）で制御されている．蒸留塔フィード量に比べて塔底抜出し量が少なく，フィード量変動の外乱に対して対応できないために，塔底抜出し量で塔底液面を制御することができないという特色がある．

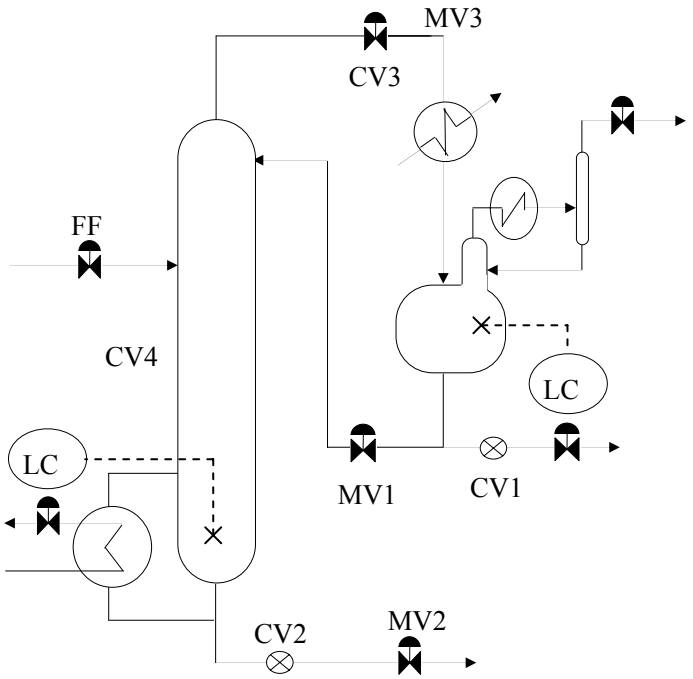


図15 蒸留塔プロセスフロー

このプラントの運転データを図１６に示す．横軸の単位はサンプル数で，データの収集周期は制御周期と同一の６分であり，トータルで４日間，９６０点のデータである．縦軸は計器レンジに対する比率[%]としており，制御変数の上下限値については，同一グラフ上に破線で示している．

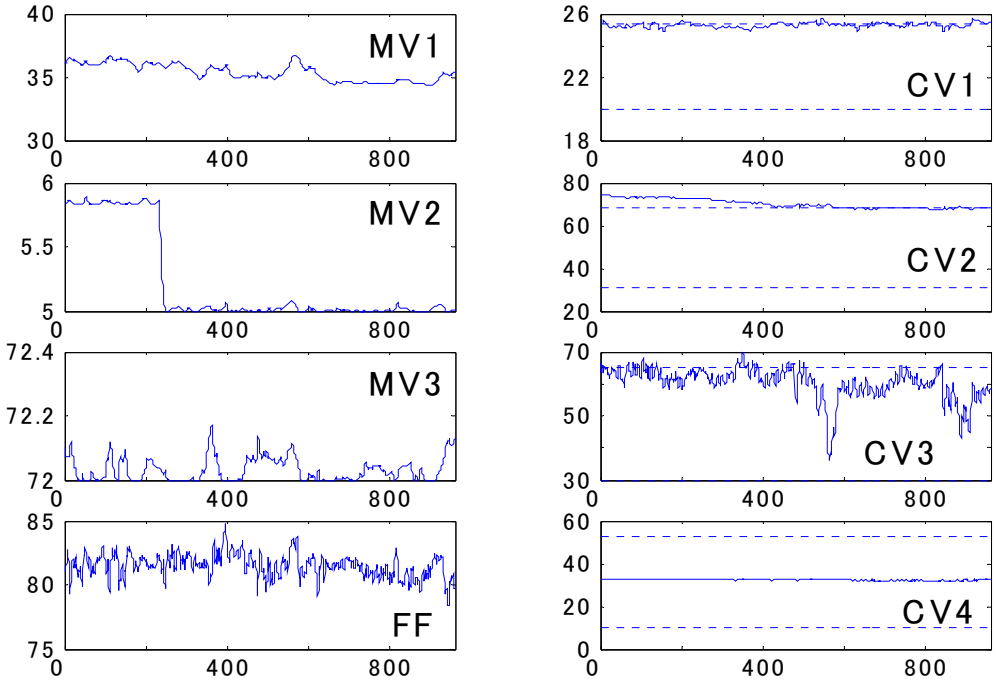


図16　適用した運転データ

ＭＰＣは，塔頂および塔底の不純物組成は多い方が経済的と判断し，塔頂組成（ＣＶ１），塔底組成（ＣＶ２）ともに上限値を目標とするように指令を出しており，ＣＶ１については良好に制御されているが，ＣＶ２は前半部分で上限値をオーバーしていたことが分かる．一方操作量である塔底抜出し量（ＭＶ２）のグラフによれば，前半部分に大きなステップ状の変化が見られるが，これは当初ＭＶ２の操作下限値が適切ではなく，それに気付いたオペレータが操作量下限値を下げたことによる．この操作により，ＭＰＣはＭＶ２をもっと下げることができるようになり，結果としてＣＶ２を上限値に制御できるようになった．

4.1.6.3. 適用結果

上記の運転データに対し，式（７）を適用してコントローラ目的関数を算出した結果を図１７に，またコントローラ目的関数を変数毎にプロットしたものを図１８に示す．この計算には各変数の重み係数が必要であり，次の表２に示す値を用いた．また，Ｐ，Ｍはそれぞれ１２０，６０とした．

表2　MPCチューニングパラメータ

	CV1	CV2	CV3	CV4	MV1	MV2	MV3
Weighting Factor	20	0.1	######	1.0E-06	15	180	0.2

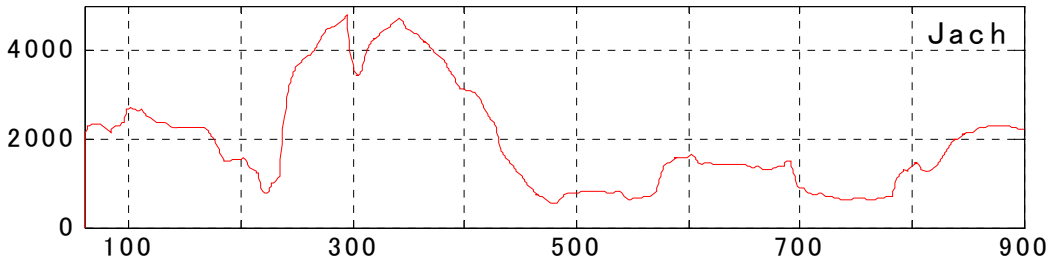


図17　コントローラ目的関数による制御性能評価指標

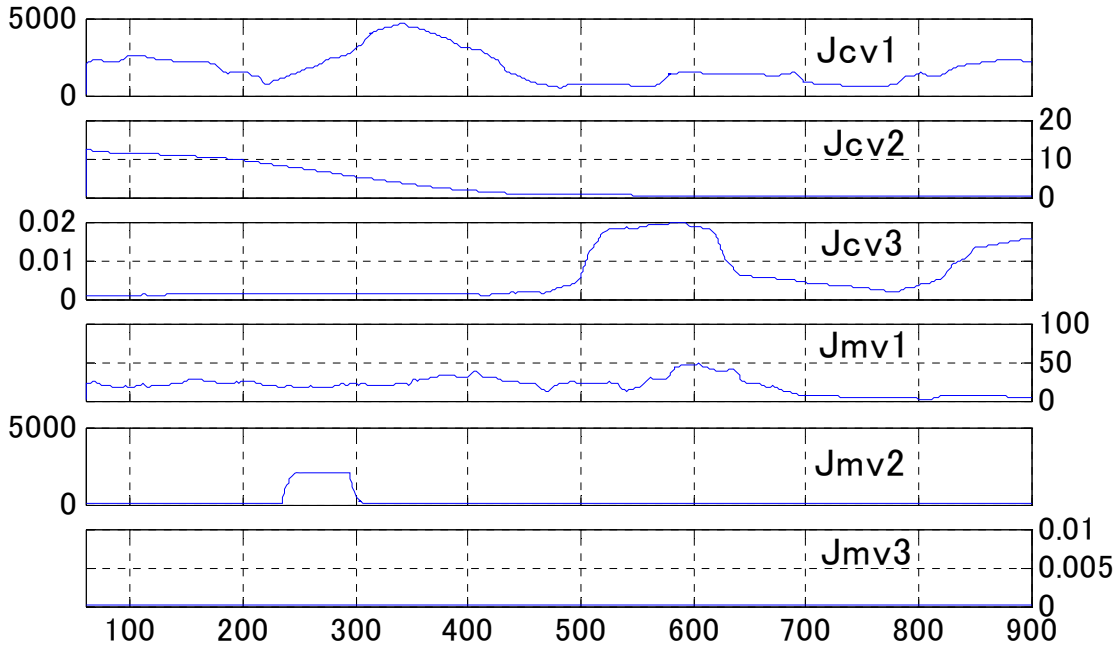


図18　変数毎の目的関数ベンチマーク

表２に示すように，ＣＶ１の重み係数が他の制御変数のものに比べて非常に大きく，したがって，ＣＶ１の目的関数ベンチマーク J_{cv_1}が，全体の目的関数ベンチマークJachに対して支配的であることが分かる．これは製品である留出液の不純物組成を許容範囲内に抑える，ということに非常に重きを置いていることを反映しており，したがって，コントローラ全体の制御目的から考えれば，目的関数ベンチマークによる性能指標はＭＰＣの性能をうまく表現できている可能性がある．

ただし，この手法には下記のような問題点が含まれており，今後の課題として残されている．

① コントローラ目的関数は，MPC パッケージ毎に異なり，全て開示されている訳ではない．

② パッケージによっては，制御量の重み係数を，状況に応じた値とすることができるものもある．このような場合には，各時刻における重み係数も記録する必要がある．

③ 市販ＭＰＣパッケージの特徴のひとつは，ＬＰ等の最適化ルーチンとモデル予測制御ルーチ

ンとを備えており，最適化ルーチンがコスト最適な運転条件を探索し，その結果がモデル予測制御ルーチンの目標値として設定されるということである．したがって，MPC コントローラの性能は，最適化ルーチン性能とモデル予測制御ルーチン性能のトータルで決まるが，本指標には最適化ルーチンの性能は反映されていない．したがって，蒸留塔のように，各制御変数の目標が固定されるような場合には有効であるが，そうでない場合には不十分である恐れがある．

4.1.7. おわりに

産業界における制御性能監視に対する取り組みの一例として，三菱化学の事例を紹介した．まずは性能劣化を定量的にいち早く検知することから着手しており，実用面を重視したシステム開発を行っている．しかしながら課題は，制御性能劣化の原因診断と対策の分野に多く残されていると感じており，今後も活動を継続する所存である．

参考文献

[1] T. Harris: Assessment of Control Loop Performance, *Can. J. Chem. Eng.*, **67**, pp.856-861 (1989).

[2] A. Horch and A. J. Isaksson: A modified index for control performance assessment, Journal of Process Control, 9, 475/483 (1999)

[3] 加納学： 制御性能監視， 化学工学会関西支部セミナー「プロセス制御の実際－プラント性能を最大限引き出すために－」資料，6/10，大阪，2002 年 12 月 10 日

[4] 赤松耕二，島廻昭朗，小河守正: 性能監視とチューニング，*化学工学*, 65, pp.665-668 (2001).

[5] F.G.Shinsky：Process Control System, McGraw-Hill (1967)

[6] G.K.McMillan：Tuning and control performance, ISA (1994)

[7] S. L. Shah, R. Patwardhan and B. Huang: Multivariable Controller Performance Analysis: Methods, Applications and Challenges, Presented at the CPC-6 conference, Tucson, AZ (2001)

[8] R. Patwardhan, S. L. Shah, G. Emoto and H. Fujii,: Performance Analysis of Model-based Predictive Controllers: An Industrial Case Study, Annual Meeting of AIChE, Miami Beach (1998)

[9] 西澤淳，橋本祐樹：モデル予測制御の性能評価に関する検討，計測自動制御学会 第 3 回制御部門大会資料, 355 (2003)

[10] R. Patwardhan: Studies in Synthesis and Analysis of Model Predictive Controllers, Ph. D. Thesis, University of Alberta, Edmonton, Canada (1999)

4.2. 多変数モデル予測制御の性能監視

三菱化学　西澤　淳

1997年に、アルバータ大学の学生であった Rohit Patwardhan 氏が三菱化学水島事業所に約 2 ヶ月間滞在し、市販モデル予測制御パッケージの性能監視に関する研究を行った。ここでは、その研究概要について紹介する。

4.2.1. はじめに

制御系の性能を維持することはプロセス工業において非常に重要であり、図1の制御性能ワークフローに示す、劣化検知、原因診断、対策樹立のルーチンを効率よく行う必要があるが、多変数モデル予測制御系に関しては複雑なシステムが多く、保守効率についてはエンジニアのスキルレベルに大きく依存していた。そこで、市販モデル予測制御パッケージの性能評価指標、あるいは原因診断手法についてのガイドラインを作ることを目的として検討を行った。

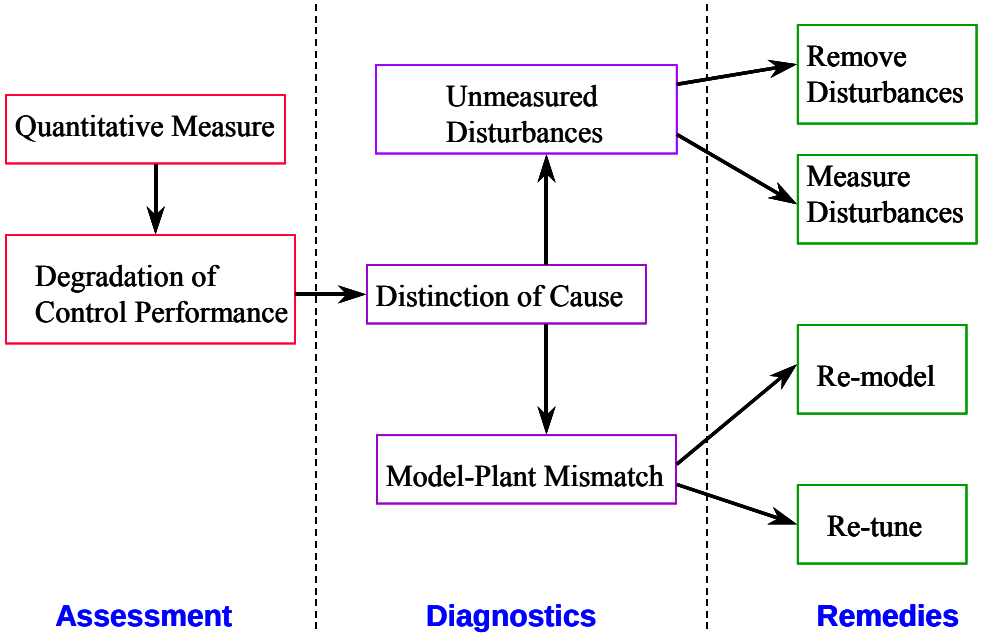


図1　制御性能監視ワークフロー

4.2.2. 市販モデル予測制御パッケージの概要

本研究で対象とした市販モデル予測制御パッケージの制御演算フロー概念図を図2に示す。特徴は、LP等の定常最適化ルーチンとモデル予測制御ルーチンとを備えており、定常最適化ルーチンが、制御変数および操作変数に対して与えられた上下限制約値の中で、コスト最適な運転条件を探索し、その結果がモデル予測制御ルーチンの目標値として設定されるということである。したがって、上下限制約を考慮した制御性能評価指標が望ましい。

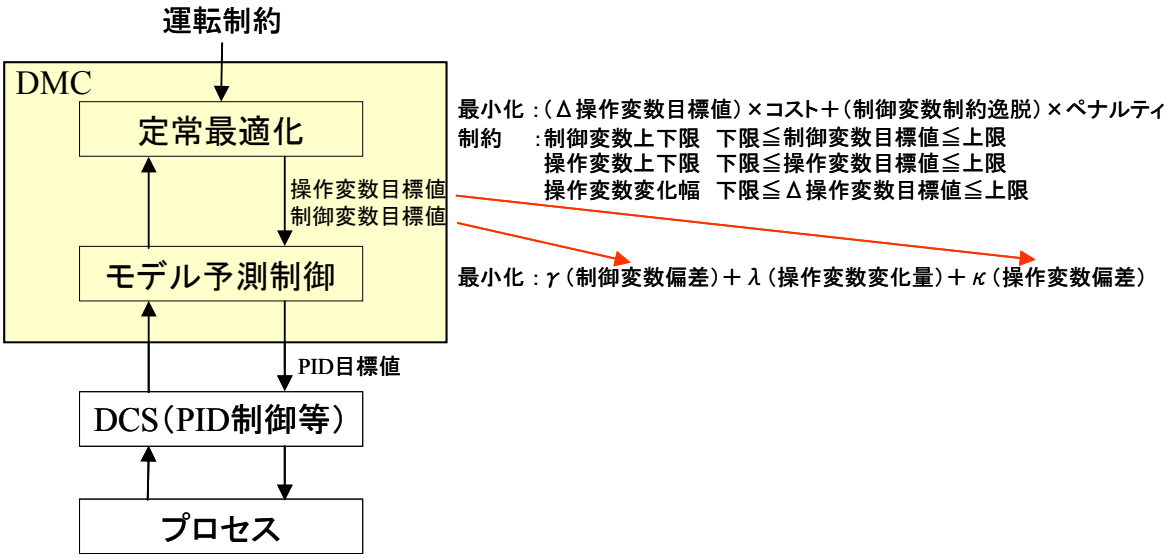


図2　市販モデル予測制御パッケージの構成

4.2.3. 多変数制御系に関する制御性能指標

保守効率化のためには、性能劣化を早期に発見することが重要であり、そのために、劣化の度合を定量的に把握するための性能指標の策定について検討した。ここでは、閉ループインパルス応答曲線を用いた手法と、モデル予測制御のコントローラ目的関数を用いた手法について述べる。

4.2.3.1. 最小分散ベンチマーク[1][2]

最小分散ベンチマークの概念図を図3に示す。通常の運転データから、時系列データ解析により閉ループインパルス応答曲線を算出し、ムダ時間 T_d でその領域を2分割し、それらの領域の比として表したものである。

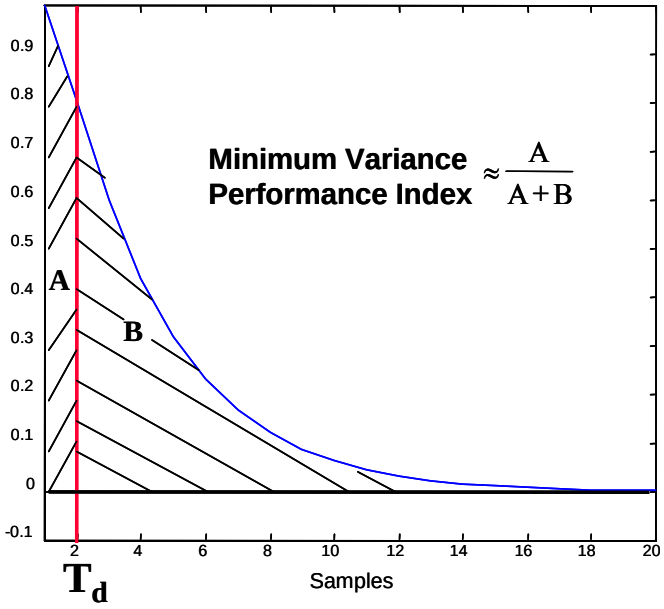


図3　最小分散ベンチマーク

4.2.3.2. 閉ループ整定時間ベンチマーク[3]

最小分散ベンチマークは、4．1．2で述べたように現実的では無いため、それを補うものとして考え出されたのが図4に示す閉ループ整定時間ベンチマークである。望ましい閉ループ整定時間 Ts を利用したベンチマークとすることにより、到達不可能な性能をベンチマークとする最小分散ベンチマークの問題点を解消しているが、コントローラ毎に設定する必要がある。

いずれの場合も、操作変数の上下限制約は考慮していない。

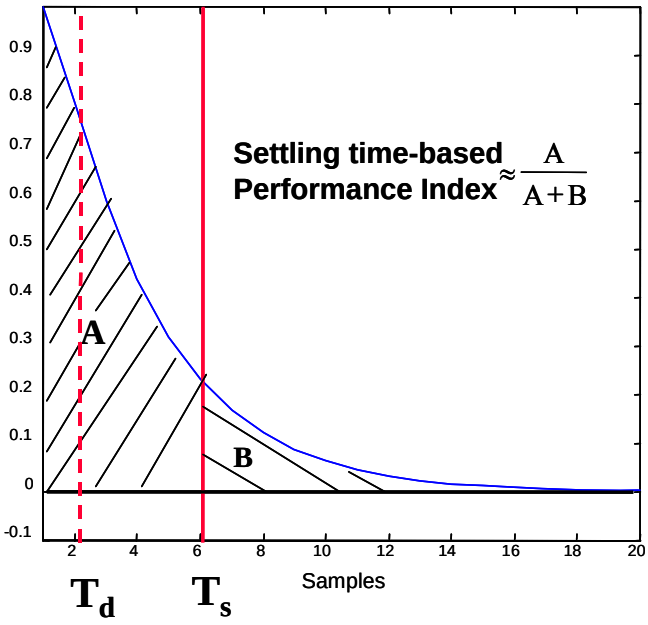


図4　閉ループ整定時間ベンチマーク

4.2.3.3. 目的関数ベンチマーク

モデル予測制御は、次の式(1)で表される目的関数 J_{des} を最小にするような操作量⊿u を決定する。

$$J_{des} = \sum_{i=1}^{P}[\hat{e}(k+i)^T \Gamma^T \Gamma \hat{e}(k+i)] + \sum_{i=1}^{M}[\Delta\hat{u}(k+i-1)^T \Lambda^T \Lambda \Delta\hat{u}(k+i-1)] \qquad (1)$$

これは、プロセスの将来の望ましい挙動を、時刻kにおいて計算したものであり、設計値である。一方、実際には、外乱の影響、モデルのミスマッチ等の理由により、設計値通りの挙動を取ることは困難であり、実際の目的関数 J_{ach} は、実績値に基づいて算出される次式となる。

$$J_{ach} = \sum_{i=1}^{P}[e(k+i)^T \Gamma^T \Gamma e(k+i)] + \sum_{i=1}^{M}[\Delta u(k+i-1)^T \Lambda^T \Lambda \Delta u(k+i-1)] \qquad (2)$$

そこで、目的関数の設計値と実績値との比によって制御性能の指標としたものが、次の式(3)で表される目的関数ベンチマーク η である。

$$\eta = \frac{J_{des}}{J_{ach}} \qquad (3)$$

式(1)の最適化計算の際には、操作変数の上下限制約を考慮することができるため、η は上下限制約を考慮することができ、また多変数系へも拡張可能である。その一方で、算出には将来の予測値が必要であるため、モデル予測制御パッケージから予測値を取り出せること、あるいはプロセスモデルを用いて予測値を算出することが必要となるため、実装は難しいという欠点もある。また、式(1)、式(2)から明らかなように、コントローラのチューニングパラメータも必要である。

4.2.3.4. ヒストリカルベンチマーク

目的関数ベンチマークの実装の難しさを解消すために、ある期間における目的関数実績値 J_hをベンチマークとし、それとの比較により制御性能の優劣を判断しようと言うのが、ヒストリカルベンチマーク η_hである。まず、比較基準とする J_hを、次式により計算しておく。

$$J_h = \sum_k [e(k)^T \Gamma^T \Gamma e(k)] + \sum_k [\Delta u(k)^T \Lambda^T \Lambda \Delta u(k)] \quad (4)$$

次に、評価する期間の目的関数実績値 J_{ach}を式(5)を用いて算出する。

$$Jach = \sum_k [e(k)^T \Gamma^T \Gamma e(k)] + \sum_k [\Delta u(k)^T \Lambda^T \Lambda \Delta u(k)] \quad (5)$$

両者の比をヒストリカルベンチマーク η_hとする。

$$\eta_h = \frac{J_h}{J_{ach}} \quad (6)$$

目的関数の計算期間については、連続プロセスにおける通常の外乱の周期が最長24時間であることから、24時間分の運転データに基づいて計算すれば良いと思われる。なお、4．1．6．1．で述べたように、目的関数実績値は期待値で表現できるため、式(6)は次の式(7)と等価となる。

$$\eta_h = \frac{E(J_h)}{E(J_{ach})} \quad (7)$$

ヒストリカルベンチマーク η_hは、全て実績値から算出できるため、計算負荷を低く抑えられるという利点がある。一方で、操作変数の上下限制約に関する考慮については、ベンチマークとして採用した時の制約値と同じ設定とは限らないため、注意が必要である。また、コントローラのチューニングパラメータが必要なことは、目的関数ベンチマークの場合と同じである。

4.2.4. 実プラントへの適用結果

上記性能指標の中で、実用的と思われる閉ﾙｰﾌﾟ整定時間ベンチマーク、およびヒストリカルベンチマークを、市販モデル予測制御パッケージが稼動しているプラントの運転データに適用し、生産量、すなわちプラントロードの違いによる制御性能の劣化について調査した。適用したプラントは、4．1．6．2で述べたものと同一である。生産量のトレンドグラフを図5に示す。モデル予測制御に用いる動特性モデルは、Normal Load 条件においてプラントテストを行って同定しているため、プラントロードの違いによりモデルにミスマッチが生じている懸念があった。

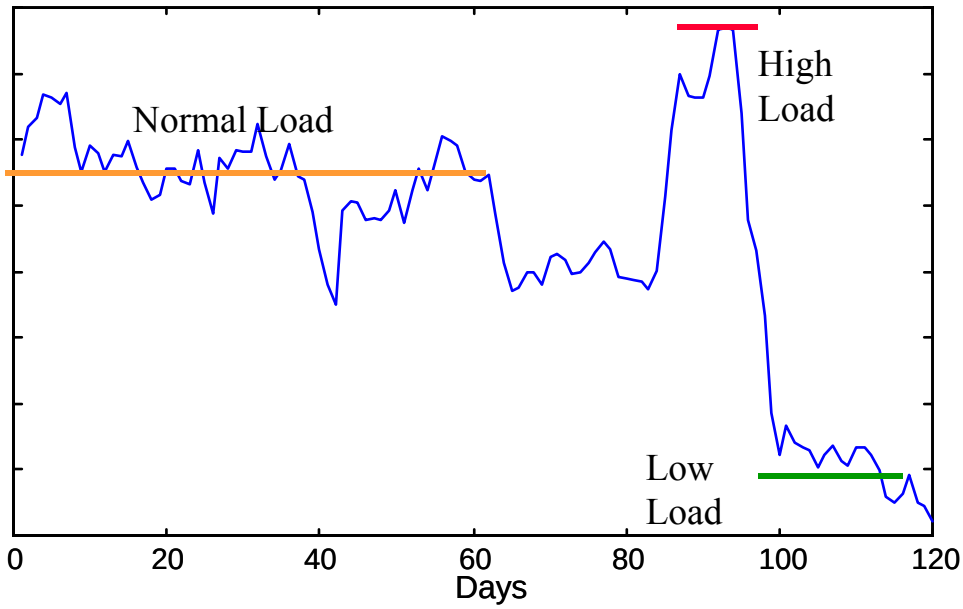


図5　生産量トレンドグラフ

図6に、2種類の性能指標を適用した結果を示す。(a)が閉ループ整定時間ベンチマーク、(b)はヒストリカルベンチマークである。また、横軸の1は Normal Load、2は High Load、3は Low Load を示す。いずれの場合も、数値の高い方が、性能が良いことを表す。なお、ヒストリカルベンチマークの場合の比較基準としては、Normal Load のデータを選んでいる。

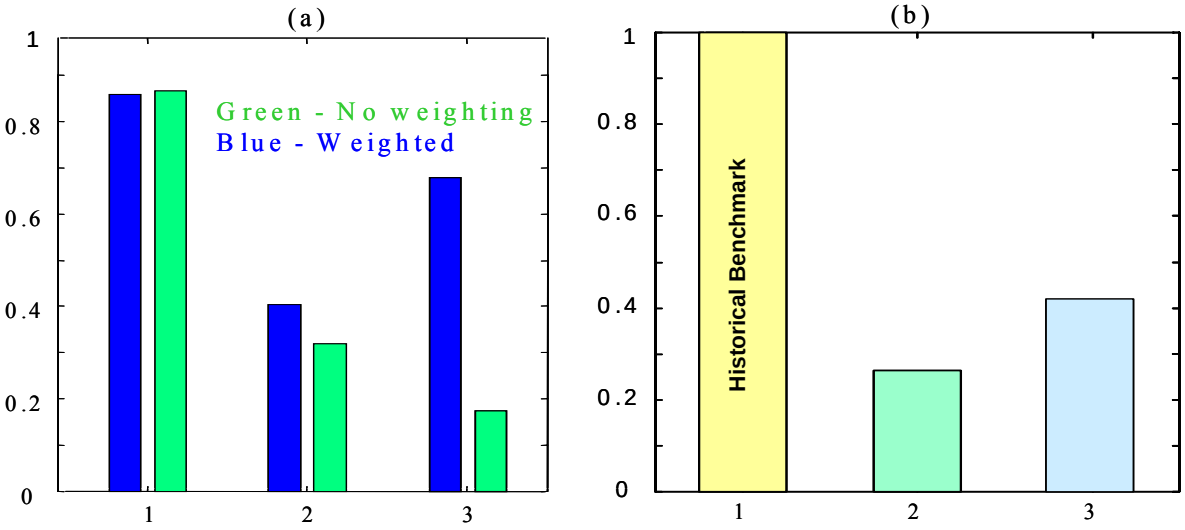


図6　性能指標適用結果

通常、モデル予測制御においては、制御変数に対してその優先順位に応じて重み付けを行うため、性

能評価を行う時にもそれを考慮すべきであり、閉ループ整定時間ベンチマークについては、重み付けを行った制御変数に対する性能評価結果も同時に示している。ここでは、塔頂組成が重要であるため、重みは塔頂組成100に対して塔底組成1とした。一方、ヒストリカルベンチマークについては、その算出過程においてコントローラのチューニングパラメータである制御変数の重みが加味されるため、図6(b)は重みを考慮したものとなっている。

いずれの指標によっても、プラントロードが変わることにより、制御性能が劣化しており、その度合は、高ロードの場合において顕著であることが分かる。低ロード時は、高ロード時よりも良い性能を示すということが、制御変数の重みを考慮することにより、閉ループ整定時間ベンチマークを用いても把握できている。

4.2.5. 劣化原因に関する診断結果

次に、性能劣化の原因についての考察を行った。図7は、制御偏差と予測誤差について、Normal Load と High Load の比較を行ったものである。

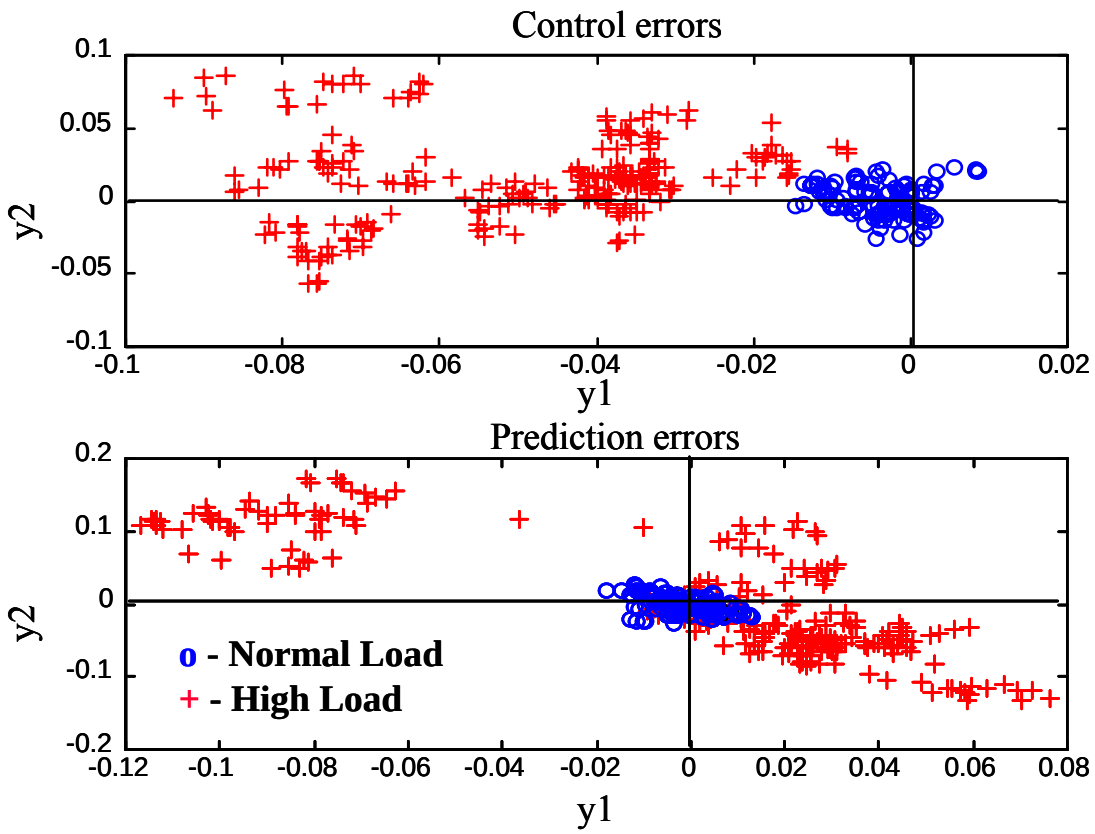


図7　制御偏差および予測誤差

図7によれば、Normal Load においては、制御偏差も予測誤差も原点近くに分布しており、塔頂組成、塔底組成ともにモデルのミスマッチも小さく、良好に制御されていたことが分かる。一方、高ロードにおいては、予測がずれていた、すなわち、モデルのミスマッチが大きかったことにより、制御性能が劣化していたのではないかということが伺える。

図8には、低ロード時の塔頂組成、還流量のトレンドグラフを示す。

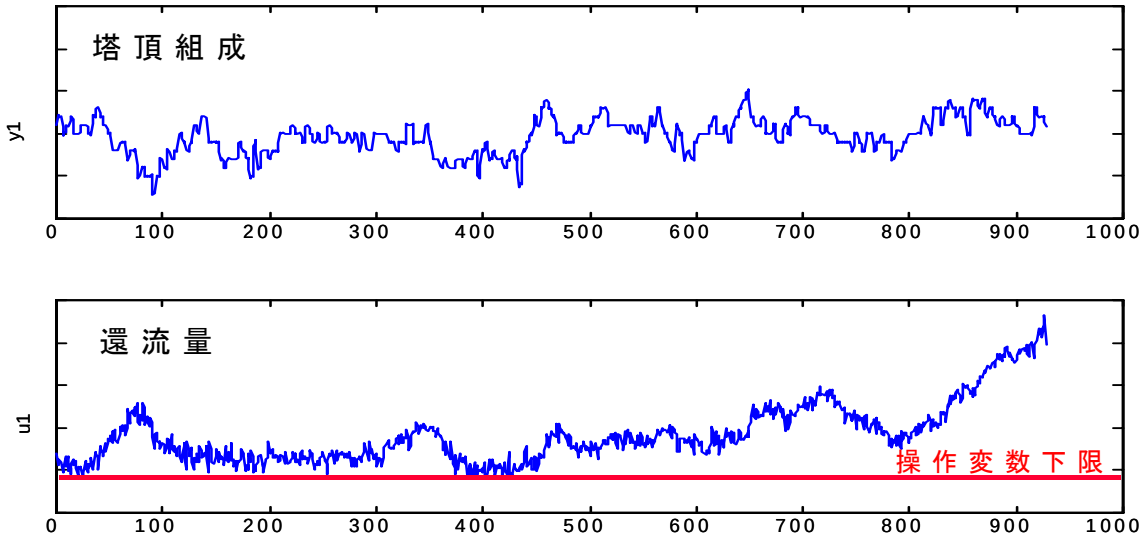


図8　低ロード時の塔頂組成および還流量

還流量が、その操作下限制約値にまで達しており、それ以下に下げられなかったことが分かる。プラントロードの低下に応じて、操作変数の操作下限値も下げるべきであったが、何らかの理由によりそれがなされておらず、その結果低ロード時には制御性能が劣化したものと思われる。

4.2.6. まとめ

市販モデル予測制御パッケージの性能評価指標について検討し、実プラントのデータに適用してその効果を確認した。多変数制御系に関しては、制約条件の考慮が必要であるが、制約条件を扱うことができ、かつ計算負荷が少なく実装しやすいような性能指標の策定が課題として残された。また、性能劣化原因の診断に関しては、現段階では保全エンジニアのスキルに頼っている状況であり、診断手法に関する検討余地は非常に多い。通常の運転データから制御用の動特性モデルを同定する、閉ループ同定技術は、ひとつの選択肢であると思われる。

参考文献

[1] T. Harris: Assessment of Control Loop Performance, *Can. J. Chem. Eng.*, **67**, pp.856-861 (1989).

[2] B. Huang: Multivariate Statistical Methods for Control Loop Performance Assessment, PhD thesis. Dept. of Chem. Eng., University of Alberta, Edmonton (1997)

[3] D. J. Kozub and C. E. Garcia: Monitoring and Diagnosis of Automated Controllers in the Chemical Process Industries, Presented at the AIChE Annual Meeting, Chicago (1993).

4.3. プロセス診断と異常検知へのウェーブレット変換の応用

三井化学　松尾　徹

4.3.1. 緒言

ここ20年来、化学プラントの制御にはコンピュータによる分散型制御（DCS）が普及し、制御信号をデジタル（数値）データにより取り扱うことが一般的になってきている。それに加えて最近の10年は、DCSにより扱われたプロセスの数値データを大量に保存するシステム（ヒストリアン）が整備されてきており、長期にわたる操業期間のプラント挙動を数値データとして蓄える環境が整ってきた。このような環境が完備されることで、データに基づいてプラントの挙動を捉えることが可能になり、「シックスσ」に代表される統計的な生産評価が注目されるようになってきた。現実の商業的生産のプラントの運転においてもプロセス変動の抑制が、生産の効率化、コストダウン、品質の向上につながることとして、「最小分散制御」などの重要性が認識されるようになってきた。

統計的アプローチはプロセス挙動の定量的な把握やその特徴を見つけ出す点で貢献は大きく、ヒストリアンの普及とともに応用が進んでいるが、難を言えば動的な挙動についての表現能力に欠けるところがある。例えば、ある時間範囲での平均値評価や、分散評価などは、その時間範囲での静的な（塊として）の物理量の定量評価は出来るものの「動的な性質」が失われてしまう。一方、プラントのデータの収集システムは、時系列的にデータの採取と保存を行うことが一般的で、プラントの挙動解析は、時間情報と状態量などの物理量を同時に勘案しながら検討することが多い。例えば、プラント運転によく利用するDCS画面のトレンドグラフなどがこれにあたる。これらのことから、統計的手法のようにデータに基づく定量評価能力と、トレンドグラフの観察のような動的特徴抽出能力の両方を兼ね備えた方法論の開発が望まれている。

トレンドグラフの持つ情報を考えてみる。データとして採取されているのは時刻と現在値（PV）であるが、時間あたりのPV変化の頻度という切り口で整理すると周波数という独立した情報（次元）が現れる。例えば、トレンドグラフの形状から動的な特徴を拾い出し診断に役立てるのは熟練した制御エンジニアのテクニックの一つとなっている。データ処理手法はどうあれ、このことは動的情報の分析がプロセス挙動の特徴抽出の鍵になることを示唆しているように思える。

トレンドグラフに持続振動情報が含まれている場合は、数学的手法のフーリエ変換を使うことで周波数と振幅の関係（パワースペクトル）が整理され、周波数領域で特徴を抽出することができる。プラントの時系列データから特定の持続振動をフーリエ変換により抽出し、そのスペクトルパターンから異常原因にまで遡ることが出来ることを実証した例がいくつかある。例えば、石油精製プラントの時系列信号をフーリエ変換し、信号に含まれる持続振動成分を抽出してそのスペクトルの形からプラント制御性異常の根本原因を突き止める方法論が報告されている[1]。あるいは、パルププラントの異常原因をパワースペクトルで突き止めた例なども報告されている[2]。これらはプラントのトレンドデータをパワースペクトルに変換することで特徴抽出を行った例になる。

周期的な振動のような規則性を持った変動についてはフーリエ変換を使うことにより解析が可能になる

が、実際の化学プラントの信号には、パルスやインパルス、不規則な変動などの非振動的な変動も多く含まれる。より広い種類の変動にも対応することが可能なように、ウェーブレット変換を使って周波数的特徴を抽出することを試みた。1980年以降に現れたウェーブレット変換のアルゴリズムは、時間に局在した周波数解析を可能にした[3]。このアルゴリズムを使うと時系列データから時々刻々と変化する周波数領域の特徴を抽出する事が出来るために、プロセス事象の前後関係の解析や、ダイナミックな現象の解析が可能になる [4]。更に、非振動的な変化についても周波数的特徴の抽出が可能なので、フーリエ変換では見落とされていた現象の解析も期待される。

本報告では、フーリエ変換との比較を適宜行いながらウェーブレットの特徴を示し、実プラントのプロセス診断にウェーブレットを応用した例を紹介し、プロセス診断の方法論としての可能性を議論したい。

4.3.2. フーリエ変換とウェーブレット変換の比較

4.3.2.1. 持続振動を含むトレンドの周波数への変換

プラント操業状態の監視などに使われるトレンドグラフはX軸を時間軸、Y軸を工業単位とする2次元平面で表されるが、この時系列情報に含まれる周波数成分を解析する場合Fourier変換によるパワースペクトルが用いられることが多い。(図1　参照)

パワースペクトルにおいては、周波数成分を解析することは可能だが、信号が動的に変化する場合、どの時点で周波数、振幅それぞれに変化があったのかを捉えることはできない。たとえば、図1では、途中の時点で信号が20分周期から40分周期に変化し、振幅も変化しているが、パワースペクトルでは変化の時刻情報が失われている。

一方、フーリエ変換で失われる時間情報もウェーブレット変換では失われないため、振幅、周波数の変化したタイミングを捉えることが可能となり、操業状態の変化との対応づけが容易になる(図2参照)。

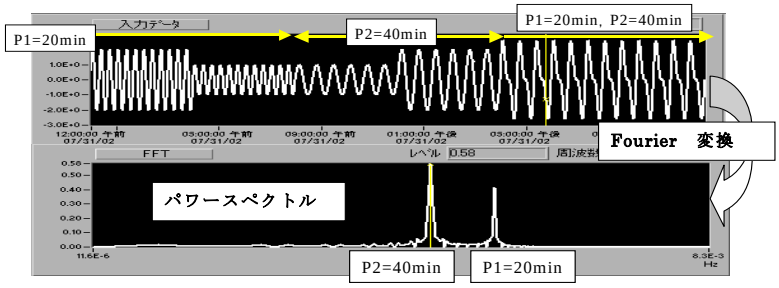


図１　振動のトレンドグラフとフーリエ変換

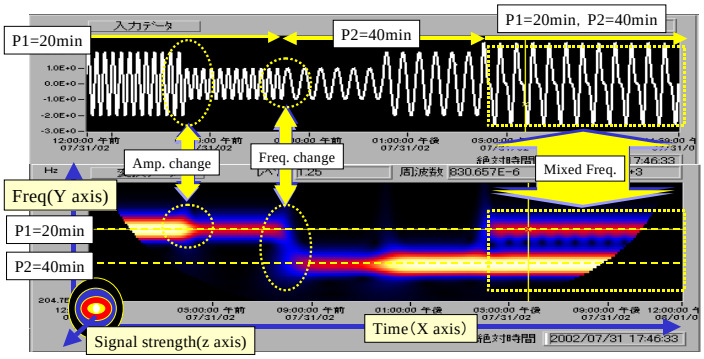


図２　振動のトレンドグラフとウェーブレット変換

4.3.2.2. スパイク状信号の周波数への変換

トレンドグラフに含まれるスパイク状の信号について、フーリエ変換とウェーブレット変換の変換結果を比較する。フーリエ変換では、対象範囲の周波数成分が全て重なって表示されるために、個々のスパイクの周波数的な特徴や信号の前後関係などがパワースペクトルに表現されず、周波数による特徴抽出が出来ない。(図3参照)

一方、ウェーブレット変換では、スパイク信号の形状(鋭さ、階段状、パルス状)などにより時間－周波数領域の模様が異なり、個々のスパイク信号の周波数的特徴を時間毎に抽出できる。(図4参照)

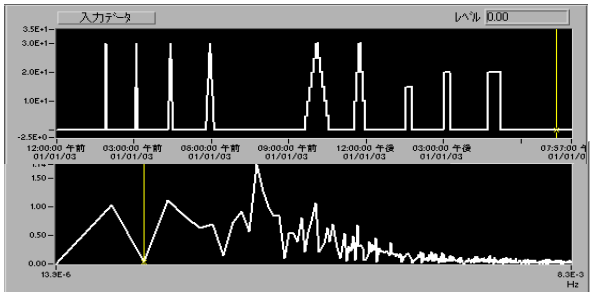


図３　スパイク信号とフーリエ変換

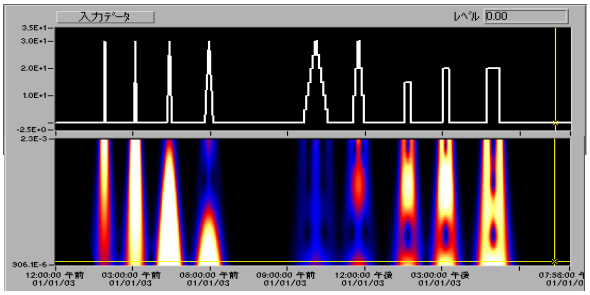


図４　スパイク信号とウェーブレット変換

4.3.3. 信号の1次遅れとウェーブレット変換

プロセスの信号入出力において1次遅れ応答の関係を持つ場合は多い。この応答について、ウェーブレット変換ではどのような特徴が抽出されるのかを示す。

4.3.3.1. 持続振動を含む信号の1次遅れ

周波数、振幅が変化する持続振動の信号と、これに1次遅れ処理を施した出力を用意する。これらの信号にウェーブレット変換を行う。トレンドグラフの形状は大きく異なるが、ウェーブレット変換により時間－周波数領域に変換された信号の周波数分布は類似性が高く、同種の信号であることが容易にわかる。(図5参照)

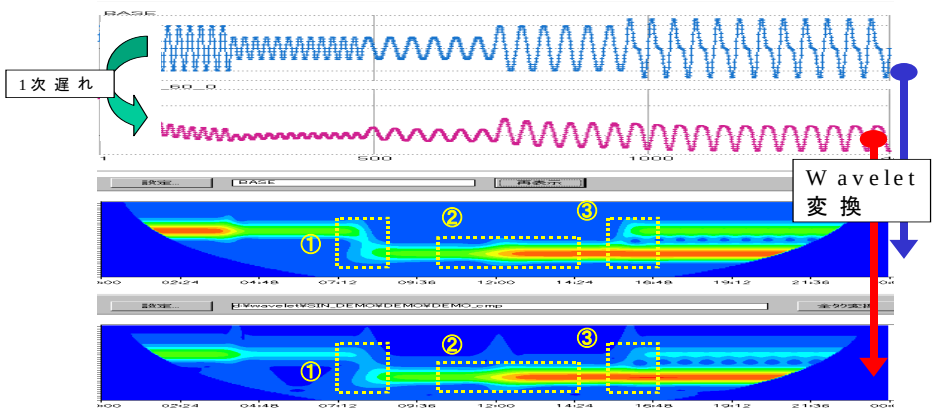


図５　振動の１次遅れ応答とウェーブレット変換

4.3.3.2. スパイク状信号の1次遅れ

複数種類のスパイク状信号（鋭く変化する型、階段状に変化する型、パルス状に変化する型）と、これに1次遅れ処理を施した信号を用意する。これらの信号にウェーブレット変換を行う。1次遅れ処理を施したトレンドグラフでは、原信号の特徴（スパイクの型）が消えて、いずれも同様の形態になり、その起源との対応がつかみにくくなる。

しかし、ウェーブレット変換による　時間―周波数領域　の周波数パターンには、原信号の特徴が保存されており、原信号との対応を行うことが容易になる。（図6参照）

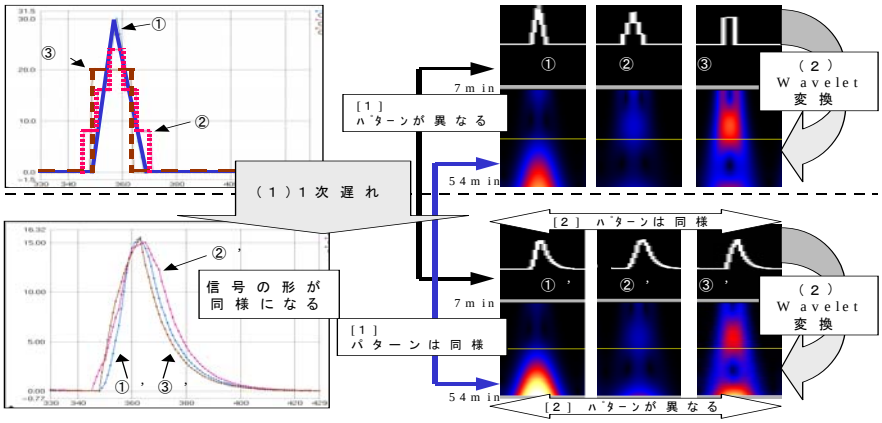


図６　スパイク状信号の１次遅れとウェーブレット変換

4.3.4. プロセス制御の不良原因の特定

信号がプロセスを通過し、その過程でプロセス上の各種の影響（ノイズ、無駄時間、1次遅れ、高次遅れ、他の信号のバイアス　など）を受けてトレンドグラフ上の信号が変形するので原信号と出力信号の対応はとりにくくなる。

しかし、ウェーブレット変換による時間―周波数領域上の周波数成分はプロセスを通過しても変形を受け

にくい。この性質を利用すると、捉えた異常信号に対してウェーブレット変換を行い、その時間－周波数領域のパターンを頼りにしてプロセスを遡り、異常の根本原因の特定を行うことが可能になる。(図7参照)

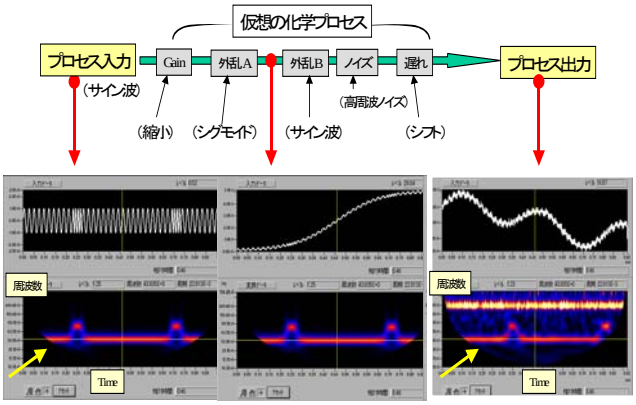


図７　プロセス上の異常信号の伝搬と追跡

4.3.5. ケーススタディ

実プラントの操業データを使いケーススタディを行った。

4.3.5.1. ユニット単位での変動の伝播(Unit-wide disturbance)

[プロセス概略]

2種類の原料ガス(A, B)を混合、触媒を充填した反応器に原料ガスをフィードし、発熱反応の下で製品(C)を生産する。 A, Bの反応は等モル反応だが、未反応のAが生成物側に残るのを防ぐために、Bを若干過剰量供給して、生成物側に余剰のBが残るような条件で運転する。

反応物　Aの供給量は流量計(FI)、反応温度は温度計(TI)、生成物側に残存する余剰のBは濃度計(AI)でそれぞれ測定される。

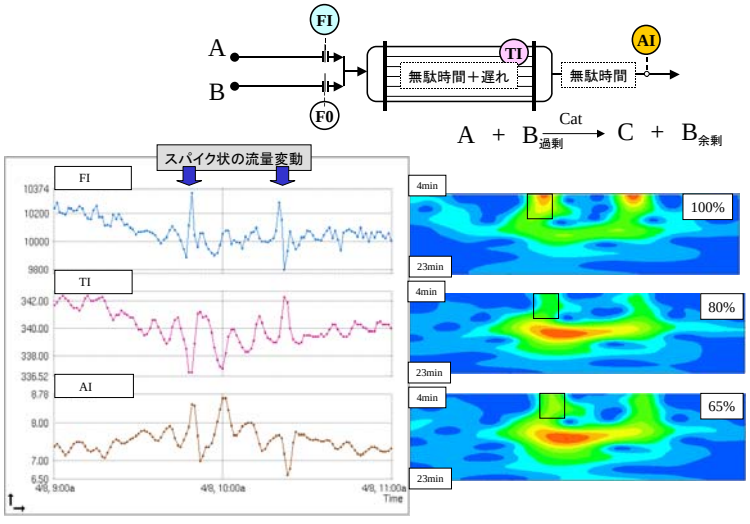


図8　Wavelet変換による　非定常信号の解析

［反応解析］

原料（A）のフィードが変動した時、反応温度、反応生成物濃度に対する影響は、トレンドグラフからでは不明である。しかし、これらのトレンドデータをWavelet変換してパターンを比較すると、フィード原料が変動する時、反応温度、反応生成物濃度へ影響していることが明らかになる。

4.3.5.2. プラント単位での変動の伝播（plant-wide disturbance）

ポリマープラントへ応用した例について紹介する。

［プロセス概略］

ポリマーを生産しているプラントの反応器部分を図9に示す。反応器の形式は連続式タンク型反応器で、触媒、調整剤、モノマー、溶媒などを反応器にFeedして、反応器の状態（ガス組成、温度、重合速度　など）を調整しながら重合反応を行う。Feedされたモノマーは重合して高分子量になるので粘性を持った流体になってボトム部分の配管から次工程へと排出される。その途中で品質に相当する粘度の測定がリアルタイムに行われる。このプロセスでは、反応器から、粘度計までの液の輸送時間は20分となっている。

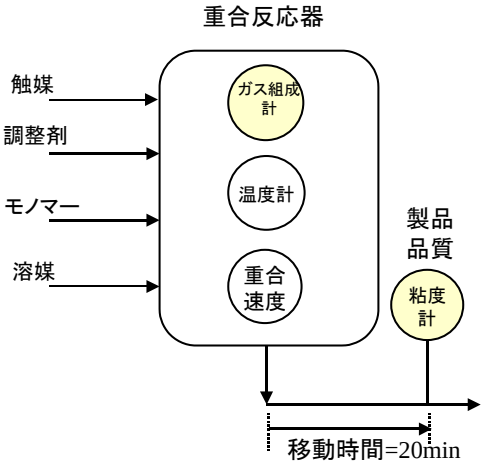


図９　ポリマープロセス（反応器）

［品質管理上の問題点］

反応器部分の運転条件（ガス組成、温度、重合速度）と品質（粘度）のトレンドグラフとそれのWavelet変換を示す。（図10　参照）

ポリマー生産時、品質に相当する粘度が変動していることがトレンドグラフからわかる。しかしこの変動原因がどこにあるのかわからない。

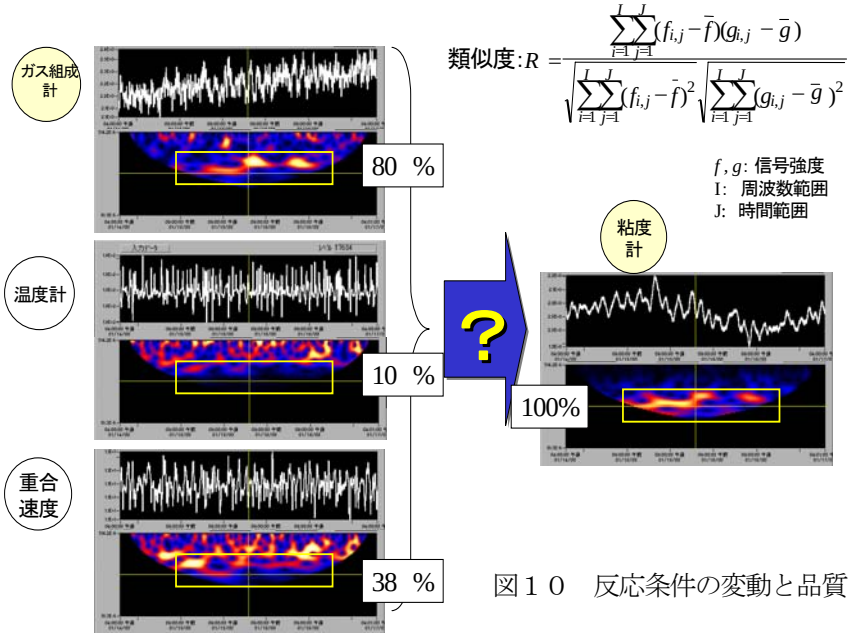


図１０　反応条件の変動と品質

［品質変動原因の究明］

粘度計の時系列データをWavelet変換すると、時間－周波数領域に特定の周期的振動のパターンが現れる。次に、反応器条件（各種の時系列データ）をWavelet変換すると、それぞれについて　時間－周波数領域にパターンが出てくる。それらの中で、ガス組成のパターンが粘度のパターンに類似していることが観察される。

4.3.5.3. 工場単位での変動の伝播(site-wide disturbance)

[プラント間の変動伝播]

石油化学工場では、工場内のプラント群はパイプで直接繋がり上流プラントの製品は下流プラントの原料となることが多い。そのため、上流プラントで生じた変動は下流プラントの生産への影響を及ぼすことがある。例えば、この原料ガスヘッダーから供給を受けるユーザープラントの一つは、ガス組成の測定(GC)と流量制御(FC)のカスケード制御にて反応器のガス組成を制御している。

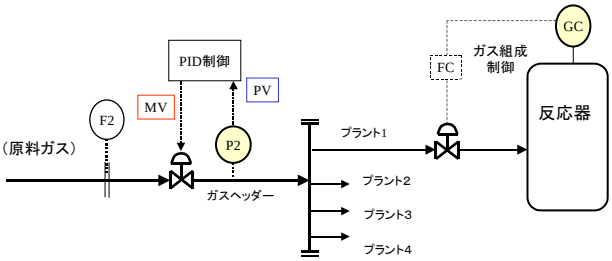


図１１　工場内の原料供給プロセス

反応器のガス組成は設定値(SV)に対して変動しているが、トレンドグラフからはこの原因について知ることはできない。しかし、原料供給ヘッダーの圧力と対照しながらWavelet変換を行うと、変動の時間分解スペクトルは原料供給ヘッダーとの一致していることがわかる。(図12にこの関係を示した。)このことからユーザープラントにおけるガス組成の変動は上流プラントからの原料ガスの圧力変動に由来しており、下流プラントの変動抑制のためには上流プラントの制御性を改善して外乱を抑制することが望ましいことがわかる。

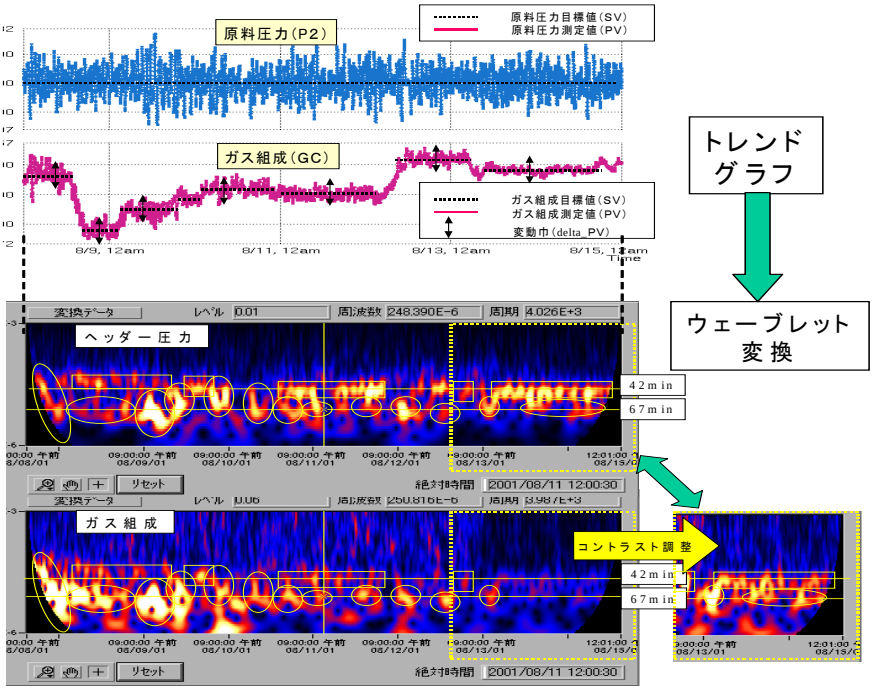


図１２　供給圧力と需要プラントの変動

4.3.6. 結論

従来、化学プラントの状態診断には時間軸上にPV値をプロットしたトレンドグラフを観察してトレンドの形態比較から特徴を抽出する方法が採られてきた。この作業も暗に時刻毎の周波数解析を行っている場合も有り、数学的な変換により周波数を定量的に求めて比較することが有効と考えられる。

古典的な数学の変換方法としては、フーリエ変換があり、これをプロセス信号の解析に用いて一定の成果があがっている。しかし、時間毎に多様に変化する動的な信号の解析には向いていない。ウェーブレット変換は時間的に局在化した関数を基底関数として使用するために、時間毎の周波数解析が可能になり、化学プラントなどのように動的事象を多く含む系からの特徴抽出に周波数解析の応用範囲を広げている。今後、ウェーブレットの持つ時間分解的な分析能力を応用していくことで、プラントの動的な挙動の解析やプロセス挙動の理解が進むと考えている。

謝辞

本研究の一部は、IMS研究プロジェクトの支援のもとに行われました。

参考文献

[1] N.F.Thornhill, S.L.Shah and B.Huang, “Detection of Distributed Oscillations and Root-Cause Diagnosis” Proceedings of CHEMFAS4, June7-8, 2001, Jejudo (Chejudo) Island Korea, pp167-172

[2] Michael Ruel, and John Gerry, “Quebec quandary solved by Fourier transform”, PULP AND PAPER, August, 1998 pp53-55

[3] 榊原 進 ”ウェーブレットビギナーズガイド” 電機大出版局 5月 1998年

[4] T.Matsuo, H.Sasaoka, Application of Wavelet analysis to Chemical process diagnosis, *KES’2002*, Crema, Italy (2002) pp843-847

4.4. GaAs単結晶育成プロセスへのモデル予測制御の適用

ジャパンエナジー　白川　義之

4.4.1. GaAs単結晶育成プロセスについて

4.4.1.1. GaAsの特徴

GaAsは、発光機能を持ち可視光や赤外光の発光が可能であること、電子異動度が大きいため高速動作の素子が作成可能であること、低雑音特性・感磁機能・耐久放射特性に優れること、等の特徴を持ち広範囲な用途が見込まれ、効率の良い製造技術の確立が期待された。単結晶のインゴット、スライスしたウェハー等の概観を「スライド③」に示す。

4.4.1.2. 単結晶育成炉内構造

GaAsの単結晶育成は、炉内圧力約20気圧、炉内温度約1600℃に達する高温高圧状態下で行われる。今回、ジャパンエナジーで自社開発したGaAs単結晶育成炉（以降、新炉）の概観を「スライド④」と「スライド⑤」に、ホットゾーンの主要構成要素を「スライド⑦」に示す。

るつぼ内には原料となるGaとAsを入れ、るつぼを回転させながらヒータで加熱、融解、合成を行い、炉の上方より降ろした種結晶をGaAs融液につけ結晶を育成しながら引き上げる。単結晶育成プロセスを「スライド⑩」と「スライド⑪」に示す。

Asの飛散を防ぐために封止剤としてB2O3 をGaAs表面に被覆している。この方法は液体封止チョクラルスキー法と呼ばれる代表的な化合物半導体の単結晶育成方法である。

4.4.1.4. 温度分布制御

育成する結晶が大型化するにつれて多結晶が生成し易くなるため、炉内の精密な温度分布の制御による多結晶化の回避が必要となる。ホットゾーンの温度分布制御の例を「スライド⑥」に示す。

4.4.2. GaAs単結晶の直径制御について

4.4.2.1. 育成炉の制御系の構成

育成炉内の制御系構成図を「スライド⑧」に、単結晶の直径制御の原理を「スライド⑨」に示す。育成する結晶が大型化するにつれて系の時間遅れが増大すると共に温度分布制御との相互干渉の制約が厳しくなるために単結晶の直径制御も更に困難となる。

4.4.2.2. PID制御の限界

従来から使用してきた育成炉（以降、旧炉）の改良型PID直径制御方式とその制御成績を「スライド⑭」と「スライド⑮」に示す。新炉では更に大型の単結晶を育成するため、時間遅れも大幅に増大して旧炉の制御方式は適用出来なくなった。新炉において旧炉の制御方式を適用した第一回目の直径制御結果を「スライド⑫」に示す。更にジーグラーニコルスの過渡応答法によりPIDパラメータ調整後の直径制御結果を「スライド⑬」に示す。全く改善されていない。

4.4.2.3. モデル予測制御による制御性能の改善

そこで大きな時間遅れにも有効な制御方式であるモデル予測制御を適用することにより直径制御性能の向上を図った。モデル予測制御の各パラメータの設定を「スライド⑯」に、モデル予測制御パラメータとステップ応答の関係を「スライド⑰」に示す。その第一回目の直径制御結果を「スライド⑱」に示す。制御性を大幅に改善することが出来た。

4.4.2.4. 育成プロセスの動特性変動の影響

新炉ではホットゾーン構造の変更により、単結晶育成のための条件出しを頻繁に行ったために、直径制御系の動特性がその都度、大幅に変化した。動特性の変化に対応するために予測モデルのゲインと時定数を育成と共にシーケンス的に変化させた結果を「スライド⑲」に示す。育成の終盤において動特性変化に対応できずに直径の制御性が極端に悪化している。

4.4.3. 制御性能評価について

単結晶育成のための条件出し完了後の直径制御結果を「スライド⑲」に示す。モデル予測制御の適用により製品歩留まり面からのニーズを充分に満足できる制御性能を確保することが出来た。しかしながら、平成5～6年当時では制御性能評価に関する知見が充分ではなかったためにこれを実施するには至らなかった。

ＧａＡｓ単結晶育成プロセスにおける
直径制御へのモデル予測制御の適用

ＰＳＥ１４３委員会ＷＳ２５
第６回研究会発表資料

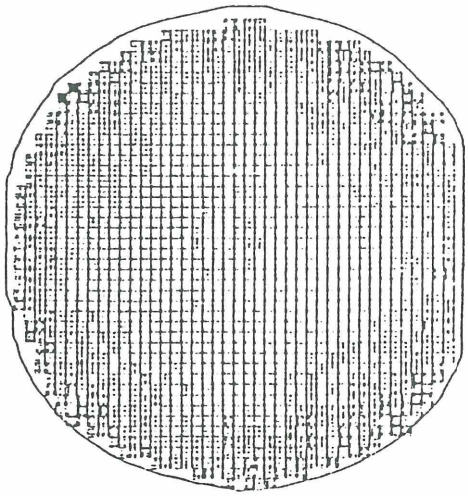
（株）ジャパンエナジー
本社　精製部　白川義之

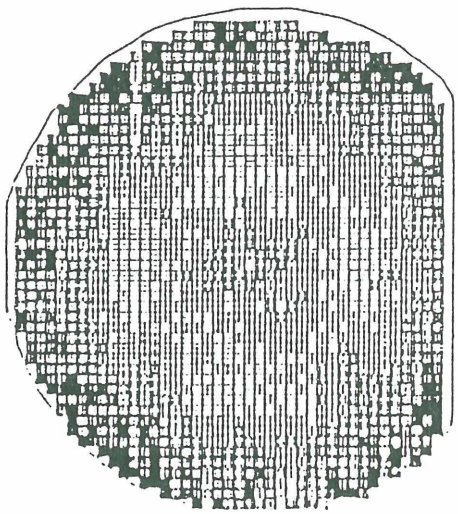
ＧａＡｓの特徴

１．発光機能を持ち可視光や赤外光の発光が可能
２．電子異動度が大きいため高速動作の素子が作成可能
３．低雑音特性、感磁機能、耐久放射特性に優れる。

ＧａＡｓ単結晶育成炉の概要

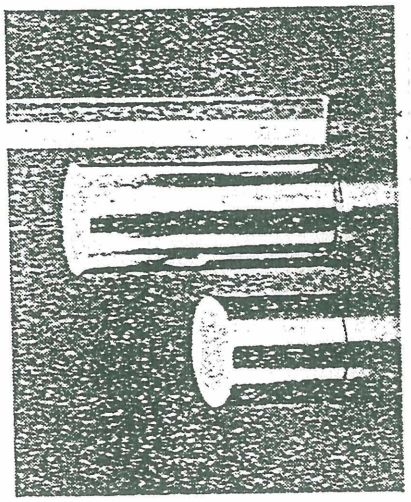
ＧａＡｓの単結晶育成は、炉内圧力約２０気圧、炉内最高温度約１８００℃に達する高温高圧状態下で行われる。るつぼ内には原料となるＧａとＡｓを入れ、るつぼを回転させながらヒータで加熱、融解、合成を行い、炉の上方より降ろした種結晶をＧａＡｓ融液につけ結晶を育成しながら引き上げる。Ａｓの飛散を防ぐための封止剤として、B2O3 をＧａＡｓ表面に被覆している。この方法は、液体封止チョクラルスキー法と呼ばれる代表的な化合物半導体の単結晶育成方法である。育成する結晶が大型化するにつれ単結晶化が困難になるため、炉内の精密な温度制御が必要である。単結晶の直径制御も温度の調整により行うため、更に困難となる。



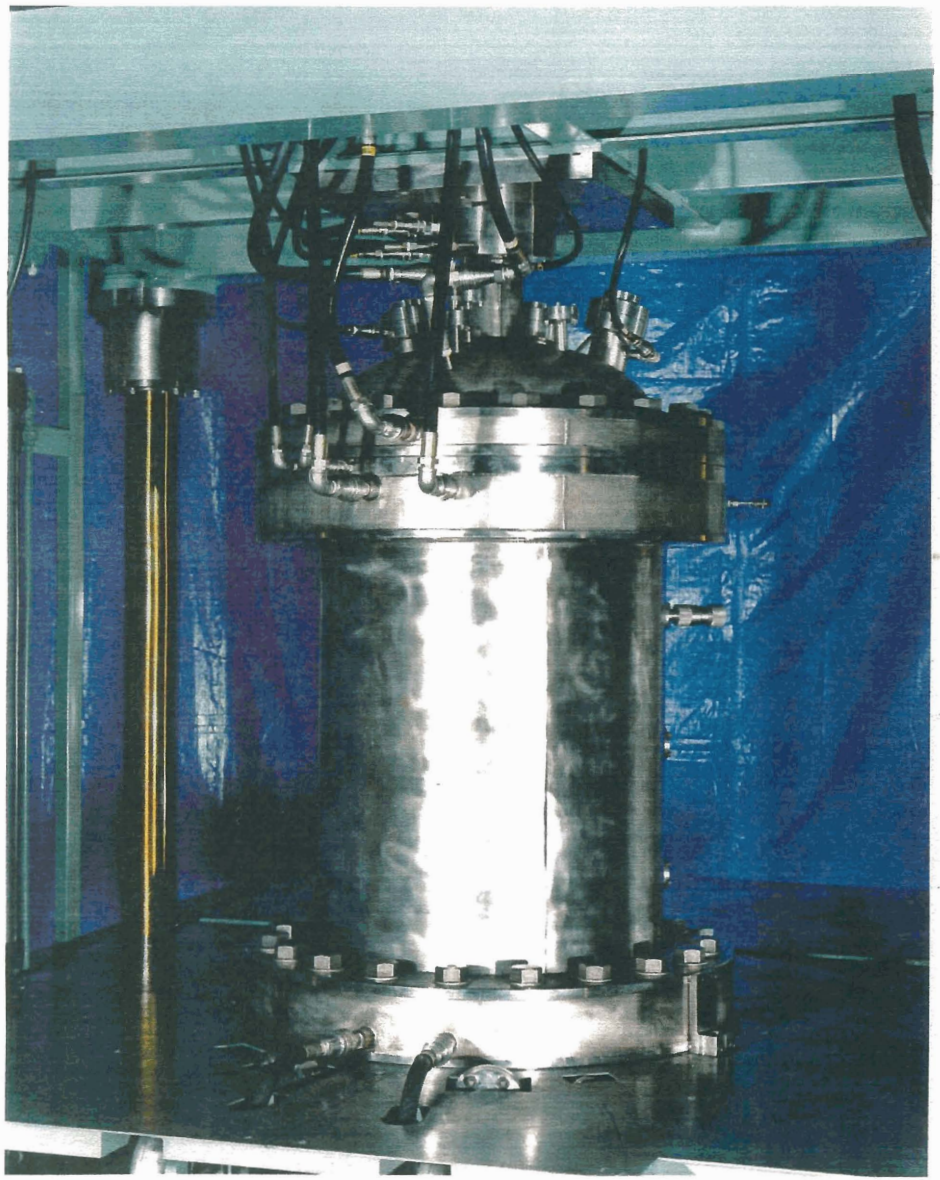


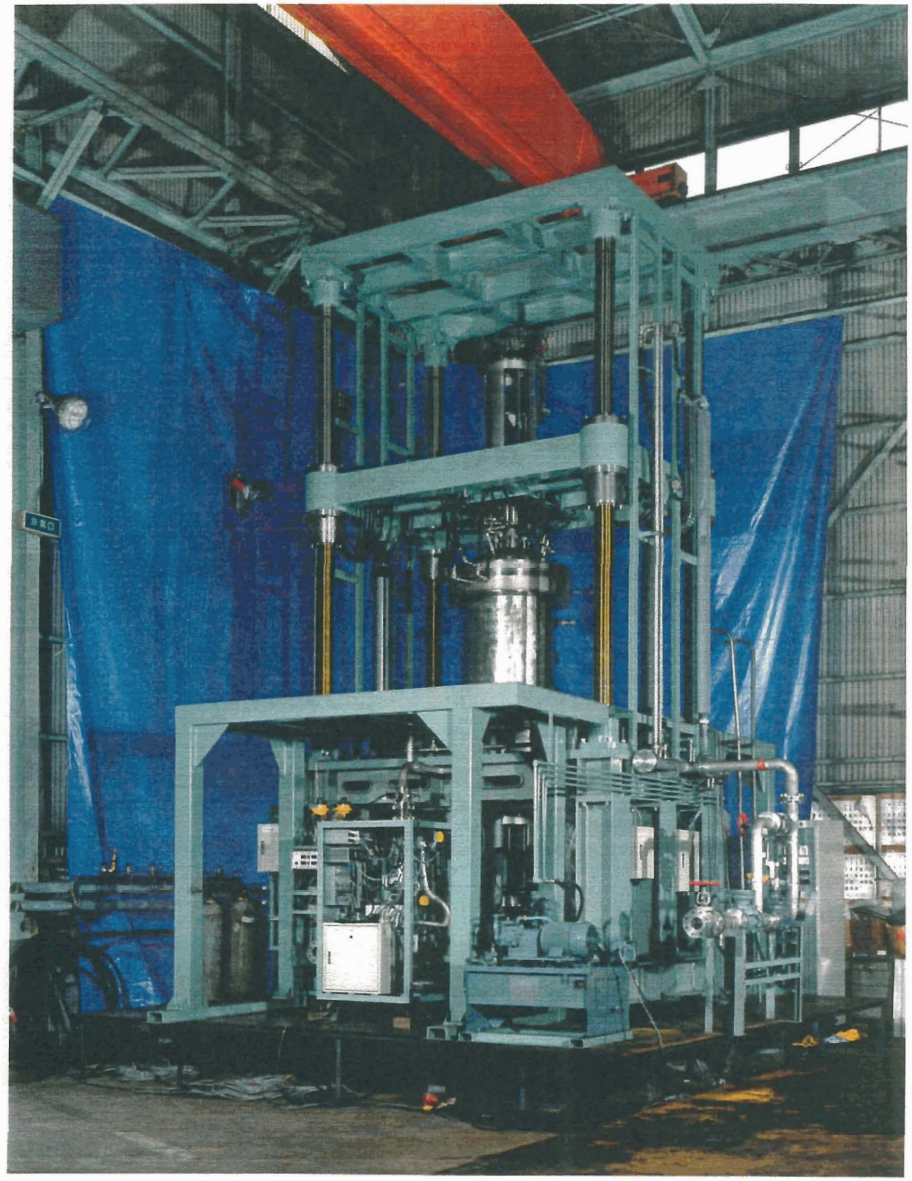
単結晶のインゴット

（結晶）



ＧａＡｓ単結晶育成炉の概観

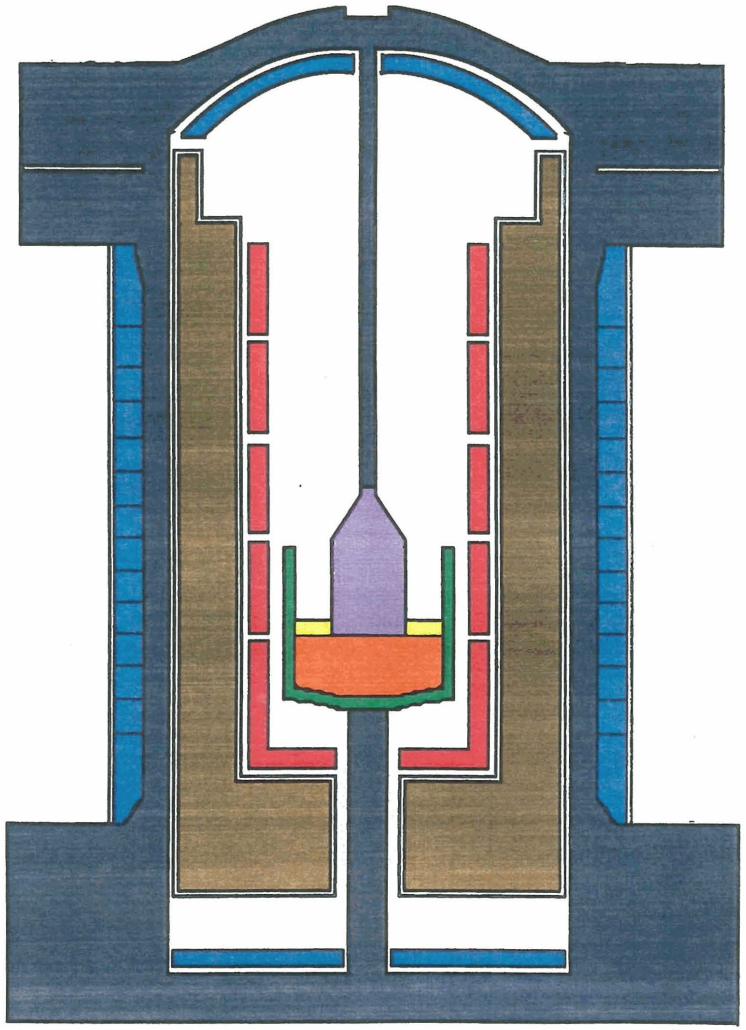




炉内構造と単結晶育成方法

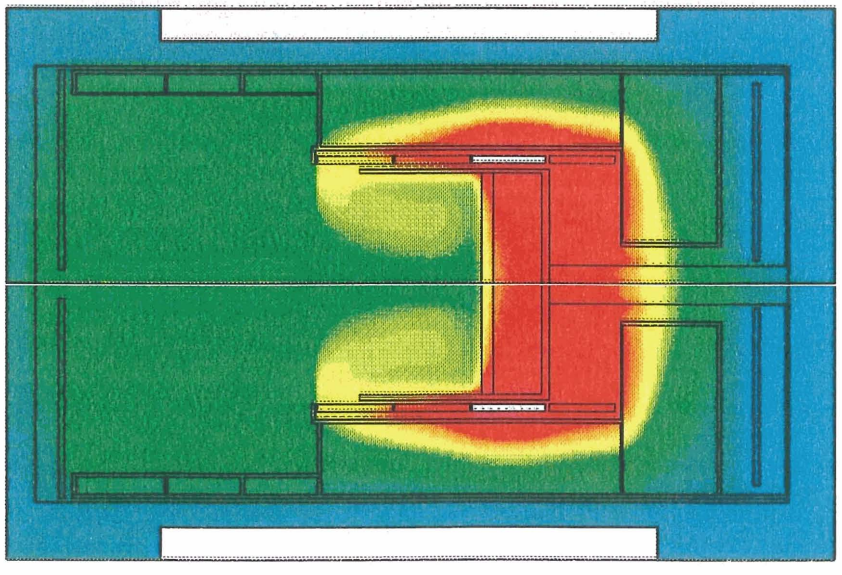
ホットゾーン

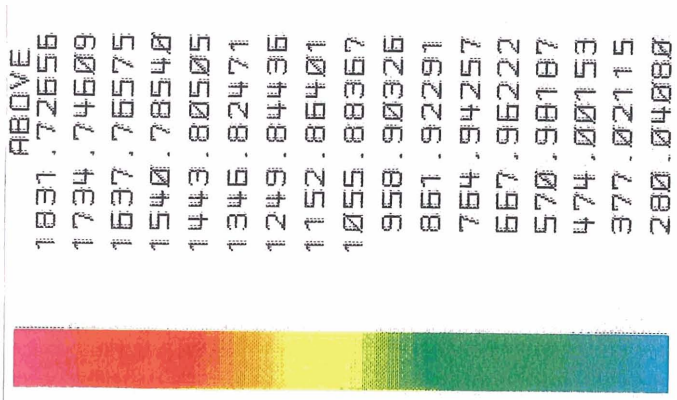
- 断熱材
- ヒータ [1600℃]
- るつぼ



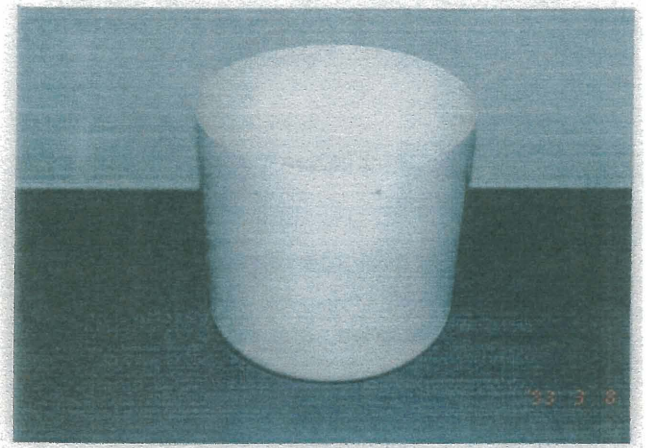
- Arガス [20気圧]
- 結晶
- 封止剤
- 融液 [1238℃以上]

ホットゾーンの温度分布

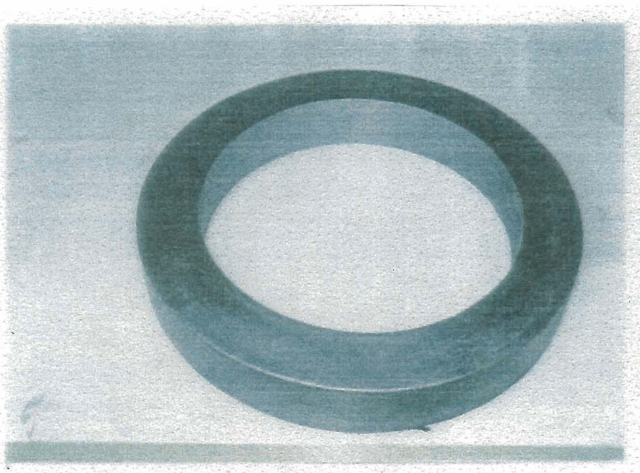




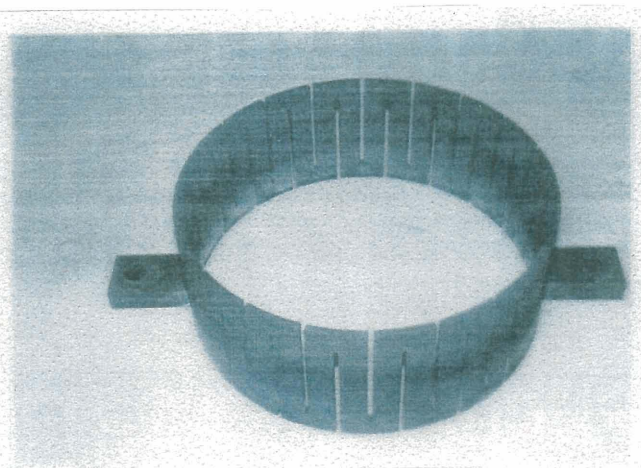
ホットゾーンの主要構成要素



（るつぼ）

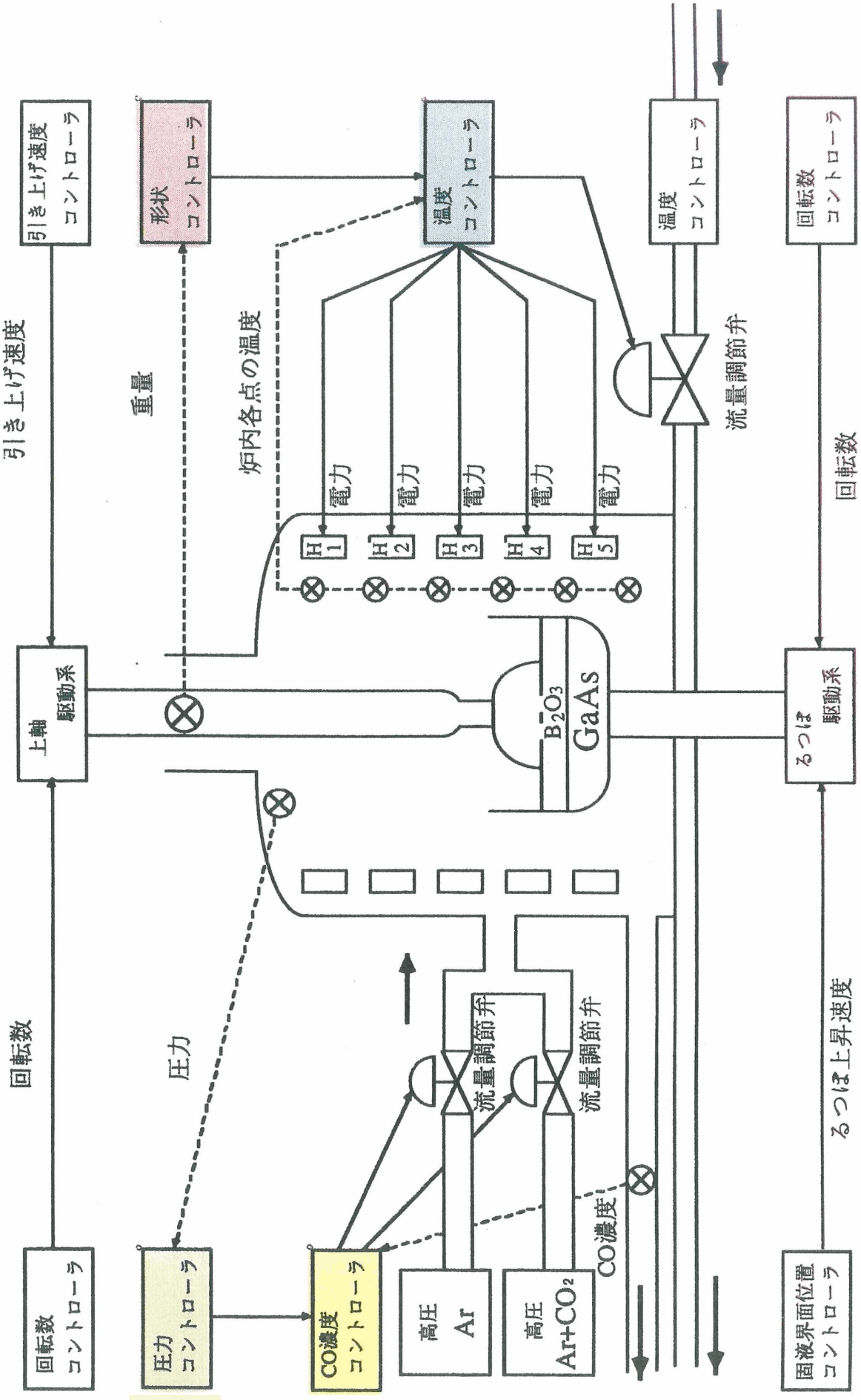


（断熱材）

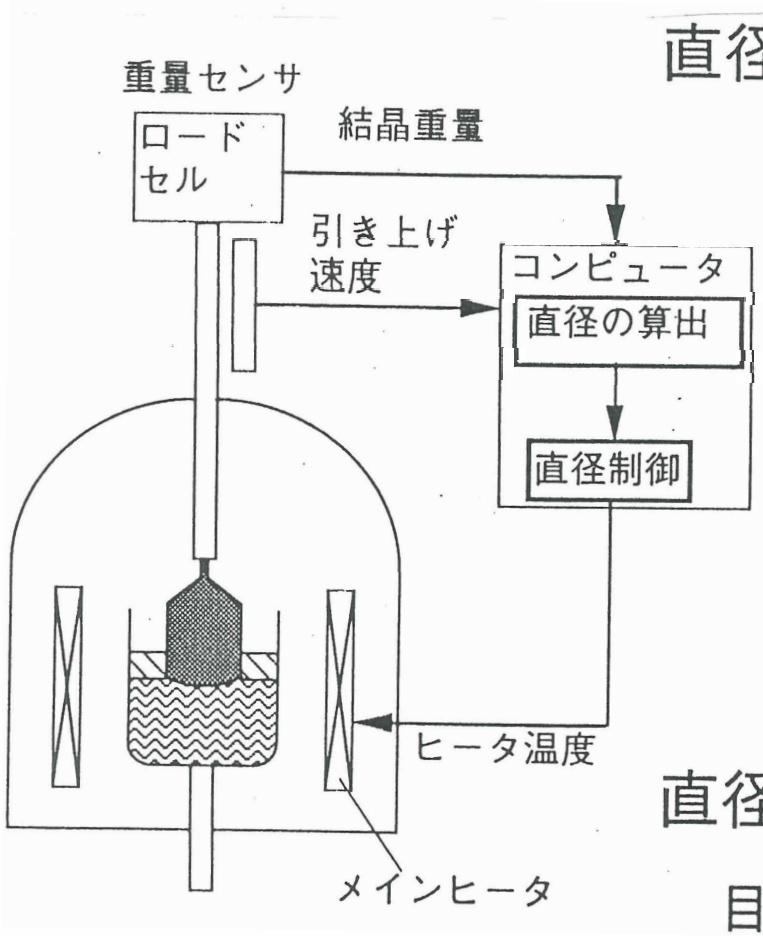


（ヒータ）

制御系構成図


引き上げ速度 コントローラ
形状 コントローラ
温度 コントローラ
温度 コントローラ
回転数 コントローラ
引き上げ速度
重量
炉内各点の温度
流量調節弁
回転数
電力
電力
電力
電力
電力
H 1
H 2
H 3
H 4
H 5
上軸 駆動系
B_2O_3
GaAs
るつぼ 駆動系
回転数
圧力
流量調節弁
流量調節弁
CO_2濃度
回転数 コントローラ
圧力 コントローラ
CO_2濃度 コントローラ
高圧 Ar
高圧 Ar+CO_2
固液界面位置 コントローラ
るつぼ上昇速度

単結晶の直径制御の原理



直径の算出

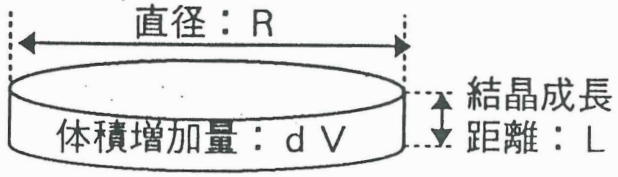
①２分間の重量増加量（ｄＷ）の計測

②体積（ｄＶ）への変換

$dV = dW / \rho$

（ρ：ＧａＡｓ結晶の密度）

③直径算出（円柱近似）



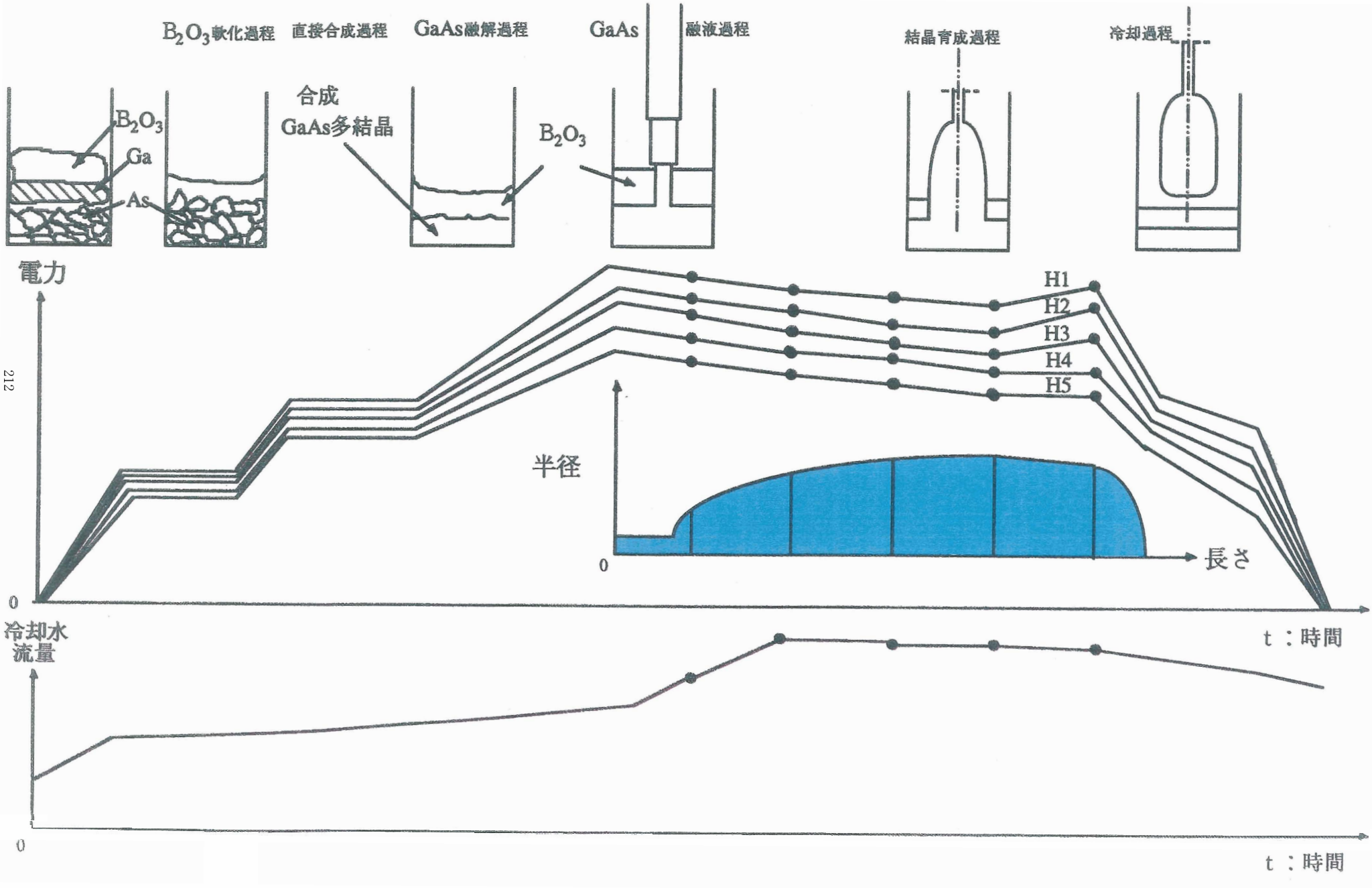
$$R = 2 \times \sqrt{dV / (\pi \times L)}$$

直径の制御

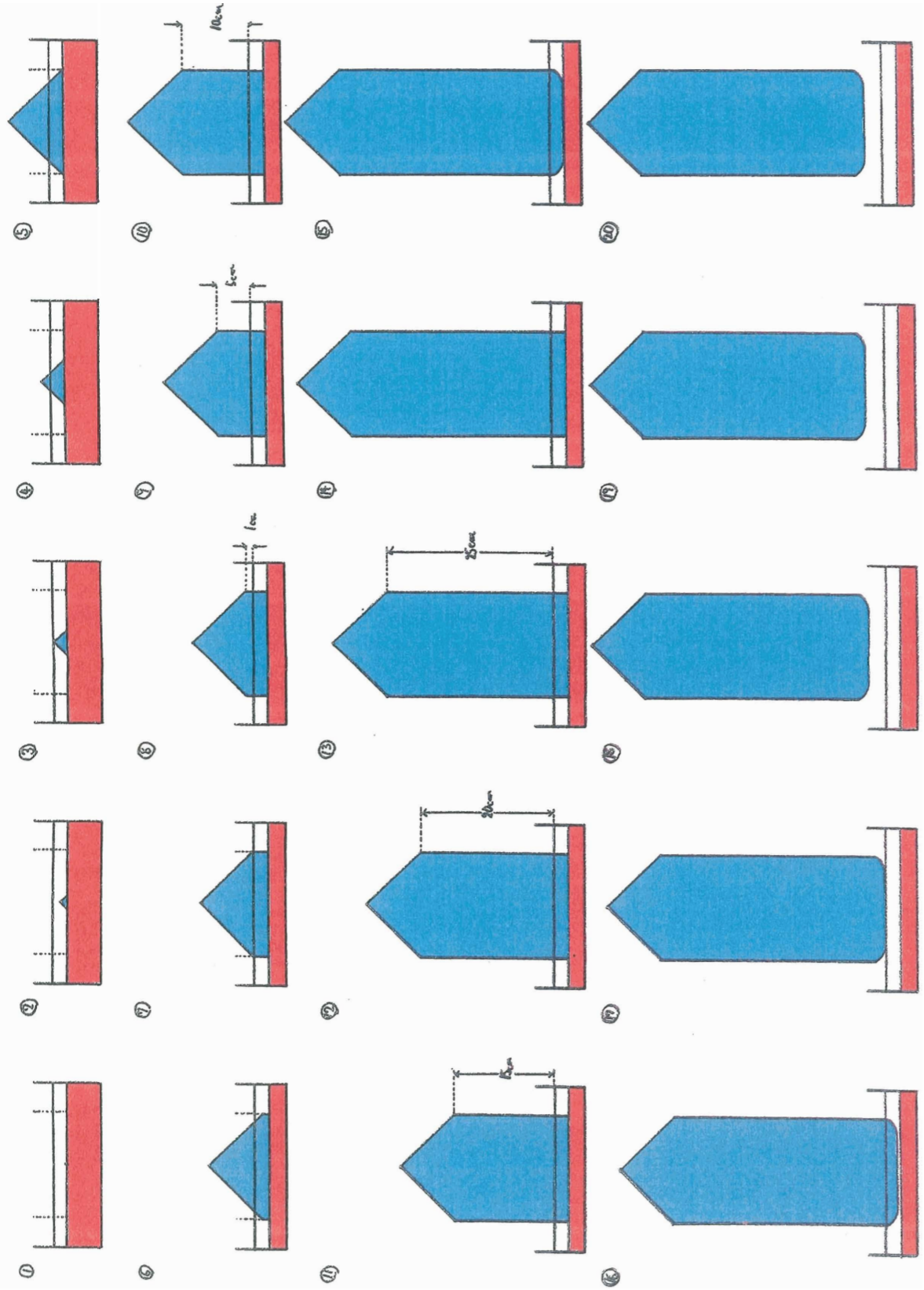
目標値より大きい ➡ ヒータの昇温

目標値より小さい ➡ ヒータの降温

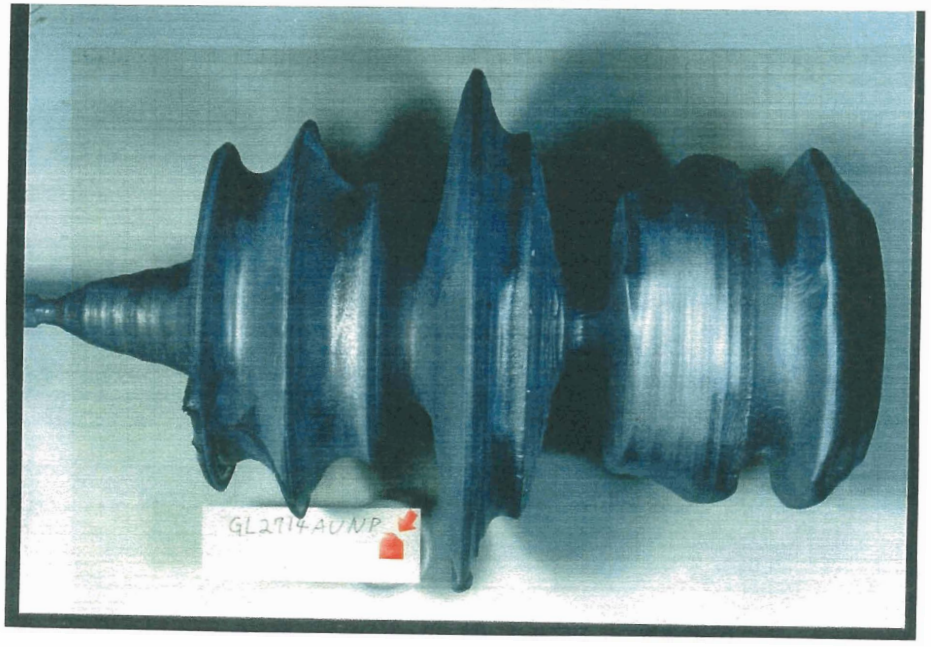
単結晶育成プロセス


B_2O_3軟化過程
直接合成過程
GaAs融解過程
GaAs
融液過程
結晶育成過程
冷却過程
B_2O_3
Ga
As
合成
GaAs多結晶
B_2O_3
電力
H1
H2
H3
H4
H5
半径
0
長さ
0
t：時間
冷却水
流量
0
t：時間

単結晶育成プロセス

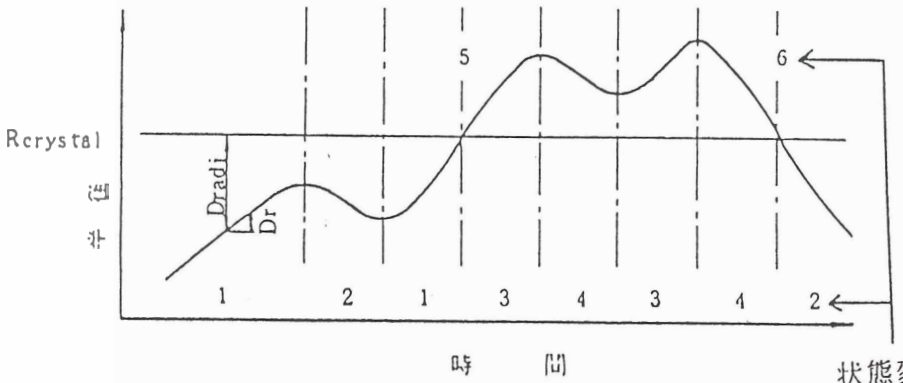


第一回目の直径制御結果



ＰＩＤパラメータ調整後の直径制御結果（ジーグラーニコルスの過渡応答法）

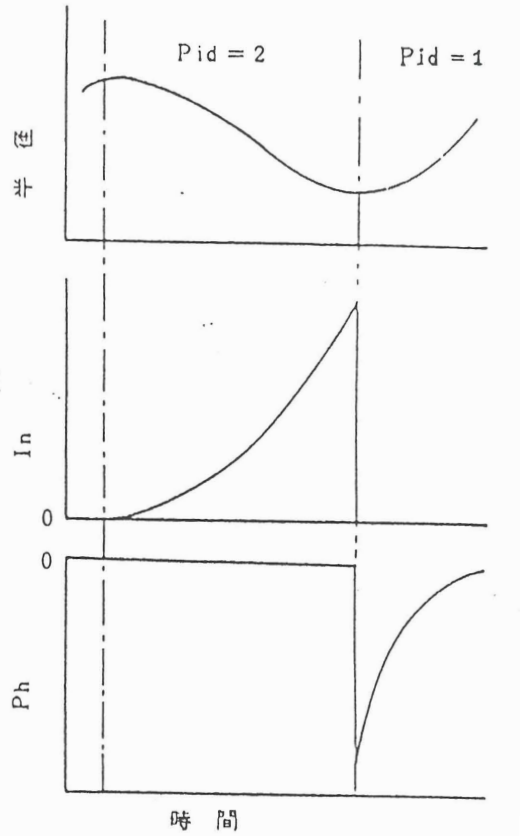
従来の改良型ＰＩＤ制御方式



1）結晶状態変化の例

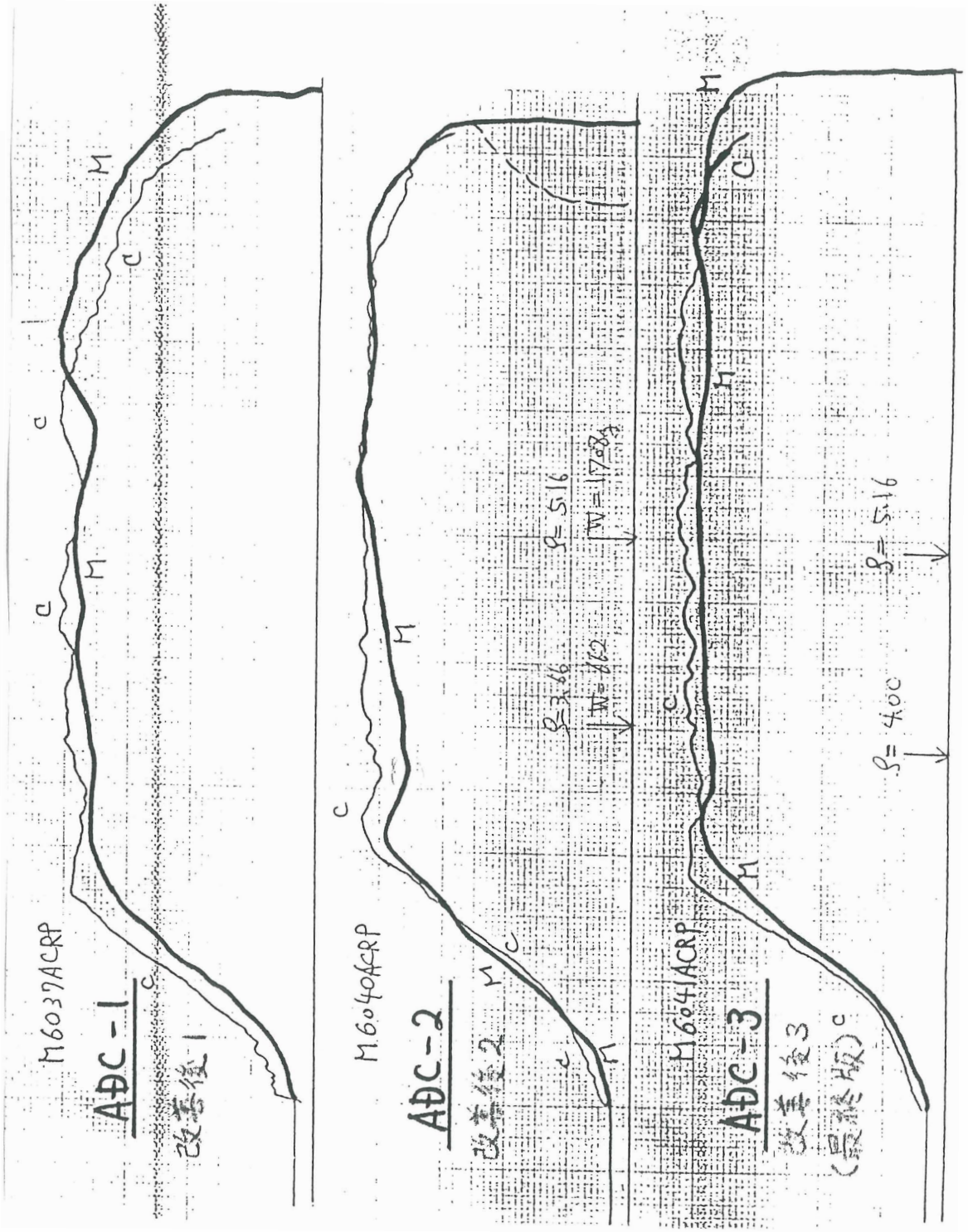
Pid / Ppid	1	2	3	4	5	6
Dradi	≦0	≦0	＞0	＞0	＞0	≦0
Dr	≧0	＜0	＞0	≦0	＞0	＜0
In		○	○			
Ph	○			○		

2）結晶状態変数

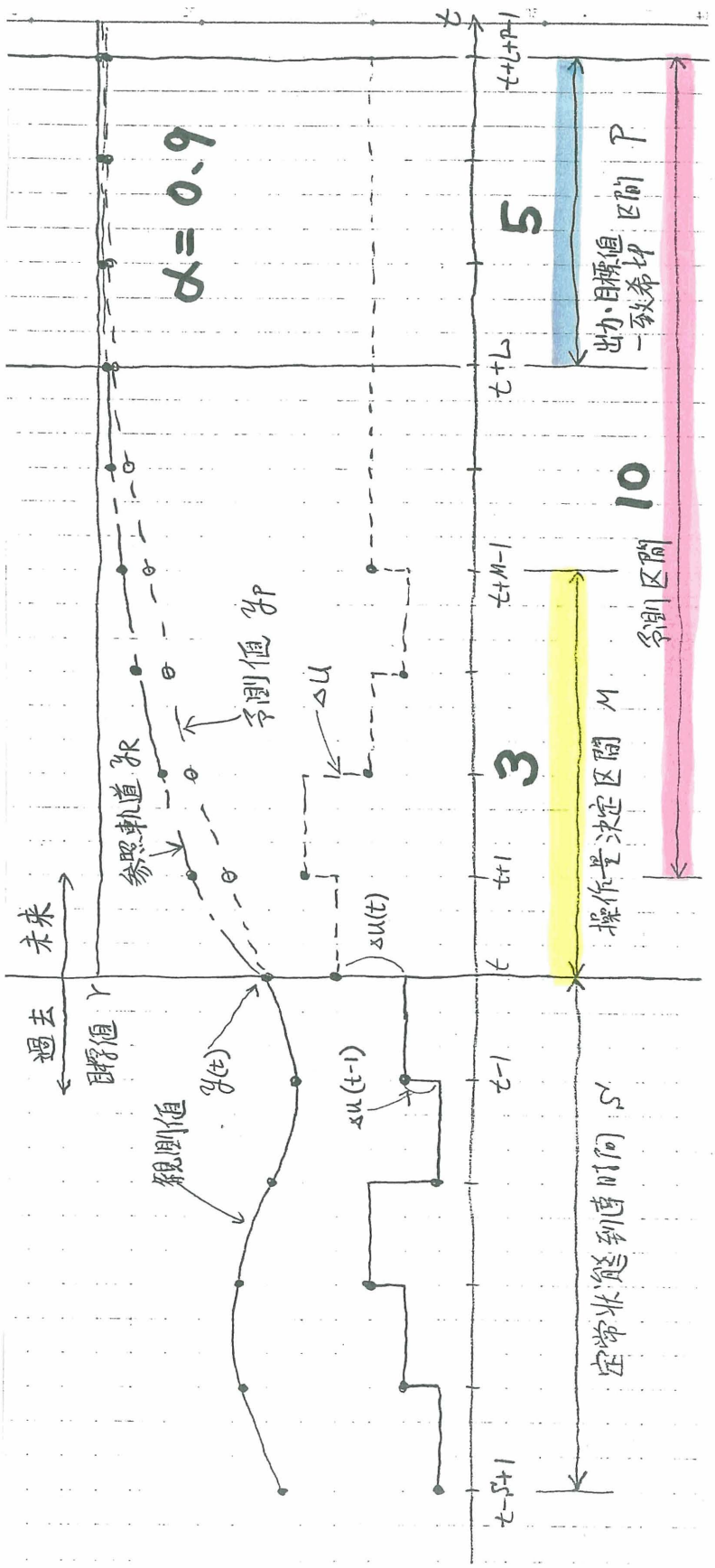


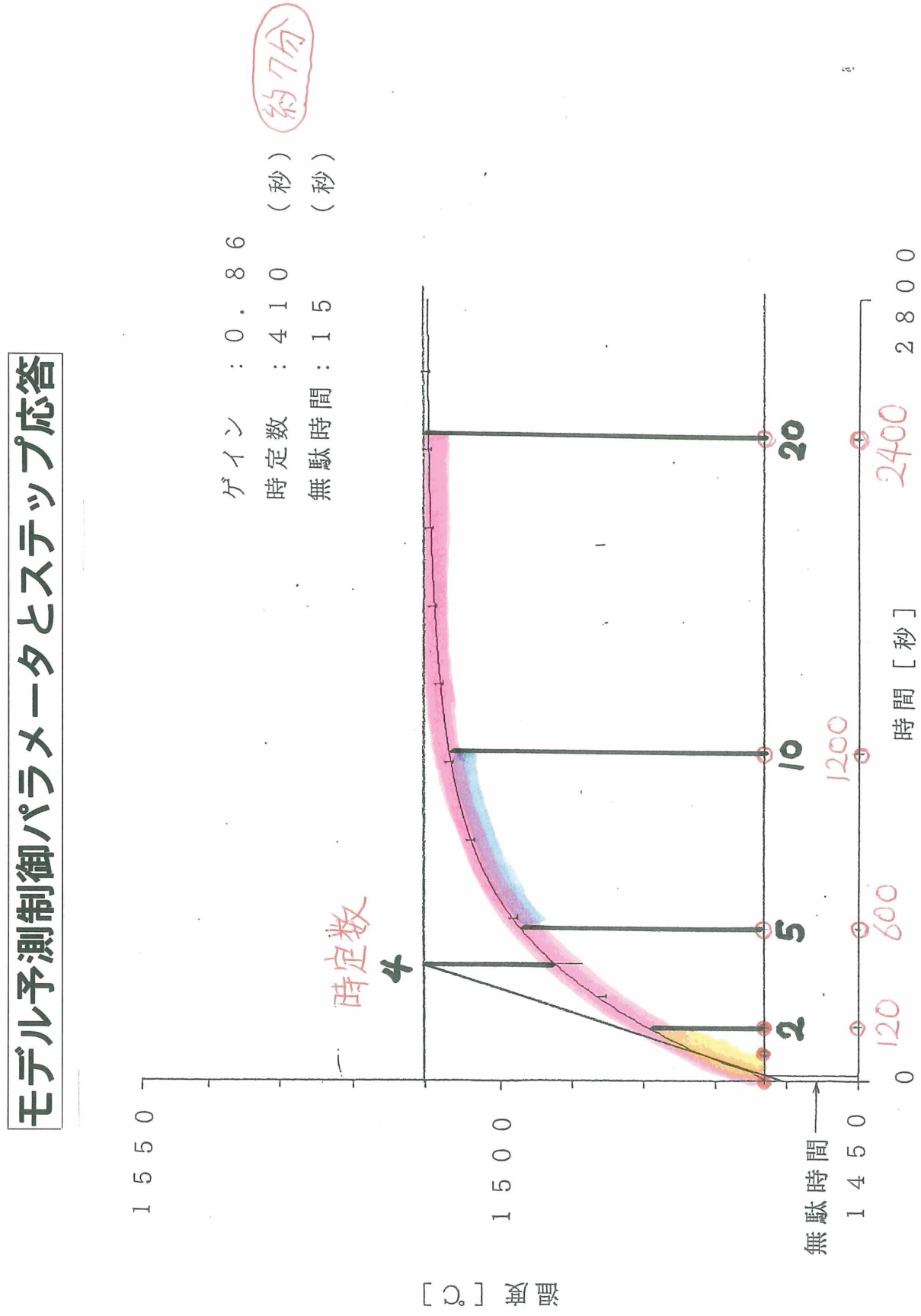
3）In，Ph制御（Ｐｉｄ＝２→１の例）

従来方式による直径制御結果（ＰＩＤ制御の限界）



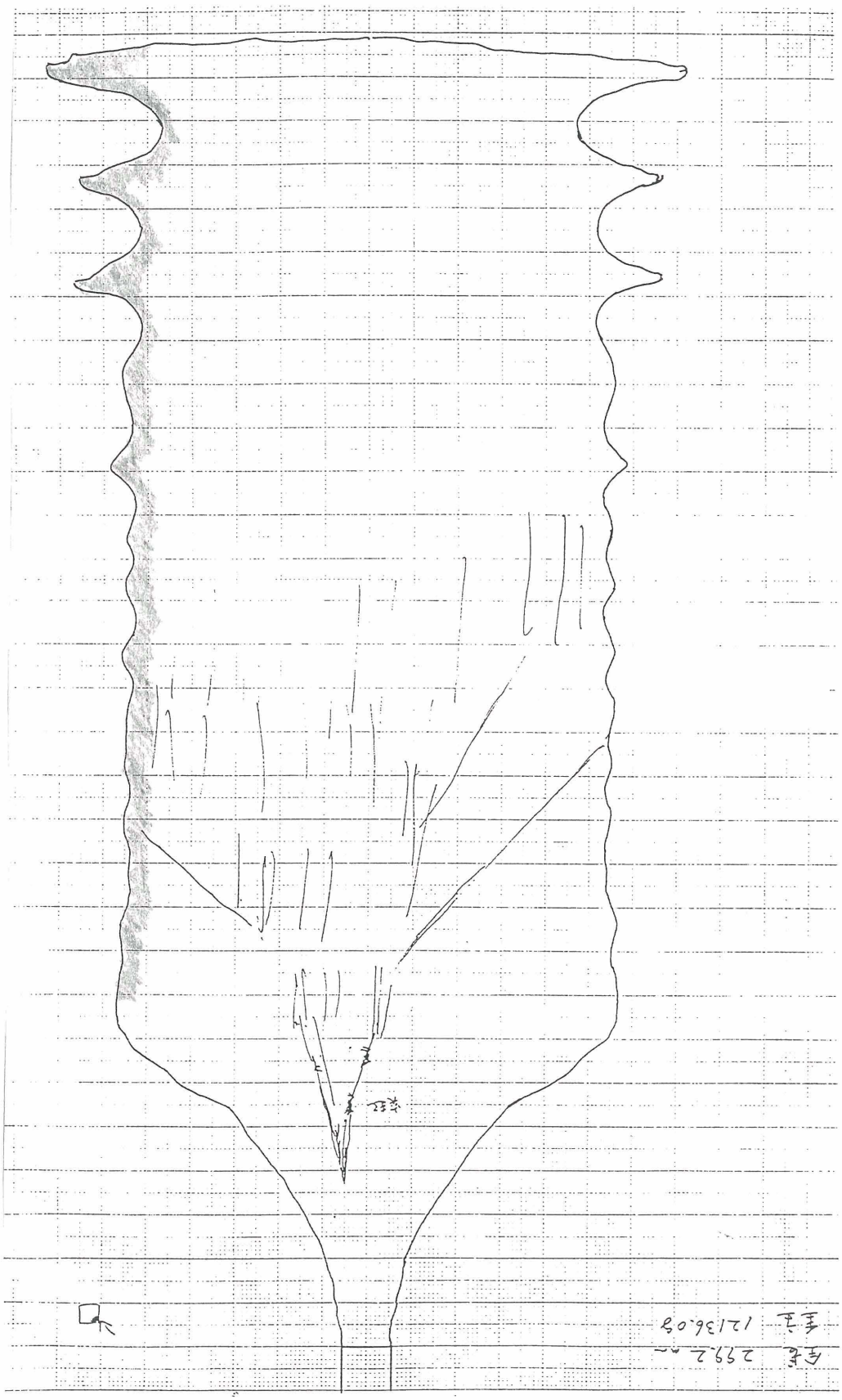
モデル予測制御の各パラメータの設定




モデル予測制御パラメータとステップ応答
ゲイン　：0.086
時定数　：4110　（秒）
無駄時間：115　（秒）
約7分
時定数
4
2
5
10
20
1550
1500
1450
温度［℃］
無駄時間
0
120
600
1200
2400
2800
時間［秒］

モデル予測制御による直径制御結果

育成プロセスの動特性変動と直径制御性の悪化例
（シーケンス型適応制御による対応）



モデル予測制御による直径制御結果

第3部

制御性能監視と関連技術の実用化に向けて

日本学術振興会プロセスシステム工学第143委員会
ワークショップ No.25
「制御性能監視　―プロセス産業での実用化を目指して―」
最終報告書

第1章　最小分散制御をベンチマークとする手法

最小分散制御をベンチマークとする制御性能監視手法についての解説と
実プラント運転データへの適用結果

執筆者

丸田　浩　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻
加納　学　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻
喰田　秀樹　　出光石油化学(株)　技術部総括課
樋口　文孝　　出光石油化学(株)　千葉工場管理課
栗原　久光　　出光興産(株)　製造部プロセスシステムセンター

1.1. 最小分散制御に基づく制御性能評価：基礎と問題点

京都大学　丸田　浩，加納　学

1.1.1. 緒言

高い品質の維持，環境負荷低減，コスト削減など，経済のグローバル化を背景に，生産活動に突き付けられる要求は際限なく厳しくなってきている．このような時代の要請に応えるためには，生産プラントの能力を最大限に引き出すような運転を実現しなければならず，制御系の性能を高く維持することが最低限必要である．しかし，一般的な生産プラントには非常に多数の制御ループが存在し，どの制御ループがプラント全体の運転効率向上へのボトルネックであるかを見極めることは大変困難である．また，銘柄やロードの変更，触媒の劣化など多種多様な要因によってプラントの状態は時々刻々と変化するため，一度調整したコントローラであってもその制御性能が劣化している場合も少なくない．このため，改善を必要とする制御ループを検出する目的で，各制御系の性能を評価できるシステマティックかつ実用的な手法が必要である．

従来の制御性能評価手法は，最小分散制御をベンチマークとしている．この手法は，1）プロセスのむだ時間が既知であれば，通常の運転データのみから評価指標を計算できる，2）構造の異なるコントローラの性能を絶対的に評価できる，という長所を有する．しかし，コントローラの構造が限定されている場合や制約がある場合には，必ずしも最小分散制御が実現できるとは限らない．また，制御系の安定性という観点から，最小分散を実現することが望ましいとも限らない．特に，現在でも実用上最も重要とされる PID 制御の性能評価を行う場合には，コントローラの構造が限定されているため，最小分散制御をベンチマークとする評価指標を鵜呑みにすると誤った結論を導いてしまう恐れがある．このため，PID 制御で達成可能な制御性能の限界を求めることが重要である．

本報では，PID 制御で達成可能な制御性能の限界を示すとともに，最小分散制御をベンチマークとする評価指標を PID 制御系に適用する際の問題点を明らかにする．

1.1.2. 最小分散制御をベンチマークとする方法

対象とする制御系のブロック線図を図 1 に示す．ここで，y, u はそれぞれ制御量および操作量である．いま，プロセスのむだ時間を $d-1$ とすると，プロセスの伝達関数 P は

$$P(q^{-1}) \quad = \quad q^{-d}\tilde{P}(q^{-1}) \tag{1}$$

と表される．一方，外乱は分散 σ_a^2 の白色雑音 a から生成され，その動特性は ARIMA モデルで表現できるとする．また，コントローラの伝達関数を C，設定値を r とする．外乱の伝達関数 D を q^{-1} について展開する

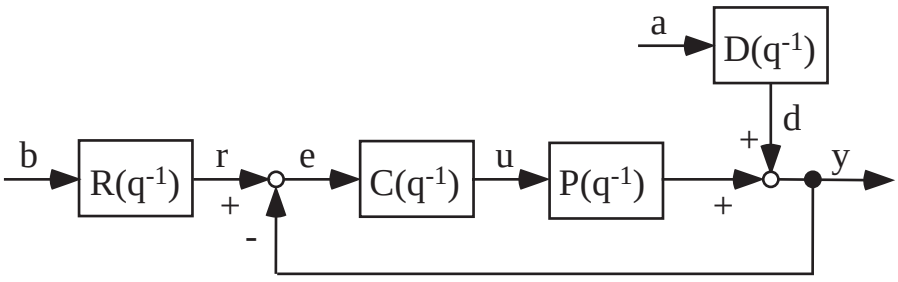


図 1: 制御系のブロック線図

と，次のインパルス応答モデルを得る．

$$\begin{aligned} D(q^{-1}) &= 1 + f_1 q^{-1} + \cdots + f_{d-1} q^{-d+1} + f_d q^{-d} + \cdots \\ &= F(q^{-1}) + q^{-d} G(q^{-1}) \end{aligned} \tag{2}$$

ここで，f_i は i 番目のインパルス応答係数であり，F は最初の $d-1$ 番目までの応答に対応する．設定値変更を行わない場合，すなわち $r=0$ である場合には，制御量 y を次式のように表すことができる．

$$y(k) = \frac{D}{1+CP} a(k) = Fa(k) + Ha(k-d) \tag{3}$$

ここで，$Fa(k)$ は現時刻 k から $k-d+1$ まで，$Ha(k-d)$ は $k-d$ 以前の白色雑音 a によってのみ決まるため，$Fa(k)$ と $Ha(k-d)$ は独立である．この性質を利用して，制御量 y の分散 $var\{y(k)\}$ の最小値 σ_{MV}^2 を求めることができる．

$$\begin{aligned} var\{y(k)\} &= var\{Fa(k)\} + var\{Ha(k-d)\} \\ &\geq var\{Fa(k)\} = \sigma_{MV}^2 \end{aligned} \tag{4}$$

このように，コントローラの特性に関係なく，σ_{MV}^2 は決まる．したがって，実際の制御量の分散 σ_y^2 が σ_{MV}^2 に近ければ制御性能は良く，σ_y^2 が大きければ制御性能は悪いと判断できる．そこで，最小分散と実際の分散の比

$$\eta(d-1) = \frac{\sigma_{MV}^2 (d-1)}{\sigma_y^2} \tag{5}$$

を制御性能評価指標として利用する．この指標は Harris index または closed-loop potential (CLP) と呼ばれる．なお，最小分散 σ_{MV}^2 はプロセスのむだ時間 $d-1$ の大きさに依存するため，ここでは評価指標をむだ時間 $d-1$ の関数として表している．評価指標は $0 \leq \eta \leq 1$ の範囲内で変化し，η が 1 に近いほど制御性能は良い．ここまでは設定値変更がない場合を取り扱ってきたが，設定値追従特性も同様にして評価することができる．

1.1.3. PID 制御系への適用

前節と同様の議論は連続時間系においても展開できる．化学プロセスを対象とする場合，多くのプロセスは１次遅れとむだ時間で近似して問題ない．そこで，プロセスの伝達関数を

$$P(s) = \frac{K}{Ts+1} e^{-Ls} \tag{6}$$

とする．まず，プロセスのパラメータ T, L を種々変化させて，ステップ状設定値変更に対して偏差の分散（ISE）を最小とする PID 制御パラメータを最適化計算によって求めた．PID 制御で達成可能な ISE の下限を図 2 に示す．この結果より，ISE の最小値はむだ時間 L に強く依存するが，時定数 T にはほとんど依存しないことがわかる．また，Harris index は T, L に依らず約 0.93 で一定である．したがって，ステップ状設定値変更に対しては，目標を 1 ではなく 0.93 に置き換えることで，PID 制御の性能を Harris index によって評価しても問題ないと考えられる．PID 制御によって約 0.93 という Harris index を達成できることは確認できたが，チューニングの際に毎回最適化計算を実施するのは現実的ではない．そこで，プロセスの動特性に依存することなく，高い Harris index を実現できる PID 調整則を提案する．

$$K_P = \frac{2T+L}{2KL}, \; T_I = T + \frac{L}{2}, \; T_D = \frac{TL}{2T+L} \tag{7}$$

この単純な調整則を用いると，設定値から偏差への閉ループ伝達関数はむだ時間のみをパラメータとして含むようになる．このとき，ISE はむだ時間に比例し，Harris index は約 0.88 となる．

ここまでの結果からは，最小分散制御をベンチマークとする評価指標を PID 制御系に適用しても問題ないように見える．しかし，外乱が付加される場合には，状況は大きく異なる．プロセス入力側にステップ状外乱が付加された場合の結果を図 3 に示す．この結果より，PID 制御で達成可能な Harris index は高々0.3〜0.5 程度であり，しかも Harris index はむだ時間だけでなく時定数にも強く依存する．このため，PID 制御の性能評価は困難である．なお，提案調整則は設定値追従を目標としているため，外乱抑制性能は高くない．また，外乱の動特性が速いほど，すなわちステップ状変化に近づくほど，高い Harris index を実現できるようになる．

本節では，連続時間系を対象に議論を進めてきたが，離散時間系でも同様に議論を展開することができる．

1.1.4. 結言

設定値追従と外乱抑制とでは，PID 制御によって達成可能な Harris index が大きく異なるため，最小分散制御をベンチマークとする性能評価手法を利用する際には，結果の解釈に注意が必要である．外乱の影響が大きくなく，設定値変更が行われる PID 制御系であれば，最小分散制御をベンチマークとする手法を適用しても問題ない．ただし，目標値は 0.9 程度とすべきである．

なお，プロセスモデルが既知である，あるいは同定できるという前提をおけば，より厳密に PID 制御の性能を評価できる．しかし，この場合，最小分散制御をベンチマークとする手法の簡便さは失われてしまう．実際，すべての制御ループにおいて同定実験を行うのは現場への負担が大きい．したがって，簡便な PID 制御性能評価手法の開発が望まれる．

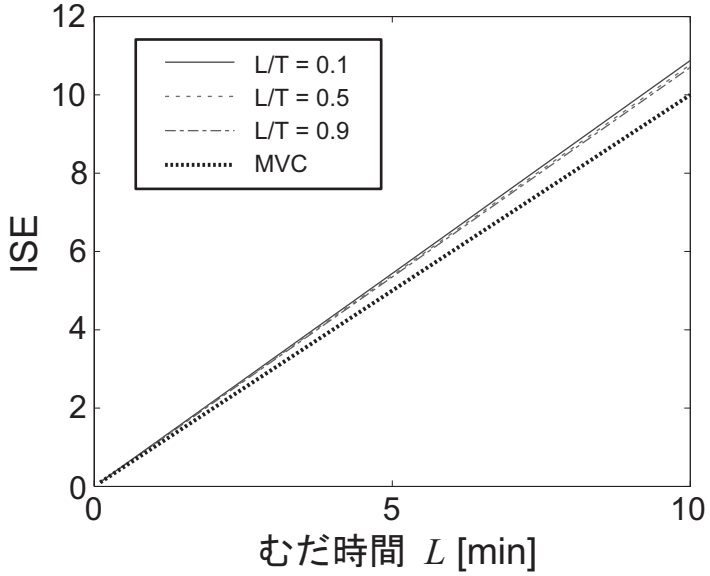


図 2: 実現可能な ISE の最小値（設定値変更）

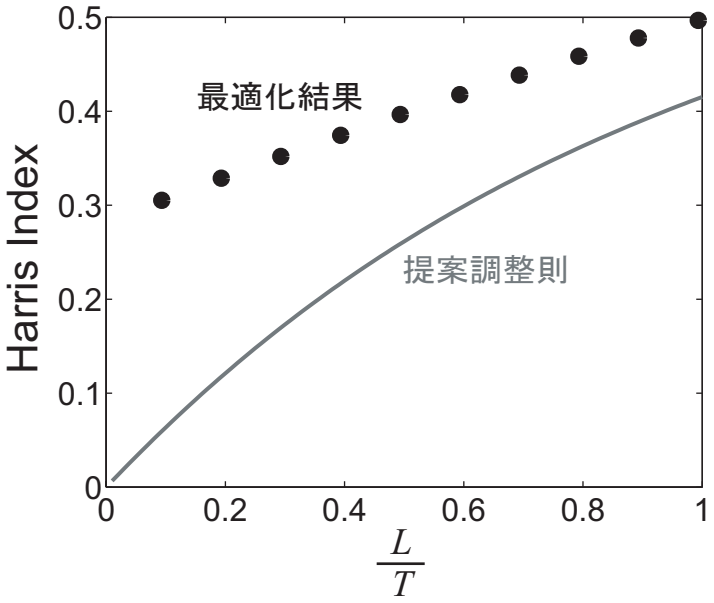


図 3: 実現可能な制御性能評価指標（外乱）

1.2. プラントデータへの適用結果

出光石油化学　喰田　秀樹, 樋口　文孝
出光興産　栗原　久光

1.2.1. はじめに

実プラントの運転データを用いて Harris Index を算出し, 最小分散制御をベンチマークとする制御性能監視手法の有効性, 実用性を確認する.

併せて, Harris Index を利用したむだ時間同定方法や白色化フィルタ次数が計算に及ぼす影響についても確認する.

1.2.2. 検討内容

本検討では, 実プラントデータを使用して以下の3つの確認を行う.

①Harris Index の有効性, 実用性の確認

改善を実施した制御ループのデータを2種類用意し, それぞれ改善前後の Harris Index を求め有効性, 実用性の確認を行う.

②Harris Index によるむだ時間同定の実用性確認

Harris Index を用いたむだ時間同定方法を実プラントデータに適用し, 同定方法の実用性を確認する.

③白色化フィルタ次数の影響

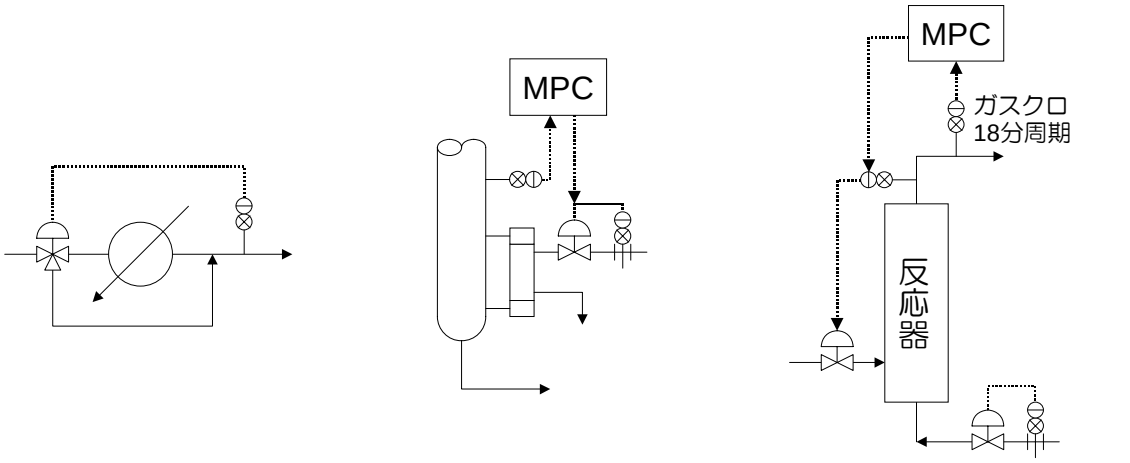
白色化フィルタの次数(AR, MA モデル次数)がどの程度計算結果に影響するか, 確認する.

1.2.3. 対象の概要

本検討に使用する対象の概要を図1～4に示す. 装置及びデータは検討にあわせ, 以下の3つの組み合わせを用意した.

データ②, ③は(出力制約のかかる)MPC を適用している制御ループであるため, 本検討のデータとして不適切である可能性もあるが, 制御性能を確認したい意味もあり採用した.

①対象　　:熱交換器の温度制御ループ(図1. a)
　データ　　:PIDパラメータ調整前後の明らかに調整効果の出ているデータ(図2)
　　チューニング手法はCHR法を使用.
②対象　　:蒸留塔の塔内温度制御ループ(図1. b)
　データ　　:MPC適用前後の一見して適用効果の分かりにくいデータ(図3)
③対象　　:反応器の性状(ガスクロ分値)制御ループ(図1. c)
　データ　　:むだ時間が明確な運転データ(図4)



(a)熱交換器温度制御　　(b)蒸留塔温度制御　　(c)反応器性状制御

図1. 対象装置概要

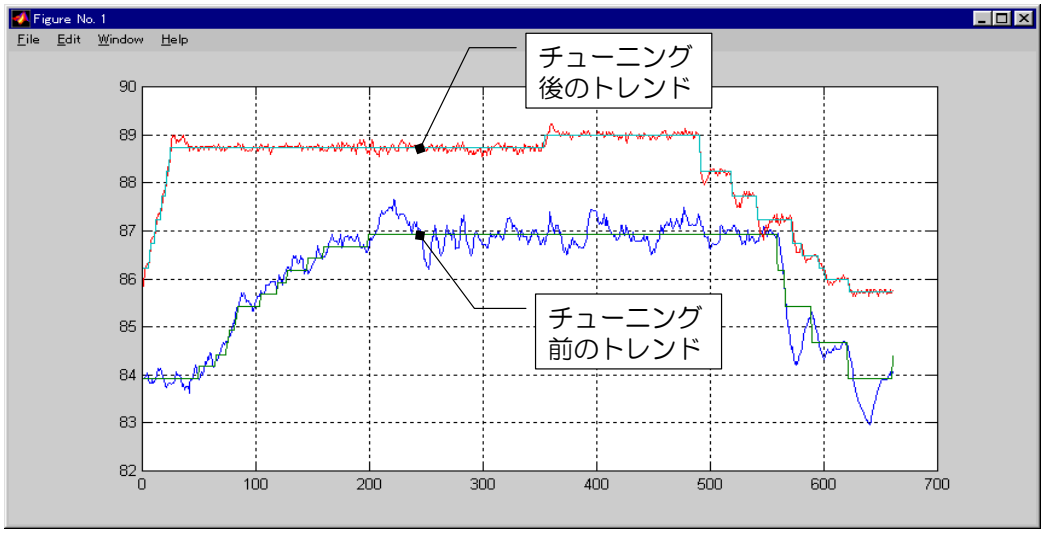


図2. 熱交換器温度データ

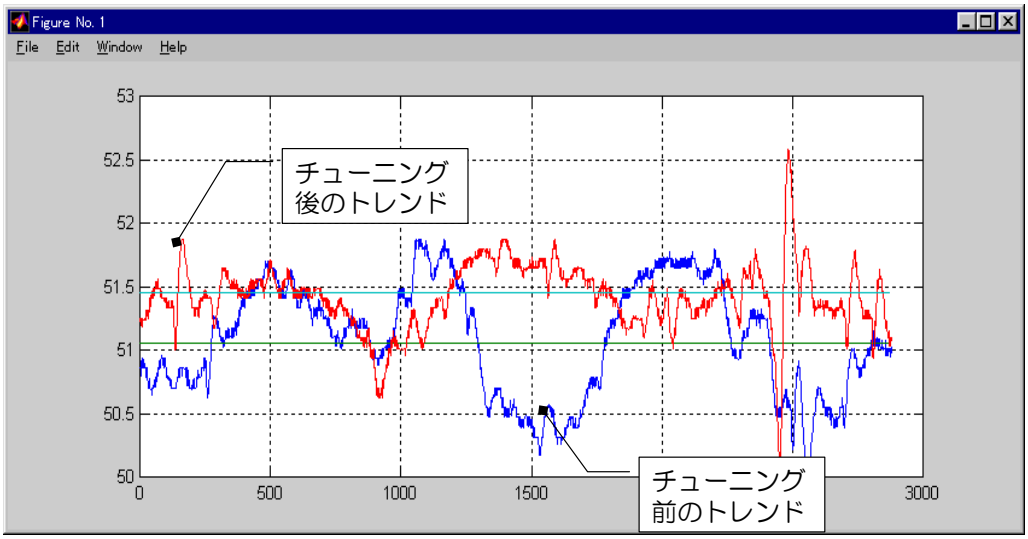


図3. 蒸留塔温度データ

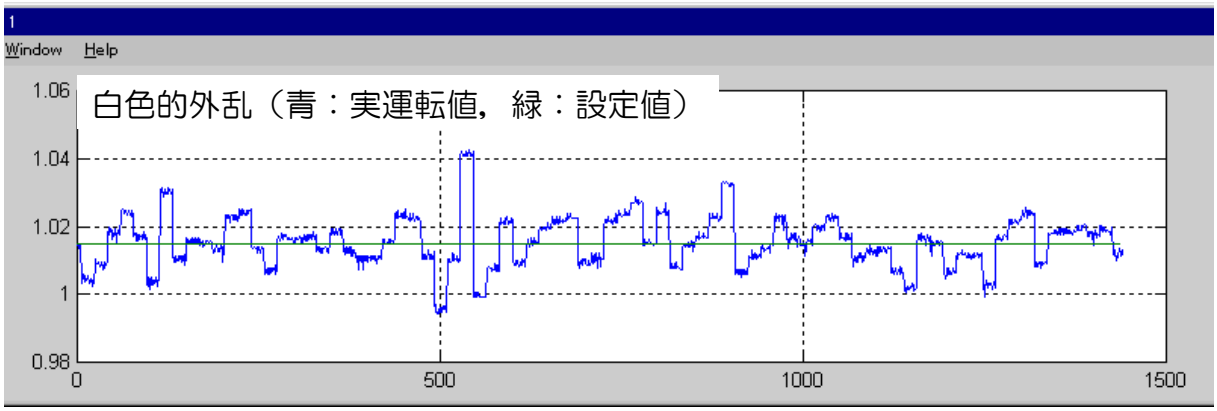


図4. 性状制御データ

1.2.4. 検討結果

1.2.4.1. Harris Index の確認

データ①, ②を使用して Harris Index を算出した.

計算の前提と結果を表 1 に示す.

表 1. 計算の前提と結果

	データ①	データ②
むだ時間	1 ［min］	20 ［min］
白色化フィルタ次数	ARMA モデル次数 3	
制御改善前	0.147 (0.285)※	0.085 (0.435)※
制御改善後	0.673 (0.086)※	0.311 (0.269)※

※制御改善前後の下段カッコ内は標準偏差

- データ①では改善前後の標準偏差の違い（約1／3）やトレンドを見ても明確に効果は分かるが，Harris Index では4倍以上の差となっており，調整効果の評価指標としてより感度が高くなっている.

  ただし，データ①は運転員の感覚では全く問題ない調整となっているにも関わらず，Harris Index としては十分ではないという結果になっている.
- データ②はトレンドデータを一見すると改善効果の有無が分かりにくいデータであるが，Harris Index はデータ①と同様に約 4 倍近くになっており，データ①と同様調整効果の評価指標としてより感度が高いと言える.

  この事から、Harris Index による評価の方が制御改善の効果がより分かり易くなっていると言える一方で，データ①とは逆に使用する側から見ると過大評価となっているという見方もできる.
- データ①の改善前とデータ②の改善後の標準偏差は同程度の値であるが，Harris Index として

はデータ②の改善後の方が大きくなっており，制御対象の困難さ（むだ時間の大きさ）を考慮した評価が行われていることが分かる．

上記より，以下のことが言える．

- Harris Index では制御性能の向上度合いが強調される，また，制御対象の困難さが考慮される，など制御性能を相対的に表すには良い指標となっている．
- データ①のように実用上全く問題のない調整となっているにもかかわらず，絶対値で見た場合に十分な制御性能でないという結果や、逆にデータ②のように過大評価に見えるような結果が出ており，実用する側とのギャップがある．絶対的な指標として使用するためには工夫が必要である．

1.2.4.2. むだ時間同定の可能性

データ②及び③を使用して，Harris Index を利用したむだ時間同定の可能性について述べる．

データ②と③のむだ時間－Harris Index プロットを図5，6に示す．

- データ②は事前の検討でむだ時間を 1 分と推定している．（むだ時間＋一次遅れで近似）
  しかし，傾きが緩やかになる時点は 1 分ではなく上記結果と一致しない．
  さらに，制御改善前後で傾きが緩やかになる時点が異なり（改善前：9 分程度，改善後：3 分程度），同じ制御対象であるにもかかわらず一致しておらず，むだ時間を同定できていると言えない．
  ただし，データ②は蒸留塔温度制御ループであり，実際にはむだ時間のない高次遅れである可能性もあるため，Harris Index の傾きが緩やかになる時点が純粋なむだ時間を表しているかどうかは不明である．
- データ③は事前検討でむだ時間を 18 分と推定している．
  このむだ時間はガスクロの分析周期と一致しており，正確なむだ時間を示していると思われる．
  本データでは推定したむだ時間と Harris Index の緩やかになる時点が完全に一致しており，正確に同定できている．

上記より，Harris Index を利用したむだ時間の推定については，可能性はあるが高次遅れへの対処法など課題があり、全てのデータにおいて有効であると言えない．

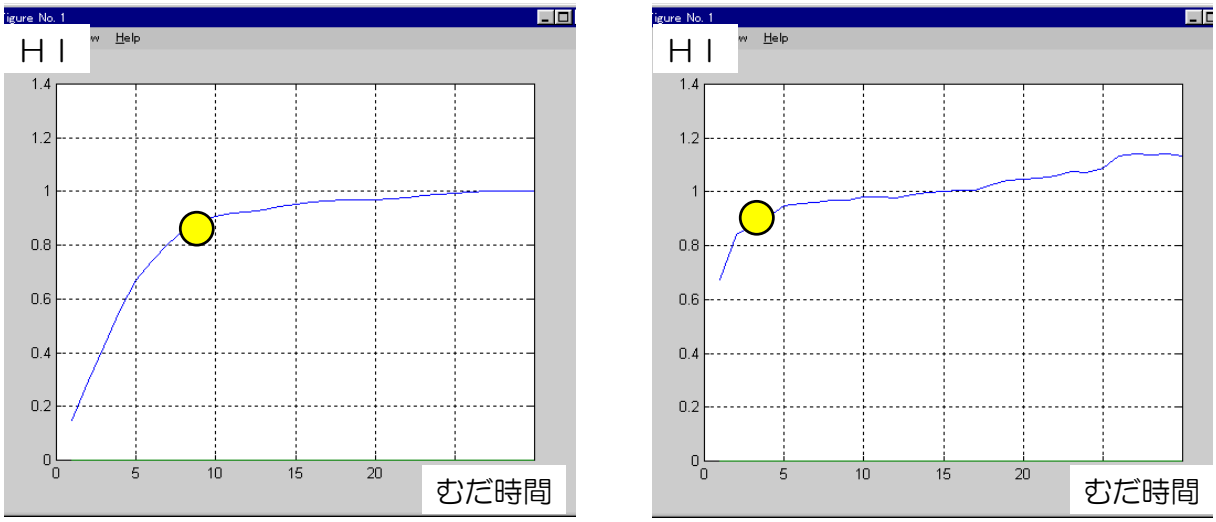


図5. むだ時間－Harris Index プロット(左:データ②改善前, 右:データ②改善後)

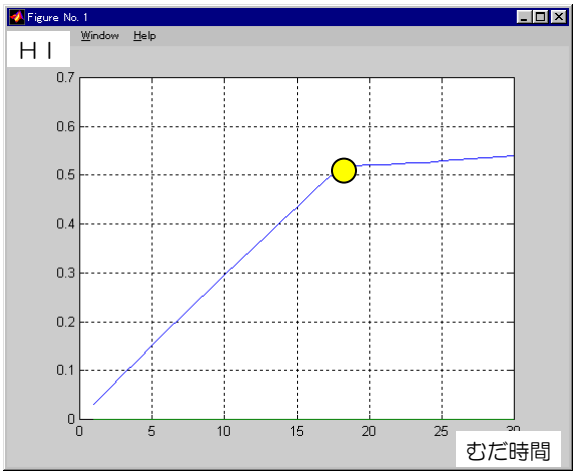


図6. むだ時間－Harris Index プロット(データ③)

1.2.4.3. 白色化フィルタ次数の影響

次に白色化フィルタの次数(ARMA モデルの次数)が計算結果に与える影響について検討した.

データ②制御改善後のデータを使用して, AR, MA モデル次数を 1～20 まで変化させた時の Harris Index の変化を図7に示す.

同一データでもバラツキが大きく, モデル次数により, Harris Index は最大で 0.15 程度の違いが出ている. 同一ループでは, モデル次数を固定すれば改善前後などの比較を行うことが可能であるが, 異なるループの制御性能の良否を判定する場合には問題となる可能性が大きい.

今回の検討ではモデル次数は全て3次で計算しているが, 適切なモデル次数については AIC などで求める事が可能であり, 今後の検討課題とする.

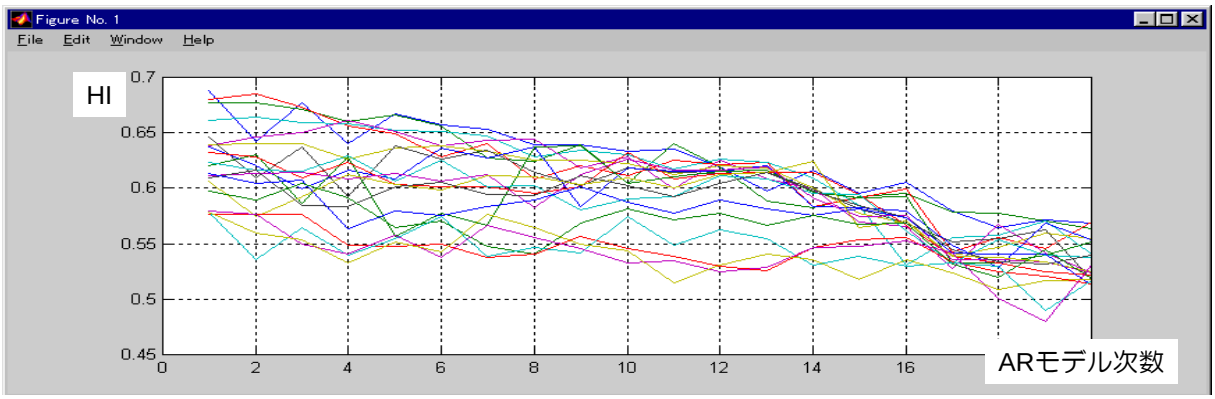


図7. 白色化フィルタ次数(AR, MA モデル次数)と Harris Index の関係

1.2.5. おわりに

実プラントの運転データを使用して Harris Index を算出し, 実用性の確認をした.

Harris Index は, 制御改善前後のデータで比較した場合では効果が強調され分かりやすくなり, さらに制御対象の困難性を考慮した比較ができる, という点で有効な指標であると言える.

一方, 実用上全く問題のない(設定値と運転値に殆ど偏差のない)データでも絶対値としてみた場合に制御性能が十分でない結果となるなど, 実用側とのギャップもある.

上記のことより, 現状では相対的な評価指標(同一ループの制御改善前後の比較や異なるループの制御性能比較)としては実用上問題ないと言えるが, 絶対的な評価指標(指標が 0.5 以下になったら再調整が必要, 0.7 以上にするためにはどの制御方式にしなければならないか, などの評価)として実用するためにはなんらかの工夫が必要である.

第2章　PID 制御系の性能評価

最小分散制御に基づく制御性能評価手法の PID 制御系への適用についての解説

執筆者
丸田　浩　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻
加納　学　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻

2. PID 制御系の性能評価

京都大学　丸田　浩，加納　学

これまでに，PID 制御系の性能評価手法として Grimble が制御偏差を積分した信号の分散の最小値を基準とした手法を提案している [1]．この手法は PID 制御など，コントローラのクラスを限定した場合を考慮する手法であり，PID 制御の性能評価を与える数少ない手法の一つである．ところがコントローラのクラスを限定した場合については，プラントモデルの情報が必要となる．プラントモデルの情報が与えられているなら，評価のためだけにモデルを使うよりもモデルを基に制御系設計を行った方が得策である．

一方，最小分散制御 (MVC) に基づく制御性能評価手法 [2] は通常のプラント運転データとプラントのむだ時間の情報だけで制御性能 (制御偏差の分散は MVC を行った場合に比べてどの程度大きいのか) を評価できる一方，MVC を実現するためのコントローラは PID 制御では実現できない場合もある．

PID 制御系に対し，MVC を基準とした制御性能評価手法を適用した結果，制御性能が悪いと判定された場合，PID 制御によって達成できる制御性能の限界が決定されれば，次のような判断ができる．

- 現在の制御性能が PID 制御で達成できる制御性能の限界から程遠い場合，PID 制御のチューニングパラメータを変更することで制御性能の向上が期待できる
- 現在の制御性能が PID 制御で達成できる制御性能の限界に近い場合，PID 制御では制御性能の向上は期待できないので，モデル予測制御などより高度な制御構造を考えた方が良い

そこで本研究では，PID 制御系に対し，MVC を基準とした制御性能評価手法を適用した場合の性能限界について考察を行った．対象とする制御系は図 1 に示す SISO 制御系である．

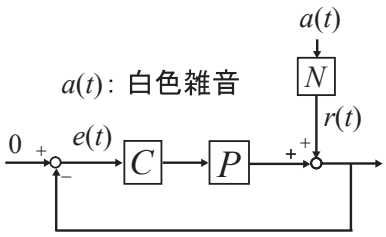


図 1: 対象とする SISO 制御系

2.1. 連続時間系の最小分散制御

MVC を基準とした制御性能評価手法で得られる情報は，白色雑音 $a(t)$ から制御偏差 $e(t)$ への閉ループ伝達関数 $H_{ea}(z^{-1})$ だけであるため，外部信号の動特性とプロセス動特性を区別できない．したがって，プロセス動特性モデルの情報がない限り $C_{MV}(z^{-1})$ を推定することは不可能であり，制御偏差の分散を最小とする PID コントローラの設計は困難であると考えた．そこで，本章ではプロセスモデルが存在するという仮定を置く．実際のプロセスは複雑な動特性を有するが，プロセス動特性を 1 次遅れとむだ時間で近似したモデルで表現することが多い．そこで，プロセス動特性モデルは次遅れとむだ時間で表現できると仮定する．プロセスモデルの存在を仮定しているが，プロセスのむだ時間以外の情報を使わずに導出できる制御性能評価指標を用いればよい．

MVC を基準とした制御性能評価手法で得られる閉ループ伝達関数 $H_{ea}(z^{-1})$ の情報とプロセスのむだ時間の情報を使うことで，最小分散制御を行ったときの閉ループ伝達関数 $H_{MV}(z^{-1})$ が得られる．したがって，分

散を最小とするようなPIDチューニングを求めるためには$H_{ea}(z^{-1})$を$H_{MV}(z^{-1})$に「近似する」ようなPIDチューニングを考えればよいと考えられる．しかし，離散時間系においてはどのような近似を用いればよいかがわからない．

そこで，閉ループ伝達関数H_{ea}の逆数を所定の関数に合わせる北森の部分的モデルマッチング法に着目した．しかし，この手法は連続時間系の制御系設計に用いられる手法である．最小分散制御に基づいた制御性能評価手法は離散時間系で用いられる手法であるから，そのまま部分的モデルマッチング法を適用することはできない．そこで，離散時間系で定義された最小分散制御の考え方を応用して，連続時間系の最小分散制御を定義する．

むだ時間がLであるプロセス動特性の伝達関数$P(s)$を

$$P(s) = e^{-Ls}\,\widetilde{P}(s) \tag{1}$$

のようにむだ時間要素とむだ時間を含まない遅れ要素に分ける．ここで，外部信号の動特性$N(s)$のインパルス応答$n(t)$を

$$n(t) = v(t) + w(t-L) \tag{2}$$

の形に分割することを考える．ただし，$v(t)$，$w(t-L)$は

$$v(t) = \begin{cases} n(t) & (0 \le t < L) \\ 0 & (t \ge L) \end{cases} \tag{3}$$

$$w(t-L) = \begin{cases} 0 & (0 \le t < L) \\ n(t) & (t \ge L) \end{cases} \tag{4}$$

を満たすものとする．この操作は外乱の動特性をむだ時間の前後で分割する操作である．この操作により，インパルス応答$v(t)$を実現する伝達関数$V(s)$とインパルス応答$w(t-L)$を実現する伝達関数$e^{-Ls}W(s)$を用いて

$$N(s) = V(s) + e^{-Ls}\,W(s) \tag{5}$$

と変形する．このように$N(s)$を$V(s)$と$W(s)$に分解できた場合，白色雑音a_tから制御偏差$e(t)$への閉ループ伝達関数$H_{ea}(s)$は

$$\begin{aligned} H_{ea}(s) &= \frac{N(s)}{1+P(s)C(s)} \\ &= \frac{V(s)+e^{-Ls}\,W(s)}{1+e^{-Ls}\,\widetilde{P}(s)C(s)} \\ &= V(s) + e^{-Ls}\frac{W(s)-V(s)\widetilde{P}(s)C(s)}{1+e^{-Ls}\,\widetilde{P}(s)C(s)} \\ &= V(s) + e^{-Ls}W'(s) \end{aligned} \tag{6}$$

となる．$V(s)$はコントローラの動特性を含まないので，コントローラの種類やチューニングを変更しても$V(s)$は不変である．一方，$W'(s)$はコントローラの動特性を含み，コントローラの種類やチューニングを変更することで$W'(s)$は変化する．$e^{-Ls}\,W'(s)$のインパルス応答$w'(t-L)$は$0 \le t < L$では0である．

ここで，制御偏差$e(t)$の分散σ_e^2を求める際，伝達関数のH_2ノルムを使うので，定義を簡単に説明し，使用する等式を列挙する．伝達関数$H(s)$のH_2ノルム$\|H(s)\|$は，$H(s)$のインパルス応答を$h(t)$とした場合，(7)式で定義される．

$$\|H(s)\|^2 = \int_0^\infty \{h(t)\}^2 dt \tag{7}$$

なお，他に $\|H(s)\|^2$ を計算する手段として，Parseval の定理がある．Parseval の定理は (8) 式で表される．

$$\|H(s)\|^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega)H(-j\omega)d\omega \tag{8}$$

再び元の話に戻って，$e(t)$ の分散 σ_e^2 を考える．$e(t)$ は

$$e(t) = H_{ea}\, a(t) \tag{9}$$

であるが，H_2 ノルムの性質から σ_e^2 は，白色雑音 $a(t)$ の分散 σ_a^2 と $\|H_{ea}(s)\|$ を用いて

$$\sigma_e^2 = \|H_{ea}(s)\|^2\sigma_a^2 \tag{10}$$

で表される．したがって，$\|H_{ea}(s)\|$ を最小とするようにコントローラ $C(s)$ を設計すれば，最小分散を実現できる．

ここで，$H_{ea}(s)$ のインパルス応答を

$$h_{ea}(t) = v(t) + w'(t-L) \tag{11}$$

とすると，$\|H_{ea}(s)\|^2$ は，(7) 式から

$$\begin{aligned}
\|H_{ea}(s)\|^2 &= \int_0^{\infty} \{h_{ea}(t)\}^2\, dt \\
&= \int_0^{\infty} \left\{v(t) + w'(t-L)\right\}^2 \mathrm{d}t \\
&= \int_0^{\infty} \left\{[v(t)]^2 + 2v(t)w'(t-L) + \left[w'(t-L)\right]^2\right\} dt \\
&= \int_0^{L} [v(t)]^2\, dt + \int_L^{\infty} \left[w'(t-L)\right]^2 dt
\end{aligned} \tag{12}$$

となる．先述の通り，コントローラの種類やチューニングを変更すると $w'(t-L)$ だけが変化するから，$t \geq L$ において $w'(t-L) = 0$ のとき，$\|H_{ea}(s)\|^2$ は最小となる．したがって，(6) 式の $W'(s) = 0$，すなわち $W(s) - V(s)\widetilde{P}(s)C(s) = 0$ のとき，$\|H_{ea}(s)\|^2$ は最小となるから，σ_e^2 は最小となる．

よって，最小分散制御を実現するコントローラ $C_{MV}(s)$ は (13) 式で表される．

$$C_{MV}(s) = \frac{W(s)}{V(s)\widetilde{P}(s)} \tag{13}$$

これは離散時間系の最小分散制御と全く同様の結果である．

$N(s)$ が積分器や 1 次遅れなどの場合には容易に $V(s)$ や $W(s)$ を計算できるが，高次遅れの場合には $V(s)$ や $W(s)$ の計算は非常に煩雑になる．ここでは，$N(s)$ が積分器の場合と 1 次遅れ要素の場合について $V(s)$ と $W(s)$ を計算する．

2.1.1. $N(s)$ が積分器の場合の $V(s)$ と $W(s)$

$N(s)$ が積分器

$$N(s) = \frac{1}{s} \tag{14}$$

の場合，例えばステップ状設定値変更の場合の $V(s)$ と $W(s)$ を計算する．$N(s)$ のインパルス応答 $n(t)$ は

$$n(t) = 1 \tag{15}$$

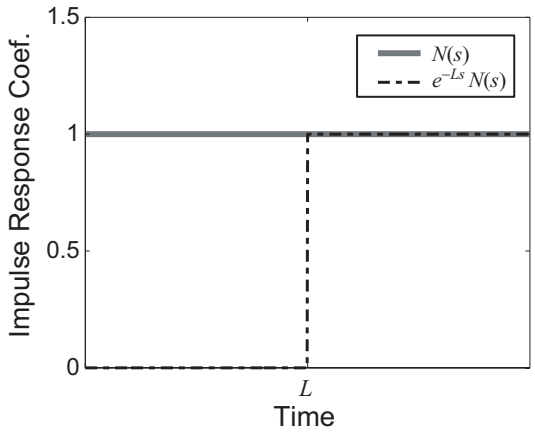


図 2: $N(s)$，$e^{-Ls}N(s)$ のインパルス応答 (積分器)

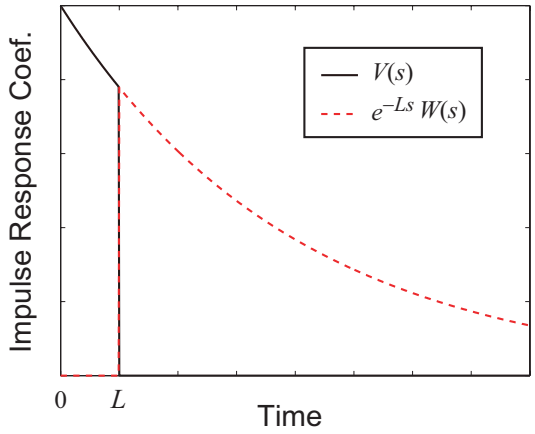


図 3: $N(s)$，$e^{-Ls}N(s)$ のインパルス応答 (1 次遅れ)

である．ここで，$N(s)$ と $e^{-Ls}N(s)$ のインパルス応答を図 2 に示す．図中の $e^{-Ls}N(s)$ はむだ時間以降の $n(t)$ そのものであるから，これが $w(t-L)$ である．したがって，$e^{-Ls}W(s) = e^{-Ls}N(s)$ である．また，(5) 式から $V(s)$ も計算できる．以上の結果，

$$V(s) = \frac{1}{s}\left(1 - e^{-Ls}\right) \tag{16}$$

$$W(s) = \frac{1}{s} \tag{17}$$

となる．ここで，最小分散制御を行う場合の閉ループ伝達関数 $H_{MV}(s)$ について，$\|H_{MV}(s)\|^2$ は，$H_{MV}(s) = V(s)$ より，

$$\begin{aligned} \|H_{MV}(s)\|^2 &= \|V(s)\|^2 \\ &= \int_0^\infty \{v(t)\}^2 dt \\ &= \int_0^L 1^2 dt \\ &= L \end{aligned} \tag{18}$$

となり，むだ時間 L に一致することがわかる．

2.1.2. $N(s)$ が 1 次遅れ要素の場合の $V(s)$ と $W(s)$

外部信号の動特性 $N(s)$ が 1 次遅れ

$$N(s) = \frac{1}{T_F s + 1} \tag{19}$$

であるものとする．はじめに，$W(s)$ を導出する．$N(s)$ のインパルス応答 $n(t)$ は $N(s)$ のラプラス逆変換に等しく

$$n(t) = \frac{1}{T_F} e^{-\frac{t}{T_F}} \tag{20}$$

である．ここで，$e^{-Ls}W(s)$ のインパルス応答 $w(t-L)$ は $t \geq L$ では $n(t)$ に等しいので，

$$\begin{aligned} w(t-L) &= \frac{1}{T_F} e^{-\frac{t}{T_F}} \\ &= \frac{1}{T_F} e^{-\frac{t-L}{T_F}} \, e^{-\frac{L}{T_F}} \\ &= \frac{a}{T_F} \, e^{-\frac{t-L}{T_F}} \end{aligned} \tag{21}$$

となる．ただし，$a = e^{-\frac{L}{T_F}}$ である．$(t-L)$ を改めて t とし，$t \geq 0$ の範囲を想定して Laplace 変換を行うと，$W(s)$ は

$$W(s) = \frac{a}{T_F s + 1} \tag{22}$$

で表される．

一方，$V(s)$ は $N(s)$ と $W(s)$ から次のようにして計算される．

$$\begin{aligned} V(s) &= N(s) - e^{-Ls} \, W(s) \\ &= \frac{1 - ae^{-Ls}}{T_F s + 1} \end{aligned} \tag{23}$$

最小分散制御を行う場合の閉ループ伝達関数 $H_{MV}(s)$ について，$\|H_{MV}(s)\|^2$ は，$H_{MV}(s) = V(s)$ より，

$$\begin{aligned} \|H_{MV}(s)\|^2 &= \|V(s)\|^2 \\ &= \int_0^\infty \{v(t)\}^2 dt \\ &= \int_0^L \left\{ \frac{1}{T_F} e^{-\frac{t}{T_F}} \right\}^2 dt \\ &= \left[-\frac{1}{2T_F} e^{-\frac{2t}{T_F}} \right]_0^L \\ &= \frac{1}{2T_F} \left(1 - e^{-\frac{2L}{T_F}} \right) \end{aligned} \tag{24}$$

となる．

2.2. 部分的モデルマッチング法による PID チューニングの計算

北森の部分的モデルマッチング法は，プラントモデル $P(s)$ を既知とした場合に閉ループ伝達関数の極配置を行い，閉ループ伝達関数の逆数が二項係数標準形や Butterworth 標準形などの低周波域で安定な標準形に近づくような PID チューニングを与える手法である．表 1 に二項係数標準形を，表 2 に Butterworth 標準形を示す．なお，$\omega_0 > 0$ は速応性のチューニングを行うパラメータであり，小さいほど即応性は高くなる．

ただし本研究では，上記の標準形ではなく，最小分散制御を行ったときの閉ループ伝達関数の逆数に近づけることを試みた．

2.2.1. $N(s)$ が積分器の場合

外部信号の動特性 $N(s)$ が積分器である場合 (例えばステップ状設定値変更など)，最小分散コントローラを用いたときの閉ループ伝達特性 $H_{MV}(s)$ は $V(s)$ と一致するから，$H_{MV}(s)$ の逆数は (18) 式の結果から

$$\frac{1}{H_{MV}(s)} = \frac{1}{V(s)} = \frac{s}{1 - e^{-Ls}} \tag{25}$$

で表される．一方，プロセス $P(s)$ を

$$P(s) \quad = \quad \widetilde{P}(s)\, e^{-Ls} = \frac{K}{1+Ts}\, e^{-Ls} \tag{26}$$

とし，PID コントローラを用いたときの閉ループ伝達特性

$$\frac{1}{H_{ea}(s)} = \frac{1+PC}{\frac{1}{s}} = s\left\{1 + e^{-Ls}\frac{K_P K}{1+Ts}\left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)\right\} \tag{27}$$

を $\frac{1}{H_{MV}}$ と比較することを考える．

(25) 式の右辺と (27) 式の右辺のそれぞれについて $s=0$ の周りでの Taylor 展開を行い，s に関して低次の項で係数が合致するようにコントローラのチューニングを決定する．

$H_{MV}(s)$ の Taylor 展開を行う際，$s=0$ における微係数は分子，分母とも 0 で不定となるため，極限を使用する．このとき，(25) 式の右辺を Taylor 展開すると

$$\frac{1}{H_{MV}(s)} = \frac{1}{L} + \frac{1}{2}\cdot s + \frac{L}{12}\cdot s^2 + \cdots \tag{28}$$

となる．一方，(27) 式の右辺を Taylor 展開すると

$$\frac{1}{H_{ea}(s)} = \frac{K_P K}{T_I} + \left(1 + K_P K\frac{T_I - L - T}{T_I}\right)\, s + K_P K\left\{(T_D - L) + \frac{L^2}{2T_I} + \frac{T}{T_I}(L + T - T_I)\right\}\, s^2 + \cdots \tag{29}$$

となる．ここで，上記の 2 つの式の係数を比較すると，

$$\frac{1}{L} \quad = \quad \frac{K_P K}{T_I} \tag{30}$$

$$\frac{1}{2} \quad = \quad 1 + K_P K\,\frac{T_I - L - T}{T_I} \tag{31}$$

$$\frac{L}{12} \quad = \quad K_P K\left\{T_D - L + \frac{L^2}{2T_I} + \frac{T}{T_I}\,(L + T - T_I)\right\} \tag{32}$$

となる．チューニングパラメータ K_P，T_I，および T_D に関してこの連立方程式を解くと

$$K_P \quad = \quad \frac{T}{KL}\left(1 + \frac{L}{2T}\right) \tag{33}$$

$$T_I \quad = \quad T + \frac{L}{2} \tag{34}$$

$$T_D \quad = \quad \frac{6T + L}{12T + 6L}\, L \tag{35}$$

となる．

表 1: 二項係数標準形

次数	
1	$s + \omega_0$
2	$s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2$
3	$s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3$
4	$s^4 + 4\omega_0 s^3 + 6\omega_0^2 s^2 + 4\omega_0^3 s + \omega_0^4$

表 2: Butterworth 標準形

次数	
1	$s + \omega_0$
2	$s^2 + 1.4\omega_0 s + \omega_0^2$
3	$s^3 + 2.0\omega_0 s^2 + 2.0\omega_0^2 s + \omega_0^3$
4	$s^4 + 2.6\omega_0 s^3 + 3.4\omega_0^2 s^2 + 2.6\omega_0^3 s + \omega_0^4$

2.2.2. $N(s)$ が 1 次遅れの場合

$N(s)$ が 1 次遅れの場合について同様の議論を行う．

$H_{MV}(s)$ の逆数は $V(s)$ の逆数に等しいので (24) の結果から

$$\frac{1}{H_{MV}(s)} = \frac{T_F s + 1}{1 - ae^{-Ls}} \tag{36}$$

となる．ただし，$a = e^{-\frac{L}{T_F}}$ とする．一方，コントローラ $C(s)$，プロセス $P(s)$ を

$$P(s) = \frac{K}{Ts+1}\, e^{-Ls} \tag{37}$$

$$C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \tag{38}$$

とした場合の閉ループ伝達特性 $H_{ea}(s)$ の逆数は

$$\begin{aligned} \frac{1}{H_{ea}(s)} &= \frac{1 + P(s)C(s)}{N(s)} \\ &= (T_F s + 1)\left\{1 + e^{-Ls}\frac{KK_P}{Ts+1}\left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)\right\} \end{aligned} \tag{39}$$

となる．(39) 式を見ると s^{-1} の項が含まれているため，s^{-1} の項にかかる積分時間が無限大でない限り，すなわち積分動作は行わないものとしない限り (39) 式の Taylor 展開は不可能である．そこで，積分時間 T_I は無限大とする．

ここで，(36) 式の右辺を $s = 0$ の周りで Taylor 展開すると次式が得られる．

$$\frac{1}{H_{MV}} = \frac{1}{1-a} + \frac{1}{1-a}\left(T_F - \frac{aL}{1-a}\right) s + \frac{1}{(1-a)^2}\left\{\frac{1+a}{2(1-a)}L - T_F\right\} s^2 + \cdots \tag{40}$$

一方，(39) 式の右辺を $s = 0$ の周りで Taylor 展開すると次式が得られる．

$$\begin{aligned} \frac{1}{H_{ea}} &= 1 + KK_P + \{T_F + KK_P(T_F + T_D - L - T)\}\, s \\ &\quad + KK_P\left\{(T + L - T_F)(T - T_D) - T_F L + \frac{L^2}{2}\right\} s^2 + \cdots \end{aligned} \tag{41}$$

s について 0 次の係数と 1 次の係数が等しいとすると

$$\frac{1}{1-a} = 1 + KK_P \tag{42}$$

$$\frac{1}{1-a}\left(T_F - \frac{aL}{1-a}\right) = T_F + KK_P(T_F + T_D - L - T) \tag{43}$$

の 2 つの連立方程式が得られ，これを解くと

$$K_P = \frac{a}{K(1-a)} \tag{44}$$

$$T_D = T - \frac{a}{1-a} L \tag{45}$$

が得られる．このとき，a とむだ時間 L，時定数 T の設定次第で微分時間が負になる可能性が十分に考えられる．また，この調整則に基づいた PD コントローラを用いた場合の閉ループ伝達特性を計算すると，複素数平面上の右半面に極が存在し制御系全体として不安定になるという結果が得られた．

部分的モデルマッチング法では $s=0$ の近辺での Taylor 展開を行うが，$s=0$ での近似を行うということは，定常状態での閉ループ伝達特性を最小分散制御の伝達特性に合わせようとすることになる．その一方で，1 次遅れのインパルス応答係数はすばやく 0 に収束するため，高周波領域の伝達特性に大きく依存することになる．したがって，1 次遅れフィルタの場合に部分的モデルマッチング法を適用することには無理があると考えられる．

2.2.3. プロセス入力側にステップ状外乱が混入した場合

この場合，外部信号の動特性 $N(s)$ はプロセスむだ時間を除いた項 $\widetilde{P}(s)$ のステップ応答に相当する．したがって，

$$N(s)=\frac{K}{s(Ts+1)} \tag{46}$$

とおけばよい．このときの $W(s)$ および $V(s)$ は前節と同様の手順に従えば次のようになる．

$$V(s) = K\frac{1-e^{-Ls}(aTs+1)}{s(Ts+1)} \tag{47}$$

$$W(s) = K\frac{aTs+1}{s(Ts+1)} \tag{48}$$

ただし，

$$a=1-e^{-\frac{L}{T}} \tag{49}$$

である．$H_{MV}(s)=V(s)$ であるから，$H_{MV}(s)$ の逆数を $s=0$ の周りで Taylor 展開すると

$$\frac{K}{H_{MV}(s)}=\frac{K}{V(s)}=\frac{1}{aT+L}+\frac{aTL+\frac{1}{2}L^2}{(aT+L)^2}s+\frac{L^2}{2}\frac{\left[(aT)^2+\frac{2}{3}aTL+\frac{1}{6}L^2\right]}{(aT+L)^3}s^2+\cdots \tag{50}$$

となる．一方，$H_{ea}(s)$ の逆数を $s=0$ の周りで Taylor 展開すると

$$\frac{K}{H_{ea}(s)}=\frac{KK_P}{T_I}+\left\{1+KK_P\left(1-\frac{L}{T_I}\right)\right\}s+\left\{T+KK_P\left(T_D-L+\frac{L^2}{2T_I}\right)\right\}s^2+\cdots \tag{51}$$

となる．係数を比較すると

$$\frac{1}{aT+L} = \frac{KK_P}{T_I} \tag{52}$$

$$\frac{aTL+\frac{1}{2}L^2}{(aT+L)^2} = 1+KK_P\left(1-\frac{L}{T_I}\right) \tag{53}$$

$$\frac{L^2}{2}\frac{\left[(aT)^2+\frac{2}{3}aTL+\frac{1}{6}L^2\right]}{(aT+L)^3} = T+KK_P\left(T_D-L+\frac{L^2}{2T_I}\right) \tag{54}$$

であり．K_P，T_I，T_D に関して連立方程式を解くと

$$K_P = \frac{L^2-2a^2T^2}{2K(aT+L)^2} \tag{55}$$

$$T_I = \frac{L^2-2a^2T^2}{2(aT+L)} \tag{56}$$

$$T_D = L+\frac{L^2(a^2T^2+\frac{2}{3}aTL+\frac{1}{6}L^2)-(aT^2+TL+L^2)(aT+L)^2}{(L^2-2a^2T^2)(aT+L)} \tag{57}$$

となるが，非常に複雑であり議論は困難であると考えた．

2.3. チューニングパラメータの最適化

2.2. 節の結果より，部分的モデルマッチング法を用いて最小分散を実現する PID コントローラを設計することはは困難であるという結果が得られた．

そこで最適化手法を用いて，$a(t)$ から $e(t)$ への閉ループ伝達関数 H_{ea} の H_2 ノルム $\|H_{ea}\|$ を最小とする PID チューニングを求めることを試みた．ただし，$\|H_{ea}\|$ を最小とする PID チューニングは外部信号の動特性 $N(s)$ に大きく依存する．したがって，ここでは連続時間系の制御系設計でよく用いられる外部信号である大きさ 1 のステップ状設定値変更と大きさ 1 のプロセス入力側ステップ状外乱に限定した．このとき，$r(t)$ の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{r(t)\}$ は，

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s} \quad [\text{ステップ状設定値変更}] \tag{58}$$

$$= \frac{K}{s(1+Ts)} \quad [\text{ステップ状外乱}] \tag{59}$$

である．このとき，制御偏差 $e(t)$ の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{e(t)\}$ は

$$\mathcal{L}\{e(t)\} = H_{er}(s)\mathcal{L}\{r(t)\} \tag{60}$$

である．

制御偏差の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{e(t)\}$ の H_2 ノルム

連続時間系での制御系設計では，通常白色雑音 $a(t)$ を仮定することはなく，外部信号 $r(t)$ を与えることが多い．このため，本節では白色雑音 $a(t)$ から制御偏差 $e(t)$ への閉ループ伝達関数ではなく，外部信号 $r(t)$ から $e(t)$ への閉ループ伝達関数で考えていく．

ここで，$e(t)$ の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{e(t)\}$ の H_2 ノルム $\|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2$ は二乗積分誤差 (ISE) になることを示す．$e(t)$ はラプラス逆変換を用いて

$$e(t) = \mathcal{L}^{-1}\{H_{er}(s)\,\mathcal{L}\{r(t)\}\} \tag{61}$$

で表される．一方，$H_{er}(s)\,\mathcal{L}\{r(t)\}$ のインパルス応答を $h_e(t)$ とすると

$$h_e(t) = \mathcal{L}^{-1}\{1 \cdot H_{er}(s)\,\mathcal{L}\{r(t)\}\} = \mathcal{L}^{-1}\{H_{er}(s)\,\mathcal{L}\{r(t)\}\} = e(t) \tag{62}$$

である．したがって，$\|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2$ について

$$\begin{aligned}
\|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2 &= \|\,H_{er}(s)\mathcal{L}\{r(t)\}\|^2 \\
&= \int_0^\infty h_e(t)^2\,dt \\
&= \int_0^\infty e(t)^2\,dt \quad [\because (62)\text{ 式より}] \\
&= \text{ISE}
\end{aligned} \tag{63}$$

が成り立ち，$\|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2$ は ISE に一致する．以上のことから，連続時間系の最小分散制御は ISE を最小化する制御である．

2.3.1. 外部信号がステップ状設定値変更の場合

ステップ状設定値変更の場合，$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s}$ である．最小分散制御を行った場合の ISE を ISE_{MV} とすると，

$$\text{ISE}_{MV} = \int_0^L 1^2 dt = L \tag{64}$$

である．連続時間系における最小分散制御は，ISE を最小とする制御であるから，$\|\mathcal{L}\{e(t)\}\| = \left\|\frac{1}{s}\,H_{er}(s)\right\|$ を最小とすることを考えれば良い．

ところで，プロセスの動特性を特徴づけるパラメータは定常ゲイン K，時定数 T およびむだ時間 L の 3 つである．閉ループ伝達関数 $H_{er}(s)$ の中で，定常ゲイン K は比例ゲイン K_P と必ず対になって表れるため，定常ゲインの影響は比例ゲインによって必ず打ち消すことができる．したがって，定常ゲイン K は制御性能の限界に全く影響を与えないから，制御性能の限界を評価する場合は時定数とむだ時間の影響だけを考えればよい．プロセス動特性のうち，むだ時間 L を 0.1 分から 10 分の範囲で，むだ時間を時定数で割った $\frac{L}{T}$ を 0.1 から 0.9 の範囲で変えながら，ISE を最小とするような PID パラメータを最適化手法を用いて探索した．ただ今回の最適化においては，プロセス $P(s)$ の定常ゲイン K は 1 とし，むだ時間に関しては 5 次の Pade 近似を用いている．

最適化によって得られた PID チューニングを図 4 に示す．この結果から，比例ゲインは $\frac{L}{T}$ のみに依存し，積分時間は $\frac{L}{T}$ と L に依存し，むだ時間は概ね L に強く依存することがわかる．また，むだ時間に対して ISE をプロットした結果を図 5 に，Harris Index をプロットした結果を図 6 に示す．なお，評価基準が制御量の分散から ISE に変わっているため，連続時間系の Harris Index，η を次式で定義する．

$$\eta = \frac{\mathrm{ISE}_{MV}}{\mathrm{ISE}} \tag{65}$$

図 5 から，PID 制御で実現可能な制御性能は定常ゲインと時定数にほとんど依存せず，むだ時間にほぼ比例することがわかる．また，Harris Index の限界はおよそ 0.92 程度になるという結果が得られた．

以上の結果，ステップ状設定値変更の場合では，ISE はプロセスの定常ゲインと時定数の影響をほとんど受けず，むだ時間にほぼ比例していることがわかり，Harris Index に換算して 0.92 程度となることがわかった．

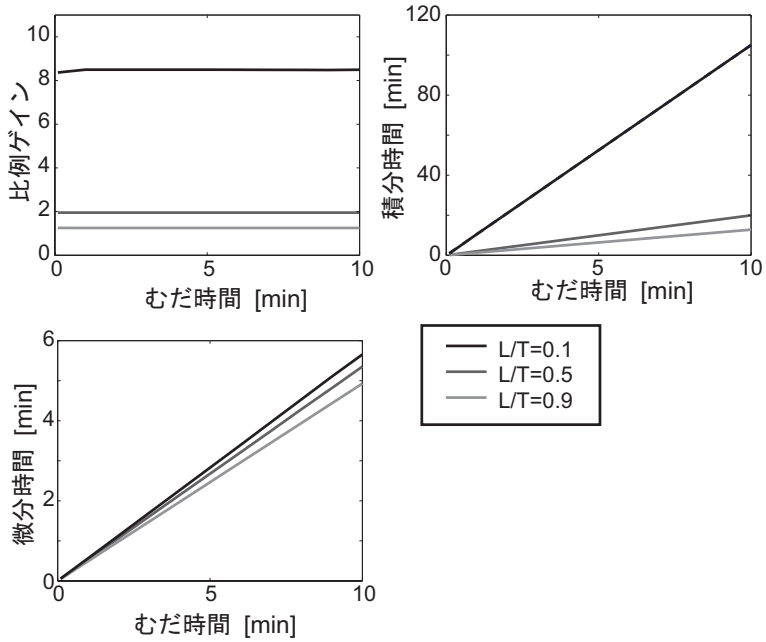


図 4: 最適化によって得られた PID チューニング (ステップ状設定値変更)

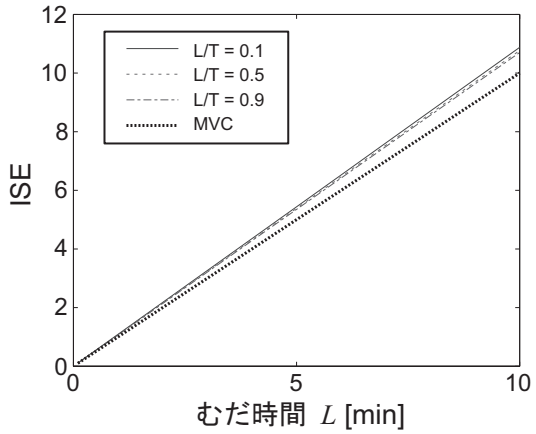


図 5: PID 制御で到達できる ISE と最小分散制御を行った場合の ISE(ステップ状設定値変更)

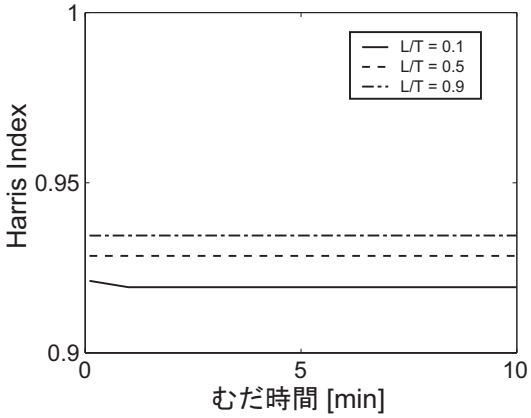


図 6: PID 制御で到達できる Harris Index の最大値 (ステップ状設定値変更)

2.3.1.1. ステップ状設定値変更に対する Harris Index の基準値の設定

2.3.1. 節の結果から，ステップ状設定値変更の場合は，評価基準の ISE がむだ時間のみに強く依存し，Harris Index が 0.92 程度まで達成できるという結果が得られた．

しかし，この結果はあくまでも数値計算による結果であり，理論的な裏付けが全くない．そこで，はじめに外部信号 $r(t)$ から制御偏差 $e(t)$ への閉ループ伝達関数 $H_{er}(s)$ が時定数に依存しないような PID 調整パラメータを考える．これにより，制御偏差の応答波形は時定数に依存しなくなる．このような特徴を持つ PID 調整パラメータは無数にあるが，その中から ISE を最小とすることを念頭において 1 つの調整則を選択する．選択した調整則を用いた場合の ISE を計算し，Harris Index に換算してどの程度の値が実現できるのかについて検討する．この結果から，むだ時間の情報だけからステップ状設定値変更に対して PID 制御で達成し得る ISE を与えることができ，PID で達成可能な Harris Index の基準値を与えることが出来る．

2.3.1.2. 閉ループ伝達関数からの時定数の消去

設定値 $r(t)$ から制御偏差 $e(t)$ への閉ループ伝達関数 $H_{er}(s)$ は

$$\begin{aligned} H_{er}(s) &= \frac{1}{1+P(s)C(s)} \\ &= \frac{1}{1+e^{-Ls}\dfrac{KK_P}{1+Ts}\left(1+\dfrac{1}{T_I s}+T_D s\right)} \\ &= \frac{s}{s+e^{-Ls}\dfrac{KK_P}{T_I}\dfrac{1+T_I s+T_I T_D s^2}{1+Ts}} \end{aligned} \tag{66}$$

である．$H_{er}(s)$ から時定数の影響を打ち消すことを念頭において，

$$1+T_I s+T_I T_D s^2 = (1+Ts)(1+T's) \tag{67}$$

となるように積分時間 T_I と微分時間 T_D を設定する．このような T_I と T_D は以下の通りである．

$$T_I = T + T' \tag{68}$$

$$T_D = \frac{TT'}{T + T'} \tag{69}$$

(67) 式を (66) 式に代入すると

$$H_{er}(s) = \frac{s}{s + e^{-Ls}\,\dfrac{KK_P}{T_I}\,(1 + T's)} \tag{70}$$

となる．この結果，K_P が $\frac{T_I}{K}$ に比例するように K_P を設定すれば閉ループ伝達関数からプロセスの定常ゲイン及び時定数の影響をなくすことができる．ここでは，ステップ状設定値変更を考えるので

$$\mathcal{L}\{e(t)\} = H_{er}(s)\,\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s}\,H_{er}(s) \tag{71}$$

である．本来は ISE を最小化する最適化問題

$$\begin{aligned} \min_{K_P, T'} \quad & \mathrm{ISE} = \|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2 \\ \text{subject to} \quad & K_P, T' > 0 \end{aligned} \tag{72}$$

を解くべきであるが，理論的な求解は困難であるため，閉ループ伝達関数がより単純な式で表されるようなチューニングを考えていく．

まず，簡単のためにむだ時間 e^{-Ls} に 1 次 Pade 近似を施す．むだ時間 e^{-Ls} について 1 次 Pade 近似を行った結果，$H_{er}(s)$ は

$$H_{er}(s) = \frac{s}{s + \dfrac{1 - \frac{L}{2}s}{1 + \frac{L}{2}s}\,\dfrac{KK_P}{T_I}\,(1 + T's)} \tag{73}$$

となる．(73) 式をより単純にすることを念頭において，$\left(1 + \frac{L}{2}s\right)$ の項を消去することを考え，

$$T' = \frac{L}{2} \tag{74}$$

とおく．K_P に関しては多くの PID 調整則がむだ時間の逆数 L^{-1} に比例していることを念頭において

$$K_P = \frac{T_I}{KL}\,A \quad (A > 0 \text{ は無次元の定数}) \tag{75}$$

とする．このとき，$H_{er}(s)$ は

$$H_{er}(s) = \frac{s}{\frac{A}{L} + \left(1 - \frac{A}{2}\right)s} \tag{76}$$

である．この段階で，プロセスの安定性を満足するには $A \leq 2$ であることが必要条件となる．

ここで，大きさ 1 のステップ状設定値変更が与えられた場合の ISE は

$$\begin{aligned}
\mathrm{ISE} &= \left\| \frac{1}{s} H_{er}(s) \right\|^2 \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\frac{A}{L} + j\omega(1-\frac{A}{2})} \cdot \frac{1}{\frac{A}{L} - j\omega(1-\frac{A}{2})} d\omega \quad [(8) \text{ 式より}] \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(\frac{A}{L})^2 + \left(1-\frac{A}{2}\right)^2 \omega^2} d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{\left(\frac{A}{L}\right)\left(1-\frac{A}{2}\right)} \tan^{-1} \left\{ \frac{L}{A} \left(1-\frac{A}{2}\right) \omega \right\} \right]_{\omega=-\infty}^{\omega=\infty} \\
&= \frac{L}{A(2-A)}
\end{aligned} \tag{77}$$

となり，明らかに ISE は $A = 1$ のとき最小値 L をとる．この値は最小分散制御を行ったときの ISE に一致している．

以上をまとめると，時定数に依存しないようにして，かつ ISE を小さく抑えるような PID チューニングは

$$\begin{aligned}
K_P &= \frac{2T+L}{2KL} \\
T_I &= T + \frac{L}{2} \\
T_D &= \frac{TL}{2T+L}
\end{aligned} \tag{78}$$

で与えられ，むだ時間を 1 次 Pade 近似で考えた場合には最小分散制御と同等の制御性能が得られる結果となった．

最適化によって計算された PID チューニングと提案した調整則から得られる PID チューニングはどの程度違うのかを比較するため，2.3.1. 節で求めた最適な PID チューニングと本節の PID チューニングをむだ時間に対してプロットしたものを図 7 に示す．$\frac{L}{T} = 0.1$ における積分時間は両調整則でほぼ一致している．両調整則間で値は異なり，提案調整則の方が制御が弱いことがわかるが，むだ時間 L およびパラメータ $\frac{L}{T}$ に対する傾向は両者で一致していることがわかる．

2.3.1.3. 提案調整則の妥当性の考察

(78) 式で表される調整則を計算する際に，式を簡単にするためにむだ時間の Pade 近似を利用している．よって，この調整則はステップ状設定値変更に対して最小分散を与えるわけではない．そこで，ISE を計算して PID チューニングを最適化した場合の結果にどの程度近づいているかを調べると共に，制御偏差のノミナル安定性を示す．

提案調整則を適用した場合の閉ループ伝達関数 $H_{er}(s)$ は次式で表される．

$$H_{er}(s) = \frac{Ls}{Ls + e^{-Ls}\left(1 + \frac{L}{2}s\right)} \tag{79}$$

今回の調整則によって得られる閉ループ伝達関数にステップ状設定値変更を入力として与えた場合の ISE は，(8) 式と (79) 式から

$$\mathrm{ISE} = \left\| \frac{1}{s} H_{er}(s) \right\|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{L^2}{1 + \frac{5}{4}L^2\omega^2 + L^2\omega^2\cos(L\omega) - 2L\omega\sin(L\omega)} d\omega \tag{80}$$

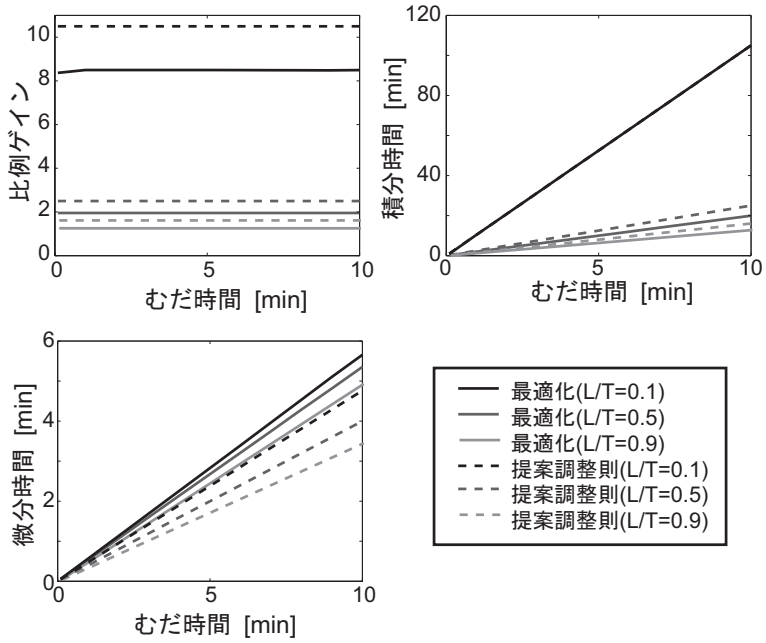


図 7: 最適化によって得られたチューニングと提案調整則の比較

となる．$L\omega = x$ とおくと，$d\omega = \frac{dx}{L}$ であるから，

$$\mathrm{ISE} = \frac{L}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1+\frac{5}{4}x^2 + x^2\cos x - 2x\sin x}\,dx \tag{81}$$

となり，(81) 式の被積分関数は x が 100 のとき 1.0×10^{-4} のオーダーであり，これより 1 桁程度大きい範囲で積分すれば十分な近似になると考え，–1000 から 1000 の範囲で数値積分を行った．その結果は 7.12 となった．したがって，今回提案した調整則を適用すると，本調整則で得られた ISE はむだ時間に比例し，最小分散制御を行った場合の $\frac{7.12}{2\pi} = 1.13$ 倍，Harris Index に換算して 0.88 となることがわかった．この結果は最適化から得られた結果と 5%程度の誤差である．また，ISE は有限であるため，制御偏差のノミナル安定性を持つことが判明した．

2.3.2. 外部信号がプロセス入力側ステップ状外乱の場合

本節では外部信号 $r(t)$ がプロセス入力側ステップ状外乱に相当する場合について検討を行う．$r(t)$ の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{r(t)\}$ は

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{K}{s(1+Ts)} \tag{82}$$

であるから，

$$r(t) = K\left(1 - e^{-\frac{t}{L}}\right) \tag{83}$$

となる．ここで，最小分散制御を行った場合，$0 \leq t \leq L$ での $r(t)$ の影響は打ち消すことはできないが，$t > L$ 以降の $r(t)$ の影響は完全に打ち消されるので，最小分散制御を行った場合の ISE，すなわち ISE_{MV} は

$$\begin{aligned}
\mathrm{ISE}_{MV} &= \int_0^L r(t)^2 dt \\
&= K^2 \int_0^L \left(1 - e^{-\frac{t}{L}}\right)^2 dt \\
&= K^2 \left[t + 2Te^{-\frac{t}{L}} - \frac{T}{2}e^{-\frac{2t}{L}}\right]_{t=0}^{t=L} \\
&= K^2 L \left\{1 - \frac{2}{a}\left(1 - e^{-a}\right) + \frac{1}{2a}\left(1 - e^{-2a}\right)\right\} \quad \left(a = \frac{L}{T}\text{とする}\right)
\end{aligned} \tag{84}$$

となる．

2.3.2.1. 2.3.1.2. 節の PID 調整則を用いたときの ISE と Harris Index

本節では，2.3.1.2. 節で提案した PID 調整則

$$\begin{aligned}
C(s) &= K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \\
K_P &= \frac{2T + L}{2KL} \\
T_I &= T + \frac{L}{2} \\
T_D &= \frac{TL}{2T + L}
\end{aligned} \tag{85}$$

を用いた場合の ISE を計算し，Harris Index を求める．

プロセス入力側にステップ状外乱 $r(t)$ が混入した場合の ISE を考える．$r(t)$ から制御偏差 $e(t)$ への閉ループ伝達関数 $H_{er}(s)$ は

$$\begin{aligned}
H_{er}(s) &= \frac{\widetilde{P}(s)}{1 + P(s)C(s)} \\
&= \frac{\dfrac{K}{1+Ts}}{1 + e^{-Ls}\dfrac{K}{1+Ts} \cdot K_P \left(1 + \dfrac{1}{T_I s} + T_D s\right)} \\
&= \frac{K}{(1+Ts) + e^{-Ls}\dfrac{KK_P}{T_I s}(1 + T_I s + T_I T_D s^2)}
\end{aligned} \tag{86}$$

で表される．したがって，ISE は

$$\mathrm{ISE} = \left\| \frac{1}{s(1+Ts)} H_{er}(s) \right\|^2 \tag{87}$$

である．提案調整則を用いた場合，

$$\begin{aligned}\frac{1}{s(1+Ts)}\,H_{er}(s) &= \frac{K}{s(1+Ts)+\dfrac{e^{-Ls}}{L}(1+Ts)\left(1+\frac{L}{2}s\right)} \\ &= \frac{KL}{(1+Ts)\left\{Ls+e^{-Ls}\left(1+\frac{L}{2}s\right)\right\}}\end{aligned} \tag{88}$$

であるから，ISE は

$$\begin{aligned}\mathrm{ISE} &= \left\|\frac{1}{s}\,H_{ed}(s)\right\|^2 \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left\{\frac{1}{j\omega}H_{ed}(j\omega)\right\}\left\{\frac{1}{-j\omega}H_{ed}(-j\omega)\right\}d\omega \quad [(8)\text{ 式より}] \\ &= \frac{K^2L^2}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{(1+jT\omega)\left\{jL\omega+e^{-jL\omega}\left(1+j\frac{L\omega}{2}\right)\right\}}\cdot\frac{1}{(1-jT\omega)\left\{-jL\omega+e^{jL\omega}\left(1-j\frac{L\omega}{2}\right)\right\}}d\omega \\ &= \frac{K^2L^2}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{(1+T^2\omega^2)\left(1+\frac{5}{4}L^2\omega^2+L^2\omega^2\cos L\omega-2L\omega\sin L\omega\right)}d\omega \\ &= \frac{K^2L}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{\left\{1+\left(\frac{x}{a}\right)^2\right\}\left(1+\frac{5}{4}x^2+x^2\cos x-2x\sin x\right)}dx \quad (L\omega=x\text{ とおく})\end{aligned} \tag{89}$$

となる．ただし，$a=\frac{L}{T}$ とする．このときの ISE を図 8 に示す．ただし，積分については–1000 から 1000 の範囲を積分した値で近似している．図 8 には比較のため，最小分散制御を行った場合の ISE も示している．最小分散制御を行った場合でも，提案調整則を用いた PID 制御でも ISE はプロセス時定数に大きく依存していることがわかる．また，提案調整則の Harris Index を図 9 に示す．Harris Index でも $a=\frac{L}{T}$ に大きく依存し，a が大きくなるほど Harris Index も大きくなる傾向が見られる．この原因は，同じむだ時間 L でも，a が大きくなると時定数 T は小さくなり，外部信号 $r(t)$ がステップ状信号に近づくためであると考えられる．提案調整則はステップ状設定値変更に対して良好な性能を示すので，a が大きくなるほど制御性能が良くなると考えられる．

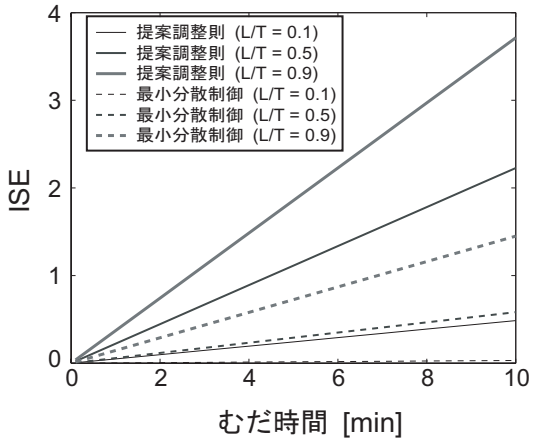


図 8: ISE の比較 (提案調整則)

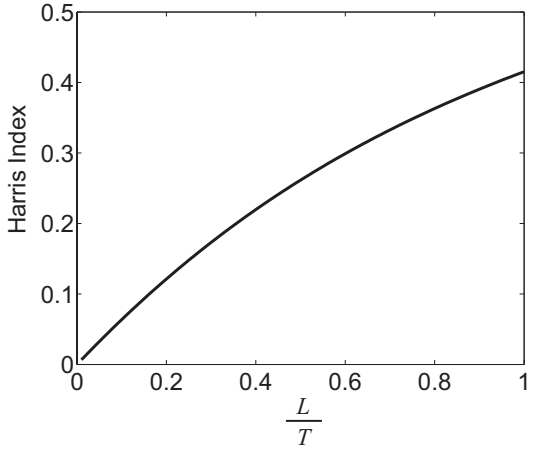


図 9: 提案調整則の Harris Index

2.3.2.2. PID 制御で達成可能な Harris Index の上限

前節では，提案調整則を用いた場合の Harris Index がパラメータ $\frac{L}{T}$ に大きく依存することを示した．本節では，PID 制御が達成しうる Harris Index の限界がどの程度かを探るため，最適化問題

$$\begin{array}{ll} \min\limits_{K_P,T_I,T_D} & \mathrm{ISE} \\ \text{subject to} & K_P, T_I, T_D > 0 \end{array} \tag{90}$$

を解いて，プロセス入力側にステップ状外乱が混入した場合に PID 制御によって達成可能な ISE の最小値を求めた．ただし，むだ時間は 5 次 Pade 近似で表現している．最適化計算の結果得られた PID チューニングを図 10 に示す．なお，提案調整則とは全く異なるチューニングであるため，参考例として，プロセス入力側へのステップ状外乱に対して良好な制御性能を示す，Ziegler and Nichols のステップ応答法 (ZN 調整則) を掲載している．ZN 調整則では積分時間と微分時間はむだ時間に比例し，$\frac{L}{T}$ には全く依存しないので，微分時間と積分時間の破線は全て重複している．

最適化によって求めた ISE の最小値を図 11 に示す．また，このときの Harris Index を図 12 に示す．Harris Index はむだ時間にほとんど依存せず，$\frac{L}{T}$ に対してのみ変化したので，$\frac{L}{T}$ に対してプロットしている．この結果から，ステップ状外乱の場合，PID 制御によって達成可能な Harris Index の上限はおよそ 0.3 から 0.5 程度にしかならないという結果が得られた．

2.3.3. プロセス入力側ステップ状外乱の一般化

これまで得られた知見から，ステップ状設定値変更に対しては Harris Index に換算して 0.9 程度の制御性能を実現できるのに対し，プロセス入力側にステップ状外乱を付加した場合は Harris Index に換算して 0.3 から 0.5 程度の制御性能しか実現できない．以上のことから，外乱信号の遅れが PID 制御の制御性能の限界に大きく寄与すると考えられる．ここでは，プロセス入力側へのステップ状外乱を一般化する．動特性および外乱の信号は以下の通りである．

$$P(s) = \widetilde{P}(s)e^{-Ls} = \frac{K}{1+Ts}e^{-Ls} \tag{91}$$

$$C(s) = K_P\left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \tag{92}$$

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s(1+T's)} \tag{93}$$

外部信号の時定数 T' が 0 のときはステップ状設定値変更と同等であり，外部信号の時定数 T' が T のときはプロセス入力側ステップ状外乱の混入と同等である．制御偏差 $e(t)$ の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{e(t)\}$ は

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{e(t)\} &= H_{er}(s)\mathcal{L}\{r(t)\} \\ &= \frac{1}{s(1+T's)}\frac{1}{1+P(s)C(s)} \\ &= \frac{1+Ts}{1+T's}\frac{1}{s(1+Ts)+\frac{KK_P}{T_I}(1+T_I s+T_I T_D s^2)} \end{aligned} \tag{94}$$

で与えられる．この H_2 ノルムが ISE に相当する．

2.3.3.1. 2.3.1.2. 節の調整則を用いた場合

まず，2.3.1.2. 節の調整則

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{2T+L}{2KL} \\ T_I &= T+\frac{L}{2} \\ T_D &= \frac{TL}{2T+L} \end{aligned} \tag{95}$$

を適用した場合の ISE について検討する．このときの $\mathcal{L}\{e(t)\}$ は

$$\mathcal{L}\{e(t)\} = \frac{1}{(1+T's)\left\{Ls+e^{-Ls}\left(1+\frac{L}{2}s\right)\right\}} \tag{96}$$

となるから，ISE は

$$\begin{aligned} \mathrm{ISE} &= \left\| \frac{1}{s} H_{ed}(s) \right\|^2 \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \left\{\frac{1}{j\omega}H_{ed}(j\omega)\right\}\left\{\frac{1}{-j\omega}H_{ed}(-j\omega)\right\} d\omega \quad [(8)\text{ 式より}] \\ &= \frac{L^2}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(1+jT'\omega)\left\{jL\omega+e^{-L\omega}\left(1+j\frac{L\omega}{2}\right)\right\}} \cdot \frac{1}{(1-jT'\omega)\left\{-jL\omega+e^{L\omega}\left(1-j\frac{L\omega}{2}\right)\right\}} d\omega \\ &= \frac{L^2}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(1+T'^2\omega^2)\left(1+\frac{5}{4}L^2\omega^2+L^2\omega^2\cos L\omega-2L\omega\sin L\omega\right)} d\omega \\ &= \frac{L}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\left\{1+\left(\frac{x}{a}\right)^2\right\}\left(1+\frac{5}{4}x^2+x^2\cos x-2x\sin x\right)} dx \quad (L\omega = x \text{ とおく}) \end{aligned} \tag{97}$$

となる．ただし，$a=\frac{L}{T'}$ である．したがって，T' を T と置き換えれば，プロセス入力側にステップ状外乱が混入した場合と同様の結果である．

また，最小分散制御を行った場合の ISE はプロセス入力側にステップ状外乱が混入した場合の結果と全く同様に，

$$\mathrm{ISE}_{\mathrm{MV}} = L\left\{1-\frac{2}{a}\left(1-e^{-a}\right)+\frac{1}{2a}\left(1-e^{-2a}\right)\right\} \tag{98}$$

であるから，Harris Index は $a=\frac{L}{T'}$ の関数となり，プロセス時定数 T を外乱の遅れの時定数 T' に変更すれば，プロセス入力側にステップ状外乱が混入した場合の結果と全く同じになる．したがって，ステップ状信号を 1 次遅れフィルタに通した場合も同様に，制御性能は $a=\frac{L}{T'}$ が小さければ，すなわち，T' が大きければ PID 制御で達成できる Harris Index の上限は低くなると考えられる．

2.3.3.2. ISE を最小とする PID チューニングの探索

したがって，提案調整則を用いた評価を諦め，非線形最適化問題

$$\begin{aligned} \min_{K_P,T_I,T_D} \quad & \mathrm{ISE} \\ \text{subject to} \quad & K_P, T_I, T_D > 0 \end{aligned} \tag{99}$$

を解くことを考える．最適化によって得られた Harris Index を図 13，図 14，および図 15 に示す．各図を比較すると，むだ時間によって Harris Index の上下限が多少ずれているが，最適化計算中で途中で計算が打ち切ら

れているケースも幾つか見られ，正確な結果とは言いがたいため，Harris Index がむだ時間に依存しているかどうかははっきりしない．ただし，全体の傾向として，Harris Index は $\frac{L}{T'}$ に大きく依存する一方，$\frac{L}{T}$ にほとんど依存しない結果となり，$\frac{L}{T'}$ が大きくなるほど PID 制御で達成可能な Harris Index の上限は大きくなることがわかった．以上のことから，PID 制御の制御性能の限界を決定付けるのは，外部信号が持つ遅れであることがわかる．

2.4. 数値シミュレーション

本節では上記の考察結果を確認するため，数値シミュレーションを行ってデータを作成し，作成したデータを使って制御性能評価を行う．制御系は図 1 の制御系を用いる．$r(t)$ はステップ状の信号である．また，

$$P(s) = \frac{1}{1+Ts}\, e^{-Ls} \tag{100}$$

$$C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \tag{101}$$

とする．制御性能評価手法は FCOR 法である．なお，FCOR 法ではシステム同定手法を用いることになるが，動特性モデルは ARMA モデルを用い，次数は $P(s)$，$C(s)$，$N(s)$ を離散化したものを使って閉ループ伝達関数を計算して，そのときの分子を MA 次数，分母を AR 次数にした．なお，極と零点の相殺が起きる場合にはあらかじめ約分した．

2.4.1. ステップ状設定値変更の場合

ステップ状設定値変更の場合は，

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s} \tag{102}$$

である．PID チューニングは 2.3.1.2. 節の調整則

$$K_P = \frac{2T+L}{2L} \tag{103}$$

$$T_I = T + \frac{L}{2} \tag{104}$$

$$T_D = \frac{TL}{2T+L} \tag{105}$$

を適用する．L を 1 分から 10 分の間で，$\frac{L}{T}$ を 0.1 から 1 の間でそれぞれ変化させながらシミュレーションデータを採取した．サンプリング周期は 0.5 分としている．L が 5 分のときの制御偏差データを図 16 に示す．この調整則を用いた場合，理論的には時定数 T によらず制御偏差は一致するはずであるが，多少のずれが見られる．これはステップ状設定値変更が起きた時の微分動作による急激な操作量の変化が原因である．したがって，微分によるずれの影響を抑えるため，不完全微分を用いることにした．試行錯誤の結果，不完全微分の時定数は 20 秒とした．不完全微分を用いた場合の制御偏差のデータを図 17 に示す．この結果から，制御偏差は時定数にほとんど依存しなくなっていることがわかる．以降，本節で行われる連続時間系のシミュレーションにおいては，微分動作は時定数を 20 秒とした不完全微分を用いるものとする．

なお，不完全微分を用いた PID チューニング最適化の結果については 2.4.4. 節で述べる．

以上の条件の下，制御偏差のデータを発生させ，ステップ状設定値変更が起きてから 500 分間のデータ (1000 点) を採取し，制御性能の評価を行った．測定データから計算した ISE を図 18 に，Harris Index を図 19 に示す．図 20 の提案調整則は 2.3.1.2. 節の調整則を適用した場合の結果である．なお，Harris Index については，FCOR 法を用いて計算を行った．

FCOR 法で Harris Index を推定した結果と，ISE から Harris Index を計算した結果はほぼ一致している．図 19 の結果から，Harris Index がむだ時間に対して単調増加となっており，むだ時間が長い場合でも Harris Index がおよそ 0.8 と理論的な計算結果とずれている．この原因は 3 つ考えられる．1 つ目は推定した ARMA モデルの推定誤差の影響であり，2 つ目は不完全微分を使ったためである．3 つ目は，これまでの考察は連続時間系を前提としている一方，FCOR 法は離散時間系に基づいた手法であるため，連続時間系と離散時間系の性能評価結果に違いがあるものと思われる．

1 つ目の推定誤差については，AR 次数，MA 次数ともに過不足はないため，推定誤差は小さいと考えられる．また，不完全微分を用いた場合の考察結果を 2.4.4. 節で，離散時間系と連続時間系の食い違いに関する考察結果を 2.5. 節で行う．

2.4.2. プロセス入力側ステップ状外乱の場合

ステップ状外乱の場合は，

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{K}{s(1+Ts)} \tag{106}$$

である．PID チューニングは 2.3.1.2. 節の調整則

$$K_P = \frac{2T+L}{2L} \tag{107}$$

$$T_I = T + \frac{L}{2} \tag{108}$$

$$T_D = \frac{TL}{2T+L} \tag{109}$$

を適用する．以上の条件の下，制御偏差のデータを発生させ，ステップ状設定値変更が起きてから 1000 分間のデータ (2000 点) を採取し，制御性能の評価を行った．設定値変更の場合とよりもサンプリング区間を長くした理由は 500 分で設定値に収束しない場合があったためである．FCOR 法を用いた制御性能評価を行い，Harris Index を計算した．ISE を図 20 に，Harris Index を，図 21 に掲載する．図 20 の提案調整則は 2.3.1.2. 節の調整則を適用した場合の結果である．明らかに Harris Index は L/T に依存しており，高くても 0.5 以下である．したがって，PID 制御でプロセス入力側へのステップ状外乱を抑制する場合の Harris Index は設定値追従の場合に比べてかなり低い結果となることがわかる．なお，図 19 とは違い，FCOR 法からの推定結果が連続時間系の結果と大きくずれていた原因は先のステップ状設定値変更でずれが出た理由と同じであると考えられる．

2.4.3. プロセス入力側ステップ状外乱の一般化

ステップ状外乱の図 1 に示した制御系について，

$$P(s) = \widetilde{P}(s)e^{-Ls} = \frac{K}{1+Ts}e^{-Ls} \tag{110}$$

$$C(s) = K_P\left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \tag{111}$$

$$N(s) = \frac{1}{1+T's} \tag{112}$$

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s(a+T's)} \tag{113}$$

と置いた場合のシミュレーションを行う．その際の PID チューニングは，2.3.3.2. 節において行った最適化の結果を適用する．むだ時間 L は 1 分から 10 分の範囲で，$\frac{L}{T}$ は 0.1 から 1 の範囲で，$\frac{L}{T'}$ は 0.1 から 2 の範囲で

それぞれ変化させ，ステップ状設定値変更が起きてから 1000 分間のデータ (2000 点) を採取し，制御性能の評価を行った．むだ時間 L が 6 分のときの制御性能評価結果を図 22 に，むだ時間 L が 10 分のときの制御性能評価結果を図 23 に示す．この結果から，Harris Index はプロセスのむだ時間 L と時定数 T に対してはほとんど依存せず，外部信号の遅れの時定数 T' に強く依存することがわかる．

2.4.4. 不完全微分を用いた場合の最適化結果

前節までのシミュレーション中で微分動作による数値計算上の誤差をなくすため不完全微分を用いたが，不完全微分を用いることで達成可能な Harris Index の上限が変わってしまう可能性がある．そこで本節では，不完全微分を用いた PID 制御で達成可能な Harris Index の上限を調べた．各ブロックの動特性は以下の通りである．

$$P(s) = \widetilde{P}(s)e^{-Ls} = \frac{K}{1+Ts}e^{-Ls} \tag{114}$$

$$C(s) = K_P\left(1+\frac{1}{T_I s}+\frac{T_D s}{1+\frac{1}{3}s}\right) \tag{115}$$

$$N(s) = \frac{1}{1+T's} \tag{116}$$

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s(a+T's)} \tag{117}$$

このときに，ISE を最小とする PID チューニングを求めた．なお，最適化の際にむだ時間は 5 次 Pade 近似を用いている．最適化の結果得られた ISE から計算した Harris Index をむだ時間 L が 3 分，6 分，10 分の順に図 24，図 25，図 26 に示す．また，ステップ状設定値変更を行った場合 ($T'=0$) の結果を図 27 に示す．以上の結果と 2.3.1. 節，および 2.3.3.2. 節の最適化結果と比較すると不完全微分を用いない場合と大体同じ傾向が見られ，Harris Index 自体もあまり変わらないことがわかった．

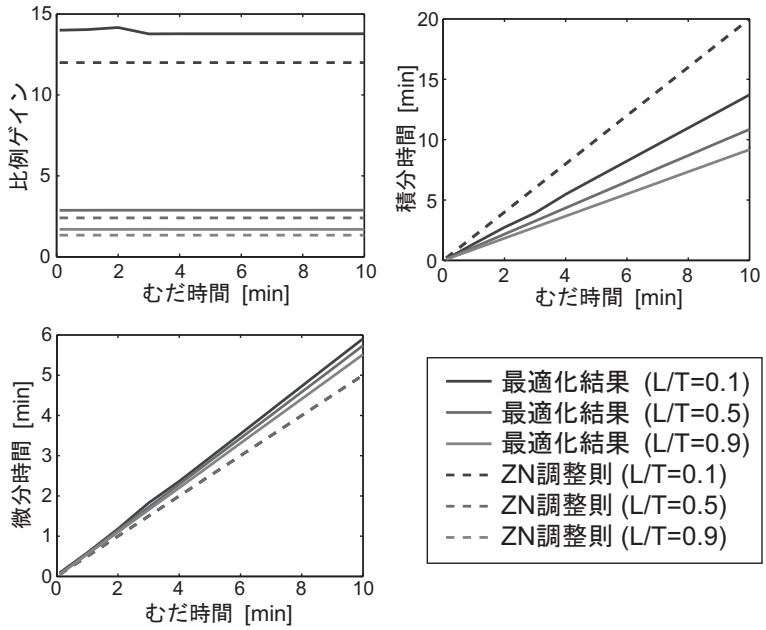


図 10: 最適化によって求めた PID 調整パラメータ

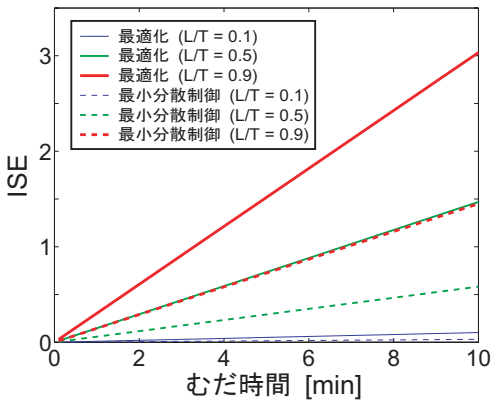


図 11: ISE の比較 (最適化結果)

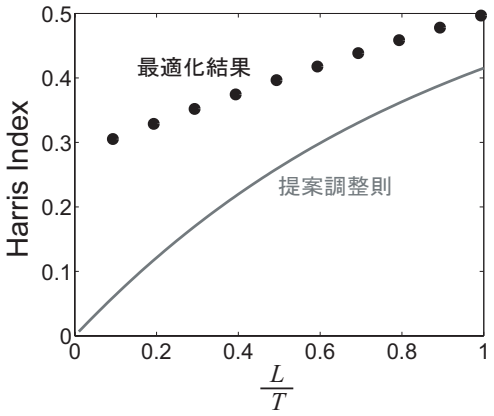


図 12: PID 制御によって達成可能な Harris Index の最大値

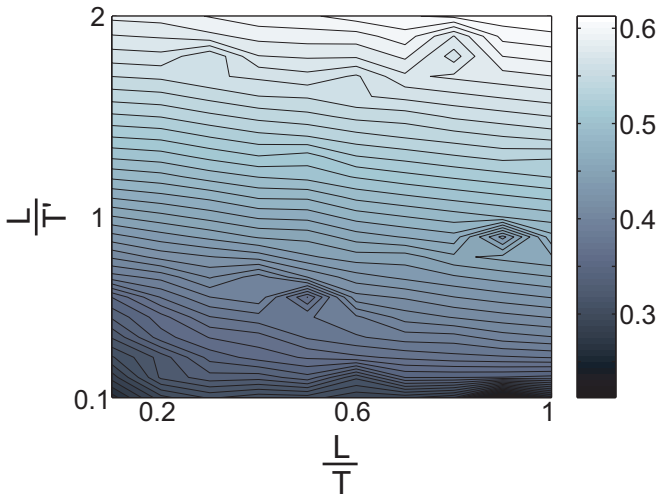


図 13: 最適化で求めた Harris Index(L=3 分)

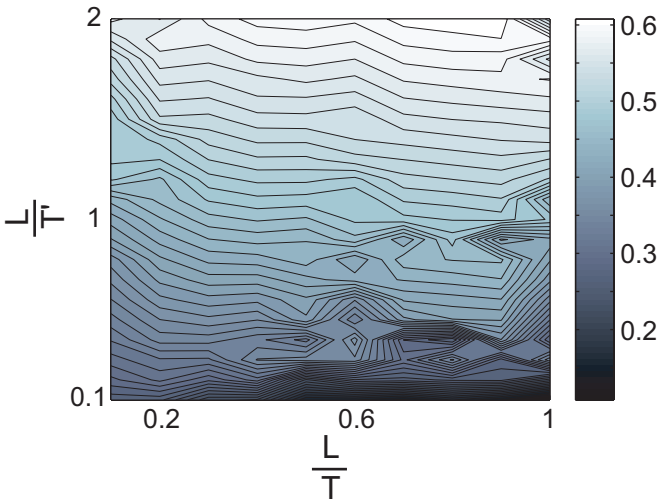


図 14: 最適化で求めた Harris Index(L=6 分)

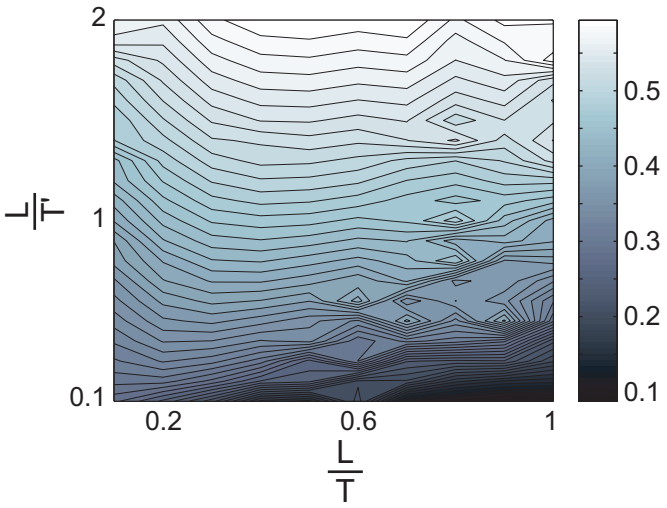


図 15: 最適化で求めた Harris Index(L=10 分)

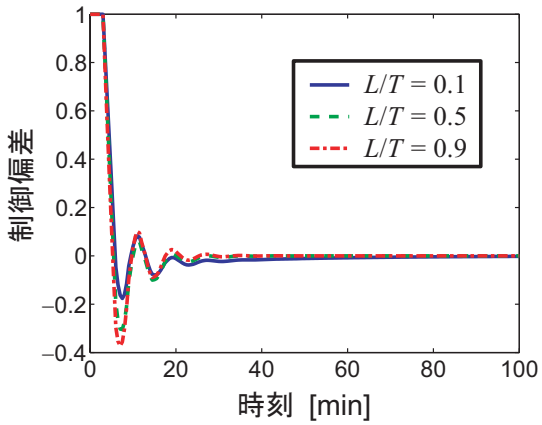


図 16: 制御偏差データ (L=5 分)

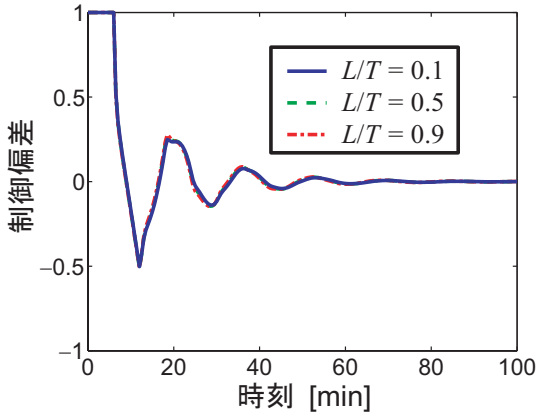


図 17: 制御偏差データ (L=5 分), 不完全微分

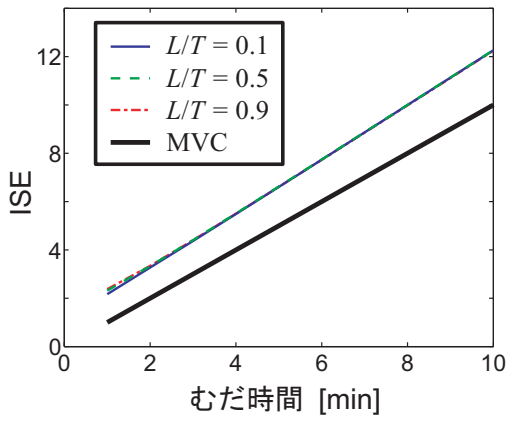


図 18: ISE(設定値変更)

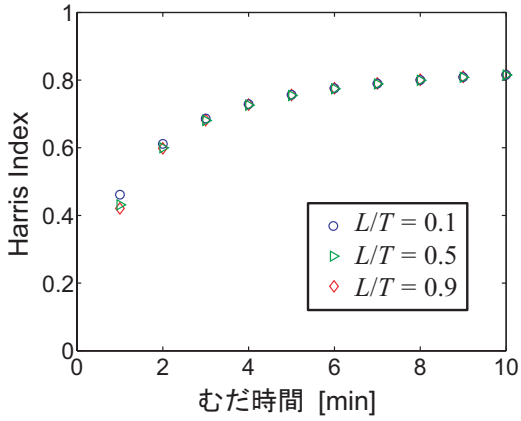


図 19: Harris Index(設定値変更)

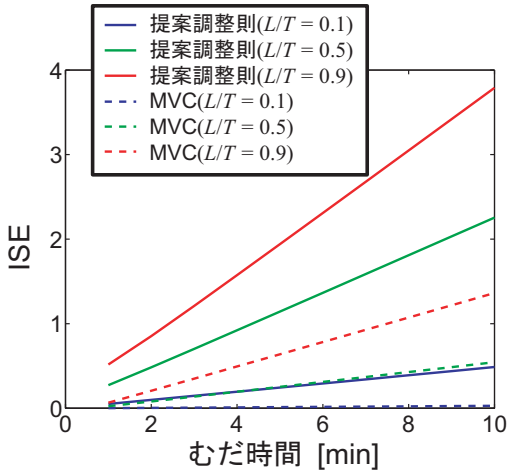


図 20: ISE(外乱混入)

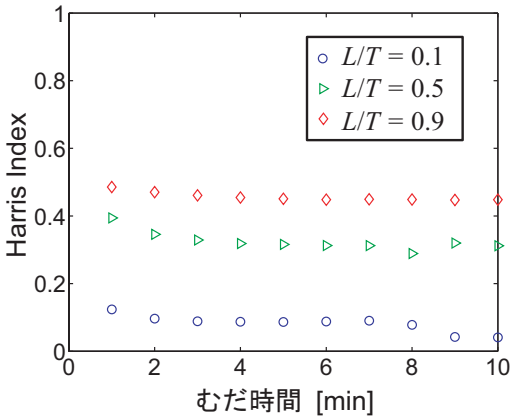


図 21: Harris Index(外乱混入)

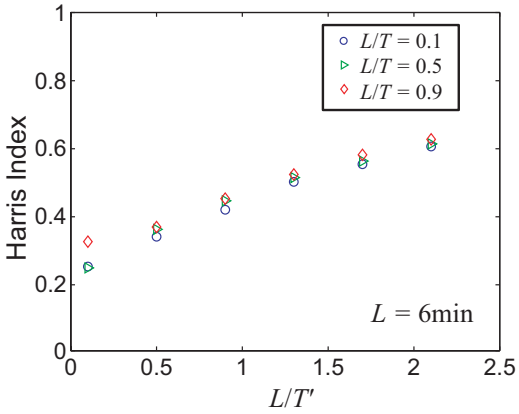


図 22: 制御性能評価結果 ($L = 6$ 分)

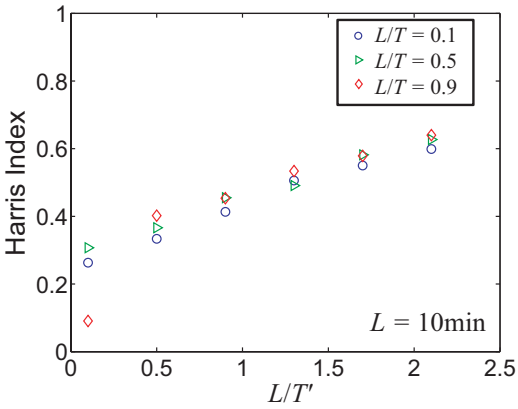


図 23: 制御性能評価結果 ($L = 10$ 分)

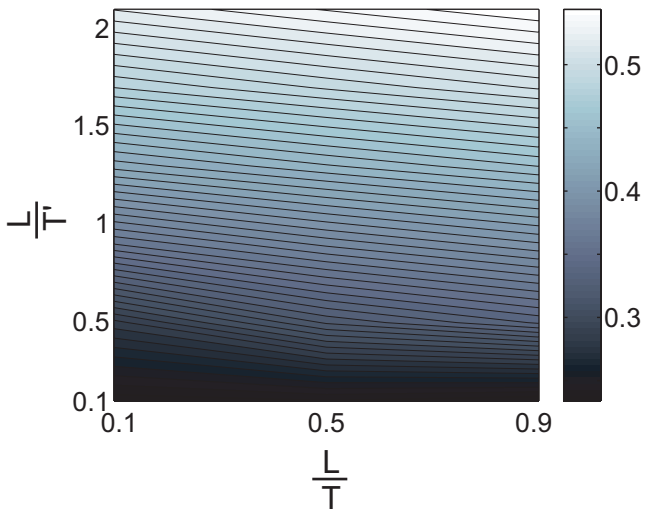


図 24: 最適化で求めた Harris Index(L=3 分，不完全微分)

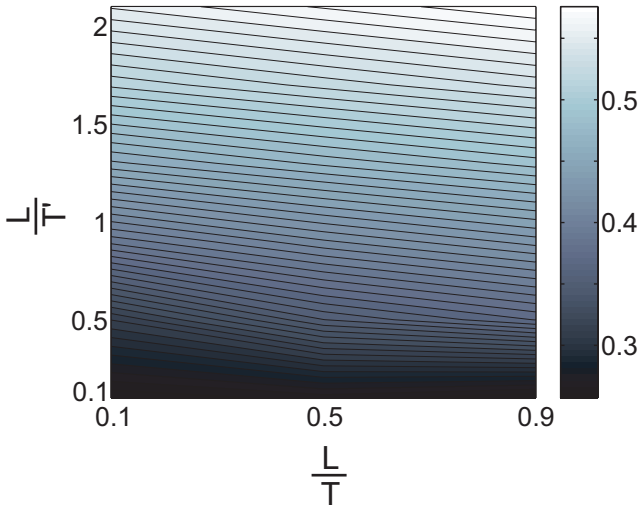


図 25: 最適化で求めた Harris Index(L=6 分，不完全微分)

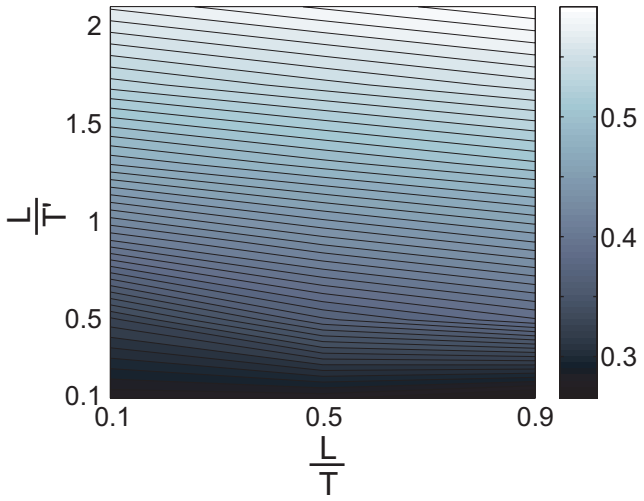


図 26: 最適化で求めた Harris Index(L=10 分，不完全微分)

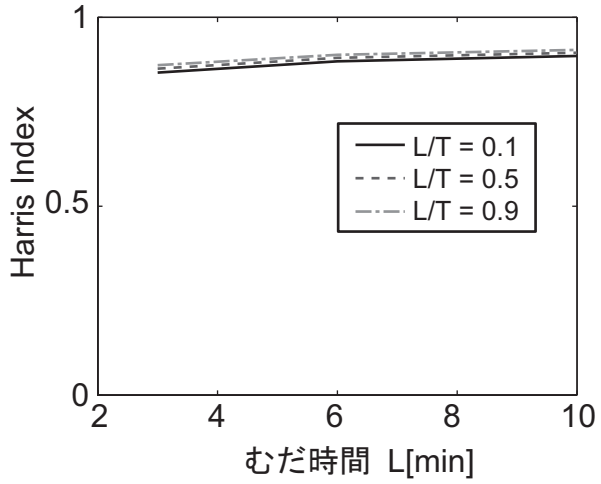


図 27: 最適化で求めた Harris Index($T' = 0$ の場合，不完全微分)

2.5. 連続時間系と離散時間系での制御性能評価の比較

PID 制御系に対して最小分散制御を行った場合の Harris Index の上限は外乱や設定値変更などの外部信号の遅れに大きく依存し，ステップ状設定値変更に対しては良好な性能を示す一方，プロセス入力側ステップ状外乱のような制御量に遅れて影響を与える場合には Harris Index の上限は小さくなるという知見が得られた．

その一方で数値シミュレーションを行った結果，連続時間系で扱った場合と，離散時間系で扱った場合の評価結果には違いが見られた．ここでは，離散時間系で扱った場合の評価結果の違いについて検討を行う．ただし，今回の検討では PID 制御系ではなく PI 制御系を用いた．この理由は 2 つあり，1 つ目は検討をより簡単にするためで，2 つ目は後で行う設定値変更シミュレーションの際に微分動作により計算誤差が出るのを防ぐためである．

まず，評価の基準として，2.3.1.2. 節の PID 調整則と同様にステップ状設定値変更を行った際に制御偏差が時定数に依存しなくなるような PI 調整則を連続時間系，離散時間系の両方について考える．次にこの調整則を用いて数値シミュレーションを行い，比較を行う．

2.5.1. 対象制御系

対象とする制御系は図 1 に示した SISO 制御系である．離散時間系のサンプリング周期は T_S とし，むだ時間は L サンプリング周期であるものとする．ただし，L は整数である．以降，連続時間系のむだ時間と区別するため，連続時間系のむだ時間は L_C で統一する．プロセス動特性 P は定常ゲイン K，時定数 T，むだ時間 L_C の 1 時遅れとむだ時間で表現されるプロセスである．このとき，連続時間系のむだ時間 L_C と離散時間系のむだ時間 L の間には次の関係が成り立つ．

$$(L-1)T_S \leq L_C < LT_S \tag{118}$$

コントローラは PID コントローラとする．ただし，離散時間系での微分演算子 Δ は

$$\Delta = \frac{1-z^{-1}}{T_S} \tag{119}$$

とし，積分は $\frac{1}{\Delta}$ とする．

2.5.2. ステップ状設定値変更に対して制御偏差が時定数に依存しなくなる PI 調整則

基準となる PID コントローラとしてステップ状設定値変更に対して閉ループ伝達関数が時定数に依存しなくなる PI 調整則を考える．対象とする制御系は図 1 に示した SISO 制御系で，各ブロックの伝達関数は次の通りである．離散時間系については，

- 連続時間系

$$C(s) = K_P\left(1+\frac{1}{T_I s}\right) \tag{120}$$

$$P(s) = \widetilde{P}(s)\,e^{-L_C s} = \frac{K}{1+Ts}\,e^{-L_C s} \tag{121}$$

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s} \tag{122}$$

- 離散時間系

$$C(z^{-1}) = K_P\left(1+\frac{1}{T_I}\,\frac{T_S}{1-z^{-1}}\right) \tag{123}$$

$$P(z^{-1}) = \widetilde{P}(z^{-1})\,z^{-L} = \frac{K(1-\alpha)}{1-\alpha z^{-1}}\,e^{-Ls} \quad \left[\alpha = \exp\left(-\frac{T_S}{T}\right)\right] \tag{124}$$

$$N(z^{-1}) = \frac{1}{1-z^{-1}} \tag{125}$$

まず，連続時間系の制御偏差 $e(t)$ の Laplace 変換 $\mathcal{L}\{e(t)\}$ は

$$\begin{aligned}\mathcal{L}\{e(t)\} &= H_{er}(s)\mathcal{L}(r(t)) \\ &= \frac{1}{s}\,\frac{1}{1+P(s)C(s)} \\ &= \frac{1+Ts}{s(1+Ts)+e^{-L_C s}\frac{KK_P}{T_I}(1+T_I s)}\end{aligned} \tag{126}$$

である．したがって，$T_I = T$ のとき，制御偏差はプロセス時定数に依存しなくなる．このとき，(126) 式は

$$\mathcal{L}\{e(t)\} = \frac{1}{s+e^{-L_C s}\frac{KK_P}{T}} \tag{127}$$

となる．ここで，一般的な PI 調整則 (CHR 調整則など) を参考にして

$$K_P = A\frac{T}{KL_C} \quad (A>0) \tag{128}$$

とおくと，$\mathcal{L}\{e(t)\}$ は

$$\mathcal{L}\{e(t)\} = \frac{L_C}{L_C s + Ae^{-L_C s}} \tag{129}$$

である．なお，e^{-Ls} を 1 次 Pade 近似で表現すると，(129) 式は

$$\begin{aligned}\mathcal{L}\{e(t)\} &= \frac{L_C}{Ls + A\frac{1-\frac{L_C}{2}s}{1+\frac{L_C}{2}s}} \\ &= \frac{L\left(1+\frac{L}{2}s\right)}{s\left(1+\frac{L_C}{2}s\right)+A\left(1-\frac{L_C}{2}s\right)} \\ &= L_C\frac{1+\frac{L_C}{2}s}{\frac{L_C^2}{2}s^2+\left(1-\frac{A}{2}\right)L_C s + A}\end{aligned} \tag{130}$$

となる．ノミナル安定性を満足するためには (130) 式の極が負である必要がある．この条件を満たすためには，(130) 式の分母が 2 次関数であることに着目すると，$-\left(1-\frac{A}{2}\right)>0$ すなわち $A<2$ であれば良いことがわかる．この条件より $0<A<2$ を制約とする．

ここで，ISE は $\mathcal{L}\{e(t)\}$ の H_2 ノルムの平方 $\|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2$ であるから，Parseval の定理

$$\mathrm{ISE} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega)H(-j\omega)d\omega \tag{131}$$

より，

$$\begin{aligned}\|\mathcal{L}\{e(t)\}\|^2 &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{L_C}{jL_C\omega+Ae^{-jL_C\omega}}\,\frac{L_C}{-jL_C\omega+Ae^{jL_C\omega}}d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{L_C^2}{L_C^2\omega^2+A^2-2AL_C\omega\sin(L_C\omega)}d\omega \\ &= \frac{L_C}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{A^2+x^2-2Ax\sin x}dx \quad [x=L_C\omega]\end{aligned} \tag{132}$$

であるが，$0 < A < 2$ について，(132) 式を求めると，図 28 のようになる．ただし，実際には積分の範囲を–10000 から 10000 にしている．なお，拡大図を図 29 に示す．図 29 の結果から，$A = 2$ のときに最小となっているようであるが，ここでは，極小値をとる点 $a(A = 0.74)$ に注目する．このとき，$\|e(t)\|^2 = 1.53L$ で，Harris Index に換算すると 0.65 となる．

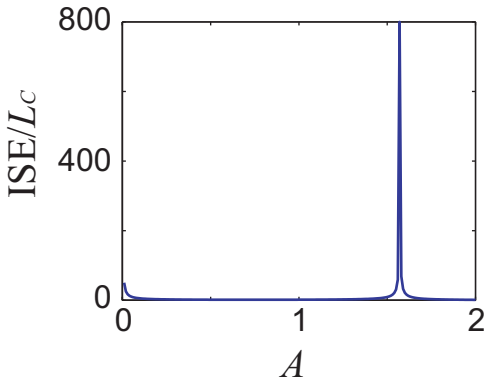


図 28: (132) 式の積分値

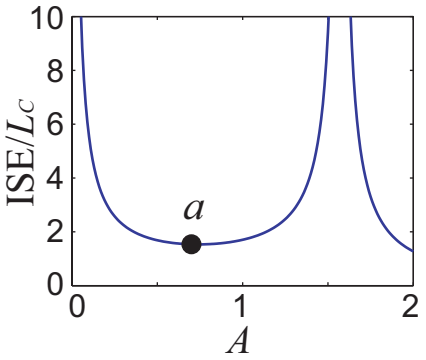


図 29: (132) 式の積分値 (拡大図)

一方，離散時間系では $a(t)$ から $e(t)$ への閉ループ伝達関数 $H_{ea}(z^{-1})$ が

$$\begin{aligned} H_{ea}(z^{-1}) &= \frac{N(z^{-1})}{1 + P(z^{-1})C(z^{-1})} \\ &= \frac{1}{1 + z^{-L}\frac{K(1-\alpha)}{1-\alpha z^{-1}} \cdot K_P\left(1 + \frac{1}{T_I}\frac{T_S}{1-z^{-1}}\right)} \frac{1}{1-z^{-1}} \\ &= \frac{1-\alpha z^{-1}}{(1-\alpha z^{-1})(1-z^{-1}) + z^{-L}\frac{KK_P}{T_I}(1-\alpha)\left(T_I + T_S - T_I\, z^{-1}\right)} \end{aligned} \tag{133}$$

であるから，制御偏差が時定数に依存しなくなるようにするには，$T_I + T_S - T_I\, z^{-1}$ が $1 - \alpha z^{-1}$ で割り切れるようになれば良い．このような T_I は

$$\frac{T_I}{T_I + T_S} = \alpha \tag{134}$$

を解いて，

$$T_I = \frac{\alpha}{1-\alpha} T_S \tag{135}$$

で与えられる．この結果を適用すると，

$$H_{ea}(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1} + \frac{KK_P T_S}{T_I} z^{-L}} \tag{136}$$

となる．連続時間系の場合と同様にして，

$$K_P = A\,\frac{T_I}{KT_S} = A\,\frac{\alpha}{K(1-\alpha)} \tag{137}$$

と置けば，

$$H_{ea}(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1} + Az^{-L}} \tag{138}$$

となる．ここで制御偏差の分散について，

$$\sigma_e^2 = \|H_{ea}(z^{-1})\|^2 \sigma_a^2 \tag{139}$$

が成り立つ．$\|H_{ea}(z^{-1})\|$ は $H_{ea}(z^{-1})$ の H_2 ノルム，σ_e^2，σ_a^2 はそれぞれ $e(t)$，$a(t)$ の分散である．制御偏差の分散を最小とするためには $\|H_{ea}(z^{-1})\|^2$ を最小とすればよい．そこで，$\|H_{ea}(z^{-1})\|^2$ を最小とする A を最適化計算によって求めた．このときの A の値を図 30 に示す．なお，最小分散制御を行ったときは

$$\|H_{ea}(z^{-1})\|^2 = L \tag{140}$$

であるから，Harris Index，η は

$$\eta = \frac{L}{\|H_{ea}(z^{-1})\|^2} \tag{141}$$

で表現される．最適化によって得られた A を用いたときの Harris Index を図 31 に示す．

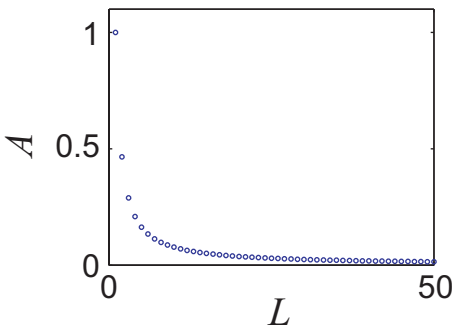


図 30: $\|H_{ea}(z^{-1})\|^2$ を最小とする A の値

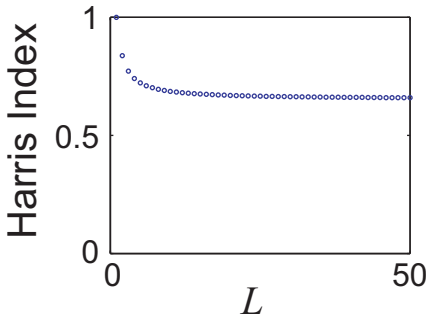


図 31: 今回用いた PI 調整則で達成可能な Harris Index の上限

$L = 1$ のときは Harris Index は 1 となり，PI 制御が最小分散制御となることがわかった．また，L が増加するにつれ，Harris Index は小さくなる傾向が見られた．さらに L が大きくなれば，Harris Index は連続時間系における調整則で得られたの Harris Index である 0.65 に近づいていることがわかる．

以上の結果から，全く同一の制御系に対して，連続時間系の評価と離散時間系の評価は全く異なるものであることがわかった．しかし，離散時間系においてもサンプリング周期を 0 に近づけていくことで L を大きくすれば，離散時間系の評価結果は連続時間系の評価結果に近づいていくと考えられる．

2.5.3. PI 制御シミュレーション

これまでの理論的な考察が成り立つかどうかをシミュレーションで確認した．対象とする制御系は図 1 に示したもので，各ブロックの設定は下記の通りである．

- 連続時間系

$$C(s) = K_P\left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) \tag{142}$$

$$P(s) = \widetilde{P}(s)\, e^{-L_C s} = \frac{K}{1+Ts}\, e^{-L_C s} \tag{143}$$

$$\mathcal{L}\{r(t)\} = \frac{1}{s(1+T's)} \tag{144}$$

- 離散時間系

$$C(z^{-1}) = K_P\left(1+\frac{1}{T_I}\,\frac{T_S}{1-z^{-1}}\right) \tag{145}$$

$$P(z^{-1}) = \widetilde{P}(z^{-1})\,z^{-L} = \frac{K(1-\alpha)}{1-\alpha z^{-1}}\,e^{-Ls} \quad \left[\alpha = \exp\left(-\frac{T_S}{T}\right)\right] \tag{146}$$

$$N(z^{-1}) = \frac{(1-\alpha')z^{-1}}{(1-\alpha' z^{-1})(1-z^{-1})} \quad \left[\alpha' = \exp\left(-\frac{T_S}{T'}\right)\right] \tag{147}$$

定常ゲイン K は 1 とし，サンプリング周期 T_S は 0.5 と 1 の 2 通りとする．時定数，むだ時間の設定は表 3 に示す時間を選択し，コントローラのチューニングは前節の結果を適用する．具体的には連続時間系では

$$K_P = 0.74\frac{T}{KL} \tag{148}$$

$$T_I = T \tag{149}$$

となり，離散時間系では

$$K_P = A\frac{\alpha}{K(1-\alpha)} \tag{150}$$

$$T_I = \frac{\alpha}{1-\alpha}T_S \tag{151}$$

となる．なお，離散時間系の A は最適化結果を適用する．

表 3: 時定数，むだ時間の設定

変数	時間 [分]
L_C	$1, 2, 3, \cdots, 10$
T	$2, 5, 10, 20, 40$

むだ時間 L_C が 5 分のときの，サンプリング周期 T_S が 0.5 分のときの制御偏差の波形を図 32 に，T_S が 1.0 分のときの制御偏差の波形を図 33 にそれぞれ示す．なお，連続時間系のシミュレーション結果は，時定数に依存していないのでまとめて示している．Harris Index の計算結果を図 34 に示す．連続時間系については L_C, T に関係なく Harris Index はほぼ一定値であった．一方，離散時間系の Harris Index は T には依存しないものの，L_C と T_S に大きく依存しており，離散時間系のむだ時間 L が大きくなるほど連続時間系の Harris Index に近づくことがわかる．

以上のことから，連続時間系の評価と離散時間系の評価のずれは離散時間系でのむだ時間 L に大きく左右される．具体的には L が小さいとき，すなわちサンプリング周期が長いかむだ時間が短いときには離散時間系の Harris Index は連続時間系の Harris Index とは全く異なる値となるが，L が大きいとき，すなわちサンプリング周期が短いかむだ時間が長いときには離散時間系の Harris Index と連続時間系の Harris Index にほぼ一致することがわかった．

ステップ状設定値変更であるため，むだ時間経過までの挙動は両者とも一定である．したがって，基準となる最小分散の評価 (連続時間系では ISE，離散時間系では分散) は同等と見なすことが出来る．その一方，むだ時間経過後の制御偏差の挙動を見ると，離散時間系ではサンプリング時刻以外の挙動を見ずにサンプリングの値で一定と見なしているが，連続時間系ではその間の制御量の変動も観測されている．そのため，連続時間系と離散時間系ではサンプリング間の挙動が全く異なり，Harris Index にずれが見られる．このずれはサンプリ

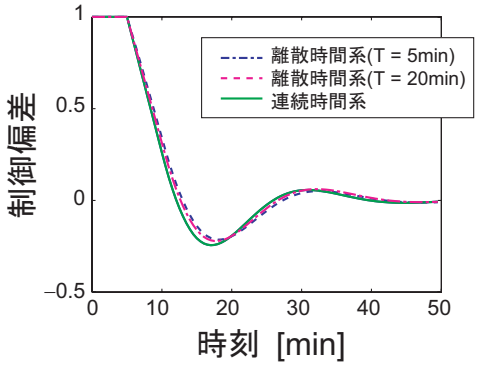


図 32: T_S が 0.5 分のときの制御偏差 ($L_C = 5$ 分)

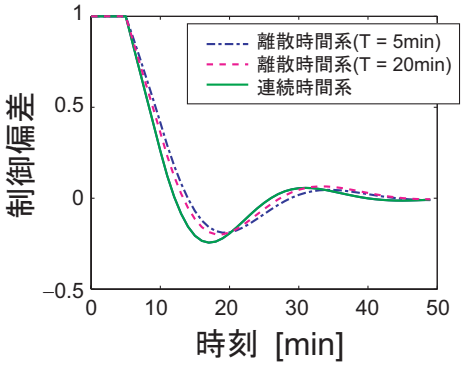


図 33: T_S が 1 分のときの制御偏差 ($L_C = 5$ 分)

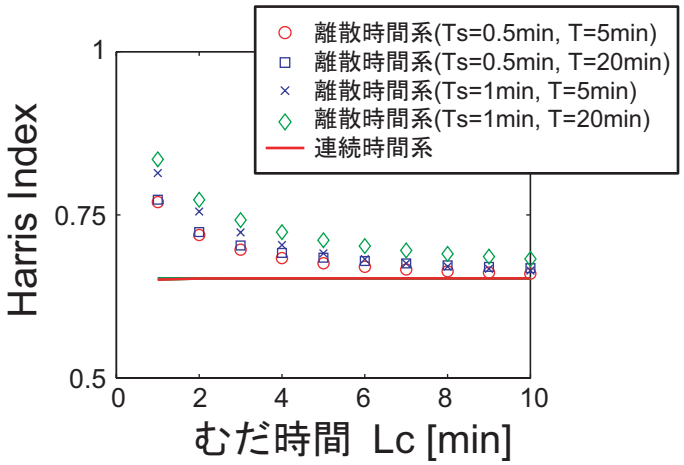


図 34: 連続時間系と離散時間系の Harris Index の比較

ング周期 T_S が長くなるほど，すなわち離散時間系のむだ時間 L が小さくなるほど顕著になることは明らかである．

また，連続時間系のむだ時間 L_C が長くなった場合には，L も大きくなり，Harris Index のずれは小さくなるが，これは基準となる最小分散が大きくなるため，連続時間系と離散時間系の間の制御偏差の ISE または分散のずれに対して Harris Index のずれが小さく見えたと考えられる．

2.6. 離散時間系での制御性能の限界に関する検討

前節の結果より，サンプリング周期が長い場合，あるいはむだ時間が短い場合には連続時間系で行った議論は成り立たないことがわかった．そこで本節では離散時間系の PID 制御系が達成可能な制御性能について検討を行う．

2.6.1. 最適化による制御性能の限界の探索

はじめに，PID 制御が達成できる制御性能の限界を調べるために，制御偏差の分散を最小とするような PID チューニングを求める最適化を行った．

2.6.1.1. ステップ状設定値変更の場合

外部信号 $r(t)$ が大きさ 1 のステップ状信号の場合，外部信号の動特性を表す伝達関数 $N(z^{-1})$ は

$$N(z^{-1}) = \frac{1}{1-z^{-1}} \tag{152}$$

で表される．ここで，白色雑音 $a(t)$ から制御偏差 $e(t)$ への閉ループ伝達関数 $H_{ea}(z^{-1})$ は，

$$\begin{aligned} H_{ea}(z^{-1}) &= \frac{N(z^{-1})}{1+z^{-L}\widetilde{P}(z^{-1})C(z^{-1})} \\ &= \frac{\frac{1}{1-z^{-1}}}{1+z^{-L}\frac{K(1-\alpha)}{1-\alpha z^{-1}}\cdot K_P\left(1+\frac{1}{T_I}\frac{T_S}{1-z^{-1}}+T_D\frac{1-z^{-1}}{T_S}\right)} \\ &= \frac{1-\alpha z^{-1}}{(1-z^{-1})(1-\alpha z^{-1})+\frac{K(1-\alpha)T_S}{T_I}\cdot\left\{1+T_I\frac{1-z^{-1}}{T_S}+T_IT_D\left(\frac{1-z^{-1}}{T_S}\right)^2\right\}} \end{aligned} \tag{153}$$

となる．

表 4: 最適化シミュレーションの設定

変数	時間 [min]
サンプリング周期 T_S	1
むだ時間 L	1, 2, 3,$\cdots$, 10
プロセス時定数 T	2, 5, 10, 20, 40

ここで，表 4 に示した条件でむだ時間とプロセス時定数を変えつつ，$e(t)$ の分散 σ_e^2 を最小とするような PID チューニングを決定する最適化問題を解いた．このときの PID チューニングを図 35 に示す．比例ゲインはむだ時間 L に対して単調減少しており，時定数 T に対しては単調増加の傾向が見られる．一方，積分時間は時定数 T に強く依存しており，むだ時間 L にはほとんど依存しない．微分時間はむだ時間 L に対して単調増加であるが，時定数 T が小さい場合には L が大きくなっても最適な微分時間は大きくならない傾向が見られる．また，このとき得られた Harris Index を載せた結果を図 36 に示す．この結果を見ると，PID 制御で達成可能な Harris Index の上限は時定数に関係なくほぼ 0.9 以上を実現しており，連続時間系の考察結果と同様，PID 制御でも非常に高い制御性能が得られる．

なお，L が 1 の場合に Harris Index が 1 となる理由は 2.6.2. 節で述べる．

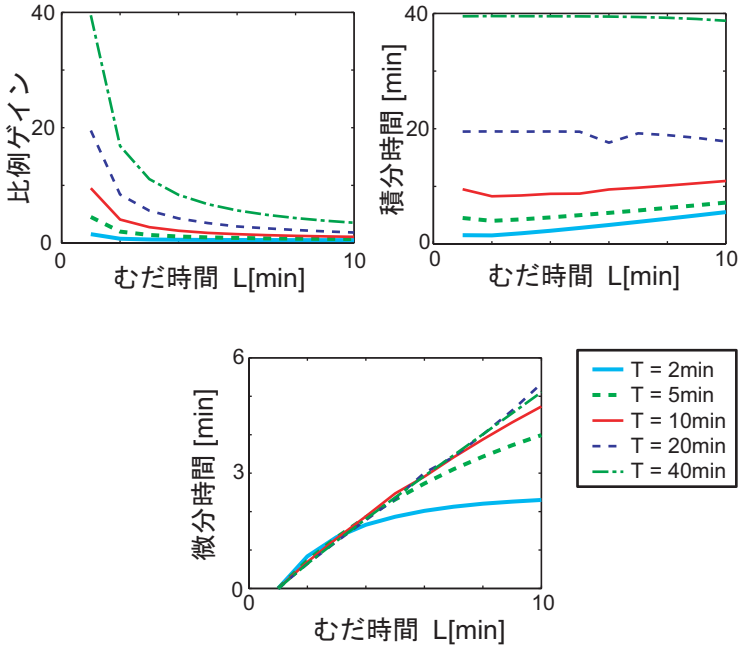


図 35: 制御偏差の分散を最小に抑える PID チューニング (ステップ状設定値変更)

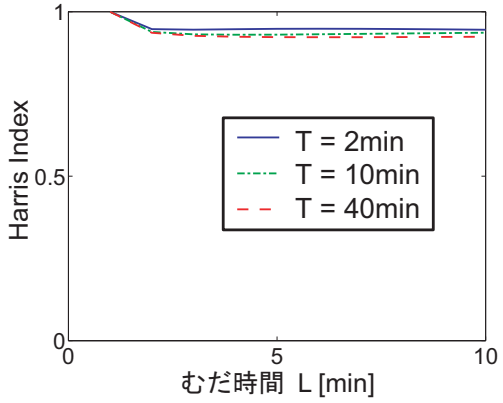


図 36: PID 制御によって得られる制御性能の限界 (ステップ状設定値変更)

2.6.1.2. プロセス入力側ステップ状外乱の場合

同様に，プロセス入力側ステップ状外乱についても $e(t)$ の分散 σ_e^2 を最小とするような PID チューニングを決定する最適化問題を解いた．ただし，プロセス入力側ステップ状外乱をより一般化して，外部信号の時定数 T' とプロセス時定数 T を独立に設定している．$T = T'$ を満たす場合がプロセス入力側ステップ状外乱に相当する．

対象とする制御系は図 1 に示す制御系で，各ブロックの動特性は以下の通りである．

$$P(z^{-1}) = \frac{1-\alpha}{1-\alpha z^{-1}} z^{-L} \quad \left[\alpha = \exp\left(-\frac{T_S}{T}\right)\right] \tag{154}$$

$$C(z^{-1}) = K_P \left\{1 + \frac{T_S}{T_I}\frac{1}{1-z^{-1}} + \frac{T_D}{T_S}(1-z^{-1})\right\} \tag{155}$$

$$N(z^{-1}) = \frac{(1-\alpha')}{(1-z^{-1})(1-\alpha' z^{-1})} \quad \left[\alpha' = \exp\left(-\frac{T_S}{T'}\right)\right] \tag{156}$$

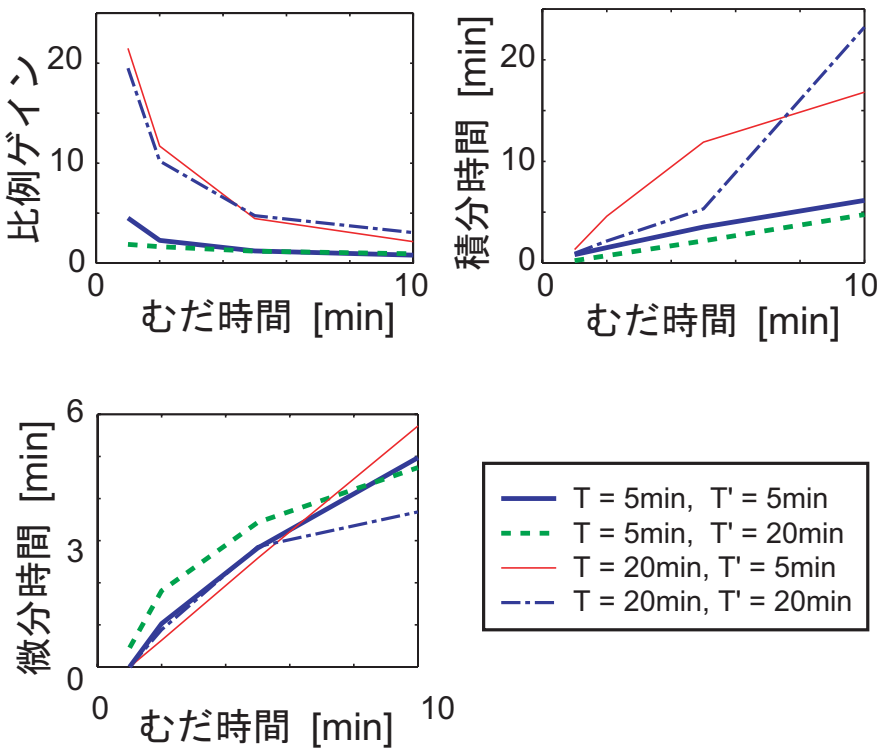


図 37: 最適化によって得られた PID チューニング (ステップ状外乱)

サンプリング周期 T_S は 1 分とする．時定数，むだ時間のシミュレーションの設定条件を表 5 に示す．各変数について表 5 に記載された値の中から 1 つずつ取り出して，合計で 100 通りの最適化シミュレーションを行った．

表 5: シミュレーションの設定条件

変数	時間 [min]
むだ時間 L_C	0, 2, 5, 10
プロセス時定数 T	2, 5, 10, 20, 40
外部信号の時定数 T'	2, 5, 10, 20, 40

最適化の結果得られた PID チューニングを図 37 L に対して Harris Index をプロットしたものを図 38 に，T に対して Harris Index をプロットしたものを図 39 に，T' に対して Harris Index をプロットしたものを図 40 にそれぞれ示す．これらの図から，$L = 1$ の場合は例外として，T が制御性能の限界に与える影響は小さく，L と T' が制御性能の限界を決定付けると考えられる．連続時間系の結果と比較すると，連続時間系での結果は Harris Index は $\frac{L_C}{T'}$ に大きく依存し，$\frac{L_C}{T'}$ が大きくなるほど PID 制御で達成可能な Harris Index は大きくなるという結果を得ていた．これを踏まえて離散時間系の結果を見ると，$L = 1$ のときを除けば，同じ T' では L が大きくなるほど Harris Index の限界は大きく，同じ L では T' が小さくなるほど Harris Index の限界は大きい．したがって，離散時間系の傾向と連続時間系の傾向は概ね合致していることがわかる．

なお，$L = 1$ のときには PI 制御が最小分散制御になるため，Harris Index が 1 になった．詳細については 2.6.2. 節で述べる．

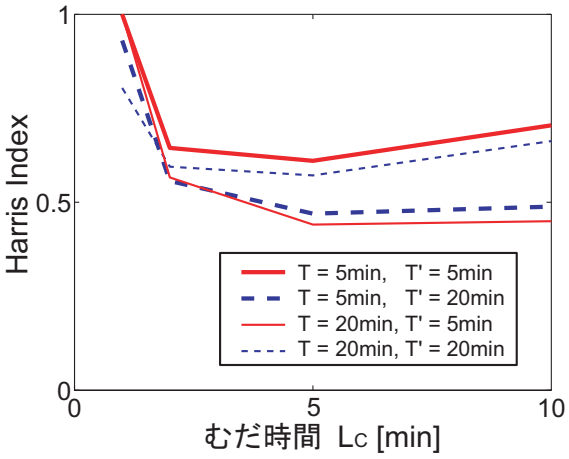


図 38: L に対する制御性能の限界 (ステップ状外乱)

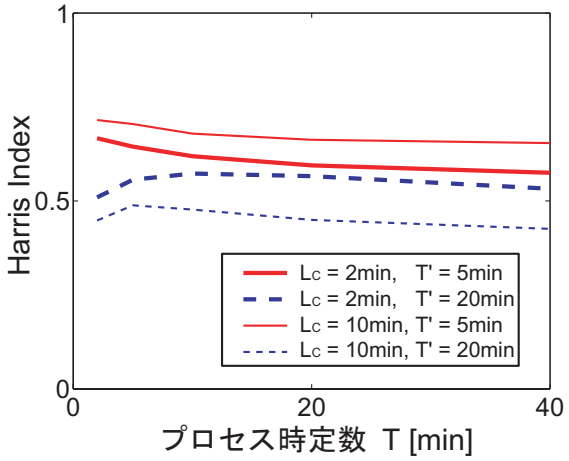


図 39: T に対する制御性能の限界 (ステップ状外乱)

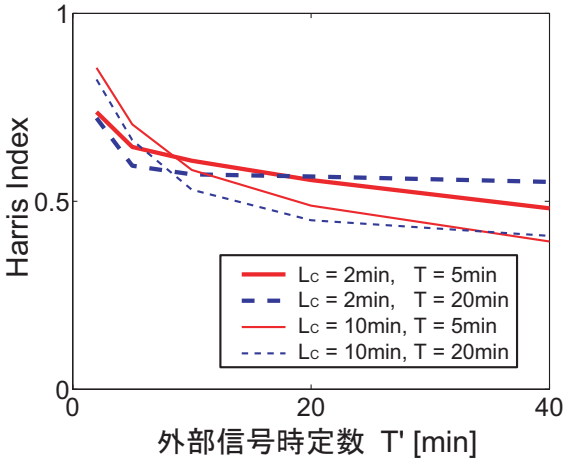


図 40: T' に対する制御性能の限界 (ステップ状外乱)

2.6.2. $L = 1$ のときの最小分散制御

離散時間系のむだ時間 L が 1 のときに PID 制御で Harris Index が 1 となった理由について考察を行った.

2.6.2.1. ステップ状設定値変更の場合

外部信号の動特性 $N(z^{-1})$ が

$$N(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \tag{157}$$

のとき,

$$\begin{aligned} N(z^{-1}) &= 1 + z^{-1} + z^{-2} + \cdots \\ &= 1 + z^{-1}\frac{1}{1 - z^{-1}} \\ &= V(z^{-1}) + z^{-1}W(z^{-1}) \end{aligned} \tag{158}$$

であるから，最小分散を実現するコントローラ $C_{MV}(z^{-1})$ は (**??**) 式より

$$\begin{aligned} C_{MV}(z^{-1}) &= \frac{W(z^{-1})}{V(z^{-1})\widetilde{P}(z^{-1})} \\ &= \frac{\frac{1}{1-z^{-1}}}{1 \cdot \frac{K(1-\alpha)}{1-\alpha z^{-1}}} \\ &= \frac{\alpha}{K(1-\alpha)}\left(1 + \frac{1-\alpha}{\alpha T_S} \cdot \frac{T_S}{1 - z^{-1}}\right) \end{aligned} \tag{159}$$

となる．$C_{MV}(z^{-1})$ は比例ゲイン $K_P = \frac{\alpha}{1-\alpha}$，積分時間 $T_I = \frac{\alpha T_S}{1-\alpha}$ の離散時間系 PI コントローラである．したがって，$L = 1$ の場合は PI 制御で最小分散を実現できる.

2.6.2.2. ステップ＋ 1 次遅れフィルタの設定値変更の場合

同様にしてステップ状信号が 1 次遅れフィルタを通して出てきた外部信号の動特性 $N(z^{-1})$ が

$$N(z^{-1}) = \frac{1 - \alpha'}{(1 - \alpha' z^{-1})(1 - z^{-1})} \quad \left[\alpha' = \exp\left(-\frac{T_S}{T'}\right)\right] \tag{160}$$

のとき,

$$\begin{aligned} N(z^{-1}) &= (1 - \alpha') + (1 - \alpha'^2)z^{-1} + (1 - \alpha'^3)z^{-2} + \cdots \\ &= 1 - \alpha' + (1 - \alpha')z^{-1}\frac{1 + \alpha' - \alpha' z^{-1}}{(1 - z^{-1})(1 - \alpha' z^{-1})} \\ &= V(z^{-1}) + z^{-1}W(z^{-1}) \end{aligned} \tag{161}$$

であるから，最小分散を実現するコントローラ $C_{MV}(z^{-1})$ は (**??**) 式より

$$\begin{aligned} C_{MV}(z^{-1}) &= \frac{W(z^{-1})}{V(z^{-1})\widetilde{P}(z^{-1})} \\ &= \frac{(1 - \alpha')\frac{1+\alpha'-\alpha' z^{-1}}{(1-z^{-1})(1-\alpha' z^{-1})}}{(1 - \alpha') \cdot \frac{K(1-\alpha)}{1-\alpha z^{-1}}} \\ &= \frac{(1 + \alpha' - \alpha' z^{-1})}{K(1-\alpha)(1 - z^{-1})} \cdot \frac{1 - \alpha z^{-1}}{1 - \alpha' z^{-1}} \end{aligned} \tag{162}$$

である．ここで，$\alpha' = \alpha$ のとき，すなわち外部信号がプロセス入力側ステップ状外乱の場合は，

$$\begin{aligned} C_{MV}(z^{-1}) &= \frac{(1+\alpha-\alpha z^{-1})}{K(1-\alpha)(1-z^{-1})} \\ &= \frac{\alpha}{K(1-\alpha)}\left(1+\frac{1}{\alpha T_S}\cdot\frac{T_S}{1-z^{-1}}\right) \end{aligned} \tag{163}$$

となり，やはり PI 制御で最小分散制御を実現できる．

ただし，$\alpha' \neq \alpha$ のときは上記の考察は成り立たないので，PI 制御で最小分散を実現することはできない．また，$L > 1$ の場合は，$C_{MV}(z^{-1})$ の分母の項が z^{-1} について 2 次以上の多項式になるため，最小分散を実現するコントローラは PID 制御ではなくなる．

2.7. 結論

以上の結果から，連続時間系，離散時間系の両方において，PID 制御系に対して最小分散制御を基準とした制御性能評価手法を用いた場合，PID 制御によって達成可能な Harris Index の上限は外乱や設定値変更などの外部信号が持つ遅れに大きく依存し，遅れの影響が大きくむだ時間が短いほど，すなわち $\frac{L_C}{T}$ が小さいほど PID 制御で達成可能な Harris Index の上限は低下することがわかった．

遅れの影響が小さい場合には外部信号はステップ信号に近づくため，基準となる最小分散が大きくなり，結果として Harris Index は大きくなる．一方，遅れの影響が大きくなれば基準となる最小分散も小さくなるため，Harris Index は小さくなると考えられる．さらに，遅れの影響が大きい場合には，制御量に付加される外部信号はランプ信号に近づくため，PID 制御では対応が困難になっていくという考え方もできると考えられる．

以上の結果より，PID 制御系に対して最小分散制御を基準とした制御性能を評価する際には，Harris Index が低くなっているから調整不良であると断定できない．外部信号の遅れの影響が大きいことが原因で PID 制御で達成可能な Harris Index の上限が低い場合もあり得るからである．

参考文献

[1] M. J. Grimble : Integral minimum variance control and benchmarking, Journal of Process Control, **14**, 177-191 (2004)

[2] T.J. Harris : Assessment of Closed Loop Performance, Canadian Jornal of Chemical Engineering, **67**, 856-861 (1989).

第3章　定性的形状解析を用いた制御性能監視

定性的形状解析を用いた制御性能監視手法についての解説と検証

執筆者
山下　善之　　東北大学　大学院工学研究科化学工学専攻

3.1. はじめに

化学プラントの制御ループにおいて, 制御性能を劣化させる原因の多くはバルブスティクションであることが知られている. Ender[1] は, ある製紙業プラントにおいて, 制御ループの 20%以上がバルブスティクションが原因で振動していたと報告している.

バルブスティクションを検出しようとする研究は, これまでにもいくつか報告されている. 例えば, Horch[2] は, 被制御変数 $y(t)$ と制御信号 $u(t)$ との相互相関関数を用いて信号の位相シフトを求めることによって, 検出された振動の発生原因がスティクションであるか外乱であるかを判別する手法を提案している.

Rengaswamy[3] は, 定性的形状解析の手法を使って制御信号の波形を解析し, 制御ループの振動の検出とその原因同定を行う手法を提案した. 有力な手法ではあるが, 制御信号の経時変化が三角波か方形波かといった判断だけでは, その性能には自ずと限界がある.

そこで, 定性的形状解析の手法を X-Y プロットの解析にも適用できるように拡張し, バルブの入出力データの X-Y プロットを解析してスティクションを検出する方法を開発した [7].

3.2. 定性的形状解析

3.2.1. 1 変数信号の定性的変化

1 変数の信号の経時変化を定性的に記述するための一番簡単な方法は, その信号が増加傾向にあるか, 減少傾向にあるか, 一定であるかを記述する方法である. 増加, 減少, 一定をそれぞれ I,D,S で記述することにすると, これらの記号列によって, 時系列を定性的に記述できることになる [4]. 図 1 に, これら 3 つの記号に対応する挙動を経時変化として示した.

各時点で, これらの記号を求めるには, 変数の時間微分を求めれば良い. ノイズが存在しないならば, 現在と一ステップ前の時点における変数の値の差分から簡単に計算できることになる. もちろん, どこまでが一定でどこからが増加かといった判定をするための閾値が必要となる. 実際には, ノイズのような細かな変動を拾わないようにするために, 必要に応じて適切なフィルタリングを施しておくことも重要である.

3.2.2. 2 変数信号の定性的挙動

2 変数の経時変化を定性的に記述するためには, それぞれの変数についての定性的変化を記述する方法も考えられるが, ここでは, 2 変数を X-Y プロットした平面内での挙動を記述することとした.

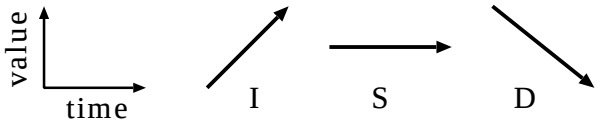


図 1: 時系列信号の経時変化の記号表現 (Increasing (I), Steady (S) and Decreasing (D))

表 1: 2 変数信号の経時変化の記号表現

$x\backslash y$	D	S	I
I	ID	IS	II
S	SD	SS	SI
D	DD	DS	DI

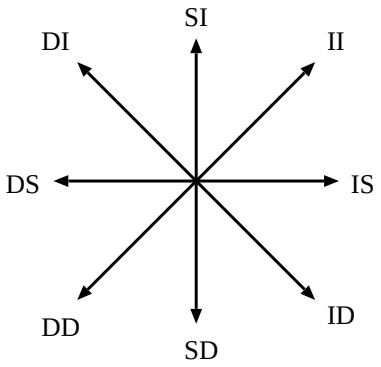


図 2: $X-Y$ プロット中の定性的挙動

2 変数の定性的挙動は各変数の定性的変化の組み合わせとして表 1 のように 9 種類の記号で表現できる. それぞれの定性的な挙動を図で表すと, 図 2 のようになる. ただし, SS は X-Y 平面内では動かない点であるので, ここには描いていない.

これらの記号を 1 次元に並べた記号列によって, 平面内の動的挙動が表現されることになる. 例えば, (IS SD DS SI) によって, 正方形の時計回りの動きが表される.

連続して同じ定性値が続く場合には, それらをまとめて記号の後の数字で表現することにする. 例えば, (IS IS SI SI SI) は (IS2 SI3) のように表現することになる.

3.3. バルブスティクションの検出法

3.3.1. 固着検出指標

最も単純な方法は, IS と DS のパターンだけを検出する方法である. この考えに基づいて, これら 2 つのパターンの占める時間的な割合を求めると次式が得られる.

$$\rho_1 = (\tau_{IS} + \tau_{DS})/(\tau_{\mathrm{total}} - \tau_{SS}) \tag{1}$$

ここで, τ_{total} は時間窓の幅を, τ_{IS} と τ_{DS} は, それぞれ, IS および DS のパターンの占める時間である. この値は, $0 \leq \rho_1 \leq 1$ であり, この値の大きいということは, 制御出力が変化してもバルブが動かないということであるから, バルブスティクションの発生している可能性が高いということになる. したがって, この値をバルブスティクションの検出指標として用いることができることになる. 極端な場合として, バルブが全く動かない場合には, $\rho_1 = 1$ となる.

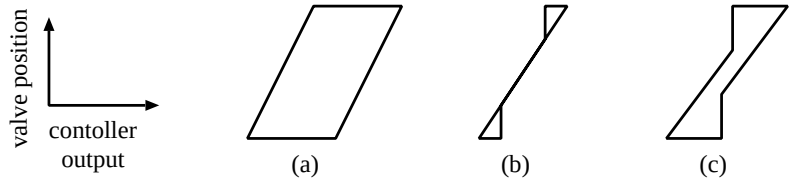


図 3: スティクション発生時の典型的なバルブ入出力挙動 ((a)deadband, (b) slip-jump (c)deadbabnd + slip-jump)

3.3.2. スティクションパターン検出指標

スティクション発生時の典型的な X-Y プロットの形状は, 図 3 のようになる.

そこで, 上述の定性的挙動解析の手法を用いて, これらの典型的なパターンを検出することによって, スティクションを検出する手法を開発した. 具体的には, IS の次に II が来るパターンと DS の次に DD が来るパターンのみを抽出し, これらのパターンの全体に占める時間的な割合をスティクションの検出指標とする.

$$\rho_2 = (\tau_{IS\ II} + \tau_{DS\ DD})/(\tau_{\mathrm{total}} - \tau_{SS}) \tag{2}$$

ここで $\tau_{IS\ II}$ と $\tau_{DS\ DD}$ はそれぞれ (IS II) また (DS DD) パターンの占める時間である.

さらに (IS SI) や (DS SD) といったパターンを加えた指標として ρ_3 も定義できる.

$$\rho_3 = (\tau_{IS\ II} + \tau_{IS\ SI} + \tau_{DS\ DD} + \tau_{DS\ SD})/(\tau_{\mathrm{total}} - \tau_{SS}) \tag{3}$$

ここで, $\tau_{IS\ SI}$ は (IS SI) パターン中での IS パターンの時間 $\tau_{DS\ DD}$ は (DS DD) パターン中での DS パターンの時間である.

3.4. 適用例

3.4.1. 適用データ

前節の検出方法を, 住友化学工業の実プラントデータに適用し, その有効性を検証した. ここで用いた 4 つのデータは, それぞれ 1 分周期の 1440 分間のデータであり, その外観を図 4 に示した. ここで, 左側の図中の実線は流量を, 破線は制御出力であり, その X-Y プロットを右側に示してある.

ここで, 現場での観察結果としては, ループ 1 と 3 は液面制御系, ループ 2 と 4 は流量制御系である. ループ 1 と 2 はバルブのスティクションが起っていると推察されている. ループ 3 は制御系の調整不良, スティクションでは無いと考えられている. ループ 4 は, およそ 900 分と 1150 分の辺りで外乱が混入しているデータである.

3.4.2. 適用結果

まず, 制御出力と流量の X-Y プロットを定性的な記号列に変換した. その際, 各変数の平均と標準偏差とを用いて規格化し, 時間差分の標準偏差を閾値として定性的記号に変換し, 制御出力と流

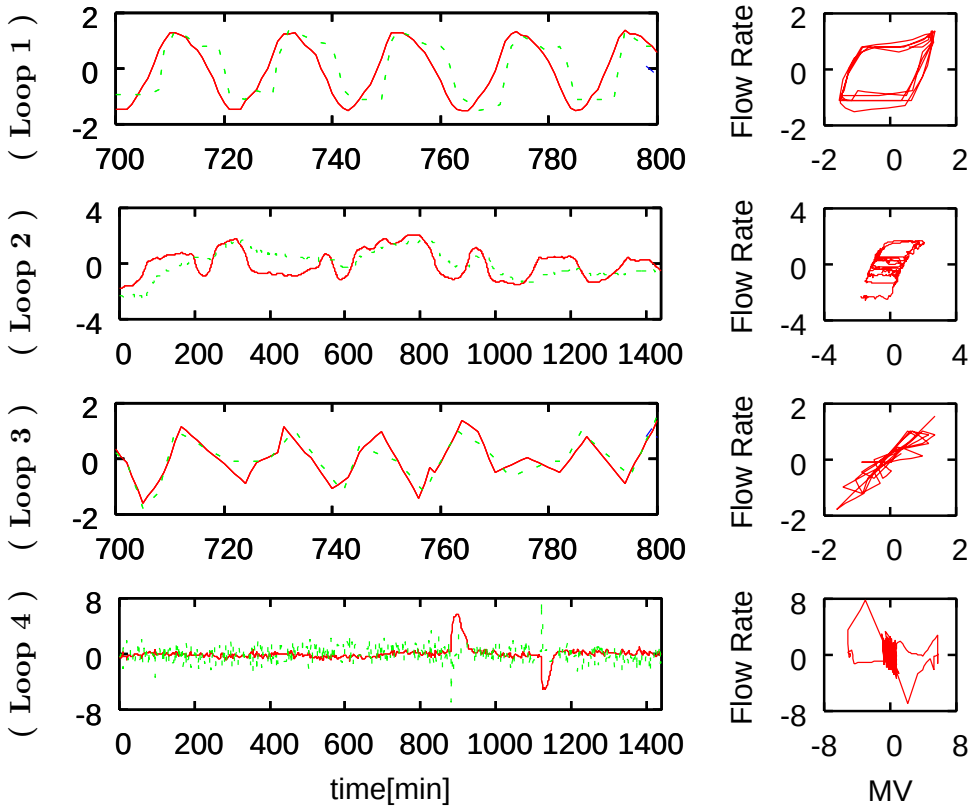


図 4: 実プラントデータ (左側図中の実践は流量, 破線は制御出力 (MV))

表 2: 制御ループの特徴と解析結果

Loop description		ρ_1	ρ_2	ρ_3
Loop 1: Level Control.	thought to have a valve stiction.	0.620	0.555	0.587
Loop 2: Flow Control.	thought to have a valve stiction.	0.552	0.390	0.442
Loop 3: Level Control.	thought to have a tuning problem.	0.296	0.101	0.103
Loop 4: Flow Control.	thought to have disturbances.	0.286	0.000	0.024

表 3: 定性化の際の閾値の ρ_3 への影響

	0.1σ	0.5σ	σ	1.5σ	2σ
Loop 1	0.377	0.669	0.587	0.276	0.007
Loop 2	0.158	0.344	0.442	0.377	0.226
Loop 3	0.067	0.113	0.103	0.096	0.139
Loop 4	0.030	0.021	0.024	0.053	0.013

量をまとめた後, 連続する定性値をまとめて記号列とした. 一例として, ループ 1 の最初の 10 個の要素を示すと次のようになる. (SS1 DS4 DD1 SD2 SS3 IS3 II1 SI1 SS6 DS3).

各データについて, 変換後の記号列から IS と DS の部分を抽出して, 指標 ρ_1 を求めた結果を表 2 にまとめた.

この結果より, ループ 1 と 2 は比較的大きな値を示しており, スティクションが起っていると判断できる. ループ 3 や 4 も比較的大きな値を示しており, この指標からはスティクションが起っていると判断されてしまうが, 実際にはそうではない.

次に, 抽出するパターンを限定することによって, さらに指標 ρ_2 を求めた結果も同じ表に示した. この指標の場合にはループ 1 と 2 でのみ大きな値となっており, ループ 3 や 4 ではあまり大きな値とはなっていない. したがって, この指標によって, 外乱や制御系の調整不良を誤判定すること無く, スティクションを正しく検出することができた.

さらに, (IS SI) と (DS SD) のパターンを追加することによって指標 ρ_3 を求めたところ, ρ_2 と良く似た傾向を示したが, スティクション発生時の指標の値が若干向上していることがわかる.

3.4.3. 閾値の影響

各変数を定性化する際の閾値の設定については任意性があるため, その設定によって検出指標の値がどのように変化するかを検討した. 表 3 にいくつかの閾値を用いた場合の ρ_3 の値の算出結果をまとめた.

この結果より, 以下のようなことがわかる. すなわち, 例えば 2σ のように閾値を大きく設定しすぎると, 定性値 S に分類される点が多くなり過ぎてしまい, その結果として指標も小さな値しか取らなくなってしまう. 逆に 0.1σ のように閾値を小さく設定しすぎると, ほとんどの点が S 以外に分類されるようになってしまい, その結果として, やはり指標は小さな値となってしまう. この結果を見る限りでは, おおむね 0.5σ〜1.5σ 程度の閾値であれば, 比較的良い指標が得られているよう

に見て取れる.

3.5. まとめ

定性的形状解析の手法を２変数の平面内の動的挙動を扱えるように拡張し, この方法を応用してバルブスティクションの検出指標を開発した. 実プラントのデータに適用して検証したところ, スティクションの発生を非常に良好に検出できることが示され, 外乱や制御系の調整不良とも区別できることが実証された.

参考文献

[1] Ender, D. B., “Process control performances. Not as good as you think.,” *Control Engineering,* **40** (1993) 180–190.

[2] Horch, A., “A simple method for detection of stiction in control valves,” *Control Engineering Practice*, **7** (1999) 1221–1231.

[3] R. Rengaswamy, T. Hägglund and V. Venkatasubramanian, “A qualitative shape analysis formalism for monitoring control loop performance,” *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, **14**, 23–33 (2001)

[4] Raghunathan Rengasamy, “A Framework for Integrating Process Monitoring, Diagnosis and Supervisory Control,” PhD Thesis, Purdue University (1995)

[5] 中山拓, 山下善之, 松本繁,「プロセス時系列における振動の原因同定に関する一考察」, 化学工学会第 36 回秋季大会講演要旨集, 仙台 (2003)

[6] 山下善之, 久下本秀和, 加納学, 丸田浩,「運転データを用いる調節弁固着検出法」, 化学工学会第 69 年会講演要旨集, 大阪 (2004)

[7] Yoshiyuki Yamashita, “Qualitative Analysis for Detection of Stiction in Control Valves,” *Proceedings of 8-th International Conference on Knowledge-Based Intelligent Information & Engineering Systems (KES 2004)*, Wellington, September (2004)

第4章　高次統計量を用いた非線形性の検出

高次統計量を用いた非線形性の検出手法についての解説と検証

執筆者
橋本　芳宏　　名古屋工業大学　システムマネジメント工学科

4.1. 高次統計量と非線形性の関係

統計量は、データの集合の分布を論じるため、多数の観測点が必要であるので、いち早く検出するという目的には、統計量に基づく判断方法は適さないが、観測点の集合から対象の特性を解析するというような目的には利用可能であると考えられる。ここでは、高次統計量に基づく、非線形性の検出を検討する。Appendix に、高次統計量である、高次モーメント、高次キュムラント、スペクトル、バイスペクトルの定義、および正規分布のキュムラントの解説を示している。

4.1.1. 動的線形システムと正規分布

4.1.1.1. 線形システム

入力の分布が左右対称である場合、システムが線形であれば出力も左右対称な分布となる。しかし、システムが非線形であれば出力は左右非対称な分布となる。

微分可能な関数である場合 Taylor 展開を適用でき、線形なら 1 次の項のみ、非線形なら 2 次以上の項を持ち、線形と非線形を区別できる。

（線形システム）

$$f(x) = f(x_0) + \frac{x - x_0}{1!} * f'(x_0)$$

（非線形システム）

$$f(x) = f(x_0) + \frac{x - x_0}{1!} * f'(x_0) + \frac{(x - x_0)^2}{2!} * f''(x_0) + \cdots + \frac{(x - x_0)^n}{n!} * f^{(n)}(x_0) + \cdots$$

高次の項があれば、たとえ入力の分布が左右対称であっても、出力の分布は非対称になる。対称性を維持できるのは、平均値ゼロで、高次の項が奇数項のみで構成される場合に限られる。

したがって、入力の分布の対称性が確保できる場合には、出力が非対称であればシステムが非線形性であると判定できる。

4.1.1.2. 大数の法則

線形の動的システムでは、出力は入力をパルス応答で重みづけした平均値として表現できる。

$$y(k) = \sum h_i u(k - i)$$

たくさんの点でこのシステムを観測すると、この出力は平均の演算を重ねていくことになり、その場合分布は正規分布に近づく（中心極限定理）。そのため、入力が左右対称でない場合でも観測時間を長く取れば分布は正規分布に近づき、左右対称となることが期待できる。よって、動的システムでは、時定数が長く（平均をとる項の数が多く）、入力が非対称であろうが分散をもつ確率システムのような変動をしていれば、観測時間を長く（データ数を多く）とると、出力が左右対称となる。

入力が確定的で、確率システムの出力と扱えないもので、時定数も長くなければ、データ数をいくら多くとったとしても、線形系の出力が正規分布となるとことは保証できないが、振動源がランダムに振動していることが期待できる場合には、線形系であれば、出力の分布が正規分布に近づくと考えられるので、出力の分布が、正規分布から乖離している度合いによって、非線形性の評価をすることも考えられる。

4.1.1.3. 高次統計量による正規分布からの乖離の評価

高次統計量のうちキュムラントに注目すると、一次が平均、二次が分散、三次が歪み、四次が尖りを評価する指標になっていて、正規分布では三次以上はすべてゼロとなる。そのため三次以上のキュムラント、あるいはキュムラントに基づく高次統計量を評価することにより、正規分布からの隔たりが評価できる。

4.1.2. システムの持続振動と高調波成分

4.1.2.1. システムの持続振動

前節では、振動源が確率的であることを想定した議論を行ったが、この節では、振動が周期的である場合を検討する。周期的振動が、外部から入力される場合、線形システムが安定であれば、過渡的には、他の周波数成分も出力に現れるが、それらは減衰し、入力の周波数成分だけが出力に残る。

システム自体が自励振動を発生する場合を考えてみる。本来システムが安定な線形系で制御系のチューニングにより、持続振動が発生したのであれば、それは限界振動であり、限界周波数のみの周波数成分になる。飽和や不感帯、バックラッシュなどの非線形性によって、持続振動が発生する場合もあるが、そのような振動の場合、基本振動の整数倍の高調波成分を伴い、波形が正弦波とは異なる。

4.1.2.2. 非線形性による高調波成分の発生

飽和などは、微分可能な関数ではないが、微分可能な非線形システムでは、前述の Taylor 展開を適用でき、入力の高次の項が現れる。正弦波を２乗すると、加法定理より、周波数が２倍の振動になることがわかる。３乗すると、周波数は３倍になる、非線形システムに、正弦波信号が入ると、その高次の項が現れ、その入力成分の整数倍の高調波となる。

4.1.2.3. 高次統計量による高調波成分の評価

３次統計量を２次元フーリエ変換して得られるバイスペクトルの場合、片方の周波数が片方の倍となる２つ周波数成分が存在するか、３つの周波数成分 f_1,f_2,f_3 が、$f_1+f_2=f_3$ の関係を満たす場合にのみ、値をもつので、持続振動でも、ひとつの周波数成分しか持たない場合や、上記の関係を満たさない周波数成分しか存在しない場合には、バイスペクトルはゼロになる。高調波成分をもつ場合には、バイスペクトルは反応するが、持たない場合には、反応しないという特性をもつので、高周波成分の検出にバイスペクトルが有効であることが期待できる。

4.1.2.3.1. バイスペクトル

バイスペクトルは以下のように周波数 f_1、f_2、f_1+f_2 のスペクトルの積で表すことができる（Appendix２参照）。

$$B(f_1,f_2)=X(f_1)Y(f_2)Z^*(f_1+f_2)$$

主要周波数が f_1 であるとき、$f_1+f_1=f_2$、$f_1+f_2=f_3$ で表される f_2、f_3 という周波数成分が存在すればバイスペクトルは値をもつ。これは主要周波数 f_1 の整数倍の周波数成分を持つことと同等であるので、バイスペクトルを評価することにより、高調波の存在を評価できる。

4.1.3. スケーリングの方法

4.1.3.1. データ全体のスケーリング

本レポートでは、圧力、液位、流量などのデータを扱う。それぞれ、測定精度など、物理的な意味を基にしたスケーリングの方法も考えられるとは思うが、多くの観測点の中から、非線形性に起因した振動を検出するという目的を想定しているので、いずれの信号にも同じ基準のスケーリングを行う方が、処理をしやすいと考えた。本レポートでは、いずれの信号も、平均値ゼロ、分散１に標準化してから高次統計量の計算を行った。

4.1.3.2. スペクトル密度のスケール

本レポートでは FFT を用いてフーリエ変換の演算を行った。FFT の演算では、スペクトル密度を算出するので、同じでーたでも、その周波数の解像度により、演算結果が異なる。ひとつの周波数成分しかもたないデータを FFT にかけると、その振幅の（FFT のデータ長／２）倍が、その周波数を含むヒストグラムの領域の高さとして算出される。

本レポートでは、**解析結果の数値から、FFT のデータ長の影響を除くため、パワースペクトルとして、FFT で算出したパワースペクトル密度を(FFT のデータ長／２)で割った値を表示している。またバイスペクトルの演算では、２次元フーリエ変換を用いているので、バイスペクトルとして、２次元 FFT で算出したバイスペクトル密度を（FFT のデータ長／２）^{2}で割った値を用いた。**

4.2. シミュレーションによるバイスペクトルの非線形性検出能力のチェック

高次統計量によって非線形性が検出できるのかを検証するために、シミュレーションを行った。パワースペクトルの算出は自己相関関数を FFT して求め、バイスペクトルは三次相関関数を２次元 FFT した。どちらの場合も、ウインドウは用いずに、直接、FFT により処理した。いずれの例でも、FFT のデータ長は 256 とした。

4.2.1. 高次統計量による正規分布からの乖離の評価

4.2.1.1. 微分可能な非線形性の検出

非線形性システムの出力の正規分布からの乖離を高次統計量によって評価することにより、非線形性を検出できることを確かめるため、図１に示すシミュレーションを行った。

正弦波の２乗は、加法定理より２倍の周波数の信号となる。そのため、周波数特性では、２乗の項が加わると、２倍の周波数が現れるはずである。

入力としては、一様乱数と正弦波の２種類を用意した。その入力に、自乗する項を加えた場合に、その影響をいかに敏感に検出できるかを検討した。いずれの信号の発生も以下の図１のモデルを用いて u^2のゲインである Gain1 を変更しながら数通りの場合について行った。また正弦波では、入力がひとつの周波数成分しかないので、すべての周波数に少しはパワーを持たせるために、平均ゼロ、標準偏差 0.1 の正規乱数を加えた。

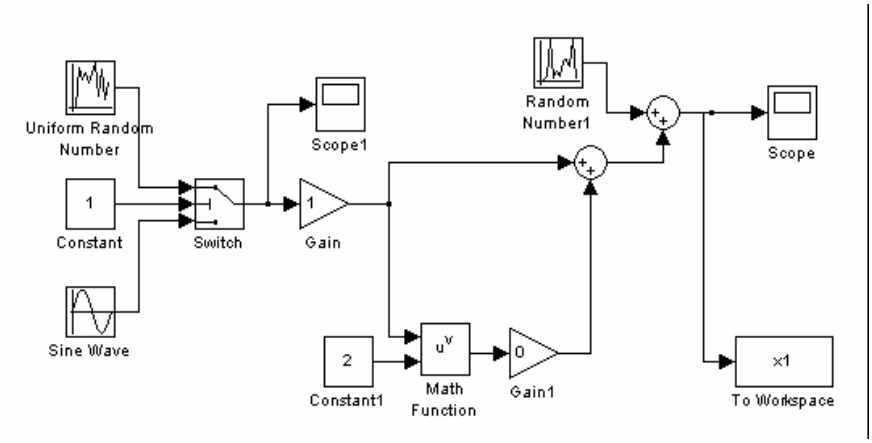


図１．u²検出のためのシミュレーションモデル

（一様乱数）

図１のモデルで発生源の信号は一様乱数を選択し、u²のゲインが０、１、３の時の３通りのシミュレーションを行った。その結果を以下に示す。

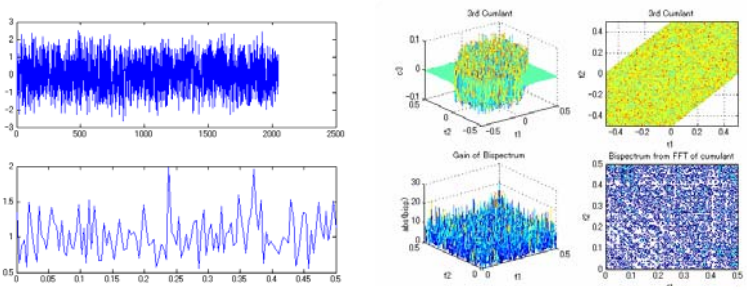
Mean、Variance、Skewness、Kurtosis は発生させた信号を標準化した後の平均、分散、歪度、尖度の値である。data length は算出に利用したデータの数で、nfft はパワースペクトル算出の際のフーリエ変換、バイスペクトル算出の際の２次元フーリエ変換で使った FFT のデータ長である。パワースペクトル、バイスペクトルはそれぞれの最大値と最大値をとる時の周波数（バイスペクトルは周波数の組）を示した。

	Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length
Random	-2.83E-17	0.999512	0.0321735	-0.7914	2048
random&u^2(gain=1)	4.47E-16	0.999512	0.776984	-0.144489	2048
random&u^2(gain=3)	7.03E-16	0.999512	0.941486	0.179772	2048

	nfft	power spectrum		bispectrum	
		max	f	max	(f1,f2)
Random	256	0.03105625	(0.23828)	0.001292224	(0.48438,0.48438)
random&u^2(gain=1)	256	0.035710938	(0.23828)	0.001424072	(0.0625,0.48438)
random&u^2(gain=3)	256	0.031035938	(0.23828)	0.001377039	(0.023438,0.074219)

random だけの信号の時、Skewness を見ると、0.0321735 となっているので、左右対称な分布であることがわかる。その信号に u²のゲインを入れると、ゲインが 1 の時は　0.776984、ゲインが３の時は 0.91486 と、u²のゲインが大きくなるほど分布が歪んで左右対称でなくなっていることがわかる。よって、u²という非線形項の存在を、Skewness によって、検出できる可能性が

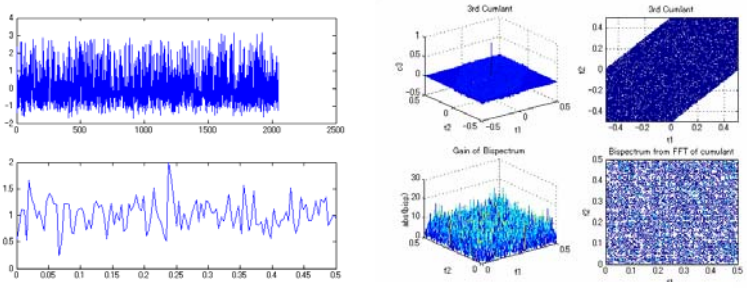
あることがわかる。またパワースペクトルを見ると、どれも周波数 0.23828 のところで最大値をとっていることが表からわかるが、図２-１、図２-２のパワースペクトルの図を見ると、主要周波数がはっきりと表れていないことがわかる。このようにいくつもの周波数成分から成り立っている信号に u^2 という非線形要素を入れても、各周波数成分がそれぞれその２倍の周波数のところでパワーを持つことを確認することはできない。いくつもの周波数成分を持つような主要周波数がはっきりとしない信号では、一つ一つの周波数でのパワーが小さくなる。そのため、バイスペクトルにすると全ての周波数の組み合わせにおいて小さな値をとることになる。つまり、いくつもの周波数成分から成り立っている信号にはバイスペクトルによる検出は適さないといえる。



左上：Original Data　　右上：3rd キュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図２-１．random のグラフ



左上：Original Data　　右上：3rd キュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図２-２．random＋u^2（gain=3）のグラフ

（正弦波）

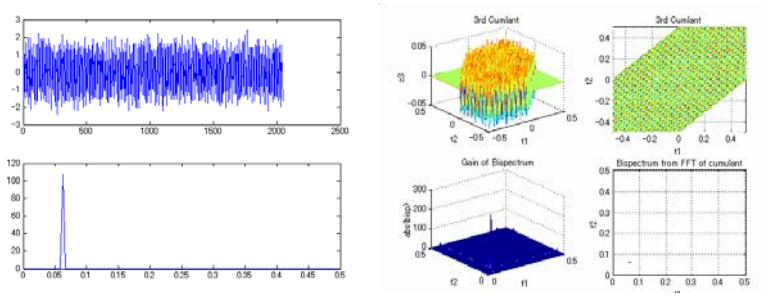
図１のモデルで発生源の信号は正弦波を選択し、u^2のゲインが０、１、２の時の３通りのシミュレーションを行った。その結果を以下に示す。

	Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length
sin	1.19E-17	0.999512	0.00411886	-1.03036	2048
sin&u^2(gain=1)	8.11E-16	0.999512	0.642589	-0.736854	2048
sin&u^2(gain=2)	4.50E-16	0.999512	0.684846	-0.613187	2048
sin&u^2(gain=3)	9.59E-16	0.999512	0.522317	-0.767415	2048

	nfft	power spectrum		bispectrum	
		max	f	max	(f1,f2)
sin	256	1.691414063	(0.0625)	0.016932428	(0.0625,0.0625)
sin&u^2(gain=1)	256	1.397339063	(0.0625)	0.311285437	(0.0625,0.0625)
sin&u^2(gain=2)	256	0.920328125	(0.0625)	0.331032025	(0.0625,0.0625)
sin&u^2(gain=3)	256	1.309389063	(0.125)	0.252415619	(0.0625,0.0625)

表の Skewness の値を見ると正弦波のみの場合はほとんど歪んでいないが、u^2を入れた場合はいずれも分布が歪んでいることがわかる。正弦波の場合も、Skewness によって、2 乗の項が検出できることがわかる。

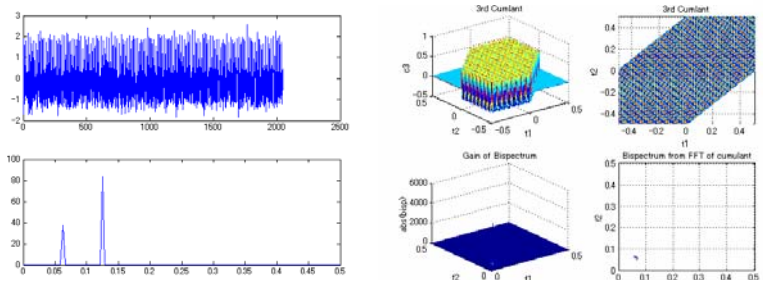
また、u^2が入った時には主要周波数の 2 倍の周波数にパワースペクトルを持つことが、図 3 - 2 のパワースペクトルの図から確認できる。基本の周波数が 0.0625 で、2 乗の項で発生した信号の周波数が 0.125 である。



左上：Original Data　　右上：3rd キュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図 3－1．sin のグラフ



左上：Original Data　　右上：3rd キュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図 3－2．sin＋u^2（gain=3）のグラフ

2 乗の項がない場合、バイスペクトルは値を小さな値しかとらないのに、2 乗の項が存在すると、基本の周波数の組（0.0625,0.0625）で、大きな値を持つことになるので、バイスペクトルで、非線形性の検出ができる可能性があることがわかる。

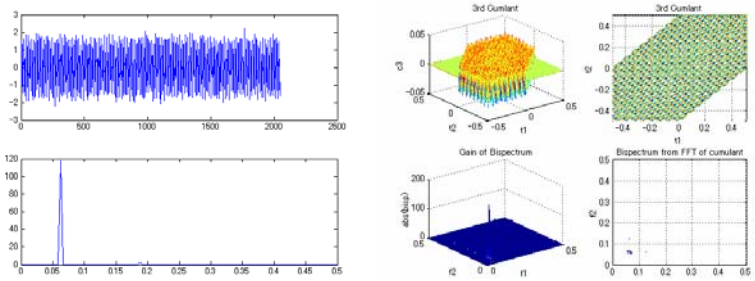
しかし、乱数の計算結果のように、入力が、たくさんの周波数成分を元々もっていれば、その 2 倍の項が発生したとしても、その検出は困難で、バイスペクトルは、非線形性の検出に適さないことがわかる。いずれの場合も、3 次キュムラントである Skewness は、分布の歪という形で、非線形性の検出は可能であった。

4.2.1.2.　　u^3の検出

	Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length
sin	1.19E-17	0.999512	0.00411886	-1.03036	2048
sin&u^3(gain=1)	1.46E-17	0.999512	0.00386201	-1.02228	2048
sin&u^3(gain=3)	-3.64E-17	0.999512	0.0018177	-0.90615	2048

	nfft	power spectrum		bispectrum	
		max	f	max	(f1,f2)
sin	256	1.691414063	(0.0625)	0.016932428	(0.0625,0.0625)
sin&u^3(gain=1)	256	1.846201563	(0.0625)	0.011272552	(0.0625,0.0625)
sin&u^3(gain=3)	256	1.8633125	(0.0625)	0.006236188	(0.0625,0.0625)

図１のシミュレーションモデルを使って u^3 という非線形性が検出できるかという検証を行った。図１のモデルの u^2 を u^3 にし、発生源の信号は正弦波を選択した。その結果を以下に示す。正弦波のみの信号については u^2 のシミュレーションに用いたものと同じである。

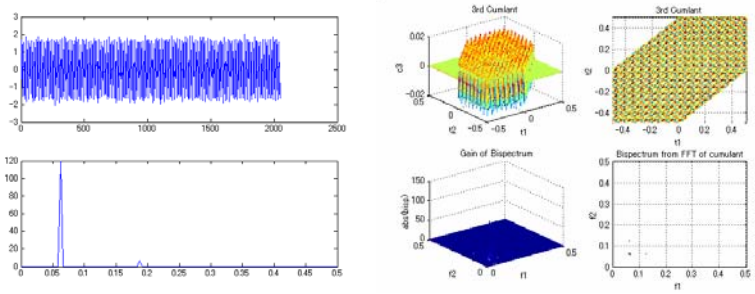


左上：Original Data　　右上：3rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図４－１．sin＋u^3（gain=1）のグラフ

表の Skewness の値をみると、u^3 を入れた信号でも正弦波のみの信号の場合と同様、歪んでいない左右対称の分布になっていることがわかる。キュムラントもほぼゼロの値で一様になっていることから、ほぼ正規分布であると考えられる。



左上：Original Data　　右上：3rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図４－２．sin＋u^3（gain=2）のグラフ

表のパワースペクトルのところを見ると、いずれの信号も主要周波数が 0.0625 と正弦波の周波数になっている。図４-１のパワースペクトルの図では u^3 の影響で表れるはずの主要周波数の３倍の周波数のところにパワーがある様子を見ることはできないが、図４-２のパワースペクトルの図では主要周波数の３倍の周波数で少しパワーを持っていることがわかる。このことから、３次の影響は主要周波数の３倍の周波数に表れることが確認できる。バイスペクトルの値を見ると、いずれの信号もほぼゼロとみなせる値になっていて、バイスペクトルから３次の影響を確認することはできない。これはバイスペクトルの性質が、パワーを持つ周波数 f_1 に対して、$f_1 + f_1 = f_2$ や $f_1 + f_2 = f_3$ といった２倍、もしくは和となる周波数成

分を持つ場合に値を持つというものであるため、主要周波数 0.0625 に対して、その３倍の周波数 0.1875 しか持たない３次の影響のみの非線形信号では値を持つ周波数成分の組が作れないためである。よって、３次の影響のみの非線形信号を検出するのに、バイスペクトルは適さないと言える。但し、２次の項、もしくは４次の項が存在すれば、バイスペクトルの値が存在する周波数の組が存在することになり、非線形性を検出することは可能である。

4.2.1.3. 微分不可能な非線形性の検出

スイッチ、飽和、ヒステリシス、バックラッシュといった微分不可能非線形関数のうち、バックラッシュについて図５のようなモデルでシミュレーションを行った。

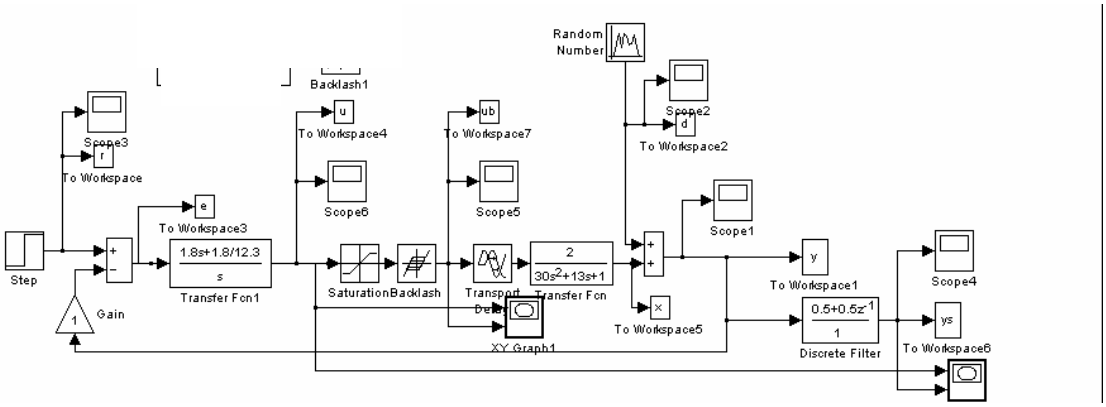
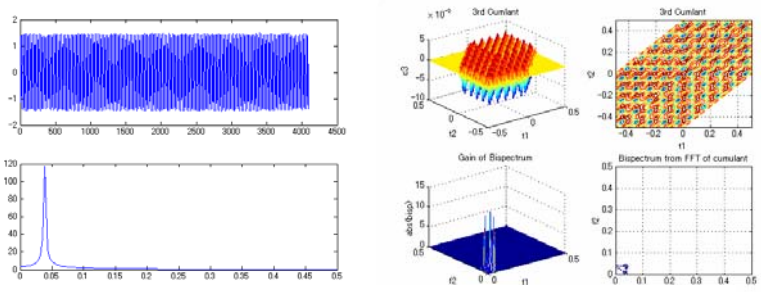


図５．バックラッシュのシミュレーションモデル

	Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length
backlash	6.03E-18	0.999756	0.002524	-1.46519	4096

	nfft	power spectrum		bispectrum	
		max	f	max	(f1,f2)
backlash	256	1.824796875	(0.039063)	0.000901959	(0.039063,0.035156)

表の Skewness の値を見ると、バックラッシュの信号は歪んでいない左右対称の分布であることがわかる。キュムラントの図を見てもほぼゼロの値を一様にとっていることがわかるので、ほぼ正規分布であると考えられる。また図６のパワースペクトルの図を見ると、主要周波数以外にピークを持つ周波数は見られないが、主要



左上：Original Data　　右上：3rd キュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図６．backlash のグラフ

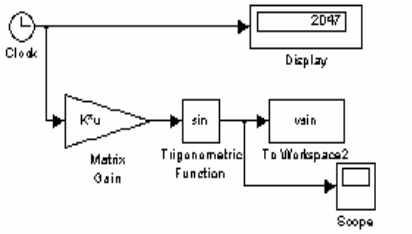
周波数のピークの裾が広くなっていることがわかる。しかし、裾の広がりが主要周波数の整数倍のところまで広がっているわけではなく、主要周波数以外でピークを持たないためバイスペクトルはほぼゼロと見なせる値になっている。分布がほぼ左右対称であり、バイスペクトルが値を持たないという結果から、バックラッシュの検出にはどちらも適さないということが言える。

4.2.2. 高次統計量による高調波の検出

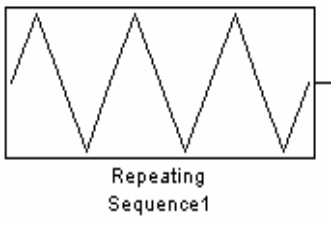
線形システムの限界振動は、その周波数以外の成分は減衰し、単一の正弦波となると考えられるが、非線形システムの持続振動は、主要周波数成分の整数倍の周波数成分をあわせもつ振動となる。高次統計量の高調波成分の検出能力を検証する。ここでは線形システムの持続振動として正弦波、非線形の出力波形を想定して三角波、矩形波、半円型の波、1/4 円形の波、のこぎり刃形の波などの信号を用いてシミュレーションを行った。

	Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length
Vsin	-2.15E-17	0.999512	1.79E-17	1.79E-17	2048
tr	1.22E-19	0.999512	-7.48E-19	-1.18172	2048
sq	6.51E-19	0.999512	2.17E-19	2.17E-19	2048
1/2round	3.33E-15	0.999512	-0.50821	-1.04023	2048
1/4round	-7.33E-15	0.999512	-0.47427	-1.0905	2048
nokogiri	2.17E-19	0.999512	2.21E-16	-1.14452	2048

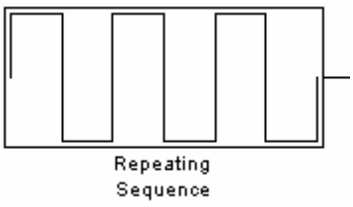
	nfft	power spectrum		bispectrum	
		max	F	max	(f1,f2)
vsin	256	1.999023438	(0.03125)	0.002518842	(0.027344,0.0039063)
tr	256	1.9674375	(0.03125)	0.002364648	(0.027344,0.0039063)
sq	256	1.717282813	(0.03125)	0.002426892	(0.0039063,0.027344)
1/2round	256	1.8970125	(0.03125)	0.198485474	(0.03125,0.03125)
1/4round	256	1.295	(0.03125)	0.25897356	(0.03125,0.03125)
nokogiri	256	1.329542188	(0.03125)	0.284501776	(0.03125,0.03125)



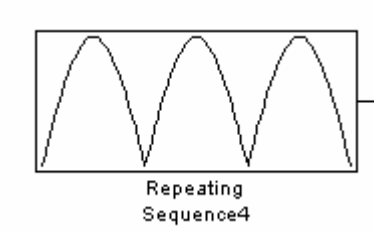
vsin



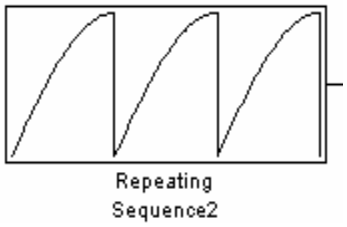
tr（三角波）



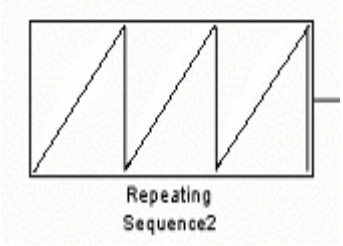
tr（矩形波）



1/2round



1/4round

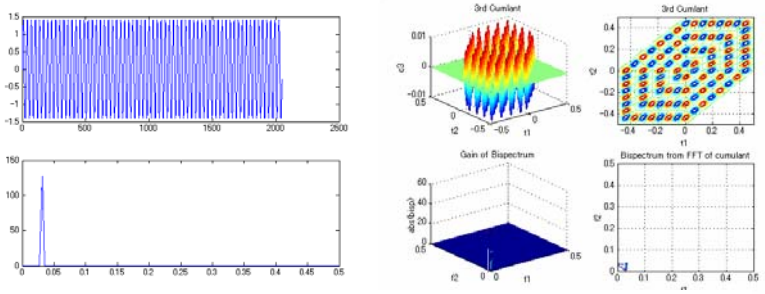


nokogiri（刃形）

図７．それぞれの波形

ここでシミュレーションした６つの信号は全て基本周波数が 0.03125 になるように設定した。そのためどの信号を見ても主要周波数は 0.3125 になっている。

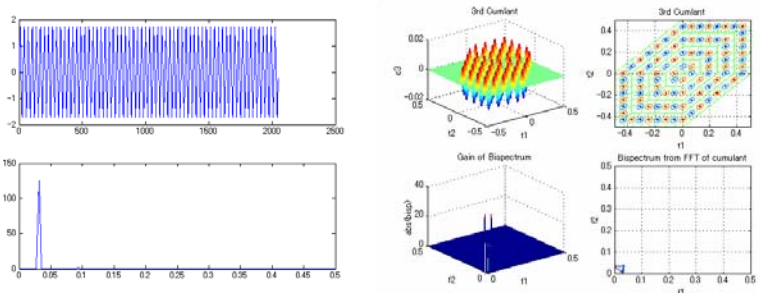
表の vsin、sq、tr の Skewness を見ると、いずれも左右対称に近い分布であることがわかる。またキュムラントも一様にほぼゼロの値となっていて、正規分布に近い分布であると言える。そして、バイスペクトルの値を見ると、sq や tr は正弦波からずれている信号であるにもかかわらず、バイスペクトルはほぼゼロという値になっていることがわかる。図８-３のパワースペクトルを見ると、主要周波数の３倍の周波数 0.09375 にはピークがあることがわかるが、２倍や４倍の周波数のところにはピークがない。そのため、３次のみの非線形性の場合と同様、パワースペクトルを見れば基本周波数の整数倍の周波数にピークがあ



左上：Original Data　　右上：３rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図８-１．vsin のグラフ



左上：Original Data　　右上：３rdキュムラント

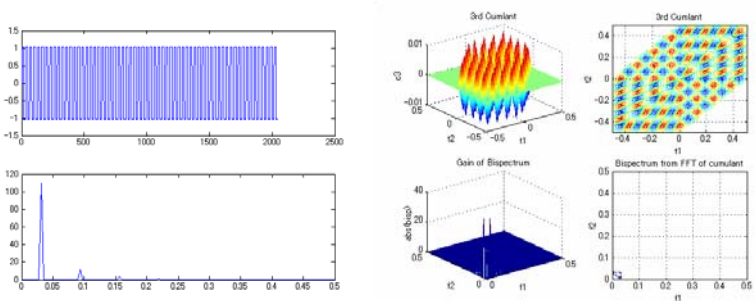
左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図８-２．tr（三角波）のグラフ

り、非線形であることは確認できるが、バイスペクトルで検出するのには適さない非線形であると言える。

1/2round、1/4round という２つの信号の Skewness を見ると、いずれも歪んでいることがわかる。またバイスペクトルを見ると 0.19845474、0.25897356 という値を持っていてバイスペクトルから非線形であることが判断できる。図８-４ではよく見ることができないが、図８-４のパワースペクトルを見ると、基本周波数の２倍、３倍、４倍あたりまでピークがあることがわかる。また図８-５のバイスペクトルを見ると、等間隔に値を持つことがわかるので、パワースペクトルも基本周波数の２倍や３倍のところでわずかなピークを持っているであろうことが推測できる。このように基本周波数の２倍、３倍などにピークのある信号はバイスペクトルで検出するのに適していると言える。

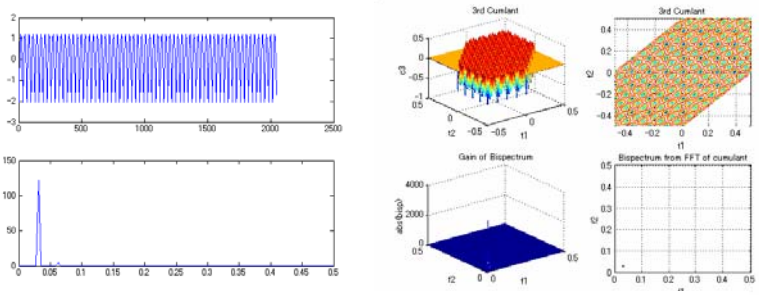
nokogiri の Skewness を見ると、vsin、tr、sq の信号と同様、左右対称で歪んでいない分布であることがわかる。しかしキュムラントを見ると、ゼロに近い値にはなっていないので正規分布から乖離していることがわかる。また、バイスペクトルの値を見ると、1/2round や 1/4round と同様、値を持つことがわかる。図８-



左上：Original Data　　右上：３rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

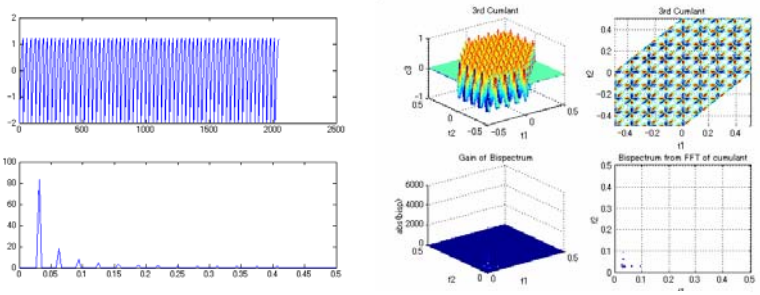
図８－３．sq（矩形波）のグラフ



左上：Original Data　　右上：３rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

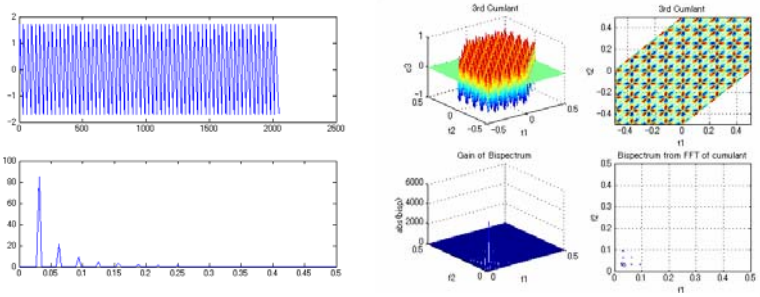
図８－４．1/2round のグラフ



左上：Original Data　　右上：３rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図８－５．1/4round のグラフ



左上：Original Data　　右上：３rdキュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図８－６．nokogiri（刃形）のグラフ

６のパワースペクトルで確認すると、図８-５と同様、基本周波数の整数倍のところにきれいにピークが並んでいることがわかる。このように左右対称で歪んでいない分布でも、バイスペクトルの性質にあった周波数成分を持つ信号であれば非線形を確認することができ、このような信号にはバイスペクトルは適しているといえる。

この鋸波の計算例は、3 次キュムラントである Skewness では検出できない非線形性が、バイスペクトルで検出できることを示している。

4.2.3. 実データを対象にした非線形性の検証

シミュレーションによって、分布の歪みやバイスペクトルによる評価が非線形の検出に利用できる可能性があることがわかった。そこで、住友化学の 13 種類の実データを用いて検討し、その結果を示す。

	Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length
sample1	9.38E-14	0.999306	0.999306	-0.82188	1441
sample2	-2.05E-14	0.999306	1.07038	1.39675	1441
sample3	1.40E-14	0.999306	-0.08287	-1.47741	1441
sample4	-6.11E-15	0.999306	0.770792	0.062201	1441
sample5	3.63E-16	0.999306	0.161705	-0.27735	1441
sample6	-3.40E-15	0.999306	-0.47668	-1.22913	1441
sample7	1.05E-14	0.999306	-0.19488	-0.35804	1441
sample8	2.68E-16	0.999306	0.260079	-0.97566	1441
sample9	2.63E-15	0.999306	-0.54215	-0.94514	1441
sample10	-1.06E-15	0.999306	-0.19908	-0.59695	1441
sample11	-1.97E-15	0.999306	-0.02126	0.050385	1441
sample12	1.15E-14	0.999306	0.114852	-0.1344	1441
sample13	-6.33E-15	0.999306	1.24221	17.4097	1441

	nfft	power spectrum		Bispectrum	
		max	f	max	(f1,f2)
sample1	256	1.464175	(0)	0.489837793	(0,0)
sample2	256	0.3024375	(0.12109)	0.031731934	(0.12109,0.12109)
sample3	256	0.948120313	(0.046875)	0.024393939	(0.046875,0.046875)
sample4	256	1.402982813	(0)	0.30073938	(0,0)
sample5	256	0.41194375	(0.12109)	0.031506561	(0.12109,0)
sample6	256	2.365098438	(0)	1.218829901	(0,0)
sample7	256	1.372734375	(0)	0.55401355	(0,0)
sample8	256	0.535767188	(0.0078125)	0.701895178	(0,0)
sample9	256	1.906420313	(0)	1.050596094	(0,0)
sample10	256	1.562965625	(0)	0.296275403	(0,0)
sample11	256	0.491910938	(0.050781)	0.01617984	(0.050781,0.050781)
sample12	256	0.19743125	(0)	0.004326263	(0,0.046875)
sample13	256	0.401267188	(0.011719)	0.354293604	(0,0)

Skewness の値を見ると、sample３と sample11 以外は左右対称でない、どちらかに歪んでいる分布であるといえる。バイスペクトルの値を見ると、sample２、sample３、sample５、sample11、sample12 以外は値を持っていることがわかる。しかし、バイスペクトルが値を持つ周波数の組を

見てみると、値を持っている sample はいずれも（0,0）であることがわかる。パワースペクトルが最大値をとる周波数である基本周波数を見ると、周波数ゼロ以外が基本周波数になっているものもあるが、それがバイスペクトルには表れていない。以下にパワースペクトルの図を示すが、周波数ゼロ以外で最大のピークを持っているものでも、バイスペクトルが値をとるものは、周波数ゼロのところで大きなピークを持っていることがわかる。

また、図９-13 の sample12 のパワースペクトルを見ると、ほぼ全ての周波数でパワーを持っていることがわかる。これはバイスペクトルを利用するのに適さないデータであると言える。

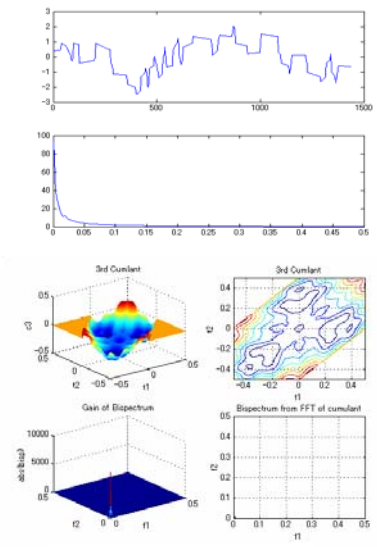


図９－１．sample１

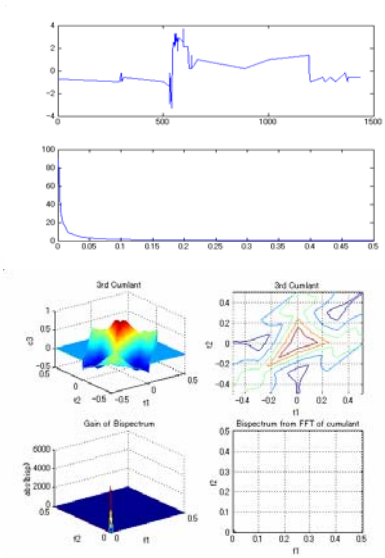


図９－２．sample４

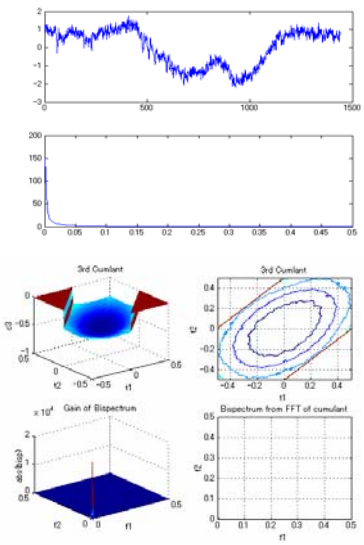


図９－３．sample６

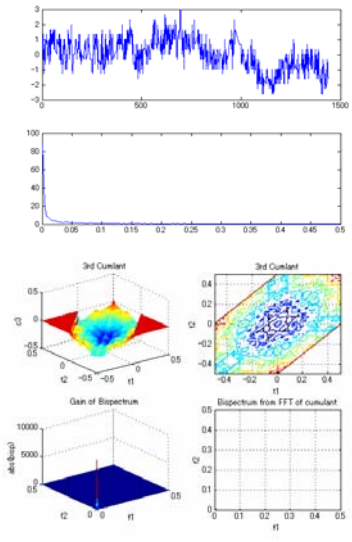


図９－４．sample７

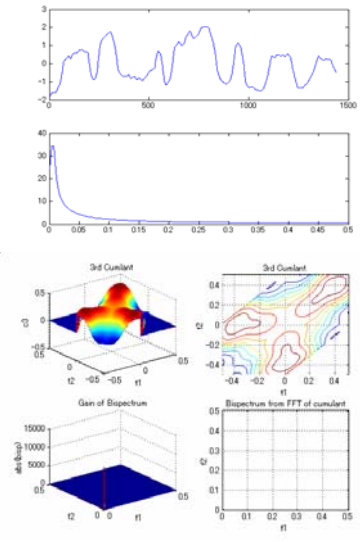


図９－５．sample８

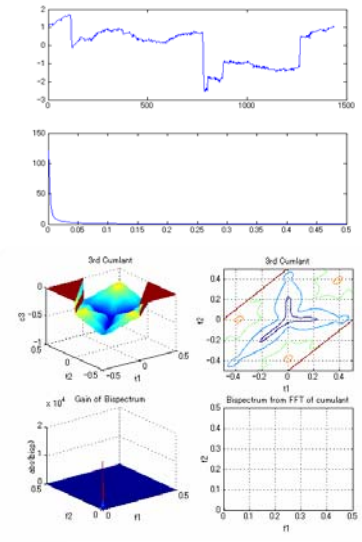


図９－６．sample９

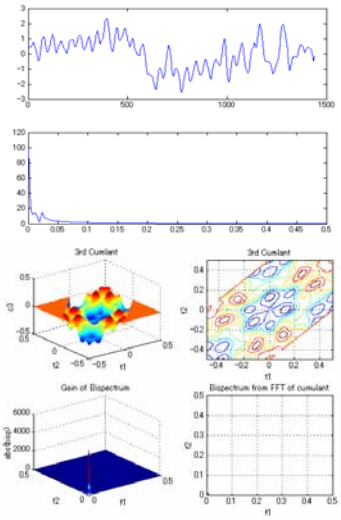


図９－７．sample10

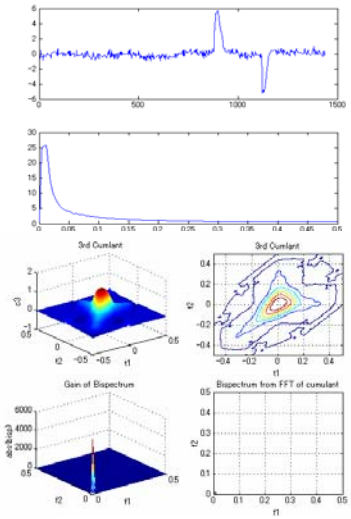


図９－８．sample13

注）図９－１から図９－８はバイスペクトルが値を持つもの

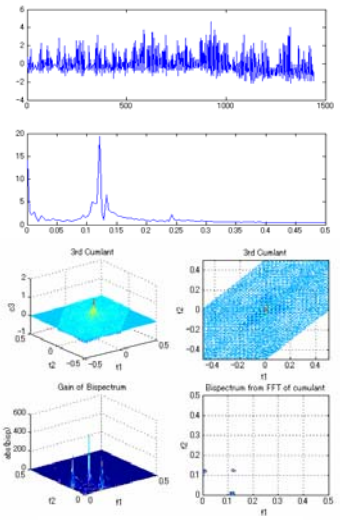


図９－９．sample２

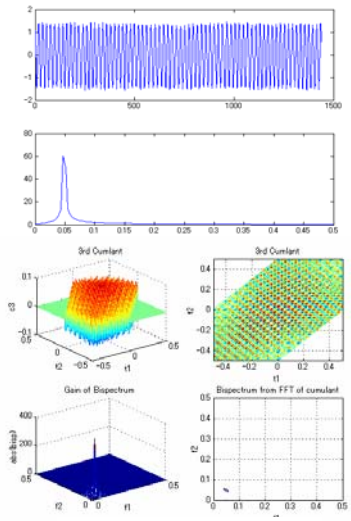


図９-10．sample３

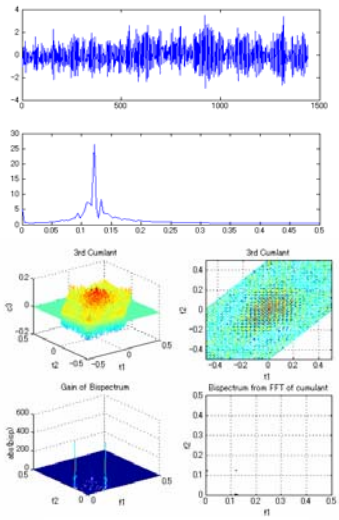


図９-11．sample５

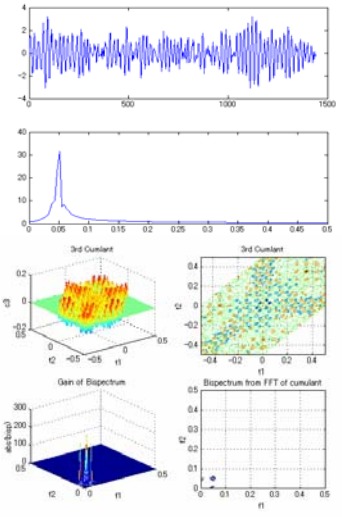


図９-12．sample11

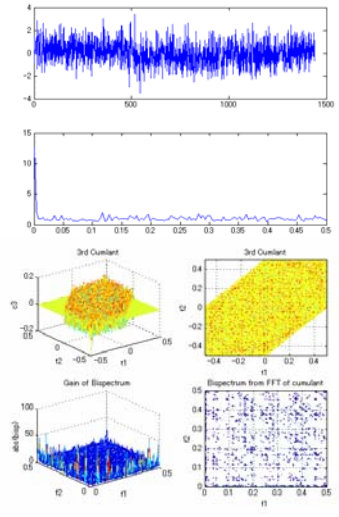


図９-13．sample12

注）図９－９から図９-13 はバイスペクトルがほぼゼロとみなせる値になるもの

住友化学のデータについて、コメントされている内容ごとの表にして示す。（？）がついているものは、コメントに（？）がついていたものである。

バルブ不良	sample１、sample２（？）、sample３、sample８、sample12
チューニング不良	sample５、sample10（？）、sample11
ロード変更の影響	sample９
外乱	sample13、sample４（単発外乱２回）
コメントなし	sample６、sample７

この表の不良具合の分類とバイスペクトルが値を持つかどうかで分類したものに特に共通点を見つけることはできない。バイスペクトルが周波数ゼロで値を持つということは、分布が歪んでいるということなので、その影響が大きいということが考えられる。

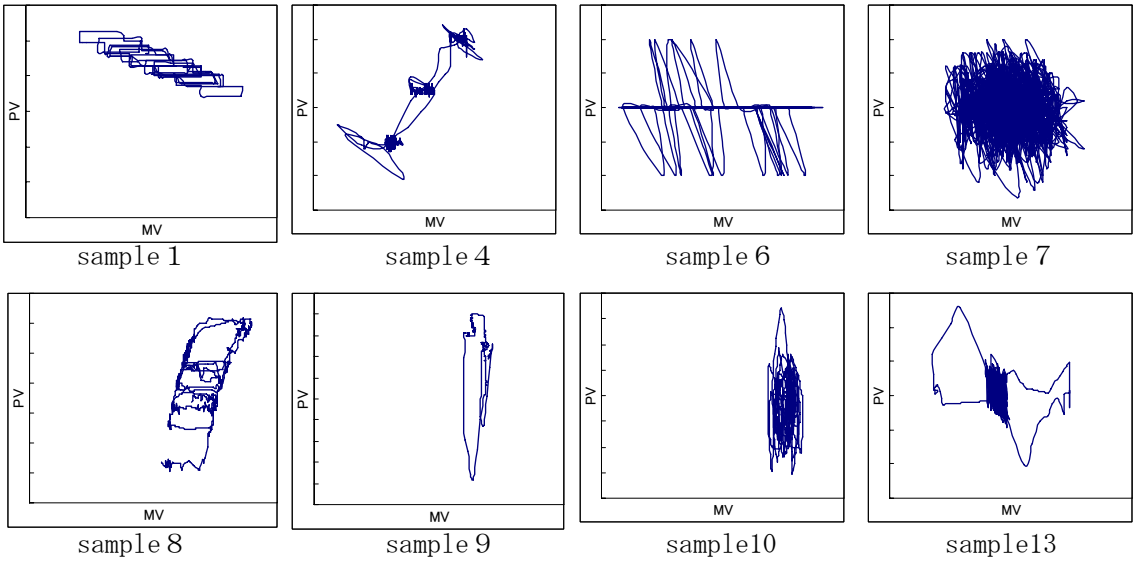


図 10. バイスペクトルが値を持つ sample の PY-MV 図

図 10 と図 11 にバイスペクトルが値を持つものとそうでないものに分類して、それぞれの PV-MV 図を示した。２つのグループを比較すると、図 10 の方は明らかに異常のように見える図になっているのに対し、図 11 の方は sample12 を除いて比較的きれいなマルを描いているように見える。この図を見ると、これらの分類にバイスペクトルが利用できるよ

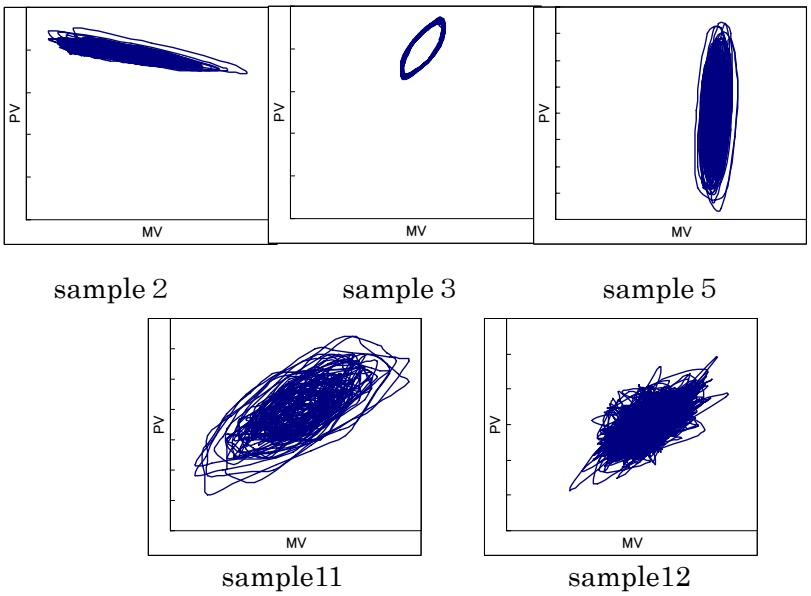


図 11. バイスペクトルが値を持たない sample の PY-MV 図

うにも感じられるが、きれいにマルを描いていない分布は結局歪んだ分布になるので、結局その分類をしているに過ぎないという見方もできる。

しかし、本来高次統計量が有効である理由として、出力の情報だけからそのシステムの非線形性が検出できるということがあるので、この点から考えると図 10 と図 11 のように分類できるということは、バイスペクトルが何らかの形で利用できる可能性があると考えられる。

4.2.4. これまでに発表された高次統計量の利用に関するものの検討

4.2.4.1. バイスペクトルの利用

バイスペクトルの利用に関しては、福井で 2003 年に行われた SICE Annual Conference で Xiaoyun Zang、John Howell らによって発表された“ Discrimination Between Bad Tuning and Non-linearity Induced Oscillations Through Bispectral Analysis”がある。ここでは、弁スティクションなどのバルブの非線形性は偶数倍の高調波を含むので、バイスペクトルが値を持ち、チューニング不良による非線形性はバイスペクトルが値を持たないので分類できるということが言われている。

これを今回の結果で検証してみると、実データによるものの結果では必ずしも分類ができるということは確認できなかったが、偶数倍の高調波を持つ信号はバイスペクトルが値を持つということは確認できた。

4.2.4.2. バイコヒーレンスの利用

バイコヒーレンスを利用した高次統計量による非線形性の検出については、2002 年 6 月の AdCONIP’ 02 で Shoukat Choudhury、Sirish Shah らによって“Detection and diagnosis of system nonlinearities using higher order statistics”が発表された。

そこで、バイコヒーレンスを用いた方法についてもシミュレーションを行ったが、バイコヒーレンスが非線形性の検出に利用できることは確認できなかった。

（バイコヒーレンス）

バイコヒーレンスは以下のように表される。

$$\left|bic(f_1, f_2)\right|^2 = \frac{E\left(\left|B(f_1, f_2)\right|\right)^2}{E\left(X(f_1 + f_2)\right)E\left(Y(f_1)\right)E\left(Z(f_2)\right)}$$

線形システムの持続振動である場合、そのバイスペクトルはゼロであるので、バイコヒーレンスの値はゼロとなる。これにより、システムが線形かどうかを評価することができるが、それはバイスペクトルによる評価と同じものである。実プラントでのデータでは、スペクトルが小さな値をとる周波数が存在する可能性が高く、バイスペクトルの算出値の信頼性が低くなる危険性が高い。また、バイコヒーレンスの物理的意味についても、解釈が難しい。そのため、本レポートでは、バイコヒーレンスの評価は用いなかった。

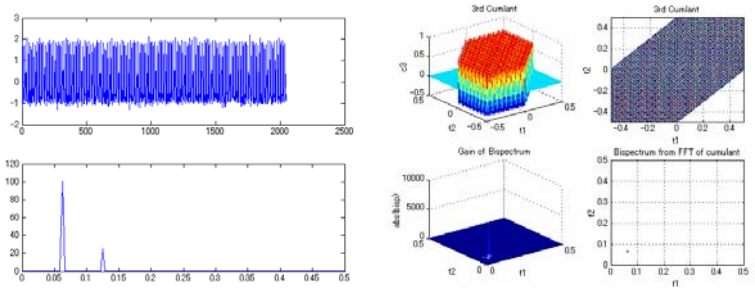
（バイコヒーレンスの検討）

図１のモデルで、正弦波を選択し、u^2のゲインを１にしてシミュレーションを行った。また Random Number 1 は平均ゼロ、標準偏差 0.01 の正規乱数とした。

Mean	Variance	Skewness	Kurtosis	data length	nfft
7.50E-17	0.999512	0.75188	-0.983692	2048	256

power spectrum		bispectrum		bicoherence	
max	f	max	(f1,f2)	max	(f1,f2)
1.57695	(0.0625)	0.3725596	(0.0625,0.0625)	241.1147	(0.066406,0.066406)

本来バイコヒーレンスの値は、０から１の値になるはずであるが、とても大きな値になってしまっている。これはバイコヒーレンスの計算において、スペクトルが値を持たない周波数を含む組ではゼロ割が起きてしまうためである。この計算の際にも、バイスペクトルが値を持っている（0.0625,0.0625）は 1.064166 というほぼ１の値をとっているのであるが、パワースペクトルの図を見るとゼロとなる周波数がほとんどであるため、ゼロ割が起きる可能性がとても高い。全てのスペクトルが値を持っていれば計算は可能であるが、このような指標を使うことは値の信頼性が低いため危険であるといえる。



左上：Original Data　　右上：3rd キュムラント

左下：パワースペクトル　　右下：バイスペクトル

図 12.

4.2.5. まとめ

今回、非線形性を検出するために、正規分布からの乖離と高調波成分の検出という２つの視点で検討を行った。その結果、どちらかが確認されれば非線形であるということはできるが、なかには非線形であってもどちらにも表れないこともあることがわかった。

高調波の検出では、奇数倍の成分の場合、バイスペクトルに表れないことが検証できたため、パワースペクトルで整数倍の周波数成分が存在するか否かを見て判断する方が非線形性を見つけられる場合もあるといえる。

高次統計量により非線形性を検出できる理由を整理し、シミュレーション、実データで、その検出能力を検証した。シミュレーションでは、Skewness（歪度）とバイスペクトルで、検出できる可能性があることを示したが、その検出が難しい例があることも示した。住友化学からのデータでは、MV-PV 図から、スティックがはっきり判断ｄきる Smaple1,Sample8 のデータでも、周波数ゼロのところにバイスペクトルが現れるだけで、非線形性の存在をそのデータから、結論付けることは、難しかった。高次統計量は、非線形性を検出する能力を有するとは、考えられるが、その計算結果から、非線形性を判断することは難しいと考えられる。

Appendix

A.1 高次統計量

A1.1. 中心モーメント

Xの値がx未満である確率を累積分布$\mathrm{Px}(x)$とし、累積分布がxに関して微分可能であるとき、$\mathrm{px}(x) := \frac{d}{dx}\mathrm{Px}(x)$を確率密度と呼ぶ。$x_1 < X < x_2$である確率は、確率密度関数を用いて、$\int_{x_1}^{x_2} \mathrm{px}(x)$と表される。

この確率変数 X の高次統計量は、確率分布関数$\mathrm{px}(x)$を用いて、以下のように定義される。

k次モーメント　$m_k = \int_{-\infty}^{\infty} x^k \,\mathrm{px}(x)$　　平均$\mu = \int_{-\infty}^{\infty} x\,\mathrm{px}(x)$は、一次モーメント

平均値からの偏りのモーメントは、**中心モーメント**とよばれ、

k 次モーメント　$C_k = \int_{-\infty}^{\infty} (x-\mu)^k \,\mathrm{px}(x)$　　分散$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x-\mu)^2 \,\mathrm{px}(x)$は、二次中心モーメントである。モーメントと中心モーメントの間には、以下のような関係が成立する。

$$C_2 = m_2 - m_1^{\,2} \qquad C_3 = m_3 - 3m_2m_1^{\,2} + 2m_1^{\,3} \qquad C_4 = m_4 - 4m_3m_1 + 6m_2m_1^{\,2} - 3m_1^{\,4}$$

C_3は偏り度(skewness)、C_4は偏平度(flatness)と呼ばれる。

A1.2. キュムラント

次に、この確率変数のさらに一般的な関数 h(X)について考える。

h(X)の期待値は、次のように表現できる。

$$E[h(X)] = \int_{-\infty}^{\infty} h(x)\,\mathrm{px}(x)dx$$

$h(x) = e^{sx}$として、その期待値をsの関数として、$\varphi(s) = E[e^{sX}]$と表現すると、

指数関数のマクローリン展開により

$$\begin{aligned} E[e^{sX}] &= E\left[1 + sX + \frac{1}{2!}(sX)^2 + \frac{1}{3!}(sX)^3 + \cdots\right] \\ &= E[1] + sE[sX] + \frac{1}{2!}s^2E[X^2] + \frac{1}{3!}s^3E[X^3] + \cdots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!}s^k m_k \end{aligned}$$

この関数をsでn階微分して、$s=0$を代入すると、

$$\left.\frac{d^n}{ds^n}E[e^{sX}]\right|_{s=0} = m_n$$

と、Xのn次モーメントが求められるので、この関数$\varphi(s)$をモーメント母関数とよぶ。

モーメント母関数を$\varphi(s)$と表し、その対数$\log\varphi(s)$をマクローリン展開すると、

$$\log\varphi(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{s^k}{k!}\frac{\partial^k}{\partial s^k}\log\varphi(s)\Big|_{s=0} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{c_k}{k!}s^k$$

となる。このc_kは、k次キュムラントと呼ばれ、$\log\varphi(s)$をキュムラント母関数とよぶ。

対数を微分すると、

$$\frac{1}{\varphi(s)}\frac{\partial}{\partial s}\varphi(s) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{c_k}{(k-1)!}s^{k-1}$$

となり、モーメント母関数を微分すると、そのモーメントとの関係より、

$$\frac{\partial}{\partial s}\varphi(s)=\sum_{k=1}^{\infty}\frac{m_k}{(k-1)!}s^{k-1}$$

と表現できるので、キュムラントとモーメントとの関係が次のように求められる。

$$\sum_{k=1}^{\infty}\frac{m_k}{(k-1)!}s^{k-1}=\sum_{k=1}^{\infty}\frac{c_k}{(k-1)!}s^{k-1}\sum_{k=0}^{\infty}\frac{m_k}{k!}s^{k}$$

より、

$$m_n=c_1m_{n-1}+\binom{n-1}{1}c_2m_{n-2}+\cdots+\binom{n-1}{n-2}c_{n-1}m_1+c_n$$

が求められる。この式より、

$$\begin{pmatrix}m_1\\m_2\\m_3\\m_4\\\vdots\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}1&0&0&0&\cdots\\m_1&1&0&0&\cdots\\m_2&2m_1&1&0&\cdots\\m_3&3m_2&3m_1&1&\cdots\\\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\ddots\end{pmatrix}\begin{pmatrix}c_1\\c_2\\c_3\\c_4\\\vdots\end{pmatrix}$$

$$\mathbf{m}=\mathbf{Ac}$$

が成り立つ。したがって、キュムラントは、

$$\mathbf{c}=\mathbf{A}^{-1}\mathbf{m}$$

としてモーメントによって表現できる。また、

$$\begin{pmatrix}c_1\\c_2\\c_3\\c_4\\\vdots\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}1&0&0&0&\cdots\\-c_1&1&0&0&\cdots\\-2c_2&-c_1&1&0&\cdots\\-3c_3&-3c_2&-c_1&1&\cdots\\\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\ddots\end{pmatrix}\begin{pmatrix}m_1\\m_2\\m_3\\m_4\\\vdots\end{pmatrix}$$

$$\mathbf{c}=\mathbf{Bm}$$

も成立するので、

$$\mathbf{m}=\mathbf{B}^{-1}\mathbf{c}$$

と、モーメントをキュムラントによって表現できる。

これらより、次の関係が導出され、**１次キュムラントは平均、２次と３次のキュムラントは、中心モーメントと一致する**。

$$c_1=m_1=\mu$$

$$c_2=m_2-{m_1}^2=C_2$$

$$c_3=m_3-3m_2m_1+2{m_1}^3=C_3$$

$$c_4=m_4-4m_3m_1-3{m_2}^2+12m_2{m_1}^2-6{m_1}^4$$

$$\vdots$$

$$m_1=c_1=\mu$$

$$m_2=c_2+{c_1}^2$$

$$m_3=c_3+3c_2c_1+{c_1}^3$$

$$m_4=c_4-3{c_2}^2+4c_3c_1+6c_2{c_1}^2+{c_1}^4$$

$$\vdots$$

A.1.3. 正規確率変数のモーメントとキュムラント

信号処理で用いられる最も重要な確率密度分布 $\mathrm{px}(x)$ は、正規分布であり、正規分布に従う確率変数を正規確率変数という。平均 μ 、分散 σ^2 の正規分布 $N(\mu,\sigma^2)$ は、

$$\mathrm{px}(x) = N(\mu,\sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

と表現でき、正規確率変数のモーメント母関数 $\varphi(s)$ とキュムラント母関数 $\log\varphi(s)$ は、それぞれ、次のように表現できる。

$$\varphi(s) = \exp\left(\mu s + \frac{\sigma^2}{2} s^2\right) \qquad \log\varphi(s) = \mu s + \frac{\sigma^2}{2} s^2$$

n 次キュムラントは、キュムラント母関数の n 階微分で得られるので、上式より、３次以上のキュムラントはゼロになることがわかる。また、正規確率変数の n 次中心モーメントは、平均 $\mu = 0$ のモーメント母関数 $\varphi(s)$ の n 階微分で得られるので、

$$C_n = \begin{cases} 0 & \text{n is odd} \\ 1\cdot 3\cdot 5\cdots(n-1)\sigma^n & \text{n is even} \end{cases}$$

A.2. 高次キュムラントとスペクトル

A2.1. フーリエ変換

三角関数 $e^{i\omega t} = \cos(\omega t) + i\sin(\omega t)$ の線形結合として、信号を表現するフーリエ変換は、次のように定義される。

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-i\omega t} dt$$

次の逆変換により、元の信号に戻すこともできる。

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega) e^{i\omega t} d\omega$$

A2.2. 高次キュムラントのスペクトル解析

$$S_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(t) y(t+\tau) dt \qquad \textbf{2 次相関}$$

$$\begin{aligned} P_{xy}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{xy}(\tau) e^{i\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x^*(t) y(t+\tau) e^{i\omega\tau} dt d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x^*(t) y(\nu) e^{i\omega t} e^{i\omega\nu} dt d\nu \\ &= X^*(\omega) Y(\omega) \end{aligned} \qquad \textbf{パワースペクトル}$$

$$c_{xyz}(\tau_1,\tau_2) = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(t) y(t+\tau_1) z(t+\tau_2) dt \qquad \textbf{3 次相関}$$

$$
\begin{aligned}
B_{xyz}(\omega_1,\omega_2) &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} c_{xyz}(\tau_1,\tau_2)e^{i\omega_1\tau_1}e^{i\omega_\tau\tau_2}d\tau_1 d\tau_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x^*(t)y(t+\tau_1)z(t+\tau_2)e^{i\omega_1\tau_1}e^{i\omega_\tau\tau_2}dtd\tau_1 d\tau_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x^*(t)y(\nu_1)z(\nu_2)e^{i\omega_1\nu_1}e^{i\omega_\tau\nu_2}e^{-i(\omega_1+\omega_2)t}dtd\nu_1 d\nu_2 \qquad \textbf{バイスペクトル} \\
&= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x^*(t)e^{-i(\omega_1+\omega_2)t}dt\cdot y(\nu_1)e^{i\omega_1\nu_1}d\nu_1\cdot z(\nu_2)e^{i\omega_\tau\nu_2}d\nu_2 \\
&= X^*(\omega_1+\omega_2)Y(\omega_1)Z(\omega_2)
\end{aligned}
$$

A.2.3. 離散フーリエ変換

$$\mathcal{F}(y)_f = Y(f) = \sum_{k=0}^{N-1} y(k)e^{-i2\pi\frac{f}{N}k} \qquad f = 0,\cdots,N-1$$

$$y(k) = \frac{1}{N}\sum_{f=0}^{N-1} Y(f)e^{i2\pi\frac{f}{N}k} \qquad k = 0,\cdots,N-1$$

Fast Fourier Transform で、フーリエ変換を行う場合、周波数ゼロから、*N*/2（ナイキスト周波数）までの周波数領域で計算され、計算結果は、各周波数成分の *N*/2 倍となる。

$$y(k) = \frac{2}{N}\sum_{f=0}^{\frac{N}{2}} Y(f)e^{i2\pi\frac{f}{N}k} \qquad k = 0,\cdots,N-1$$

たとえば、

$$
\begin{aligned}
y(k) =& a_1\cdot\cos(2\pi\frac{f_1}{N}k) + b_1\cdot\sin(2\pi\frac{f_1}{N}k) \\
&+ a_2\cdot\cos(2\pi\frac{f_2}{N}k) + b_2\cdot\sin(2\pi\frac{f_2}{N}k)
\end{aligned}
$$

の場合、

$$
\begin{aligned}
Y(f_1) &= \frac{N}{2}a_1 - i\frac{N}{2}b_1 \\
Y(f_2) &= \frac{N}{2}a_2 - i\frac{N}{2}b_2
\end{aligned}
$$

となる。

同じ信号から、サンプル間隔を変化させて、離散時間データを取り出した場合、同じ周期の成分でも、フーリエ変換により得られる数値は、総サンプル数により変化する。
サンプル間隔が同じで、フーリエ変換するサンプル数を変更したときにも、同様に、同じ周期の成分でも、フーリエ変換により得られる数値は、総サンプル数により変化する。

A2.4. 高次離散キュムラントの離散スペクトル

$$S_{xy}(n)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}x^{*}(k)y(k+n)$$ **2 次相関**

where $y(k)=y(N+k)$ y is cyclic.

$$\begin{aligned}P_{xy}(f)&=\sum_{n=0}^{N-1}S_{xy}(n)e^{\frac{-i2\pi fn}{N}}\\&=\sum_{n=0}^{N-1}\frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1}x^{*}(m)y(m+n)e^{\frac{-i2\pi fn}{N}}\\&=\frac{1}{N}\sum_{h=m}^{N+m-1}\sum_{m=0}^{N-1}x^{*}(m)y(h)e^{\frac{-i2\pi f(-m)}{N}}e^{\frac{-i2\pi fh}{N}}\\&=\frac{1}{N}X^{*}(f)Y(f)\end{aligned}$$ **パワースペクトル**

$$c_{xyz}(n_1,n_2)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}x^{*}(k)y(k+n_1)z(k+n_2)$$ **3 次相関**

$$\begin{aligned}B(f_1,f_2)&=\sum_{n_1=0}^{N-1}\sum_{n_1=0}^{N-1}c_{xyz}(n_1,n_2)e^{\frac{-i2\pi f_1n_1}{N}}e^{\frac{-i2\pi f_2n_2}{N}}\\&=\sum_{n_1=0}^{N-1}\sum_{n_1=0}^{N-1}\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}x^{*}(k)y(k+n_1)z(k+n_2)e^{\frac{-i2\pi f_1n_1}{N}}e^{\frac{-i2\pi f_2n_2}{N}}\\&=\frac{1}{N}\sum_{h_1=k}^{N+k-1}\sum_{n_1=k}^{N+k-1}\sum_{k=0}^{N-1}x^{*}(k)y(h_1)z(h_2)e^{\frac{-i2\pi f_1h_1}{N}}e^{\frac{-i2\pi f_2h_2}{N}}e^{\frac{-i2\pi(-f_1-f_2)k}{N}}\\&=\frac{1}{N}X^{*}(f_1+f_2)Y(f_1)Z(f_2)\end{aligned}$$ **バイスペクトル**

A.2.5. 畳み込み積分（convolution）

$$(\mathbf{x}*\mathbf{y})_n=\sum_{k=0}^{N-1}x(k)y(n-k)\qquad n=0,\cdots,N-1$$

where $y(-k)=y(N-k)$ y is cyclic.

$$\begin{aligned}\mathcal{F}(\mathbf{x}*\mathbf{y})_j&=\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{N-1}x(k)y(n-k)e^{\frac{-i2\pi jn}{N}}\qquad j=0,\cdots,N-1\\&=\sum_{l=-k}^{N-k-1}\sum_{k=0}^{N-1}x(k)e^{\frac{-2\pi jk}{N}}y(l)e^{\frac{-2\pi jl}{N}}\\&=\mathcal{F}(\mathbf{x})_j\mathcal{F}(\mathbf{y})_j\end{aligned}$$

第5章　調節弁固着現象のモデル化と検出

調節弁固着現象のモデル化とその検出手法についての解説と検証

執筆者

丸田　浩　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻
加納　学　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻
久下本　秀和　　住友化学工業(株)　生産技術センター
清水　佳子　　(株)東芝　火力開発技術部

5.1. はじめに

生産プラントの能力を最大限に引き出すためには，制御系の性能を高く維持する必要がある．しかし，プラントには非常に多数の制御ループが存在し，どの制御ループがプラント全体の運転効率向上へのボトルネックであるかを見極めることは難しい．このため，改善を必要とするコントローラを検出する目的で，各制御系の性能を評価できるシステマティックかつ実用的な手法の開発が望まれる．このような認識のもと，最小分散制御をベンチマークとする制御性能評価手法 [1] をはじめ，制御性能の評価と監視に関する研究が精力的に行われている [2, 3, 4].

しかし，制御不良の原因が必ずしもコントローラの調整不良にあるわけではない．例えば，操作端として広く利用されている調節弁の不具合も制御不良を引き起こす主な要因の１つである．実プラントで観察される調節弁の不具合としては，弁の不適切なサイズ選択や固着などが挙げられる．このような不具合が存在すると，制御量が周期振動するなど，制御性能が悪くなり，生産効率が低下する．したがって，性能の悪い制御ループを検出するだけでなく，その原因が調節弁の不具合にあるのか，あるいはコントローラの調整不良にあるのかを識別できる手法が必要である．

そこで本研究では，プラント運転データを利用して調節弁の固着を検出する方法を開発する．これまでにもプラント運転データを利用した固着検出法に関する研究がいくつか報告されている [5, 6]. しかし，いずれも弁開度あるいは制御量の分布のみに着目した手法であり，利用する運転データによっては誤検出が多い，固着の有無を判定するのが難しいなどの欠点がある．また，いずれの手法も固着の程度を定量化できない．そこで本研究では，はじめに調節弁に固着が発生するメカニズムについて考察し，固着現象を表現するためのモデルを構築する．ただし，提案するモデルは，物理現象を詳細かつ忠実に数式化したものではなく，少ないパラメータを用いて固着発生時の調節弁の挙動，特にコントローラ出力と弁開度との関係を再現するためのモデルである．このようなモデルを利用したシミュレーションを実施することによって，固着が制御系に与える影響を容易に確認できる．次に，得られたモデルに基づいて，新しい調節弁固着検出法を開発する．本報で提案する固着検出法は，高い精度で固着の有無を判定できるのみならず，固着の程度を定量化できるという優れた特徴を有する．様々な状況を想定して生成したシミュレーションデータ，及び住友化学工業の複数のプラントから取得した運転データを用いて，既存手法と提案する調節弁固着検出法を比較し，提案法の実用性を評価する．

5.2. 調節弁固着現象のモデル化

本研究では，プロセス産業において広く利用されている空気圧式調節弁を対象とする．これまでに提案されている調節弁固着現象モデルとしては，物理現象をできるだけ正確に数式化することを目指した詳細モデル [7]，及びコントローラ出力と弁開度の関係を表現することを目指した簡易モデル [8] がある．詳細モデルは多くの物理パラメータを含むため，現実の調節弁の挙動を再現するために多大な労力を要する．また，計算負荷を低減するためには，詳細モデルを単純化して利用する必要があるとも指摘されている．実際，調節弁をモデル化する際に，個々の調節弁について，すべてのパラメータを調査するのは非現実的である．固着現象が制御系に及ぼす影響を把握し，固着検出法を開発するという観点からは，このような詳細モデルは必要でないため，本研究では，できるだけ少数のパラメータによって固着発生時の調節弁の挙動を高い精度で再現できるモデルを構築する．

5.2.1. 調節弁の構造と固着現象

一般的な空気圧式調節弁の構造を図 1 に示す．この調節弁では，プラグを上下させることによって流量を調

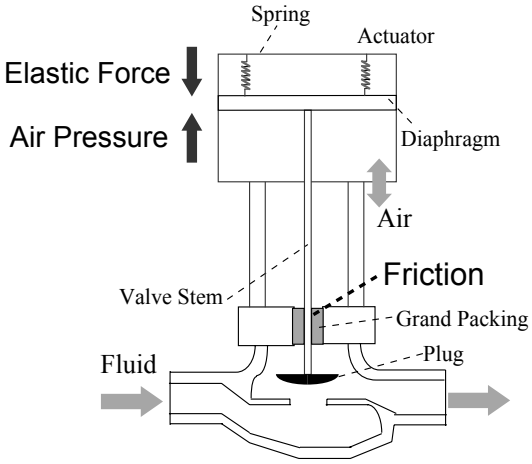


図 1: 空気圧式調節弁の構造

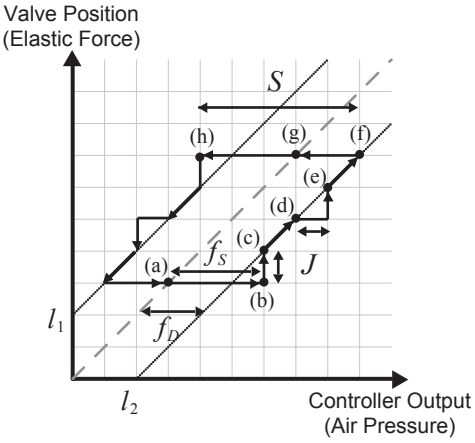


図 2: 固着発生時におけるコントローラ出力と弁開度の関係

節する．プラグの駆動にはアクチュエータを利用し，ステム（弁軸）を介して，空気圧とスプリングの弾性力のバランスに応じてプラグが動くようになっている．ステムにはグランドパッキンと呼ばれる流体漏洩防止用シール材が巻かれているため，ステムの運動には常に強い摩擦力が伴う．グランドパッキンの過度な締め付けや流体の漏出と固化などによって，この摩擦力が規定値以上になると，ステムの滑らかな動作が阻害される．これが固着現象である．固着が発生すると，コントローラ出力の変化が小さな場合には静止摩擦のために弁開度が変化せず，最大静止摩擦力以上の力が加えられた時点で急激に弁開度が変化するようになる．この現象はスティックスリップ現象と呼ばれ，プラント運転を乱す要因となる．

5.2.2. 固着現象のモデル化

空気圧式調節弁では，コントローラ出力に応じて空気圧が変化し，弁開度に応じてスプリングの弾性力が変化することから，固着発生時のコントローラ出力と弁開度の関係を表現するためには，空気圧，弾性力，摩擦力の３つの力の釣り合いについて検討すればよい．これらの力の釣り合いに基づいて，固着発生時のコントローラ出力と弁開度の関係を図示すると図２のようになると考えられる．破線はスプリングの弾性力と空気圧が釣り合っている状態を表しており，ステムに摩擦がかからない理想的な状況では，コントローラ出力と弁開度は常にこの破線上で変化する．

ステムに摩擦が発生するとこの理想的な関係は崩れる．例えば，弾性力と空気圧が釣り合う点 (a) において調節弁が静止している場合，さらにコントローラ出力（空気圧）を増加させても静止摩擦により弁開度は変化しない．調節弁が動き始めるのは，空気圧と弾性力の差が最大静止摩擦力 f_S を超える点 (b) においてである．点 (b) で調節弁が動き出すと，ステムにかかる摩擦力は f_S から動摩擦力 f_D へと変わるため，

$$J \quad = \quad f_S - f_D \tag{1}$$

に対応する分だけすべりが生じ，点 (c) まで移動する．それ以降，調節弁が動いている間は，空気圧と弾性力の差が f_D に等しくなるため，コントローラ出力と弁開度は破線から f_D だけずれた直線 l_2 上で変化する．続いて，点 (d) で調節弁が静止すると，ステムにかかる動摩擦が静止摩擦に変わる．点 (d) での空気圧と弾性力の差は f_D であるため，さらに J だけ空気圧が高くなれば，最大静止摩擦力を超えて再びすべりが生じ，点 (e) へと移動する．

点 (f) で弁開度を小さくするようコントローラが指示すると，空気圧は次第に減少していく．このとき，調節弁は一旦静止する．点 (g) で弾性力と空気圧は釣り合い，さらに空気圧が低下すると，弾性力と逆の方向に静止摩擦力が発生し，弾性力と空気圧の差が最大静止摩擦力 f_S を超えるまで弁開度は変化しない．点 (h) は点 (b) とちょうど反対の状況にあり，さらに空気圧が低下すると，すべりが発生する．点 (f) で調節弁が静止してから点 (h) で調節弁が動き始めるまでの空気圧の変化範囲は，最大静止摩擦力と動摩擦力の和

$$S \quad = \quad f_S + f_D \tag{2}$$

で与えられる．調節弁を開ける場合と閉じる場合では摩擦力の働く方向が逆になるため，弁開度が小さくなるとき，コントローラ出力と弁開度は直線 l_1 上で変化する．

上記の挙動を表現する調節弁固着現象モデルのフローチャートを図 3 に示す．このモデルはコントローラ出力 u を入力，弁開度 y を出力とするモデルである．ただし，コントローラ出力は弁開度に対応する 0% から 100% のレンジに変換してある．最初の 2 つの条件分岐により，上下限制約を満たすようにコントローラ出力を置き換える．

提案したモデルでは，調節弁が動作状態から静止状態に変化した時点でのコントローラ出力 u_S を基準として，固着現象を表現する．そこで，コントローラ出力の後退差分 $\Delta u(t)$ を計算し，調節弁が動作状態（$stp = 0$）にあり，かつ調節弁が静止する状態をコントローラが指示した場合（$\Delta u(t)\Delta u(t-1) \leq 0$）に，$u_S$ を更新する．また，この更新と同時に，制御弁の状態を静止状態（$stp = 1$）に変化させる．その他の場合，u_S と stp は共に変更されない．

次に，調節弁が動作状態（$stp = 0$）にあるかどうかを判定し，動作状態になければ続く 2 つの条件分岐に進む．これらの条件分岐では，静止摩擦を振り切るだけのコントローラ出力が与えられているかどうかを判定する．ここで，変数 d は動摩擦が働いている方向を表し，$d = 1$ は空気圧を打ち消す方向，$d = -1$ はその逆方向を表す．1 つ目の条件は動作方向が反転して静止摩擦を振り切る場合（図 2 の点 (b),(h) に対応）であり，コントローラ出力は S 以上変化する必要がある．このとき，動作方向が反転するため，d の符号を変えなければならない．2 つ目の条件はそのままの動作方向で静止摩擦を振り切る場合であり，コントローラ出力は J 以上変化する必要がある．いずれかの条件を満たして静止摩擦を振り切る場合，あるいは元々調節弁が動作状態にある場合には，コントローラ出力 $u(t)$ から動摩擦力 f_D に相当するだけのバイアスがかかった弁開度 $y(t)$ を出力し，$stp = 0$ として調節弁が動作状態にあることを記録する．ここで，(1), (2) 式より，

$$y(t) \quad = \quad u(t) - d\, f_D = u(t) - \frac{d(S-J)}{2} \tag{3}$$

となる．一方，調節弁が静止し続ける場合は，現時刻の弁開度 $y(t)$ として前の時刻の弁開度 $y(t-1)$ を与える．

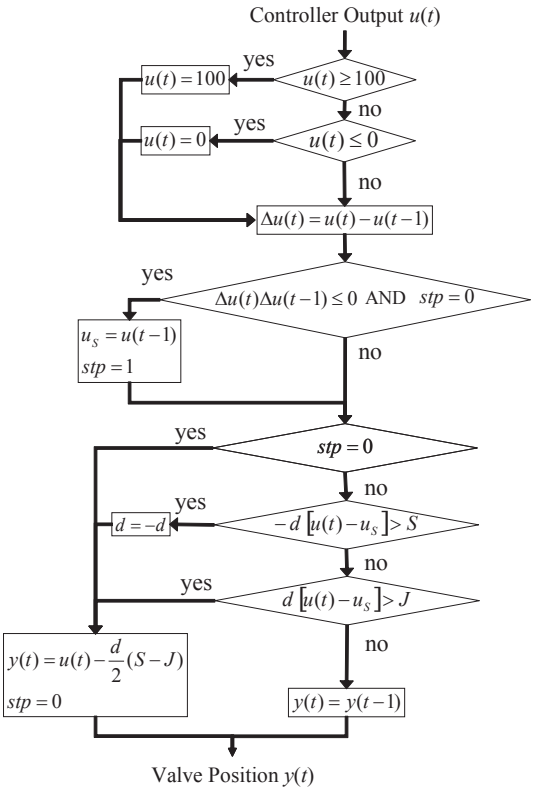


図 3: 調節弁固着モデルのフローチャート

ここで，固着が発生している化学プラントの運転データを用いて，提案する調節弁固着現象モデルの妥当性を検証する．実際に測定されたコントローラ出力からモデルを用いて弁開度を計算し，流量の動特性が 1 次遅れモデル

$$P_F(s) = \frac{1}{0.2s + 1} \tag{4}$$

で表現できると仮定して，流量の推定値を求める．平均 0，分散 1 に正規化されたコントローラ出力と流量の実測値及び流量推定値を図 4 に示す．実プラントの流量測定値と調節弁固着現象モデルを用いて計算した流量推定値はほぼ同じ挙動を示しており，提案するモデルによって実プラントで発生する調節弁固着現象を表現できることがわかる．なお，(4) 式の伝達関数中のパラメータには，化学プロセスにおいて観察される典型的な値 [9] を用いた．

この調節弁固着現象モデルは，弾性力，空気圧，摩擦力の釣り合いに基づくものであり，わずか 2 つのパラ

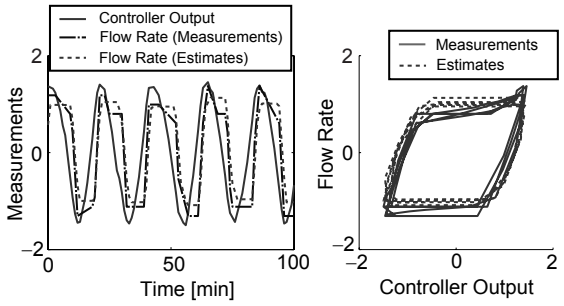


図 4: 流量実測値と推定値の比較による調節弁固着モデルの検証

メータ S, J によって，調節弁の動作原理と固着のメカニズムを的確に捉え，調節弁の挙動を再現することができる．実際，$S = J = 0$ とすれば弁開度がコントローラ出力に応じて理想的に動作する状態を表すなど，2つのパラメータを調整することによって，固着やすべりの有無など様々な状況を容易にシミュレートすることができる．また，このモデルは，これまでに提案されている簡易モデル [8] と比較して，次のような優れた特徴を有する．1) 従来型簡易モデルでは，調節弁が静止しているか否かに関わらず，コントローラ出力の後退差分の符号が変化した時点で u_S を変化させてしまうため，コントローラ出力が確率論的に変化する場合に，固着現象を正しく表現できないという問題がある．一方，提案モデルでは，変数 stp を導入することにより，固着発生時のコントローラ出力 u_S を適切なタイミングで，すなわち固着が発生した時点でのみ更新できる．この結果，コントローラ出力の変化の仕方によらず，固着現象を正しく表現できる．2) 従来型簡易モデルでは，一度バルブが停止すると，次の動作方向に関わらず S だけ固着が発生する．一方，提案モデルでは，調節弁が静止している間も動摩擦力に対応するだけの空気圧あるいは弾性力が働くことを考慮しているため，調節弁の動作方向に応じて，固着の大きさを適切に切り替えることができる．具体的には，調節弁の動作方向が反転する場合には S だけ固着し，静止後同一方向に動く場合には J だけ固着するようなモデルとなっている．

5.3. 固着検出法

本節では，運転データから固着を検出する 2 つの新しい方法を説明し，続いて既存手法を簡単に紹介する．なお，提案法はいずれも固着を検出できるだけでなく，固着の程度を定量化できるという従来法にはない利点を有する．

5.3.1. 固着モデルに基づく検出法

図 2 に示したコントローラ出力と弁開度の関係について，固着が発生した場合に，以下のような特徴が現れる．

1. コントローラ出力が変化しているにもかかわらず，弁開度が変化しない区間が存在する．この区間が長いほど固着の影響は大きい．
2. すべり J を無視すると，コントローラ出力と弁開度の関係は平行四辺形のようになる．この平行四辺形の幅が小さく直線に近くなるほど固着の影響は小さい．

この 2 つの特徴に基づいて，運転データから固着を検出する手法を考案した．以下では，特徴 1 に基づく手法を A 法，特徴 2 に基づく手法を B 法と呼ぶ．なお，以下ではコントローラ出力と弁開度の測定値を利用するという前提で各手法の説明を行っているが，現実には弁開度測定値が利用できないことが多い．そのような場合には，弁開度の代わりに流量測定値を利用する．

A 法では，コントローラ出力が変化している状態と弁開度が変化していない状態を運転データから判別しなければならない．そこで，コントローラ出力が変化している状態を，コントローラ出力の変動範囲がある閾値以上である状態とする．一方，弁開度が変化していない状態を，弁開度の変化速度がある閾値以下であり，かつ弁開度の動作範囲がある閾値以下である状態とする．この定義に基づいて，以下のような固着検出法（A 法）を提案する．

1. 弁開度 y とコントローラ出力 u を測定する．
2. $y(t)$ の後退差分 $\Delta y(t)$ を求める．

$$\Delta y(t) \quad = \quad y(t) - y(t-1) \tag{5}$$

3. $\Delta y(t)$ が次の条件を満たす時刻 t を求める．

$$|\Delta y(t)| < \varepsilon \tag{6}$$

ここで，ε は閾値である．

4. 求めた時刻の中から，連続して (6) 式を満たす時間帯を検出する．
5. 該当する各時間帯において，u の最大値と最小値の差を計算し，$\tilde{u}$ とおく．同様に y の最大値と最小値の差も計算し，$\tilde{y}$ とおく．
6. $\tilde{u}$ の閾値 ε_1 と $\tilde{y}$ の閾値 ε_2 を設定し，$\tilde{u} \geq \varepsilon_1$ かつ $\tilde{y} \leq \varepsilon_2$ ならば，その時間帯で固着が発生しているとみなす．そうでない場合は，その時間帯で固着は発生していないとみなす．
7. 固着検出に使用したデータ全体の期間に対する，固着が発生している時間帯の割合 ρ を求める．また，固着が発生している時間帯での $\tilde{u}$ を求め，その平均値 σ を求める．

この規格化した指標 ρ が 1 に近いほど，固着が発生している可能性が高い．逆に，指標 ρ が 0 であれば，固着は発生していないと判断できる．さらに，σ が固着の程度を定量化した指標である．σ としては，$\tilde{u}$ の最大値や平均値などいくつかの候補が考えられるが，それぞれ一長一短がある．最大値では異常値を採用する恐れがあり，平均値では固着幅よりも小さな $\tilde{u}$ の影響を受けて，固着の程度を実際よりも小さく見積もってしまう恐れがある．ただし，実用上はいずれを採用しても大差はないと思われる．なお，定常状態では固着の有無にかかわらず $\rho=0$ となり，固着の有無を判断することはできない．しかし，固着検出法は，制御性能監視システムによって制御性能が悪いと判断された場合に，その原因を特定する目的で利用されるため，制御性能が悪いと判断されえない定常状態に対して固着検出法が適用されることはなく，実用上問題とはならない．

一方，B 法では，コントローラ出力 u と弁開度 y の関係をプロットすると，固着が発生している場合にはその形状が平行四辺形のように，固着が発生していない場合には直線になることを利用する．このような形状の違いを捉えるために，次式で表される関数 F を導入する．

$$F(t) = \max\{\min\{F(t-1)+\Delta u(t), F_{max}\}, 0\} \tag{7}$$

$$F(0) = F_0 \tag{8}$$

関数 F は，図 2 において，同一の弁開度におけるコントローラ出力 u と直線 l_1 上の値との差を表す．したがって，$u-F$ は測定点を直線 l_2 から直線 l_1 へ向かって横軸と平行に F だけ移動させることに対応し，$u-F$ は弁開度 y と強い相関を持つと考えられる．なお，F の最大値 F_{max} は直線 l_1 と直線 l_2 間の距離，すなわち前節で示した調節弁固着現象モデルにおける $S-J$ に相当し，この値が大きければ固着が発生していると判断できる．現実のプラントでは，S に比べて J は小さく，F_{max} は S に近い値になると思われる．ここで，運転データから F_{max} を求めるために，$u-F$ と y の相関係数 r が最大となるように，関数 F のパラメータ F_{max} と初期値 F_0 を決定する問題を考える．以上より，相関係数 r が 1 に近いことを確認した上で，運転データから求めたパラメータ F_{max} が大きい場合に固着が発生していると判断できる．この固着検出法が B 法である．相関係数 r が小さい場合には，固着現象モデルが運転データを良く表現できていないため，F_{max} を指標として固着の有無を判断できないことに注意する必要がある．

なお，A 法および B 法の最大の長所は，指標 σ または F_{max} によって固着の程度を定量化できることである．これまでに提案されている固着検出法では，固着の有無を判断できたとしても，固着の程度を定量化することはできない．

5.3.2. 既存の手法

次節で提案法と既存法の比較を行うため，綛田らが提案した固着検出法 [5] と Horch が提案した固着検出法 [6] を簡単に説明する．

綛田らは固着により制御量が振動している状況下では，固着発生時に弁軸速度（弁開度の変化速度に相当する）v が 0 になることに着目し，弁軸速度分布を

$$p(v) = \frac{1}{S(a)} \exp\left\{ -\left| \frac{v^{\frac{1}{a}}}{\lambda(a)} \right| \right\} \tag{9}$$

と仮定している．ここで，a は形状パラメータで正の値をとり，$\overline{|v|}$ を弁軸速度の平均的大きさとして，

$$S(a) = 2a\lambda(a)^a \Gamma(a) \tag{10}$$

$$\lambda(a) = \left\{ \overline{|v|} \left[\frac{\Gamma(a)}{\Gamma(2a)} \right] \right\}^{\frac{1}{a}} \tag{11}$$

$$\Gamma(a) = \int_0^\infty e^{-t} t^{a-1} dt \tag{12}$$

としている．ただし，この弁軸速度分布の妥当性については説明がなく，運転データによる検証も行われていないため，その妥当性は不明である．

ここで，弁軸速度の二乗平均平方根 $\sqrt{\overline{v^2}}$ と平均的大きさ $\overline{|v|}$ の比 ξ を固着検出指標として導入する．

$$\xi \equiv \frac{\sqrt{\overline{v^2}}}{\overline{|v|}} = \frac{\sqrt{\Gamma(a)\Gamma(3a)}}{\Gamma(2a)} \tag{13}$$

ξ は形状パラメータ a に関して単調増加であり，その下限値は 1 である．弁軸速度分布 $p(v)$ は a が大きくなるほど 0 付近で大きなピークを持つため，ξ が大きいほど固着が起きている可能性が高く，1 に近ければ固着は発生していないと判断できる．

一方，Horch は制御量が定常的に周期振動している状態を想定して，制御量の振動波形に注目した手法を提案している．具体的には，調整不良などの場合には制御量の波形が正弦波となるのに対し，固着発生時には制御量の波形が矩形波あるいは三角波になるとしている．したがって，固着発生時には，制御量を 1 階微分あるいは 2 階微分した変数 x はスパイク状信号となり，そうでないときは正弦波のままとなる．Horch は，測定ノイズを考慮してスパイク状信号の確率密度分布 p_1 及び正弦波の確率密度分布 p_2 をそれぞれ

$$p_1(x, \sigma_1) = \begin{cases} (1-\varepsilon_H)\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left\{ -\frac{x^2}{2\sigma_1^2} \right\} \\ \qquad (|x| > A_1 \text{のとき}) \\ (1-\varepsilon_H)\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left\{ -\frac{x^2}{2\sigma_1^2} \right\} + \frac{\varepsilon_H}{2A_1} \\ \qquad (|x| \leq A_1 \text{のとき}) \end{cases} \tag{14}$$

$$p_2(x, \sigma_2) = \frac{1}{\sigma_2\sqrt{2\pi^3}} \int_{-A_2}^{A_2} \frac{\exp\left\{ -\frac{(x-y)^2}{2\sigma_2^2} \right\}}{\sqrt{A_2^2 - y^2}} \mathrm{d}y \tag{15}$$

と仮定している．A_1 はスパイクの大きさ，A_2 は正弦波の振幅である．ε_H は重み係数で，0 から 0.3 程度でよいとされる．制御量の時系列データを k クラスの頻度分布で表現し，それを確率密度分布に換算した $p(x_i)(i = 1, 2, \cdots, k)$ と確率密度分布 $p_j\,(j = 1, 2)$ の平均二乗誤差

$$\mathrm{MSE}_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k} \{ p_j(x_i, \sigma_j) - p(x_i) \}^2 \tag{16}$$

が最小となるように測定ノイズの標準偏差 σ_j を決定する．このとき，$\mathrm{MSE}_1 < \mathrm{MSE}_2$ ならば，すなわち信号が正弦波よりもスパイク波形に近ければ，固着が発生していると判断する．

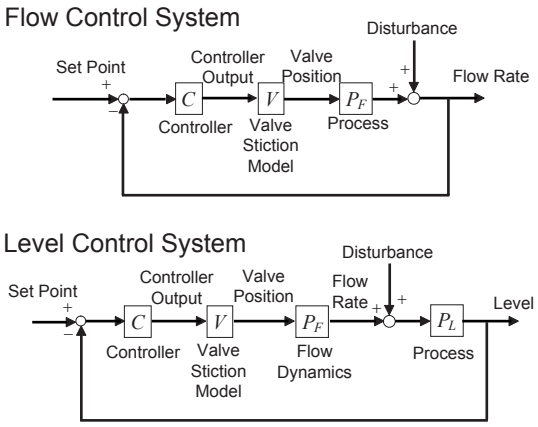


図 5: 制御系のブロック線図

表 1: 制御パラメータの設定

	Propotional Gain	Integral Time [min]
Flow Control	0.5	0.3
Level Control	3	30

5.4. 固着検出法の検証

本節では，提案した 2 種類の固着検出法と既存手法の比較結果を示す．まず，5.2. 節で示した固着現象モデルを用いて発生させたシミュレーションデータを利用して検証を行った結果を，次に，住友化学工業で採取したプラント運転データを使用して検証を行った結果を示す.

5.4.1. シミュレーションによる検証

対象とする制御系は流量制御系及び液位制御系である．制御系のブロック線図を図 5 に示す．また，プロセス動特性は

$$\text{流量制御系：} P_F(s) = \frac{1}{0.2s+1} \tag{17}$$

$$\text{液位制御系：} P_L(s) = \frac{1}{15s}e^{-s} \tag{18}$$

とする．時間の単位は min である．なお，液位制御系においても監視用の流量計が設置されているとし，弁開度から流量への動特性は (17) 式で与えられるとする．

流量制御及び液位制御には PI コントローラを利用し，設定値は 0 で一定とし，流量に対して外乱を加えた．なお，制御パラメータは表 1 に示す通りである．また，固着モデルのパラメータは表 2 のように設定する．

以上のような条件を与えて，シミュレーションを行った．データのサンプリングは 3 秒周期で行い，1500 分の長さのデータを発生させた．このときのシミュレーションデータの一部を流量制御，液位制御の順に図 6, 図 7 に示す.

固着現象の特徴を捉えるには 2 周期以上あれば十分であると考え，流量制御では 1 分から 150 分の間を 0.5 分間隔に間引いたデータ，液位制御では 250 分から 1000 分の間を 2.5 分間隔に間引いたデータに各固着検出法を適用した．この場合，サンプル数は 300 点となる．また，各固着検出法を適用する際の設定は以下の通りで

表 2: 調節弁固着モデルのパラメータ設定

	S[%]	J[%]
Case 1 (No Stiction)	0	0
Case 2 (Weak Stiction)	1	0.3
Case 3 (Strong Stiction)	5	1

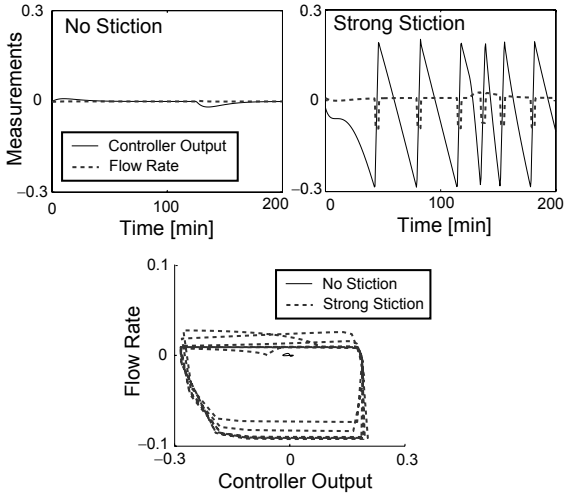


図 6: 流量制御系のシミュレーション結果

ある．各手法に共通の設定として，データを平均 0，分散 1 に正規化する．A 法については，すべてのケースで $\varepsilon = 0.1$，$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.5$ とする．Horch の手法における係数 ε_H は 0.1 とする．

以上の条件のもとで，シミュレーションデータに固着検出法を適用した結果を表 3 に示す．LC-F は検出にコントローラ出力と流量を用いた場合であり，LC-L はコントローラ出力と液位高さを用いた場合である．各手法の計算時間は，パーソナルコンピュータ（Intel® Pentium® 4，2GHz）上で MATLAB® 6.5 を用いて計算した結果，全ケースの平均で A 法が 0.07 秒，B 法が 1.12 秒，綛田らの手法が 0.06 秒，Horch の手法が 79 秒であった．Horch の手法の計算負荷の高さが際立っている．

はじめに FC の結果について，A 法では，固着がない場合に指標 ρ は 0 となり，固着が発生すると 0 ではない有意な値をとる．すなわち，A 法によって固着は検出できている．さらに，指標 σ は表 2 における S に概ね対応しており，固着の程度を定量化できていることも確認できる．σ が S よりも小さな値となっているのは，σ として平均値を採用したためと考えられる．実際，最大値を採用した場合には，$\sigma = 0.00, 0.92, 4.66$ となり，より S に近づく．一方，B 法は固着検出に失敗している．これは，図 6 において，コントローラ出力と流量をプロットしたときに B 法で前提とした平行四辺形が観測されないためである．実際，相関係数 r は非常に小さな値になっており，前提が成り立っていないことが確認できる．綛田らの手法における指標 ξ は，固着が発生していない場合の方が発生している場合よりも高い値となっている．これは，プラントが安定して運転されている状態では長期間にわたって弁開度が一定となるためである．つまり，流量あるいは弁開度の情報しか使用しない綛田らの手法では，安定した運転状態と固着を判別できない．Horch の手法では固着の有無に関わらず，すべてのケースで固着が発生しているという結果が出ている．これは制御量が定常的に周期振動をしていないためであると考えられる．ちなみに，このとき，いずれのケースにおいても，$\mathrm{MSE}_1 = 0.02 \sim 0.04$，$\mathrm{MSE}_2 = 0.22 \sim 0.24$ であった．

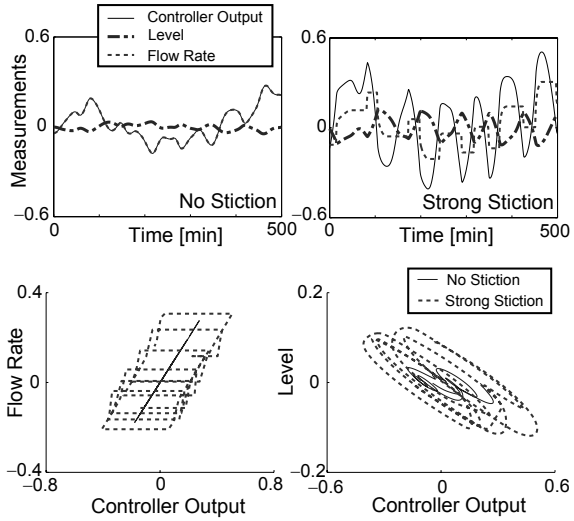


図 7: 液位制御系のシミュレーション結果

次に LC-F の結果を見ると，A 法では明確に固着が検出できており，σ は表 2 中の S と良い一致を示している．B 法では，相関係数 r がほぼ 1 であることから，指標 F_{max} を用いて固着の強さを判断できる．固着がない場合には 0.00 であり，固着が強くなるにつれて F_{max} は大きくなっていることから，固着を検出できている．さらに，F_{max} を表 2 に示した設定パラメータと比較すると，すべてのケースにおいて，ほぼ正確に $S-J$ を推定できていることがわかる．以上より，A 法及び B 法は単に固着を検出できるだけでなく，固着の強さをも求められる手法である．綛田らの手法においても，固着が強くなるにしたがって指標 ξ が大きくなっており，固着を検出できているが，固着の強さを定量化することはできない．一方，Horch の手法では，固着の有無に関わらず，いずれのケースでも固着が発生しているという結果となった．

最後に LC-L の結果を見ると，いずれの手法でも固着を正しく検出できていない．したがって，A 法，B 法，綛田らの方法では，弁開度あるいは流量の測定データを利用することが固着検出のための前提であり，遅れの影響が大きい液位高さのような測定データを用いては固着を正しく検出できないことがわかる．また，Horch の手法では周期振動していないために固着の検出に失敗している．

Horch の手法に限らず，これまでに提案されている固着検出法は，固着発生時に制御量が周期振動することを前提としている．ところが，本節のシミュレーション結果及び後述する実プラント運転データによる検証結果から明らかなように，固着発生時に制御量は必ずしも綺麗な周期振動を示すわけではない．実プラントでは，運転条件が頻繁に変更される場合もあり，周期振動が観測されない場合にも対応できる固着検出法が必要である．そして，提案法はこの要求に応えうる優れた手法である．

5.4.2. 実プラント運転データによる検証

次に，実プラント運転データに対して固着検出法を適用した結果を示す．測定された 4 種類のプラントデータを正規化したものを図 8 に示す．ケース 1 は液位制御データで，調節弁に固着が見られる．ケース 2 は流量制御データで，同様に調節弁に固着が見られる．ケース 3 は液位制御データで，コントローラの調整不良により制御量が振動している．ケース 4 は流量制御データで，外乱の混入が見られるデータである．いずれのデータも 1 分周期で保存されており，全体で 1 日分のデータがある．ただし，ケース 1 及び 3 では振動周期が短いため，720 分から 1080 分の範囲を拡大して図示している．1 日分すべての正規化済みの測定データに各検出法を適用した結果を表 4 に示す．なお，固着検出法の設定はシミュレーションデータに適用したときと同じで

表 3: 固着検出法の適用結果（シミュレーションデータ 300 サンプル）

	A		B		Kaseda	Horch
	ρ	σ	F_{max}	r	ξ	Stiction
Flow Control (FC)						
Case 1	0.00	0.00	0.00	0.03	3.99	Yes
Case 2	0.77	0.60	0.00	0.18	2.03	Yes
Case 3	0.83	3.50	0.00	0.11	3.68	Yes
Level Control - F (LC-F)						
Case 1	0.00	0.00	0.00	1.00	1.19	Yes
Case 2	0.56	0.83	0.74	1.00	1.79	Yes
Case 3	0.79	4.54	4.20	0.99	2.99	Yes
Level Control - L (LC-L)						
Case 1	0.05	0.54	0.00	0.53	1.17	Yes
Case 2	0.02	0.68	0.00	0.65	1.25	Yes
Case 3	0.00	0.00	0.00	0.82	1.18	Yes

表 4: 固着検出法の適用結果（プラント運転データ 1440 サンプル）

		A		B		Kaseda	Horch		
Case		ρ	σ	F_{max}	r	ξ	MSE_1	MSE_2	Stiction
1	LC, stiction	0.50	1.72	2.12	0.98	1.80	0.24	0.56	Yes
2	FC, stiction	0.31	1.21	1.92	0.97	1.81	33	194	Yes
3	LC, bad tuning	0.13	0.89	0.17	0.95	1.32	0.03	0.78	Yes
4	FC, disturbance	0.03	0.80	0.00	0.13	1.55	0.00	0.03	Yes

ある.

ケース 1 及び 2 ではすべての手法で検出ができている．ケース 3 では固着は発生していないが，Horch の手法は固着と誤診している．A 法の指標 ρ は 0 ではないが，固着発生時に比べれば十分に小さな値をとる．B 法の指標 F_{max} も小さな値をとり，固着はないと判断できる．綛田らの方法も同様である．ケース 4 では，外乱が発生しているとき以外はプラントは安定した状態にあり，流量測定値の頻度分布を求めると正規分布に近い形状であった．このため，Horch の手法は固着が発生したと誤診している．綛田らの手法における指標 ξ の値がケース 3 に比べて大きく，固着がないと断定するのが難しい結果となっているのも，プラントが安定して運転されているためであると考えられる．一方，A 法では，指標 $\rho = 0.03$ は極めて小さな値であり，固着はないと結論づけられる．また，$F_{max} = 0$ であるため，B 法でも固着がないと判断できるように見えるが，相関係数 r が小さく，結果の信頼性が低い.

次に，使用するサンプル数が固着検出性能にどのような影響を与えるかについて検討する．少ないデータで固着検出ができるならば，計算時間の節約につながるだけでなく，オンラインでの固着検出にも利用できる可能性がある．そこで，1000 分から 1100 分までの 100 点のデータに対して各検出法を適用した結果を表 5 に示す.

ケース 1，3，4 においては，いずれの手法でも 1440 点全部を用いた場合と大差ない結果が得られた．一方，

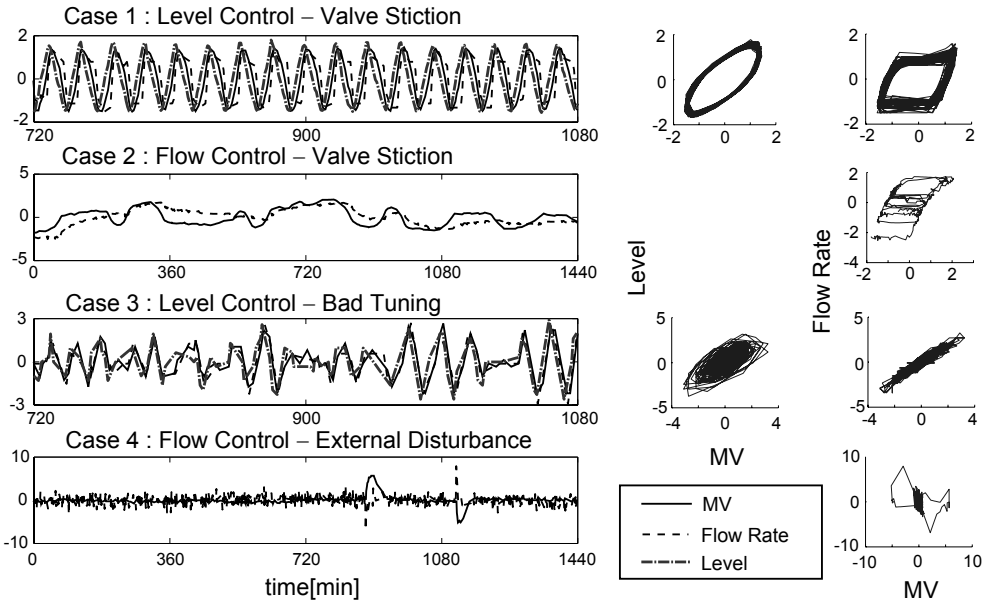


図 8: プラント運転データ

表 5: 固着検出法の適用結果（プラント運転データ 100 サンプル）

		A		B		Kaseda	Horch		
Case		ρ	σ	F_{max}	r	ξ	MSE_1	MSE_2	Stiction
1	LC, stiction	0.55	1.77	2.06	0.98	1.80	0.20	0.52	Yes
2	FC, stiction	0.28	1.02	0.00	0.31	1.81	2.01×10^3	1.70×10^4	Yes
3	LC, bad tuning	0.00	0.00	0.00	0.98	1.19	0.45	0.79	Yes
4	FC, disturbance	0.00	0.00	0.00	0.34	1.41	0.00	0.04	Yes

ケース 2 では，B 法によって固着現象が検出されていない．これは，データが少ないために，コントローラ出力と流量をプロットした際に固着の特徴である平行四辺形が観察されなかったためであると考えられる．つまり，他の手法と比較して，B 法はより多くのデータを必要とする．

5.5. おわりに

本報では，調節弁固着現象のモデル化を行った．また，作成したモデルを基に 2 種類の固着検出法を提案し，既存手法との比較を行った．

Horch の手法など定常的な周期振動を前提とする固着検出法は，この前提が満たされない場合に固着の有無を判断できない．現実には，固着発生時でも周期振動しないことがあるため，周期振動を前提としない手法を利用すべきである．綛田らの手法は簡便であり，かつ固着検出性能も優れている．しかし，安定した運転状態と固着を区別するのが困難であり，また，固着の有無を判別する指標 ξ の閾値を決めるのも容易でない．さらに，従来法に共通する問題として，固着の程度を定量化できないという欠点がある．今回提案した手法は，流量あるいは弁開度に加えてコントローラ出力の情報をも利用することで，この問題を克服している．

A 法の指標 ρ と σ はいずれも固着の程度を表す指標であるが，その意味は異なる．ρ は全運転時間に対する固着発生時間の比であり，制御ループに対する固着の影響を把握するために利用できる．一方，σ は固着の大

きさそのものである．すなわち，ρが大きくσが小さい場合には，軽微な固着ではあるが，その制御性能への悪影響は甚大であると判断できる．逆に，ρが小さくσが大きい場合には，酷い固着ではあるが，制御性能への影響はあまり大きくないと判断できる．なお，A 法ではパラメータである閾値$\varepsilon, \varepsilon_1, \varepsilon_2$を設定する必要があるが，本報の検証では，シミュレーションデータ及び実プラント運転データに対して予め適当に定めた閾値を用いることによって，優れた固着検出性能を実現できた．本報ではすべての運転データについて正規化を実施したが，実プロセスへの適用に際しては，正規化ではなく計器レンジによるスケーリングを実施してもよい．その場合，閾値の物理的意味が直感的にも明らかとなり，現場でのチューニングが容易になる．

一方，B 法の利用に際しては，相関係数rによって，固着の程度を表す指標F_{max}の妥当性をチェックする必要がある．検証結果から明らかなように，rが例えば 0.9 を超えるような高い値である場合には，高い精度で固着の検出と定量化が実施できる．ところが，rが小さい場合には，固着の有無について判断を下せない．また，B 法では，パラメータは最適化計算により自動的に計算されるため，チューニングは必要としない．ただし，A 法よりも多くのデータが必要であり，計算負荷は高くなる．

検証結果を通して示したように，A 法及び B 法は優れた固着検出法である．しかし，弁開度か流量が測定されている必要がある．例えば，液位制御系において，液位しか測定されていない場合，開発した調節弁固着モデルによってコントローラ出力と液位の関係を表現できないため，固着モデルに基づく検出法も機能しない．したがって，固着検出法の適用範囲を拡張するためには，液位データなどから固着を検出できる手法の開発が望まれる．なお，液位制御ループで調節弁に固着が発生した場合，コントローラ出力と液位を二次元平面にプロットしたときに現れる特徴的なパターンを利用して，固着を検出しようという試みが現在進められている [10].

さらに，提案法は固着の程度を定量化できるため，その診断結果を利用して，固着が発生している状況下でもできる限り制御性能を劣化させないような制御アルゴリズムの開発も考えられる．現実には，固着が原因で制御性能が劣化していることが確認された場合でも，すぐに調節弁を修繕できるとは限らない．そのような場合，積極的に固着の影響を弱めるような制御アルゴリズムが利用できれば，生産性の向上に貢献することができる．

参考文献

[1] Harris, T.J.: Assessment of Closed Loop Performance, Canadian Jornal of Chemical Engineering, **67**, 856/861 (1989).

[2] Qin, S.J.: Control Performance Monitoring – A Review and Assessment, Computer and Chemcal Engineering, **23**, 173/186 (1998).

[3] Harris, T.J., C.T. Seppala and L.D. Desborough: A Review of Performance Monitoring and Assessment Techniques for Univariate and Multivariate Control Systems, Jounal of Process Control, **9**, 1/17 (1999).

[4] Huang, B. and S.L. Shah: Performance Assessment of Control Loops, Springer, London (1999).

[5] 綛田，大塚，長坂，香川: 空気圧式調節弁の動作特性診断に関する実験的研究, 計測自動制御学会論文集, **35**, 594/599 (1999).

[6] Horch, A.: Condition Monitoring of Control Loops, PhD thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden (2000).

[7] Muller, F.: Simulation of an Air Operated Sticky Flow Control Valve, Proc. of the 1994 Summer Computer Simulation Conference, 742/745 (1994).

[8] Choudhury, M.A.A.S., N.F. Thornhill, and S.L. Shah: A Data-Driven Model for Valve Stiction, IFAC Symposium on Advanced Control of Chemical Processes (ADCHEM), Jan. 11-14, Hong-Kong, 261/266 (2004).

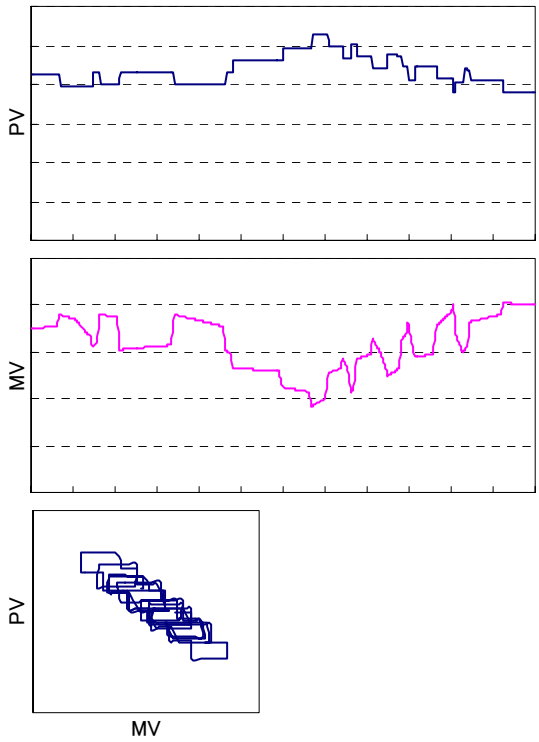
[9] 小河: ポリオレフィンプラントの高度制御システムに関する実証的研究, 京都大学博士論文, 29/30 (2001).

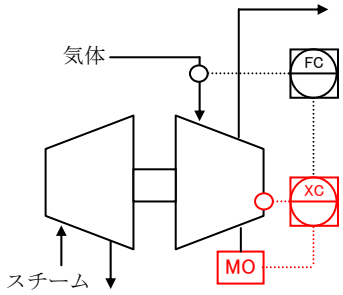
[10] 山下: 定性的形状解析の拡張とバルブスティクション検出への応用, 日本学術振興会プロセスシステム工学第 143 委員会ワークショップ No.25 第 13 回研究会資料 (2004).

プラントデータの説明

住友化学工業㈱提供のプラントデータとプロセス概要を示す。

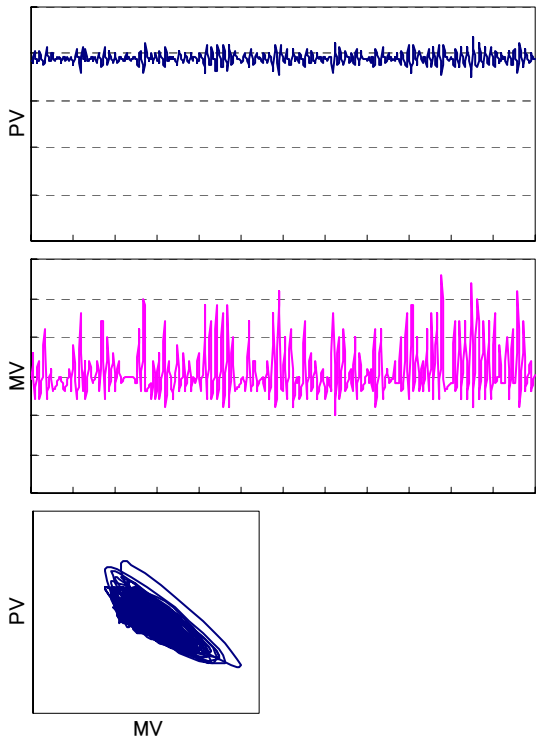
データ1　羽角度制御（不良）

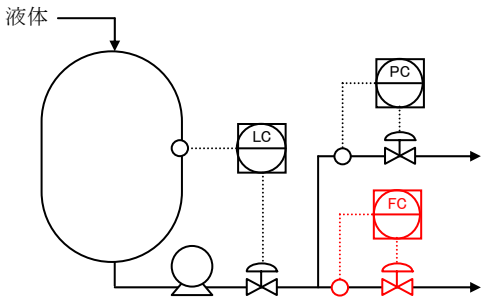




スチームタービン型ガス圧縮機のディフューザ羽角度制御で、流量制御とのカスケード構成となっている。モーター駆動でディフューザ羽角度を変えており、機械系の遊びと制御出力の分解能のため階段状の変化をしている。通常の PID では振動が起きるためギャップ付き PID が適用されている。

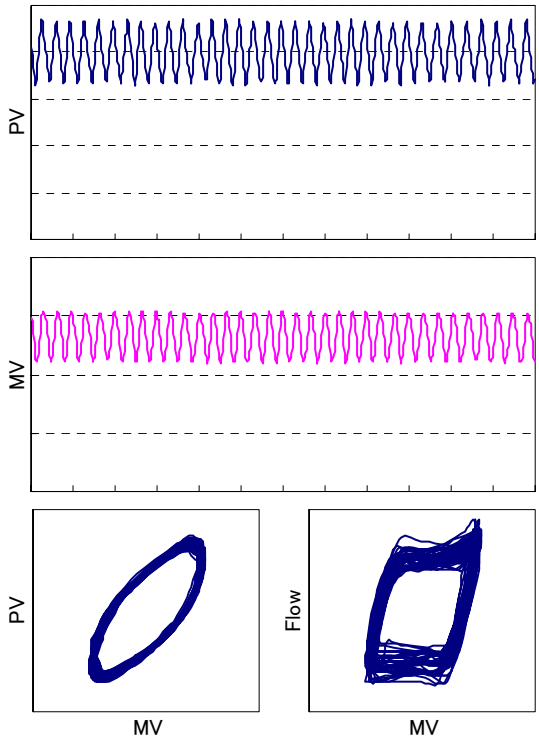
データ2　流量制御 （不良）

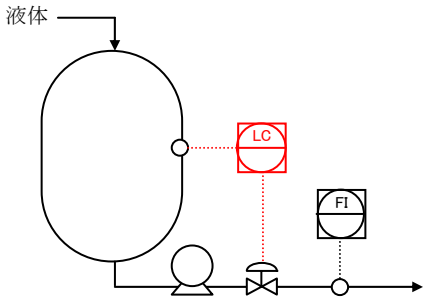




分岐配管の流量制御で、一方が圧力制御となっている。前段のドラム液面制御のチューニングが不良で、流量に周期的な外乱が加わっている。MV の分布に偏りがあり、非線形な挙動を示している。原因は不明だがバルブの不良か他ループとの干渉の可能性もある。

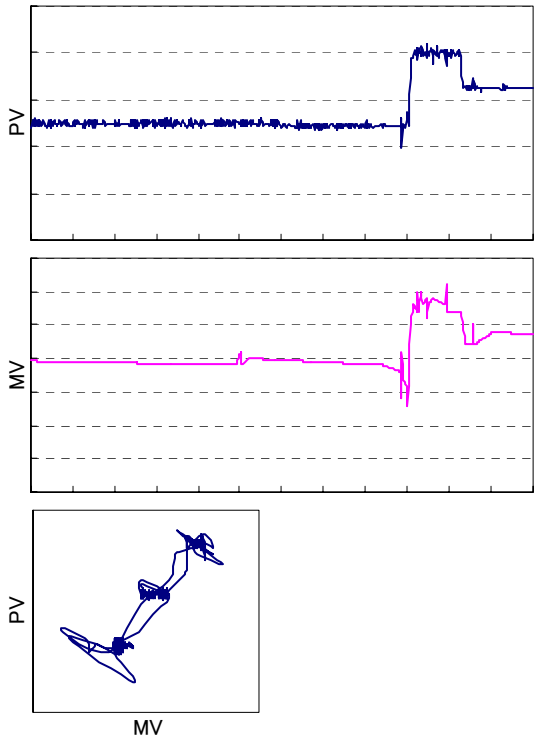
データ3　液面制御（不良）

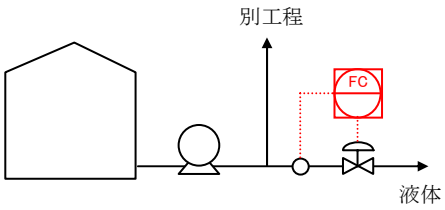




ドラム液面制御で、抜き出しのバルブで液面を制御している。バルブスティックのデータで、MV-Flow プロットにその典型的な挙動が現れている。一方、MV-PV プロットは楕円に近いが、細かく観察すると両端に変曲点が見られる。バルブを補修した後のデータをデータ 12 に示した。

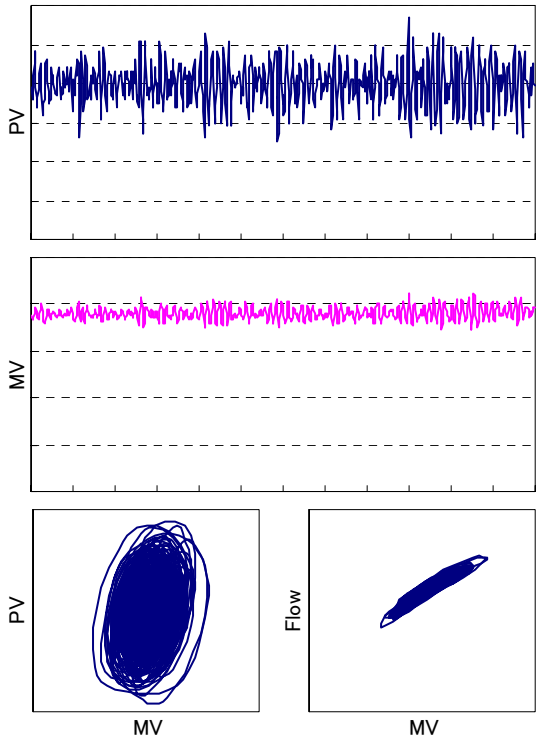
データ4　流量制御（外乱）

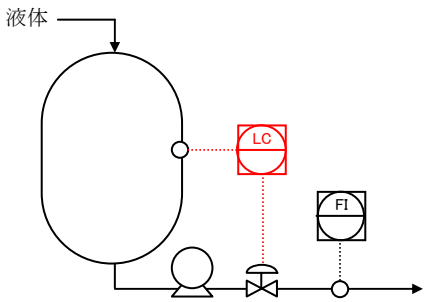




タンクから工程に原料を供給するための流量制御で、別工程でもこの原料が使われている。ロード変更時に配管の圧力が変化するため、変更直後に MV-PV の関係が大きく変動している。

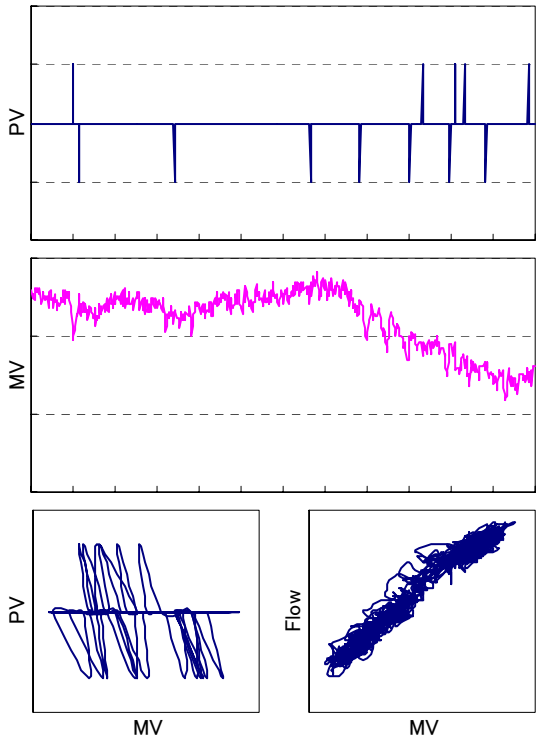
データ5　液面制御（チューニング不良）

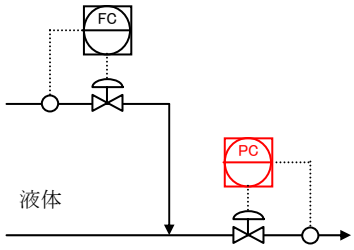




ドラム液面制御で、抜き出しのバルブで液面を制御している。液面制御のチューニングが不良のため周期的な変動を起こしている。バルブスティックはなく、MV-Flow プロットはきれいな曲線を描き、MV-PV プロットは極めて楕円に近い挙動を示している。

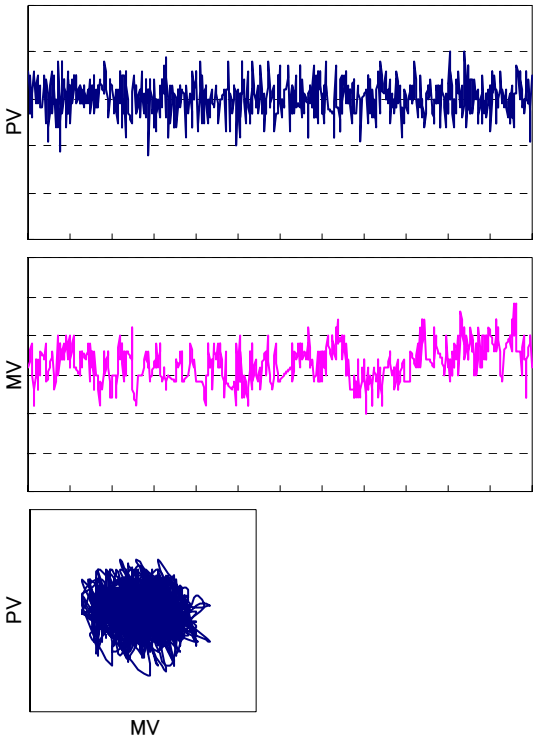
データ6　圧力制御（正常）

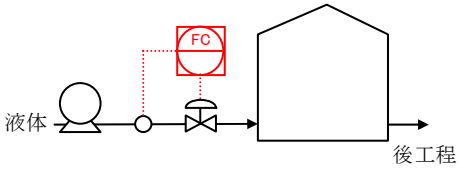




配管中の液体の圧力制御で、出口圧力を制御している。圧力が所々外乱によって変化している。収集精度の問題（制御とは無関係）でデータが粗く、圧力の詳細な挙動は判りにくい。バルブスティックはなく、流量計測値にノイズを含んでいるため MV-Flow プロットが曲線を中心にばらついている。

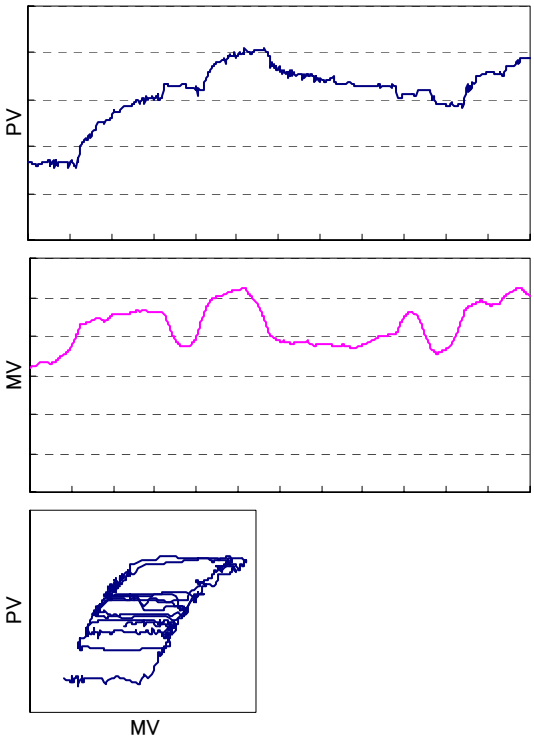
データ7　流量制御（正常）

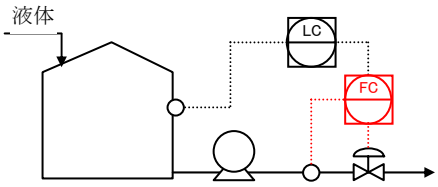




中間タンク送りの流量制御で、最も単純な流量制御である。一定流量で制御されており、バルブスティックはなく、流量指示値にノイズが見られる。

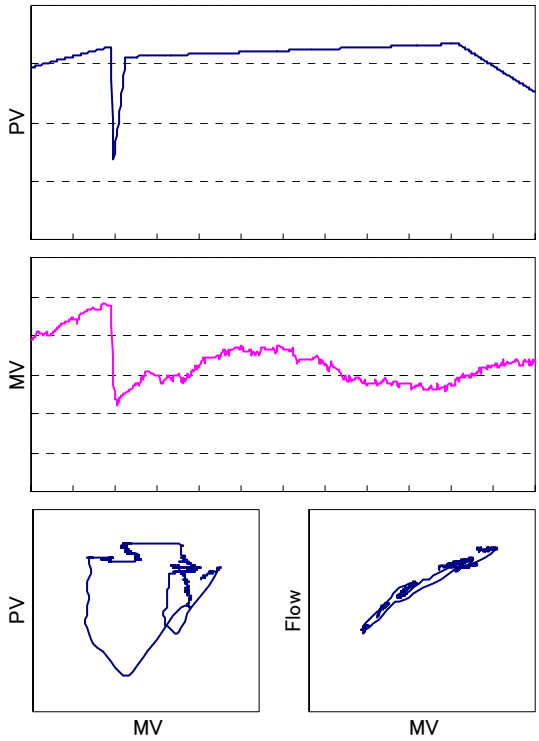
データ8　流量制御（不良）

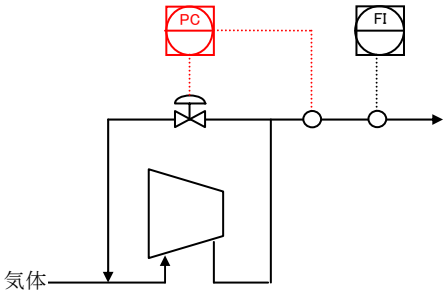




タンクの液面制御で、抜き出しの流量制御とのカスケード構成となっている。バルブスティックのデータで、MV-Flow プロットにその典型的な挙動が現れている。正確には、摩擦によるバルブスティックではなく、機械的な遊びが原因と考えられる。

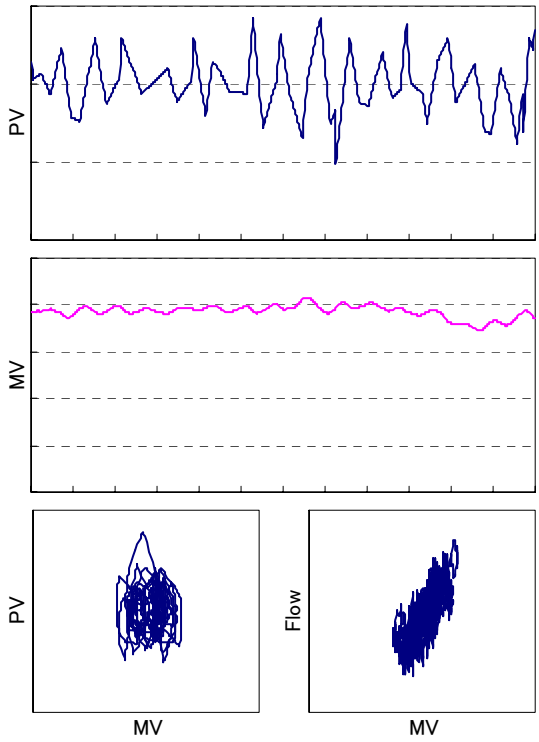
データ9　圧力制御（正常）

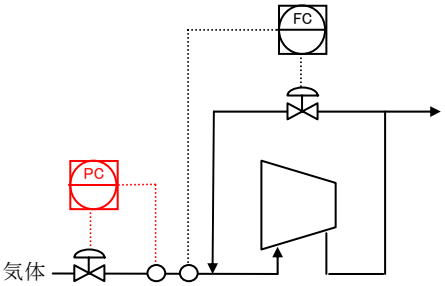




圧縮機の吐出圧力制御で、後工程の使用量によっての圧力がパルス状に変化している。収集精度の問題でデータが粗く、詳細な挙動が判りにくい。バルブスティックはなく、MV-Flowプロットはきれいな曲線を描いている。

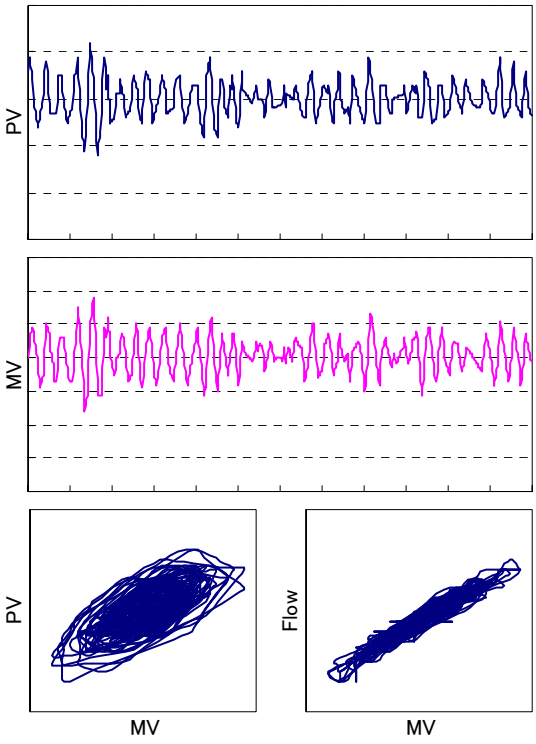
データ10　圧力制御（チューニング不良）

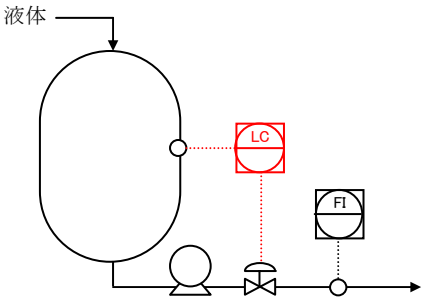




圧縮機のサクション圧力制御で、PVとMVに周期的な変動が見られる。本来は吐出側で流量制御をすべきあり、単なるチューニング不良か、圧力制御と流量制御の干渉が疑われる。バルブスティックはないが、MV-Flowプロットからは判断し難い（流量に影響するバルブが2つあるため）。

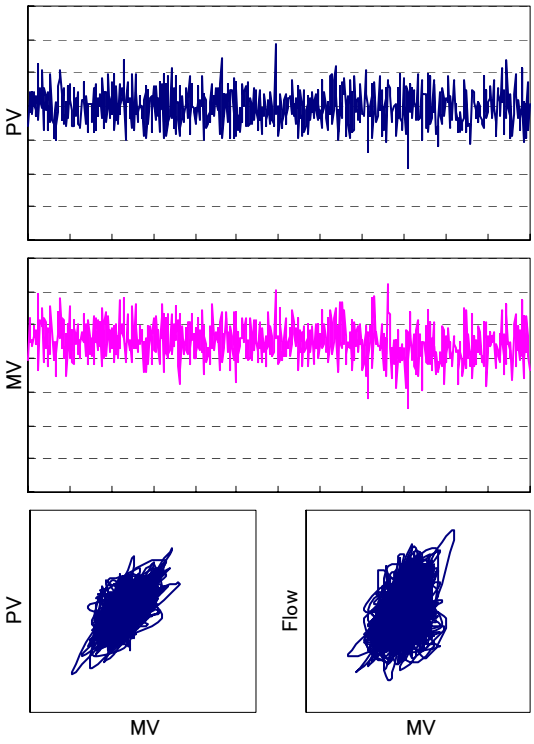
データ11　液面制御（チューニング不良）

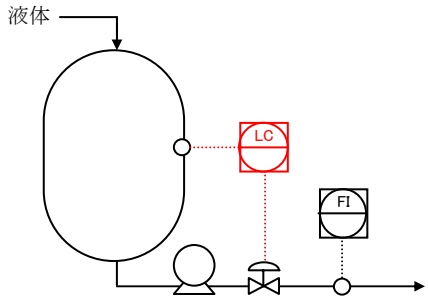




ドラム液面制御で、抜き出しのバルブで液面を制御している。液面制御のチューニングが不良のため周期的な変動を起こしている。バルブスティックはなく、流量計測値にノイズを含んでいるためMV-Flowプロットが曲線を中心にばらついている。

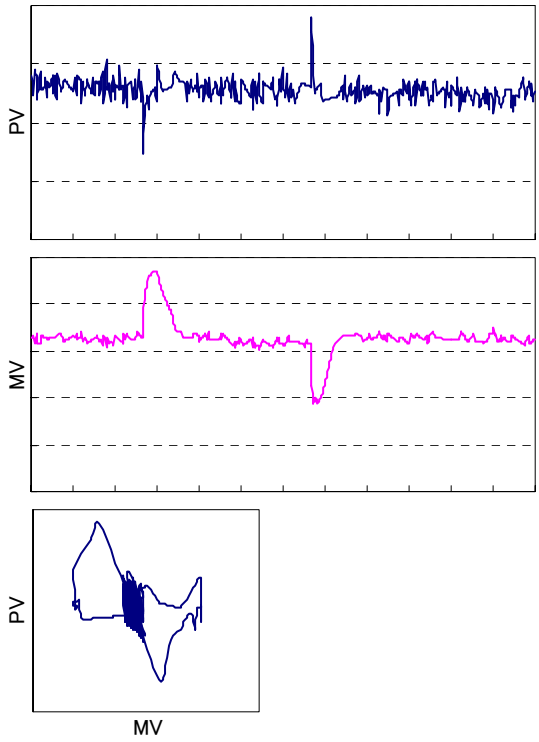
データ12　液面制御（正常）

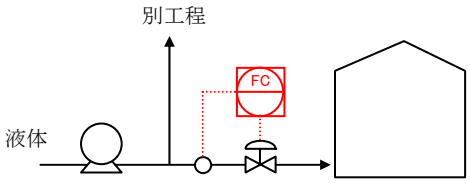




ドラム液面制御で、データ3のバルブを補修した後のデータである。バルブを補修したことでバルブスティックが解消され、周期的な変動も見られなくなった。

データ13　流量制御（正常）





タンク受け込みの流量制御で、一定流量で制御されている。途中、別工程の使用量が変動し（外乱）、MV が変化している。バルブスティックはなく、流量指示値にノイズが見られる。

第6章　Wavelet 解析を用いた蒸留塔運転データの解析

Wavelet 解析を用いた蒸留塔運転データの解析結果報告

執筆者
松尾　徹　　三井化学(株)　大牟田工場技術部システムG
西澤　淳　　三菱化学株式会社　四日市事業所

6.1. はじめに

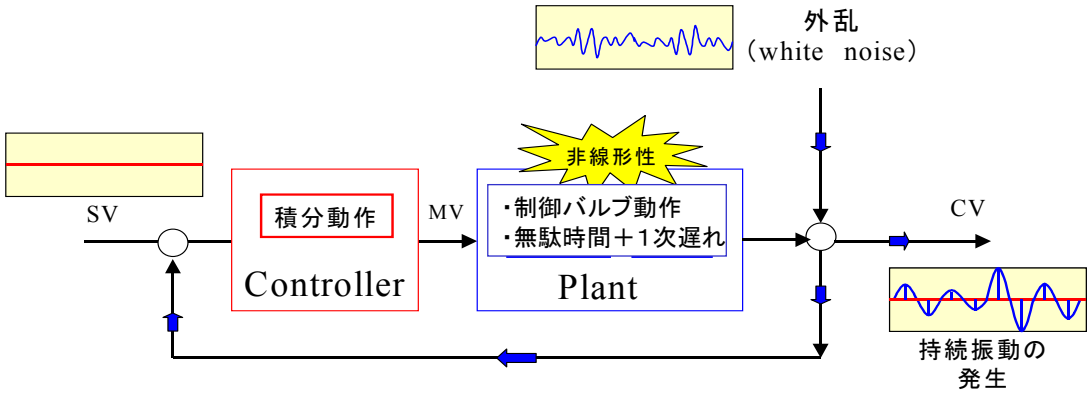
蒸留塔各部分の状態（温度、圧力、組成）と熱収支、物質収支、は互いに影響を及ぼし干渉する関係になっていることが多い。そのため実際のプラントでは、熱移動や物質移動などに含まれる外乱から蒸留塔の状態が変動することを防ぐために制御系（熱収支や物質収支を調整する機能）が実装されている。

一般に、制御系はPID制御に代表されるようなフィードバックの構造を持っており、制御対象が目標の値との偏差が生じた場合にはその差を少なくする修正動作が行われるように設計がされている。しかし実際の制御系では、調整不良、機器の不良などにより、行うべき動作が不適切になり、修正機能が低下してプロセスに対する制御能力が低下することもよく起こる。場合によっては、不適切な制御動作により信号の一部が正のフィードバックとして加わることになり、偏差に対する修正機能が低下するばかりでなく振動的な偏差（持続振動）を新たに発生することもある。更に悪いことに、蒸留塔は各部分の状態が干渉する関係になっていることから、制御系の一部で発生した振動が蒸留塔全体に伝播すると系全体を不安定にする。そのため、制御系は適切な維持管理と運用が行われないと、制御動作が原因で新たな変動を生み出し系全体が不安定状態に陥るといった皮肉な結果を招くことになる。

それではどのようにしたら、制御系に起因する変動を見つけることができるのだろうか？　制御系に起因する変動は持続的振動の特徴を持ち、時系列データを周波数に変換することで持続的振動成分を明瞭に分別して制御系の不具合を見つけ出すことができる。従来、プロセスの信号についての周波数解析は高速フーリエ変換（FFT）を用いた検討がいくつか行われてきたが[(1)]、ここでは実際の蒸留塔の運転データに含まれる変動に対して、新しい周波数解析手法のウェーブレット変換を応用することで制御系に由来する持続振動を抽出することが可能なことを示す。そして、時間と周波数の関係から変動の発生元や系内伝播の範囲などについての考察を行う。

6.2. 化学プラントの制御方式と振動の関係

化学プラントに使用されている制御方式は各種あるが、レギュラトリレベルで実装されているのはPID制御が大多数でありプロセス制御の基本となっている[(2)]。PID制御は構造が簡単で実績も多い制御方式であるが、コントローラ、操作端、プロセスからなるループ内に非線形性、位相遅れ要素とパラメータの調整不良等の存在で、リミットサイクルなどの周期的動揺を発生しやすい構造になっている（図1　参照）。実際のプラントでも、パラメータの調整不良、バルブのスティクションやヒステリシス、プロセスの非線形性が原因で振動的な動揺を発生している場合も多い。また、プロセス全体との関連では、反応器内部、蒸留塔内部、装置前後段の熱交換器などを経由しながら種々の変数が関連して周期的動揺がプラント全体に広がることもある。このようにいくつかの要因により制御系を含むプラントの状態は周期動揺に陥りやすいが、トレンドデータの中にはいくつかの信号が混在しているために振動を簡単に見つけ出すことが出来ずに、解決するべき制御上の問題が見逃されていることが多いのも事実である。



現実のフィードバックシステムでの持続振動は良く起こる現象

原理
（1） 外乱からの変動は制御システムの積分動作とプロセスの非線形要素で遅延する
（2） フィードバックにより外乱に含まれる特定の周波数成分は、系の中で強調する
（3） 共鳴周波数が持続振動として現れる

一巡伝達関数： $|G(j\omega)|=1, \quad \angle G(j\omega)=-\pi$ (3)

一巡伝達関数のナイキストカーブが不安定点（－1，0）を通過すると持続振動あるいは周期動揺を発生する

図1 フィードバックシステムにおける振動発生のメカニズム

化学プラントは、安定的に操業されている時に最大の生産効率が発揮されることが一般的で、制御性の良否は化学プラントの安定性に直接影響するので制御性を良好に保つことは商業プラントの重要な課題である。そのため、制御系はプラントから変動を無くして状態を安定に保つように常に調整された状態になっていることが望まれる。

6.3. ケーススタディ

ここでは、蒸留塔の系内に伝播する振動的な変動をウェーブレット変換により解析した事例を2つほどとりあげる。

最初の事例（ケース1）では、蒸留塔における品質制御は良く行われており、運転上や生産上の不都合はあまり発生していない。もう一つの事例（ケース2）では運転上の不都合が十分に意識されているのだが、変動が大きくしかも系全体に広がっており、どこが原因でどのように変動が相互に影響を及ぼしているのかを特定することが出来ていない。

しかしいずれにしろ、系内の変動を抑制して超安定な状態にすることは、蒸留塔の場合は塔底での加熱と塔頂での除熱といった、相反する方向のエネルギー消費を最小にすることにつながり、蒸留塔の性能（商業的指標ではコストパフォーマンス）を最高にすることに繋がる。

6.3.1. 安定的に運転されている蒸留塔（ケース1）

(1)プロセスの記述

検討対象の実プラントの概要を 図2 に示す. これは前述の、4. 1. 6. 2. の検討対象の蒸留塔と同一であるが、本章では、プラント内のあらゆる変数の挙動を解析することを目的として、モデル予測制御系の全変数のみならず、モデル予測制御系に含まれていない変数に対しても解析を行っている。なお、制御の目的、制御周期等は前章で述べた通りである。

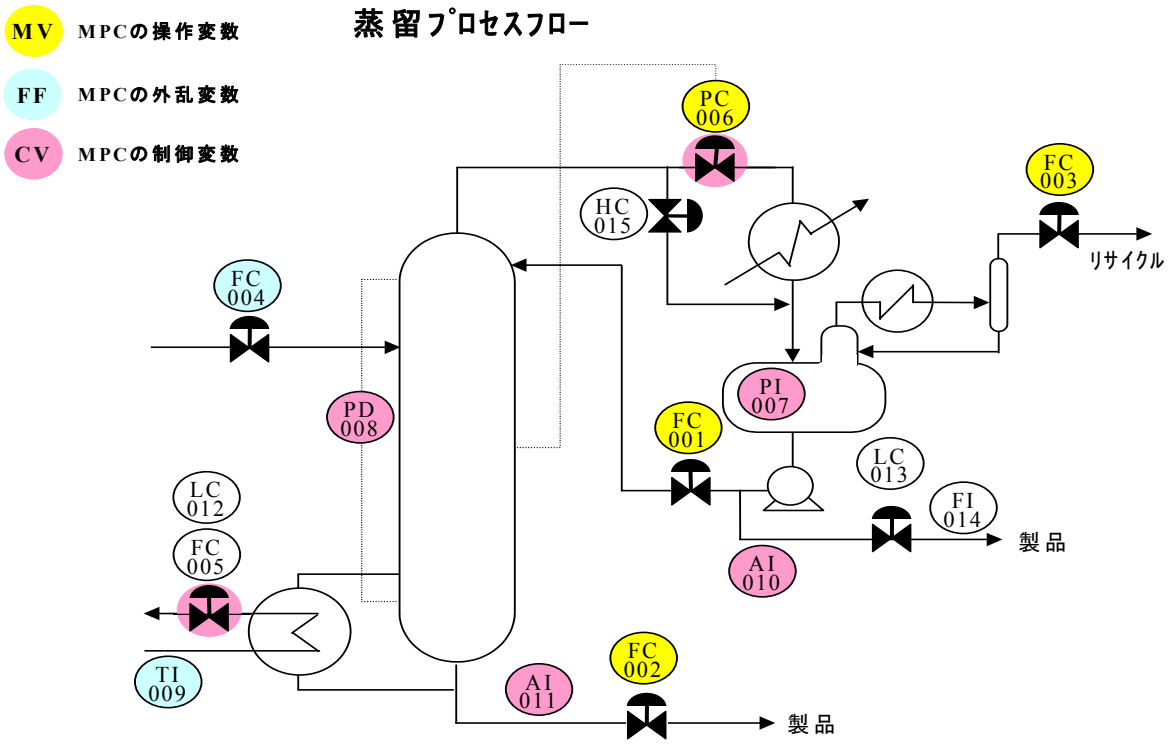


図2 蒸留塔(ケース1)プロセスフロー図

(2)変動の状態

蒸留塔の操業データ(図2 の各測定点のデータ)を時系列的にプロットした図(トレンドグラフ)を以下(図3)に示す。しかしこれらの図からは、いずれの箇所の状態も時間的に多少の変動を伴っていることはわかるが、それらの間の関係(干渉)については、トレンドグラフからはわからない。

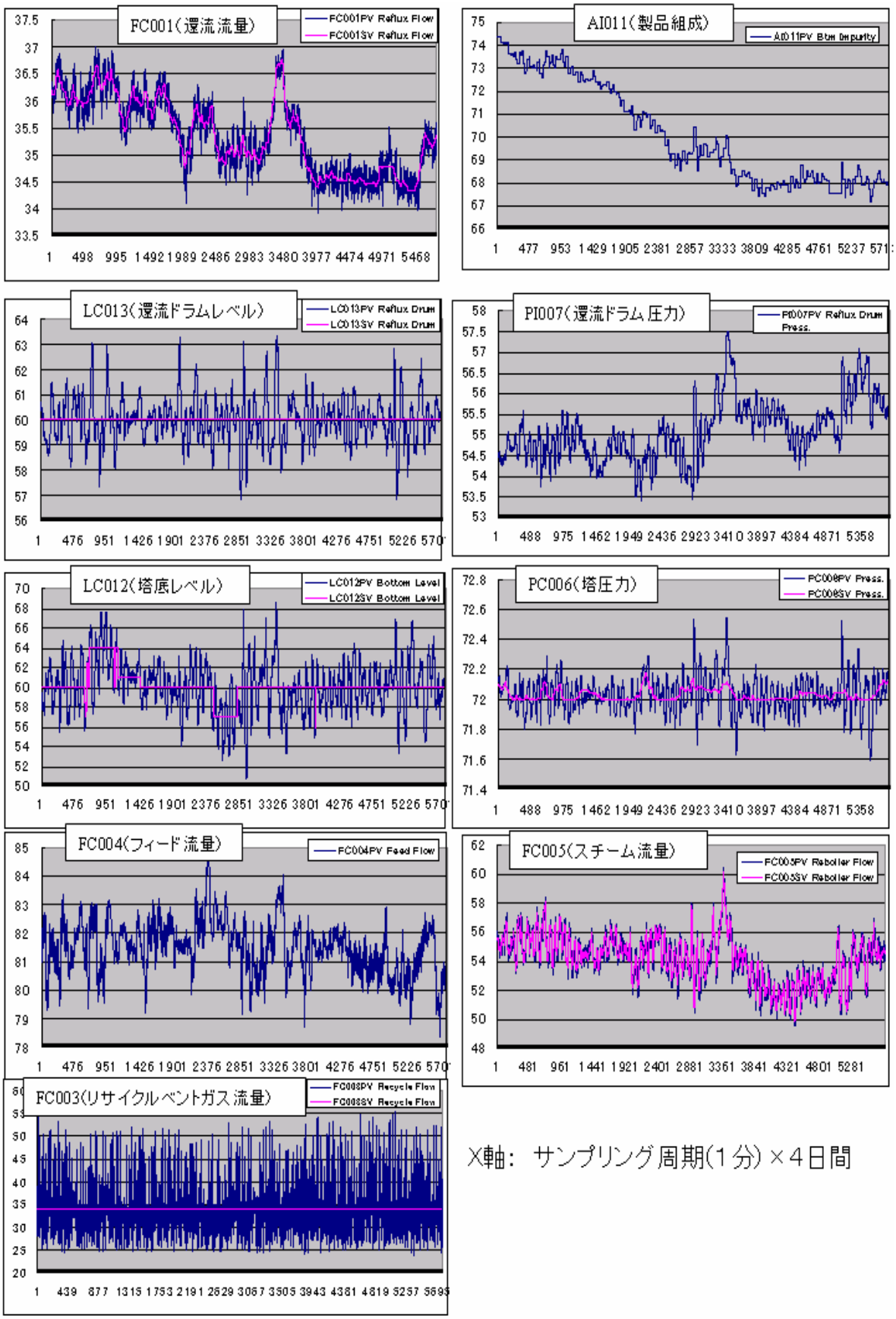


図3 ケース1 プラントの各部分の時系列データ (トレンドグラフ)

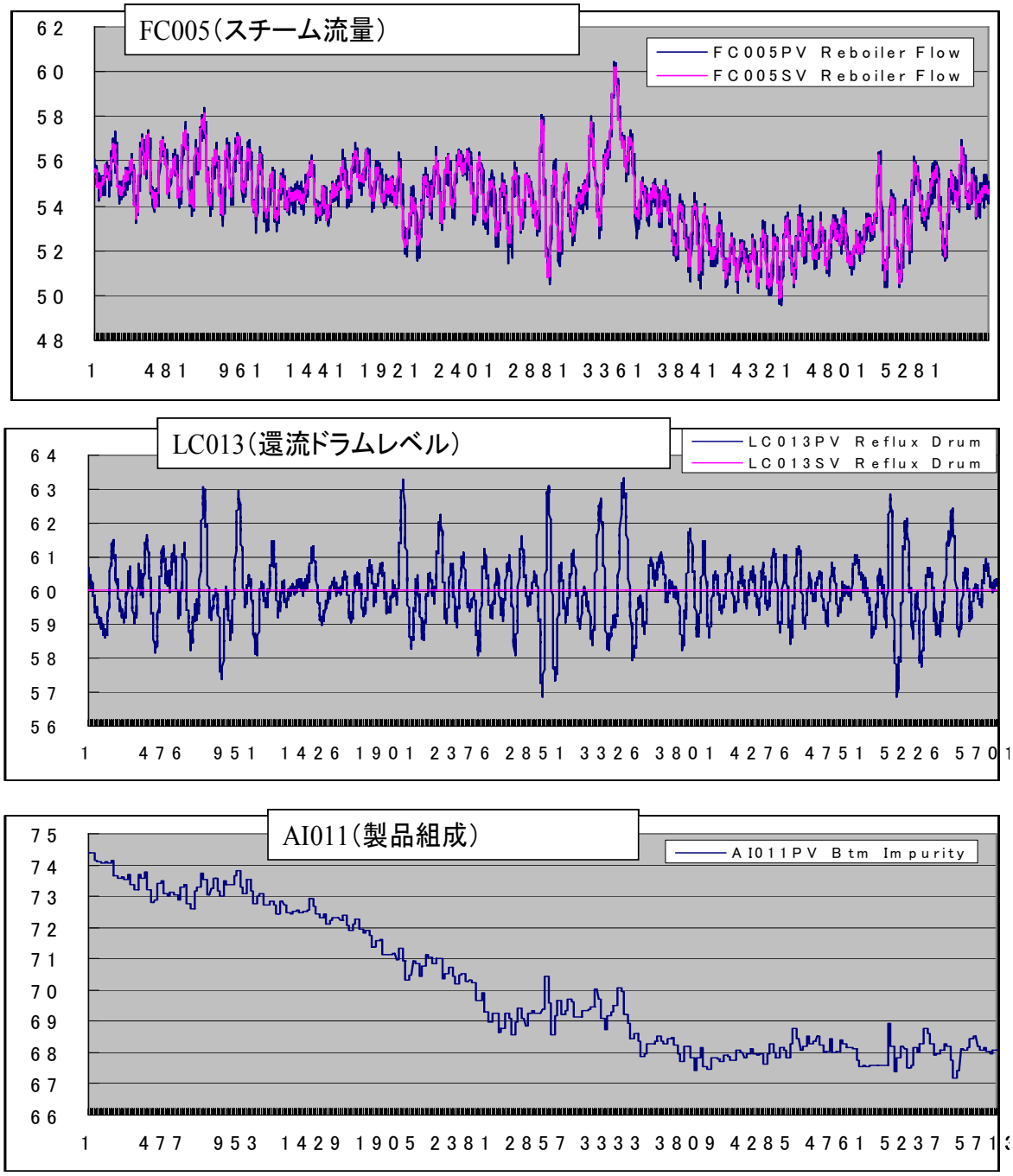
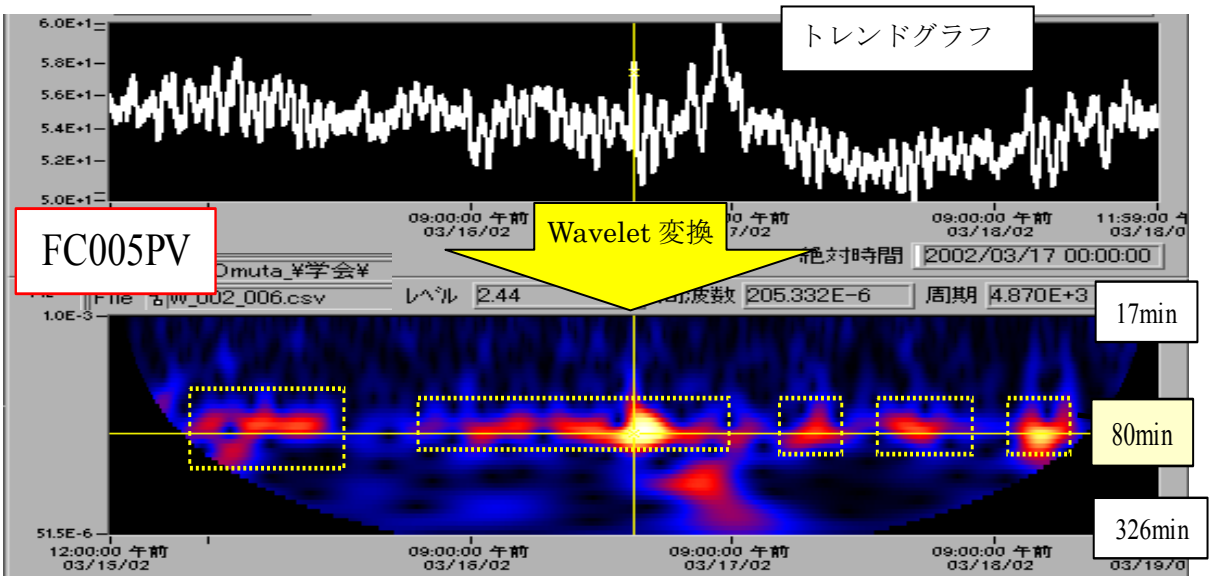


図4 トレンドグラフの拡大比較

図3のトレンドグラフから、3点ほど抜き出して拡大して比較した。 それぞれベースラインの動きが違っていたり、ガス組成データ(AI011)はサンプリング周期が異なること(20分周期)から、お互いの関連性の有無はトレンドグラフからはわからない。

(3)ウェーブレット変換による変動の解析

先の蒸留塔周りのトレンドグラフ(図3)についてウェーブレット変換を行って検討を行う。まずは特徴を確認するために、代表的なトレンドデータとして FC005(塔底温度制御スチーム流量)を選び、それをウェーブレット変換したものを図5に示す。



＜特徴＞

① 変動成分には、80 分の一定の周期の振動が含まれている。

② 80 分周期の振幅は、時間とともに変化している。

図5 スチーム流量(トレンドデータ)のウェーブレット変換

各トレンドグラフをウェーブレット変換したものを 図6 に示す。トレンドグラフからは、特徴が見つからなかったが、時間－周波数領域で観察すると FC004, FC003 を除く蒸留塔の状態はそれぞれ 80min の周期で振動しており、その生成消滅のタイミングも一致していることが明瞭に見てとれる。(FC003, FC004 には、80min の明瞭な振動周期は見当たらない。) FC004 については、一部、80min 付近の振動の痕跡が見られるところもあるが、塔の圧力(PC006.PV)の位相と対照して観察すると塔の圧力が上昇した時に FC004 のフィード量が減少するような対応関係になっており、塔の圧力の変動に誘起されてフィード流量(FC004)の変動が生じているように解釈することができる。

そのため、80min の周期を特徴とする変動は塔の制御系において発生し、系の中に伝播していることが考えられる。

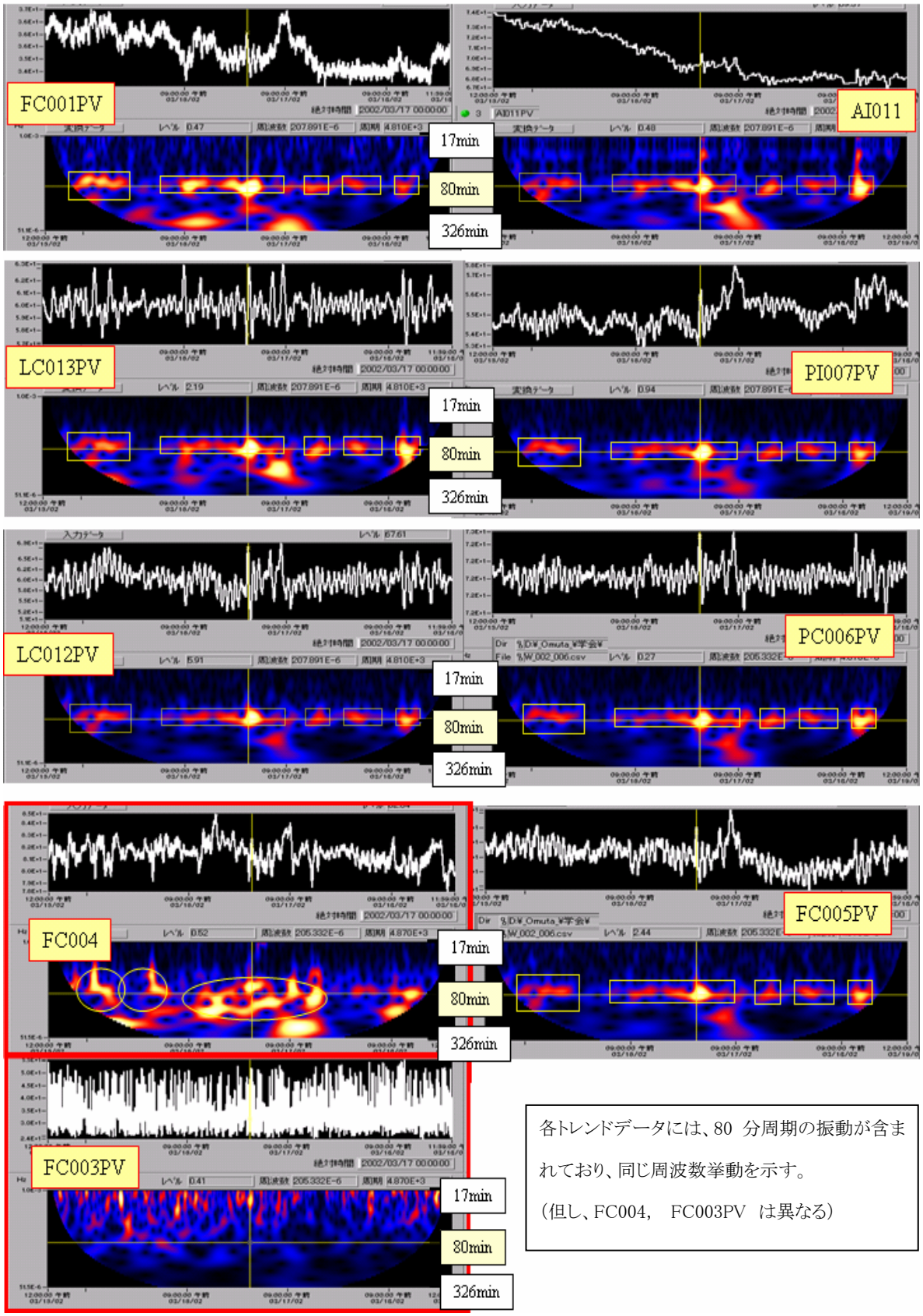


図6 ケース1プラント トレンドデータのウェーブレット変換

(4)バルブの作動状況ついての考察

各制御ループのトレンドグラフの目標値(SV)と制御値(PV)の挙動を観察すると、FC005のSV，PVの変動(80分の振動)はほぼ一致しており、他の制御ループではSVの値を中心にして制御値(PV)が80分の周期で振動していることがわかる。このことから、80分の振動的な変動はFC005のSVから発生していることが示唆される。それでは、何故、FC005のSVは常に振動的な指示値を出しているのだろうか？　図8に、FC005のSVとPVのトレンドグラフを示す。FC005のSV値は上位から常に変更されておりこれに対して流量値(PV)は追従するようになっているが、詳細に見るとSVに対してPVは約5分程度の遅れを持っている。SVとPVの動きを、X－Yプロットで整理すると、増加方向と減少方向(行きと帰り)が異なる軌跡を描いておりヒステリシスの特徴を持つことが示された。(図9　参照)

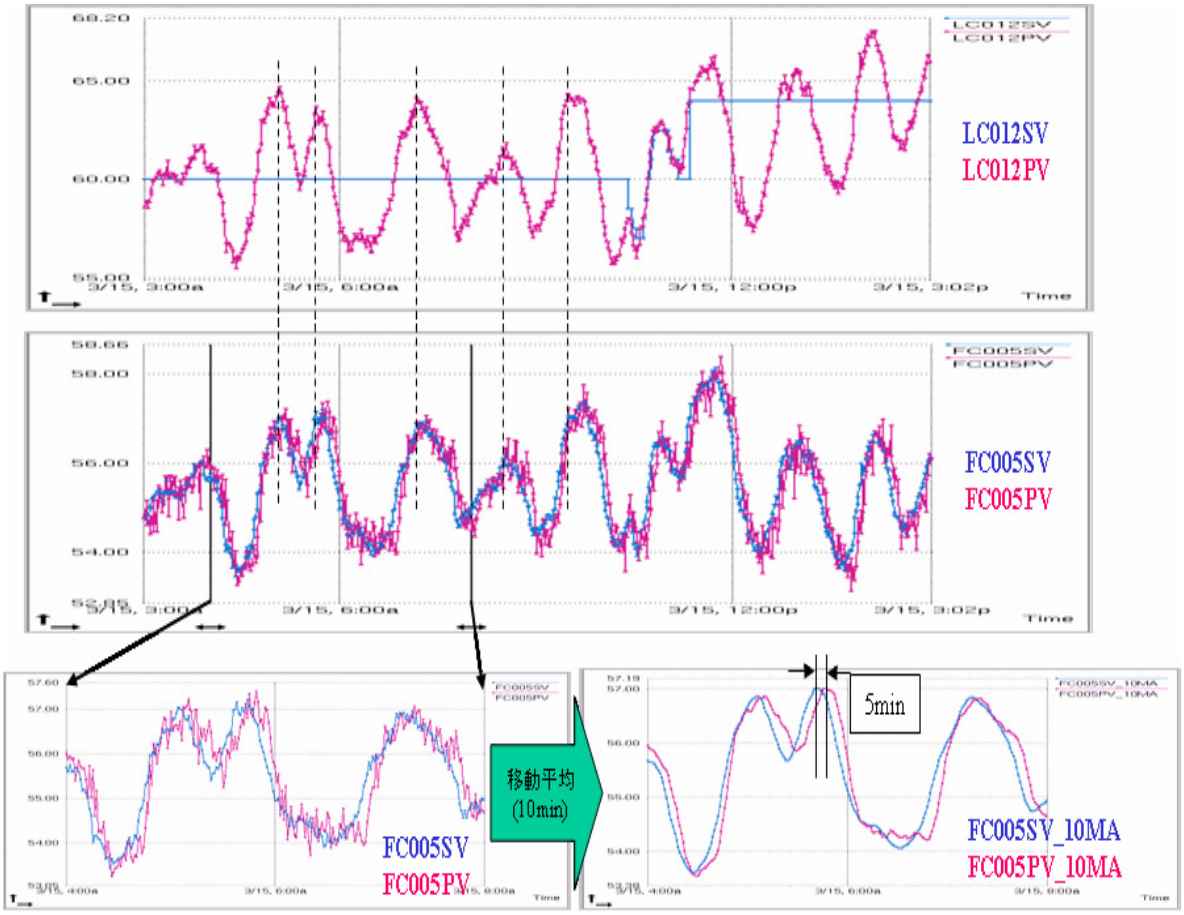


図8　FC005(スチーム流量)の設定値(SV)と制御値(PV)のトレンドグラフ

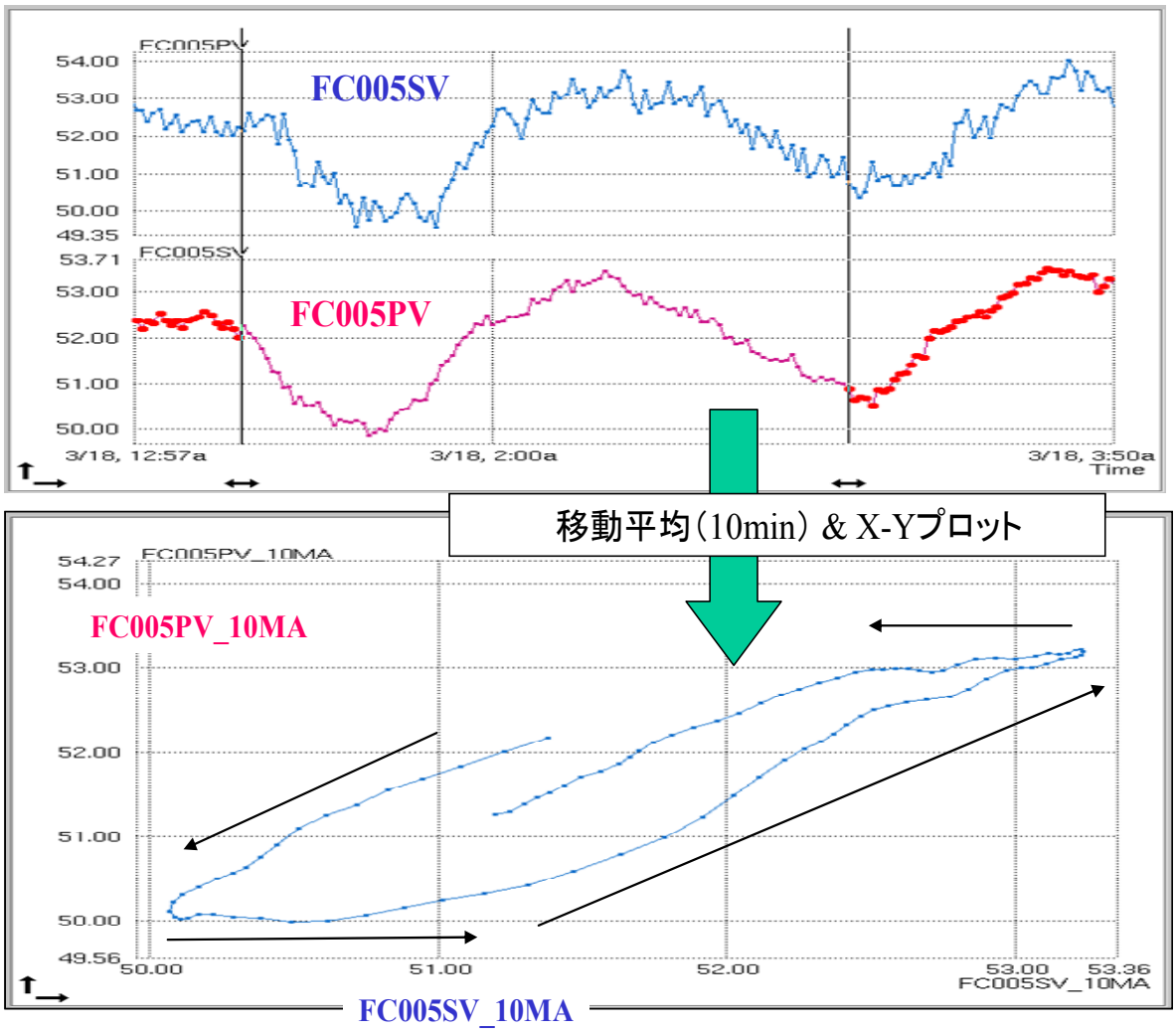


図9　FC005(スチーム流量)の設定値(SV)と制御値(PV)の　X－Yプロット図

次に、FC005 バルブ装置の動作についての検討を行った。FC005の流量(PV)と操作量(MV)についてのX－Yプロットをとったものを示す(2002/3/18　0:00～　24時間,　15:00～　2.5 時間)。本来、装置としてのバルブは制御信号(MV)に対して、一対一に対応する動きが保証されていることが理想的であり、MV値の増大、減少の動的状態にあってもMVに対応するバルブのポジションは一意的に決まるべきである。(理想的なバルブ動作は、MVとPVの動きが、X－Yプロット上で一つの線になる)

バルブポジションについての情報は本検討のデータでは採取されていないが、バルブポジションの結果としての流量が発生するので、流量についてもMVの動きに対応して一意的に決まることが望まれている。以下(図10)に、FC005の操作量(MV)と制御値(PV)の関係を、トレンドグラフ、X－Yプロットにて示す。

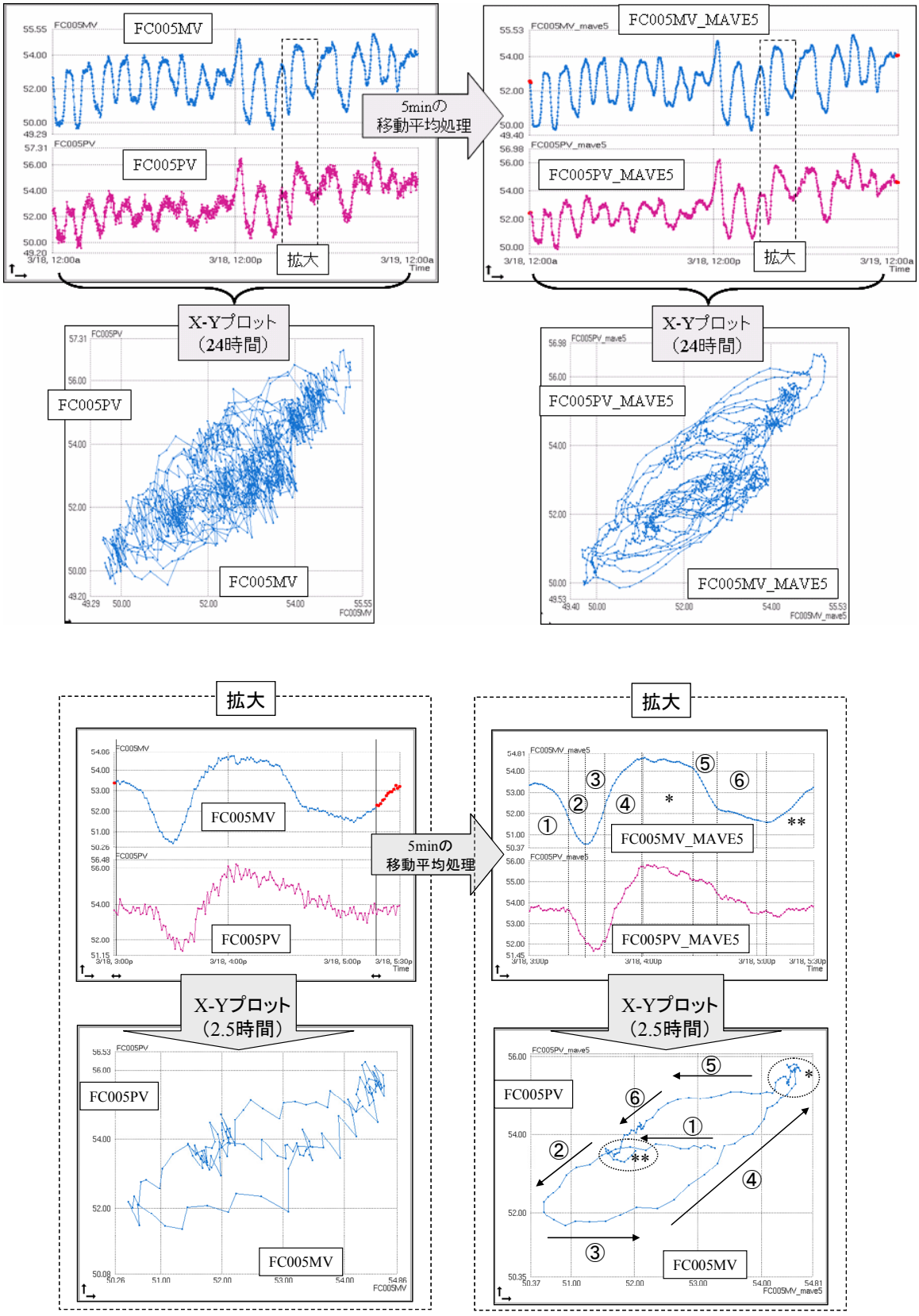


図10　FC005　の操作量（MV）と制御値（PV）の関係

ここで得られたX－Yプロットを観察すると、MVが極小から増加を開始の一定期間と極大から減少を開始する一定期間、MVの変化があるにもかかわらず流量の変化が発生しない。更にMVの増加と減少（行きと帰り）でMVと流量の関係は異なる軌跡を描いている。これから、バルブ信号に対して固着などによりバルブの動作が一意的に対応しない場合（スティクションなどを起こしている時）の典型的なヒステリシスがバルブ動作に含まれていることが推察される。

図1のフィードバックシステムの制御対象（プラント）部分にはバルブが介在するので、バルブ動作も含めて制御系を考える。制御系からの信号（MV）が対象を制御する時、バルブが操作端として存在する場合は、MVがアクチエータを介してバルブを動かし流量（CV）へと変換していく。このとき、バルブの動作にヒステリシスがあると、MVからCVの間に時間的な遅れが発生しPLANTに無駄時間が存在している場合と同様になる。一般的に制御対象に無駄時間がある場合、フィードバック制御が難しくなることからもわかるように、バルブのヒステリシスは制御系の能力を低下させることになる。

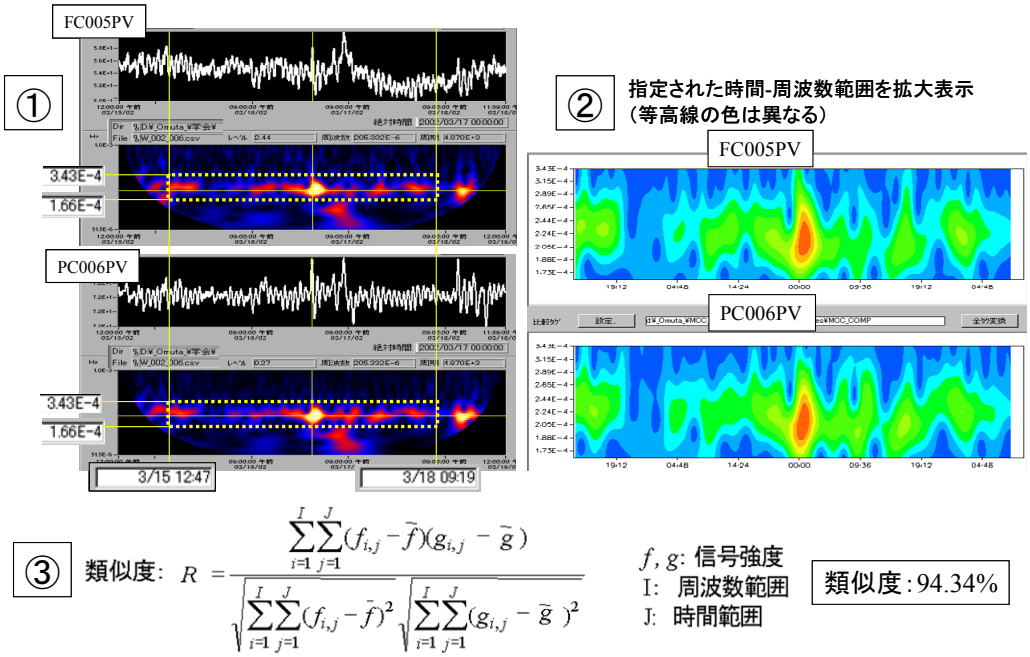
複数の蒸留塔を含む蒸留システムにおけるケーススタディでは、プロセス全体に比較的長周期（150 min付近）の振動が伝播しており、その原因の一つが制御バルブ挙動の非線形性に由来していることが報告されている。[4] 本ケース（ケース1）の蒸留塔の場合、このバルブのヒステリシスが持続振動の直接の発生原因かどうかは特定できないが、レベルの制御性能を低下させる可能性があると思われる。

（5）持続振動の発生原因についての考察

本ケース（ケース1）のように系全体の持続振動が見られる場合は、系のどこかに振動の根本原因（Root Cause）が有り、それが系全体に伝播していることが考えられる。本ケーススタディでは各所からの信号について Wavelet 変換が行われており、図6のごとく 時間－周波数領域でのスペクトルパターンが既に得られているのでこれを利用して、持続振動の Root Cause を特定することを試みる。

プロセスの入力信号と出力信号を周波数に分解して同一の周波数帯で比較すると、出力信号の位相にはプロセスの伝達関数（たとえば、無駄時間＋1次遅れ）に応じた遅れが含まれる。そのため、入力と出力の周波数成分を時間軸方向にずらしながら相関係数を計算することで、両者の時間のずれを測定することができる[5]。また、プロセス入力＝原因系、プロセス出力＝結果系、という考えに立てば時間的な順序から結果系に先行する原因系を特定することができる。（あるいはもっと単純に、同様な事象が複数存在する場合、時間的に先に起こった事象は後の事象の原因と考えることができる。）

そこで、図6に見られる時間－周波数領域のスペクトルについて周波数を持続振動周波数領域に絞り、時間領域をシフトさせながら3次元（時間、周波数、振幅強度）の相関係数を測定し、各信号の時間的な順序を見つけていった。（図11， 図12 参照）



①信号をWAVELET変換して、時間－周波数領域図を描く。
②比較対照する信号の時間－周波数範囲を切り出す。
③類似度評価法で、両者の類似度を定量的に算出する。

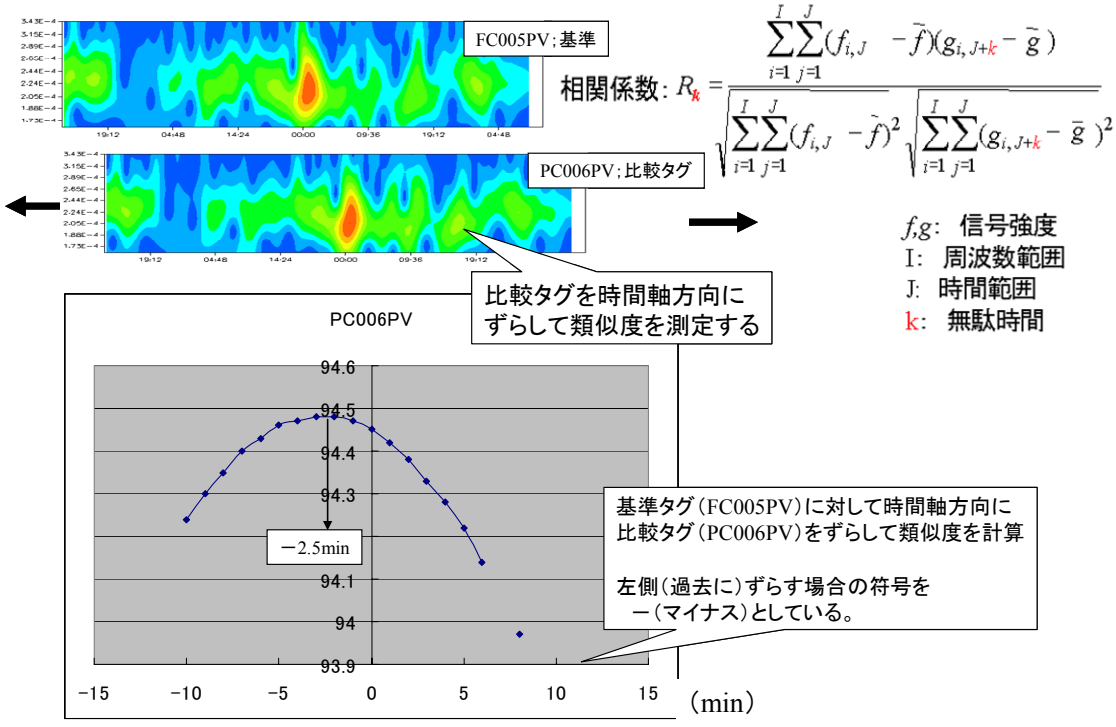


図11　信号の時間的順序の算出方法

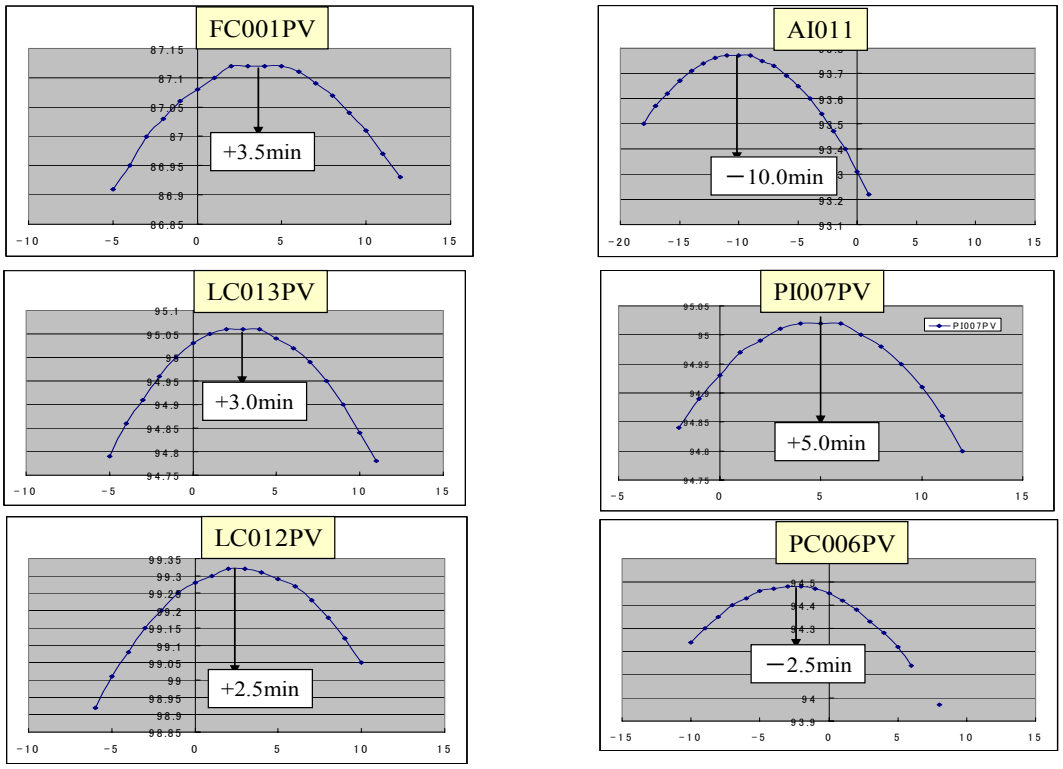


図12　各信号の FC005 に対する前後関係　（＋:早い，　－:遅い）

FC005PVの信号を基準として、それに対する各信号の時間的ずれを測定したところ、各信号の時間的な順序は以下のようになった。(括弧内は、基準信号からのずれ時間。 +:早い, -:遅い)

PI007PV (+5min) →FC001PV (+3.5min) →LC013PV (+3.0min) →LC012PV(2.5min)→FC005PV (0min) →PC006PV (−2.5min) →AI011 (−10min)

これによると、持続振動の Root Cause に一番近いものとして、PI007PV 、その次に FC001PV が示されている。そこで、PI007PV， FC001PV の関係について調査を行った。

PI007PV は還流ドラムの圧力でありこれは塔の圧力制御(PC006PV)の下流となっているがここの圧力の制御は行われていない。そのため、還流ドラムの圧力は流量バランス、温度変化から決まる。

FC001PV は MPC の制御変数となっているために、上位の MPC から設定値(SV)が与えられてこれに対応した流量を出力するように設計されている。

まず、FC001PV の FC001SV に対する追従性(下位システムの制御性)を調べたところ、SV に対する PV の追従性が悪く、PVの値は遅れている(図13 参照)。そこで、操作信号(FC001MV)と被制御信号(FC001PV)の関係を調べたところ、MV に対してPVがかなりずれて発生しておりピークの位置で比較すると30minほどの遅れが観測された(図14 参照)。この原因を探るべく上流の圧力(PI007PV)とFC001PVの関係を調べたところ、FC001PVはPI007PVの変動に大きく影響されており、バルブ操作信号(FC001MV)との関係を阻害していることが推定された。(図15 参照)

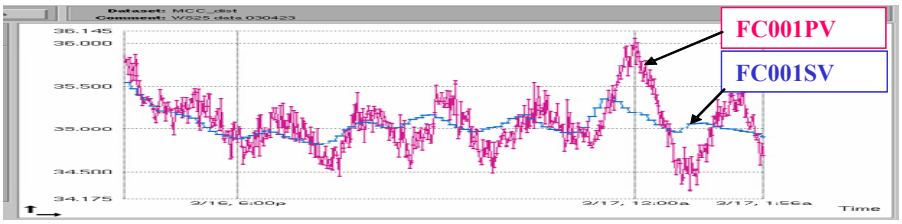


図13　FC001PVの設定値(SV)に対する追従性

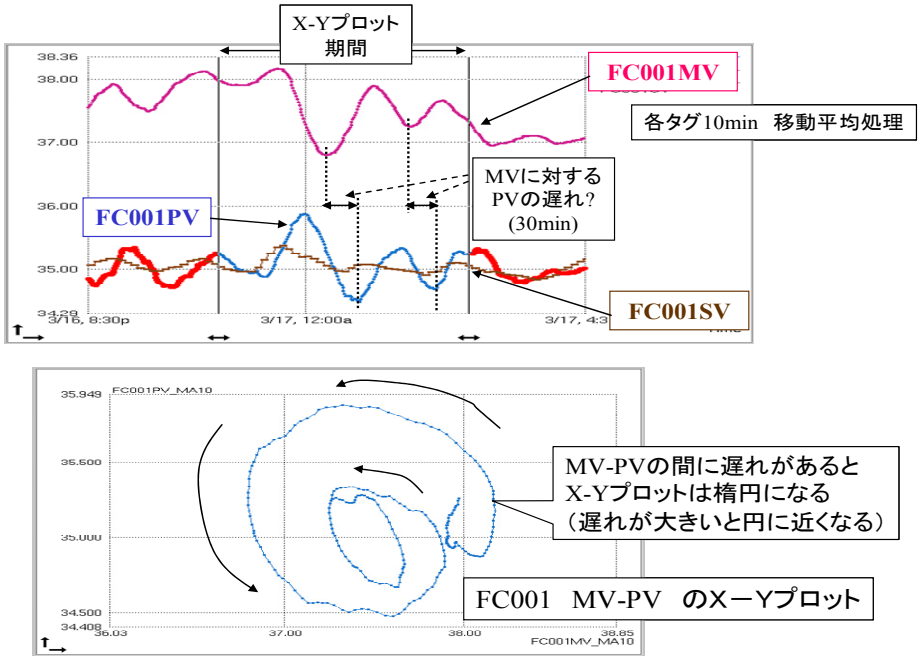


図14　FC001MV とFC001PV の関係

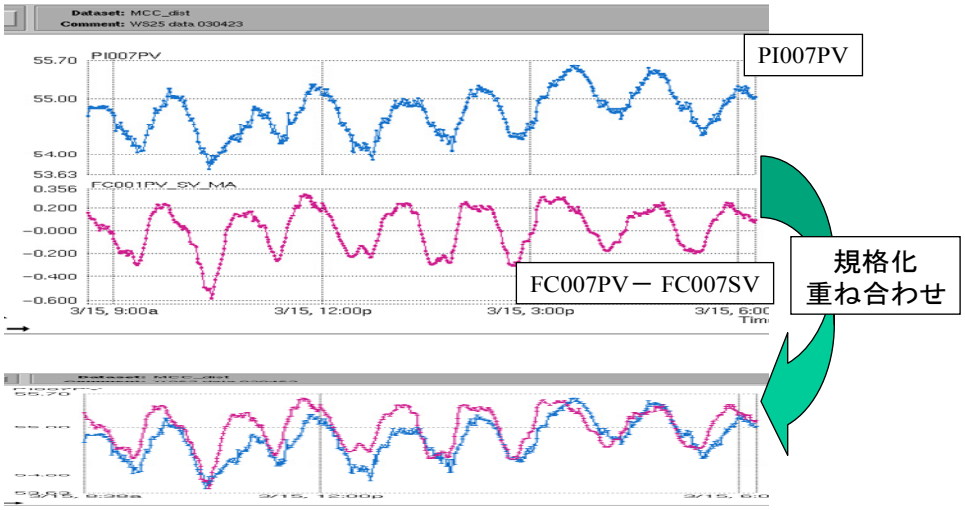


図15　FC007　への上流圧力(PI007PV)の影響

これまでの関係を整理してみる。

MPC からの制御信号（FC001SV）が還流流量（FC001PV）を制御しようとしているが、還流ドラムの圧力（PI007PV）の変動は塔に還流する流量（FC001PV）へ大きな外乱となるために、流量制御の関係（FC001のMV－PV）に制御上の遅れ（30min）を生じる。SVとPVの差を修正するために、MPCからは常にSVにより修正変更が指示されるが、外乱のためにSVとPVが一致することは無い。これが、還流ドラムにおける持続振動（80min周期）の発生につながっている可能性が高い。

更に、ここで発生した持続振動は、還流流量の変動となって塔に戻り塔底のレベルは変動する傾向を持つ。塔のレベル制御系はバルブのヒステリシスがあるためにこの変動（LC012PV の変動）傾向を抑制する能力が十分でない。そのため、状態の変動は塔の圧力変動（PC006PV）にまで伝播し、塔全体の持続振動になっていくのだろう。

結局、Wavelet による時間－周波数領域のスペクトルから求めてきた持続振動の Root Cause の場所に、制御上の問題点（バルブ挙動における、MV-PV 挙動の非線形性）が有った。そしてその MV-PV 挙動の非線形性は、バルブ上流側の圧力変動により引き起こされており、この流量制御に関する非線形が持続振動発生の原因になっていると考えられる。

対策としては、FC001PVの積極的な操作を控えること（たとえば、MPC の操作端から切り離して、下位の制御ループでの定値制御）、あるいは PI007 の圧力を積極的に一定にするために、PI007－PC003 の還流ドラム圧力のカスケード制御を行うことがあげられる。しかし、実際のプラントでの変動抑制の具体的な対応についての検討は本ケーススタディの範囲ではない。

具体的な対応の検討においては、変動の大きさにより発生している不具合の程度や調整作業のコスト、対応によって得られる効果の大きさ、などについての総合的な判断に基づいて対応策の実施が決められる。試みに、対応策の候補を列挙すると以下のようなものがある。

① 上位から切り離して下位システムによる FC001 定値制御
② 還流ドラム圧力（PI007PV）の定値制御（PC007－FC003 のカスケード制御）
③ FC005のバルブの点検、メインテナンス実施

6.3.2. 系全体が変動している蒸留塔（ケース2）[6]

（1）プロセスの記述

蒸留塔のプロセスにおいて各所の状態量（塔底レベル、塔圧力、塔底温度、フィード量）のトレンドデータについて検討する。以下にプロセスフローを示す。（図16 参照）

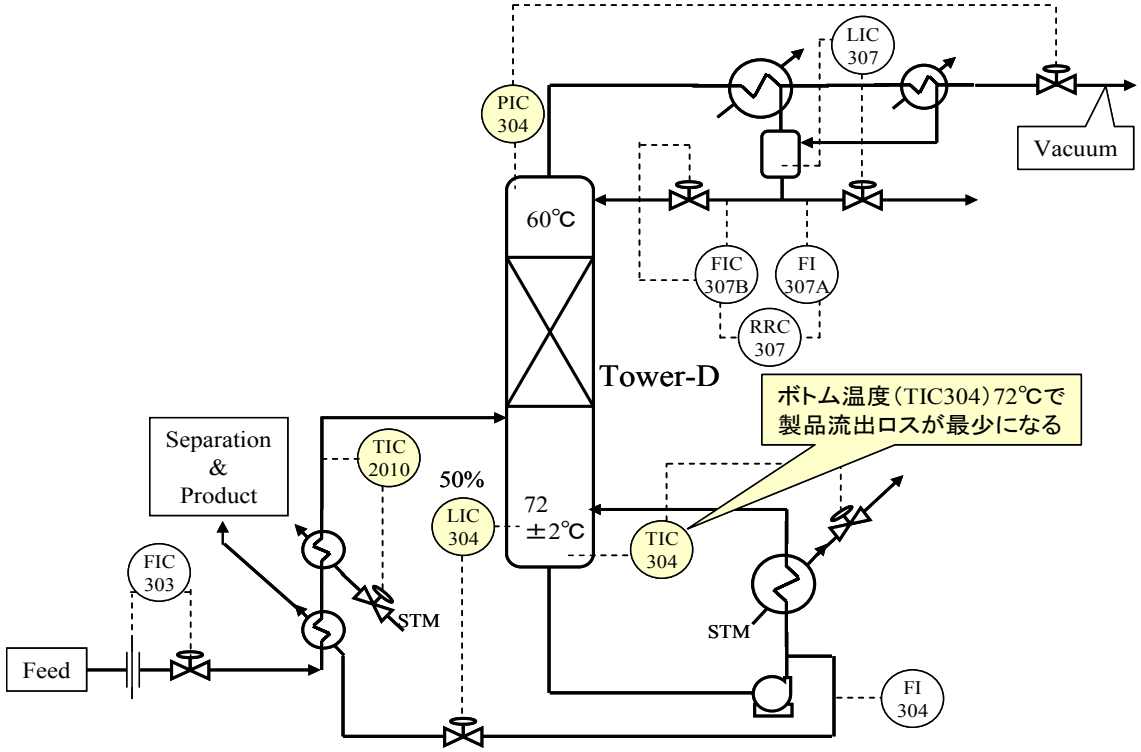


図16　蒸留塔(ケース2)プロセスフロー図

(2)変動の状態と操業上の問題点

塔圧力制御(PIC304.PV，PIC304.MV)、塔底温度(TIC304．PV)、塔底レベル(LIC304.PV)、フィード温度(TIC2010．PV)の運転中のトレンドデータを調べた。トレンドグラフから塔全体の各種状態量が振動しており系全体が不安定になっていることがわかる。一見すると、制御系全体に問題があるように見えるが、一部のフィードバック制御のパラメータ調節が不適切で、それが原因で一部に振動が発生してその変動が系全体に伝播している可能性もある。しかし、原因となっている制御ループはどこで、どの範囲まで影響が伝播しているのかはトレンドグラフだけではわからない。ちなみに、塔の各部分の状態は以下のように変動しており、この変動は運転でも意識されている。

PIC304.PV(塔圧力)：　26±2 kPa abs　(減圧蒸留),　　TIC304.PV(塔底温度)：　72±2℃

LIC304.PV(塔底レベル)：　50±2%　　,　　TIC2010.PV(フィード温度)：　86.3±0.3℃

(3)ウェーブレット変換による変動の解析

それぞれのトレンドデータについてWavelet変換を行いそれらについての比較を行ったところ、時間－周波数領域上に特徴的なパターンが現れた。塔圧力制御(PV,MV)と塔底温度　のパターンは　42　分付近の振動周期が共通しており、塔底レベルには、42分は無く24分の振動周期を持つ。Feed温度には特定の振動周波数は見られない。これらのことから、塔圧力と塔底温度の変動は関係しており、塔底レベルとFeed温度はそれぞれ独立した変動であることが示唆される。

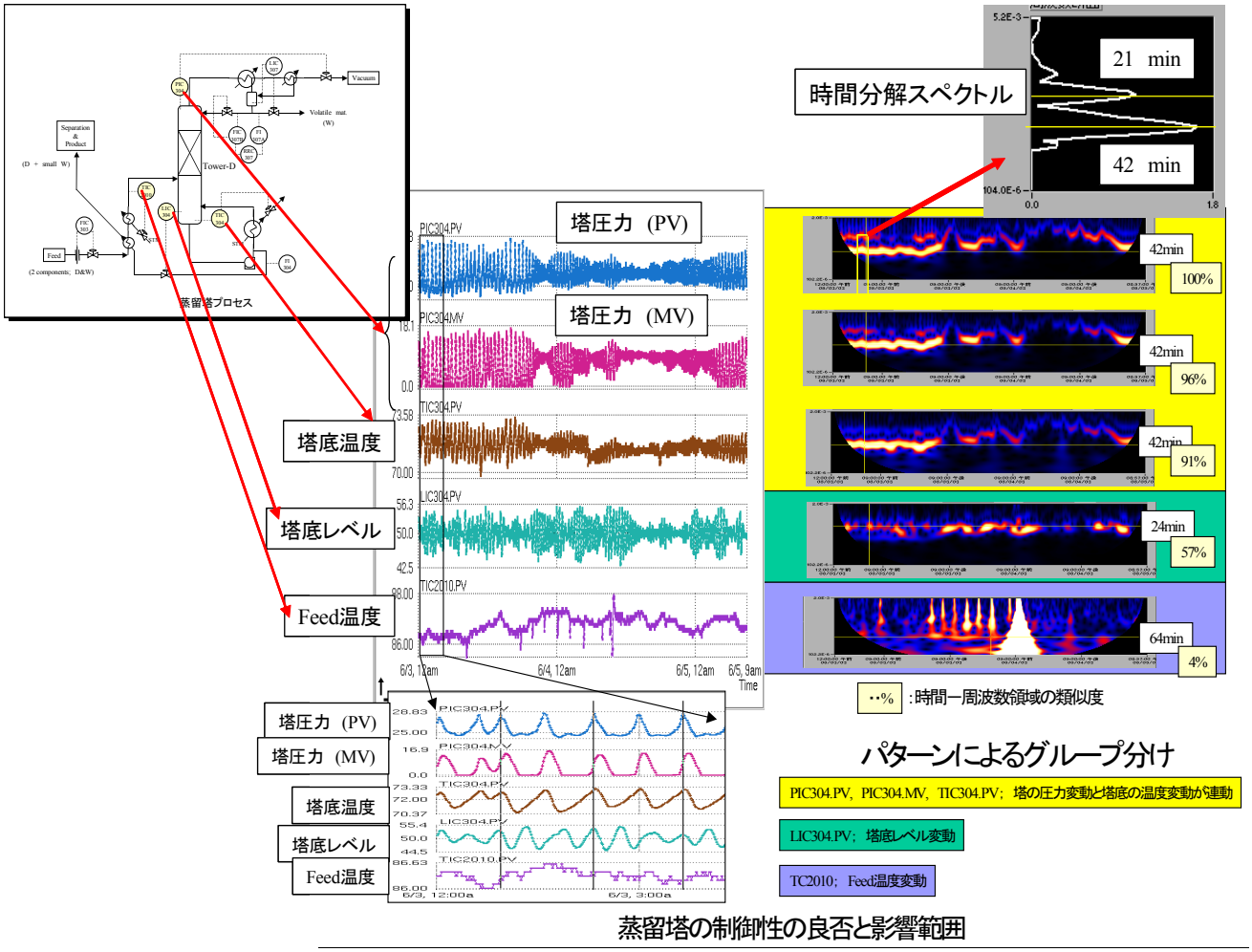


図17　ケース1の運転データと　Wavelet　変換

(4)変動原因についての考察

塔圧力　と　塔底温度　のパターンを仔細に観察すると　塔圧力　には塔底温度に比べて顕著な倍音の振動(20分付近の周期)が存在していることがわかる。倍音が顕著に存在することは、振動の原因(Root　Cause)に近いことを意味しており、塔圧力の制御系が40分付近の振動の発生元でここから発生した振動が　塔底温度の変動に伝播していると推定される。以上の検討に基づき、塔圧力制御系(PIC304)についてPIDパラメータの調整を行った。

PIDパラメータの調整は、圧力制御系をマニュアルモードにして、ステップテストからの応答をとり、標準的な無駄時間、時定数の同定方法を試みた。調整前のパラメータは積分動作が強く、これを弱める方向で以下の数値に調整した。

調整値:　P304　P:240→120,　I:60→600sec　D:0→0sec

パラメータ調整前後の蒸留塔の状態を図19に示す。パラメータ調整の前後比較から明らかなように、

塔圧力制御のパラメータの調整を行うと、塔圧力に関する振動が消滅するのと同時に塔底温度の振動も無くなる。そして、塔底レベルの振動はそれとは無関係に継続している。

当初の Wavelet 変換から推測された関係（以下）がPIDパラメータ調整により確認された。

「P304 と T304 は干渉しており、L304, T2010 はそれとは独立に変動していること」

補足ながらのベルト、ケース2のプラントのパラメータ調整後は、塔の安定的な運転が行われるようになり、運転操作に関する労力削減と、安定的な運転の継続により効率的な生産が行われるようになった。

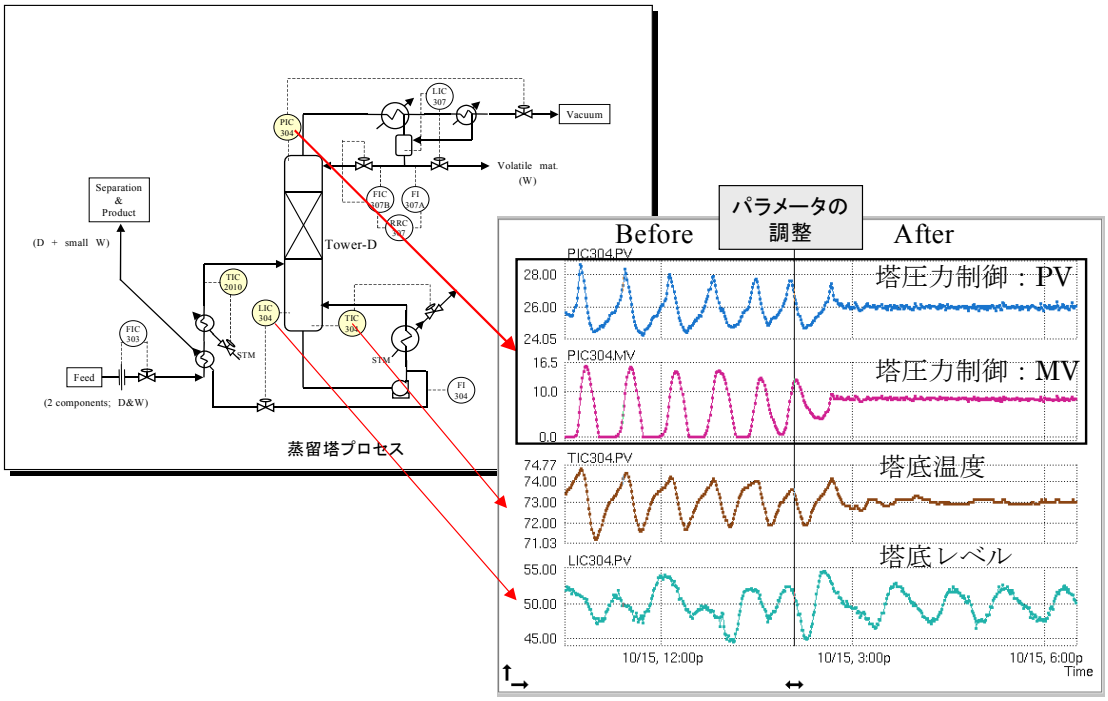


図18　蒸留塔の圧力制御系　におけるパラメータ調整とその影響

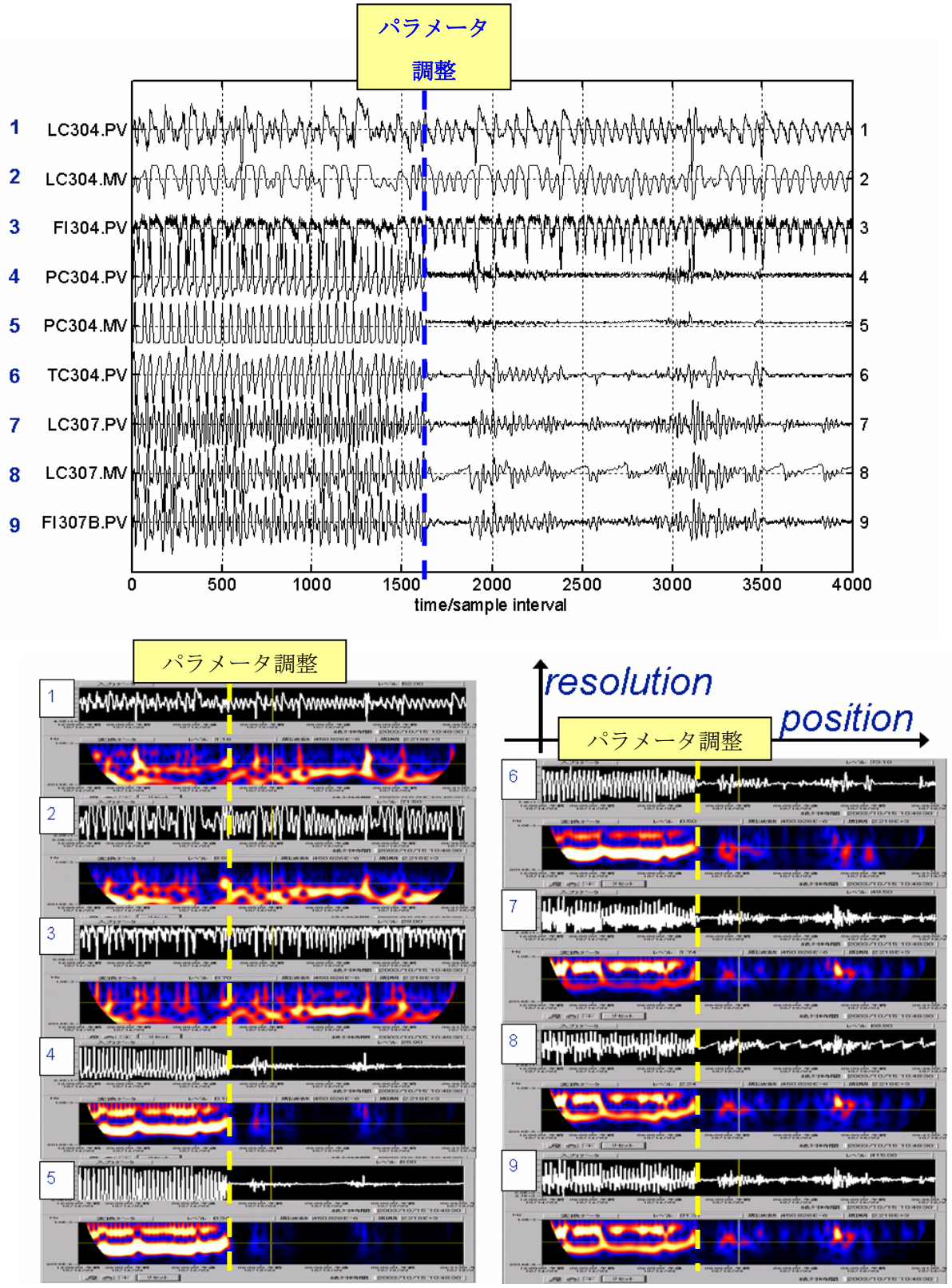


図19　ケース1プラント　各部分運転データとそのウェーブレット変換（詳細図）

6.4. 結論

(1)蒸留塔の制御系から得られる時系列データにウェーブレット変換を応用することで、制御系の不良による持続振動を見つけ出すことが可能になった。

(2)持続振動を起こしている系の周波数－時間領域のスペクトルの時間的な関係から、Root Cause を特定した。

(3)制御系に非線形応答が存在すると定周期の振動が発生することを実際の蒸留塔の運転データで確認した。

(4)非線形応答は、バルブの開度制御と流量(MV－PV)の関係に現れることが多く、この関係はX－Yプロットの形状により確認できる

(5)いったん発生した振動は、蒸留塔の系全体に伝播する。

(6)系全体に広がる振動を抑制するには、制御系のデータに含まれる非線形性に注目して振動の発生元(Root Cause)を特定し、これについての対策を講じることが効果的である。

(7)蒸留塔全体に伝播した振動的な変動のRoot Causeを発見し、これへの対処を行うことで系全体が安定化することを実証した。(ケーススタディ2)

参考文献

(1) Thornhill,N.F., Cox,J.W. and Paulonis,M., 2003, Diagnosis of plant-wide oscillation through data-driven analysis and process understanding, Control Engineering Practice, 11. 1481-1490

(2) 橋本伊織、長谷部伸治、加納学 「プロセス制御工学」 朝倉書店 2002年

(3) 山本重彦。加藤尚武 「PID制御の基礎と応用」 朝倉書店 1997年

(4) Vinay Kariwala, M.A.A.Shpukat Choudhury, Sirish Shah, J.Fraser Forbes, Edward S Meadows, Hisato Douke, Haruo Takada, 2004, “Detection and Diagnosis of Plant-wide Oscillations: An application study” IEEE APC in Vancouver, session paper

(5) IMS国際共同研究(0303:プラント操業における高度エンジニアリング手法に関する研究) 報告書

(6) Matsuo,T., Tadakuma, I., Thornhill,N.F., 2004, Diagnosis of a Unit-Wide Disturbance Caused by Saturation in Manipulated Variables, IEEE APC in Vancouver, session paper

第7章　モデル駆動PID制御　－その特徴と応用例－

モデル駆動PID制御についての解説

執筆者
行友　雅徳　　(株)東芝　電力・産業システム技術開発センター
重政　隆　　東芝ITコントロール(株)

7.1. はじめに

PID 制御[1]は産業界の基本制御技術として広く使われている。プロセス制御分野では、90年代にプラントの高収率・高効率運転を実現するためにモデル予測制御が導入され、より効率の良い運転管理を推進しつつ、同時に下位ループであるPID制御ループの性能底上げの必要性が高まった。すなわちモデル予測制御による最適な操作量(MV)を下位の制御ループの目標値(SV)とするので、下位の制御ループの Auto 化や制御性能の向上化が課題となった。また分散した計器室の統合による運転監視制御の省力化・効率化、省エネルギ・高効率化、環境対応を一段と推進するには、下位の PID 制御ループの見直し・底上げも必要である。

世界のプロセス制御ループ数全体の1／3程度が良好で満足できるが、手動のまま使われているのが1／3、制御性能が poor あるいは Fair と評価されているのが残りの1／3という報告[2]もある。PID 制御が苦手の制御対象も実はある。具体的にはむだ時間系、積分系、不安定系、ゼロ点系などである。この2／3の制御対象のなかには、この PID 制御が苦手なケースが含まれているように思われる。このような問題点を解決するためにこれまで I-PD 制御や 2 自由度 PID 制御などのアドバンスト PID 制御が提案されてきた[1]。これらアドバンストPID 制御でも、むだ時間が長いプロセスに対しては十分な制御性能が得られなかった。

近年”モデル駆動制御”という概念が東京大学木村教授より提案された[5]。この概念は、″a control system architecture which uses a model of the plant as a principal component of controller″と定義され、制御構造を理解しやすい、調整が容易、高いロバスト性を持つといった利点がある。Dr.Shinskey が提案する PID τ d 制御[3]や Prof.Morari 等の IMC(Internal Model Control)[6]などはこのモデル駆動制御の概念に属すると考えられる。しかし、これら PID τ d 制御や IMC は、不安定プロセスに対して使いにくく制御性能が得られないという課題がある。

そこで、モデル駆動制御の概念に沿い、PID 制御に比べ適用範囲が広く、しかも2自由度制御機能まで付加したモデル駆動 PID 制御システムを提案してきた[7]~[11]。実フィールドでの実績もでてきたので、ここではモデル駆動 PID 制御の構造、特徴などをレビューし、実システムでの適用結果を紹介する。

7.2. モデル駆動 PID 制御システムの構造

モデル駆動 PID 制御システムのブロック図を Fig.1 に示す。ここで、r,u,y,d は各々目標値、操作量、制御量、外乱信号を表し、P(s)が制御対象を表している。次の3点が構造上の特徴である。

1) 主制御器(Fig.1 内の Main Controller)が用いるモデルとして、制御対象(Process)の特性によらず、むだ時間を持つ 1 次遅れを用いたモデル駆動制御構造とした。

2) 主制御器内部に2次の進み遅れから構成される Q Filter を備えている。この Q Filter は現場調整要素の役割を果たしており、パラメータ λ は目標値からの応答速度を調節でき、更にパラメータ α は目標値からの応答速度を変えることなく外乱に対する抑制性を調整できる。

主制御器の Q Filter と Model からなる正帰還ループ内に積分器が形成されるので、内部モデル原理に

よりステップ外乱やステップ目標値に対してオフセットは発生しない。

3) 制御対象 $P(s)$ に対して比例と微分から構成されるローカルフィードバック(PD Feedback)を用意している。この制御対象P(s)とPD Feedback全体を“見かけの制御対象”とし、これをG(s)とすると、これが主制御器である Main Controller の制御対象となる。

4) Set Point Filter を用意し、目標値 r から制御量 y までの特性がむだ時間を有する1次遅れ系の応答を持たせることができるようになっている。

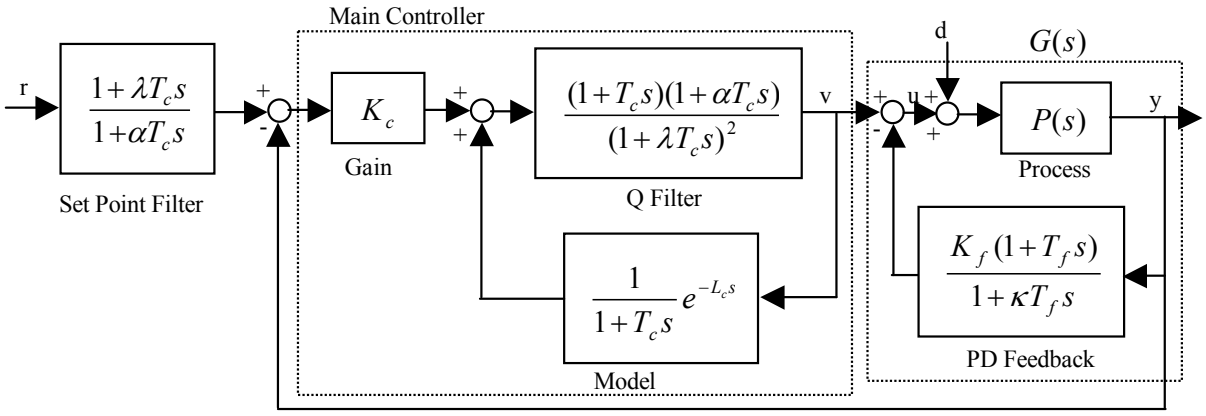


Fig.1 Model Driven Two Degrees of Freedom PID Control System

7.3. 設計方法

PD Feedback を設計し、“見かけの制御対象” $G(s)$ のゲイン K、時定数 T、むだ時間 L を求めるところまでが重要で、後はモデル駆動制御の利点である、再設計計算することなくパラメータ λ と α を調節するだけで応答特性を変えられる。

Step1：PD Feedback 設計

PD Feedback の役割は、制御対象 $P(s)$ とPD Feedback全体からなる“見かけの制御対象” $G(s)$ の特性がむだ時間を持つ1次遅れ特性と近似できるように変換することである。例えば、制御対象が積分特性、振動特性、不安定特性などの場合でもPD Feedbackゲインを適切に定めることにより $G(s)$ の特性を1次遅れ特性とすることができる。以上より、PD Feedback を含めた“見かけの制御対象”の特性が(1)式のようなゲイン K、時定数 T、むだ時間 L のむだ時間を持つ1次遅れ特性で近似できるようにPD Feedbackを設計することである。

$$G(s) = \left(1 + P(s)F(s)\right)^{-1} P(s) \cong \frac{K}{1+Ts} e^{-Ls} \qquad (1)$$

$$F(s)=\frac{K_f(1+T_f s)}{1+\kappa T_f s} \qquad (2)$$

制御対象 $P(s)$ の伝達関数や状態方程式が求められているならば、いろいろな PD Feedback 設計が可能である。例えば v から y の K_f や T_f を変えて得られたステップ応答から直接決定する方法や、$G(s)$ の周波数領域での低次元化により求める方法もある。文献[7]では、北森の部分的モデルマッチング法[4]を利用した設計方法を紹介している。後者の方法では、v から y までの特性がオーバーシュートを持たない規範モデルに一致するように PD Feedback ゲインを決定するものである。この他、極配置や周波数応答に基づく方法なども設計可能である。

一例として、むだ時間がある積分系なる制御対象 $P(s)$ に対し、PD feedback ゲイン Kf を 0.25 で用いた場合の、“見かけの制御対象” $G(s)$ と、さらに低周波特性が同じ特性になるように周波数領域での低次元化法で求めたむだ時間を持つ 1 次遅れモデル $\hat{G}(s)$ のステップ応答を Fig2 に示す、簡単な方法であるが十分使えると判断している。

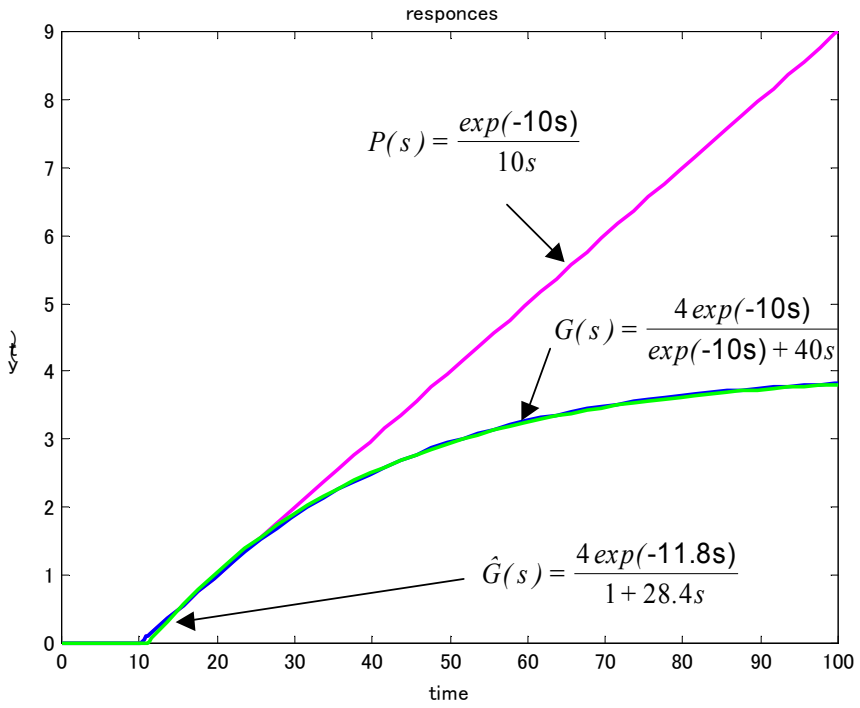


Fig.2 Step response curves of a PD feedback loop

Step2：Main Controller 設計

v から y の特性がむだ時間を持つ 1 次遅れ特性に近似できるなら、IMC の設計則から、主制御器の制御パラメータは下記のように決定される。

$$K_c = 1/K, \quad T_c = T, \quad L_c = L \tag{3}$$

Step3：調整パラメータ設計

このように制御系が構成されたなら、yの応答は目標値rと外乱dからは(4)式のように表せる。

$$y = \frac{e^{-L_c s}}{1+\lambda T_c s} r + \frac{e^{-L_c s}}{K_c(1+T_c s)} \left(1 - \frac{(1+\alpha T_c s) e^{-L_c s}}{(1+\lambda T_c)^2} \right) d \tag{4}$$

この式から、目標値応答はパラメータλにより調整でき、λの調整だけでは外乱抑制特性が不十分な場合、パラメータαにより外乱応答を調整できることが分かる。

$$G(s) = \frac{1}{1+5s} e^{-10s} \tag{5}$$

(5)式で表される制御対象G(s)に対して、パラメータαを1とし、λを0.5(一点鎖線)、1(実線)、1.5(破線)とした3ケースのシミュレーションを行なった。

Fig.3は、時刻10で目標値が0から1へステップ状に変化し、時刻100で振幅0.75のステップ外乱が操作量側に印加された場合である。λ=1を基本とすると、λ<1とすることで、速応性が向上し、λ>1とすると応答が緩慢になっている。

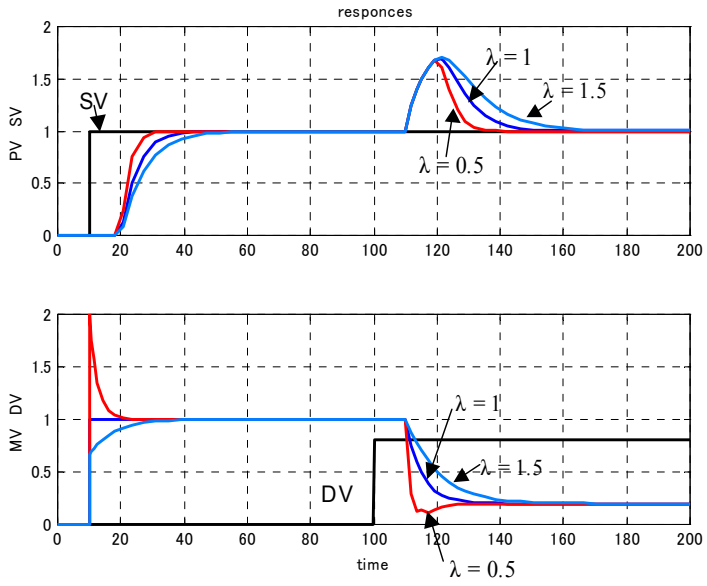


Fig.3 Responses of MD PID Control system with different λ

λ=1でα＝1とα=1.75とした場合のシミュレーション結果をFig.4に示す。実線がα=1.75の場合、破線がα＝1の 1 自由度の場合である。目標値応答は変化させずに、外乱応答の改善されていることが分かる。

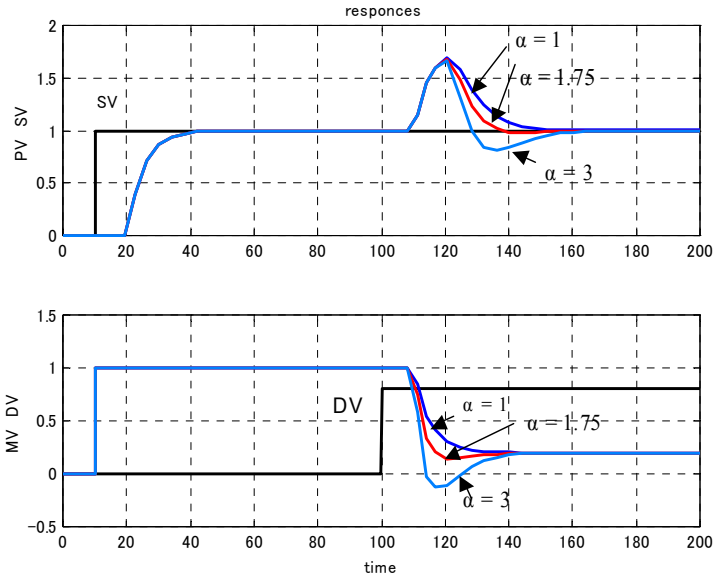


Fig.4 Responses of MD PID Control system with different α

7.4. 特徴

7.4.1. 汎用化・適用範囲の拡大

IMC では、安定な制御対象の特性が分かればコントローラ構造が決まるが、汎用コントローラを実現するには複雑になるので、モデル駆動 PID コントローラでは、制御対象の異なる性質は PD Feedback による“見かけの制御対象”の特性すなわち、むだ時間を持つ 1 次遅れ特性とし、Main Controller には、モデル駆動制御の概念に沿ったむだ時間を有する 1 次遅れ特性を共通のモデルとして用意し、その Main Controller には、ゲイン K、時定数 T とむだ時間 L を設定するだけで済むので、設計ノウハウは汎用化していると言えよう。従って、従来の PID 制御が苦手としていた、むだ時間系、不安定系から、得意としていた単なる遅れ系も扱えるので適用範囲は広がったと言えよう。

7.4.2. 分かりやすい調整方針

再設計することなく、Fig.3 と Fig.4 のようにパラメータ λ と α を調節するだけで応答特性を変えられる容易性を持っている。その前に制御対象の動特性パラメータが必要になるが、制御性能に問題がある場合には原因追求を行うので、ある意味でモデルを意識せざるを得ない。一般には、制御対象の開ループでのステップ応答やインパルス応答からのグラフィカルな方法により、むだ時間を有する 1 次遅れ系や積分系を求めることができる。$\lambda = \alpha = 1$ の場合は、モデル駆動 PID 制御系の目標値のステップ応答は、“見かけの制御対象” $G(s)$ のステップ応答と一致するので、これからも動特性の確認ができる。

7.4.3. PID 制御の上位互換性

制御パラメータを工夫するだけでモデル駆動 PID 制御から、従来 PID 制御、PI-PD 制御、PID τ d 制御

や IMC 制御などを Fig.5 のように実現できる使いやすさも実現した。

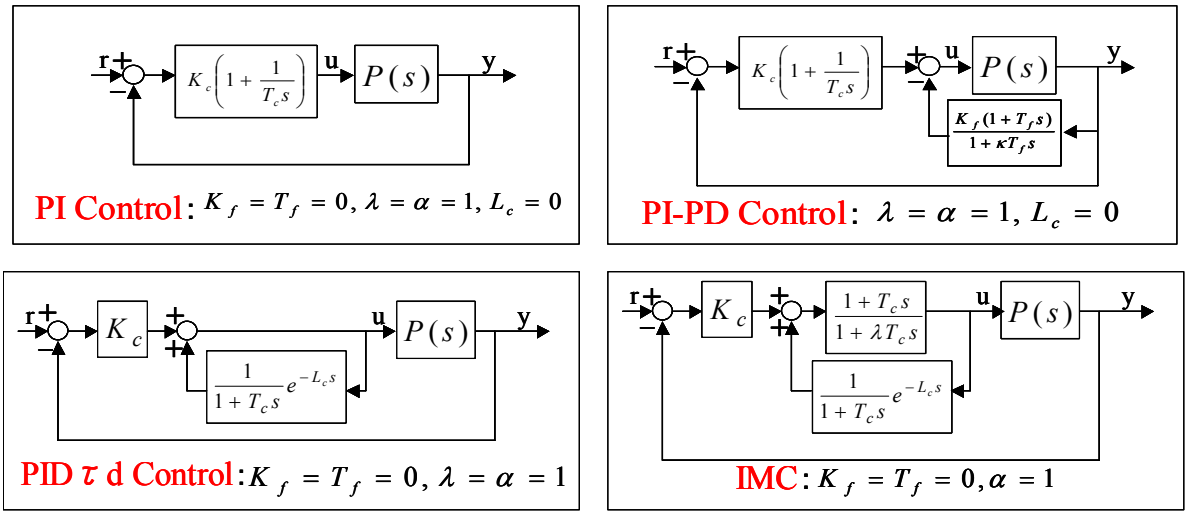


Fig.5 Various conventional PID control systems

7.4.4. 安定性とロバスト性

PD feedback によりローカルループの安定化が図られれば、基本構造は IMC であるので、制御系の安定性とロバスト性の一般論は説明されている[5]。むだ時間を持つ1次遅れ系について、最も基本的なα＝λ＝1で調べた安定余裕を Fig.6 に示す。

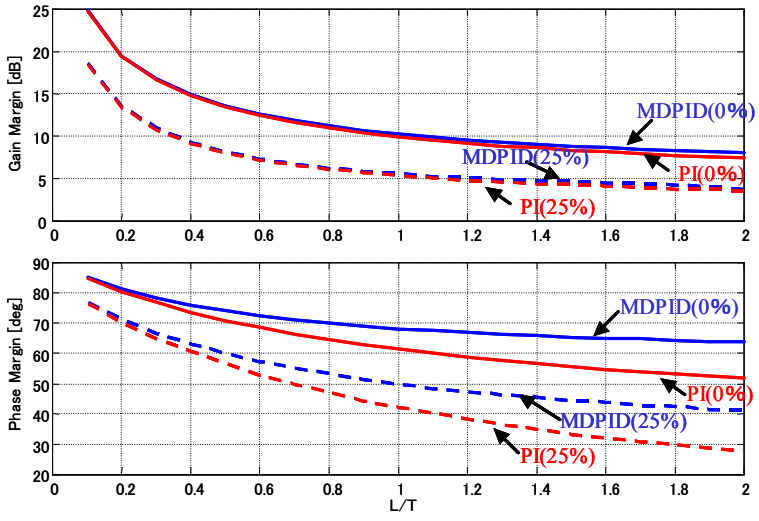


Fig.6 Stability margins for MD-PID control and PID control

横軸は制御対象のむだ時間と時定数の比(L/T)で、縦軸はゲイン余裕と位相余裕である。モデル駆動 PID コントローラは、L/T の大きな領域でもノミナル値でも25%のモデル誤差があった場合でも PID に比べ安定余裕は大きいことが分かる。また制御系としての応答をむだ時間のある 1 次遅れ系になるように設

計すると、ゲイン余裕と位相余裕は一定でなく制御対象に応じて変化していることも分かる。

7.5. 実適用例

DCS モジュールやループコントローラを用いた2つの適用例を紹介する。

7.5.1. 沈殿池レベル制御

紙の製造工場では大量の水を使う。この例では、川の取水口から水を可変速ポンプで汲み上げ約600m離れた沈殿池に送り、工場内のいろいろな工程に供給されているが、その需要に応じて変る沈殿池のレベルに応じ可変速ポンプで PI 制御されていた。この制御対象は、むだ時間と 1 次遅れと積分モードのある系であり、従来 PI 制御ではレベルの持続的長周期動揺が発生し、一挙に需要があると追いつけない状況もあった。モデル駆動 PID 制御を適用した結果、Fig.7 のように従来の PID 制御と比較し、レベル変動幅を約1／3に安定化でき、目標値(SV)を下げて省エネ運転も達成できた。

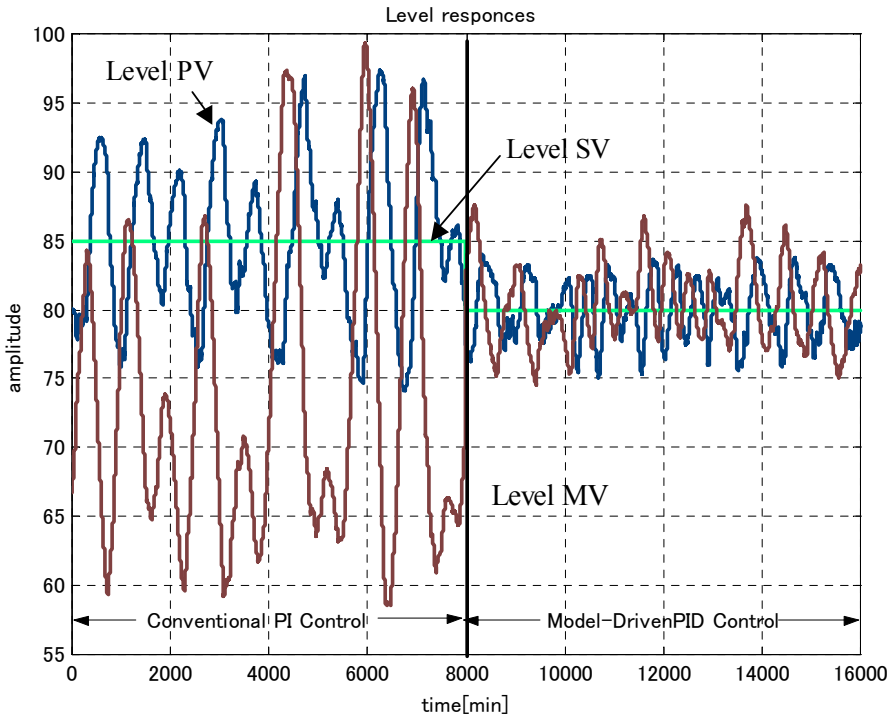


Fig.7 Comparison of level controls using Model-Driven PID Control and PI control

7.5.2. 反応器温度制御

化学プロセスの代表は蒸留塔や反応器であり、長いむだ時間と長い時定数がつきものである。むだ時間が長かったために、オペレータによる手動運転で対応せざるを得なかったところにモデル駆動 PID 制

御を適用した。これにより Auto モードで運転管理できるようになったばかりでなく、制御量（PV）のばらつきを抑制し、更に生産量変更時の安定化を達成でき、省力化と製品品質の安定化に寄与することができた。

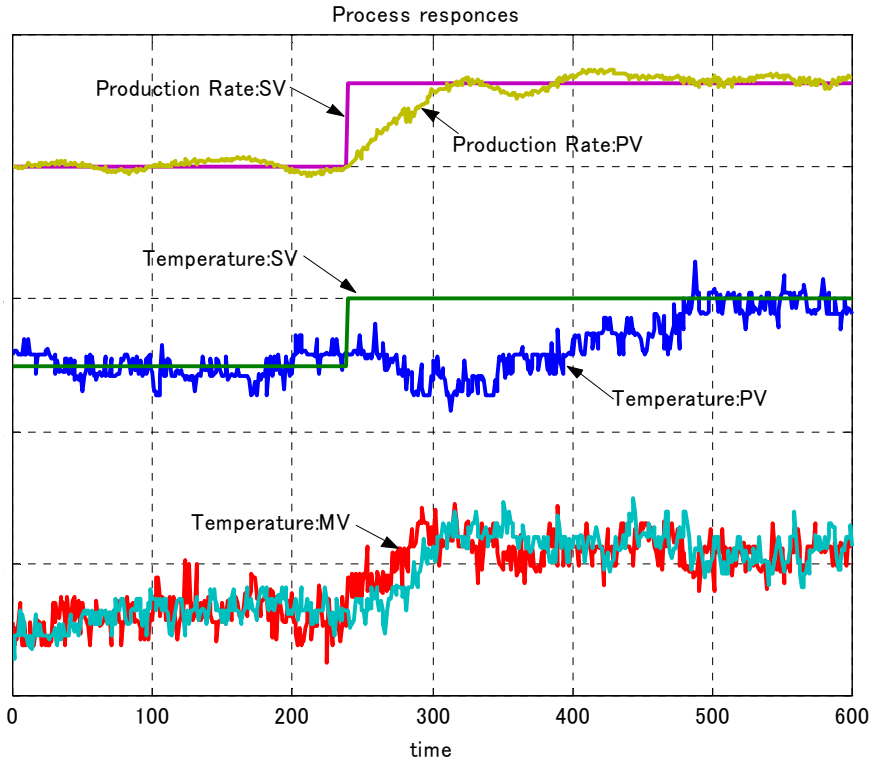


Fig.8 Distillation column temperature control using MD PID Control

7.6. まとめ

PID 制御は産業界の基本制御技術として広く使われているが、実際には苦手な制御対象もある。特にむだ時間の長い制御対象や積分系を含む不安定な制御対象がそれである。これらの制御対象にも適用できる汎用 PID 制御器として、更に従来型 PID 制御にも戻れる柔軟性を備えたモデル駆動 PID 制御器の構造・特徴をレビューし実適用例を紹介した。

参考文献

[1]須田信英：PID 制御,朝倉書店(1992)

[2] Desborough L. ,Randy Miller: Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring, Preprints of Chemical Process control-6, 153/186(2001)

[3]F.G.Shinskey：PID-dead time control of distributed process, IFAC PID2000 Workshop, 14/18(2000)

[4]北森俊行：制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法、計則自動制御学会論文集、

Vol15,No.4,549/555(1979)

[5]Kimura Hidenori：Is the Model a Good Controller ?, 39th IEEE Conference on Decision and Control,(2000)

[6]Morari M. and E.Zafirou：Robust Process Control, Prentice Hall (1989)

[7] Shigemasa T., M. Yukitomo, R. Kuwata, T. Hattori and Y. Baba：A Model-Driven PID Controller, Proceedings of INTERMAC 2001, (2001)

[8]行友，重政：モデル駆動 PID 制御システムとその安定性，第 2 回制御部門大会予稿集, (2002)

[9] Shigemasa T., M. Yukitomo, R. Kuwata: A Model-Driven PID Control System and its Case Studies, Proceedings of IEEE CCA and CACSD ,Glasgow ,(2002)

[10] 行友，重政,馬場：モデル駆動 PID 制御システムとそのチューニング方法，第 3 回制御部門大会予稿集, (2003)

[11] Baba,Y, T. Shigemasa, M. Yukitomo, F. Kojima, M. Takahashi, E. Sasamura : Model-Driven PID Control System in Single-Loop Controller, Proceedings of SICE Annual Conference in Fukui, August 4-6, 2003

[12]Iino Y, Shigemasa T：Practical Modelling and Control System Design Methods for CAE system, Proceedings of ACC, (1989)

第8章　閉ループ同定

閉ループ同定についての解説

執筆者
加納　学　　京都大学　大学院工学研究科化学工学専攻
喰田　秀樹　　出光石油化学(株)　技術部総括課

8.1. 閉ループ系同定の基礎

京都大学　加納　学

8.1.1. はじめに

システム同定には，対象プロセスの入出力データが必要である．前節で述べた持続的励振条件を入力変数が満たすためには，入力変数を運転状態とは無関係に変化させる必要がある．しかし現実には，システム同定のために運転状態を乱すことは好ましくないため，フィードバック制御の下で安定に運転されているプロセスの入出力データからモデルを構築することが望まれる．このようなフィードバック制御下でのシステム同定を**閉ループ同定**（closed-loop identification）という．

実は，この閉ループ同定は簡単ではない．例えば，フィードバック制御によって完璧に外乱が抑制されている場合を考えてみよう．当然ながら，設定値を変更しなければ，制御変数は一定で変化しない．したがって，操作変数が制御変数に与える影響を把握することができず，モデルを構築することはできない．この例は極端であるが，閉ループ同定が抱える問題を浮き彫りにしてくれる．本節では，閉ループ同定の問題点を明らかにし，現在までに提案されているいくつかの方法について解説する．

8.1.2. スペクトル解析の利用

1960 年代に既に，クロススペクトル密度（あるいは相互相関関数）を用いる同定方法は閉ループ系の同定に対して役に立たないことが指摘されている．本題に入る前に，ここで利用する重要な用語を整理しておこう．

平均値 0 の変数 $x(t), y(t)$ について，

$$r_{xx}(k) \quad = \quad E[x(t)x(t+k)] \tag{1}$$

を x の**自己相関関数**（auto-correlation function），

$$r_{xy}(k) \quad = \quad E[x(t)y(t+k)] \tag{2}$$

を x と y の**相互相関関数**（cross-correlation function）と呼ぶ．ここで，E は期待値を意味する．さらに，自己相関関数 $r_{xx}(k)$ のフーリエ変換

$$\phi_{xx}(\omega) \quad = \quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xx}(k)e^{-j\omega k} \tag{3}$$

を x の**スペクトル密度**（spectral density），相互相関関数 $r_{xy}(k)$ のフーリエ変換

$$\phi_{xy}(\omega) \quad = \quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xy}(k)e^{-j\omega k} \tag{4}$$

を x と y の**クロススペクトル密度**（cross-spectral density）と呼ぶ．

まず，スペクトル解析を用いた，フィードバック制御を行わない開ループ系の同定方法について述べる．ここでは，対象プロセスが次式で表現されるものとする．

$$y(t) \quad = \quad P(q)u(t) + D(q)d(t) \tag{5}$$

なお，$P(q)$ はプロセスの伝達関数，$D(q)$ は外乱の動特性を与える伝達関数であり，操作変数 u と白色雑音 d は無相関とする．システム同定にスペクトル解析を用いる場合，その目的は，入出力 u, y の測定データからプ

ロセスの**周波数伝達関数** $P(e^{j\omega})$ を求めることとなる[1]．このプロセスのインパルス応答係数を $\{p_m\}$ とすると，

$$P(q) = \sum_{m=0}^{\infty} p_m q^{-m} \tag{6}$$

であることから，周波数伝達関数を

$$P(e^{j\omega}) = \sum_{m=0}^{\infty} p_m e^{-j\omega m} \tag{7}$$

と表現することもできる．同様に，外乱伝達関数 $D(q)$ のインパルス応答係数を $\{d_m\}$ とすると，

$$D(q) = \sum_{m=0}^{\infty} d_m q^{-m} \tag{8}$$

となる．このインパルス応答表現を利用して，入力 u と出力 y のクロススペクトル密度を計算してみよう．まず，相互相関関数を求めると，

$$\begin{aligned} r_{uy}(k) &= E[u(t)y(t+k)] \\ &= E[u(t)P(q)u(t+k) + u(t)D(q)d(t+k)] \\ &= E[u(t)\sum_{m=0}^{\infty} p_m u(t+k-m) + u(t)\sum_{m=0}^{\infty} d_m d(t+k-m)] \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} p_m E[u(t)u(t+k-m)] + \sum_{m=0}^{\infty} d_m E[u(t)d(t+k-m)] \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} p_m r_{uu}(k-m) + \sum_{m=0}^{\infty} d_m r_{ud}(k-m) \end{aligned} \tag{9}$$

を得る．仮定より，u と d は無相関であるから，任意の k について $r_{ud}(k) = 0$ である．このため，相互相関関数 $r_{uy}(k)$ は

$$r_{uy}(k) = \sum_{m=0}^{\infty} p_m r_{uu}(k-m) \tag{10}$$

と簡単化される．これより，クロススペクトル密度 $\phi_{uy}(\omega)$ は

$$\begin{aligned} \phi_{uy}(\omega) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{uy}(k)e^{-j\omega k} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{m=0}^{\infty} p_m r_{uu}(k-m)e^{-j\omega k} \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} p_m e^{-j\omega m}\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{uu}(k-m)e^{-j\omega(k-m)}\right\} \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} p_m e^{-j\omega m}\left\{\sum_{l=-\infty}^{\infty} r_{uu}(l)e^{-j\omega l}\right\} \\ &= P(e^{j\omega})\phi_{uu}(\omega) \end{aligned} \tag{11}$$

となる．ここで，$P(e^{j\omega})$ はプロセスの周波数伝達関数であったことから，その推定値 $\hat{P}(e^{j\omega})$ は，$\hat{\phi}$ をスペクトル密度の推定値として，

$$\hat{P}(e^{j\omega}) = \frac{\hat{\phi}_{uy}(\omega)}{\hat{\phi}_{uu}(\omega)} \tag{12}$$

[1]連続時間伝達関数 $P(s)$ の周波数伝達関数は $P(j\omega)$ であった．一方，離散時間伝達関数 $P(q)$ の周波数伝達関数は $P(e^{j\omega})$ で与えられる．すなわち，$q = e^{j\omega}$ を代入すればよい．

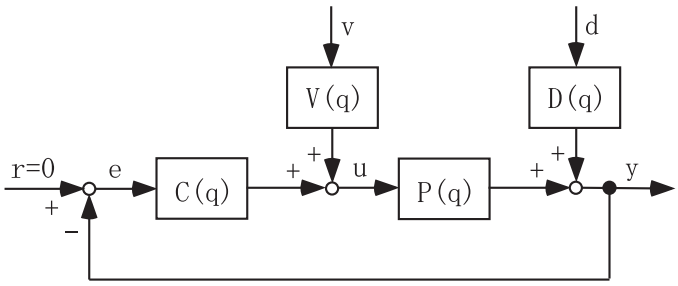


図 1: 閉ループ系のブロック線図

によって求めることができる．これがスペクトル解析を用いたシステム同定手法である．

それでは，次に，図 1 のような閉ループ系を考えよう．この閉ループ系は以下の 2 式で表現される．

$$y(t) = P(q)u(t) + D(q)d(t) \tag{13}$$

$$u(t) = -C(q)y(t) + V(q)v(t) \tag{14}$$

ここで，$P(q), C(q)$ はそれぞれプロセスおよびコントローラの伝達関数，$D(q), V(q)$ はそれぞれ外乱および同定用信号（人為的な付加信号）の動特性を与える伝達関数であり，d, v は互いに相関のない白色雑音とする．閉ループ伝達関数を用いると，プロセスの入出力を以下のように表すこともできる．

$$y(t) = \frac{1}{1+CP}(PVv(t) + Dd(t)) \tag{15}$$

$$u(t) = \frac{1}{1+CP}(Vv(t) - CDd(t)) \tag{16}$$

ここで，開ループ系の同定で行った手順をそのまま閉ループ系の同定に適用し，プロセスの周波数伝達関数の推定値 $\hat{P}(e^{j\omega})$ を求めると，次式を得る．

$$\begin{aligned} \hat{P}(e^{j\omega}) &= \frac{\hat{\phi}_{uy}(\omega)}{\hat{\phi}_{uu}(\omega)} \\ &= \frac{-C(e^{-j\omega})|D(e^{j\omega})|^2\phi_{dd}(\omega) + P(e^{j\omega})|V(e^{j\omega})|^2\phi_{vv}(\omega)}{|C(e^{j\omega})D(e^{j\omega})|^2\phi_{dd}(\omega) + |V(e^{j\omega})|^2\phi_{vv}(\omega)} \end{aligned} \tag{17}$$

なお，

$$|X(e^{j\omega})|^2 = X(e^{j\omega})X(e^{-j\omega}) \tag{18}$$

である．これより，周波数伝達関数の推定値が真値と一致する，すなわち $\hat{P}(e^{j\omega}) = P(e^{j\omega})$ となるのは，1）外乱が存在しない場合（$d = 0$），2）フィードバックループが存在しない場合（$C = 0$），のいずれかの場合に限られることがわかる．さらに，同定用信号 v が存在しない場合には，

$$\hat{P}(e^{j\omega}) = -\frac{1}{C(e^{j\omega})} \tag{19}$$

となり，プロセス周波数伝達関数の代わりに，コントローラ周波数伝達関数の逆数に -1 を掛けたものが同定されることになる．このように，閉ループ同定では，同定用信号の存在が決定的に重要である．なお，図 1 のようにコントローラ出力に信号を付加する代わりに，コントローラ入力に信号を付加してもよい．コントローラ入力に人為的な信号を加えることは，設定値を変更することに対応する．

さて，特殊な場合を除いて，スペクトル解析に基づく閉ループ同定は成功しないことがわかった．しかし，同定用信号 v が測定される（あるいはコントローラが既知である）場合には，次式に基づく同定が可能である．

$$\begin{aligned}\phi_{yv}(\omega) &= P(e^{j\omega})\phi_{uv}(\omega) + D(e^{j\omega})\phi_{dv}(\omega) \\ &= P(e^{j\omega})\phi_{uv}(\omega) \end{aligned} \tag{20}$$

すなわち，周波数伝達関数の推定値は

$$\hat{P}(e^{j\omega}) = \frac{\hat{\phi}_{yv}(\omega)}{\hat{\phi}_{uv}(\omega)} \tag{21}$$

で与えられる．

8.1.3. 直接法

あたかもフィードバックループが存在していないかのように同定を行う，すなわち開ループ系に対する同定手法を閉ループ系にそのまま適用する方法を**直接法**（direct identification）と呼ぶ．この方法はフィードバックループの存在を考慮する必要がないため，もし適切な同定が可能であるなら，簡便で優れた方法といえる．はたして直接法を利用しても問題はないのだろうか．予測誤差法を用いる場合について，詳しく検討してみよう．

式 (13) の予測誤差は，y, u が式 (15), (16) のように表せることから，

$$\begin{aligned}\varepsilon(t) &= \frac{1}{\hat{D}}(y(t) - \hat{P}u(t)) \\ &= \frac{(P-\hat{P})V}{\hat{D}(1+CP)}v(t) + \frac{D(1+C\hat{P})}{\hat{D}(1+CP)}d(t) \end{aligned} \tag{22}$$

で与えられる．予測誤差法では，$\varepsilon(t) = d(t)$ となる，すなわち，

$$\frac{(P-\hat{P})V}{\hat{D}(1+CP)}v(t) = 0 \tag{23}$$

$$\frac{D(1+C\hat{P})}{\hat{D}(1+CP)} = 1 \tag{24}$$

となるパラメータを推定する．問題は，この 2 つの条件から，

$$\hat{P} = P, \quad \hat{D} = D \tag{25}$$

が導かれるかどうかである．

まず，同定用信号を付加しない場合，すなわち $v = 0$ である場合には，条件式 (23) は自動的に満たされ，実質的な意味をもたない．このため，$\hat{P}, \hat{D}$ は条件式 (24) を満足するように決定されるが，この条件だけでは $\hat{P} = P, \hat{D} = D$ となるとは限らない．真の伝達関数を同定するためには，コントローラ C が十分に高次である必要がある．ただし，プロセスの真の伝達関数が不明である以上，コントローラの次数が十分であるかどうかはわからない．

一方，同定用信号 v が持続的励振条件を満たしている場合には，条件式 (23) より $\hat{P} = P$ が，さらに条件式 (24) より $\hat{D} = D$ が導かれる．すなわち，プロセスおよび外乱の伝達関数を正しく同定できる．以下では，伝達関数を正しく同定できる性質を可同定性と呼ぶことにする．なお，閉ループ系の同定を可能にする方法として，同定用信号を加える代わりに，同定実験中に複数のコントローラを用いる（異なるコントローラを用いて同定実験を行う）方法もある．1 入力 1 出力プロセスあるいは入出力の数が等しい多変数プロセスの同定であれば，2 種類のコントローラを用いれば同定可能となる．

8.1.4. 間接法

間接法（indirect identification）は以下の 2 ステップからなり，同定用信号が測定可能（あるいはコントローラが既知）であることを前提とする．

＜ Step 1：閉ループ伝達関数の同定＞

図 1 の閉ループ系は，閉ループ伝達関数を用いて次式のように表現できる．

$$y(t) = H_{yv}(q)v(t) + H_{yd}(q)d(t) \tag{26}$$

$$H_{yv}(q) = \frac{PV}{1+CP} \quad , \quad H_{yd}(q) = \frac{D}{1+CP} \tag{27}$$

いま，v が持続的励振条件を満たし，かつ d と無相関であるとする．このとき，y, v をそれぞれ出力および入力，H_{yv} をプロセスとみなせば，式 (26) は開ループ系の表現式に他ならない．したがって，例えば予測誤差法を用いて，H_{yv} および H_{yd} を同定できる．

＜ Step 2：開ループ系のパラメータ推定＞

C, V を既知とすると，Step 1 で得られた同定結果を利用して，P, D を決定することができる．すなわち，

$$\hat{H}_{yv} = \frac{\hat{P}V}{1+C\hat{P}} \tag{28}$$

$$\hat{H}_{yd} = \frac{\hat{D}}{1+C\hat{P}} \tag{29}$$

を解くことにより，P, D を求められる．

では，直接法と同様に，間接法の可同定性について検討してみよう．いま，Step 1 において，閉ループ伝達関数 H_{yv}, H_{yd} は正確に同定できたものとする．すなわち，

$$\hat{H}_{yv} = H_{yv} \tag{30}$$

$$\hat{H}_{yd} = H_{yd} \tag{31}$$

とする．この場合，Step 2 では，

$$\frac{\hat{P}V}{1+C\hat{P}} = \frac{PV}{1+CP} \tag{32}$$

$$\frac{\hat{D}}{1+C\hat{P}} = \frac{D}{1+CP} \tag{33}$$

に基づいて，$\hat{P}, \hat{D}$ を求めることになる．条件式 (32) を変形すると，

$$\frac{PV}{1+CP} - \frac{\hat{P}V}{1+C\hat{P}} = \frac{(P-\hat{P})V}{(1+CP)(1+C\hat{P})} = 0 \tag{34}$$

を得る．これは，直接法の条件式 (23) と本質的に同じである．一方，条件式 (33) を変形すると，

$$\frac{D(1+C\hat{P})}{\hat{D}(1+CP)} = 1 \tag{35}$$

を得る．これは，直接法の条件式 (24) に等しい．すなわち，可同定性に関して直接法と間接法に差はなく，持続的励振条件を満たす同定用信号が付加されていれば，いずれの手法を用いても閉ループ同定は可能である．ただし，可同定性が同じであるということは，有限個のサンプルを用いて同定を行った結果が同じになるという意味ではない．また，適用のしやすさも異なる．

間接法は，1）Step 2 において適切に P を決定することが困難である，2）同定用信号が測定可能であることを前提とする，3）可同定性については直接法と本質的に同じ性質をもつ，という理由で，直接法と比較してとくに優れた手法というわけではない．間接法をより実用的な同定手法とするために，ユーラ・パラメトリゼーション（Youla parametrization）を用いる方法や 2 段階法が提案されている．ここでは，2 段階法を紹介しよう．**2 段階法**は以下の 2 ステップからなる．

＜ Step 1：閉ループ伝達関数の同定＞

図 1 の閉ループ系は，閉ループ伝達関数を用いて次式のように表現できる．

$$u(t) = H_{uv}(q)v(t) + H_{ud}(q)d(t) \tag{36}$$

$$H_{uv}(q) = \frac{V}{1+CP} \quad , \quad H_{ud}(q) = \frac{CD}{1+CP} \tag{37}$$

いま，v が持続的励振条件を満たし，かつ d と無相関であるとする．このとき，u, v をそれぞれ出力および入力，H_{uv} をプロセスとみなせば，式 (36) は開ループ系の表現式に他ならない．したがって，例えば予測誤差法を用いて，H_{uv} および H_{ud} を同定できる．

＜ Step 2：開ループ系のパラメータ推定＞

Step 1 で得られた $\hat{H}_{uv}$ を利用して P を決定することを考える．プロセスの表現式 (13) に式 (36) を代入すると，

$$\begin{aligned} y(t) &= P(q)\{H_{uv}(q)v(t) + H_{ud}(q)d(t)\} + D(q)d(t) \\ &= P(q)H_{uv}(q)v(t) + \{PH_{ud}(q) + D(q)\}d(t) \end{aligned} \tag{38}$$

となる．したがって，$H_{uv}v$ を入力，y を出力とみなすことにより，P を同定できる．

この 2 段階法は，通常の開ループ同定手法を利用してプロセス伝達関数 P を同定できるところに特徴がある．

8.1.5. 入出力結合法

入出力を結合した多次元時系列を考え，時系列モデルの構築を通してプロセスの同定を行う手法を**入出力結合法**（joint input-output identification）と呼ぶ．例えば，AR モデル

$$\begin{bmatrix} A_{11}(q) & A_{12}(q) \\ A_{21}(q) & A_{22}(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \tag{39}$$

を利用するのであれば，予測誤差法等を用いて，この式の適切な構造（次数）およびパラメータを求めることになる．いま，閉ループ系が式 (13), (14) で与えられる場合には，

$$\begin{bmatrix} 1 & -P \\ C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & V \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \tag{40}$$

が成り立つことから，

$$P = -\frac{A_{12}}{A_{11}} \quad , \quad C = \frac{A_{21}}{A_{22}} \tag{41}$$

を得る．

このように，入出力結合法はコントローラ C および同定用信号 v が未知である場合にも，プロセス P を同定できる．ただし，AR モデルの次数は高くなる傾向があるため，モデルを低次元化する作業が必要になることが多い．

報　文

フィードバック制御下でのプロセスの動特性同定に関する考察（その1）

喰　田　秀　樹

要　旨

プラントの動特性同定に際して，対象にフィードバック・ループが含まれていると動特性が正しく同定されない場合が生じる。これに対し，伝達関数による考察により，正しい動特性を得るための条件を示した。出力の観測雑音が0とみなせ，かつ入力側には出力や入力自体と無相関な外生信号が存在しておれば，プロセスの特性が同定可能である。さらに，外乱が加わっていても，系を拡大することにより，外乱からの応答も含めプロセスの特性が同定可能であることも明らかになった。

1　はじめに

制御系の設計に代表されるようなケースでは，プラントの動特性を知る必要が生じる。特にモデル予測制御などのモデルベースの制御系においては，モデルの精度が制御性能を左右するので，動特性の把握が非常に重要となる。実プラントの動特性の把握（動特性同定あるいはモデル同定という）の場合，プラントの入力（独立変数）と出力（従属変数）のデータを測定し，それを解析してモデルを同定する方法が一般的である。この際，定常状態において制御ループをオープンとし，独立変数を順次，ステップ状に変化させ，従属変数の変化を観測して解析する手順が最も多くとられている。このとき，制御ループをオープンとしてしまうために，①安定性，安全性が損なわれる，②ボードマンの負荷が上がる，③順次のテストであるため時間がかかる，といった問題点が生じている。それでは，制御ループをクローズにしたままで同定すれば良いことになるが，データ採取時に対象のプラントにフィードバック・ループが含まれていると，条件によってはプラントの動特性が正しく同定されないという問題が生じる。

しかし，閉ループ同定の問題は一部では議論されてきているもの[1~3]，いまだ広く認識されるには至っていない。さらに，同定を阻害する原因は何か，どのような条件下であれば正しい結果が得られるのか，についてもあまり整理されていない。本報では，一般的な例を用いて思考実験によりフィードバック・ループを含む対象に対する可同定性を検証する[4, 5]。なお，わかり易さと問題提起を優先して，議論には単純なケースを設定している。次報では，シミュレーションにより，具体的な例を示すとともに，可同定性を定量的に議論する。

本報の結論は，プロセスの動特性が同定可能な条件は，入力側（目標値と外乱のどちらか，あるいは両方）にプロセスに対して有意な変動があり，かつ，出力側の雑音が排除できる場合であることが明らか

＜執筆者紹介＞
喰　田　秀　樹

Syokuda, Hideki
昭和62年入社
出光石油化学㈱
徳　山　工　場
技　術　課
出身地：兵庫県

となったことである。

フィードバックとは関係のない外生信号（人が介入することなどにより，対象の外から加わる信号）の存在が，信号処理上，オープンループととらえることを可能にしているといえる。逆に，入力側に有意な変動がなく，かつ，出力側の雑音が排除できない場合にはプロセスではなくコントローラの動特性が同定されてしまうことが確認された。

2　対象について

以下の議論は一般論であり，特定の対象を扱うものではない。しかし，なんらかの例題があった方が理解しやすいと考え，**図1**に示す例題を提案する。これは，蒸留塔の塔底側を切り出したものである。測定可能なプロセス量として，以下の3種がある。

①　出力（制御変数）：N段トレイ温度（y）
②　入力（操作変数）：リボイラの熱媒流量（u_1）
③　入力（外乱変数）：フィード流量（u_2）

制御系は，N段のトレイ温度を目標値に保つようリボイラの熱媒流量を操作するTC−FCのカスケード制御とする。これに付随して，以下の二つの量は既知とする。

①　N段トレイ温度目標値　　：r
②　リボイラの熱媒流量目標値：u_{11}

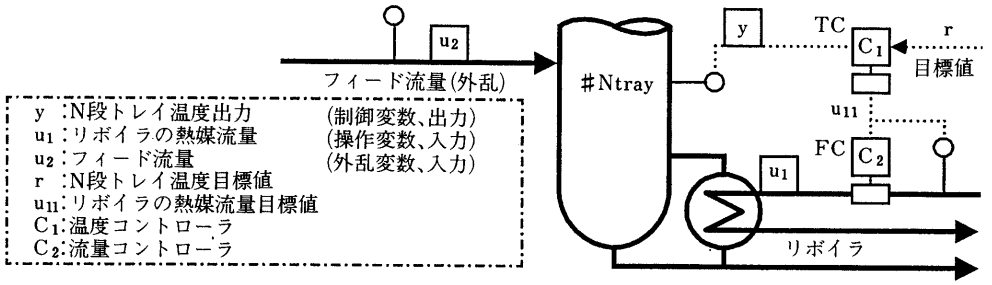
これをブロックダイアグラムに置き換えたものが，**図2**である。システムが線形で記述可能との前提を置いている。**図1**に対して追加された記号の意味は以下のとおり。

Gp　　：リボイラの熱媒流量（u_1）からN段トレイ温度（y）への動特性
Gd　　：フィード流量（u_2）からN段トレイ温度（y）への動特性
C_1，C_2　：コントローラの動特性
d_1，d_2，e：観測雑音あるいは未知（測定不能）外乱。u，x，yとは無相関

ここで，外乱とはフィード流量の変化に代表されるように，観測可能でかつ系を変動させるだけの大きさをもった信号，雑音とはランダムな動きをし，系に対して影響を与えないか，与えても小さいものとする。

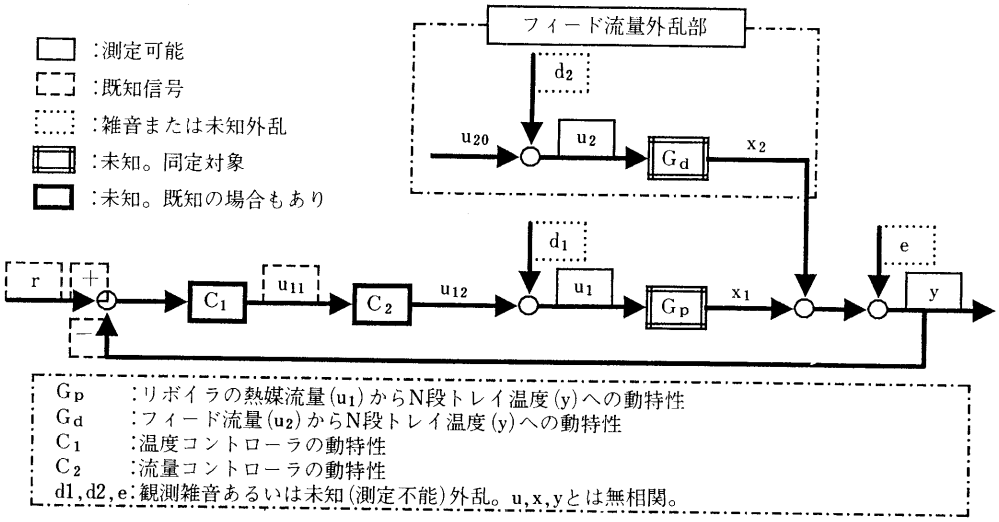
一般的には，動特性テストの際には，C_1，C_2のカスケードを切り，C_2の目標値u_{11}ならびに外乱u_2をそれぞれ独立にステップ状に変化あるいは摂動させて出力yの動きを観察する。この場合は，閉ループによる同定上の問題は生じないが，①制御ループをオープンとしてしまうために，安定性，安全性が損なわれる，②ボードマンの負荷が上がる，③時間がかかるといった問題点が生じる。

そこで，C_1，C_2のカスケードを活かしたままで，u_1ならびにu_2からの応答を一度に同定することを考える。例題において，フィード流量の変動による外乱により，N段トレイ温度が動き，制御系がリボイラの熱媒量を操作して補正しているという状況を設定する。また，測定値には，d_1，d_2，eという雑音が付加されているものとする。同定の問題は，この時のu_1，u_2，yを測定して，Gp，Gdを求めることである。



#N trayの温度をリボイラの熱媒流量で制御している。この制御系はTC-FCのカスケード制御。フィード流量が外乱となる。

図1　動特性同定対象の例（蒸留塔塔底側）



リボイラに対する応答x_1と外乱からの応答x_2の和に観測雑音eが付加されたものがプロセスの出力yとなる。u_{11}の部分は、コントローラ間の信号の伝送だけであるので、雑音はないものとした。

図２　図１の例題に対するブロックダイアグラム

3　定式化

図２のブロックダイアグラムをもとに，関係式を書き下すと以下のようになる。

リボイラ側（温度制御ループ含む）のモデル

$$y = x_1 + x_2 + e \quad \cdots\cdots(1)$$
$$x_1 = G_p \cdot u_1 \quad \cdots\cdots(2)$$
$$u_1 = u_{12} + d_1 \quad \cdots\cdots(3)$$
$$u_{12} = C_2 \cdot u_{11} \quad \cdots\cdots(4)$$
$$u_{11} = C_1 \cdot (r - y) \quad \cdots\cdots(5)$$

フィード流量外乱側のモデル

$$x_2 = G_d \cdot u_2 \quad \cdots\cdots(6)$$
$$u_2 = u_{20} + d_2 \quad \cdots\cdots(7)$$

(1)〜(7)式をラプラス変換し，中間的な変数を消去して整理すると(8)式が得られる。これが基本式となる。(8.1) 式と (8.2) 式の違いは，ブロックの切り方のみである。

$$\left(\begin{array}{c|cc} \mathrm{II} & 0 & 0 \\ \hline 0 & \mathrm{II} & C_2C_1 \\ -G_d & -G_p & \mathrm{II} \end{array}\right)\left(\begin{array}{c} U_2 \\ \hline U_1 \\ Y \end{array}\right)=\left(\begin{array}{c} U_{20}+D_2 \\ \hline C_2C_1R+D_1 \\ E \end{array}\right) \quad \cdots\cdots(8.1)$$

$$\left(\begin{array}{cc|c} \mathrm{II} & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{II} & C_2C_1 \\ \hline -G_d & -G_p & \mathrm{II} \end{array}\right)\left(\begin{array}{c} U_2 \\ U_1 \\ \hline Y \end{array}\right)=\left(\begin{array}{c} U_{20}+D_2 \\ C_2C_1R+D_1 \\ \hline E \end{array}\right) \quad \cdots\cdots(8.2)$$

4　フィード流量外乱がない場合の同定

まず，フィード流量外乱のないシンプルな場合について考察する。(8.1) 式において，U_1とYに関して数式を操作する（行列の右下のブロックを考える)。これにより，入力U_1から出力Yへの伝達関数を求めると表１のようになる。目標値R，雑音D_1，Eの有無によりケース分けしてある。また，リボイラ熱媒流量のSVから応答をとる場合も想定してU_{11}からの伝達関数も併せて求めた。

① リボイラ熱媒流量のPV（U_1）から応答をとった場合

ケース５，６，７のように，出力の観測ノイズが０と見なせれば（E＝０），プロセスの特性が同定可能である。また，$R=0 \cap D_1=0 \cap E\neq 0$の場合（ケース４）にはカスケード一次，二次を合わせたコントローラの特性の逆が求まってしまう。

② リボイラ熱媒流量のSV（U_{11}）から応答をとった場合

$R\neq 0 \cap D_1=0 \cap E=0$の場合（ケース７）に限り，カスケード二次側のコントローラの特性も含めた特性が同定可能である。また，R＝０

表1　フィード流量外乱がない場合の入出力関係

ケース	変化，雑音の有無			伝達関数	
	R	D_1	E	Y/U_1	Y/U_{11}
1	有	有	有	$\frac{G_PC_2C_1R+G_PD_1+E}{C_1C_1(R-E)+D_1}$	$\frac{G_PC_2C_1R+G_PD_1+E}{C_1(R-E-G_PD_1)}$
2	無	有	有	$\frac{G_PD_1+E}{-C_2C_1E+D_1}$	$\frac{1}{C_1}$
3	有	無	有	$\frac{G_PC_2C_1R+E}{C_2C_1(R-E)}$	$\frac{-G_PC_2C_1R+E}{C_1(R-E)}$
4	無	無	有	$-\frac{1}{C_1C_2}$	$\frac{1}{C_1}$
5	有	有	無	G_P	$\frac{G_PC_2C_1R+G_PD_1}{C_1(R-G_PD_1)}$
6	無	有	無	G_P	$-\frac{1}{C_1}$
7	有	無	無	G_P	G_PC_2
8	無	無	無	不能	不能

の場合には，D_1，Eが同時に0でない限り，カスケード一次側のコントローラの特性の逆が求まってしまう。

また，PV（U_1）からの場合には，ケース5，6においても，プロセスの特性が同定可能であったものが，ここではできなくなっている点にも注意が必要である。

このように，外生信号の有無ならびにデータ採取箇所によって，得られる結果がまったく異なることがわかった。最悪の場合には，プロセスの動特性を求めたつもりが，コントローラの動特性の逆を求めていることになっている。したがって，プロセスの動特性同定においては，外生信号の有無ならびにデータ採取箇所が非常に重要となる。

さて，u_1とyを測定し，（E＝0）かつ（R，D_1は同時に0でない）であれば，プロセスの特性が同定できることがわかった。以下で，条件（E＝0）かつ（R，D_1は同時に0でない）について考察する。

まず，E＝0の信号処理上の意味合いを考える。eは最後に外部から付加される雑音である。したがって，プロセスとはまったく無関係であり，プロセスに関する情報はeからは何ら得られない。そのため，0であることが要求される。

次に，（R，D_1は同時に0でない）について考察する。RもD_1も外生入力という点では同じ性質を持つ。またRは一定（R＝0）の場合が多い。よって，D_1を代表として議論を進める。$D_1 \neq 0$ということは，eの場合とは逆に雑音が必要ということである。ただし，ただ存在していればよいというのではなく，信号として意味のある大きさを持つ（Gpの出力x_1に変化が認められる）必要がある。意味のある大きさの雑音である場合は，PVを測定し，フィルタリングは行わずに（行ったとしても相当高周波の部分のみカットする）同定処理をする。逆に，d_1が存在しない（あるいは存在しても不十分な）場合は，何らかのかたちでd_1を付加してやる必要がある。このとき，u，x，yとは無相関であることが要求される。このような付加信号は‘dither信号’[5]と呼ばれている。

さらに，$D_1 \neq 0$の信号処理上の意味合いを考察する。フィードバックが含まれる場合，u_{12}はyによって動くことになる。そのため，$u_{12} \rightarrow y$の因果性だけでなく，$y \rightarrow u_{12}$の因果性も発生してしまう。つまり，独立変数と従属変数という切り分けができなくなっ

てしまう（このような問題を多重共線性の問題と呼ぶ）。そこで，uにもyにも無相関な信号D_1を入力側に付加することにより，因果性を保つことができるわけである。

結局，$E=0$かつ$D_1 \neq 0$というのは，d_1とx_1によってGpを同定するということにほかならない。フィードバックとは独立した部分でオープンループを作り出し，そのオープンループの信号で同定を行っているため，フィードバックが含まれていても同定が可能となるというわけである。$R \neq 0$についても同様な議論が成り立つ。

5　フィード流量外乱がある場合の同定

話題を戻して，フィード流量外乱がある場合について考察する（8.2）式において，以下の(9)から(12)式の変数変換を行い，(13)式を得る。

$$\begin{pmatrix} 0 \\ -C_2C_1 \end{pmatrix} = -C \qquad \cdots\cdots(9)$$

$$(-G_d \quad -G_p) = -G \qquad \cdots\cdots(10)$$

$$\begin{pmatrix} U_2 \\ U_1 \end{pmatrix} = U \qquad \cdots\cdots(11)$$

$$\begin{pmatrix} U_{20}+D_2 \\ -C_2C_1R+D_1 \end{pmatrix} = D \qquad \cdots\cdots(12)$$

$$\left(\begin{array}{c|c} \text{II} & -C \\ \hline -G & \text{II} \end{array}\right)\left(\begin{array}{c} U \\ \hline Y \end{array}\right) = \left(\begin{array}{c} D \\ \hline E \end{array}\right) \qquad \cdots\cdots(13)$$

これは，フィード流量外乱がないとした場合のシステムの記述と同じ形式である。したがって，拡大系として取り扱えば，4節の議論がそのまま適用できる。

6　E＝0とみなせない場合

eの影響力が大きく，かつ周波数領域においてもGpに近い場合は，eを雑音ではなく外乱ととらえるべきであろう。たとえば，フィードの流量や組成がかなり大きく恒常的に変動するような場合がそれである。5節で示したように，外乱であってもu_{12}としてその入力信号が測定可能であれば，プロセスの特性，外乱からの特性がともに同定可能である。したがって，eをフィード流量外乱におけるx_2と同等にとらえ，eについてu_2に相当するものを測定すべきである。また，制御系として考えた場合，無視できない大きさの雑音はもはや雑音ではない。安定化の達成のためには，外乱として制御系に取り込む必要がある。

結論としては，$E=0$とみなせない場合はeを明確な外乱として認識し，出所をつきとめて測定可能とし，多変数拡大系として特性も同定してしまうという取扱いをすべきである。測定できれば，特性の同定も可能である。

7　おわりに

フィードバック・ループが含まれていても，出力の観測雑音が0とみなせ，かつ入力側には出力や入力自体と無相関な外生信号が存在しておれば，プロセスの特性が同定可能であることを示した。また，入力側，出力側の雑音の意味についても触れた。さらに，外乱が加わっていても，系を拡大することにより，外乱からの応答も含めプロセスの特性が同定可能であることも明らかとなった。

また，今回はスペースの都合上割愛したが，フィードバック・ループを含むシステムの同定法としては，目標値rに摂動を加える方法や同定対象を既約分解する方法[4, 5, 7]なども報告されている。

今後は，シミュレーションや実データの解析を通じて，同定可能な条件について，目標値rの摂動や雑音の影響を中心に，より詳細に検討する予定である。

参考文献

1）L. H. Tee, S. M. Wu, Technometrics, **14**, 481 (1972)

2）G. E. P. Box, J. F. MacGregor, Technometrics, **14**, 985 (1972)

3）Akaike, H："Some Problems in the Application of the Cross−Spectral Method", Proceedings of Advanced Seminar of Spectral Analysis of Time Series (Ed. by B. Harris), Jone Wiley & Sons, (1967), P. 81

4）大野　弘："プロセスデータの解析と制御"，化学工学会第60年会研究講演予稿集B110 (1995)

5）加納　学：“フィードバック制御下でのモデリング”，化学工学会関西支部セミナー“プロセスデータの解析と応用”テキスト（1996），P. 22
6）G. E. P. Box, J. F. MacGregor, Technometrics, **16**, 391 (1974)
7）足立修一：“ユーザのためのシステム同定理論”，計測自動制御学会，（1993），P. 187

報　文

フィードバック制御下でのプロセスの動特性同定に関する考察（その2）

喰　田　秀　樹

要　旨

前報では，プロセスの動特性を正しく得るための条件について，伝達関数による解析により明らかにした。本報では，シミュレーションにより定量的かつイメージを伴った事例を示し，前報の結果を補う。まず，入出力信号の各種条件と同定精度の関係を示した。この結果，フィードバック制御下にあっても，同定は可能であることが確認された。また，結果を整理して，同定のためのデータ収集時の入出力信号の条件についてまとめた。

1　はじめに

前報では，プロセスの動特性を正しく得るための条件について，伝達関数による解析により明らかにした。本報では，シミュレーションにより定量的かつイメージを伴った事例を示し，前報の結果を補う。

対象は，基本的に前報の解析にて用いたものをそのまま利用する。これに対しシミュレータを作成し，外乱や雑音を与えて入出力データを得る。このデータを用いて同定を行い，得られたモデルを真の応答と比較する。これにより，前報では単純に数式として表現されていたものを，具体的なデータとして解析し，入出力信号の各種条件と同定精度の関係を示す。

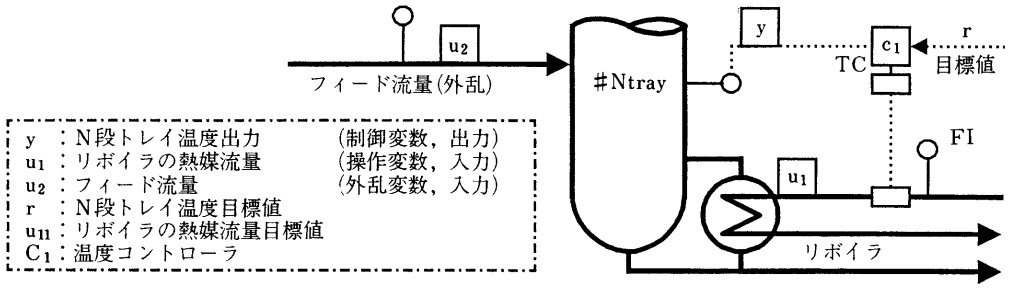
<執筆者紹介>
喰　田　秀　樹

Shokuda, Hideki
昭和62年入社
出光石油化学㈱
徳　山　工　場
技　術　課
出身地：兵庫県

2　対　象

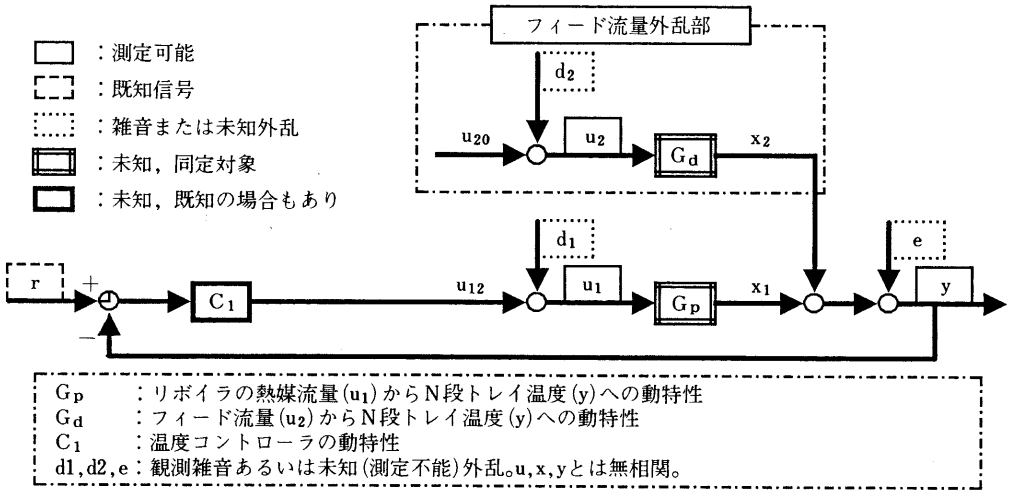
解析の対象ならびにそのブロックダイアグラムを**図1**，**図2**に示す。基本的に前報で使用した蒸留塔塔底側のモデルと同じである。ただし，問題をより単純化するため，コントローラのTC−FCカスケードは排しTC単一としている。また，FCは排したものの，入力信号は測定する必要があるのでFIは残している。状況設定の詳細については，前報ならびに**図1**，**図2**を参照願う。また，前報で示した伝達関数解析による入出力の条件の違いの同定結果への影響を**表1**に再録する。

対象の動特性については，一次遅れによって表現した。具体的には，プロセス側G_pの時定数が10分，ゲインが2，外乱側G_dの時定数が4分，ゲインが1としている。また，コントローラはPIコントローラとし，ゲインが1，リセットタイムが8分である。動特性にしろ，コントローラにしろ単純すぎるといわれる向きもあるかもしれないが，本来の目的である「入出力信号の各条件が同定精度に与える影響」を比較するには答自体は単純である方が結果が読み取りやすいため，あえて単純化したものである。



＃N trayの温度をリボイラの熱媒流量で制御している。外乱としてフィード流量が存在する。制御系はＴＣのみである。制御変数はN段トレイ温度、操作変数はリボイラの熱媒流量である。(前報はTC-FCのカスケード制御であったが、単順化のためカスケードは排した)。

図１　動特性同定対象の例（蒸留塔塔底側）



リボイラに対する応答x_1と外乱からの応答x_2の和に観測雑音ｅが付加されたものがプロセスの出力ｙとなる。

図２　図１の例題に対するブロックダイアグラム

3　問題設定

問題としては，シミュレーションによって作成された入出力データを用いて，対象の動特性（プロセス側G_p，外乱側G_d）をステップ応答モデル（ステップ応答係数列）として求めるものとした。z領域で時定数を直接求める方法もあるが，①ステップ応答モデルとして求める方が実務に即していること，②単に時定数を数値として比較するより，応答波形として比較した方が情報量も多く，また直感的にイメージで訴えられること，によりステップ応答モデルを選んだ。

4　シミュレーション環境

シミュレーション環境にはMATLAB（4.2c）／SIMULINK（1.3c）を用いた。SIMULINKによるブロックダイアグラムの一例を**図３**に示す。

SIMULINKの時間単位を分とみなし（本来は秒），0.1分の固定きざみでRK45によりシミュレーションを行っている。シミュレーション期間は200分とし，2001点のデータを得るが，これを１／10に間引き，201点としている。この１分データ201点を同定用のデータとした。

ステップ応答モデルの同定アルゴリズムには，

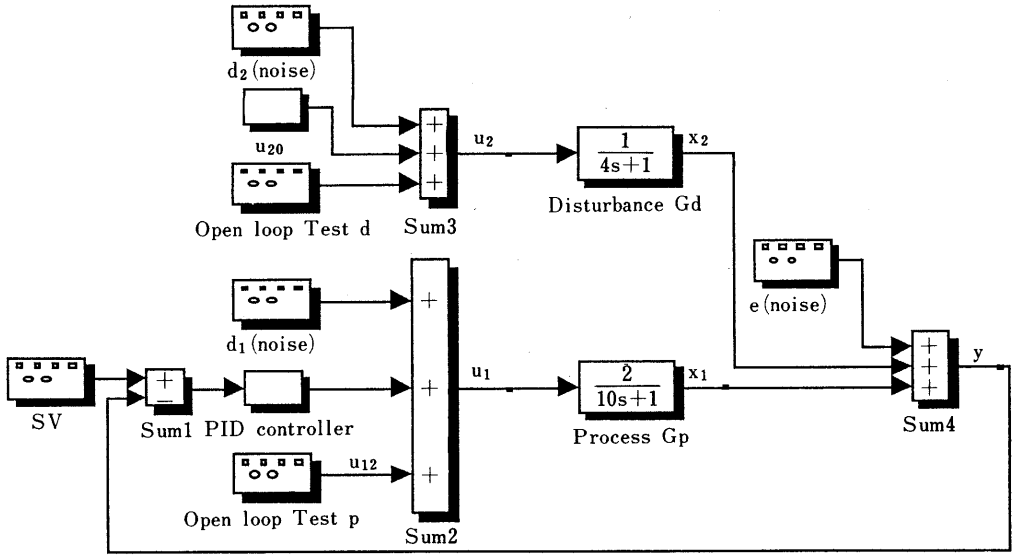


図3　SIMULINKによるブロックダイアグラムの一例

表1　入出力信号の性質とクローズドループの伝達関数の関係

ケース	変化，雑音の有無			伝達関数Y/U_1
	R	D_1	E	
1	有	有	有	$\frac{G_pC_2C_1R+G_pD_1+E}{C_2C_1(R-E)+D_1}$
2	無	有	有	$\frac{G_pD_1+E}{-C_2C_1E+D_1}$
3	有	無	有	$\frac{G_pC_2C_1R+E}{C_2C_1(R-E)}$
4	無	無	有	$-\frac{1}{C_1C_2}$
5	有	有	無	G_p
6	無	有	無	G_p
7	有	無	無	G_p
8	無	無	無	不能

MATLABのシステム同定ToolBoxの“arx”を用いた。これは，arxモデルの係数を最小二乗法によって求めるものである。出力側の係数は1で固定し，入力側の係数列を求めている。入力側次数は，対象の時定数を考慮して60次とした。今回は，同定アルゴリズム側の比較が目的ではないので，すべてのケースに対して，上記の設定を使用している。なお，同定アルゴリズムの都合上（数値的な問題），入力信号には常にホワイトノイズを加えてある。

5　シミュレーションならびに結果

シミュレーションは大きく分けて以下の3ケースについて行っている。

①　単変数（プロセスのみ）オープンループ
②　単変数（プロセスのみ）クローズドループ
③　多変数（プロセスと外乱）クローズドループ

今回の議論の焦点は③であるが，議論を進める上では，理想的なケースから順次検討していくこととする。

5.1　単変数（プロセスのみ）オープンループ

コントローラは機能しないようにし，入力u_{12}を別途生成してプロセスに加え，オープンループとして同定する。このとき，伝達関数Y/U_1は式(1)となる。

$$\frac{Y}{U_1}=G_p+\frac{E}{D_1} \qquad \cdots\cdots(1)$$

これを確認する。小分類として以下の3ケースについて確認している。

(1)　入力u_{12}の変動周期の影響
(2)　入力雑音d_1の影響

(3) 出力雑音eの影響

以下，それぞれについて同定結果と考察を示す。

5.1.1 入力u_{12}の変動周期の影響

同定用入力信号として方形波を加えている。その方形波の周期の同定精度への影響を観察した。出力雑音eは０，入力雑音d_1のピークは0.05で固定とする。入出力信号の一例を**図４**に，同定されたステップ応答モデルの比較を**図５**にそれぞれ示す。

入力信号u_{12}の振幅１に固定し，u_{12}の周期を１：140分，２：80分，３：40分，４：20分，５：333分と変化させた。Rが真の応答である。１はプロセスが定常に達してから入力が変化するものであり，テスト期間中に３回変化する。この場合は，問題なく同定できている。２から４までは，方形波の周期を１／２ずつに短くしていったものである。入力信号にプロセスに適合した周波数成分が含まれなくなっていくため，同定精度が低下していく様子が判る。５は，逆に周期を延ばしたものであり，テスト期間中に１回しか変化しない。この場合は，周波数成分的には問題ないが，情報が不足する（変化回数が少ない）ため，うまく同定できないことが確認できる。これより，入力信号は，対象が定常に達する時間の２倍以上の周期を持ち（対象よりも低い周波数成分までを含む），かつ同定用サンプルデータ中に複数の変化を含んでいる必要があることが確認できる。

5.1.2 入力雑音d_1の影響

5.1.1の１番目の条件（入力信号u_{12}の振幅１，周期140分，出力雑音eは０）を固定し，入力雑音d_1の大きさを変えて影響を観察したもの。入出力信号の一例を**図６**に，同定されたステップ応答モデルの

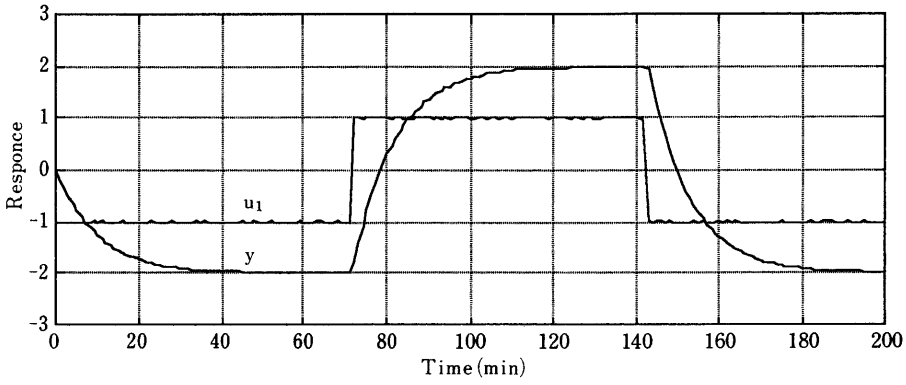


図４　入力u_{12}の変動周期の影響確認の入出力の例（単変数オープンループ）

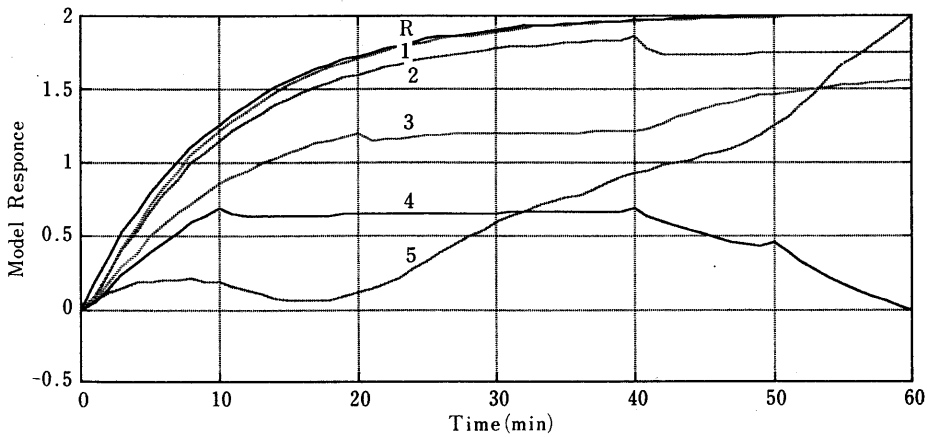


図５　入力u_{12}の変動周期の影響確認の同定結果（単変数オープンループ）

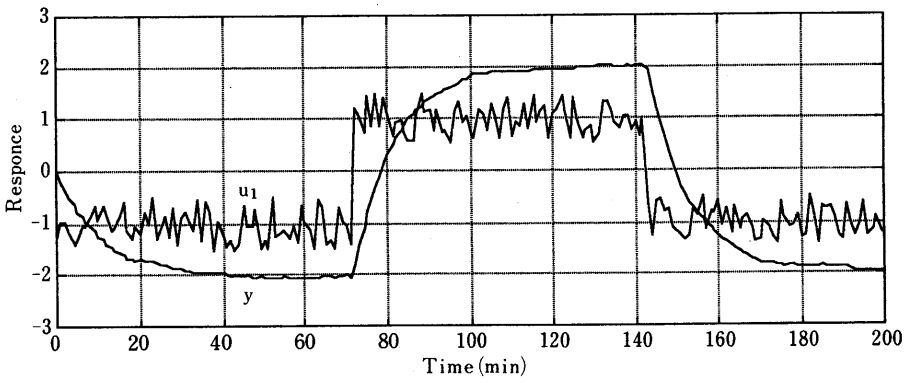
比較を**図7**にそれぞれ示す。

入力信号u_{12}の振幅1に対して，入力雑音d_1のピークを1：0.05，2：0.10，3：0.50，4：1.00，5：2.00と変化させた。同定用入力信号の振幅より雑音の振幅の方が小さい1，2，3のケースでは，本来のモデルRとほとんど差はない。両者の振幅が同じである4のケースでは若干差が生じる。雑音の振幅が同定用入力信号の振幅の2倍となる5のケースではさすがに誤差が大きくなる。しかし，実用上は許容できる誤差である。式(1)によると，同定結果は入力雑音の影響は受けないことになっているが，現実にはSN比の低下とともに同定精度も低下していることが確認できる。ただし，SN比0.5程度までであれば，実用上は問題ない。

5.1.3　出力雑音eの影響

5.1.1の1番目の条件（入力信号u_{12}の振幅1，周期140分，入力雑音d_1のピーク0.05）を固定し，出力雑音eの大きさを変えて影響を観察したもの。入出力信号の一例を**図8**に，同定されたステップ応答モデルの比較を**図9**にそれぞれ示す。

出力雑音eのピークを1：0.05，2：0.10，3：0.50，4：1.00，5：2.00と変化させた。式(1)によると，同定結果は出力雑音がプロセスの応答に足し合わされる形で影響が現れる。**図9**をみると，出力雑音eが大きくなるとともに，モデルの波形の乱れも大きくなっており，理論どおりの結果が得られていることが確認できる。しかし，基本波形は本来の応答をトレースしており，同定精度は極端に悪くなっ



雑音d_1の大きさが0.5の場合の例。

図6　入力雑音d_1の影響確認の入出力の例（単変数オープンループ）

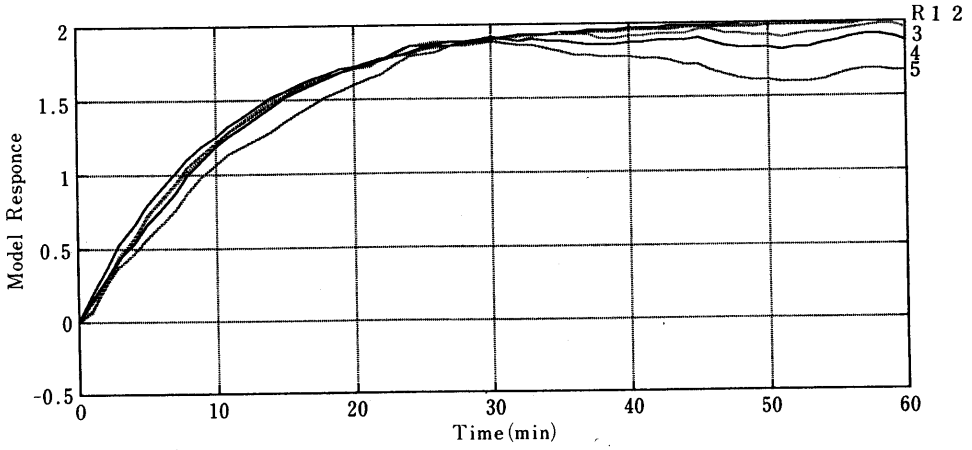
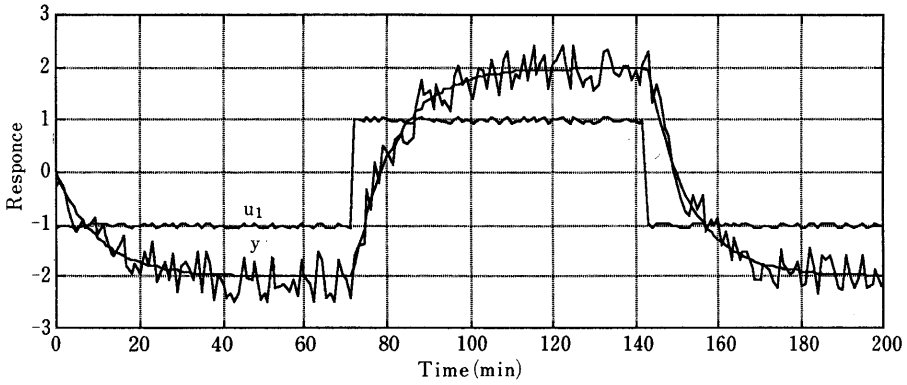


図7　入力雑音d_1の影響確認の同定結果（単変数オープンループ）



雑音ｅの大きさが0.5の例。

図８　出力雑音eの影響確認の入出力の例（単変数オープンループ）

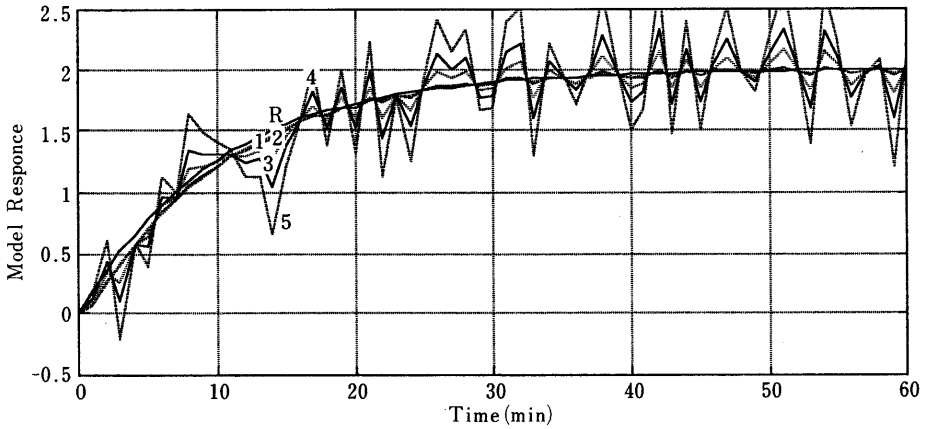


図９　出力雑音eの影響確認の同定結果（単変数オープンループ）

ていない。得られたモデルにスムージングを施すことで対応可能である。

5.2　単変数（プロセスのみ）クローズドループ

コントローラを機能させ，外乱（この場合は測定不可能），雑音はeで代表して，クローズドループとして同定する。このとき，伝達関数Y／U_1は前報と同じく**表１**のようになる。小分類として以下の３ケースについて確認している。

(1)　出力雑音（外乱も含む）eの影響
(2)　入力雑音d_1の影響
(3)　コントローラの目標値rの影響

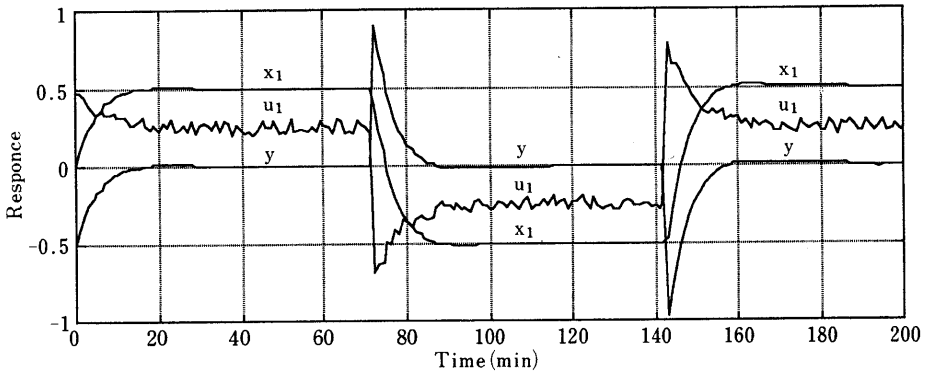
以下，それぞれについて同定結果と考察を示す。

5.2.1　出力雑音（外乱も含む）eの影響

クローズドループにおいて，目標値rは０で一定，入力雑音d_1のピークを0.05とし，出力雑音（測定不可外乱も含む）eを加えその影響をみる。入出力信号の一例を**図10**に，同定されたステップ応答モデルの比較を**図11**にそれぞれ示す。

１：出力雑音eがピーク0.5のホワイトノイズ
２：出力雑音eがピーク1.0のホワイトノイズ
３：出力雑音eが振幅0.5，周期140分の方形波
４：出力雑音eが振幅1.0，周期140分の方形波
５：出力雑音eが振幅1.0，周期040分の方形波

表１に示したようにコントローラの逆が求まるケース（４）である。プロセスの特性は同定不可能であ



d_1の振幅が0.05，出力雑音 e が振幅1.0，周期140分の方形波としたときの例。

図10　出力雑音（外乱も含む）eの影響確認の入出力の例（単変数クローズドループ）

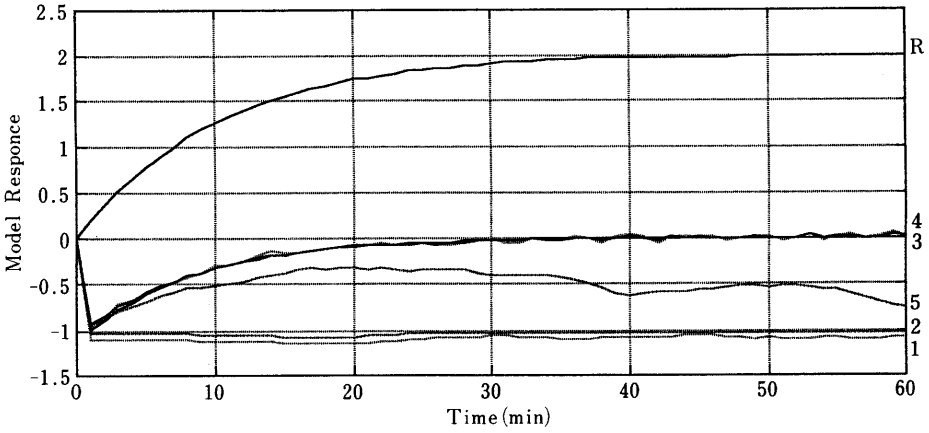


図11　出力雑音（外乱も含む）eの影響確認の同定結果（単変数クローズドループ）

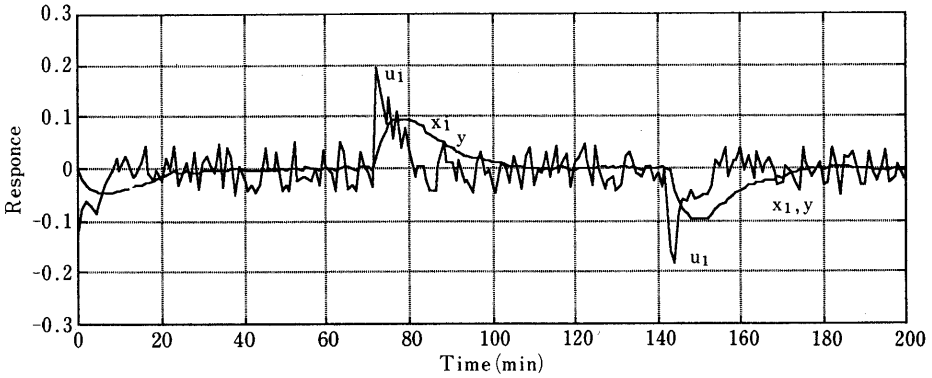
ることが確認できる。出力雑音が方形波であり，かつ，周波数成分的にも適当なものであれば（3，4），コントローラの逆が同定されていることが確認できる（コントローラの逆と3，4はほとんど重なっており，区別できない）。出力雑音がホワイトノイズである場合（1，2）は，周波数成分の関係からコントローラの逆の初期の応答のみ同定される。これより，入力側に有意な信号が無い場合には，雑音，測定不能外乱の性質によらず，プロセスの特性を同定することは不可能であることが確認できる。

5.2.2　入力雑音d_1の影響

クローズドループにおいて，目標値rは0で一定，出力雑音（外乱も含む）eも0として，入力雑音d_1を加えその影響をみる。**表1**のケース（6）に当たる。入出力信号の一例を**図12**に，同定されたステップ応答モデルの比較を**図13**にそれぞれ示す。

1：入力雑音がピーク0.5のホワイトノイズ
2：入力雑音がピーク1.0のホワイトノイズ
3：入力雑音がピーク0.05のホワイトノイズと振幅0.50，周期140分の方形波の合成
4：入力雑音がピーク0.05のホワイトノイズと振幅0.10，周期140分の方形波の合成
5：入力雑音がピーク0.05のホワイトノイズと振幅0.02，周期140分の方形波の合成

表1に示したようにプロセスが求まるケース（6）である。入力雑音が有意な信号であれば，プロセスの特性が同定可能であることが確認できる（3，4）。入力雑音の有意成分が，ホワイトノイズよりも小さい場合には，同定が困難となる（5）。また，入力雑



d_1がピークが0.05のホワイトノイズと，振幅0.1，周期140分の方形波の合成としたときの例。

図12　入力雑音d_1の影響確認の入出力の例（単変数クローズドループ）

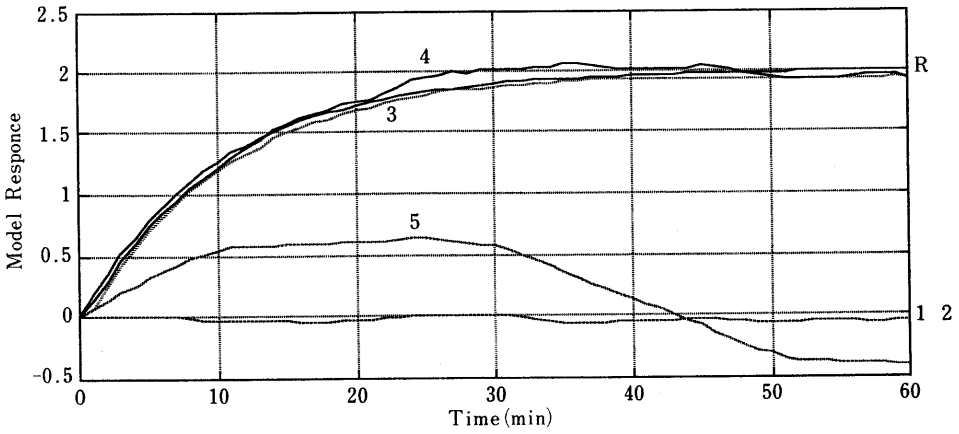


図13　入力雑音d_1の影響確認の同定結果（単変数クローズドループ）

音がホワイトノイズのみの場合には，同定不可能であることも確認できる（１，２）。

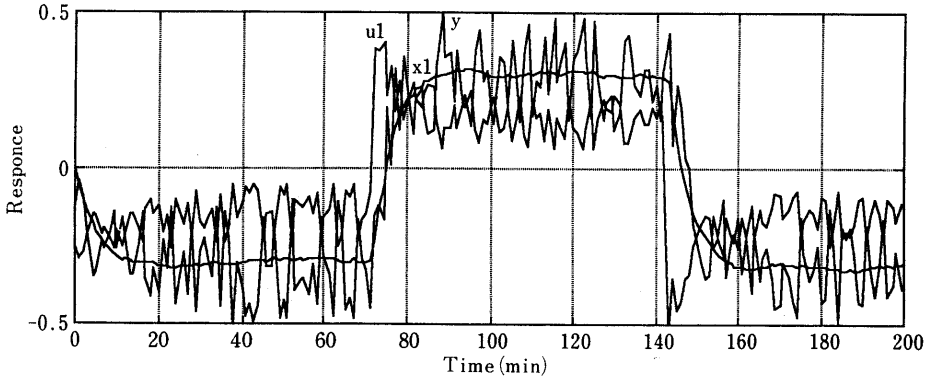
5.2.3　コントローラの目標値rの影響

クローズドループにおいて，入力雑音d_1は0.05で一定，出力雑音（外乱も含む）eも０として，目標値rを変更してその影響をみる。なお，入力雑音d_1と出力雑音eの影響も合わせてみる。**表１**のケース（７）とその拡張に当たる。目標値r，入力雑音d_1と出力雑音eの組合せを**表２**に示す。入出力信号の一例を**図14**に，同定されたステップ応答モデルの比較を**図15**にそれぞれ示す。

表１に示したようにプロセスが求まるケース（７）である。理想に近い条件の１では，ほぼ真の特性に等しいモデルが得られている。また，２では，テスト信号として印加した場合には周期が短すぎた信号でも，目標値として与えると実用になることが確認できる。３は，入力雑音に比べて目標値の変化幅が小さい場合である。同定精度は低下しているが，信号強度の差から予想されるほど精度は悪化していない。４，５は，出力雑音eの影響をみたものである。出力雑音eのピークが大きくなると，フィードバック

表２　目標値r，入力雑音d_1と出力雑音eの内容

ケース	入力雑音d_1のピーク	出力雑音eのピーク	目標値rの振幅	目標値rの変化周期
1	0.1	0.0	0.30	140
2	0.1	0.0	0.30	040
3	0.1	0.0	0.03	140
4	0.1	0.2	0.30	140
5	0.1	0.5	0.30	140



目標値rの変更が振幅0.2，周期140分の方形波，入力雑音d_1がピークが0.1のホワイトノイズ，出力雑音eがピークが0.1のホワイトノイズとしたときの例。

図14　コントローラの目標値rの影響確認の入出力の例（単変数クローズドループ）

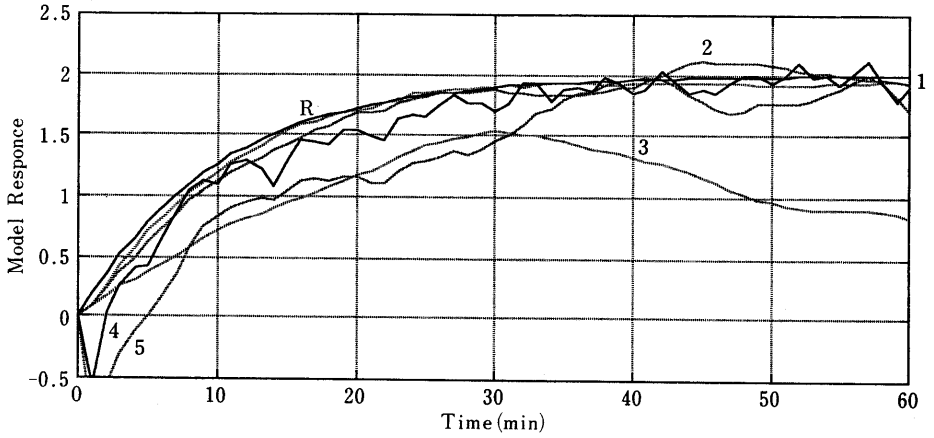


図15　コントローラの目標値rの影響確認の同定結果（単変数クローズドループ）

の影響が強く現れるため，モデルの初期に逆応答が観察される。この逆応答は，出力雑音eのピークが大きくなるほど顕著となるが，定常ゲインに対する影響は小さいようである。なお，ここには示してはいないが，出力雑音eのピークを0.1とした場合には，実用上は満足できるモデルが得られている。

これより，同定においては，コントローラの目標値rの変更は有効であることが確認できた。

5.3　多変数（プロセスと外乱）クローズドループ

外乱を考慮（測定可能）し，多変数クローズドループとして取り扱う。小分類として以下の3ケースについて確認している。

(1)　外乱x_2（出力雑音eも含む）の影響
(2)　入力雑音d_1の影響
(3)　コントローラの目標値rの影響

以下，それぞれについて同定結果と考察を示す。

5.3.1　外乱x_2（出力雑音eも含む）の影響

外乱を考慮し，多変数クローズドループとして取り扱う。入力雑音d_1は0.1，コントローラ目標値rも0で固定し，外乱u_2を加えその影響をみる。表1のケース（4）に対応する。外乱信号の内容を表3に示す。入出力信号の一例をプロセス側を図16に，外乱側を図17に，同定されたステップ応答モデルの比較をプロセス側を図18に，外乱側を図19にそれぞれ示す。

プロセス側については，外乱の性質を変えてみても，求まるモデルに大きな差はない。単変数の場合と同様，プロセス自体への入力が有意なものでない限り，プロセスの特性の同定は不可能であることが確認できる。**表１**のケース（４）に示されるとおり，コントローラの逆（実線で示されている）の近傍に集まっていることが確認できる。

一方，外乱側については，オープンループとみなせ，その観点でみると同定可能である信号が加えられているにもかかわらず，まったく同定できていない。加える信号の性質を変化させても改善されない。

コントローラにより作られる入力に有意な信号が含まれていなければ，プロセス外乱ともに同定は不可能である。

表３　外乱信号u_2の内容

ケース	外乱u_{20}の形態	変化幅	変化期間/周期	外乱雑音d_2のピーク
1	ランプ	2.0	20～100分	0.5
2	ランプ	1.0	20～100分	0.5
3	方形波	1.0	080分	0.5
4	方形波	1.0	140分	0.5
5	方形波	0.3	140分	0.5

5.3.2　入力雑音d_1の影響

外乱を考慮し，多変数クローズドループとして取り扱う。コントローラ目標値rは０で固定し，入力雑音d_1を加え，その影響をみる。併せて外乱u_2も変更し同定精度への影響を確認する。**表１**のケース（６）に対応する。入力雑音，外乱信号の内容を**表４**に示す。入出力信号の一例をプロセス側を**図20**に，外乱側を**図21**に，同定されたステップ応答モデルの比較をプロセス側を**図22**に，外乱側を**図23**にそれぞれ示す。

１については，プロセスの同定用信号としては十

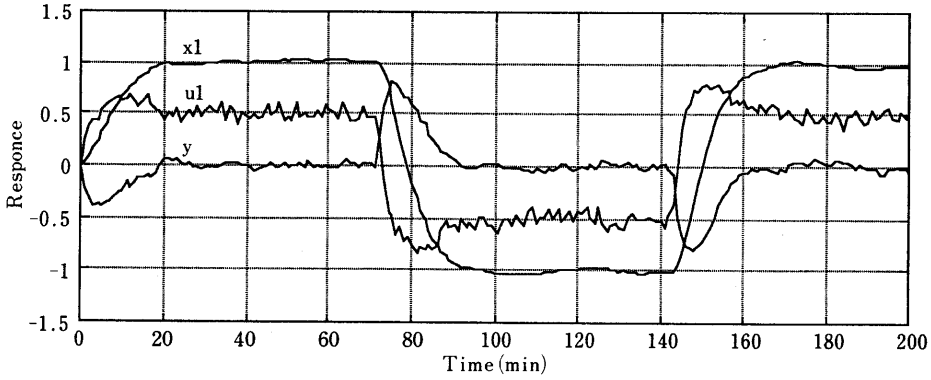


図16　外乱x_2の影響確認のプロセス側の入出力の例（多変数クローズドループ）

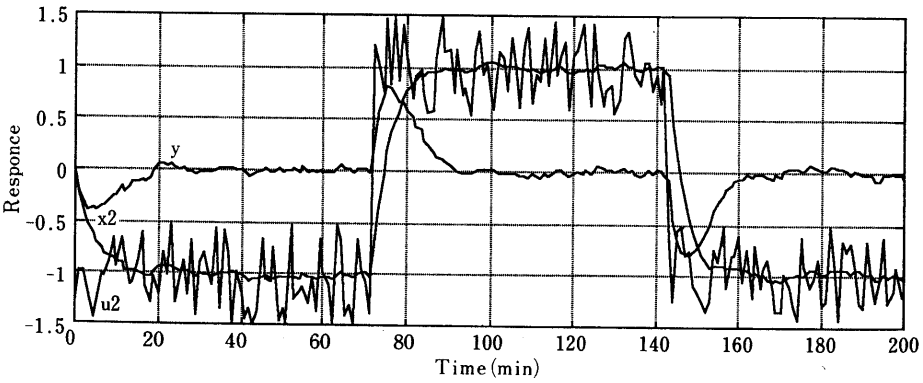


図17　外乱x_2の影響確認の外乱側の入出力の例（多変数クローズドループ）

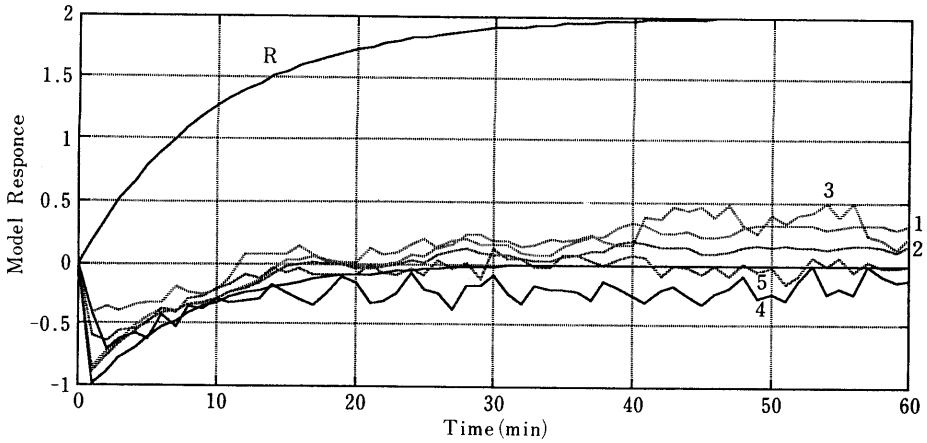


図18　外乱x_2の影響確認のプロセスの同定結果（多変数クローズドループ）

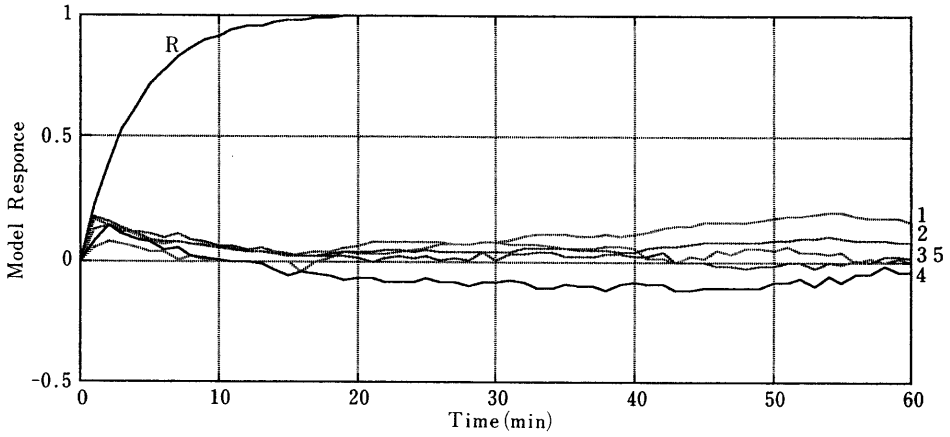


図19　外乱x_2の影響確認の外乱の同定結果（多変数クローズドループ）

表4　入力雑音，外乱信号の内容

ケース	外乱u_{20}			入力雑音d_1	
	形態	変化幅	変化期間/周期	振幅	周期
1	ランプ	1.0	20～100分	1.0	140
2	ランプ	1.0	20～100分	0.3	140
3	方形波	1.0	080分	1.0	140
4	方形波	1.0	140分	1.0	140
5	方形波	1.0	125分	1.0	140
6	方形波	1.0	125分	0.3	140

分であるが，外乱側の信号が十分でないため，2つのモデルがうまく分離できなかったものである。2については，1に対してプロセス側の同定用信号の強度を弱めているため，さらに分離がうまくできなくなったものである。3については，個別（単変数として扱った場合）の同定用信号としては十分なはずであるが，2つを同時に加えた際に，干渉や位相が悪い方向に働いたものと考える。4については，2つの同定用信号の位相がそろってしまっていることが原因であろう。同定用信号としてM系列のようなランダムな信号が必要である理由がわかる。5については，上記の問題点がほぼ解消されているので，良い結果につながったものである。6については，プロセス側の同定用信号の強度が弱いことが読み取れる。5，6より，プロセス側の同定用信号の強度も重要な要因である（強ければよいというものでもない）ことがわかった。

また，3，5を比較すれば判るように，プロセス側と外乱側では，同定精度を上げるための条件が必ずしも一致しないことも確認できる。

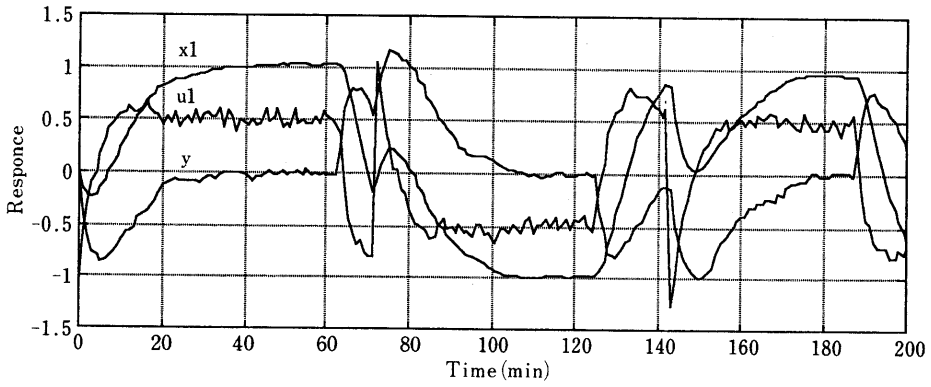


図20　入力雑音d_1の影響確認のプロセス側の入出力の例（多変数クローズドループ）

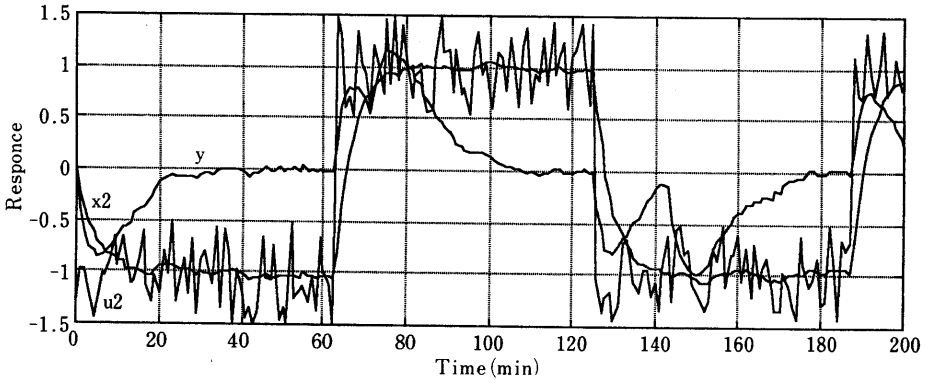


図21　入力雑音d_1の影響確認の外乱側の入出力の例（多変数クローズドループ）

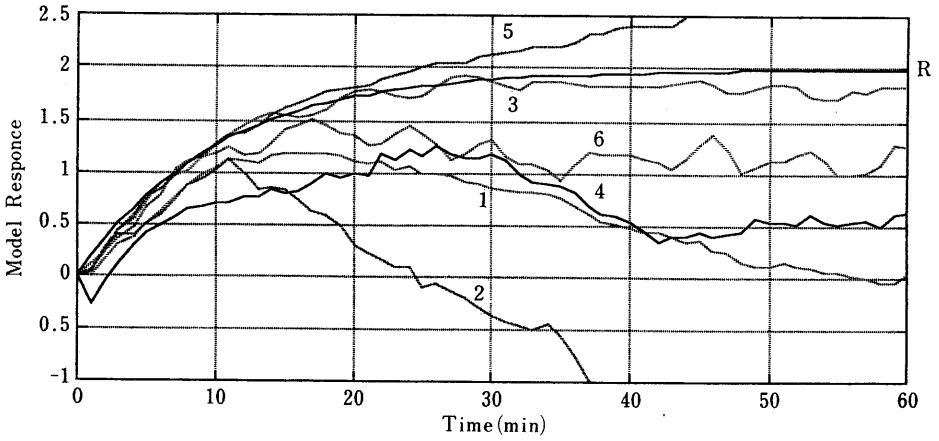


図22　入力雑音d_1の影響確認のプロセスの同定結果（多変数クローズドループ）

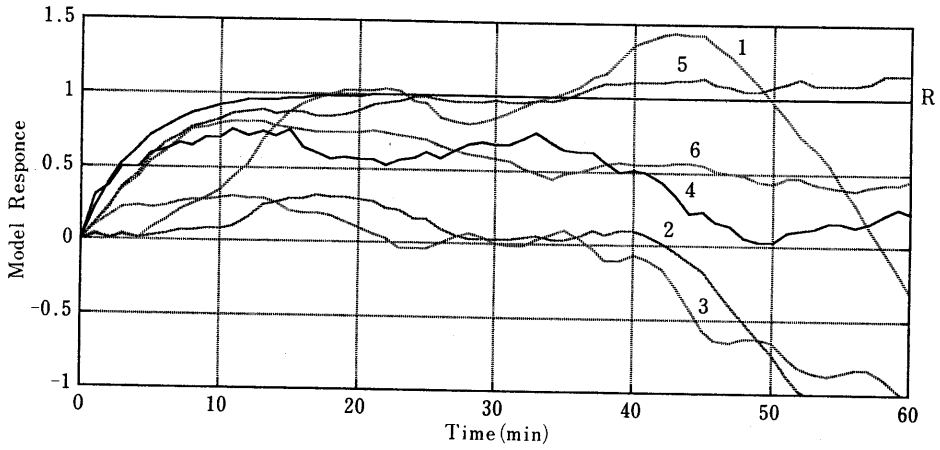


図23　入力雑音d_1の影響確認の外乱の同定結果（多変数クローズドループ）

5.3.3　コントローラの目標値rの影響

外乱を考慮し，多変数クローズドループとして取り扱う。入力雑音d_1は0.1で固定し，コントローラ目標値rを変化させてその影響をみる。併せて，外乱側の信号も変更し，同定精度を確認する。**表1**のケース（7）に対応する。コントローラ目標値rと外乱信号の内容を**表5**に示す。入出力信号の一例をプロセス側を**図24**に，外乱側を**図25**に，同定されたステップ応答モデルの比較をプロセス側を**図26**に，外乱側を**図27**にそれぞれ示す。

1については，プロセスの同定信号としては十分であるが，外乱側の信号が十分でないため，2つのモデルがうまく分離できなかったものである。2については，個別（単変数として扱った場合）の同定用信号としては十分なはずであるが，2つを同時に加えた際に，干渉や位相が悪い方向に働いたものと考える。3については，2つの同定用信号の位相がそろってしまっていることが原因であろう。

表5　コントローラ目標値rと外乱信号の内容

ケース	外乱u_{20}			コントローラ目標値r	
	形態	変化幅	変化期間/周期	振幅	周期
1	ランプ	1.0	20～100分	1.0	140
2	方形波	1.0	080分	1.0	140
3	方形波	1.0	140分	1.0	140
4	方形波	1.0	125分	1.0	140
5	方形波	1.0	125分	1.0	100
6	方形波	1.0	125分	0.3	140

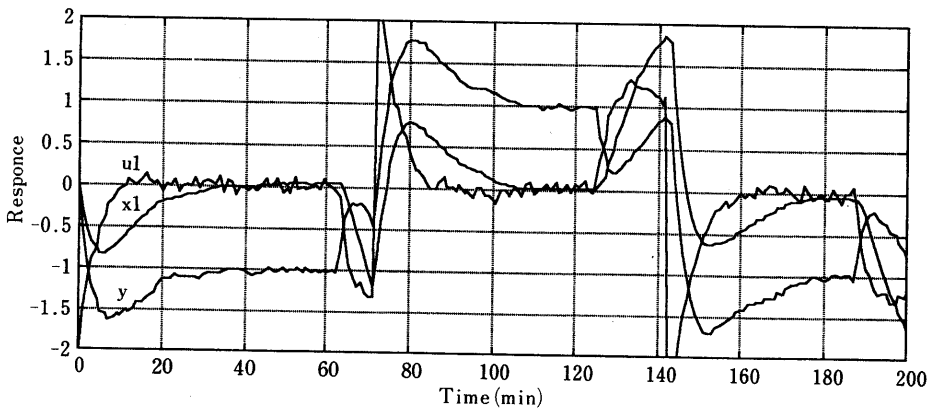


図24　コントローラの目標値rの影響確認のプロセス側の入出力の例（多変数クローズドループ）

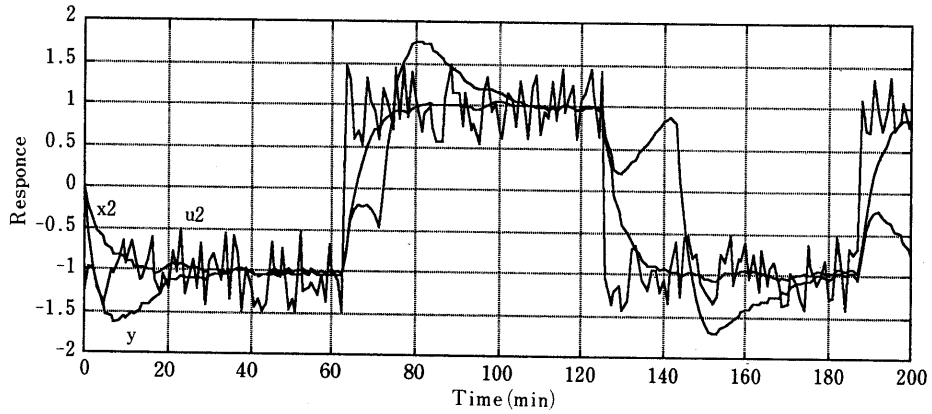


図25　コントローラの目標値rの影響確認の外乱側の入出力の例（多変数クローズドループ）

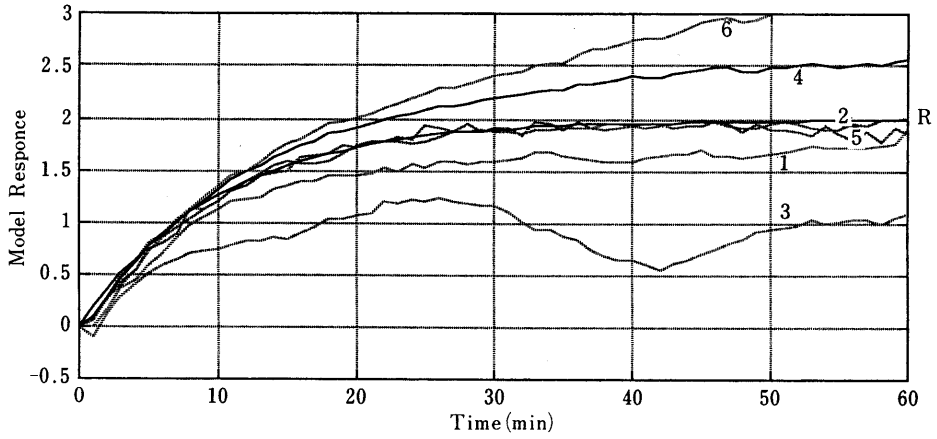


図26　コントローラの目標値rの影響確認のプロセスの同定結果（多変数クローズドループ）

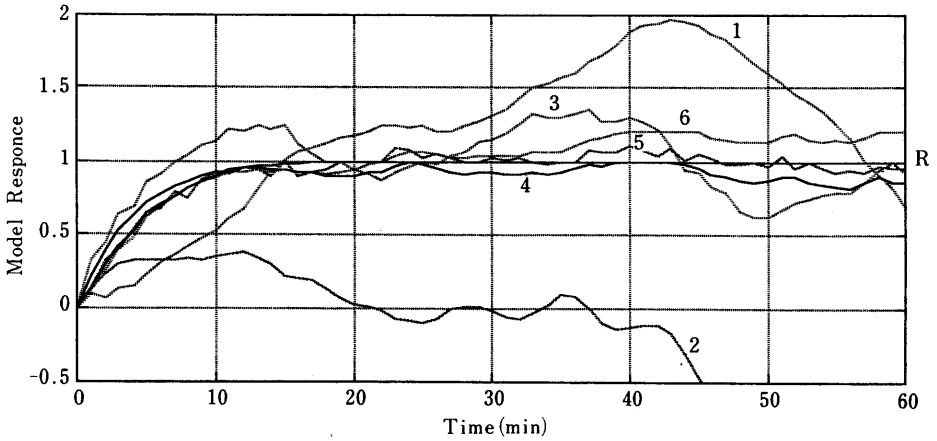


図27　コントローラの目標値rの影響確認の外乱の同定結果（多変数クローズドループ）

表6　可同定の条件についてのまとめ

同定用入力信号	操作変数からの応答	外乱変数からの応答
入力対象	コントローラ目標値	外乱自体
信号波形	ステップの繰返し	同左
繰返し周期	ランダム（M系列など）	同左
最長周期	条件なし	整定時間以上
振幅	出力への影響が確認でき，かつ雑音のピークの1/2以上	同左

同定用信号としてM系列のようなランダムな信号が必要である理由がわかる。4については，上記の問題点がほぼ解消されているので，良い結果につながったものである。5については，目標値の変更周期を短くすることが同定精度に対して良い影響を及ぼしている。短すぎても問題と考えるが，今後詳細に検討したい。6については，プロセス側の同定用信号の強度が弱いことが読み取れる。

6　可同定の条件についてのまとめ

コントローラを機能させたままで採取したデータを用いても，対象の動特性は同定可能であることが確認された。このときの条件について，表6にまとめる。

7　おわりに

入出力信号の条件の違いの同定精度への影響を代表的なケースを例に定量的に示した。条件と得られるモデルの関係のイメージは示せたと考えている。また，フィールドバック制御下にあっても，同定は可能であることが確認された。これは，動特性テストというと，制御はマニュアルにするという従来の常識を覆すものである。外乱の存在下で運転状態の変更（つまり目標値の変更）が行われる場合には，運転データだけでも（目標値の変更や外乱に多少の条件はあるものの）動特性が同定可能である。また，動特性テストの実施に際しても，コントローラは機能させておけるため対象プロセスの安定性は保持できることを意味している。

また，今回は一般的な同定ツールを使用したが，ステップ応答モデル同定のための専用ツール（DMIやSMC－Modelなど）で同様な検討を行い，性能を評価するというのも興味深い。

報　文

フィードバック制御下でのプロセスの動特性同定に関する考察（その3）

喰　田　秀　樹

要　旨

最近の制御手法は，対象の動特性モデルを用いることが一般的になってきている。動特性モデルを得るためには，操作変数を摂動させ制御変数の応答を観測するテストを行う。この際，通常用いられているフィードバック制御系を切り離して行う方法は，安定性やオペレータ負荷の点で不利となる。そのため，制御系を稼動させた状態のデータから動特性を同定する手法が検討されている[1),2)]。ここでは，その一つである，制御変数の目標値を摂動させるケースを実プラントに適用し，それが有効であることを確認した。また，閉ループでのテスト，同定の特徴についても考察した。

1　はじめに

最近の制御手法は，対象の動特性モデルを用いることが一般的になってきている。動特性モデルを得るためには，操作変数を摂動させ制御変数の応答を観察するテストを行う。この際，通常用いられているフィードバック制御系を切り離して行う方法は，安定性，オペレータ負荷の点で不利となる。そのため，フィードバック制御系を稼動させたままで，動特性テストを行うか，あるいは制御下の通常運転データを同定に使用することが望まれている。既報[3),4)]では，フィードバック制御下においてプロセスの動特性を正しく同定するための条件と，シミュレーションによる具体例を示した。本報では，実際のプラントのデータを用いて，同定のための条件を検証した例を示す。

フィードバック制御下での可同定性の条件として，制御変数の目標値を摂動させればよいというものが得られている。実プラントにおいて，この条件下でデータの収集，同定を行い，その方法が実プラントでも有効であることを確認した。

なお，以下では簡素化のため，フィードバック制御が稼動している状態を閉ループ，稼動していない状態を開ループと呼ぶ。

2　対　象

検証の対象としてある蒸留塔を選んだ。**図1**にシンプルフローを示す。

通常の制御は，塔頂側が塔頂代表段温度と抜き出し流量のTC－FCのカスケード制御，塔底側が塔底代表段温度とリボイラスチーム流量のTC－FCのカスケード制御である。今回は，フィードバック制御の有り無しという違いを明確にするため，塔底側のリボイラスチーム流量を一定として塔頂系だけの単変数系のテストとした。

外乱としてはフィード流量をはじめ数種あるが，テスト期間中は極力一定に保った。

＜執筆者紹介＞
喰　田　秀　樹

Syokuda, Hideki
昭和62年入社
出光石油化学㈱
徳　山　工　場
技　術　課
出身地：兵庫県

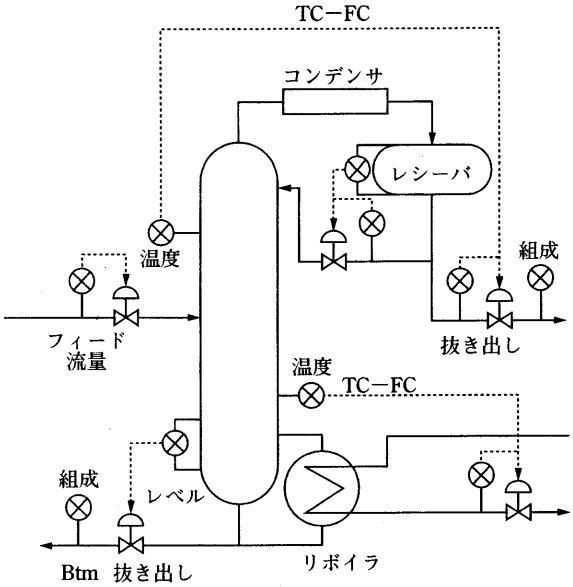


図1　対象装置シンプルフロー

3　問題設定

フィードバック制御下での可同定性条件の一つである「制御変数の目標値を摂動させる」の有効性を，実際のプラントで確認する。このため，ケースとして次の二つを設定し，得られた結果を比較検討する。同定の対象は，塔頂抜き出し流量と塔頂代表段温度ならびに塔頂Heavy Key濃度の動特性モデルである。塔頂Heavy Keyとは，塔頂にリークする重質分の代表である。塔頂Heavy Key濃度を追加した理由は，むだ時間の影響を観察するためである。塔頂代表段温度と塔頂Heavy Key濃度はほとんど同じ挙動を示すが，分析計の動作の影響でむだ時間が付加されることと観測値が離散的になることの違いが生じる。この違いが，同定結果に与える影響を調べる。

3.1　開ループテスト（フィードバック制御なし）

塔頂代表段温度と抜き出し流量のTC－FCのカスケード制御を切り離し，開ループとする。塔頂抜き出し流量をステップ状に変化させて，塔頂代表の温度と塔頂Heavy Key濃度の変化を観測する。一般的なステップテストである。正しい動特性モデルが得られるケースである。

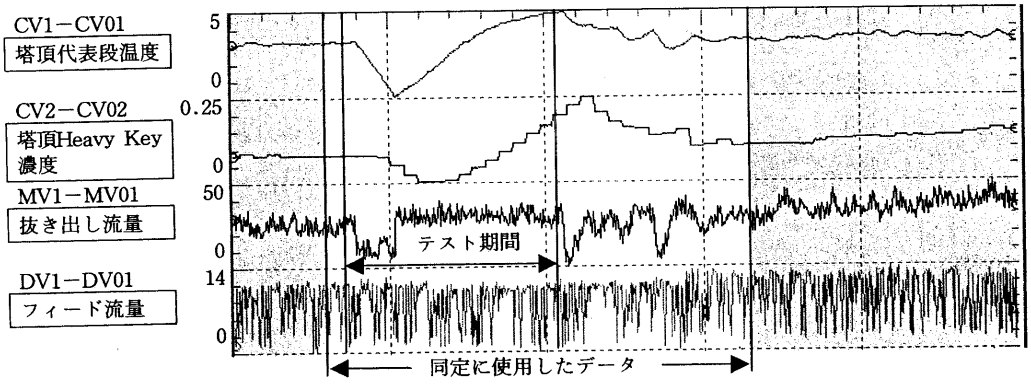
3.2　閉ループテスト（フィードバック制御あり）

塔頂代表段温度と抜き出し流量のTC－FCのカスケード制御を稼動させた閉ループのままとする。塔頂代表段温度の目標値をステップ状に変化させ，抜き出し流量，塔頂代表段温度，塔頂Heavy Key濃度の変化を観測する。閉ループ同定であるが，目標値を変化させているので同定可能となるケースである。

4　テスト結果

4.1　開ループテスト

図2に開ループでのステップテストのトレンドを示す。運転上の制約で，テスト期間が十分にとれて



テスト期間を含む24時間のトレンドである。抜き出し流量をステップ状に変化させている（PVをとっているのでノイズ分の変動はある）。塔頂代表段温度と塔頂Heavy Key濃度は抜き出し流量の変化に対して明確に応答している。また，両制御変数の挙動はむだ時間を除き似通っている。外乱のフィード流量の変動はノイズ成分のみである。テスト自体はあまり長時間継続できておらず，ややデータ不足である。そのため，同定には，テスト終了後の閉ループ部分も一部含めた。

図2　開ループでのステップテストのトレンド

おらず，データ点数としては十分とはいえない。操作変数の第1のステップ入力に対しては，制御変数が定常に達するまで待たれていない。第2のステップ入力に対しては，制御変数が目視で定常ととらえられるまで操作変数側は無変化に保っている。塔頂代表段温度と塔頂Heavy Key濃度は抜き出し流量の変化に対して明確に反応している。トレンドデータから，モデル長は6時間程度あること，ほぼ一次遅れとみなせる単純な特性であること，が読み取れる。

4.2 閉ループテスト

図3に閉ループでのステップテストのトレンドを示す。他の変数も摂動させている一連のテストの一部である。トレンドの始めと終わりの部分で，フィード流量が若干変化しており，制御変数に影響を与えている。

こちらは，コントローラを稼動させた状態で，制御変数の目標値をステップ変化させたテストデータである（目標値のトレンドは省略している）。温度コントローラのチューニングは，通常使用されている状態のままで，今回のテストに際して再チューニングなどは行っていない。閉ループであるので，操作変数は温度コントローラの出力（＝塔頂抜き出し流量）となっている。そのため，操作変数だけ見るとインパルス応答テストのようになっている。目標値変更のステップの振幅は一定であるが，間隔はランダムにしてある。テスト期間，ステップの回数とも十二分とはいえないが不足はしていないと考える。トレンドから目視で動特性を読み取ることは困難である。

5 同定結果

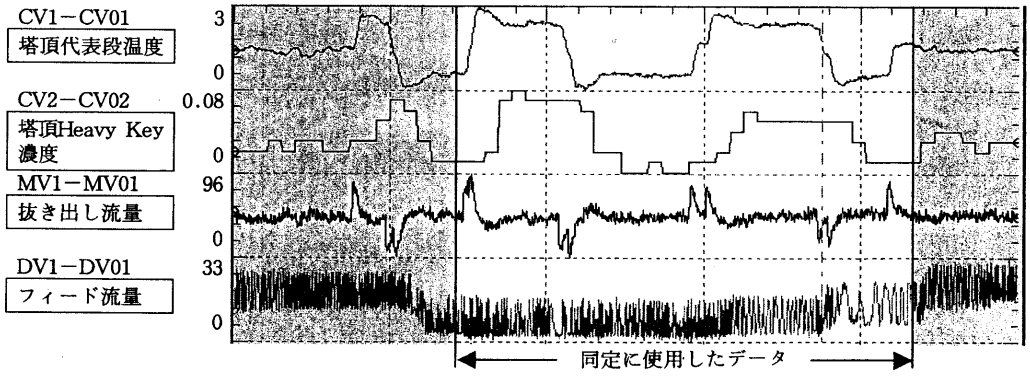
ここでの目的は，閉ループ同定でも制御変数の目標値を変化させておれば，プロセスの動特性が同定可能であることを実プロセスのデータで示すことである。したがって，モデル精度の追求には重きを置いておらず，またそのためのテクニックも用いていない。そのため，同定手順もシンプルなものとし，ツールにあるオプション類もほとんど使用していない。

また，両テストの間に少し期間が開いてしまったため，運転条件が一部異なっている。さらに，外乱は極力排除したが，若干の影響は出ている。同定自体は，外乱を考慮せずに行っている。

同定用ツールには，RMPCT（Honeywell社製）のオフラインツールを使用した。

5.1 開ループテスト

データ長が不十分なため，やむを得ずテスト終了



テスト期間を含む24時間のトレンドである。塔頂代表段温度と抜き出し流量が閉ループになった状態で，塔頂代表段温度の目標値をステップ状に変化させている（目標値はここには示していない）。抜き出し流量は，インパルス状に変化している（PVをとっているのでノイズ分の変動はある）。塔頂代表段温度と塔頂Heavy Key濃度は抜き出し流量の変化に対して明確に応答している。また，両制御変数の挙動はむだ時間を除き似通っている。外乱のフィード流量が変動しているので，その部分のデータは同定対象から外している。

図3　閉ループでのステップテストのトレンド

後の閉ループのデータも含んで同定を行った。使用区間を**図 2** に併せて示している。モデル長は，180，240，300，360で試行し，360のものを選択した。本同定ツールはモデルを最終的に伝達関数で表現する。そのため，モデルのプロット上はモデル長が360より長くなる。

図 4 に得られたモデルを示す。トレンドの目視と比較して矛盾のないモデルが得られている（当然，現象論的に見ても矛盾はない)。濃度のモデルには逆応答が認められるが，これはむだ時間が処理しきれなかったものであろう。ほとんどの同定ツールは，大きなむだ時間が存在する場合，解析者がむだ時間を指定してやらないと，逆応答を出してくる。

図 5 に，制御変数の実測値とモデルによる推定値の比較を示す。実測値はほぼ重なっており，妥当なモデルが得られたと結論づけられる。詳細に見ると，塔頂代表段温度は，ゲインが若干不足気味である。また，塔頂Heavy Key濃度は，逆応答部分が災いしていることが観察できる。

5.2　閉ループテスト

トレンドの始めと終わりの部分で，フィード流量が若干変化しているため，この部分は同定の対象から外した。使用区間を**図 3** に併せて示している。モデル長は，180，240，300，360で試行し，360のものを選択した。

図 6 に開ループテストと閉ループテストそれぞれから得られたモデルを示す。両テストとも大きな違いのないモデルが得られている。これによって，閉ループ同定でも制御変数の目標値を変化させておれば，プロセスの動特性が同定可能であることが，実プロセスのデータにおいて確認できた。また，濃度の方はむだ時間を陽に指定しなかったにもかかわらず，逆応答ではなくむだ時間として同定されている。データ量の違いによるものと推定されるが，閉ループでのテストであるからデータ量を増やせたものである。

塔頂代表段温度に関しては，表現上で差異は出ているものの，実質的な違いはないモデルが得られている。

塔頂Heavy Key濃度に関しては，逆応答の有無とゲインが異なっている。開ループの方はガスクロの遅れ分のむだ時間を処理しきれずに，逆応答として同定している。この原因として，テスト期間が短

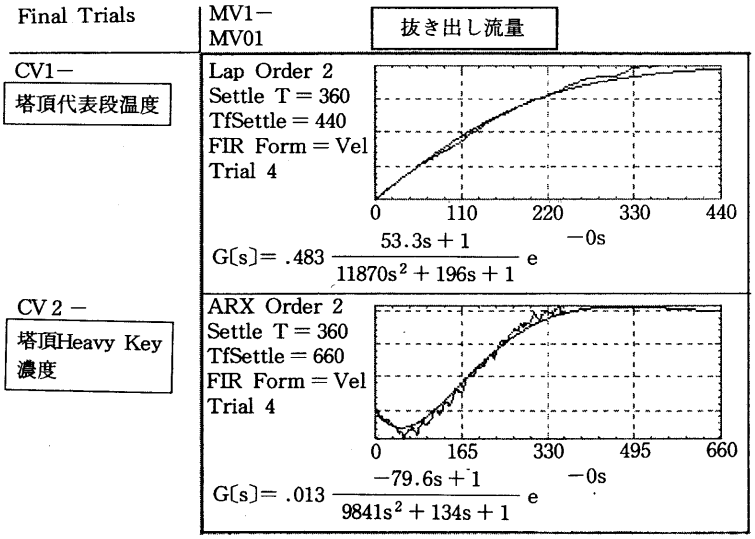
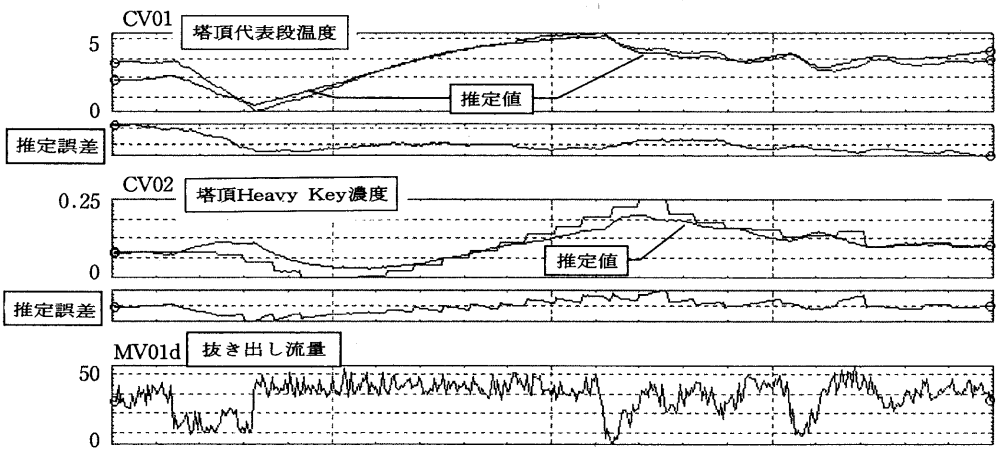


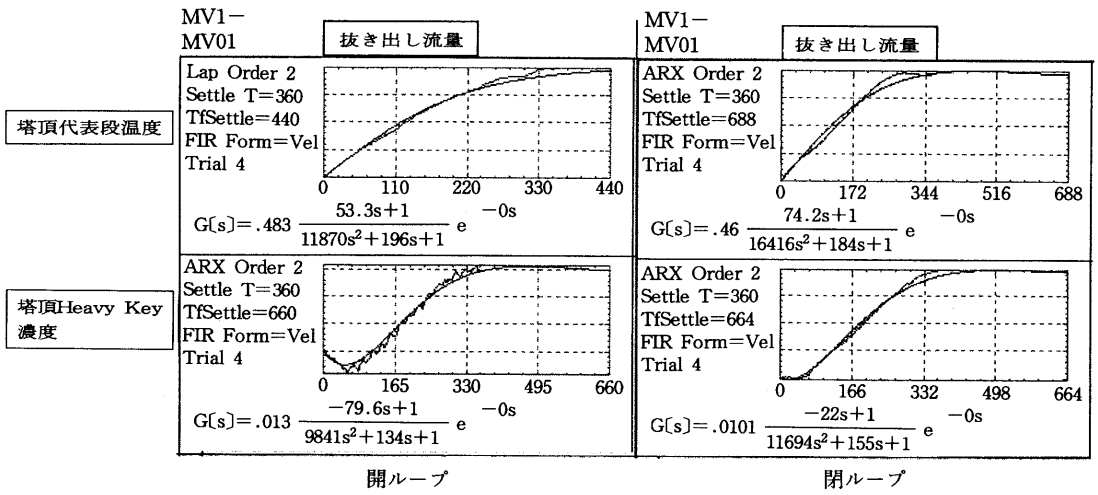
図 2 から，6 時間程度の整定時間があることが見て取れるが，それと矛盾のないモデルとなっている。塔頂Heavy Key濃度の方はガスクロの遅れ分のむだ時間を処理しきれずに，逆応答として同定している。

図 4　開ループテストによるデータから得られたモデル



塔頂代表段温度は，ゲインが若干不足気味である。また，塔頂Heavy Key濃度は，逆応答部分が災いしていることが観察できる。

図５　制御変数の実測値とモデルによる推定値の比較（開ループテスト）



塔頂代表段温度に関しては，表現上で差異は出ているものの，実質的な違いはないモデルが得られている。塔頂Heavy Key濃度に関して，逆応答の有無とゲインが異なっている。

図６　両テストによるデータから得られたモデルの比較

かったことによるデータの不足，それを補うために制御部分まで含めたことによるコントローラ特性の影響が考えられる。塔頂代表段温度との比較では，データ量そのものは同じであるが，むだ時間を含む分，塔頂Heavy Key濃度の方が相対的に不足となったものであろう。閉ループの方は，むだ時間はうまく処理できている。厳密に見ると小さな逆応答があるが，無視しうるレベルである。こちらは，ゲインが低めに出ている。原因としては，目標値のステップ変化の周期が，モデルの長さより短いものばかりであったことが考えられる。

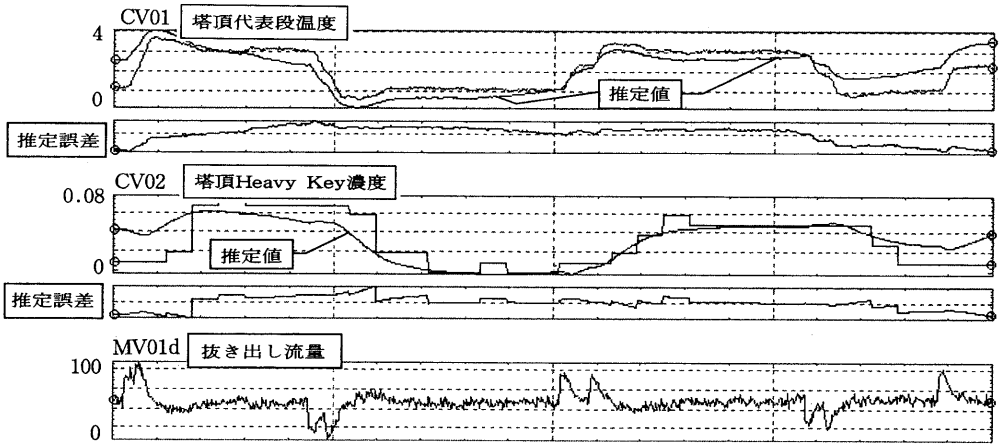
図７に，制御変数の実測値とモデルによる推定値の比較を示す。実測値と推定値はほぼ重なっており，妥当なモデルが得られたと結論づけられる。詳細に見ると，塔頂代表段温度は，後ろ１／４でゲインが若干不足気味である。しかし，これは外乱の影響に

よるところが大きい。また，塔頂Heavy Key濃度は，開ループからのモデルのような逆応答がないため動きはスムーズであるが，ゲインが若干不足気味である。

5.3　モデルの比較

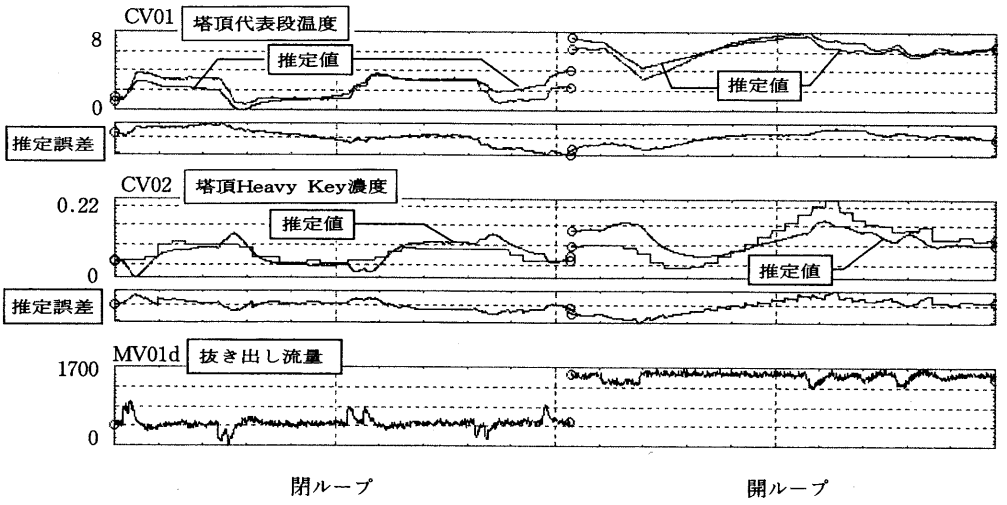
両モデルの違いをトレンド上で比較する。

図8は，開ループテストで得られたモデルを両方のデータに適用したものである。塔頂代表段温度は，



塔頂代表段温度は，後ろ1/4でゲインが若干不足気味である。しかし，これは外乱の影響によるところが大きい。また，塔頂Heavy Key濃度は，開ループからのモデルのような逆応答がないため動きはスムーズであるが，ゲインが若干不足気味である。

図7　制御変数の実測値とモデルによる推定値の比較（閉ループテスト）



塔頂代表段温度は，どちらのデータに対してもゲインが若干不足気味であるが，おおむね挙動を表現している。閉ループの，後ろ1/4の大きなずれは，モデルを変えても改善されない。外部要因であることの裏付けにもなる。

塔頂Heavy Key濃度は，開ループのデータにも逆応答の悪影響が出ている。また，開ループデータに対しては，ゲインがほぼ適正であるが，閉ループデータに対してはゲインが若干不足気味である。

図8　開ループテストによるデータから得られたモデルを両方のデータに適用したもの

どちらのデータに対してもゲインが若干不足気味であるが，おおむね挙動を表現している。閉ループ側の，後ろ１／４の大きなずれは，モデルを変えても改善されない。外部要因であることの裏付けにもなる。また，塔頂Heavy Key濃度は，開ループ側のデータにも逆応答の悪影響が出ている。また，開ループ側データに対しては，ゲインがほぼ適正であるが，閉ループ側データに対してはゲインが若干不足気味である。

図９は，閉ループテストで得られたモデルを両方のデータに適用したものである。塔頂代表段温度は，どちらのデータに対してもほぼ適正に挙動を表現している。また，塔頂Heavy Key濃度は，開ループ側のデータ自体に対してもゲインが低めである。開ループ側ではこれが助長されている。閉ループ側のモデルには逆応答が含まれていないので，この点は改善されている。

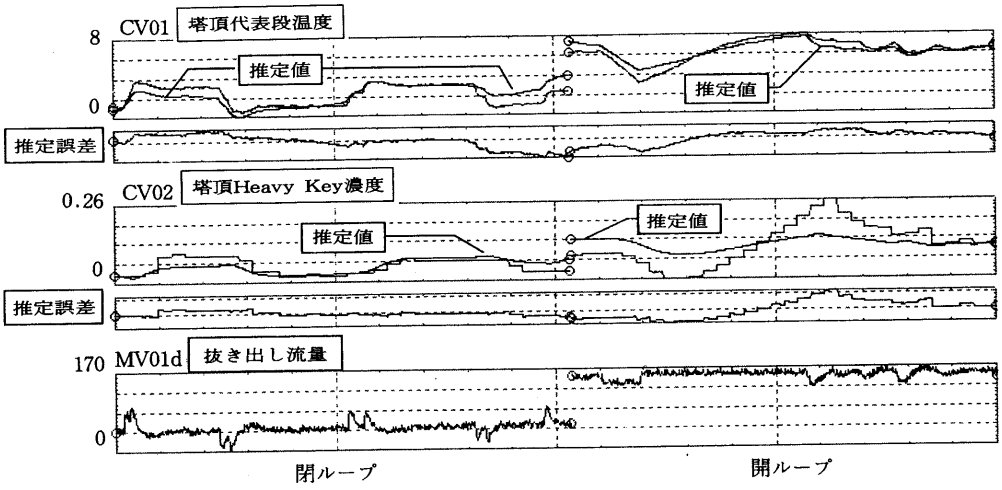
６　考　察

閉ループ，開ループ両ケースで，大きな差異のないモデルを得ることができた。また，これらのモデルは，現象論的にも矛盾はなく，実測値と推定値の比較でも，満足できるものであった。このことより，閉ループ同定における可同定性の条件の一つである「制御変数の目標値を摂動させる」が正しいことを，実プロセスで確認できたといえる。理論，シミュレーションで可能なことが示されていたが，実データで確認できたことの成果は大きい。また，定常ゲインの精度を犠牲にすれば，目標値のステップ変更の周期がモデルの長さより短くても良いことも判った。

閉ループ，開ループ両ケースで，得られたモデルに若干の差が認められる。しかしながら，この差はループの開閉によるものではなく，それ以外の条件，データ量，外乱の有無，大きさなどに起因するものと考える。どちらの場合とも，データの長さなどの条件が同じであれば，得られるモデルの精度は同等と推定できる。しかし，全般的に見ると，閉ループテストには以下のような優位性がある。

(1) 制御系が機能しているので，プラントの安定性は損なわれない。オペレータの負荷も下がる。

(2) 制御変数の変化幅は目標値という形で既知であるので，設定が容易である。また，開ループテストでは，制御変数が管理値を超えないように操作変数の摂動幅を事前に明らかにしておく検討が必要である。閉ループでは，制御変数の摂動幅を設



塔頂代表段温度は，どちらのデータに対してもほぼ適正に挙動を表現している。また，塔頂Heavy Key濃度は，閉ループのデータ自体に対してもゲインが低めである。開ループではこれが助長されている。閉ループのモデルには逆応答が含まれていないので，この点は改善されている。

図９　閉ループテストによるデータから得られたモデルを両方のデータに適用したもの

定するため，事前検討は不要となる。

(3) 定常ゲインの補正を前提とすれば，ステップを加える周期を短くできる。結果として，テスト期間が同じであれば，より多くのステップを加えることができ，情報量を増やせる。

(4) プラントの安定性が保たれているため，テスト期間をより長くすることができる。結果として，モデルの精度向上にも寄与する。

7　おわりに

フィードバック制御下（閉ループ）であっても，制御変数の目標値を摂動させるテストを行うことによって，プロセスの動特性が正しく同定できることを，実際のプロセスのデータにより示した。また，閉ループで同定を行う場合の特徴についても言及した。

今後は，閉ループ同定の特徴をより明確にするとともに，理論的な裏付けを行いたい。また，多変数の場合における可同定性の条件（現場で使える具体的な内容の）についても明確にしたい。

参考文献

1）大野　弘，“プロセスデータの解析と制御”，化学工学会第60年回研究予稿集B110（1995）

2）加納　学，“フィードバック制御下でのモデリング”，化学工学会関西支部セミナープロセスデータの解析と応用テキスト（1996），P.22

3）喰田秀樹，本誌，**40**，（2），71（1997）

4）喰田秀樹，本誌，**40**，（3），82（1997）