

博士論文

汎用・広範化を目指したプロセス制御
モデル駆動PID制御に関する研究

平成26年9月

重政 隆

目次

| | | |
|-------|---|----|
| 第 1 章 | 序論 | 1 |
| 1.1 | 本研究の背景 | 1 |
| 1.2 | 従来研究・技術とその課題 | 4 |
| 1.2.1 | 単一入出力制御技術 | 4 |
| 1.2.2 | 多変数制御技術 | 4 |
| 1.2.3 | データからモデル化なしでの調整 | 5 |
| 1.2.4 | 現場をサポートする技術 | 5 |
| 1.3 | 本研究で主張する方法 | 6 |
| 1.4 | 全体構成 | 8 |
| 第 2 章 | モデル駆動 PID 制御 | 11 |
| 2.1 | はじめに | 11 |
| 2.2 | モデル駆動 PID 制御系の構造と設計 | 12 |
| 2.2.1 | パラメータ λ の調整と実用安定限界 | 15 |
| 2.2.2 | パラメータ α の設定方法 | 16 |
| 2.2.3 | 制御系の応答特性の解析 | 18 |
| 2.3 | PD フィードバック補償器の設計 | 21 |
| 2.3.1 | PD フィードバック系について | 21 |
| 2.3.2 | 設計条件式の導出 | 21 |
| 2.3.3 | Newton 法による初期条件の導出 | 22 |
| 2.3.4 | 制御対象 $P(s)$ の等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似する方法 | 26 |
| 2.3.5 | PD フィードバック補償器の設計例 | 27 |
| 2.3.6 | むだ時間を持つ 1 次遅れ系への近似設計例 | 34 |
| 2.3.7 | PD ループをむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似できる制御対象のクラスについて | 36 |
| 2.4 | モデル駆動 PID 制御系の制御性の解析 | 36 |
| 2.4.1 | むだ時間をもつ遅れ系 | 37 |
| 2.4.2 | むだ時間をもつ積分系 | 39 |
| 2.4.3 | むだ時間をもつ振動系 | 41 |
| 2.4.4 | むだ時間をもつ不安定系 | 43 |
| 2.4.5 | 逆応答系 | 45 |
| 2.4.6 | 高次遅れ系 | 47 |
| 2.5 | カスケード制御系の設計 | 51 |
| 2.6 | モデル駆動 PID 制御を支える IMC の安定論 | 54 |
| 2.7 | まとめ | 56 |

| | | |
|--------------|--|------------|
| 第 3 章 | 2 自由度 PID 制御への変換 | 58 |
| 3.1 | はじめに | 58 |
| 3.2 | 2 自由度 PID 制御系 | 59 |
| 3.3 | モデル駆動 PID 制御系とその設計 | 60 |
| 3.4 | Taylor 展開を用いた 2 自由度 PID 制御系の構成法 | 61 |
| 3.5 | パラメータ α' , β' と η の設計法 | 63 |
| 3.6 | 数値例 | 63 |
| 3.6.1 | むだ時間をもつ遅れ系 | 64 |
| 3.6.2 | むだ時間をもつ積分系 | 66 |
| 3.6.3 | むだ時間をもつ振動系 | 68 |
| 3.6.4 | むだ時間をもつ不安定系 | 70 |
| 3.6.5 | 逆応答系 | 72 |
| 3.6.6 | 高次遅れ系 | 74 |
| 3.6.7 | 小まとめ | 76 |
| 3.7 | ランプ目標値に対するアプローチ | 77 |
| 3.7.1 | むだ時間を持つ遅れ系 | 78 |
| 3.7.2 | むだ時間を持つ不安定系 | 81 |
| 3.7.3 | 小まとめ | 82 |
| 3.8 | まとめ | 82 |
| 第 4 章 | 多変数モデル駆動 PID 制御 | 84 |
| 4.1 | はじめに | 84 |
| 4.2 | 多変数モデル駆動 PID 制御系の設計アプローチ | 85 |
| 4.2.1 | 逆非干渉化器の設計 | 86 |
| 4.2.2 | 対角対応 PD フィードバック補償器の設計 | 87 |
| 4.2.3 | 多変数モデル駆動 PID 制御器の設計 | 88 |
| 4.3 | 干渉度とペアリング | 90 |
| 4.4 | 数値例 | 91 |
| 4.4.1 | 逆非干渉化器の設計 | 92 |
| 4.4.2 | 対角対応 PD フィードバック補償器の設計 | 92 |
| 4.4.3 | 対角対応 PD フィードバック補償器の有無による違い | 93 |
| 4.4.4 | 操作量の飽和の他ループへの影響 | 94 |
| 4.5 | モデル化誤差の影響 | 95 |
| 4.6 | 逆ナイキスト配列法と干渉指数の解析 | 96 |
| 4.7 | まとめ | 99 |
| 第 5 章 | PD ループのデータ駆動型調整法 (FRIT) とその応用 | 102 |
| 5.1 | はじめに | 102 |
| 5.2 | PD フィードバック制御系とその設計問題 | 102 |
| 5.3 | 仮想 PD フィードバック系の FRIT | 104 |
| 5.4 | 制御対象 $P(s)$ の推定方法 | 105 |
| 5.5 | 制御系設計への応用 | 106 |

| | | |
|--------------|---|------------|
| 5.5.1 | MD-PID 制御系 | 106 |
| 5.5.2 | 2 自由度 PID 制御系 | 108 |
| 5.5.3 | 感度関数の評価 | 109 |
| 5.6 | 数値例 | 109 |
| 5.6.1 | むだ時間のある遅れ系 | 110 |
| 5.6.2 | むだ時間のある積分系 | 113 |
| 5.6.3 | 補足 | 116 |
| 5.7 | まとめ | 118 |
| 第 6 章 | プロセス特性の 3 D 表示とその応用 | 121 |
| 6.1 | はじめに | 121 |
| 6.2 | 制御系の各制御特性 | 122 |
| 6.2.1 | 制御系の応答波形 | 123 |
| 6.2.2 | 制御系の安定性 | 123 |
| 6.2.3 | 各感度関数 | 124 |
| 6.3 | ナイキスト線図と各感度関数を組合わせた 3 D 表示 | 126 |
| 6.4 | レベル制御系の 3 D 表示例 | 129 |
| 6.5 | 感度関数のピーク条件とプロセスパラメータの関係 | 131 |
| 6.6 | まとめ | 132 |
| 第 7 章 | 産業プロセスへの応用事例 | 134 |
| 7.1 | 排熱回収ボイラ系用テスト設備での MD-PID 制御の適用 | 135 |
| 7.2 | か焼炉温度の MD-PID 制御の適用 | 136 |
| 7.3 | 石炭炊きボイラ系への MD-PID 制御の適用 | 138 |
| 7.4 | 圧力制御ループの応答性改善検討 | 141 |
| | 参考文献 | 144 |
| 第 8 章 | 結論 | 145 |
| | 謝辞 | 147 |
| | 付録 A 2 自由度 PID 制御器のオートチューニング機能 | 149 |
| | 付録 B 制御性能解析ツール | 154 |
| | 付録 C MD-PID Control System Design Tool | 162 |
| C.1 | はじめに | 162 |
| C.2 | ツールの役割 | 162 |
| C.3 | 制御対象のクラス | 163 |
| C.4 | モデル駆動 PID 制御 | 165 |
| C.5 | 設計数値例-むだ時間を持つ 1 次遅れ系 | 168 |
| C.6 | 設計数値例-むだ時間を持つ積分系 | 179 |
| C.7 | 設計数値例-不安定ゼロ点を持つ遅れ系 | 184 |

| | |
|--------------------------------------|------------|
| C.8 設計数値例—安定ゼロ点を持つ遅れ系 | 190 |
| C.9 設計数値例—高次遅れ系 | 194 |
| C.10 設計数値例—振動系 | 197 |
| C.11 設計数値例—むだ時間を持つ不安定系 | 200 |
| C.12 まとめ | 203 |
| 付録 D モデル化ツール | 204 |
| D.1 はじめに | 204 |
| D.2 単一入出力遅れプロセス | 205 |
| D.3 ボイラ主蒸気圧カプロセス | 215 |
| D.4 2入力2出力プロセス | 219 |
| D.5 まとめ | 222 |
| 付録 E FRIT program for PD loop | 223 |
| 付録 F 本研究に直接関連する論文リスト | 230 |
| 付録 G その他論文リスト | 236 |

表 1 略号表

| 略号 | 完全形 | 意味 |
|---------|---|-------------------|
| 3D | Three Dimensional | 3次元 |
| ARW | Anti-Reset Windup | アンチリセットwindアップ |
| CMA-ES | Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy | 最適化法の一つ |
| CRT | Cathode Ray Tube | ブラウン管 |
| CS(s) | Noise Sensitivity Function | ノイズ感度関数 |
| DCS | Distributed Control System | 分散型制御システム |
| DV | Disturbance Variable | 外乱 |
| EV | Deviation Error | 偏差 |
| FRIT | Fictitious Reference Iterative Tuning | データ駆動調整法の一つ |
| IAE | Integral of Absolute Error | 絶対誤差積分 |
| IFT | Iterative Feedback Tuning | 繰返しフィードバック調整法 |
| IMC | Internal Model Control | 内部モデル制御 |
| I-PD | Integral - Proportional Derivative | 積分動作に比例および微分補償動作 |
| ISE | Integral of Square Error | 誤差 2 乗積分 |
| LCD | Liquid Cristal Display | 液晶表示器 |
| MD-PID | Model Driven PID | モデル駆動 PID |
| MIMO | Multi-input Multi-output | 多入力多出力 |
| MPC | Model Predictive Control | モデル予測制御 |
| Ms | Maximum Sensitivity | 最大感度 |
| MV | Manipulated Variable | 操作量 操作端に送られる信号 |
| OIS | Operator Interface System | オペレータインターフェースシステム |
| PD | Proportional Derivative | 比例微分 |
| PID | Proportional Integral Derivative | 比例積分微分 |
| PS(s) | Disturbance Sensitivity Function | 外乱感度関数 |
| PV | Process Variable | プロセス変数の検出値 |
| RGA | Relative Gain Array | 相対ゲイン行列 |
| S(s) | Sensitivity Function | 感度関数 |
| SV | Set point Value | 設定値 目標値 |
| T(s) | Complementary Sensitivity Function | 相補感度関数 |
| TITO | two input two output | 2 入力 2 出力 |
| VRFT | Virtual Reference Feedback Tuning | データ駆動調整法の一つ |
| | offset | オフセット |
| | ill-condition | 悪条件 |
| | Decoupling | 非干渉 |
| | Condition Number | 条件数 |
| | non-minimum phase system | 非最小位相系 |
| | minimum phase system | 最小位相系 |
| | Inverted Decoupling | 逆非干渉化器 |
| | Normal Decoupling | 非干渉化器 |
| | MATLAB | MathWork 社の数値処理言語 |
| | MAXIMA | フリーの数式処理言語 |

概要

鉄鋼，石油化学，紙パ，窯業などの基礎素材を供給し，ものづくりを支えているプロセス産業は，アナログ指示計器や制御機器を配した制御盤からの運転制御方式から，1980年代には高性能化したマイクロプロセッサを用いた分散型制御システム (DCS) 注¹とオペレータインターフェースシステム (OIS) 注² への運転制御方式にと進展した．これにより，DCS 内部の PID 注³(比例・積分・微分) 制御を多用してプラントの運転を自動化・省力化し，プラントの管理を集約して生産性を高め，我が国の経済力を飛躍的に発展させた．バブルが崩壊した 1990 年代に入ると，堅実な経済性を一段と追求するようになりプラント全体の最適化技術やモデル予測制御技術の導入により効率向上が進められた．表示器も CRT 注⁴から液晶表示器 (LCD) 注⁵ に変わり，さらに開発された大型液晶表示器の導入により，事業所内では運転管理のさらなる効率化に向けて，計器室や制御室の統合化が進められ，高信頼化した DCS システムは大規模化された．結果としてオペレータやエンジニアの担当・管理範囲が拡大化し，運転管理の複雑化が進んだ．その結果の一つとして，事故やトラブルを目にすることとなっている．あらためて PID 制御に目を向けると，2 つや 3 つのパラメータを設定するだけで，制御対象をほぼ最適に近く制御できる PID 制御の PID 演算そのものは，汎用性があるが，広範な制御対象に対する P と I と D のパラメータの調整は必ずしも容易ではない．その結果，オペレータの手動運転に頼らざるを得ないループがあったり，周期動揺がプロセスを伝搬・拡散していたり，変動幅が広がり，高効率・高品質運転が難しくなっている場合があった．これまでに膨大な PID 調整則が提案されており，咀嚼に膨大な時間がかかる．2000 年に近づくと，これまでの発展を支えてきた団塊技術者が経験し積み上げてきた技術を次の世代に引き継ぐ技術継承が課題になった．その頃から分かりやすいシンプルな汎用・広範なプロセス制御技術が必要と考えるに至った．すなわち 現場応用を前提とした制御系設計調整の考え方が分かり易く，しかも技術移管しやすい汎用・広範化を目指したプロセス制御技術 である．これを実現するために本論文で主張したのが下記 [1] ~ [5] までの 5 点である．

- [1] 上位に 2 自由度 IMC 注⁶ と下位に PD 注⁷ フィードバック系を配置したカスケード制御系（これをモデル駆動 PID 制御系あるいは MD 注⁸-PID 制御系と称している），
- [2] MD-PID 制御系から 2 自由度 PID 制御系への変換方法，
- [3] 多変数モデル駆動 PID 制御，
- [4] PD ループの FRIT 注⁹法からの調整法，
- [5] プロセス制御の現場をサポート支援する技術．

注¹DCS:Distributed Control System

注²OIS:Operator Interface System

注³PID:Proportional Integral Derivative

注⁴Cathode Ray Tube

注⁵Liquid Crystal Display

注⁶IMC:Internal Model Control : 内部モデル制御

注⁷PD:Proportional Derivative

注⁸MD:Model Driven : モデル駆動

注⁹FRIT:Fictitious Reference Iterative Tuning

[1] でポイントとなるのは、下位の制御対象を含む PD フィードバック系の動特性がむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似する設計法である。これには、低周波特性を保存する特徴があるモデルマッチング法を適用した。これにより安定系、積分系、不安定系、さらにむだ時間系のような実プロセスの広範な制御対象をむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似できる。これを下位系とし上位系を IMC 構成とすることで汎用制御技術となり、これをモデル駆動 (MD)PID 制御と称している。

この MD-PID 制御が広範な制御対象に対する良好な制御技術であっても、産業界の既存 DCS で主力的に使われているのは、現状では従来の PID 制御である。そこで既存 DCS にも適用できる方法を用意すべきであり、[2] でポイントとなるのは、MD-PID 制御を参照し、Taylor 展開と感度関数のマッチングによる変換方法である。

実プロセスが複数の操作量に対して複数の制御量間で干渉している多入力多出力プロセスであることが少なくない。これまで多変数制御が提案されてきたが、DCS レベルで高性能、低保守性かつ高稼働率を維持できる制御方式として多変数 MD-PID 制御を提案する。この [3] でポイントとなるのは、逆非干渉化器 (Inverted Decoupling) と分散型で MD-PID 制御を用いる方法である。

MD-PID 制御は、制御対象の動特性モデルの既知とした制御構成法であるが、産業界の現場では制御対象動特性のモデル化工数を必要とする。その工数を軽減・容易化すべく [4] でのポイントは、制御系の目標値変更試験データからモデル化作業無しに PD ループのデータ駆動調整法であり、その結果から、MD-PID 制御系や 2 自由度 PID 制御系が展開可能になる。

現場では応答波形に立脚した制御系の応答性評価がなされているが、周波数領域からの評価が希薄な傾向にある。周波数領域からも有効な情報が得られることを示すために、[5] でのポイントは、制御系の安定性の特に逼迫性について強調されるように 3 D 表示である。

以下に本論文の章立ての概要をまとめた。

第 1 章の序論では、本研究の背景、課題、目的などをまとめた。

第 2 章では、汎用・広範化を目指したプロセス制御である MD-PID 制御の構成、設計法、特徴をまとめた。

第 3 章では、MD-PID 制御系を参照して 2 自由度 PID 制御系への変換方法を提案した。

第 4 章では、MD-PID 制御を応用する多変数 MD-PID 制御系の構成方法を提案した。

第 5 章では、FRIT 法を適用したデータから PD ループの調整方法、この結果を使った MD-PID 制御と 2 自由度 PID 制御の調整法を提案した。

第 6 章では、プロセス特性の 3 D 表示とその応用をまとめた。

第 7 章では、産業プロセスでの応用例をまとめた。第 8 章では、結言と課題をまとめた。

付録 A では、2 自由度オートチューニングコントローラの概要をまとめた。

付録 B では、制御性能解析ツールの機能をまとめた。

付録 C では、MD-PID Control system Design Tool をまとめた。

付録 D では、モデル化ツールをまとめた。

付録 E では、PD-FRIT の MATLAB プログラムをまとめた。

付録 F では、著者の本研究に直接関連する論文をまとめた。

付録 G では、著者のその他の論文をまとめた。

第 1 章

序論

1.1 本研究の背景

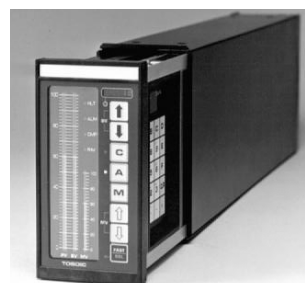
我が国の産業プロセスにおける制御システムの変遷について眺めてみる．かつて図.1.1のようなパネル監視操作盤 [1] に取り付けられた指示計器を通じ，温度，流量，圧力などのプロセス変数をオペレータが監視し，スイッチを入れ切れし，弁，回転数，電圧などの調節操作するようなパネル監視操作方式により産業プロセスを監視運転していた．



図 1.1 Old plant operation panel board(出典：[1])



(a) Analog type process controller
(出典：東芝プロセスコントローラ)



(b) Digital type process controller
(出典：東芝 EC シリーズコントローラ)

図 1.2 Loop control device

このような時代からオペアンプ（演算増幅素子）を用いたアナログ式制御器（例えば図.1.2(a)のような）に置き換えられて一部自動化が進んだパネル監視制御盤の時代を経て，1970年代半ばから半導体技術の進歩で生まれた信頼性の高いマイクロコンピュータを用いたデジタル式制御器（例えば図.1.2(b)）によるパネル監視制御方式に変遷した．

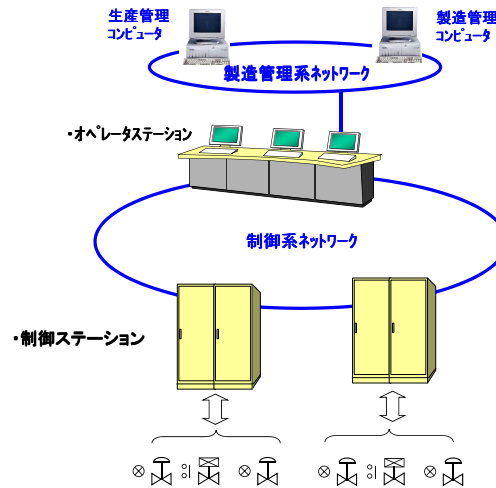


図 1.3 Distributed Control System （出典：自作）



図 1.4 Recent plant control room （出典：[1]）

1980年代には，さらにシステムの各所でコンピュータを多用した，例えば図.1.3のような分散型制御システム（DCS：Distributed Control System）へと発展した．制御ステーション内部のコンピュータによりPID（比例・積分・微分）制御アルゴリズムが実行され，一台のコンピュータが沢山の制御ループを扱うようになった．これによって，鉄鋼，石油化学，紙パ，窯業などの基礎素材を供給し，ものづくりを支えている我が国のプロセス産業では，プロセス状態を監視するためのCRT(Cathode Ray Tube)表示器に情報を集約させたオペレータインターフェースシステム（OIS：Operator Interface System）により集約管理して生産性を高め，我が国の経済力を飛躍的に発展させた．バブルが崩壊した1990年代に入ると，堅実な経済性を一段と追求するようになり，事業所内では運転管理のさらなる効率化に向けて，大画面化できた液晶表示器(Liquid Crystal Display)を多用して，計器室・制御室の統合化が進められた．例えば図1.4のような制御室になり，さらなる運転の最適化・高効率化に向けてモデル予測制御技術の導入も進んだ．

図 1.5 は、最初に生まれた PID 制御 [2, 3] 技術から、産業プロセスからのニーズに合わせて提案され、発展してきたプロセス領域での制御技術の変遷を示したものである。2つの大きな流れがある。第一は単一入出力制御技術の流れである。少ないパラメータで狙いの状態にまでほぼ最適に近い操作をしてくれる PID 制御は、長い歴史のある制御技術のように見えるが、制御性能から見ると PID 制御は当初、自由度という概念は希薄であった。1970 年後半に北森により I-PD 制御 [4] が提案され、やがて目標値応答と外乱抑制応答をともに良好にする 2 自由度 PID 制御 [5] へと発展した。またむだ時間に対するスミスのむだ時間補償制御 [6] についても Morari 等による IMC(内部モデル制御) [7] として整理されてきたと考えられる。産業プロセスの多くは干渉のある多変数の制御対象であり、これに対処して高性能な制御性能を狙った多変数制御 [7, 8, 9] 技術が第二の流れである。これには制御変数間の非干渉化を狙った非干渉制御 [10, 11] とプラント全体を制約条件下での最適化技術を用いたモデル予測制御技術 [12] の導入により高効率化が図られた。技術全体の流れは現場ニーズに合わせた多様化・高度化であろう。DCS の大規模化・複雑化の結果としてオペレータやエンジニアが担当・管理する範囲は拡大した。モデル予測制御技術についても 10 年以上の運転経験を経て、良好な導入結果ばかりでなくモデル保守や短周期外乱などの課題も指摘 [13] されている。

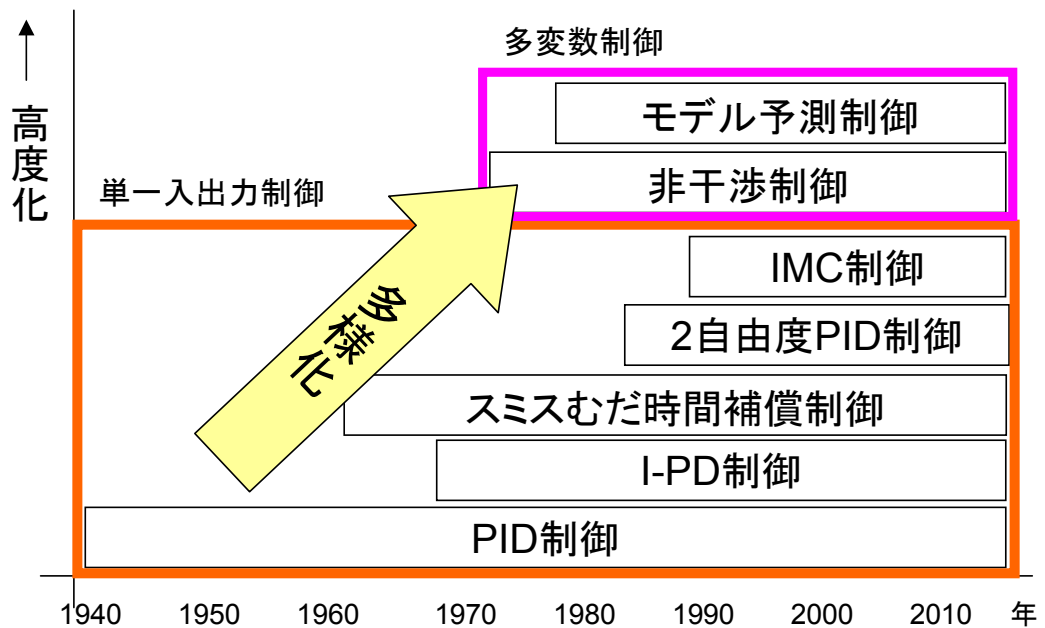


図 1.5 Historical trend of control method in process control area

2007 年に近づくとき、これまでのプロセス産業の発展を支えてきた団塊技術者が定年退職を迎え、労働力人口パターンも変化してきた。一方で、これらの我が国の基幹プロセス産業は、アジアにおける設備増強や欧米での企業再編や原料・燃料価格の高騰の中での、国際競争が一層激化しているなか、事故やトラブルの発生も多くなった。保守予算の削減や、運転監視システムが大規模複雑になってきて、担当範囲の拡大したことや非常作業が要因とも言われているが、技術継承問題も想定された。広く使われている PID 制御も必ずしも適切に調整されておらず、変動幅が大きかったり周期動揺を野放しになっているループも残念ながら見かける。

産業界の現場から見ると発展してきた制御技術が多様で管理保守上複雑になってしまっていることが考えられる。このようなことが生じないようにするには現場応用を前提とした制御系設計調整の考え方がシンプルで分かり易く、しかも技術移管しやすい汎用・広範化を目指したプロセス制御技術が必要である。次節では具体的に従来研究・技術とその課題を述べる。

1.2 従来研究・技術とその課題

1.2.1 単一入出力制御技術

1940年代に生まれたPID制御[4, 2, 3]は、2つや3つのパラメータに基づいたPID(比例・積分・微分)演算という汎用・簡素な演算構造により広範な制御対象をかなり良好に制御することが可能と言われ、今日でも80%はPID制御と言われているほど産業界の基本的な工業用制御技術として広く使われている。産業界の基本制御要素であるが、ZN(Ziegler-Nichols)法[14]にはじまりCHR法[15]から制御対象に対応した膨大な調整則[16]が提案されてきた。これらを咀嚼し、適切な方法を取得するのに限られた時間では済まない。提案された多くの設計則が産業界の現場に多い遅れ系主体の設計法であるために、産業プロセスの広範な制御対象に対応できるものではない。目標値変更の際の操作量の急変を抑え外乱抑制を主体とした北森によるI-PD制御と部分的モデルマッチング法[4]が提案され、高次遅れ系、振動系、積分系など設計範囲が格段に広がった。北森の部分的モデルマッチング法で用いる参照モデル[4, 17]の検討や目標値フィルタの付加による制御器[18]の自由度が議論されて2自由度PID制御[5]の有効性が明確になった。制御目的として目標値追従か、外乱抑制か、目標値追従と外乱抑制をともに良好になるよう狙うかと言う自由度の概念が現場に十分に定着して無かったり、自由度が増加するにつれて制御パラメータの数が増えるので現場は煙たがる傾向にあった。産業プロセスにおいてはセンサや操作端の取り付け位置などにより検出遅れや輸送遅れなどのむだ時間が発生するが、従来のPID制御ではむだ時間の間も制御偏差に対して演算するので操作量を大きく変動させてしまう傾向にあり結果として動揺気味となっている場合がある。むだ時間対策としてスミスのむだ時間補償制御[6]が提案されているが、使いこなされている状況にはないと思われる。むだ時間対策についてはIMC(内部モデル制御)[7]が提案されて対応できることが確認されたが、一品料理的な制御技術で、産業界で広く使われているPID制御ではなく、しかも適用対象が安定系に限定されるため、積分系、不安定系については設計対象から外れている。

その結果、試行錯誤調整の途中のようなゆっくりとした応答のままだったり揺れ気味のループも目につく。そこで広範な制御対象に存在するむだ時間の有無にかかわらず、このアプローチで進めれば着実に調整が可能であり、分かり易くシンプルな汎用制御技術に集約することは重要である。

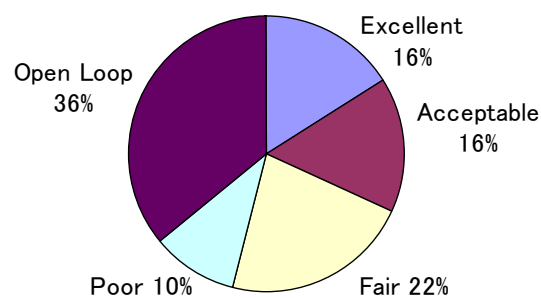
1.2.2 多変数制御技術

石油化学プラントに多く見られる成分を分離するための蒸留塔のように、塔内で温度、流量、圧力などの変数が干渉している産業プロセスは少なくない。このような変数の干渉に対応する多変数制御方式に、上位コンピュータの計算能力を活用してプロセス全体を最適に制御しようとするモデル予測制御[12]が提案され、10年以上使われてきた。良好な導入結果ばかりでなく、導入費用、制御周期がDCSに比べ長いため、短周期の外乱に対応できないこと、稼働率向上、微調整方法、メンテナンス方法などの問題が提起されている[13]。このような点からDCS上に構築でき、狙った制御性能を確

認しながら調整して行け、さらに規模を徐々に拡大して発展して行くことが可能な、低コストで実現でき、また低コストでモデル保守が可能な多変数制御技術も研究対象とすべき課題である。欧米発のベンダーにより経済性の追求から導入されたモデル予測制御技術についても、現場は必ずしも評価しているようではないようである。課題も指摘されており導入されて苦労されているのを見るにつけ、現場が喜んでくれる DCS レベルで必要に応じて規模を拡大できる分かりやすい多変数制御技術は重要と思われるようになった。

1.2.3 データからモデル化なしでの調整

制御系の設計は、制御対象の動特性モデルを把握してから進めるのが基本アプローチであるが、モデル化のためのプラントテストや得られたデータからのモデル化作業や工数が掛かるので、現実には全てモデル化作業を行うのではなく、ベンダー提供のデフォルト値や同様なプロセスの制御定数を流用した結果、不十分な場合や、新規であったり、難しいプロセスのみにモデル化のための資源を注入するアプローチを取っているケースが見られる。しかしながらプラントの試運転時にも、目標値変更などのテストを行い基本制御動作を確認するタイミングの可能性はある。プラントによるが通常運転時にも運転条件変更によりその目標値変更が行われることやオペレータが手動運転することがある。この事象を捕らえて操作量 (MV) と制御量 (PV) からなる一組の応答データからモデル化を行うアプローチが通常のステップであるが、このモデル化作業をすることなく PID 制御系が調整できるデータ駆動調整方法が近年活発に研究されてきている。IFT (Iterative Feedback Tuning) , VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning) [22], FRIT (Fictitious Reference Iterative Tuning) [23, 24] などである。なかでも FRIT には産業界の事例もでてきて自然な構造で興味深い。しかしながら産業界側から見ると工数のかかるモデル化作業が削減できる利点の反面、モデル無しに PID 調整をすることに一抹の不安もある。しかしながら、もし PD (比例・微分) フィードバック系の FRIT が実現できれば、発展が考えられるのでデータからモデル化無しに調整できる技術は重要と判断した。



Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring
—Honeywell's Experience, Lane Desborough and Randy Miller CPC2001

図 1.6 Global multi-industry control performance by Desborough and Miller(出典：[19])

1.2.4 現場をサポートする技術

現場の制御状況を拝見すると、少数精鋭化された現場のエンジニア・オペレータは多忙を極めていいる。その結果、揺れ気味の変数が野放しであったり、ゆっくりとした応答のままに運転しているケースも目につく。図.1.6 は Honeywell グループの調査結果 [19] であるが、同様の報告 [20, 21] がなされ

ている．エネルギーや原料ロスの発生や製品品質の低下を生じている可能性がある．その原因として現場をサポートするツールが不足 [19] していることも指摘されている．有用な情報を知らせてくれるにも係わらず周波数応答での理解が希薄でもある．プロセスデータを分析し，その結果を現場に提示して，さらなる制御性能の改善作業を分かり易くサポートする方法も重要である．

以上から本研究の課題を下記に設定した．

- 広範な制御対象に対する DCS レベルでのシンプルな汎用プロセス制御方法．
- 現状の DCS で基本的に用いられている PID 制御への変換方法．
- DCS レベルで構築でき，狙った制御性能を確認しながら規模を徐々に拡大して発展させて行くことが可能な，保守にも低コストで対応できる多変数制御方法．
- データからモデル化無しに制御器を調整できる方法．
- 制御システムに関し技術継承も容易な現場をサポートする支援方法．

1.3 本研究で主張する方法

本研究の基本課題である現場応用を前提とした制御系設計調整の考え方がシンプルで分かり易く，しかも技術移管しやすい汎用・広範化を目指したプロセス制御技術を達成する方法を以下に列挙する．

- モデル駆動 PID 制御
産業プロセスの制御対象は，むだ時間の有無の遅れ系だけでなく，積分系，逆応答系，振動系，不安定系などの広範な対象が存在する．この広範な制御対象に対する汎用プロセス制御を実現するために，本研究では，制御対象を含む PD フィードバックループを下位系に，2 自由度 IMC を上位系に配した，カスケード構成のモデル駆動 PID 制御構造を提案する．モデル駆動 PID 制御の適用対象の広範性は，PD フィードバック系の設計にある．ポイントである PD フィードバック系の動特性を，むだ時間を持つ 1 次遅れ系に設計する方法を提案する．本研究の成果を利用することによって，DCS レベルで現実の産業プロセスで見られる広範な制御対象に対する汎用プロセス制御を構築することが可能になる．
- 2 自由度 PID 制御への変換方法
この MD-PID 制御が広範な制御対象に対する良好な制御方法であっても，産業界の既存 DCS で現状，主力的に使われているのは従来の PID 制御である．この 2 自由度 PID 制御器の制御パラメータを正確・容易に設定するために，本研究では，モデル駆動 PID 制御系の制御器を仮想的に設計し，その制御器から Taylor 展開と感度関数のマッチングによる変換方法を提案する．本研究の成果を利用することによって，2 自由度 PID 制御器も制御パラメータの設定が容易に可能になる．
- 逆非干渉化器を用いた多変数モデル駆動 PID 制御
本研究では，多変数プロセスに対し DCS レベルで容易に多変数制御を実現するため，逆非干渉化方法 (Inverted Decoupling) と分散型でモデル駆動 PID 制御システムを組合せる非干渉化制御方法を提案する．この成果を利用することによって，PD 補償器は，そのループの動特

性にのみ関与するので調整が容易であり，動特性変動に対するゲインスケジュールについても対応する局所モデルだけを同定するだけで済むので，モデル化保守作業も容易になる．当然のことながら手動介入は，介入ループのみに影響し他のループには影響しないので，多変数制御の稼働率は極めて高いことが期待される．

- PD ループのデータ駆動調整方法とその応用

本研究では，制御対象の目標値応答試験の操作信号 (入力) と制御量 (出力) の応答データからモデル化作業無しにデータ駆動調整法に属する FRIT(Fictitious Reference Iterative Tuning) により PD ループが調整できる方法を提案する．本研究成果を受けて，PD ループの FRIT 結果から，モデル駆動 PID 制御系の調整，さらに 2 自由度 PID 制御系の調整までも可能になる．合わせて制御対象の動特性モデルを副産物的に入手できるようになるので，各種感度関数，最大感度，シミュレーション解析が可能となり，調整結果の客観性を得ることができる．

- プロセス特性の 3 D 表示

本研究では，制御系の制御性の特に安定度の良くない逼迫性を表現するために各種感度関数をナイキスト線図上に 3 D 表現する方法を提案する．これにより安定度の良くないループには堅調なピークを表現できるようになる．これによって，逼迫性の高いループが顕著に分かるようになる．産業界の現場の多くは応答波形に立脚した制御系の応答性評価がなされているが，周波数領域からも有益な情報が発信されていることを示すものでもある．

図 1.7 には本論文で提案した方法の位置づけを示した．

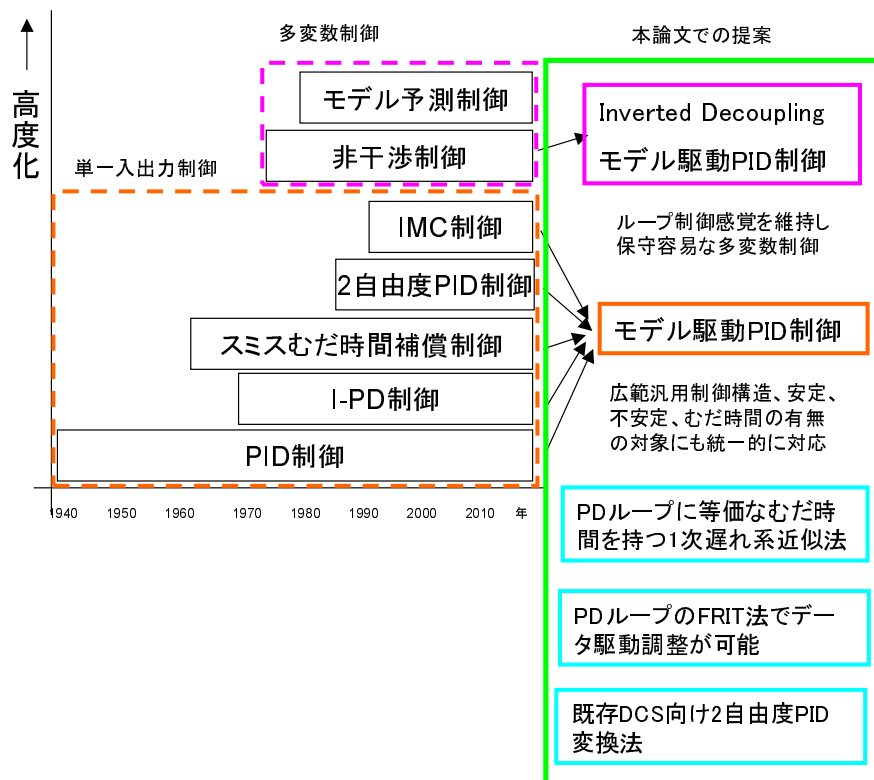


図 1.7 Items proposed for process control technology

1.4 全体構成

以下に第 2 章以降の概要と論文構成を示す。

第 2 章では、汎用・広範化を目指したプロセス制御方式である MD-PID 制御の構成，設計法，特徴をまとめた。

第 3 章では、現在の DCS で広く使われている PID 制御と遊離しないように，MD-PID 制御経由で 2 自由度 PID 制御系への設計方法を述べた。

第 4 章では，MD-PID 制御を応用した多変数 MD-PID 制御系の構成方法とその特徴をまとめた。

第 5 章では，データから PD ループの FRIT 法によるデータ駆動調整から MD-PID 制御と 2 自由度 PID 制御系への設計法をまとめた。

第 6 章では，プロセス特性の 3 D 表示とその応用をまとめた。

第 7 章では，産業プロセスでの応用例をまとめた。

第 8 章では，結言と課題をまとめた。

付録 A では，この分野に足を入れた最初の仕事である 2 自由度オートチューニングコントローラの概要をまとめた。

付録 B では，制御性能の客観的定量情報を入手するために開発した制御性能解析ツールのポイントをまとめた。

付録 C では，開発した MD-PID Control system Design Tool をまとめた。

付録 D では，試作したモデル化ツールをまとめた。

付録 E では，試作した PD-FRIT の MATLAB プログラムをまとめた。

付録 F では，著者の本研究に直接関連する論文をまとめた。

付録 G では，著者のその他の論文をまとめた。

参考文献

- [1] 伊藤利昭：SICE プロセス塾テキスト (2008)
- [2] 須田信英, 他：PID 制御, 朝倉書店, 東京 (1992)
- [3] Astrom, K.J. and Hagglund, T. : PID Control Theory, Design and tuning, ISA, Research Triangle Park, NC (1995)
- [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，計測自動制御学会論文集，Vol.15，No.4，549/555 (1979)
- [5] 荒木光彦：2 自由度制御系 - PID・微分先行型・I-PD 制御系の統一の見方などについて，システムと制御，29(10)，649/656 (1985)
- [6] Smith, O.J.M.: A Controller to Overcome Dead Time, ISA J., 6, 28/33 (1959)
- [7] Morari, M. and Zafrou, E.: Robust Process Control, Prentice Hall (1989)
- [8] Maciejowski, J.: Multivariable Feedback Design, Addison-Wesley (1989)
- [9] Skogestad, S. and Postlethwaite, I. : Multivariable Feedback Control: Analysis and Design, John Wiley & Sons (1996)
- [10] 北森俊行: 制御対象の部分的知識に基づく I-PD 方式非干渉制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, 16-1, 112/117 (1980)
- [11] 森 泰親, 重政 隆, 北森俊行：異なるサンプリング周期を有するサンプル値非干渉制御系の設計法，計測自動制御学会論文集，Vol.20, No.4, 300/306 (1984)
- [12] Cutler, C.R. and Ramaker, B.L.: Dynamic Matrix Control: A computer control algorithm, 85th The National Meeting of the American Institute of Chemical Engineers, WP5-8, April (1979)
- [13] Hugo, A.: Limitations of Model Predictive Controllers, Hydrocarbon Processing, 83-88, (2000)
- [14] Ziegler, J.M. and Nichols, N.B. : Optimum Settings for Automatic Controllers, Trans. ASME, 64, 759-768 (1942)
- [15] Chien, K.L., Hrones, J.A. and Reswick, J.B. : On the automatic control of generalised passive systems, Transactions of the ASME, 74, 175-185 (1952)
- [16] O'Dwyer, A.: Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, Imperial College Press (2003)
- [17] 重政隆, 高木康夫, 市川義則, 北森俊行：制御系設計のための実用的な汎用参照モデル，計測自動制御学会論文集，Vol.19, No.7, 592/594 (1983)
- [18] 重政隆, 森泰親, 市川義則：目標値フィルタを用いた P I D 制御系の設計法，計測自動制御学会論文集，Vol.19, No.6, 509/511 (1983)
- [19] Desborough, L. and Miller, R. : Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring , Preprints of Chemical Process control-6, Tucson, 153-186 (2001)
- [20] Ender, D.: Process Control Performance Not as good as You Think, Control Engineering, 180-90 (1993)

-
- [21] 制御技術動向調査報告書, SICE (1996)
 - [22] Campi, M. C. , Lecchini , A. , and Savaresi, S. M. : Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica* , 38 , 1337-1446 (2002)
 - [23] 金子 修 : データを直接用いた制御器パラメータチューニング , 計測と制御 , 47-11 , 903/908 (2008)
 - [24] 田坂謙一 , 加納学 , 小河守正 , 増田士朗 , 山本透 : 閉ループデータに基づく直接的 PID 調整とその不安定プロセスへの適用. *システム制御情報学会論文誌* , 22-4 , 137/144 (2009)

第 2 章

モデル駆動PID制御

2.1 はじめに

制御対象毎に設計法があるというのではなく 1.2.1 で述べたように，このアプローチを進めれば着実に使えるという汎用・広範化制御技術は重要である．IFAC の PID 制御に関する国際会議 PID2000 で Shinskey が提案した $PID\tau_d$ 制御 [1, 2] のブロック図を図 2.1 に示す． $PID\tau_d$ 制御の調整は，制御対象である，むだ時間を持った 1 次遅れ系のゲイン K ，時定数 T ，むだ時間 L に対して制御パラメータを $K_c = 1/K$ ， $T_c = T$ ， $L_c = L$ ときわめて簡単である．制御対象の動特性パラメータを設定すれば良いことには注目される．制御器内部にむだ時間を持つ 1 次遅れ系の正帰還ループがあり，このループに積分器が存在する．従って，ステップクラスの目標値変化や外乱に対してオフセットを発生しない．

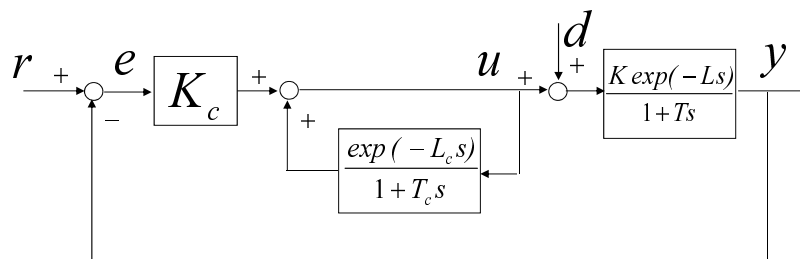


図 2.1 $PID\tau_d$ control system

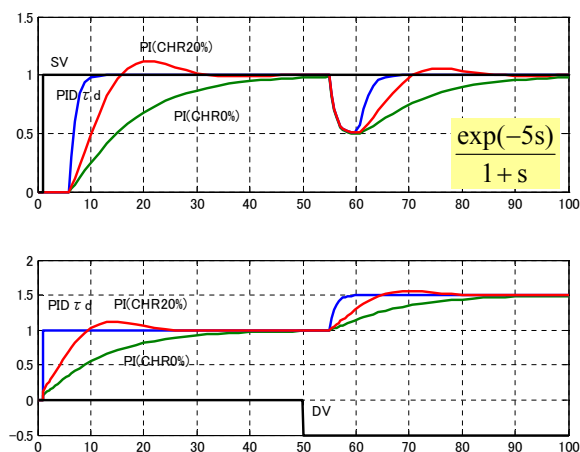


図 2.2 Response comparison of $PID\tau_d$ control system and conventional PID control system

PID τ_d 制御と通常のPID制御の応答波形を比較したのが図2.2である．制御対象はむだ時間が時定数の5倍も長い1次遅れ系であるが，良く知られているCHRの調整則[3]による応答と比べても目標値応答と外乱応答とも良好であることが把握される．

PID τ_d 制御の構造は，制御対象のむだ時間を積極的に補償したIMC(Internal Model Control)[4]と考えられる．しかしながら，産業プロセスに見られる，積分系，不安定系，振動系などへの汎用工業用制御器の観点からは問題がある．しかし，その問題には，I-PD制御[5]やIMC[4]技術などによる解決策が考えられる．またIEEEの制御理論に関する国際会議CDC2000(Sydney)で制御対象のモデルをコントローラ内部に持つ制御方式を強調するために木村が提唱したモデル駆動制御(Model-Driven Control)[6]の概念に注目した．制御器内部にモデルを持つことにより，ほとんど調整不要な制御系が形成できるというものである．当時，著者らが開発中の新PIDコントローラは，まさに下位ループのモデルを内蔵しているのので，モデル駆動という名前がふさわしく，モデル駆動PID制御(MD-PID制御)[7, 8]とした．水島から始まり産業界のいくつかの現場でMD-PID制御器の性能実証試験を行い，10年あまりの使用実績も得たので，ここではMD-PID制御について，構造，特徴などをあらためてまとめる．特にモデル駆動PID制御の設計作業を安定化させるポイントとなったのはPDフィードバック系の新しい設計法であり，2.3節で述べる．

2.2 モデル駆動PID制御系の構造と設計

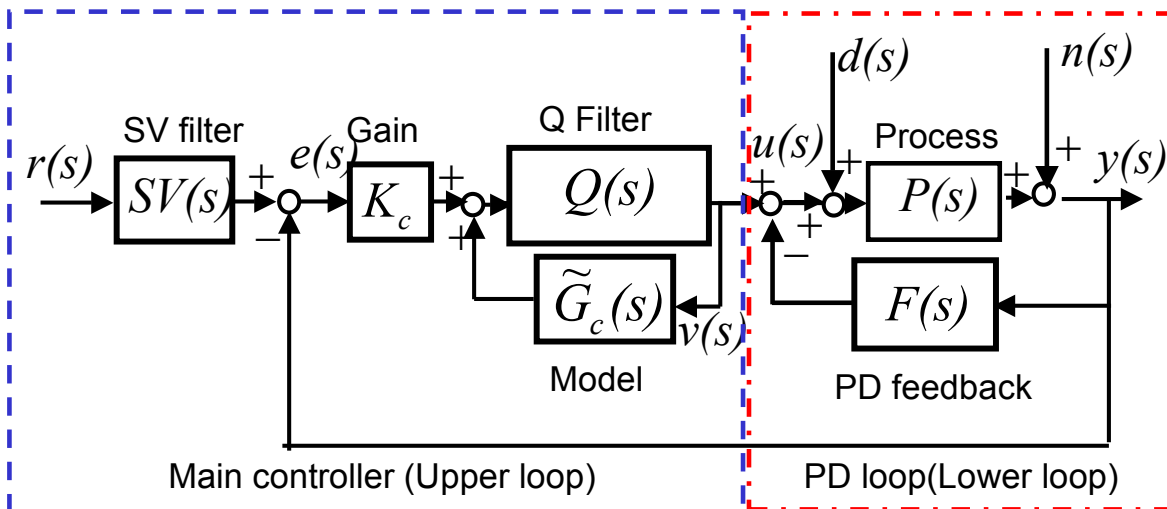


図 2.3 MD-PID control system

図2.3はMD-PID制御系のブロック図である．ここで， $r(s)$, $e(s)$, $u(s)$, $y(s)$, $d(s)$, $n(s)$ は目標値(SV), 偏差(EV), 操作量(MV), 制御量(PV), 外乱(DV), ノイズ(NV)の各信号である．制御対象 $P(s)$ は産業界のプロセスに見られるようなむだ時間を持つ2次系((2.1)式)程度と仮定する．

$$P(s) = \frac{b_0 + b_1 s}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2} \exp(-L_0 s) \quad (2.1)$$

$P(s)$ の動特性を改善するために，オブザーバやカルマンフィルタも使用可能であるが，産業界で使うことを考えるならPID制御のような簡単な制御動作のクラスである必要がある．I動作を導入する

と制御対象が原点にゼロ点を持つことになるため、北森のI-PD制御 [5] から類推されるPD補償器 $F(s)$ を用いることにした。このD動作については、実用を前提としているので不完全微分とした。

$$F(s) = K_f \frac{1 + T_f s}{1 + \kappa T_f s} \quad (2.2)$$

ここで、 K_f, T_f と κ はそれぞれPD補償器の比例ゲイン、不完全微分器の微分時定数と微分ゲインである。主制御器の出力 $v(s)$ から制御量 $y(s)$ までの伝達関数を $G(s)$ とすると (2.3) 式で表現でき、これをPDフィードバック系あるいはPDループとすることにする。

$$G(s) = \frac{P(s)}{1 + F(s)P(s)} \quad (2.3)$$

この $G(s)$ を (2.4) 式の右辺のようなむだ時間を持つ一次遅れ系で近似マッチング設計を行うことを考える。そのゲインを K 、時定数を T 、むだ時間を L とする。

$$G(s) \cong \frac{K \exp(-Ls)}{1 + Ts} \quad (2.4)$$

$F(s)$ の役割はPDループを安定化させるだけでなく、むだ時間を持つ一次遅れ系に近似できるように補償しなければならない。 $P(s)$ にむだ時間が存在すれば $G(s)$ は無限個の極を持つが、(2.4) 式のように低周波特性ができるだけむだ時間を持つ一次遅れ系でマッチングさせることを考える。具体的な設計方法については2.3節で述べる。ここではPDループの動特性がむだ時間を持つ1次遅れ系で近似できたとして話を進める。

主制御器は、基本的にIMC[4](Internal Model Control) である。PDループの伝達関数 $G(s)$ が (2.4) 式のように調整されたので、(2.5) 式の内部モデル $\tilde{G}_c(s)$ の時定数 T_c とむだ時間 L_c および主制御器のゲイン K_c は (2.6) 式のように設定する。これらからMD-PID制御系は、下位系をPDループとして上位系を2自由度IMCとしたカスケード制御系である。

$$\tilde{G}_c(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + T_c s} \quad (2.5)$$

$$T_c = T, \quad L_c = L, \quad K_c = 1/K \quad (2.6)$$

MD-PID制御系の2自由度性を調整できるように $Q(s)$ フィルタは (2.7) 式のような2次の進み遅れ要素である。

$$Q(s) = \frac{(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} \quad (2.7)$$

$Q(s)$ の λ は目標値からの応答速度を調節できるパラメータであり、さらに 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パラメータである。その根拠は (2.10) 式から (2.12) 式の箇所述べている。

偏差 $e(s)$ から主制御出力 $v(s)$ 間の伝達関数 $C_M(s)$ は (2.8) 式となる。

$$\begin{aligned} C_M(s) &= K_c \frac{Q(s)}{1 - \tilde{G}_c(s)Q(s)} \\ &= K_c \frac{(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2 - (1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)} \end{aligned} \quad (2.8)$$

この $C_M(s)$ は、PDループに対する主制御器であり、その分母多項式は $s=0$ の根を持つので、原点

に極を持つことになり，ステップ外乱やステップ目標値に対して制御偏差のオフセットは生じない．再度 (2.8) 式の分母を見てみると $\exp(-L_c s)$ という s に関する無理関数が含まれており，実質的に s の無限項が存在しているので， $C_M(s)$ は無限個の極が存在する主制御器とも言える．

目標値 $r(s)$ から制御量 $y(s)$ までの特性がむだ時間を有する 1 次遅れ系の応答となるように (2.9) 式の目標値フィルタ $SV(s)$ を用いる．

$$SV(s) = \frac{1 + \lambda T_c s}{1 + \alpha T_c s} \quad (2.9)$$

これらにより MD-PID 制御系の目標値 $r(s)$ と外乱 $d(s)$ から制御量 $y(s)$ と操作量 $u(s)$ 間の応答は (2.10) 式から (2.12) 式のようにまとめられ，設計された制御定数から応答特性を説明できる．

$$y(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s) + \frac{\exp(-L_c s)}{K_c(1 + T_c s)} \left[1 - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} \right] d(s) \quad (2.10)$$

$$u(s) = v(s) - F(s)y(s) \quad (2.11)$$

$$v(s) = \frac{K_c(1 + T_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s) - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} d(s) \quad (2.12)$$

これらの式からわかるように，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．しかも，ステップ応答であれば，むだ時間を持つ 1 次遅れ系主体の波形であるのでイメージすることが容易である．通常の PID 制御系の応答は，このような簡単な式で表現することはできないので，PID 制御系を構築してシミュレーションする以外，応答波形を見積る方法はない．このあたりも MD-PID 制御系の制御性について分かりやすい点である．

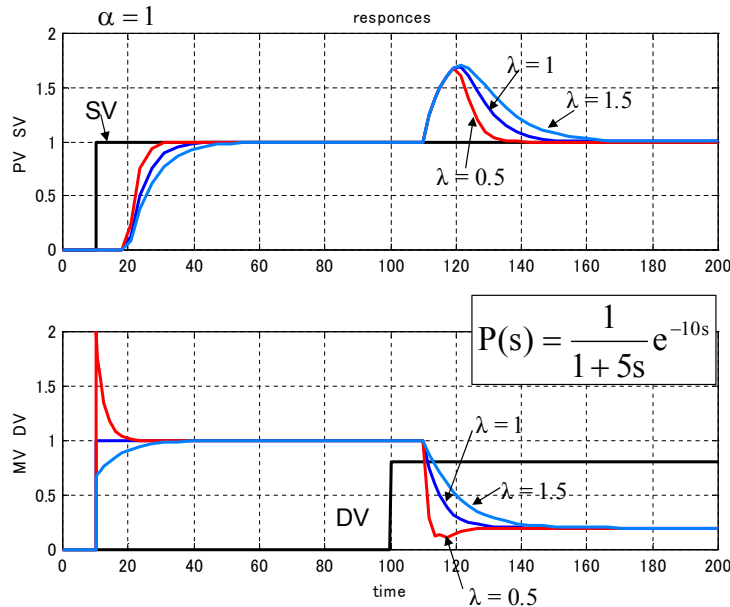


図 2.4 Responses of MD-PID control system with different λ for long dead time process $G(s)$

図 2.4 は制御対象 $P(s) = \frac{\exp(-10s)}{1+5s}$ でパラメータ $\alpha = 1$ で λ を図のように変化させた時の応答波形である．ここで時刻 1 で目標値 (SV) に 1 のステップ変化を加え，時刻 100 で外乱 (DV) を 0.75 印加している． λ を変化させると目標値 (SV) に対し制御量 (PV) の応答がオーバーシュートせずに立上

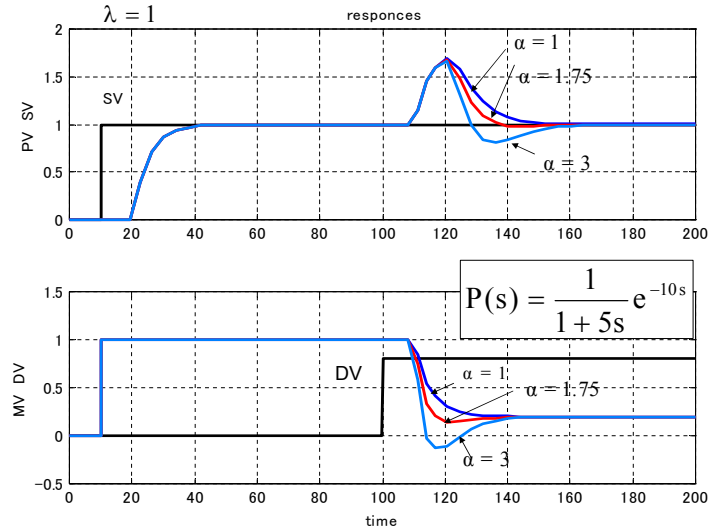


図 2.5 Responses of MD-PID control system with different α for long dead time process $G(s)$

がりの応答速度が変化していることが分かる．外乱印加に対しても λ が変化すると立ち上がりの応答速度と同様に変化していることが分かる．

図.2.5 は同じ制御対象に対して $\lambda = 1$ で α を変化させて同じテストを行っている応答波形である．目標値 (SV) に対し制御量 (PV) への影響はないが，外乱印加に対しては応答速度が変化していることが分かる．

2.2.1 パラメータ λ の調整と実用安定限界

(2.10) 式から (2.12) 式を見ると，いくらでも小さい λ を設定して速応性を上げることが可能のようにも見えるが，PD フィードバック補償器を用いて PD ループをむだ時間を持つ 1 次遅れ特性にマッチングさせた際の $G(s)$ と $\tilde{G}_c(s)$ との誤差が安定性へ影響する，いわゆるロバスト安定性が問題になる．

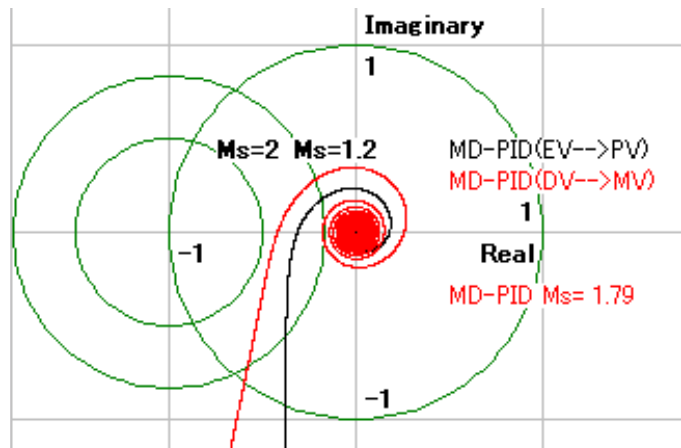


図 2.6 Nyquist plots

$P(s)$ の特性変動が分かっていたら制御系の一巡伝達関数 $(C_M(s) + F(s))P(s)$ において $s = j\omega$ と置き，その実部と虚部の ω を変化させたプロット，いわゆるナイキスト線図を 図.2.6 の Red line の

ようにプロットし, (2.13) 式で示す最大感度 M_s を評価すれば良い. 幾何学的に M_s を考えてみると, 不安定点 $(-1,0)$ からナイキスト線図までの最短距離の逆数である. M_s の良好な範囲として Astrom は 1.2~2.0 としている [9]. したがってナイキスト線図には当該制御系の M_s 値の他に単位円と不安定点 $(-1,0)$ を中心に $M_s=1.2$ と $M_s=2.0$ の円を描いておくと分かりやすい. 図.2.6 では Green line である. 制御系のナイキスト線図が $M_s=2.0$ の円の内側に入り, その制御系の最大感度 M_s が 2.0 より大きくなると動揺する傾向にあり, プロセス制御分野では実質的に $M_s=2.0$ が実用上の安定限界と言っても良い. λ の下限についてもこのルールが有効である. また M_s については従来の安定度を示すゲイン余裕 g_m と位相余裕 ϕ_m に対してそれぞれ (2.14) 式と (2.15) 式のような関係 [9] があり, 安定性を従来の 2 つの点で管理するのではなく M_s では線 (円) で管理できるのも安心である.

$$M_s = \max_{\omega \in \Omega} \left| \frac{1}{1 + (C_M(j\omega) + F(j\omega))P(j\omega)} \right| \quad (2.13)$$

$$g_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1} \quad (2.14)$$

$$\phi_m \geq 2 \sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_s} \right) \quad (2.15)$$

2.2.2 パラメータ α の設定方法

図.2.5 で示したようにパラメータ α によって外乱応答波形は変化するが, 現場的には揺れ戻しなく速やかに整定させることが望ましい. このような目的を達成する α の設定方法を検討した.

パラメータ λ が 1 より大きい小さいかによって対応方法が違うが, (2.10) 式から外乱 $d(s)$ から制御量 $y(s)$ 間の伝達関数を切り出すと (2.16) 式にて表わすことができる.

$$\frac{\exp(-L_c s)}{K_c(1 + T_c s)} \frac{(1 + \lambda T_c s)^2 - (1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} \quad (2.16)$$

パラメータ $\lambda \leq 1$, すなわち制御系の応答速度を速める設計の場合, パラメータ α を追加することによって付加されたゼロ点を分母多項式の原点に近い, すなわち最も遅い極と相殺するように α を選択することが可能になる. すなわち (2.16) 式の分子多項式が $s = -1/T_c$ で根を持てば良い.

$$(1 + \lambda T_c s)^2 - (1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s) \Big|_{s=-1/T_c} = 0 \quad (2.17)$$

(2.17) 式を計算すると α は (2.18) 式のように求まる.

$$\alpha = 1 - (1 - \lambda)^2 \exp(-L_c/T_c) \quad (2.18)$$

そこで一例として $T_c = 10$, $L_c = 5$, $\lambda = 0.3$ とすると最適な $\alpha = 0.7028$ と求まる. そこで $\alpha = 1$ (Green line) と $\alpha = 0.5$ (Magenta line) の外乱応答と合わせて解析した. その波形が図.2.7 である. $\alpha=1$ (Green line) では揺れ戻しが生じている. $\alpha=0.5$ (Magenta line) では外乱抑制が遅くなっている. $\alpha = 0.7028$ (Blue line) の波形が揺れ戻しなく速やかに整定していることが分かる.

次に $\lambda > 1$, すなわち制御系の応答速度を遅くする設計の場合, (2.16) 式の分子に付加された α に絡むゼロ点によりステップ応答の立上りを早くすると揺れ戻しを発生するが, 無視できる程度の揺れ戻しに押さえた α を探すことにする.

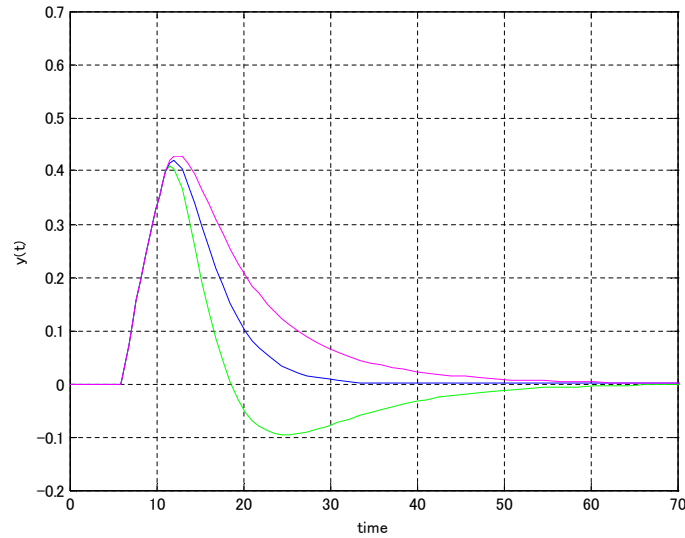


図 2.7 Disturbance regulation responses for $\alpha=1$ (Green line), $\alpha=0.7028$ (Blue line), $\alpha=0.5$ (Magenta line) at $T_c = 10$, $L_c = 5$, and $\lambda = 0.3$.

$$\frac{1 + \alpha T_c s}{(1 + \lambda T_c s)^2} \tag{2.19}$$

そのために (2.19) 式のステップ応答のオーバーシュート量を 1% 以下で最も整定の早いパラメータ α を探索すると

$$\alpha \cong 1.35\lambda \tag{2.20}$$

(2.16) 式あたりで T_c や L_c に係わらず適当と判断された。そこで目標値応答をゆっくりさせる $\lambda = 2$ の条件で $T_c = 10$, $L_c = 5$ で α を 3 ケースに変化させた外乱抑制応答を解析した。図.2.8 は、 $\alpha=1$ (Magenta line) と $\alpha=2.7$ (Blue line) と $\alpha=4$ (Green line) の場合の外乱応答波形である。 $\alpha=1$ では外乱抑制が遅い、 $\alpha=4$ (Green line) では波形が揺れ戻しが生じている。 $\alpha=2.7$ (Blue line) の波形が揺れ戻しなく速やかに外乱が抑制されていることが分かる。

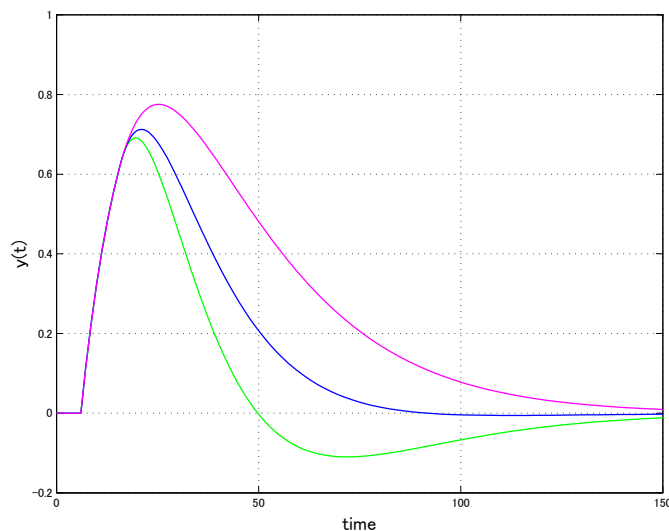


図 2.8 Disturbance regulation responses for $\alpha=1$ (Green line), $\alpha=2.7$ (Blue line), $\alpha=4$ (Magenta line) at $T_c = 10$, $L_c = 5$, and $\lambda = 2$.

2.2.3 制御系の応答特性の解析

通常のPID制御系の応答波形を想像するのは難しいが，MD-PID制御系の応答波形については(2.10)式から(2.12)式にもとづいて応答波形を想像可能である．しかしながら，PDループと等価なむだ時間を持つ1次遅れ系間のマッチング誤差があるので厳密にはナイキスト線図により安定性の把握から応答特性はシミュレーション解析と感度関数解析まで実施すると詳細把握ができるというのはいうまでもない．

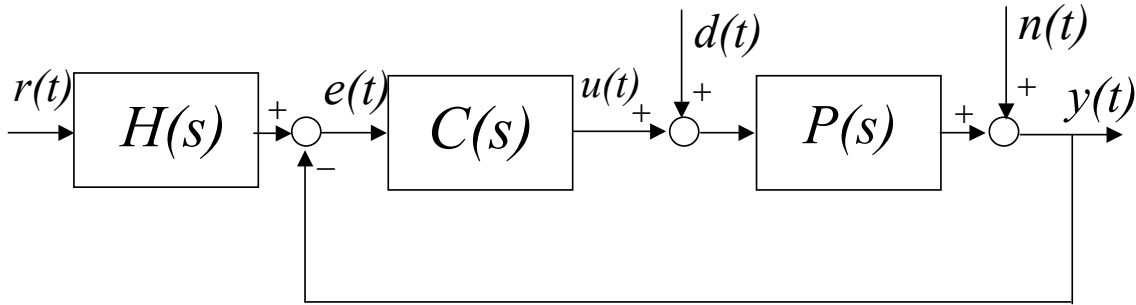


図 2.9 General Two Degrees Of Freedom PID control system

一般的な2自由度制御系のブロック図が図.2.9である．ここで， $r(t)$ ， $e(t)$ ， $u(t)$ ， $y(t)$ ， $d(t)$ ， $n(t)$ は，目標値(SV)，偏差(EV)，操作量(MV)，制御量(PV)，外乱(DV)，ノイズ(NV)である．また $H(s)$ は目標値フィルタ， $C(s)$ は主制御器であり， $P(s)$ が制御対象である．この制御系について，制御量 $y(s)$ と操作量 $u(s)$ について整理するとそれぞれ(2.21)式と(2.22)式ようになる．

$$y(s) = T(s)r(s) + PS(s)d(s) + S(s)n(s) \quad (2.21)$$

$$u(s) = CS(s)H(s)r(s) - T(s)d(s) - CS(s)n(s) \quad (2.22)$$

ここで， $S(s)$ ， $T(s)$ ， $CS(s)$ と $PS(s)$ は，それぞれ(2.23)式から(2.26)式に示した．それらは，ノイズ $n(s)$ から制御量 $y(s)$ までの感度関数 $S(s)$ ，目標値 $r(s)$ から制御量 $y(s)$ までの相補感度関数 $T(s)$ ，ノイズ $n(s)$ から操作量 $u(s)$ 間の感度関数 $CS(s)$ ，外乱 $d(s)$ から制御量 $y(s)$ 間の感度関数 $PS(s)$ である．これらの各感度関数の s に $j\omega$ を代入してゲインの周波数応答と時間応答波形を比較することで応答性を理解することが可能である．各感度関数を表示した一例を図.2.10に示す．

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (2.23)$$

$$T(s) = \frac{P(s)C(s)H(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (2.24)$$

$$CS(s) = \frac{C(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (2.25)$$

$$PS(s) = \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (2.26)$$

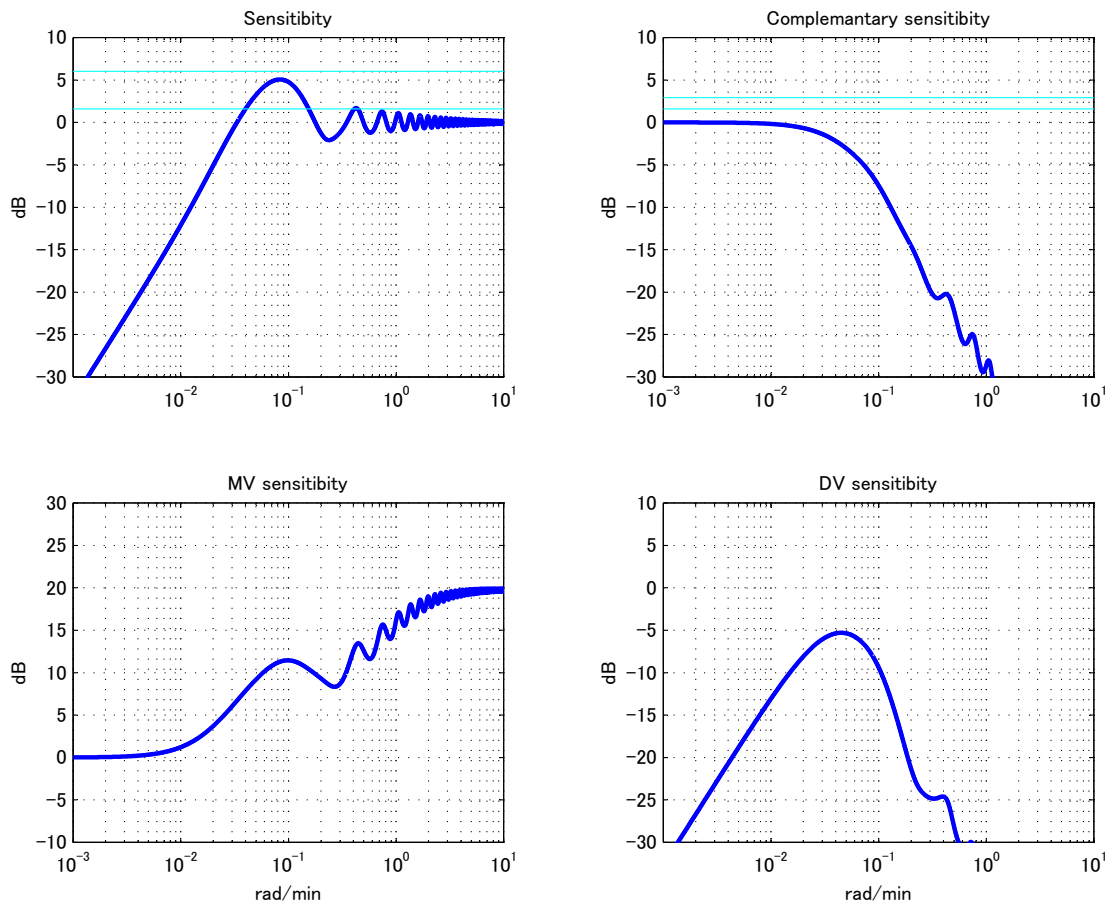


図 2.10 Sensitivity function plots of a control system

左上は *Sensitivity* すなわち感度関数 $S(s)$ のゲイン応答 $20\log_{10}(|S(s)|_{s=j\omega})$ の周波数プロットである。 $|S(s)|_{s=j\omega}$ が 1 より小さい低周波領域では動特性変動の制御系への影響を小さくできるのでロバスト性を表現できる。逆に $|S(s)|_{s=j\omega}$ が 1 より大きな周波数領域ではノイズを増幅し、ピークを持つ周波数で動揺する可能性もある。良好な M_s 値である 1.2 と 2.0 の \log 相当の $20\log_{10}(1.2)$ と $20\log_{10}(2.0)$ を示す Cyan line を入れている。これからも制御系の良さの M_s 値の状況が把握できる。

右上は *Complimentary sensitivity* すなわち相補感度関数 $T(s)$ のゲイン応答 $|T(s)|_{s=j\omega}$ の周波数プロットであり、速応性を上げるには $|T(s)|_{s=j\omega}$ の制御帯域幅を広げる必要があるが、制御ゲインを大きく取ると制御帯域幅は広がるがやがて周期動揺成分が現れピークを持つようになり、動揺が発生する。良好な M_t 値である 1.2 と 1.4 の \log 相当の $20\log_{10}(1.2)$ と $20\log_{10}(1.4)$ を示す Cyan line を同じく入れている。これからも M_t を判断できる。

左下は *MV sensitivity* であり、すなわちノイズ $n(s)$ から操作量 $u(s)$ 間の感度関数 $CS(s)$ のゲイン周波数プロット $|CS(s)|_{s=j\omega}$ であり、高周波帯域でゲインが大きいとノイズ $n(s)$ により操作端が変動し易くなるので好ましくない場合は、微分ゲインを許容できるまで下げる策を取ることになる。

右下は外乱 $d(s)$ から制御量 $y(s)$ 間の感度関数 $PS(s)$ のゲイン $|PS(s)|_{s=j\omega}$ の周波数プロット *DV sensitivity* である。比較すると周波数プロットが低い方が外乱抑制性は良好と判断できる。

現実の制御システムでは目標値変化，外乱印加，ノイズ印加が渾然一体となっているので応答性の把握は必ずしも容易でない．しかしながら 図.2.11 のように目標値変化，外乱印加，ノイズ印加を順に独立にシミュレーション評価することにより制御系の応答性が良く把握される [9]．図.2.11 は $t=1$ で目標値 $r(t)$ が 0 より 1 にステップ変化し，操作量 $u(t)$ が生成され，これにより制御量 $y(t)$ が応答している． $t=300$ で外乱 $d(t)$ が 0.5 だけステップ的に印加され，これを受けて制御量 $y(t)$ が変動するが目標値が $r(t)=1$ のままなのでこの変動を抑制しようと操作量 $u(t)$ が動いて外乱 $d(t)$ の影響を抑制している． $t=600$ 以降に制御量 $y(t)$ に 1[%] のノイズ $n(t)$ が印加されており，その影響で制御量 $y(t)$ が変動しているが，これを受けて操作量 $u(t)$ も変動している．

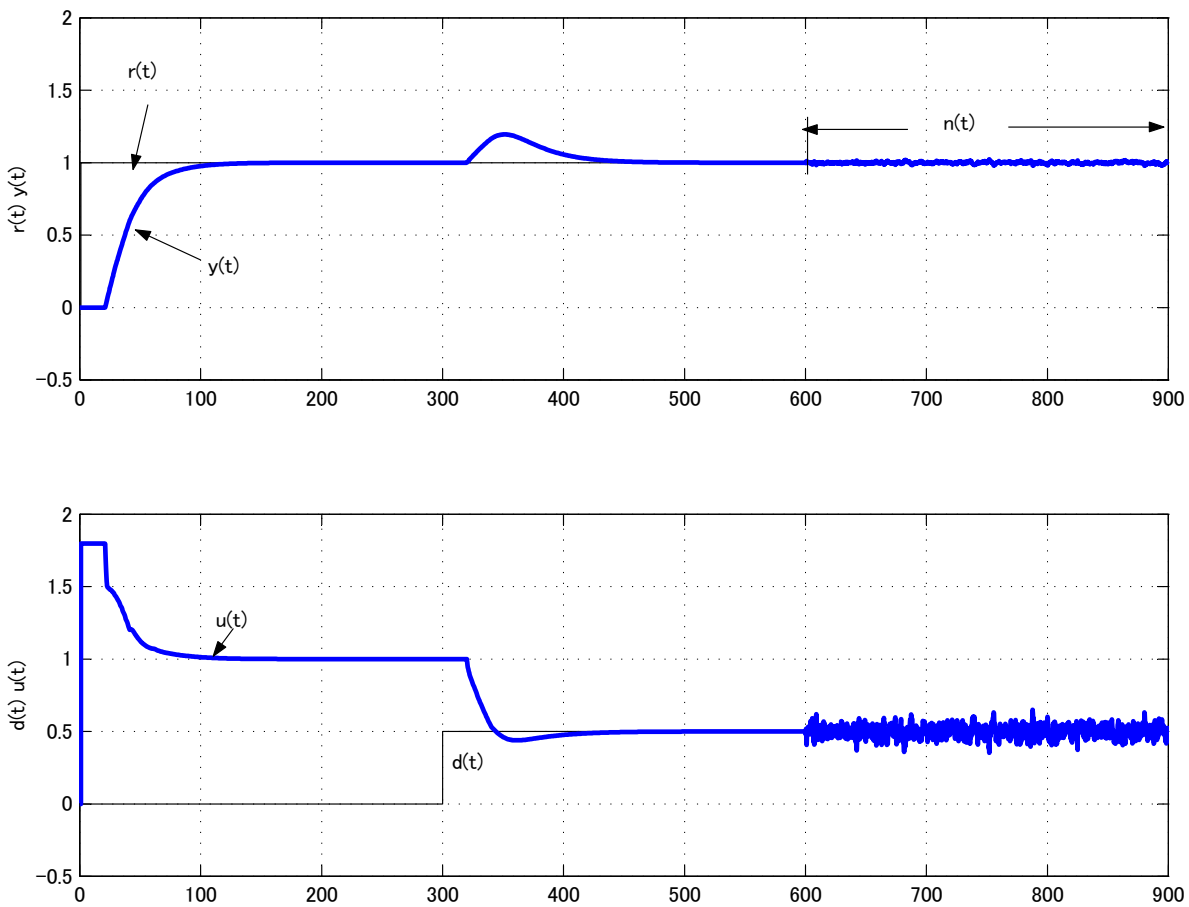


図 2.11 Example of control system responses

この制御系の各感度関数は実は 図.2.10 であり，他の制御系の応答波形と感度関数の周波数応答とを相互に比較することにより，応答波形と各感度関数が関連付けられる．

2.3 PD フィードバック補償器の設計

2.3.1 PD フィードバック系について

北森が提案したI-PD制御 [5] において、制御対象とPD(比例微分)補償を切り出してみると、PDフィードバック補償により制御対象を含むローカルループの動特性が状態フィードバックのように特性改善されていることが分かる。すなわちPDフィードバック補償は、制御対象の動特性を現実的に実現可能な方法で特性改善できる方法であり、しかも直列補償と比べて自由度についての問題を発生しない良質な補償方式であると言える。しかしながらそのPDフィードバック補償は、定常偏差(オフセット)が残るので、プロセス制御分野ではあまり研究されて無かったように思われる。

MD-PID制御系の設計調整については、制御対象の特性改善を担うPDフィードバックの設計が最も重要である。エンジニア作業が若干増えるが、ツール化により作業量を微増に抑えることができ、しかも後の設計が極めて簡単になり、多様な展開が考えられる。

問題は、図.2.12に示すようにPDループとむだ時間を持つ1次遅れ系の特性がマッチングされ、 $y(s) = \tilde{y}(s)$ が達成できるように設計することである。PDフィードバック系の設計では、波形あわせ [7, 8] あるいは周波数領域での設計方法 [10] などを既に提案した。シミュレーションツールを用いた波形合わせ法は、簡単であるが設計・調整結果に個人差が出る。また周波数領域の方法は広範な制御対象に対応できる判断ロジックの整理が容易でなかった。北森の部分的モデルマッチング法 [5] に戻って、ここではPDフィードバック補償に対する分母系列に基づく新しい設計方法を示し、適用した幾つかの数値例を通じて有効性を示す。

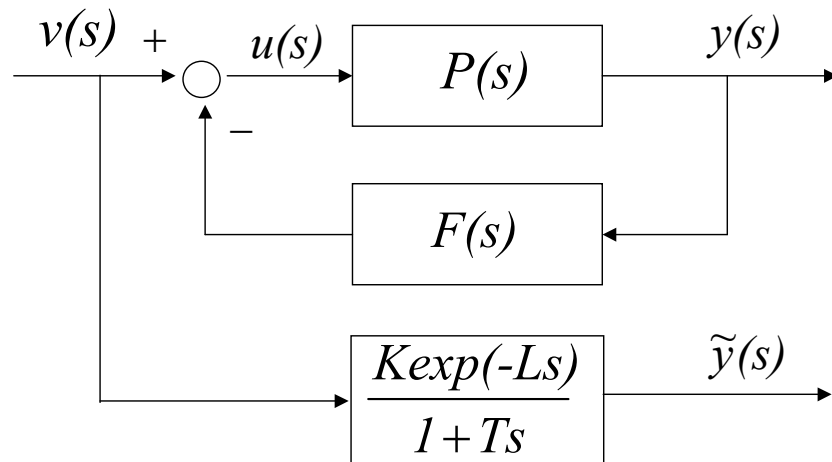


図 2.12 A PD feedback loop and its equivalent first order delay system with dead time

2.3.2 設計条件式の導出

PDループと等価なむだ時間を持つ1次遅れ系を示すブロック図(図.2.12)より、すなわち(2.3)式と(2.4)式の分母多項式が等しくなるという条件から(2.27)式が導かれる。

$$\frac{(1 + Ts) \exp(Ls)}{K} = P(s)^{-1} + F(s) \tag{2.27}$$

ここで、 K, T, L はPDループの動特性に等価なむだ時間を持つ一次遅れ系のゲイン、時定数とむだ時間であり、 $P(s)$ は制御対象の伝達関数であり、 $F(s)$ はPD補償器である。

(2.27) 式の左辺を s で Taylor 展開すると (2.28) 式のようになる .

$$\frac{(1 + Ts) \exp(Ls)}{K} = \frac{1 + (T + L)s + (TL + L^2/2)s^2 + (TL^2/2 + L^3/6)s^3 + \dots}{K} \quad (2.28)$$

(2.27) 式の右辺第 1 項 $P(s)^{-1}$ を同様に s で Taylor 展開すると (2.29) 式のようになる .

$$P(s)^{-1} = p_0 + p_1s + p_2s^2 + p_3s^3 + \dots \quad (2.29)$$

この p_i は制御対象 $P(s)$ の i 次の分母系列係数に他ならない .

(2.27) 式の右辺第 2 項の $F(s)$ は (2.2) 式であり , これを s で Taylor 展開すると (2.30) 式となる .

$$F(s) = K_f + K_f T_f(1 - \kappa)s - K_f T_f^2(1 - \kappa)\kappa s^2 + K_f T_f^3(1 - \kappa)\kappa^2 s^3 + \dots \quad (2.30)$$

そして s の冪係数を低次から一致させることにより (2.31) 式 ~ (2.34) 式が得られる .

$$\frac{1}{K} = p_0 + K_f \quad (2.31)$$

$$\frac{T + L}{K} = p_1 + K_f T_f(1 - \kappa) \quad (2.32)$$

$$\frac{TL + L^2/2}{K} = p_2 - K_f T_f^2(1 - \kappa)\kappa \quad (2.33)$$

$$\frac{TL^2/2 + L^3/6}{K} = p_3 + K_f T_f^3(1 - \kappa)\kappa^2 \quad (2.34)$$

次の問題は , $P(s)$ の分母系列係数 p_i , ($i = 0, 1, 2, 3$) と K_f と κ を与えた上で (2.31) 式 ~ (2.34) 式を解き , K, T, L, T_f を求めることである . 方程式の数と解くべき変数の数がともに 4 つであるので解ける . 具体的な求解には MAXIMA[12] の Solve コマンド , Excel の Solver , 非線形方程式の反復収束アルゴリズムにより求めることができる .

2.3.3 Newton 法による初期条件の導出

非線形方程式の求解法として Newton 法が知られているが具体的に求解するには初期値の設定が重要である . 可能であるなら初期値は , 解の近傍にある方が良い . 遅れ系や積分系などは適当な初期値からでも比較的的良好に求められるが , 振動系や不安定系などは解の近傍を設定しないと収束しないケースが見られた . このような場合 p_1 が相対的に小さいか負となった .

経験則であるが (2.35) 式で定義されたむだ時間と時定数の比である ρ で見ると , 遅れ系や積分系などはかなりフィードバックが効かせることができ $\rho = 1$ 前後まで設計可能であったが , 不安定系や振動系などは安定化させるのが精一杯で $\rho = 0.1$ 前後であったので , これを頼りに初期値を求めることを試みた . しかも , 重視するのは s の 0 次から 2 次までの関係式 (2.31) 式 ~ (2.33) 式である .

$$\rho = \frac{L}{T} \quad (2.35)$$

初期値を解く条件として，不完全微分係数 κ については $\kappa = 0$ として不自然ではない．そこで (2.35) 式を (2.32) 式と (2.33) 式に代入すると (2.36) 式と (2.37) 式が得られる．

$$(1 + \rho)T = \frac{p_1 + K_f T_f}{p_0 + K_f} \quad (2.36)$$

$$(\rho + \rho^2/2)T^2 = \frac{p_2}{p_0 + K_f} \quad (2.37)$$

これらから T を消去すると T_f は (2.38) 式のように求まる． T_f についてはこれを初期値とした．

$$T_f = \frac{\sqrt{p_2(p_0 + K_f) \frac{(1+\rho)^2}{(\rho+\rho^2/2)} - p_0}}{K_f} \quad (2.38)$$

次に (2.38) 式で得られた T_f と不完全微分係数 κ を用いて χ_1 と χ_2 を (2.39) 式と (2.40) 式で定義する．

$$\chi_1 = \frac{p_1 + K_f T_f (1 - \kappa)}{p_0 + K_f} \quad (2.39)$$

$$\chi_2 = \frac{p_2 - K_f T_f^2 (1 - \kappa) \kappa}{p_0 + K_f} \quad (2.40)$$

一方 χ_1 と χ_2 は (2.41) 式と (2.42) 式であるので，この2次方程式を解くことにより T と L が求められる．

$$\chi_1 = T + L \quad (2.41)$$

$$\chi_2 = TL + L^2/2 \quad (2.42)$$

(2.43) 式で定義される D_χ は判別式である．

$$D_\chi = \chi_1^2 - 2\chi_2 \quad (2.43)$$

$D_\chi > 0$ ならば

$$T = \sqrt{D} \quad (2.44)$$

$D_\chi \leq 0$ ならば

$$T = 0 \quad (2.45)$$

$$L = \chi_1 - T \quad (2.46)$$

以上より，これらの初期値を求めるプログラムフローを図.2.13 に，さらに $P(s)$ ， K_f と κ を与えて K, T, L, T_f を解く MAXIMA によるプログラムを図.2.14 に示した．

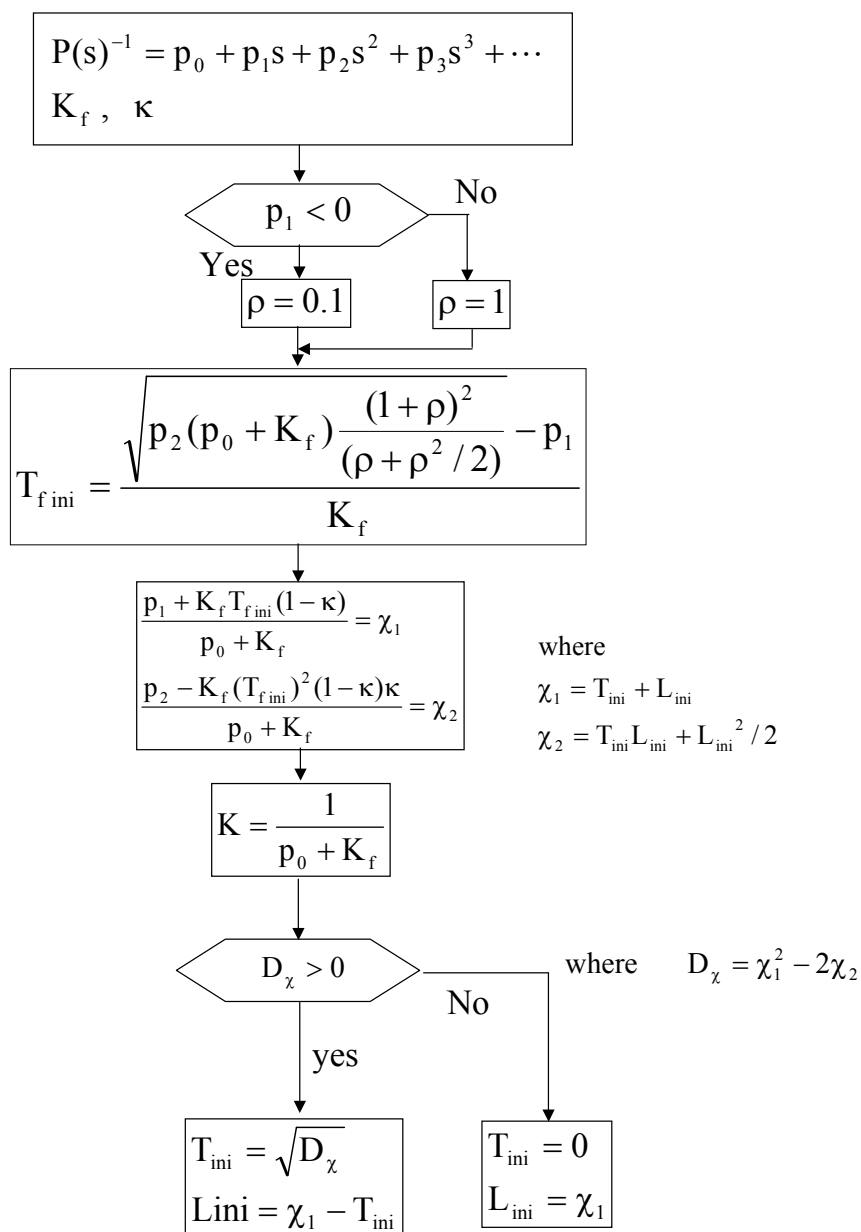


図 2.13 Program flow for finding initial conditions of T_f , K , T and L

```

---> load("mnewton");
---> fpprec : 6;
---> newtonepsilon : float(10^(-fpprec+5));
---> kf:1.6;
---> ka:0.01;
---> kp:-1;
---> lp:2;
---> tau1:0;
---> tau2:-11.7;
---> tau3:11.9;
---> tau4:0;
---> tau5:0;
---> tau6:0;
---> tau7:0;
---> tau8:0;
---> zeta:0;
---> if tau1 = 0
then ptaylor((1+tau2*s)*(1+tau3*s)*(1+tau4*s)*(1+2*zeta*tau5*s+(tau5*s)^2)*exp(lp*s)/(1+tau6*s)/(1+tau7*s)/(1+tau8*s)/kp,s,0,4)
else ptaylor(tau1*s*(1+tau2*s)*(1+tau3*s)*(1+tau4*s)*(1+2*zeta*tau5*s+(tau5*s)^2)*exp(lp*s)/(1+tau6*s)/(1+tau7*s)/(1+tau8*s)/kp,s,0,4);
---> p0:float(coeff(p,s,0));
---> p1:float(coeff(p,s,1));
---> p2:float(coeff(p,s,2));
---> p3:float(coeff(p,s,3));
---> p4:float(coeff(p,s,4));
---> if p1 < 0
then ro:0.1
else ro:1;
---> tfl:float((sqrt(p2*(p0+kf)*(1+ro)^2/(ro+ro^2/2))-p1)/kf);
---> chi1:float((p1+kf*tau1*(1-ka))/(p0+kf));
---> chi2:float((p2-kf*tau1*tau1*(1-ka)*ka)/(p0+kf));
---> tau: if (chi1^2-2*chi2) > 0 then float(sqrt(chi1^2-2*chi2)) else 0;
---> li:float(chi1-tau);
---> ki:float(1/(p0+kf));
---> f1:tau+li-kf*(p1+kf*tau*(1-ka));
---> f2:tau+li^2/2-kf*(p2-kf*tau^2*(1-ka)*ka);
---> f3:tau*li^2/2+li^3/6-kf*(p3+kf*tau^3*(1-ka)*ka^2);
---> mnewton([f1,f2,f3],[tau,li,tau],[tau,li,tau]);/* mnewton (FuncList,VarList,GuessList) */;

```

図 2.14 Program of solving T_f , K , T and L by using MAXIMA

2.3.4 制御対象 $P(s)$ の等価なむだ時間を持つ1次遅れ系に近似する方法

高次遅れ系や逆応答系などはPDフィードバックが有効な場合もあるが、非最小位相成分が強くてPDフィードバックが効かない場合は、等価なむだ時間を持つ1次遅れ系に近似できれば、MD-PID制御系を構築可能である。(2.31)式から(2.33)式において $K_f=0$ と置けば、(2.47)式から(2.49)式が得られる。

$$\frac{1}{K} = p_0 \quad (2.47)$$

$$\frac{T+L}{K} = p_1 \quad (2.48)$$

$$\frac{TL + L^2/2}{K} = p_2 \quad (2.49)$$

ここで D_y を(2.50)式と置く。

$$D_y = (p_2/p_0)^2 - 2p_1/p_0 \quad (2.50)$$

$D_y > 0$ の場合は

$$T = \sqrt{D_y} \quad (2.51)$$

$D_y < 0$ の場合は

$$T = 0 \quad (2.52)$$

K, L は、下記となる。

$$K = 1/p_0 \quad (2.53)$$

$$L = p_1/p_0 - T \quad (2.54)$$

以上から制御対象 $P(s)$ の分母系列係数 $p_i, (i = 0, 1, 2)$ だけから構築できるむだ時間を持つ1次遅れ系を構成していることが分かる。そこでのポイントは低周波特性を維持していることである。

2.3.5 PD フィードバック補償器の設計例

ここで示した PD フィードバック補償器が産業界の多様な動特性に対して有効に設計できることを数値例で示す．そのために，むだ時間をもつ遅れ系 $P_1(s)$ ，積分系 $P_2(s)$ ，振動系 $P_3(s)$ と不安定系 $P_4(s)$ の 4 ケースを準備した．

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1 + 50s} \tag{2.55}$$

$$P_2(s) = \frac{\exp(-20s)}{20s} \tag{2.56}$$

$$P_3(s) = \frac{\exp(-0.2s)}{1 + 0.01s + s^2} \tag{2.57}$$

$$P_4(s) = \frac{\exp(-2s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)} \tag{2.58}$$

- むだ時間をもつ遅れ系 $P_1(s)$

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1 + 50s}$$

図.2.15 は， $\kappa = 0.1$ で K_f をパラメータに K, T, L, T_f を求めた結果をプロットしたものである．このように PD フィードバックのゲイン K_f のかなりの範囲でアルゴリズムの解が収束した． K_f が大きくなりフィードバック量が大きくなるにつれてゲイン K と時定数 T はともに小さくなり，むだ時間 L は微増していることが分かる．

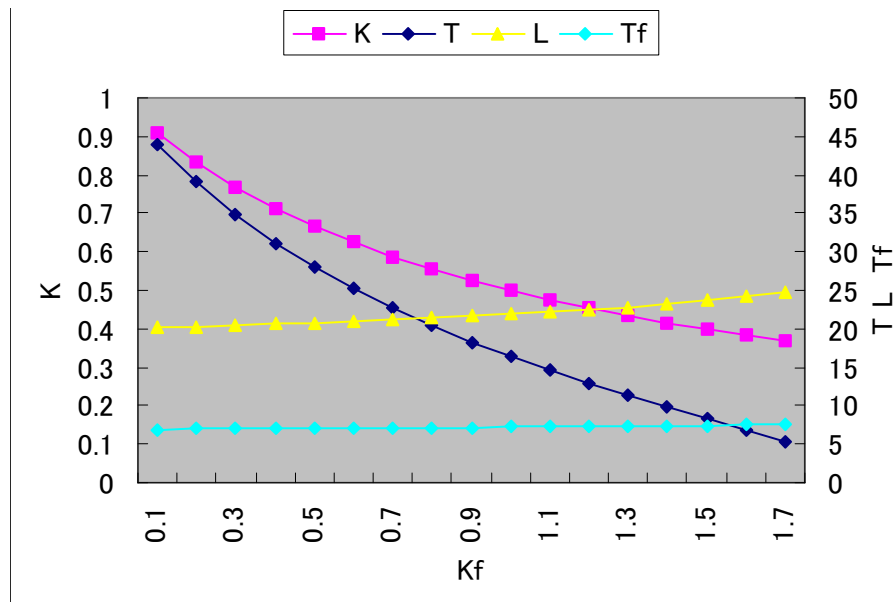


図 2.15 Plots of K, T, L and T_f for various K_f

図.2.16 は， $\kappa = 0.1$ で K_f をパラメータに得られた K, T, L, T_f を用いた PD ループの応答波形 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系のステップ応答 (Magenta line) を比較したものである．立上りのごく始め頃に誤差が見られるが，やがて波形は一致してることが分かる．

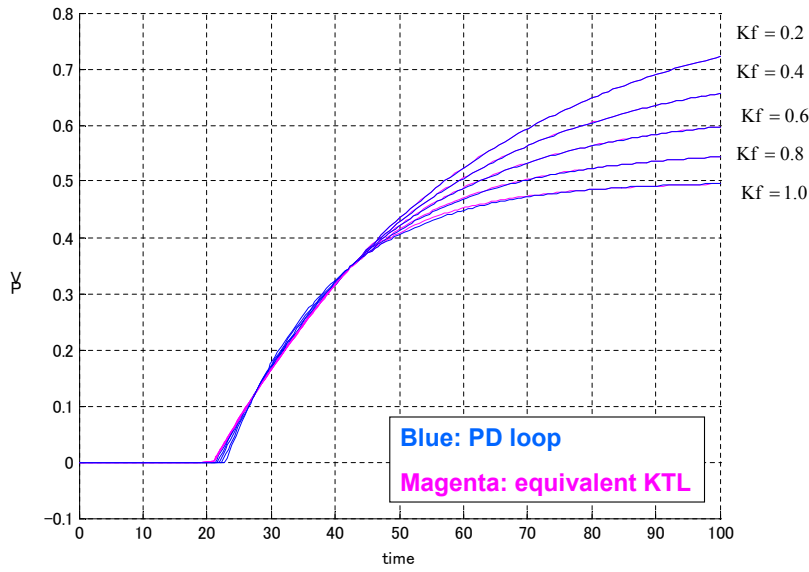


図 2.16 Comparison of step responses of the PD loop for $P_1(s)$ and the equivalent first order delay with dead time for various K_f

$P_1(s)$ に対して、 $K_f = 0.8$ 、 $\kappa = 0.1$ とすると $T_f = 7.139$ 、 $K = 0.555$ 、 $T = 20.33$ 、 $L = 21.43$ となった。図.2.17 は、その PD フィードバック系 $G(s)$ (Blue line) と求めた等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ の応答 (Magenta line) を比較したものである。ステップ応答 (上段) では立ち上がり部分に若干のズレが見られるが応答が立上るにつれて波形は一致している。周波数応答 (中段：ゲインと下段：位相) のように、位相が-180 度より高周波領域では誤差が見られるが、低周波領域ではゲイン応答も位相応答も一致していることが分かる。これらからも PD フィードバックループのむだ時間を持つ 1 次遅れ系で低周波特性を主体に近似するという狙いが具体的に明らかになっている。

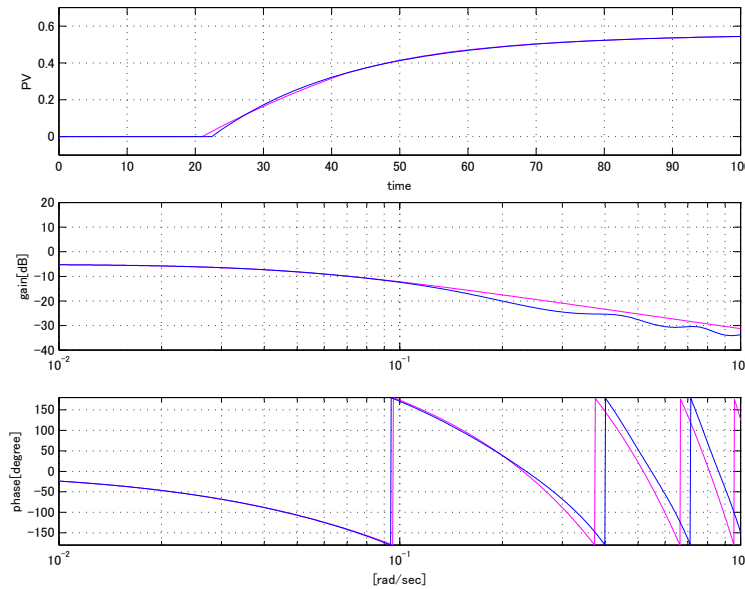


図 2.17 Comparison of responses for $P_1(s)$ Upper:Step responses, Middle:Gain plots, Lower: Phase plots, (Blue line: $G(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

- むだ時間をもつ積分系 $P_2(s)$

$$P_2(s) = \frac{\exp(-20s)}{20s}$$

図.2.18 は, $\kappa = 0.1$ で K_f をパラメータに K, T, L, T_f を求めた結果をプロットしたものである .
 このように K_f のかなりの範囲でアルゴリズムの解が収束した .

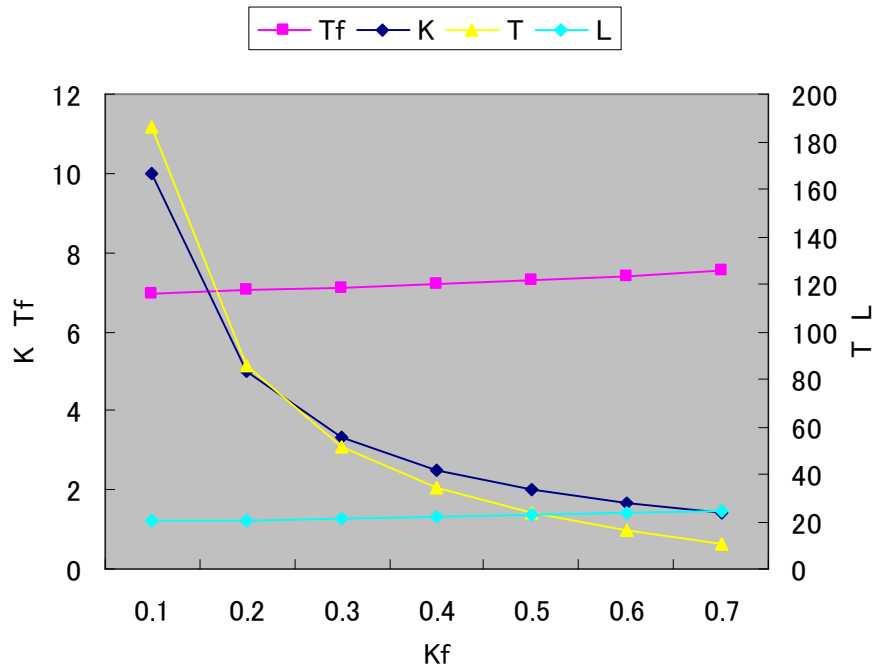


図 2.18 Plots of K, T, L and T_f for various K_f

図.2.19 は, $\kappa = 0.1$ で K_f をパラメータに得られた K, T, L, T_f を用いた PD フィードバック系 $G(s)$ (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ のステップ応答 (Magenta line) を比較したものである . 立ち上がりのごく始め頃に誤差が見られるが, やがて波形は一致してくることが分かる . $P_2(s)$ に対し, $K_f = 0.4, \kappa = 0.1$ とすると $T_f = 7.204, K = 2.5, T = 34.64, L = 21.85$ と求まり, $G(s)$ と $\tilde{G}(s)$ の各応答を比較したのが 図.2.20 である . ステップ応答 (上段) では立ち上がり部分に若干のズレが見られるが応答が立上るにつれて波形は一致している . 周波数応答 (中段 : ゲインと下段 : 位相) のように, 位相が -180 度より高周波領域では誤差が見られるが, 低周波領域ではゲイン応答も位相応答も一致している .

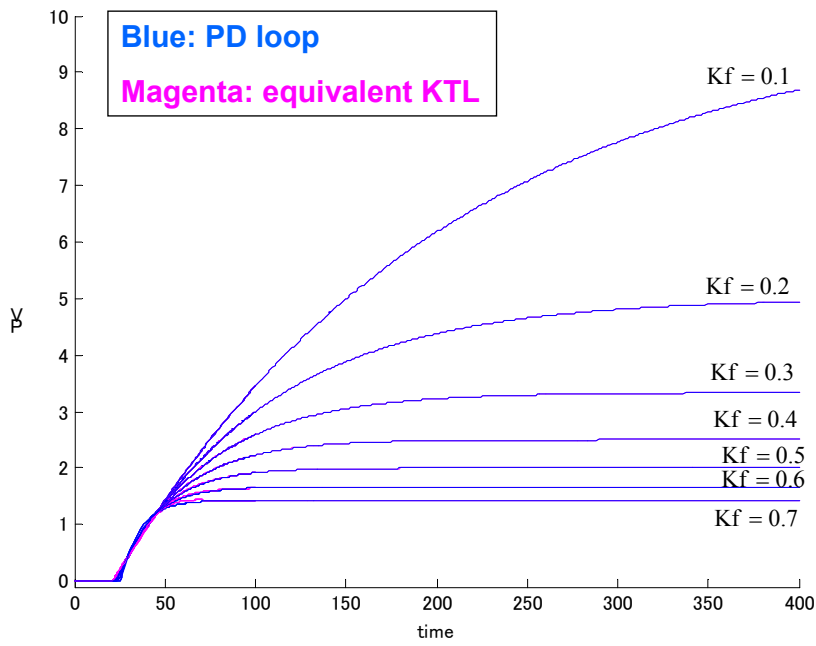


図 2.19 Comparison of step responses of the PD loop for $P_2(s)$ and the equivalent first order delay with dead time for various K_f

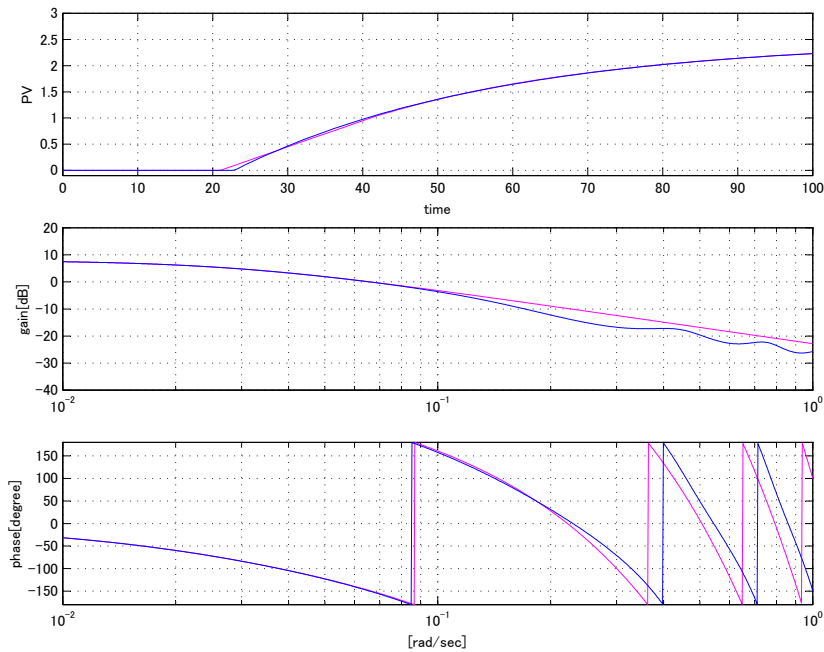


図 2.20 Comparison of responses for $P_2(s)$ Upper:Step response, Middle:Gain, Lower: Phase, (Blue line: $G(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

- むだ時間をもつ振動系 $P_3(s)$

$$P_3(s) = \frac{\exp(-0.2s)}{1 + 0.01s + s^2}$$

図.2.21 は, $\kappa = 0.01$ で K_f をパラメータに K, T, L, T_f を求めた結果をプロットしたものである. このように K_f のかなりの範囲でアルゴリズムの解が収束した. しかしながら $\kappa = 0.1$ では収束せず, 微分ゲインにはかなり高感度である.

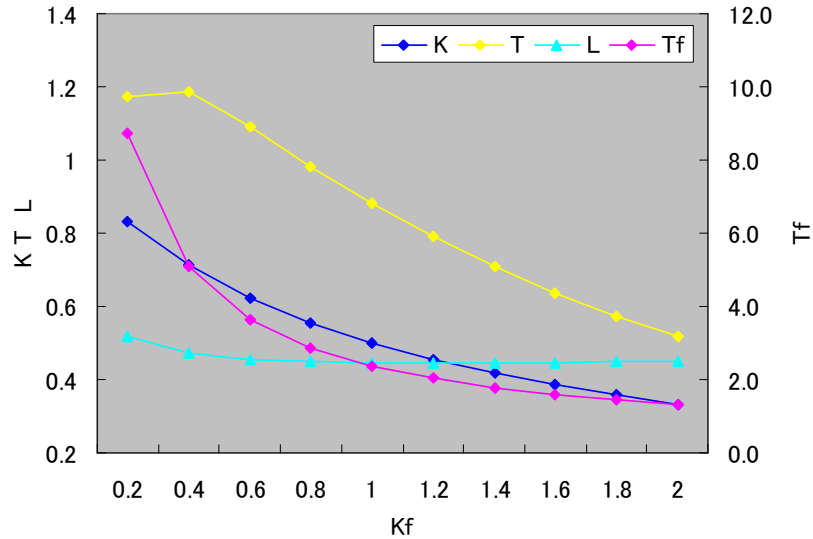


図 2.21 Plots of K, T, L and T_f for various K_f

図.2.22 は, $\kappa = 0.01$ で K_f をパラメータに得られた K, T, L, T_f を用いた PD ループ $G(s)$ の応答 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ の応答 (Magenta line) を比較したものである. 立上りのごく始め頃に誤差が見られるが, やがて波形は一致してることが分かる.

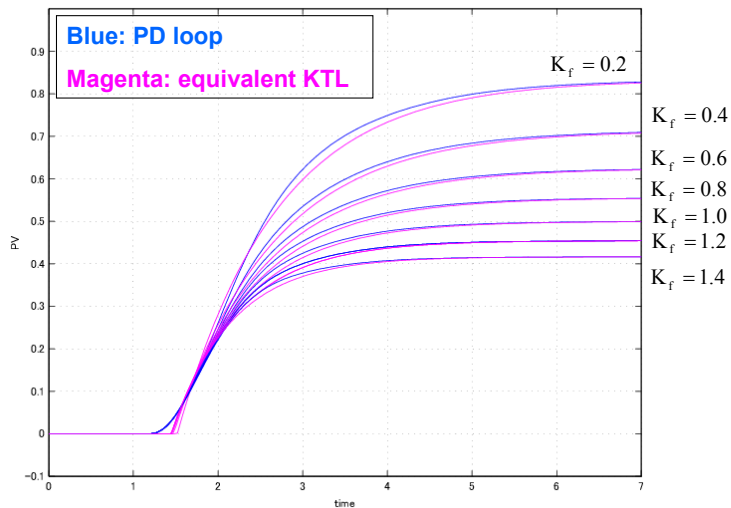


図 2.22 Comparison of step responses of the PD loop for $P_3(s)$ and the equivalent first order delay with dead time for various K_f

$P_3(s)$ に対し, $K_f = 0.8, \kappa = 0.01$ とすると $T_f = 2.8725, K = 0.5556, T = 0.9816, L = 0.4489$ と求まり, その PD フィードバック系 $G(s)$ (Blue line) と求めた等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ

系 $\tilde{G}(s)$ の応答 (Magenta line) を比較したものが 図.2.23 である . ステップ応答 (上段) では立ち上がり部分にズレが見られるが応答が立上るにつれて波形は一致している . 周波数応答 (中段 : ゲインと下段 : 位相) のように , 位相が -180 度より高周波領域では誤差が見られるが , 低周波領域ではゲイン応答も位相応答も一致している .

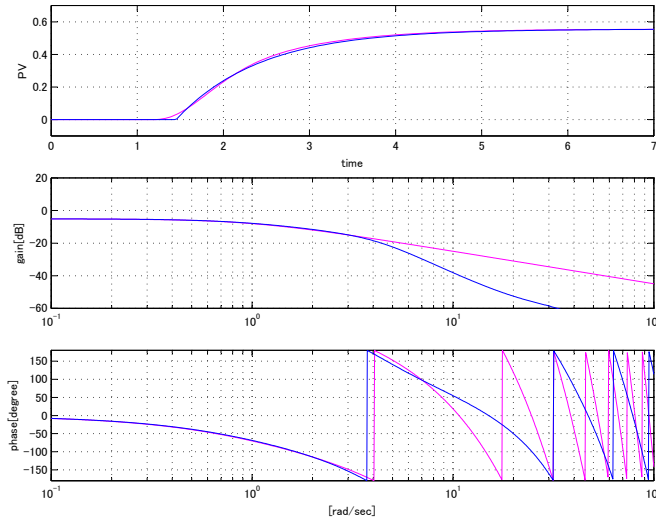


図 2.23 Comparison of responses for $P_3(s)$ Upper:Step response, Middle:Gain, Lower: Phase, (Blue line: $G(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

- むだ時間をもつ不安定系 $P_4(s)$

$$P_4(s) = \frac{\exp(-2s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)}$$

図.2.24 は , $\kappa = 0.1$ で K_f をパラメータに K, T, L, T_f を求めた結果をプロットしたものである . このように K_f のかなりの範囲でアルゴリズムの解が収束した .

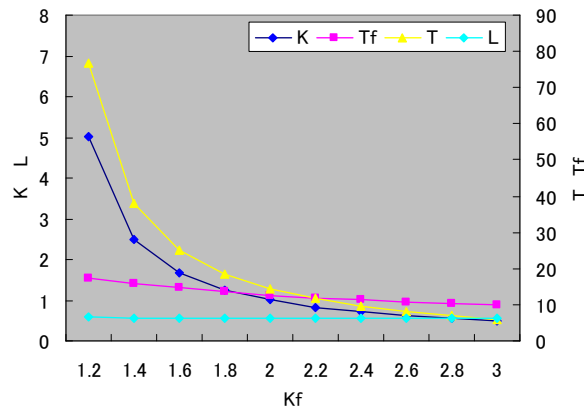


図 2.24 Plots of K, T, L and T_f for various K_f

図.2.25 は, $\kappa = 0.1$ で K_f をパラメータに得られた K, T, L, T_f を用いた PD ループ $G(s)$ のステップ応答波形 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ のステップ応答 (Magenta line) を比較したものである. 立上りのごく始め頃に誤差が見られるが, やがて波形は一致して行くことが分かる.

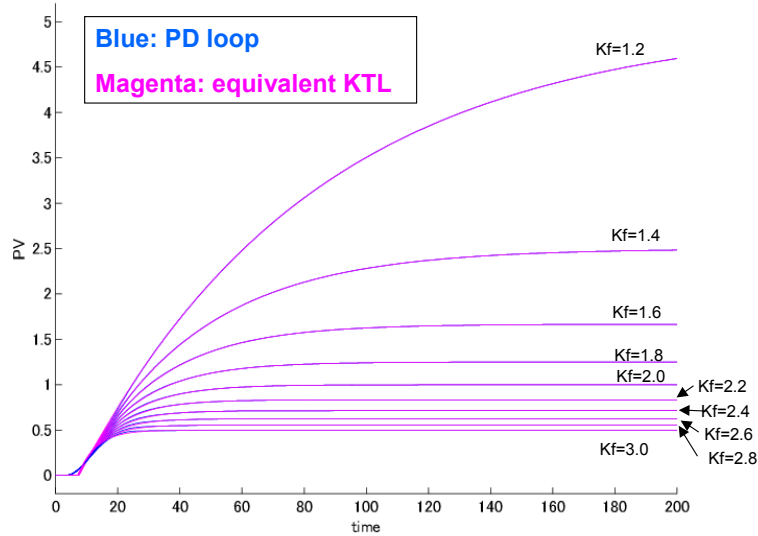


図 2.25 Comparison of step responses of the PD loop for $P_4(s)$ and the equivalent first order delay with dead time for various K_f

$P_4(s)$ に対して, $K_f = 2.45, \kappa = 0.01$ とすると $T_f = 14.634, K = 0.6896, T = 18.593, L = 4.3692$ の解が得られ, その PD フィードバック系 $G(s)$ (Blue line) と求めた等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ の応答 (Magenta line) を比較したのが 図.2.26 である.

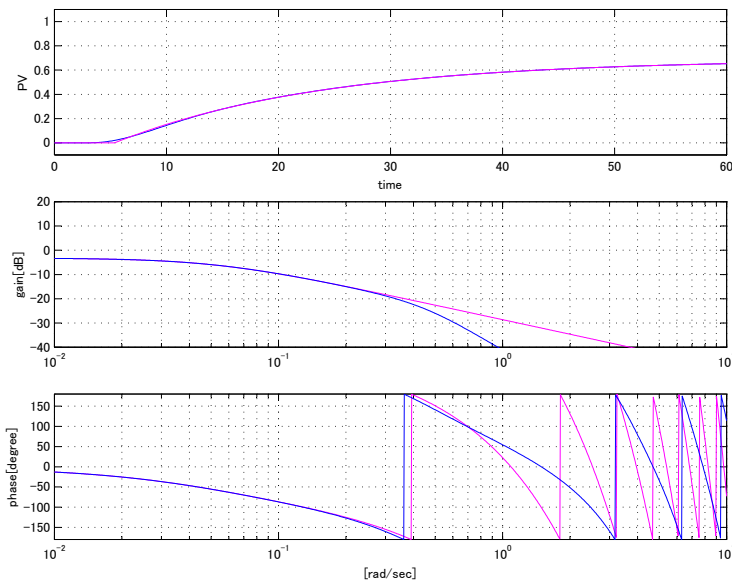


図 2.26 Comparison of responses for $P_4(s)$ Upper: Step response, Middle: Gain, Lower: Phase, (Blue line: $G(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

ステップ応答 (上段) では立ち上がり部分にズレが見られるが応答が立上るにつれて波形は一致している。周波数応答 (中段: ゲインと下段: 位相) のように、位相が-180度より高周波領域では誤差が見られるが、低周波領域ではゲイン応答も位相応答も一致している。

- まとめ

以上のように産業界の多様な動特性を代表する4ケースに対してPDフィードバックループの分母系列係数の低次の係数を保存するようにむだ時間を持つ1次遅れ系を構築する方法は、周波数応答の高周波特性では誤差が見られるが低周波特性は良好に一致した。またステップ応答においても応答の初期には誤差が見られるが立上るにつれて一致しており、実用上有効と判断される。

2.3.6 むだ時間を持つ1次遅れ系への近似設計例

ここでは2.3.4で説明した近似設計例として、逆応答系 $P_5(s)$ と高次遅れ系 $P_6(s)$ の2つを示す。

$$P_5(s) = \frac{5(1-5s)\exp(-5s)}{(1+20s)(1+10s)} \quad (2.59)$$

$$P_6(s) = \frac{1}{(1+5s)^5} \quad (2.60)$$

- 逆応答系 $P_5(s)$

$$P_5(s) = \frac{5(1-5s)\exp(-5s)}{(1+20s)(1+10s)}$$

$P_5(s)$ に対して、 $K_f = 0$, $\kappa = 0.1$ で設計すると $K = 5.0$, $T = 21.794$, $L = 18.206$ が得られた。 $P_5(s)$ の応答 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ1次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ の応答 (Magenta line) を比較したのが図2.27である。

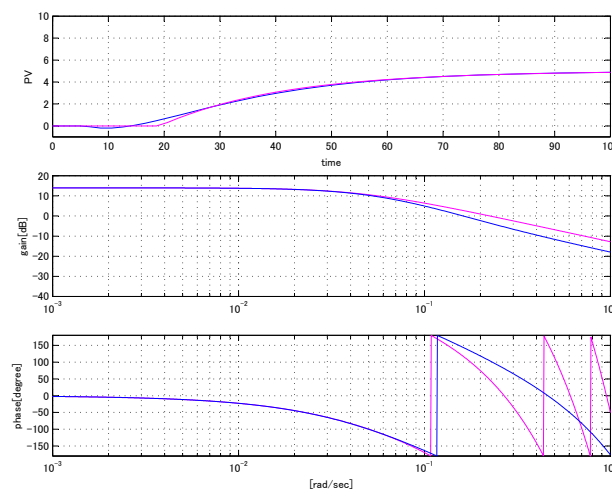


図 2.27 Comparison of responses for $P_5(s)$ Upper: Step response, Middle: Gain, Lower: Phase, (Blue line: $P_5(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

ステップ応答 (上段) では立ち上がり部分にズレが見られるが応答が立上るにつれて波形は一致している。周波数応答 (中段: ゲインと下段: 位相) のように, 位相が-180 度より高周波領域では誤差が見られるが, 低周波領域ではゲイン応答も位相応答も一致している。

- 高次遅れ系 $P_6(s)$

$$P_6(s) = \frac{1}{(1 + 5s)^5}$$

$P_6(s)$ に対して, $K_f = 0$, $\kappa = 0.1$ で設計すると $K = 1.0$, $T = 11.1803$, $L = 13.8197$ が得られた。 $P_6(s)$ の応答 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ の応答 (Magenta line) を比較したのが 図.2.28 である。ステップ応答 (上段) では立ち上がり部分にズレが見られるが応答が立上るにつれて波形は一致している。周波数応答 (中段: ゲインと下段: 位相) のように, 位相が-180 度より高周波領域では誤差が見られるが, 低周波領域ではゲイン応答も位相応答も一致している。

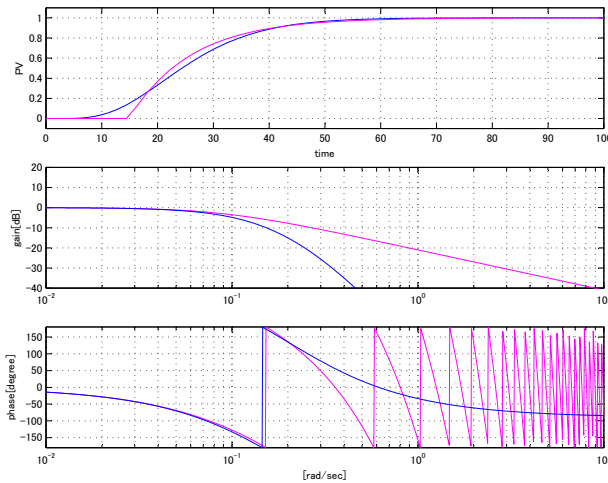


図 2.28 Comparison of responses for $P_6(s)$ Upper:Step response, Middle:Gain, Lower: Phase, (Blue line: $P_6(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

- まとめ

以上のように逆応答系も高次遅れ系も, 伝達関数だけでは難しいように思われるが, 分母系列係数の低次の係数を保存するようにむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似する部分的モデルマッチングによる方法は有効と判断される。

2.3.7 PDループをむだ時間を持つ1次遅れ系に近似できる制御対象のクラスについて

本節で述べた方法，すなわちPDフィードバック補償 $F(s)$ を用いて，そのPDフィードバック系 $G(s)$ の動特性をむだ時間を持つ1次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ にマッチングできる制御対象 $P(s)$ のクラスが規定できるかという問題が浮かぶ．それは(2.31)式～(2.34)式を解いて得られる次式が近似成立する制御対象 $P(s)$ のクラスと表現しても明確に規定はできないように感じている．

$$\frac{P(s)}{1 + F(s)P(s)} = \frac{K \exp(-Ls)}{1 + Ts}$$

幾つか数値テストしてみると難しい制御対象のクラスがある．それは，むだ時間の長い振動系やむだ時間の長い不安定系である．例えば次式のようなむだ時間を持つ振動系の場合

$$P(s, L_0) = \frac{\exp(-L_0s)}{1 + 0.1s + s^2}$$

むだ時間が $L_0 = 0.1$ であればマッチング可能であるが， $L_0 = 0.5$ ではマッチング困難である．同様に次式のようなむだ時間を持つ不安定系の場合

$$P(s, L_0) = \frac{\exp(-L_0s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)}$$

むだ時間が $L_0 = 2.0$ であればマッチング可能であるが， $L_0 = 10.0$ ではマッチング困難である．しかしながら，産業界の現場ではむだ時間が著しく長い動特性を持つプロセスは運転しにくいので，現場側もむだ時間を低減化できるようにプロセスや操作端や検出端を改善する傾向にある．産業界の現場にあったとしても比率的にはむだ時間のある振動的なプロセスや不安定系のプロセスは極めて少ないと考えられる．通常の産業界のプロセスの動特性には，本節で述べた方法を用いて，そのPDフィードバック系の動特性をむだ時間を持つ1次遅れ系にマッチング可能と考えている．

2.4 モデル駆動PID制御系の制御性の解析

産業界の多様な動特性に対する有効性を示すために，2.3.5のPDフィードバック系の設計例の $P_1(s)$ ， $P_2(s)$ ， $P_3(s)$ ， $P_4(s)$ と2.3.6のむだ時間を持つ1次遅れ系への近似設計例の $P_5(s)$ と $P_6(s)$ の計6つの制御対象に対するMD-PID制御系を構成し，その制御性能を数値解析する．表2.1は設計結果をまとめたものである．

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1 + 50s}$$

$$P_2(s) = \frac{\exp(-20s)}{20s}$$

$$P_3(s) = \frac{\exp(-0.2s)}{1 + 0.01s + s^2}$$

$$P_4(s) = \frac{\exp(-2s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)}$$

$$P_5(s) = \frac{5(1 - 5s) \exp(-5s)}{(1 + 20s)(1 + 10s)}$$

$$P_6(s) = \frac{1}{(1 + 5s)^5}$$

表 2.1 Control parameters designed for $P_1(s)$, $P_2(s)$, $P_3(s)$, $P_4(s)$, $P_5(s)$ and $P_6(s)$

| | $P_1(s)$ | $P_2(s)$ | $P_3(s)$ | $P_4(s)$ | $P_5(s)$ | $P_6(s)$ |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| K_c | 1/0.555 | 1/2.5 | 1/0.5556 | 1/1.45 | 3.333 | 1.0 |
| T_c | 20.33 | 34.64 | 0.9816 | 18.59 | 12.381 | 11.1803 |
| L_c | 21.43 | 21.85 | 0.4489 | 4.368 | 17.555 | 13.8197 |
| K_f | 0.8 | 0.4 | 0.8 | 2.45 | 0.1 | 0 |
| T_f | 7.139 | 7.204 | 2.8725 | 14.634 | 10.898 | 0 |
| κ | 0.1 | 0.1 | 0.01 | 0.1 | 0.1 | 0.1 |
| λ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| α | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

2.4.1 むだ時間をもつ遅れ系

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1 + 50s}$$

$P_1(s)$ に対して, $K_f = 0.8$, $\kappa = 0.1$ とすると $T_f = 7.139$, $K = 0.555$, $T = 20.33$, $L = 21.43$ が得られ, さらに $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 応答性を解析した. 図.2.29 は, 2.2.3 で述べたように, この MD-PID 制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) の印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や外乱 (DV) の印加に対し, 動揺成分も無く・オーバーシュート無く速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

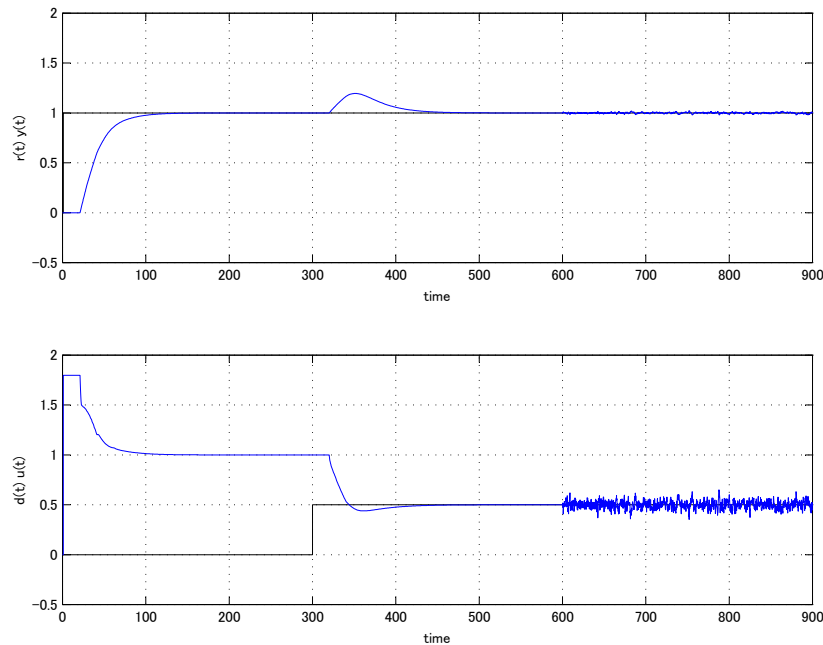
図 2.29 Time responses of MD-PID control system for $P_1(s)$

図.2.30 は、同じく 2.2.3 で言及したように、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 、ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ 、外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

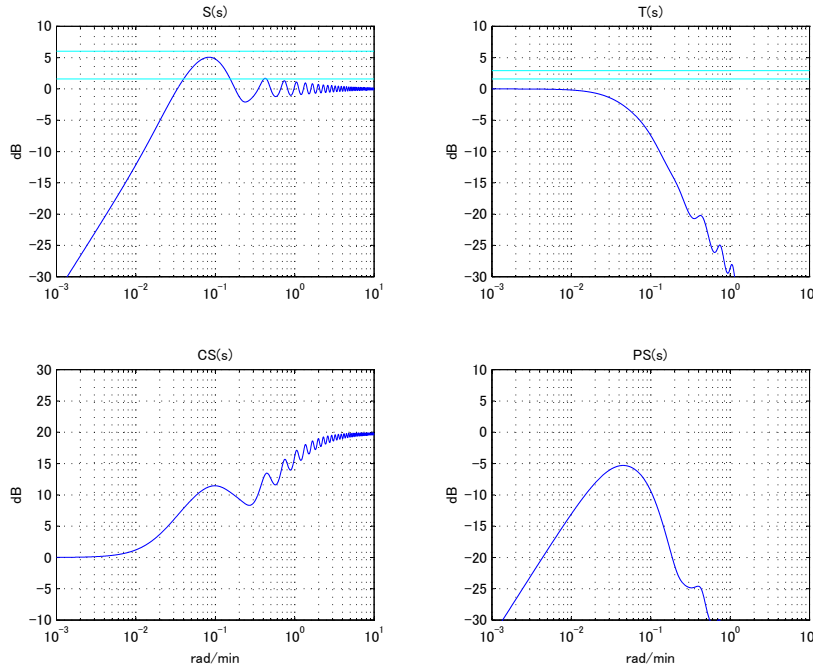
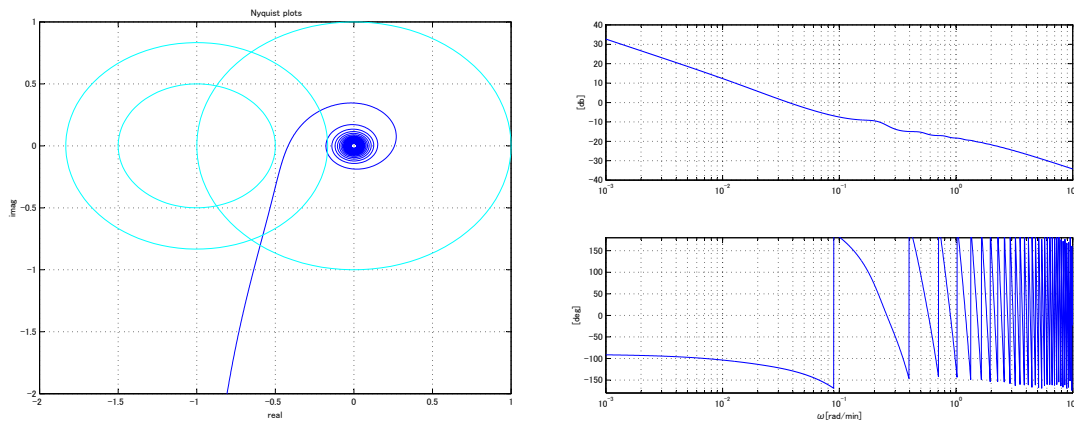


図 2.30 Sensitivity plots of MD-PID control system for $P_1(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.2.31(a) に、ボード線図を図.2.31(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.79$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system for $P_1(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system for $P_1(s)$

図 2.31 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system for $P_1(s)$

2.4.2 むだ時間をもつ積分系

$$P_2(s) = \frac{\exp(-20s)}{20s}$$

$P_2(s)$ に対し, $K_f = 0.4$, $\kappa = 0.1$ とすると $T_f = 7.204$, $K = 2.5$, $T = 34.64$, $L = 21.85$ が得られ, さらに $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 応答性を解析した. 図.2.32 は, 2.2.3 で述べたように, この MD-PID 制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) の印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や外乱 (DV) の印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

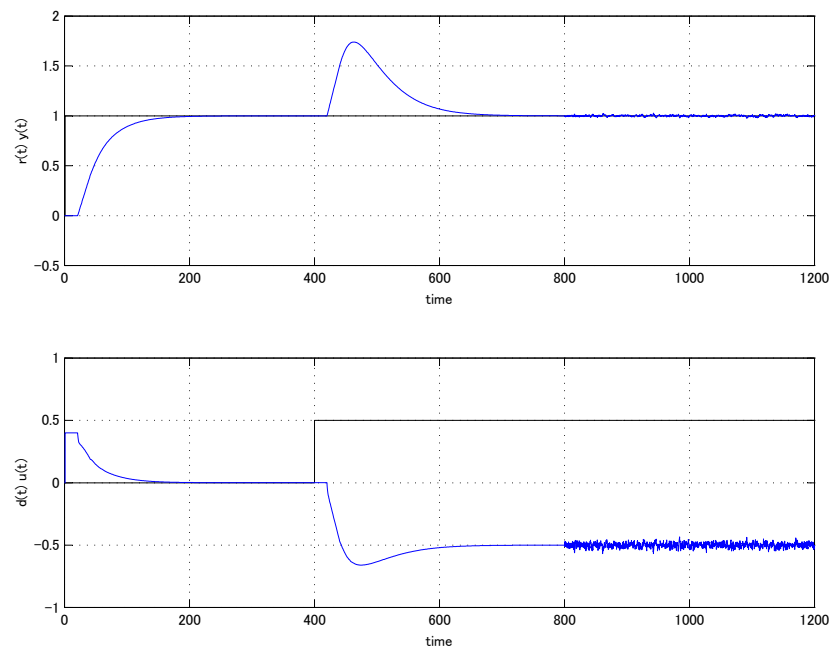


図 2.32 Time responses of MD-PID control system for $P_2(s)$

図.2.33 は、同じく 2.2.3 で言及したように、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 、ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ 、外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

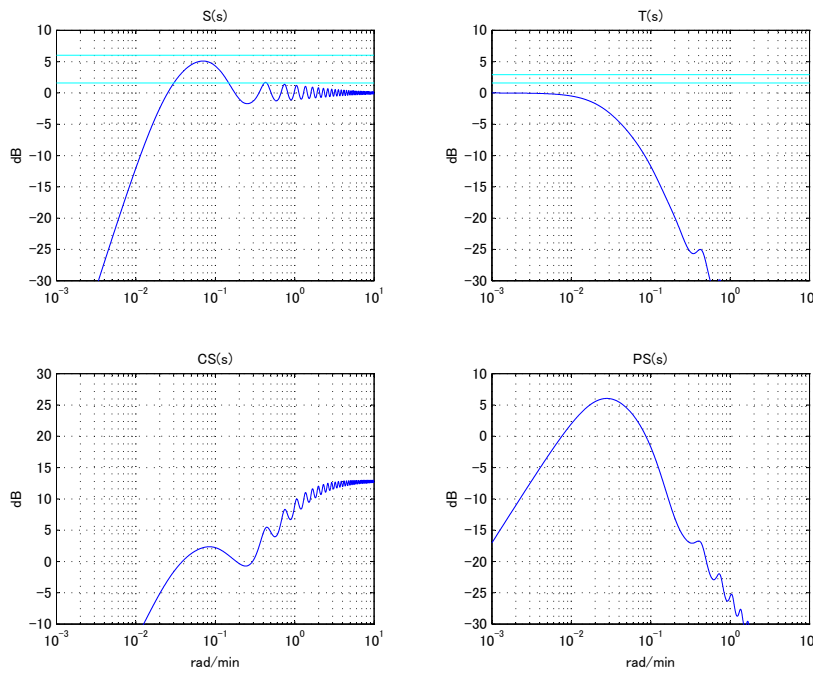
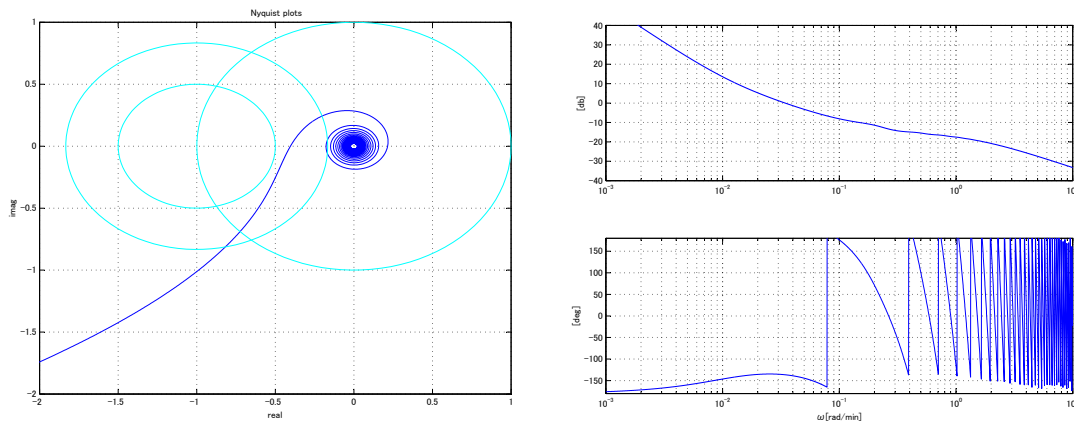


図 2.33 Sensitivity plots of MD-PID control system for $P_2(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.2.34(a) に、ボード線図を図.2.34(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.80$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system for $P_2(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system for $P_2(s)$

図 2.34 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system for $P_2(s)$

2.4.3 むだ時間をもつ振動系

$$P_3(s) = \frac{\exp(-0.2s)}{1 + 0.01s + s^2}$$

$P_3(s)$ に対し, $K_f = 0.8$, $\kappa = 0.01$ とすると $T_f = 2.8725$, $K = 0.5556$, $T = 0.9816$, $L = 0.4489$ となり, さらに $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 応答性を解析した. 図.2.35 は, 2.2.3 で言及したように, この MD-PID 制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) の印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や外乱 (DV) の印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

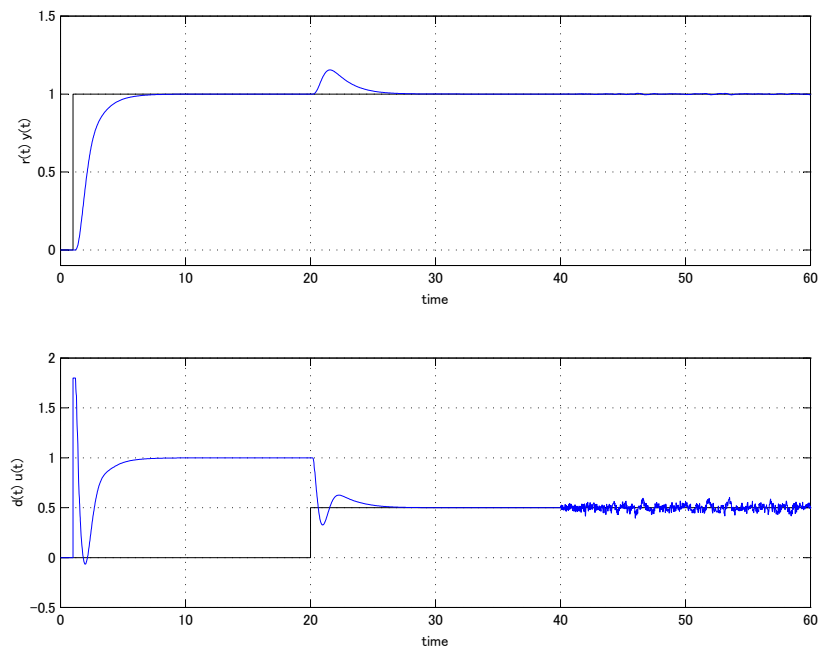


図 2.35 Time responses of MD-PID control system for $P_3(s)$

図.2.36 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$, 相補感度関数 $T(s)$, ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$, 外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

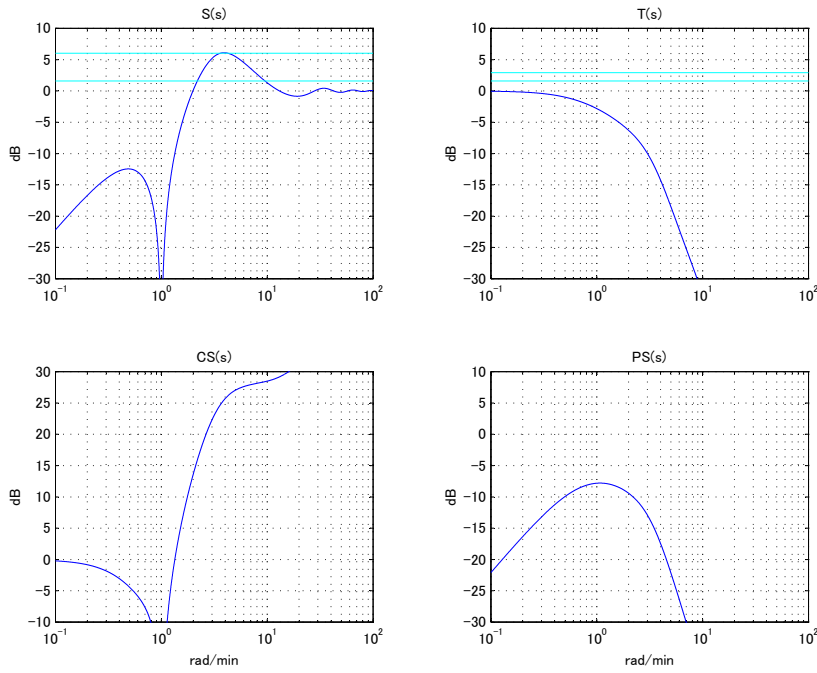
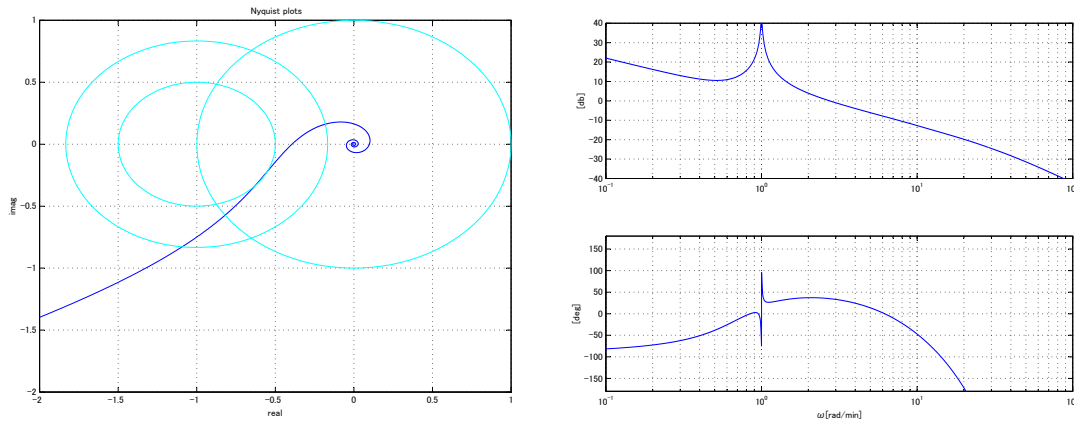


図 2.36 Sensitivity plots of MD-PID control system for $P_3(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.2.37(a) に、ボード線図を図.2.37(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 2.0$ と実用安定限界である。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system for $P_3(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system for $P_3(s)$

図 2.37 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system for $P_3(s)$

2.4.4 むだ時間をもつ不安定系

$$P_4(s) = \frac{\exp(-2s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)}$$

$P_4(s)$ に対し, $K_f = 2.45$, $\kappa = 0.01$ とすると $T_f = 14.634$, $K = 0.6896$, $T = 18.593$, $L = 4.3692$ が得られが得られ, さらに $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 応答性を解析した. 図.2.38 は, 2.2.3 で述べたように, この MD-PID 制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) の印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や外乱 (DV) の印加に対し, 動揺成分も無く, オーバershoot 無く速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

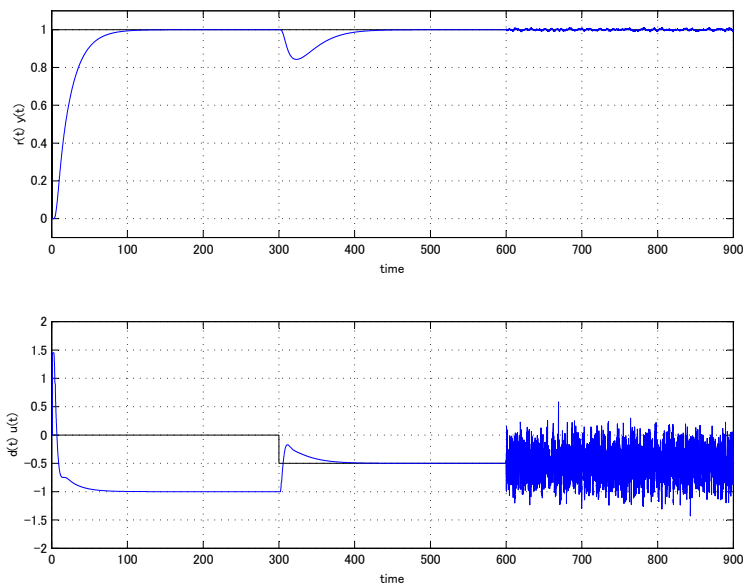


図 2.38 Time responses of MD-PID control system for $P_4(s)$

図.2.39 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 、ノイズMV感度関数 $CS(s)$ 、外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

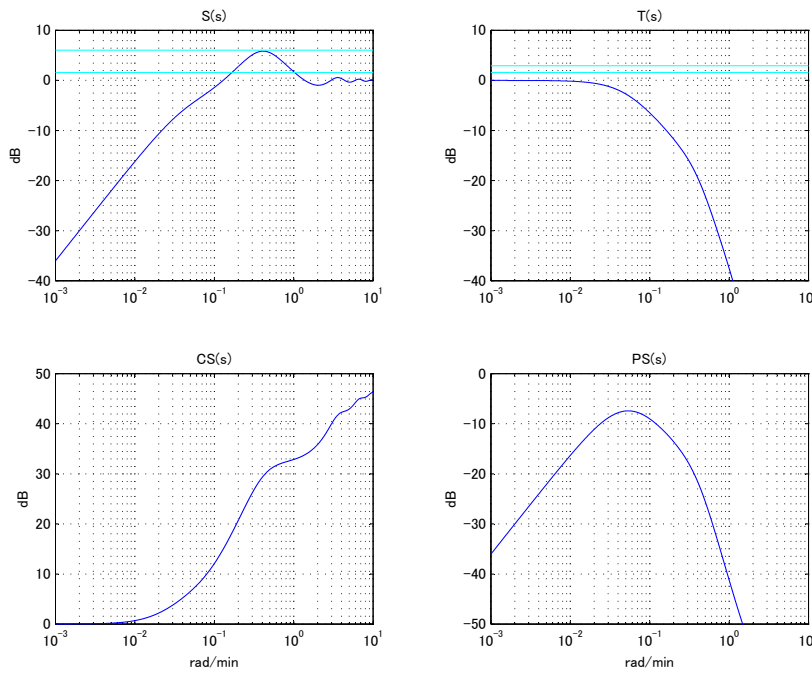
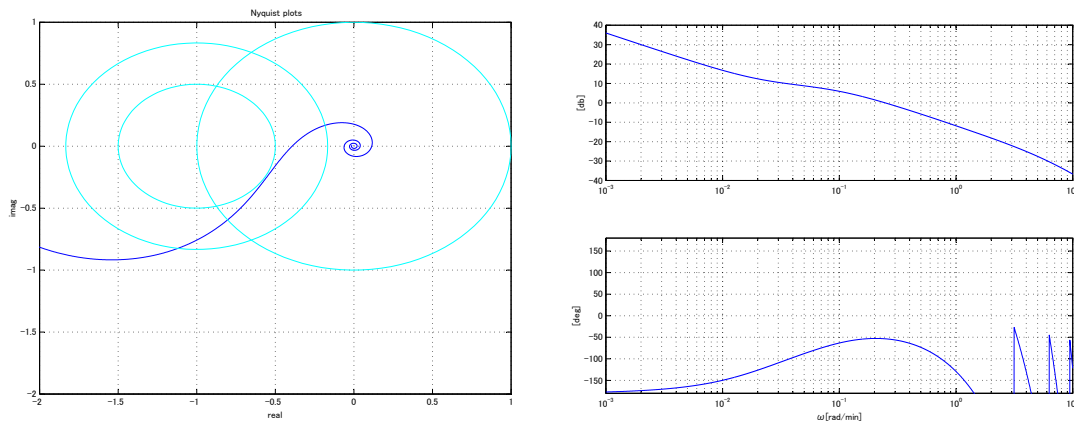


図 2.39 Sensitivity plots of MD-PID control system for $P_4(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.2.40(a) に、ボード線図を図.2.40(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.80$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system for $P_4(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system for $P_4(s)$

図 2.40 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system for $P_4(s)$

2.4.5 逆応答系

$$P_5(s) = \frac{5(1 - 5s) \exp(-5s)}{(1 + 20s)(1 + 10s)}$$

$P_5(s)$ に対して, $K_f = 0.1$, $\kappa = 0.1$ で設計すると, $T_f = 10.898$, $K = 3.333$, $T = 12.381$, $L = 17.555$ が得られ, さらに $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 応答性を解析した. 図.2.41 は, 2.2.3 で述べたように, この MD-PID 制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) の印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や外乱 (DV) の印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

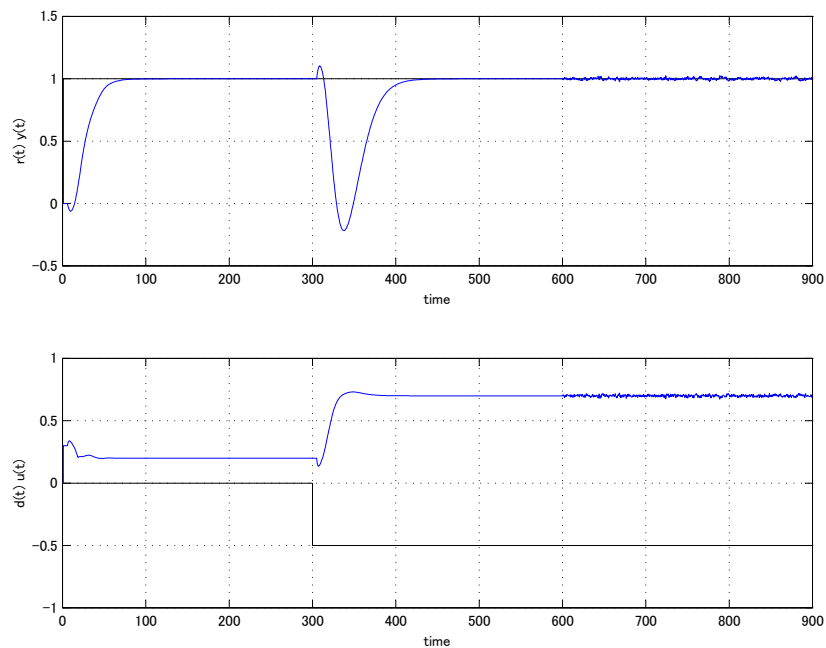


図 2.41 Time responses of MD-PID control system for $P_5(s)$

図.2.42 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$, 相補感度関数 $T(s)$, ノイズMV感度関数 $CS(s)$, 外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

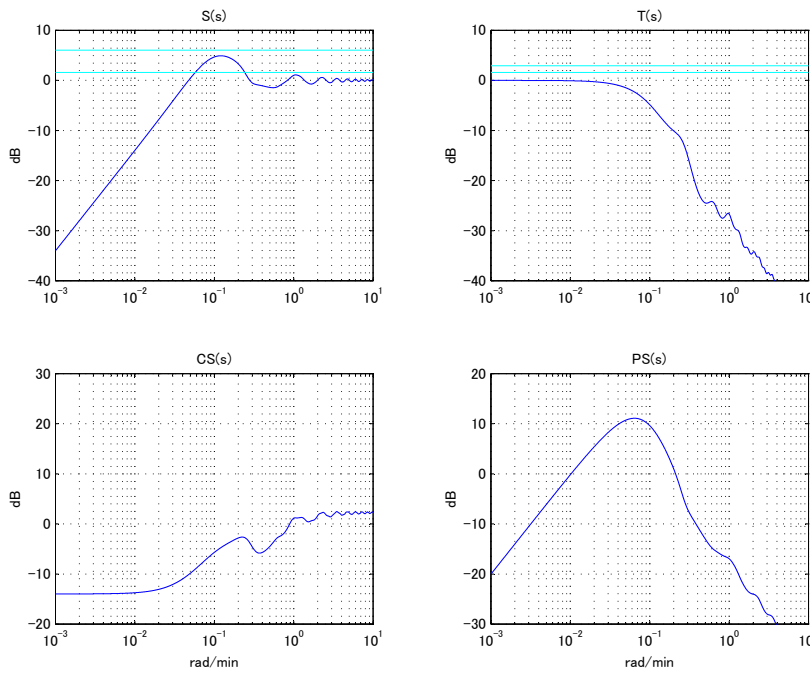
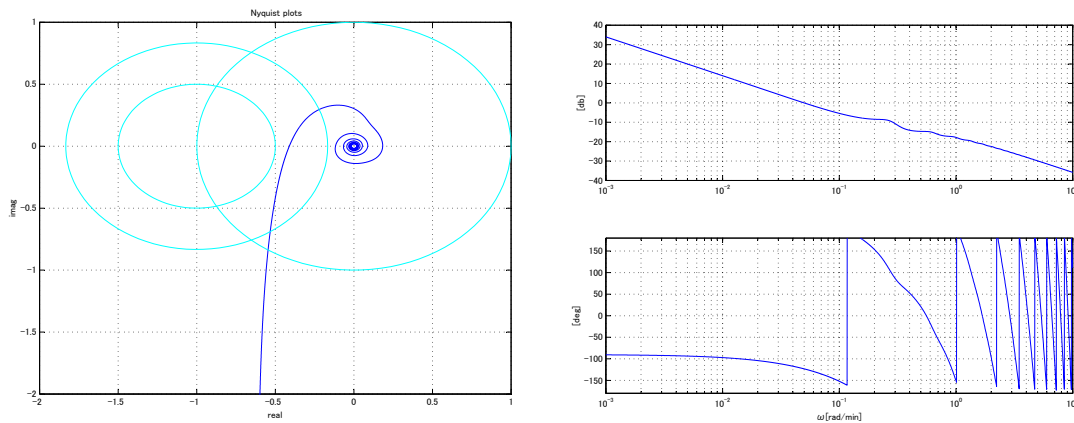


図 2.42 Sensitivity plots of MD-PID control system for $P_5(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.2.43(a) に、ボード線図を図.2.43(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.82$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system for $P_5(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system for $P_5(s)$

図 2.43 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system for $P_5(s)$

2.4.6 高次遅れ系

$$P_6(s) = \frac{1}{(1+5s)^5}$$

$P_6(s)$ に対し PD フィードバックを使用しない $K_f = 0.1$, $\kappa = 0.1$ での等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似すると, $K = 1.0$, $T = 11.1803$, $L = 13.8197$ が得られ, さらに $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ とし て MD-PID 制御系を構成し, 応答性を解析した. 図.2.44 は, 2.2.3 で述べたように, この MD-PID 制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) の印加, ノイズの印加を順に実施した応答 波形である. SV 変化や外乱 (DV) の印加に対し, 動揺成分も無く, オーバershoot も無く, 速や かに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見ら れ無い.

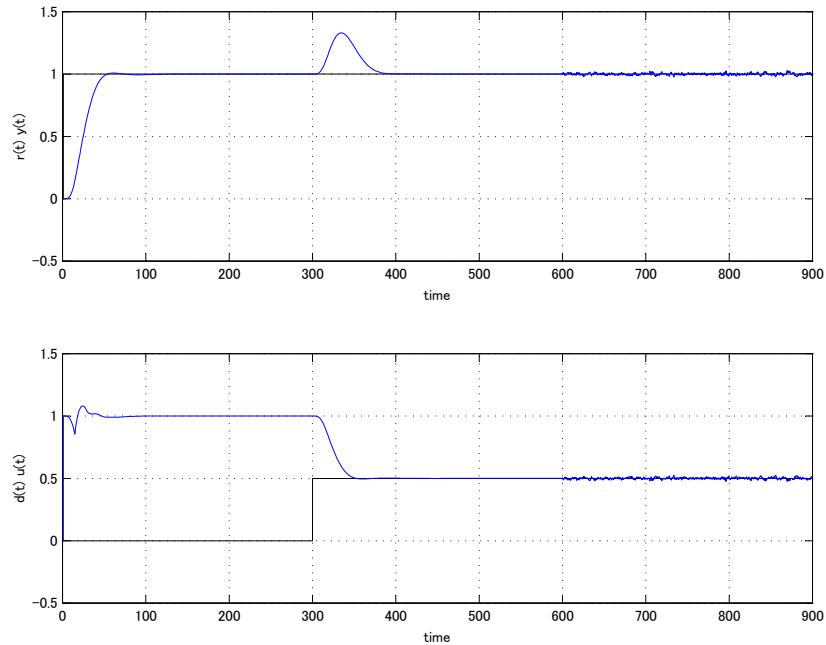


図 2.44 Time responses of MD-PID control system for $P_6(s)$

図.2.45 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$, 相補感度関数 $T(s)$, ノイズMV感度関数 $CS(s)$, 外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

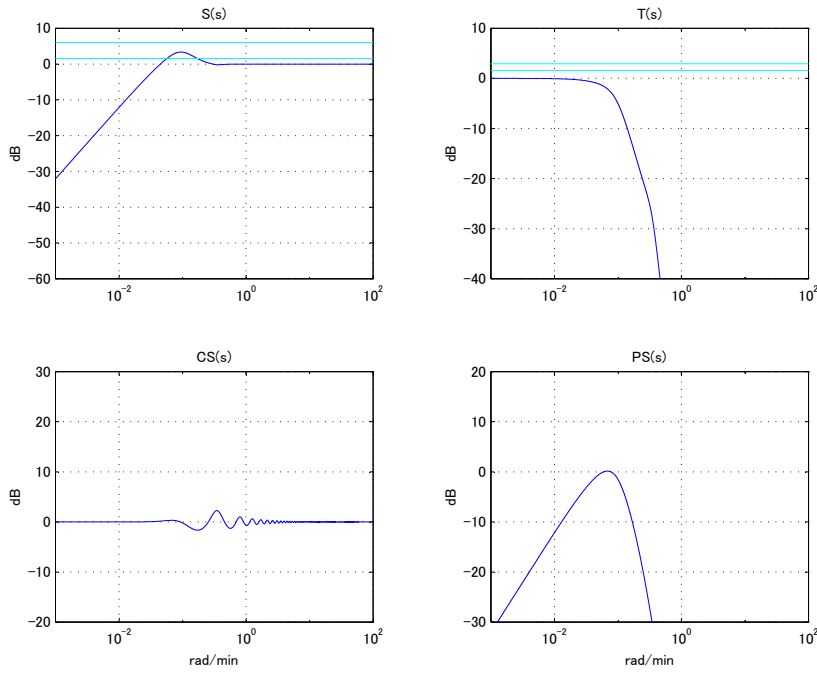
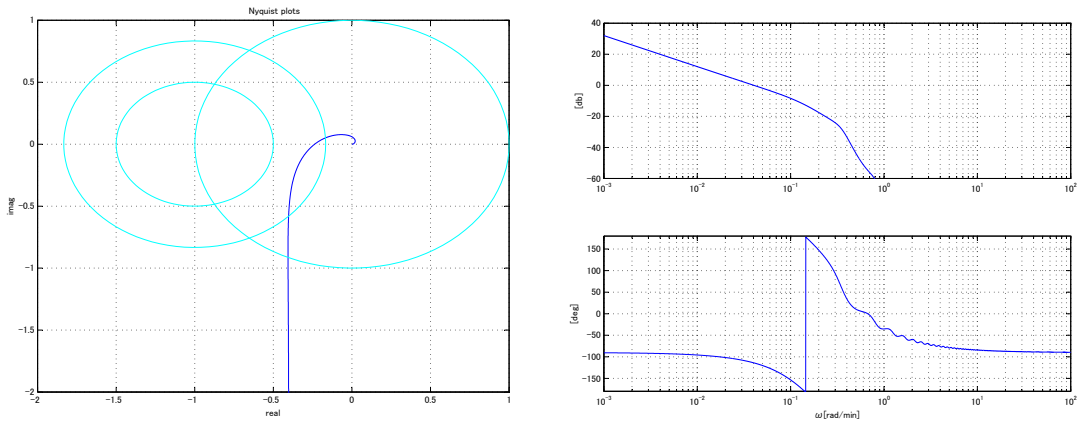


図 2.45 Sensitivity plots of MD-PID control system for $P_6(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.2.46(a) に、ボード線図を図.2.46(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.47$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system for $P_6(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system for $P_6(s)$

図 2.46 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system for $P_6(s)$

2.3.6 で示したように，高次遅れ系 $P_6(s)$ は $K = 1.0$, $T = 11.1803$, $L = 13.8197$ なる等価なむだ時間をもつ 1 次遅れ系とのステップ応答波形比較で立上り部分での誤差が最も大きかった．そこで内部モデルとしてむだ時間をもつ 1 次遅れ系を設定した上で制御対象が高次遅れ系 $P_6(s)$ の場合とむだ時間をもつ 1 次遅れ系の場合とで，MD-PID 制御系の応答の違いを比較する．まず 図.2.47 (図.2.28 と同じ) の上段では $P_6(s)$ のステップ応答波形 (Blue) と内部モデルである $K = 1.0$, $T = 11.1803$, $L = 13.8197$ なるむだ時間をもつ 1 次遅れ系の応答波形 (Magenta) とを比較している．

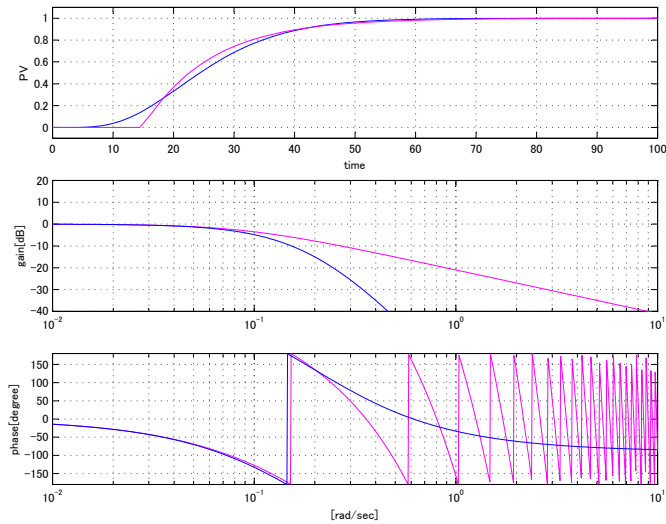


図 2.47 Comparison of responses for $P_6(s)$ Upper:Step response, Middle:Gain, Lower: Phase, (Blue line: $P_6(s)$ and Magenta line: $\tilde{G}(s)$)

次に MD-PID 制御系の内部モデルであるむだ時間をもつ 1 次遅れ系に対し高次遅れ系 $P_6(s)$ とむだ時間をもつ 1 次遅れ系の応答波形を比較したのが 図.2.48 である．

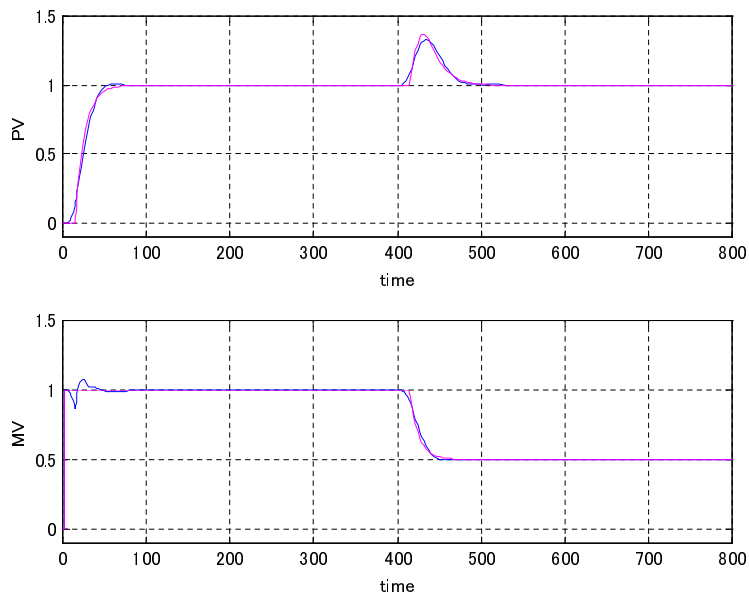


図 2.48 Time responses of MD-PID control system for $P_6(s)$ (Blue line) and its equivalent first order delay with dead time process(Magenta line)

マクロに見ると違いははっきりしないが、図.2.49 で目標値変更直後の応答波形を、図.2.50 で外乱印加直後の応答波形をそれぞれクローズアップした。

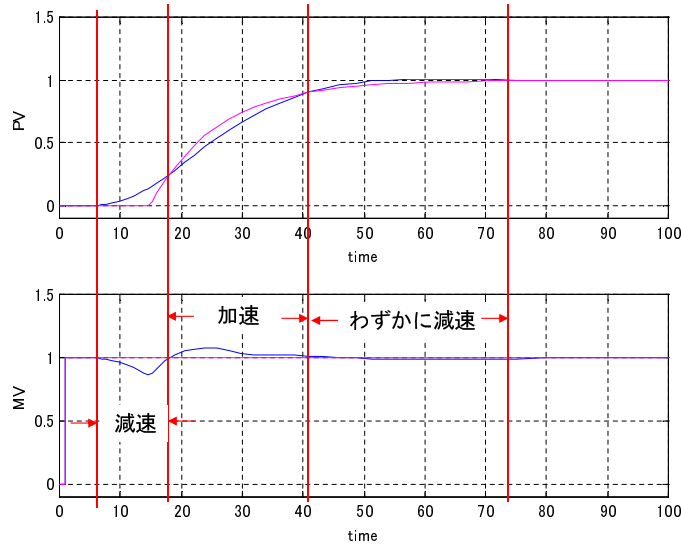


図 2.49 Step reference responses of MD-PID control system for $P_6(s)$ (Blue line) and its equivalent first order delay with dead time process(Magenta line)

内部モデルと制御対象が一致している場合の応答 (Magenta line) に比べ高次遅れ系の場合の応答 (Blue line) は位相遅れが小さく早く立ち上がるので MV(操作量) を減速し、逆に遅いと MV を加速していることが分かる。このようにして内部モデル応答に近づけるモデル追従的制御も行われていることが把握される。

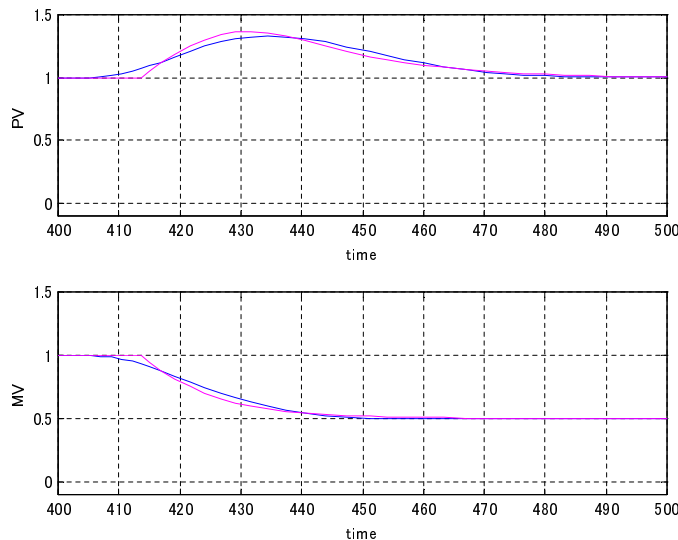


図 2.50 Step disturbance responses of MD-PID control system for $P_6(s)$ (Blue line) and its equivalent first order delay with dead time process(Magenta line)

外乱応答においても高次遅れ系の場合が早く動くので一定の目標値を維持すべき MV を動かしており、PV(制御量) の最大変動量も高次遅れ系の方が小さくなっている。従って、高次遅れ系の場合には制御対象がむだ時間をもつ 1 次遅れ系の場合に比べての応答性は改善されていると言えよう。

2.5 カスケード制御系の設計

プロセス制御の現場では外乱や動特性変動の影響を軽減し高い制御性能を得るためにカスケード制御が用いられる。流量を調節する調節弁は、弁開度に応じてCV値の傾きが変化するので一般的には開度と流量の関係が非線形特性を持つ、さらに流量を供給する側の圧力や出口側の圧力が変化すると同じ弁開度でも流量が変化する。このような外乱に対しても正確な流量を必要とするようなプロセスでは、カスケード制御系が用いられることが多い。図.2.51は、一例と示すボイラの主蒸気温度制御系のブロック図である。

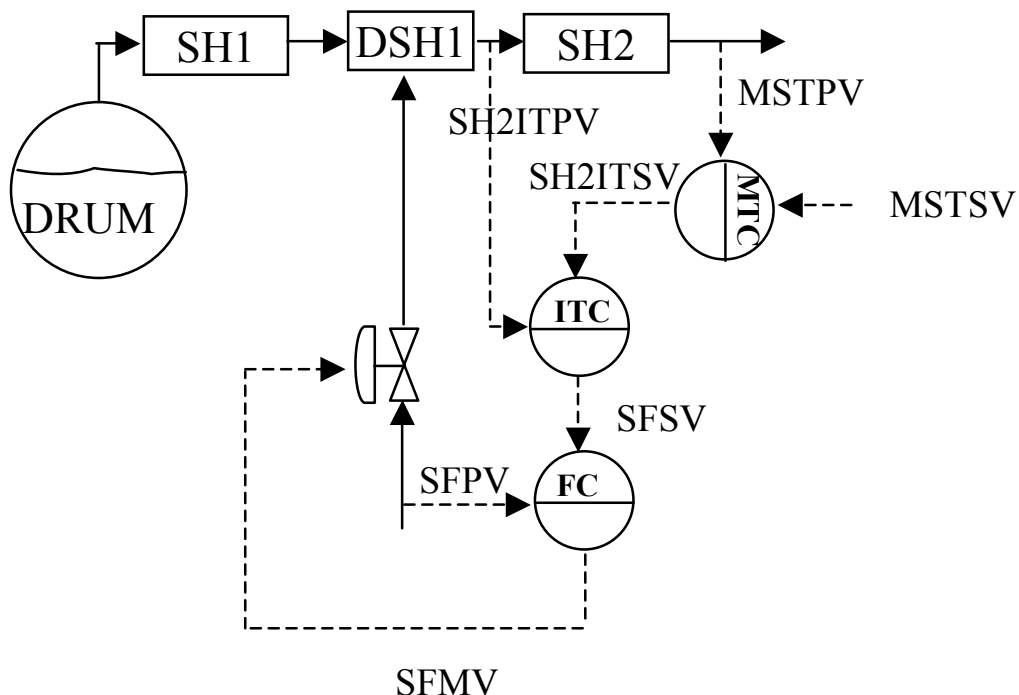


図 2.51 Main steam temperature control system

主蒸気温度 (MSTPV) を変動少なく所定の温度 (MSTSV) に維持するために、主蒸気温度制御器 (MTC) は2次スーパーヒータ (SH2) 入口温度制御器 (ITC) へ指令温度 (SH2ITCSV) を操作量として出す。2次スーパーヒータ入口温度制御器 (ITC) は、2次スーパーヒータの入口蒸気温度 (SH2ITPV) をフィードバックして注水減温器 (DSH1) への注水流量を制御するための流量制御器 (FC) への流量指令値 (SFSV) を出す。注水流量制御器 (FC) は注水流量 (SFPV) がその流量指令値 (SFSV) になるように注水弁を制御する。注水弁の前後の圧力は主蒸気圧力 (MSTPV) と注水ポンプの吐出圧の変動を受けるとともに、注水弁のみならず多くの弁では開度指令値に対する流量特性が非線形特性を持っており、開度指令値により傾き (ゲイン) は変化するが、これらの外乱と非線形特性を補正して必要な注水流量を正確に維持することができる。またスーパーヒータにおいても負荷により変化する火炉の燃焼度によっても蒸気の過熱度は変化する外乱を受けるが、これらの外乱を受けながら、負荷に依らないで正確な主蒸気温度の制御が実現できる。ただし、最下位の注水流量制御器 (FC) と中間段の2次スーパーヒータ入口温度制御器 (ITC) と最上段の主蒸気温度制御器 (MTC) を適切に調整する必要があるが、調整箇所が多いので必ずしも容易ではない。

ここでは図.2.52 に示す2段のカスケード制御系を例にMD-PID制御とすることにより設計が簡素であることを示す。

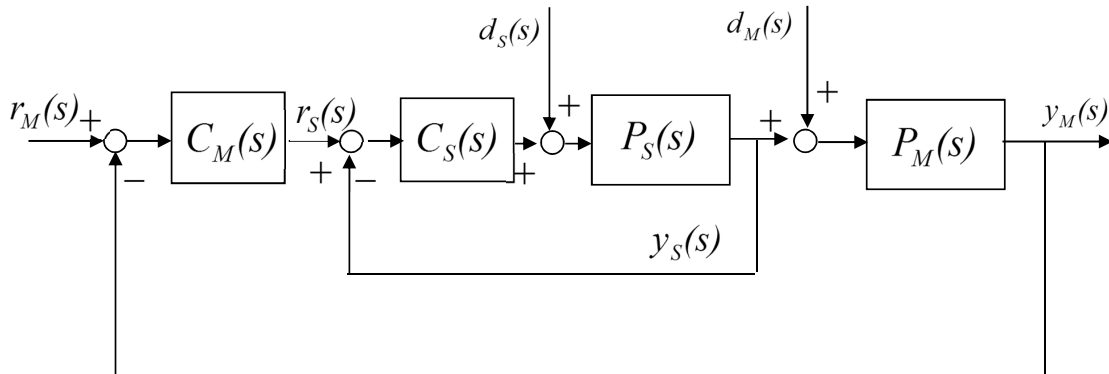


図 2.52 Cascade control system

カスケード制御系の上位制御系の制御器 $C_M(s)$ は、上位制御系の目標値 $r_M(s)$ とフィードバックされた上位制御系の制御量 $y_M(s)$ から下位制御系の目標値 $r_S(s)$ を生成し、フィードバックされた下位制御系の制御量 $y_S(s)$ とから下位制御系の制御器 $C_S(s)$ は外乱 $d_S(s)$ を受けながら制御対象 $P_S(s)$ の制御量 $y_S(s)$ を制御する。さらに上位制御系の外乱 $d_M(s)$ を受けながら制御対象 $P_M(s)$ の制御量 $y_M(s)$ を制御する2段構成である。この制御系の上位制御系の制御量 $y_M(s)$ と下位制御系の制御量 $y_S(s)$ は次式のように表すことができる。

$$y_S(s) = \frac{C_S(s)P_S(s)r_S(s) + P_S(s)d_S(s)}{1 + C_S(s)P_S(s)} \quad (2.61)$$

$$y_M(s) = \frac{C_M(s)P_M(s)C_S(s)P_S(s)r_M(s) + P_M(s)P_S(s)d_S(s) + P_M(s)d_M(s)}{1 + C_S(s)P_S + C_M(s)P_M C_S(s)P_S(s)} \quad (2.62)$$

このようなカスケード制御系を設計するには、いきなり上位制御系を設計する手順は取れない。第1ステップとして $r_S(s)$ から $y_S(s)$ 間のすなわち下位制御系の伝達関数 (2.63) 式を最適に設計しなければならない。

$$\frac{C_S(s)P_S(s)}{1 + C_S(s)P_S(s)} \quad (2.63)$$

第2ステップとして $r_M(s)$ から $y_M(s)$ 間のすなわち上位制御系の伝達関数 (2.64) 式を最適に設計しなければならない。

$$\frac{C_M(s)P_M(s)C_S(s)P_S(s)}{1 + C_S(s)P_S + C_M(s)P_M C_S(s)P_S(s)} \quad (2.64)$$

制御系の応答イメージが分からないので、どうしても2段階での設計・調整になる。

図.2.53 がモデル駆動 PID 制御系に基づいた 2 段カスケード制御システムである .

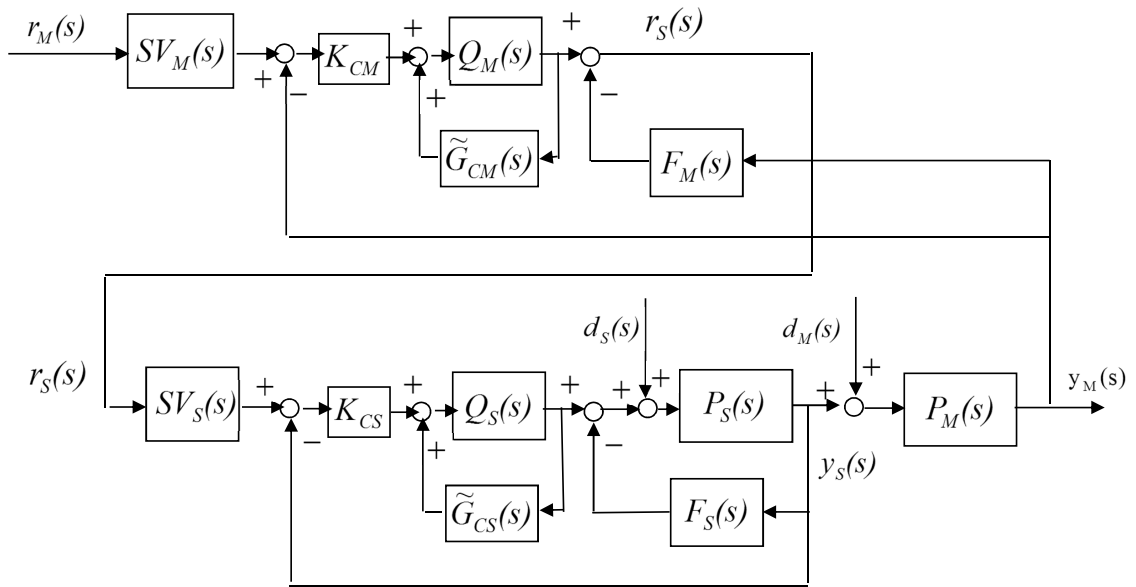


図 2.53 Cascade control system based on MD-PID control system

演算要素の数が増えたので複雑そうに見えるが，同様にまず下位制御系を設計する．制御対象 $P_s(s)$ に対する PD フィードバック $F_s(s)$ を 2.3 で示した方法により設計することにより，下位 MD-PID 制御器のモデル $\tilde{G}_{cs}(s)$ とゲイン K_{cs} が決まる．これにより下位制御系は (2.65) 式となる．

$$y_s(s) = \frac{\exp(-L_{cs}s)}{1 + \lambda_s T_{cs}s} r_s(s) + \frac{\exp(-L_{cs}s)}{K_{cs}(1 + T_{cs}s)} \left[1 - \frac{(1 + \alpha_s T_{cs}s) \exp(-L_{cs}s)}{(1 + \lambda_s T_{cs}s)^2} \right] d_s(s) \quad (2.65)$$

上位制御系の制御対象は (2.66) 式となる．

$$P_M(s) \frac{\exp(-L_{cs}s)}{1 + \lambda T_{cs}s} \quad (2.66)$$

この制御対象に対する PD フィードバック $F_M(s)$ を 2.3 で示した方法により設計することにより，上位 MD-PID 制御器のモデル $\tilde{G}_{cM}(s)$ とゲイン K_{cM} が決まる．これにより上位制御系は (2.67) 式となる．

$$y_M(s) = \frac{\exp(-L_{cM}s)}{1 + \lambda_M T_{cM}s} r_M(s) + \frac{\exp(-L_{cM}s)}{K_{cM}(1 + T_{cM}s)} \left[1 - \frac{(1 + \alpha_M T_{cM}s) \exp(-L_{cM}s)}{(1 + \lambda_M T_{cM}s)^2} \right] d_M(s) \quad (2.67)$$

このように MD-PID 制御系に基づくカスケード制御系の設計は，下位系から上位系まで見通せるので一気に設計が完了する．かつて塔頂不純物濃度制御系がむだ時間が長く良好に運転できなかつた蒸留塔が，この方法により塔上部温度制御系と還流量制御系からなる 3 段カスケード制御系が良好に働いたという事例を築いた．

2.6 モデル駆動PID制御を支えるIMCの安定論

ここではモデル駆動PID制御系の上位制御系であるIMCの安定論をまとめておきたい。
 [定理 3.2-1] と [定理 3.2-2] は, Morari 等の Robust Process Control[4] に示されている IMC の安定性に関する定理である.

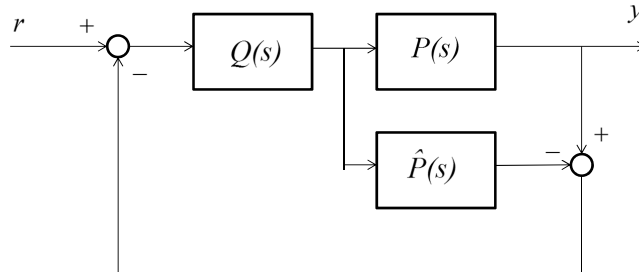


図 2.54 IMC control system

[定理 3.2-1]

図.2.54 において $P(s) = \tilde{P}(s)$ であることを前提に,
 $P(s)$ と $Q(s)$ がともに安定である場合にのみ IMC は内部安定となる.

[定理 3.2-2]

図.2.54 において $P(s)$ が安定で $P(s) = \tilde{P}(s)$ であることを前提に,
 $Q(s)$ が安定である場合にのみ

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)}$$

は内部安定となる.

[内部安定性]

内部安定ということばが出てきたのでこの定義を示す.

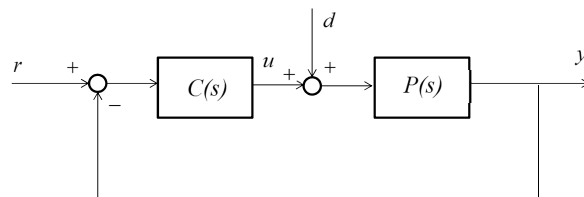


図 2.55 Internal stability

$$\begin{bmatrix} y \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T(s) & S(s)P(s) \\ C(s)S(s) & -T(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \end{bmatrix}$$

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad T(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)}$$

図.2.55 の系が内部安定であるなら, $T(s)$, $P(s)S(s)$ と $C(s)S(s)$ がすべて安定. この逆も成立する.
 概念的には 2.3.3 で示した制御系にからむ各感度関数がすべて安定であるということである.

[Small gain theorem]

安定な $L(s)$ に対して $|L(s)| < 1$ ならば、この 図.2.56 の閉ループは安定である。

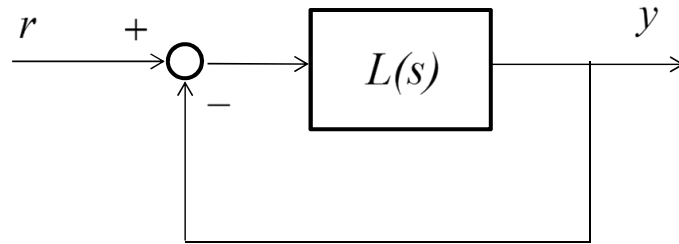


図 2.56 Small Gain

図.2.56 の系は $P(s) = \hat{P}(s) + \Delta P(s)$ とすると、すなわち内部モデル $\hat{P}(s)$ と実制御対象の動特性 $P(s)$ との間に誤差 $\Delta P(s)$ があると 図.2.57 の系となるので、[Small gain theorem] より $Q(s)\Delta P(s)$ が安定で $|Q(s)\Delta P(s)| < 1$ ならば安定となる。

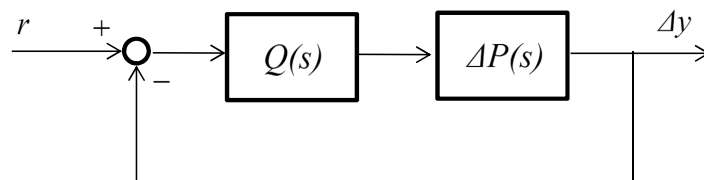


図 2.57 Small Gain

従って、IMC もこの範囲で安定となる。PD 補償器の設計では、低周波帯域では誤差が小さく、高周波帯域では誤差が見られているので、高周波帯域でモデル誤差が発生している可能性がある。高周波帯域での MD-PID 制御系のロバスト安定性を向上させるには、高周波帯域でのモデル誤差の影響が小さくなるようなフィルターを $Q(s)$ に付加する策が考えられる。

ここで示したのはモデル駆動PID制御系の上位系であるIMCの安定性に関する基礎理論であり定性領域を出てない、定量的制御性能を把握しようとするならば、安定性についてはナイキスト線図と最大感度 M_s であり、 $T(s)$ 、 $S(s)$ 、 $C(s)S(s)$ 、 $P(s)S(s)$ などの各感度関数の評価、あるいは制御系の過渡応答解析シミュレーションであると考えている。

2.7 まとめ

本章では、汎用・広範化を狙って提案したモデル駆動 (Model Driven:MD) PID 制御についてまとめた。

- モデル駆動 (Model Driven:MD)PID 制御は、PD フィードバック系がむだ時間を持つ 1 次遅れ系になるように PD 補償器を設計し、その PD フィードバック系を下位に、上位にはその下位の動特性に等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系モデルを内蔵した 2 自由度 IMC(Internal Model Control) である。
- PD フィードバック補償器の設計はモデルマッチングにより得られる非線形連立方程式の求解問題に帰着される。むだ時間の長い振動系や不安定系に対しては設計が難しい場合があるが、そのような場合は実産業プロセスでは少ないと見込まれる。産業界に実際に存在すると思われるクラスの数値例を通じて有効性を示した。
- MD-PID 制御系の設計は PD フィードバック系の設計結果を内部モデルに移し変えるだけで容易である。数値例を通じて広範な制御対象が一つの制御則と設計則で対応できているので、狙いの汎用・広範性が実現できていると考えられる。
- モデル駆動 PID 制御系の上位制御系である IMC の安定論についても補足的にまとめた。
- PD フィードバック系の設計作業は若干増加するが、さらにナイキスト線図、最大感度 M_s 、MD-PID 制御系の時間応答解析や感度関数解析はツール化しておけば定量解析が可能であり安心感を与えてくれる。
- 本手法は、設計の流れが分かりやすいので技術伝承しやすいと考えている。

参考文献

- [1] Shinskey, F.G.: Feedback Controllers for the Process Industries, McGraw-Hill (1994)
- [2] Shinskey, F.G.: PID-deadtime control of distributed process, Preprint of the IFAC PID2000 Workshop, Terrassa, Spain (2000)
- [3] Chien, K.L., Hrones, J.A. and Reswick, J.B. : On the automatic control of generalised passive systems, Transactions of the ASME,74, 175-185 (1952)
- [4] Morari, M. and Zafrou, E. : Robust Process Control, Prentice Hall (1989)
- [5] 北森俊行：制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法，計測自動制御学会論文集，Vol.15，No.4，549/555 (1979)
- [6] Kimura, H. : Is the Model a Good controller?-Perspectives on Brain Motor Control , 39th IEEE Conference on Decision and Control(CDC) , Plenary Lecture , Sydney (2000)
- [7] Shigemasu, T., Yukitomo,M., Baba,Y., Hattori,T. and Kuwata,R.: Model-Driven PID Controller, INTERMAC, Joint Technical Conference Tokyo (2001)
- [8] Shigemasu, T.,Yukitomo,M., Baba, Y. and Kojima, F.: On tuning approach for a Model-Driven PID Control Systems, Proceedings of the 2nd International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes, Seoul(2005)
- [9] Astrom, K.J.: Feedback Fundamentals, IEEE-IAS Advanced Process Control Applications, Vancouver (2006)
- [10] 重政 隆, 根岸靖典: モデル駆動 PID 制御系の周波数領域からの設計法, 計測自動制御学会第 10 回制御部門大会, 熊本 (2010)
- [11] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場泰: PD フィードバック系の分母系列に基づく設計法とその応用, 計測自動制御学会第 12 回制御部門大会, 奈良 (2012)
- [12] 数式処理言語 MAXIMA は下記 HP などに詳しい .
<http://ja.wikipedia.org/wiki/Maxima>, <http://maxima.sourceforge.net/>

第 3 章

2 自由度 PID 制御への変換

3.1 はじめに

偏差の比例・積分・微分演算を行う通常の PID 制御系は 1 自由度であるので，制御目的に合わせて目標値追従か外乱抑制かを選択して調整しなくてはならない．これに対し外乱抑制と目標値追従の両立設計ができる 2 自由度 PID 制御系 [1] が提案されて久しい．負荷変化や外乱が多く，操業条件の変更が頻繁なプラントにとっては次の運転条件へ速やかに移行できることが望ましいので 2 自由度 PID 制御系はふさわしいと考えられるが，意外に多用されてない．その原因としては次が考えられる．多様な制御目的に合わせて 2 自由度 PID 制御定数を適切に設定しなくてはならないが，広範な制御対象に対する設計方法は必ずしも十分では無かった．プロセス制御向けとしては，メインの PID 制御器については操作端外乱に対して良好になるように調整し，目標値信号からのフィードフォワード補償や目標値フィルタを調整し，目標値応答に対しても良好に調整するというような方針のようなものであった．また PID 定数の他にフィードフォワード定数や目標値フィルタの定数など調整すべく制御定数の数が増えることでエンジニアリング量が増え，試行錯誤での調整期間が長期化傾向となり，調整の効率化要求の中で，計装メーカーの初期値や調整途中で留まっているケースが見られる．この問題に対しては増加した制御パラメータを一括に容易に設定できる方法が望ましいと考えられる．木村の ”モデル駆動制御“ の概念 [2] を活用したモデル駆動 PID(MD-PID) 制御 [3, 4] の性質については，前章で述べたように広範な制御対象に対する良好な設計能力を持っている．ここでは MD-PID 制御をリファレンスにして Taylor 展開と感度関数比較による 2 自由度制御系を構成する方法を提案する．

3.2 2自由度PID制御系

2自由度PID制御系は色々な構成方法があるが，ここで対象としたのは図.3.1の2自由度PID制御系である．

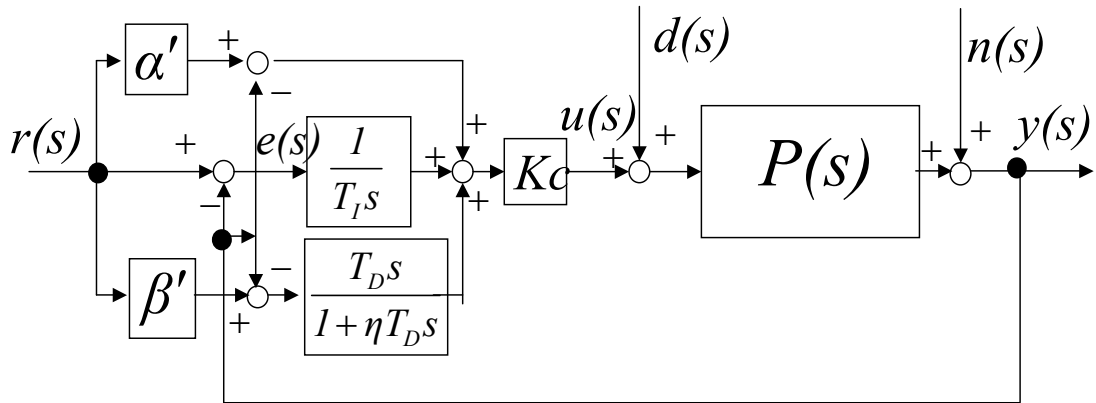


図 3.1 A two degrees of freedom PID control system

ここで， $r(s), e(s), u(s), y(s), d(s), n(s)$ は目標値 (SV), 偏差 (EV), 操作量 (MV), 制御量 (PV), 外乱 (DV), ノイズ (NV) の各信号である．また，制御対象の伝達関数 $P(s)$ は (3.1) 式のようなむだ時間を持つ 2 次系と仮定する．むだ時間を持たせることにより，プロセス分野で見られる広範な動特性を表すことができる．

$$P(s) = \frac{b_0 + b_1s}{a_0 + a_1s + a_2s^2} \exp(-L_0s) \quad (3.1)$$

この 2 自由度 PID 制御器の u は (3.2) 式で表すことができる．

$$u = K_C \left(\alpha' + \frac{1}{T_I s} + \beta' \frac{T_D s}{1 + \eta T_D s} \right) r - K_C \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{1 + \eta T_D s} \right) y \quad (3.2)$$

この K_C, T_I, T_D はそれぞれ比例ゲイン，積分時定数，微分時定数である．一方， α' と β' はそれぞれ比例演算と微分演算での目標値信号の比率を設定する 2 自由度定数であり， η は不完全微分器の微分ゲインである．

3.3 モデル駆動PID制御系とその設計

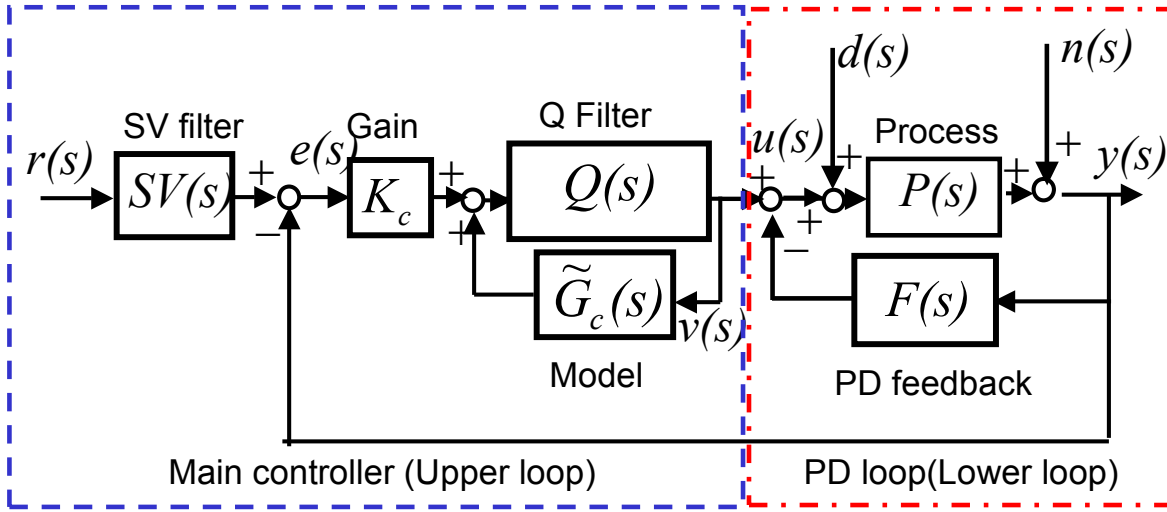


図 3.2 A Model-Driven PID control system

図.3.2は、リファレンスとするMD-PID制御系のブロック図である。ここで、 $r(s), e(s), u(s), y(s), d(s), n(s)$ は2自由度PID制御と同等な信号であり、新しい信号 $v(s)$ は主制御器 (Main controller) の出力 (V) 信号である。制御対象 $P(s)$ に対するPDループには (3.3) 式のPD補償器 $F(s)$ を用いる。

$$F(s) = K_f \frac{1 + T_f s}{1 + \kappa T_f s} \quad (3.3)$$

ここで、 K_f, T_f と κ はそれぞれPD補償器の比例ゲイン、不完全微分器の微分時定数と微分ゲインである。その結果、Fig.2の一点鎖線部分、すなわち主制御器の出力 v から制御量 y までの伝達関数 $G(s)$ は (3.4) 式で表現でき、これをローカルループとすることにする。

$$G(s) = \frac{P(s)}{1 + F(s)P(s)} \quad (3.4)$$

この $G(s)$ を (3.5) 式の右辺のようなむだ時間を持つ一次遅れ系でマッチングさせることを考える。そのむだ時間を持つ一次遅れ系のゲインを K 、時定数を T 、むだ時間を L とする。

$$G(s) \cong \frac{K \exp(-Ls)}{1 + Ts} \quad (3.5)$$

この $F(s)$ の役割はローカルループを安定化させるだけでなく、むだ時間を持つ一次遅れ系にまで近似できるように補償しなければならない。この方法については波形あわせ法 [4] や周波数領域からの方法 [5] を既に提案しており、2.3ではモデルマッチングによる方法を説明した。ここではこの設計結果を参照するものとする。

IMC (Internal Model Control) [6] の設計法によると内部モデルは (3.6) 式のようなゲインを1に規格化した1次遅れモデル $\tilde{G}_c(s)$ で置くことができ、この時定数 T_c 、むだ時間 L_c と主制御器のゲイン K_c はそれぞれ (3.7) 式のように設定する。

$$\tilde{G}_c(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + T_c s} \quad (3.6)$$

$$T_c = T, \quad L_c = L, \quad K_c = 1/K \quad (3.7)$$

主制御部の $Q(s)$ フィルタは2自由度制御性を調整できるように (3.8) 式のような2次の進み遅れである。

$$Q(s) = \frac{(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} \quad (3.8)$$

$Q(s)$ のパラメータ λ は目標値からの応答速度を調節でき、さらにパラメータ 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。偏差 e から主制御出力 v 間の伝達関数を $C(s)$ とすると (3.9) 式となる。

$$C(s) = K_c \frac{(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2 - (1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)} \quad (3.9)$$

この $C(s)$ は、ローカルループの制御器と見ることができ、その分母多項式は $s=0$ の根を持つので、原点に極を持つことになり、ステップ外乱やステップ目標値に対して制御偏差のオフセットは生じない。

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次遅れ系の応答となるように (3.10) 式の目標値フィルタ $SV(s)$ を用意する。

$$SV(s) = \frac{1 + \lambda T_c s}{1 + \alpha T_c s} \quad (3.10)$$

このように制御系が構成されると、制御量 y は目標値 r と外乱 d から (3.11) 式のようにまとめられるので応答波形は想像可能となり、パラメータ λ と α の役割も説明できる。

$$y = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + \lambda T_c s} r + \frac{\exp(-L_c s)}{K_c (1 + T_c s)} \left(1 - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2}\right) d \quad (3.11)$$

$$u = v - F(s)y \quad (3.12)$$

$$v = \frac{K_c (1 + T_c s)}{1 + \lambda T_c s} r - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} d \quad (3.13)$$

もちろん2.3の方法によりPDループの動特性がむだ時間を持つ1次遅れ系に近似的に一致していることと λ と α が1近傍であることが前提ではある。PDループの設計では、動特性誤差が低周波帯域より高周波帯域に見られるので、 λ が1よりかなり小さく、高速応答性を狙う場合には高周波帯域の誤差の影響を受けて変化するのでそのような限界を狙う場合にはシミュレーション解析は確認すべきである。

3.4 Taylor展開を用いた2自由度PID制御系の構成法

Lee等[7]らのようにIMCを参照して、Taylor展開してPID制御定数を求めている方法をMD-PID制御系に適用する。まず、MD-PID制御系の y から u 間の制御部 $C(s) + F(s)$ は (3.14) 式で示される。

$$C(s) + F(s) = K_c \frac{(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2 - (1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)} + K_f \frac{1 + T_f s}{1 + \kappa T_f s} \quad (3.14)$$

2自由度PID制御系の y から u 間の $C_{PID}(s)$ は (3.15) 式で示される。

$$C_{PID}(s) = \frac{C_0 + C_1 s + C_2 s^2}{s} \quad (3.15)$$

$C_0 + C_1 s + C_2 s^2$ は、 $s(C(s) + F(s))$ のTaylor展開した最初の3項から求めることができる。MAXIMA流[8]に表現すれば $CF(s)$ は (3.16) 式となり、 C_0 、 C_1 、 C_2 は (3.17) ~ (3.19) 式から求められる。

$$CF(s) : \text{taylor}(s(C(s) + F(s)), s, 0, 2) \quad (3.16)$$

$$C_0 : \text{coeff}(CF(s), s, 0) \quad (3.17)$$

$$C_1 : \text{coeff}(CF(s), s, 1) \quad (3.18)$$

$$C_2 : \text{coeff}(CF(s), s, 2) \quad (3.19)$$

具体的に示すと, (3.20) ~ (3.23) 式のようになる.

$$C_0 = \frac{K_c}{(2\lambda - \alpha)T_c + L_c} \quad (3.20)$$

$$C_1 = K_f + K_c \frac{L_c^2 + 2L_c T_c - 2\alpha T_c^2 - 2\alpha^2 T_c^2 + 4\lambda T_c^2 + 4\alpha\lambda T_c^2 - 2\lambda^2 T_c^2}{((2\lambda - \alpha)T_c + L_c)^2} \quad (3.21)$$

$$C_2 = K_f T_f + K_c \frac{z_a}{12((2\lambda - \alpha)T_c + L_c)^3} \quad (3.22)$$

$$z_a = 12((\lambda - \alpha)^2(\lambda^2 - 2\lambda + \alpha)T_c^4 + 12(\alpha - 1)(\lambda - \alpha)^2 L_c T_c^3 - 6(2\lambda^2 - 4\alpha\lambda - 2\lambda + 2\alpha^2 + \alpha)L_c^2 T_c^2 - 2(2\lambda - \alpha - 3)L_c^3 T_c + L_c^4) \quad (3.23)$$

制御定数 K_C, T_I, T_D は, それぞれ (3.24) ~ (3.26) 式から求められる.

$$K_C = C_1 \quad (3.24)$$

$$T_I = \frac{C_1}{C_0} \quad (3.25)$$

$$T_D = \frac{C_2}{C_1} \quad (3.26)$$

以上により, 2自由度PID制御のフィードバック側の定数が設計できる [9].

3.5 パラメータ α' , β' と η の設計法

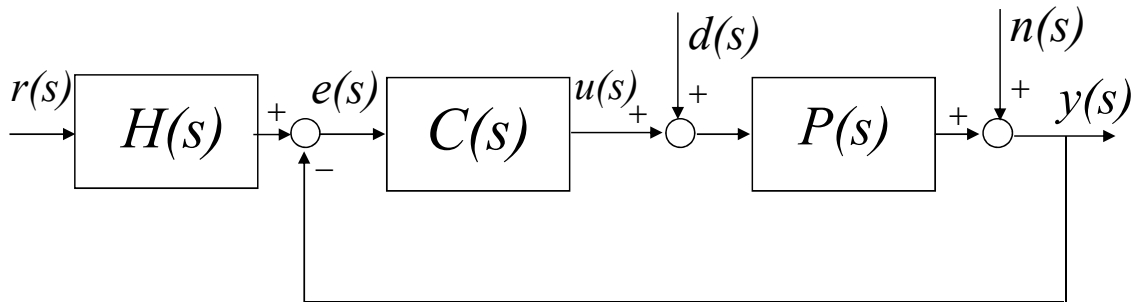


図 3.3 A two degrees of freedom PID control system

図.3.3 に示す 2 自由度制御系において，Astrom の提案する Gang of four[11] に沿った重要な感度関数 4 つを (3.27) ~ (3.30) 式に示す．それらは，ノイズから制御量までの感度関数 $S(s)$ ，目標値から制御量までの相補感度関数 $T(s)$ ，ノイズから操作量間の感度関数 $CS(s)$ ，外乱から制御量間の感度関数 $PS(s)$ である．リファレンスの MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数がほぼ同じになるように決めることになる．フィードバック特性に関しては 3.4 節で決定されている，すなわち $S(s)$ と $PS(s)$ は定まっているので， $T(s)$ と $CS(s)$ の感度関数を合わせるだけとなり調整は容易である．

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (3.27)$$

$$T(s) = \frac{P(s)C(s)H(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (3.28)$$

$$CS(s) = \frac{C(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (3.29)$$

$$PS(s) = \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (3.30)$$

3.6 数値例

ここでも，第 2 章で用いたむだ時間をもつ遅れ系 $P_1(s)$ ，積分系 $P_2(s)$ ，振動系 $P_3(s)$ ，不安定系 $P_4(s)$ ，逆応答系 $P_5(s)$ ，高次遅れ系 $P_6(s)$ の 6 つのケースについて，MD-PID 制御系から 2 自由度 PID 制御系への変換法について解析する．表 3.1 は設計した MD-PID 制御系の制御定数と，本章で示した変換方法による 2 自由度 PID 制御系の制御定数をまとめて示したものである．

$$\begin{aligned}
 P_1(s) &= \frac{\exp(-20s)}{1+50s} \\
 P_2(s) &= \frac{\exp(-20s)}{20s} \\
 P_3(s) &= \frac{\exp(-0.2s)}{1+0.01s+s^2} \\
 P_4(s) &= \frac{\exp(-2s)}{(11.7s-1)(1+11.9s)} \\
 P_5(s) &= \frac{5(1-5s)\exp(-5s)}{(1+20s)(1+10s)} \\
 P_6(s) &= \frac{1}{(1+5s)^5}
 \end{aligned}$$

表 3.1 Control parameters designed for $P_1(s)$, $P_2(s)$, $P_3(s)$, $P_4(s)$, $P_5(s)$ and $P_6(s)$

| | $P_1(s)$ | $P_2(s)$ | $P_3(s)$ | $P_4(s)$ | $P_5(s)$ | $P_6(s)$ |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| K_c | 1/0.555 | 1/2.5 | 1/0.5556 | 1/1.45 | 3.333 | 1 |
| T_c | 20.33 | 34.64 | 0.9816 | 18.59 | 12.381 | 11.1803 |
| L_c | 21.43 | 21.85 | 0.4489 | 4.369 | 17.555 | 13.8197 |
| K_f | 0.8 | 0.4 | 0.8 | 2.45 | 0.1 | 0 |
| T_f | 7.139 | 7.204 | 2.8725 | 14.634 | 10.898 | 0 |
| κ | 0.1 | 0.1 | 0.01 | 0.01 | 0.1 | 0.1 |
| λ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| α | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| K_C | 1.9126 | 0.6752 | 2.124 | 3.650 | 0.2778 | 0.6 |
| T_I | 44.391 | 85.345 | 1.6878 | 57.81 | 28.079 | 15.0 |
| T_D | 4.999 | 5.667 | 1.119 | 9.948 | 6.129 | 2.6466 |
| α' | 0.45 | 0.4 | 0.65 | 0.3 | 0.55 | 0.75 |
| β' | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| η | 0.25 | 0.2 | 0.025 | 0.015 | 0.3 | 0.75 |

ここで、 $K_c, T_c, L_c, K_f, T_f, \kappa, \lambda, \alpha$ が MD-PID 制御器の制御定数であり、 $K_C, T_I, T_D, \alpha', \beta', \eta$ が 2 自由度 PID 制御器の制御定数である。MD-PID 制御器の制御定数が把握されているならば 3.4 節と 3.5 節の方法により 2 自由度 PID 制御器の制御定数は容易に求められる。

3.6.1 むだ時間をもつ遅れ系

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1+50s}$$

$P_1(s)$ に対して $K_f = 0.8$, $\kappa = 0.1$ で PD フィードバック系を設計すると、 $T_f = 7.139$, $K = 0.555$, $T = 20.33$, $L = 21.43$ が得られる。さらに、 $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し、2 自由度 PID 制御系への変換式により $K_C = 1.9126$, $T_I = 44.391$, $T_D = 4.999$, $\alpha' = 0.45$, $\beta' = 0$, $\eta = 0.25$ が設計される。この 2 つの制御系の応答性を解析し比較し、結果を図 3.4 に示す。MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形はそれぞれ Blue line と Magenta line である。2.2.3 で述べたように、この 2 つの制御系において目標値 (SV) のステップ印加、外乱 (DV) のステップ印加、ノ

イズの印加を順に実施した応答波形である．SV 変化や DV 印加に対し，動揺成分も無く，オーバーシュートも無く，速やかに追従・抑制していることが分かる．1% のノイズ (NV) を印加した場合も，不都合な挙動は見られ無い．

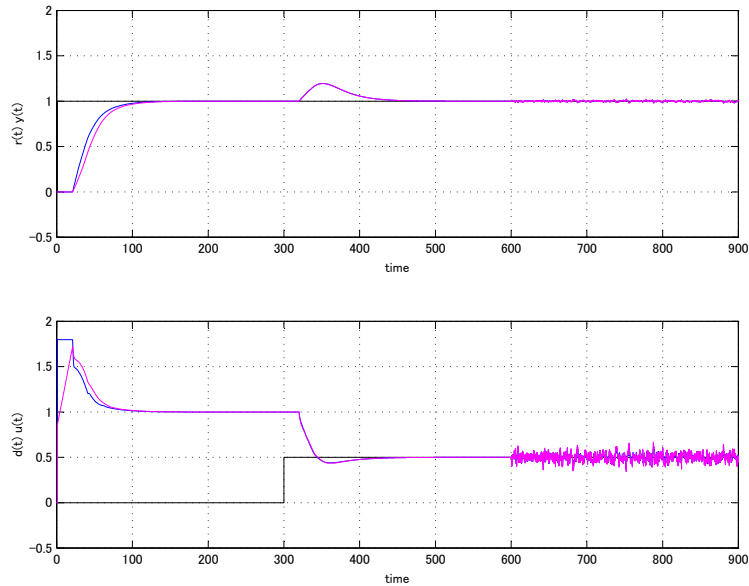


図 3.4 Time responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

図.3.5 は，同じく 2.2.3 で述べたように，感度関数 $S(s)$ ，相補感度関数 $T(s)$ ，ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ ，外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである．

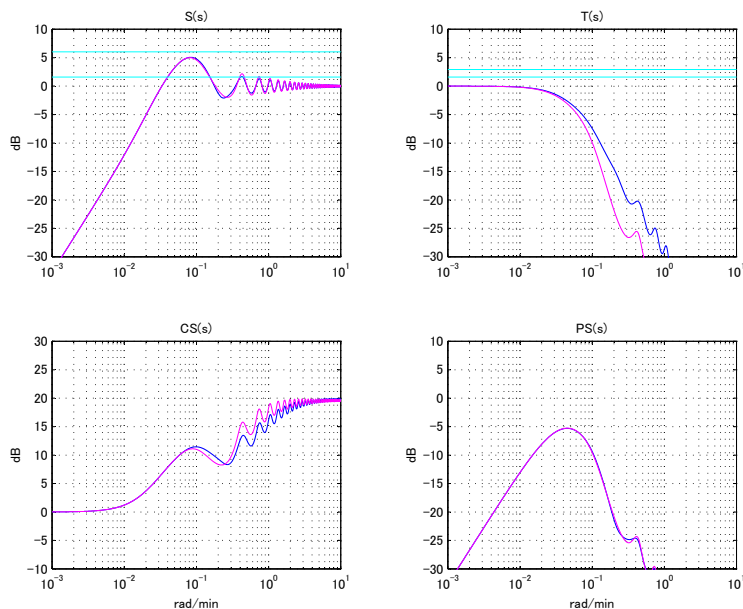
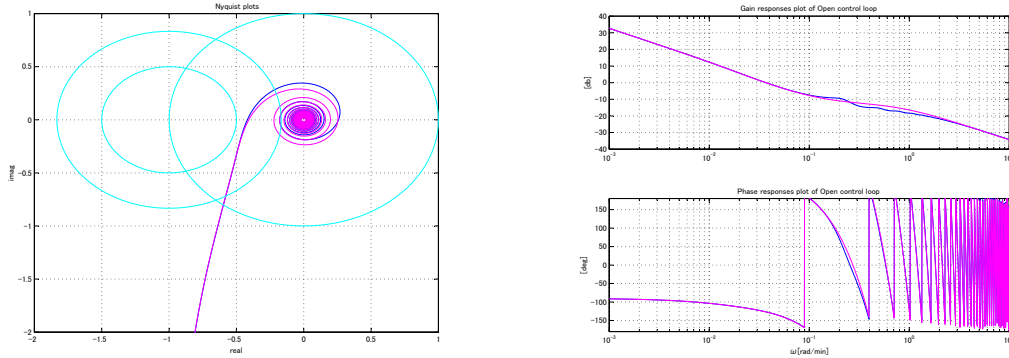


図 3.5 Sensitivity plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.3.6(a)に、ボード線図を図.3.6(b)に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.79$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

図 3.6 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

3.6.2 むだ時間をもつ積分系

$$P_2(s) = \frac{\exp(-20s)}{20s}$$

$P_2(s)$ に対して $K_f = 0.4$, $\kappa = 0.1$ で PD フィードバック系を設計すると, $T_f = 7.204$, $K = 2.5$, $T = 34.64$, $L = 21.85$ となる。さらに, $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 2 自由度 PID 制御系への変換式により $K_C = 0.6752$, $T_I = 85.345$, $T_D = 5.667$, $\alpha' = 0.4$, $\beta' = 0$, $\eta = 0.2$ が設計される。この 2 つの制御系の応答性を解析し比較し, 結果を図.3.7 に示す。MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形はそれぞれ Blue line と Magenta line である。2.2.3 で述べたように, この 2 つの制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) のステップ印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である。SV 変化や DV 印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる。1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い。

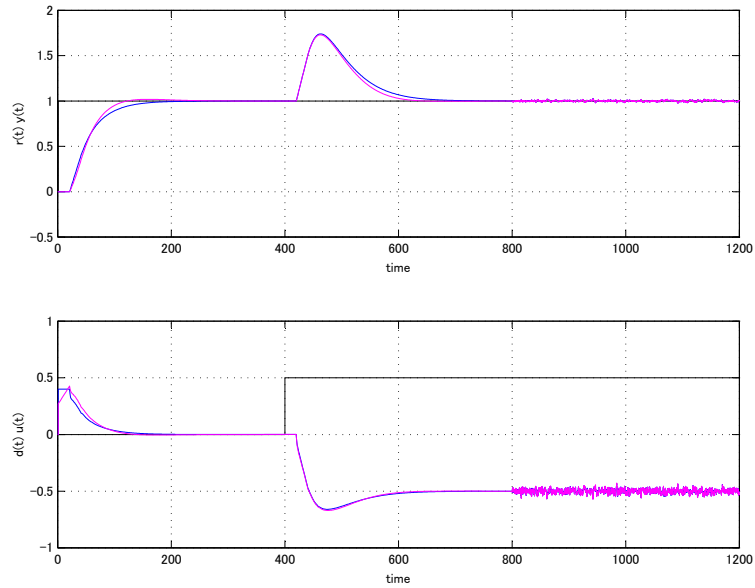


図 3.7 Time responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

図.3.8 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 、ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ 、外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

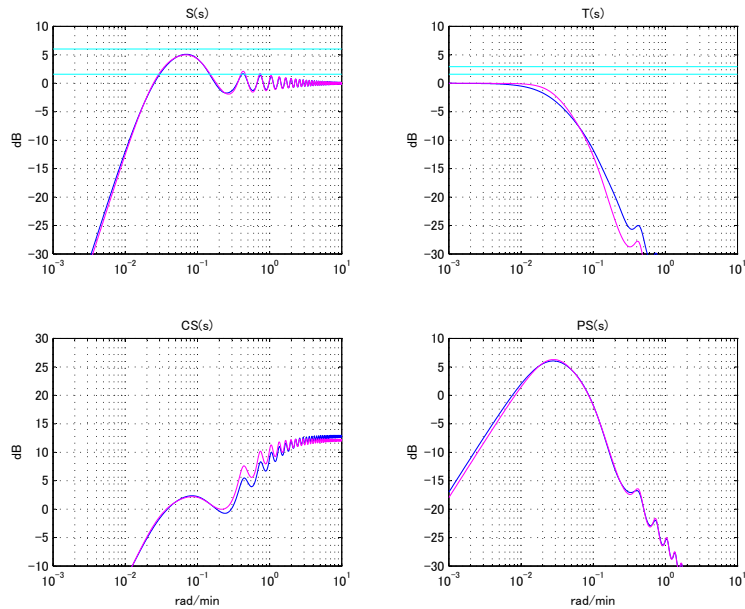
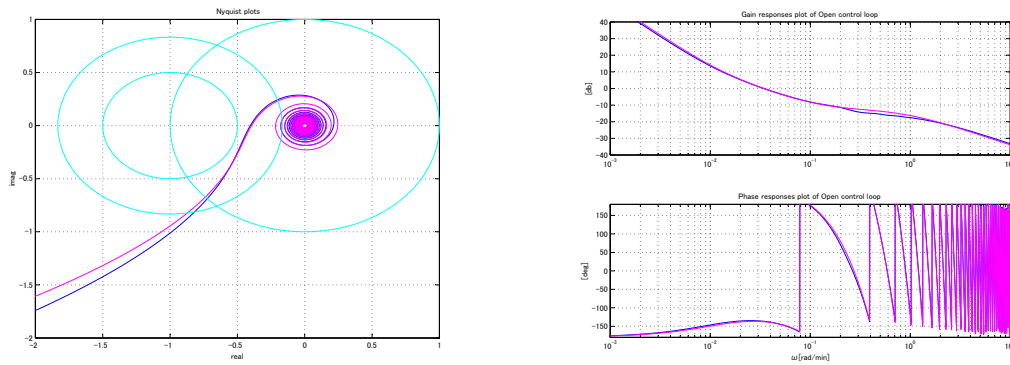


図 3.8 Sensitivity plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.3.9(a)に、ボード線図を図.3.9(b)に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.80$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

図 3.9 Nyquist plots and Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

3.6.3 むだ時間をもつ振動系

$$P_3(s) = \frac{\exp(-0.2s)}{1 + 0.01s + s^2}$$

$P_3(s)$ に対し, $K_f = 0.8$, $\kappa = 0.01$ とすると $T_f = 2.8725$, $K = 0.5556$, $T = 0.9816$, $L = 0.4489$ となる. さらに, $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 2 自由度 PID 制御系への変換式により $K_C = 2.124$, $T_I = 1.6878$, $T_D = 1.119$, $\alpha' = 0.65$, $\beta' = 0$, $\eta = 0.025$ が設計される. この 2 つの制御系の応答性を解析し比較し, 結果を図.3.10 に示す. MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形はそれぞれ Blue line と Magenta line である. 2.2.3 で述べたように, この 2 つの制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) のステップ印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や DV 印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

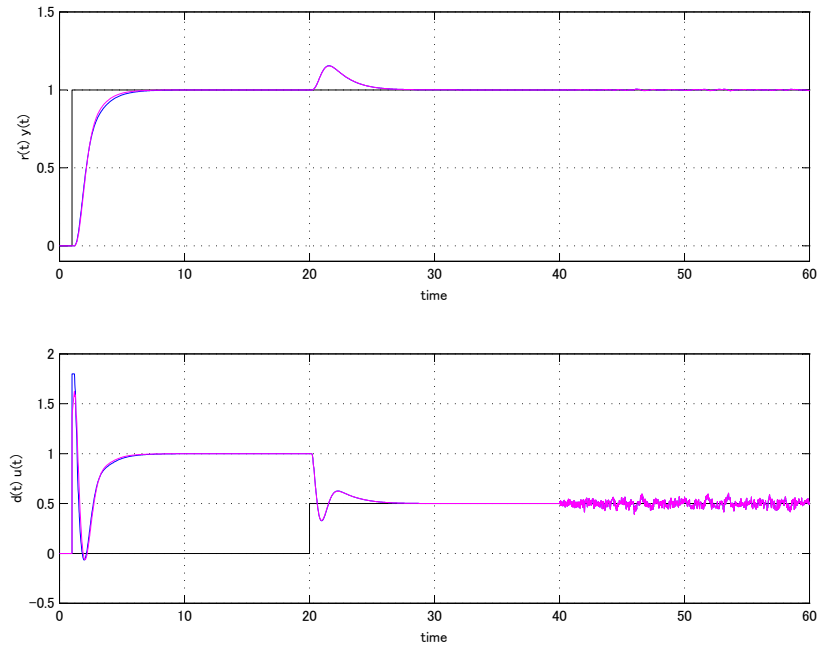


図 3.10 Time responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_3(s)$

図.3.11 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 、ノイズMV感度関数 $CS(s)$ 、外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

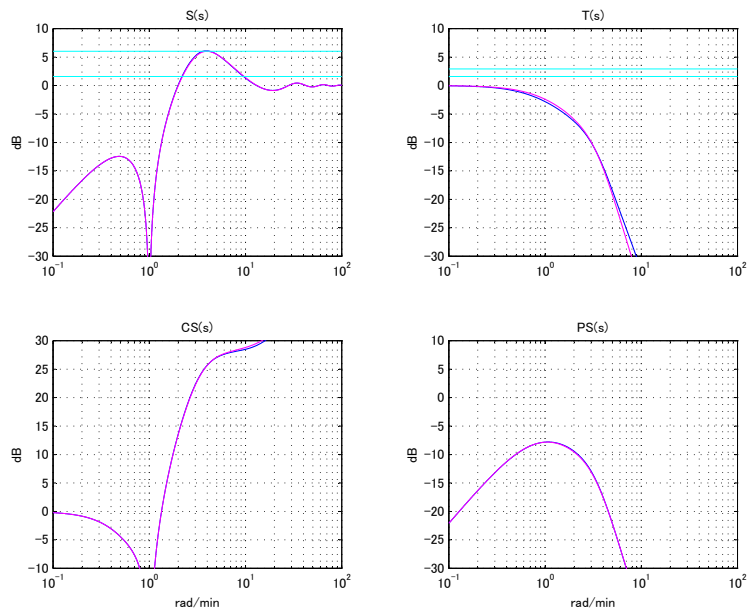
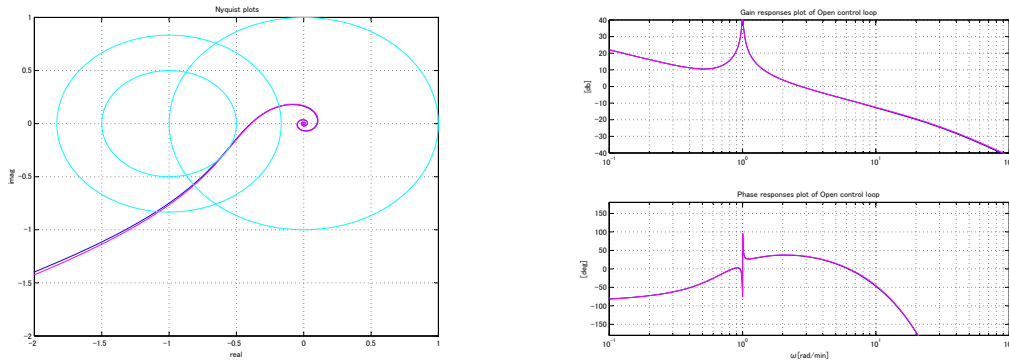


図 3.11 Sensitivity plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_3(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.3.12(a)に、ボード線図を図 3.12(b)に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 2.0$ と実用安定限界である。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_3(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_3(s)$

図 3.12 Nyquist plots and Bode plots MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_3(s)$

3.6.4 むだ時間をもつ不安定系

$$P_4(s) = \frac{\exp(-2s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)}$$

$P_4(s)$ に対し, $K_f = 2.45$, $\kappa = 0.01$ とすると $T_f = 14.634$, $K = 0.6896$, $T = 18.593$, $L = 4.3692$ が得られる. さらに, $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 2自由度PID制御系への変換式により $K_C = 3.650$, $T_I = 57.81$, $T_D = 9.948$, $\alpha' = 0.3$, $\beta' = 0$, $\eta = 0.015$ が設計される. この2つの制御系の応答性を解析し比較し, 結果を図.3.13に示す. MD-PID制御系と2自由度PID制御系の応答波形はそれぞれ Blue line と Magenta line である. 2.2.3で述べたように, この2つの制御系において目標値(SV)のステップ印加, 外乱(DV)のステップ印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV変化やDV印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる. 1%のノイズ(NV)を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

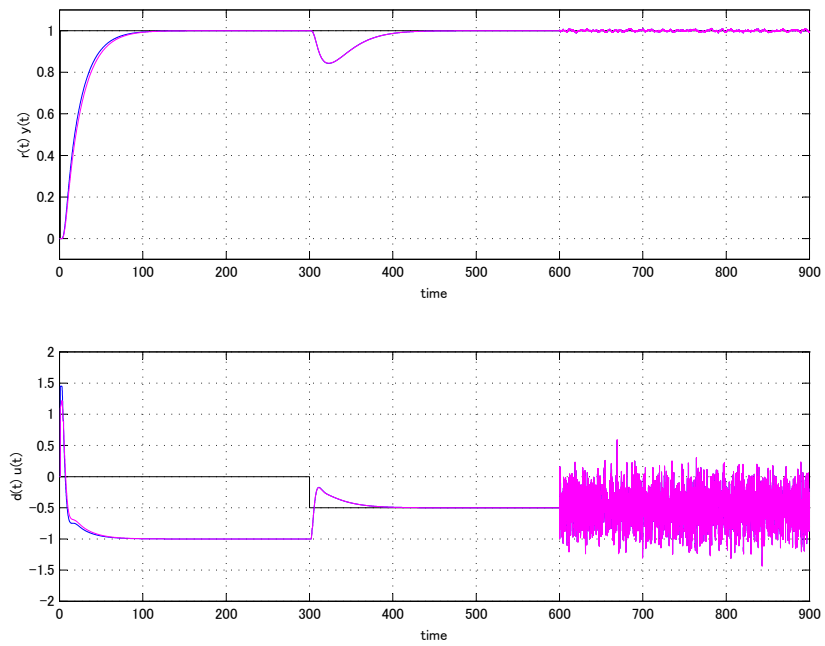


図 3.13 Time responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_4(s)$

図.3.14 は、同じく 2.2.3 で述べたように、感度関数 $S(s)$ 、相補感度関数 $T(s)$ 、ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ 、外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである。

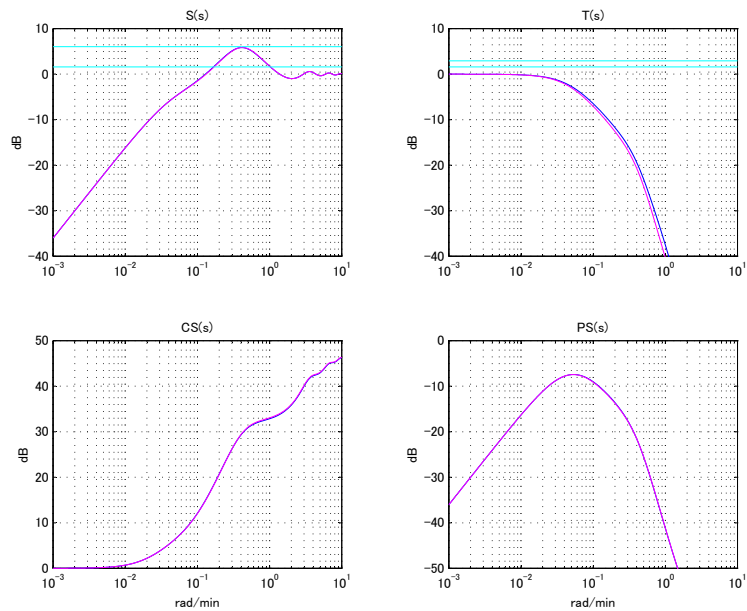
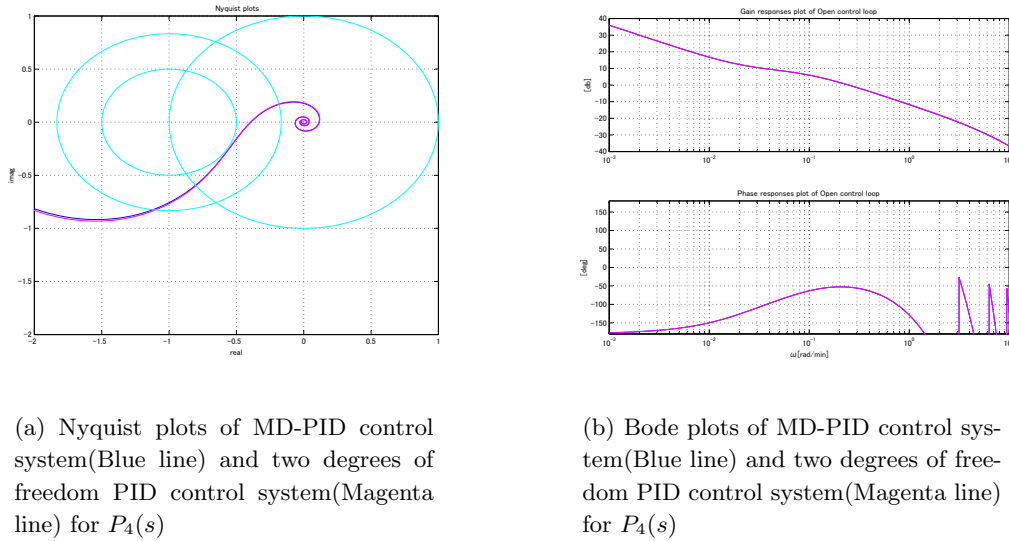


図 3.14 Sensitivity plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_4(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.3.15(a) に、ボード線図を図.3.15(b) に、それぞれプロットした。最大感度は $M_s = 1.80$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており、実制御対

象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_4(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_4(s)$

図 3.15 Nyquist plots and Bode plots MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_4(s)$

3.6.5 逆応答系

$$P_5(s) = \frac{5(1 - 5s) \exp(-5s)}{(1 + 20s)(1 + 10s)}$$

$P_5(s)$ に対して, $K_f = 0.1$, $\kappa = 0.1$ とすると $T_f = 10.898, K = 3.333, T = 12.381, L = 17.555$ が得られる. さらに, $\alpha = 1.0, \lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 2 自由度 PID 制御系への変換式により $K_C = 0.2778, T_I = 28.079, T_D = 6.129, \alpha' = 0.55, \beta' = 0, \eta = 0.3$ が設計される. この 2 つの制御系の応答性を解析し比較し, 結果を図.3.16 に示す. MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形はそれぞれ Blue line と Magenta line である. 2.2.3 で述べたように, この 2 つの制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) のステップ印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や DV 印加に対し, 動揺成分も無く, オーバershoot も無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

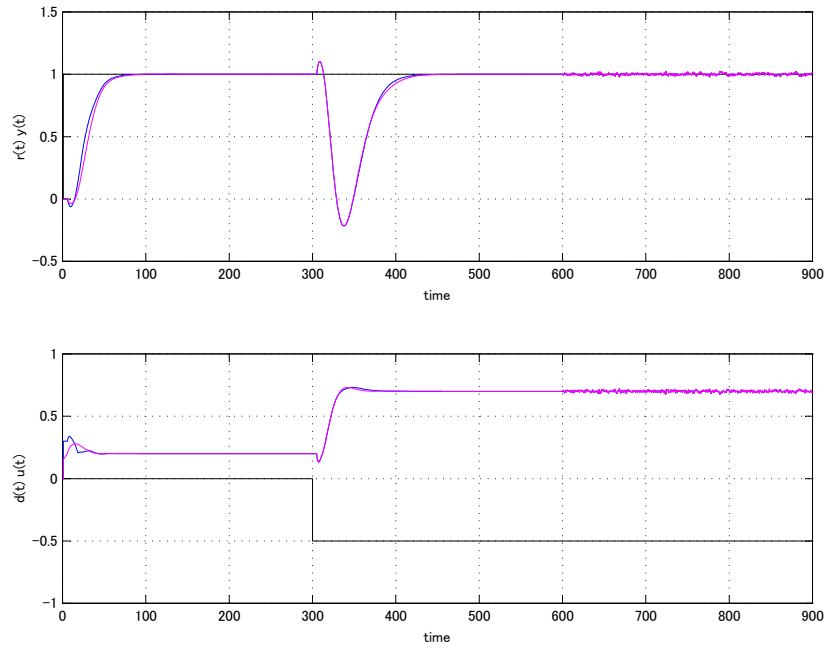


図 3.16 Time responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_5(s)$

図.3.17 は，同じく 2.2.3 で述べたように，感度関数 $S(s)$ ，相補感度関数 $T(s)$ ，ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ ，外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである．

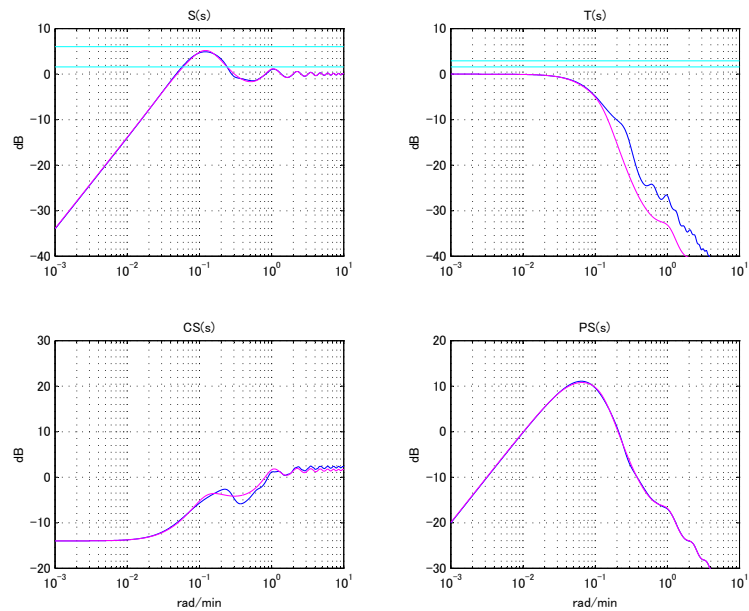
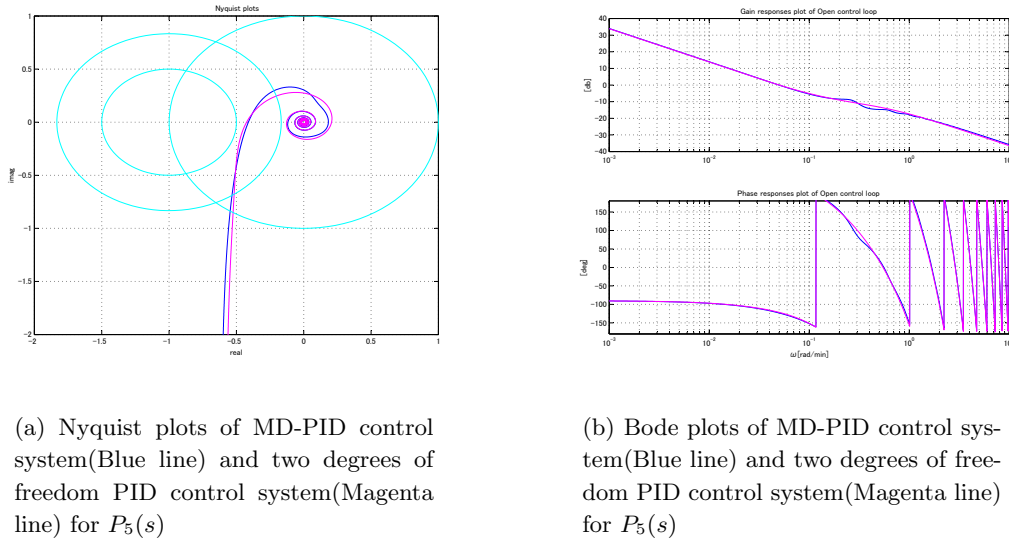


図 3.17 Sensitivity plot of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_5(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.3.18(a) に，ボード線図を図.3.18(b) に，それぞれプロットした．最大感度は $M_s = 1.82$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており，実制御対

象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_5(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_5(s)$

図 3.18 Nyquist plots and Bode plots MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_5(s)$

3.6.6 高次遅れ系

$$P_6(s) = \frac{1}{(1 + 5s)^5}$$

$P_6(s)$ に対し, PD フィードバックを用いず等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系に近似すると, $K = 2.5$, $T = 34.64$, $L = 21.85$ が得られる. さらに, $\alpha = 1.0$, $\lambda = 1.0$ として MD-PID 制御系を構成し, 2 自由度 PID 制御系への変換式により $K_C = 0.6$, $T_I = 15.09$, $T_D = 2.6466$, $\alpha' = 0.75$, $\beta' = 0$, $\eta = 0.75$ が設計される. この 2 つの制御系の応答性を解析し比較し, 結果を図 3.19 に示す. MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形はそれぞれ Blue line と Magenta line である. 2.2.3 で述べたように, この 2 つの制御系において目標値 (SV) のステップ印加, 外乱 (DV) のステップ印加, ノイズの印加を順に実施した応答波形である. SV 変化や DV 印加に対し, 動揺成分も無く, オーバーシュートも無く, 速やかに追従・抑制していることが分かる. 1% のノイズ (NV) を印加した場合も, 不都合な挙動は見られ無い.

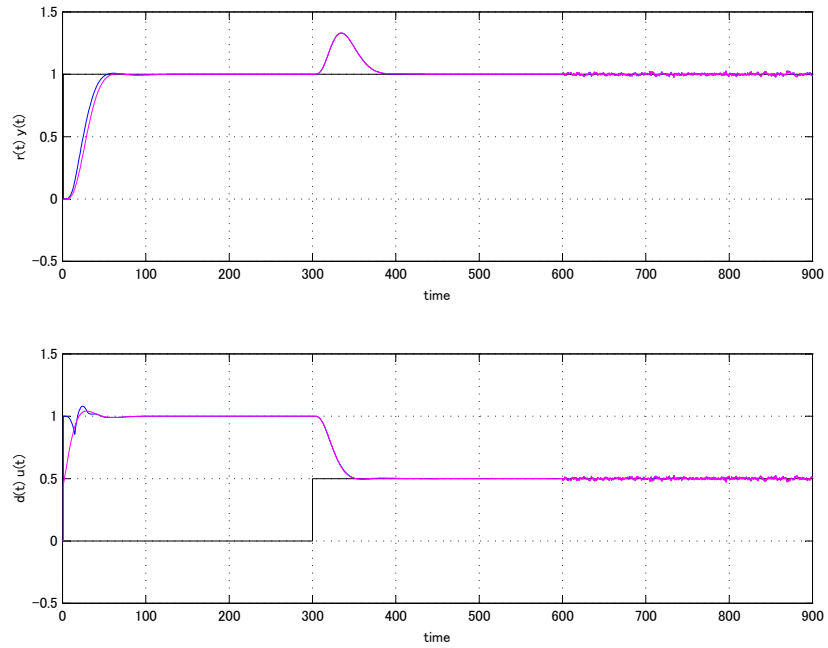


図 3.19 Time responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_6(s)$

図.3.20 は，同じく 2.2.3 で述べたように，感度関数 $S(s)$ ，相補感度関数 $T(s)$ ，ノイズ MV 感度関数 $CS(s)$ ，外乱感度関数 $PS(s)$ の各ゲイン応答をプロットしたものである．

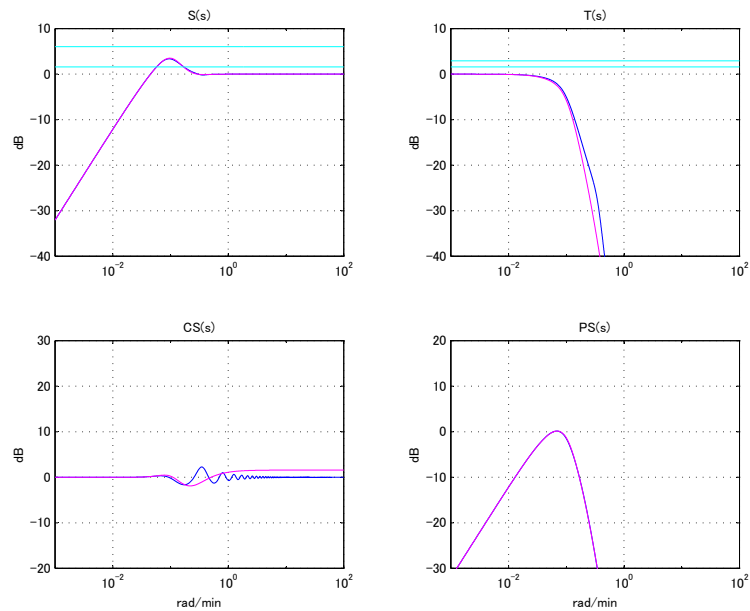
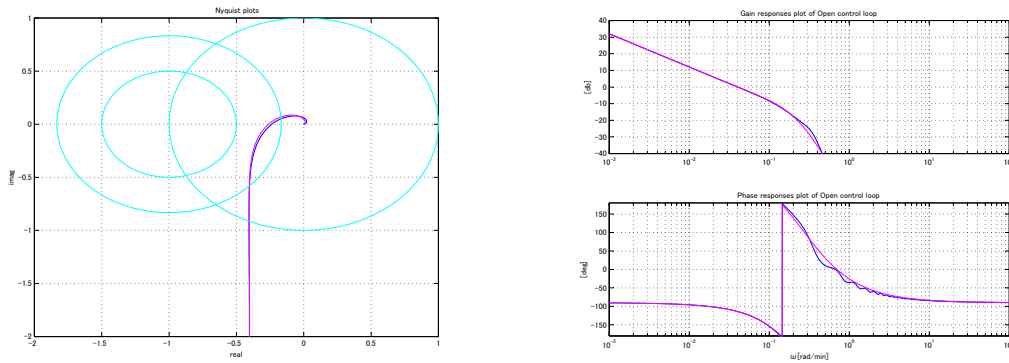


図 3.20 Sensitivity plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_6(s)$

一巡伝達関数のナイキスト線図を図.3.21(a) に，ボード線図を図.3.21(b) に，それぞれプロットした．最大感度は $M_s = 1.47$ と実用安定限界の $M_s = 2.0$ にまだ若干の余裕を持っており，実制御対

象の動特性モデルの確認には適当な制御定数であることが分かる。



(a) Nyquist plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_6(s)$

(b) Bode plots of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_6(s)$

図 3.21 Nyquist plots and Bode plots MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_6(s)$

3.6.7 小まとめ

ここでは、2自由度PID制御器のPID制御定数はMD-PID制御系のフィードバック制御器のTaylor展開に基づき決定し、2自由度定数を感度関数比較することにより決定する方法を提案した。また、実プロセスで想定される7つの数値例について評価を行った結果、MD-PID制御系と類似の応答特性が得られる2自由度PID制御系が設計されることを確認した。この方法により制御対象毎に個別に存在している2自由度PID定数の調整則は、かなり整理されることになる。

3.7 ランプ目標値に対するアプローチ

ポリマー反応器や昌析プロセスでの反応温度目標値や、火力発電のボイラの変圧運転の主蒸気圧力目標値のようにランプ上に变化させて制御するプロセスがある。現場のPID制御系のランプ応答では、図.3.22のように操作信号 u が動揺気味となり、これを受けて制御量 y も目標値 r の周りで動揺気味となったり、さらに目標値 r が一定に落ち着いた直後に制御量 y がオーバーシュートを生じているのを拝見する。目標値がランプ変化している時にオフセットなしに追従するように制御器の原点に2重極を持つような設計を行うと、目標値が定値になる時に同様にオーバーシュートを生じる。オーバーシュートにより製品品質を劣化させてしまう場合もある。ボイラの主蒸気温度制御系から見ると、燃料量が変動するので、温度外乱になり不必要なエネルギーロスを生じさせる可能性がある。必ずしもPID制御定数が最適でなく、限られた調整時間内に最適値に追い込められてないことの表れである。このようなことを防ぐために、目標値のランプ上昇・下降期間には積分演算を止めて、一定値に近づくとき積分演算を再開するようなことが行われたりする。この場合、積分動作を入れ切れするタイミング調整なども決して容易ではない。

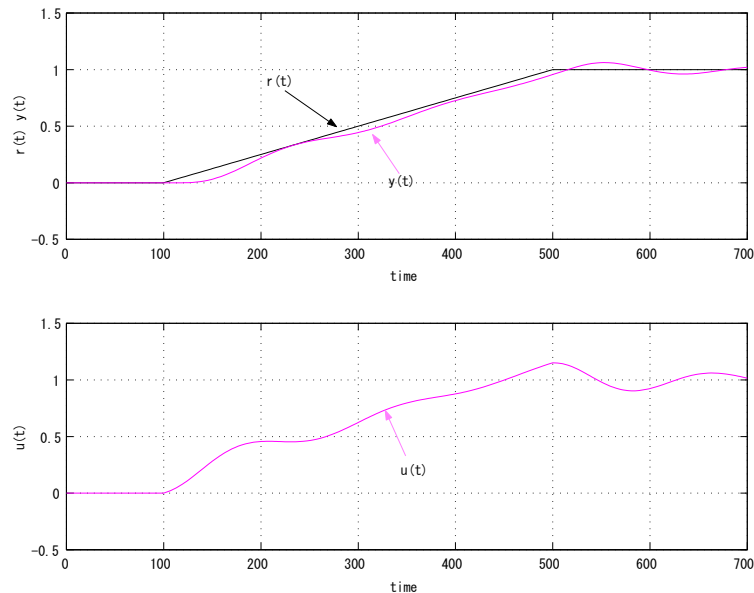


図 3.22 Ramp responses of a PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

MD-PID 制御系では、制御量 y は目標値 r と外乱 d からは下記式 ((2.10) 式から (2.12) 式または (3.11) 式から (3.13) 式と同じ) で示されるように、制御量 y は目標値 r からむだ時間を持つ 1 次遅れ系として応答するので、制御系は動揺しない。さらに本章で示した 2 自由度 PID 制御系への変換方法を用いると、変換された 2 自由度 PID 制御系もほぼ同じ制御性能を持たせることが可能である。

$$y(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s) + \frac{\exp(-L_c s)}{K_c(1 + T_c s)} \left[1 - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} \right] d(s)$$

$$u(s) = v(s) - F(s)y(s)$$

$$v(s) = \frac{K_c(1 + T_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s) - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} d(s)$$

ここではMD-PID制御系を設計し、その結果を参照して2自由度PID制御への変換する方法がランプ目標値に対しても有効であることを示す。取り上げたのは、むだ時間を持つ1次遅れ系 $P_1(s)$ とむだ時間を持つ不安定系 $P_4(s)$ の2つの制御対象である。その設計結果を表3.2にまとめた。

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1 + 50s}$$

$$P_4(s) = \frac{\exp(-2s)}{(11.7s - 1)(1 + 11.9s)}$$

表 3.2 Control parameters designed for $P_1(s)$ and $P_4(s)$

| | $P_1(s)$ | $P_1(s)$ | $P_4(s)$ |
|-----------|----------|----------|----------|
| K_c | 1 | 1/0.555 | 1/1.45 |
| T_c | 50 | 20.33 | 18.59 |
| L_c | 20 | 21.43 | 4.369 |
| K_f | 0 | 0.8 | 2.45 |
| T_f | 0 | 7.139 | 14.634 |
| κ | 0.1 | 0.1 | 0.01 |
| λ | 1 | 1 | 1 |
| α | 1 | 1 | 1 |
| K_C | 0.7551 | 1.9126 | 3.650 |
| T_I | 52.857 | 44.391 | 57.81 |
| T_D | 2.4967 | 4.999 | 9.948 |
| α' | 1 | 0.45 | 0.3 |
| β' | 0 | 0 | 0 |
| η | 0.25 | 0.25 | 0.015 |

ここで、 $K_c, T_c, L_c, K_f, T_f, \kappa, \lambda, \alpha$ がMD-PID制御器の制御定数であり、 $K_C, T_I, T_D, \alpha', \beta', \eta$ が対応する2自由度PID制御器の制御定数である。

3.7.1 むだ時間を持つ遅れ系

図.3.23は $P_1(s)$ に対して $K_f=0$ に対するMD-PID制御系と対応する2自由度PID制御系の目標値のランプ変化に対する応答波形である。MD-PID制御系を参照して2自由度PID制御へ変換する本方法により、2つの制御系の応答波形はほぼ重なっている。目標値ランプ変化に対し制御量の応答にはオフセットはあるが、目標値が一定になってからはオーバーシュート無く整定していることが分かる。

図.3.24は $P_1(s)$ に対して $K_f=0.8$ としてPDループの応答性を向上させる設計によるMD-PID制御系と対応する2自由度PID制御系の目標値のランプ変化に対する応答波形である。本変換方法により、2つの制御系の応答波形はほぼ重なっている。図.3.23と比べると、PDフィードバック量が増え、応答性が向上した分、目標値ランプ変化に対し制御量の応答のオフセット量が少なくなっていることが分かる。同様に目標値が一定になった後もオーバーシュート無く整定していることが分かる。

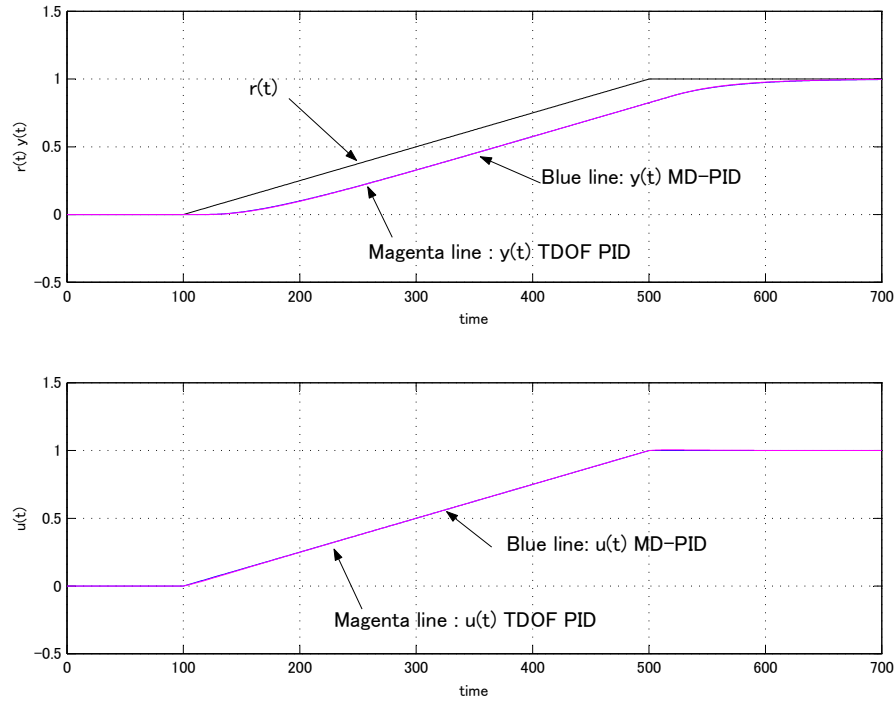


図 3.23 Ramp responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

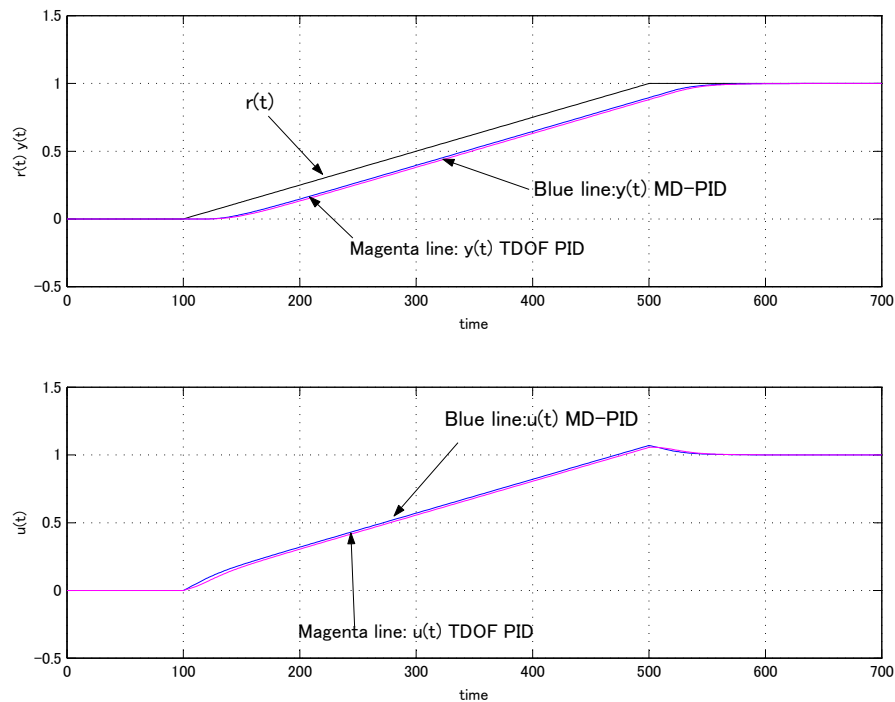


図 3.24 Ramp responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

オーバーシュートを発生させないでさらに目標値レンプ変化時のオフセットを少なくする方法としては3つ考えられる。

第1の方法は、PD フィードバック設計と MD-PID 制御系のナイキスト線図をチェックしながら最大

感度 $M_s=2.0$ まで K_f を大きくして応答性を向上させることが可能であれば，その設計を用いることである．

第2の方法は，目標値 $r(s)$ から出力 $y(s)$ 間が

$$y(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s)$$

であるので，MD-PID 制御系のナイキスト線図をチェックしながら最大感度 $M_s=2.0$ を限度として λ を小さく設定し，応答性を向上させることが可能であれば，その設計を用いることである．

第3の方法は，さらに (3.31) 式のような目標値フィルタを用いることである．

$$\frac{1 + \lambda T_c s}{1 + 0.1\lambda T_c s} \quad (3.31)$$

その結果，目標値 $r(s)$ から出力 $y(s)$ 間は (3.32) 式のようになる．

$$y(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + 0.1\lambda T_c s} r(s) \quad (3.32)$$

時定数が $0.1\lambda T_c$ となり応答性をさらに向上させることが可能である．むだ時間 L_c 分のオフセットは残るが，往々に生じてしまうオーバーシュートや動揺は回避可能であるので，実用上は有効と考えている．むだ時間分のオフセットを除去を狙うならば，目標値信号を事前に参照するプレビュー・制御あたりが考えられる．図.3.25 は $P_1(s)$ に対して $K_f=0.8$ に対する MD-PID 制御系と対応する2自由度PID 制御系に (3.32) 式の目標値フィルタを付加した上で，目標値のランプ変化に対する応答波形を示したものである．図.3.23 から 図.3.25 の波形を比べると，目標値のランプ上昇時のオフセットが最も少なくなっていることが分かる．

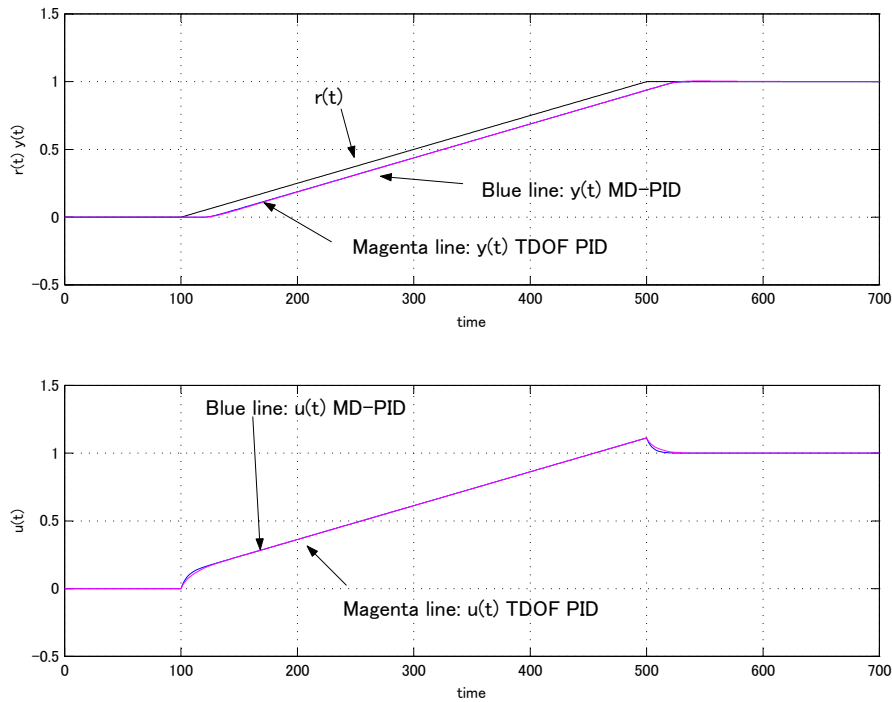


図 3.25 Ramp responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_1(s)$

3.7.2 むだ時間を持つ不安定系

図.3.26 は、 $P_2(s)$ に対して $K_f=2.45$ に対する MD-PID 制御系と対応する 2 自由度 PID 制御系の目標値のランプ変化に対する応答波形である。本変換方法により、2 つの制御系の応答波形はほぼ重なっていることが分かる。目標値ランプ変化に対し制御量の応答はオフセットは残るが、目標値が一定になってからはオーバーシュート無く整定していることが分かる。

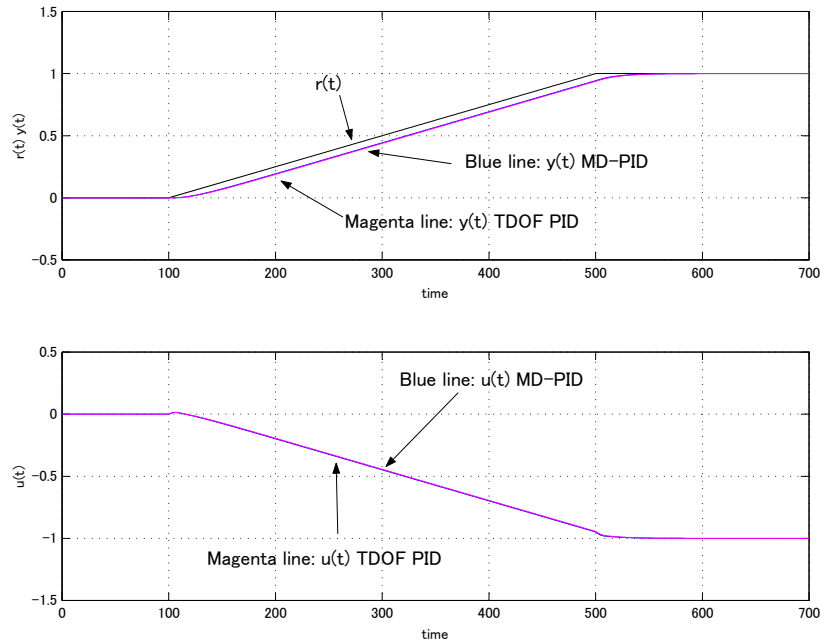


図 3.26 Ramp responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

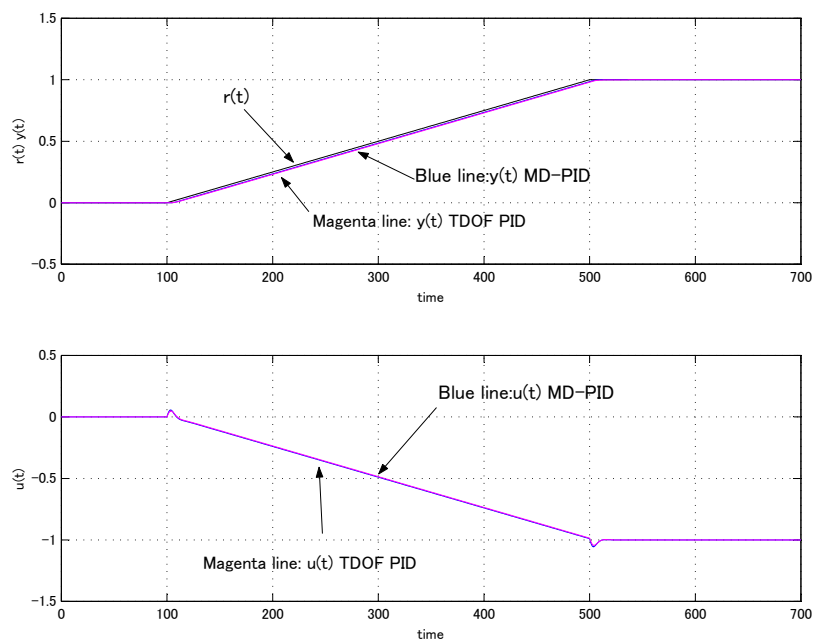


図 3.27 Ramp responses of MD-PID control system(Blue line) and two degrees of freedom PID control system(Magenta line) for $P_2(s)$

図.3.27は、 $P_2(s)$ に対して $K_f=2.45$ に対するMD-PID制御系と対応する2自由度PID制御系に(3.32)式の目標値フィルタを付加した上で、目標値のランプ変化に対する応答波形である。本変換方法により、2つの制御系の応答波形はほぼ重なっていることが分かる。目標値ランプ変化に対し制御量の応答はほとんどオフセットが無いうえに目標値が一定になってからもオーバーシュート無く整定していることが分かる。

3.7.3 小まとめ

産業界の現場で一定の昇温率で上昇させてから定値に温度目標値を変化させ目標値がランプから定値に移行する場合に、オーバーシュート無しに追従する制御系を試行錯誤シミュレーションで探すことは難しいが、MD-PID制御系を参照して2自由度PID制御系を設計するアプローチが流用可能であることが確認できた。

3.8 まとめ

2自由度PID制御系設計に際し、設計容易なMD-PID制御系の設計結果を参照しTaylor展開法を適用した設計方法と感度関数マッチング法とを組合せた方法を提案し、数値例を用いて評価を行った。その結果、直感では調整しにくいような対象でも良好な2自由度PID制御系が構成できることを確認した。ただし、むだ時間が長い制御対象に対する2自由度PID制御系の制御性はMD-PID制御系よりも劣化する傾向にある。この劣化原因は、2自由度PID制御系に変換する際に用いたTaylor展開で2次までしか使っていないことによる誤差によるものである。具体的に使いそうか否かは、設計された2つの制御系のナイキスト線図、各感度関数とシミュレーション解析などによる比較で判断することになる。

参考文献

- [1] 荒木光彦: 2 自由度制御系 - PID・微分先行型・I-PD 制御系の統一の見方などについて, システムと制御, 29(10),649/656 (1985)
- [2] Kimura, H. : Is the Model a Good controller?,39th IEEE Conference on Decision and Control(CDC), Sydney (2000)
- [3] Shigemasa,T., Yukitomo,M, Baba,Y., Hattori,T. and Kuwata, R.: Model-Driven PID Controller, INTERMAC, Joint Technical Conference Tokyo (2001)
- [4] Shigemasa, T., Yukitomo, M., Baba Y. and Kojima, F :On tuning approach for a Model-Driven PID Control Systems, Proceedings of the 2nd International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes, Seoul (2005)
- [5] 重政 隆, 根岸靖典:モデル駆動 PID 制御系の周波数領域からの設計法, 計測自動制御学会第 10 回制御部門大会, 熊本 (2010)
- [6] Morari, M. and Zafrou, E.: Robust Process Control, Prentice Hall (1989)
- [7] Lee, Y., Lee, J. and Park, S. : PID Control tuning for integrating and unstable processes with time delay, Chemical Engineering Science, 55 (2000)
- [8] 数式処理言語 MAXIMA は下記 HP などに詳しい .
<http://ja.wikipedia.org/wiki/Maxima>, <http://maxima.sourceforge.net/>
- [9] 重政隆, 根岸靖典, 馬場泰:モデル駆動 PID 制御系を参照する 2 自由度 PID 制御系の設計方法, 第 11 回計測自動制御学会制御部門大会, 沖縄 (2011)
- [10] Shigemasa,T., Negishi, Y. and Baba, Y. : A TDOF PID CONTROL SYSTEM DESIGN BY REFERRING TO THE MD-PID CONTROL SYSTEM AND ITS SENSITIVITIES, European Control Conference, Zurich (2013)
- [11] Astrom, K.J. : Feedback Fundamentals. IEEE-IAS Advanced Process Control Applications, Vancouver (2006)

第 4 章

多変数モデル駆動PID制御

4.1 はじめに

石油化学プラントに見られる蒸留塔のように塔内で温度，流量，圧力などの変数が干渉している産業プロセスは数多く存在する．実際は，ほとんどのプロセスが干渉系であるといっても過言ではない．そのような対象に対して DCS ベースの主に PID 制御のような分散型制御で運転管理しているのがほとんどである．したがって，このような内部干渉のある多入力多出力の制御対象に対して，制御性能の良い多変数制御理論は古くから研究されてきた．

英国の Rosenbrock 等は，逆ナイキスト配列法 (INA:Inverse Nyquist Allay) とゲルシュゴリン帯 (Gershgorin Band) による周波数領域での干渉度設計 [1] を提案した．この方法は，計算機を活用して干渉の有無と大きさを確認しながら対角優勢 (Diagonal Dominance) を試行錯誤的に設計する手法であるので，“シンプルで分かりやすい”を標榜する産業界の現場にとっては決して容易ではない．

米国の Cutler 等は，上位コンピュータの計算能力を積極的に活用してプロセス全体を最適に制御しようとするモデル予測制御 (Model Predictive Control)[2] を提案し，産業界での導入も進んだ．しかしながら，その成功の影に，費用対効果，稼働率向上，微調整方法，メンテナンスなどの問題が提起されている [3]．

1970 年代以降に発展した状態空間による多変数制御系設計理論は，美しいがロバスト性の問題から 1980 年代後半からロバスト多変数制御理論へと発展した．しかしながら，一品料理的な多変数制御技術になるので，ここでは広範・汎用性を狙ったモデル駆動 PID 制御の発展形に絞りたい．

シンプルで広範・汎用性に通じる非干渉制御も古くから提案 [4, 5, 6, 7, 8] されてきたが，必ずしも活発に使われている状況でもない．そのなかで近年，非干渉化法として逆非干渉化器 (Inverted Decoupling)[9, 10, 11] が注目されている．理由は現場の課題に対応しようとしているからである．

従来の前置補償器型の非干渉化器では，操作信号が上限か下限に至ったときに積分量を蓄積させないアンチ・リセット・ワインドアップ (ARW:Anti-Reset Windup) 処理の際に止めるべき積分器の選択判断が難しい．さらに自動制御モードから手動モードに切替える介入時には生きているループから見ると制御対象の動特性が変化するので条件判断が複雑になる．そこで，介入時には前置補償器を含めた非干渉制御器を一括手動モードにするならば，非干渉制御器の稼働率が低下する．一方，逆非干渉化器では複数のフィードフォワード入力を持った単独制御器扱いで済むので，ARW 処理や自動/手動のモード切替の内部処理は従来技術で済み，制御器の稼働率も高く維持できる．逆非干渉化器は操作信号 (入力信号) からのフィードバックループが形成されるので，実現性 (安定性，実行可能性) が問題になるが，その条件 [9] も明らかになっている．

本章では，非干渉化方法としてこの逆非干渉化器を用い，さらに主制御器として通常使われている

PID 制御に替えてモデル駆動 PID(MD-PID) 制御 [12, 13] を用いた多変数 MD-PID 制御系を提案する．この逆非干渉器を用いた多変数 MD-PID 制御系の特徴の一つは，MD-PID 制御の下位で働く PD (比例微分) フィードバックは対応ループの外乱抑制応答に有効に働くこと，二つは，各 MD-PID 制御の制御パラメータは他ループの制御応答に対して干渉しないことなどである．多変数制御系でありながら，このように制御定数と調整目的間の連携が取れていることが使いやすさに通じると考えられる．これらの有効性をシミュレーション例を通じて示す．また実適用にあたり，設計に用いた内部モデルと実制御対象間の動特性のいわゆるモデル化誤差に関する注意点についても触れる．

4.2 多変数モデル駆動 PID 制御系の設計アプローチ

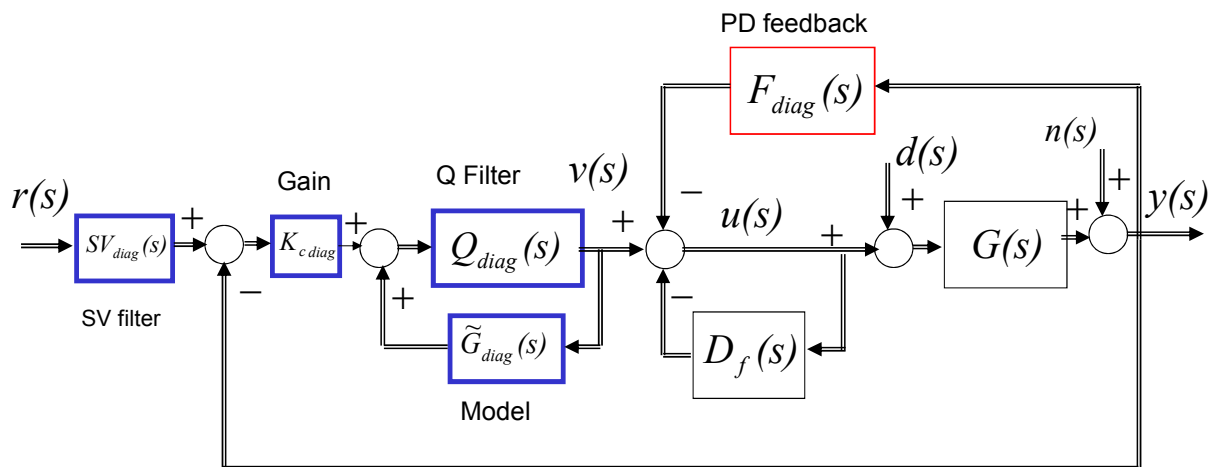


図 4.1 Multivariable MD-PID control system with inverted decoupler and PD feedback

多変数 MD-PID 制御系のブロック図を図.4.1 に示す．ここで， $r(s), v(s), u(s), d(s), n(s), y(s)$ は目標値，デカップラへの指令値，操作量 (入力)，外乱，ノイズ，制御量 (出力) の各信号であり，各 n 変数ベクトルである．制御対象は (4.1) 式の $n \times n$ の伝達関数行列 $G(s)$ である． $G(s)$ の ij 要素 $G_{ij}(s)$ はむだ時間を持つ 2 次遅れ程度の通常のプロセスでの動特性とする．なお，4.3 の節で紹介する方法により，対角成分同士が制御ペア ($u_i(s) \rightarrow y_i(s), i = 1, 2, \dots, n$) に並べ替えられているものとする．

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \dots & G_{1n}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \dots & G_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{n1}(s) & G_{n2}(s) & \dots & G_{nn}(s) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

4.2.1 逆非干渉化器の設計

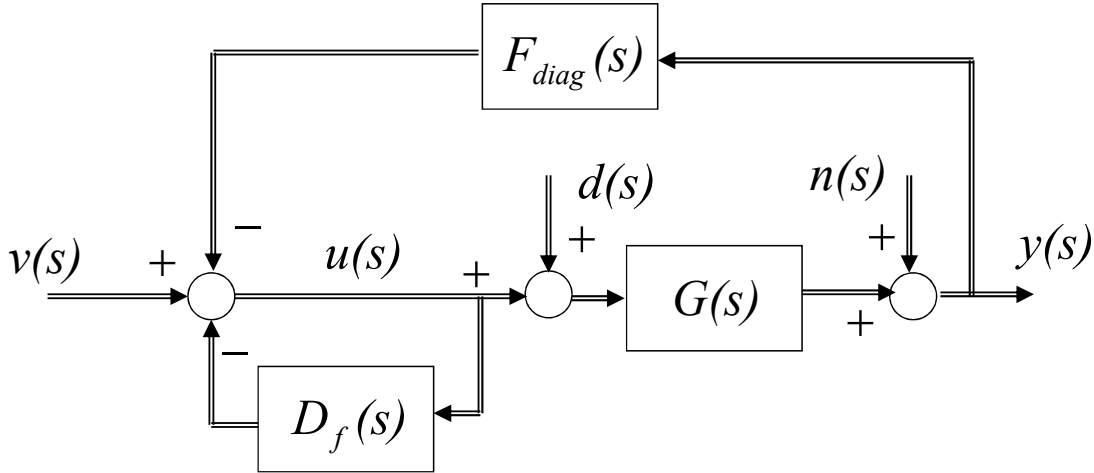


図 4.2 Multivariable process with Inverted decoupling

図.4.2 は制御対象 $G(s)$ と逆非干渉化器 (Inverted Decoupling) $D_f(s)$ に着目したブロック図であり，次式で表せる．

$$y(s) = n(s) + G(s)(u(s) + d(s)) \quad (4.2)$$

$$u(s) = v(s) - D_f(s)u(s) - F_{diag}(s)y(s) \quad (4.3)$$

この $F_{diag}(s)$ は対角成分対応の PD(比例微分) 要素である．

$$F_{diag}(s) = \text{diag}(F_{11}(s), F_{22}(s), \dots, F_{nn}(s)) \quad (4.4)$$

$$F_{ii}(s) = K_{fii} \frac{1 + T_{fii}s}{1 + \kappa_{ii}T_{fii}s} \quad (4.5)$$

ここで， K_{fii} ， T_{fii} と κ_{ii} は $y(s)$ の i 番目の PD 演算要素のゲイン，微分時定数，不完全微分係数である．これらより， $y(s)$ は (4.6) 式のように表現できる．

$$\begin{aligned} y(s) &= G(s)(I + D_f(s))^{-1}(v(s) - F_{diag}(s)y(s)) \\ &\quad + G(s)d(s) + n(s) \end{aligned} \quad (4.6)$$

$v(s)$ から $y(s)$ までの伝達関数が $G_{diag}(s)$ になることが非干渉化の達成条件であり，(4.7) 式で示される．

$$G(s)(I + D_f(s))^{-1} = G_{diag}(s) \quad (4.7)$$

この $G_{diag}(s)$ は (4.8) 式のように $G(s)$ の対角要素からなる．

$$G_{diag}(s) = \text{diag}(G_{11}(s), G_{22}(s), \dots, G_{nn}(s)) \quad (4.8)$$

(4.7) 式を解くと逆非干渉化器 $D_f(s)$ は (4.9) 式となる．

$$D_f(s) = G_{diag}^{-1}(s)G(s) - I \quad (4.9)$$

(4.1) 式の $G(s)$ について書き下すと $D_f(s)$ は (4.10) 式のようにシンプルである .

$$D_f(s) = \begin{bmatrix} 0 & G_{12}/G_{11} & \dots & G_{1n}/G_{11} \\ G_{21}/G_{22} & 0 & \dots & G_{2n}/G_{22} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{n1}/G_{nn} & G_{n2}/G_{nn} & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

逆非干渉化器 $D_f(s)$ を演算可能には , 次の (a) ~ (c) からなる実現条件 [9] を満足することが必要である .

(a) 各要素が (4.11) 式を満たすようにプロパ (proper) であること , すなわち

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \left| \frac{G_{ik}(s)}{G_{ii}(s)} \right| < \infty \quad i, k = 1, 2, \dots, n, k \neq i \quad (4.11)$$

(b) 各要素に含まれる可能性のある $\exp(\Theta s)$ において , $\Theta > 0$ であるような未来予測補償でないこと ,
(c) 操作量内部でループが存在するのでこれが安定に動作することである . そのためには , (4.7) 式の逆行列部の行列式 ((4.12) 式) の分子多項式の根が右半面に存在し無ければ良い .

$$|I + D_f(s)| \neq 0, \quad \forall \text{Re}(s) \geq 0 \quad (4.12)$$

4.2.2 対角対応 PD フィードバック補償器の設計

制御対象が非干渉化されれば主制御器は $G(s)_{diag}$ の各要素毎に設計することになるので , PD フィードバック補償器は 2.3 節で述べた方法により設計が可能である . しかし , 主制御器が PID 制御の場合 , フィードバックの強さ , 応答形状 , 外乱抑制などを考慮した設計や調整は必ずしも容易ではない . ここでは , $G(s)$ を $D_f(s)$ を用いて対角化した上に , さらに対角成分対応の PD (比例微分) フィードバック $F_{diag}(s)$ を組み込んだ多変数 MD-PID 制御系を考える . (4.7) 式の関係を用いて (4.6) 式をさらに整理すると , (4.13) 式ようになる .

$$y(s) = [I + G_{diag}(s)F_{diag}(s)]^{-1}(G_{diag}(s)v(s) + G(s)d(s) + n(s)) \quad (4.13)$$

ここで , $G_{diag}(s)$ が対角成分に働きかける PD フィードバック $F_{diag}(s)$ により特性改善された対角成分 $G_{Fdiag}(s)$ を (4.14) 式のように置く .

$$(I + G_{diag}(s)F_{diag}(s))^{-1}G_{diag}(s) \equiv G_{Fdiag}(s) \quad (4.14)$$

この $G_{Fdiag}(s)$ が対角要素からなるむだ時間を持つ 1 次遅れ系 (4.15) 式で表現できるような設計を行う .

$$G_{Fdiag}(s) \cong K_{Fdiag}(I + sT_{Fdiag})^{-1} \exp(-sL_{Fdiag}) \quad (4.15)$$

ここで , $K_{Fdiag}, T_{Fdiag}, L_{Fdiag}$ は以下の対角行列である .

$$K_{Fdiag} = \text{diag}(K_{F11}, K_{F22}, \dots, K_{Fnn}) \quad (4.16)$$

$$T_{Fdiag} = \text{diag}(T_{F11}, T_{F22}, \dots, T_{Fnn}) \quad (4.17)$$

$$L_{Fdiag} = \text{diag}(L_{F11}, L_{F22}, \dots, L_{Fnn}) \quad (4.18)$$

ここで, $K_{Fii}, T_{Fii}, L_{Fii}$ は i 番目の PD フィードバックループに等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系のゲイン, 時定数とむだ時間である. PD フィードバック系の設計について, 2.3 節で述べた方法 [14] を $G_{diag}(s)$ の対角成分毎に適用していけば良い. すなわち, 対角化された i 番目ループの $G_{ii}(s)$ の分母系列係数に対し PD フィードバックの K_{fii} と κ_{ii} を設定した上で微分時定数 T_{fii} , ゲイン K_{Fii} , 時定数 T_{Fii} , むだ時間 L_{Fii} を設計する流れである.

4.2.3 多変数モデル駆動PID制御器の設計

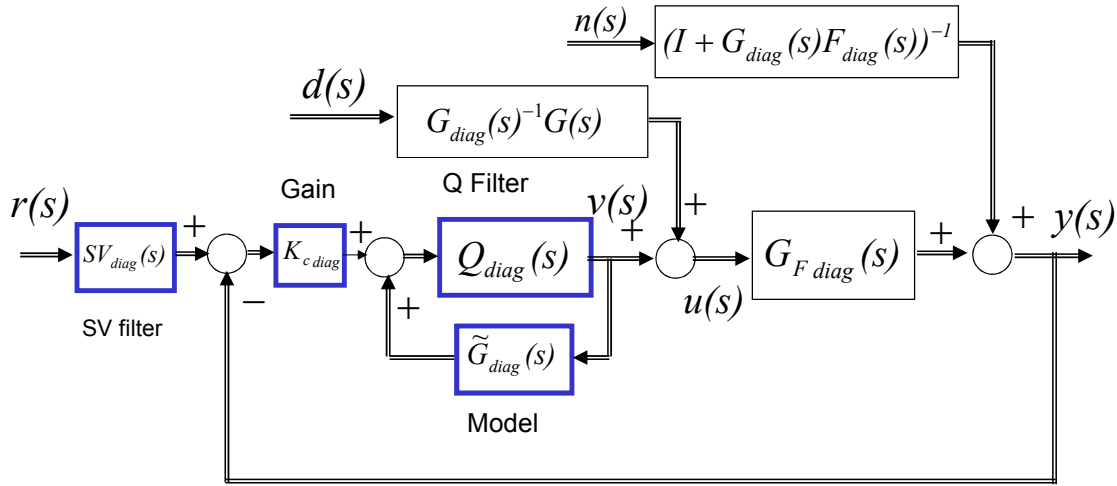


図 4.3 Simplified Multivariable MD-PID control system with inverted decoupler and PD feedback

これまでの検討結果から, 図.4.1 に等価な 図.4.3 で考える. MD-PID 制御系 [8, 12] は, 制御対象と PD フィードバック補償からなる下位系に対して IMC (Internal Model Control) [15] を上位系としたカスケード構造である. しかも, 下位系がむだ時間を持つ 1 次遅れ系になるように PD フィードバック補償しており, IMC の内部モデルもそのむだ時間を持つ 1 次遅れ系である.

多変数 MD-PID 制御器内の各演算要素を定義する. ゲイン K_{cdiag} は (4.19) 式で示される対角行列であり, モデル $\tilde{G}_{diag}(s)$ は (4.20) 式で示される対角伝達関数行列である.

$$K_{cdiag} = \text{diag}(K_{c1}, K_{c2}, \dots, K_{cn}) \quad (4.19)$$

$$\tilde{G}_{diag}(s) = (I + sT_{cdiag})^{-1} \exp(-sL_{cdiag}) \quad (4.20)$$

ここで, T_{cdiag} と L_{cdiag} は (4.21) 式と (4.22) 式で示される対角行列である.

$$T_{cdiag} = \text{diag}(T_{c11}, T_{c22}, \dots, T_{cnn}) \quad (4.21)$$

$$L_{cdiag} = \text{diag}(L_{c11}, L_{c22}, \dots, L_{cnn}) \quad (4.22)$$

Q フィルタ $Q_{diag}(s)$ と SV フィルタ $SV_{diag}(s)$ は (4.23) 式と (4.24) 式で表現できる.

$$Q_{diag}(s) = (I + sAT_{cdiag})(I + sT_{cdiag}) \cdot (I + s\Lambda_{diag}T_{cdiag})^{-2} \quad (4.23)$$

$$SV_{diag}(s) = (I + s\Lambda_{diag}T_{cdiag})(I + sAT_{cdiag})^{-1} \quad (4.24)$$

さらに, Λ_{diag} と A_{diag} は, それぞれ (4.25) 式と (4.26) 式のような応答速度と外乱抑制に係わるパラメータからなる対角行列である.

$$\Lambda_{diag} = \text{diag}(\lambda_{11}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{nn}) \quad (4.25)$$

$$A_{diag} = \text{diag}(\alpha_{11}, \alpha_{22}, \dots, \alpha_{nn}) \quad (4.26)$$

多変数 MD-PID 制御器のゲイン K_{cdiag} 行列とモデル $\tilde{G}_{diag}(s)$ については, 対角化された PD フィードバックループの等価モデル $G_{Fdiag}(s)$ から次式のように設定すれば良い.

$$K_{cdiag} = I/K_{Fdiag} \quad (4.27)$$

$$T_{cdiag} = T_{Fdiag} \quad (4.28)$$

$$L_{cdiag} = L_{Fdiag} \quad (4.29)$$

このように多変数 MD-PID 制御系が構成されると, $\tilde{G}_{diag}(s) = K_{cdiag}G_{Fdiag}(s)$ が成立するので, 制御量 $y(s)$ と操作量 $u(s)$ は目標値 $r(s)$ と外乱 $d(s)$ からそれぞれ (4.30) 式から (4.32) 式により表現できる. また, この表現を用いて対角行列 Λ_{diag} と A_{diag} の役割および応答波形が説明できる. すなわち, 目標値 $r(s)$ から制御量 $y(s)$ までの特性がむだ時間を有する 1 次遅れ系の応答となり, しかもパラメータ Λ_{diag} は時定数に関係しており, 応答速度が調節可能となる. さらに, パラメータ A_{diag} は目標値応答に影響を与えることなく外乱 $d(s)$ に対する抑制性を調節できる. この点は, モデル駆動 PID 制御系のパラメータ λ とパラメータ α の効き方に似ている.

$$\begin{aligned} y(s) = & (I + s\Lambda_{diag}T_{cdiag})^{-1} \exp(-sL_{cdiag})r(s) \\ & + [I - (I + sA_{diag}T_{cdiag})(I + sT_{cdiag}) \\ & \cdot (I + s\Lambda_{diag}T_{cdiag})^{-2} \exp(-sL_{cdiag})] \\ & \cdot G_{Fdiag}(s)G_{diag}(s)^{-1}G(s)d(s) \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$u(s) = (I + D_f(s))^{-1}(v(s) - F_{diag}(s)y(s)) \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} v(s) = & (I + sT_{cdiag})(I + s\Lambda_{diag}T_{cdiag})K_{cdiag}r(s) \\ & - (I + sA_{diag}T_{cdiag})(I + s\Lambda_{diag}T_{cdiag})^{-2} \\ & \cdot \exp(-sL_{cdiag})G_{diag}(s)^{-1}G(s)d(s) \end{aligned} \quad (4.32)$$

4.3 干渉度とペアリング

(4.1) 式の $n \times n$ の伝達関数行列 $G(s)$ に対して DCS のように分散型制御系を構築する場合に、どの入力信号はどの出力信号をフィードバックして制御したら良いかというペアリング (Pairing) 問題が生じる。この点に関しては、Bristol の提案した RGA (Relative Gain Array) を用いた方法 [16] で明らかにされているので、ここでは定着した要点を整理するにとどめる。

$$y(s) = G(s)u(s)$$

ここで、 $y(s)$ 、 $u(s)$ と $G(s)$ を下記に示す。

$$\begin{aligned} y(s) &= (y_1(s), \dots, y_n(s))' \\ u(s) &= (u_1(s), \dots, u_n(s))' \\ G(s) &= (G_{ij}(s)) \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad j = 1, 2, \dots, n \end{aligned}$$

$G(s)$ に対して RGA はゲイン行列 $G(0)$ について (4.33) 式で計算される。

$$\text{RGA} = G(0) \circ (G(0)^T)^{-1} = (\lambda_{ij}) \quad (4.33)$$

なお、 \circ は Hadamard product であり、行列の要素毎の積を意味する。RGA の具体的に λ_{ij} は入力 $u_j(s)$ から出力 $y_i(s)$ 間の開ループゲインと閉ループゲインの比を意味する。また、(4.34) 式のように行総和も列総和も 1 になる性質を持っている。

$$\sum_{i=1}^n \lambda_{ij} = \sum_{j=1}^n \lambda_{ij} = 1 \quad (4.34)$$

RGA からの非干渉度とペアリングの指針

- $\lambda_{ij} = 0$ ならば $u_j(s) \rightarrow y_i(s)$ 間の干渉は無い。
- $\lambda_{ij} \cong 1$ ならばペアリングは $(y_i(s), u_j(s))$ 、すなわち $u_j(s) \rightarrow y_i(s)$ 。
- $\lambda_{ij} \gg 1$ ならば干渉が強い制御対象である。
- $\lambda_{ij} < 0$ ならばペアリングは不可である。

ペアリング例

$$G(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0.4 & -0.1 \end{bmatrix}, \quad \text{RGA} = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.8 \\ 0.8 & 0.2 \end{bmatrix}$$

指針 b) により pairing は $(y_1, u_2), (y_2, u_1)$ 。

$$G(0) = \begin{bmatrix} 0.66 & -0.61 & -0.0049 \\ 1.11 & -2.36 & -0.012 \\ -34.68 & 46.2 & 0.87052 \end{bmatrix}, \quad \text{RGA} = \begin{bmatrix} 1.9616 & -0.6649 & -0.2967 \\ -0.6700 & 1.8920 & -0.2220 \\ -0.2916 & -0.2271 & 1.5187 \end{bmatrix}$$

指針 d) により pairing は $(y_1, u_1), (y_2, u_2), (y_3, u_3)$ 。

4.4 数値例

ここでは, Rivera[17] 等が干渉が強い2入力2出力のベンチマークとして用いている重油分留塔 (Shell Heavy Oil Fractionator(図.4.4) のモデル (4.35) 式) に対して, 逆非干渉化器設計から PD フィードバックを付加することにより外乱抑制性が改善できることを示す.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{4.05 \exp(-27s)}{1+50s} & \frac{1.77 \exp(-28s)}{1+60s} \\ \frac{5.39 \exp(-18s)}{1+50s} & \frac{5.27 \exp(-14s)}{1+60s} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

なお, $y(s) = G(s)u(s)$, $y(s) = [y_1(s), y_2(s)]'$, $u(s) = [u_1(s), u_2(s)]'$ であり, $y_1(s)$ は重油分留塔のトップ成分, $y_2(s)$ はサイド成分, $u_1(s)$ はトップの抜き出し流量, $u_2(s)$ はサイドの抜き出し流量である.

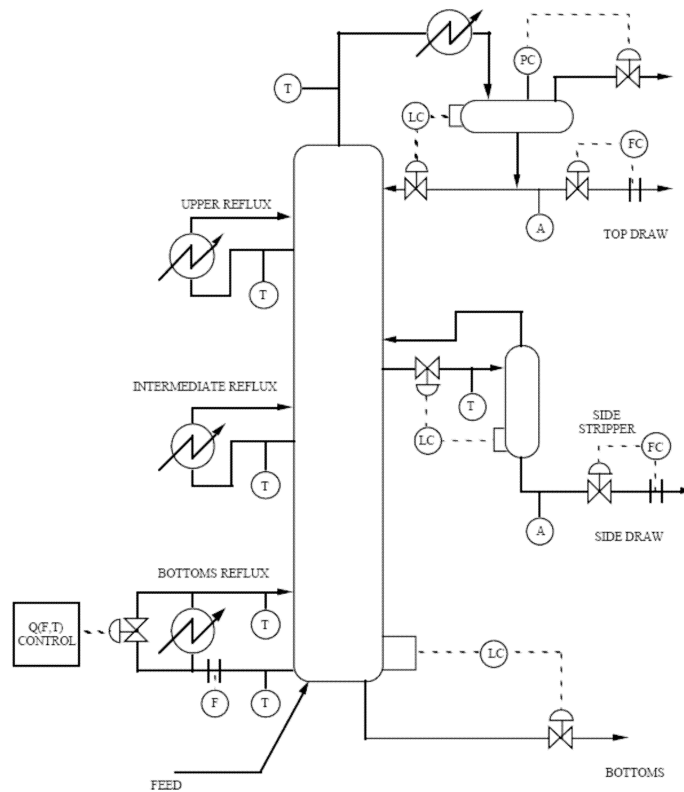


図 4.4 Heavy Oil Fractionator-Shell Control Problem

干渉度を表す指標として広く用いられている相対ゲイン列 RGA(Rerative Gain Array) を計算すると, (4.36) 式のように 1 より大きい成分があり, 干渉の強い対象であることがわかる.

$$\begin{aligned} \text{RGA} &= G(0) \circ (G(0)^T)^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} 1.8083 & -0.8083 \\ -0.8083 & 1.8083 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.36)$$

そして, ペアリングは (y_1, u_1) と (y_2, u_2) とされる.

4.4.1 逆非干渉化器の設計

(4.9) 式ないし (4.10) 式に基づき逆非干渉化器 $D_f(s)$ を設計すると, (4.37) 式ようになる.

$$D_f(s) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1.77}{4.05} \frac{1+50s}{1+60s} \exp(-s) \\ \frac{5.39}{5.27} \frac{1+60s}{1+50s} \exp(-4s) & 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

非対角成分はプロバで未来予測補償でもないので, 実行可能であることまでは容易に把握される. つぎに (4.12) 式より (4.38) 式の分子が右半面に根を持たないことが把握されれば実現可能である.

$$\begin{aligned} G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s) = \\ \frac{21.3435 \exp(-41s) - 9.5403 \exp(-46s)}{(1+50s)(1+60s)} \end{aligned} \quad (4.38)$$

(4.38) 式の分子を整理すると, (4.39) 式ようになる. このすべての根の実部は左半面にあり, 明らかに右半面 $s > 0$ では根を持たないことが分かり, 逆非干渉化器は安定に動作することが確認できる.

$$\exp(5s) = \frac{9.5403}{21.3435} \quad (4.39)$$

4.4.2 対角対応 PD フィードバック補償器の設計

以上の逆非干渉化器設計により (4.33) 式の $G(s)$ から $G_{diag}(s)$ は (4.40) 式ようになるので, この非干渉化モデルに対して対角対応 PD フィードバック補償器を単 1 入出力系のように設計する.

$$G_{diag}(s) = \begin{bmatrix} \frac{4.05 \exp(-27s)}{1+50s} & 0 \\ 0 & \frac{5.27 \exp(-14s)}{1+60s} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

表 4.1 には, 設計結果をまとめた. case1 は逆非干渉化器で PD フィードバック補償器を用いず $\Lambda_{ii} = 1$ と $A_{ii} = 1$ の場合, case2 は同じく逆非干渉化器で PD フィードバック補償器を用いず Λ_{ii} と A_{ii} を応答性を改善させるために使った場合, case3 は $\Lambda_{ii} = 1$ と $A_{ii} = 1$ で対角対応 PD フィードバック補償器を [14] を適用して設計したものである.

表 4.1 Summary of parameters designed for G_{11} and G_{22}

| | case1 | case1 | case2 | case2 | case3 | case3 |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| | G_{11} | G_{22} | G_{11} | G_{22} | G_{11} | G_{22} |
| K_c | 1/4.05 | 1/5.27 | 1/4.05 | 1/5.27 | 1/2.519 | 1/2.274 |
| T_c | 50 | 60 | 50 | 60 | 22.199 | 16.263 |
| L_c | 27 | 14 | 27 | 14 | 28.98 | 15.178 |
| λ | 1 | 1 | 0.7 | 0.5 | 1 | 1 |
| α | 1 | 1 | 1 | 0.8 | 1 | 1 |
| K_f | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.15 | 0.3 |
| T_f | 0 | 0 | 0 | 0 | 9.648 | 5.025 |
| κ | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.1 |
| K | 4.05 | 5.27 | 4.05 | 5.27 | 2.519 | 2.274 |
| T | 50 | 60 | 50 | 60 | 22.199 | 60 |
| L | 27 | 14 | 27 | 14 | 28.982 | 14 |

4.4.3 対角対応PDフィードバック補償器の有無による違い

図.4.5は、多変数MD-PID制御系の case 1 (Blue) と case3(Magenta) の応答波形を比較したものである。シミュレーションでは、 $r_2 = 0$ のまま $t=1$ で r_1 を 0 から 1 にステップ変化させ、 $t=500\text{sec}$ で $d_1 = 0.5$ を印加、 $t=1000\text{sec}$ で r_2 を 0 から 1 にステップ変化させ、 $t=1500\text{sec}$ で $d_2 = 0.5$ を印加している。PD フィードバック追加した方が、目標値変化にも速応性が確認でき外乱印加に対しても速やかに抑制しており制御性が向上できていることが分かる。

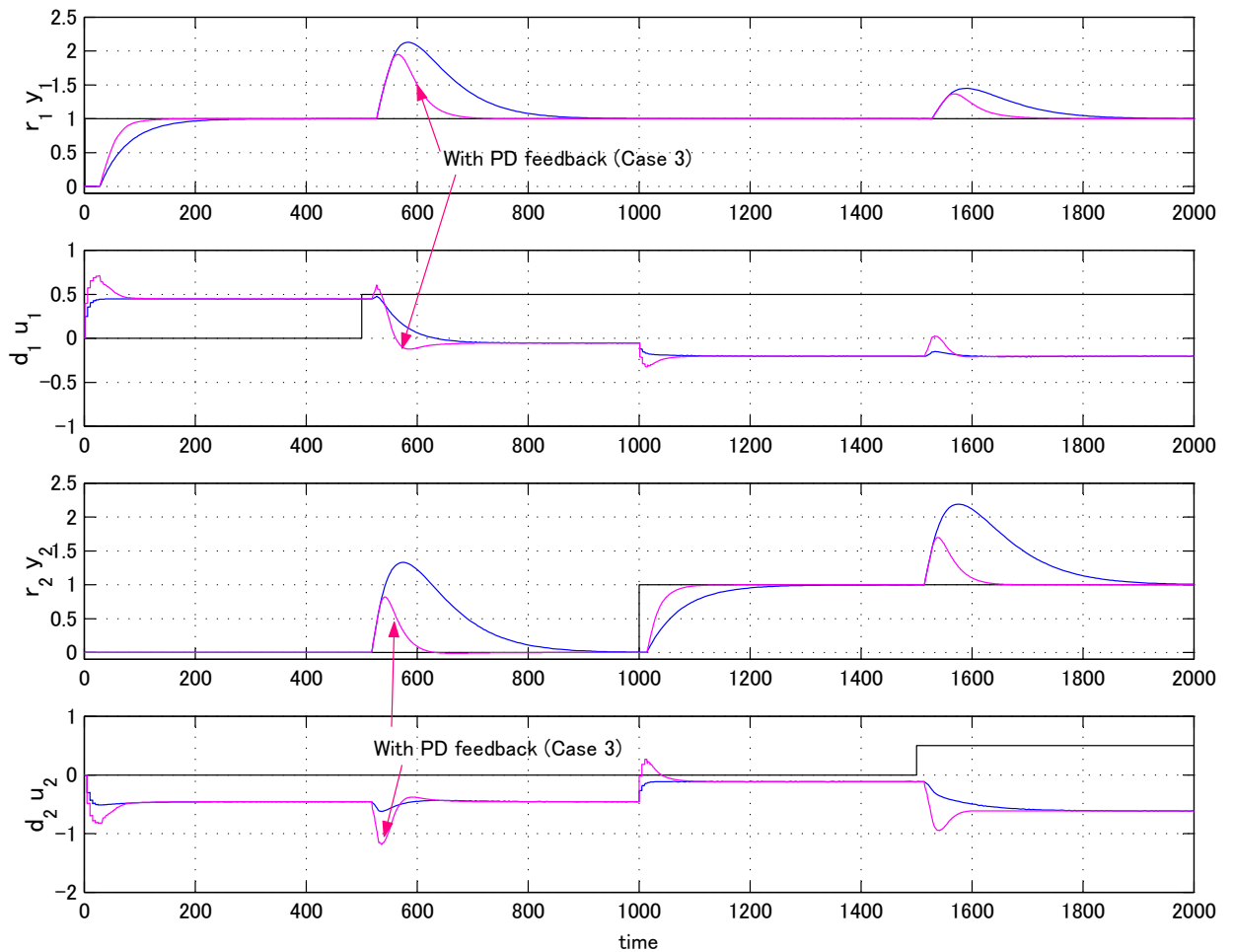


図 4.5 A multivariable MD-PID control system with inverted decoupling for MIMO process (case1:Blue, case3:Magenta)

図.4.6は、多変数MD-PID制御系の case2(Blue) と case3(Magenta) の応答波形を比較したものである。やはりPDフィードバック追加した方が、目標値応答にも外乱抑制応答も制御性が向上できていることが分かる。逆非干渉化器を用いた上で、さらに外乱抑制性を強めたい場合は、PDフィードバックは有効であることが分かる。

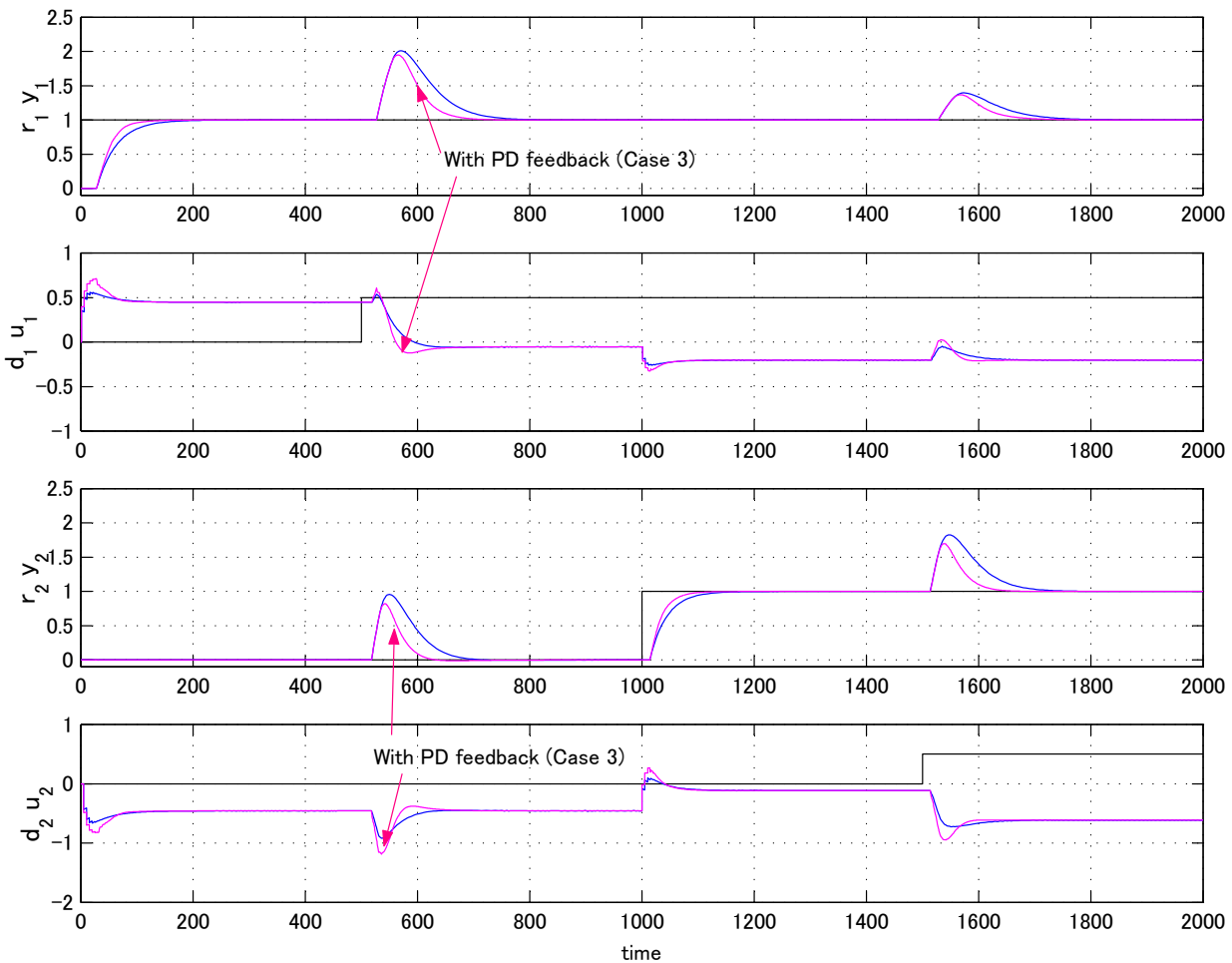


図 4.6 A multivariable MD-PID control system with inverted decoupling for MIMO process (case2:Blue, case3:Magenta)

4.4.4 操作量の飽和の他ループへの影響

逆非干渉化器とPDフィードバックを用いた多変数MD-PID制御系で各操作量に飽和対策を施し、その他ループへの影響を調べた。具体的には、 u_1 の操作量を0.4で飽和させてそのループの積分動作を止める現実的アンチリセットワインアップ (ARW:Anti-Rest windup) を施し、さらに u_2 の操作量にも-0.1で飽和させて同じく積分器の動作を止める現実的なARWを施した。

その応答波形が図.4.7である。シミュレーション条件は前節と同じである。t=1で $r_1 = 1$ をステップ変化させると、 u_1 は0.4で飽和して y_1 は500secまでオフセットが生じている。しかしながら、 u_2 は飽和してないので y_2 は $r_2 = 0$ に制御されている。t=500secで $d_1 = 0.5$ が印加されると、 u_1 も u_2 も飽和しなくなり外乱を抑制し、 y_1 と y_2 は各目標値 $r_1 = 1$ と $r_2 = 0$ に制御されている。t=1000secで $r_2 = 1$ をステップ変化させると、 u_2 は-0.2で飽和して y_2 は $r_2 = 1$ に達しなくなりオフセットが生じている。しかしながら、 u_1 は飽和してないので y_1 は $r_1 = 1$ 通り良好に制御されていることが確認できる。t=1000secで $d_2 = 0.5$ が印加されると、 u_2 も飽和以下になり制御量 y_2 は目標値 $r_2 = 1$ に良好に制御されている。このように、逆非干渉化器は飽和時や手動介入時には当該操作端のみ働き、他への影響の少ない構造になっており、現実的な多変数制御対策であることが分かる。

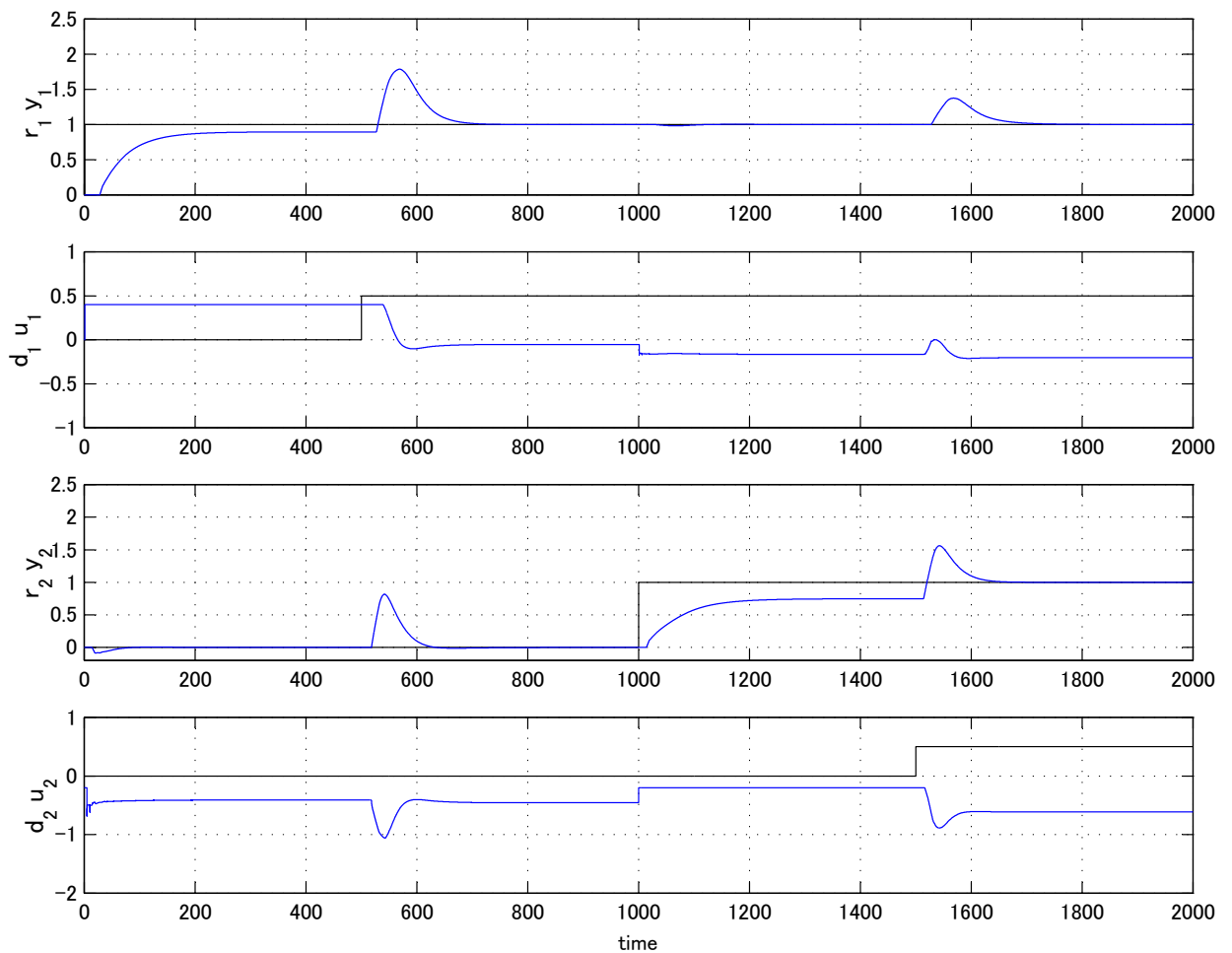


図 4.7 MV saturation case of multivariable MD-PID control system with inverted decoupling for MIMO process

4.5 モデル化誤差の影響

4.2.1 の逆非干渉化器の設計の節では，制御対象 $G(s)$ に基づいた設計であるが，現実問題として制御対象の動特性が設計モデルと誤差を生ずる場合が想定される．ここでは，このモデル化誤差が存在する場合の注意点をまとめる．

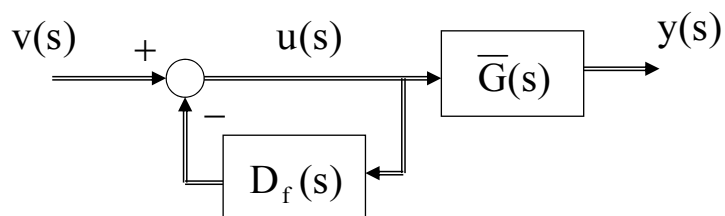


図 4.8 Inverted decoupling block with modelling error case

図.4.8 は，制御対象の動特性にモデル誤差がある場合のデカップラへの指令値 $v(s)$ から出力 $y(s)$ までのブロック図である．実際の制御対象の動特性を $\bar{G}(s)$ ，設計モデルを $G(s)$ とモデル誤差を $\Delta G(s)$

とすると, (4.41) 式で表現できる.

$$\bar{G}(s) = G(s) + \Delta G(s) \quad (4.41)$$

逆非干渉化器は, 設計モデル $G(s)$ に基づくので次式となる.

$$D_f(s) = G_{diag}^{-1}(s)G(s) - I$$

デカップラへの指令値 $v(s)$ から出力 $y(s)$ までは, (4.42) 式となる.

$$\bar{G}(s)[I + D_f(s)]^{-1} = [G(s) + \Delta G(s)]G(s)^{-1}G_{diag}(s) \quad (4.42)$$

ここで, モデル誤差 $\Delta G(0)$ がゼロになる極限での (4.42) 式の両辺のノルムを取る.

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta G(0) \rightarrow 0} \|\bar{G}(0)[I + D_f(0)]^{-1}\| &= \|G(0)G(0)^{-1}G_{diag}(0)\| \\ &\leq \text{ConditionNumber}(G(0)) \cdot \|G_{diag}(0)\| \end{aligned} \quad (4.43)$$

(4.43) 式はデカップラへの指令値 $v(s)$ から出力 $y(s)$ までゲインが, 設計モデルのゲイン行列の条件数 (Condition Number) に比例することを示している. モデル予測制御においても, 条件数が 10 以上あると注意すべきとある. これらより, 次の 2 点を注意点として挙げておく.

- (a) 設計モデルのゲイン行列 $G(0)$ の条件数を確認する.
- (b) 条件数が 10 以下の場合でデカップラへの指令値 $v(s)$ から出力 $y(s)$ 間の応答を調べ, 設計通りの応答であれば, 多変数モデル駆動 PID 制御系を閉ループで動作させられる.
- (c) 条件数が 10 以上の場合でデカップラへの指令値 $v(s)$ から出力 $y(s)$ 間の応答を調べ, 設計通りの応答でなければモデル誤差があるので, 設計モデルのモデル化を見なおす.

[条件数 (Condition Number) について]

$$\text{ConditionNumber}(A) = \|A^{-1}\| \cdot \|A\| \text{ or } \sigma_{max}(A)/\sigma_{min}(A) \quad (4.44)$$

条件数が 1 より著しく大きいと ill-condition (悪条件) であるとして, 慎重に設計・実施すべきだとの判断になる. その閾値としては 10 あたりと言われている. なお, $\sigma(A)$ は行列 A の特異値である.

4.6 逆ナイキスト配列法と干渉指数の解析

(4.1) 式のような多入力多出力プロセスでは逆ナイキスト配列法 (INA: Inverse Nyquist Array) とゲルシュゴリン帯 (Gershgorin band) による対角優勢の解析 [1] は, 産業界の現場には不向きとの印象を持っていたが, 客観性を増すことが確認されたので補足したい.

多入力多出力プロセス $G(s)$ の前段に前置補償器 $K(s)$ を用いた全体の伝達関数を $H(s)$ とする.

$$H(s) = (h_{ij}(s)) = G(s)K(s) \quad \text{ここで} \quad K(s) = (k_{ij}(s)) \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (4.45)$$

さらに $H(s)$ の逆行列伝達関数を $\hat{H}(s)$ とすると (4.46) 式のようになる.

$$\hat{H}(s) = (\hat{h}_{ij}(s)) = H(s)^{-1} \quad (4.46)$$

ここで，角周波数 ω をパラメータにした $n \times n$ 個の $\hat{h}_{ij}(j\omega)$ が逆ナイキストプロット配列である．さらに，対角要素 $\hat{h}_{ii}(j\omega)$ の逆ナイキストプロットを中心に非対角要素の絶対値の総和 $r_i(j\omega)$

$$r_i(j\omega) = \sum_{j=1, j \neq i}^n |\hat{h}_{ij}(j\omega)| \tag{4.47}$$

を半径とする円をプロットしたものがゲルシュゴリン帯であり，これは非対角要素による干渉度の大きさを表現している．位相を考慮してないので最も大きく干渉する厳しい影響を示していることになる．

次に， $H(s)$ に対する干渉指数 $\lambda(s)$ [18] は (4.48) 式で表現され，(4.49) 式で表現される $GD(s)$ 行列の最大固有値の実部を表している．

$$\lambda(s) = \text{realpart}(\text{Maximum eigenvalue}(I\lambda - GD(s) = 0)) \tag{4.48}$$

$$GD(s) = \begin{bmatrix} 0 & |h_{12}(s)/h_{11}(s)| & \dots & |h_{1n}(s)/h_{11}(s)| \\ |h_{21}(s)/h_{22}(s)| & 0 & \dots & |h_{2n}(s)/h_{22}(s)| \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ |h_{n1}(s)/h_{nn}(s)| & |h_{n2}(s)/h_{nn}(s)| & \dots & 0 \end{bmatrix} \tag{4.49}$$

2 入力 2 出力 (TITO) プロセスの場合の干渉指数 $\lambda(s)$ は (4.50) 式で表現される．

$$\lambda(s) = \sqrt{\left| \frac{h_{12}(s)h_{21}(s)}{h_{11}(s)h_{22}(s)} \right|} \tag{4.50}$$

この TITO プロセスの干渉指数 $\lambda(s)$ は，対角要素と非対角要素の比，すなわち対角優勢比の幾何平均として把握される．

4.4 節の制御対象に適用してみる．まず $K(s) = I$ とした場合，すなわち制御対象だけのゲルシュゴリン帯付きの逆ナイキスト配列が 図 4.9 である．制御対象の対角要素に非対角成分の影響の大きさを表すゲルシュゴリン帯が現れている．

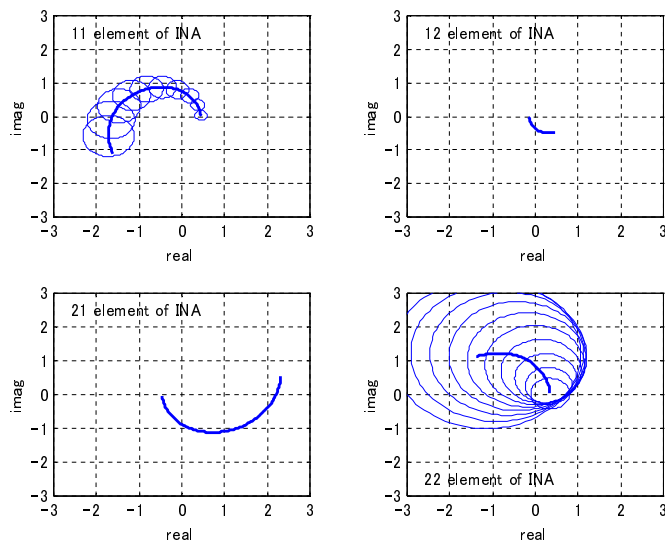


図 4.9 Inverse Nyquist array with Gershgorin band of the process

図.4.10は、 $K(s) = [I + D_f(s)]^{-1}$ なる逆非干渉化器を用いた $\hat{H}(s)$ のゲルシュゴリン帯付きの逆ナイキスト配列を表示したものである。対角成分にゲルシュゴリン帯も非対角成分も見られないので、非干渉化ができていないことが把握される。

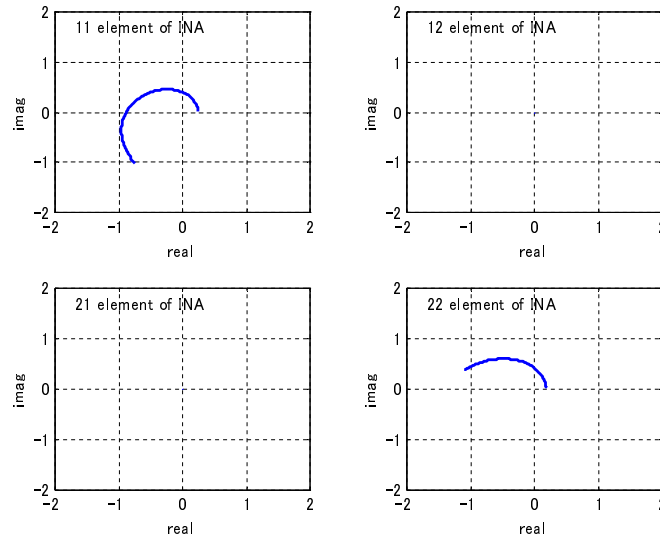


図 4.10 Inverse Nyquist array with Gershgorin band for the process with inverted decoupling

図.4.11は、 $K(s) = [I + D_f(s)]^{-1}$ なる逆非干渉化を行った $H(s)$ と制御対象 $G(s)$ そのものの干渉指数をプロットしたものである。制御対象そのものの干渉指数は0.6686と1より小さいが干渉は存在している。逆非干渉化器により非干渉化した後は干渉指数はゼロとなっていて、干渉がなくなっていることが把握される。応答波形だけでなく、このような周波数領域からの方法により非干渉化が客観的に把握できることが確認された。

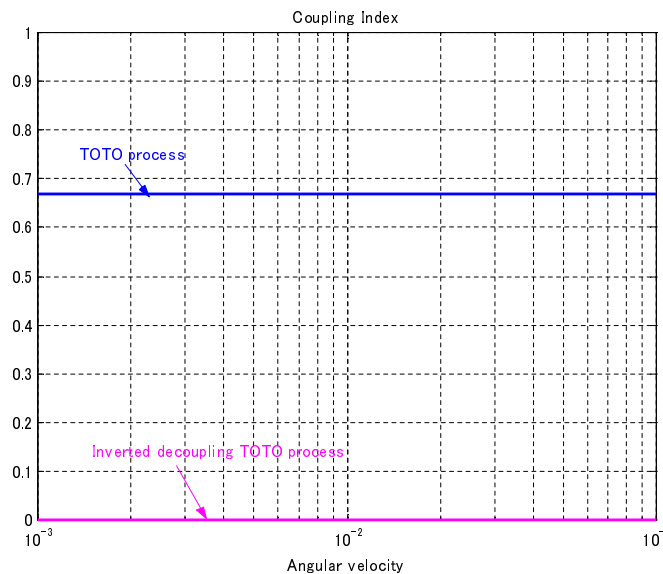


図 4.11 Coupling index for the process and the process with inverted decoupling

4.7 まとめ

近年注目されている非干渉化方法としての逆非干渉化器を用い、主制御器として通常使われている PID 制御に替えて MD-PID 制御を用いた多変数 MD-PID 制御手法を提案し、数値シミュレーションを通じた制御性能評価により、その有効性を確認した。

- 対角要素対応の PD フィードバック補償器は、逆非干渉化器の影響を受けずに対応ループの目標値に対する速応性や外乱印加後の抑制性などの制御性の向上に寄与する。
- 多変数 MD-PID 制御の制御パラメータの目的が明確で制御応答に対して干渉しないことなど、調整に有効な性質であることを確認した。
- 手動介入の場合も同様であるが、操作量の飽和対策が施してあればそのループのみ飽和処理が働き、他のループに影響しない。したがって、従来の大規模多変数制御システムではループ介入が全ループ制御停止で手動になり稼働率低下となるのに対して、この多変数 MD-PID 制御では局所化され稼働率低下は最小限となる。
- 従来の大規模多変数モデル予測制御システムでは全体モデルの同定・モデル化から出発するので、ステップ応答データ採取試験からモデル化作業は膨大となる。これに対し本手法は、逆非干渉化器（逆デカップラ）の構造から分かるように着目ループ間の局所モデルが得られれば、そこから改善できるので、モデル化時またモデル保守時の負担は大規模多変数モデル予測制御システムの場合に比べ大きく軽減できることが期待できる。
- 実システムの動特性と用いた設計モデルとの間のモデル誤差の影響は、設計モデルのゲイン行列の条件数から判断可能である。条件数が 10 以下でデカップラへの指令値から出力間の応答が予定通りであれば、多変数モデル駆動 PID 制御系を閉ループでの動作が可能となる。ただし、条件数が 10 より大きい場合でデカップラへの指令値から出力間の応答が予定通りで無かった場合には、設計モデルの再見直しが必要である。
- 本章で述べた方式を用いることにより、産業界で広く使われている分散型制御システム (DCS) の同じ制御周期で多変数制御をボトムアップ型で開発・調整を進めながら大規模化を実現することが可能となる。したがって、従来のモデル予測制御系の課題の一つである短周期外乱にも応答性の改善が予想され実用上の利点が期待される。

参考文献

- [1] Rosenbrock, H.H. : Design of Multivariable Control system Using the Inverse Nyquist Array ; IEE Proc.116,1929/1936 (1969)
- [2] Cutler, C.R. and Ramraker, B.L. : Dynamic Matrix Control-A computer control algorithm, 85th The National Meeting of the American Institute of Chemical Engineers, WP5-8, April, (1979)
- [3] Hugo, A.: Limitations of Model Predictive Controllers, Hydrocarbon Processing, 79(1), 83/88, (2000)
- [4] Luyben, W.L.: Distillation decoupling, AIChE Journal, Vol.16, (1970)
- [5] Shinskey, F.G.: Process Control Systems, 2nd Ed., McGraw Hill, (1979)
- [6] 北森俊行 : 制御対象の部分的知識に基づく I-PD 非干渉制御系の設計法 , 計測自動制御学会論文集, Vol.16 , No.1 , 112/117, (1980)
- [7] 森 泰親 , 重政 隆 , 北森俊行 : 異なるサンプリング周期を有するサンプル値非干渉制御系の設計法 , 計測自動制御学会論文集 , Vol.20 , No.4 , 300/306, (1984)
- [8] Shigemasa, T., Yukitomo, M.: Model-Driven PID Control System, its properties and multi-variable application, Proceedings of 8th Annual IEEE Advanced Process Control Applications for Industry Workshop, Vancouver, Canada (2004)
- [9] Garrido, J., V´asquez, F., and Morilla, F. : An extended approach of inverted decoupling. Journal of Process Control, 21, 55-68.(2011).
- [10] Garrido, J., V´asquez, F., and Morilla, F. : Inverted Generalized Decoupling for TITO processes, Proceedings of the 18th World Congress The International Federation of Automatic Control Milano (Italy) August 28 - September 2, (2011)
- [11] Hagglund, T.: Signal Filtering in PID Control, IFAC Conference on Advances in PID Control, PID'12 Brescia (Italy), March 28-30, (2012)
- [12] Shigemasa, T., Yukitomo, M., Baba, Y., Hattori, T. and Kuwata, R. : Model-Driven PID Controller, INTERMAC, Joint Technical Conference Tokyo (2001)
- [13] Shigemasa, T., Yukitomo, M., Baba, Y. and Kojima, F.: On tuning approach for a Model-Driven PID Control Systems, Proceedings of the 2nd International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes, Seoul(2005)
- [14] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場泰: PD フィードバック系の分母系列に基づく設計法とその応用, 計測自動制御学会第 12 回制御部門大会, 奈良 (2012))
- [15] Morari, M. and Zafirov, E.: Robust Process Control, Prentice Hall, (1989)
- [16] Bristol, E.H.: On a new measure of interaction for multivariable process control?. IEEE Trans. Automat. Control, AC-11, 133/134, (1966)

-
- [17] Rivera, D.E. and Jun, K.S. : An Integrated Identification and Control Design Methodology for Multivariable Process System Applications, IEEE Control Systems, Special Issue on Process Control, 20, No. 3, 25/37, June (2000)
- [18] 荒木光彦 : 「多変数制御系の CAD:INA 法のその後-上-」, システムと制御, vol. 26, no. 4, pp. 218-227 (1982)
- [19] 重政 隆, 根岸 靖典, 馬場 泰 : 逆デカップラと PD フィードバックを用いた多変数 MD-PID 制御, 計測自動制御学会論文集, Vo49, No.9, 875/879 (2013)

第 5 章

PDループのデータ駆動型調整法 (FRIT) とその 応用

5.1 はじめに

近年，PID 制御系のデータ駆動型調整方法として，IFT(Iterative Feedback Tuning) [1]，VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning) [2, 3]，FRIT(Fictitious Reference Iterative Tuning) 法 [4, 5, 6] などが提案されてきている．プラントの動特性試験をすることなく，さらにデータからの動特性モデル化のための作業も無しに，目標値変更時の操作量 (MV) と制御量 (PV) からなる一組の応答データだけから，PID 制御系が調整できる FRIT には興味を持つ．産業界側から見ると工数のかかるモデル化作業が削減できる反面，モデル無しに PID 調整をすることに一抹の不安もある．しかしながら，FRIT の結果から動特性モデルも得られるという進展を見せてきている [7]．

PD(比例微分) フィードバック系の FRIT が実現できれば，モデル駆動 PID(MD-PID) 制御系 [8, 9] や 2 自由度 PID 制御系 [10] への調整へ展開できるので，ここでは PD フィードバック系を取上げ FRIT の実現の研究対象とする．まず，この PD フィードバック系の FRIT の結果から，あるクラスの制御対象モデルを推定できることを示す．さらにモデル駆動 PID 制御系から 2 自由度 PID 制御系の設計までも行えることを数値例を用いて示す．

5.2 PD フィードバック制御系とその設計問題

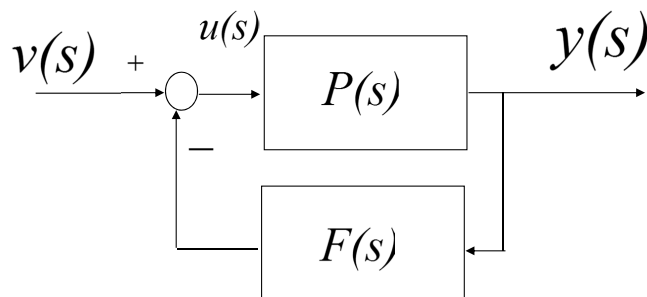


図 5.1 PD feedback loop

PD フィードバック制御系の補償方法として直列補償やフィードバック補償なども考えられるが，ここでは北森の I-PD 制御 [11] で馴染み深い PD フィードバック部分を切り出したような図 5.1 の PD フィードバック系を考える．ここで， $u(s)$ と $y(s)$ は，それぞれ操作量 (MV) と制御量 (PV) であり，

$v(s)$ はPD フィードバック系への操作量あるいは指令値である。プロセス分野での応用を考え、制御対象 $P(s)$ はむだ時間を含む積分要素や遅れ要素を含めた (5.1) 式のような非最小位相系までを考えている。

$$P(s) = \frac{b_0 + b_1s}{a_0 + a_1s + a_2s^2} \exp(-L_0s) \tag{5.1}$$

PD 要素 $F(s)$ は実適用を意識して完全微分でなく不完全微分を含む (5.2) 式の構造とした。

$$F(s) = K_f \frac{1 + T_f s}{1 + \kappa T_f s} \tag{5.2}$$

ここで、 K_f 、 T_f と κ は比例ゲイン、微分時定数と不完全微分の係数である。操作量 $u(s)$ は

$$u(s) = v(s) - F(s)y(s) \tag{5.3}$$

となり、このとき $v(s)$ から $y(s)$ までの伝達関数 $G(s)$ は

$$G(s) = \frac{P(s)}{1 + F(s)P(s)} \tag{5.4}$$

となる。

一般的に、制御対象 $P(s)$ にむだ時間が存在すれば $G(s)$ は無限個の極を持つが、(5.4) 式の動特性が安定で最も簡単な非最小位相系であるむだ時間を持つ一次遅れ系 (5.5) 式に近似的に一致すること、すなわち $\tilde{y}(s) \cong y(s)$ が満たされること、を目標とする。

$$\tilde{G}(s) = \frac{K \exp(-Ls)}{1 + Ts} \tag{5.5}$$

ここで、 K 、 T 、 L は、 $G(s)$ に等価なむだ時間を持つ一次遅れ系 $\tilde{G}(s)$ のゲイン、時定数、むだ時間である。この関係を図で表現すると、図.5.2 で示すことができる。

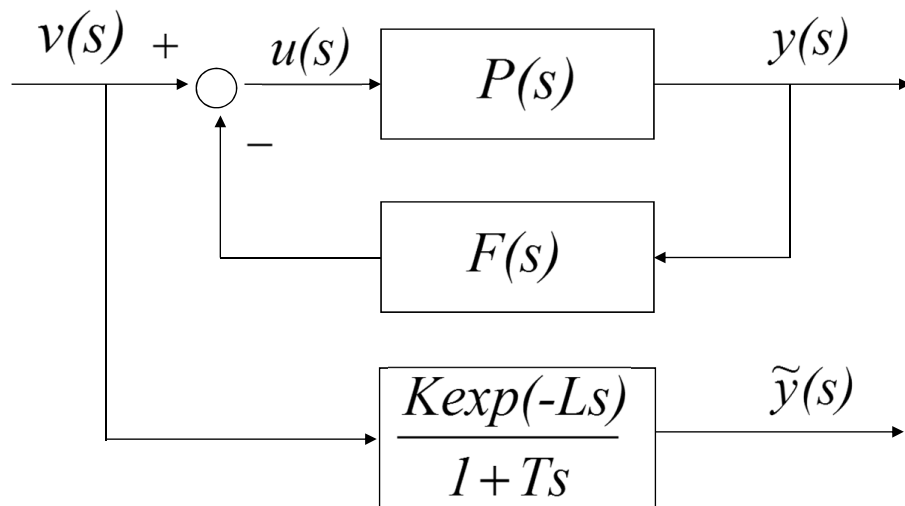


図 5.2 A PD feedback system and its equivalent first order delay system with dead time

以上のように、 $F(s)$ はPD フィードバック系を安定化させるだけでなく、(5.5) 式が近似的に実現できるように補償する役割を持つ。制御対象 $P(s)$ が入手できている場合には、波形あわせ法 [9]、周波数領域からの方法 [12] や分母系列に着目した設計法 [13] を既に提案している。ここでは、PD フィードバック系を仮想的に考え、上記を時間領域で調整する FRIT を考える。

5.3 仮想PDフィードバック系のFRIT

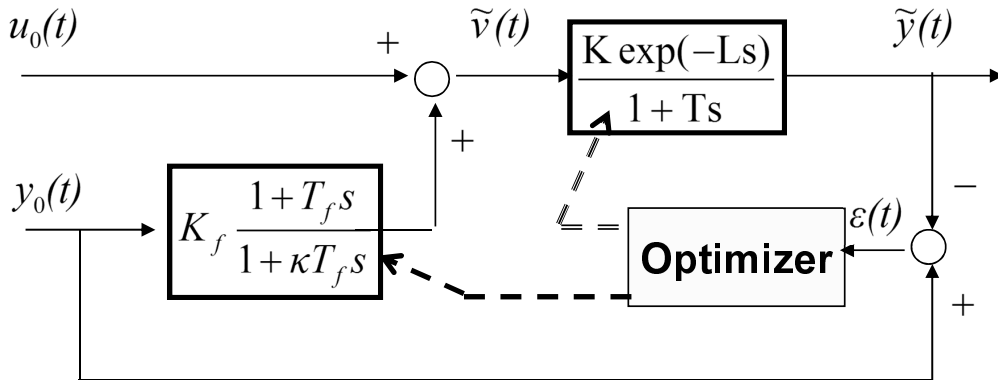


図 5.3 A FRIT structure for a virtual PD feedback loop

図 5.2 に対する仮想 PD フィードバック系での FRIT 構造は，図 5.3 のように表現できる．ここで， $u_0(t)$ ， $y_0(t)$ $t \in [0, T_P]$ は，閉ループで目標値変更試験などで得られる操作量 (MV) と制御量 (PV) であり， T_P はデータの時間区間である．また， $\tilde{v}(t)$ は， $u_0(t)$ ， $y_0(t)$ から $v(t)$ 相当信号として生成される信号であり，出力 $\tilde{y}(t)$ は $\tilde{v}(t)$ を入力とした $\tilde{G}(s)$ の出力であり，図 5.3 のブロック図を時間領域でシミュレーションすることで容易に求められる．

$$\tilde{v}(s) = u_0(s) + \tilde{F}(s)y_0(s) \quad (5.6)$$

$$\tilde{y}(s) = \tilde{G}(s)\tilde{v}(s) \quad (5.7)$$

(5.4) 式を (5.5) 式で合わせるにあたり， $s = 0$ で評価をし，次式を得る．

$$K = \frac{P(0)}{1 + \tilde{K}_f P(0)} \quad (5.8)$$

ここで， \tilde{K}_f を一定値に設定すると等価系のゲイン K は一定となる．そこで， $F(s)$ の微分ゲインの κ は不完全微分の代表的な値としての $0.1 \sim 0.2$ を用い，ゲインである \tilde{K}_f は安定化可能な範囲から設定する．このとき，探索するパラメータベクトル ρ は (5.9) 式のように PD 演算部の微分時定数 \tilde{T}_f と PD フィードバック系に等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系のゲイン \tilde{K} と時定数 \tilde{T} とむだ時間 \tilde{L} の 4 つの変数となる．

$$\rho = [\tilde{T}_f \tilde{K} \tilde{T} \tilde{L}]^T \quad (5.9)$$

評価関数としては ISE(Integral of Square Error) を初めいろいろな評価式が考えられる．ここでは誤差の大きさで重みがなく，絶対誤差に対して直線的な IAE(Integral of Absolute Error) を用いる．

$$J = \int_0^{T_P} |y_0(t) - \tilde{y}(t)| dt \quad (5.10)$$

評価関数 J の数式構造は陽には分からなく勾配も計算しにくい．したがって，パラメータベクトル ρ 空間での評価関数 J の最小値をソーティングした上で，探索パラメータベクトル幅を段階毎に細かく

しながら探索して行く非勾配多段数値最適化アルゴリズムを最適化 (Optimizer) 部に当初用いたが、局所解に収束する恐れがあった。そこで、変数空間を乱数により偏りなく探索しグローバル解に収束する高速のCMA-ES(Matrix Adaptation Evolution Strategy)[14]を用いるようにした。その結果、安定な収束を確認することができた。

5.4 制御対象 $P(s)$ の推定方法

(5.4) 式と (5.5) 式を整理すると、(5.11) 式が得られる。

$$P(s)^{-1} = \tilde{G}(s)^{-1} - F(s) \quad (5.11)$$

この右辺の2つの項 $\tilde{G}(s)^{-1}$ と $F(s)$ はFRITの結果より求められるので、制御対象 $P(s)$ は計算可能である。まず、 $P(s)^{-1}$ は北森 [1] の分母系列表現に沿った (5.12) 式で表わすことができる。

$$P(s)^{-1} = p_0 + p_1s + p_2s^2 + p_3s^3 + \dots \quad (5.12)$$

ここで、 p_i は制御対象 $P(s)$ の i 次の分母系列係数である。

つぎに、(5.11) 式の右辺の第1項 $\tilde{G}(s)^{-1}$ と第2項 $F(s)$ は、Taylor 展開によりそれぞれ (5.13) 式と (5.14) 式のように表せる。

$$\tilde{G}(s)^{-1} = 1/K + (T+L)s/K + (TL + L^2/2)s^2/K + (TL^2/2 + L^3/6)s^3/K + \dots \quad (5.13)$$

$$F(s) = K_f + K_fT_f(1-\kappa)s - K_fT_f^2(1-\kappa)\kappa s^2 + K_fT_f^3(1-\kappa)\kappa^2 s^3 + \dots \quad (5.14)$$

以上により、(5.12) 式、(5.13) 式と (5.14) 式の s の同じ次数の係数値の関係から $P(s)$ の分母系列係数 p_i ($i = 0, 1, 2, 3$) は、(5.15) 式のように計算される。

$$\begin{aligned} p_0 &= 1/K - K_f \\ p_1 &= (T+L)/K - K_fT_f(1-\kappa) \\ p_2 &= (TL + L^2/2)/K + K_fT_f^2(1-\kappa)\kappa \\ p_3 &= (TL^2/2 + L^3/6)/K - K_fT_f^3(1-\kappa)\kappa^2 \end{aligned} \quad (5.15)$$

さらに、制御対象 $P(s)$ の構造情報が既知の場合は容易に実現できる。例えば、制御対象が、むだ時間を持つ1次遅れ系 ((5.16) 式) と想定できる場合、その分母系列係数の低次係数からの一致条件より得られる方程式 (5.17) 式の関係から K_p 、 T_p 、 L_p を求めることができる。

$$P(s) = \frac{K_p \exp(-L_p s)}{1 + T_p s} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} p_0 &= 1/K_p \\ p_1 &= (T_p + L_p)/K_p \\ p_2 &= (T_p L_p + L_p^2/2)/K_p \end{aligned} \quad (5.17)$$

制御対象 $P(s)$ が、むだ時間を持つ積分系 ((5.18) 式) と想定できる場合も、その分母系列係数の低次係数からの一致条件より、 T_p, L_p は (5.19) 式を解けば求めることができる。

$$P(s) = \frac{\exp(-L_p s)}{T_p s} \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} p_1 &= T_p \\ p_2 &= T_p L_p \end{aligned}$$

(5.19)

以上により、仮想 PD フィードバック系に対する FRIT の結果より制御対象 $P(s)$ が推定できるので、モデルベースでの制御系設計も可能となる。すなわち 2 章で述べたモデル駆動 PID 制御系に適用可能であり、さらに 3 章で述べた 2 自由度 PID 制御系へにも展開が可能である。冗長になるので、ここでは簡単に述べることにする。

5.5 制御系設計への応用

プロセス分野を想定して、まず MD-PID 制御系へ応用し、さらに現実的な 2 自由度 PID 制御系への応用を示す。

5.5.1 MD-PID 制御系

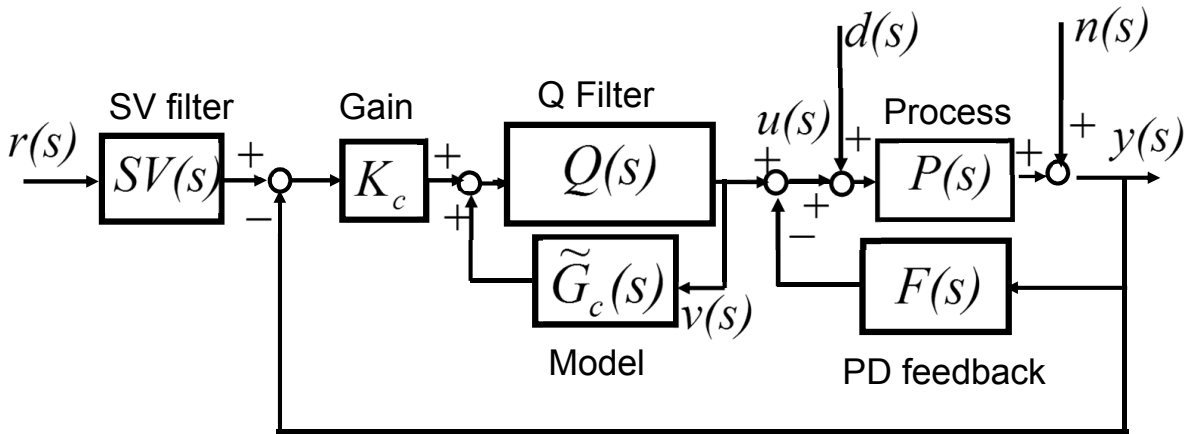


図 5.4 A MD-PID control system

図.5.4 に示す MD-PID 制御系 [8, 9] は、PD フィードバック系を下位系とし、IMC (Internal Model Control) [15] を上位系としたカスケード構造であるので、MD-PID 制御の各演算ブロックのパラメータ設定は PD フィードバックの FRIT の結果と IMC 設計法に従えば容易である。すなわち、PD 要素 $F(s)$ の K_f と κ はそのまま設定でき、 T_f については FRIT の結果より (5.22) 式のように設定できる。

$$T_f = \tilde{T}_f \quad (5.20)$$

つぎに内部モデルである1次遅れモデル $\tilde{G}_c(s)$ はFRITにより得られたPDフィードバックループの等価モデルと置けば良い。すなわち，時定数 T_c ，むだ時間 L_c と主制御器のゲイン K_c は，FRITの結果より，それぞれ (5.22) ~ (5.24) 式のように設定すれば良い。

$$\tilde{G}_c(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + T_c s} \quad (5.21)$$

$$T_c = \tilde{T} \quad (5.22)$$

$$L_c = \tilde{L} \quad (5.23)$$

$$K_c = 1/\tilde{K} \quad (5.24)$$

$Q(s)$ フィルタは，2自由度制御性を調整できるように (5.25) 式のような2次の進み遅れとする。

$$Q(s) = \frac{(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2} \quad (5.25)$$

$SV(s)$ フィルタは (5.26) 式のように置く。

$$SV(s) = \frac{1 + \lambda T_c s}{1 + \alpha T_c s} \quad (5.26)$$

このようにMD-PID制御系が構成されると，制御量 $y(s)$ は目標値 $r(s)$ と外乱 $d(s)$ から (5.27) 式のように表現される。同様に操作量 $u(s)$ は目標値 $r(s)$ と外乱 $d(s)$ から (5.28) 式と (5.29) 式のように表現される。

$$y(s) = \frac{\exp(-L_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s) + \frac{K_c \exp(-L_c s)}{1 + T_c s} \left(1 - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2}\right) d(s) \quad (5.27)$$

$$u(s) = v(s) - F(s)y(s) \quad (5.28)$$

$$v(s) = \frac{K_c(1 + \lambda T_c s)}{1 + \lambda T_c s} r(s) - \frac{\exp(-L_c s)}{K_c(1 + T_c s)} \left(1 - \frac{(1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2}\right) d(s) \quad (5.29)$$

目標値 $r(s)$ から制御量 $y(s)$ までの特性がむだ時間を有する1次遅れ系の応答となり，しかもパラメータ λ は時定数に関係しており応答速度を調節できる。さらに，パラメータ α は目標値応答に影響を与えることなく，外乱 $d(s)$ に対する抑制性を調節できる。また，パラメータ α の調整方法は2.2.2に示した。

以上，FRITの結果を流用する方法を示したが，制御対象の動特性モデルが把握されているので，2.3節で述べたようなモデルベースアプローチに沿ってPDフィードバック系の設計 [13] をやり直す緻密な流れも当然可能である。

5.5.2 2自由度PID制御系

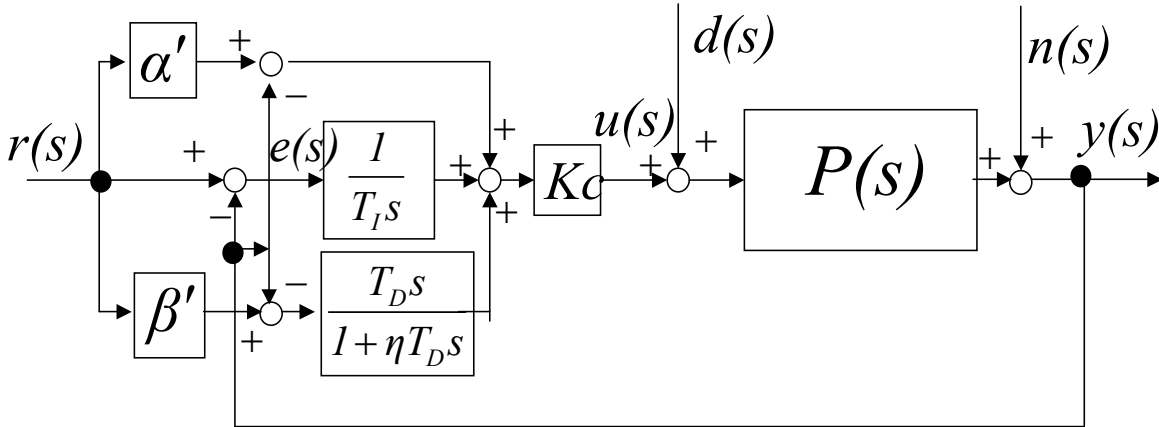


図 5.5 A two degrees of freedom PID control system

様々な2自由度PID制御系が考えられるが、それらは図.5.5の2自由度PID制御系から変換可能である。したがって、ここでは Fig.5.5 について、MD-PID 制御系からの変換法、すなわち3章の要点を示す。設計すべきは、比例ゲイン K_C 、積分時定数 T_I 、微分時定数 T_D 、2自由度定数の α' と β' である。MD-PID 制御系の $y(s)$ から $u(s)$ 間の制御部 $C(s) + F(s)$ は (5.30) 式で示される。

$$C(s) + F(s) = \frac{K_c(1 + T_c s)(1 + \alpha T_c s)}{(1 + \lambda T_c s)^2 - (1 + \alpha T_c s) \exp(-L_c s)} + K_f \frac{1 + T_f s}{1 + \kappa T_f s} \quad (5.30)$$

2自由度PID制御系においても、 $y(s)$ から $u(s)$ 間の $C_{PID}(s)$ ((5.31) 式) が (5.30) 式と同等な特性になるようにすれば良い。

$$C_{PID}(s) = \frac{C_0 + C_1 s + C_2 s^2}{s} \quad (5.31)$$

(5.30) 式を s で展開すると無限級数になる、常套手段は $s = 0$ での Taylor 展開、すなわち Maclaurin 展開である。簡略表現するために MAXIMA[16] 風に記述してみる。 $s(C(s) + F(s))$ を Taylor 展開する (5.32) 式により $CF(s)$ が得られる。(5.31) 式の分子側 $C_0 + C_1 s + C_2 s^2$ は (5.33) 式 ~ (5.35) 式を実行すれば良い。ここで coeff は Taylor 展開された $CF(s)$ の s の次数係数を取り出すことを意味する。具体的な $C_i, i = 0, 1, 2$ については、3.4 節に詳しく示した。

$$CF(s) : \text{taylor}(s(C(s) + F(s)), s, 0, 2) \quad (5.32)$$

$$C_0 : \text{coeff}(CF(s), s, 0) \quad (5.33)$$

$$C_1 : \text{coeff}(CF(s), s, 1) \quad (5.34)$$

$$C_2 : \text{coeff}(CF(s), s, 2) \quad (5.35)$$

この結果を用いると制御定数 K_C, T_I, T_D は (5.36) ~ (5.38) 式から求められる。

$$K_C = C_1 \quad (5.36)$$

$$T_I = \frac{C_1}{C_0} \quad (5.37)$$

$$T_D = \frac{C_2}{C_1} \quad (5.38)$$

5.5.3 感度関数の評価

図 5.6 は、目標値フィルタ $H(s)$ と主制御器 $C(s)$ からなる一般的な 2 自由度制御系のブロック図である。実应用到際には、制御系の目標値応答だけでなく、プロセスの状況と要求事項を考えて、Fig.5.6 に対する各感度関数 (5.39) ~ (5.42) を検討・評価すること [17] が重要である。すなわち、ノイズから制御量までの感度関数 $S(s)$ ，速応性に関わる目標値から制御量までの相補感度関数 $T(s)$ ，不要な操作端の動きを抑えるためにノイズから操作量間の感度関数 $CS(s)$ ，外乱から制御量間の応答性の感度関数 $PS(s)$ などである。図 5.5 の 2 自由度定数の α' と β' は、多くの場合 $\beta' = 0$ であるが、MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の $T(s)$ を比較することで設計可能である。特に制御系の安定性・ロバスト性が把握される (5.43) 式で計算できる最大感度 M_s は重要である。適切な M_s の範囲は 1.2 ~ 2.0 としている [17]。 M_s が 2.0 より大きくなると多くの場合、応答波形に動揺が見られるようになるので、 $P(s)$ が安定であれば $M_s = 2.0$ を実用安定限界と考えている。

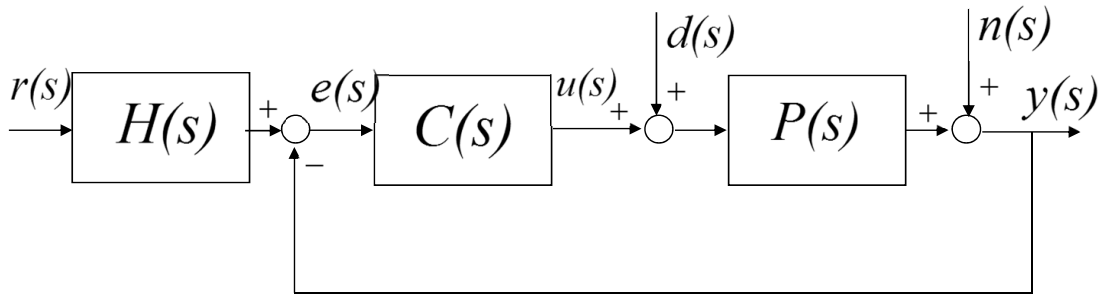


図 5.6 General two degrees of freedom control system

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \tag{5.39}$$

$$T(s) = \frac{P(s)C(s)H(s)}{1 + P(s)C(s)} \tag{5.40}$$

$$CS(s) = \frac{C(s)}{1 + P(s)C(s)} \tag{5.41}$$

$$PS(s) = \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} \tag{5.42}$$

$$M_s = \max_{\omega \in \Omega} |S(j\omega)| \tag{5.43}$$

5.6 数値例

実プロセスで典型的に見られる、むだ時間のある遅れ系 $P_1(s)$ とむだ時間のある積分系 $P_2(s)$ の 2 つの対象を取り上げて有効性を示す。

$$P_1(s) = \frac{\exp(-20s)}{1 + 50s} \tag{5.44}$$

$$P_2(s) = \frac{\exp(-20s)}{20s} \tag{5.45}$$

5.6.1 むだ時間のある遅れ系

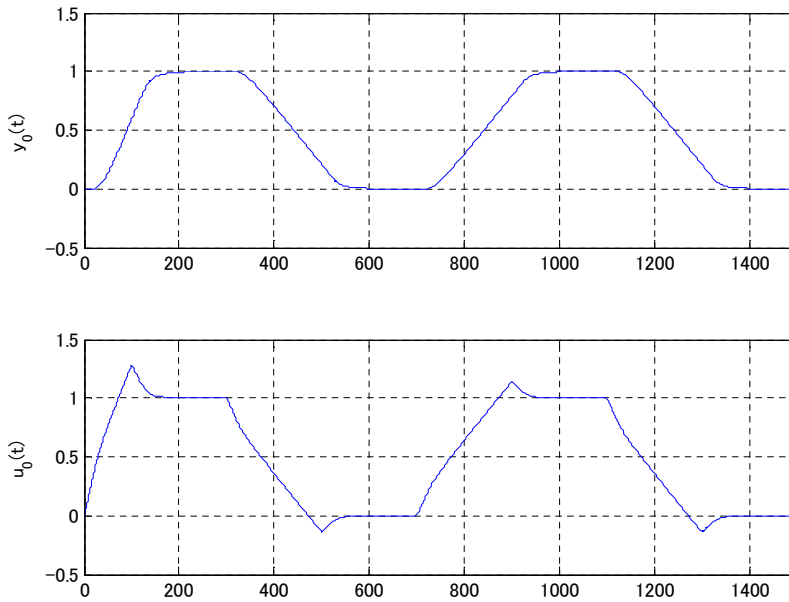


図 5.7 Input $u_0(t)$ and output $y_0(t)$ responses

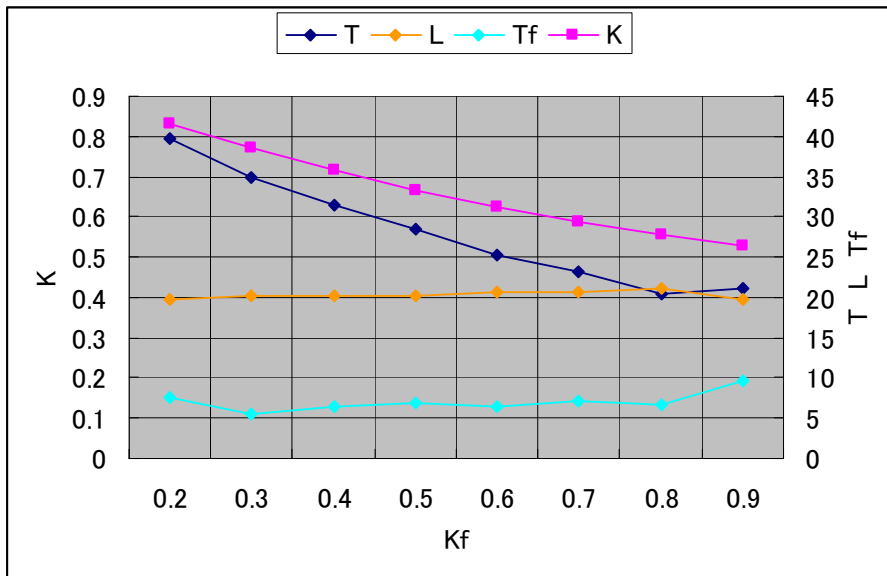


図 5.8 Plots of T_f, K, T and L for K_f

図 5.7 は制御対象 $P_1(s)$ のある制御系での目標値 r のランプアップダウン応答試験時の一組の $u_0(t)$ と $y_0(t)$ の波形である. 図 5.8 は, K_f をパラメータに設定して CMA-ES により FRIT させた結果のパラメータ T_f, K, T, L のグラフである. このような K_f の範囲で収束し, むだ時間を持つ 1 次遅れ系になるように補償されることがわかる. しかも K_f が大きくなると, すなわちフィードバック量が増えるとゲイン K と時定数 T は小さくなっており, モデルベースでの設計傾向と一致していることが確認できる. 制御対象の動特性を推定すると K_f にかかわらず, ほぼ $K_p = 1.00, T_p = 50.4, L_p = 19.6$ であった.

実用安定限界 $M_s = 2$ に近い $K_f = 0.8, \kappa = 0.1$ を設定し CMA-ES により収束させた時の評価関

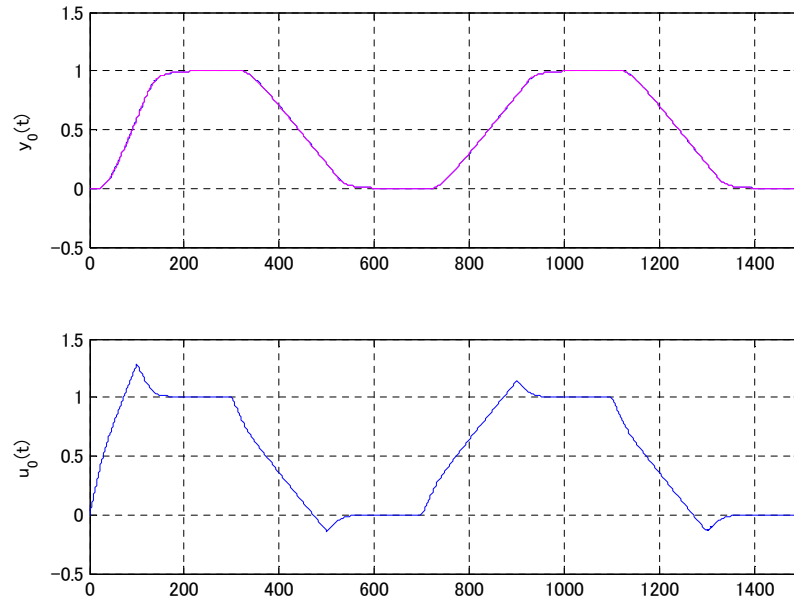


図 5.9 Comparison of output $y_0(t)$ (Blue) and $\hat{y}(t)$ (Magenta) responses

数は $J = 0.1311$ となり, パラメータは $T_f = 6.611, K = 0.5556, T = 20.95, L = 21.06$ となった. 図 5.9 は収束時のパラメータでの出力波形 $\hat{y}(t)$ (Magenta) と採取データの出力波形 $y_0(t)$ (Blue) を比較したものである. 両者はほとんど重なっており, すなわち良好な一致がみられており, FRIT が達成できていることが把握される.

図 5.10 は, 誤差の絶対値の積分である IAE 値の $\log_{10}(J)$ の収束状況をプロットしたものであり, 図 5.11 は T_f, K, T, L の同様に収束状況をプロットしたものである. 1200 回程度でほぼ収束していると言える.

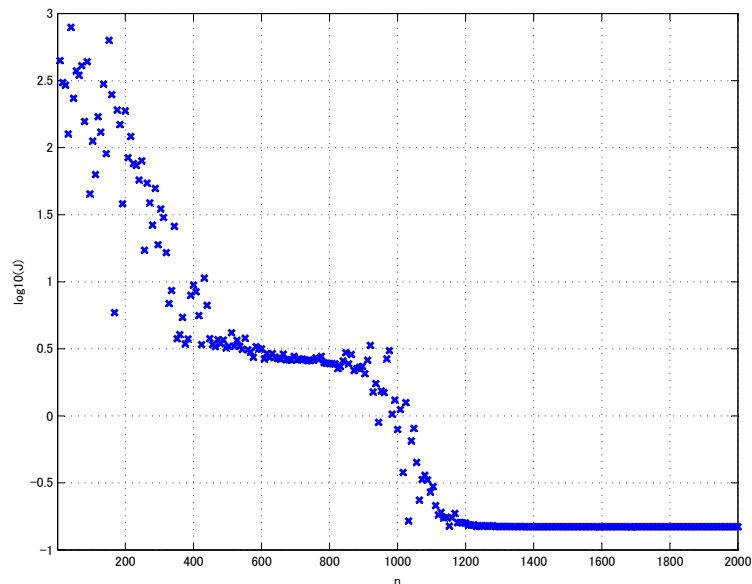


図 5.10 Convergence of $\log_{10}(J)$

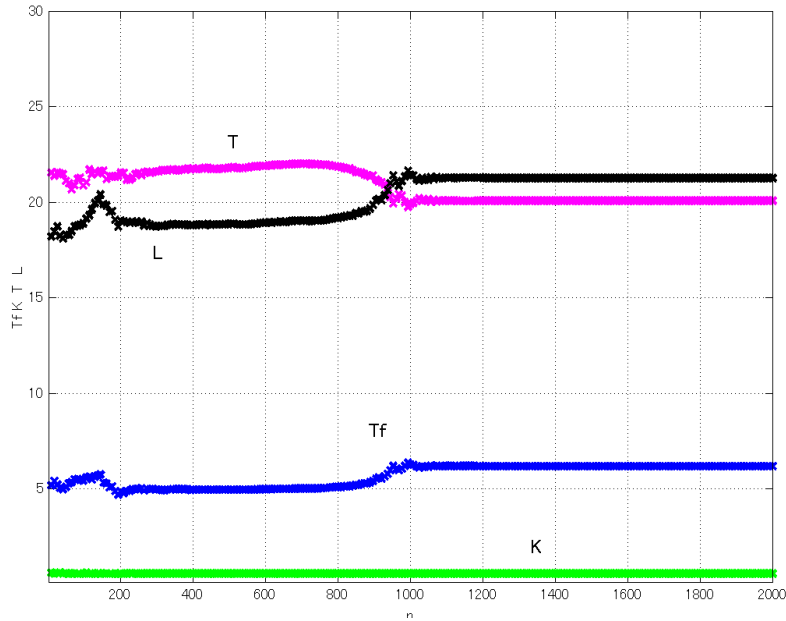


図 5.11 Convergence of T_f, K, T, L

そこで、この動特性と FRIT で得られたパラメータから MD-PID 制御系を構成し、さらに 2 自由度 PID 制御系を構成した。MD-PID 制御系の制御定数は $K_c = 1/0.5556, T_c = 20.95, L_c = 21.06, \lambda = \alpha = 1, K_f = 0.8, T_f = 6.611, \kappa = 0.1$ であり、TDOF PID 制御系の制御定数は $K_C = 1.919, T_I = 44.27, T_D = 5.023, \alpha = 0.55, \beta = 0, \eta = 0.25$ である。

図 5.12 は、これら 2 つの制御系の特徴を把握するために、 $t = 1\text{sec}$ で目標値変更、 $t = 300\text{sec}$ で外乱印加、 $t = 600\text{sec}$ からノイズ印加を行ったシミュレーション波形を比較したものである。動揺もなく良好な制御系になっていることが把握される。

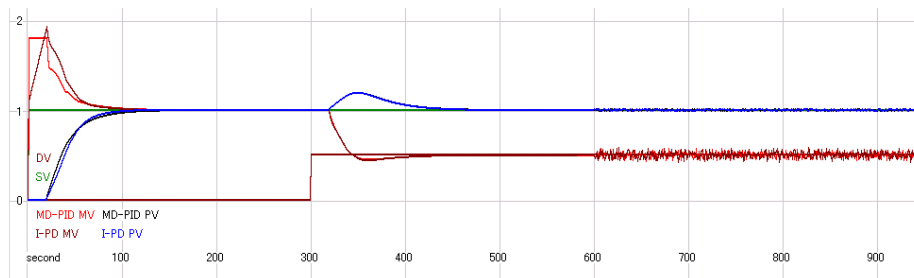


図 5.12 Comparison of simulation responses

図 5.13 はこれら 2 つの制御系の各感度関数をプロット比較したものである。最大感度 M_s はともにほぼ 2.0 で、共振点のような鋭いピークも無く良好であることが把握される。

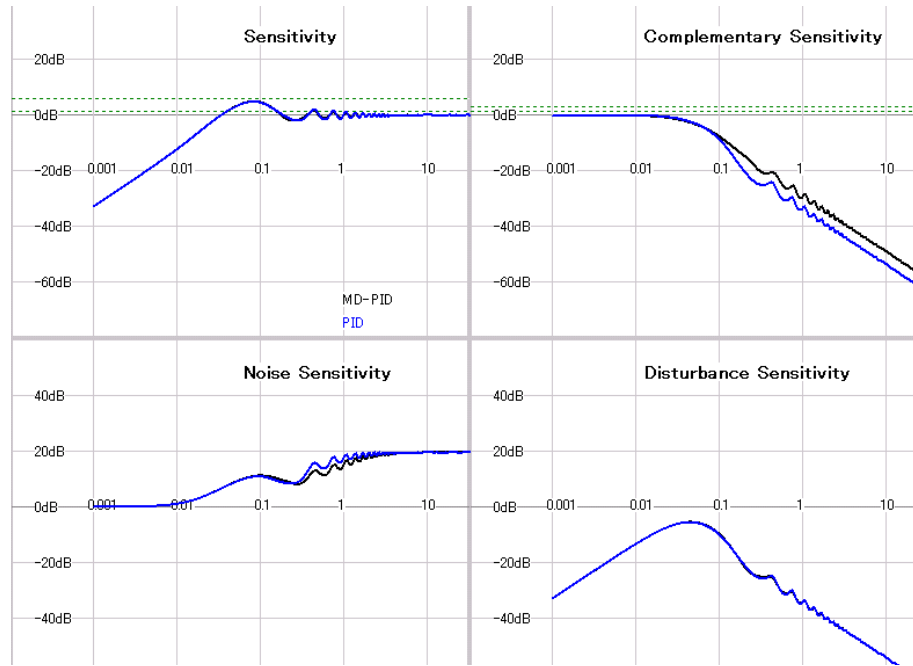


図 5.13 Comparison of sensitivities functions between MD-PID (Black) and TDOF PID(Blue)

5.6.2 むだ時間のある積分系

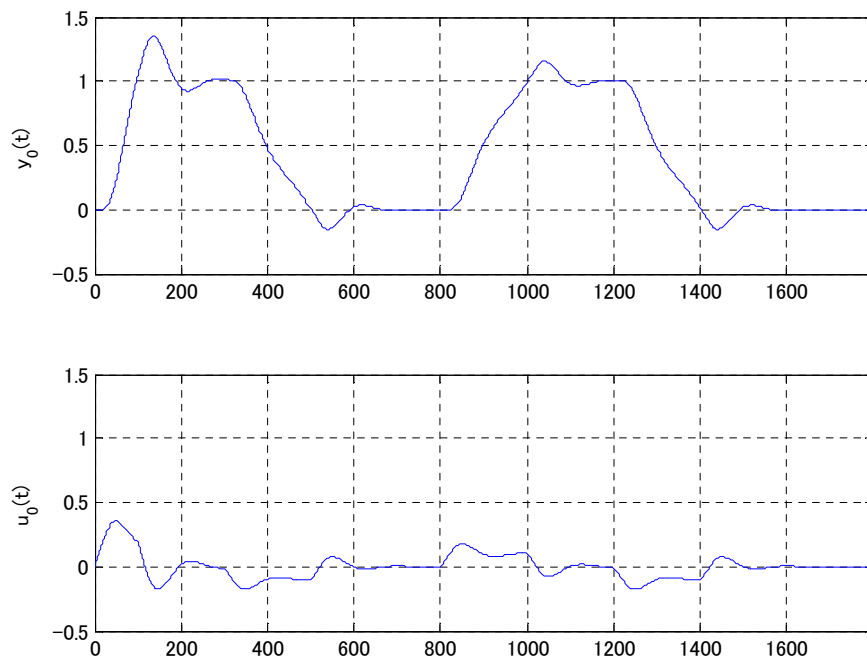


図 5.14 Input $u_0(t)$ and output $y_0(t)$ responses

同様に，図 5.14 は制御対象 $P_2(s)$ のある制御系での目標値 r のランプアップダウン応答試験時の一組の $u_0(t)$ と $y_0(t)$ の波形である．図 5.15 は， K_f をパラメータに設定して CMA-ES により FRIT させた結果のパラメータ T_f, K, T, L のグラフである．このような K_f の範囲で収束し，むだ時間を持つ 1 次遅れ系になるように補償されることがわかる．しかも， K_f が大きくなると，すなわちフィー

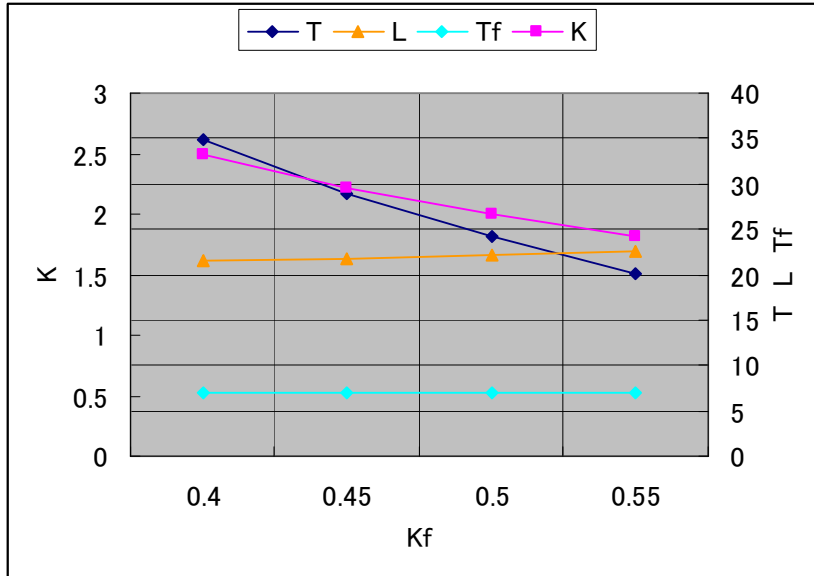


図 5.15 Plots of T_f, K, T and L for K_f

ドバック量が増えるとゲイン K と時定数 T は小さくなっており、モデルベースでの設計傾向と一致していることが確認できる。制御対象の動特性を推定すると K_f にかかわらず、ほぼ $T_p = 19.93$, $L_p = 19.54$ 近傍であった。

実用安定限界 $M_s = 2$ に近い $K_f = 0.45$ $\kappa = 0.1$ を設定し、CMA-ES により収束させた時の評価関数は $J = 0.3489$ となり、収束時のパラメータは $T_f = 6.980$, $K = 2.222$, $T = 28.93$, $L = 21.79$ であった。図.5.16 は、収束時のパラメータでの出力波形 $\tilde{y}(t)$ (Magenta) と採取データの出力波形 $y_0(t)$ (Blue) を比較したものである。両者はほとんど重なっており、すなわち良好な一致がみられており、FRIT が達成できていることが把握される。

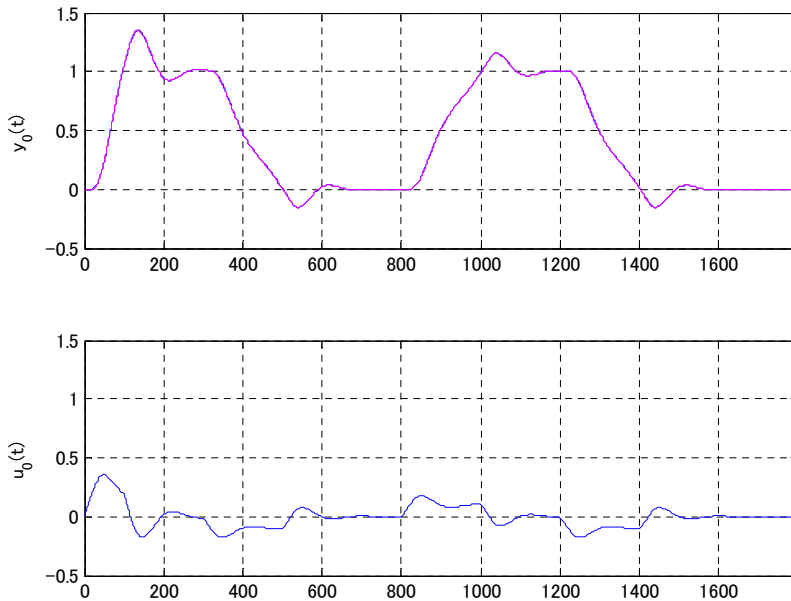


図 5.16 Comparison of output $y_0(t)$ (Blue) and $\tilde{y}(t)$ (Magenta) responses

図 5.17 は誤差の絶対値の積分である IAE 値の $\log_{10}(J)$ の収束状況をプロットしたもので、図 5.18 は T_f, K, T, L の同様に収束状況をプロットしたものである。1100 回程度でほぼ収束していると言える。

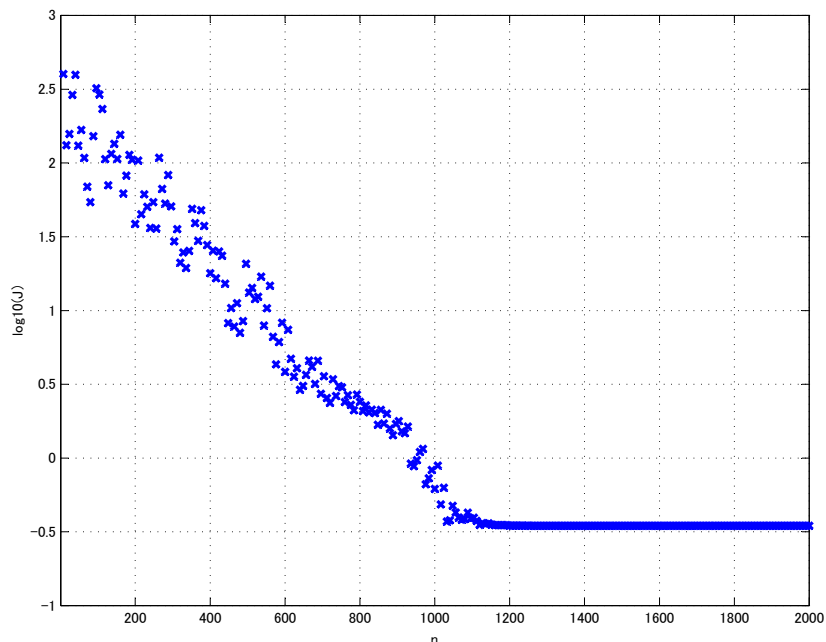


図 5.17 Convergence of $\log_{10}(J)$

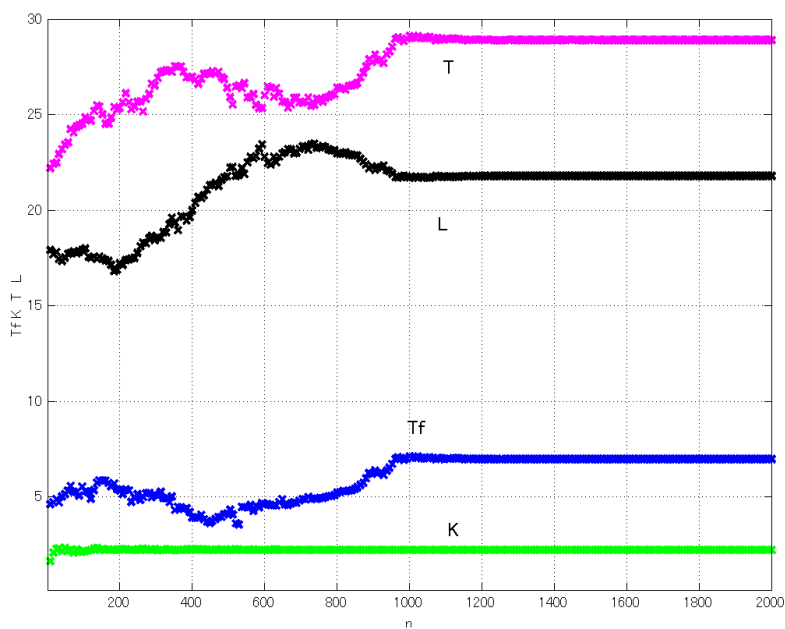


図 5.18 Convergence of T_f, K, T, L

先ほどの動特性と FRIT で得られたパラメータから MD-PID 制御系を構成し、さらに 2 自由度 PID 制御系を構成した。MD-PID 制御系の制御定数は $K_c = 0.45$, $T_c = 28.93$, $L_c = 21.79$, $\lambda = \alpha = 1$, $K_f = 0.45$, $T_f = 6.980$, $\kappa = 0.1$ であり、TDOF PID 制御系の制御定数は $K_C = 0.7482$, $T_I = 84.34$, $T_D = 5.660$, $\alpha' = 0.4$, $\beta' = 0$, $\eta = 0.2$ である。図 5.19 は、これら 2 つの制御系の特徴を把握するために、 $t = 1\text{sec}$ で目標値変更、 $t = 300\text{sec}$ で外乱印加、 $t = 600\text{sec}$ からノイズ印加を行ったシミュレーション波形を比較したものである。動揺もなく良好な制御系になっていることが把握される。図 5.20 はこれら 2 つの制御系の各感度関数をプロット比較したものである。最大感度 M_s もともに 2.0 で、共振点のような鋭いピークも無く良好であることが把握される。

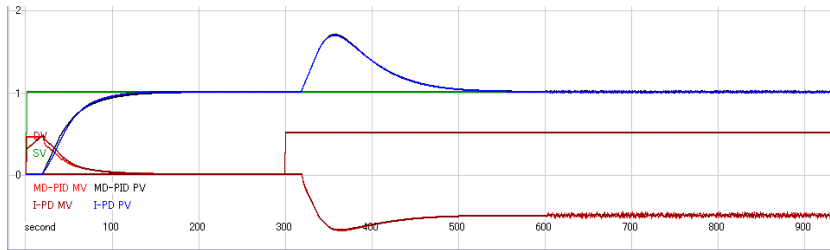


図 5.19 Comparison of simulation responses

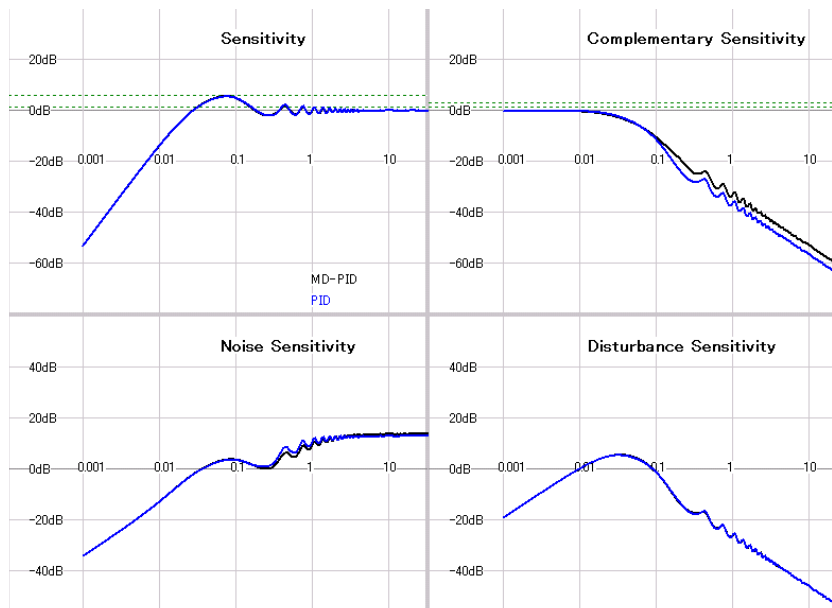


図 5.20 Comparison of sensitivities functions between MD-PID (Black) and TDOF PID(Blue)

5.6.3 補足

ここで、つぎのような疑問が想定される。

制御対象の広範性

制御対象の動特性 $P(s)$ が既知で、PD フィードバック $F(s)$ を用いて PD フィードバック系がむだ時間を持つ 1 次遅れ系に調整できるようなクラスのむだ時間を持つ遅れ系、積分系、不安定系、振動

系などでも、本方法により調整可能であることを数値シミュレーションにて確認している。しかしながら、PDフィードバック系がむだ時間を持つ1次遅れ系に調整できないような非常に長いむだ時間を持つ制御対象には難しいと考えられる。例外的に適用できない対象は存在するものの、産業界のプロセス制御の現場でPID制御で制御できているような制御対象のクラスであれば本方法で調整可能であると考えられる。

K_f の設定方法

制御対象が安定系であれば、PID制御で想定している比例ゲインの半分位の K_f を仮に設定し、FRITを実行し、副産物的に推定された $P(s)$ からPDフィードバック系が安定となる K_f の範囲を確認してFRITを実行することにより、図5.8や図5.15のような T_f, K, T, L のプロットは客観性を増すと考えられる。

ノイズや外乱の影響

産業界の稼働中のプロセス制御の現場では、ノイズや外乱は無視できない。数値例では平均値がゼロのノイズについては耐えられる傾向にあるが、負荷変動や組成変動などの未知外乱に対してはFRITの結果に影響が出てくる。したがって、目標値変更時の操作量(MV)と制御量(PV)からなる一組の応答データについてもできるだけ外乱の無い状況でのデータであることが望ましい。PDフィードバックループのFRITのために採取する試験データには外乱の少ないことが望まれるので、システム同定試験での要求と大きな差は無いと言える。

客観性

ある K_f を設定しPDフィードバック系のFRITを実施すると、試験データ箇所とその中に含まれる外乱の影響により微妙に違う制御対象 $P_i(s), i = 1, \dots, n$ が得られる。その場合の制御対象のモデルとしてどれを選ぶべきかという問題が生ずるが、以下のようなアプローチを用いている。

(1) 定常的に制御されているループについて付録Aで述べている制御性能解析ツールなどを利用して制御性能を解析する。

(2) 操作量(MV)と制御量(PV)のクロス相関関数、各信号のスペクトルを求め、周期動揺している周波数成分があるかどうか、相関解析によりゆっくりした応答になってないかを判断する。

(3) 目標値(SV)変化があれば、おおよそどの程度の遅れで追従しているか、外乱に対してもどのくらいの時間で整定しているかなどの過渡的な応答性の特徴を把握する。

(4) この情報を前提に通常使っている制御器 $C(s)$ と得られた制御対象 $P_i(s), i = 1, \dots, n$ から形成されるナイキスト線図により安定性を確認し、各感度関数 $S_i(s), T_i(s), CS_i(s), PS_i(s)$ や最大感度 M_{s_i} を計算し前提条件に対して矛盾無く最も適合するモデルを選択する。

- ・ $M_s > 2$: 安定度が悪くなっていて制御による周期動揺を発生している可能性がある。
- ・ $M_s < 1.5$: 応答が遅いので $M_s \simeq 1.9$ 程度まで応答性を向上させることが可能。

5.7 まとめ

ここ数年注目されているデータ駆動型調整方法の中のFRIT(Fictitious Reference Iterative Tuning)をPDフィードバック系に適用し、一組の操作量と制御量データから、PD補償器と仮想PDフィードバックループに等価なむだ時間を持つ1次遅れ系のパラメータがFRITにより得られることを確認した。

制御構造と分母系列係数を利用して制御対象の動特性を推定できることを確認した。またその結果からMD-PID制御系の設計や、Taylor展開と感度関数比較により2自由度PID制御系の設計へと展開できることなどを、数値例にて確認することができた。

この結果は、PDループが現実になくても仮想的にPDループやMD-PID制御系を考え、2自由度PID制御系のチューニングに使えることを示唆している。また、PDフィードバック系のFRITは、順方向の簡単なシミュレーションと非線形最適化ソルバーを組合せるだけという実用上のメリットもある。すなわち、このFRITは制御対象の動特性に基づくPDフィードバック系の設計をデータから時間領域で実現したものと考えられる。

今後の課題は、一組のデータの質、すなわちノイズや外乱があるときのデータ、に対する調整精度、推定された動特性の誤差等を踏まえた実機評価、適用対象の広範化・汎用化である。

なお、燃焼ガス圧力制御ループに適用した事例を産業プロセスへの応用事例の7.4節にて示した。また、PDループのFRITのMATLABによるプログラムを付録Dにて示した。

参考文献

- [1] Hjalmarsson, H. , Gevers, M. , Gunnarsson ,S. and Lequin, O.: Iterative feedback tuning: theory and applications. IEEE control systems magazine 1 , 26-41 (1998)
- [2] Campi , M.C. , Lecchini , A. , and Savaresi , S.M. : Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. Automatica , 38 , 1337-1446 (2002)
- [3] 中本政志: VRFT を応用した多変数のプロセス制御系の調整, 計測自動制御学会論文集, Vol.41 , No.4 , pp.330-337 (2005)
- [4] 相馬将太郎, 金子 修, 藤井隆雄: 一回の実験データを用いた制御器パラメータチューニングの新しいアプローチ-Fictitious Reference Iterative Tuning の提案, システム制御情報学会論文誌, 17-12 , 528/536 (2004)
- [5] 金子 修: データを直接用いた制御器パラメータチューニング, 計測と制御, 47-11 , 903/908 (2008)
- [6] 田坂謙一, 加納学, 小河守正, 増田士朗, 山本透: 閉ループデータに基づく直接的 PID 調整とその不安定プロセスへの適用. システム制御情報学会論文誌 , 22-4 , 137/144 (2009)
- [7] 金子 修, 和田垣 祐介, 山本 茂: FRIT によるスミス補償器の最適制御パラメータとプラントモデルの同時獲得について電気学会論文誌 , Vol.131 , No.4 , ser.C , 742-750 (2011)
- [8] Shigemasa, T. , Yukitomo, M. , Baba , Y., Hattori,T. and Kuwata, R. : Model-Driven PID Controller , INTERMAC , Joint Technical Conference Tokyo (2001)
- [9] Shigemasa,T. , Yukitomo , M., Baba,Y. and Kojima, F. : On tuning approach for a Model-Driven PID Control Systems , Proceedings of the 2nd International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes , Seoul (2005)
- [10] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場泰: モデル駆動 PID 制御系を参照する 2 自由度 PID 制御系の設計方法, 計測自動制御学会第 11 回制御部門大会, 沖縄 (2011)
- [11] 北森俊行: 制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, Vol.15 , No.4 , 549/555 (1979)
- [12] 重政 隆, 根岸靖典: モデル駆動 PID 制御系の周波数領域からの設計法, 計測自動制御学会第 10 回制御部門大会, 熊本 (2010)
- [13] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場泰: PD フィードバック系の分母系列に基づく設計法とその応用, 計測自動制御学会第 12 回制御部門大会, 奈良 (2012)
- [14] Hansen N. , CMA-ES については下記 HP 参照
<http://www.lri.fr/hansen/>
- [15] Morari. M and E.Zafrou : Robust Process Control , Prentice Hall (1989)
- [16] フリーの数式処理言語 MAXIMA については下記 HP 参照
<http://maxima.sourceforge.net/>
- [17] Astrom, K.J. : Feedback Fundamentals. IEEE-IAS Advanced Process Control Applications , Vancouver (2006)

-
- [18] 重政隆, 根岸靖典, 馬場泰: PD フィードバック系の FRIT, 制御対象の推定と制御系設計への応用, 第 13 回計測自動制御学会制御部門大会, 福岡 (2013)
- [19] Shigemasu, T., Negishi, Y. and Baba, Y.: From FRIT of a PD feedback control system to process modelling and control system design, 11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, Caen, France (2013)
- [20] 重政 隆, 根岸 靖典, 馬場 泰: PD フィードバック系の FRIT 結果からの制御対象の推定と制御系設計への応用, 計測自動制御学会論文集, Vo49, No.7, 115/119 (2013)
- [21] 重政隆, 根岸靖典: 解説「PD ループのデータ駆動調整結果からの 2 自由度 PID 制御系のチューニング」, 計測と制御 52/10, (2013)

第 6 章

プロセス特性の 3 D 表示とその応用

6.1 はじめに

プロセス制御の現場で PID 制御系が標準的に使われているが、広範な制御対象と制御目的に合わせた調整は必ずしも容易でない。結果として、周期的な動揺が生じ、他のループに影響を与えていて限界運転ができなかったり、ロスが発生しているケースを見ることがある。今日、そのようなロスはできるだけ最小化するべきであり、プロセス制御ループの制御性能を解析評価し、改善要因を追求し対策を打つ技術 [1][2][3][4] が注目されている。プロセス制御系の挙動は、安定性、目標値追従性、外乱抑制性、ノイズ感度特性などから支配されるが、自由度の問題で一つの制御器でこの 4 つの特性を完全に望むように調節はできない。しかしながら、Astrom[5] は Gang of four と称し、4 つの特性を考慮すべきであるとしている。ナイキスト線図、ボード線図、各感度関数の周波数プロットからのアプローチは、慣れないとつながりが分かりにくく感じられる。また現場では、制御定数を追込むにあたり調整の方向が分からず調整途中で止っている状況も見かける。

本章では安定性を示すナイキスト線図と各感度関数を関係させた 3 D (3 次元) 表示 [9] を提案する。これにより安定性と制御特性間の繋がりが良くなり、特に安定度の悪い制御系の逼迫感が増すことが期待できる。3 D 表示を眺めているうちに、制御定数が原因で周期動揺しているような制御系では、相補感度関数や感度関数とその動揺周期で大きなピークを持つ。したがって、ピークを持つという周波数領域からの条件から積分系の動特性をおおよそ同定する近似式を求め、事例と比較し使える見通しが得られているので、これも合わせて報告する。

6.2 制御系の各制御特性

産業界で標準的に使われている制御系はPID制御系であるが，ここでは図.6.1のようなブロック図で表現される制御系を考える．ここで， $C(s)$ ， $G(s)$ は，それぞれ制御器と制御対象の伝達関数であり， $r(s)$ ， $y(s)$ ， $e(s)$ ， $u(s)$ ， $d(s)$ ， $n(s)$ は，それぞれ目標値，制御量，偏差，操作量，外乱，ノイズとする．実際の $y(s)$ と $u(s)$ は，制御系の入力である $r(s)$ ， $d(s)$ と $n(s)$ を受けて(6.1)式と(6.2)式のように変動する．

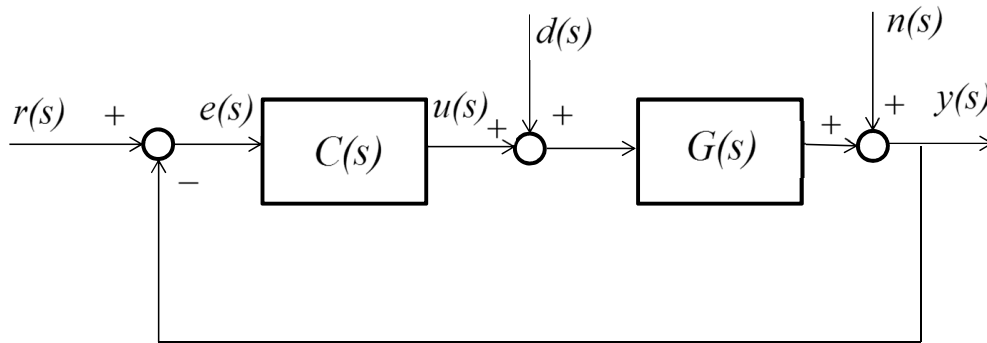


図 6.1 Control system

$$y(s) = T(s)r(s) + GS(s)d(s) + S(s)n(s) \quad (6.1)$$

$$u(s) = CS(s)r(s) - T(s)d(s) + CS(s)n(s) \quad (6.2)$$

(6.1) 式と (6.2) 式の各伝達関数は (6.3) 式 ~ (6.6) 式で表現できる．

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s)C(s)} \quad (6.3)$$

$$T(s) = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (6.4)$$

$$CS(s) = \frac{C(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (6.5)$$

$$GS(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (6.6)$$

図 6.1 のような制御系の特性は目標値追従性だけでなく，外乱抑制性だけでなく，Astrom は Gang of Four と称し各種感度関数を表す (6.3) 式 ~ (6.6) 式を評価すべきとしている．今日のプロセス制御系では操作量すなわち操作端への指令値がノイズの感度が高く変動が大きくても操作端の寿命を低下させる点で好ましくないなど全く同感である．

6.2.1 制御系の応答波形

実際のプロセス制御系では、目標値変化や外乱やノイズ印加が同時に発生していて制御性の良し悪しの判断はしづらいが、Astrom は図 6.2 のように目標値応答，外乱応答，ノイズ応答を順に時間応答解析し，制御量と操作量の時間応答波形により各特性を確認する方法 [8] が分かりやすいとした。

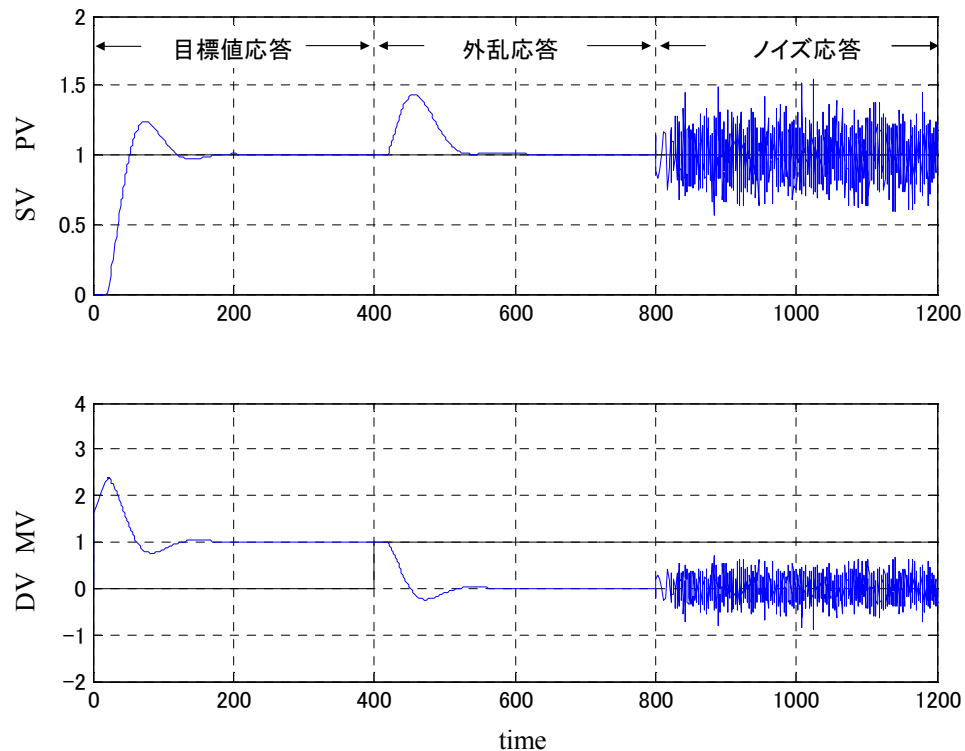


図 6.2 Responses analysis of control process

6.2.2 制御系の安定性

安定性についてはラウス (Routh) やフルビッツ (Hurwitz) の安定判別法が知られているが，むだ時間を持つような産業界のプロセスでは不十分である．一方，一巡伝達関数 $G(s)C(s)|_{s=j\omega}$ の周波数領域でのベクトル軌跡，すなわちナイキスト線図 (図.6.3) は制御系の安定度評価として純粹むだ時間を持つ系まで誤差なく表現できるので普遍性がある．しかしながら，慣れないと制御系の応答波形の良し悪しは良く分からないのが実情である．このナイキスト線図が不安定点 $(-1,0)$ からどのくらい離れているかを測るための安定性の尺度として，古くからゲイン余裕 G_m や位相余裕 ϕ_m が知られている．ゲイン余裕 G_m は，ナイキスト線図が負の実軸を通過するときのゲインと不安定点 $(-1,0)$ との比であり，位相余裕 ϕ_m は，ナイキスト線図が単位円と通過するときの負の実軸からの角度である．したがって，制御系の安定性をこの 2 点で判断していることになるが，この点以外でのナイキスト線図の挙動は評価できてないなどの不十分性も指摘されている．最近では最大感度 M_s が標準的な安定性を判断する尺度として有望視されている．これについては，次節で述べる．

6.2.3 各感度関数

感度関数 $S(s)$

制御対象 $G(s)$ の特性変動が相補感度関数 $T(s)$ の特性変動への影響を示す感度関数 $S(s)$ は、(6.1) 式と (6.3) 式から制御系におけるノイズ $n(s)$ から制御量 $y(s)$ 間の伝達関数でもある。低周波領域では $|S(s)|_{s=j\omega}$ が 1 より小さくなり動特性変動の制御系への影響を小さくできるので、ロバスト性の尺度となる。逆に、 $|S(s)|_{s=j\omega}$ が 1 より大きな周波数領域ではノイズを増幅し、ピークを持つ周波数で動揺する可能性もある。最大感度 M_s は (6.7) 式で表わされ、すなわち、図 6.3 からわかるように最大感度 M_s は、 $(-1, 0)$ からナイキスト線図までの最短距離の逆数としても理解できる。 M_s の良好な範囲として Astrom 等は 1.2 ~ 2.0 としている。すなわち点ではなく円という線で安定性を判断しており、さらにゲイン余裕 G_m や位相余裕 ϕ_m とは (6.8) 式と (6.9) 式を満たしており、標準的な安定性を判断する尺度と考えられる。

$$M_s = \max_{\omega} |S(s)|_{s=j\omega} = \max_{\omega} \frac{1}{|1 + G(j\omega)C(j\omega)|} \quad (6.7)$$

$$G_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1} \quad (6.8)$$

$$\phi_m \geq \sin^{-1}\left(\frac{1}{M_s}\right) \quad (6.9)$$

相補感度関数 $T(s)$

(6.4) 式で表わされる相補感度関数 $T(s)$ は、目標値 $r(s)$ から制御量 $y(s)$ 間のいわゆる制御系の伝達関数である。速応性を上げるには $T(s)$ の制御帯域幅を広げる必要があるが、制御ゲインを大きく取るとやがて周期動揺成分が現れ周波数応答でピークを持つようになる。

$$M_t = \max_{\omega} |T(s)|_{s=j\omega} \quad (6.10)$$

良好な制御系での望ましい M_t 値として 1.2 ~ 1.4 が良いと言われている。

ノイズ感度関数 $CS(s)$

(6.5) 式で示されるノイズ感度関数 $CS(s)$ は、ノイズ $n(s)$ から操作量 $u(s)$ 間の伝達関数であり、ノイズが操作量に与える影響が把握されるので、微分ゲインの決め方などで参考になる。

外乱感度関数 $GS(s)$

(6.6) 式で表わされる外乱感度関数 $GS(s)$ は、外乱の制御量への伝達関数であり、外乱の影響を見ることができる。

図 6.1 の制御系の特性を明確にするための Astrom の称する Gang of Four の周波数特性は、ナイキスト線図 (図 6.3) と各感度関数のゲインの周波数応答 (図 6.4) などによって表現することができるが、これらのつながりが希薄であった。

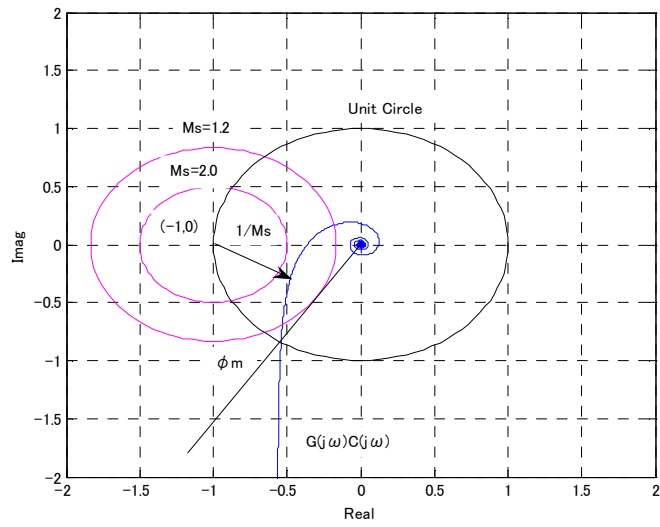


図 6.3 Nyquist curve

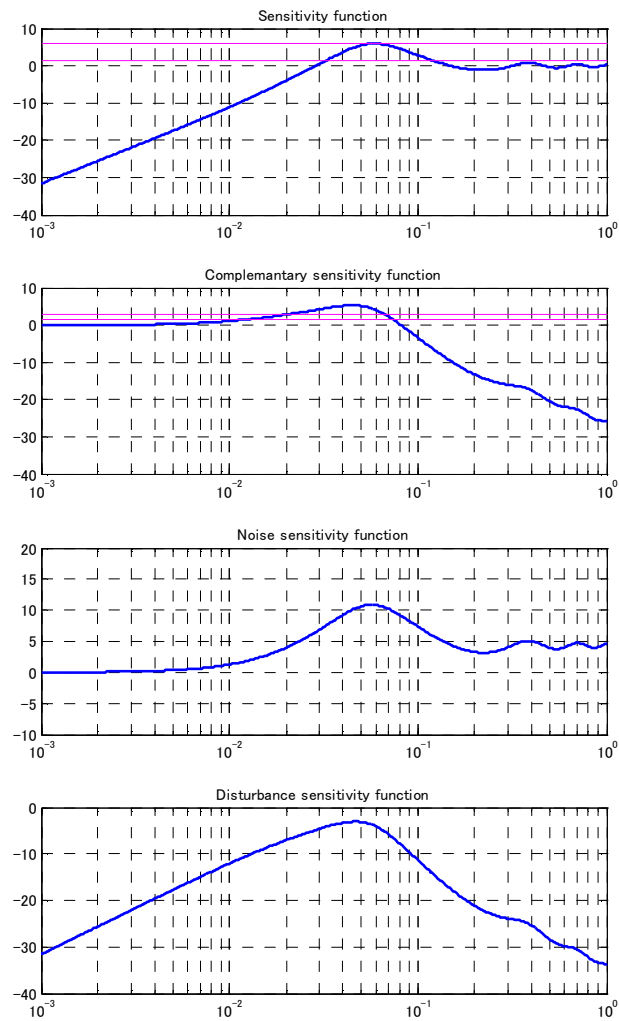


図 6.4 Sensitivity functions

6.3 ナイキスト線図と各感度関数を組合わせた3D表示

感度関数の表示を，一言で言うならば，ナイキスト線図の $(x(\omega), y(\omega))$ 地点で $z(\omega) = 0$ から $20 \log_{10} |S(j\omega)|$ 地点に向けて Z 軸方向の線を引くことを全ての周波数 ω で行うことである．これによりカーテン状に表示することができ，ナイキスト線図と感度関数を1つのグラフにまとめることができる．しかも，色々な角度から制御系の特性を見ることができる．

$$z(\omega) = 20 \log_{10} |S(j\omega)| \quad \leftarrow \quad z(\omega) = 0 \quad (6.11)$$

$$x(\omega) = \text{Real}(G(j\omega)C(j\omega)) \quad (6.12)$$

$$y(\omega) = \text{Imag}(G(j\omega)C(j\omega)) \quad (6.13)$$

図.6.5は，制御対象がゲイン $K=1$ ，時定数 $T=50\text{min}$ ，むだ時間 $L=20\text{min}$ の1次遅れ系，制御器はPI制御器 ($K_c=1.64$, $T_i=43\text{min}$) の場合の本提案による3D表示例である．この縦軸(垂直軸)の単位はdbである．ナイキスト線図は0dbの平面に描かれており，最大感度 $M_s=1.2$ と2.0の円と単位円とともにプロットされており，ほぼ $M_s=2.0$ に接している．図.6.5には，相補感度関数 $20 \log_{10} |T(j\omega)|$ ，感度関数 $20 \log_{10} |S(j\omega)|$ とノイズ感度関数 $20 \log_{10} |CS(j\omega)|$ 等をナイキスト線図上に，カーテン状に3Dプロットされている．ここまで表現情報が増えたと3D表示は込入っている感もあるが，上方から見ると図.6.6のようにナイキスト線図が射影され，横から見ると，図.6.7のように各感度関数が射影される．3D表示ではナイキスト線図が不安定点 $(-1,0)$ に近づき安定性が悪くなると，ナイキスト線図上の各感度関数が大きなピークを持つので，安定性の悪さの逼迫感が表現できる．むだ時間があるのでナイキスト線図は，解析する周波数とともに原点を周回するようになるが，相補感度関数 $20 \log_{10} |T(j\omega)|$ は原点を周回するにつれてゲインが減衰している様子が見られる．外乱感度関数 $20 \log_{10} |GS(j\omega)|$ も同様にプロットできるが本例では示していない．比較すると，外乱抑制特性が周波数領域からも説明できる．

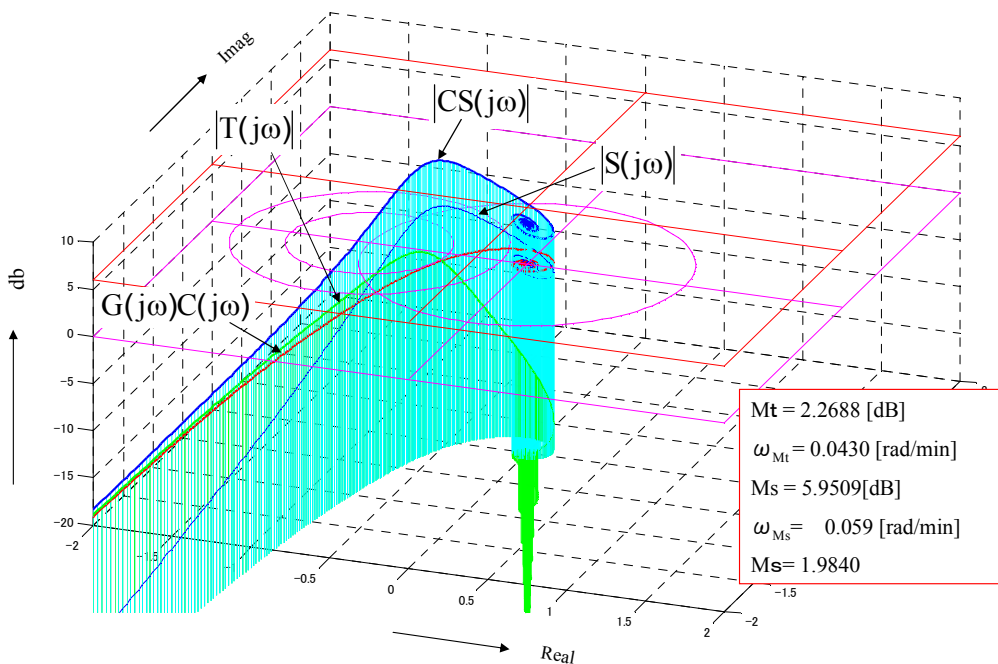


図 6.5 3D plots of sensitivity functions on Nyquist curve

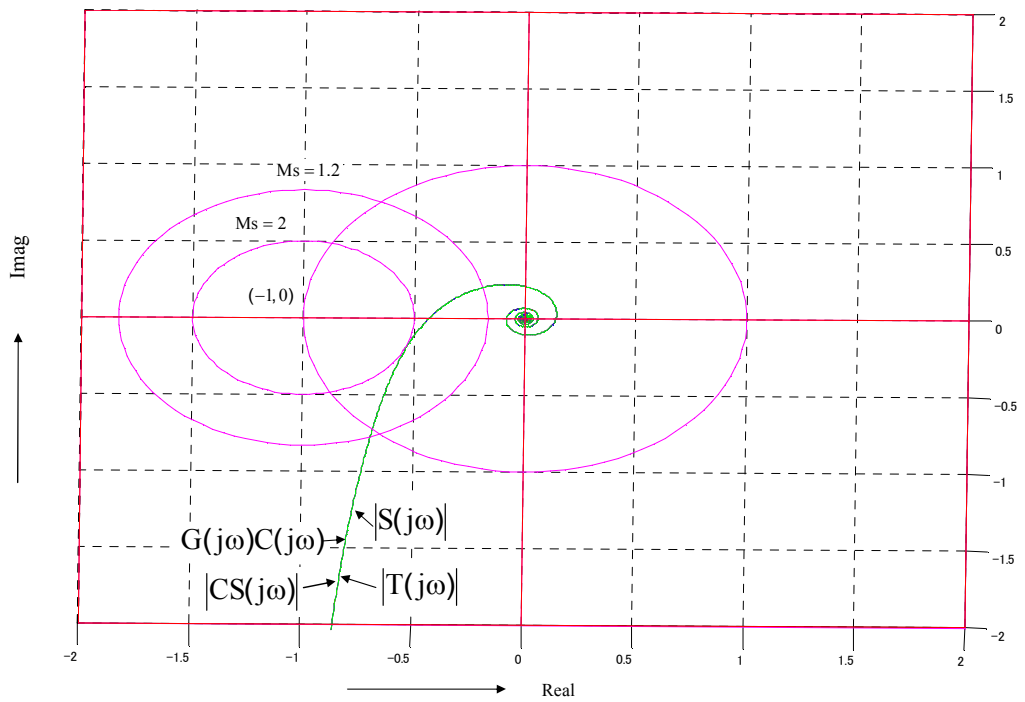


図 6.6 An upper view of the 3D plots

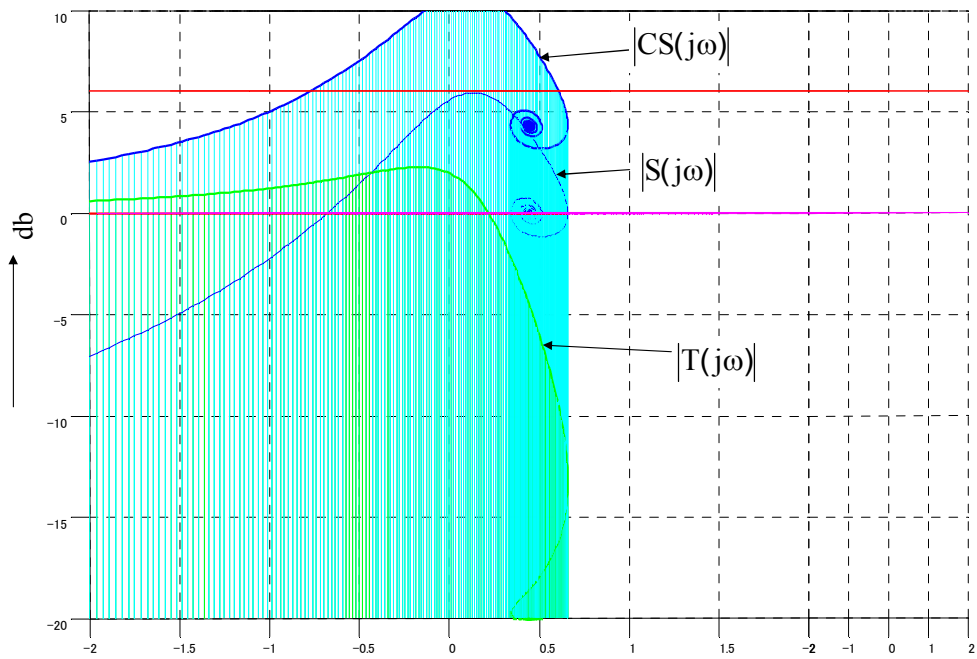


図 6.7 Side view of the 3D plots

図 6.8 は、制御対象がゲイン $K=1$ ，時定数 $T=50\text{min}$ ，むだ時間 $L=20\text{min}$ の 1 次遅れ系，制御器は PI 制御器 ($K_c=3$ ， $T_i=50\text{min}$) の場合の本提案による 3 D 表示例である．最大感度 M_s が 4.89 と良好限界の 2.0 を大きく超えて不安定点 $(-1,0)$ に近づき安定性が悪くなっており，ナイキスト線図上の各感度関数がさらに大きなピークを持つっており，安定性の悪さの逼迫感が表現できる．図 6.9 は，制御対象がゲイン $K=1$ ，時定数 $T=50\text{min}$ ，むだ時間 $L=20\text{min}$ の 1 次遅れ系，制御器は PI 制御器 ($K_c=1.11$ ， $T_i=50\text{min}$) の場合の本提案による 3 D 表示例である． M_s が 1.5 と良好側になっており，ナイキスト線図上の各感度関数が平坦になっており，安定性の悪さの逼迫感が薄れる．

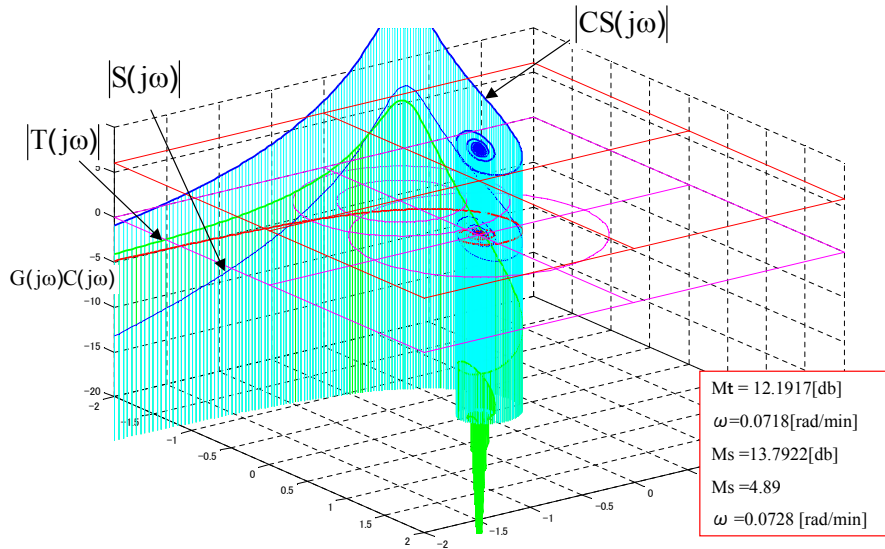


図 6.8 3D plots of sensitivity functions on Nyquist curve at $M_s=4.89$

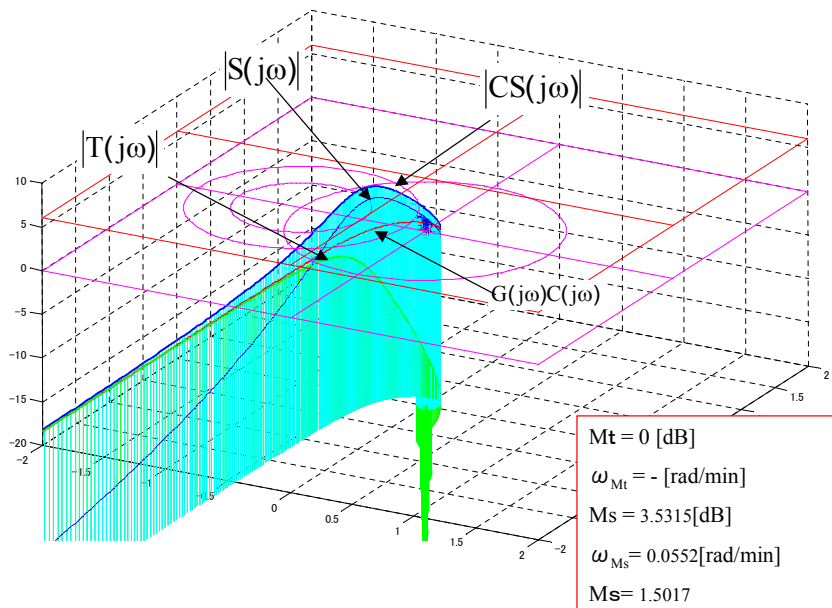


図 6.9 3D plots of sensitivity functions on Nyquist curve at $M_s=1.5$

6.4 レベル制御系の 3 D 表示例

産業界のプロセスでは流体のバッファ用タンクが多く使われているが、予想以上に周期的に動揺しているのを目にする。小河が文献 [6] で紹介していたレベル制御系を例に調整前後の制御特性を 3 D 表示させた。制御対象は積分時定数 $T=409.4\text{min}$ の積分系で、 220min の周期動揺を発生していた調整前 (Before) の PI 定数は $K_c=0.5$ 、 $T_i=1.5\text{min}$ 、小河の方法 [7] によって調整された調整後 (After) の PI 定数は $K_c=4.03$ 、 $T_i=202.9\text{min}$ である。

まず、3 D 表示の上方から見たナイキスト線図を図 6.10 に示す。調整前のナイキスト線図は不安定点 $(-1,0)$ に近づいており、調整後のそれは不安定点から相対的に離れていることが分かる。経験を積めば分かるのかも知れないが、周期動揺を発生していた調整前の制御性の悪さの逼迫度はナイキスト線図だけでは分かりにくいと言えよう。図 6.11 は、調整前後の制御系の各感度関数をナイキスト線図上にカーテン状に 3 D 表示したものである。調整前の制御系の感度関数、相補感度関数、ノイズ感度関数とも大きなピークを持っている。調整後の制御系では各感度関数にそのピークは平坦方向となっている。このように、単にナイキスト線図の比較では分かりにくかった制御系の安定性の悪さの逼迫度は、3 D 表示すると明確になることが分かる。

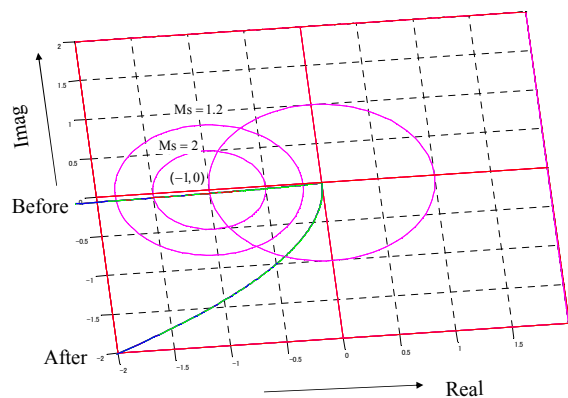


図 6.10 Comparison of Nyquist curves

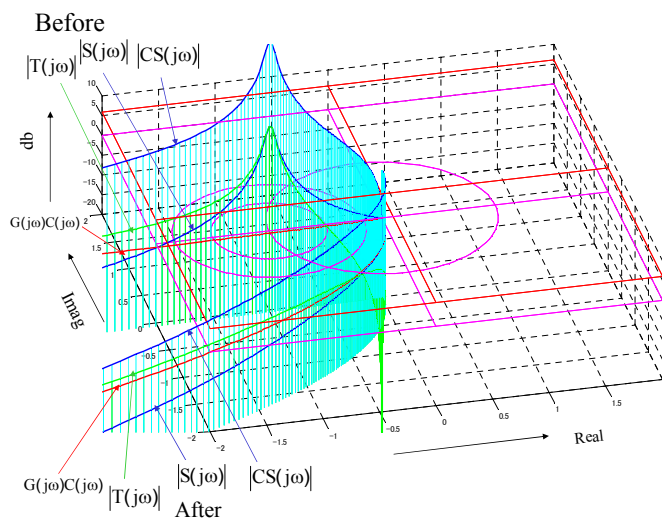


図 6.11 Comparison of 3D views of the control systems

図 6.12 は、このレベル制御系の制御特性が明確になるように目標値応答、外乱応答、ノイズ応答を順に解析した応答波形を示したものである。調整前の応答波形 (赤線) は全般的に周期動揺が見られるが、調整後の応答波形 (青線) は周期動揺も無く安定度が向上していることが分かる。ノイズが印加されている期間の制御量 $y(t)$ と操作量 $u(t)$ の統計処理を行い変動幅を示す標準偏差 (Standard Deviation) を求め、2 次的的にプロットしたものが図 6.13 である。調整後のノイズ感度関数は大きなピークが無いので操作量の変動幅が調整前の 1/7 で済んでいる。制御量の変動幅も調整前後で半分減って、変動幅が大きく改善されていることが分かる。もし、レベル制御系の後段に反応系や温度系などがあつたならば、流量の動揺が外乱になり、品質に影響したり、エネルギーロスが発生する恐れがある。調整前後の感度関数、相補感度関数のピークすなわち M_s や M_t およびその角周波数 ω_s と ω_t を求めると表.6.1 のようになる。調整前の動揺周期 T_c はほぼ 220min であり、各角周波数は $0.0284[\text{rad}/\text{min}]$ となり、 $\omega = 2\pi/T_c$ の関係より M_s や M_t を発生している角周波数とほぼ一致している。すなわち、制御定数により制御系が周期動揺を発生しているときに感度関数はピークを持つことが把握された。

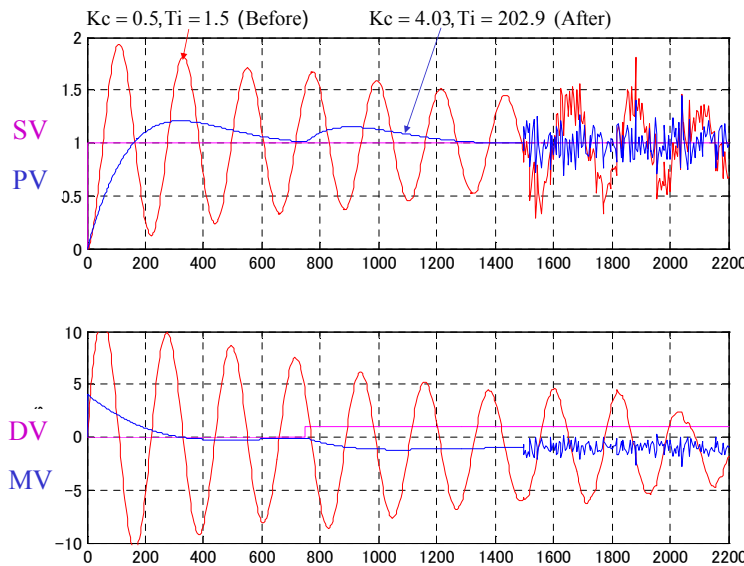


図 6.12 Comparison of time responses of the control systems

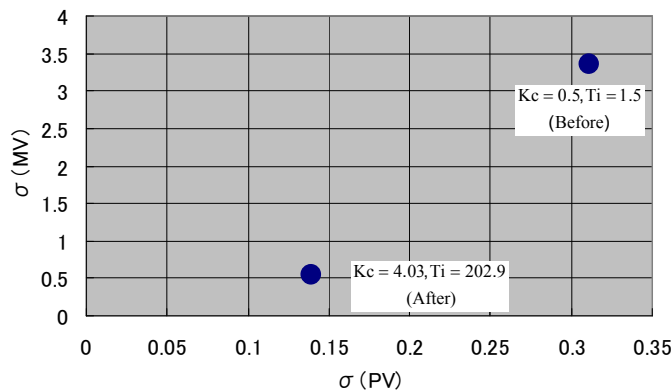


図 6.13 A map of standard deviations

表 6.1 Mt, Ms and of the angler frequencies

| | Mt[dB] | ω_t [rad/min] | Ms[dB] | ω_s [rad/min] |
|--------|--------|----------------------|--------|----------------------|
| Before | 27.2 | 0.0284 | 27.1 | 0.0284 |
| After | 2.09 | 0.0055 | 0.00 | - |

6.5 感度関数のピーク条件とプロセスパラメータの関係

制御対象 $G(s)$ が積分性の場合，ナイキスト線図が不安定点 $(-1,0)$ に接近することにより，各感度関数のピークを発生する角周波数 ω と制御定数から $G(s)$ の積分定数が理論的に求まるはずである．

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \eta T_d s} \right) \quad (6.14)$$

$$G(s) = \frac{1}{T_p s} \quad (6.15)$$

ここで， K_c, T_i, T_d, η は比例ゲイン，積分時定数，微分時定数と微分係数である．また， T_p はプロセスの積分時定数である．感度関数 $|S(j\omega)|$ と相補感度関数 $|T(j\omega)|$ は，それぞれ (6.17) 式と (6.17) 式のようなる．

$$|S(j\omega)| = \frac{1}{|1 + G(j\omega)C(j\omega)|} \quad (6.16)$$

$$|T(j\omega)| = \frac{G(j\omega)C(j\omega)}{|1 + G(j\omega)C(j\omega)|} \quad (6.17)$$

また，各感度関数のピークを発生する角周波数 ω で各感度関数のプロセスの積分時定数 T_p に関する傾きはゼロとなるはずである．すなわち，ピーク条件はそれぞれ (6.19) 式と (6.19) 式のように表現できる．

$$\frac{d|S(j\omega)|}{dT_p} = 0 \quad (6.18)$$

$$\frac{d|T(j\omega)|}{dT_p} = 0 \quad (6.19)$$

制御器 $C(j\omega)$ は実部と虚部で表現すれば，(6.20) 式となる．

$$C(j\omega) = R + jX \quad (6.20)$$

この R と X は，制御器 $C(j\omega)$ の実部と虚部であり，それぞれ (6.22) 式と (6.23) 式となる． ω は周期動揺 T_c を発生している角周波数である．

$$R = K_c \left[1 + \frac{\eta T_d^2 \omega}{1 + (\eta T_d \omega)^2} \right] \quad (6.21)$$

$$X = K_c \left[\frac{T_d \omega}{1 + (\eta T_d \omega)^2} - \frac{1}{T_i \omega} \right] \quad (6.22)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T_c} \quad (6.23)$$

一巡伝達関数は (6.24) 式となる．

$$C(j\omega)G(j\omega) = (R + jX) \left(\frac{1}{j\omega T_p} \right) = \frac{X}{\omega T_p} + \frac{R}{j\omega T_p} \quad (6.24)$$

$|S(j\omega)|$ は、(6.25) 式のようになる。

$$|S(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{X}{\omega T_p})^2 + (\frac{R}{\omega T_p})^2}} \quad (6.25)$$

これを T_p で1回微分して整理すると、(6.26) 式となり、

$$\frac{d|S(j\omega)|}{dT_p} = \frac{X^2 + \omega T_p X + R^2}{\omega^2 T_p^3 ((1 + \frac{X}{\omega T_p})^2 + (\frac{R}{\omega T_p})^2)^{3/2}} \quad (6.26)$$

左辺=0 を T_p について求めると、(6.27) 式が得られる。

$$T_p = -\frac{R^2 + X^2}{\omega X} \Big|_{\omega=\omega_s} \quad (6.27)$$

$|T(j\omega)|$ について同様に展開すると (6.28) 式が得られるが、式の展開は略す。

$$T_p = \frac{X}{\omega} \Big|_{\omega=\omega_t} \quad (6.28)$$

一方、小河は時間応答を求めるアプローチ [6][7] から、 T_p を (6.29) 式のように求めている。

$$T_p = \frac{K_c T_c^2}{8\pi^2 T_i} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi T_i}{T_c}\right)^2} \right] \quad (6.29)$$

ここで、 T_c は動揺周期である。制御パラメータ $K_c=0.5$ 、 $T_i=1.5$ と動揺周期 220min を用いると、(6.27) 式からは $T_p=409.4\text{min}$ となり、(6.28) 式では $T_p=408.7\text{min}$ となる。ちなみに小河の (6.29) 式からは $T_p=408.5\text{min}$ となった。小河の数値を基準にすると誤差 0.23% 以内であり、近似的にも十分に求められていることがわかる。

6.6 まとめ

制御系の安定性を示すナイキスト線図と制御特性を示す各感度関数との関係、特に制御性が良くない制御系を改善させるため、ナイキスト線図上に各感度関数ゲインをカーテン状に示す3D表示を試みた。これにより、安定性が悪く周期動揺を発生している制御系では、その周期動揺の周波数で感度関数が大きなピークを持つことが明確に示され、逼迫性が増すことが確認された。

続いて、感度関数ピーク発生条件からすなわち周波数領域からのアプローチで最も簡単に産業界の現場に多く見られる積分系のパラメータを同定する式を導いた。この数値結果は小河氏が提案している時間領域からの結果とほぼ同様であり、実応用に使えると判断される。外乱とノイズだけで動いている閉ループ系のデータから制御対象の動特性は一般には同定できないことになっているが、積分系プロセスで制御定数により周期動揺している場合には同定試験をすることなく制御対象の積分パラメータを近似的に求められることが分かる。

参考文献

- [1] 制御性能監視については加納による下記 HP に詳しい。
<http://tech.chase-dream.com/cpm.html>
- [2] 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)
- [3] 中野浩, 菊池忠雄, 根岸靖典: 制御性診断による制御改善, 計装, Vol.51,No.12,27-31(2008)
- [4] 下記 expertune の HP に詳しい。
<http://planttrriage.com/>
- [5] Astrom, K.J: Feedback Fundamentals. IEEE-IAS Advanced Process Control Applications, Vancouver (2006)
- [6] 小河守正:積分プロセス制御システムの自励振動周期から積分時定数を推定する方法, 学振 PSE143 委員会 WS27 研究会 資料, (2008)
- [7] 小河守正, 加納学, 橋本伊織: ギャップ付き PI コントローラを用いた均流液面制御の設計方法, 化学工学論文集, 24-2,259/265(1998)
- [8] Guzman,J.L., Astrom, K.J. etc.: Interactive Learning Modules for PID Control, IEEE Control Systems Magazine, pp.118-134, October (2008)
- [9] 重政 隆, 根岸 靖典: プロセス制御特性の 3 D 表示とその応用, 計測自動制御学会産業論文集, Vol.9,No.16,115/119 (2010)
- [10] 重政 隆, 根岸 靖典: 制御支援ツールの使い方の勘所 - プロセスの制御性評価と改善ツール, 計測と制御, Vol.49,No.2, (2010)

第 7 章

産業プロセスへの応用事例

モデル駆動 (MD)PID 制御の性能を実際のプラントで確認する試験を幾つか実施した。

(1) 某製紙会社の沈殿池のレベル制御が導水管長が長いために調整しにくい制御対象であった。動特性的には、むだ時間があり沈殿地レベルが 20% あまりも周期動揺をしていたのを提案手法を適用することにより 5% 程度に小さくすることができた例，(2) 某製紙会社のスラッジボイラの圧力制御がスタートブロー時に警報点を越えてしまうことがオペレータにとって心配の種であった。これに対し，MD-PID 制御を圧力制御ループに導入し，スタートブロー時にも警報点を越えない運転ができるようになった例，(3) 某石油化学会社の蒸留塔の塔頂不純物濃度制御は重要であるが，不純物濃度測定に 30min 程度のむだ時間があり良好に制御できてなかった。これに対し，還流量制御ループと塔上部温度制御ループにカスケード的に MD-PID 制御を導入することにより，オペレータの介入が大幅に減らすことができた例，(4) この他に，むだ時間が長いために PID 制御が調整できないので自動運転に投入できずに，オペレータの張り付きによる手動モード運転を余儀なくされていたプロセスを自動制御モードに入れて省力化・高品質化を達成した実績もあるが，客先の了解が得られてないために紹介できない応用例も幾つかある。ここでは，紹介可能な幾つかの産業プロセスでの応用事例を紹介する。

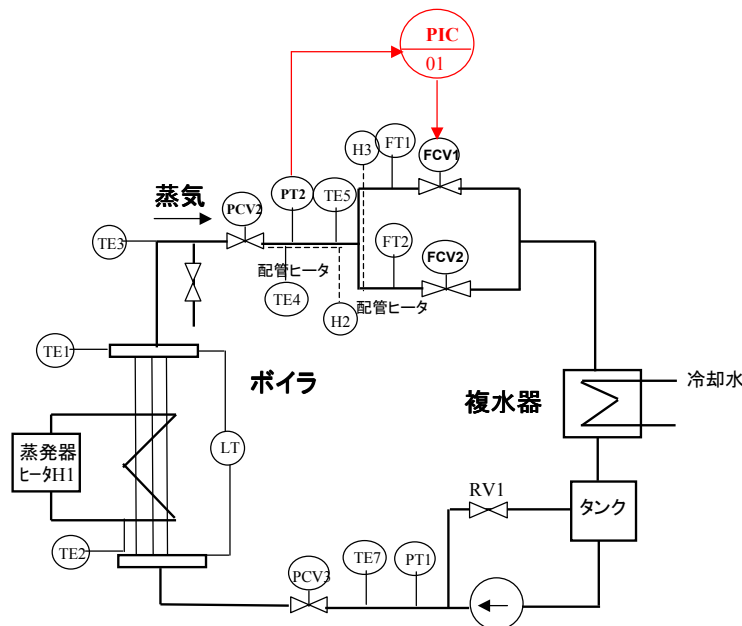


図 7.1 Process flow diagram of HRSG test plant

7.1 排熱回収ボイラ系用テスト設備でのMD-PID制御の適用

MD-PID 制御の制御性能を最初に評価するためにテストに用いた廃熱回収ボイラ (HRSG:Heat Recovery Steam Generator) 系用テスト設備のプロセスフロー図を図.7.1 に示す。テスト設備では、ボイラ部で蒸気が生成され主蒸気ヘッドに導入され、この主蒸気ヘッドから蒸気はタービン特性を模擬する弁 (FCV1) とバイパス弁 (FCV2) の2つに分かれて複水器に導かれ凝縮し、液化水は再度ボイラに戻るようになっている。ここでは、主蒸気圧力 PT2 をタービン入口弁 FCV1 で制御する圧力制御系を構成した。バイパス弁 FCV2 の開度を変化させれば、外乱に対する抑制性を評価が可能である。

特に、むだ時間のある系の制御性能を確認するために、制御器側の操作信号を発生する箇所にむだ時間 3sec を挿入した。その結果、主蒸気圧力伝達関数は (7.1) 式のようにモデル化された。

$$P(s) = \frac{-0.52exp(-3.8s)}{1 + 1.9s} \tag{7.1}$$

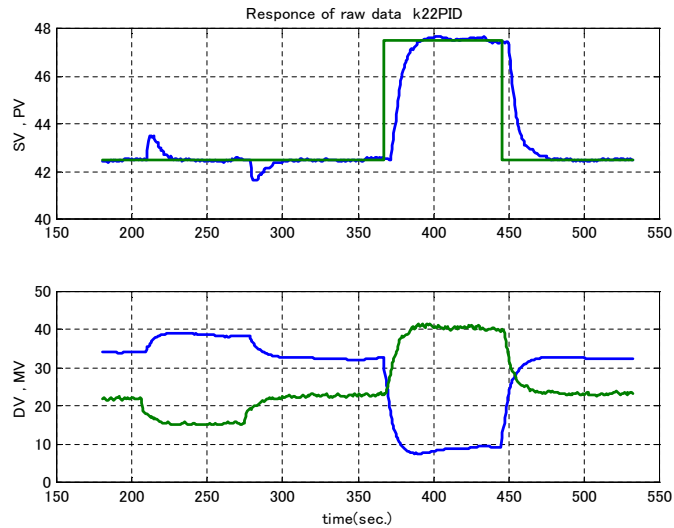


図 7.2 PID control test

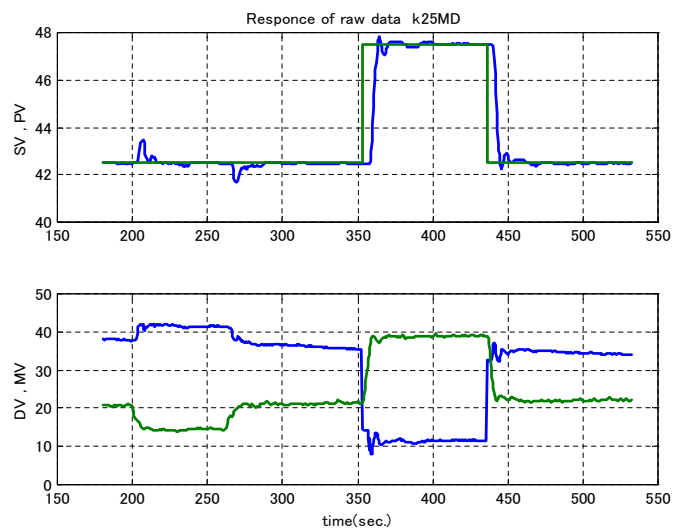


図 7.3 MD-PID control test

PID 制御系に試行錯誤で最も良いと判断した $K_c=0.71$, $T_i=2.6\text{sec}$, $T_d=0\text{sec}$ を設定した場合の外乱印加と圧力目標値変化を与えた時の応答波形が図.7.2である。 $K_f=0$, $T_f=0\text{sec}$ であるので制御対象の時定数とむだ時間をそれぞれ内部モデルの $T_c=1.9\text{sec}$, $L_c=3.8\text{sec}$ と設定し、ゲインは逆数に設

定すれば良いので $K_c=1.92$, また $\alpha=1$ と $\lambda=1$ を設定した . この場合の同様な外乱と目標値変化を与えた時の MD-PID 制御系の応答波形が 図.7.3 である . ここで , 上のグラフの Green line は圧力制御系の目標値 , Blue line は制御量である , 下のグラフで , Green line は外乱用弁の開度であり , Blue line は圧力制御弁の開度信号である .

PID 制御と MD-PID 制御の制御性比較を数値化すると , 外乱に対しては IAE(integral of absolute value of error) と整定時間とも 35% 向上し , 目標値変更に対しても IAE は 26% , 整定時間は 36% 向上するのを確認することができた . このように , むだ時間が時定数に比べ長いようなむだ時間が支配的な場合は , MD-PID 制御を用いることによって制御性能向上を改善することが確かめられた .

7.2 か焼炉温度の MD-PID 制御の適用

MD-PID 制御の制御性能を発揮したか焼炉のプロセスフロー図が 図.7.4 である . か焼炉は , 原料スラッジ中に含まれている製品成分を再生するためのプロセスで , 再生を行うための望ましい温度範囲は 880 から 930 とされている . そのために , 原料スラッジ中の水分をか焼炉の排ガスで乾燥させたドライ原料スラッジをか焼炉に送り込み , 望ましい温度範囲で焼くことにより製品が再生されるプロセスである . 焼くための燃料は重油であり , これができるだけ少ない方が経済的である .

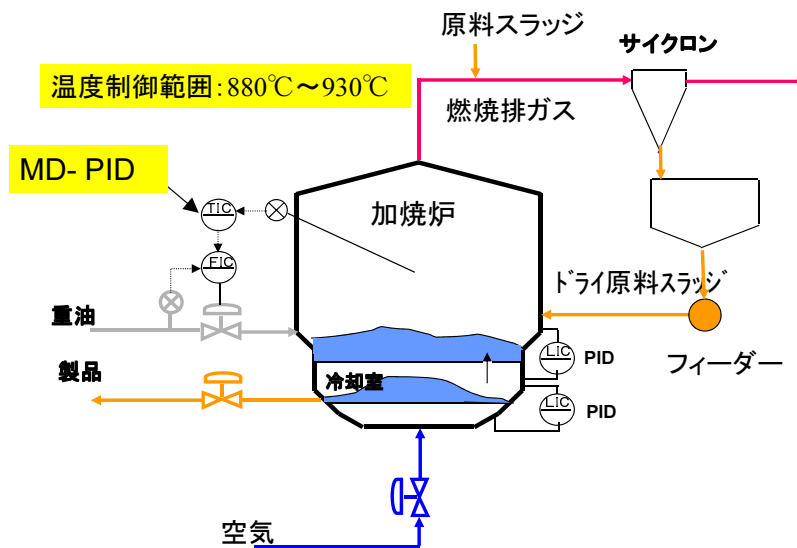


図 7.4 Process flow diagram

このプロセスの動特性的には , むだ時間と積分があるために平衡がなかなか取りにくい . そのため現場では長い年月にわたりオペレータの張り付き運転で対応されていた . 図.7.5 に示す重油流量をステップ上に上げ下げしたときのか焼炉温度のトレンドから , か焼炉温度の伝達関数は (7.2) 式のようにモデル化された . むだ時間がある積分系であり , 投入されるスラッジ流量が外乱となり , 重油流量からか焼炉温度までの伝達関数が (7.2) 式である . なお , 時間単位は min である .

$$P(s) = \frac{0.022 \exp(-4s)}{s(1 + 3s)} \quad (7.2)$$

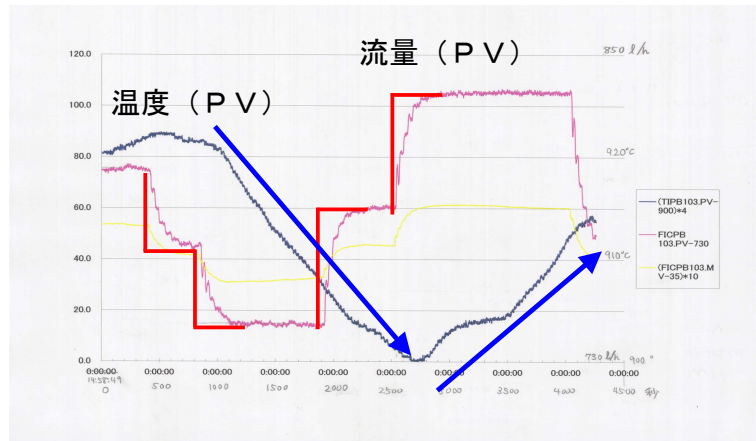


図 7.5 Temperature response of the process

(7.2) 式の伝達関数に基づき，MD-PID 制御系を設計した．積分系であるので，PD フィードバックによりむだ時間を持つ 1 次遅れ系を設計する． $K_f=0.3$ を設定すると 2.3 節の方法により微分時定数 $T_f=5.064\text{min}$ と PD フィードバック系と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系のゲイン $K=1/0.3$ ，時定数 $T=13.45$ ，むだ時間 $L=6.26$ と計算された．これらの値から，内部モデルを $T_c=T$ ， $L_c=L$ と設定し，ゲインは逆数に設定すれば良いので $K_c=0.3$ ，また $\alpha=1$ と $\lambda=1$ を設定した．

図.7.6 は，導入前と導入後のか焼炉温のヒストグラムである．統計値にもあるように，導入前は平均値 907 で変動幅を表す標準偏差は 9.573 であったが，導入後は平均値は 899.7 と目標値の 900 を達成し，しかも，変動幅を表す標準偏差は 2.223 と 23.2% に小さくなった．平均温度で 7 下げられた結果，提案手法の導入により燃料である重油を削減することができた．温度の変動幅がほぼ 1/4 に小さくすることができたので，さらにか焼炉温度を十分な程度に低くすることが可能になり，温度を維持するための燃料代をさらに削減されることが期待されている．

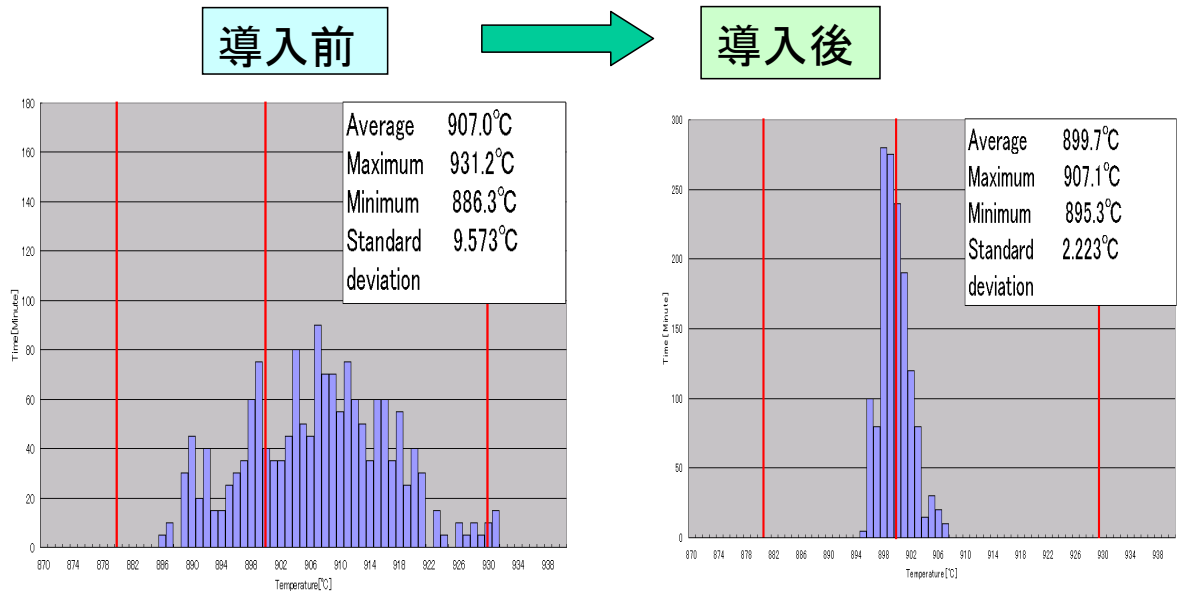


図 7.6 Comparison of temperature histograms

以上のように，か焼炉温度の動特性はむだ時間が数分あり，しかも積分系であるために，自動化運転が諦められていて一時はファジィ制御の導入も考えられたプロセスに対し，プロセスのモデルを同定し，モデル駆動 PID 制御により自動化し，省力化しオペレータの仕事を本来の仕事に向けられただけでなく，省エネも達成することができた．

7.3 石炭炊きボイラ系へのMD-PID制御の適用

1997年に京都で開催されたCOP3により合意された京都議定書に基いた国の省エネ政策を受けて、産業界は省エネ対策を推進している。エネルギーコストの高騰を受け、比較的安定・安価な石炭の使用量は、特に工場のボイラ用としては増加しているのが実態である。その石炭炊きボイラに目を向けると、ガス炊きや重油炊きに比べ、石炭をミルで粉にして空気で火炉に送り燃焼させ、さらに蒸気発生までに係わる時間が相対的に長く、すなわちむだ時間が長いので、制御ゲインを上げられず、主蒸気圧力や主蒸気温度が変動しやすい。事実、定常運転においても動揺周期の長い大きなボイラを散見する。もしこれらの変動幅を小さくすることができ、運転限界値に余裕があるならば、主蒸気温度設定値を上昇させることによりタービン入口の蒸気エンタルピの上昇を引き起こさせボイラ効率を向上させることが可能である。図.7.7は、ある工場の石炭炊きボイラのフロー図である。

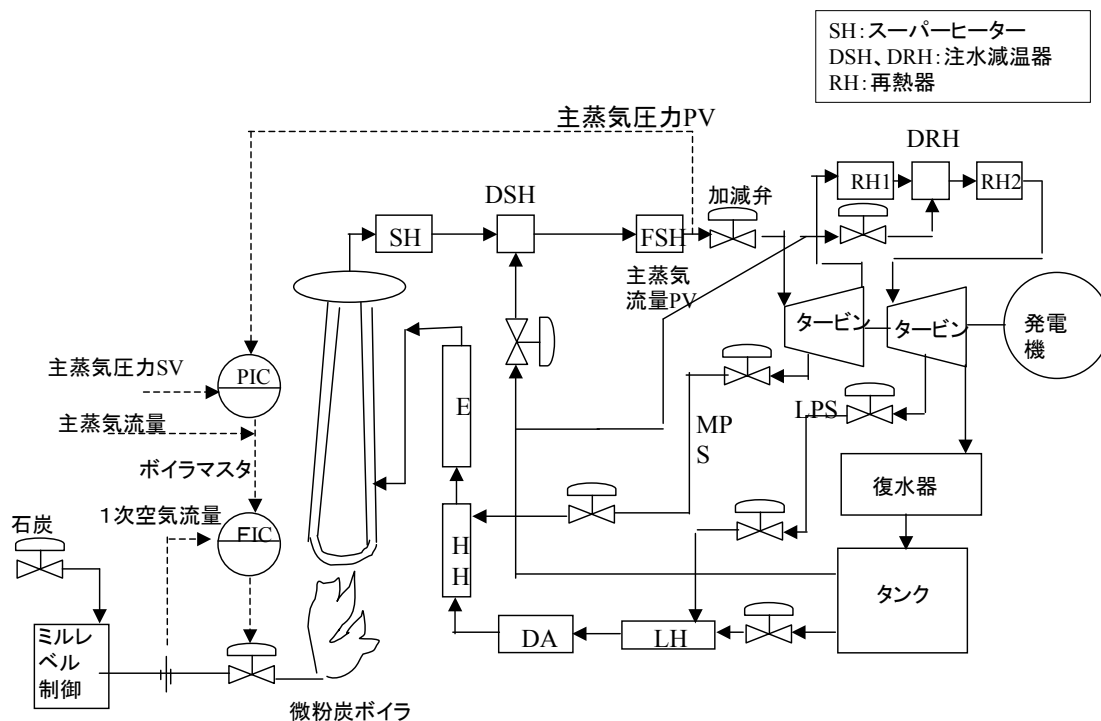


図 7.7 Coal plant flow diagram

定常運転時の実際の信号には種々の動揺成分が観察されたので、それらの原因を究明し、その対策を打たないと効果は半減する。図.7.8と図.7.9は、実定常運転データのスペクトル解析の結果である。横軸は角周波数 [rad/min] であり縦軸は振幅の大きさである。このような解析から動揺成分がどのような信号に含まれているかをまとめた表が図.7.10である。

このような結果から、ボイラ出力を不必要に変動させる原因を調べて対策を打った。例えば、13min周期の動揺を発生していた微粉炭ミルについては動揺を無くすようにしなければならない、現行制御定数で発生する周期動揺が同程度になるようなミルループのモデル化を図り、その結果に基づいた最適調整を図ることなどである。一部にプラント機器側の理由で手のつけられないのもあった。主蒸気圧力系と主蒸気温度系については別途動特性試験データが採取され、この結果に基づいて、主蒸気圧力モデルと主蒸気温度モデルを作成し、安定性・ロバスト性をシミュレーションで波形を確認しつつ、制御定数を準備して、現地試験に臨んだ。

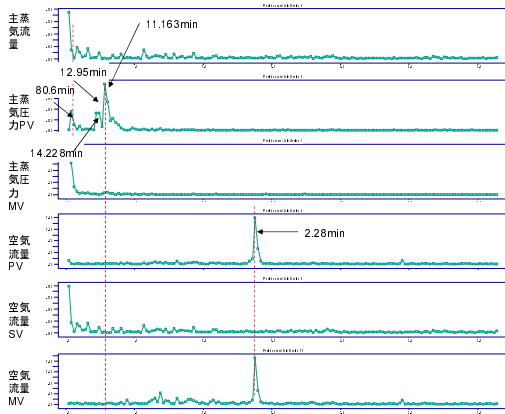


図 7.8 An example of spectrum analysis

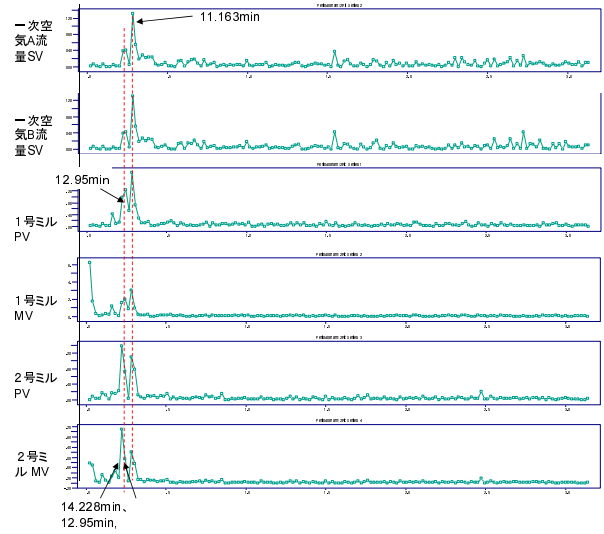


図 7.9 An example of spectrum analysis

| 動揺周期 | 2.2min | 11.163min | 12.95min | 14.228min | 28.86min | 37.96min |
|----------------|--------|-----------|----------|-----------|----------|----------|
| 主蒸気流量 | | | | | | |
| 主蒸気圧力PV | | ○ | △ | △ | ○ | △ |
| 主蒸気圧力MV | | ○ | △ | △ | ○ | |
| 一次空気A流量PV | | ○ | ○ | ○ | | |
| 一次空気A流量SV | | ○ | ○ | ○ | | |
| 一次空気A流量MV | | ○ | ○ | ○ | | |
| 一次空気B流量PV | | ○ | ○ | ○ | | |
| 一次空気B流量SV | | ○ | ○ | ○ | | |
| 一次空気B流量MV | | ○ | ○ | ○ | | |
| 1号ミルPV | | | ○ | | | |
| 1号ミルMV | | | ○ | | | |
| 2号ミルPV | | | | ○ | | |
| 2号ミルMV | | | | ○ | | |
| 空気流量PV | ○ | | | | | |
| 空気流量SV | | | | | | |
| 空気流量MV | ○ | | | | | |
| 炉内圧力制御PV | ○ | | | | | |
| 炉内圧力制御SV | | | | | | |
| 炉内圧力制御MV | ○ | | | | | |
| 最終SH出口蒸気温度A PV | | ○ | △ | △ | | |
| 最終SH出口蒸気温度A MV | | ○ | △ | △ | | |
| RH出口温度PV | | ○ | △ | △ | | |
| RH出口温度MV | | ○ | △ | △ | | |
| RH入口温度PV | | | | | | |
| ドラムレベルPV | | | | | | ○ |
| ドラムレベルMV | | | | | | ○ |
| 給水流量PV | | | | | | ○ |
| 給水流量SV | | | | | | ○ |
| 給水流量MV | | | | | | ○ |

○ 確認できる △ 弱い

図 7.10 Spectrum Table

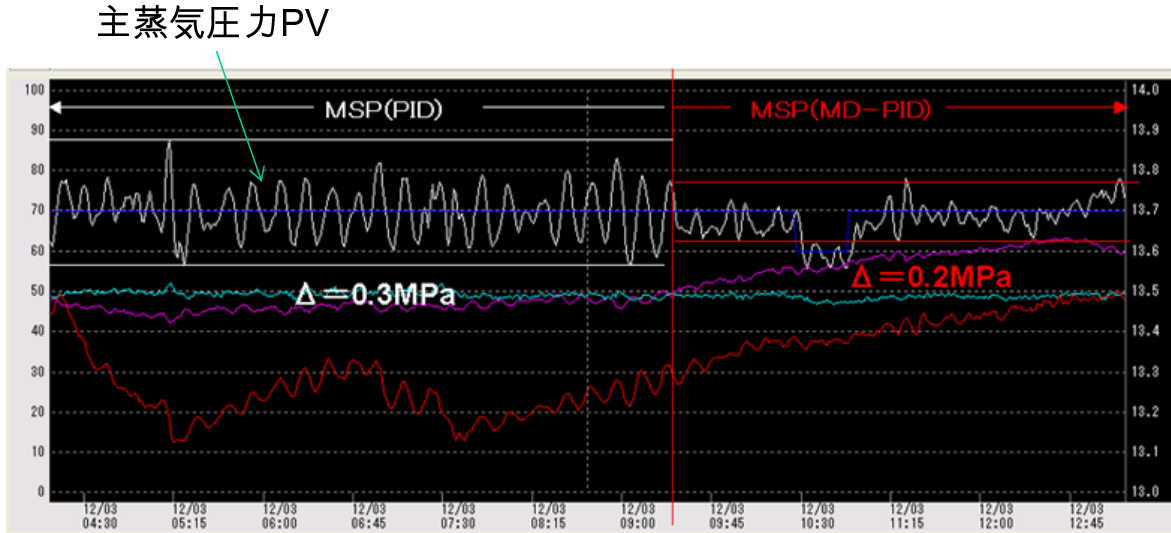


図 7.11 Comparison of main steam pressure control system

図.7.11 は、主蒸気圧力制御系について従来の PID 制御からモデル駆動 PID 制御に切り換えた前後の応答波形の比較である。主蒸気圧力の変動幅は従来の 0.3MPa から 0.2MPa と 66% に小さくすることができた。

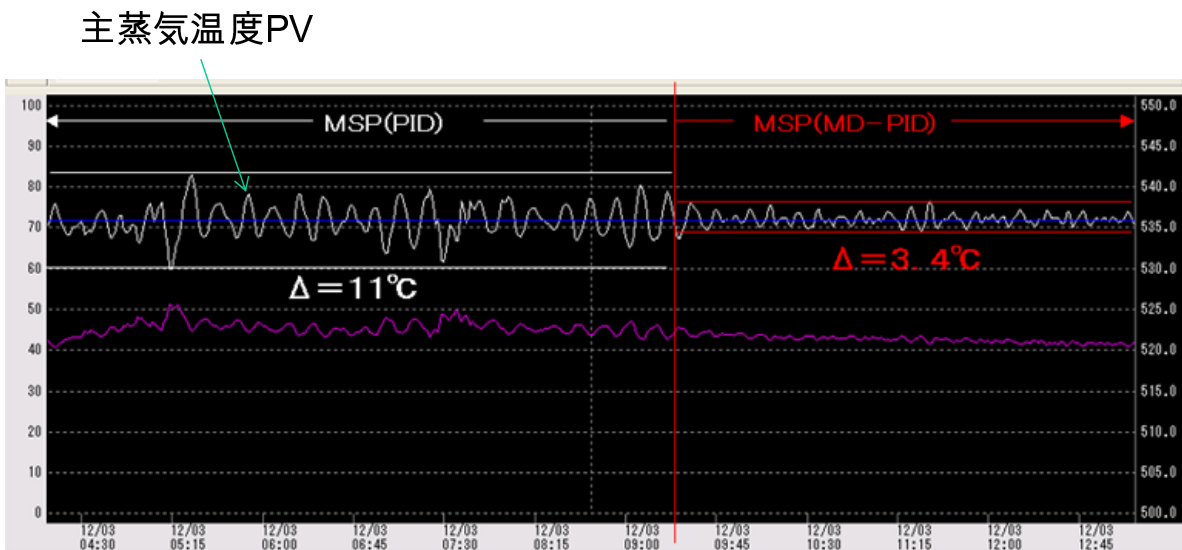


図 7.12 Comparison of main steam temperature control system

同様に 図.7.12 は、主蒸気温度系の従来 PID 制御系とモデル駆動 PID 制御系に切り換えた前後の応答波形の比較である。石炭の供給変動が安定化し、火炉内の燃焼が安定化したこともあり、主蒸気温度の変動幅は従来の 11 から 3.4 と 30% まで小さくすることができた。これにより、主蒸気温度の目標値を上昇させることができ、タービン入口の主蒸気エンタルピーを上げて発電効率を上げることが見込まれた。

7.4 圧力制御ループの応答性改善検討

火炉の燃焼ガス圧力制御ループで応答性改善検討を行った例を紹介する．図 7.13 が当該ループの構成を示したものであり，火炉に投入された原料を燃料の燃焼による高温のガスで融解するとともに，燃焼ガス圧力は排気スタック直前に設置されたメカニカルダンパーの開度を調節することにより一定に維持するループである．スタック内に付着したススを吹き飛ばすためのストブロー操作が一日に何回も行われるが，これが炉圧ループの外乱の一つであり，これが製品品質を劣化させないようにしなければならない．投入される原料量に応じて燃料ガス流量も変化するのでこれも炉圧ループの外乱である．炉圧の目標値を変化させて採取した目標値変化試験の応答データが図 7.14 である．ここで，上の波形は目標値信号 (SV : Red line) に対する制御量 (PV : Blue line) であり，下の波形が操作信号 (MV : Blue line) である．

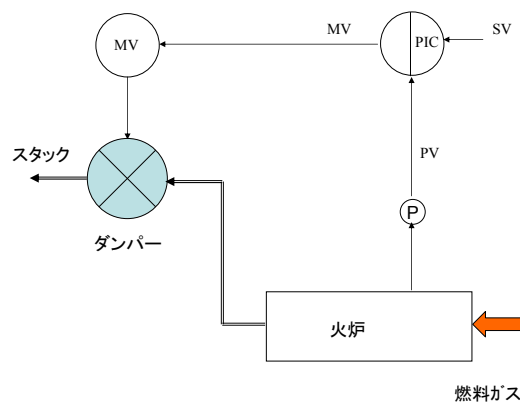


図 7.13 Furnace pressure control loop

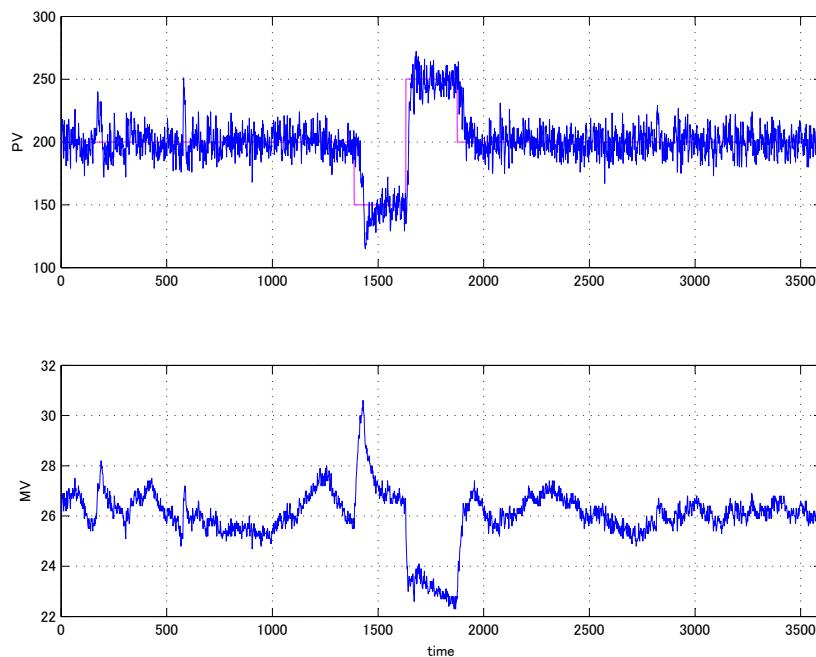


図 7.14 Input and output data of the furnace pressure control loop

$K_f = 0.25, \kappa = 0.1$ で5章で述べたPDループのFRITにより $T_f = 1.913, K = 0.751, T = 3.688, L = 5.878$ が得られた。図7.15は、実制御量 (PV: Blue line) と、等価なむだ時間を持つ1次遅れ系の応答波形 (Magenta line) を比較したものである。これから得られたモデルは、現場で使っていたPID制御定数 $K_c = 0.6, T_i = 6, T_d = 0, \eta = 0.1, \alpha = 0.45$ から見積もれる感度関数や最大感度から言える制御性能とループの定常応答解析結果と矛盾無く最も適合すると判断された。

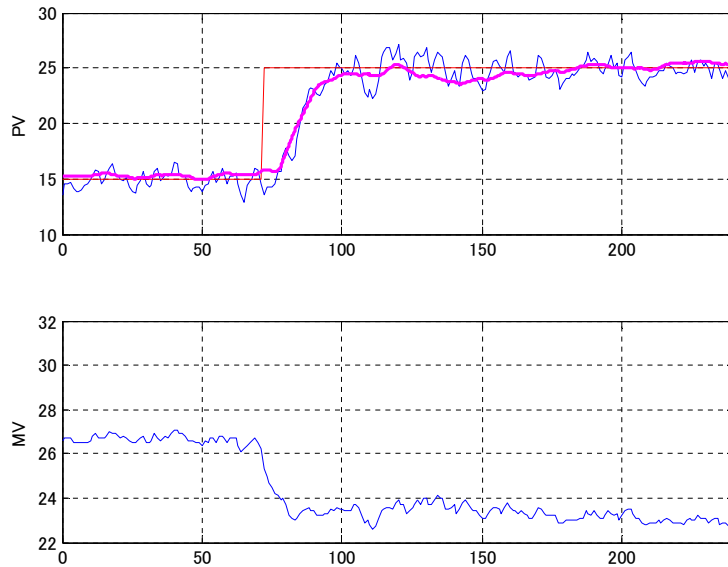


図 7.15 Comparison of PD-FRIT response(magenta line) and real step response(Blue line)

そこで、PDループのFRIT結果から得られた2自由度PID制御定数(PD-FRIT値と言うことにする)は $K_c = 1.014, T_i = 7.3, T_d = 1.4, \eta = 0.4, \alpha = 0.6$ となったので、このPD-FRIT値で応答性の確認テストを行った。

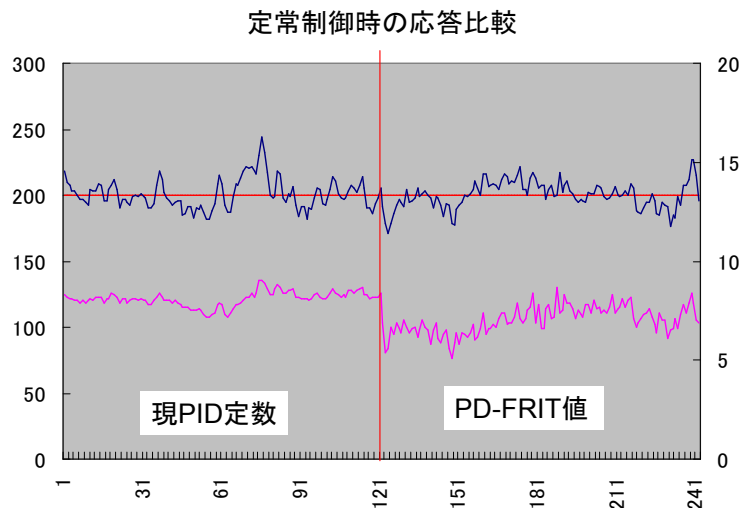


図 7.16 Comparison of normal furnace pressure PID control loop with the new PID parameters by PD-FRIT and convensional PID parameters

図7.16は、定常的な制御時の応答比較を示したものである。現PID値ではやや緩慢な挙動であるが、PD-FRIT値のPID制御定数を用いた操作信号(MV)の挙動はわずかに変動幅が大きくなったが

高周波特性が改善されており、きびきびとした応答となり応答性の改善がみられた。

図 7.17 は、圧力制御ループにとって外乱であるスートブロー時の応答を比較したものである。ここでも現 PID 値ではやや緩慢な挙動が見られるが、PD-FRIT 値を用いた場合に操作信号 (MV) の挙動はわずかに変動幅が大き目であるが高周波特性が改善されており、外乱印加時に抑制性が向上したきびきびとした応答となり IAE 値でも現 PID 値での 4.695 から PD-FRIT 値での 3.591 となり 23.5% の応答性の改善がみられた。

以上のように、現行使用中の PID 値でもほぼ良好な制御性が得られているものの、応答試験データから得られた PD-FRIT 値により、さらに制御性が向上できることを実機にて確認することができた [9]。

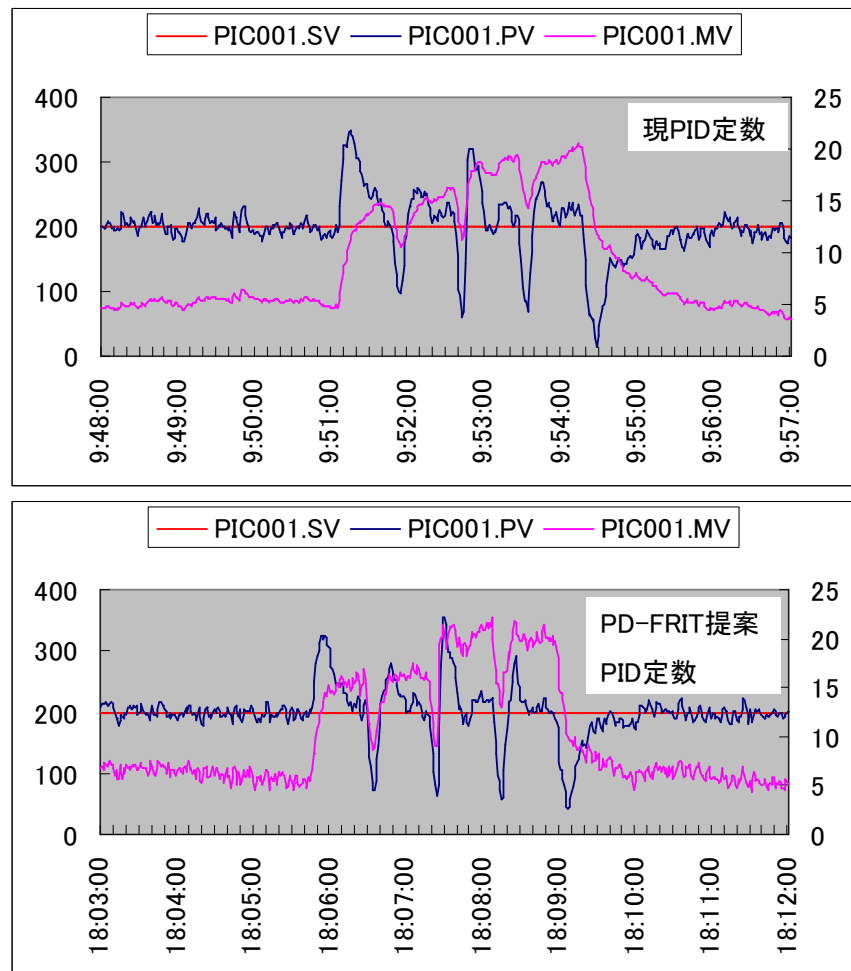


図 7.17 Comparison of furnace pressure control loop at soot blowing disturbance

参考文献

- [1] 北森俊行：制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法，計測自動制御学会論文集，Vol.15，No.4，549/555 (1979)
- [2] 須田信英, 他：PID 制御, 朝倉書店, 東京 (1992).
- [3] Astrom, K.J. and Hagglund,T. : PID Control Theory, Design and tuning, ISA ,Research triangle park, NC (1995)
- [4] O'Dwyer, A. : Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, Imperial College Press, (2003)
- [5] Ender, D. : Process Control Performance: Not as good as You Think, Control Engineering, 180-90 (1993)
- [6] 制御技術動向調査報告書, SICE (1996)
- [7] Desborough, L. and Miller, R. : Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring , Preprints of Chemical Process control-6, Tucson, 153-186 (2001)
- [8] 制御性能監視については加納による次の HP に詳しい .
<http://tech.chase-dream.com/cpm.html>
- [9] 重政隆 , 根岸靖典 : 解説「PD ループのデータ駆動調整結果からの 2 自由度 PID 制御系のチューニング」, 計測と制御 52/10 , (2013)

第 8 章

結論

本研究では、現場応用を前提とした制御系設計調整法について、考え方がシンプルで分かり易く技術伝承し易く、汎用・広範化できるプロセス制御技術を目指した、具体的には、信頼性の高い DCS レベルで活用できるプロセス制御技術としてモデル駆動 PID 制御を中心とした一連の方法を提案した。以下、提案手法を要約する。

- モデル駆動 PID 制御

産業プロセスに存在するむだ時間の有無や遅れ系でなく逆応答系、振動系、不安定系などの広範な制御対象に対して汎用プロセス制御を実現するために、PD フィードバックループを下位系に配し、2 自由度 IMC を上位系に配したカスケード構造のモデル駆動 PID 制御を提案した。ポイントなのは、PD フィードバック系の動特性をむだ時間を持つ 1 次遅れ系に設計する方法である。ここでは、マッチング式の分母系列係数間で成立する非線形方程式を解く手法を提案し、産業界に見られる多様な制御対象に適用できることを示した。本研究の成果を利用することによって、DCS レベルで現実の産業プロセスで見られる広範な制御対象に対する汎用プロセス制御を構築することが可能になった。

- 2 自由度 PID 制御への変換方法

既存の DCS に広く存在する 2 自由度 PID 制御器の制御パラメータを正確・容易に設定する方法として、モデル駆動 PID 制御系を仮想的に設計し、そのモデル駆動 PID 制御器から Taylor 展開と感度関数のマッチングによる変換方法を提案した。本研究の成果を利用することによって、2 自由度 PID 制御器も容易に制御パラメータの設定が可能になった。

- 逆非干渉化器を用いた多変数モデル駆動 PID 制御

蒸留塔のように塔内で温度、流量、圧力などの変数が干渉している産業プロセスは少なくない、このような多変数プロセスを DCS レベルで実行し制御性能を向上させるために、非干渉化のための逆非干渉化器 (Inverted Decoupling) とモデル駆動 PID 制御システムを組み合わせる方法を提案した。逆非干渉化器により多変数制御対象は非干渉化され、PD 補償器は非干渉化された当該ループの動特性にのみ関与するので調整が容易であり、逆非干渉化器も DCS レベルではフィードフォワード補償のクラスで対応できるため、逆非干渉化器を用いた多変数モデル駆動 PID 制御は DCS レベルで容易に実現できることを示した。また、制御対象の設計モデルと実動特性間のモデル誤差の影響を分析し、ゲイン行列の条件数が重要であることも示した。この手法においては、動特性変動に対する対応が局所モデルに限定された作業となるため、現場での作業が容易になるという特徴を有している。

- PD ループのデータ駆動調整方法とその応用

モデル駆動 PID 制御系の設計は制御対象の動特性が既知から出発しているが，制御対象の目標値応答試験の操作信号 (入力) と制御量 (出力) の応答データからモデル化作業無しに，FRIT(Fictitious Reference Iterative Tuning) により PD ループが調整できることを示した．その結果を受けて，モデル駆動 PID 制御系の調整，さらに 2 自由度 PID 制御系の調整までも可能となることを示した．また，合わせて制御対象の動特性モデルも副産物的に入手できるようになり，各種感度関数，最大感度，シミュレーションまでのモデルベースでの手法が可能となり，調整結果の客観性を増すことができる．

- プロセス特性の 3 D 表示

産業界の現場向けに制御系の制御性の特に安定度の良くないことの逼迫性を強調表現するために，各種感度関数をナイキスト線図上に 3 D 表現する手法を提案した．この 3 D 表現により，安定度の良くないループには大きなピークを表現できるようになった．これによって，現状あまり活用されていない周波数応答の世界から逼迫性の高いループが顕著に分かるツールを開発した．

- 技術継承性

プロセス制御技術が，単一入出力制御技術と多変数制御技術の領域で多様化の道を進み，局所的な調整則が沢山存在してきたが，ここで提案した技術をベースとすることにより設計・調整法がシンプルなので運転する現場や保守するエンジニアの技術継承性についても容易になると期待できる．

- DCS レベルでの活用性

これらは，信頼性の高い DCS レベルで全面的に活用できる制御技術であり，幅広いプロセス産業分野に適用できるものである．

謝辞

論文をまとめるにあたって”エッセイではない．論文である．主張を客観的かつ論理的に書く必要がある．”とご多忙の中，怠惰な小職を鼓舞し，ご指導頂いた東京大学大学院 原 辰次教授に心から感謝いたします．予備審査から本審査にかけてご多忙中のところ拙論文に細かく目を通して頂き，鋭い視点からのコメントを頂いた東京大学大学院 石川正俊教授，安藤繁教授，藤本博志准教授，津村幸治准教授には深く感謝いたします．

部分的モデルマッチング法や I-PD 制御や非干渉 I-PD 制御など産業界での適用考慮した論文を提案され，産業界の現場に立脚した制御技術であるべき論をいつも語られ常に多くの示唆を与えて下さった SICE(公益社団法人計測自動制御学会) プロセス塾塾長の北森俊行東京大学名誉教授に心から感謝いたします．我が国の制御理論を強く引っ張り，あわせて産業界の制御技術の発展にいつも心を掛けて下さり ”モデル駆動制御 ”という概念を提案された木村英紀東京大学名誉教授に心から感謝いたします．工学にするどい感覚をもっておられた大学時代の恩師の秋月影雄早稲田大学名誉教授に心から感謝いたします．

東芝の研究所に在籍していた時代から国際学会で何度もお目にかかりご執筆中の PID の本のコピーを含めいつも勉強させて頂いた K.J.Astrom Lund 大学名誉教授に感謝いたします． 2 自由度 PID 制御のチューニング論文の ISA 発表から心に掛けて頂いた S.L.Shah アルバータ大学教授にも感謝いたします． PID d 制御を提案された Shinskey 氏にスペインの Terrasa で会えたことから端を発することができたので感謝いたします． その昔，日本電気計測工業会 (JEMIMA) の技術顧問であり IMC の情報を頂いた電機大学古田勝久学長 (東京工業大学名誉教授) にも感謝いたします． IMC を提案された M.Morari スイス連邦工科大学名誉教授にも感謝いたします． 長谷部伸治京都大学教授，橋本芳弘名古屋工業大学教授，加納 学京都大学教授には学術振興会プロセスシステム工学 (PSE)143 委員会を通じて沢山の PSE 情報を提供して頂き，また SICE プロセス塾でも多くを勉強させて頂きましたことを心から感謝いたします． SICE 制御技術部会からの長いお付き合いで MD-PID 制御のフィールド試験を快く引き受けて頂き，SICE プロセス塾でもシステムのあり方を熱く示されている伊藤利昭氏 (元三菱化学，元名古屋工業大学教授) に心から深く感謝いたします． JEMIMA の技術委員会，ISA やプロセス会議，SICE プロセス塾などで長年，お付き合いさせて頂いた横河電機の高津春雄氏にも感謝いたします． 三菱化学の水島時代から現場の PID 制御の問題などを議論させて頂くとともに SICE プロセス塾を通じて産業界の制御がらみの問題点を示唆して頂いた小河守正氏 (現 Azbil) にも心から感謝いたします． プロセス制御の件でいろいろと相談に乗って頂いたり情報を教えて頂いた関 宏也東京工業大学准教授にも深く感謝いたします． 入手困難な論文の入手を何度と無くお願いした山下善之東京農工大教授にも深く感謝いたします． PD ループに FRIT を適用するにあたり有益なコメントを頂いた金沢大学金子修准教授にもここに深く感謝いたします． MATLAB による 3 D 表示方法について著者の非常勤先である法政大学小林一行教授にご指導頂きました，深く感謝いたします．

MD-PID 制御アルゴリズムの DCS 実装化，モデル化から設計ツールを長期に渡り開発してくれた

元東芝で現在東芝 IT コントロールシステムの馬場泰統括技師長にも心から深く感謝します。府中の研究所に移ってから MD-PID 制御の検討をしてくれた東芝の行友雅徳氏にも深く感謝します。2 自由度 PID 制御や工業用制御アルゴリズムについて議論して頂いた東芝 OB の広井和男氏にも深く感謝します。MD-PID 制御と 2 自由度 PID 制御の特性の違いを鋭く解析して頂いた東芝 OB の桑田龍一氏にも心から深く感謝します。MD-PID 制御の産業応用事例を展開する際に元東芝で株式会社建設技術研究所の小島文夫氏にも心から深く感謝します。MD-PID 制御の石炭ボイラ応用を推進した元東芝で現東芝三菱電機産業システムの江木博志氏、MD-PID 制御の産業プロセスへの応用を進めてくれた元東芝で現東芝三菱電機産業システムの根岸靖典氏、太田宏氏、石渡進氏、菊地忠雄氏に心から深く感謝いたします。論文作成にあたり大学の後輩で元東芝で現東芝三菱電機産業システムの小池達郎氏の査読にも深く感謝します。火力プラントの制御を担当され、快く廃熱回収ボイラのテストプラントでテストさせて頂いただけでなく、いつも制御技術の研究開発にアクティブに活動されている元東芝重電研究所の中本政志氏にも感謝します。最近ではほとんど会わなくなりましたが、元 (RDC)[EM 研] 時代から制御技術の研究開発を行った篠原和太郎氏、飯野穰氏、村井雅彦氏、大明準治氏、東芝を中途退社され大学の道に進まれた森 泰親教授 (首都大学東京)、足立修一教授 (慶応義塾大学)、千田有一教授 (信州大学)、高木康夫教授 (大同大学) にも心から感謝いたします。

分からないことが分ると面白いので勉強することは嫌いではなかったが、中身が無いとして長い間、学位取得は見送らざるを得なかった。法政大学大学院の非常勤講師として制御工学特論の講義や SICE プロセス塾で制御基礎の講義を長年経るに連れて、東芝三菱電機産業システム (株) で感じた現場での課題を少しずつ明らかにしてきた中で、普遍的なことを大学と産業界の間の立場でまとめることができるのではないかと、思うようになった。10 年以上も前に風邪をこじらせ不整脈を併発し心不全になる直前に、病院に送り込んでくれた長男の啓之のおかげで、その後も生きることができたので何かを残せたら良いと思った。2013 年 3 月 12 日に 98 歳で亡くなり、亡くなる直前まで学位を取ったかと言ってくれた親父の重政 滉が背中を押してくれたこととと怠惰な人間を献身的にサポートしてくれた家内の悦代の後押しで、何とかまとめることができた。心から感謝致します。

我が国産業界の発展と競争力向上に何らかでもつながれば幸甚である。

付録 A

2 自由度PID制御器のオートチューニング機能

マイクロコンピュータが生まれデジタル時代を迎えた 70 年代後半からベンダー研究所で制御技術を発信すべく R&D を行った。そこでデジタル化・高付加価値化に向けた制御技術として、PID オートチューニングコントローラの開発に 79 年ごろに着手した。入手可能な論文や技術を調査し、開発した 2 自由度 PID 制御器 [1] のオートチューニング機能ブロック図が 図.A.1 である [2, 3, 4]。

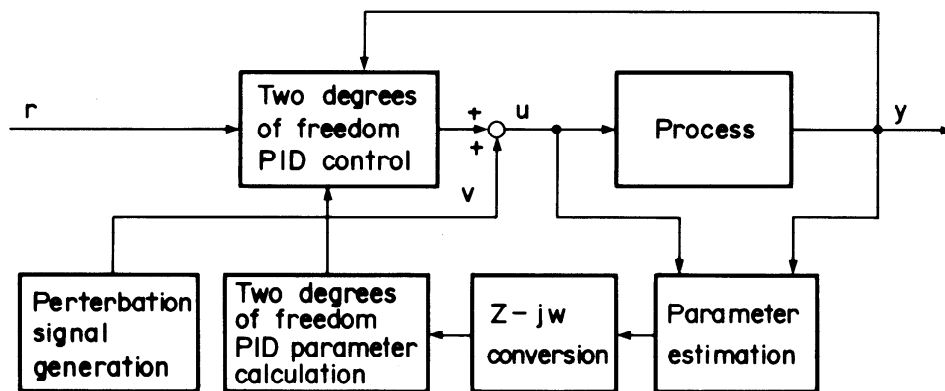


図 A.1 Block diagram of Two degrees of freedom PID auto-tuning controller

開ループでも閉ループでも可同定条件 [5] を満足させチューニングができるように、広範な周波数成分を含む M 系列信号 (図.A.2) を Perterbation signal generation 部で生成し操作信号 (MV) に加えた。

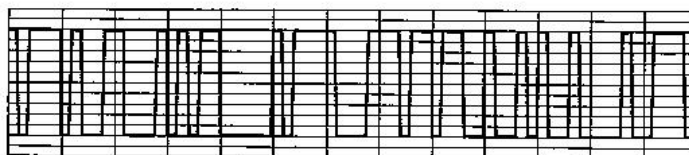


図 A.2 Maximum length sequence

そのMVと制御量(PV)データから最小2乗法でプロセス動特性を同定できる機能を用意した。

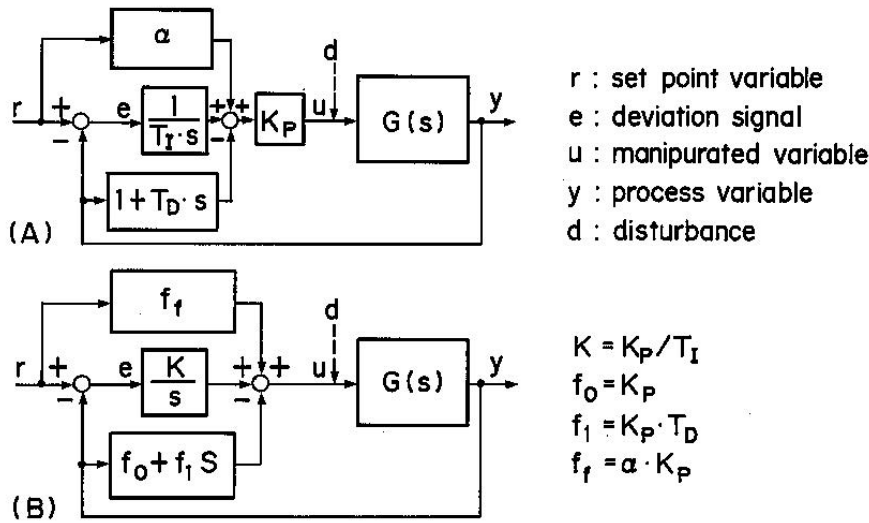
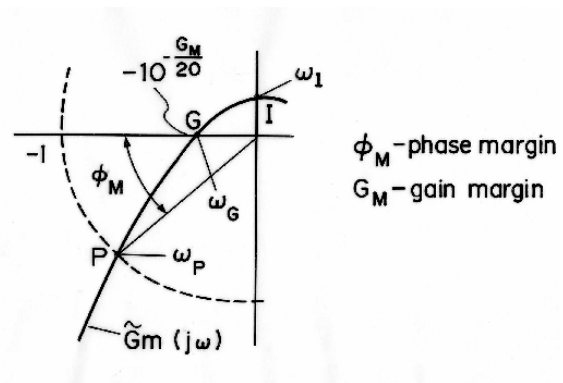


図 A.3 Two Degrees of Freedom PID control

北森法 [6] が制御対象の分母系列係数という広い条件で設計できるので注目するとともにPID制御とI-PD制御 [6] の制御性を比較検討しているうちに目標値フィルタを持つPID制御 [7] を提案し、後の東芝の2自由度PID制御器へと発展した。この制御演算部は図.A.3の(B)で設計し(A)に変換して用いるようなFF-I-PD演算である。北森法のさらなる広範性を狙って多様な制御対象の動特性に対応できるように(A.1)式のような一巡参照モデル $\tilde{G}_m(s)$ の周波数特性図.A.4(a)であるナイキスト線図で重要な図.A.4(b)の位相余裕を決めるP点, ゲイン余裕を決めるG点, それとI点でマッチング [2] を取るように工夫した。

$$\tilde{G}_m(s) = \frac{1}{\sigma s + \alpha_2(\sigma s)^2 + \alpha_3(\sigma s)^3 + \alpha_4(\sigma s)^4} \tag{A.1}$$

| NO. | Ref. Model | n | DUMPING COEFFICIENTS | | | $\beta_M(\text{deg})$ | $G_M(\text{dB})$ | $ G(j\omega_1) $ |
|-----|--------------|---|----------------------|------------|------------|-----------------------|------------------|------------------|
| | | | α_2 | α_3 | α_4 | | | |
| 1 | Butterworth | 3 | 0.5 | 0.125 | - | 60.5 | 12.04 | 0.0 |
| | | 4 | 0.5030 | 0.1479 | 0.02188 | 59.8 | 7.61 | 0.0869 |
| 2 | ITAE minimum | 3 | 0.3786 | 0.1006 | - | 66.5 | 11.51 | 0.0 |
| | | 4 | 0.4664 | 0.1067 | 0.01882 | 63.4 | 8.69 | 0.1222 |
| 3 | Bessel | 3 | 0.4 | 0.0667 | - | 67.2 | 15.56 | 0.0 |
| | | 4 | 0.4268 | 0.09524 | 0.009524 | 65.1 | 10.71 | 0.0457 |
| 4 | Binomial | 3 | 0.3333 | 0.03704 | - | 71.3 | 19.08 | 0.0 |
| | | 4 | 0.3750 | 0.0625 | 0.003906 | 68.6 | 13.98 | 0.0204 |



(a) Open loop reference mode parameter table

(b) Phase margin and gain margin of open loop reference models

図 A.4 Open loop reference model

その結果，安定性は確保でき，図.A.5のように多様な制御対象にも対応できるようになった．

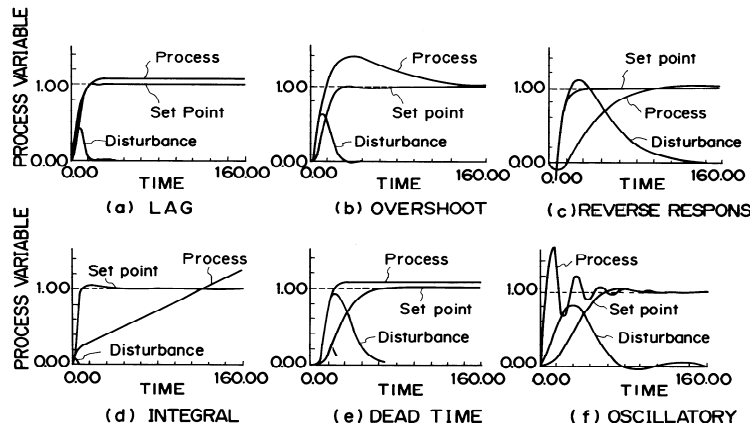


図 A.5 Response curves

機能検証にあたり，千代田化工殿の研究用テストプラントでテストさせて頂いた．そのプロセスフローが図.A.6であり，テストセクションの入口側の圧力を制御する圧力制御 (PIC) ループとテストセクションへのガスの流入を出側の弁で制御する流量制御 (FIC) ループでテストした．

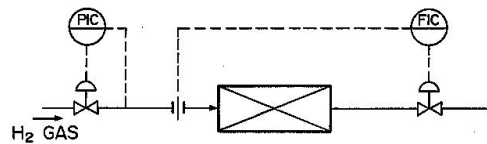
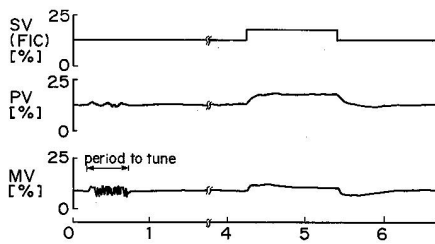
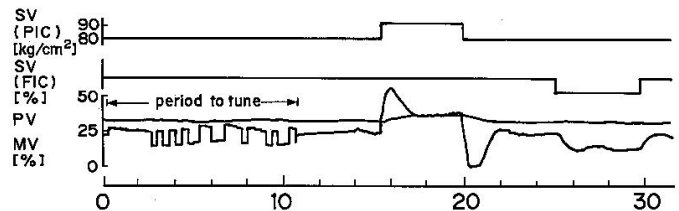


図 A.6 Test process of H2 gas process



(a) Auto-tuning test for gas flow control loop



(b) Auto-tuning test for gas pressure control loops

図 A.7 Open loop reference model

図.A.7(a)と図.A.7(b)は，それぞれ流量制御ループと圧力制御ループのオートチューニング時の波形である．初期にM系列信号が印加されて動特性テストを実施している期間が見られる，データ採取後の2ないし3min後に制御定数が決定され，制御性能を確認するための目標値変更と外乱印加が行われているが，それぞれ良好な制御特性を示した．

方式としては、今日でも必要な機能構造であると思っているが、産業界からは「同定用 M 系列信号の大きさは？勝手に印加されては困る。同定信号無しでできないか？難しい！誰が使うのを想定しているのか？」などのご意見を頂いた。マイクロプロセッサ性能のコスト性能比からその後の改良が希薄だった印象がする。いづれにしても産業界の現場からの声も大事にしなければならないことを痛感した。

以上、プロセス制御の分野にのめり込むきっかけになった最初の仕事の要点をまとめた。

参考文献

- [1] 荒木光彦: 2自由度制御系 - PID・微分先行型・I-PD 制御系の統一の見方などについて, システムと制御, 29(10),649/656(1985)
- [2] 重政隆, 市川義則: デジタルプロセス制御系の閉ループ形オートチューニング方法, 計測自動制御学会論文集, Vol.20,No.7,592/599,(1985)
- [3] Shigemasa,T., Iino, Y., Kanda, M.: Two degrees of freedom PID auto-tuning controller, Proceedings of Instrument Society of America, 87-1119, 703/711, (1987)
- [4] Shigemasa,T., Iino, Y., Kanda, M.: Two degrees of freedom PID auto-tuning controller based on Frequency Region Methods, Springer-Verlag, Lecture Notes in Control and Information Sciences, Vol.137, 349/360, (1989)
- [5] Gustavsson,I., Ljung,L. and Soderstrom,T.: Identification of Processes in Closed Loop-Identifiability and Accuracy Aspects, Automatica, 13, 59/75 (1977)
- [6] 北森俊行: 制御対象の部分的知識に基づく制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, Vol.15, No.4, 549/555(1979)
- [7] 重政 隆, 森 泰親, 市川義則: 目標値フィルタを備えた PID 制御系の設計方法, 第 25 回自動制御連合講演会, 1071, (1982)

付録 B

制御性能解析ツール

制御性能解析評価してオペレータを支援するツールの不足が指摘 [1] された結果，刻々発生されるプラントの運転データを格納するための大容量データ蓄積装置が常設され，このデータを用い現場の制御状況を解析するツールが欧米を中心として開発されてきている．これらの状況は加納先生の HP[2] に詳しい．主として MD-PID 制御の導入前のプロセス解析ならびに導入後の制御性能を解析するためのツールを開発した [3, 4]．やがて産業界の現場で使われることを狙っているので古典的な分かりやすいデータ処理技術を活用することとした．ここではその概要を紹介する．

図.B.1 は 12 時間分のあるプロセス変数のトレンド表示例である．これを見ると共通的な要因で動揺している．このデータから重要と思われる優先度を付けて，さらに統計的な処理を加えて原因と対策へと効率的に進める方法が必要である．

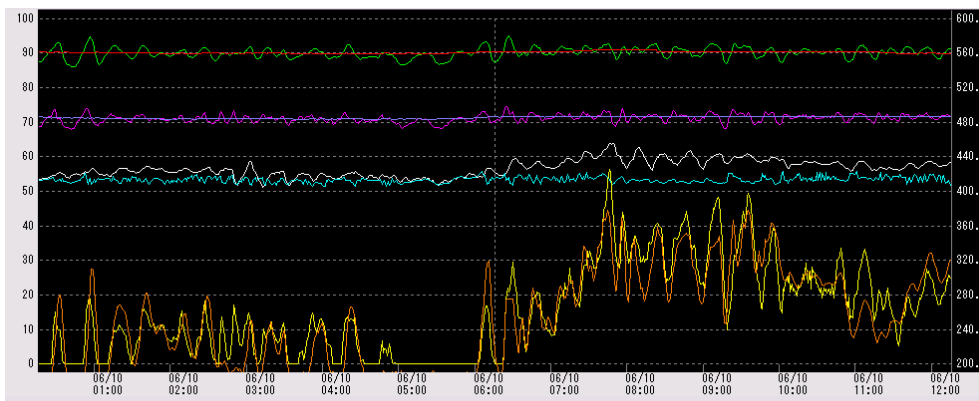


図 B.1 process trend

制御性評価の第 1 ステップは制御状況の把握であり PV(制御量)，SV(目標値)，MV(操作量) などの運転データから，IAE(Integral of Absolute value of Error)，標準偏差 (σ)，A モード投入率 (Auto mode ratio) などを計算し，制御性の良くない順にソーティングして制御ループ名を図.B.2 のようにリストアップする．

$$IAE = \sum_{k=1}^n |SV(k) - PV(k)| \Delta t \quad (B.1)$$

$$\sigma = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (PV(k) - \overline{PV})^2 \quad \overline{PV} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n PV(k) \quad (B.2)$$

$$Auto\ mode\ ratio = \frac{Period\ of\ Auto\ mode}{Period\ of\ Total\ Operation} \quad (B.3)$$

| № | TAG No | 装置名称 | RL | RH | 単位 | 装置種別 | 最大周期 | IAE(%)▼ | SV一定 | 平均(%) | σ (%) | σ | A投入率 |
|----|---------|------------|----|-----|--------|------|------|---------|------|-------|--------------|----------|--------|
| 7 | FIC1410 | 3B 重油流量 | 0 | 20 | t/h | | 60 | 5760 | ○ | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 100.0% |
| 9 | WIC1401 | ミル1 給炭量 | 0 | 25 | t/h | | 60 | 283 | | 52.0 | 0.7 | 0.2 | 100.0% |
| 10 | WIC1402 | ミル2 給炭量 | 0 | 25 | t/h | | 60 | 251 | | 51.9 | 0.7 | 0.2 | 100.0% |
| 5 | TIC1405 | 3B 主蒸気温度 | 0 | 600 | °C | | 60 | 202 | | 88.1 | 0.7 | 4.5 | 100.0% |
| 8 | WI1401H | 3B 給炭量マスター | 0 | 50 | t/h | | 60 | 164 | | 52.0 | 0.6 | 0.3 | 100.0% |
| 1 | PI1403 | 3B マスター | 0 | 20 | MPa | | 60 | 119 | ○ | 50.9 | 0.4 | 0.1 | 100.0% |
| 6 | FI1412 | 3B 総空気量 | 0 | 280 | kNm3/h | | 60 | | | 74.7 | 0.8 | 2.4 | |
| 4 | FI1404 | 3BSB 蒸気流量 | 0 | 8 | t/h | | 60 | | | 10.1 | 13.8 | 1.1 | |
| 2 | FI1402 | 3B スプレー流量 | 0 | 30 | t/h | | 60 | | | 20.3 | 11.3 | 3.4 | |
| 3 | FI1403 | 3B 主蒸気流量 | 0 | 300 | t/h | | 60 | | | 81.4 | 0.2 | 0.6 | |

図 B.2 process data

第2ステップでは、制御性の良くない原因を分析する。道具は、図B.3のようなヒストグラム、PV-MVの2次元プロット、クロス相関解析やクロスパワースペクトルなどで、解析結果をまとめて表示する。このようなシートが信号 tag の基準データとなり、次回と比較することにより変化の有無が把握できる。

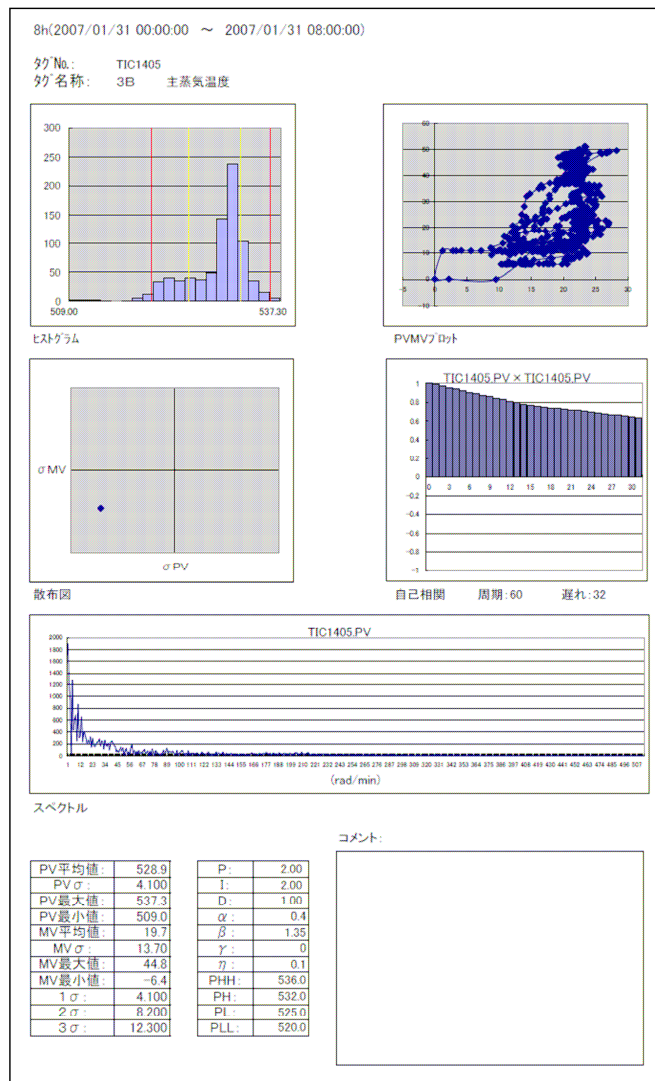


図 B.3 Process control performance analysis sheet

標準偏差 (σ) の大きなループ変数の中に周期動揺が含まれている場合がある．狙いをつけたループのPV-MVの2次元プロットでありリサーチプロットから弁のスティックらしい挙動が見える場合がある．図.B.4は正常な弁のMV(操作指令)とPV(流量)の2次元プロットであり，イコールパーセント (Eq%) 弁であることまで把握される．図.B.5はスティックのある弁のMV(操作指令)とPV(流量)の2次元プロットであり，MV(操作指令)の増大あるいは減少に対してPV(流量)が追従して動作していないことが分かる．図.B.6は，その時間応答波形であり，2次元プロットが確認された．

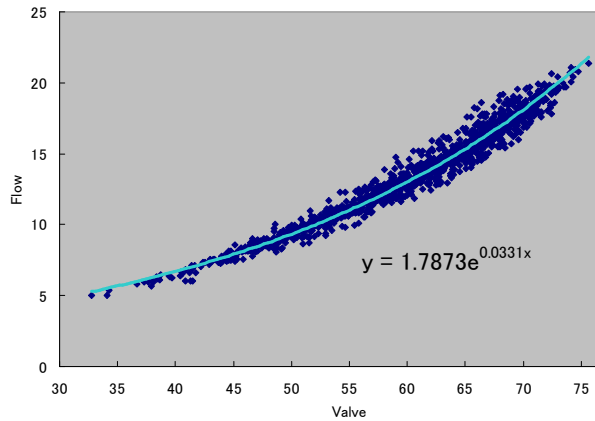


図 B.4 two dimensional plot of normal equal percentage valve

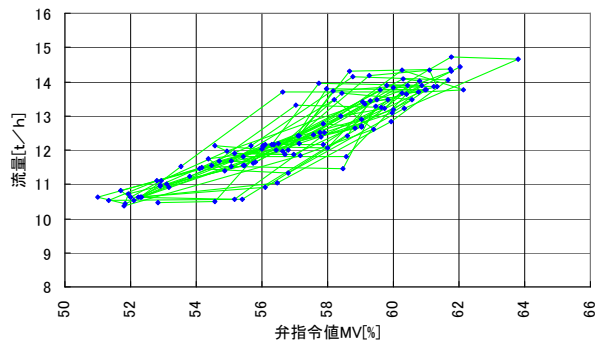


図 B.5 two dimensional plot of stick valve

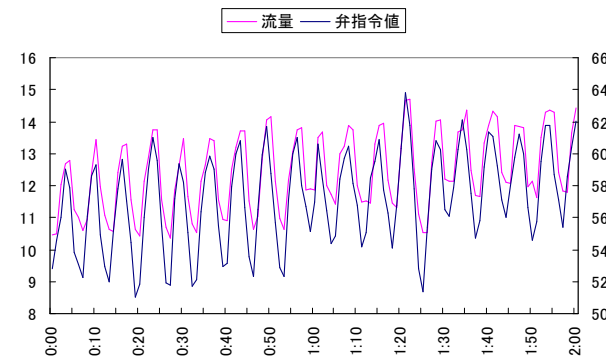


図 B.6 PV and MV data of stick valve

周期成分の有無は、相関解析やパワースペクトル解析から把握できる。クロス相関解析やパワースペクトルなどのプラントワイド的な解析により周期成分の伝播状況、周期動揺が制御定数による自励振動なのか、自励のリミットサイクルなどが把握できる。図.B.7は、4つの信号 Tag のクロス相関の結果であり、表示の対角部分は自己相関であり、非対角部分は相互相関である。最初の3つの信号 Tag が同じ 28min 周期で動揺していることが分かる。図.B.8 はスペクトル解析の結果であり、 $\omega = 2\pi/28 = 0.224$ に共通的に大きなスペクトルが立っていることが分かる。これは p H 制御プロセスのデータを解析した結果であり、実はタンクのレベル制御が適切でなく、レベルの周期動揺が流量変動から p H 変動に伝播していたものである。

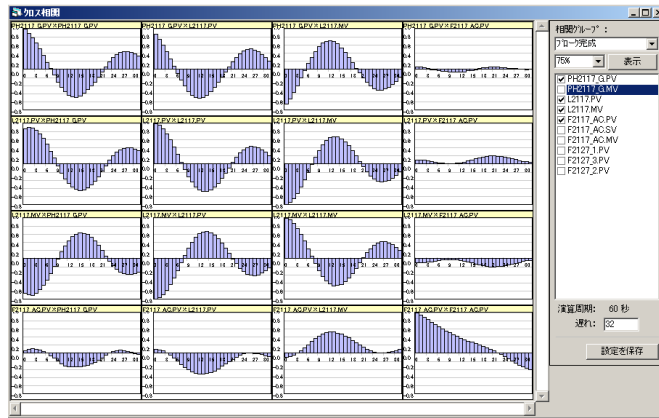


図 B.7 Cross-correlation analysis

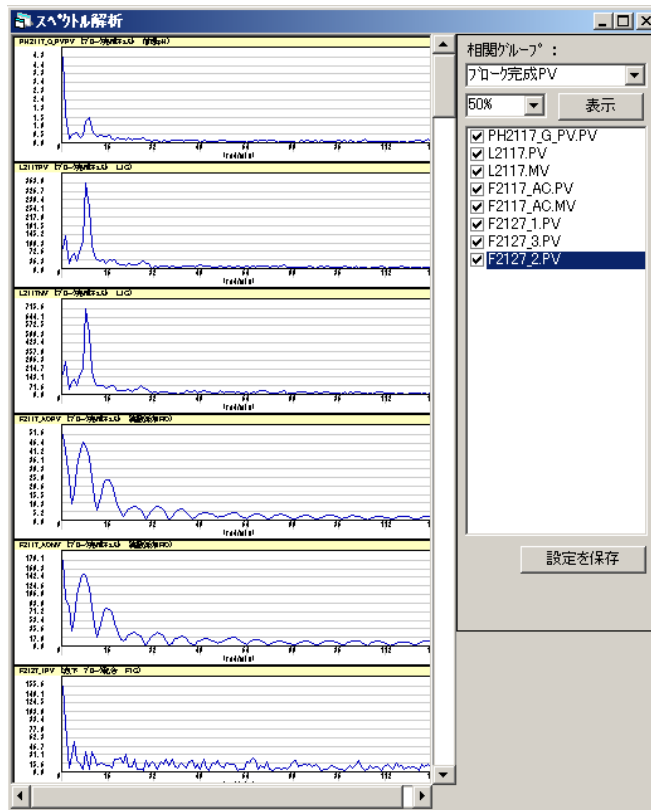


図 B.8 spectrum analysis

ループの偏差 (EV) と操作量 (MV) と制御定数 (K_c, T_i, T_d) が分かる場合, MV 成分を分解すると比例成分 MVP, 積分成分 MVI と微分成分 MVD はそれぞれ (B.5) 式 ~ (B.6) 式のように計算が可能である.

$$\text{MVP}(k) = K_c \times \text{EV}(k) \quad (\text{B.4})$$

$$\text{MVI}(k) = \frac{K_c \Delta t}{T_i} \times \sum_{l=1}^k \text{EV}(l) \quad (\text{B.5})$$

$$\text{MVD}(k) = \frac{K_c T_d}{\Delta t} \times (\text{EV}(k) - \text{EV}(k-1)) \quad (\text{B.6})$$

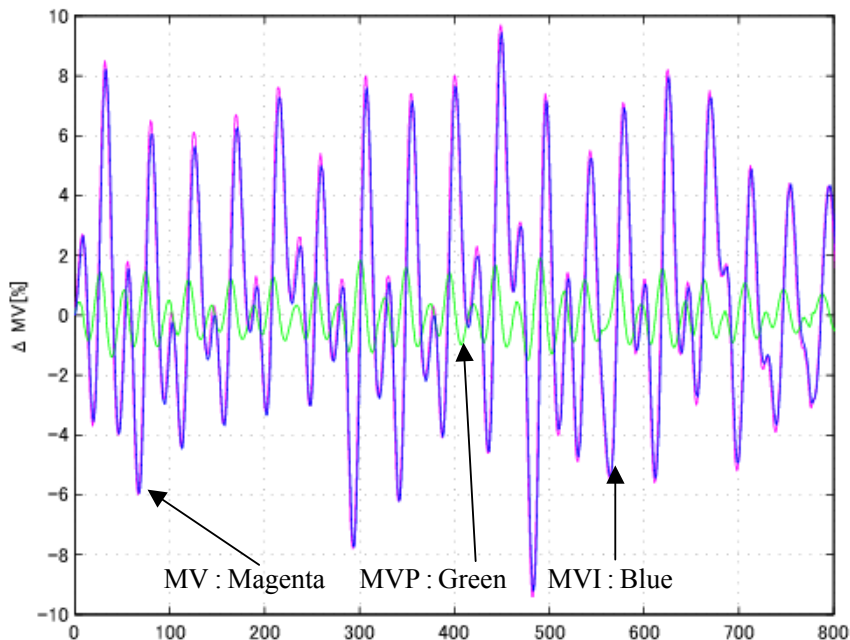


図 B.9 MV decomposition

図.B.9はあるレベル制御ループの偏差 (EV) と操作量 (MV) と制御定数 (K_c, T_i) が分かるので, MV 成分を比例成分 MVP と積分成分 MVI に分解してプロットしたものである. MV とほぼ同じような振幅で変動しているのが MVI であり, PI 制御の比例成分が弱く積分成分が強く, 積分動作が主体的に動作していることが把握された. このように制御アルゴリズムと制御定数が把握されれば操作信号 MV を分解解析して変動原因が把握される場合がある.

第3ステップとしては、改善対策を支援するフェーズである。例として、自励振動には新制御定数、外乱低減対策にはFF(フィードフォワード)補償の追加や周期動揺発生源ループの再調整。制御構造変更には従来のPID制御から2自由度化やモデル駆動PID制御の検討を実施することになる。この場合、実機調整に役立つようにモデル駆動PID制御系とPID制御系の応答波形(図.B.10)とナイキストカーブ(図.B.11)、感度関数(図.B.12)を同時に表示しながら適切な制御定数の調整が可能である。

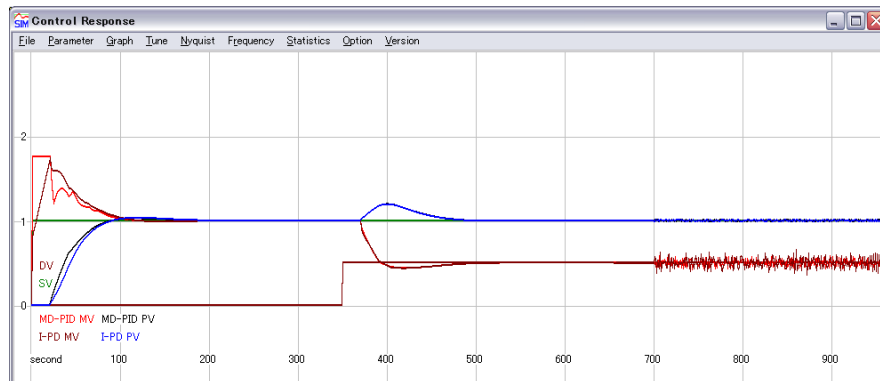


図 B.10 Responses of two control systems

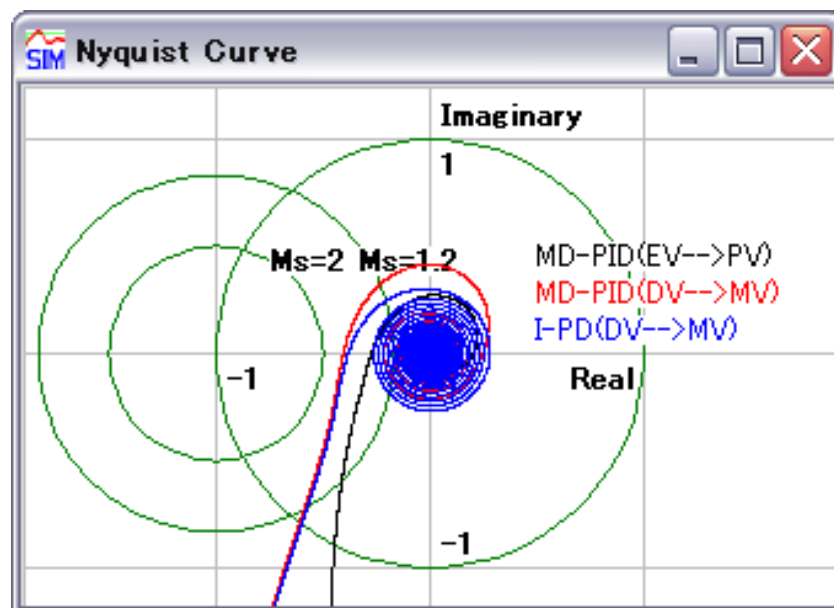


図 B.11 Nyquist plots

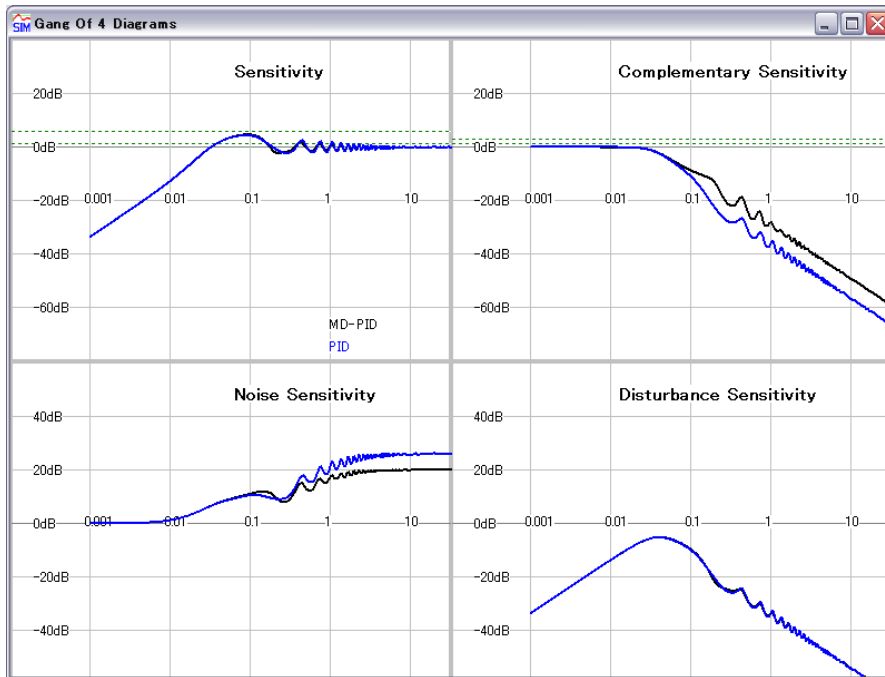


図 B.12 Sensitivity functions

このようなステップを定期的に適用することが大事であり、定期的なプロセス改善を進めると数年後には驚くほどの制御性改善が図れるのではないかと考えている。(図.B.13)このような改善活動を定期的に効率良く進める上でプロセスフローの系統図(P&ID)は必須である。

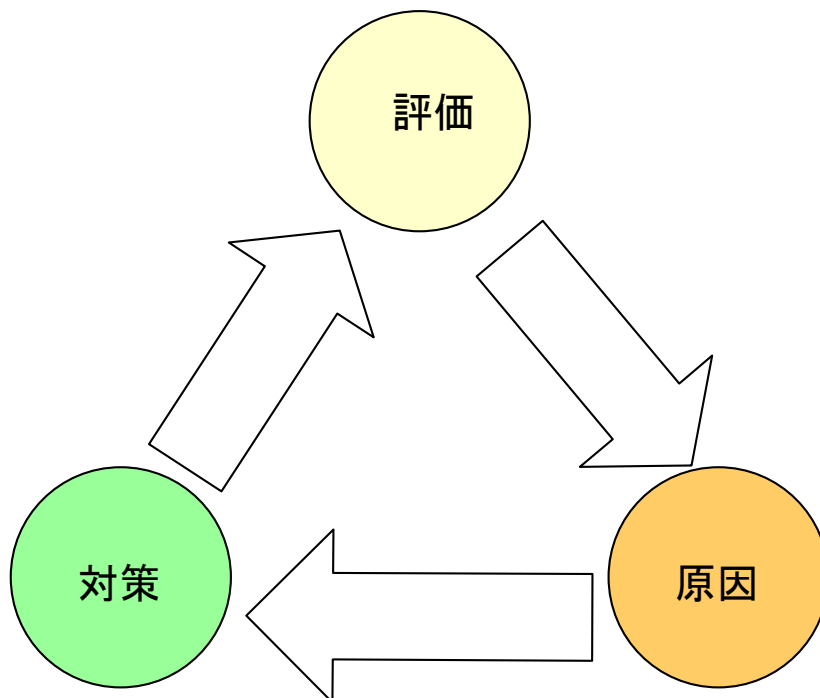


図 B.13 Process analysis cycle

参考文献

- [1] Desborough, L. and Miller,R. : Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring , Preprints of Chemical Process control-6, Tucson, 153-186 (2001)
- [2] 制御性能監視については加納による下記 HP に詳しい .
<http://tech.chase-dream.com/cpm.html>
- [3] 中野浩, 菊池忠雄, 根岸靖典 : 制御性診断による制御改善 , 計装 , Vol.51, No.12, 27-31 (2008)
- [4] 根岸靖典, 重政隆 : 制御支援ツールの使い方の勘所 - プロセスの制御性評価と改善ツール - , 計測と制御 , vol.49, No.2, (2010)

付録 C

MD-PID Control System Design Tool

C.1 はじめに

2000年頃から馬場泰氏にDCSで動くモデル駆動(MD)PIDアルゴリズムの開発をお願いしたが、同時にMD-PID制御を設計・評価するためのツール(MD-PID Simulator)についても開発してもらっていた。これを産業界の現場で使い込んで問題が発生するたびに解決策を考え、また2章や3章で提案した手法ができるたびにMD-PID Simulatorの機能強化・改善を続けてきてくれ、一通りの機能が開発することができた。ここでは、このMD-PID Simulatorの使い方を説明するために作成したものである。

C.2 ツールの役割

まず制御器と制御対象からなる計装線図を図.C.1に示した。このような制御系を実システムで良好な制御機能を発揮するようにするのは、操作信号(MV)と制御量(PV)から動特性をモデル化する機能と、得られた制御対象の動特性に基づき制御器を設計する機能に大別することができる。ここでは後者の制御器の制御定数を設計するツールがMD-PID Simulatorである。

前者機能を実現する多入力多出力モデル化ツールについては付録Dで紹介する。

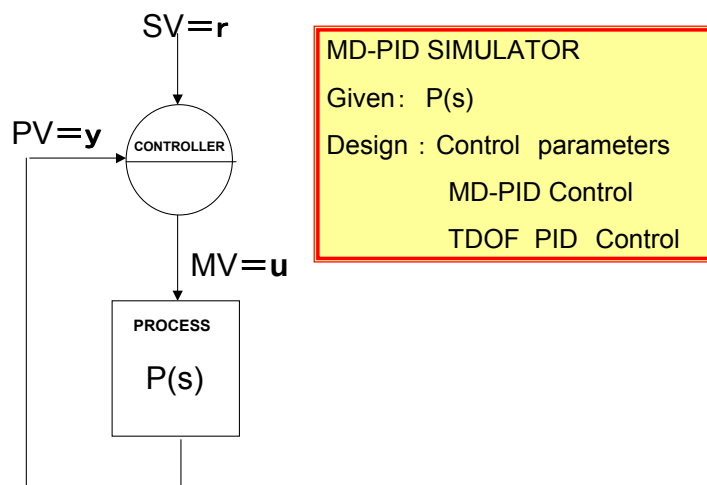


図 C.1 Loop control system

C.3 制御対象のクラス

扱える制御対象 $P(s)$ については、下記で表現できる伝達関数のクラスである。具体的には、積分系、遅れ系、不安定系、2次振動系、安定ゼロ点系、不安定ゼロ点系、むだ時間系などである。例えば、図.C.2のようなパラメータを設定すると、むだ時間 L が 20sec で時定数 $T2$ が 50sec でゲイン K が 1 のむだ時間を持った1次遅れ系となる。その制御対象に 1 % の MV のステップ変化を加えたときの制御量 (PV) の応答波形が図.C.3 に示されている。

Process Parameters

$$\frac{K(1+T_6S)(1+T_7S)(1+T_8S)\exp(-LS)}{(T_1S)(1+T_2S)(1+T_3S)(1+T_4S)(1+2\zeta T_5S+(T_5S)^2)}$$

| | | | | | |
|--------|----|------|---|----------|----|
| Gain K | 1 | T4 | 0 | T7 | 0 |
| T1 | 0 | T5 | 0 | T8 | 0 |
| T2 | 50 | Zeta | 0 | DeadTime | 20 |
| T3 | 0 | T6 | 0 | DeltaP % | 10 |

Mild Reset Severe TimeUnit:Second OK Close

図 C.2 Process parameters definition

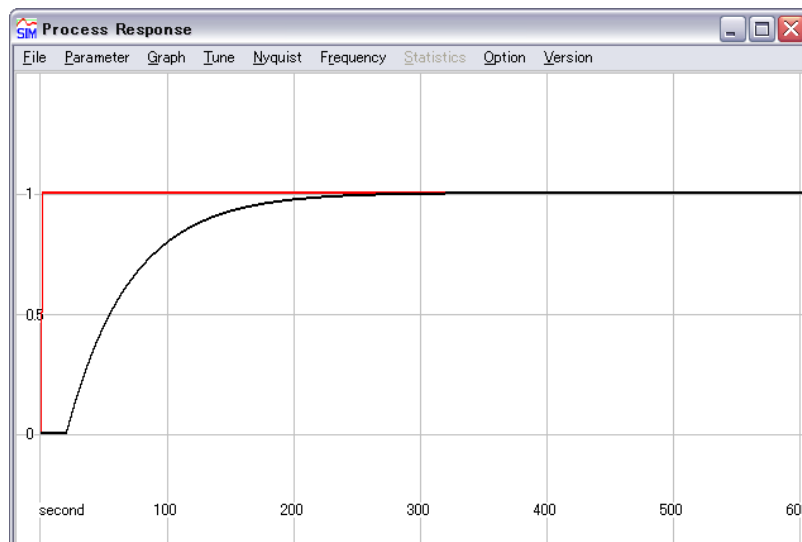


図 C.3 Step response of the process

制御対象の伝達関数のモデル化では、一般的に誤差が存在する。そこで同定して得られた Nominal モデル、DeltaP%(数値は任意設定可能 10%程度)だけ Severe 側あるいは Mild 側へ変更が可能となっている。シミュレーションや各種周波数応答などが一つのボタン操作で比較検討できる。

Severe : 制御対象の Nominal 動特性の各パラメータを DeltaP[%] だけ不安定な方向に変更することができる機能である . 動特性をモデリングしても一般的に 10 ~ 20 % 程度誤差を含んでいる可能性が避けられない . そこで制御定数の初期設定の際に , Severe 側で設計すると , 不必要な微調整を避けた安定側の制御定数を設定することが可能である .

Reset : 制御対象の Nominal 動特性に戻すことができる .

Mild : 制御対象の Nominal 動特性の各パラメータを DeltaP[%] だけ安定な方向に変更することができる .

例えば , Severe ボタンでは下記のように , ここでは 10%(任意の数値設定が可能 , ただし , 最大 100% まで) だけ制御系としては不安定な方向にパラメータが一括設定され , 応答波形も下記のようになる . Mild ボタンは 10% だけ制御系としては安定な方向にパラメータが一括設定され , 応答波形も表示されるが , ここでは省略する .

Process Parameters

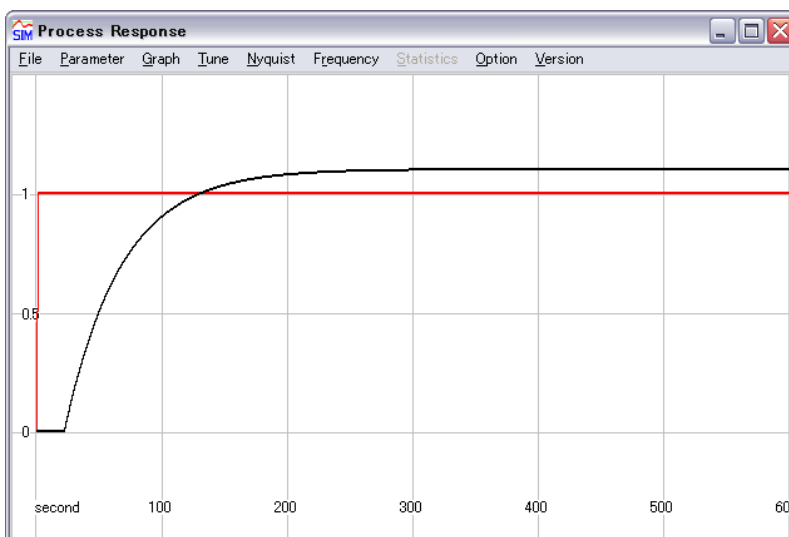
$$\frac{K(1+T_6S)(1+T_7S)(1+T_8S)\exp(-LS)}{(T_1S)(1+T_2S)(1+T_3S)(1+T_4S)(1+2\zeta T_5S+(T_5S)^2)}$$

| | | | | | |
|--------|-----|------|---|----------|----|
| Gain K | 1.1 | T4 | 0 | T7 | 0 |
| T1 | 0 | T5 | 0 | T8 | 0 |
| T2 | 45 | Zeta | 0 | DeadTime | 22 |
| T3 | 0 | T6 | 0 | DeltaP % | 10 |

DeltaP= 10%

Mild Reset **Severe** TimeUnit:Second OK Close

☒ C.4 Process parameters definition



☒ C.5 Step response of the process

C.4 モデル駆動PID制御

MD-PID Simulator は、下記のモデル駆動PIDコントローラと2自由度PIDコントローラ的设计が可能である。ここでは先ずモデル駆動PIDコントローラについて説明する。

- モデル駆動PIDコントローラ。
- 2自由度PIDコントローラ。

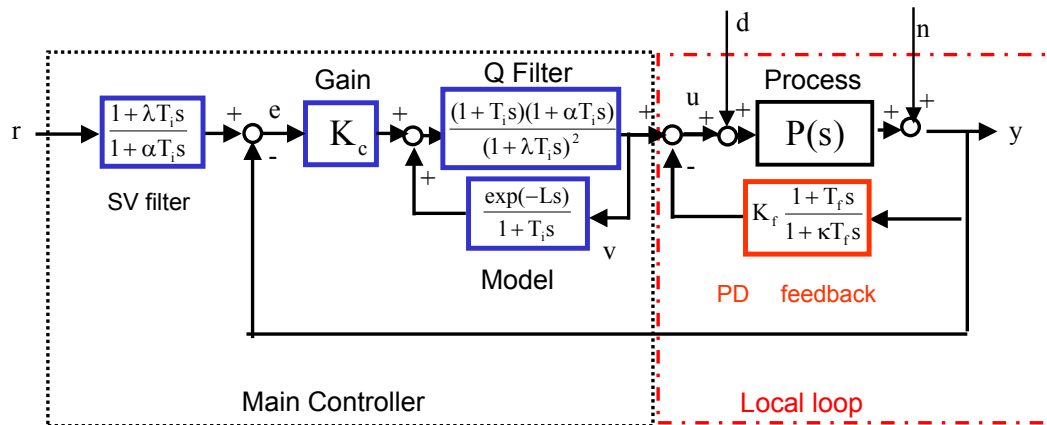


図 C.6 Block diagram of MD-PID control system

表 C.1 Parameters of MD-PID control system

| | |
|-----------|----------------------|
| K_c | 主制御器ゲイン (= 比例ゲインに近い) |
| T_i | モデルの時定数 (= 積分時定数に近い) |
| L | モデルのむだ時間 |
| K_f | PD フィードバック補償のゲイン |
| T_f | PD フィードバック補償の微分時定数 |
| κ | PD フィードバック補償の微分係数 |
| λ | 速応性係数 |
| α | 外乱抑制係数 |

- PDフィードバックの役割：

制御対象 $P(s)$ が積分，不安定，振動，ゼロ点などがある場合でも，PDフィードバックと制御対象からなるローカルループの動特性（赤点線枠）が，むだ時間を有する1次遅れ系のようなゲイン K_p ，時定数 T_p ，むだ時間 L_p 応答になるように先ずPDフィードバック部 K_f, T_f, κ を調節する．次に，そのローカルループのステップ応答波形 y がむだ時間を持った1次遅れ系（ゲイン K_p ，時定数 T_p ，むだ時間 L_p ）からなる Matching Model のステップ応答波形 y_f と低周波特性が一致するように2.3節で述べた方法等で調節する．この結果，むだ時間を持った1次遅れモデルを内部モデルとすることにしたIMC(内部モデル制御)とすることにより広範・汎用な適用性を持たせることが可能となる．

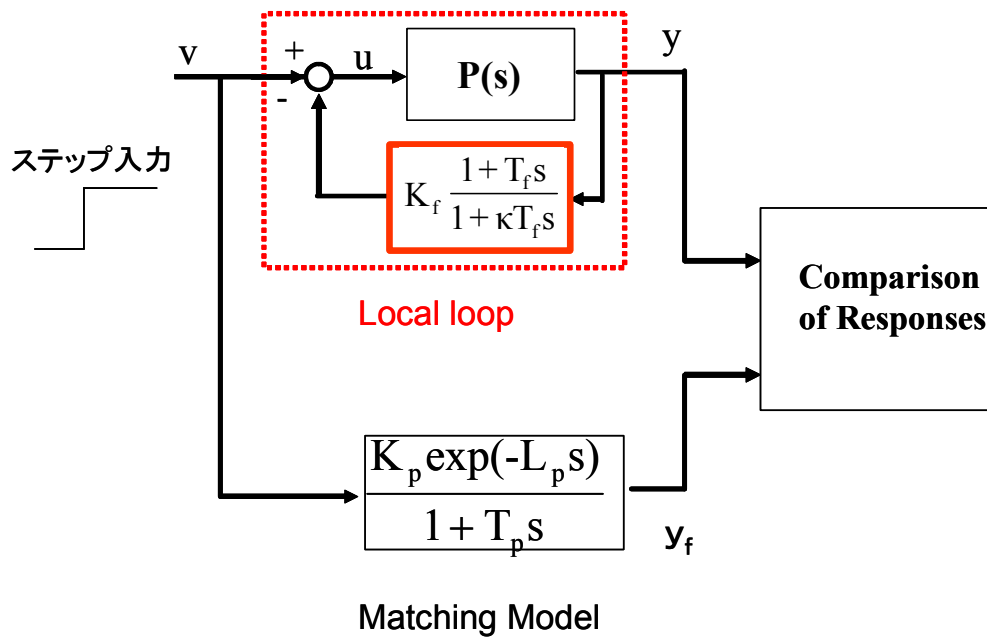


図 C.7 Matching concept for PD feedback loop

- モデルとQフィルタの役割：

IMCの内部モデルとQフィルタからなる正帰還ループ内に，自動的に積分器が構成されている．さらに，モデルと制御対象全体の動特性の誤差分だけを制御演算するので，むだ時間の間は積分動作が実質的に効かないので，むだ時間のある制御対象に有効な動作になる． λ は速応性， α は外乱抑制性に係わるパラメータであるが，調整の基本で説明する．

- 目標値フィルタの役割：

S VからP Vまでの伝達特性をむだ時間を持つ1次遅れ系になるように補償するためであり，これにより制御系の応答が正確に見積もれる．

プロセス向けにはPID制御系を外乱抑制調整で2自由度定数を目標値追従調整とする基本的考え方があるが、広範な制御対象に適用できる方法はこれまでに無かったが、第3章で述べた方法に立脚している。

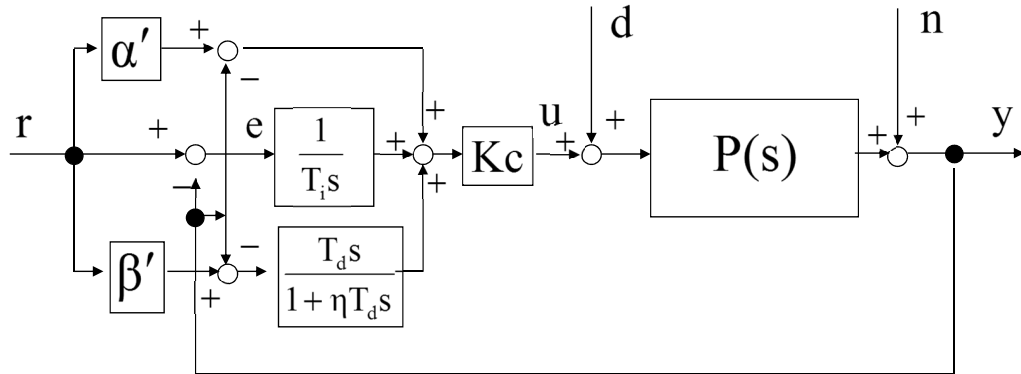


図 C.8 Block diagram of TDOF PID control system

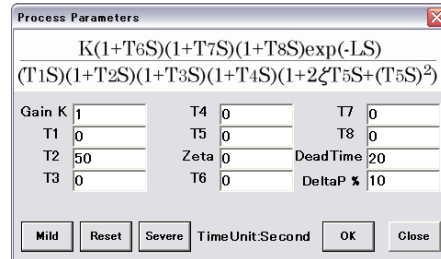
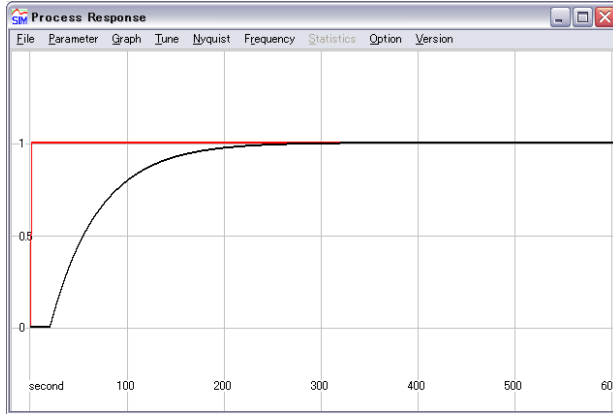
表 C.2 Parameters of TDOF PID control system

| | |
|-----------|----------|
| K_C | 比例ゲイン |
| T_i | 積分時定数 |
| T_d | 微分時定数 |
| η | 微分係数 |
| α' | 目標値比例成分比 |
| β' | 目標値微分成分比 |

C.5 設計数値例—むだ時間を持つ1次遅れ系

ここでは、幾つかのプロセスモデルを例に MD-PID Control System Design Tool の使い方を示す。温度、成分プロセスを始め多くの実際のプロセスで見られる制御対象である。

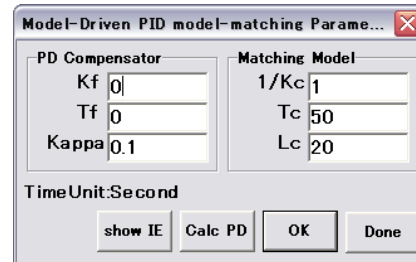
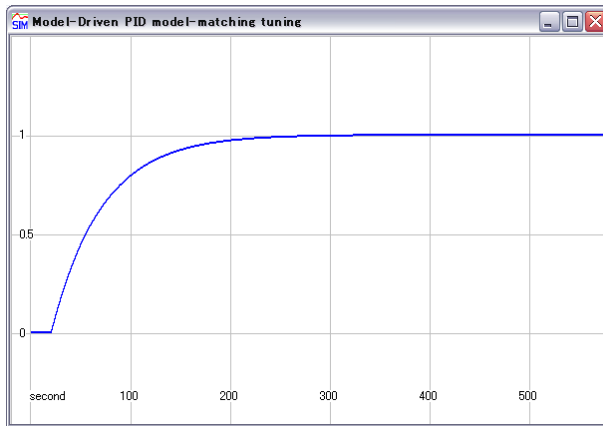
図.C.9の(a)には、制御対象のむだ時間を持つ1次遅れ系のステップ応答波形、(b)にはそのプロセスパラメータが示されている。



(a) Step responses of first order delay process with dead time ,where PV in Black line and MV in Red Line

(b) Process parameter table

図 C.9 First order delay process with dead time



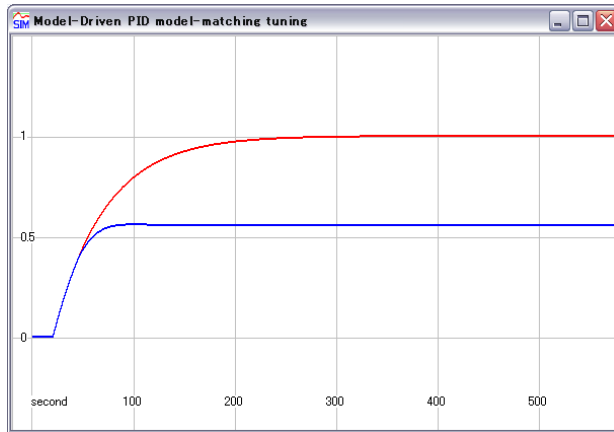
(a) Comparison of step responses of PD feedback loop (Blue line) and first order delay process with dead time (Red line)

(b) PD loop parameter table

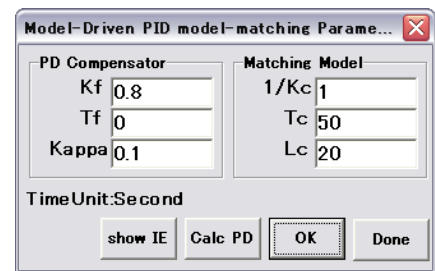
図 C.10 PD loop tuning

図.C.10の(a)は、PDフィードバックループのステップ応答波形 (Blue line) とむだ時間を持つ1次遅れ系のステップ応答波形 (Red line) の比較画面であり、(b)はPDフィードバック系の調整パラメータの画面である。PDフィードバックループのPDパラメータが $K_f = 0$ 、 $T_f = 0$ なのでPDループのステップ応答 (Blue line) は制御対象のオープンループの応答になるのでむだ時間を持つ1次遅れ系のモデル $1/K_c = 1$ 、 $T_c = 50$ 、 $L_c = 20$ と同じであるのでステップ応答 (Red line) は重なっている。

図.C.11では、(b)のように $K_f = 0.8$ に設定したので (a) のステップ応答の比較画面のように、PD フィードバックループのステップ応答波形 (Blue line) はゲインが小さくなり、わずかなオーバーシュートが見られる、一方、むだ時間を持つ 1 次遅れ系はパラメータ変更してないのでステップ応答波形 (Red line) の違いが分かる。

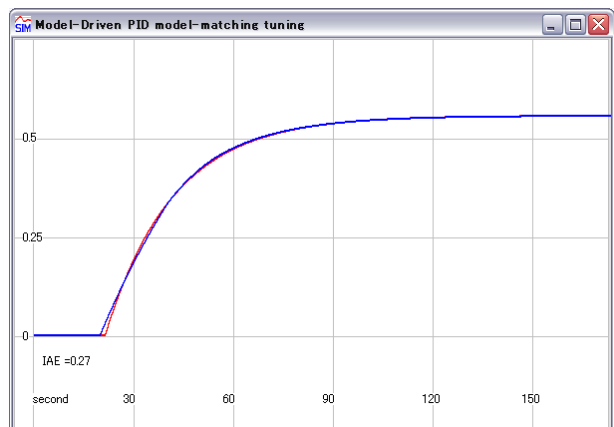


(a) Comparison of step responses of PD feedback loop (Blue line) and first order delay process with dead time (Red line)

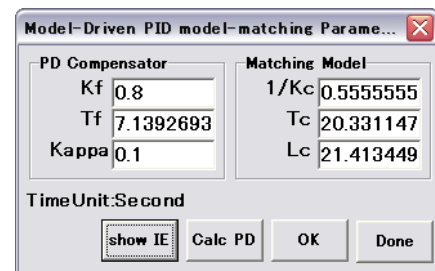


(b) PD loop parameter table

図 C.11 PD loop tuning



(a) Comparison of step responses pf PD feedback loop (Blue line) and first order delay process with dead time (Red line)



(b) PD loop parameter table

図 C.12 PD loop tuning

CalcPDのアイコンをクリックすると 2.3 節で示した分母系列からの方法により $K_f = 0.8$ と $\kappa = 0.1$ のもとで T_f , $1/K_c$, T_c , L_c が設計されて 図.C.12(b) のように表示され、(a) ではその PD フィードバックループのステップ応答波形 (Red line) と等価のむだ時間を持つ 1 次遅れ系のステップ応答 (Blue line) が比較表示される。応答波形の立ち上がりはじめにわずかなずれがみられるが時間が経つにつれて徐々に一致している様子が把握される。また ShowIE により IAE を設定しているのので (a) に

IAE 値が 0.27 と表示されている。

PD フィードバック系の調整パラメータ画面の Done アイコンをクリックすると設計されたパラメータが MD - P I D 制御系のパラメータに転送されシミュレーション画面 (図.C.13) が表示される。このシミュレーションでは制御系の応答性を明確に把握できるように時刻 $t=0$ で SV を 0 より 1 にステップ変更し, 時刻 $t=300$ で外乱 DV を 0.5 印加し, 時刻 $t=600$ で 1 % のノイズ NV が印加されている。図.C.14 には, MD-PID 制御系の制御定数が示されている。PD フィードバックの設計結果がそのまま MD-PID 制御系に引き継がれている。

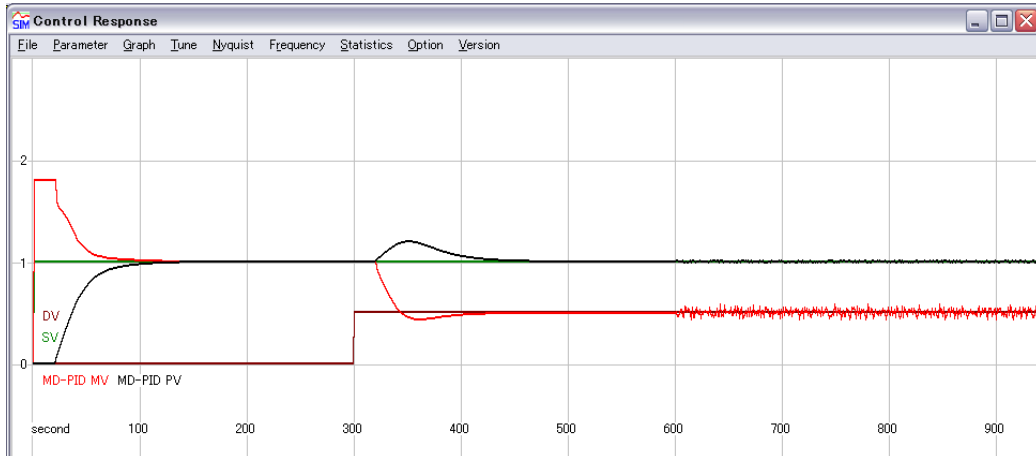


図 C.13 Time response of MD-PID control system

図 C.14 Control parameters of MD-PID control system

MD-PID 制御系の制御定数の画面で Convert to PID のアイコンをクリックすると 3 章で示した方法で 2 自由度 PID 制御系の PID 制御定数が 図.C.15 のように設計される。

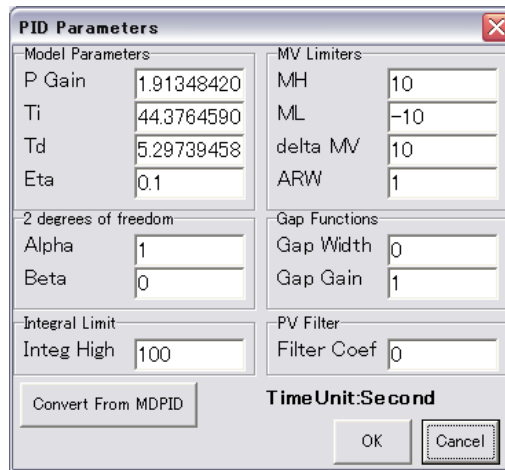


図 C.15 Control parameters of TDOF PID control system

図.C.16 と図.C.17 は、MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図とボード線図である。MD-PID 制御系のナイキスト線図が単位円の内側に入ると 2 自由度 PID 制御系のそれに比べ膨らんでいることが分かるが、ボード線図で見ると 2 自由度 PID 制御系の方が MD-PID 制御系よりも 0dB 以下では全体的にゲインが高いが、わずかな周波数帯域で MD-PID 制御系の方がゲインが高い部分がある、ナイキスト線図で膨らんで見えているのはその周波数帯域である。

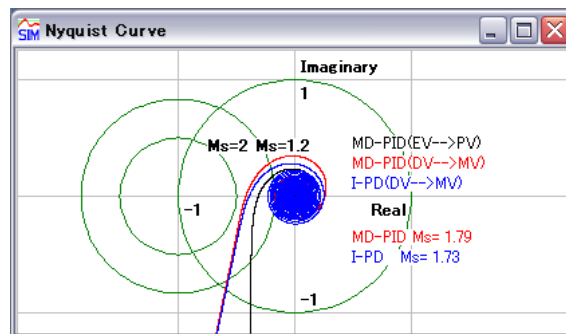


図 C.16 Nyquist plots of open loop for MD-PID control system and TDOF PID control system

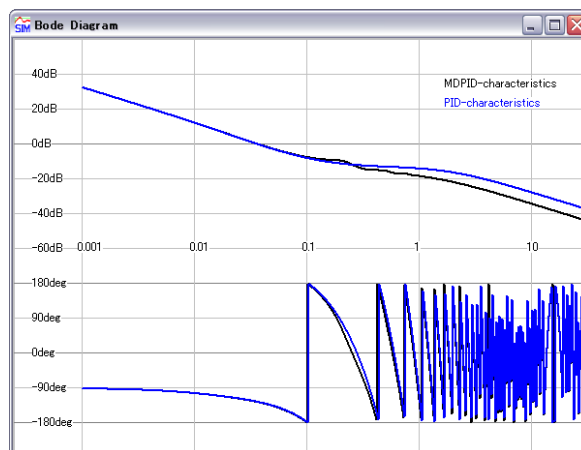


図 C.17 Bode plots of open loop of MD-PID control system and TDOF PID control system

図.B.18 と図.B.19 は、MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の時間応答波形と感度関数を比較したものである。この状態では図.B.19 にもあるように相補感度関数とノイズ感度関数が一致していない。そこで 2 自由度 PID 定数 α' と β' と微分感度 η を最適に一致させる。

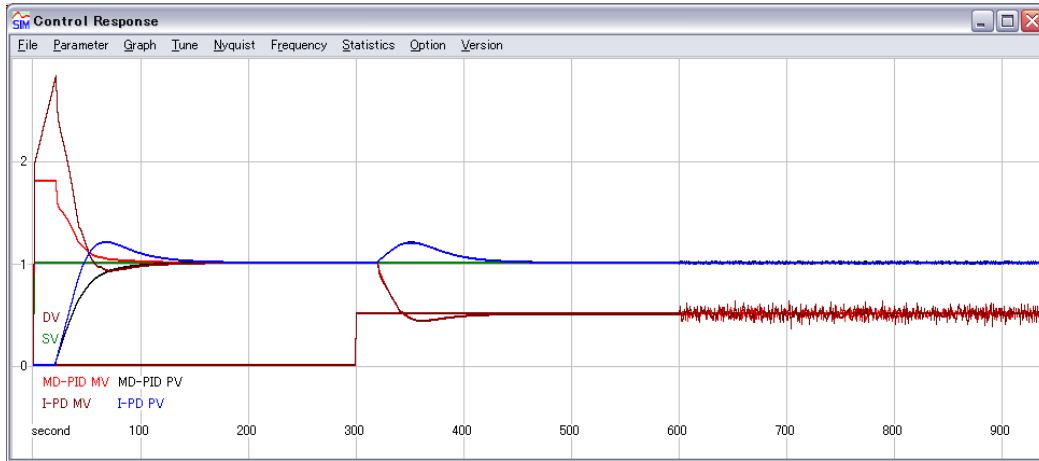


図 C.18 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

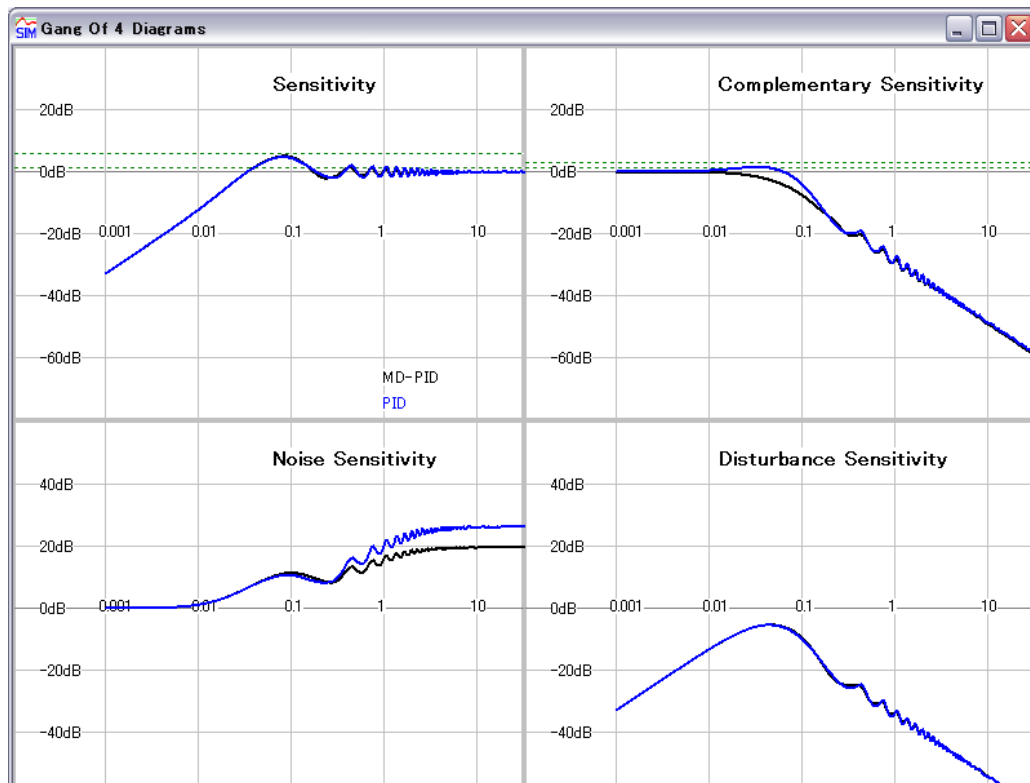


図 C.19 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

最適化された2自由度PID制御系のPID制御定数を図.B.20に示した。

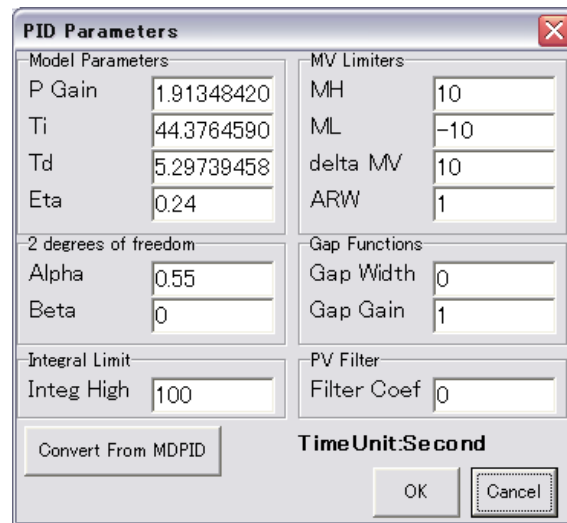


図 C.20 Control parameters of optimized TDOF PID control system

図.C.21と図.C.22は、MD-PID制御系と最適化された2自由度PID制御系の時間応答波形と感度関数を比較したものである。相補感度関数も目標値応答を除き、感度関数と時間応答波形は、一致していることからMD-PID制御系と最適化された2自由度PID制御系はほぼ同じ制御性能を持っていることが分かる。

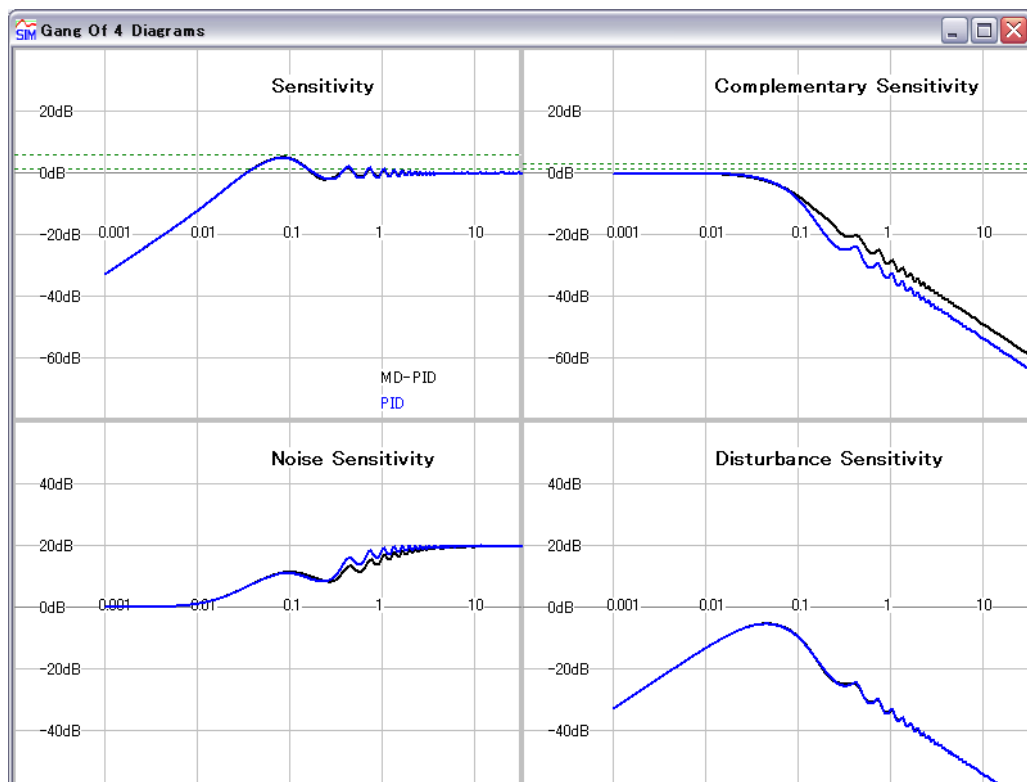


図 C.21 Sensitivity plots of MD-PID control system and optimized TDOF PID control system

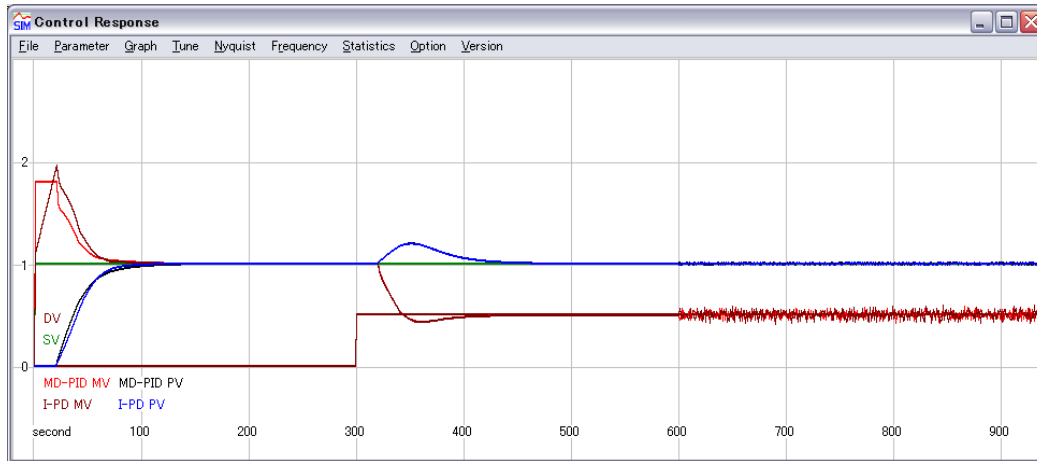


図 C.22 Time response of MD PID control system and optimized TDOF PID control system

MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図 (図.C.16) を見ると, 最大感度 M_s はまだ 2.0 には達成してない. そこで 2 つの方法で最大感度 $M_s=2.0$ になる調整を行う.

[A] ナイキスト線図と MD-PID 定数テーブルを同時に表示させながら λ と α による MD-PID 制御系の $M_s=2.0$ 円に接するように調整後, 2 自由度 PID 制御に変換を行う方法

図.C.23 は, $M_s=2.0$ になるように調整した後の MD-PID 制御系と変換後の 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図である. MD-PID 制御系の最大感度 M_s は 2.0 であるが, 2 自由度 PID 制御系へ変換すると $M_s=2.03$ とやや不安定側に移っている.

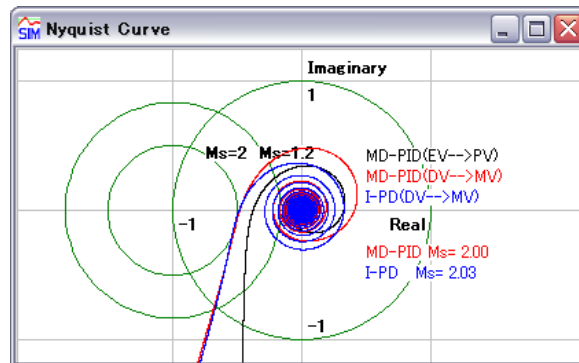
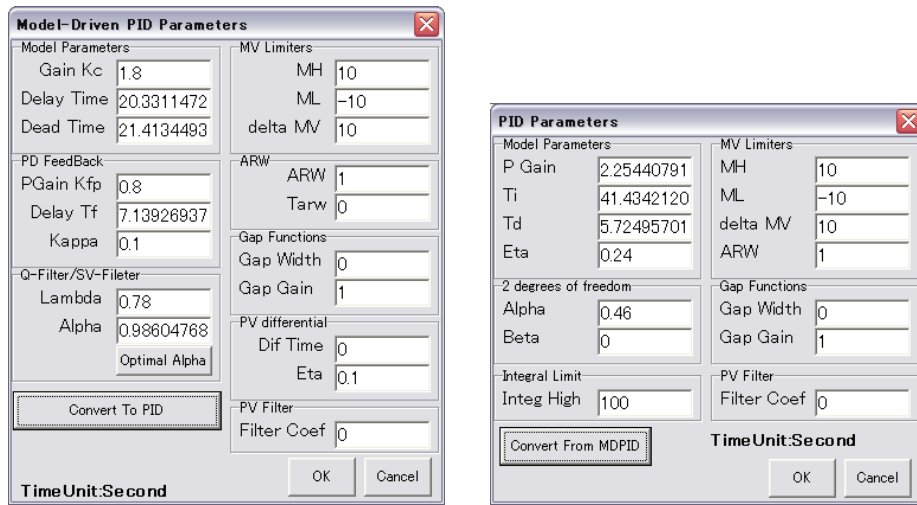


図 C.23 Nyquist plots of open loop of MD-PID control system and TDOF PID control system

図.C.24 は、 $M_s=2.0$ になるように調整した後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の制御定数テーブルである。



(a) MD PID control parameter table for $M_s=2.0$

(b) TDOF PID control parameter table for $M_s=2.0$

☒ C.24 MD PID and TDOF PID control parameter table for $M_s=2.0$

図.C.25 は、 $M_s=2.0$ になるように調整した後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。ほぼ良好に一致していることが分かるので、制御性はほぼ同じである。

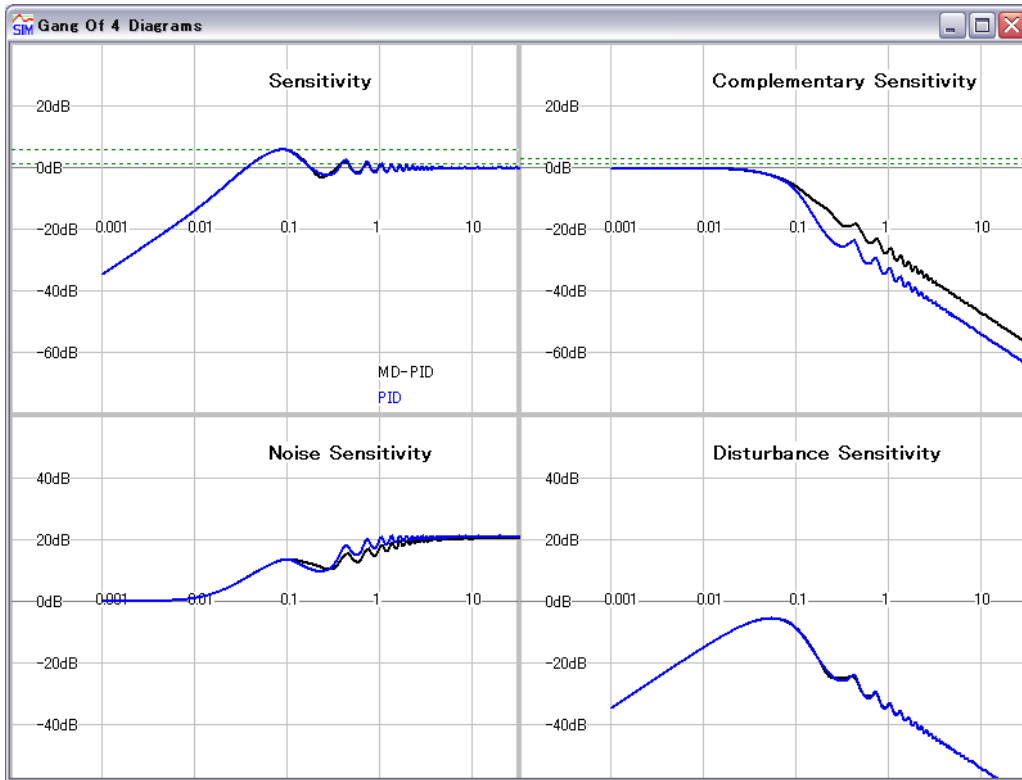


図 C.25 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system for $M_s=2.0$

図.C.26 は、 $M_s=2.0$ になるように調整した後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の時間応答をシミュレーションしたものである。

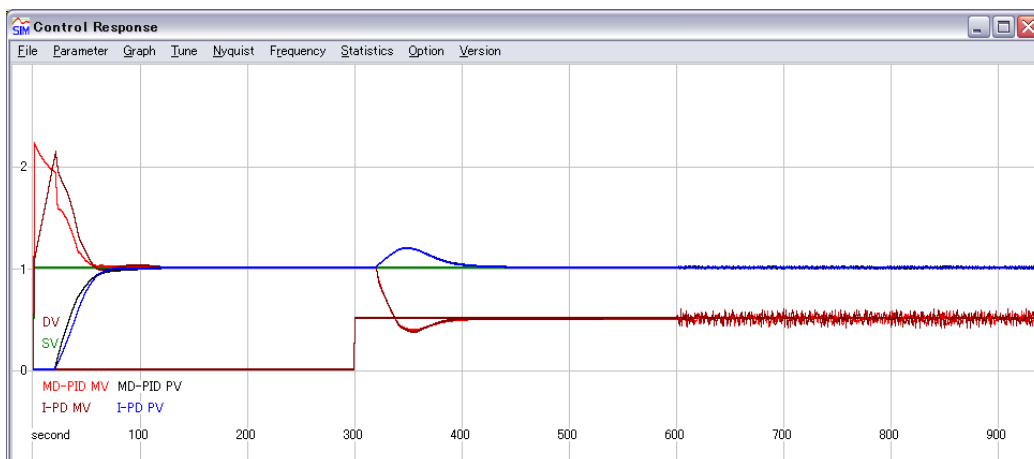
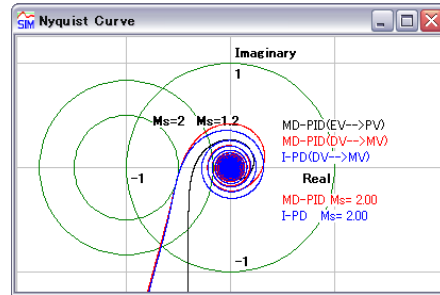
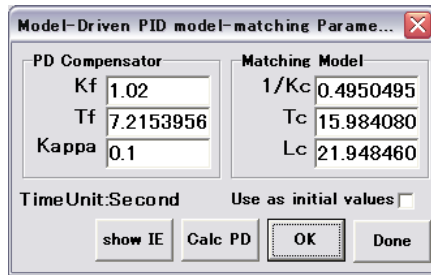


図 C.26 Time response of MD PID control system and optimized TDOF PID control system for $M_s=2.0$

[B] PD フィードバックループのPD 補償器を MD-PID 制御系 ($\lambda = 1$ と $\alpha = 1$) の $M_s=2.0$ 円に接するように調整後、2 自由度 PID 制御に変換後微調整を行う方法

図 C.27(a) は、 $M_s=2.0$ になるように PD フィードバックループの調整したテーブルであり、(b) は調整後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図である。

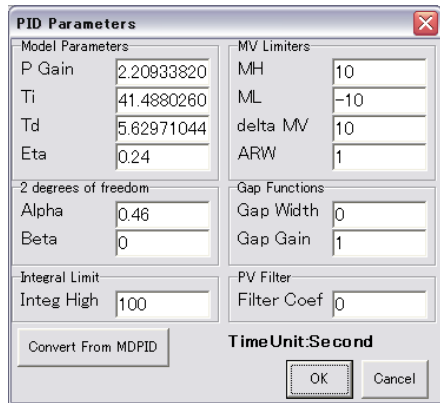
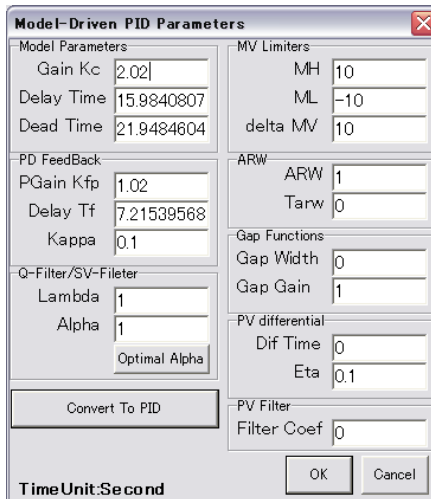


(a) PD feedback loop tuning table for $M_s=2.0$

(b) Nyquist plot of MD-PID control system for $M_s=2.0$

図 C.27 MD PID control tuning by using PD feedback loop for $M_s=2.0$

図 C.28 は、 $M_s=2.0$ になるように PD 調整した後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の制御定数テーブルである。



(a) MD PID control parameter table for $M_s=2.0$

(b) TDOF PID control parameter table for $M_s=2.0$

図 C.28 MD-PID and TDOF PID control parameter table for $M_s=2.0$

図 C.29 は、 $M_s=2.0$ になるように PD 調整した後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。ほぼ良好に一致していることが分かるので、制御性はほぼ同じである。

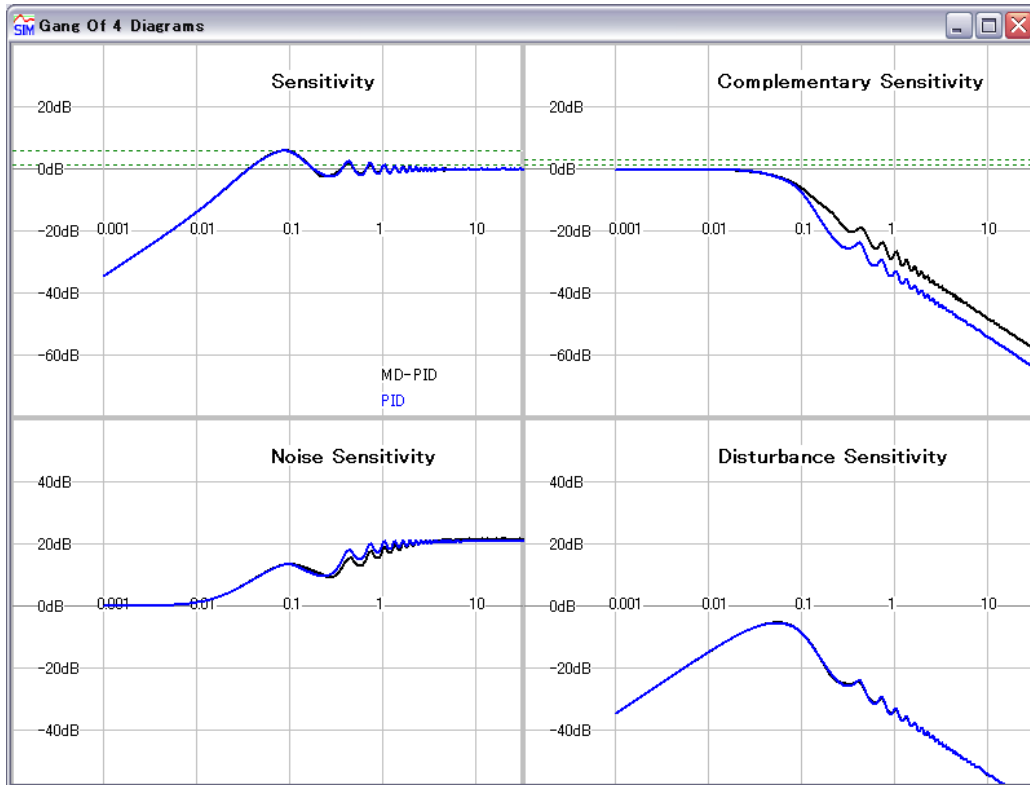


図 C.29 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system for $M_s=2.0$

図 C.30 は $M_s=2.0$ になるように PD 調整した後の MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の時間応答をシミュレーションしたものである。

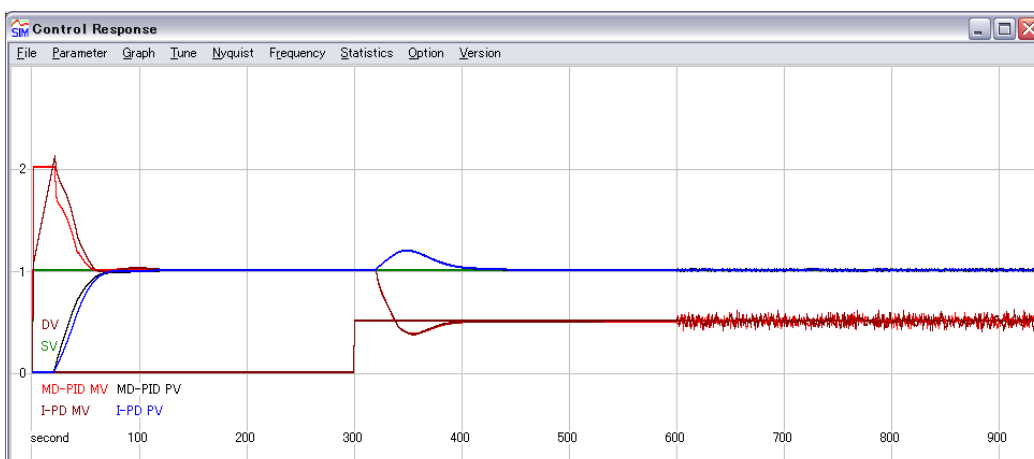
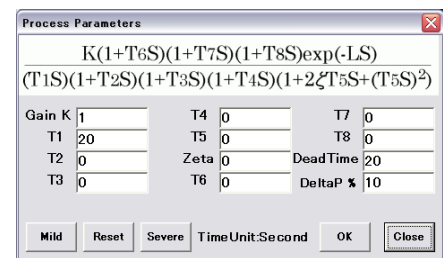
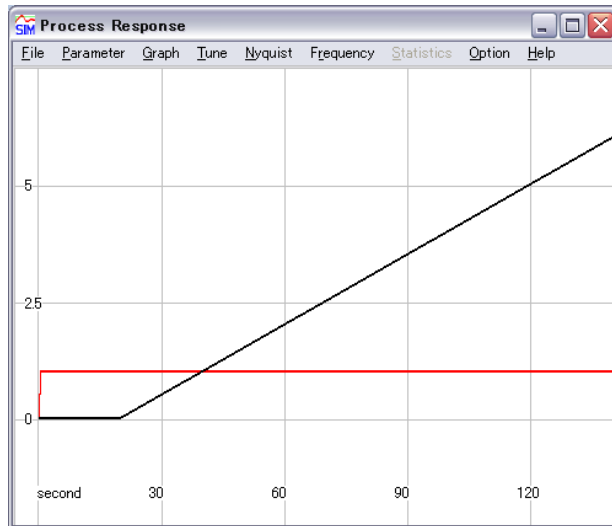


図 C.30 Time response of MD PID control system and optimized TDOF PID control system for $M_s=2.0$

C.6 設計数値例—むだ時間を持つ積分系

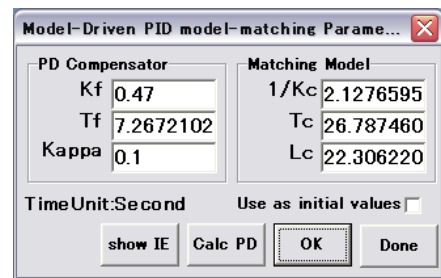
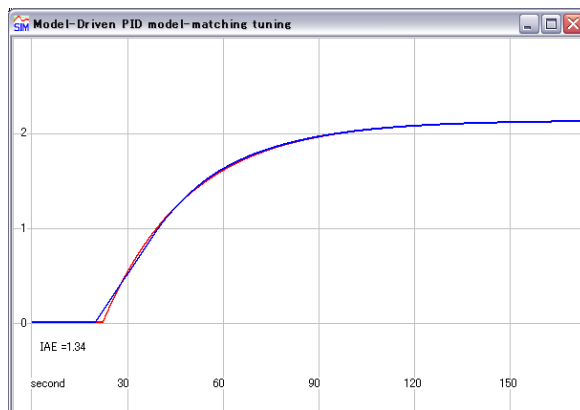
タンクの液面，蒸留塔の塔底レベル，ボイラの主蒸気圧力などに多くの実際のプロセスで見られる制御対象である．図 C.31 の (a) には制御対象のむだ時間を持つ積分系のステップ応答波形，(b) にはそのプロセスパラメータが示されている．



(a) Step responses of a integral process with dead time ,where PV in Black line and MV in Red Line

(b) Process parameter table

図 C.31 First order delay process with dead time



(a) Comparison of step responses of PD feedback loop (Blue line) and first order delay process with dead time (Red line)

(b) PD loop parameter table

図 C.32 PD loop tuning

図 C.32(a) には，制御対象のむだ時間を持つ積分系と PD 補償器からなる PD フィードバック系のステップ応答波形 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系のステップ応答波形 (Red line) を比較している，また (b) には PD パラメータと等価 KTL パラメータが示されている．この時に図 C.33 のナイキスト線図をチェックしながら設定した最大感度 M_s 値になるような PD パラメータを探索する流れである．ここでは $M_s=2.0$ としている．

図 C.33 は , MD-PID 制御系が $M_s=2.0$ になるように設計したナイキスト線図 (Red line) と Convert to PID をクリックして設計した 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図とが表示されている .

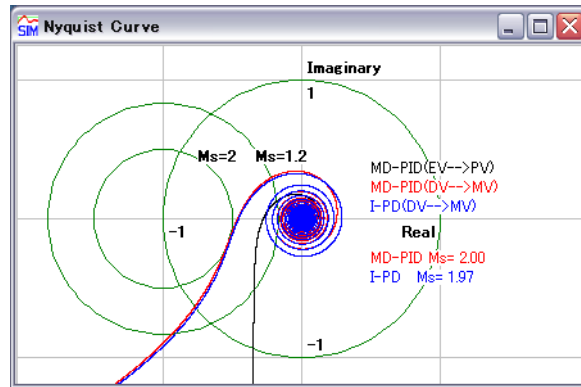
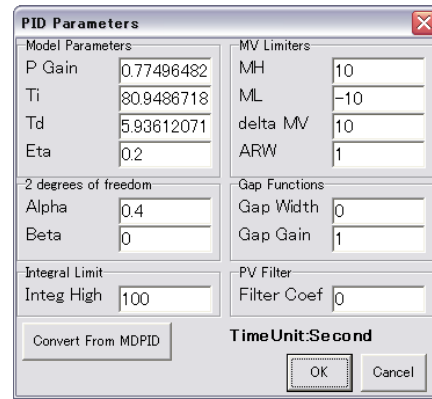
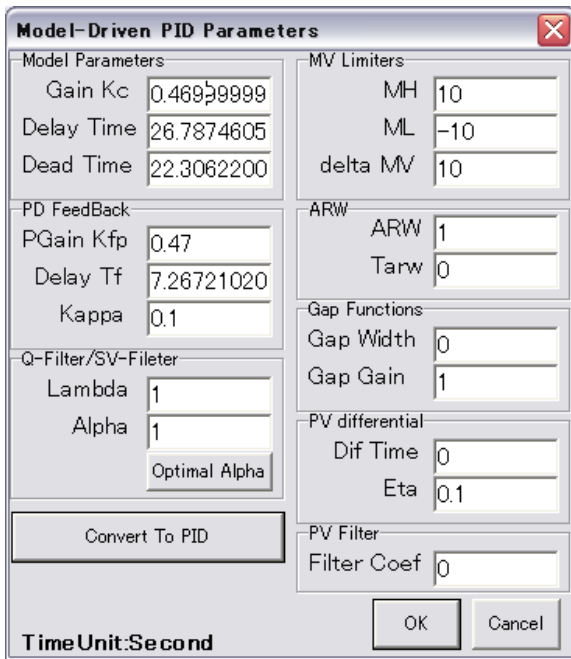


図 C.33 Nyquist plots of open loop of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.34 は , 設計された MD-PID 制御系 (a) と 2 自由度 PID 制御系 (b) の制御パラメータが表示されている .



(a) Control parameters of MD-PID control system

(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.34 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

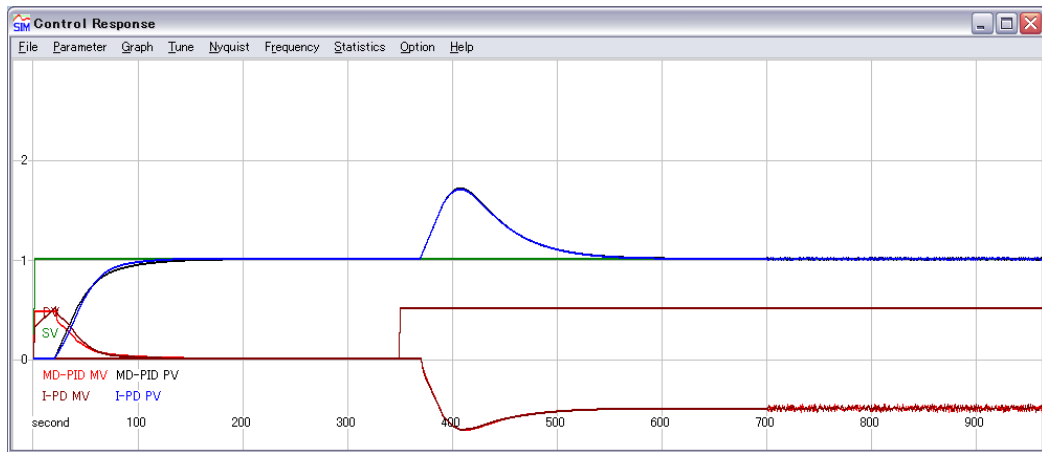


図 C.35 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

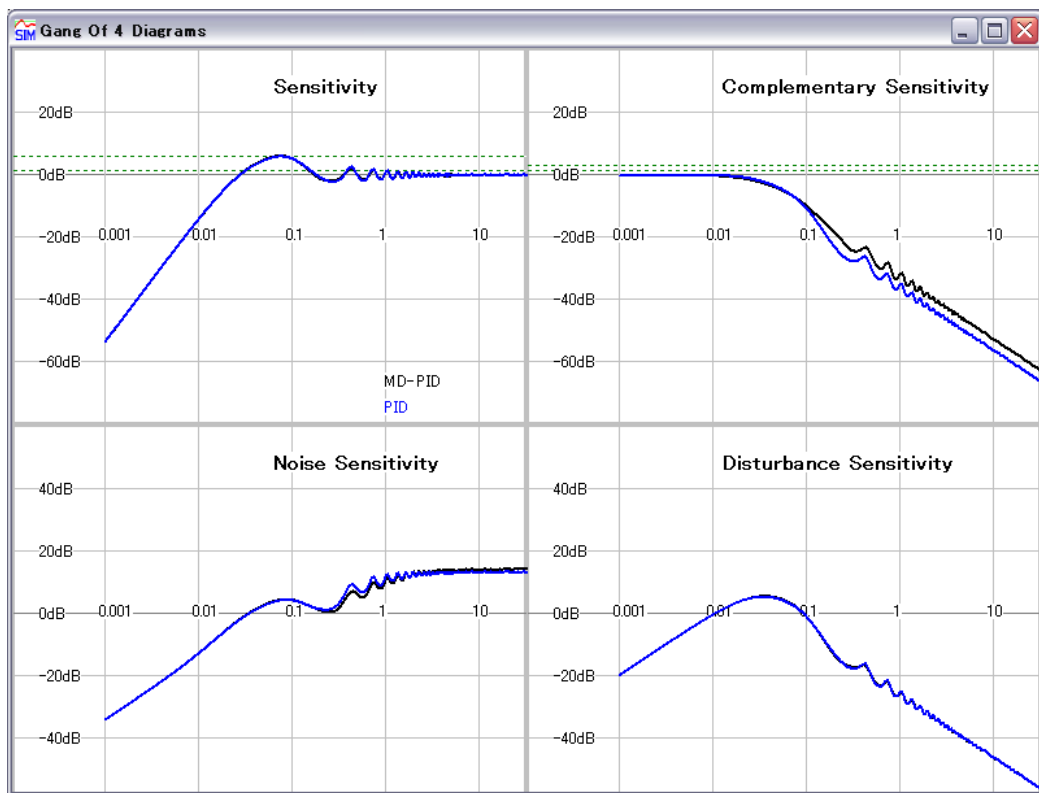


図 C.36 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.35 は設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形が示されており，図 C.36 は設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数が表示されている．Convert to PID をクリックして 2 自由度 PID 制御系に変換設計した後に，感度関数と応答波形を確認しながら 2 自由度制御定数まで調整しているので 2 つの制御系の応答波形は目標値応答を除いてほぼ一致している．この例は外乱抑制性を良好に設計したうえで目標値応答も MD-PID 制御系の応答に近づけるように設計しているが，通常の PID 制御系の場合は 図 C.37 と 図 C.38 に示す．

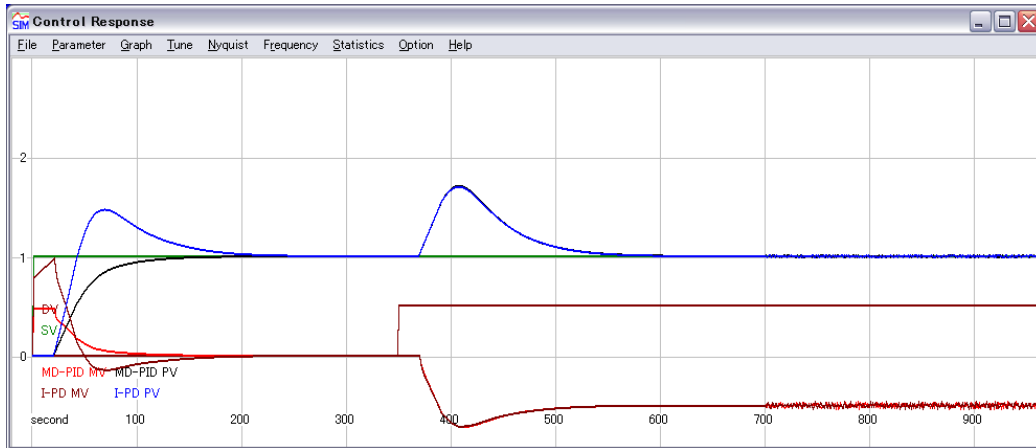


図 C.37 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

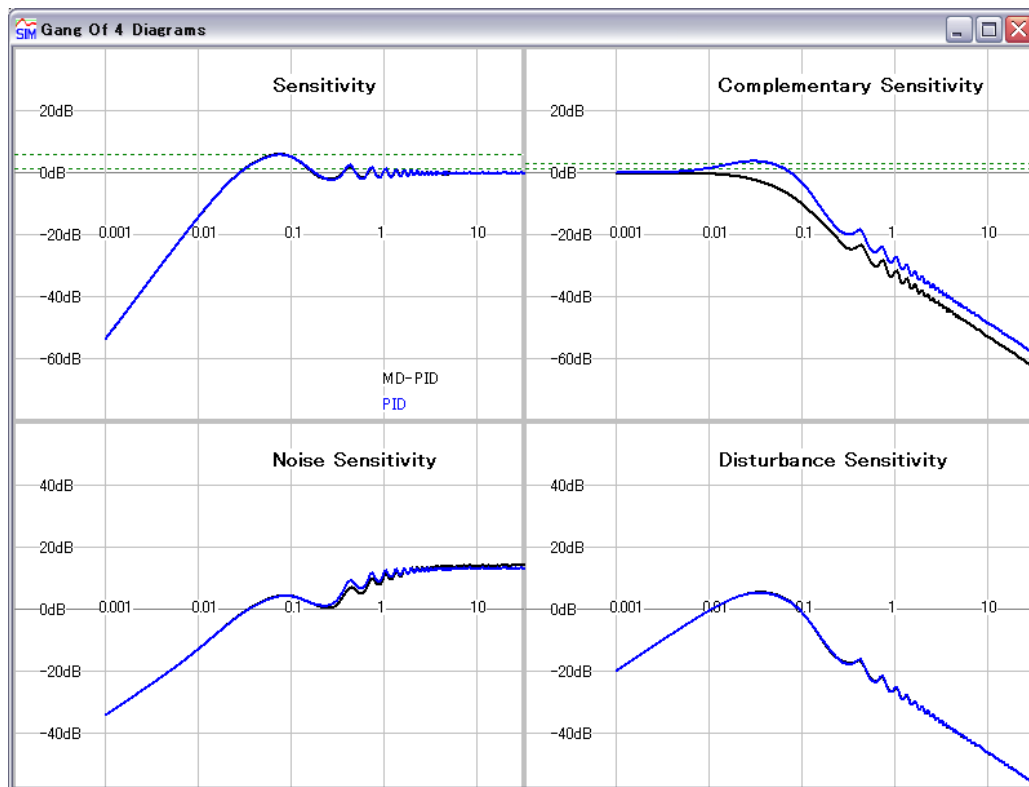


図 C.38 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.37 は、設計された MD-PID 制御系と通常の PID 制御系の応答波形が示されており、図 C.38 は、設計された MD-PID 制御系と通常の PID 制御系の各感度関数が表示されている。通常の PID 制御系は図 C.37 のように目標値変更時の大きな不必要なオーバーシュートを発生している。それは図 C.38 の Complementary sensitivity function にもオーバーシュートが生じそうなカットオフ帯域に大きな盛り上がりが見られる。外乱応答、ノイズ応答はほぼ一致している。

図 C.39 には、MD-PID 制御系と通常の PID 制御系のランプ応答波形が比較されている。通常の PID 制御系はランプ目標値 (SV) に対して制御量 (PV) は追従しているが SV が定値になると PV は大きなオーバーシュートが発生している。一方、MD-PID 制御系ではランプ目標値 (SV) に対して制御量 (PV) は一定のオフセットがでたままであるが SV が定値になると PV はオーバーシュートせず速やかに収束している。

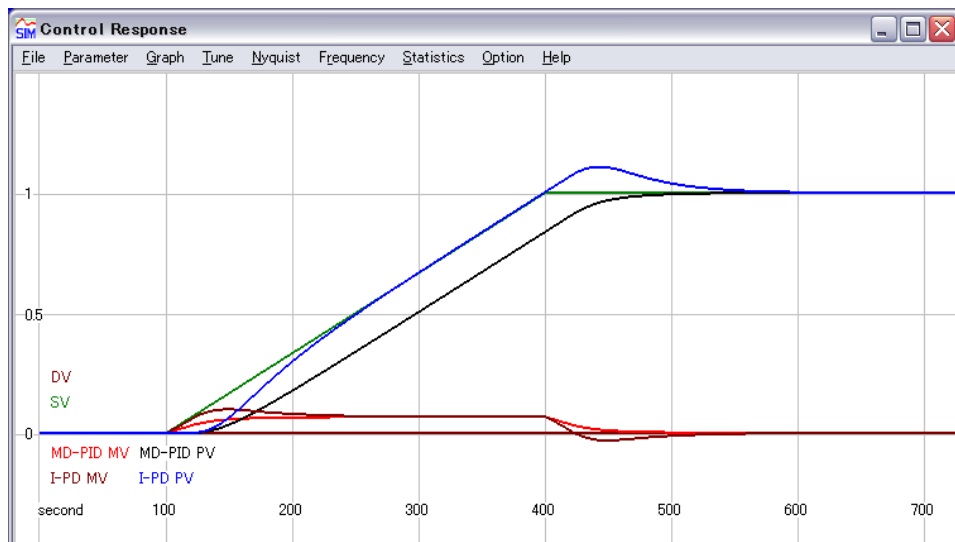


図 C.39 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

通常の PID 制御系から 2 自由度 PID 制御系に変更して比較したのが図 C.40 である。2 自由度定数を感度関数や応答波形から MD-PID 制御系の制御性能に合わせるように設計しているので、ランプ応答においてもオーバーシュートすることなく MD-PID 制御系の応答とそん色なく一致している。このあたりも 2 自由度 PID 制御系の制御性能の優れているところであるが、2 自由度 PID 制御系単独で調整することは容易ではない。しかしながら MD-PID 制御系の制御性を参照することにより容易に 2 自由度 PID 制御系の設計ができていることが分かる。

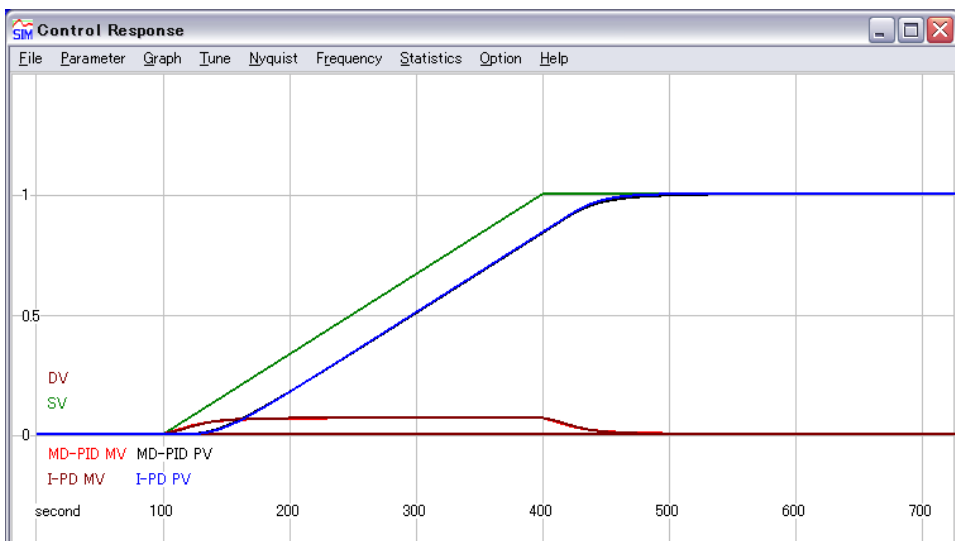


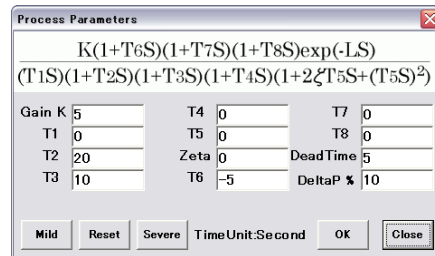
図 C.40 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

C.7 設計数値例—不安定ゼロ点を持つ遅れ系

不安定ゼロ点を持つ遅れ系は逆応答を持つプロセスとして知られている．リン酸型燃料電池システムのリホーマ・トップチューブ温度の動特性モデル化で過去に経験したことがある．水素を増産するために原料ナフサと水蒸気の流量を増やすと反応に必要な熱をリホーマ部で取り込むことによりトップチューブ温度は降下するが，やがて，変換された水素ガスは燃料電池を通過し，これがリホーマ部での熱源となるのでトップチューブを外部から加熱するので，トップチューブ温度は上昇するというメカニズムである．図 C.41 の (a) には制御対象のむだ時間を持つ不安定ゼロ点を持つ遅れ系のステップ応答波形，(b) にはそのプロセスパラメータが示されている．これは小河氏が SICE プロセス塾で MPC 向け例題として用いたものである．

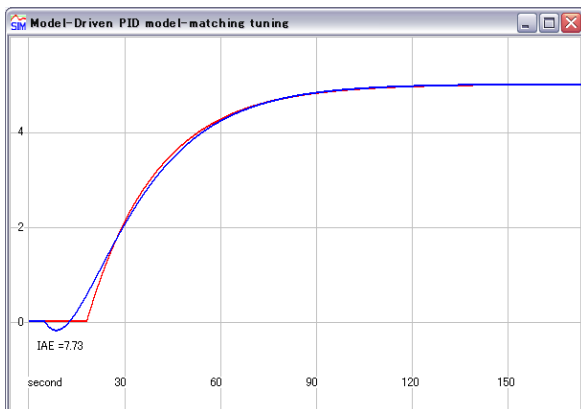


(a) Step responses of a integral process with dead time ,where PV in Black line and MV in Red Line

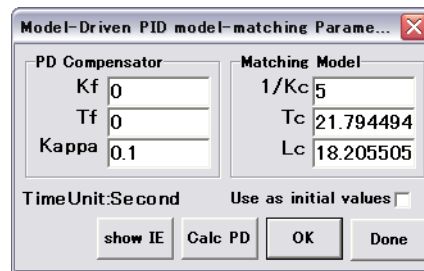


(b) Process parameter table

図 C.41 Second order delay process with Unstable zero and dead time



(a) Comparison of step responses of open loop (Blue line) and first order delay process with dead time (Red line)



(b) PD loop parameter table

図 C.42 PD loop tuning

$K_f = 0$ で CalcPD をクリックするとこの不安定ゼロ点を持つ遅れ系のむだ時間を持つ 1 次遅れ近似が求められる．その結果, $T = 21.794$ と $L = 18.206$ が得られる．図 C42(a) には, $K_f = 0$ すなわち制御対象のステップ応答波形 (Blue line) と等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系のステップ応答波形 (Red line) を比較している, また (b) には等価 KTL パラメータが示されている．

図 C.43 は MD-PID 制御系のナイキスト線図 (Red line) と Convert to PID をクリックして設計した 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図とが表示されている .

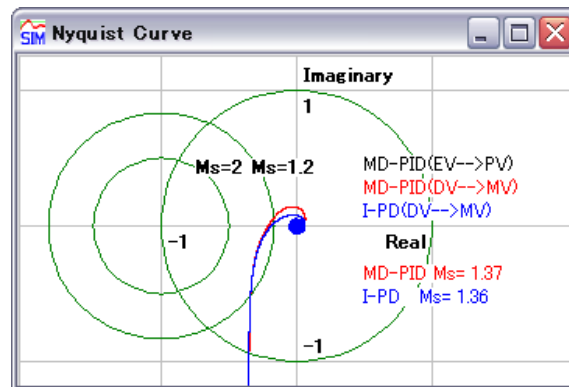
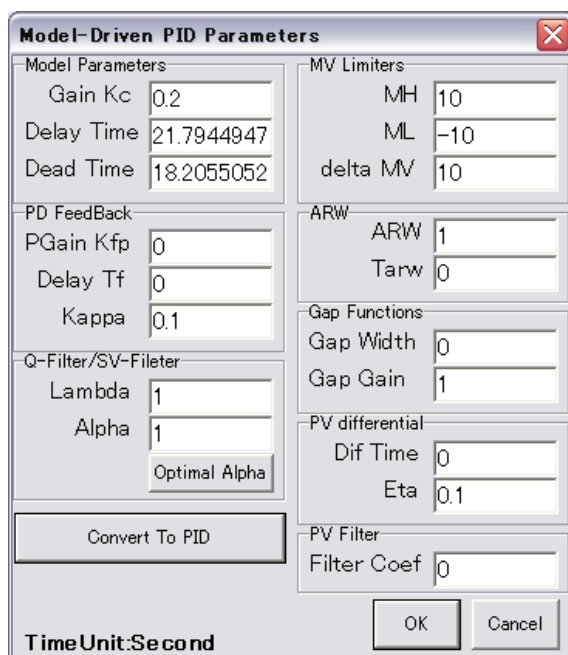
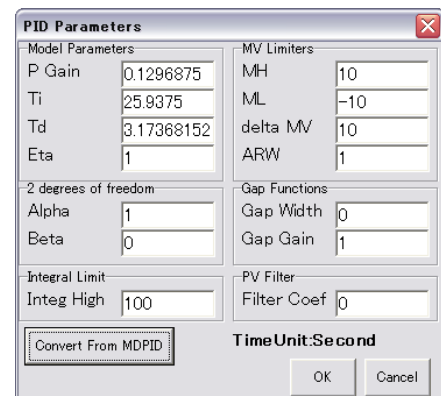


図 C.43 Nyquist plots of open loop of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.44 は , 設計された MD-PID 制御系 (a) と 2 自由度 PID 制御系 (b) の制御パラメータが表示されている .



(a) Control parameters of MD-PID control system



(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.44 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

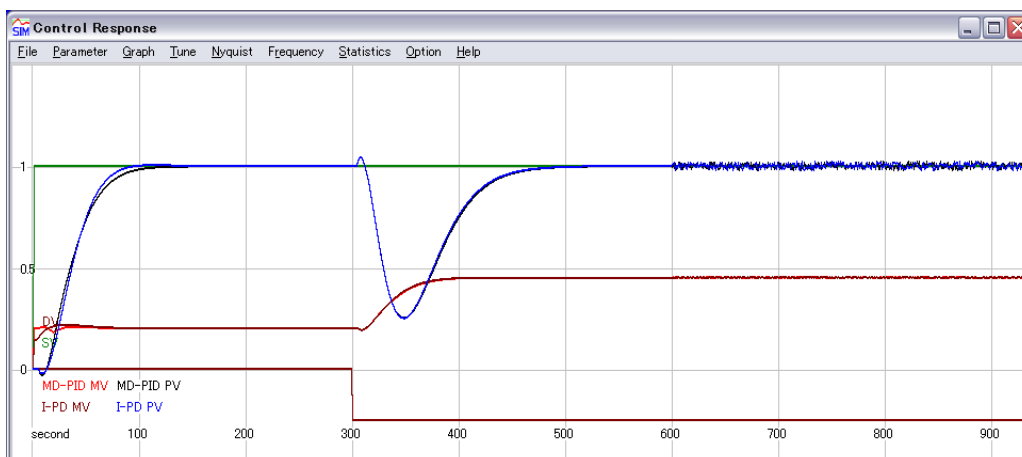


図 C.45 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

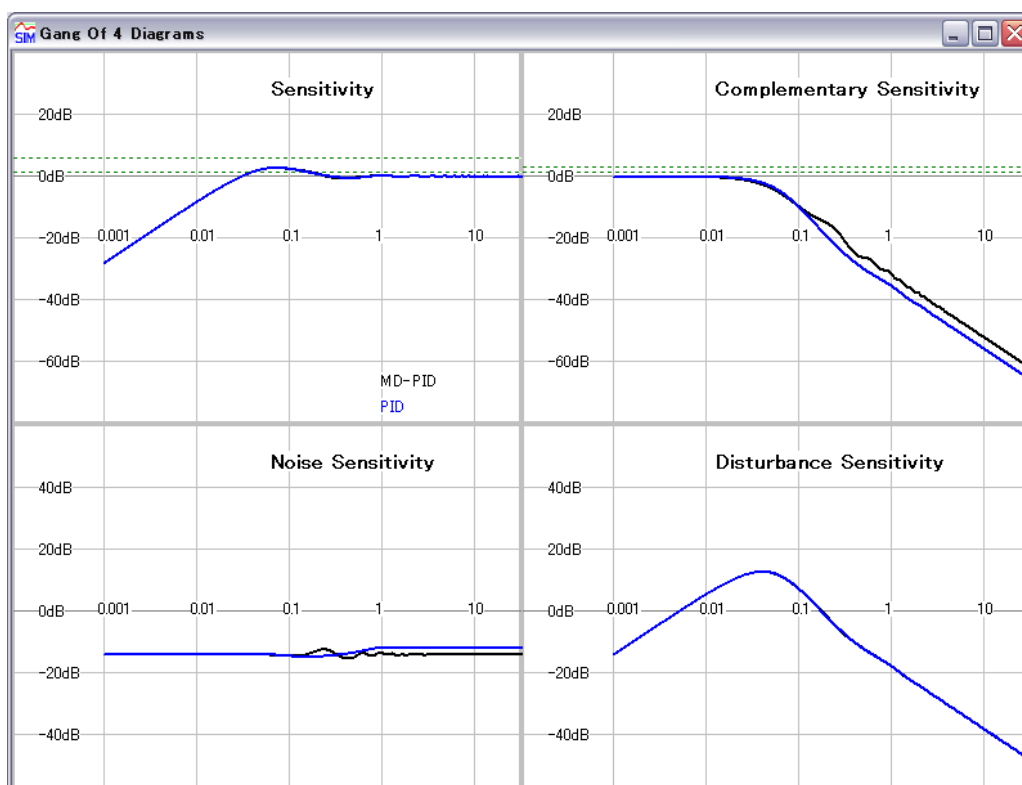


図 C.46 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.45 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形であり、図 C.46 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。

図 C.43 のナイキスト線図を見ると最大感度 $M_s=1.37$ 程度であるので、まだ制御性を向上させる余地が残っている。そこで最大感度 $M_s=1.9$ を狙って Calc PD のアイコンをクリックして PD フィードバックを設計すると $K_f = 0.125$ で $M_s=1.9$ となった。図 C.47 は MD-PID 制御系 (Red line) のナイキスト線図であり、丁度、 $M_s=1.90$ となっている。

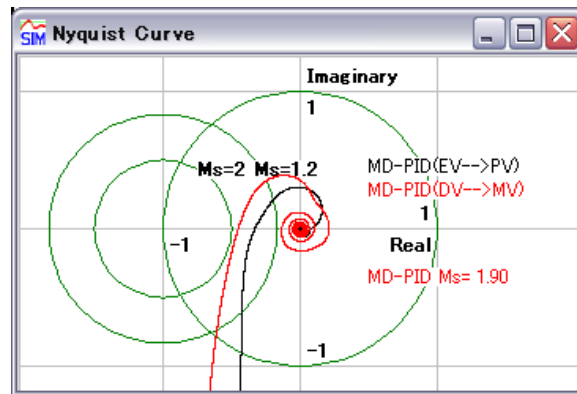
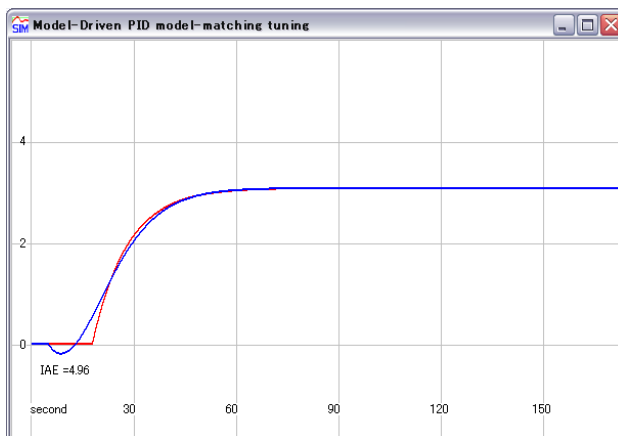
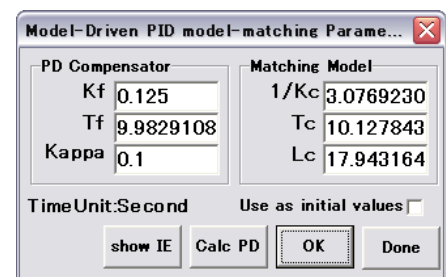


図 C.47 Nyquist plots of MD-PID control system

図 C.48(a) は、 $K_f = 0.125$ の PD フェードバック系のステップ応答 (Blue line) と等価 KTL 系のステップ応答 (Red line) を示したものである。制御対象に右半面のゼロ点の影響で応答の最初の部分に逆応答が見られるが波形が立ち上がるにつれて 2 本の波形が一致してくることが分かる。図 C.48(b) は、この PD フィードバック系と等価 KTL 系のパラメータテーブルである。



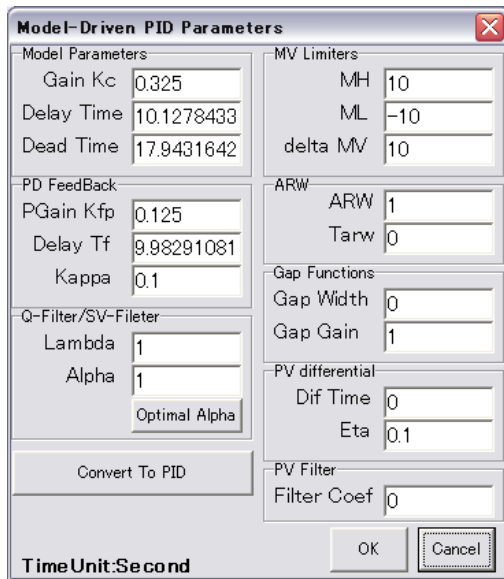
(a) Step responses of an integral process with dead time ,where PV in Black line and MV in Red Line



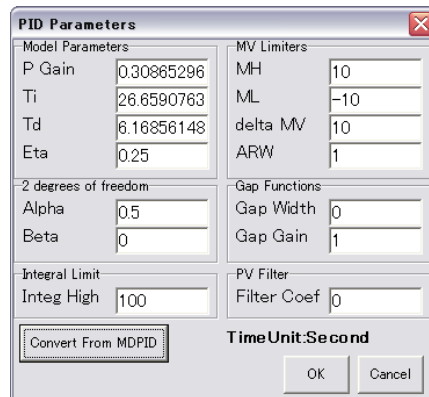
(b) Process parameter table

図 C.48 Second order delay process with Unstable zero and dead time

図 C.49 は、設計された MD-PID 制御系 (a) と 2 自由度 PID 制御系 (b) の制御パラメータである。

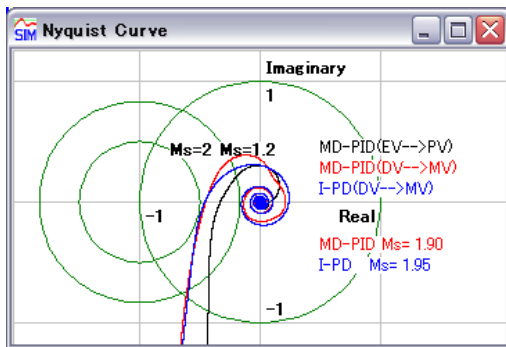


(a) Control parameters of MD-PID control system

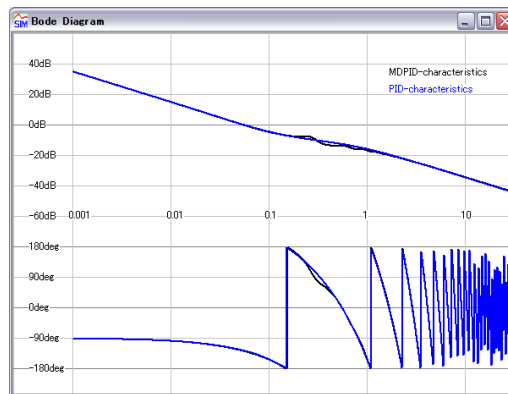


(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.49 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system



(a) Nyquist plots of MD-PID control system and TDOF PID control system



(b) Bode plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.50 Comparison of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.50(a) は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図である。最大感度 M_s は MD-PID 制御系では $M_s=1.9$ であるが、2 自由度 PID 制御系では $M_s=1.95$ とわずかに上昇している。図 C.50(b) は、ボード線図を比較したものである。

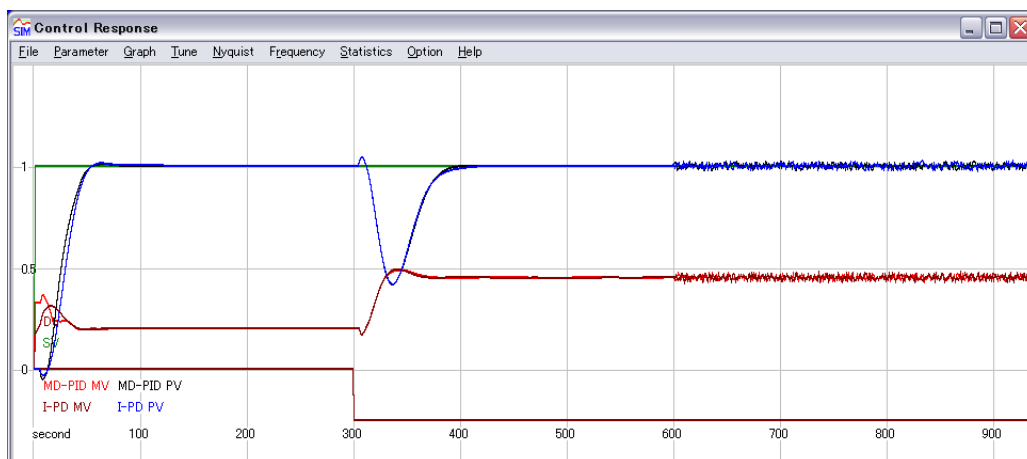


図 C.51 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

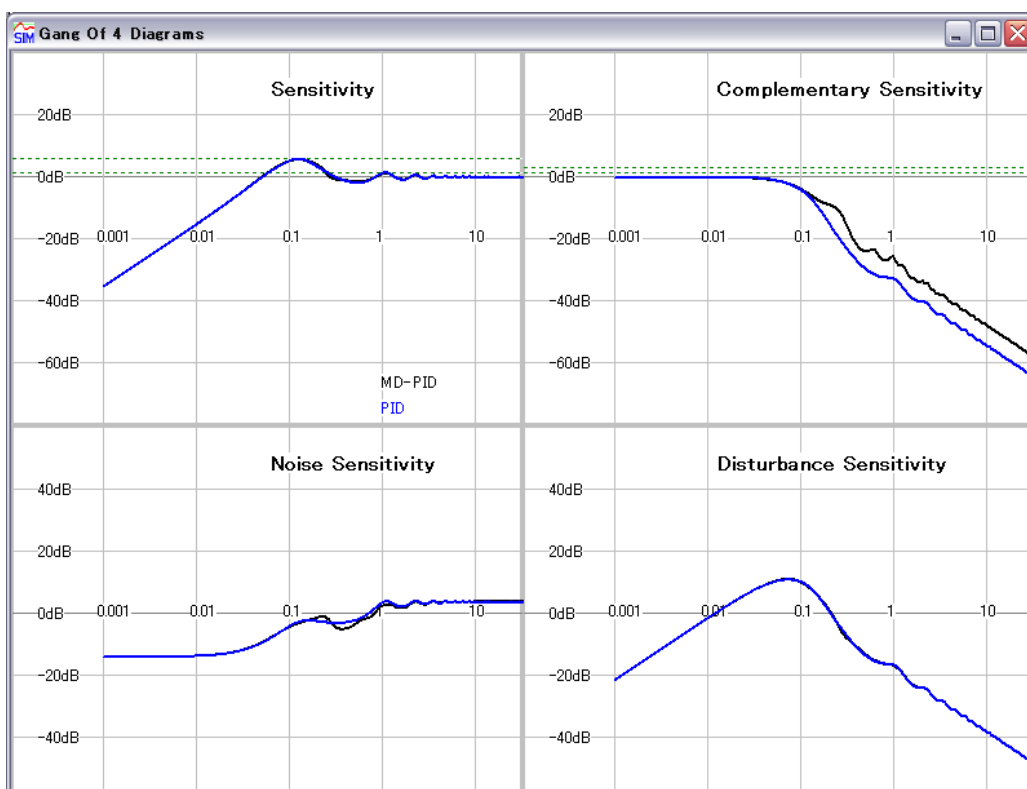


図 C.52 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

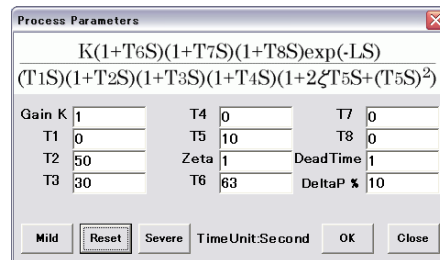
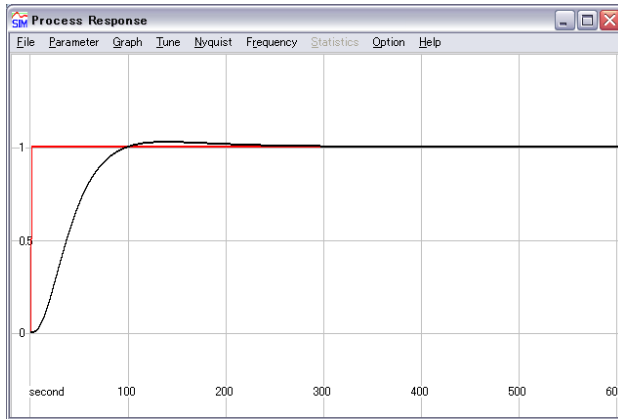
図 C.51 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形であり、図 C.52 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。

このように制御対象は右半面のゼロ点とむだ時間を持つ非最小位相系であるが、最大感度 $M_s=1.9$ までにまだ余裕があるなら PD フィードバックを利用して制御性能を向上させる MD-PID 制御が設計できるし、2 自由度 PID 制御系に変換することも可能である。現場での実機調整では、限られた時間期間で完了しなければならないので未完了になっていることがあるが、MD-PID 制御系をバーチャル設計して 2 自由度 PID 制御系へ戻す方法も有力である。

C.8 設計数値例—安定ゼロ点を持つ遅れ系

ガスなどの圧縮性流体の圧カプロセスなどで見られる。

図 C.53 の (a) には制御対象の安定ゼロ点を持つ遅れ系のステップ応答波形，(b) にはそのプロセスパラメータが示されている。現実の設計ではオーバーシュートのピークでモデル化すると良い。

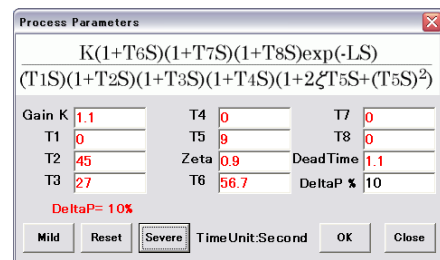
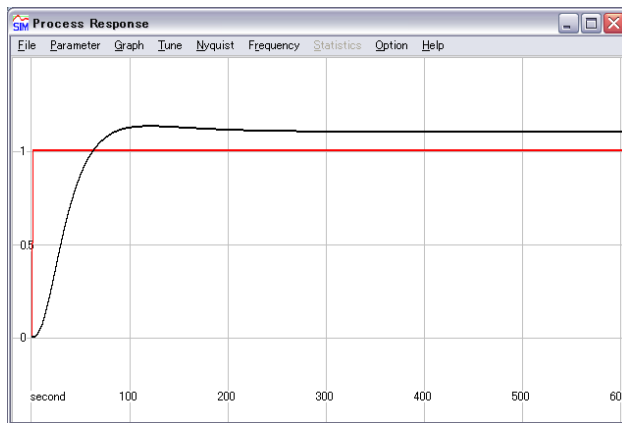


(a) Step responses of an overshoot response process with dead time ,where PV in Black line and MV in Red Line

(b) Process parameter table

図 C.53 Process parameter table

ここでは制御定数テーブルの Severe のアイコンをクリックし 10%sever 側のモデルで設計することにする。

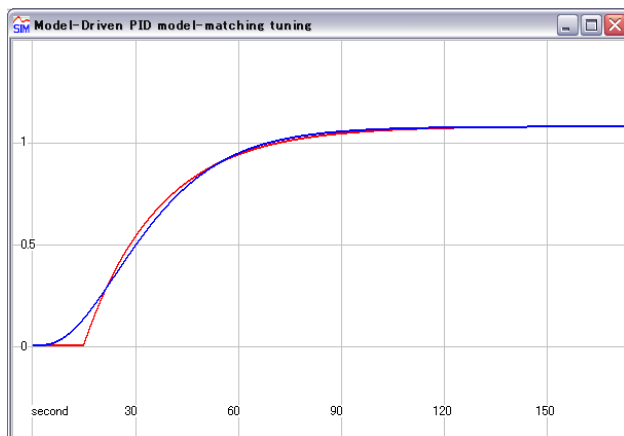


(a) Step responses of an overshoot response process with dead time ,where PV in Black line and MV in Red Line

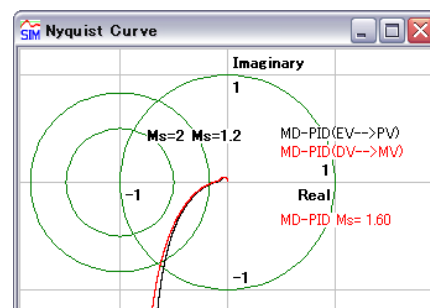
(b) Severe process parameter table

図 C.54 Severe process parameter table

この Severe model を用いて PD フィードバック系を設計する際に、下記のような PD ループのステップ応答波形ナイキスト線図とチューニング定数テーブルの3つを表示させておき、チューニング定数テーブルの K_f を少しずつ変更しながら Calc PD のアイコンをクリックしつつナイキスト線図と PD ループの応答波形をチェックして行く。最大感度 $M_s=1.6$ では、PD ループのステップ応答波形も安定性と良好であると判断した結果が、これらの画面である。

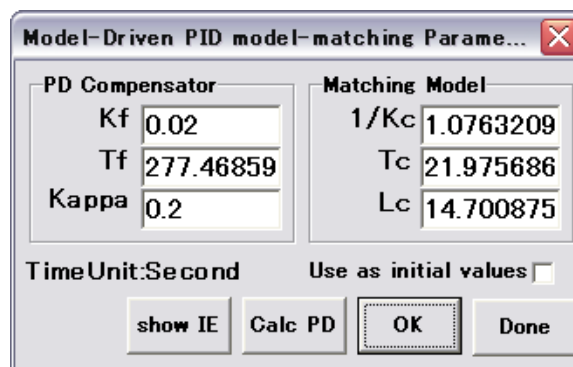


(a) Step responses of PD loop for an overshoot process, where PV in Black line and MV in Red Line



(b) Nyquist plot of MD-PID control system

☒ C.55 Watching graphs for PD loop tuning



☒ C.56 Tuning parameters table

以上の結果から設計された MD-PID 制御定数と TDOF PID 制御定数は図 C.57 にまとめた。

(a) Model-Driven PID Parameters

| | | | |
|--------------------|------------|-----------------|--------|
| Model Parameters | | MV Limiters | |
| Gain Kc | 0.92909090 | MH | 10 |
| Delay Time | 21.9756869 | ML | -10 |
| Dead Time | 14.7008758 | delta MV | 10 |
| PD FeedBack | | ARW | |
| PGain Kfp | 0.02 | ARW | 1 |
| Delay Tf | 277.468591 | Tarw | 0 |
| Kappa | 0.2 | Gap Functions | |
| Q-Filter/SV-Filter | | Gap Width | 0 |
| Lambda | 0.6 | Gap Gain | 1 |
| Alpha | 0.89894874 | PV differential | |
| Optimal Alpha | | Dif Time | 0 |
| Convert To PID | | Eta | 0.1 |
| TimeUnit:Second | | PV Filter | |
| | | Filter Coef | 0 |
| | | OK | Cancel |

(b) PID Parameters

| | | | |
|----------------------|------------|-----------------|--------|
| Model Parameters | | MV Limiters | |
| P Gain | 1.11050769 | MH | 10 |
| Ti | 25.4790369 | ML | -10 |
| Td | 8.58169289 | delta MV | 10 |
| Eta | 0.75 | ARW | 1 |
| 2 degrees of freedom | | Gap Functions | |
| Alpha | 0.7 | Gap Width | 0 |
| Beta | 0 | Gap Gain | 1 |
| Integral Limit | | PV Filter | |
| Integ High | 100 | Filter Coef | 0 |
| Convert From MDPID | | TimeUnit:Second | |
| | | OK | Cancel |

(a) Control parameters of MD-PID control system

(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.57 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

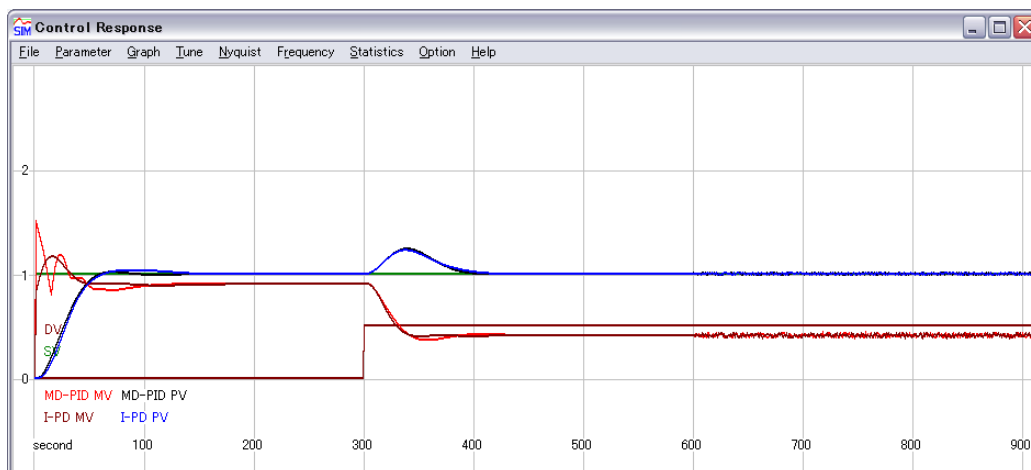


図 C.58 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

図 C.58 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形であり、図 C.59 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。

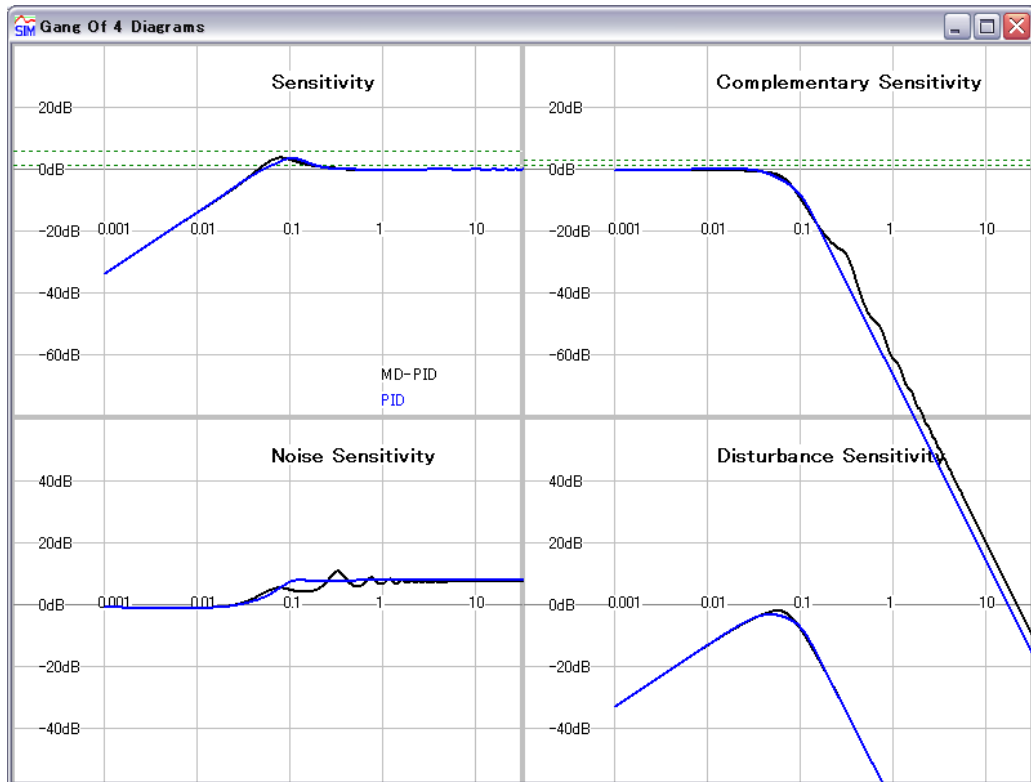


図 C.59 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

これまででは Severe model について設計してきたが， 図 C.60 は制御対象の動特性を Nominal model に戻したときの D-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形である．

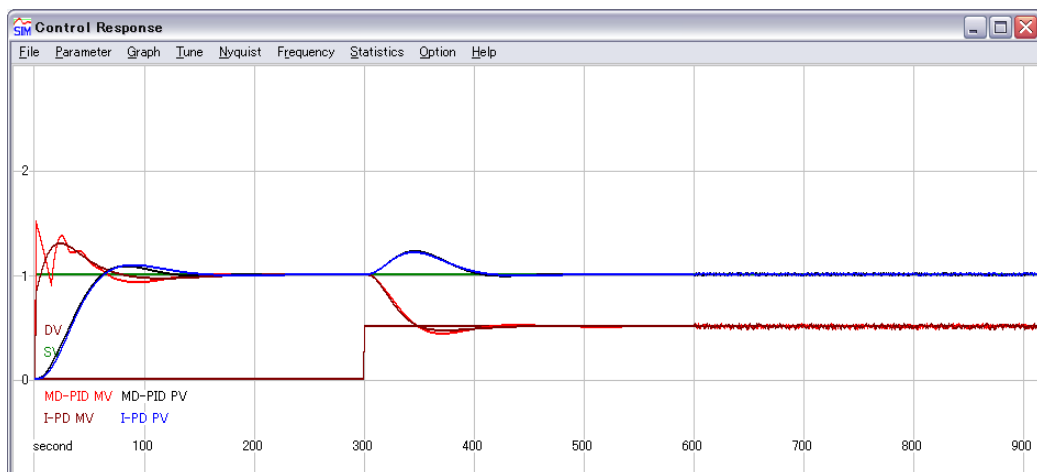
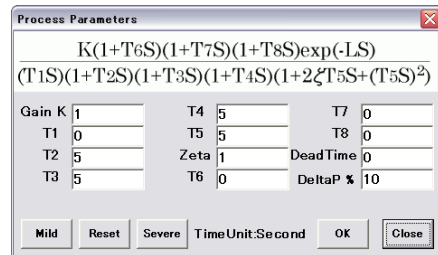
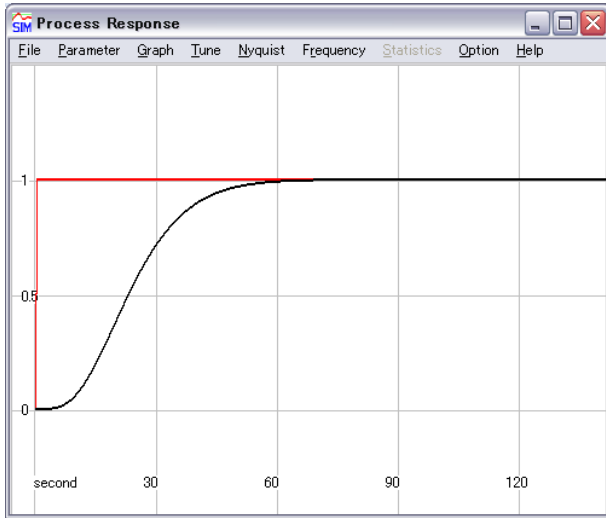


図 C.60 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system for nominal model

C.9 設計数値例—高次遅れ系

自然界の制御対象の応答波形を決める極が重なることは考えにくいがあえて高次遅れ系について適用する。

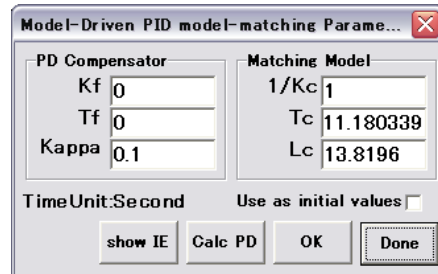
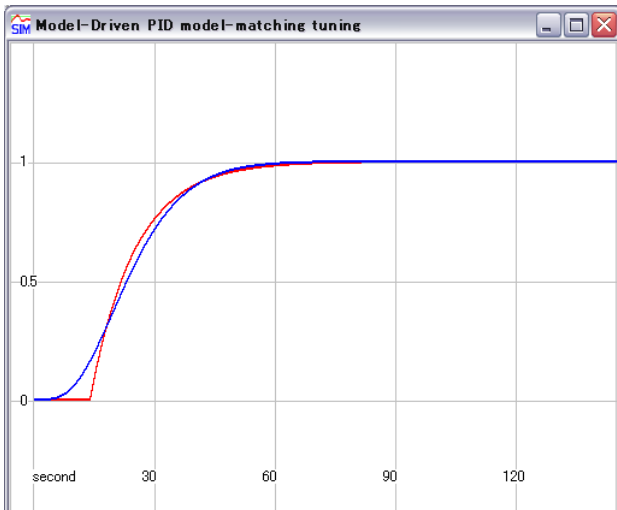


(a) Step responses of an high order delay process ,where PV in Black line and MV in Red Line

(b) Process parameter table

図 C.61 Step response and the process parameter table

この高次遅れ系のステップ応答に等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系を求めると 図 C.62(b) のようになり、そのステップ応答を比較したのが 図 C.62(a) である。この状態で MD-PID 制御系を設計し、



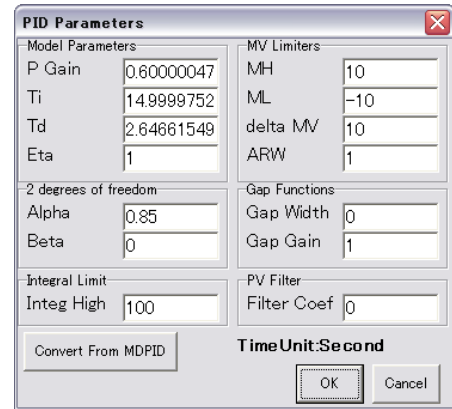
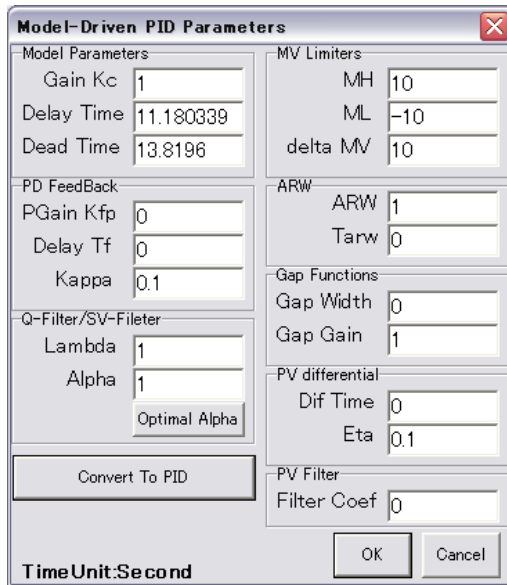
(a) Step responses of PD loop for an high order delay process, where PV in Black line and MV in Red Line

(b) Tuning parameters table

図 C.62 Watching graphs for PD loop tuning

さらに Convert from MD-PID のアイコンをクリックし 2 自度 PID 制御系の制御定数に変換し、2

自由度定数を感度関数比較で調整した．それらの設計結果の MD-PID 制御定数と TDOF PID 制御定数は図 C.63 にまとめた．

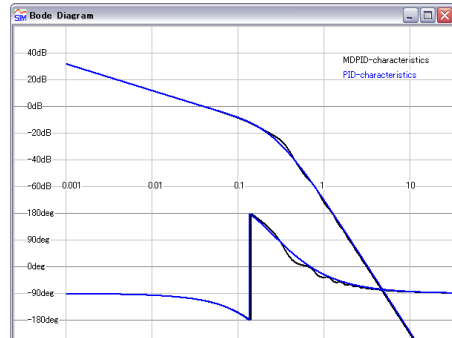
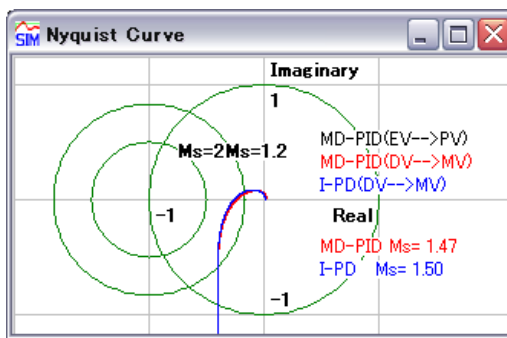


(a) Control parameters of MD-PID control system

(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.63 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.64 には，設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図 (a) とボード線図 (b) を示した．



(a) Control parameters of MD-PID control system

(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.64 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.65 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答波形であり、図 C.66 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。

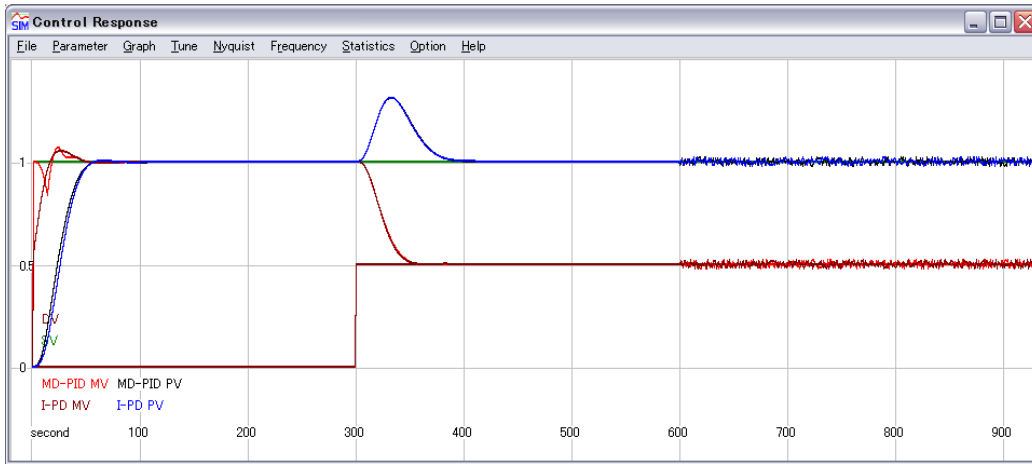


図 C.65 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

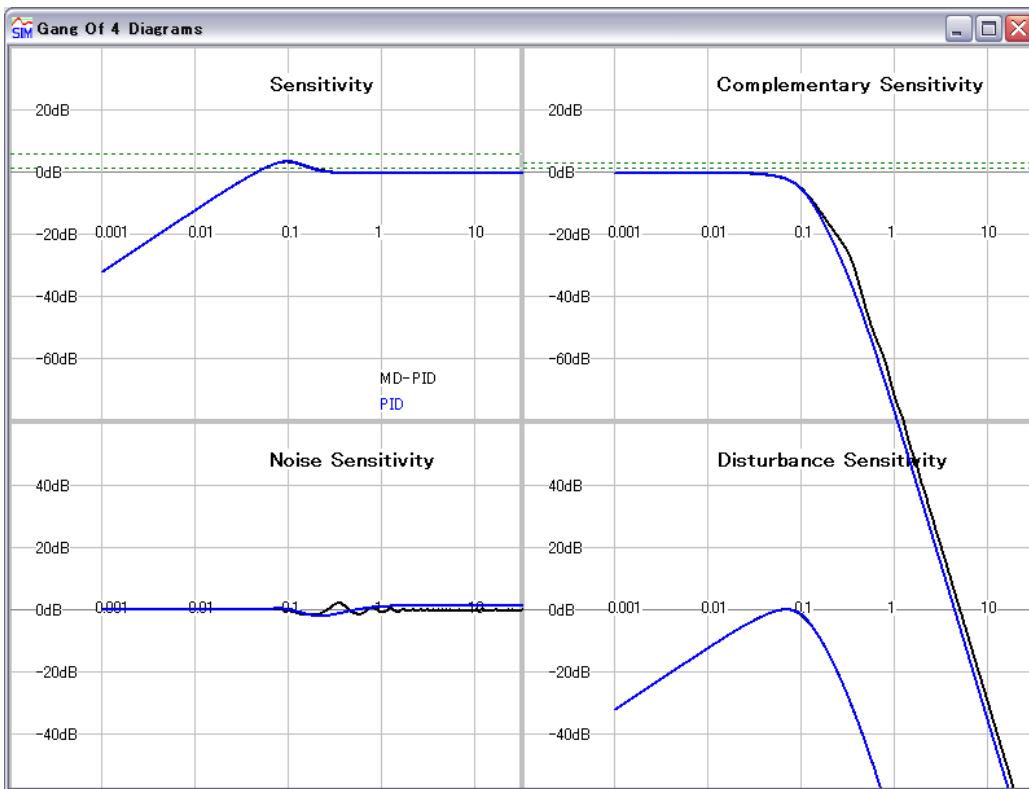
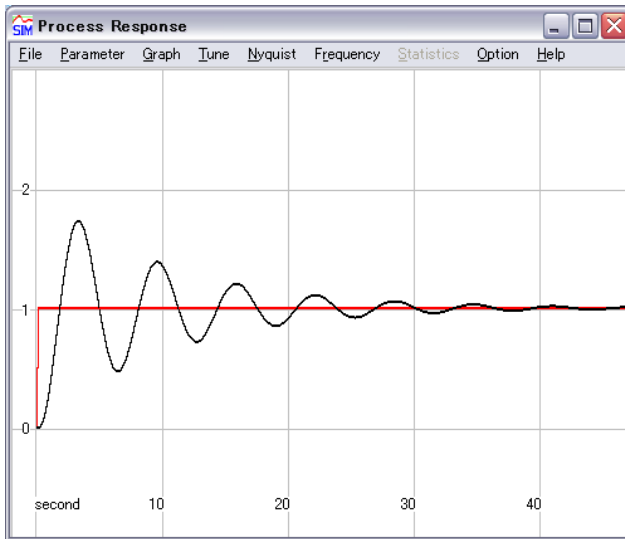


図 C.66 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

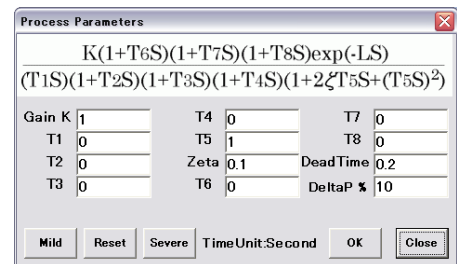
図 C.64(a) のナイキスト線図を見ると最大感度 M_s は 1.47 ~ 1.50 程度であり、まだ実用安定限界の 2.0 まで余裕があるので、PD フィードバック量を増やしたり応答速度を早くするために λ をやや小さめにすることにより MD - PID 制御系を設計してから 2 自由度 PID 制御系へ変換し、また感度関数を比較しながら最終的に 2 自由度 PID 制御系を設計することも可能であるが、ここではこれまでとしておく。

C.10 設計数値例—振動系

どちらかというともメカニカル系には良くみられ、プロセス系にはあまり見られない動特性であるが、PD 補償の有効性を示すためにあえて示す。図 C.67(a) は、この振動系のステップ応答波形であり、図 C.67(b) は、振動系のパラメータを示したものである。 $K_f=1.1$ と $\kappa=0.01$ に設定し Calc PD によ



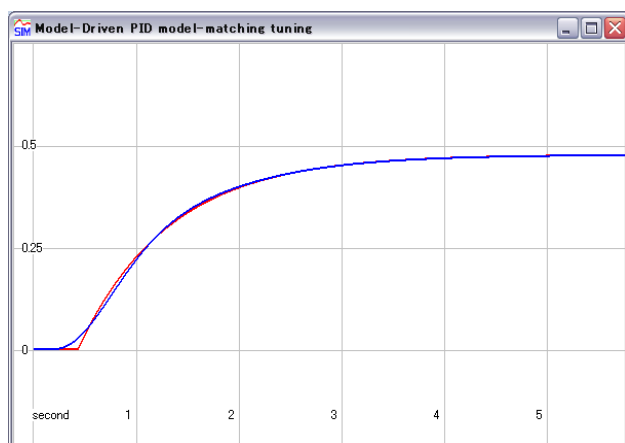
(a) Step responses of an high order delay process ,where PV in Black line and MV in Red Line



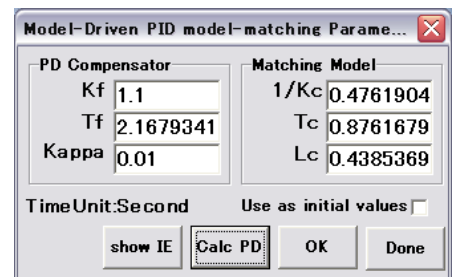
(b) Process parameter table

図 C.67 Step response and the process parameter table

り PD フィードバック系とその等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系を設計したものが 図 C.68(b) のようになり、その PD フィードバック系と等価のむだ時間を持つ 1 次遅れ系のステップ応答波形を示したのが 図 C.68(a) である。



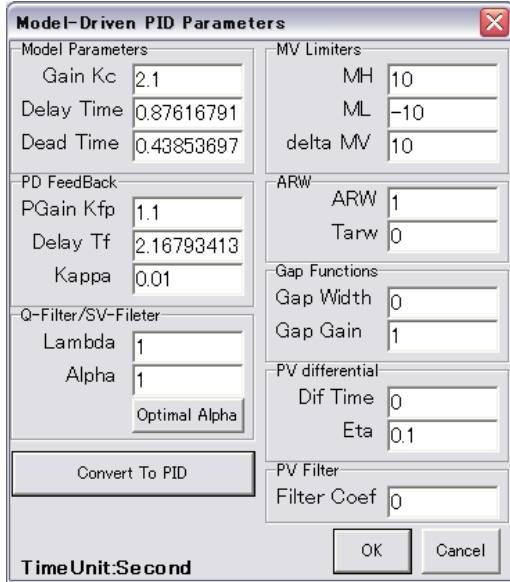
(a) Step responses of PD loop for an high order delay process, where PV in Black line and MV in Red Line



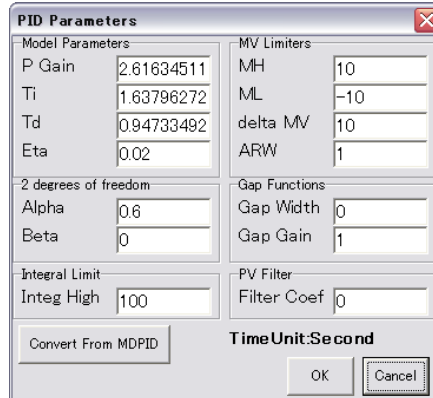
(b) Tuning parameters table

図 C.68 Watching graphs for PD loop tuning

この状態で MD-PID 制御系を設計し，さらに Convert from MD-PID のアイコンをクリックし 2 自由度 PID 制御系の制御定数に変換し，2 自由度定数を感度関数比較で調整した．それらの設計結果の MD-PID 制御定数と TDOF PID 制御定数は 図 C.69 にまとめた．



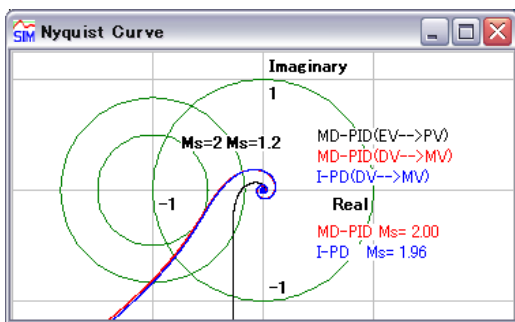
(a) Control parameters of MD-PID control system



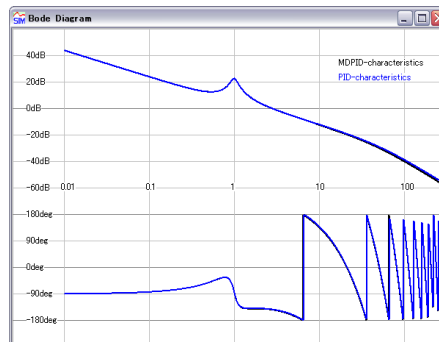
(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.69 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.70 には，設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図 (a) とボード線図 (b) を示した．



(a) Control parameters of MD-PID control system



(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.70 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.71 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答特性を把握するために目標値変化、外乱印加、ノイズ印加を順に加えた応答波形であり、図 C.72 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。MD-PID 制御器の PD 補償器の不完全微分器のゲインに相当する κ も通常の 0.1 よりさらに小さい 0.01 にしたことと 2 自由度 PID の不完全微分器のゲインに相当する η も通常の 0.1 より小さい 0.02 を用いているためにノイズから操作量 MV への高周波領域でのゲインが上昇し、ノイズ印加時の MV が大きく変動していることは、仕方が無いことのようにである。図 C.70(b) のこのボード線図からゲインが 0db より大きい低周波領域で共振点が見られるが、図 C.72 左上の Sensitivity には反共振点 (ゼロ点) が用意されていることが分かる。

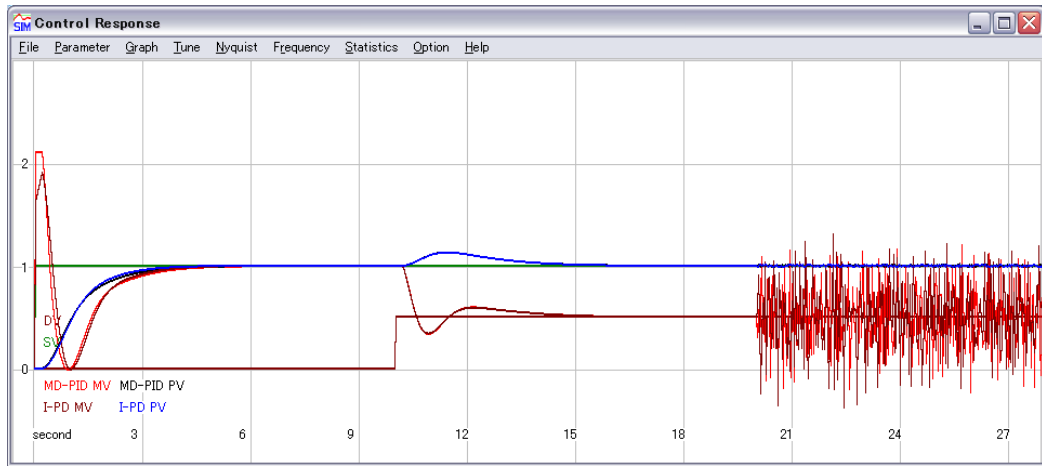


図 C.71 Time response of MD PID control system and TDOF PID control system

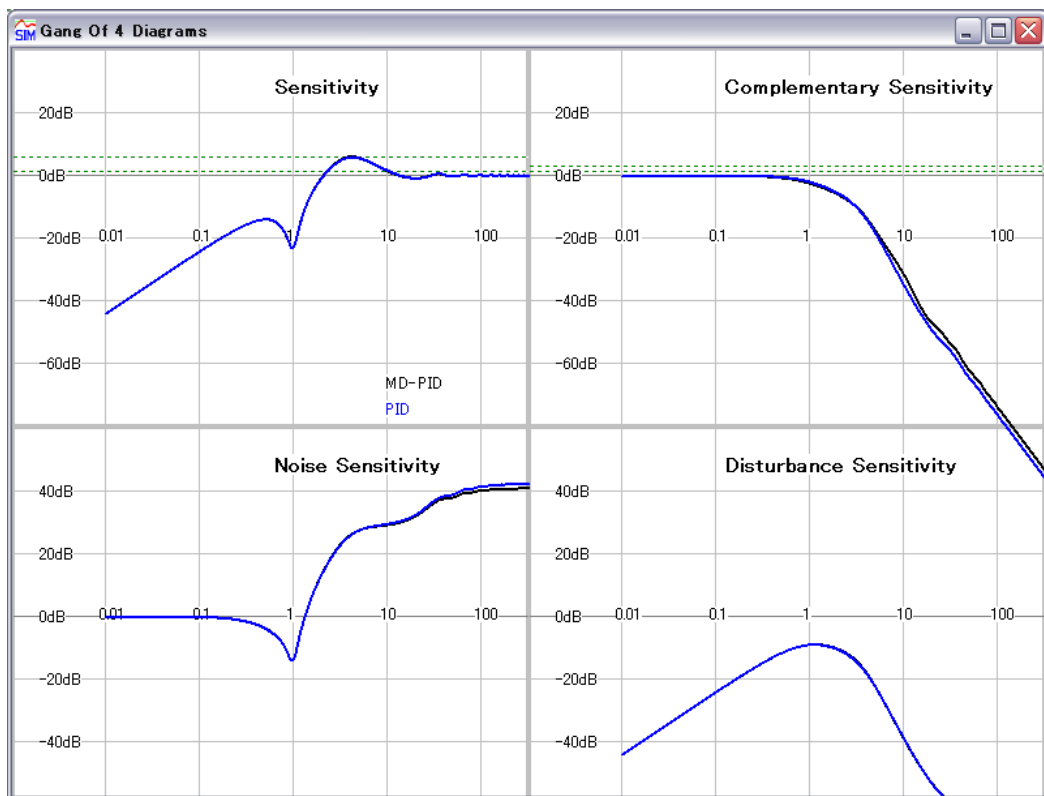
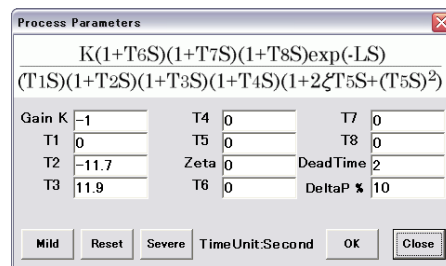
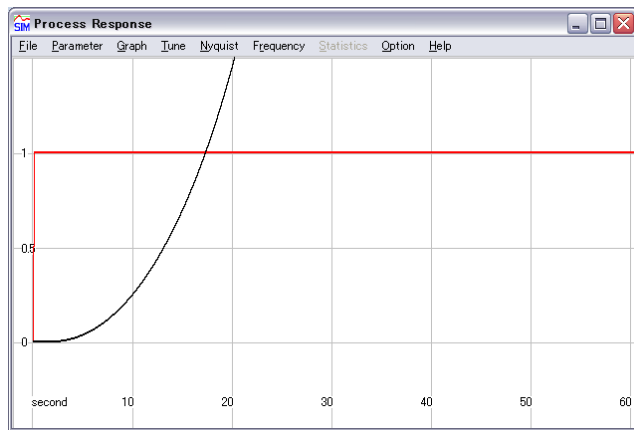


図 C.72 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

C.11 設計数値例—むだ時間を持つ不安定系

プロセス分野では，触媒性能による発熱反応と除熱のバランスが取れない重合反応温度プロセスなどに見られる．図 C.73(a) は，このむだ時間を持つ不安定系のステップ応答波形であり，図 C.73(b) はむだ時間を持つ不安定系のパラメータを示したものである．

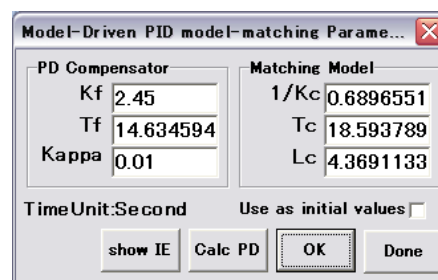
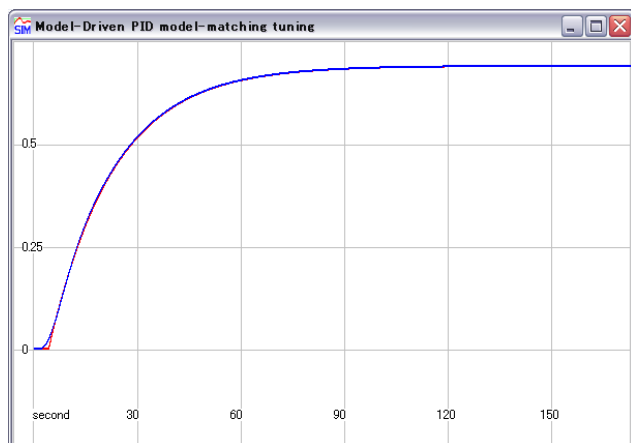


(a) Step responses of an high order delay process ,where PV in Black line and MV in Red Line

(b) Process parameter table

図 C.73 Step response and the process parameter table

$K_f=2.45$ と $\kappa=0.01$ に設定し Calc PD により PD フィードバック系とその等価なむだ時間を持つ 1 次遅れ系を設計したものが図 C.74(b) のようになり，その PD フィードバック系と等価のむだ時間を持つ 1 次遅れ系のステップ応答波形を示したのが図 C.74(a) である．

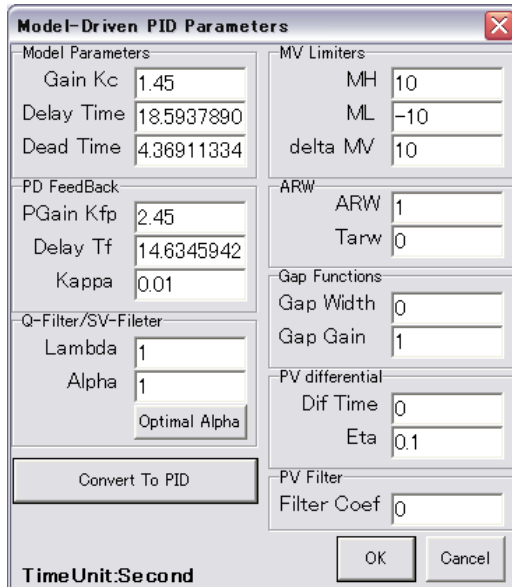


(a) Step responses of PD loop for an high order delay process, where PV in Black line and MV in Red Line

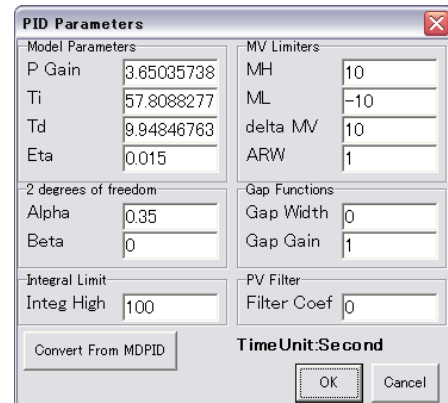
(b) Tuning parameters table

図 C.74 Watching graphs for PD loop tuning

この状態で MD-PID 制御系を設計し，さらに Convert from MD-PID のアイコンをクリックし 2 自由度 PID 制御系の制御定数に変換し，2 自由度定数を感度関数比較で調整した．それらの設計結果の MD-PID 制御定数と TDOF PID 制御定数は 図 C.75 にまとめた．



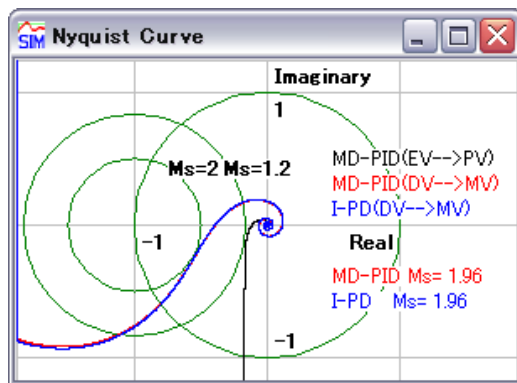
(a) Control parameters of MD-PID control system



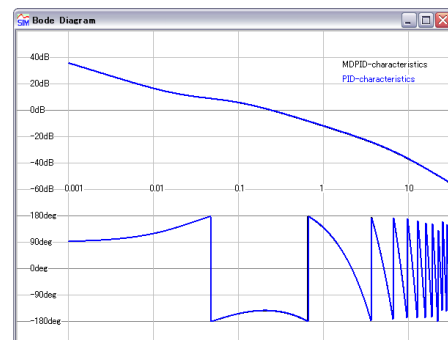
(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.75 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.75 には，設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系のナイキスト線図 (a) とボード線図 (b) を示した．



(a) Control parameters of MD-PID control system



(b) Control parameters of TDOF PID control system

図 C.76 Control parameters of MD-PID control system and TDOF PID control system

図 C.76 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の応答特性を把握するために目標値変化、外乱印加、ノイズ印加を順に加えた応答波形であり、図 C.77 は、設計された MD-PID 制御系と 2 自由度 PID 制御系の各感度関数である。

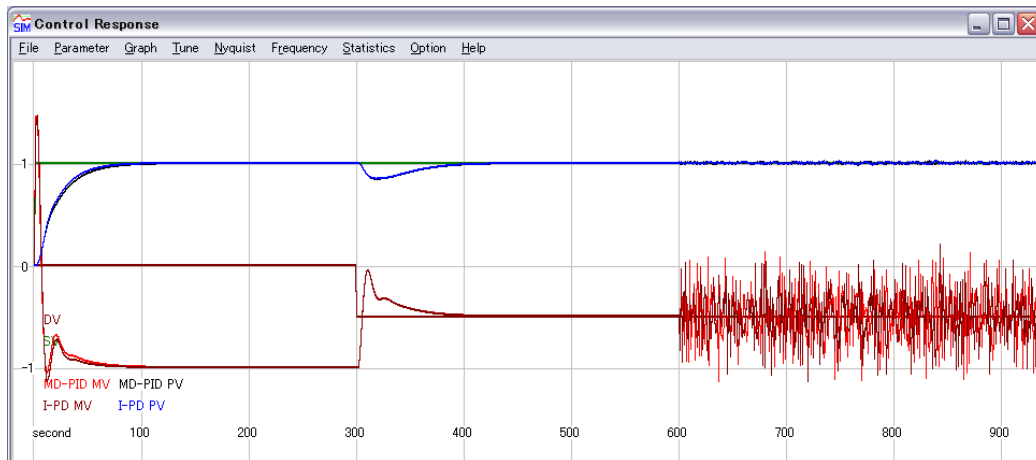


図 C.77 Time response of MD-PID control system and TDOF PID control system

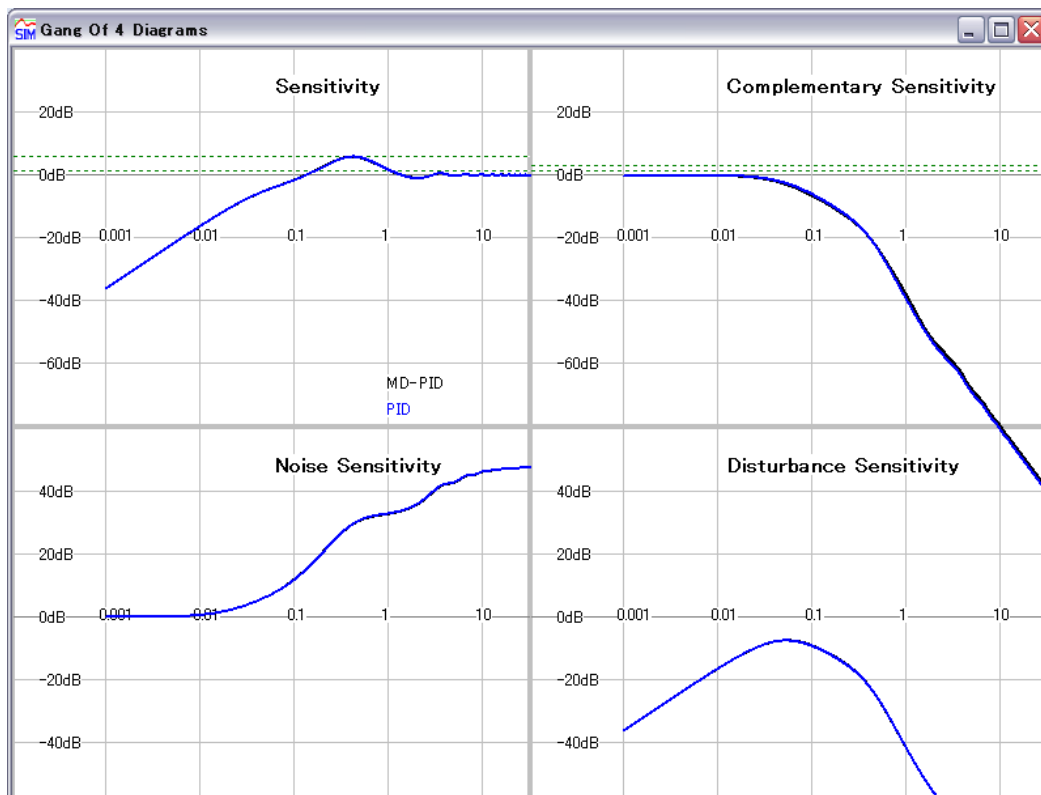


図 C.78 Sensitivity plots of MD-PID control system and TDOF PID control system

C.12 まとめ

MD-PID 制御系は、 $PID\tau_d$ 、IMC(Internal Model Control)、I-PD や MDC(Model Driven Control) などの概念に基づき広範・汎用性を狙って提案したプロセス制御技術であり、動揺を発生しない応答速度の速い制御系に調整できる点から実プロセスにて多くの成果を挙げてきた。

MD-PID 制御系を設計・調整する際に用いていた当初ツールに対し PD フィードバック系の設計をワンクリックでできる機能や MD-PID 制御系を参照し Taylor 展開法を適用した 2 自由度 PID 制御系設計をワンクリックで変換する機能、併せて各感度解析とシミュレーション解析、動特性をワンクリックで変化させてロバスト性確認機能などを開発・付加し、MD-PID 制御系から 2 自由度 PID 制御系までの広範な制御対象に適用できる MD-PID Control System Design Tool としてまとまったので、これを用いての広範なプロセス動特性に対する設計結果を説明した。この MD-PID Simulator は、提案機能を献身的に実現してくれた馬場 泰氏の賜物である。改めて御礼を申しあげたい。

付録 D

モデル化ツール

D.1 はじめに

連続時間システムでのモデル化方法を選択した理由を先ず述べたい。過去にプロセスの定周期サンプリングで得られたデータから離散時間モデルに立脚したモデリングする方法を適用したことがあった。モデルの次数は事前に分かりにくいので離散時間で高次のモデルを設定するとオーバーパラメータの問題が発生する。応答波形に高精度で合わせるようになると結果的に高次の離散時間モデルとなるが、実際に制御系を設計する段階で高次モデルでは扱いにくいので低次元化を行わなくてはならないが、現場にとっては煩雑な話である。さらに離散時間モデルでは連続時間モデルでのゲイン、時定数、むだ時間などに比べて直感的に分かってもらいにくい。離散時間モデルの同定精度を向上させるにはサンプリング周期も重要な要素であるが、産業プロセスではデータ採取装置のサンプリング周期は、任意のサンプリング周期を選ぶことが一般に難しい。同定精度を上昇させようとする離散時間モデルの次数は一般的に上昇する傾向にあり、次のステップとしてモデルの低次元化を実施する必要があり、手数がかかり、現場のオペレータやエンジニアには必ずしも容易な作業ではない。古くから連続時間モデルを設定し、出力波形がデータ波形と一致するようにするモデル化方法は考えられているが、パラメータから見ると非線形最適化の構造となるので、用いる最適化アルゴリズムが大局的
唯一解への収束性が不透明であった。

ここでは MATLAB の連続時間シミュレーションツールである SIMULINK を連続時間システムモデルとして用い、FRIT で用いた非勾配型大局最適化アルゴリズムである CMA-ES(Covariance Matrix Adaptation Evolutional Strategy) 法を組み合わせる方法を用いたところ、やや実行時間がかかる難点はあるが良好な結果を得て、モデルパラメータ同定に用いる有力な方法と判断したので、事例を通じて紹介する。

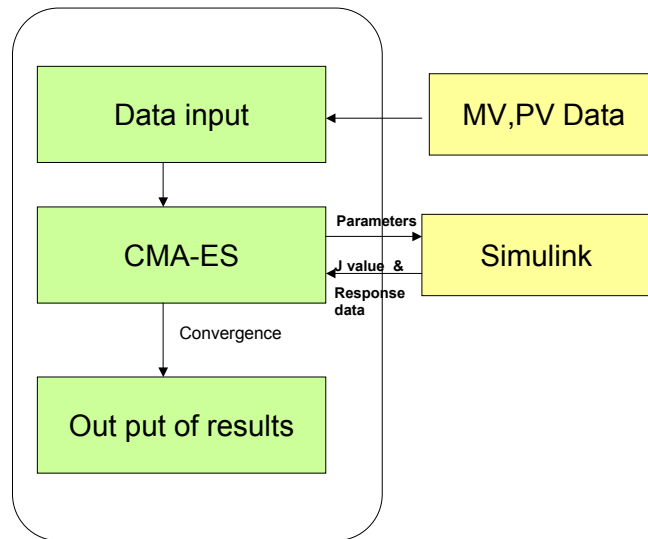


図 D.1 Functional program diagram of modeling tool

図.D.1 は、本ツールの手順を示すブロック図である。まず採取された定サンプリング周期のプロセスのデータを取込み、当該プロセスの連続時間モデルを SIMULINK に構築しておき、取込んだデータとの接続を行うと同時に、プロセスの連続時間モデルの出力と実プロセスの出力との誤差から誤差の評価関数 (Integral of Absolute Error) を積算して J 値を求めるように構築しておく。CMA-ES (Covariance Matrix Adaptation Evolutional Strategy) 法では、初期パラメータについて乱数により展開されたパラメータ空間の沢山のサンプル点についてこの SIMULINK プログラムを動かして J 値を得る。以降は沢山のサンプル点に関して共分散と期待値を計算し、最適値はその期待値になるとして、大局的な最適値に収束させるという流れである。

D.2 単一入出力遅れプロセス

むだ時間を持つ 1 次遅れのプロセス (ゲイン $K=1$ 、時定数 $T=50$ 、むだ時間 $L=20$) が MD-PID 制御器とループ形成されていて、目標値をランプ上に上昇させ、一定値を維持した後、ランプ降下させ、一定値を維持した後にステップ変化を与えた一連の入力信号 (MV) と出力信号 (PV) の応答が図 .D.2 である。目標値が変化している期間は十分な周波数成分があり閉ループ系の可同定条件を満たしていると考えられる。ここでのモデル化の問題は、この一連の入力信号 (MV) と出力信号 (PV) の応答のデータから制御対象の動特性モデルのパラメータであるゲイン K 、時定数 T とむだ時間 L を求めることである。

図 D.3 は、入力信号 (MV) と出力信号 (PV) の応答のデータから制御対象の動特性モデルのパラメータを求めるための SIMULINK モデルである。入力 MV をむだ時間を持つ 1 次遅れモデル (ゲイン K 、時定数 T 、むだ時間 L) に入力し、出力 $\hat{P}V$ を計算する。さらに図 D.3 にあるように実際に入手された出力 PV との出力誤差 $e = PV - \hat{P}V$ の IAE (Integral of Absolute Error) ここでは J 値を計算し、一連のデータは Workspace の z に格納している。

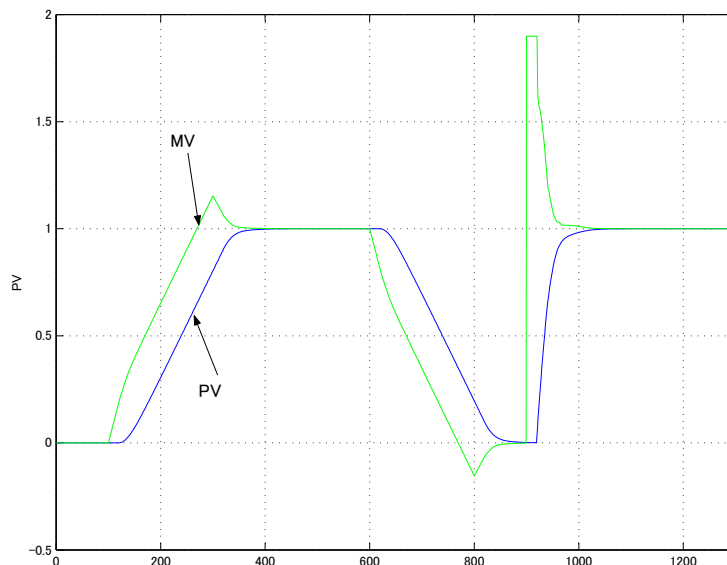


図 D.2 Modelling data of MV(Green line) and PV(Blue line)

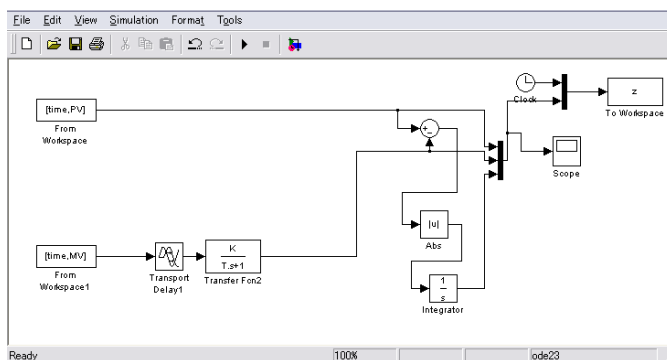


図 D.3 SIMULINK diagram of modeling tool

CMA-ES のプログラムではゲイン K , 時定数 T , むだ時間 L の適当な初期値から , 乱数により展開されたゲイン K , 時定数 T , むだ時間 L のサンプル点についてこの SIMULINK プログラムを動かして J 値を得る .

以降は沢山のサンプル点に関して共分散と期待値を計算し，最適値はその期待値になるとして，大域的な最適値に収束させる．図.D.4 は，CMA-ES により 3000 回探索を続けたときの J 値 (IAE) の変遷をプロットしたものである．初期の頃は J 値が 10^3 近くあったものが 1000 回を過ぎる頃から 0.4 あたりに収束していることが分かる．3000 回の探索後に推定された制御対象の動特性パラメータであるゲイン，時定数，むだ時間とその真値と誤差を表.D.1 のようにまとめることができる．

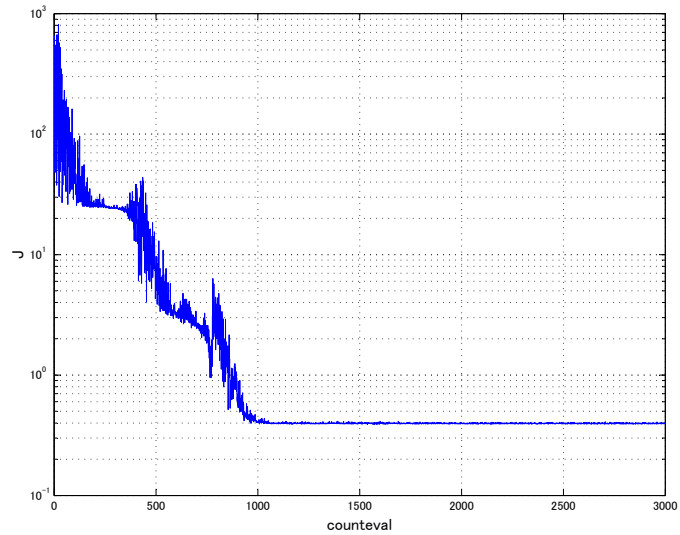


図 D.4 Convergence trend of J

表 D.1 Estimated parameters

| | True | Estimated | Error[%] |
|-----------------|------|-----------|----------|
| Gain K | 1 | 0.999992 | -0.0008 |
| Time constant T | 50 | 50.491579 | 0.983 |
| Dead time L | 20 | 19.51569 | -2.421 |

図.D.5 は、3000 回目のパラメータでの出力波形 (PV:マゼンタライン) と実波形 (PV:ブルーライン) を比較したものである。ほとんど重なっていることが分かる。

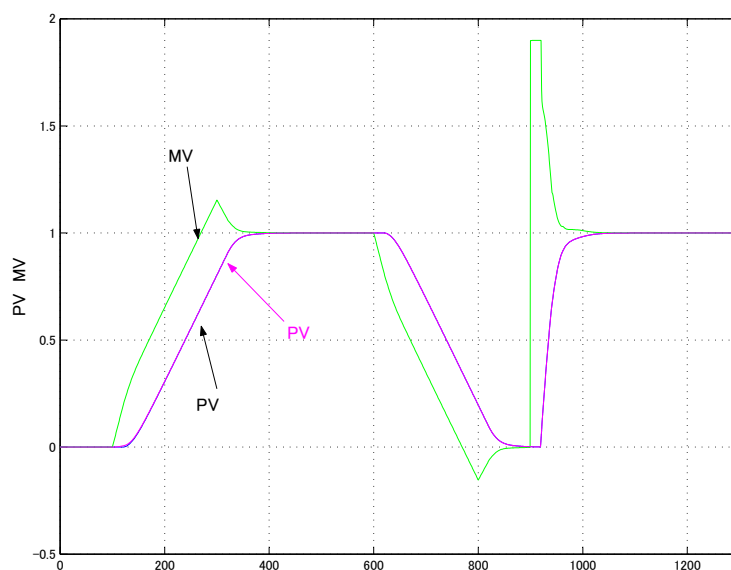


図 D.5 Comparison of PV response(Magenta line) using the converged parameters and original PV response(Blue line)

図.D.6 は、CMA-ES により探索を実施した 3000 回目の J 値の変化である。J 値が急上昇している期間では誤差があり、殆ど変化してない期間では誤差が無いことを示している。3000 回の探索の実行時間は 4min41sec であったので適切な収束判断を加えれば 94sec 程度に短縮化できると考えられる。

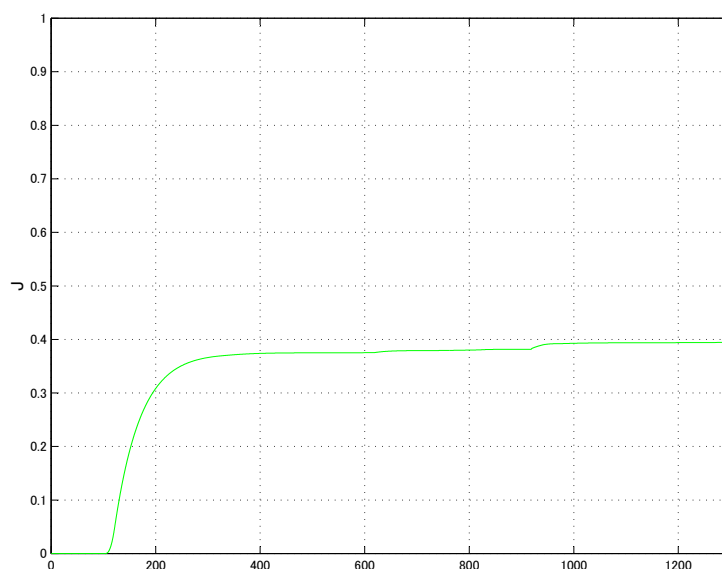


図 D.6 Changing trend of J value using the converged parameters

なお 図.D.7 から 図.D.12 にかけて CMA-ES 法を用いたモデリングの MATLAB プログラムを示した。

```
% Modified CMAES program by Prof. Osamu
% Modified for KTL modeling by Shigemasa
%
clear all
ti=clock;
load clslptest.dat -ascii;% sampling period 1 sec
% PV  MV
% 1  2
[Md,Nd]=size(clslptest);
time=[0:1:(Md-1)]';
ftime=(Md-1);
PV= clslptest(:,1);
MV= clslptest(:,2);
K=1;T=50;L=20;
Ko=1;To=50;Lo=20;
sim('KTLprocess')
[Mz,Nz]=size(z);
J=z(Mz,Nz)

figure(1),clf
plot(time,PV,'b-',time,MV,'g-'),grid,ylabel('PV  MV'),axis([0 ftime -0.5 2.0]);
```

☒ D.7 KTL modelling by using CMA-ES (1/6)

```

%-----変更しない量の設定-----%
TD=0.5;
Gamma=0.1;
s=tf('s');
%-----制約ループを作動させるための準備-----%
i=0;          %パラメータ更新回数カウンタ
%-----モデルの初期値の設定-----%
K0=1;T0=55;L0=25;
%-----CMA-ESの初期値設定-----%
N = 3;          %チューニングパラメータの数
xmean=[K0,T0,L0]';
sigma = 0.5;          %探索範囲の初期設定
stopfitness = 1e-7;          %パラメータ更新停止条件の設定(評価関数の基準値)
%stopeval = 1e3*N^2;          %パラメータ更新停止条件の設定(ループ回数の上限值)
stopeval=3000;          %停止回数
jc=zeros(stopeval,1);% J値データの格納領域の確保
%%
%進化戦略パラメータの設定(変更する必要なし)
lambda =4+floor(3*log(N)); %population size, offspring number
mu = lambda/2;          %lambda=12; mu=3; weights= ones(mu,1); would be (s_I,12) -ES
weights = log(mu+1/2)-log(1:mu)'; %muXone recombination weights
mu = floor(mu);          %number of parents/points for recombination
weights = weights/sum(weights); %normalize recombination weights array
mueff=sum(weights)^2/sum(weights.^2); %variance-effective size of mu

```

図 D.8 KTL modelling by using CMA-ES (2/6)

```

cc = (4+mueff/N) / (N+4 + 2*mueff/N); %time constant for cumulation for C
cs = (mueff+2) / (N+mueff+5); %t-const for cumulation for sigma control
C = 2 / ((N+1.3)^2+mueff); %learning rate for rank-one update of C
cmu = 2 * (mueff-2+1/mueff) / ((N+2)^2+2*mueff/2); %and for rank-mu update
damps = 1 + 2*max(0, sqrt((mueff-1) / (N+1))-1) + cs; % damping for sigma
pc = zeros(N,1); ps = zeros(N,1); % evolution paths for C and sigma
Bp = eye(N); % Bdefines the coordinate system
Dp = eye(N); % diagonal matrix D defines the scaling
Cp = Bp*Dp* (Bp*Dp)'; % covariance matrix
eigeneval = 0; % B and D updated at counteval == 0
chiN=N^0.5*(1-1/ (4*N)+ 1/(21*N^2));% expectation of ||N(0,1)|| == norm(randn(N,1))
%%
counteval = 0; % ループカウント数の設定
while counteval < stopeval %ループ停止条件
%-----探索点の設定----lambda個の設定-----%
for k=1:lambda;
arz(:,k) = randn(N,1); % standard normally distributed vector 変更必要なし
arx(:,k) = xmean + sigma * (Bp*Dp *arz(:,k)); % 探索点の設定 変更必要なし
N = size(xmean,1); if N < 2 ;error('dimension must be greater one'); end
%-----探索点ごとにおける評価関数の計算(評価関数変更時に変更)-----%
K=arx(1,k);
T=arx(2,k);
L=arx(3,k);
sim('hs20131003KTL')
[Mz,Nz]=size(z);
J=z(Mz,Nz)
arfitness(k) = J; % objective function call
counteval =counteval+1; %カウンタの更新
jc(counteval)=J;% J値の格納
if arfitness(1) <= stopfitness %評価関数が一定値を割ると停止
break
end
end
end

```

図 D.9 KTL modelling by using CMA-ES (3/6)

```

%-----ソートとパラメータの更新-----%
[arfitness, arindex] = sort(arfitness); %minimization 変更必要なし
xmean1 = arx(:,arindex(1:mu))*weights; %recombination Eq. 39 変更必要なし
K=xmean1(1);
T=xmean1(2);
L=xmean1(3);
% Sort by fitness and compute weighted mean into xmean 変更必要なし
xmean = xmean1;
zmean = arz(:,arindex(1:mu))*weights; % ==  $D^{-1} * B' * (xmean - xold) / \sigma$ 
% Cumulation: Update evolution paths 変更必要なし
ps = (1-cs)*ps + (sqrt(cs*(2-cs)*mueff)) * (Bp * zmean); % Eq. 40
hsig = norm(ps) / sqrt(1-(1-cs)^(2*counteval/lambda))/chiN < 1.4+2/(N+1);
pc = (1-cc)*pc + hsig * sqrt(cc*(2-cc)*mueff) * (Bp*Dp*zmean); %Eq. 42

%Adapt covariance matrix C 変更必要なし
Cp = (1-C-cmu) * Cp ... % regard old matrix %eq. 43
    +C *(pc*pc' ... % plus rank one update
        + (1-hsig) * cc*(2-cc) * Cp) ... %minor correction
    +cmu ... % plus rank mu update
    * (Bp*Dp*arz(:,arindex(1:mu))) ...
    * diag(weights) * (Bp*Dp*arz(:,arindex(1:mu)))';
% Adapt step-size sigma 変更必要なし
sigma = sigma * exp((cs/damps)*(norm(ps)/chiN - 1));
% Update B and D from C 変更必要なし
if counteval - eigeneval > lambda/(C+cmu)/N/10 % to achive  $O(N^2)$ 
    eigeneval = counteval;
    Cp=triu(Cp)+triu(Cp,1)'; % enforce symmetry
    [Bp,Dp] = eig(Cp); % eigen decomposition, B==normalized eigenvectors
    Dp = diag(sqrt(diag(Dp))); % D contains standard deviations now
end

```

図 D.10 KTL modelling by using CMA-ES (4/6)

```

%----各パラメータを十回更新するごとに表示
    i=i+1;
    if i==10;
        counteval
        J
        i=0;
    end
    %Break, if fitness is good enough
    if arfitness(1) <= stopfitness
        break
    end
    %Escape flat fitness, or better terminate? 変更必要なし
    if arfitness (1) == arfitness(ceil(0.7*lambda))
        sigma = sigma * exp(0.2+cs/damps);
        disp('warning: flat fitness, consider reformulating the objective');
    end
    %-- disp ([num2str(counteval) ' : ' num2str(arfitness(1))]);
end % while, end generation loop
%--Final Message
    %-- disp([num2str(counteval) ' : ' num2str(arfitness(1))]);
    xmin = arx(:,arindex(1)); % Return best point of last generation.
        % Notice that xmean is expected to be even
        % better.

%
K=xmin(1)
T=xmin(2)
L=xmin(3)
sim('KTLprocess')
[Mz,Nz]=size(z);
J=z(Mz,Nz)

```

```

%----各パラメータを十回更新するごとに表示
    i=i+1;
    if i==10;
        counteval
        J
        i=0;
    end
    %Break, if fitness is good enough
    if arfitness(1) <= stopfitness
        break
    end
    %Escape flat fitness, or better terminate? 変更必要なし
    if arfitness(1) == arfitness(ceil(0.7*lambda))
        sigma = sigma * exp(0.2+cs/damps);
        disp('warning: flat fitness, consider reformulating the objective');
    end
    %-- disp ([num2str(counteval) ' : ' num2str(arfitness(1))]);
end % while, end generation loop
%--Final Message
    %-- disp([num2str(counteval) ' : ' num2str(arfitness(1))]);
    xmin = arx(:,arindex(1)); % Return best point of last generation.
        % Notice that xmean is expected to be even
        % better.

%
K=xmin(1)
T=xmin(2)
L=xmin(3)
sim('KTLprocess')
[Mz,Nz]=size(z);
J=z(Mz,Nz)

```

D.3 ボイラ主蒸気圧カプロセス

石炭炊きボイラの主蒸気圧力 (PV) の制御系は、図.D.13のブロック図で概略表現できる。主蒸気圧力の目標値 SV は負荷に応じて変圧運転するケースもあるがここでは一定とする、主蒸気ヘッドからタービンに主蒸気流量 SF が供給されて、タービン入口とタービン出口間のエンタルピー落差が発電機により電気エネルギーに変換されて工場内に電気が供給される。制御器は通常は PID 制御であるがむだ時間が長い場合は MD-PID 制御が有効であり、主蒸気流量のフィードフォワード補償が付加されている。負荷である主蒸気流量 SF が変化することにより MV と PV が変化するデータは採取可能である。この場合に石炭炊きの場合の燃焼むだ時間 L と主蒸気ヘッド容量 T を推定可能かという問題である。実際は、石炭の産地やヤードでの保管状況により水を含むと発熱量や燃焼むだ時間は微妙に変化する、またセンサにノイズが重畳するケースもある。

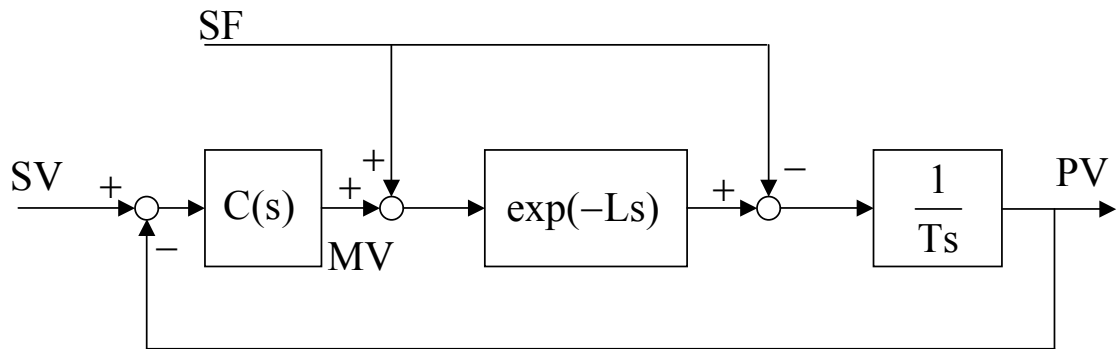


図 D.13 Coal boiler pressure control system

図.D.14 は、データを採取するために作成した SIMULINK MODEL である。主蒸気流量 SF が変化することにより主蒸気圧力 PV が変動し、その主蒸気圧力を目標値に合わせるべく操作量 MV を生成する。

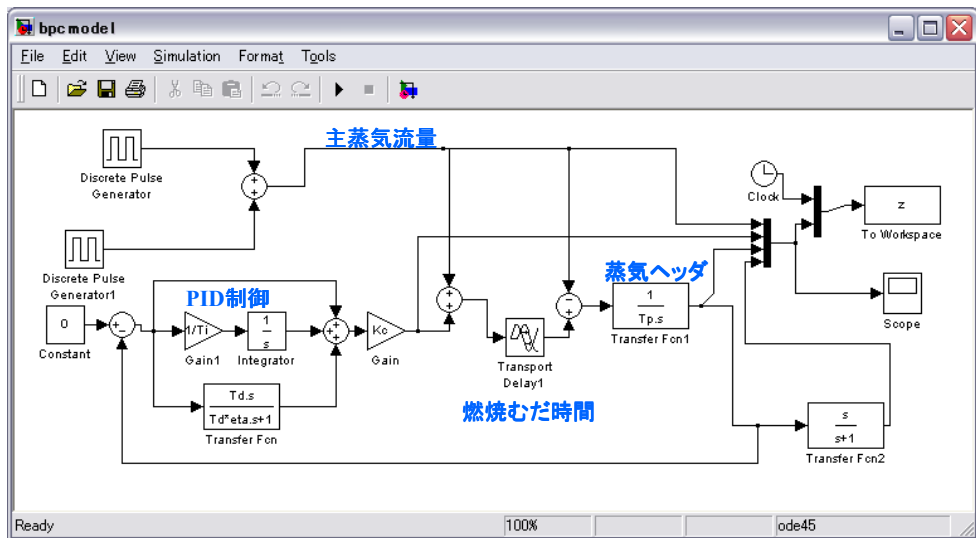


図 D.14 SIMILINK block of boiler pressure control system

図.D.15 は、主蒸気流量 SF がパルス状に変化した時の主蒸気圧力 PV、操作量 MV と主蒸気流量の微分フィルタを通過した信号 PVd などの一連のデータである。

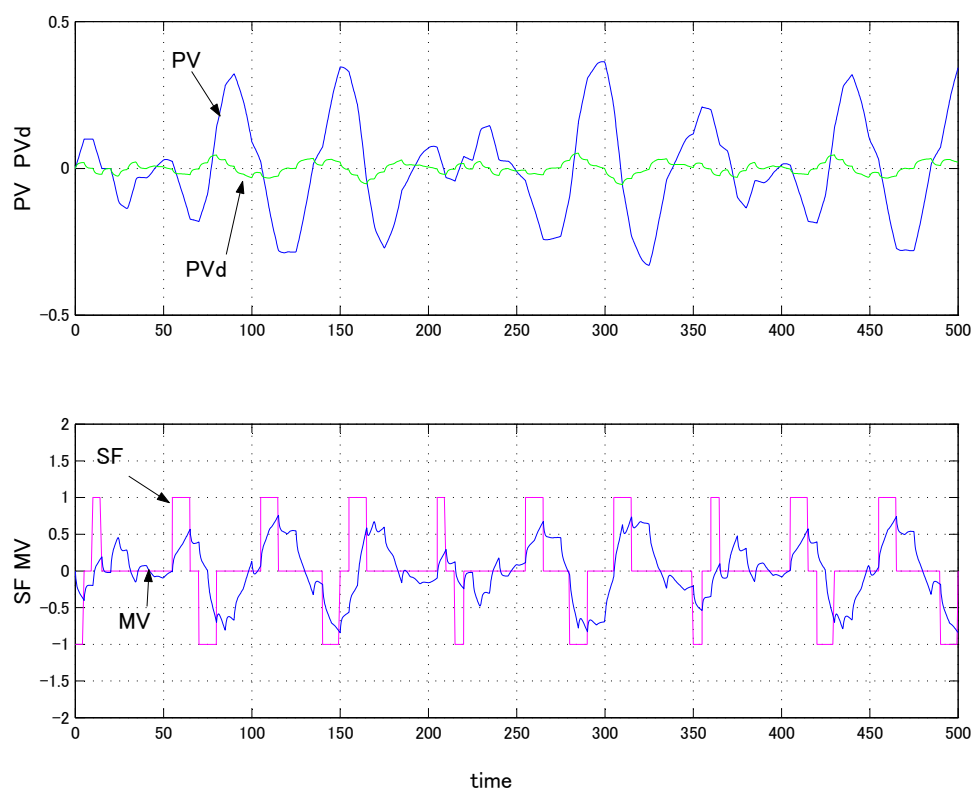


図 D.15 A simulation data of boiler pressure control system

図.D.16 は、採取したデータを用いて主蒸気圧力 PV、微分フィルタ PVd、J 値を計算するための SIMULINK MODEL である。

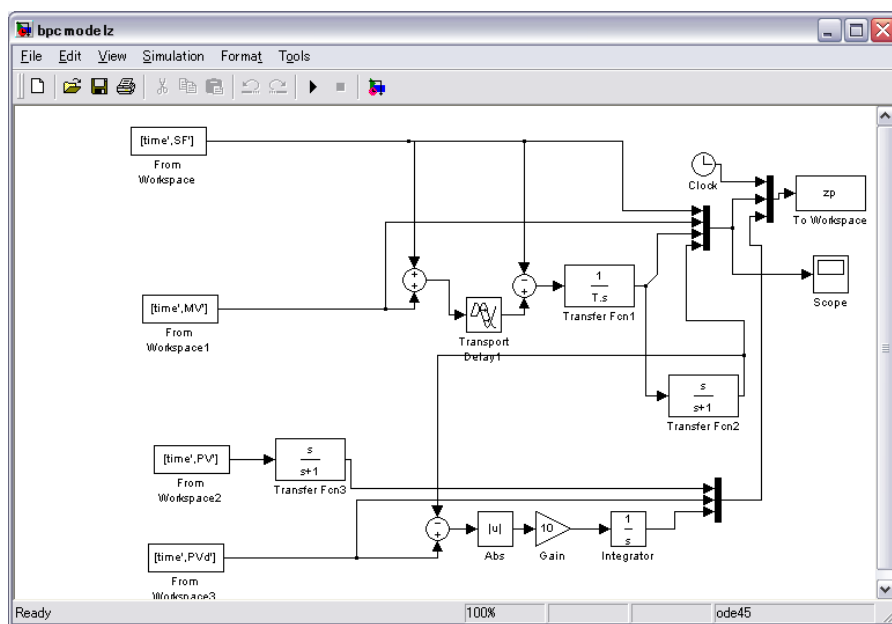


図 D.16 SIMILINK model of boiler pressure control system

CMA-ES 法により 1000 回の繰り返し計算を実施したときの J 値の収束の様子を 図.D.17 に示した。300 回程度で J 値は変動無くほぼ収束したと判断される。

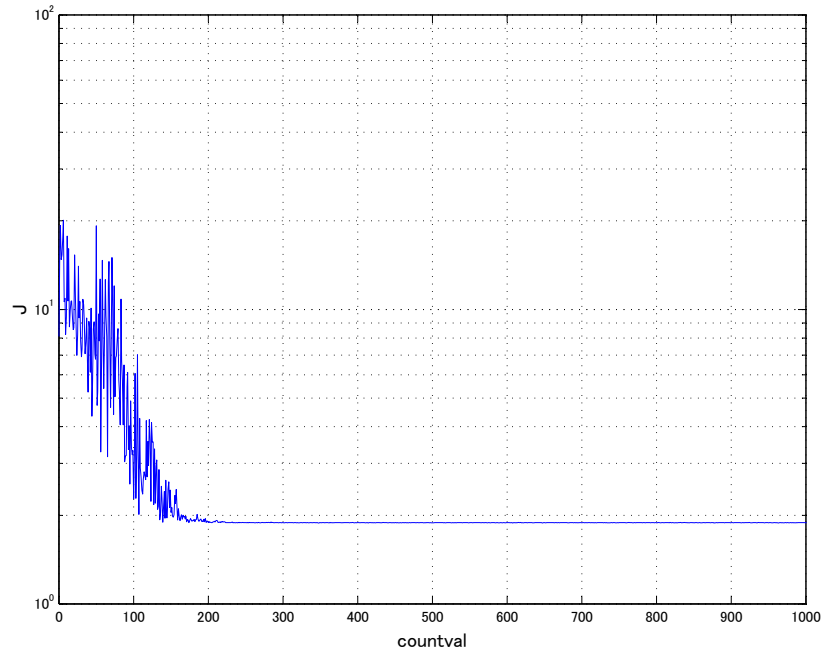


図 D.17 Convergence trend of J

CMA-ES 法で 1000 回目の収束値は $T = 50.0254, L = 20.01634$ であり、誤差は、 $T_e = 0.051[\%], L_e = 0.0817[\%]$ であった。図.D.18 は、このパラメータを用いて計算した主蒸気圧力 PV と微分フィルタ PVd と採取データとを比較したものである。主蒸気圧力は初期値によりわずかにずれている箇所も見られるが、微分フィルタの出力 PVd を比較すると、ほとんど重なっていることが分かる。

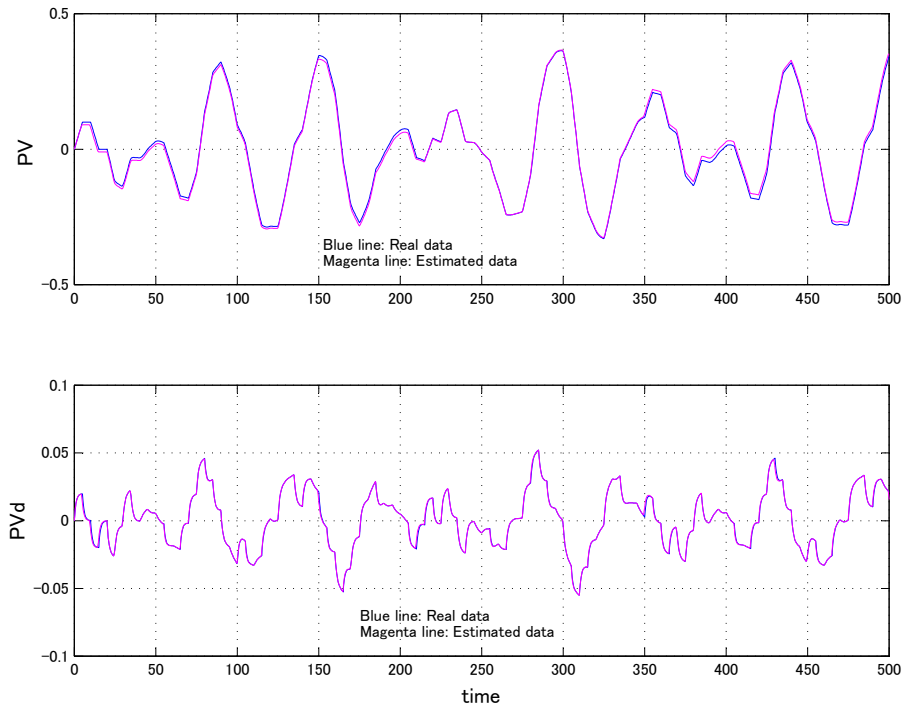


図 D.18 Comparison of PV response(Magenta line) using the converged parameters and original PV response(Blue line)

CMA-ES 法による 1000 回目の収束値，真値，誤差を表 D.2 にまとめた．

表 D.2 Estimated parameters

| | True | Estimated | Error[%] |
|-----------------|------|-----------|----------|
| Time constant T | 50 | 50.0254 | 0.051 |
| Dead time L | 20 | 20.01634 | 0.0817 |

図.D.19 は，CMA-ES 法で 1000 回目の J 値のプロットである．J 値が急上昇している期間では誤差があり，殆ど変化してない期間では誤差が無いことを表す．J 値の上昇過程にわずかな凸凹が見られるので全く誤差が無いわけではないが，J 値が動かないので十分な同定ができていると判断すべきであろう．実行時間は 1000 回の繰り返して 94sec であった．

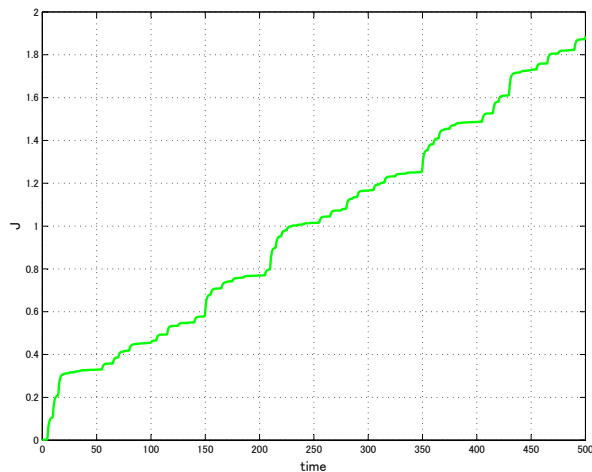


図 D.19 Changing trend of J value using the converged parameters

D.4 2入力2出力プロセス

ここでは、4章で用いた2入力2出力のベンチマークとして用いられている重油分留塔 (Shell Heavy Oil Fractionator) の (D.1) 式のモデルのステップ応答テストデータからの CMS-ES 法を用いたモデル化を示す。

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{4.05 \exp(-27s)}{1+50s} & \frac{1.77 \exp(-28s)}{1+60s} \\ \frac{5.39 \exp(-18s)}{1+50s} & \frac{5.27 \exp(-14s)}{1+60s} \end{bmatrix} \quad (D.1)$$

図.D.20 は、採取したモデルのステップ応答テストデータをプロットしたものである。最初に u_1 をステップ変化させ y_1 と y_2 が応答している。t=500 で u_2 をステップ変化させ、それによる y_1 と y_2 が応答している。

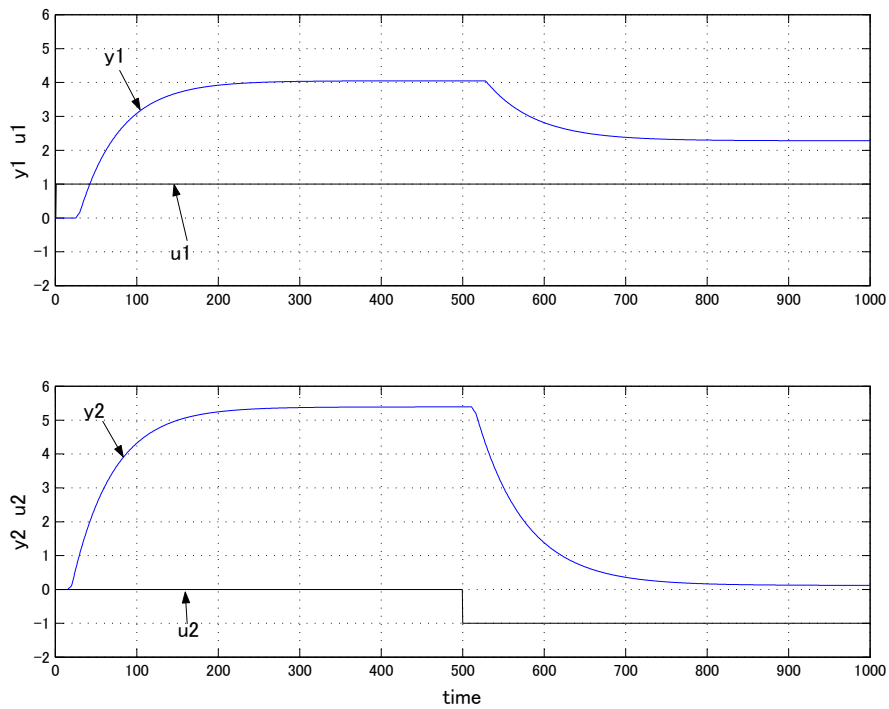


図 D.20 Step response data of TITO process

図.D.21 は、採取したデータを用いて2入力2出力モデルの出力と実データとの誤差を積算するブロック図である。

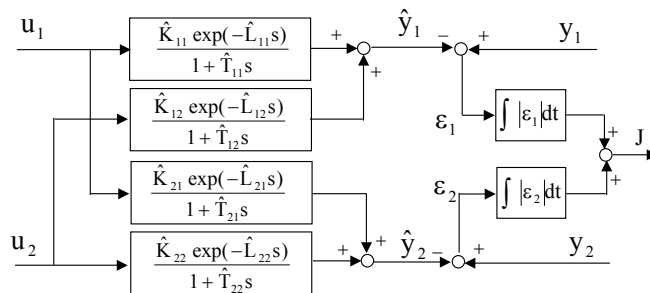


図 D.21 TITO process model and J value evaluation block

図.D.22 は、CMA-ES 法で 10000 回実行させたときの J 値 (IAE) のトレンドである。これを見ると 7500 回あたりで J 値の減少はほぼ停止しているように見られる。

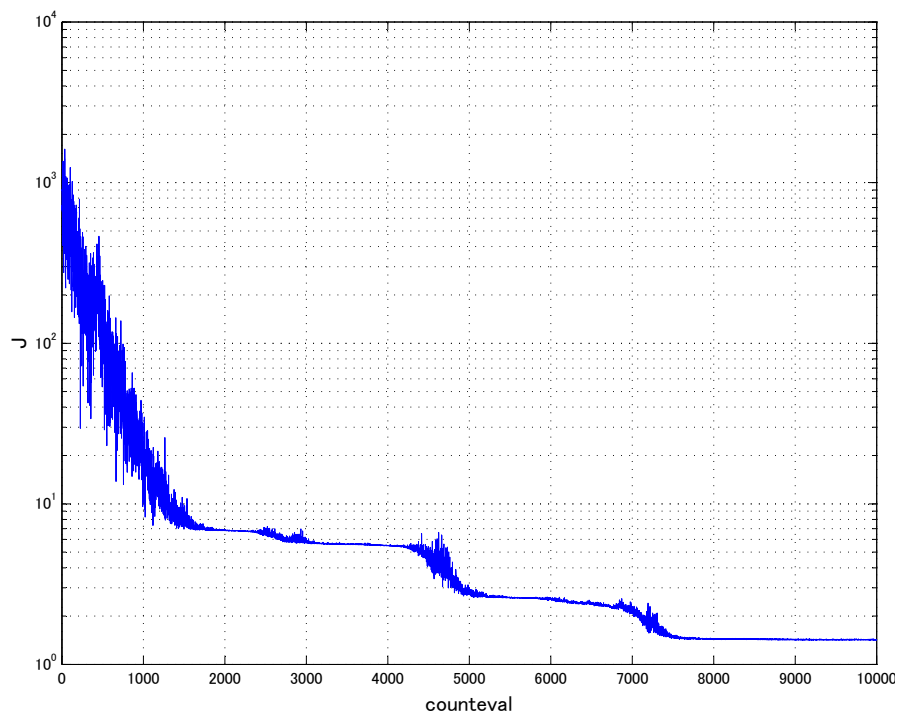


図 D.22 Convergence trend of J

表 D.3 には、パラメータの真値と 10000 回実行後の推定値と誤差をまとめた。

表 D.3 Estimated parameters

| | True | Estimated | Error[%] |
|-------------------|------|-----------|----------|
| Gain K11 | 4.05 | 4.0448 | -0.1276 |
| Time constant T11 | 50 | 47.1137 | -5.7725 |
| Dead time L11 | 27 | 28.2077 | 4.4731 |
| Gain K12 | 1.77 | 1.7551 | -0.8418 |
| Time constant T12 | 60 | 57.2508 | -4.5819 |
| Dead time L12 | 28 | 28.4309 | 1.5390 |
| Gain K21 | 5.39 | 5.398 | 0.1489 |
| Time constant T21 | 50 | 50.6646 | 1.3291 |
| Dead time L21 | 18 | 21.8561 | 21.4233 |
| Gain K22 | 5.27 | 5.2721 | 0.0415 |
| Time constant T22 | 60 | 59.1841 | -1.3597 |
| Dead time L22 | 14 | 12.5644 | -10.254 |

図.D.23 は、CMA-ES 法で 10000 回実行させて推定されたパラメータを用いてシミュレーションした y_1 と y_2 の応答 (Magenta line) と採取した y_1 と y_2 の応答 (Blue line) とを比較したものである。ほとんど重なっていることが分かる。

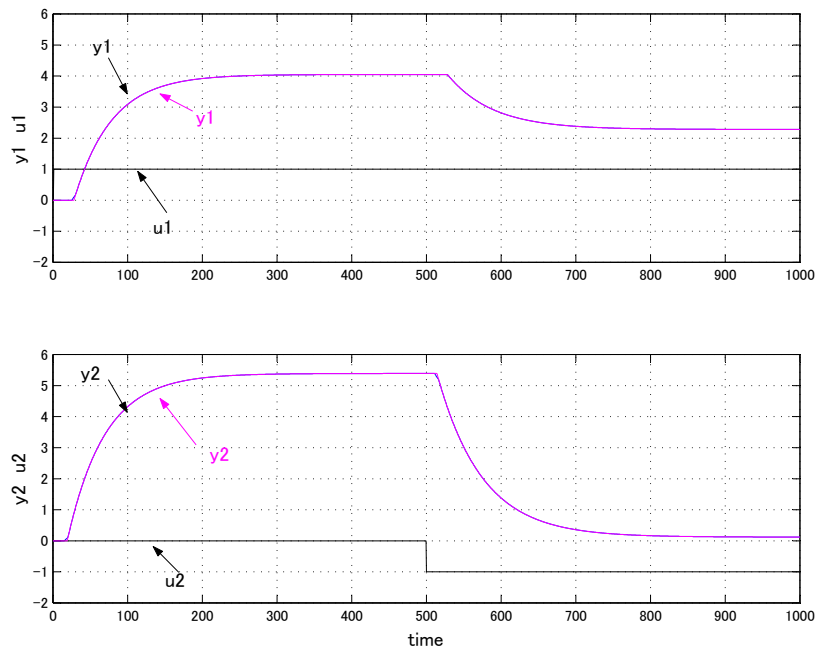


図 D.23 Comparison of PV response(Magenta line) using the converged parameters and original PV response(Blue line)

図.D.24 は、CMA-ES 法で 10000 回目の J 値 (IAE) の変化状況である。J 値が急上昇している期間では誤差があり、殆ど変化してない期間では誤差が少ないことを表す。これからすると入力 u_1 と u_2 がステップ状に変化しているところでは肉眼では分からないが、まだわずかながら誤差があると思われる。

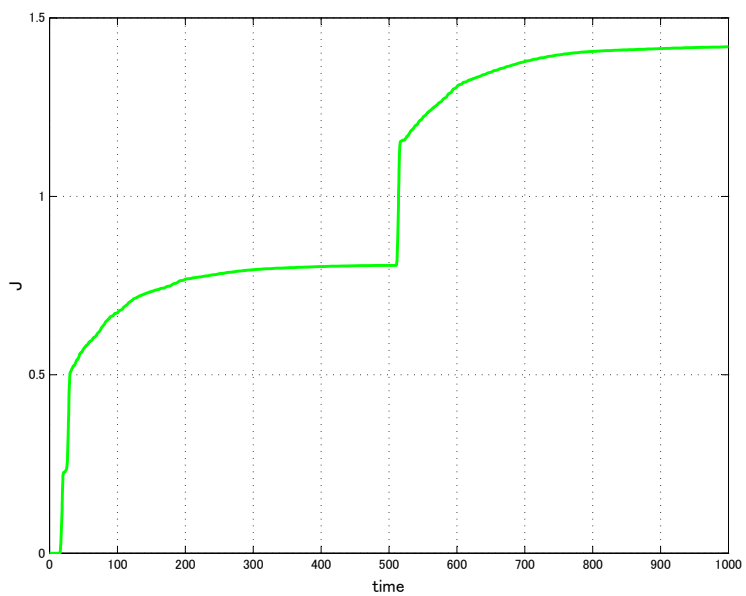


図 D.24 Changing trend of J value using the converged parameters

D.5 まとめ

広く行われている離散時間システムに立脚したモデリング方法に対し，SIMULINK による連続時間モデルとモデルパラメータを非勾配大局収束が得られる非線形最適化アルゴリズム CMA-ES 法を組合せたモデル化法について事例と合わせて述べた．

データについては，閉ループ運転中の操作信号と出力信号では可同定条件を満たさないのでモデリングには使えない．使えるのは，オペレータの手動運転による操作信号と出力信号の場合と閉ループ運転でも可同定条件が成立するような操作信号と出力信号の場合である．後者の条件は，操作信号が出力信号と独立な沢山の周波数成分が含まれていることである．具体的には目標値変更が行われている場合とか計測されている外乱が印加されている場合である．

モデル化する対象プロセスの連続時間モデル構造がおおよそ分かっている必要がある．

収束の判断は，IAE による J 値のトレンドを評価して小さい値に収束してきたかで判断する．

収束したパラメータを用いた連続時間モデルを用いた応答波形が採取した応答波形と一致していること．

J 値のデータ採取期間での J 値が急上昇している期間は誤差があり，殆ど変化してない期間では誤差が無いことを表す．目標値が変化したり，操作信号が大きく変化した箇所でモデル化が進み，可同定条件を満たさない従属信号の期間では J 値の増加は少なくなっている．データ採取期間の J 値 (IAE) の推移も判断材料になる．

CMA-ES 法では，モデルパラメータを乱数により替えて数 1000 回も探索と評価をするので，実行処理時間がかかるのが，現状では難点である．連続時間システムの高速・高精度化へ向けた，今後の発展を期待したい．

付録 E

FRIT program for PD loop

下記に MATLAB による FRIT program for PD loop を示した .

```
% Modified CMAES program for FRIT in PD control architecture
% Osamu K.
% modified by T.Shigemasa 2012/11/09

clear all

load steptest4.dat -ascii;% sampling period 60sec

% time PV MV
% 1 2 3

[Md,Nd]=size(steptest4);
time=[0:1:(Md-1)];
ftime=(Md-1);
PV= steptest4(:,2);
MV= steptest4(:,3);

Kf=0.45;%fix
ka=0.1;%fix
ra=1;%fix

figure(1),clf
subplot(211),plot(steptest4(:,1),steptest4(:,2),'b-'),grid,ylabel('PV'),axis([0 ftime -0.5 1.5]);
subplot(212),plot(steptest4(:,1),steptest4(:,3),'b-'),grid,ylabel('MV'),xlabel('time'),axis([0 ftime -0.5 1.5]);
```

図 E.1 FRIT program for PD loop (1/7)


```

%-----変更しない量の設定-----%
TD=0.5;
Gamma=0.1;
s=tf('s');
%-----制約ループを作動させるための準備-----%
i=0;          %パラメータ更新回数カウント
%-----規範モデルの初期値の設定-----%
tfc=5
K=0.8
T=22
L=18
%-----CMA-ESの初期値設定-----%
N = 4;          %チューニングパラメータの数
xmean=[tfc,K,T,L];          %チューニングパラメータ 定義
sigma = 0.5;          %探索範囲の初期設定
stopfitness =1e-7;          %パラメータ更新停止条件の設定(評価関数の基準値)
%stopeval =1e3*N^2;          %パラメータ更新停止条件の設定(ループ回数の上限値)
stopeval=2000;
%%
%進化戦略パラメータの設定(変更する必要なし)
lambda =4+floor(3*log(N)); %population size, offspring number
mu = lambda/2;          %lambda=12; mu=3; weights= ones(mu,1); would be (s_I,12) -ES
weights = log(mu+1/2)-log(1:mu); %muXone recombination weights
mu = floor(mu);          %number of parents/points for recombination
weights = weights/sum(weights); %normalize recombination weights array
mueff=sum(weights)^2/sum(weights.^2); %variance-effective size of mu

cc = (4+mueff/N) / (N+4 + 2*mueff/N); %time constant for cumulation for C
cs = (mueff+2) / (N+mueff+5); %t-const for cumulation for sigma control
C = 2 / ((N+1.3)^2+mueff); %learning rate for rank-one update of C
cmu = 2 * (mueff-2+1/mueff) / ((N+2)^2+2*mueff/2); %and for rank-mu update
damps = 1 + 2*max(0, sqrt((mueff-1) / (N+1))-1) + cs; % damping for sigma

```

図 E.2 FRIT program for PD loop (2/7)

```

pc = zeros(N,1); ps = zeros(N,1); % evolution paths for C and sigma
Bp = eye(N); % Bdefines the coordinate system
Dp = eye(N); % diagonal matrix D defines the scaling
Cp = Bp*Dp* (Bp*Dp)'; % covariance matrix
eigeneval = 0; % B and D updated at counteval == 0
chiN=N^0.5*(1-1/(4*N)+ 1/(21*N^2));% expectation of ||N(0,1)|| == norm(randn(N,1))
%%
counteval = 0; % ループカウンタ数の設定
while counteval < stopeval %ループ停止条件
%-----探索点の設定--lambda個の設定-----%
for k=1:lambda;
arx(:,k) = randn(N,1); % standard normally distributed vector 変更必要なし
arx(:,k) = xmean + sigma * (Bp*Dp *arx(:,k)); % 探索点の設定 変更必要なし
N = size(xmean,1); if N < 2 ;error('dimension must be greater one'); end
%---探索点ごとにおける評価関数の計算(評価関数変更時に変更)-----%
tfc=arx(1,k);
if arx(1,k)<0
tfc=0.01;
end
K=arx(2,k);
T=arx(3,k);
if arx(3,k)<0
T=0.1;
end
L=arx(4,k);
if arx(4,k)<0
L=0.001; %---むだ時間が負のときはこれを採用
end
sim('pdKTLsimJ');
[Mz,Nz]=size(z);
J=z(Mz,Nz)
arfitness(k) = J; % objective function call
counteval =counteval+1; %カウンタの更新
if arfitness(1) <= stopfitness %評価関数が一定値を割ると停止
break
end
end
end

%-----ソートとパラメータの更新-----%
[arfitness, arindex] = sort(arfitness); %minimization 変更必要なし
xmean1 = arx(:,arindex(1:mu))*weights; %recombination Eq. 39 変更必要なし

```

図 E.3 FRIT program for PD loop (3/7)

```

    tfc=xmean1(1);
    if xmean1(1)<0
        tfc=0.01;
    end
    K=xmean1(2);
    T=xmean1(3);
    if xmean1(3)<0
        T=0.1;
    end
    L=xmean1(4);
    if xmean1(4)<0
        L=0.001;
    end
    %L=0.01;
    % Sort by fitness and compute weighted mean into xmean 変更必要なし
    xmean = xmean1;
    zmean = arz(:,arindex(1:mu))*weights; % == D^-1*B*(xmean-xold)/sigma
    % Cumulation: Update evolution paths 変更必要なし
    ps = (1-cs)*ps + (sqrt(cs*(2-cs)*mueff)) * (Bp * zmean); % Eq. 40
    hsig = norm(ps) / sqrt(1-(1-cs)^(2*counteval/lambda))/chiN < 1.4+2/(N+1);
    pc = (1-cc)*pc + hsig * sqrt(cc*(2-cc)*mueff) * (Bp*Dp*zmean); %Eq. 42
    %Adapt covariance matrix C 変更必要なし
    Cp = (1-C-cmu) * Cp ... % regard old matrix %eq. 43
        +C *(pc*pc' ... % plus rank one update
            + (1-hsig) * cc*(2-cc) * Cp) ... %minor correction
        +cmu ... % plus rank mu update
        * (Bp*Dp*arz(:,arindex(1:mu))) ...
        * diag(weights) * (Bp*Dp*arz(:,arindex(1:mu))))';
    % Adapt step-size sigma 変更必要なし
    sigma = sigma * exp((cs/damps)*(norm(ps)/chiN - 1));

```

図 E.4 FRIT program for PD loop (4/7)

```

% Update B and D from C 変更必要なし
if counteval - eigeneval > lambda/(C+cmu)/N/10 % to achive O(N^2)
    eigeneval = counteval;
    Cp=triu(Cp)+triu(Cp,1)'; % enforce symmetry
    [Bp,Dp] = eig(Cp); % eigen decomposition, B==normalized eigenvectors
    Dp = diag(sqrt(diag(Dp))); % D contains standard deviations now
end
%----各パラメータを50回更新するごとに表示
i=i+1;
if i==50;
    counteval
    J
    i=0;
end
%Break, if fitness is good enough
if arfitness(1) <= stopfitness
    break
end
%Escape flat fitness, or better terminate? 変更必要なし
if arfitness(1) == arfitness(ceil(0.7*lambda))
    sigma = sigma * exp(0.2+cs/damps);
    disp('warning: flat fitness, consider reformulating the objective');
end
%-- disp ([num2str(counteval) ' : ' num2str(arfitness(1))]);
end % while, end generation loop

%--Final Message
format('long')
Kf
tfc
K
T
L
sim('pdKTLsimJ');
[Mz,Nz]=size(z);
z(Mz,Nz)
figure(1),clf
subplot(211),plot(stepstest4(:,1),stepstest4(:,2),'b-',z(:,1),z(:,3),'m-'),grid,ylabel('PV'),axis([0 ftime -0.5 1.5]);
subplot(212),plot(stepstest4(:,1),stepstest4(:,3),'b-'),grid,ylabel('MV'),axis([0 ftime -0.5 1.5]);

```

```

%
W=logspace(-4,1,4000);
W12=1.2*ones(size(W));
W14=1.4*ones(size(W));
W20=2.0*ones(size(W));
%
ww=linspace(0,2*pi,100);
ru=exp(-j*ww);% Unit circle
r12=-1+1/1.2*ru;% Ms=1.2 circle
r20=-1+1/2*ru;% Ms=2.0 circle
%
al=1;
ra=1;
Tc=T;
Kc=1/K;
Lc=L;
% PD feedback
F=Kf*(1+j*tfc*W)/(1+ka*j*tfc*W);
% process definition
% estimated process definition
Ph=1./((1+T*j*W)/K./exp(-L*j*W)-F);
% MD-PID
svf=(1+j*ra*Tc*W)/(1+j*Tc*al*W);
cm0=Kc.*(1+j*Tc*W).*(1+j*Tc*al*W)./((1+j*ra*Tc*W).*(1+j*ra*Tc*W)-(1+j*al*Tc*W).*exp(-j*Lc*W));
cm=cm0+F;
% senitivity functions
Z=P.*cm;
Zt=Ph.*cm;
S=1./(1+Z);
St=1./(1+Zt);
TS=svf.*P.*cm0.*S;
TSt=svf.*Ph.*cm0.*St;
CS=cm.*S;
CSt=cm.*St;
PS=P.*S;
PSt=Ph.*St;
Ms=max(abs(S))
Mse=max(abs(St))

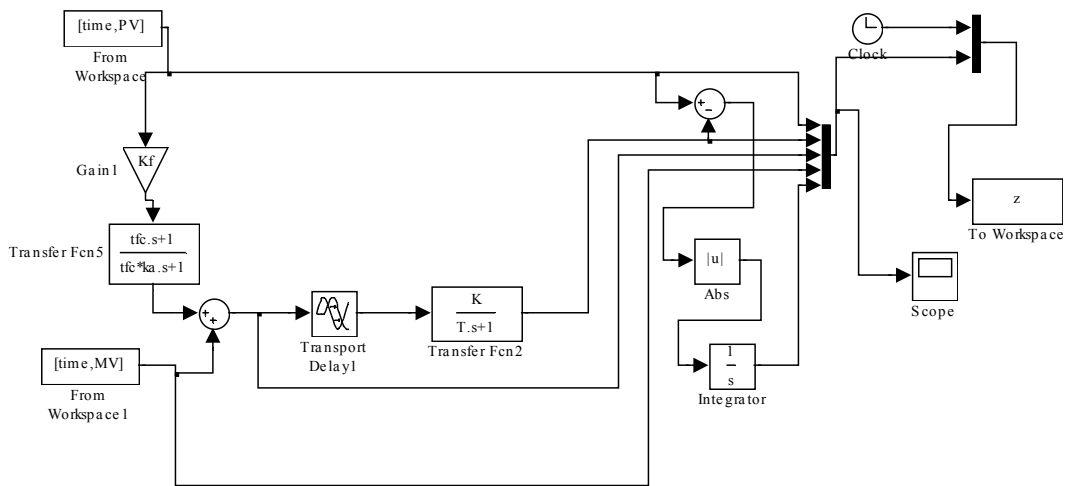
```

```

figure(2),clf
subplot(211),semilogx(W,20*log10(abs(Z)), 'b-', W,20*log10(abs(Zt)), 'm-'),grid,ylabel('Gain[dB]'),title('Bode plots of the MD-PID control system with the processes'),text(5*10^(-4),-30,'Blue line: True', 'color', 'b'),text(10^(-2),-30,'Magenta line: Estimated', 'color', 'm'),
subplot(212),semilogx(W,angle(Z)/pi*180, 'b-', W,angle(Zt)/pi*180, 'm-'),grid,xlabel('ω [rad/min]'),ylabel('Phase[deg]');
figure(3),clf
subplot(221),semilogx(W,20*log10(abs(S)), 'b-', W,20*log10(abs(St)), 'm-', W,20*log10(abs(W12)), 'c-', W,20*log10(abs(W20)), 'c-'),grid,axis([W(1) W(4000) -40 20]),ylabel('[dB]'),title('Sensitivity functions'),text(2*10^(-4),15, 'Ms=2.0', 'color', 'c'),text(2*10^(-4),-5, 'Ms=1.2', 'color', 'c'),text(5*10^(-3),-25, 'Blue line: True', 'color', 'b'),text(3*10^(-3),-35, 'Magenta line: Estimated', 'color', 'm');
subplot(222),semilogx(W,20*log10(abs(TS)), 'b-', W,20*log10(abs(TSt)), 'm-', W,20*log10(abs(W12)), 'c-', W,20*log10(abs(W14)), 'c-'),grid,axis([W(1) W(4000) -40 20]),ylabel('[dB]'),title('Complementary sensitivity functions'),text(7*10^(-1),6, 'Mt=1.4', 'color', 'c'),text(7*10^(-1),-6, 'Mt=1.2', 'color', 'c');
subplot(223),semilogx(W,20*log10(abs(CS)), 'b-', W,20*log10(abs(CSt)), 'm-'),grid,axis([W(1) W(4000) -20 40]),xlabel('ω [rad/min]'),ylabel('[dB]'),title('Noise sensitivity functions');
subplot(224),semilogx(W,20*log10(abs(PS)), 'b-', W,20*log10(abs(PSt)), 'm-'),grid,axis([W(1) W(4000) -40 20]),xlabel('ω [rad/min]'),ylabel('[dB]'),title('Disturbance sensitivity functions');
figure(4),clf
plot(real(P),imag(P), 'b-', real(Ph),imag(Ph), 'm-', real(ru),imag(ru), 'c-', real(r12),imag(r12), 'c-', real(r20),imag(r20), 'c-'),grid,axis([-2 2 -1.5 1.5]),xlabel('real'),ylabel('imag'),title('Nyquist plots of the processes'),text(-0.3,1.1, 'Unit circle', 'color', 'c'),text(-1.3,0.6, 'Ms=2.0 circle', 'color', 'c'),text(-1.3,0.9, 'Ms=1.2 circle', 'color', 'c'),text(0.2,-1.2, 'Blue line: True', 'color', 'b'),text(0.2,-1.4, 'Magenta line: Estimated', 'color', 'm');
figure(5),clf
plot(real(Z),imag(Z), 'b-', real(Zt),imag(Zt), 'm-', real(ru),imag(ru), 'c-', real(r12),imag(r12), 'c-', real(r20),imag(r20), 'c-'),grid,axis([-2 2 -1.5 1.5]),xlabel('real'),ylabel('imag'),title('Nyquist plots of the MD-PID control system'),text(-0.3,1.1, 'Unit circle', 'color', 'c'),text(-1.3,0.6, 'Ms=2.0 circle', 'color', 'c'),text(-1.3,0.9, 'Ms=1.2 circle', 'color', 'c'),text(0.2,-1.2, 'Blue line: True', 'color', 'b'),text(0.2,-1.4, 'Magenta line: Estimated', 'color', 'm');

```

☒ E.7 FRIT program for PD loop(7/7)



☒ E.8 SIMULINK PD-FRIT Block

付録 F

本研究に直接関連する論文リスト

本研究に直接に関連する学会誌論文，国際学会発表論文，国内学会発表論文は以下のとおりである．

F . 1 学会誌論文

F . 2 国際学会論文

F . 3 国内学会発表 (関連分のみ)

F . 4 学会誌解説 (関連分のみ)

学会誌論文リスト

- [1] 重政 隆, 根岸 靖典: プロセス制御特性の3D表示とその応用, 計測自動制御学会産業論文集, Vol.9, No.16, 115/119 (2010)
- [2] 重政 隆, 根岸 靖典, 馬場 泰: PD フィードバック系のFRIT 結果からの制御対象の推定と制御系設計への応用, 計測自動制御学会論文集, Vo49, No.7, 713/719 (2013)
- [3] 重政 隆, 根岸 靖典, 馬場 泰: 逆デカップラとPD フィードバックを用いた多変数 MD-PID 制御, 計測自動制御学会論文集, Vo49, No.9, 875/879 (2013)

国際学会論文リスト

- [1] Shigemasa,T, Kamiya,A., Pitts,J. and Orchard, G. : A New Optimal Coordination Control System for Distributed Utility Plants by Using Two degrees of Freedom PID Control and Optimization techniques, The proceedings of ISA2000, 1016 (2000)
- [2] Shigemasa,T, Kamiya,A., Pitts,J. and Orchard, G. : An Optimal Coordinated Control System for Distributed Utility Plants The proceedings of PSE Asia2000, (2000)
- [3] Shigemasa,T., Yukitomo,M., Baba,Y., Hattori,T. and Kuwata, R.: A Model-Driven PID Controller, The first ISA/JEMIMA/SICE Joint Technical Conference, Technology of Measurement and Control for Industry Applications, 1083, (2001)
- [4] Shigemasa,T. and Yukitomo,M.: An internal model control system with twin PD Feedbacks and some case studies, International Symposium on Advance Control of Industrial Processes,Kumamoto,(2002)
- [5] Shigemasa,T., Yukitomo,M. and Kuwata, R. : A Model-Driven Two-Degrees of Freedom PID Control System and its Case Studies, IEEE Conference on Control Applications, Conference on Computer Aided Control System Design,Glasgow(2002)
- [6] Shigemasa, T. and Yukitomo, M.: Model-Driven PID Control System, its properties and multivariable application,Proceedings of Advanced Process Control Applications for Industry Workshop (APC2004) Vancouver,(2004)
- [7] Shigemasa, T., Yukitomo,M., Baba, Y. and Kojima, F.: On tuning approach for a Model-Driven PID Control Systems, Proceedings of the 2nd International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes, Seoul (2005)
- [8] Shigemasa,T., Negishi, Y. and Baba, Y.: From FRIT of a PD feedback control system to process modelling and control system design, 11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, Caen, France (2013)
- [9] Shigemasa, T., Negishi, Y. and Baba, Y.: A TDOF PID CONTROL SYSTEM DESIGN BY REFERRING TO THE MD-PID CONTROL SYSTEM AND ITS SENSITIVITIES, European Control Conference, Zurich (2013)
- [10] Shigemasa, T. and Negishi, Y. : MULTIVARIABLE MD-PID CONTROL SYSTEM DESIGN METHOD AND CONTINUOUS SYSTEM MODELING, 5th International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes,2A2-2 85-89, Hiroshima (2014)

国内学会発表論文リスト

- [1] 重政 隆, 行友雅徳, 桑田龍一: むだ時間補償 2 自由度 PID 制御系の構成とその設計法 SICE 中国支部講演会, (2000)
- [2] 重政 隆, 行友雅徳, 桑田龍一: モデル駆動 2 自由度 PID 制御系の設計法, SICE 学術講演会, 名古屋 (2001)
- [3] 神谷昭基, 重政 隆, James Pitts, George Orchard: 分散ユーティリティーの最適協調制御システム, SICE 学術講演会, 名古屋 (2001)
- [4] Baba, Y., Shigemasa, T., Yukitomo, M., Kojima, F., Takahashi, M., and Sasamura, E.: Model-Driven PID Control System in Single-Loop Controller, Proceedings of SICE Annual Conference in Fukui, (2003)
- [5] Shigemasa, T., Yukitomo, M., Baba, Y. and Kojima, F.: A Model-Driven PID Control System, its features and applications, Proceedings of the 46th JACC, Okayama (2003)
- [6] 行友 雅徳 重政 隆; 非干渉モデル駆動 PID 制御系の設計法; 第 47 回 自動制御連合講演会, 仙台 (2003)
- [7] 天野壮一, 高田晴夫, 重政隆, 行友雅徳, 馬場泰, 小島文雄; 押し流れ反応器へのモデル駆動型 PID 制御適用, 第 5 回計測自動制御学会制御部門大会, 仙台 (2005)
- [8] 重政 隆, 行友雅徳, 馬場 泰, 小島 文夫; モデル駆動 PID コントローラとその調整方法第 5 回計測自動制御学会制御部門大会, 仙台 (2005)
- [9] 行友雅徳 重政 隆; モデル駆動 PID 制御 - その特徴と応用例 - ; 日本学術振興会プロセスシステム工学 143 委員会最終報告書 Part 3 第 7 章, (2005)
- [10] 重政 隆, 馬場 泰; モデル駆動 PID 制御から見たむだ時間系に対する PID 制御構造, 第 48 回自動制御連合講演会, 長野 (2005)
- [11] 藤山道博, 江木博志, 重政隆, 小島文夫; モデル駆動型 PID 制御によるボイラ主蒸気安定化と省エネルギー, 紙技協誌, 6, 24-31, (2007)
- [12] 小島文夫, 魚谷一則, 江木博志, 重政 隆, 根岸靖典; プロセス動特性同定ツール, 第 51 回自動制御連合講演会, 山形, (2008)
- [13] 重政 隆, 根岸靖典; プロセス制御特性の 3 D 表示, 第 9 回計測自動制御学会制御部門大会, 広島 (2009)
- [14] 重政 隆, 根岸靖典; モデル駆動 PID 制御系の周波数領域からの設計法, 第 10 回計測自動制御学会制御部門大会, 熊本 (2010)
- [15] 関 宏也, 重政 隆: 振動的な PID 制御ループの再チューニング手法, 第 10 回計測自動制御学会制御部門大会, 熊本 (2010)
- [16] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場 泰: モデル駆動 PID 制御系を参照する 2 自由度 PID 制御系の設計方法, 第 11 回計測自動制御学会制御部門大会, 沖縄 (2011)
- [17] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場 泰: PD フィードバック系の分母系列に基づく設計法とその応用, 第 12 回計測自動制御学会制御部門大会, 奈良 (2012)

-
- [18] 重政 隆, 根岸靖典, 馬場 泰: PD フィードバック系の FRIT, 制御対象の推定と制御系設計への応用, 第 13 回計測自動制御学会制御部門大会, 福岡 (2013)
- [19] 重政 隆: プロセス制御技術の開発から, 第 13 回計測自動制御学会制御部門大会, 福岡 (2013)

学会誌解説リスト

- [1] 重政隆, 根岸靖典: 解説「PD ループのデータ駆動調整結果からの2自由度PID制御系のチューニング」, 計測と制御 52/10, (2013)

付録 G

その他論文リスト

その他研究に付随的に関連した学会誌論文，国際学会発表論文，解説，国内学会発表論文は以下のとおりである．

G . 1 学会誌論文

G . 2 国際学会論文

G . 3 学会誌解説

G . 4 国内学会発表論文

学会誌論文リスト

- [1] 秋月影雄, 重政 隆: 不規則入力をうけるリレー制御系の数値解析, 計測自動制御学会論文集, Vol.8, No.1, 78/86, (1972)
- [2] 大野弘司, 秋月影雄, 重政 隆: GMDHによるプロセスパラメータと最適コントローラパラメータの関係式の構成, 計測自動制御学会論文集, Vol.17, No.6, 696/698, (1981)
- [3] 重政 隆, 高木康夫, 市川義則, 北森俊行: 制御系設計のための実用的な汎用参照モデル, 計測自動制御学会論文集, Vol.19, No.7, 592/594, (1983)
- [4] 森 泰親, 重政 隆, 北森俊行: 異なるサンプリング周期を有するサンプル値非干渉制御系の設計法, 計測自動制御学会論文集, Vol.20, No.4, 300/306, (1984)
- [5] 重政 隆, 市川義則: デジタルプロセス制御系の閉ループ形オートチューニング方法, 計測自動制御学会論文集, Vol.20, No.7, 592/599, (1985)
- [6] 足立修一, 大明 準治, 重政 隆: デシメーションを複数個用いたシステムの同定法 - ロボットアームの同定実験への適用 -, 計測自動制御学会論文集, Vol.26, No.9, 1029/1035, (1990)
- [7] 足立修一, 重政 隆, 山口 功, 木田 隆: 大型宇宙構造物の同定実験, 計測自動制御学会論文集, Vol.26, No.11, 1275/1282, (1990)
- [8] 足立修一, 重政 隆, 木田 隆: I - P D制御を用いた大型衛星の姿勢制御の一方法, 計測自動制御学会論文集, Vol.27, No. 2, 242/244, (1991)
- [9] 高木康夫, 平山開一郎, 曾我部敏明, 重政 隆: 空間線形化法を用いた電力系統安定化系の設計, 計測自動制御学会論文集, Vol.29, No. 2, 194/200, (1993)
- [10] 村井雅彦, 飯野 穰, 重政 隆: 内点法を用いた用役プラントの最適化, 計測自動制御学会論文集, Vol.33, No.12, 1184/1186, (1997)
- [11] 千田有一, 重政 隆: 周波数のモデルマッチングによる制御器の低次元化, 計測自動制御学会論文集, Vol.34, No.7, 660/665, (1998)
- [12] 魚谷一則, 江木博志, 重政 隆, 根岸 靖典: プロセス同定ツール計測自動制御学会産業論文集, Vol.8, No.24, 157/160, (2009)
- [13] Seki, H., and Shigemasa, T. : Retuning oscillatory PID control loops based on plant operation data, Journal of Process Control, Vol.20, No.2, P.217-227, (2010)

国際学会論文リスト

- [1] Shigemasa, T. and Akizuki, K.: A Closed loop auto-tuning method for digital PID controller, IECI Proceedings of Applications of mini and microcomputers, November (1981)
- [2] Nagakawa, K., Shigemasa, T. and Hanakuma, Y.: An auto-tuning PID controller, Proceedings of Instrument Society of America, 1353/1361, (1982)
- [3] Shigemasa, T., Ichikawa, Y. and Sumida, S.: An interactive Online Tuning System for Process Control—Applications to control system of BWR power plant, Proceedings of the 7th IFAC symposium on identification and system parameter estimation, 933/938, (1985)
- [4] Mori, Y., Shigemasa, T. and Kitamori, T.: A design method for sampled-data decoupled control systems with multirate sampling periods, Proceedings of IFAC 7th conference on Digital Computer Applications to Process Control, (1985)
- [5] Shigemasa, T., Iino, I. and Kanda, M.: Two degrees of freedom PID auto-tuning controller, Proceedings of Instrument Society of America, 87-1119, 703/711, (1987)
- [6] Shigemasa, T., Iino, I. and Kanda, M.: Two degrees of freedom PID auto-tuning controller, Proceedings of Korean Automatic Control Conference, (1987)
- [7] Shigemasa, T., Iino, Y. and Kanda, M.: Two degrees of freedom PID auto-tuning controller based on Frequency Region Methods, Proceedings of a Workshop on Adaptive Control Strategies for Industrial Use, Kananaskis, Canada, (1988)
- [8] Iino, I. and Shigemasa, T.: Practical Modelling and Control System Design Methods for CAE systems, Proceedings of American Control Conference, TP10-5:15, 1748/1753, (1989)
- [9] Kanda, M., Iino, Y. and Shigemasa, T.: Two Degrees of Freedom PID Auto-tuning Controller with Supervisor Function, Proceedings of SICE '90, (1990)
- [10] Shigemasa, T., Adachi, S. and Oaki, J.: Robust Indirect Adaptive Control Combined Frequency Domain Methods and its Application to Robot, Proceedings of the 29th Conference on Decision and Control, TP-6-5:10, Hawaii, (1990)
- [11] Takagi, Y. and Shigemasa, T.: An Application of State-Space Linearization to a Power System Stabilizer, Proceedings of the 29th Conference on Decision and Control, TA-8-8:40, Hawaii, (1990)
- [12] Iino, Y., Murai, M., Shigemasa, T., Fujii, K. and Hachiyama, M.: Kalman filter based robust model predictive control with constraints, IFAC Symposium on Advanced Control of Chemical Processes, Kyoto, Japan (1994)
- [13] Iino, Y., Ohya, J. and Shigemasa, T.: A real-time CAD environments for model predictive controllers IFAC Symposium on Advanced Control of Chemical Processes, Kyoto, Japan, (1994)
- [14] Yukitomo, M., Iino, Y. and Shigemasa, T.: A New PID Tuning method by applying an iterative concept, The Proceedings of SYSID97, pp.1579/1584 (1997)

学会誌解説リスト

- [1] Takamatsu,S., Okano,H., Shigemasa,T., Satoh,M. and Satoh, T.: Computer control system for sodium test loops, Journal of Nuclear Science and Technology, Vol.15, No.8, 612/620, (1978)
- [2] 松本, 佐藤, 湯浅, 重政:燃料電池発電システム, 東芝レビュー, Vol.37,No.12,1017/1022,(1982)
- [3] 重政 隆, 長川和孝, 西島敬子: オートチューニングPID コントローラ, 東芝レビュー, Vol.38, No.6, 547/550, (1983)
- [4] 重政 隆, 森 泰親: 多変数制御系の設計支援システム, 東芝レビュー, Vol.40, No.5, 417/420, (1985)
- [5] 重政 隆, 森 泰親: デジタル形非干渉制御系の設計法, 東芝レビュー, Vol.41, No.12, 1024/1027, (1986)
- [6] 重政 隆, 森 泰親: 部分的モデルマッチングに基づく制御系 CAD システム, 電気学会誌, Vol.106, No.2, 117/120, (1986)
- [7] 重政 隆, 飯野 穰, 神田雅江: 2 自由度 PID コントローラのオートチューニング方法, 計測と制御, Vol.27, No.4, 305/311, (1988)
- [8] 重政 隆, 飯野 穰, 神田雅江: 2 自由度 PID オートチューニングコントローラ, コンピュートロール, オーム社, No.22, 133/135, (1988)
- [9] 重政 隆, 仲田 隆一: プロセス制御系設計支援ツール, 計測技術, Vol.16, No.6, 75/78, (1988)
- [10] 重政 隆: モデリングと制御系設計のための CAE システム, 計装, Vol.31, No.2, 39/43,(1988)
- [11] 重政 隆: 制御系設計支援ツールの役割と活用のポイント, 計装, Vol.32, No.1, 11/14,(1989)
- [12] 重政 隆: 計算機援用によるシステム同定, 計測と制御, Vol.28, No.4, 337/343, (1989)
- [13] 高木康夫, 重政 隆: 空間線形化による非線形制御系の設計, システム/制御/情報, Vol.33, No.9, 454/461, (1989)
- [14] Takashi Shigemasa, Yutaka Iino, Masae Kanda: Two degrees of freedom PID auto-tuning controller based on Frequency Region Methods, Springer-Verlag, Lecture Notes in Control and Information Sciences, Vol.137, 349/360, (1989)
- [15] 森 剛志, 重政 隆: PID オートチューニングコントローラの動向, 計測と制御, Vol.29, No.8, 723/728, (1990)
- [16] 重政 隆: 2 自由度 PID オートチューニングコントローラ, コンピュートロール, オーム社, No.32,137/140,(1990)
- [17] 藤井憲三, 八山光秀, 野坂正昭, 山本明人, 重政 隆, 村井雅彦: 石油化学工場におけるエネルギー最適化制御, システム/制御/情報, Vol.38, No.10, (1994)
- [18] 重政 隆, 飯野 穰, 山本明人: モデル予測制御システム MIPCON, 東芝レビュー, Vol.50, No.2, 131/134, (1995)
- [19] 桑田龍一, 柳井 昇, 重政 隆: これからの先端制御アルゴリズム, 計装, Vol.35, No.7, 103/110, (1992)
- [20] 重政 隆: 生産性向上を狙った制御技術, アロマティックス, Vol.49,No.5-6,130/139, (1997)

-
- [21] 重政 隆:セルフチューニング PID 制御の動向, システム制御情報, Vol.42, No.1, 35/40, (1998)
- [22] 重政 隆, 芳谷尚治, 大松 繁: セルフチューニング PID 制御方式 動向と事例, 計測と制御, Vol.37, No.6, 423/431, (1998)

国内学会発表論文

- [1] 重政 隆：サンプル値 PID コントローラの閉ループ形オートチューニング方法，第 19 回 SICE 学術講演会,1201, (1980)
- [2] 重政 隆：サンプル値 PID オートチューニングコントローラ，第 23 回自動制御連合講演会，2015, (1980)
- [3] 重政 隆：閉ループ制御系の制御対象の可同定条件とコントローラ構造，第 10 回制御理論シンポジウム,75/78, (1981)
- [4] 重政 隆：パルス伝達関数から S 領域の低周波特性導出方式の検討，第 20 回 SICE 学術講演会,1110, (1981)
- [5] 重政 隆，市川義則：流体温度制御系の閉ループ形 PID オートチューニング，第 20 回 SICE 学術講演会,3508, (1981)
- [6] 重政 隆：サンプル値 PID コントローラの閉ループ形オートチューニング方式，第 24 回自動制御連合講演会,1016, (1981)
- [7] 重政 隆：Variable forgetting factor を用いたオンラインパラメータトラッキングアルゴリズムの追従条件，第 21 回 SICE 学術講演会,2202, (1982)
- [8] 重政 隆，森 泰親，北森俊行，広川浩一：異なるサンプリング周期を有するサンプル値非干渉制御系の設計法，第 21 回 SICE 学術講演会,3111, (1982)
- [9] 重政 隆，市川義則，高木康夫，北森俊行：プロセス制御系設計のための参照モデル，第 25 回自動制御連合講演会,1070, (1982)
- [10] 重政 隆，森 泰親，市川義則：目標値フィルタを備えた PID 制御系の設計方法，第 25 回自動制御連合講演会,1071, (1982)
- [11] 森 泰親，重政 隆，北森俊行：異なるサンプリング周期を有するサンプル値非干渉 I-PD 制御系の設計法，第 25 回自動制御連合講演会,1072, (1982)
- [12] 重政 隆，市川義則：閉ループ形 PID アダプティブチューニングコントロール方式，第 25 回自動制御連合講演会,1075, (1982)
- [13] 重政 隆，市川義則：閉ループ形アダプティブオートチューニング方式，第 回電気学会全国大会,1412, (1983)
- [14] 重政 隆，市川義則：Z 伝達関数から S 伝達関数への変換方法，第 22 回 SICE 学術講演会,3110, (1983)
- [15] 重政 隆，森 泰親：安定なゼロ点を有するプロセスに対する制御系の設計法，第 22 回 SICE 学術講演会,3111, (1983)
- [16] 重政隆，市川義則，住田 侑，末岡嘉隆，朝増 昭：制御系の対話形オンラインチューニングシステム (1) - BWR 給水制御系に対する適用 - ，原子力学会「秋の分科会」,C20, (1983)
- [17] 重政 隆，市川義則，森 泰親：非最小位相プロセスに対する部分的モデルマッチングによる制御系設計法，第 26 回自動制御連合講演会,1001, (1983)

- [18] 重政 隆, 市川義則, 住田 侑: 制御系の対話形オンラインチューニングシステム - BWR 原子力発電プラント制御系のチューニングテスト -, 第 26 回自動制御連合講演会, 2056, (1983)
- [19] 重政 隆: 零点を有する参照モデルを用いたフィードフォワードサーボ系の設計法, 第 6 回 Dynamical System Theory シンポジウム, (1983)
- [20] 重政 隆, 市川義則, 住田 侑, 朝増 昭: プラント制御系の対話形オンラインチューニング方式 - BWR シミュレータでのチューニングテスト -, 第 4 回適応制御シンポジウム, (1984)
- [21] 重政 隆: EMRC(Explicit Model Robust Control System) の構成方法, 第 13 回制御理論シンポジウム, (1984)
- [22] 重政 隆, 森泰親: 零点を有する多入出力プロセスに対する部分的モデルマッチングによる非干渉制御系の設計法, 第 13 回制御理論シンポジウム, (1984)
- [23] 重政 隆, 森 泰親: 零点を有する多入出力プロセスに対する非干渉制御系の設計法, 第 23 回 SICE 学術講演会, 1114, (1984)
- [24] 重政 隆: 状態変数フィルタを用いた EMRC の構成法, 第 22 回 SICE 学術講演会, 3206, (1984)
- [25] 重政 隆, 飯野 穰: ステップ応答データから伝達関数を導出する一方法, 第 27 回自動制御連合講演会, 1055, (1984)
- [26] 重政 隆: EMRC から等価変換により実現できるロバスト制御系の構成方法, 第 7 回 Dynamical System Theory シンポジウム, (1984)
- [27] 重政 隆, 飯野 穰: 部分拘束形根軌跡による制御系設計法, 第 14 回制御理論シンポジウム, (1985)
- [28] 重政 隆, 飯野 穰: 伝達関数モデリング支援システム, 第 14 回制御理論シンポジウム, (1985)
- [29] 重政 隆, 飯野 穰: 伝達関数モデリング支援システム, 第 24 回 SICE 学術講演会, 1709, (1985)
- [30] 重政 隆, 飯野 穰: 部分拘束形根軌跡にもとづいた制御系設計法, 第 24 回 SICE 学術講演会, 1709, (1985)
- [31] 梶川 充, 住田 侑, 牛島 賛, 重政 隆, 兼本 茂, 清水俊一, 朝増 昭: BWR プラント制御系の対話形オンラインチューニングシステム (1) - 給水制御系への適用 -, 原子力学会「秋の分科会」, (1985)
- [32] 梶川 充, 小野 寛, 太田康雄, 重政 隆, 兼本 茂, 清水俊一: BWR プラント制御系の対話形オンラインチューニングシステム (2) - 再循環制御系への適用 -, 原子力学会「秋の分科会」, (1985)
- [33] 梶川 充, 重政 隆, 飯野 穰, 牛島 賛, 兼本 茂, 清水俊一: BWR プラント制御系の対話形オンラインチューニングシステム - 実機データでの検証 -, 第 28 回自動制御連合講演会, 3085, (1985)
- [34] 林 真司, 重政 隆, 飯野 穰: 零点を有するプロセスに対する部分拘束形根軌跡による制御系設計法, 第 15 回制御理論シンポジウム, (1986)
- [35] 森 泰親, 重政 隆: 実用性を重視した CAD システムとその応用について, 第 15 回制御理論シンポジウム, (1986)
- [36] 重政 隆, 飯野 穰: カットオフ周波数帯域でのモデルマッチングに基づく制御系設計法, 第 29 回自動制御連合講演会, (1986)
- [37] 重政 隆, 飯野 穰: 2 自由度 PID コントローラの周波数領域での閉ループ形オートチューニング方式, 第 7 回適応制御シンポジウム, 15/18, (1987)
- [38] 飯野 穰, 足立修一, 重政 隆: フィルタリング操作を用いた連続時間システムの同定, 第 16 回制御理論シンポジウム, (1987)
- [39] 高木康夫, 森 泰親, 重政 隆: 非線形制御系の一設計法と実プラントへの適用検討, 第 10 回 Dynamical System Theory シンポジウム, 255/258, (1987)

- [40] 大明 準治, 飯野 穰, 吉見 卓, 重政 隆: 周波数応答に基づく伝達関数の一推定法, 第 17 回制御理論シンポジウム, (1988)
- [41] 飯野 穰, 重政 隆: ラップトップパーソナルコンピュータを用いたモデリング・制御系設計支援システム, 第 31 回自動制御連合講演会, 1039, (1987)
- [42] 飯野 穰, 重政 隆: カットオフ周波数帯域を重視したグラフィカルな低次元化法, 第 32 回自動制御連合講演会, 1030, (1989)
- [43] 千田有一, 重政 隆: 周波数領域でのモデルマッチングによる PID 制御系の設計, 第 17 回 Dynamical Systems Theory シンポジウム資料, (1994)
- [44] 千田有一, 行友雅徳, 重政 隆: H_∞ 制御, 非干渉 I-P 制御による火力発電プラントのプロセス制御, 第 37 回自動制御連合講演会, (1994)
- [45] 千田有一, 重政 隆: カットオフ周波数帯域での制御器の低次元化手法とその応用, 第 34 回 SICE 学術講演会, 307C-2, (1995)
- [46] 行友雅徳, 千田有一, 重政 隆, 他: 火力発電プラントの脱硝系への多変数制御の応用, 第 3 回制御理論応用シンポジウム, (1995)
- [47] 村井雅彦, 飯野 穰, 重政 隆: 内点法を用いた用役系プラント最適化 - 数値計算による検討 -, 第 35 回 SICE 学術講演会, 108A-4, (1996)
- [48] 飯野 穰, 村井雅彦, 重政 隆: コスト最適化型モデル予測制御方式の産業プラントの Utility 系への適用, 第 35 回 SICE 学術講演会, 305D-5, (1996)
- [49] 村井雅彦, 飯野 穰, 重政 隆: 内点法を用いた用役系プラント最適化 - WarmStart による再計画, 第 39 回自動制御連合講演会, 3022, (1996)