

Title	産業プロセスにおける流量制御のためのモデリングと制御系設計に関する研究—見えない物を制御する—
Author(s)	瀧尻, 興太郎
Citation	大阪大学, 2022, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/89612
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

博士学位論文

産業プロセスにおける流量制御のための モデリングと制御系設計に関する研究

— 見えない物を制御する —

瀧尻 興太郎

2022年6月

大阪大学大学院工学研究科

目次

1	緒論	4
1.1	研究の背景	4
1.2	半導体製造プロセスにおける流量制御機器のアプリケーション	5
1.3	流量制御機器を応用したプロセス制御系について	7
1.4	半導体製造プロセスにおける流量制御機器への要求の変化と課題	7
1.5	本稿の構成	11
2	複合物理領域での熱式流量センサのモデル化	13
2.1	はじめに	13
2.2	定温度制御方式流量計の概要	14
2.2.1	流量計の構成	14
2.2.2	定温度制御方式流量計の特徴	15
2.3	定温度制御方式流量計のモデリング	15
2.3.1	流量センサの構造	15
2.3.2	流量センサのモデリング	16
2.3.3	流量センサの状態空間表現	20
2.3.4	流量計の定温度制御のモデル	22
2.4	モデルの検証	26
2.4.1	ステンレス毛細管の温度分布検証	26
2.4.2	熱式流量センサの時間応答性検証	26
2.4.3	熱式流量センサの入出力特性検証	27
2.5	おわりに	29
3	流量制御機器の制御系設計手法	31
3.1	はじめに	31
3.1.1	熱式 MFC の構成と特徴について	31
3.1.2	熱式 MFC の課題と提案	32
3.1.3	圧力式 MFC の構成と特徴について	33
3.1.4	圧力式 MFC の課題と提案	34
3.2	熱式 MFC の制御系設計	35
3.2.1	熱式 MFC のモデルと制御系設計について	36
3.2.2	熱式 MFC における圧力変動外乱の影響	39
3.2.3	外乱抑制の提案手法について	43
3.2.4	提案手法と実験結果	45
3.2.5	おわりに	47
3.3	圧力式流量制御系設計	49
3.3.1	圧力式 MFC の制御系と課題について	50
3.3.2	評価関数と最適化について	53
3.3.3	最適化および実験結果について	54
3.3.4	おわりに	56
4	流量制御機器を応用したプロセス制御系の設計	57
4.1	はじめに	57
4.2	MFC を用いた流量分岐システムの制御系設計	58
4.2.1	はじめに	58

4.2.2	流量分岐制御の問題設定	60
4.2.3	提案法の制御系	63
4.2.4	モデル化と PID の最適化	67
4.2.5	おわりに	72
4.3	出力推定値フィードバック制御系による圧力推定制御	74
4.3.1	はじめに	74
4.3.2	制御対象と従来法の課題	75
4.3.3	提案法の制御系	79
4.3.4	提案法の実験結果	87
4.3.5	おわりに	91
5	結言	92
	謝辞	94
	参考文献	95
	研究成果	99

1 緒論

1.1 研究の背景

気体の流量を制御する流量制御機器は産業の発展において重要な制御機器となっている。本論文で扱う流量とは単位時間あたりにある面を通過する流体の質量である質量流量を示し、その質量流量を計測し制御することが求められている。ここで質量流量を計測する利点としては、環境温度や圧力等の変化による補正を行う必要がなく、高精度で安定した流体の計測・制御が可能である。そのため半導体分野をはじめ、燃料電池、バイオ、培養、食品など広い産業プロセスにおいて使用されている[1,2].

ここで流量は実際に目に見えるものでもなく、流量の計測には流体の流れによる熱移動や圧力変化などの物理的な変化をセンサにより間接的に計測する必要がある。よって流量の真値をどう観測するかが重要な課題となっている。さらにセンサの応答性には熱移動などのダイナミクスが含まれるため、流量の真値である実流量を制御するにはセンサの時間遅れを明らかにすることが重要となる。また、産業プロセスではプロセスの状態をリアルタイムに計測し制御することが求められる[3]。しかし制御機器の設置場所の制約により、実際に流量を観測し制御したい位置から距離が離れていることが多いためタイムラグが発生する課題がある。

よって産業プロセスにおける流量制御には 2つの命題が挙げられる。

- ① ダイナミクスを含む流量センサを用いた流量制御
- ② センサで直接計測が困難な流量制御

本研究では半導体製造プロセスに着目しながら、流量制御を行うために流量センサの物理的なダイナミクスを表現した数理モデルを構築し、流量センサの遅れを考慮した流量制御系の設計について述べる。さらに直接観測が困難な物理量を制御するために、圧縮性流体の特性を陽に考慮し、センサや流量制御機器の周辺の要素も数理モデルに含めた制御系を構築することにより高速かつ安定したプロセスを実現するための制御系の提案を行う。

1.2 半導体製造プロセスにおける流量制御機器のアプリケーション

半導体デバイスの微細化・高集積化が進み NAND メモリーやロジックデバイスでは 10 nm 以下のパターン幅，原子数にすると数 10 個レベルとなっており，精密なプロセスガスの質量流量の管理・制御が重要となってきた。高速かつ高精度な流量制御が求められるプロセスには原子層堆積法(Atomic Layer Deposition: ALD)や原子層エッチング(Atomic Layer Etching: ALE)などがあり，ここでは ALE プロセスについて説明する[4-7]。Fig. 1.1 に ALE プロセスの装置構成図およびガス供給プロセスを示す。原子レベルで半導体ウェハのシリコン(Si)などをエッチングする工程において，反応炉に Cl_2 や Ar などのプロセスガスを高速に切り替えるプロセスとなっている。

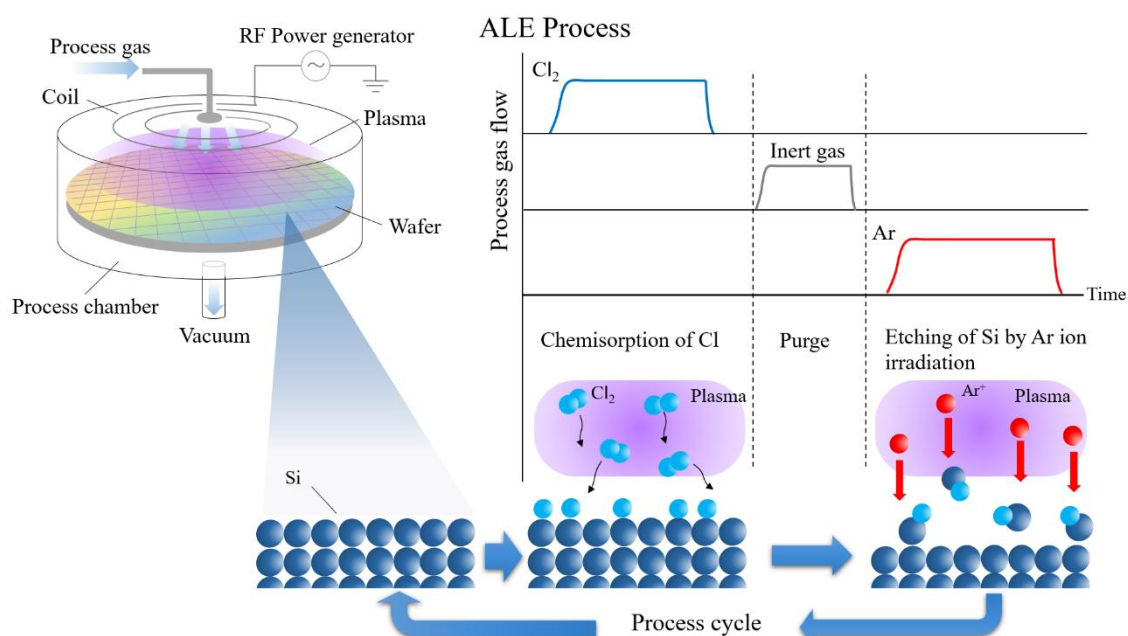


Fig. 1.1 ALE Process

最初に半導体デバイスの製造装置の概要について説明する。反応炉内(Process chamber)の中にウェハ (Wafer) が配置されており，プロセスガスを反応炉の上部から供給し，反応後のプロセスガスを反応炉の下部へと真空ポンプにより排気する構成となっている。また化学的な反応を活性化させるためにプラズマを反応炉内に発生させプロセスガスをラジカル化させる。そのプラズマ発生のために高周波電源(RF Power generator)と渦巻状のコイル(Coil)が反応炉上部に設置されており，このコイルに高周波電流を流すことで，反応炉内に電界が励起し高密度なプラズマを発生させている。

次に ALE プロセスによる Si のエッチング工程について説明する。反応炉に Cl_2 を供給しプラズマ化させ、Cl ラジカルがウェハに供給されウェハの Si と化学吸着する。そして、不活性ガス(Inert gas)により、反応炉内の不要なガスを排気する。その後、反応炉に Ar を供給しプラズマ化させ、Ar イオンを生成し Si に照射することにより、Si と Cl を反応させ Si をエッチングする。このプロセスを繰り返し行うことで Si を原子レベルでエッチングする。

ここで導入するプロセスガスの流量制御において、高速な流量応答および流量精度が求められており、マスフローコントローラ（以下、MFC）が重要な制御機器となっている。その制御機器および半導体製造装置(Semiconductor process equipment)の構成を含め、Fig. 1.2 にて説明する。半導体製造プロセスではさまざまなプロセスガスを制御するために 1 台の半導体製造装置に複数の MFC が使用されている。そして半導体製造レシピに基づき MFC に流量設定を与え所望の流量を反応炉(Process chamber)に供給するシステムとなっている。

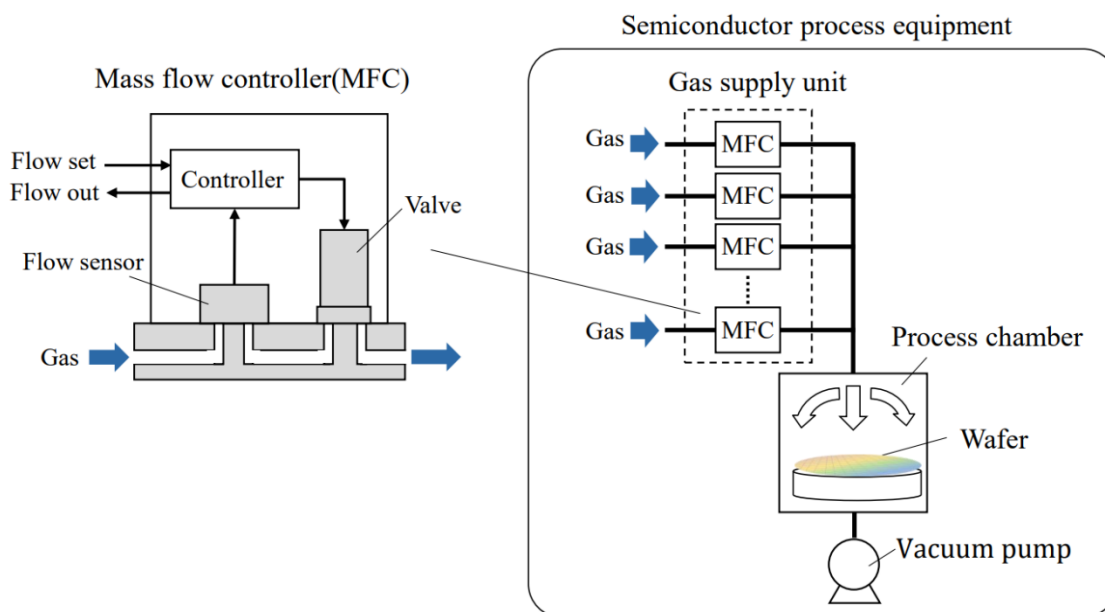


Fig. 1.2 MFC configuration and applications in semiconductor manufacturing processes

さらに MFC の構成について説明する。質量流量を計測する流量センサ(Flow sensor)とアクチュエータであるバルブ(Valve)およびコントローラ(Controller)から構成されている。これにより流量設定(Flow set)を受け、それに追従するように流量制御する。そして流量センサで観測する流量を流量出力(Flow out)として出力する。

1.3 流量制御機器を応用したプロセス制御系について

半導体デバイスの微細化と需要拡大に伴いMFCを応用したプロセス制御が重要となってきている。その中でも反応炉により近い状態を制御したい要求があり、下記の2つの要求が高まっている。

- ① 反応炉内のガスの分布を制御する
- ② 反応炉内へガスを高速に供給する

反応炉内のガスの分布制御については、ウェハ上の膜質などの均一性の向上のために、反応炉に流量を分岐させて導入する制御が重要となっている。近年はプロセスガスの流量分岐精度が求められており、所望の流量比率に制御する必要がある[8-10]。単にバルブの開度を制御する分岐手法では分岐精度としては不十分となるため、流量を計測して所望の流量比率に制御する流量分岐制御器(Flow splitter)が広く用いられている。近年、その応答性や安定性が重要となってきている。しかし複数の制約事項を満たす必要があり、制御系のパラメータの最適化が困難となっている。

反応炉内のガスを高速に供給するアプリケーションについてはALDやALEのプロセスにおいてスループット向上のために、ガスを瞬時に反応炉に供給したい要求がある。現在の半導体製造プロセスではバルブの開閉時間を定めプロセスガスを供給するフィードフォワード制御が主流となっており、その新たな制御系も開発されている[11]。しかしプリカーサーの気化効率や温度変化により供給するプロセスガスの流量が変化してしまう課題がある。このため、反応炉のウェハの近傍の反応性ガスの圧力を直接計測して流量を制御する新たな制御系の開発が重要となっている。しかし反応炉内は真空条件となりセンサの信号の感度が低くなり観測雑音が支配的になる課題がある。

1.4 半導体製造プロセスにおける流量制御機器への要求の変化と課題

半導体デバイスの微細化や需要増加に伴い、半導体製造プロセスのスループットおよび歩留りの向上のためにMFCに求められる流量制御性能も大きく変化してきている。具体的には流量精度および流量のステップ応答性や外乱に対するロバスト性が求められており、それらの技術課題についてTable 1.1に沿って説明を行う。

1990年代にPCや携帯電話などの普及により集積回路(Large Scale Integration : LSI)の需要が増加し、半導体製造プロセスで用いられるガスの質量流量を精密に

制御する MFC が求められ、高い性能を有したセンサの開発が重要となった。MFC はさまざまな半導体プロセスで広く用いられるようになり[12,13]、プロセスの再現性を高めるために高性能な流量センサが必要となった。そのセンサの開発において流量の入出力特性や応答性能などトレードオフを検証するために流量センサのシミュレーションが求められるようになった。

そして 2000 年代にかけて半導体デバイスの微細化や低消費電力化にともない電子回路のパターンピッチが 90 nm 以下となり、半導体プロセスのスループットや歩留りが問題となり MFC の制御性能が重要となってきた。MFC に求められる制御性能として流量設定の 98%到達時間が 1 秒以下となる高速な流量応答が必要とされた。さらなる MFC の高速応答を実現するためにアクチュエータには、コイルに電流を流し磁界の力により開度が連続的に変化するソレノイドバルブから、 piezo 素子に電圧を印加し駆動させる応答性が速い piezoバルブが開発された[14]。また、制御器には PID コントローラが用いられており、目標応答を達成するように PID のパラメータ調整をおこなっているが、応答の高速化に伴い PID の調整コストが増大する問題が発生し、系統立てた制御系設計が必要とされた。

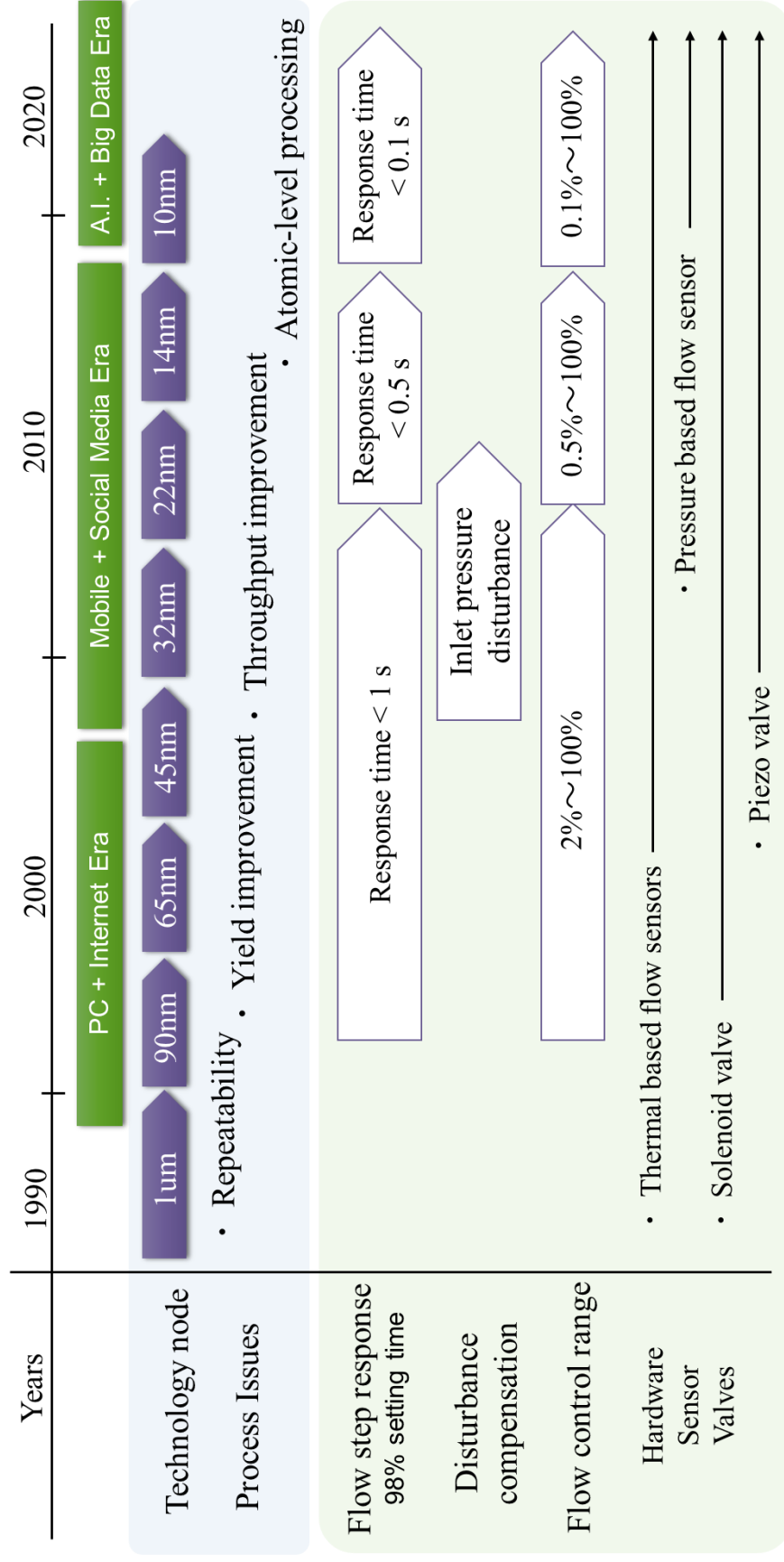
2010 年からはモバイルフォンやソーシャルメディアの普及に伴い、半導体製造装置の需要が拡大し、半導体製造装置や MFC のコストダウン・小型化が求められた。これにより MFC には上流側の圧力を安定化させる圧力レギュレータを必要としない圧力変動に対してロバストな MFC の開発が求められた。これは PI-MFC(Pressure Insensitive MFC)と呼ばれ MFC にとっては重要な機能となった[15,16]。

2015 年以降は A.I.やビッグデータの時代となり NAND メモリーの大容量化やロジックデバイスの高速化に伴い、原子レベルでの半導体の加工が必要となり MFC の計測原理において従来主流であった熱式から差圧式へと変化し、制御性能への要求も厳しくなってきた。電子回路のパターンピッチが 14 nm 以下となり、そのため、微小な流量がプロセスの歩留りに影響するようになり、最小流量設定において従来は 2%であったが 0.5%まで制御可能な MFC が求められた。同時に NAND メモリーの高層化が進み、半導体プロセスのステップ数も増加したため、スループット改善のために流量のステップ応答が 0.5 秒以下（流量設定の 98%到達時間）となる性能が求められた。ここで高速で広範囲の流量を制御する熱式 MFC の研究がされていたが[17,18]、さらに高速に物理量の変化を計測できる圧力式センサを搭載した圧力式 MFC が開発され半導体製造プロセスでは広く用いられるようになった[19]。しかし 2020 年には半導体需要の急拡大により、

さらなるスループット向上とプロセスの再現性を向上させるために、0.1 秒以下の流量のステップ応答が求められ、最小流量設定において 0.1%までの制御が重要視されるようになった[20,21]. これにより広い流量設定範囲で最適な制御パラメータを調整する必要があり、調整コストが増大する課題が生じている.

上記の内容から MFC の機能・性能は半導体デバイスおよび半導体製造プロセスと共に進化し、高精度化・高速応答化、さらに広い流量設定範囲の流量制御が求められ、制御系設計および制御パラメータの最適化の研究が重要となってきた.

Table 1.1 Changes in performance requirements for MFC due to miniaturization of semiconductor



1.5 本稿の構成

半導体製造プロセスで用いられる流体制御のモデル化およびその制御系設計に関する研究となる。本稿の研究内容を技術要素に分けると 3 つに分類でき、Fig. 1.3 に各章ごとにそれぞれの研究内容を示す。

- 2 章 熱式流量センサの数理モデルの構築
- 3 章 MFC の制御系設計および制御パラメータの最適化
- 4 章 MFC を応用したプロセス制御系の設計

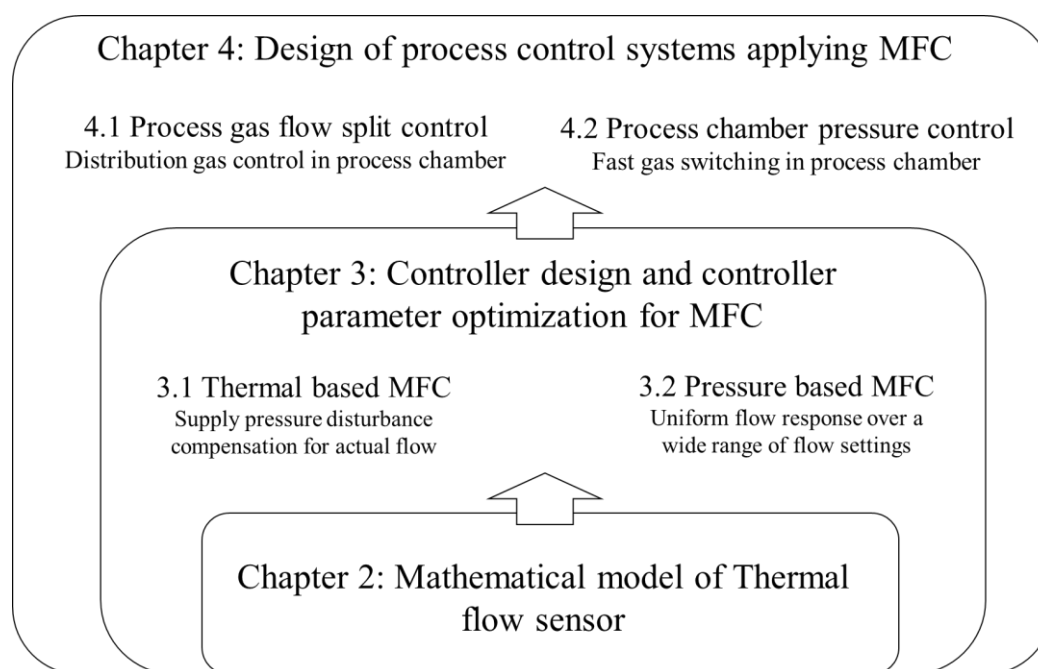


Fig. 1.3 Summary of this thesis

本稿は 1~4 章の構成となっている。2 章では熱式流量センサのモデリングについて述べ、熱式流量センサの効率的な開発のために物性値に基づいた解析可能な熱式流量センサのモデルを構築する。具体的には、集中定数モデルによる熱伝導方程式および温度制御回路の方程式からなる流量センサ全体のモデルを構築する。このモデルを作成しシミュレーションした上で試作・評価を行うことで効率的な開発が可能となる。

3 章では熱式 MFC の制御系設計について述べる。熱式 MFC においては内部モデル制御 (Internal Model Control: IMC) を適用したシンプルな制御系を構築する。さらに、MFC の外乱となる供給圧力の変動を圧縮性流体の特性を考慮したモデリングをおこない、それにより制御パラメータを適切に設定することで外乱を相殺し、実流量を安定化させる手法について提案する。また圧力式 MFC におい

ては、広い流量設定範囲での応答調整が求められ、さらに計測原理やバルブに非線形性を含んでおり、制御パラメータの調整に時間を要する課題がある。よって本稿ではベイズ最適化を用い各流量設定値の制御パラメータを探索し調整コストを削減する手法を提案する。

4章ではMFCを応用した流量分岐制御機器の制御系設計および反応炉内の圧力制御系の提案を行う。流量分岐制御において、圧縮性流体の特性を積分器として利用した新たな流量分岐制御系を提案し、モデル上で最適な制御パラメータを探索することで実験回数を減らしながら、安定な制御系の実現を達成する。圧力制御系については制御対象のモデルを用い圧力の推定値を出力し、観測雑音の影響を抑えながらも高速な圧力を観測できる新たな制御系となり。さらに、プリカーサーの気化効率などの変化による未知な外乱を補償する制御系を提案する。

2 複合物理領域での熱式流量センサのモデル化

2.1 はじめに

本稿では熱式流量センサの中でも、定温度制御方式の熱式流量センサ[22]を対象として考察する。流量計はステンレス毛細管に電熱線を巻いたセンサ部と温度制御回路によって構成されており、時間応答まで検証するためには流体の熱伝導方程式と温度制御回路の電気回路方程式からなる複合物理領域のモデルを構築する必要がある。一般に流量センサにおいて流体の挙動を解析するために有限体積法などに基づいた流体解析ソフトウェアを用いることが多いが、電気回路を含めた複合物理領域で検証ができない。また、解析の計算時間面での課題もある。他の手法として流量センサを集中定数でモデリングする手法が提案されているが[23-25]、一定電流で動作させた定電流制御方式の流量センサとして解析されており、温度制御回路のダイナミクスを含めた検証までは至っていない。また、電気と熱のアナロジーに基づき伝熱を電気等価回路でモデル化することで、電気回路設計で一般的に使用されている SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)を用いた電気・熱の連成解析モデルによるシミュレーションが提案されている[26]。解析の計算時間面は短縮でき電気回路を含めた検証が可能であるが、電気から熱への変換係数を実験などにより求める必要があり[27]、測定が困難なガスへのモデルの適用が問題となる。

本稿の目的は物性値に基づいた解析可能な熱式流量センサのモデルを構築することである。具体的には、集中定数モデルによる熱伝導方程式および温度制御回路の方程式からなる流量計全体のモデルを構築した。高精度なシミュレーションが目的であれば、大規模かつ詳細な分布定数モデルを数値的に解くことが望ましいが、モデル作成に時間がかかりシミュレーション時間も要する。しかし実際のセンサ開発においてはモデルの改良に時間をかけるよりは、入出力特性と時間応答に着目した簡易なモデルを作成しシミュレーションした上で試作・評価を行い、必要があればそれを繰り返した方が効率的な開発が出来る。このため、本稿では流体の熱伝導方程式と温度制御回路の電気回路方程式からなるダイナミクスも検証可能な複合物理領域の簡易なモデルを提案する。そのシミュレーション結果と流量計の温度分布および入出力特性・時間応答の実験結果を比較して有用性を確認した。

2.2 定温度制御方式流量計の概要

2.2.1 流量計の構成

Fig. 2.1 に定温度制御方式流量計の構成図を示す. 流量センサ部と定温度制御回路(Constant temperature control circuit)から構成されており, 流量センサ部はガスが流れるステンレス毛細管(Stainless capillary)に電熱線(Heating element)を上流側と下流側の 2 箇所に巻きつけた構造となっている. 電熱線は大きな抵抗温度係数を有しており, 加熱と共に温度検出の機能を果たす. 電熱線に電流を流すことで自己発熱により電熱線の抵抗が上昇する. この電熱線の抵抗を一定に制御することで実質的に定温度制御としている. 温度制御回路はオペアンプなどで構成され, 目標温度抵抗値に一致するようにフィードバック制御している. ガスが流れるとステンレス毛細管とガス間で熱の授受が行われ, 結果的にガスを介して上流側から下流側の電熱線へ熱が移動する.

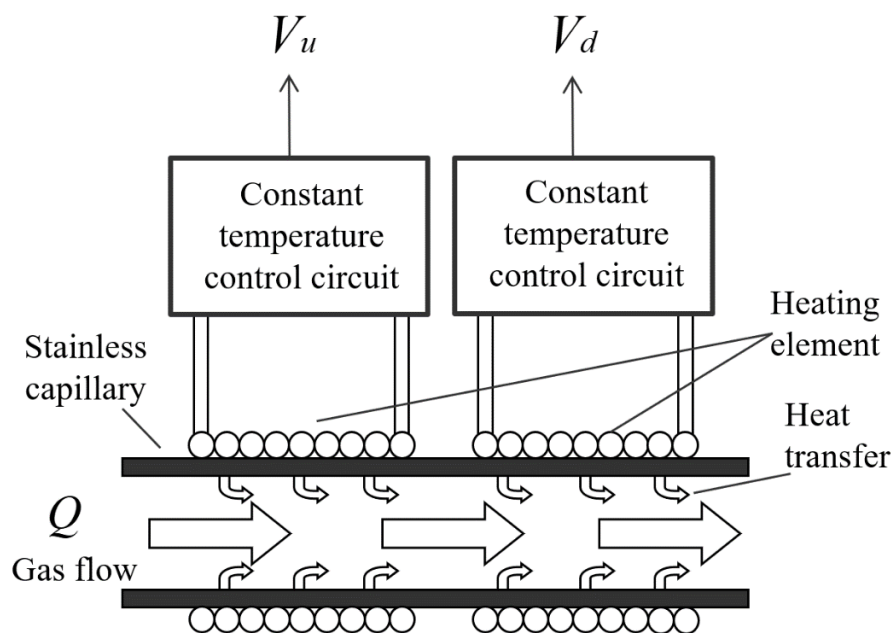


Fig. 2.1 Thermal flow sensor diagram

電熱線の温度が一定となるように制御されているので注入電力の変化から移動した熱量を測定出来る. 式(2.1)に示すように, 上流側の温度制御回路の出力電圧 V_u と下流側の温度制御回路の出力電圧 V_d の差から熱流量 q_f すなわち体積流量 Q を求めることが出来る.

$$(V_u - V_d)^2 \propto q_f \propto Q \quad (2.1)$$

2.2.2 定温度制御方式流量計の特徴

流体の熱伝導の方程式を式(2.2)に示す. 一定に加熱された電熱線の温度と加熱前のガス温度の差 T_{Δ} とガス比熱 ε , ガス密度 ρ , 体積流量 Q から, 熱流量 q_f を求めることができる. ここで, k はセンサ固有の係数で熱交換効率がセンサの構造に影響されるため, 実験的に求める必要がある.

$$q_f = k \cdot \varepsilon \cdot \rho \cdot Q \cdot T_{\Delta} \quad (2.2)$$

ここでガス密度×体積流量が質量流量となるため, 熱流量 q_f は質量流量として扱うことができる.

熱式流量センサの感度は電熱線の温度に比例するため, 電熱線の温度制御が重要となる. 一般的に電熱線の温度を一定に制御する定温度制御方式と電熱線に一定の電力を供給する定電力方式がある. 定電力方式はガスの流れによる温度差 T_{Δ} が低下するため, 流量が増加するにつれて出力が低下する. 定温度制御方式では流量センサの温度を一定に保つことで, 式(2.2)の温度差 T_{Δ} を一定に保つことができ, またガスの温度変化による比熱の変化を抑えることができる. よって流量と熱流量の関係が比例関係となり, 流量の計測範囲が広く直線性が良い.

2.3 定温度制御方式流量計のモデリング

2.3.1 流量センサの構造

Fig. 2.2 に流量センサの構造を示す. 流量センサは電熱線を巻きつけたステンレス毛細管であり, 電熱線の両端には温度制御するための放熱経路として放熱フィン(Heat sink)がある. また, 外気温度の影響を遮断するためにステンレス毛細管を断熱材(Heat insulator)で覆う構成となっている.

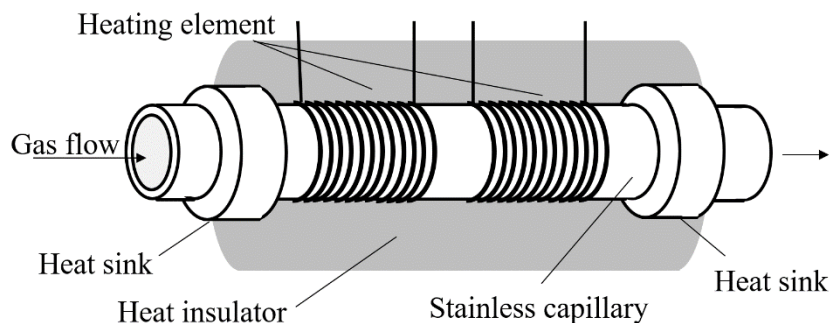


Fig. 2.2 Thermal flow sensor structure

2.3.2 流量センサのモデリング

流量センサの温度分布を表現するために集中定数モデルとして取扱う。モデル化においてはセンサをガス流路とステンレス毛細管および断熱材に分けて長さ方向に 10 分割した。単純に長さを 10 等分したのではなく出来るだけ簡易に熱の授受を表現するため、上流と下流の電熱線をそれぞれ 4 分割し、それに両端の放熱フィンを加えた 10 個のユニットに分割した。上流と下流の電熱線の間隔は狭いため、その間の熱の伝達に関しても電熱線内の分割部間と同様に扱うことができる。各分割部の中心をノードとし、分割部の熱容量をノード間の熱抵抗で接続した熱回路網モデルで表現した。各分割部はガスの上流側を $n=1$ とし下流側を $n=10$ とする。

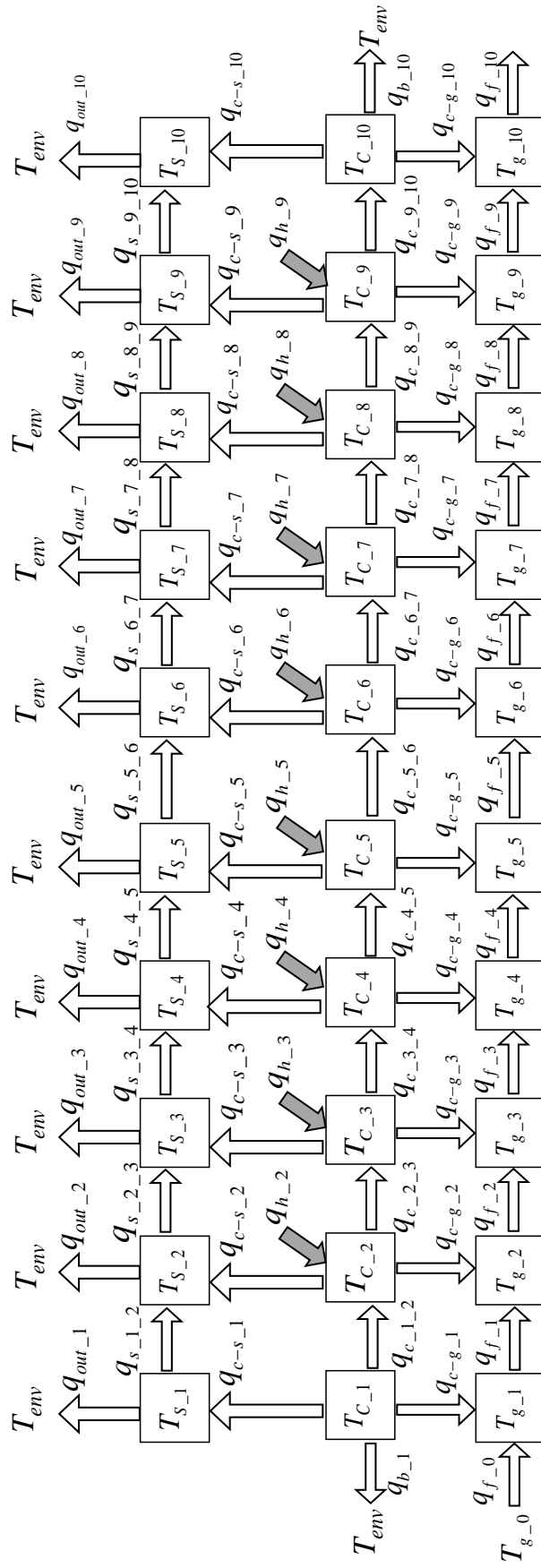


Fig. 2.3 Lumped element model of the flow sensor

上記に基づくガスとステンレス毛細管および断熱材の熱収支を表す集中定数モデルを Fig. 2.3 に示す. 電熱線の加熱によるステンレス毛細管への熱流量を q_{h_n} , ステンレス毛細管の分割部間を伝わる熱流量を $q_{c_{-}n_{-}n+1}$, 電熱線と断熱材の熱の授受を q_{c-s_n} とする. またステンレス毛細管の両端にある放熱フィンから外部への放熱を q_{b_n} , 断熱材から直接外気への放熱の熱流量を q_{out_n} , ガスとステンレス毛細管の熱の授受による熱流量 q_{c-g_n} とする.

ステンレス毛細管の各ノードの温度を T_{c_n} とし, 両端を除く各ノードにおける熱伝導方程式を式(2.3)に示す. ($n=2\sim 9$) C_c は熱容量であり各分割部で等しいとしている.

$$C_c \frac{dT_{c_n}}{dt} = q_{h_n} - q_{c_{-}n_{-}n+1} + q_{c_{-}n-1_{-}n} - q_{c-s_n} - q_{c-g_n} \quad (2.3)$$

ステンレス毛細管の分割部境界の熱の授受は温度差とステンレス毛細管の熱抵抗 R_c から表現できるので式(2.4)に示す.

$$q_{c_{-}n_{-}n+1} = \frac{T_{c_n} - T_{c_{n+1}}}{R_c} \quad (2.4)$$

ステンレス毛細管と断熱材の分割部境界の熱の授受は式(2.5)に示す. 温度差と断熱材の熱抵抗 R_s から表現できる. ここで断熱材の各ノードの温度を T_{s_n} とする. 熱抵抗はステンレス毛細管の熱抵抗と断熱材の熱抵抗からなるが, 断熱材の熱抵抗が大きく支配的なため, 式(2.5)の熱抵抗は断熱材の熱抵抗 R_s で近似できる.

$$q_{c-s_n} = \frac{T_{c_n} - T_{s_n}}{R_s} \quad (2.5)$$

ガスとステンレス毛細管の熱の授受による熱流量を式(2.6)に示す. ガス流路の各ノードの温度を T_{g_n} で示す.

$$q_{c-g_n} = \frac{T_{c_n} - T_{g_n}}{R_g} \quad (2.6)$$

ステンレス毛細管に流れるガスの熱抵抗 R_g は局所伝達率 h から求めることができる. ガスの流れは強制的に引き起こされているため, 層流強制対流熱伝達であり, 局所伝達率 h はヌセルト数 Nu ・ 管の直径 d ・ ガスの熱伝導率 λ から求めることができる[28]. また, 管内の流れの状態はレイノルズ数 Re が 2300 より十分小さい値であり層流であることを確認している.

また, 毛細管で電熱線が巻かれておらず放熱フィンに接する両端のノード ($n=1,10$) の熱伝導方程式を式(2.7)に示す.

$$C_c \frac{dT_{c-1}}{dt} = -q_{b-1} - q_{c-1,2} - q_{c-s-1} - q_{c-g-1} \quad (2.7)$$

$$C_c \frac{dT_{c-10}}{dt} = -q_{b-10} + q_{c-9,10} - q_{c-s-10} - q_{c-g-10}$$

放熱フィンから外気への熱流 q_{b-n} を式(2.8)に示す. ここで, T_{env} は外気温度である.

$$q_{b-n} = \frac{T_{c-n} - T_{env}}{R_b} \quad (2.8)$$

断熱材の熱伝導方程式を式(2.9)に示す. C_s は断熱材の熱容量であり各分割部で等しいとする. q_{out-n} は外気へ放熱される熱流量である.

$$C_s \frac{dT_{s-n}}{dt} = q_{c-s-n} - q_{s-n,n+1} + q_{s-n-1,n} - q_{out-n} \quad (2.9)$$

断熱材の分割部境界の熱の授受は温度差と断熱材の熱抵抗 R_s から表現できるので式(2.10)に示す.

$$q_{s-n,n+1} = \frac{T_{s-n} - T_{s-n+1}}{R_s} \quad (2.10)$$

また, 外気へ放熱される熱流量 q_{out-n} は式(2.11)に示す. 熱の授受は断熱材と周囲温度の温度差および断熱材の熱抵抗で表現できる.

$$q_{out-n} = \frac{T_{s-n} - T_{env}}{R_s} \quad (2.11)$$

ガス流路の各ノードにおける熱伝導方程式を式(2.12)に示す. C_g はガスの各分割部の熱容量で等しいとする. q_{c-g-n} はステンレス毛細管からガスに伝わる熱流量, q_{f-n} はガスの分割部間で伝わる熱流量である.

$$C_g \frac{dT_{g-n}}{dt} = q_{c-g-n} + q_{f-n-1} - q_{f-n} \quad (2.12)$$

式(2.13)は熱流量 q_{f-n} を示す. ただし, 流量センサに導入される熱流量 q_{f-0} のガス温度 T_{g-0} は電熱線による加熱前の温度となる.

$$q_{f-n} = \varepsilon \cdot \rho \cdot Q \cdot T_{g-n} \quad (2.13)$$

2.3.3 流量センサの状態空間表現

流量センサの熱回路網モデルを状態空間表現で示す. モデルの状態変数を $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{30}$ と定義し, 電熱線の熱流量と外気・ガス温度を $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{10}$, 流量センサの温度を $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^8$ で示す.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} \end{aligned} \tag{2.14}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} T_{c_1} \\ \vdots \\ T_{c_10} \\ T_{s_1} \\ \vdots \\ T_{s_10} \\ T_{g_1} \\ \vdots \\ T_{g_10} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} T_{env} \\ q_{h_2} \\ \vdots \\ q_{h_9} \\ T_{g_0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} T_{c_2} \\ T_{c_3} \\ T_{c_4} \\ T_{c_5} \\ T_{c_6} \\ T_{c_7} \\ T_{c_8} \\ T_{c_9} \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

\mathbf{x} は流量センサの状態変数であり, 10 分割されたステンレス毛細管, 断熱材とガスの温度である. \mathbf{u} は入力であり, 外気温度, センサに導入されるガスの温度と電熱線の加熱による毛細管への 8 分割された熱流量である. \mathbf{y} は出力で, 電熱線の巻かれている毛細管の 8 分割された温度である.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
a_1 & a_2 & 0 & \cdots & 0 & a_3 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & a_4 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\
a_2 & a_5 & a_2 & \ddots & \vdots & 0 & a_3 & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & a_4 & \ddots & \ddots & \vdots \\
0 & a_2 & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\
\vdots & \vdots & \ddots & a_5 & a_2 & \vdots & \ddots & \ddots & a_3 & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & a_4 & 0 \\
0 & 0 & \cdots & a_2 & a_1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & a_3 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & a_4 \\
a_9 & \ddots & 0 & \cdots & 0 & a_6 & a_7 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\
0 & a_9 & \ddots & \cdots & 0 & a_7 & a_8 & a_7 & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & & & \vdots \\
\vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & a_7 & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & & \ddots & & \vdots \\
\vdots & \ddots & \ddots & a_9 & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & a_8 & a_7 & \vdots & & & \ddots & \vdots \\
0 & \cdots & \cdots & 0 & a_9 & 0 & 0 & \cdots & a_7 & a_6 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\
a_{10} & 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & a_{11} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\
0 & a_{10} & \ddots & & \vdots & \vdots & \ddots & & & \vdots & a_{12} & a_{11} & \ddots & \ddots & \vdots \\
\vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & & \ddots & & \vdots & 0 & a_{12} & \ddots & \ddots & \vdots \\
\vdots & \ddots & \ddots & a_{10} & 0 & \vdots & & & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & a_{11} & 0 \\
0 & \cdots & \cdots & 0 & a_{10} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & a_{12} & a_{11}
\end{bmatrix}$$

(2.16)

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix}
b_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\
0 & b_2 & \cdots & 0 & \vdots \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & b_2 & 0 \\
b_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\
b_3 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
b_3 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\
0 & 0 & \cdots & 0 & b_4 \\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0
\end{bmatrix}$$

(2.17)

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix}
0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & \cdots & 0
\end{bmatrix}$$

(2.18)

各定数について示す.

$$\begin{aligned}
 a_1 &= -\frac{1}{C_c} \left(\frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} \right) & a_6 &= -\frac{3}{C_s \cdot R_s} & a_{10} &= \frac{1}{C_g \cdot R_g} \\
 a_2 &= \frac{1}{C_c \cdot R_c} & a_7 &= \frac{1}{C_s \cdot R_s} & a_{11} &= -\frac{1}{C_g} \left(\frac{1}{R_g} + \varepsilon \cdot \rho \cdot Q \right) \\
 a_3 &= \frac{1}{C_c \cdot R_s} & a_8 &= -\frac{4}{C_s \cdot R_s} & a_{12} &= \frac{\varepsilon \cdot \rho \cdot Q}{C_g} \\
 a_4 &= \frac{1}{C_c \cdot R_g} & a_9 &= \frac{1}{C_s \cdot R_s} \\
 a_5 &= -\frac{1}{C_c} \left(\frac{2}{R_c} + \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} \right) \\
 b_1 &= \frac{1}{C_c \cdot R_b} \\
 b_2 &= \frac{1}{C_c} \\
 b_3 &= \frac{1}{C_s \cdot R_s} \\
 b_4 &= \frac{\varepsilon \cdot \rho \cdot Q}{C_g}
 \end{aligned}$$

2.3.4 流量計の定温度制御のモデル

定温度制御方式流量計は上流と下流の電熱線が独立した温度制御回路で一定温度に制御している. Fig. 2.4 に温度制御回路を示す. 制御回路は温度設定抵抗 R_{set} を基準として電熱線の抵抗 R_{sen} が同じ抵抗となるように制御する. 電熱線は非常に細く熱容量が小さいため, ステンレス毛細管の温度 $T_{c,n}$ と同値とみなせる. 温度制御回路は電熱線の抵抗値 R_{sen} を含むブリッジ回路とオペアンプによるフィードバック回路で構成されている. オペアンプによってブリッジ回路の不均衡が検出されるとブリッジ回路に印加される電圧 V が変化し電熱線の電流が変化するので発熱量が変化する. このため電熱線の温度が変化すると, 抵抗は固有の温度係数を有するのでブリッジ回路の温度設定抵抗 R_{set} によって決まる設定温度に平衡するようにフィードバック制御される.

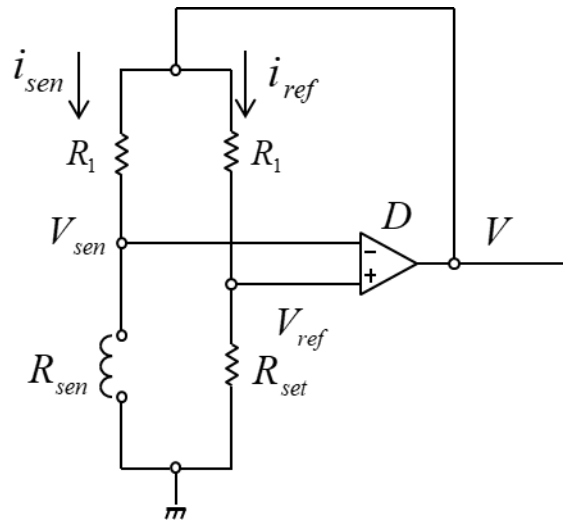


Fig. 2.4 Constant temperature control circuit

抵抗値 R_{sen} は流量センサの各ノードに分割されており, その各電熱線の抵抗値を R_{sen_n} とする. 各抵抗値は $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ における電熱線抵抗 R_0 , 電熱線の温度係数 β , 電熱線の温度 T_{c_n} から式(2.19)により求まる.

$$R_{sen_n} = R_0 \{1 + \beta \cdot T_{c_n}\} \quad (2.19)$$

Fig. 2.4 におけるオペアンプの出力電圧 V を式(2.20)に示す. ブリッジ回路の各中点の電圧を, 温度設定側が V_{ref} , 電熱線側が V_{sen} とする. また, 温度制御回路の時間応答特性を表現するために, オペアンプのオープンループゲインを式(2.21)の伝達関数 $D(s)$ で表す. 直流ゲインを G , 時定数を τ とした一次遅れ系で示す. 上流と下流の電熱線の抵抗 R_{sen} はおのおの電氣的に4分割された R_{sen_n} の直列接続であり, V_{sen} は R_{set} に電流 i_{sen} を掛けた電圧となる.

$$\begin{aligned} V &= D(s) \cdot (V_{ref} - V_{sen}) \\ &= D(s) \cdot \left\{ R_{set} \cdot i_{ref} - \sum_{n=1}^4 R_{sen_n} \cdot i_{sen} \right\} \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$D(s) = \frac{G}{\tau \cdot s + 1} \quad (2.21)$$

式(2.22)に各ノードにおける電熱線の発熱による熱流量 $q_{h,n}$ を示す。電流に対して発熱量が二乗の関係となることから非線形となる。

$$\begin{aligned} q_{h,n} &= i_{sen}^2 \cdot R_{sen,n} \\ &= \frac{V^2 \cdot R_{sen,n}}{(R_1 + R_{sen})^2} \end{aligned} \quad (2.22)$$

以上から Fig. 2.5 に定温度制御方式流量計のブロック図を示す。定温度制御回路は上流側と下流側の電熱線を制御する 2 つのフィードバックループで構成されている。設定温度に相当する基準抵抗値 R_{set} と、式(2.19)より各分割部の温度で決まる巻線抵抗 $R_{sen,n}$ により、式(2.20)に従いそれぞれの出力電圧 V_u と V_d が変化する。その結果、式(2.22)で求まる電熱線の発熱により熱流量 $q_{h,n}$ が各分割部で発生し流量センサの熱回路網モデルの入力となる。外気温度 T_{env} と導入されるガスの温度 $T_{g,0}$ は外乱として熱量の収支に影響するのでここでは便宜的に入力量として扱う。熱回路網の出力は電熱線に接するステンレス毛細管の温度 $T_{c,n}$ であり、その分布に従い巻線抵抗 $R_{sen,n}$ が変化する。4 分割された巻線抵抗の合計が基準抵抗値 R_{set} と一致するように制御される。

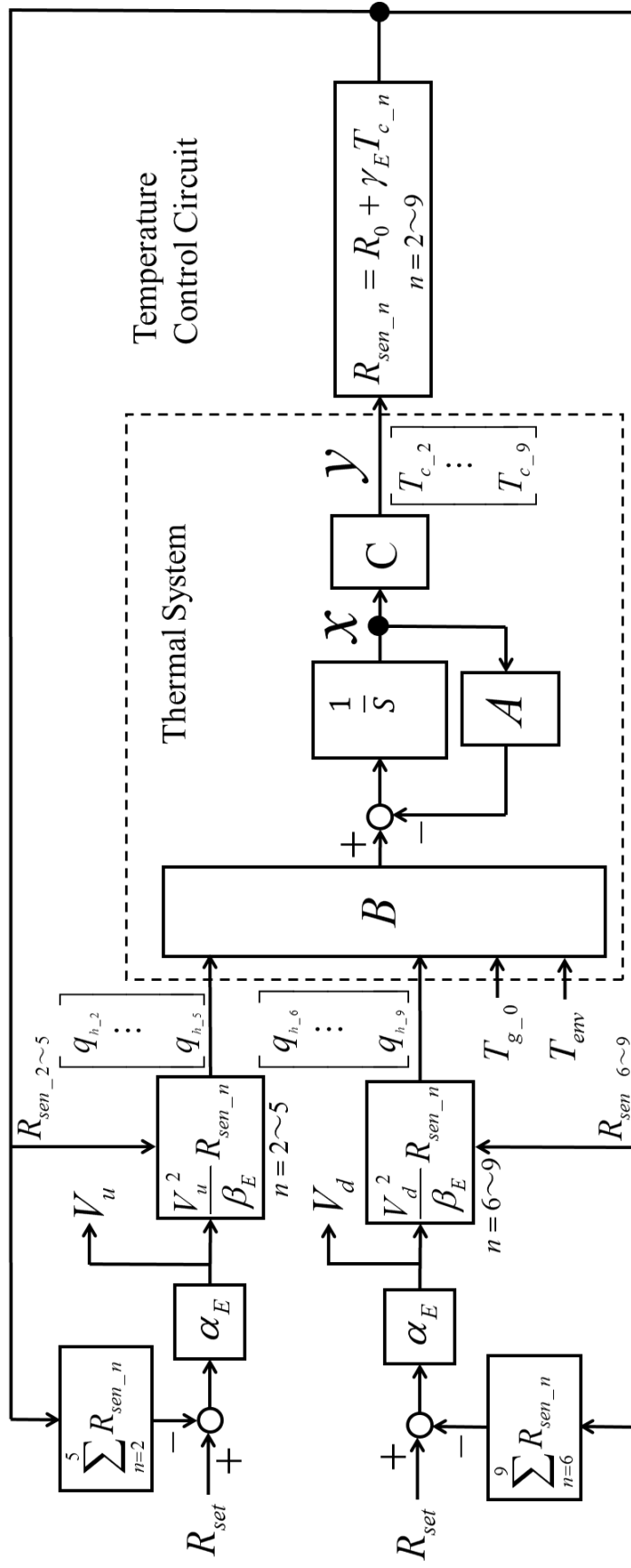


Fig. 2.5 Block diagram of constant temperature control circuit

2.4 モデルの検証

2.4.1 ステンレス毛細管の温度分布検証

実際のステンレス毛細管の温度分布とモデルにおけるシミュレーション結果の比較を Fig. 2.6 に示す。熱式流量センサにはガスを流さない状態で比較した。横軸をステンレス毛細管の長さ方向、縦軸を温度とし、実際の結果を実線、シミュレーション結果を点線で示した。ステンレス毛細管の温度分布は実際の結果とシミュレーション結果は良く一致している。尚、単位はステンレス毛細管の最高温度を1とし正規化している。

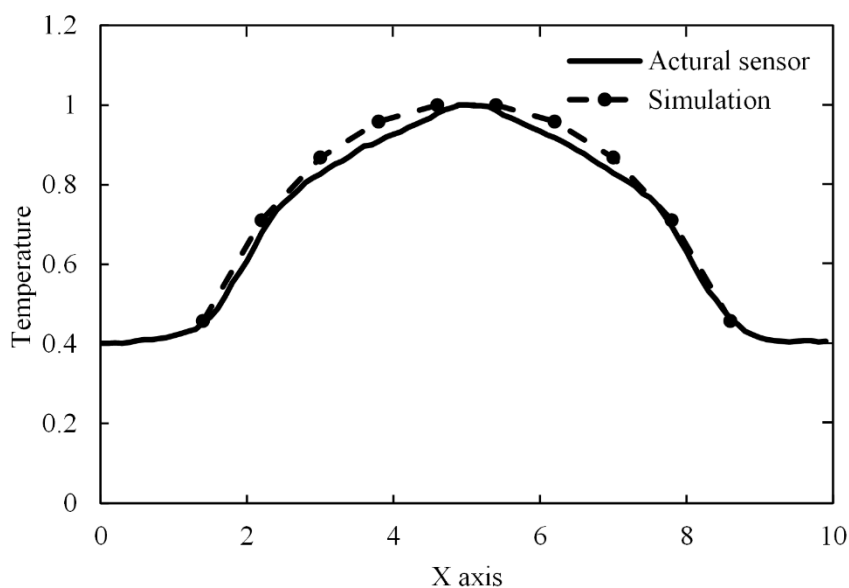


Fig. 2.6 Simulation result of temperature distribution at heating element

2.4.2 熱式流量センサの時間応答性検証

流量計にガスを流した時の流量計出力のステップ応答特性評価をおこなった。式(2.1)に示すように流量は、温度制御回路の上流側オペアンプ出力 V_u と下流側オペアンプ出力 V_d の差の二乗に比例するため、 $(V_u - V_d)^2$ を流量計出力とした。窒素(N_2)において流量をゼロから流した時の実験とシミュレーションの結果を Fig. 2.7 に示す。横軸に時間、縦軸に流量計出力 $(V_u - V_d)^2$ を示し、単位は流量の最大値で正規化している。

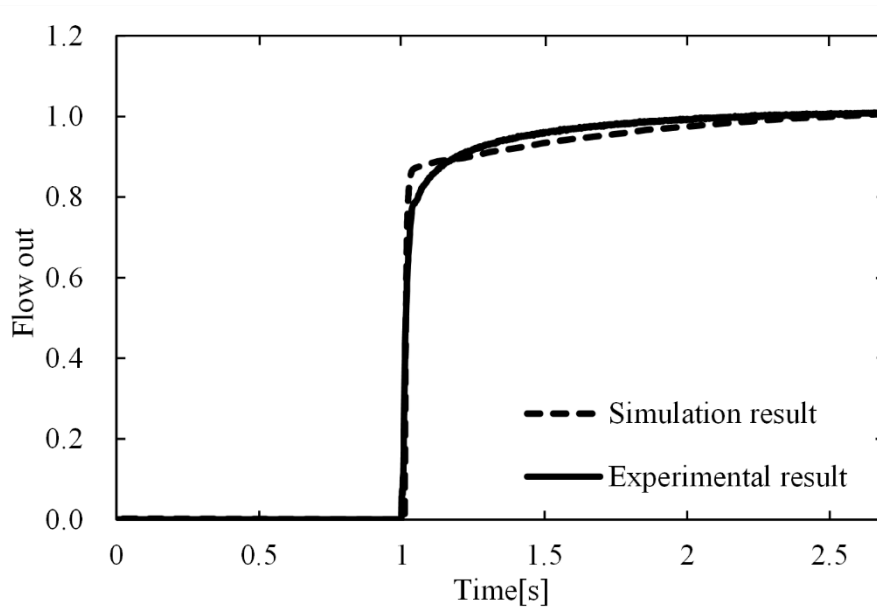


Fig. 2.7 Experimental and Simulation results of flow response

流量計においては，定常に達するまでの流量波形の差を積分して流れたガスの体積の差として評価することが時間応答波形の検証として実用的である．そこで，Fig. 2.7 の時間 1 から 2.5 の間の流量計出力のシミュレーション結果 E_{Sim} と実験結果 E_{Exp} の差を式(2.23)により評価した．その結果， E_{Err} は 2.4%となり大きな差がないことが確認できた．

$$E_{Err}(\%) = \frac{\int_{t=1}^{2.5} |E_{Exp}(t) - E_{Sim}(t)| dt}{\int_{t=1}^{2.5} E_{Exp}(t) dt} \times 100 \quad (2.23)$$

これまで従来提案では物性値に基づいた集中定数モデルと温度制御回路からなる流量センサの複合物理領域における時間応答をシミュレーションで検証することは無かった．ガスを流したときの時間応答は類似した結果となったが，波形はシミュレーションの方が急峻な立ち上りとなった．ノード分割数を多くすると実験結果に近くなる傾向があるが，モデル作成に時間がかかるので必要な精度とのトレードオフとなる．分割数の最適化については今後のモデリングの課題と考える．

2.4.3 熱式流量センサの入出力特性検証

流量はアンプ出力電圧の差の二乗に比例するので $(V_u - V_d)^2$ を流量計出力として， N_2 と六フッ化硫黄(SF_6) の 2 種類のガス種において入出力特性を評価した．

半導体製造で用いられる各種プロセスガスの中で、 N_2 および N_2 と比較して分子量・密度・比熱が大きく異なる SF_6 の両者で特性を評価することでプロセスガスへの有用性が確認できる。実験結果を Fig. 2.8 に、シミュレーション結果を Fig. 2.9 に示す。

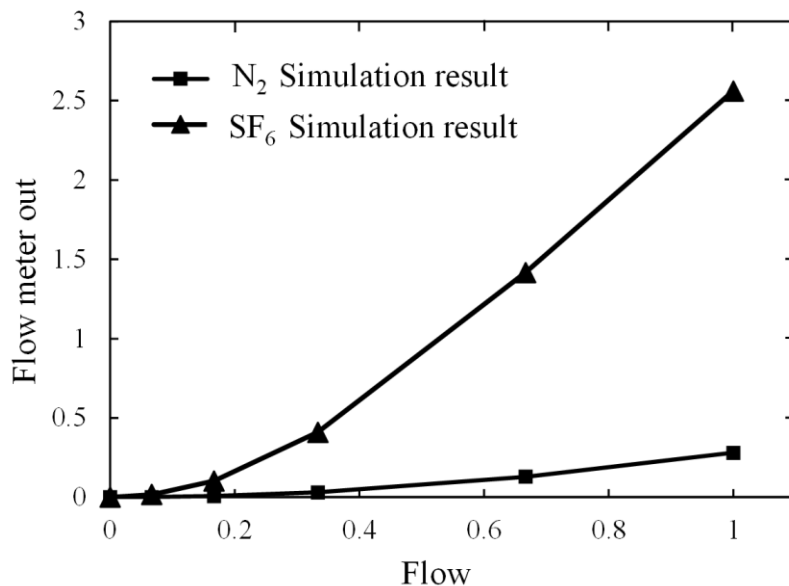


Fig. 2.8 Experimental results of N_2 and SF_6

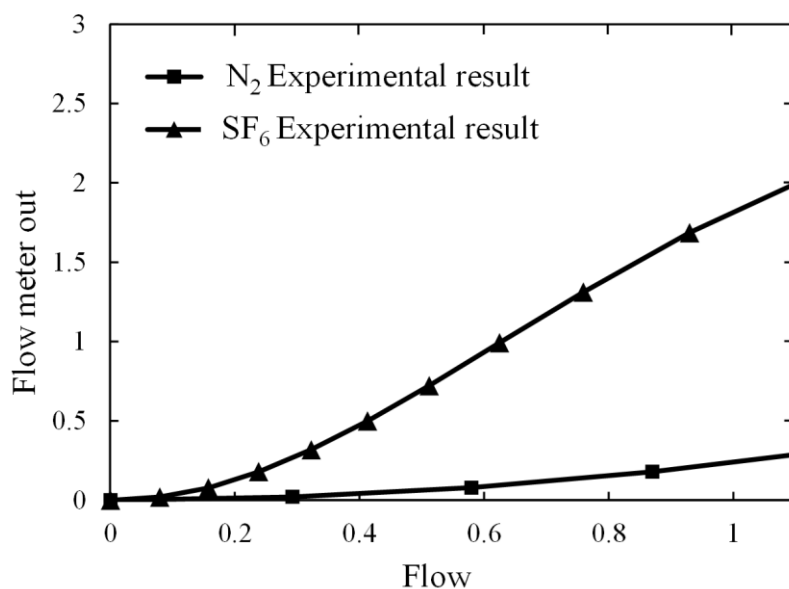


Fig. 2.9 Simulation results of N_2 and SF_6

横軸は流量計に導入するガスの流量，縦軸は流量計出力 $(V_u - V_d)^2$ であり，単位は任意単位である。入出力特性の実験結果とシミュレーションを比較するた

めに、グラフの流量 1 における流量計出力値で感度を評価した。N₂において実験結果とシミュレーションを比較すると入出力特性は類似した特性となった。流量が 1 の時の流量計出力はシミュレーション値が実験値よりも約 12%大きい値となったが、流量センサの製造上の個体差が約±20%程度あるので実用上許容範囲と言える。SF₆においては、流量 1 における流量計出力のシミュレーション値が実験値より約 42%大きい値となった。SF₆は温室効果ガスであり、多量のガスを使用してセンサの個体差を測定することが難しいためにシミュレーション値の定量的検証は今後の課題である。しかし、実験によれば N₂と SF₆の感度を比較すると SF₆の感度が大きい、シミュレーションにおいてもその傾向は一致した。SF₆は熱抵抗が小さく同じ流量において奪われる熱量が N₂より大きいため、SF₆の感度が大きい値になることがシミュレーションにおいても確認できた。

2.5 おわりに

本稿では定温度制御方式熱式流量センサについて理論式からモデル化をおこなった。伝導・対流などの熱伝達形態が混在し、かつ温度制御回路も含まれるシステムにおいて、熱回路網の熱流量収支を記述した状態方程式と、温度制御回路における温度－発熱量の関係式を組み合わせることで複合物理領域を統一したモデルを作成した。

N₂において流量センサの巻線の温度分布と入出力特性を熱式流量センサモデルのシミュレーションと実測値で比較した結果、良く一致していることを確認した。また、時間応答特性を考慮した温度制御回路のモデルと熱回路網モデルを統合することにより、流量計のステップ応答特性において、実応答波形に近いシミュレーション結果を得ることができた。ここで、熱回路網は流量方向に 10 分割したモデルとした。その程度の分割数でも、有限要素法などの CAE ツールによらずに短時間に実用的なデータと知見が得られた。

本稿においては物性値から流量センサとしてのダイナミクスまで検証可能でかつ簡易なモデルの構築を目指した。これまで提案された手法ではダイナミクスの検証ができない、もしくは物性値から直接パラメータを求めるのが困難などの問題点があったが本提案では目標を満たすことができた。ただし、時間応答波形において精度と分割数の関係については改善の余地があり今後の検討課題である。また SF₆における入出力特性のシミュレーションについても定量的検証は今後の課題と考える。

以上の結果から、実験データを用いずにガスの特性値をモデルに入力することで流量の入出力特性などをシミュレーション上で検証できるようになった。このことは特に計測困難な腐食性の強いガスにおいて有用である。また、今後の流量計開発において流量計出力特性とダイナミクス特性の相互関係について理解が進み、設計の上流段階でシミュレーション上での設計検討できる。

3 流量制御機器の制御系設計手法

3.1 はじめに

半導体製造プロセスでは熱式流量センサを用いた熱式MFCと圧力式流量センサを用いた圧力式MFCが広く用いられており、本章ではこれらのMFCの特徴[29]と、それぞれの制御系の課題について述べる。

3.1.1 熱式MFCの構成と特徴について

Fig. 3.1 熱式流量センサの構造を示す。ガスが流れるステンレス毛細管の流路上に大きな抵抗温度係数を有する電熱線を上流側と下流側に2箇所巻きつけた構造となっている。流量の計測原理は電熱線に電流を流し自己発熱させ、ガスの流れによる電熱線の温度分布変化から流量を計測する。また、熱式流量センサに流れる流量を分流するバイパス (Bypass) により大流量まで計測可能となっている。

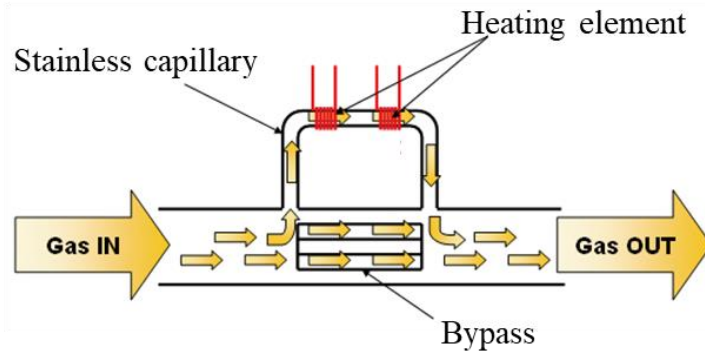


Fig. 3.1 Principle and structure of the thermal flow sensor

Fig. 3.2に熱式MFCの構成図を示す。マイクロプロセッサ(MPU)にはPIDコントローラが実装されており、熱式流量センサ(Thermal flow sensor)の信号と流量設定信号(Flow set)から操作量を演算する。そしてバルブに電圧を印加することでピエゾバルブ(Piezo valve)の開度を制御する。熱式流量センサはピエゾバルブの前段に配置されており、熱式流量センサは真空条件下において感度が低下するため、圧力の高い条件となるバルブの前段に配置されている。これにより熱

式MFCの二次側圧力が真空条件においても動作する構成となっている。

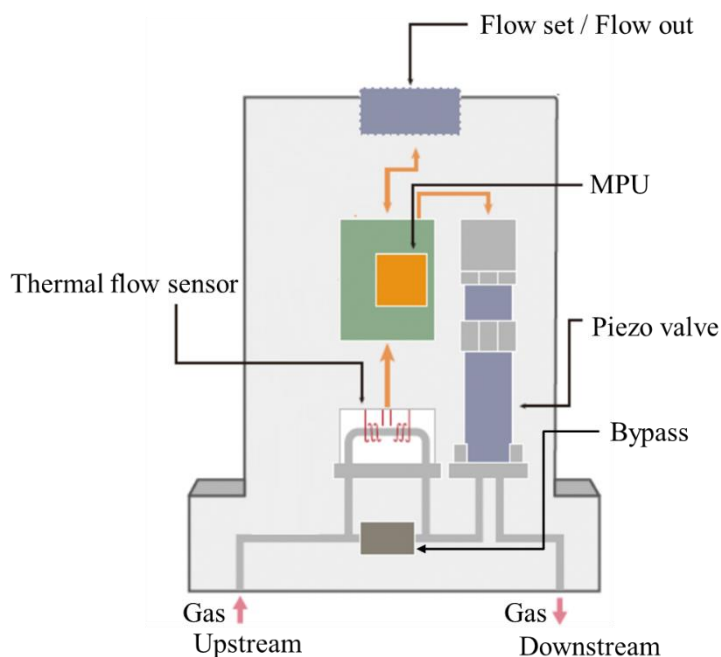


Fig. 3.2 Thermal based MFC internal structure

3.1.2 熱式 MFC の課題と提案

熱式流量センサは応答の遅れと共に、計測する流量と反応炉に供給する実流量は構造上、時間的な遅れが生じるため、これらの2つの要因が制御系設計を困難にしている。2章で述べた流量センサの遅れに加え、熱式流量センサはバルブの上流に配置されていることから、構造上、流路の容積などの影響により熱式流量センサに流れる流量とバルブから流れる流量は過渡応答時には一致しない。よって、制御系の課題として流量を一定に制御している条件においては計測値と実流量は一致するが、外乱が発生した場合においては実流量を補償することが困難となっている。そのため本稿ではセンサと外乱をモデル化することにより、実流量を補償する制御系を提案する。

3.1.3 圧力式 MFC の構成と特徴について

圧力式MFCの計測原理は層流抵抗圧損体(Flow restrictor)により流路を絞り、その前後での圧力の差から流量を求める (Fig. 3.3) .

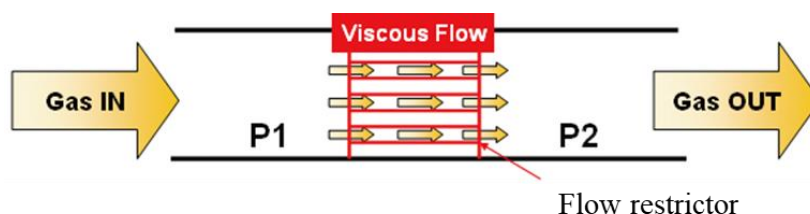


Fig. 3.3 Principle and structure of the pressure flow sensor

本稿では抵抗圧損体に流れる流体は粘性流(Viscous flow)の条件とし、ハーゲンポアズイユの法則に従う。すなわち式(3.1)に示す関数となり、上流側圧力 P_1 と下流側圧力 P_2 の二乗の差と流体の温度 T により質量流量 Q を求めることができる。

$$Q = \frac{\pi r^4}{16\mu RL} \left(\frac{P_1^2 - P_2^2}{T} \right) \quad (3.1)$$

ここで、 r は層流抵抗圧損体の流路半径、 L は層流抵抗圧損体の流路長さ、 μ は粘性、 R は気体定数となる。 μ および R はガス種によって変わる。

ここで熱式流量センサにおいては、ガスの熱伝導を電力に変換するため、センサの構造に依存する計測原理となり物理式では厳密に表すことが難しいが、一方、圧力式 MFC の流量計測は物理式に従い計算が可能となる。さらに最大の特徴として、非線形性を有した差圧-流量特性であるため、低流量になるにつれて流量変化に対する圧力変化の分解能が高くなり、すなわち低流量域では高い流量感度特性を得られ流量計測のワイドレンジ化が可能となる。また、差圧を計測する圧力センサは熱式流量センサより応答性にも優れており、流量の高速応答において有利となる。

圧力式MFCの構成図をFig. 3.4に示す。層流抵抗圧損体の前段と後段の圧力を圧力センサ(Pressure sensor)により計測する。そして流量の温度補償を行うために温度計(Temperature sensor)を流路の近傍に配置している。それらの信号からMPUにより流量演算およびPID演算を行う構成となっている。また、圧力式MFCはピエゾバルブが流量計測部よりも前段にあるためMFCの供給圧力変動に対して高い安定性を有している。

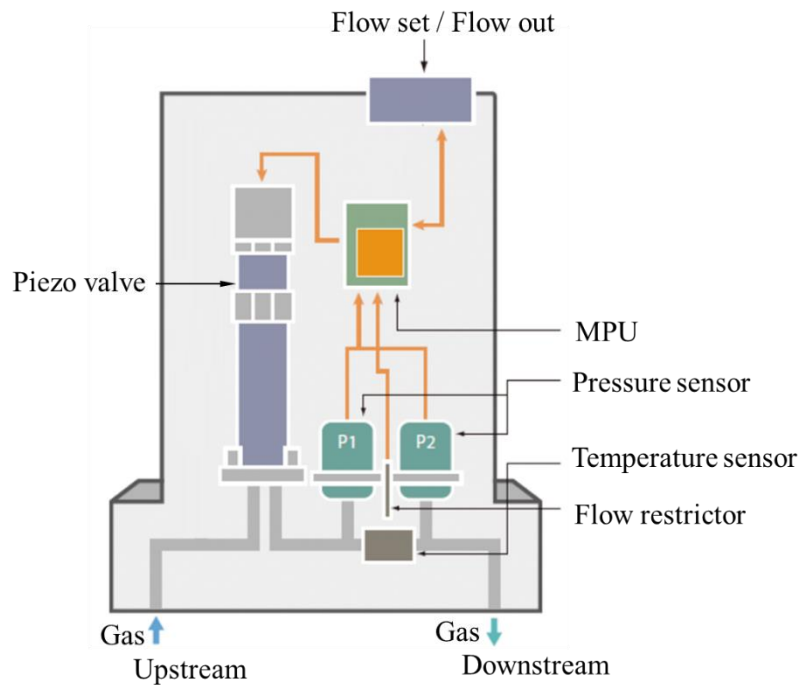


Fig. 3.4 Pressure based MFC internal structure

3.1.4 圧力式 MFC の課題と提案

圧力センサの応答の遅れは実質的に無視できるが、差圧を発生させる層流抵抗体と流路内の容積による流量応答の遅れが制御設計上の課題となる。計測流量と反応炉に供給する実流量は一致するが、制御対象となる差圧特性には式(3.1)の非線形性を含むことと、広い流量設定範囲で一様な高速応答性能を求められており、各流量設定の制御系パラメータの調整コストが増大している。そのため制御対象の非線形性を考慮した圧力式 MFC のモデル化を行い、シミュレーション上で制御パラメータの探索を行い、効率的な最適化手法について提案する。

3.2 熱式 MFC の制御系設計

プロセス中に生じる外乱により流量が変動すると半導体デバイスの欠陥や歩留まりに影響を与えるため、外乱に対してロバストな流量制御が求められている。Fig. 3.5 に MFC のアプリケーションについて示しており、MFC で流量を制御するためにガスを供給している。そしてその後段に反応炉(Process chamber)がありプロセスガスをウェハ(Wafer)に供給している。

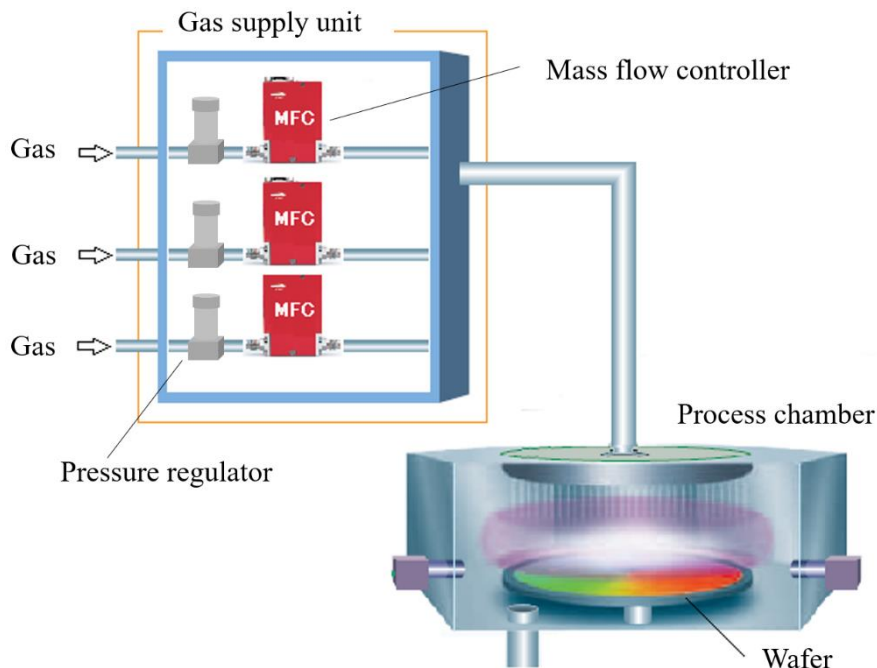


Fig. 3.5 MFC application in semiconductor industry

MFC の外乱要因のなかで特に供給するガスの圧力変動の影響が大きいため、半導体製造装置には MFC に供給する圧力を一定にする圧力レギュレータ (Pressure regulator) が搭載されている。しかし、近年コスト削減を目的に圧力レギュレータを取り除くため、圧力変動による影響を受けにくい MFC が開発されている。圧力変動に対して流量のふらつきを抑制する方法として MFC のガス供給側に圧力センサを配置し圧力の微分値から流量変動を計算し補償する方法がある[30,31]。しかし、圧力の微分値を用い流量換算するため、圧力センサのノイズを増加させ、流量の安定性を悪化させることがある。また、圧力センサを使用するため MFC のコストが増加する。このため MFC の供給圧力変動に対して圧力センサを用いずに流量を安定化する手法を検討する。

本章で扱う熱式 MFC にはバルブと熱式流量センサが組み込まれており制御対象は既知の特性である。このため近似逆システムを使うことで外乱を推定・除去

できる内部モデル制御(IMC)[32,33]を制御系に適用する。圧力変動はバルブと流量センサに影響を与えるため、2つの要素に分けて外乱のモデリングを行なう。その結果、IMCフィルタの時定数を物理的なパラメータから求めることで、圧力変動の影響を相殺できることを示す。

本稿では熱式MFCに対する圧力変動影響のモデリングを行い、パラメータの最適化を行なうことで圧力変動に伴う流量変動を抑制する手法について提案する。

3.2.1 熱式MFCのモデルと制御系設計について

ここでは熱式MFCの構成をFig. 3.6に示し、その制御対象のモデルと制御系設計について述べる。

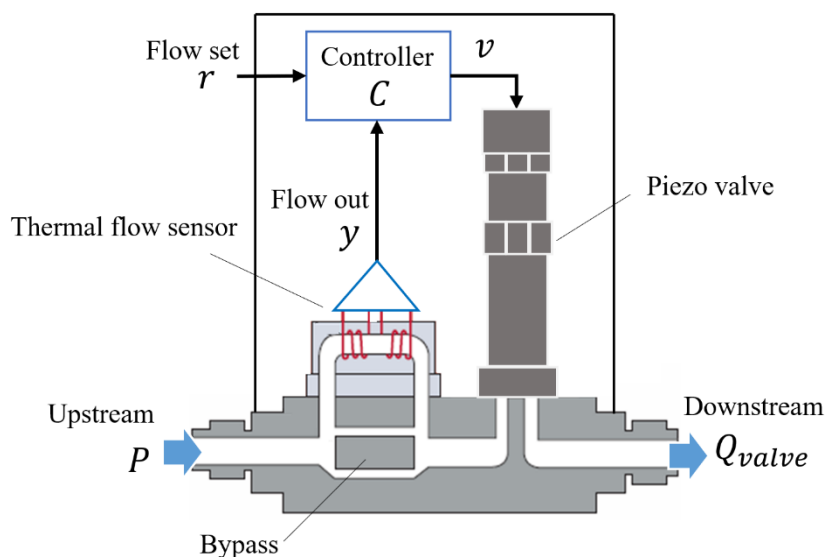


Fig. 3.6 Thermal based MFC internal structure

熱式MFCの制御器(Controller)にとって、制御対象は熱式流量センサとピエゾバルブの2つの要素となる。熱式MFCの上流側の圧力 P は加圧された状態となっており、熱式流量センサの下流側に配置されているピエゾバルブを操作することで熱式MFCの下流側の流量 Q_{valve} を制御する。流量 Q_{valve} は熱式流量センサにより計測し、出力値 y と流量設定値 r との偏差から制御器によって操作量である電圧 v を演算する。この電圧をバルブに印加して開度を調整する。

3.2.1.1 流量制御バルブのモデル

流量制御バルブはピエゾスタックを用いており、印加する電圧によって生じるピエゾ素子の変位をバルブの駆動に利用する。バルブの印可電圧 v を操作するとバルブの流路のコンダクタンス値 $C_{valve}(v)$ が変化する。この $C_{valve}(v)$ は静的な非線形関数で表す。バルブの特性は圧縮性流体の亜音速流れとみなされ、式(3.2)にてよく近似できる。ここで流量 Q_{valve} はバルブを流れる流量、 ρ は粘性係数を含むバルブの特性を示す固有係数、 P はバルブに供給される圧力、 T_{valve} はバルブの応答時定数を示す。

$$T_{valve} \frac{d}{dt} Q_{valve} + Q_{valve} = \rho \sqrt{P} C_{valve}(v) \quad (3.2)$$

3.2.1.2 熱式流量センサのモデル

熱式流量センサは発熱抵抗体を巻いたステンレスの毛細管内を流れる流体の温度分布の変化量から質量流量を計測する。熱式流量センサの入出力特性は、流量センサの時定数を T_{sens} 、流量出力を y とすると式(3.3)で表される。

$$T_{sens} \frac{dy}{dt} + y = Q_{valve} \quad (3.3)$$

3.2.1.3 制御対象の線形化

$C_{valve}(v)$ は非線形特性ではあるが既知なため、あらかじめその逆特性で補償できることから、制御系設計の際には、 $C_{valve}(v) \equiv kv$ と線形化すると、 v から Q_{valve} までの特性は式(3.4)で記述できる。ここで、バルブ制御電圧から流量までの圧力、粘性とバルブの特性をまとめて β とする。

$$Q_{valve} = \frac{\beta}{T_{valve}s + 1} v \quad (3.4)$$

ここで β は、

$$\beta = k\rho\sqrt{P} \quad (3.5)$$

である。さらにバルブ応答速度はセンサ時定数にくらべて十分に速いので式(3.6)の線形モデルで近似できる。

$$y = G_p \beta v \quad (3.6)$$

ここで G_p は流量センサの伝達関数である。

$$G_p = \frac{1}{T_{sens}s + 1} \quad (3.7)$$

3.2.1.4 熱式 MFC の制御系設計

流量センサとバルブの系がモデル化できることで圧力外乱の影響が除去しやすい形であるため制御系設計には IMC を適用する．制御対象は式(3.6)に示した線形な既知の関数である．制御系のブロック線図を Fig. 3.7 に示す． r を流量設定値， y を流量センサの出力値とする．流量応答性能の評価は，流量センサ出力 y のステップ応答で評価される．

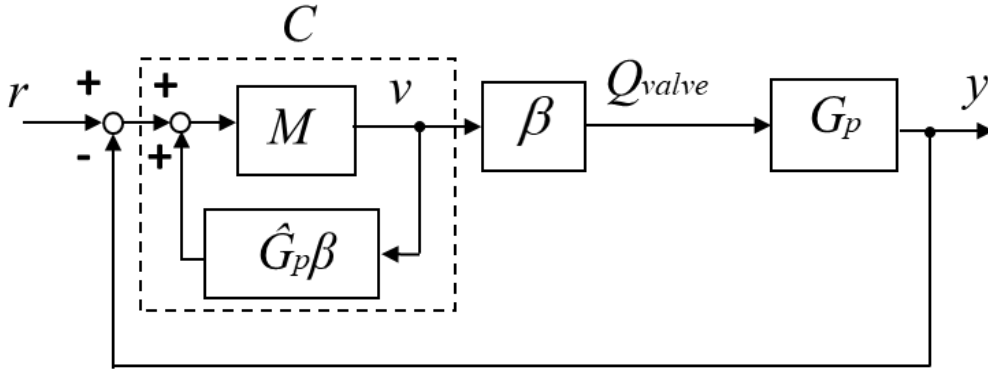


Fig. 3.7 Thermal based MFC block diagram

一般に M を安定に選ぶ限り， G_p を安定化できることが知られている． M は制御対象の逆関数 $G_p^{-1}\beta^{-1}$ に一次遅れ系の F を掛けた関数となる．具体的には式(3.8)となり，ここで T_1 は制御仕様から決まる熱式 MFC のステップ応答の時定数を与える．

$$M = FG_p^{-1}\beta^{-1} = \frac{T_{sens}s + 1}{\beta(T_1s + 1)} \quad (3.8)$$

ここで F は

$$F = \frac{1}{T_1s + 1} \quad (3.9)$$

となる．また，コントローラの伝達関数 C を式(3.10)に示することができる．

$$C = \frac{T_{sens}s + 1}{\beta T_1s} \quad (3.10)$$

ロバスト性を確保すると共に高次のノイズを低減する．入力 r から出力 y への伝達関数は式(3.11)で示され，時定数 T_1 の 1 次遅れ系となる．

$$y = \frac{1}{T_1s + 1} r \quad (3.11)$$

熱式 MFC のモデルと実機の類似性をステップ応答により検証する. Fig. 3.8 に比較した結果を示す. 流量設定値を実線, 実機の結果を破線, シミュレーションの結果を一点鎖線で示しており, 横軸を時間, 縦軸は流量で単位は正規化している. 実機とシミュレーションの結果を比較すると, シミュレーションの流量応答の方がやや速い. しかし, 流量の立ち上がり開始時間および収束時間は類似した結果となった.

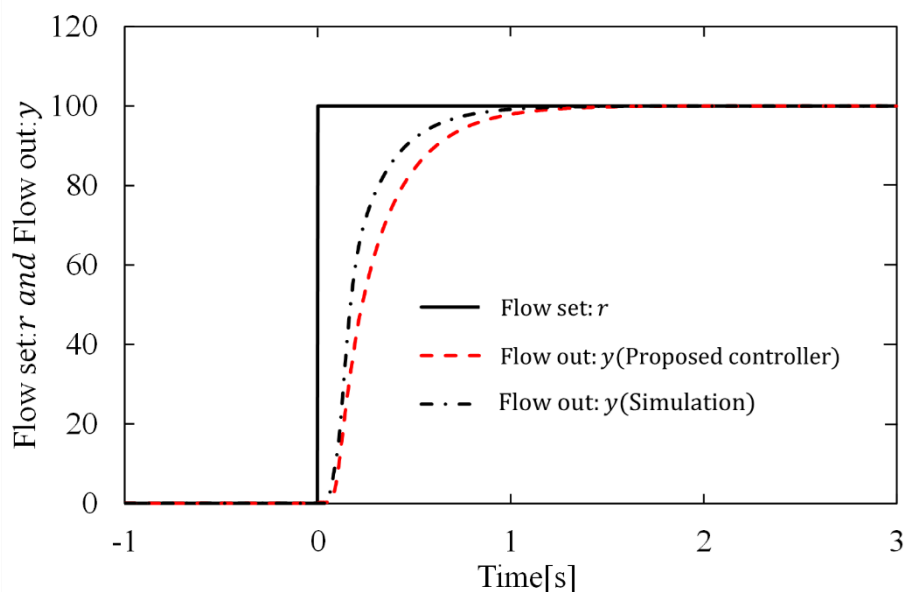


Fig. 3.8 Flow step response result

3.2.2 熱式 MFC における圧力変動外乱の影響

本章では熱式 MFC に対する外乱である圧力変動影響の抑制について述べる. 本稿では初めて外乱のモデリングを行いロバスト性の高い制御系を設計した. これにより従来法で用いた圧力センサを使用しない新しい制御方法を提案する. はじめに外乱の定義と評価方法について説明を行う. 次に外乱モデルを示した上で外乱の抑制手法について提案する.

3.2.2.1 熱式 MFC の外乱の定義と評価方法

熱式 MFC の使用条件によっては供給圧力が変動することがあり, Fig. 3.9 に示すように圧力が変動すると熱式 MFC が制御する流量も影響を受けてしまう. ここで問題となる流量はバルブから流れる Q_{valve} であり, 流量センサの出力 y とは一致しない.

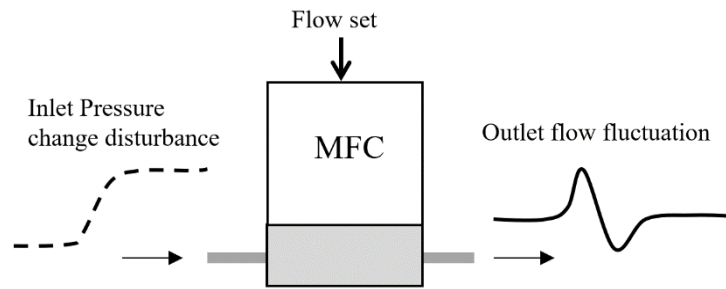


Fig. 3.9 Pressure disturbance

外乱の影響の評価方法を Fig. 3.10 に示す. 熱式 MFC が一定に流量を制御している状態で供給側の圧力を変動させ, その時の熱式 MFC のバルブから流れる Q_{valve} の流量変動の最大値で評価する. ここで流量 Q_{valve} を実線, 供給圧力 P を破線で示す.

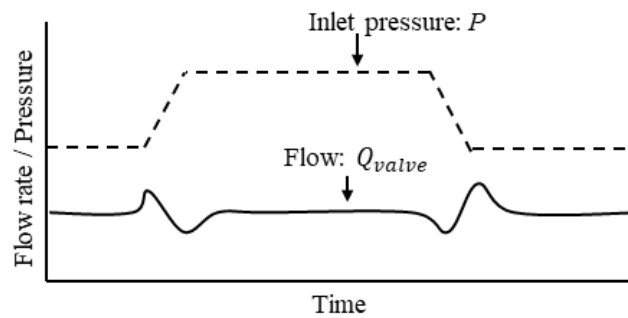


Fig. 3.10 Pressure disturbance test sequence

3.2.2.2 外乱のモデリング

Fig. 3.11 に熱式 MFC の内部構造を示す. バルブの上流に流量センサが配置されているため, 供給圧力 P が変動すると流量センサとバルブ間の容積にガスが流入する. また, バルブへの供給圧力も変化するため, バルブから流れる流量 Q_{valve} も変化する.

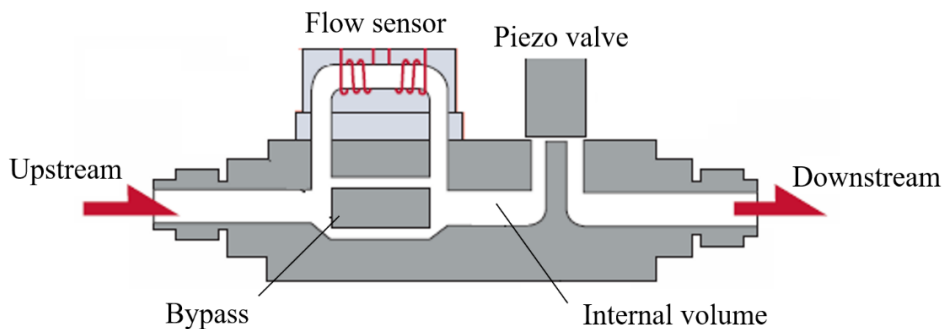


Fig. 3.11 Thermal based MFC internal structure

よって熱式 MFC の制御系において下記の 2 つの外乱が影響を及ぼす。

- a. 流量センサとバルブの間の体積に流れ込む流量
- b. バルブに供給される圧力の変化による流量変化

ここで外乱のモデリングを 2 つの要素に分けて行う。

- a. 流量センサとバルブの間の体積に流れ込む流量

熱式 MFC の流量センサとバルブ間の流路には構造上、微小な容積が生じる。簡略化した熱式 MFC の内部構成図を Fig. 3.12 に示す。流量センサに対して直列に容積が接続された構成となる。

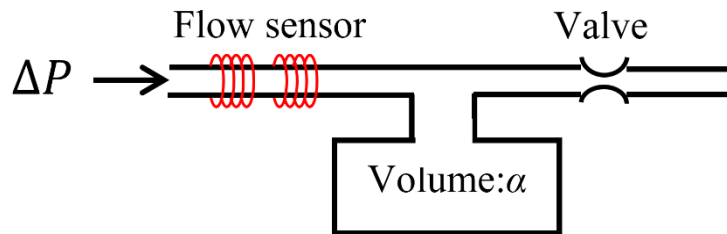


Fig. 3.12 Flow pass model

圧縮性流体において供給側の圧力変化 ΔP に対して流量センサとバルブの間の容積 α にガスが流れ込む流量 ΔQ_{volume} を式(3.12)で示す。

$$\Delta Q_{volume} = \alpha \frac{d\Delta P}{dt} \quad (3.12)$$

- b. バルブに供給される圧力の変化による流量変化

圧力変化 ΔP に伴うバルブから流れる流量 ΔQ_{valve} は式(3.13)であらわされる。

$$Q_{valve} + \Delta Q_{valve} = \rho \sqrt{P + \Delta P} C_{valve}(v) \quad (3.13)$$

流量は圧力に依存するため圧力変動によって熱式 MFC の流量出力が変化する。供給圧力が 120 kPa と 155 kPa のバルブ特性を Fig. 3.13 に示す。120 kPa の条件で流量が 100%流れているときに供給圧力が 155 kPa に変化した場合、 ΔQ_{valve} は約 10%増加することがわかる。

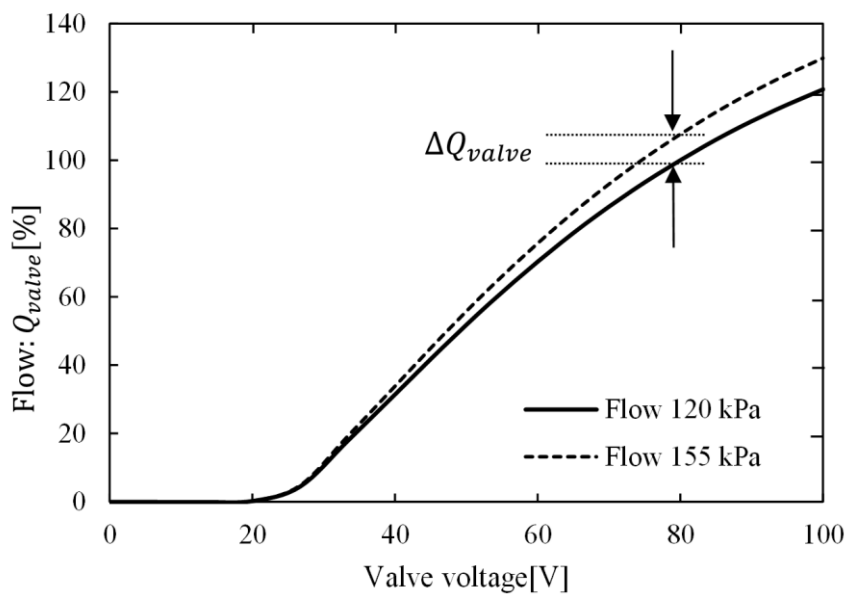


Fig. 3.13 Valve voltage-flow characteristic

式(3.14)に、一次近似で求めた誤差 ΔQ_{valve} を示す.

$$\Delta Q_{valve} = \rho \frac{\Delta P}{2\sqrt{P}} C_{valve}(v) \quad (3.14)$$

更に式(3.15)のようにまとめることが出来る.

$$\Delta Q_{valve} \approx \gamma \Delta P \quad (3.15)$$

ここで γ は次の様に定義する.

$$\gamma := \rho \frac{1}{2\sqrt{P}} C_{valve}(v) \quad (3.16)$$

本来、 γ は圧力 P とバルブの入力電圧 v に依存するが、Fig. 3.13に示す特性から2つの圧力条件で、流量を一定とした場合には γ の変動は小さい. 例えば流量を100%に一定に維持した場合で γ を計算すると120 kPaが1.25で155 kPa が1.34となり影響は小さい. そのため、以下では流量が一定の場合を考え、 γ を定数として議論する. ただし、バルブの特性は非線形であるため、流量設定を変えた場合には γ の値が変化することに注意されたい.

3.2.3 外乱抑制の提案手法について

外乱の評価はバルブから流れる流量 Q_{valve} で評価される．よって流量 Q_{valve} を出力とし2つの外乱を入力として加えたブロック線図をFig. 3.14に示す．外乱から出力に対する伝達関数から外乱抑制を検討する．一般的に制御器のゲインを上げることで改善できるが，容積 α にガスが流れ込む流量 ΔQ_{volume} はバルブから流れる流量 Q_{valve} の後に入力されるため制御器 C ゲインを高くしても外乱を抑制できないことがわかる．

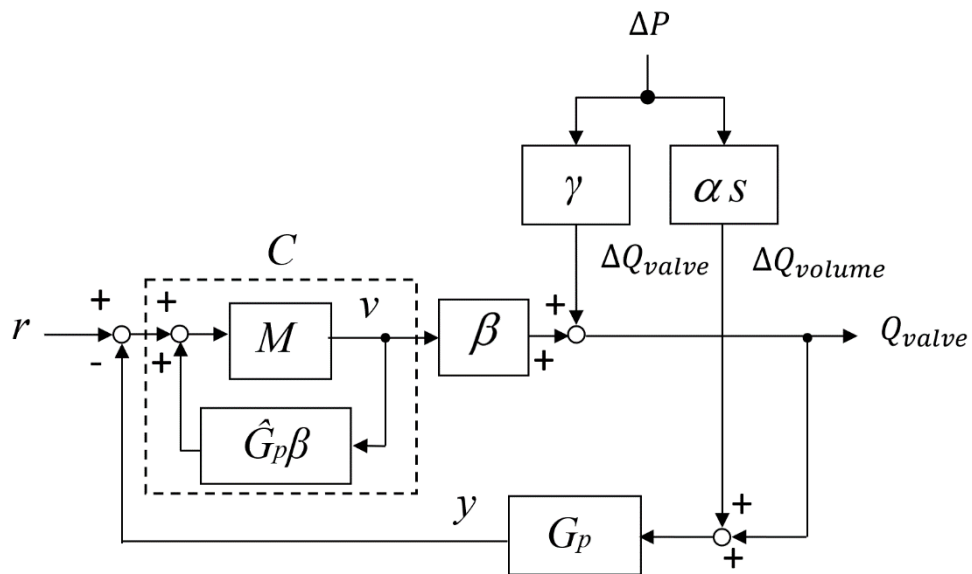


Fig. 3.14 Thermal based MFC system block diagram

1章で述べた従来法では圧力センサの微分値から流量を演算し Q_{valve} の変動を補償する手法が適用されているが，本稿では供給圧力変動に対して圧力センサを用いずに流量を補償する手法を提案する．2つの外乱要因ごとにバルブから流れる Q_{valve} を出力としたブロック線図と伝達関数を求める．

圧力変化 ΔP を入力，流量センサとバルブの間の体積に流れ込む流量で生じた変動 Q_{out_volum} を出力としたブロック線図を Fig. 3.15 に示す．

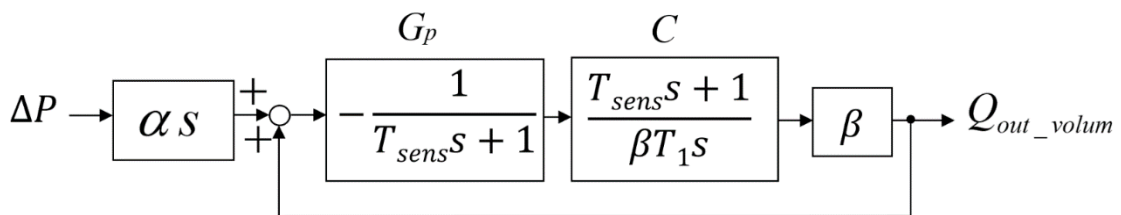


Fig. 3.15 Flow disturbance of MFC volume block diagram

伝達関数を式(3.17)に示す.

$$Q_{out_volum} = -\frac{\alpha s}{(T_1 s + 1)} \Delta P \quad (3.17)$$

圧力変化 ΔP を入力, バルブの差圧変動の影響で生じた流量変動 Q_{out_valve} を出力としたブロック線図を Fig. 3.16 に示す.

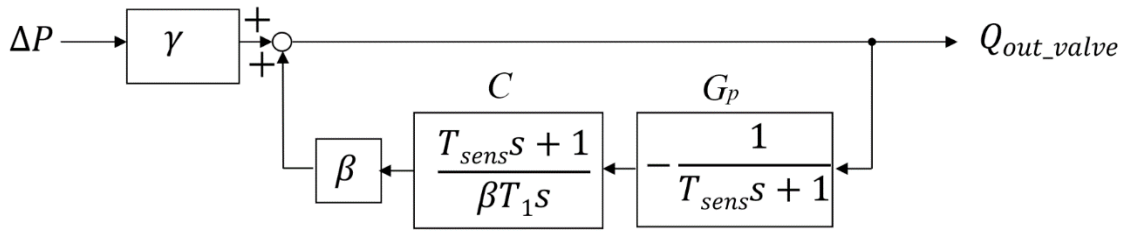


Fig. 3.16 Flow disturbance of MFC valve block diagram

伝達関数を式(3.18)に示す.

$$Q_{out_valve} = \frac{\gamma T_1 s}{T_1 s + 1} \Delta P \quad (3.18)$$

2つの外乱で生じた流量の変動は, 式(3.17)と式(3.18)の加算で表されるので, 伝達関数は式(3.19)で示される.

$$\begin{aligned} Q_{valve} &= Q_{out_volum} + Q_{out_valve} \\ &= \frac{\gamma T_1 s - \alpha s}{T_1 s + 1} \Delta P \end{aligned} \quad (3.19)$$

式(3.19)から, 熱式 MFC の内部容積 α とバルブの差圧変動影響に関する γT_1 が一致するように IMC の設定パラメータ T_1 を設定することで供給側の圧力影響を相殺できる. これにより圧力センサの信号を用いなくて供給圧力変動影響の抑制が可能となる. よって式(3.20)が成り立つ場合, 流量 Q_{valve} の外乱変動は0となる.

$$\begin{aligned} \gamma T_1 &= \alpha \\ Q_{valve} &= \frac{\gamma T_1 s - \alpha s}{T_1 s + 1} \Delta P = 0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

通常，熱式 MFC では高速なステップ応答性能を求められる．そのため， T_1 は小さい値を選択する．しかしながら， T_1 の値を設定信号に対する過渡応答重視から外乱特性重視に変化させることで外乱に対する抑制に対する性能を向上させることが可能となる．

3.2.4 提案手法と実験結果

本章では提案法について検証を行う．条件として $\gamma T_1 = 0.5\alpha$ となる過渡応答重視の T_1 と， $\gamma T_1 = \alpha$ が成り立つ外乱抑制重視の場合の T_1 による試験を行う．Fig. 3.17 に示す構成で試験を実施した．流量設定は 100%と 20%の 2 条件で実施し，ガスは N_2 を用いた．圧力変動影響については流量制御が安定してから供給側の圧力を圧力コントローラで変動させ熱式 MFC の二次側の流量変動を流量メータにて計測を行った．

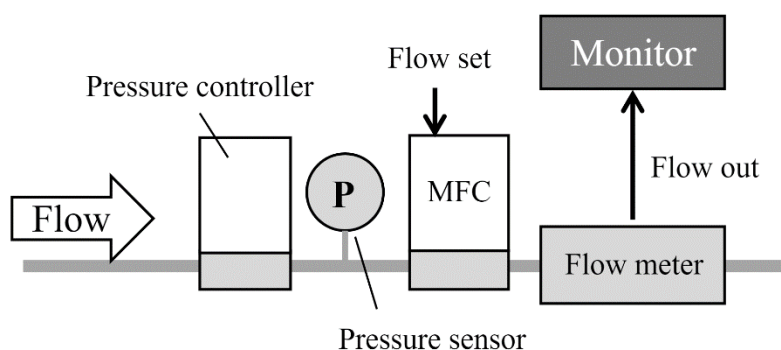


Fig. 3.17 Test condition

圧力変動のシーケンスを Fig. 3.18 に示す．一秒間に供給側の圧力を 35kPa 変化させ二次側の流量のふらつきの振れ幅を計測し評価した．

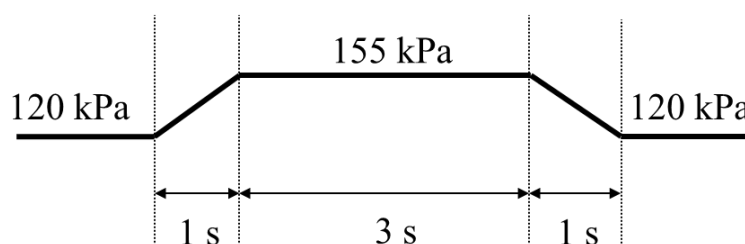
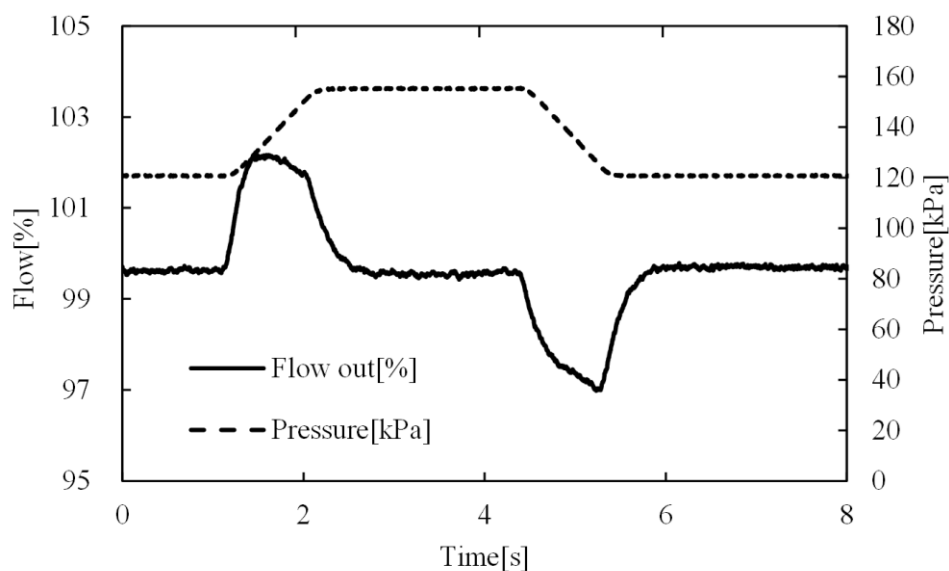


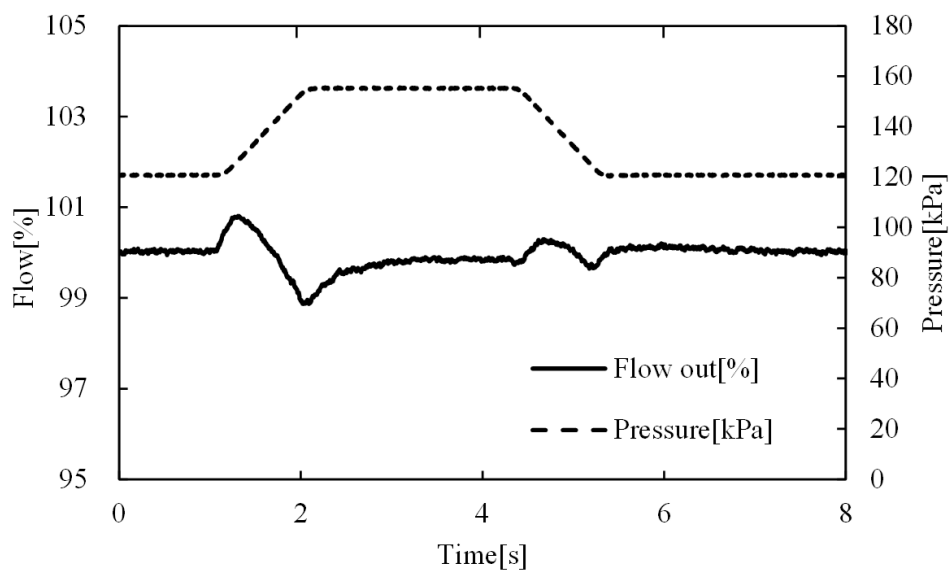
Fig. 3.18 Pressure disturbance sequence

Fig. 3.19 の a)と b)に流量設定を 100%とした場合の結果を示す．グラフの左の縦軸は流量，右の縦軸は圧力を示し，横軸は時間を示す．Fig. 3.19 a)は従来法の結果であり，ステップ応答の T_1 の条件では圧力変動に対して約 4%のふらつ

き幅となっている。Fig. 3.19 b)に提案法の結果を示す。 $\gamma T_1 = \alpha$ の条件では約2%のふらつき幅となり、外乱影響が1/2程度と大幅に改善された。ここで流量(Flow out)を実線、供給圧力を破線で示す。



a) Conventional method $\gamma T_1 = 0.5\alpha$

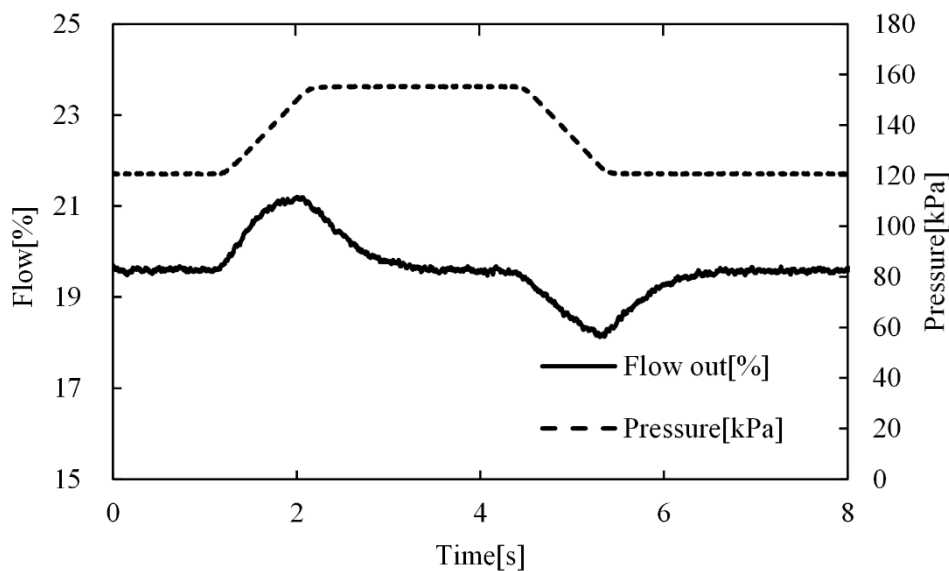


b) Proposal method $\gamma \cdot T_1 = \alpha$

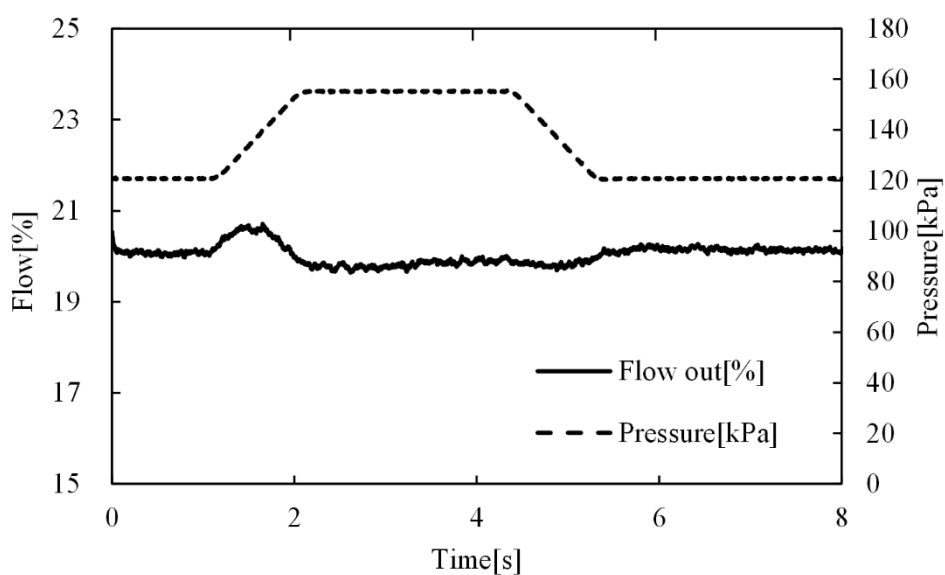
Fig. 3.19 Experimental result at Flow set 100%

目標の流量設定値を下げた場合にも効果があるか確認を行うために流量設定を20%で試験を行った。Fig. 3.20 a)は従来法、Fig. 3.20 b)は提案法の結果を示す。

低流量においても提案法の結果の方が外乱についての流量のふらつきが抑えられていることがわかる。



a) Conventional method $\gamma T_I = 0.5\alpha$



b) Proposal method $\gamma \cdot T_I = \alpha$

Fig. 3.20 Experimental result at Flow set 20%

3.2.5 おわりに

本稿では、熱式 MFC の圧力外乱影響の抑制について新しい提案を行った。まず熱式 MFC のバルブの非線形性を逆特性で線形化してモデリングした。制

御系設計には IMC を適用し、ステップ応答で概ねシミュレーションと実応答が一致することを確認した。さらに圧力の外乱影響のモデリングを行い、IMC の設定パラメータを適切に設定することで、圧力外乱影響を抑制できることを示した。圧力変動影響を相殺するように設定した場合とそうでない場合を実験で比較して、提案手法の有効性を確認した。これにより、従来手法のように補正用の圧力センサを用いなくても外乱抑制が可能であり、コストの観点から圧力センサを除去した枠組みの中でも性能向上が可能なことを示した。以上の結果から、圧力外乱抑制とコスト面を両立させた画期的な熱式 MFC を実現できた。ただし、確認実験において提案手法でもまだ圧力影響が残っている。これは外乱モデルを出来る限り単純にしたことに起因していると考えられるが、モデルの複雑さと外乱抑制のトレードオフについては今後の課題と考える。今後熱式 MFC にはさらに周辺も考慮した設計が求められると考えられるが、その上で本稿のモデル化と制御パラメータの最適化は重要な要素と考える。

3.3 圧力式流量制御系設計

半導体製造プロセスでは微細化・高集積化が進み ALD や ALE などのプロセスが重要となっている。それらのプロセスにおいてガスの高速な切り替えが行われており、MFC が用いられ、流量のステップ応答性が重要となっている。ステップ応答は MFC の流量制御範囲の低設定値から高設定値まで均一な収束時間およびオーバーシュートの要求を満たすことが求められており、さらに流量のリングングなどの振動も抑える必要性があり、流量制御の安定性も求められている。半導体製造装置の SEMI 規格では MFC の過渡特性テストガイドラインがあり、近年の要求仕様を含めた概要図を Fig. 3.21 に示す。横軸が時間、縦軸が流量とし、破線を流量設定 q_{SET} 、実線を流量出力 q_{OUT} 、一点鎖線を収束範囲で示す。要求として流量出力 q_{OUT} のステップ応答が、各流量設定 q_{SET} の $\pm 2\%$ に収束する時間が重要となる。さらにオーバーシュートもその範囲内を超えてはならない拘束条件がある。課題として MFC の流量センサやバルブは非線形性を含んでおり、最大流量設定値で最適化した制御パラメータを低設定値に適用しても要求仕様を満たさない。よって、各流量設定での制御パラメータを調整する時間を要する課題がある。

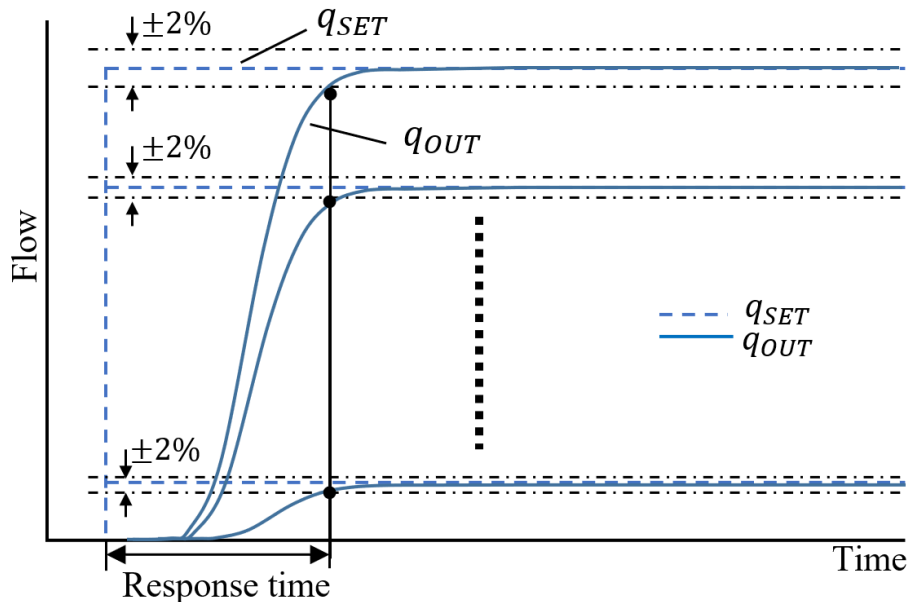


Fig. 3.21 MFC flow step response requirement

本稿では参考文献[34]で提案されているベイズ最適化を用い、各流量設定値の制御パラメータを効率的に探索し調整コストを削減する提案を行う。

3.3.1 圧力式 MFC の制御系と課題について

3.3.1.1 圧力式 MFC の構成および制御系

本稿では圧力式 MFC を対象とし、その構成を Fig. 3.22 に示す。圧力式 MFC の上流側からガスを供給し、ピエゾバルブ(Piezo valve)により下流側に流れる流量を制御する。その後段の層流抵抗圧損体(Flow restrictor)によりガスが流れた際に差圧を発生させ、その差圧を圧力センサ(Pressure sensor)により計測し流量を求める原理となっている。層流抵抗圧損体の上流側の圧力センサを P1、層流抵抗圧損体の下流側の圧力センサを P2 とする。

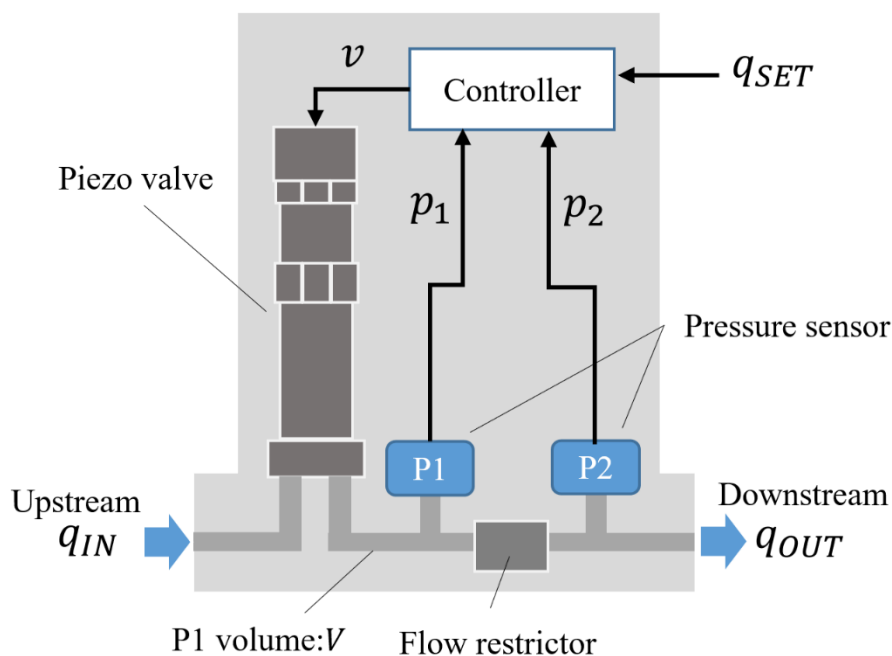


Fig. 3.22 Pressure based MFC internal structure

3.3.1.2 圧力式 MFC のモデル化

本稿の圧力式 MFC の流量計測原理はハーゲンポアズイユの法則に従い、式 (3.21) に示す P1 の圧力 p_1 と P2 の圧力 p_2 の二乗の差により流量 q_{OUT} を求める。

$$q_{OUT} = k(p_1^2(t) - p_2^2(t)) \quad (3.21)$$

ここで、半導体製造プロセスは真空条件となることが多く、本稿では圧力式 MFC の二次側を真空とし $p_2 = 0$ とした。よって差圧と流量出力 q_{OUT} の関数は

$$q_{OUT}(t) = k(p_1^2(t)) \quad (3.22)$$

と示すことができる。

次に流量を制御するピエゾバルブの代表的な特性を Fig. 3.23 に示す。横軸をピエゾバルブに印加する電圧 v とし縦軸を流量 q_{OUT} とし単位は正規化している。

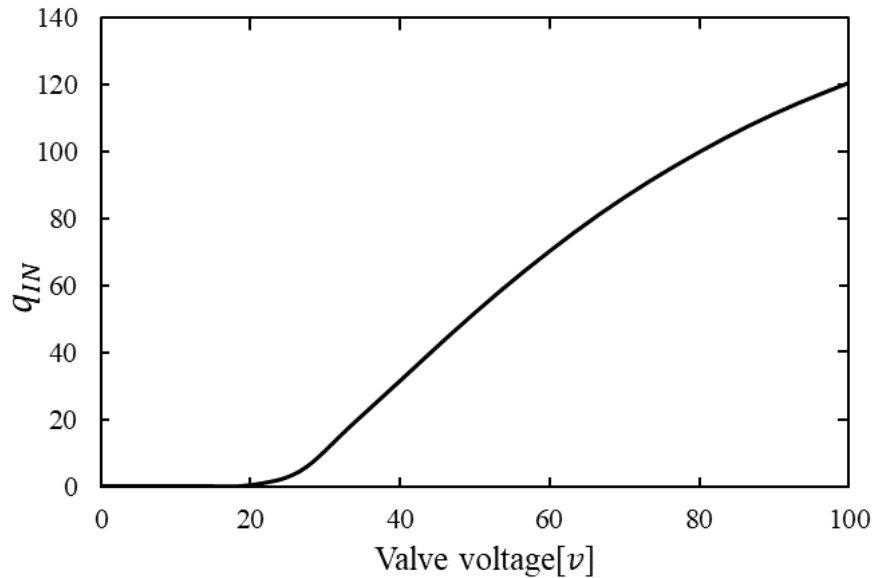


Fig. 3.23 Piezo valve characteristic

操作量 v に対して流量 q_{IN} は非線形性を含む特性を有しており非線形の関数を

$$q_{IN}(t) = f(v(t)) \quad (3.23)$$

とする。

次に圧力 p_1 と流量の関数について述べる。流体が圧縮性流体であるため、式(3.24)で表現することができる。

$$p_1(t) = \frac{1}{V} \int (q_{IN}(t) - q_{OUT}(t)) dt \quad (3.24)$$

バルブから圧損抵抗体までの容積を V とし、バルブから流れる流量 q_{IN} と圧力式MFCの下流へ流れる流量 q_{OUT} の差の積分を容積 V で除算した値が p_1 となる。以上の関数から制御系のブロック線図を Fig. 3.24 に示すことができ、 q_{SET} と q_{OUT} の偏差 e をPIDコントローラにより補償する制御系となっている。

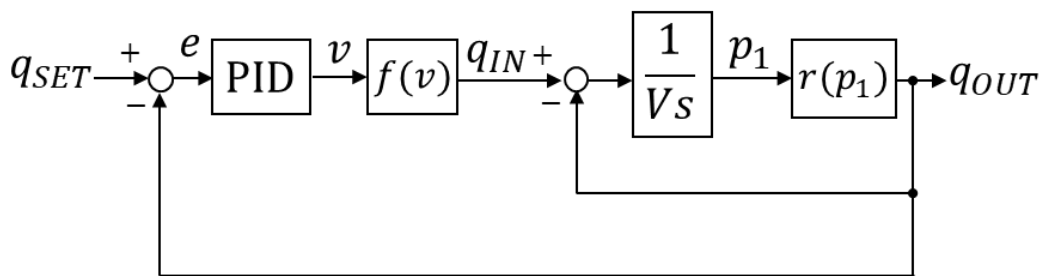


Fig. 3.24 Pressure based MFC block diagram

制御対象のバルブの特性 $f(v)$ と差圧と流量の関数 $r(p_1)$ は非線形性を含む特性を有しており、これが各流量設定において調整を困難になっている要因である。

3.3.1.3 流量制御の課題

流量設定値 q_{SET} は 0~100%の範囲となり、任意の流量設定において一様の応答性能を期待される。しかし、Fig. 3.25 に示すように流量設定値 100%で最適な PID パラメータに調整しても、低設定になるにつれて応答速度が遅くなり、またオーバーシュートも大きくなる傾向で所望の応答速度を満たさない課題がある。

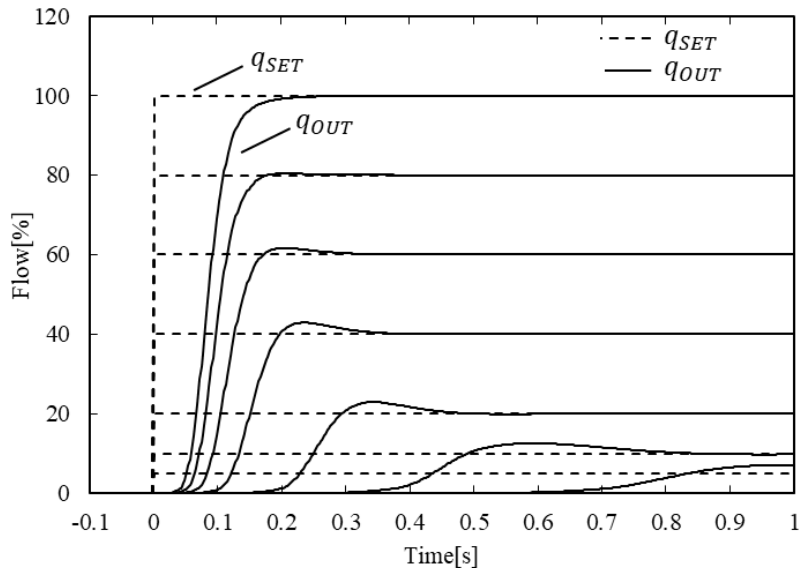


Fig. 3.25 Step response before PID parameter optimization

3.3.2 評価関数と最適化について

3.3.2.1 最適化の方針について

最適化については制御系をモデル化しシミュレーション上で実行することにより、効率的に最適なパラメータの探索を行い、その後、実機によって確認を行う。さらにモデル上では全範囲を探索しその結果に対してベイズ最適化を用いた場合に、どのくらい最適なパラメータを少ない試行回数で探索できるか確認を行う。

最適化するパラメータについてはピエゾバルブの非線形性が支配的であることが分かっており、全体のフィードバックゲインを最適化することにより所望の応答に調整する。

ここでPIDコントローラは

$$v(t) = K_{PID} \left(K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (3.25)$$

とし、最初に最大流量設定値の時に各ゲイン K_P, K_I, K_D を調整する。ここで最大流量設定値 q_{SET_max} は q_{SET} が100%の時、その時、 $K_{PID} = 1$ とする。

よって本稿の問題設定は式(3.26)の流量設定に対するゲイン K の最適な q_{SET} を引数とした関数 K_{PID} を導くことである。

$$K_{PID} = K(q_{SET}) \quad (3.26)$$

3.3.2.2 評価関数について

流量応答の要求として調整のバラツキを抑えるために、流量ステップ応答の98%到達時間を200msにできるだけ近い時間に調整したい。また流量の安定性も重要であり応答中の振動的な挙動はできるだけ抑えたい。これらの要求から評価関数を

$$J(K_{PID}, q_{SET}) = \arctan((200 - t_{98\%})^{-2}) \times \left(\frac{\pi}{2} - \arctan \left(\int_0^T \left(\frac{d^2 q_{OUT}(t)}{dt^2} \right)^2 dt \right) \right) \quad (3.27)$$

とし、右辺の第一項は到達時間の評価関数であり、200msに近ければ近いほど評価関数 J が大きくなる関数となっている。ここで $t_{98\%}$ は流量のステップ応答が各流量設定の $\pm 2\%$ に収束する時間である。

第二項は流量の二次微分の絶対値をとり、流量応答中の振動を評価する関数となっている。これにより振動が小さいほど評価関数 J が大きくなる関数となる。

この評価関数 J を用いることで到達時間が 200 ms かつ流量応答中の振動を抑制する PID ゲイン K_{PID} を探索できる. ここで評価関数の \arctan については勾配損失を防ぎ効率的な探索を行うために用いている.

3.3.2.3 最適化について

本稿ではベイズ最適化を用い各流量設定値の制御パラメータの探索を行う. ベイズ最適化はガウス過程回帰により予測不確かさに基づき最適解を取り得る確率を計算する. これにより探索できていない未知の領域を適度にサンプリングしつつ, 最適解を探索することが可能である. 本稿では各流量設定 q_{SET} における PID のゲイン K_{PID} 入力とし, 出力関数をガウス過程回帰により評価関数 $J(K_{PID}, q_{SET})$ を推定し, その最大値を探索する. 本稿では Acquisition Function(獲得関数)にはサンプリングのモチベーション(活用 or 探索)をパラメータ調節できるように GP-Mutual Information(GP-MI)[35]を採用し検証を行う. また本稿の最適化において評価関数の最適値を探索するだけでなく評価関数の結果を可視化し, できるだけロバストなパラメータを選択することも重視している.

3.3.3 最適化および実験結果について

モデルにより探索を行い実機にて実験を行う. モデルによる最適化において, 全範囲を探索しその結果に対してベイズ最適化を用いた場合に, どのくらい最適値を少ない試行回数で探索できるか確認を行う.

モデル上で走査的に 4000 点を実行した結果を Fig. 3.26 に示し, ベイズ最適化により試行回数を 50 点とした結果を Fig. 3.27 に示す. 横軸を流量設定 q_{SET} , 縦軸をゲイン K_{PID} とし, 各 q_{SET} と K_{PID} の条件での応答結果から算出される評価関数 J をプロットしている. 評価関数 J の Score を青が 0, 黄色が 1 としたカラーマッピングで結果を示す.

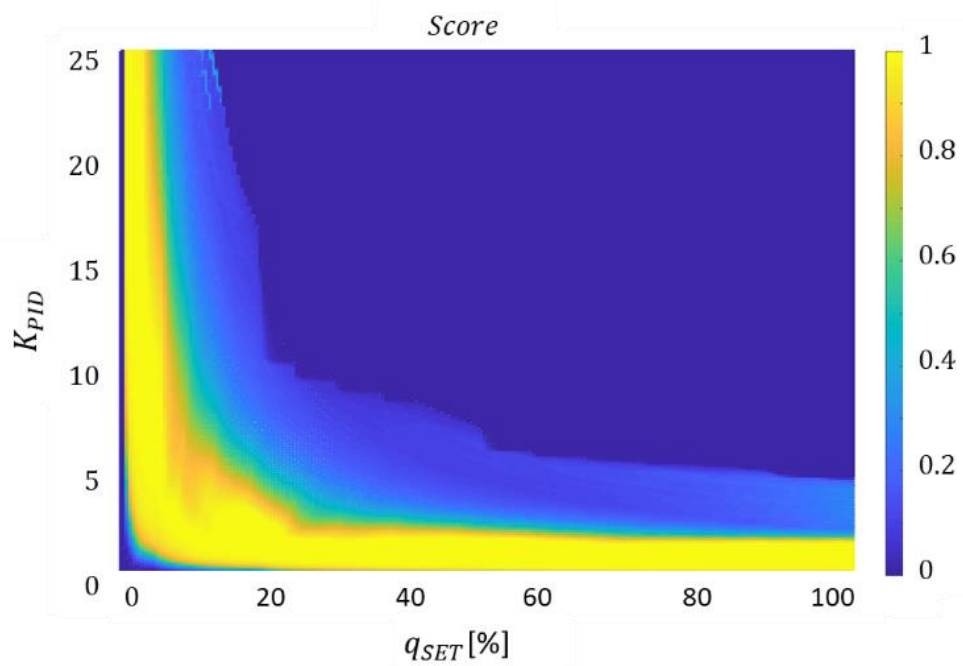


Fig. 3.26 4000 score plots result

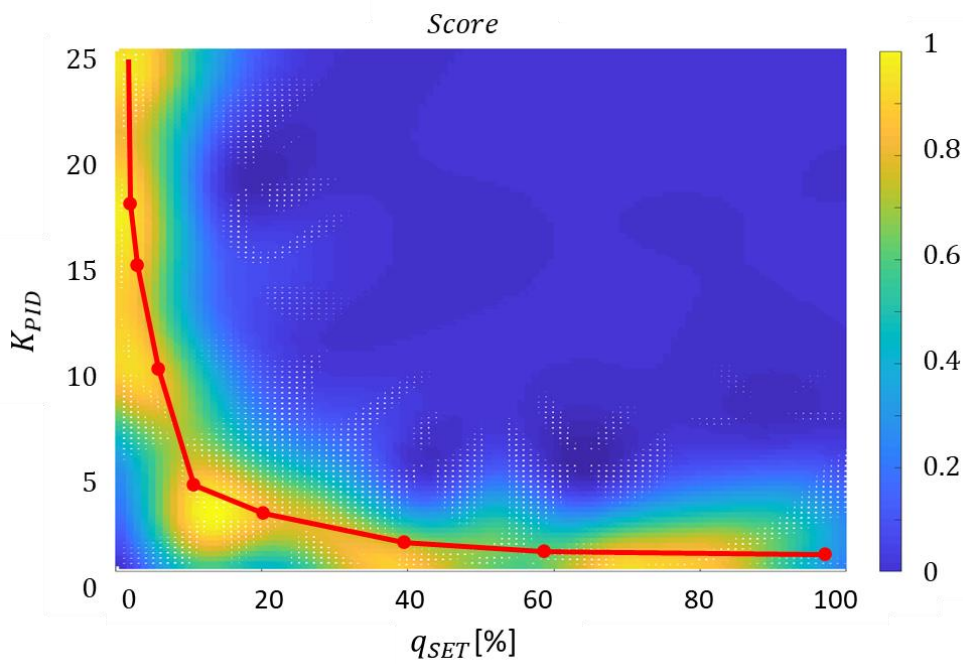


Fig. 3.27 Bayesian optimization result

結果よりベイズ最適化も低い流量設定値になるにつれ K_{PID} が増加し全探索結果と傾向は類似した結果であった。これによりベイズ最適化を用い少ない探索

回数でパラメータの最適化および評価関数の可視化することが可能となった。ベイズ最適化の結果から Fig.3.27 の赤線に示す最適な値を抽出して実験により流量のステップ応答の検証を実施した。

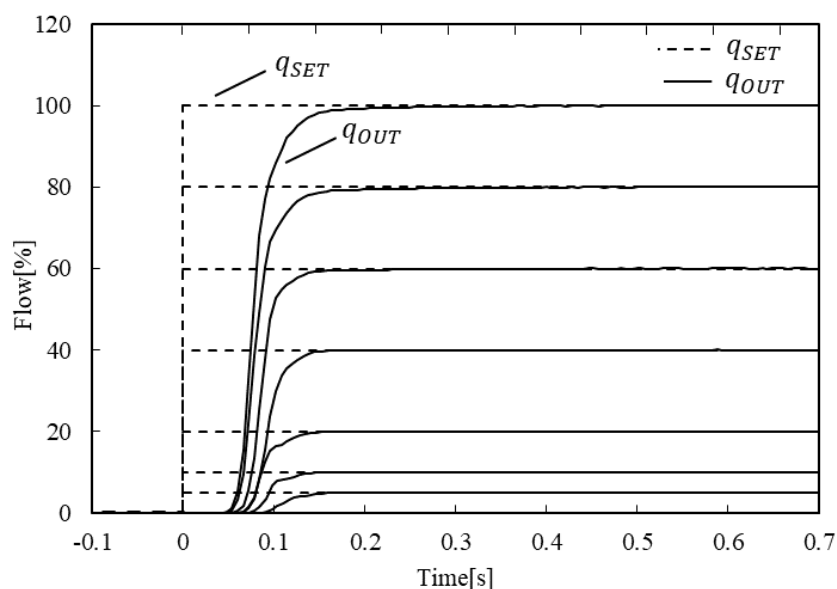


Fig. 3.28 Step response result after K_{PID} optimization

実験結果では 200 ms の応答を満たし、リングングも抑えた応答結果を得ることができた。これによりシミュレーション上で短時間に最適なゲインを求めることができ、本件においては探索時間を約 1/10 と大幅な調整時間の短縮が可能となった。

3.3.4 おわりに

本稿ではガウス過程回帰を用いたベイズ最適化により圧力式 MFC の各流量設定での PID ゲインの効率的な最適化手法について提案した。圧力式 MFC のモデル化を行いシミュレーション上で探索することにより、実機よりも高速な探索が可能となり、ベイズ最適化により少ない試行回数により最適なパラメータの探索が可能となった。さらにグラフ化することにより、パラメータの変化によっても評価関数の結果が変化しにくいロバストなパラメータを抽出することができる。

4 流量制御機器を応用したプロセス制御系の設計

4.1 はじめに

本章では MFC を応用したシステムについて 2 つの制御系の研究について述べる。

- ① ウェハの分布を改善するための流量分岐制御
- ② 半導体製造プロセスの反応炉内の圧力推定制御

流量分岐制御において半導体製造プロセスでは微細化に伴い反応炉近傍でのプロセスガスの分布制御が重要となっている。そのため各ラインに MFC を配置し流量分岐制御を行うが、分岐するプロセスガスの情報は予め与えられない流量となっており、全流量を計測して分岐する必要がある。従来法ではガス導入時に制御が不安定になることがある。さらに反応炉内のガス分布の改善のために、分岐数も 2 分岐が主流であったが近年 4~6 分岐へと増えてきており、分岐制御系の設計を困難にしている。

反応炉内の圧力推定制御については、スループットの向上から反応炉内の圧力を瞬時に上昇させ制御すると共に、反応炉内の圧力の応答性をプロセス管理の観点からリアルタイムに観測したい要求が高まっている。従来は半導体の製造レシピに基づき流量設定し導入するフィードフォワード制御が主流であるが、反応炉の圧力計測値をフィードバック制御し高速にプロセスガスを供給する手法も研究されている。しかし、真空プロセスで圧力計測において観測ノイズが課題となり高速応答とノイズ低減を両立させる必要がある。さらに気化効率の変化から定常オフセットが発生する可能性があり、これらの課題を克服する制御系が求められている。

これらの要求から MFC とその周辺のシステムを含んだ制御系を構築することが重要となっており、制御対象のモデルを陽に考慮した新たな制御系を提案する。これにより制御系に求められる拘束条件を満しつつ、より安定な制御系を構築する。さらに制御パラメータの設計手法および最適化についても系統立てた手法により効率的な制御系の設計が可能となる。

4.2 MFC を用いた流量分岐システムの制御系設計

4.2.1 はじめに

半導体デバイスの需要が高まり，半導体製造プロセスの歩留りとスループットの向上が重要となっている．さらに，微細化が進むにつれて，ウェハ上の膜質などの均一性が課題となっている[36-38]．例としてシリコンウェハ上に P 型半導体を生成するプロセスでは，不純物であるホウ素(B)のドーピング量のばらつきが最終的な半導体の歩留りに大きく影響することが知られている．よって，Fig. 4.1 に示すように混合ガス(Mixed gas)を分岐し反応炉(Process chamber)に供給することでウェハ上のドーピング量を均一化する手法を採用している[39]．また，半導体デバイスの微細化に伴い混合ガスの高い分岐精度が求められており，所望の流量比率に制御する必要がある．単にバルブの開度を制御する分岐手法では分岐精度としては不十分となるため，流量を計測して所望の流量比率に制御する流量分岐制御器(Flow splitter)が広く用いられ[40,41]，その応答性や安定性が重要となってきている．

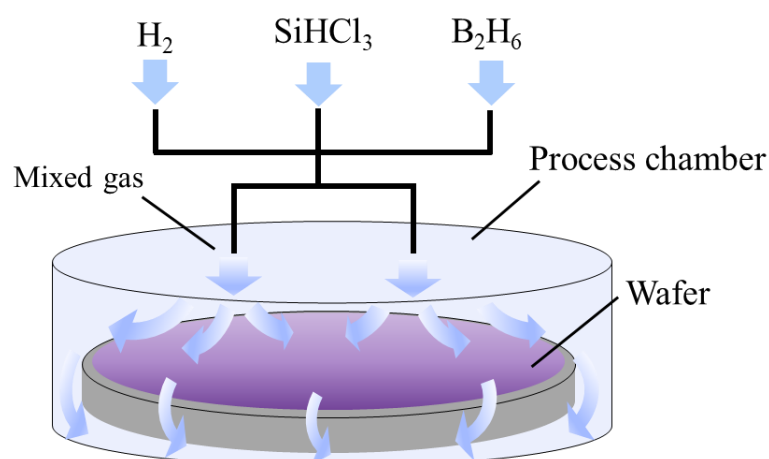


Fig. 4.1 Flow split configuration of Epitaxial film process

半導体製造プロセスで現在用いられている流量分岐制御系の典型例を Fig. 4.2 に示す．製造工程においては，混合ガスの供給流量はユーザーが決定するが，Fig. 4.3 にその例を示すように，プロセス中にガスが追加され，供給流量がステップ上に変化するため，常にその流量を計測する必要がある．このため，従来法では1つのラインのバルブ(Valve)を常に全開または開度を固定し，供給流量(Supply flow)を流量センサ(Flow sensor)により常時計測している．そして，その流量を基準として比率設定(Flow split set)に基づき他のラインへ制御器(Controller)が流量設定値を与えることが一般的である[42,43]．

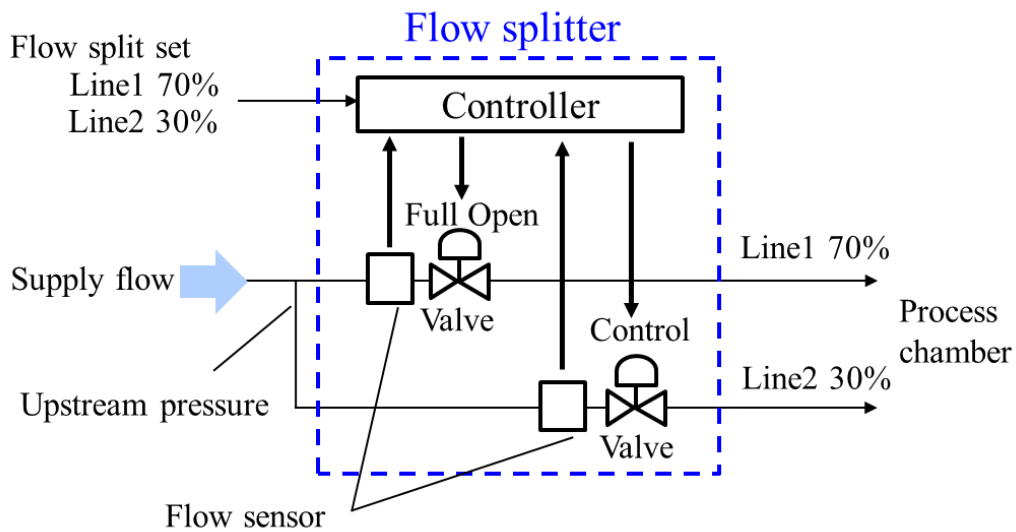


Fig. 4.2 Typical flow split configuration in semiconductor process

制御の課題としては、供給流量の分岐後の各流量収束時間(Settling time)を短縮することが求められる。さらに有毒なプロセスガスを用いるため、外部に漏れないように流量分岐制御器(Flow splitter)の上流圧力(Upstream pressure)を常に上限値以下に抑えることも必要となっている。

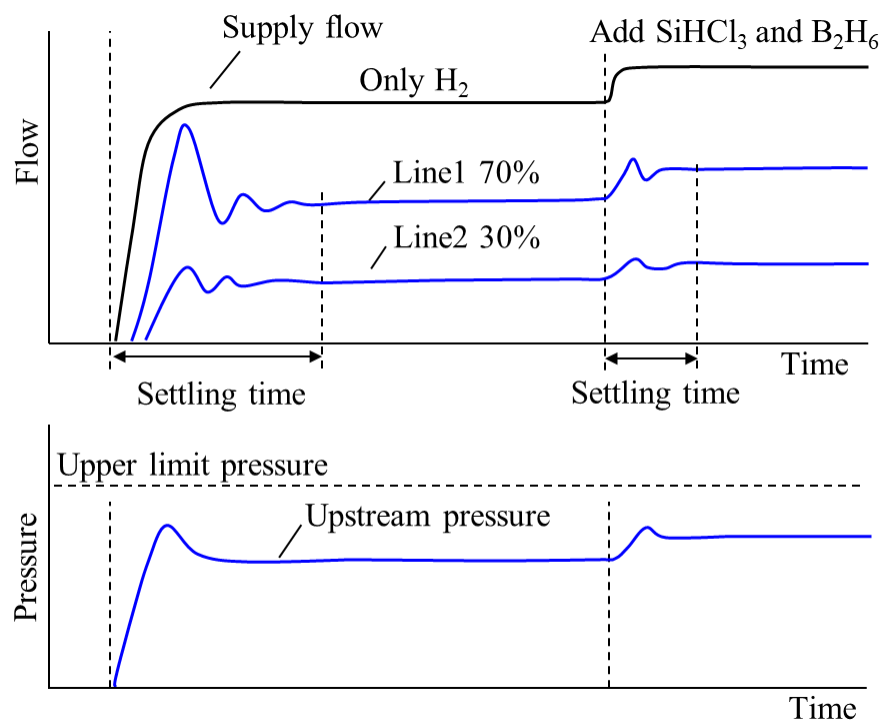


Fig. 4.3 Typical process sequence and requirement of flow split

近年では分岐数が増えており，従来は上記に示す 2 ラインが主流であったが，現在は 4 ライン以上の流量分岐制御が必要とされることが多くなってきている [44,45].

これらのことから，制御仕様を満たす制御系設計および制御パラメータの調整コストが増加しており，本稿の目的はこの課題に答えることにある．そのために流量分岐制御において，圧力制御と組み合わせた流量分岐制御系を新しく提案し，モデル上で最適な制御パラメータを探索することで実験回数を減らしながら，安定な制御系の実現を達成する．

4.2.2 流量分岐制御の問題設定

4.2.2.1 流量分岐制御器の構成

Fig. 4.4 に流量分岐制御器の概念的な構成を示す．流量分岐制御器(Flow splitter)は各ラインの流量を計測・制御する MFC と，ユーザーから与えられる供給流量 Q_{IN} を所望の比率に基づき各ラインの MFC に流量設定値 Q_{SET}^i を与える流量比率計算部(Flow split logic)，上流の圧力を計測する圧力センサから構成されている．

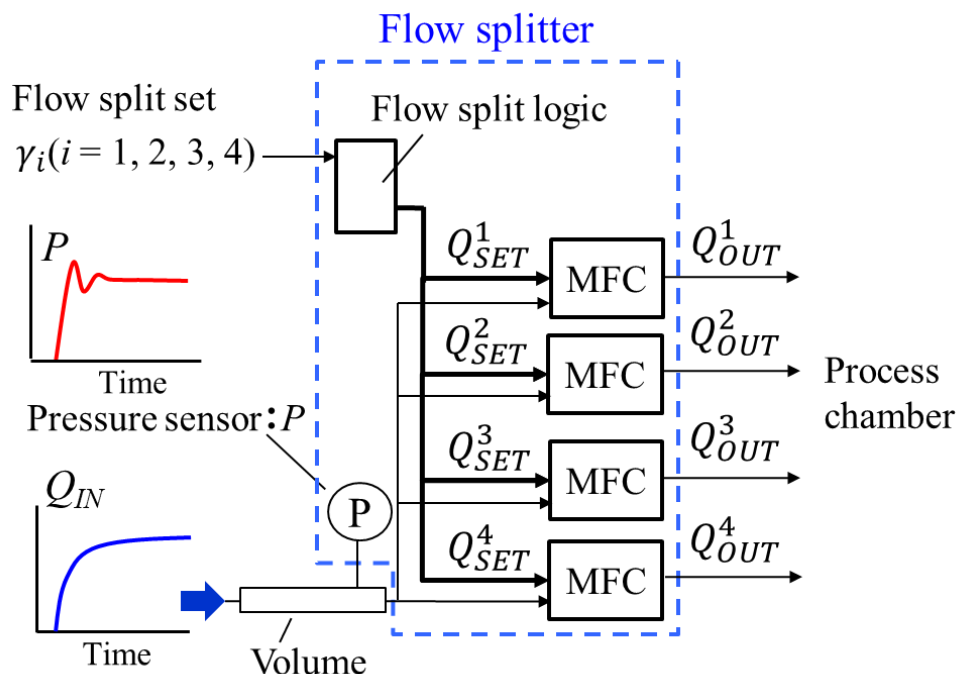


Fig. 4.4 Flow splitter control configuration

ここで添字 i はライン番号を表す。MFCはそれぞれのラインに割り振られた流量設定値 Q_{SET}^i に、その流量出力 Q_{OUT}^i が追従するように設計された制御機器である[46]。本稿の流量分岐は4ラインとする。制御対象には流量分岐制御器上流の配管容積 V が含まれるが、この値はユーザーの装置に依存する。また、MFCは装置に組み込まれており、個々のMFCの応答性を再調整することは難しく、基本的にMFCの制御性を変更することはできない。ここで i は各ラインの番号であり、流量を分岐する比率設定 γ_i は $\gamma_i > 0$, $\sum \gamma_i = 1$ ($i = 1, 2, 3, 4$)となる各ラインにあらかじめ指定された比率設定である。

4.2.2.2 問題設定

観測できる物理量はMFCが制御する流量出力 Q_{OUT}^i と供給圧力 P となり、ユーザーが定める比率設定 γ_i と未知の総供給流量 Q_{IN} が与えられた時に、各MFCの流量出力 Q_{OUT}^i が

$$Q_{OUT}^i = \gamma_i Q_{IN} \quad (4.1)$$

を満たすように流量を分岐制御することが目的である。本稿ではこの目的を達成するように各MFCの流量設定値 Q_{SET}^i を定めることが解くべき問題となる。もし供給流量 Q_{IN} が既知であれば、比率に基づき各MFCの流量設定値 Q_{SET}^i を与えることができるが、Fig. 4.3の例に示すように供給されるガスの流量値やタイミングの情報は予め得られない。このため流量設定値 Q_{SET}^i を予め定めることができず、これが流量分岐制御を困難にしている。

4.2.2.3 流量分岐制御における従来法の課題

従来法の典型的な構成をFig. 4.5に示す。プロセス中にガスが追加されるため、供給流量がステップ上に変化する。そこで従来法ではMFC1のバルブを全開にし、流量を常に計測し、その値を基準にMFC2からMFC4に対して比率設定 γ_i に応じて流量目標を設定している。 Q_{SET}^i は各ラインの流量設定値、 Q_{OUT}^i は各ラインの流量出力である。

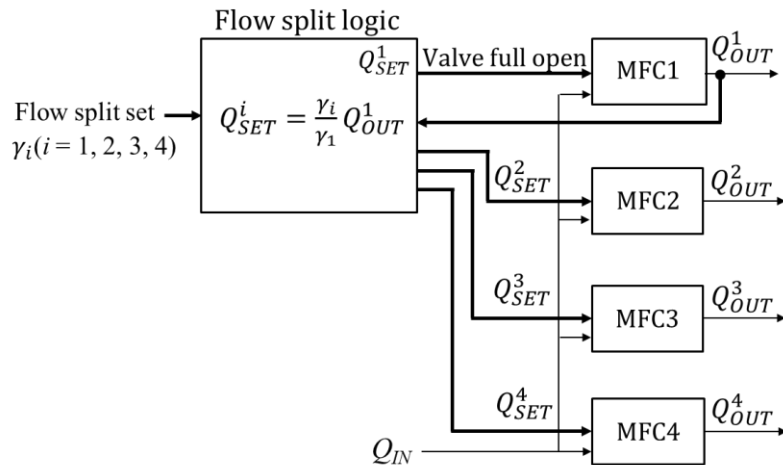


Fig. 4.5 Conventional flow splitter block diagram

ここで、式(4.2)に流量比率計算式を示す．MFC1の流量計測値 Q_{OUT}^1 とライン i の比率設定 γ_i により、ライン i の流量設定値 Q_{SET}^i ($i = 2, 3, 4$)を計算する．

$$Q_{SET}^i = \frac{\gamma_i}{\gamma_1} Q_{OUT}^1 \quad (4.2)$$

γ_i はあらかじめ指定された比率設定である．

従来法の課題として、供給ガス導入時の過渡状態において、MFC1とその他のラインのMFC間で、流量制御の相互干渉が発生する課題がある．ここで、Fig. 4.6に供給ガス導入時の従来法の制御結果を示す．各ラインの流量比率を $Q_{OUT}^1:Q_{OUT}^2:Q_{OUT}^3:Q_{OUT}^4 = 0.4:0.3:0.2:0.1$ と予め設定している．横軸が時間、縦軸が流量を示し、流量出力 Q_{OUT}^i を実線で示す．流量は正規化した値で安定時間は流量が供給された1秒後の時点からとする．

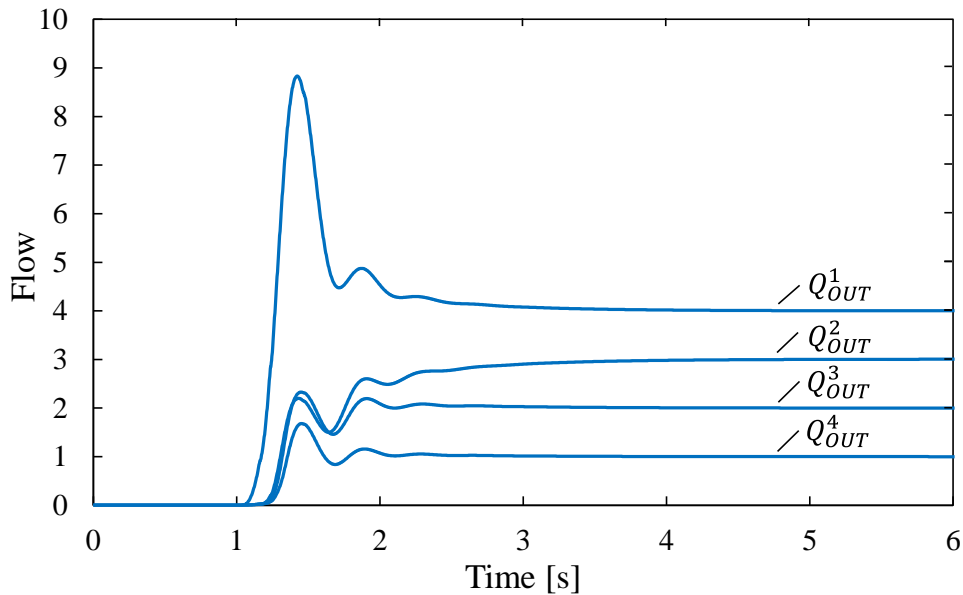


Fig. 4.6 Step response result of conventional flow split control

従来法ではガス導入時にMFC1の流量出力 Q_{OUT}^1 が大きくオーバーシュートし、その後、各ラインのガスの流れ出しが振動的な応答となっている。これはガスが供給されるとMFC1の流量出力 Q_{OUT}^1 は急峻に増加し、その流量から各ラインのMFCに流量設定値 Q_{SET}^i ($i=2, 3, 4$) が与えられる。そして、それらのMFCがガスを流し始めると、MFC1に流れていた供給流量 Q_{IN} が分岐され流量出力 Q_{OUT}^1 は減少し、MFC2からMFC4の流量設定値も減少する。よって、MFC1と他のラインのMFCが相互に影響を与える関係となっており過渡特性が振動的になることがある。また、ライン数が増加すると基準となるMFC1の流量よりも分岐する流量が増加するため、基準となるMFC1が他のラインの影響を受けやすくなり制御結果が振動的になることがある。さらに重要な問題点として、流量分岐制御器上流の圧力を陽に考慮した制御ができないため、上流圧力の拘束条件を超える可能性があげられる。

4.2.3 提案法の制御系

4.2.3.1 提案法の制御系について

従来法ではガスの総供給量 Q_{IN} を計測するために一つのMFCのバルブを全開の状態に保持している。そして供給流量が未知であるため、常に基準となる流量を計測し、他の流量設定値 Q_{SET}^i を決めている。それらが、各ライン間の相互干渉の根本原因となっている。このため、 Q_{IN} を計測することなく、未知の Q_{IN}

に対して，MFCの総流量

$$Q_{TOTAL} = \sum_{i=1}^4 Q_{OUT}^i \quad (4.3)$$

が Q_{IN} に追従する制御系を構成し，それより流量設定値 Q_{SET}^i を定める手法を考える．この時，鍵となるのは，混合ガスは圧縮性流体であるため圧力 P は供給流量 Q_{IN} とMFCの総流量 Q_{TOTAL} の間に

$$P = \frac{1}{V} \int_0^t (Q_{IN} - Q_{TOTAL}) d\tau \quad (4.4)$$

の関係が物理的に成立していることである．ここで V は流量分岐制御器上流の配管容積である．これにより， Q_{IN} は観測できなくても誤差 $Q_{IN} - Q_{TOTAL}$ の積分値は圧力 P として観測可能であり，圧力 P の信号を Fig. 4.7 に示すように各MFCに流量設定値 Q_{SET} としてフィードバックすることにより， Q_{TOTAL} は Q_{IN} に追従する制御系の構成が可能となる．実際， Q_{IN} は未知であるがステップ関数として与えられるので，構造的に含まれている式(4.4)の積分が積分補償器として働くため Q_{TOTAL} は定常偏差なく Q_{IN} に追従する．ここで， P_{SET} は目標流量の実現に必要な圧力 P を保持するための補助入力であり後ほど説明する．

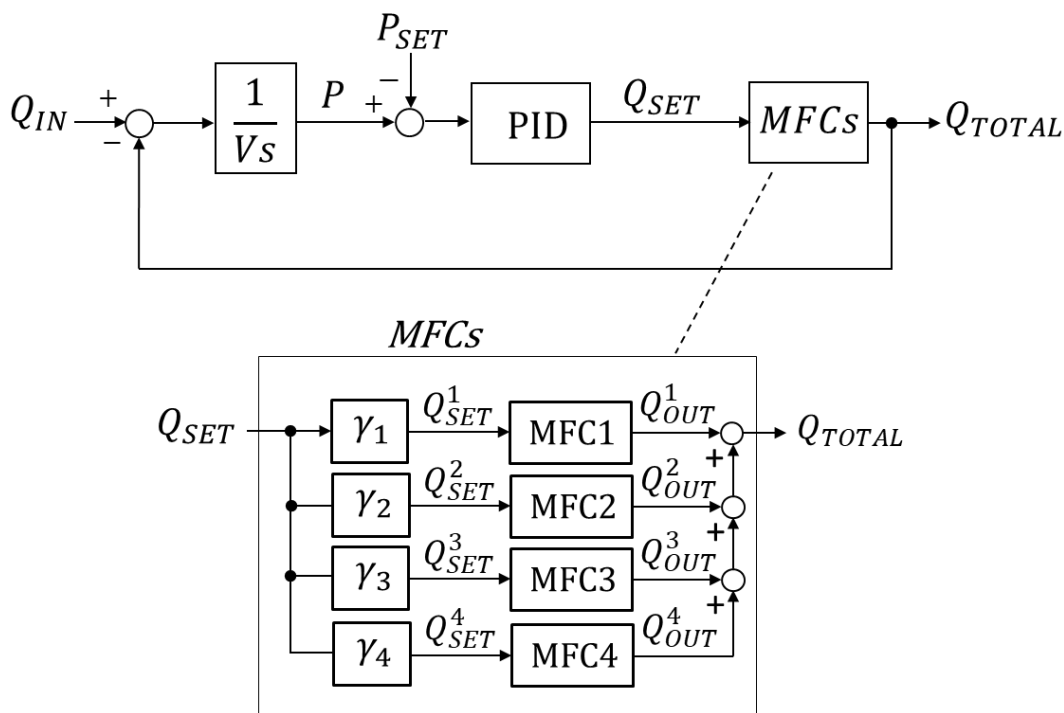


Fig. 4.7 Total flow control system

MFCsは4つのMFCから構成されており，流量分岐制御は入力を $Q_{SET} = \sum_{i=1}^4 Q_{SET}^i$ とすると，各ラインに与えられた分岐比率 γ_i に基づき，

$$Q_{SET}^i = \gamma_i Q_{SET} \quad (4.5)$$

により各ラインの流量設定値 Q_{SET}^i ($i=1, 2, 3, 4$) を定めれば良い．よって， Q_{IN} の情報をを用いることなく分岐比率 γ_i に基づく各ラインのMFCが独立した流量設定値 Q_{SET}^i を与えられることが可能となり相互干渉が起きない制御系となっている．

4.2.3.2 圧力制御について

圧力制御の観点から流量分岐制御系を書き直したブロック線図がFig. 4.8 となる．本制御系はPID制御器により上流圧力 P を制御する構成にもなっている．

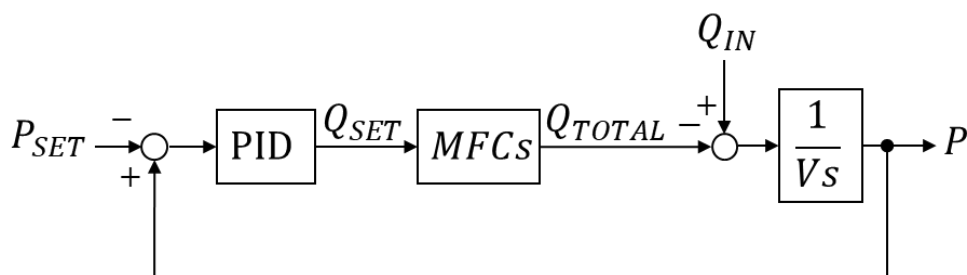


Fig. 4.8 Pressure control system

圧力制御の観点からは Q_{IN} は外部から加わる未知外乱であり，PID制御器により上流圧力 P が P_{SET} に追従する制御系となっている．従来の流量分岐制御においては，圧力 P に関しては考慮しておらず，圧力 P の振る舞いに関しては成り行き任せという側面があったが，提案法では圧力の拘束条件を考慮した制御系となっている．ただし，圧力制御の側面からは目標値 P_{SET} をどのように設定するかということが問題となる．以下では，この点について述べる．

上流圧力 P はMFCがガスを流すために必要な圧力であり，流量設定値に応じた下限圧力値 P_L があり，

$$P \geq P_L \quad (4.6)$$

を満たす必要がある．ここで，下限圧力 P_L について補足しておく．MFCによって実現可能なガス流量は圧力 P の平方根に比例する．そのため（時々刻々変動する）流量 Q_{TOTAL} を実現するのに必要な最低限の圧力 P_L は

$$P_L = c_0 Q_{TOTAL}^2 \quad (4.7)$$

となる．ここで c_0 はMFCの特性から定まる定数である．よって，下限値の圧力 P_L (Q_{TOTAL}^2 に比例して変動する)を保持できるように

$$P_{SET} = c_1 Q_{TOTAL}^2 \quad (4.8)$$

と設定すると，MFCの特性を考慮した圧力制御が可能となる．ここで P_{SET} は Q_{TOTAL} の二乗に比例した関数となっており，非線形関数を含むフィードバック系になるため，安定性についてはシミュレーションにより確認する．

4.2.3.3 提案法の制御器について

Fig. 4.5 の従来法に対して提案法の流量分岐制御器を示すと Fig. 4.9 の構成となる．

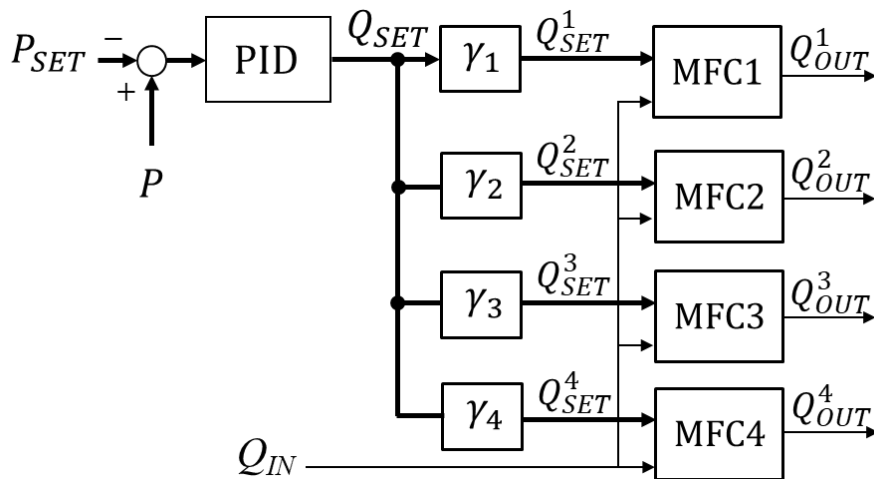


Fig. 4.9 Proposed flow splitter block diagram

提案法では上流圧力 P をPIDにより制御する圧力制御系と流量分岐制御系のハイブリッド構成となっている．これにより，上流圧力 P を拘束条件に基づき制御できるとともに，圧力制御の操作量 Q_{SET} をPIDにより算出し，その値から各MFCの流量設定値 Q_{SET}^i が計算できることが最大の特徴となる．そして，各ラインが独立し相互に干渉しない流量分岐制御が実現できる．

4.2.4 モデル化と PID の最適化

4.2.4.1 PID 制御パラメータの最適化について

シミュレーション結果および実機の結果について説明する。制御対象には流量分岐制御器の上流配管容積 V が含まれており、容積 V はユーザーによって異なるため実験系とモデルとの誤差が生じる。また、MFC の応答特性は個体差があり、現場での再調整が困難なため、各 MFC は与えられたものとし、シミュレーションでは MFC の代表的なモデルを用いる。よって、本稿では予備制御器を用いてモデルのパラメータ同定を行い、制御仕様を満たす PID 制御パラメータの最適化を行った。

MFC のモデル等に基づき制御系全体の数理モデルを構築し、提案法の制御系をシミュレーター上に実装して、下記の要求事項を満たす最適解をモデル上で探索する。

- 1) 全てのラインの流量を目標値 $\gamma_i Q_{IN}$ に対して 2 パーセント内に整定する時間を T_U [s] 以下
- 2) 安全面の要求から上流圧力 P は Q_{IN} が供給される過渡応答時を含め常に最大圧力 P_U [kPa] 以下
- 3) 各ラインの流量出力の応答ができるだけ振動的でない

これらを満足するために、以下の拘束条件を設ける。

拘束条件 1)

$$\begin{aligned} |\gamma_i Q_{IN}(t) - Q_{OUT}^i(t)| \leq 0.02 |\gamma_i Q_{IN}(t)|, \\ \forall t \geq T_U, \forall i \end{aligned} \quad (4.9)$$

拘束条件 2)

$$P \leq P_U \quad (4.10)$$

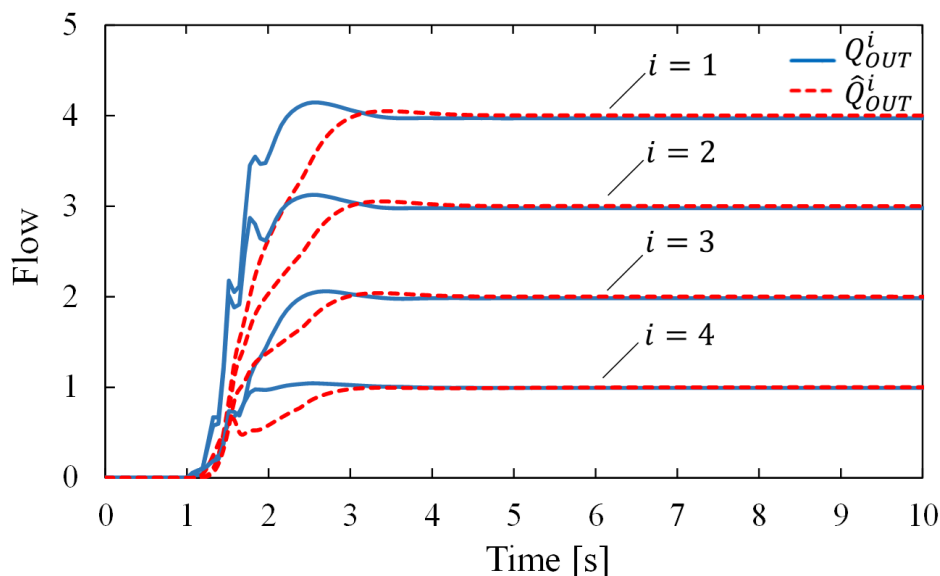
これらの下に、以下に定義した評価関数を最小化するように PID 制御パラメータを求める。

$$J_1 = \int_0^T \sum_{i=1}^4 \left(\frac{d^2 Q_{OUT}^i}{dt^2} \right)^2 dt \quad (4.11)$$

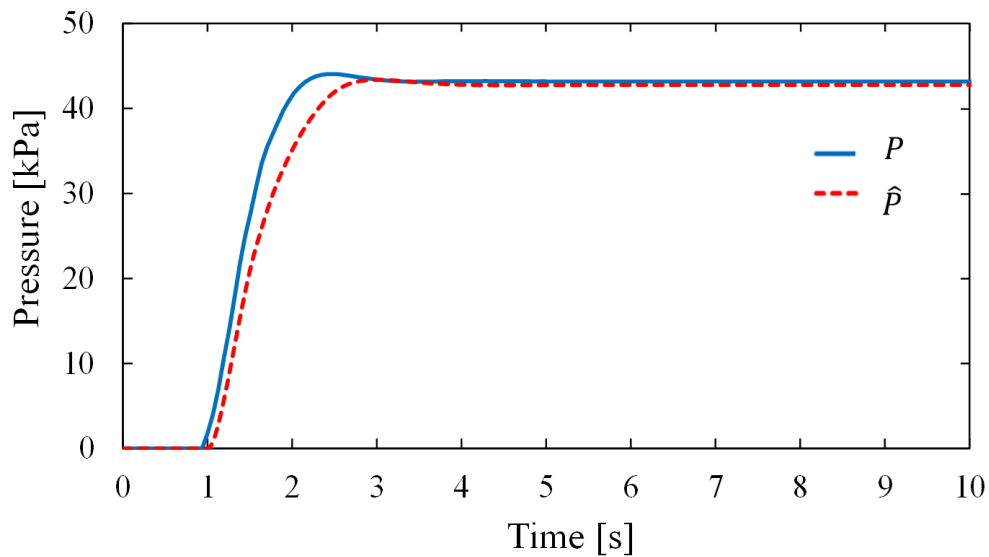
これらの下に、最小化するように PID 制御パラメータを求める。

制御パラメータの最適化については拘束条件付きの非線形最適化問題となるが、このような問題の解法の一つとして、粒子群最適化(Particle Swarm Optimization: PSO)が有効であることが報告されている[47]. よって、これを用いて解き、制御パラメータを求めることとした. 最適化には式(4.11)の評価関数 J_l を最小化するように流量分岐制御器の PID コントローラの P 項, I 項, D 項をシミュレーション上で探索する. 流量が整定するまでの過渡応答の流量がスムーズに目標値に達すること求められるため、各ラインの流量出力 Q_{OUT}^i ($i=1, 2, 3, 4$)の加速度の大きさを評価関数と用いている. また、PSO の探索条件は粒子数を 400 個、最大反復回数を 200 回とした.

各ラインの流量比率を $Q_{OUT}^1:Q_{OUT}^2:Q_{OUT}^3:Q_{OUT}^4 = 0.4:0.3:0.2:0.1$ に予め設定したシミュレーションと実機の比較結果を Fig. 4.10 に示す. 最適化の条件は流量設定値の整定する時間を 2 秒以下、上流圧力は常に最大圧力 66.6 kPa 以下とする. 横軸が時間、縦軸が流量と圧力を示し、実機の流量出力 Q_{OUT}^i と上流圧力 P の結果を実線、シミュレーションの流量出力 \hat{Q}_{OUT}^i と上流圧力 \hat{P} の結果を破線で示す. 流量は正規化した値で安定時間は流量が供給された 1 秒後の時点からとする.



a) Flow response result



b) Pressure response result

Fig. 4.10 Flow split response result

実機の結果においても応答時間は2秒以内、圧力は66.6 kPa以下の拘束条件を満たしており、最適化によって制御仕様を満たす制御系を実現できることが確認できた。しかし、各流量のシミュレーションと実機での結果に差が生じており、つぎにモデルをより実機に近づけた上で、PID制御パラメータの最適値を探索する。

4.2.4.2 モデルとPID制御パラメータの最適化

シミュレーションのモデルは実機との差が生じる結果となり、誤差は下記の2つの要因を考慮しモデルを再構築している。

- ① 流量分岐制御器の上流配管容積 V
- ② 各ラインのMFCの一次遅れ特性 b_i

Fig. 4.11 に示すモデルで精度を向上できるか否か確認を行う。

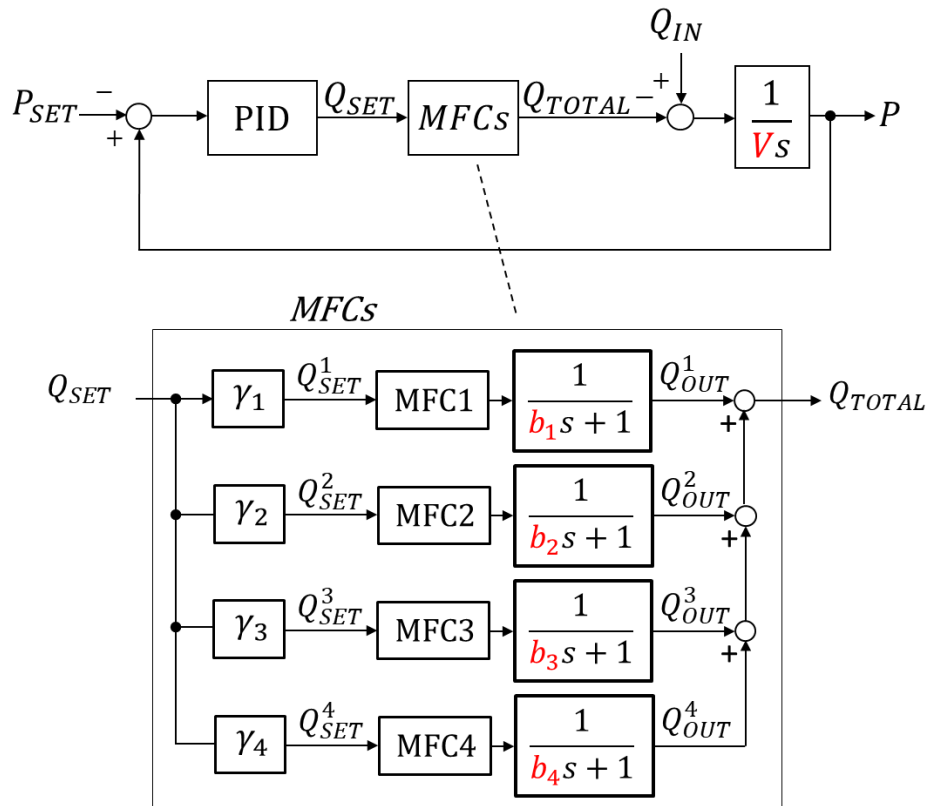


Fig. 4.11 Flow splitter model with tuning parameters

実機とモデルの PID 制御パラメータは同一とし同定を行った．同定法は実機
 の出力 Q_{OUT}^i とシミュレーション出力 \hat{Q}_{OUT}^i の 2 乗誤差，すなわち

$$J_2 = \int_0^T \sum_{i=1}^4 (Q_{OUT}^i - \hat{Q}_{OUT}^i)^2 dt \quad (4.12)$$

を最小化するようにパラメータ $b_i (i=1, 2, 3, 4), V$ を求めた．

評価関数 J_2 を最小化して各 MFC の修正パラメータ b_i および配管容積 V を推定した．モデルの最適化前後のパラメータを Table 4.1 に示す．シミュレーションの配管容積 V が小さく修正されている．これより実機の容積がシミュレーションの容積よりも小さかったために，Fig. 4.10 の結果では実機の応答の方がシミュレーションより速くなったと思われる．また，最適化された MFC の一次遅れについては MFC の個体差から考えると妥当な値と考えている．

Table 4.1 Model parameters (optimization results)

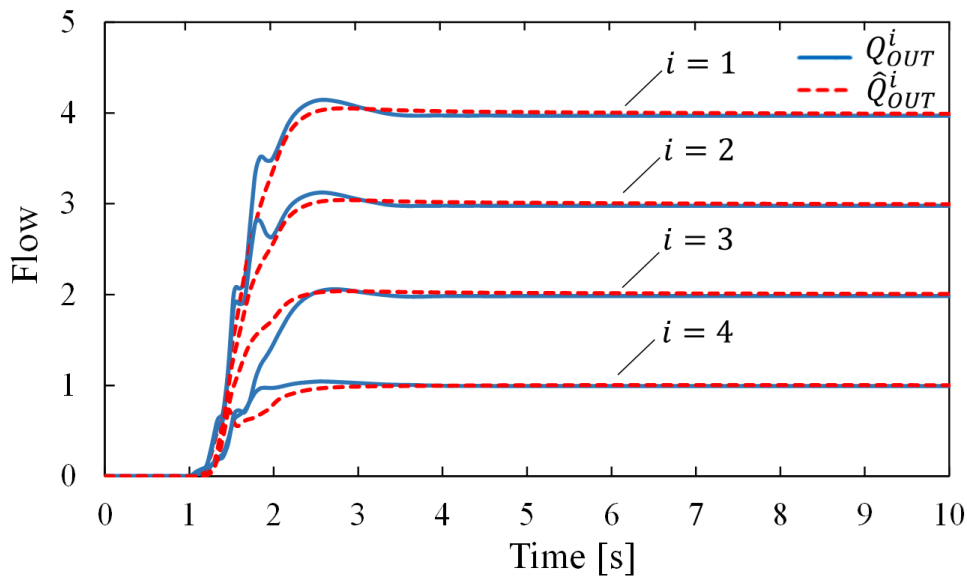
	Initial value	Optimized value
V	280	178.1
b_1	0	0.0941
b_2	0	0.0005
b_3	0	0.1129
b_4	0	0.3015

上記の再構築したモデルに基づき，シミュレーション上でPID制御パラメータの最適値の探索を行った．Table 4.2 に最適化前後のPID制御パラメータの値を示す．結果，PIDはP項とI項が下がり低ゲイン化となっている．

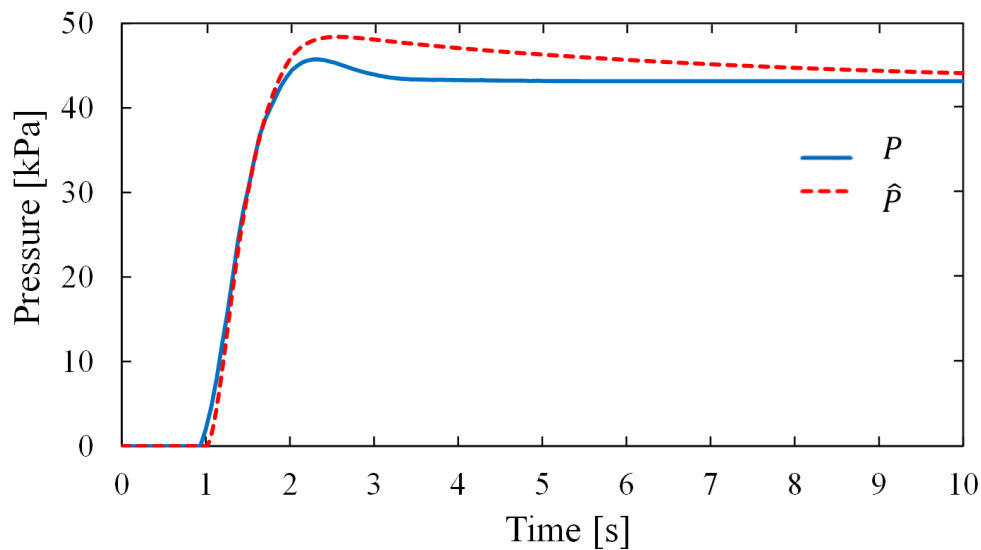
Table 4.2 PID parameters (optimization results)

	Initial value	Optimized value
P	1.679	1.463
I	0.001254	0.000754
D	6.3783	6.4291

上記のPID制御パラメータによるシミュレーションと実機の結果を Fig. 4.12 に示す．



a) Flow response result



b) Pressure response result

Fig. 4.12 Flow split response result after the model optimization

実機の結果においても応答時間は2秒以内、圧力は66.6 kPa以下の拘束条件を満たしており、最適化によって制御仕様を満たす制御系を実現できることが確認できた。また、実機の結果とシミュレーションの結果について、圧力は実機の方が低い結果となったが、流量の応答速度が概ね一致し、流量分岐制御器上流の配管容積と各ラインのMFCの遅延を最適化し、実機に近いモデルを構築できることを確認した。実機の結果ではリングングが発生する傾向があるが、これは圧力フィードバックループ内のMFCがもつ無駄時間による影響により、圧力を収束させるために操作量が振動していると思われる。この特性の改善は今後の課題となる。

従来法のFig. 4.6の結果と比較しても、提案法は大幅にオーバーシュートを抑制できており、ステップ応答時も各ラインが比率に基づき流量制御し安定した応答結果となっている。

4.2.5 おわりに

半導体製造プロセスにおける流量分岐制御について考察し、 Q_{IN} が未知な流量であっても各ラインの流量制御の相互干渉を抑えた新しい流量分岐制御を提案した。従来法では1つのラインのバルブを全開にし、その流量を基準に比率制御を行うため、ガス供給時の大きなオーバーシュートや各ラインの相互干渉が発生していた。しかし、提案法では制御対象の構造的に含まれている積分器を用い流量分岐制御器を構成することで、未知の Q_{IN} に対して各ラインのMFC

が独立した流量設定値 Q_{SET}^i を与えられることが可能となった。これにより過渡応答時においても各 MFC が比率に基づいた流量を制御し、従来法のように大きなオーバーシュートも発生しない制御系を構築できた。また、各ラインの MFC の相互干渉が起きない制御系となっている。さらに、提案法は圧力拘束条件を陽に考慮した制御系となっており、安全面も考慮した制御系となっている。

PID 制御パラメータの最適化においても、数理モデルに基づき、シミュレーション上で最適化することが可能となり、実験においてその有効性を示すことができた。これにより、少ない実験回数で PID 制御パラメータの最適化が可能となり、経験を必要としない制御系の設計が実現できる。今後さらに分岐ラインの増加が予測されるが提案手法によりライン数に関係なく系統的に制御系を構築できる。

4.3 出力推定値フィードバック制御系による圧力推定制御

4.3.1 はじめに

ALD や ALE などのプロセスにおいてガス的高速な切り替えが行われており、その応答性が重要となっている。ここで Al_2O_3 の ALD プロセスを例にとりプロセスガスの供給について説明する。プロセスでは成膜材料(以下、プリカーサー)を気化させて反応炉へ供給する。そして反応炉内のウェハ表面で化学反応した反応性ガスを表面に吸着させることにより原子層レベルの薄膜を生成する[48]。まず、TMA(Trimethyl Aluminum, $\text{Al}(\text{CH}_3)_3$)を供給し、Fig. 4.13 に示す①～④の工程を繰り返し目的とする膜を堆積させていく。

- ① ウェハ上に気化された TMA を供給し、化学吸着により単原子膜が形成される。
- ② 不活性ガスにより余分な反応生成物を除去する。
- ③ 気化した H_2O を供給し、プラズマにより生成した酸素ラジカルが吸着分子と反応して Al_2O_3 層が形成する。
- ④ 不活性ガスにより余分な反応生成物を除去する。

ALD プロセスのガス供給系としては、反応性ガス、不活性ガス、酸化種ガスを連続して切り替え、短い時間で反応炉内の状態を変化させる。

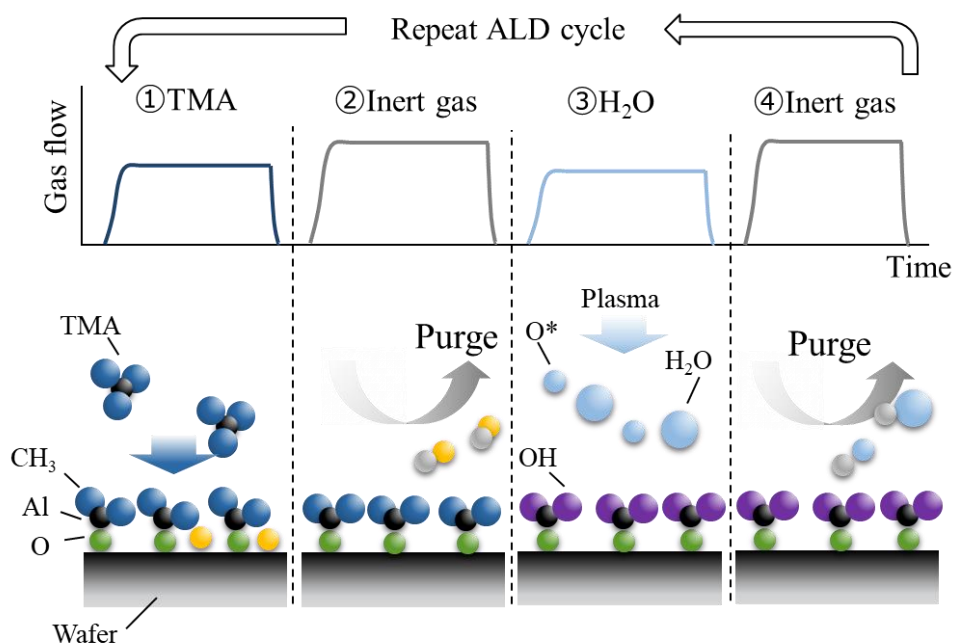


Fig. 4.13 ALD Process

スループット向上と歩留りの改善のために、反応炉内のプリカーサーの圧力応答性が重要となっており、特に反応炉内の急峻な圧力上昇と、その高い応答の再現性が求められ、プロセスガス供給系の研究が進められている[49]

現在の半導体製造プロセスではバルブの開閉時間を定めプロセスガスを供給するフィードフォワード制御が主流となっており、プリカーサーの気化効率や温度変化により供給するプロセスガスの流量が変化してしまう課題がある。このため、反応炉のウェハの近傍の反応性ガスの圧力を直接計測して流量を制御する新たな制御系の開発が重要となっている[50]。しかし反応炉内は真空条件となりセンサの信号の感度が低くなり観測雑音が支配的になる課題がある。また近年では、プロセスの過渡応答などのデータから不具合の原因を解析するFDC(Fault Detection and Classification)が重要となっており、このためにもシステムの状態、特に、圧力の観測が必要となってきた。よって、雑音の影響を低減しつつ、位相遅れの無い圧力推定の手法が望まれる[51,52]。

以上の課題から本稿では高速な圧力応答を実現しながら、圧力の推定値を出力し、観測雑音の影響を抑えながらも高速な圧力を観測できる新たな制御系を提案する。さらに、プリカーサーの気化効率などの変化による未知な外乱を補償する制御系を提案する。

4.3.2 制御対象と従来法の課題

4.3.2.1 制御対象のモデル化

近年の反応炉内の圧力計測値を用いたフィードバック制御の研究[53]が進められており、重要な技術となってきた。そのフィードバック制御系の構成をFig. 4.14に示すがノイズの影響や外乱の影響についてあまり考慮されていない。よって制御対象を明確にし、圧力制御についての課題について確認する。

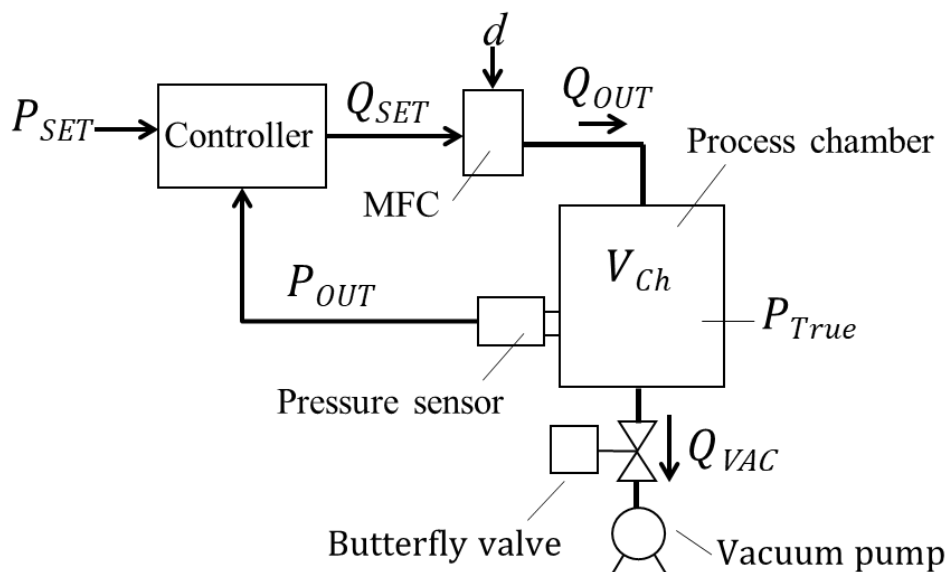


Fig. 4.14 Recent pressure feedback control system

制御すべき量は反応炉(Process chamber)の圧力であり，計測用の圧力センサ(Pressure sensor)，流量制御用のMFC，排気側にはコンダクタンスを制御するバタフライバルブ(Butterfly valve)，および真空ポンプ(Vacuum pump)から構成されている．そして制御器(Controller)により所望の圧力に制御する．ここで，MFCの流量設定値を Q_{SET} ，MFCから流れる流量を Q_{OUT} ，圧力設定値を P_{SET} ，反応炉の圧力真値 P_{True} を観測する圧力センサの出力を P_{OUT} とする．

次に制御対象の伝達関数を求める．MFCのダイナミクスのモデル化については先行研究により，そのモデルを一次遅れ系で示すことができる．ここで T_1 はMFCの流量応答の時定数となる．次に外乱について述べる．気化されたプリカーサーは不活性なキャリアガスにより混合ガスとしてMFCに供給し流量制御している．しかし，プロセス中にプリカーサーの気化効率が温度や圧力などにより影響を受け，混合ガスの濃度がゆっくりと変化することがある．よって，MFCで制御する混合ガスの流量が一定値の場合においても，プリカーサーの流量としては定常的なオフセットが発生することがあり定値外乱 d として扱う．ここでは等価的にMFCの流量設定値 Q_{SET} に定値外乱 d を入力する式とする．

$$Q_{OUT} = \frac{1}{T_1 s + 1} (Q_{SET} + d) \quad (4.13)$$

反応炉内の圧力 P_{True} は、流れる流体が圧縮性流体であるため式(4.15)で表現され、反応炉の容積 V_{Ch} と排気流量 Q_{VAC} とする。

$$P_{True} = \frac{1}{V_{Ch}} \int (Q_{OUT} - Q_{VAC}) dt \quad (4.14)$$

ここで、排気流量 Q_{VAC} は式(4.15)に示す。バタフライバルブのコンダクタンス Cv は定数とし、排気流量 Q_{VAC} は圧力に対して線形関数として扱う。

$$Q_{VAC} = Cv \cdot P_{True} \quad (4.15)$$

式(4.14),(4.15)より流量 Q_{OUT} から P_{True} までの伝達関数は次式で記述できる。ここでMFCの流量単位(atm・cc/min)から圧力単位(Pa)への単位換算係数を $p_o (= 1688)$ とする。

$$P_{True} = \frac{p_o}{V_{Ch}s + Cv} Q_{OUT} \quad (4.16)$$

よって、流量設定値から反応炉の圧力までの伝達関数は、

$$P_{True} = H(s)(Q_{SET} + d) \quad (4.17)$$

と示すことができ、 $H(s)$ は式(4.18)となる。

$$H(s) = \frac{p_o}{(T_1s + 1)(V_{Ch}s + Cv)} \quad (4.18)$$

制御対象 $H(s)$ の各パラメータの数値をTable 4.3に示す。反応炉は直径300 mmのウェハ用であり、反応炉内の容積は1500 ccから2000 ccとなる。制御対象は安定な極を持つ二次遅れ系となる。

Table 4.3 Model parameters

Contents	Value
T_l	0.017
Cv	820
V_{Ch}	1800

4.3.2.2 PI 制御系の課題

ここでは Fig. 4.15 に示す一般的な圧力制御に用いられている PI 制御系の課題について述べる。

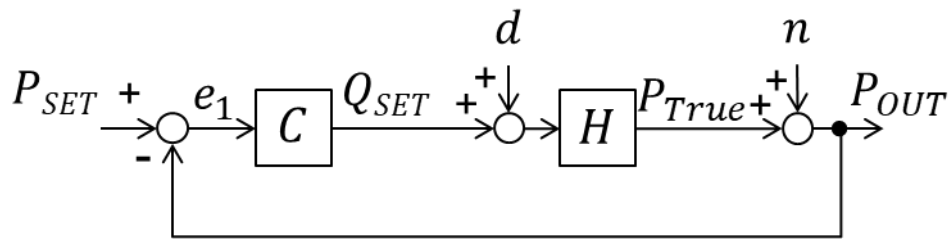


Fig. 4.15 PI feedback control

制御対象を $H(s)$ とし、式(4.19)に示すPI制御器 $C(s)$ により圧力計測値 P_{OUT} が圧力設定値 P_{SET} に追従するように偏差を補償し、また定値外乱 d も補償する構成となっている。

$$C(s) = \frac{c_1 s + c_2}{s} \quad (4.19)$$

実機のステップ応答結果を Fig. 4.16 に示す。圧力設定値を 200 から 600 までステップ上に変化させた。点線が圧力設定値 P_{SET} 、細線が圧力計測値 P_{OUT} 、そして太線が流量設定値 Q_{SET} となる。横軸は時間、縦軸は圧力と流量値を示す。圧力と流量値は正規化した値とする。

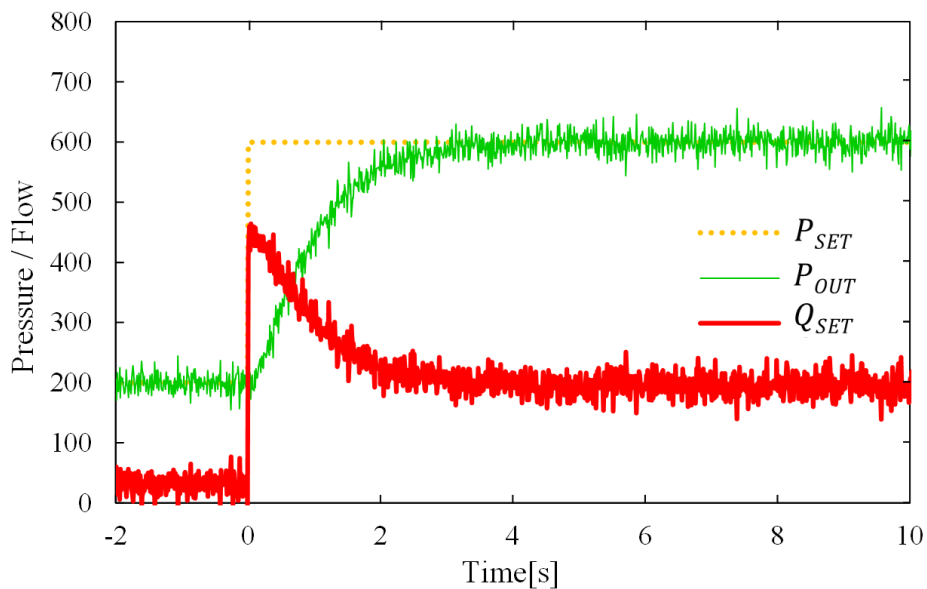


Fig. 4.16 Step response of PI control with its input

実験結果より圧力計測値 P_{OUT} は所望の応答時間に制御することができたが、 P_{OUT} のノイズが大きい、さらにMFCの流量設定値 Q_{SET} が圧力観測雑音の影響を受け大きく変動しており、MFCの保守・安全の観点からは望ましくない。

プロセス中の過渡応答の変化をFDCにより監視するため、できる限りノイズと共に遅れの小さい圧力計測値を出力する必要がある。さらに、圧力の高速応答を実現するために、制御器 $C(s)$ のゲインを大きくする必要があり、圧力の観測雑音が Q_{SET} の変動に影響を与えてしまう課題がある。

4.3.3 提案法の制御系

4.3.3.1 制御系への要求

以上の課題より、本稿では新たな制御系の提案を行う。具体的には、4つの制御系への要求がある。すなわち、

要求1. 位相遅れが無く、未知な外乱にロバストな圧力推定

要求2. 流量設定値 Q_{SET} が観測雑音から受ける影響の低減

要求3. 現状と同等な圧力ステップ応答性

要求4. 制御系がシンプルで調整が容易であること

であり、これらの要求を全て満たす制御系が求められている。

4.3.3.2 提案する制御系の記述

観測できる圧力値は定値外乱 d および観測雑音 n を考慮すると次式で表現できる。

$$P_{OUT} = H(s)(Q_{SET} + d) + n \quad (4.20)$$

式(4.17)に示す反応炉内の圧力真値 P_{True} を制御することが求められるが、式(4.20)に示す P_{OUT} のみ観測可能なため、未知外乱 d および大きな観測雑音 n の存在下でこれを推定すること、および所期の目標値に追従させるように制御することが目標となる。ここでは、 P_{OUT}, Q_{SET} は観測可能であり $H(s)$ は既知であるので、圧力推定器として $H(s)Q_{SET}$ により圧力を推定できそうであるが定値外乱 d の影響もあるので、オブザーバの考え方に基づいて、観測できる P_{OUT} と推定値の誤差をフィードバックすることにより修正する

$$\hat{P}_{OUT} = H(s)\{Q_{SET} + K(s)(P_{OUT} - \hat{P}_{OUT})\} \quad (4.21)$$

を考える。

通常のオブザーバでは、未知の定値外乱 d が原因で出力推定値にオフセットが生じるため、出力誤差を動的補償器 $K(s)$ でフィードバックする構成としている。目標値追従制御系においては、圧力計測値 P_{OUT} をフィードバックすることが一般的である。しかし、ここでは、観測雑音 n が大きな場合にも対処できるように、圧力推定値 \hat{P}_{OUT} を用い、

$$Q_{SET} = C(s)(P_{SET} - \hat{P}_{OUT}) \quad (4.22)$$

によって圧力を制御することを提案する。制御系のブロック線図を Fig. 4.17 に示す。

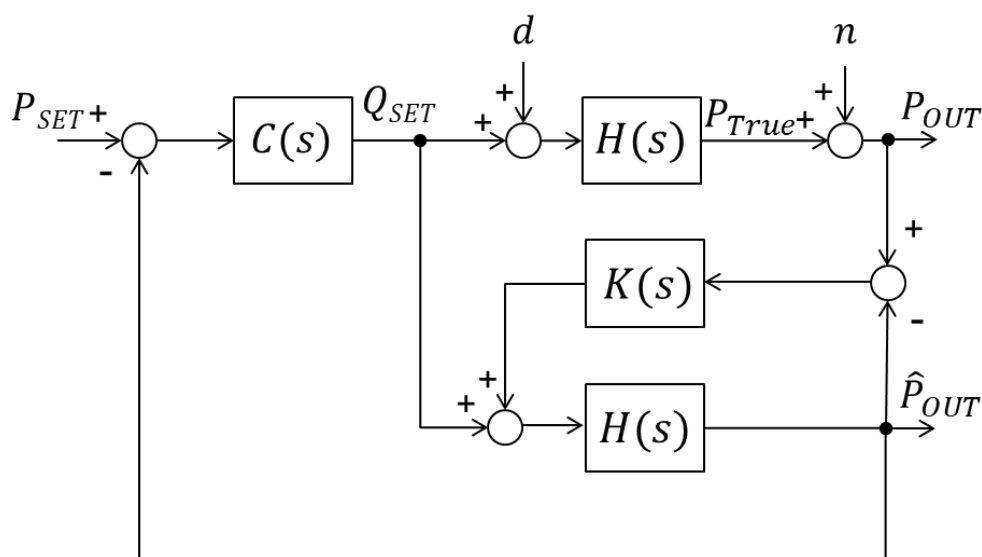


Fig. 4.17 Proposed control system configuration

4.3.3.3 圧力推定値の基礎解析

圧力推定値を式(8)を用いて書き直すと

$$\hat{P}_{OUT} = H(s)Q_{SET} + H(s)K(s)(H(s)Q_{SET} + H(s)d + n - \hat{P}_{OUT}) \quad (4.23)$$

すなわち、

$$\begin{aligned} (1 + H(s)K(s))\hat{P}_{OUT} \\ = (1 + H(s)K(s))H(s)Q_{SET} + H(s)K(s)(H(s)d + n) \end{aligned} \quad (4.24)$$

となる。

$$F(s) := \frac{H(s)K(s)}{1 + H(s)K(s)} \quad (4.25)$$

と定義すれば,

$$\hat{P}_{OUT} = H(s)Q_{SET} + F(s)(H(s)d + n) \quad (4.26)$$

を得る. すなわち, 式(4.20) の圧力計測値 P_{OUT} と比較すると, 圧力推定値 \hat{P}_{OUT} においては定値外乱 d および観測雑音 n の項がそれぞれ $F(s)$ によって周波数整形されたものとなっている. また, $F(s) \rightarrow 1$ のとき, $\hat{P}_{OUT} \rightarrow P_{OUT}$ となる. \hat{P}_{OUT} を用いた式(4.22)による制御系は上式より Fig. 4.18 のように表現することができ, 目標値 P_{SET} から \hat{P}_{OUT} までの伝達関数 $M(s)$ は

$$M(s) := \frac{H(s)C(s)}{1 + H(s)C(s)} \quad (4.27)$$

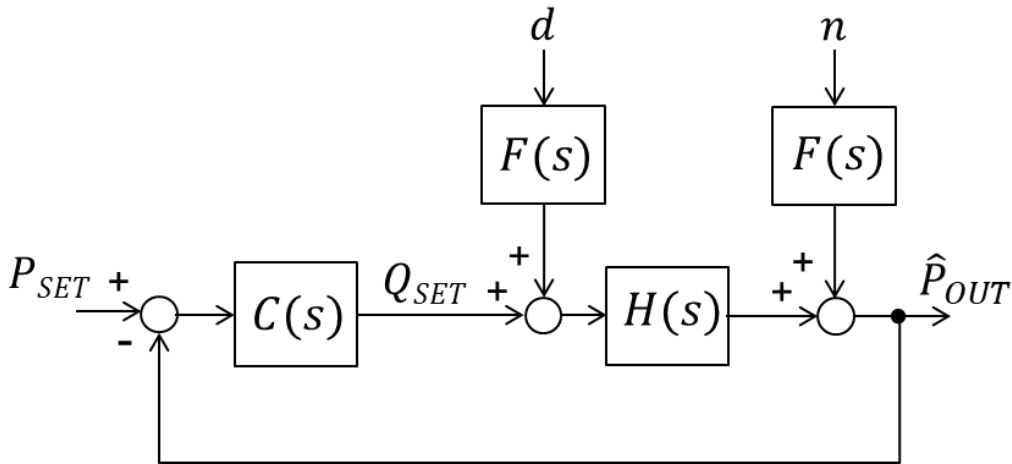


Fig. 4.18 Block diagram from P_{SET} to \hat{P}_{OUT}

定義でき, 目標値応答特性は $F(s)$ とは無関係で, 制御器 $C(s)$ により指定できる. 一方, 制御したいものは \hat{P}_{OUT} ではなく出力 P_{true} であるが, 両者の誤差は

$$\begin{aligned} e_{est} &:= P_{true} - \hat{P}_{OUT} \\ &= (1 - F(s))H(s)d - F(s)n \end{aligned} \quad (4.28)$$

となる. $F(s) \approx 1$ の周波数帯域で $H(s)d$ に起因する誤差が小さくなり, $F(s) \approx 0$ の周波数帯域では雑音 n の影響が小さくなる. よって $F(s)$ の帯域を ($K(s)$ により) 調整することによって, 定値外乱 d の誤差と雑音 n のトレードオフを考慮した設計が可能となる.

4.3.3.4 モデル化誤差に関する考察

制御対象のモデルに誤差がある場合について，簡単に考察しておく．出力推定器が $\hat{H}(s) \neq H(s)$ をモデルとして用いた時，

$$\hat{P}_{OUT} = \hat{H}(s)(Q_{SET} + K(s))(P_{OUT} - \hat{P}_{OUT}) \quad (4.29)$$

となり，先の議論と同様に変形すると

$$\begin{aligned} \hat{P}_{OUT} = & \frac{\hat{H}(s)H^{-1}(s) + \hat{H}(s)K(s)}{1 + \hat{H}(s)K(s)} H(s)Q_{SET} \\ & + \frac{\hat{H}(s)K(s)}{1 + \hat{H}(s)K(s)} (H(s)d + n) \end{aligned} \quad (4.30)$$

を得る．ここで，

$$\hat{I}(s) := \frac{\hat{H}(s)H^{-1}(s) + \hat{H}(s)K(s)}{1 + \hat{H}(s)K(s)} \quad (4.31)$$

$$\hat{F}(s) := \frac{\hat{H}(s)K(s)}{1 + \hat{H}(s)K(s)} \quad (4.32)$$

と記号を定めると，式(4.22)による制御系は Fig. 4.19 のようになる．確かに， $\hat{H}(s) \rightarrow H(s)$ のとき $\hat{I}(s) \rightarrow 1$ となり公称値での応答に近づく．

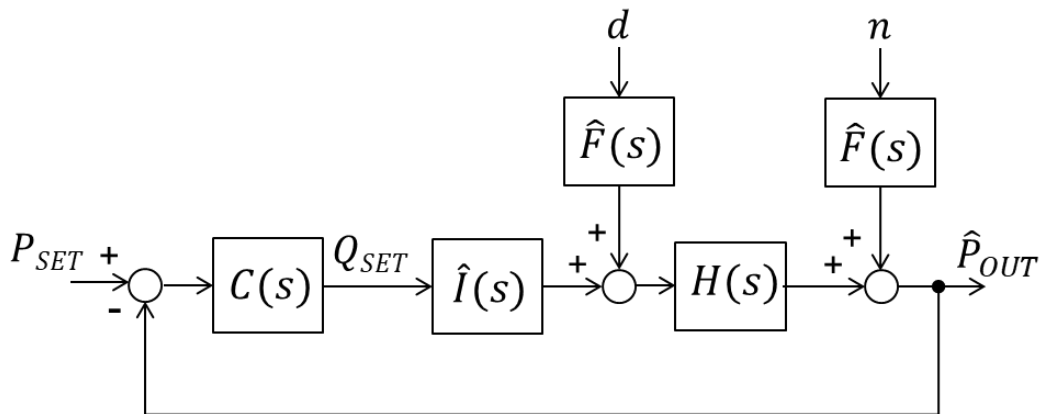


Fig. 4.19 Block diagram from P_{SET} to \hat{P}_{OUT} with modelling error

また， $\hat{I}(s)$ は

$$\hat{I}(j\omega) := \frac{\hat{H}(j\omega)H^{-1}(j\omega) - 1}{1 + \hat{H}(j\omega)K(j\omega)} + 1 \quad (4.33)$$

と書き換えることができ,

$$|\hat{H}(j\omega)H^{-1}(j\omega) - 1| \ll |\hat{H}(j\omega)K(j\omega) + 1| \quad (4.34)$$

を満たす周波数領域では, $\hat{I}(s) \approx 1$ なのでモデル化誤差の影響が小さいことが期待される.

4.3.3.5 制御系パラメータ設計

制御器 $C(s)$ の設計に関しては, 目標値応答が所期の即応性を達成するという観点から定める. 本論文では, 式(4.19)のPI制御器を用いることとする. このとき伝達関数 $M(s)$ は式(4.18),(4.19),(4.27)より

$$M(s) = \frac{p_o(c_1s + c_2)}{s(T_1s + 1)(V_{Ch}s + Cv) + p_o(c_1s + c_2)} \quad (4.35)$$

となる. この $M(s)$ の周波数特性の帯域を $(c_1s + c_2)$ の選択で調整する. 例えば, Table 4.3の値の時, $c_1 = 1, c_2 = 2$ とすれば, $M(s)$ のボード線図はFig. 4.20の破線で示すものとなり, この周波数特性の時, Fig. 4.16の P_{OUT} のように所望の即応性が実現できる. また, 低周波数領域では $M(s) \approx 1$ となり, 定常偏差なく定値目標値に追従することが保証される.

一方, $K(s)$ の設計に関しては, 推定値が所期の特性を有するように定める. 式(4.27)より推定値の特性は $F(s)$ から定まるが, $F(s)$ に関する要請は, 上記の $M(s)$ と同じである. すなわち, 定値外乱の影響を定常状態で除去するために

$$F(0) = 1 \quad (4.36)$$

また, $F(s)$ の帯域によって, 推定値の即応性と雑音の影響除去のトレードオフが取れる. よって, $K(s)$ もPI型, すなわち

$$K(s) = \frac{k_1s + k_2}{s} \quad (4.37)$$

とする. このとき

$$F(s) = \frac{p_o(k_1s + k_2)}{s(T_1s + 1)(V_{Ch}s + Cv) + p_o(k_1s + k_2)} \quad (4.38)$$

となる. $F(s)$ の周波数特性として, Fig. 4.20の実線で示すような $M(s)$ より少し広い帯域となるように選ぶ. このようにすれば, 制御に必要なと思われる周波数帯域で, 精密な出力推定値が得られて合理的と思われる. 例えば, $K(s) =$

$2C(s)$ とすると, Fig. 4.20 の実線で示す特性となる. 以上で設計が終了する.

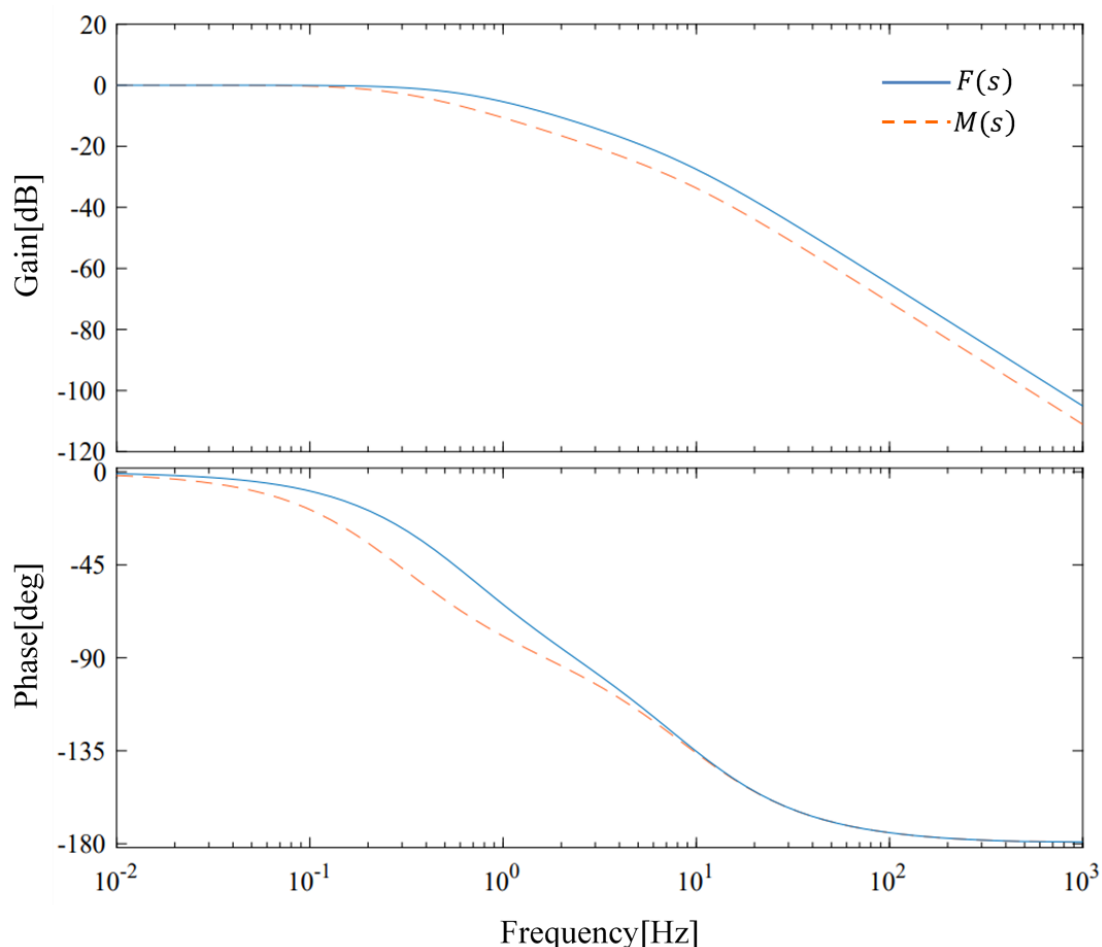


Fig. 4.20 Bode plots of $F(s)$ and $M(s)$

周波数特性 $F(s)$ は $M(s)$ よりも高い周波数特性とし, 10 Hz以上の帯域ではゲインが約-20 dB以下の特性となり, 観測雑音の影響を低減できることが期待できる.

参考までに, 制御系を安定化するPIゲインの範囲について述べておく. $M(s)$ および $F(s)$ が安定なときFig. 4.17の制御系は安定となるので, PIゲイン(c_1, c_2)は式(4.35)の $M(s)$ の分母が安定多項式となる範囲で自由に選べる. ラウスの安定判別法より

$$\begin{aligned} (T_1 C v + V_{ch})(C v + p_o c_1) - T_1 V_{ch} p_o c_2 &> 0 \\ C v + p_o c_1 &> 0 \quad p_o c_2 > 0 \end{aligned} \quad (4.39)$$

を満たすことが(c_1, c_2)の条件となる. Table 4.3のパラメータの場合, 上記は

$$\begin{aligned} 28.8 + 59.3 c_1 > c_2 > 0 \\ c_1 > -0.49 \end{aligned} \tag{4.40}$$

となるので、安定性を保持するだけであれば、理論上はいくらでもPIゲインを大きくできる。PIゲイン (k_1, k_2) についても、式(4.38)の $F(s)$ は式(4.35)の $M(s)$ と同じ係数であるので、 (c_1, c_2) と全く同じ条件で制御系の安定性を保持する。

4.3.3.6 既存手法についての考察

最後に、既存のフィードバック制御手法について、本稿の制御系への要求の観点から考察しておく。本稿の制御系への要求1および3に対しては外乱オブザーバなどが有効な手段として考えられるが[54]、外乱オブザーバでは外乱が推定されるものの、出力（本稿では圧力計測値）を推定するわけではない。要求2についてはローパスフィルタなどによりノイズ低減が可能であるが、位相遅れが不可避である。またフィルタの位相遅れにより制御系設計がより困難となる。要求2および3を満たす手法として H_∞ 制御は有効な手法と考えられるが[55]、一般に高次系となり要求4に対して調整が複雑になる。また、要求1を満たすために、別途、出力推定器を構成することが必要となる。

なお、本稿の提案手法において、目標値応答特性を改善するためにフィードフォワード制御を加えた2自由度制御とすることは可能であるが、本稿の場合にはすでに満足できる目標値応答であるため、フィードフォワード制御は用いていない。

4.3.3.7 シミュレーションによる検証

ここで、シミュレーションにより圧力ステップ応答について圧力推定値の追従性、ノイズ幅および流量設定値の変動について確認を行った。シミュレーション結果を Fig. 4.21 に示す。観測雑音は実機と同等のノイズをモデルに入力し、シミュレーションを実行している。点線が圧力設定値 P_{SET} 、細線が圧力計測値 P_{OUT} 、破線が圧力推定値 \hat{P}_{OUT} 、そして太線が流量設定値 Q_{SET} となる。横軸は時間、縦軸は圧力と流量値を示す。圧力と流量値は正規化した値とする。

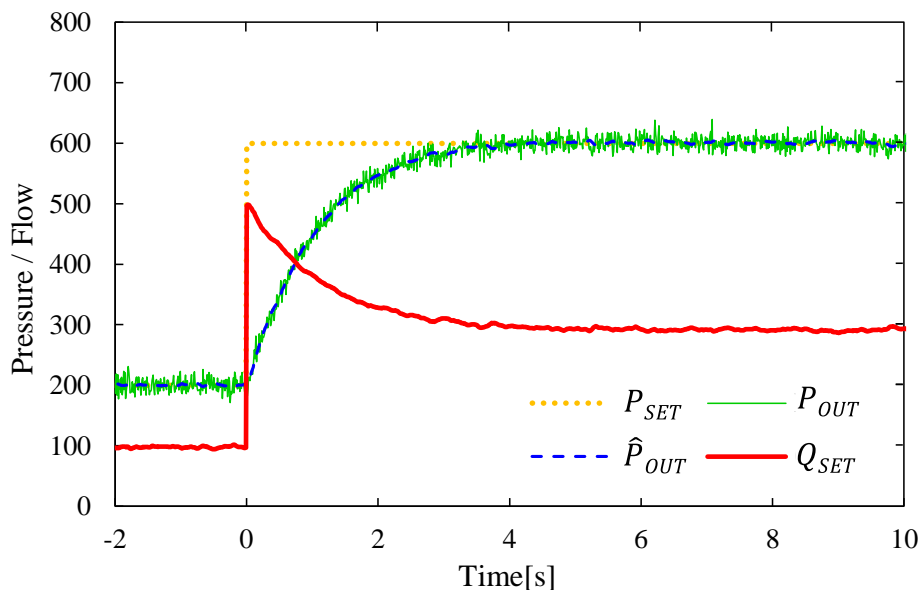


Fig. 4.21 Step response of the proposed control system (Simulation)

圧力計測値 P_{OUT} と圧力推定値 \hat{P}_{OUT} の応答は概ね一致しており、圧力推定値のノイズも大幅に低減できている。そして、流量設定値 Q_{SET} に現れるノイズの影響も設計者の狙い通り 2 章の PI 制御との結果と比較し大幅に低減できる結果となった。

ここで、圧力のシミュレーション上で圧力真値 P_{True} と圧力推定値 \hat{P}_{OUT} の差についても確認する。 Fig. 4.21 のステップ応答時の差を Fig. 4.22 に示す。

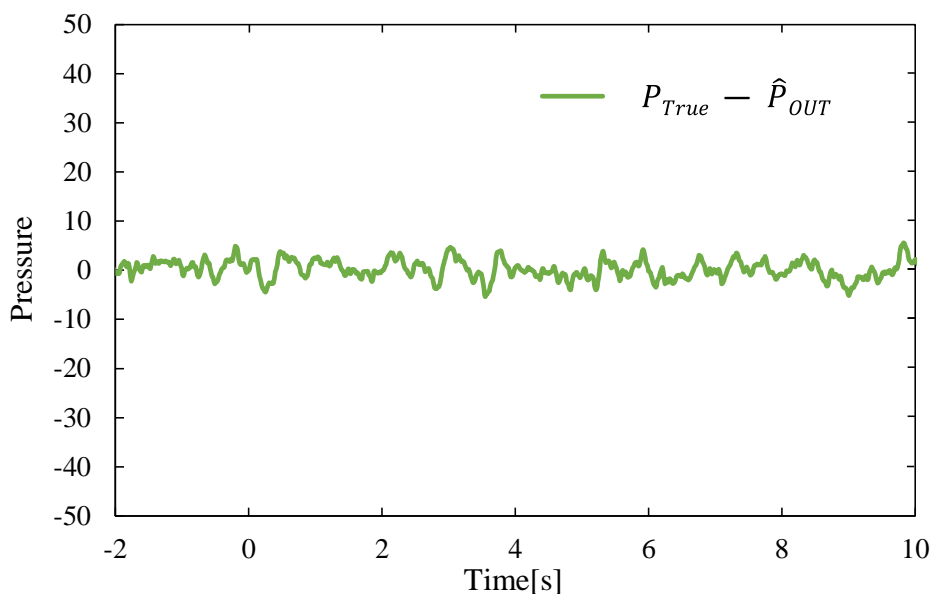


Fig. 4.22 Pressure error of $P_{True} - \hat{P}_{OUT}$

圧力真値 P_{True} と圧力推定値 \hat{P}_{OUT} の差は ± 6 以下(すなわち圧力設定値 600 の 1% 以下)で、時間 0 s から 10 s までの $P_{True} - \hat{P}_{OUT}$ の平均値は 0.2 となり、概ね一致していることが確認でき圧力推定値を用い圧力真値を推定し制御できている。

次にシミュレーションにより定値外乱 d をステップ上に入力し、圧力計測値 P_{OUT} に対する圧力推定値 \hat{P}_{OUT} の追従性およびノイズ幅の確認を行った。結果を Fig. 4.23 に示す。

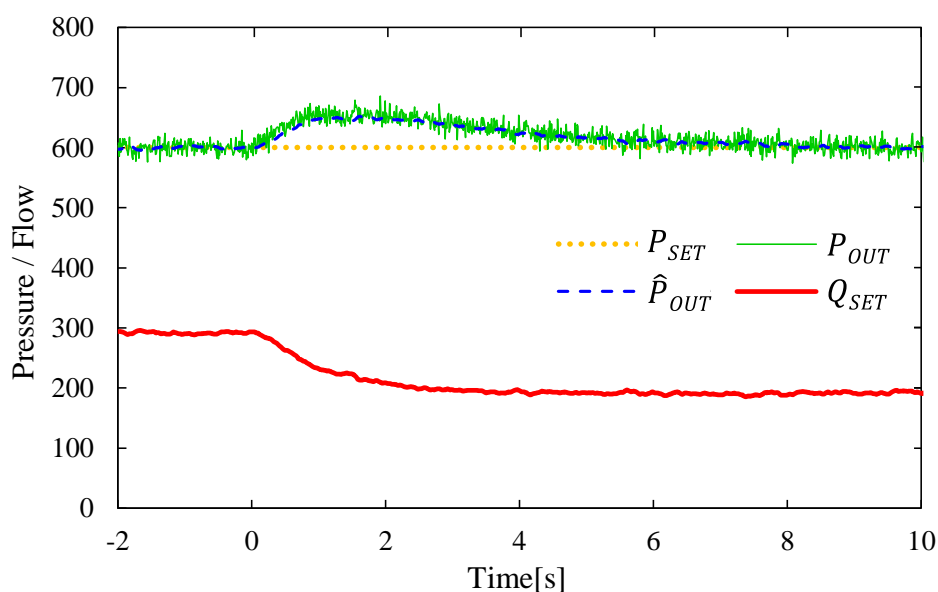


Fig. 4.23 Disturbance response of the proposed control system (Simulation)

外乱に対する応答性についても圧力計測値 P_{OUT} と圧力推定値 \hat{P}_{OUT} の応答は概ね一致しており、外乱の補償が可能であることが確認できた。さらに、圧力計測値のノイズと比べ圧力推定値のノイズは約 1/8 まで低減という結果を得た。

4.3.4 提案法の実験結果

4.3.4.1 実機試験結果について

提案法の実機による試験を実施した。第 3 章の条件で、実機の制御対象とモデルの伝達関数が一致している条件とし、制御器 $C(s)$ のパラメータは 3 章と同じ条件で実施した。圧力のステップ応答の結果を Fig. 4.24 に、定値外乱の結果を Fig. 4.25 に示す。サンプリング周期は 10 ms とし、離散化については後退差分法を用いた。

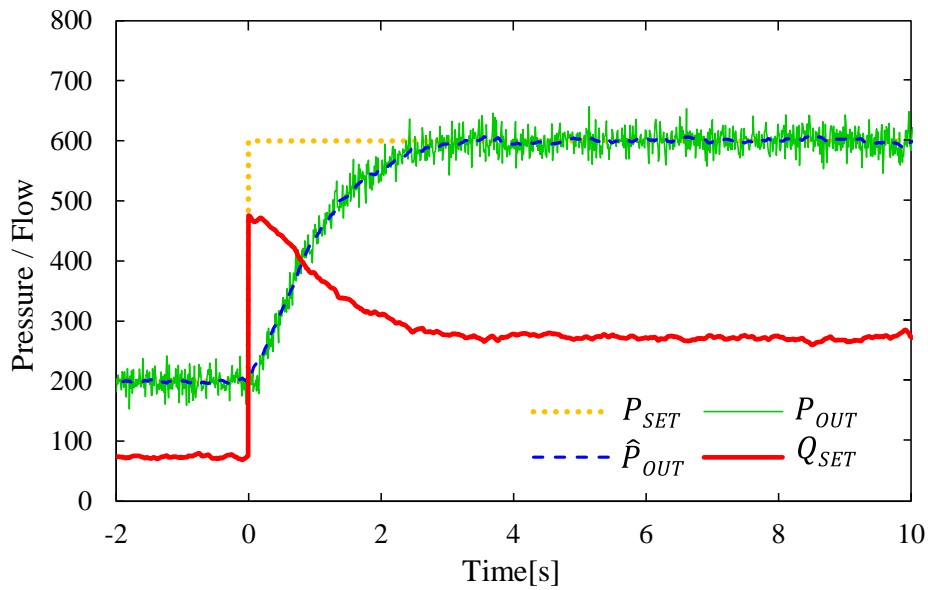


Fig. 4.24 Step response of the proposed control system (Experiment)

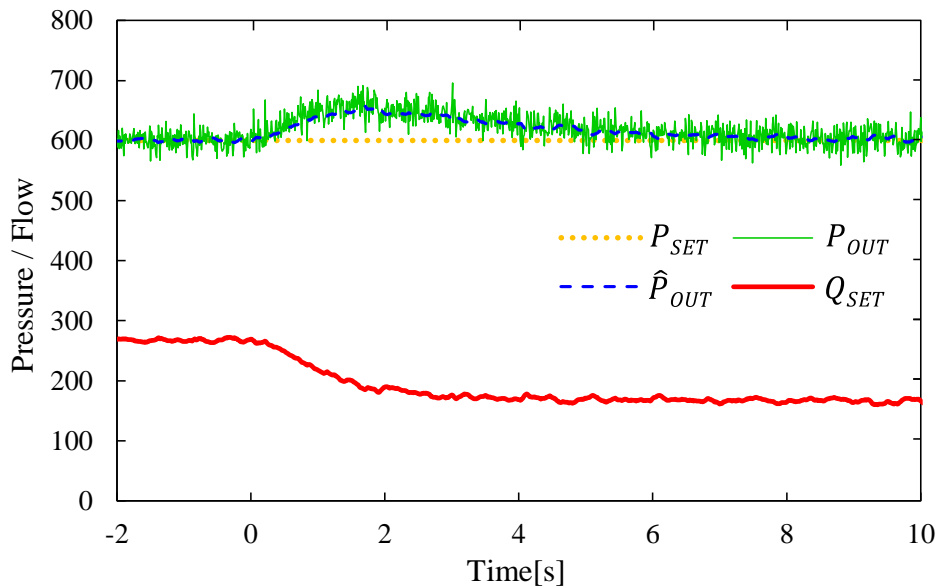


Fig. 4.25 Disturbance response of the proposed control system (Experiment)

以上の結果から、圧力の推定値は計測値の応答と一致しながらも、圧力推定値は計測値と比較し、約 1/6 のノイズ幅となり大幅なノイズ低減が実現できている。また、定値外乱の補償についても 3 章に近い結果となり、圧力推定値と計測値は一致し、定常偏差を補償できていることが確認できた。

さらに、流量設定値の変動も 2 章での PI 制御と比較すると約 1/4 まで変動を抑えられる結果となった。よって、提案法の有効性をシミュレーションおよび実機の実験結果により示すことができた。

4.3.4.2 モデル誤差の影響について

実機の制御対象 $H(s)$ のパラメータが変化した場合においても、提案手法がどの程度有効であるのかについて実験検証しておく。そのために、あえて制御対象の特性を少し変化させて制御系の挙動を確認してみる。ここでは、反応炉からの排気流量を変化させ、その結果として、コンダクタンスを当初の Cv からその 1/10 である $Cv/10$ に変化させてみた。こうすると、制御対象の特性は当初の $H(s)$ から

$$H'(s) = \frac{p_o}{(T_1s + 1)(V_{ch}s + Cv/10)} \quad (4.41)$$

に変化するので、この場合の応答について実験検証しておく。出力推定器には制御対象の当初モデル $H(s)$ を用いているが、制御対象の特性が $H(s) \rightarrow H'(s)$ に変化しているので実際の制御系としては Fig. 4.26 に示すものとなっている。

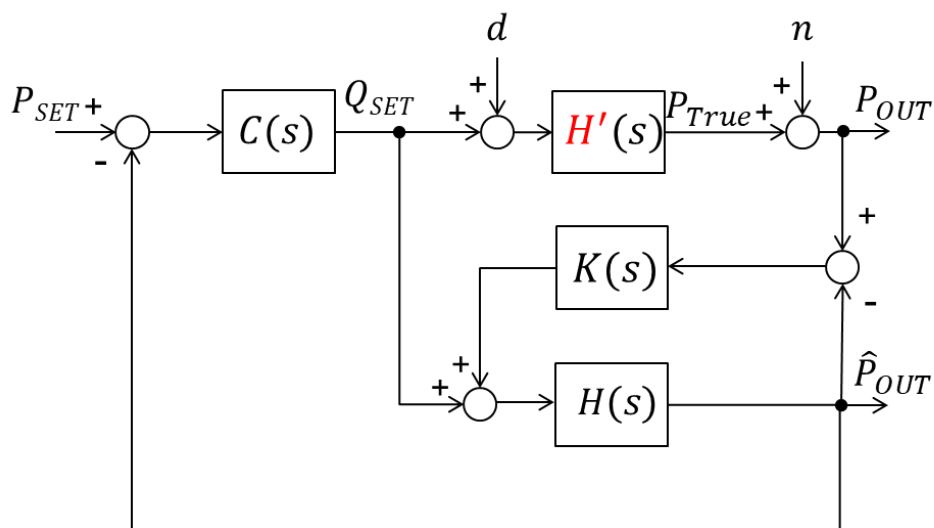


Fig. 4.26 Control system for perturbed plant (Cv changed)

実機のステップ応答の試験結果を Fig. 4.27 に示す。圧力推定値は圧力計測値と比較し少し応答が遅い結果となった。これは排気流量が低下することで実機の制御対象の圧力上昇がモデルの圧力上昇より速くなることが要因と考える。

しかし、圧力推定値は圧力計測値に対して十分な追従性があることが確認できる。

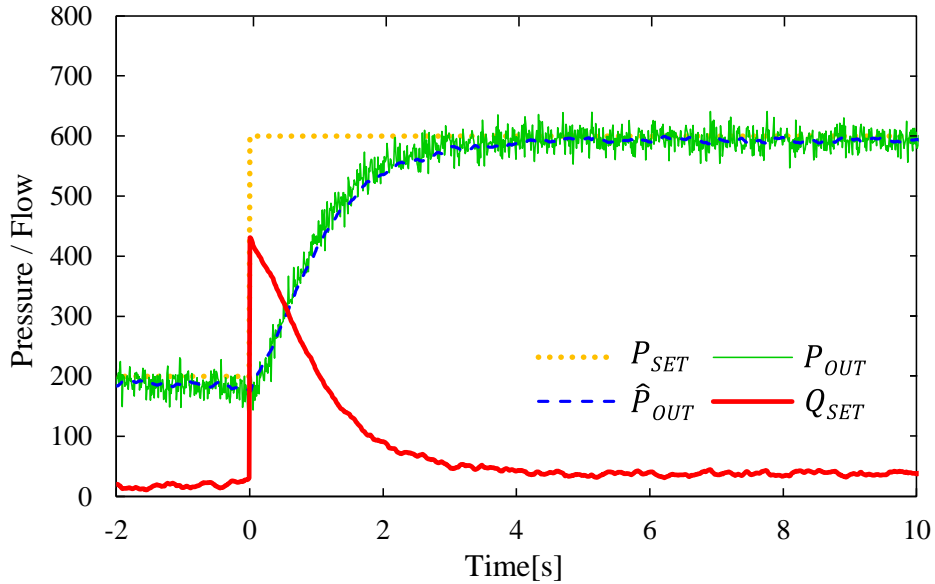


Fig. 4.27 Step response of the proposed control system with perturbed plant (Experiment)

定値外乱についても、実験をおこなった。結果については Fig. 4.28 に示す。圧力推定値は圧力計測値と比較し少し遅れが生じているが、外乱が生じても圧力設定値に補償できている。

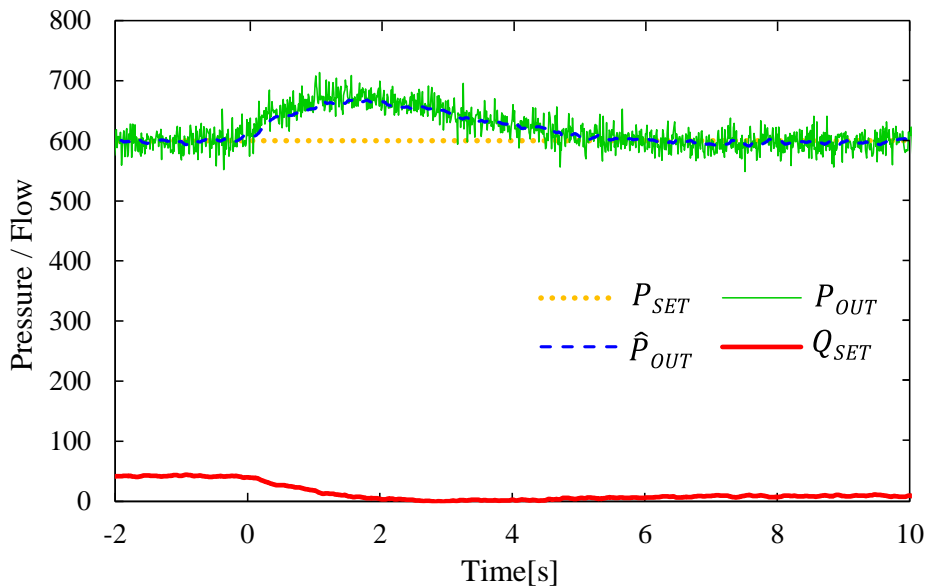


Fig. 4.28 Disturbance response for the proposed control system with perturbed plant (Experiment)

実機の制御対象とモデルの伝達関数が一致しない場合においても、圧力推定値と圧力計測値は一致し、補償器 $K(s)$ によりモデルと実機の差を補償できていることが確認できた。

4.3.5 おわりに

本稿では出力推定値を用いたフィードバック制御系による圧力推定制御について提案した。制御対象のモデルを構築し、圧力の推定値をフィードバック制御に用いることで高速なステップ応答を実現しながらも、圧力観測雑音の影響を抑え、操作量である流量設定値の変動も低減ができた。さらに、ユーザーに圧力推定値を出力することで低ノイズかつ遅れの小さい圧力値を監視でき、定常値オフセット外乱に対してもステップ応答と独立して補償できる高い自由度を持った画期的な制御系となっている。

今後、提案法により高速なプロセスガスの供給とその制御と計測が可能となり、半導体製造プロセスのALDや他のプロセスにおいてもスループット向上やデバイスの歩留り改善に大きく貢献できると考える。さらに、今まで観測雑音の課題により制御できなかった高真空の条件においても、本稿の提案法を適用でき、半導体製造プロセスの状態を高精度かつ高速に安定化できる制御系が実現できているものと考えられる。

5 結言

本論文では流量制御機器で用いられる流量センサのモデリングおよび制御系設計について述べた。流量は実際に見えない物理量であり、さらに熱分布や差圧などの物理量の変化から間接的に計測する必要がある。そのため、流量センサのダイナミクスを明らかにすることにより、実流量を制御する視点での制御系設計が可能となった。さらにセンサの周辺の要素も考慮したモデルを構築することにより、未知な外乱に対してセンサを敢えて用いないで補償する制御系の提案を行った。また、直接観測できない流量や圧力に対し制御対象を陽に考慮した新たな制御系設計の提案を行った。これにより産業システムにおいて以下の利点を得られる。

1. 計測が困難な物理量の制御が可能となり、安定したプロセスが実現できる。
2. ノイズを低減した高速なプロセスが実現でき、スループットが向上する。
3. モデルを活用することで、制御パラメータの調整コストが抑えられる。

本稿では半導体製造プロセスにおける流量制御を中心とし、具体的な内容と結果は下記の内容となる。

2章では定温度制御方式の熱式流量センサについて複合物理領域での統一した数理モデルを構築し、実験によりシミュレーション結果と類似する特性を確認した。これによりシミュレーション上で流量センサの特性を検証できるようになり、新たな流量センサの開発において流量センサの時間遅れについても予めシミュレーションが可能となる。よって流量の感度と応答性能のトレードオフを考慮した流量センサの初期検討ができ、流量センサの試作回数を減らし効率的な流量センサの開発が可能となる。

3章ではMFCの制御系設計手法について述べた。熱式MFCでは流量センサの伝達関数を明らかにすることで、内部モデル制御を適用することができ、シンプルな制御系設計が可能となった。また、供給圧力変動の補償についてIMCの設定パラメータを適切に設定することで、供給圧力を観測することなく、圧力変動の影響を相殺する制御系を提案し、その有効性を実験により確認した。また、圧力式MFCについてもモデリングを行い、シミュレーション上で制御パラメータをベイズ最適化により探索し、その有効性を実験により確認した。これによりパラメータ調整コストを大幅に低減できる。

4章ではMFCを用いた2つのアプリケーションに対して新たな制御系の提案をした。MFCを用いた流量分岐システムの制御系設計については、従来法のガス導入時に流量分岐制御が不安定になる課題について、圧力制御系と流量分岐制御系のハイブリッドの構成にすることにより安定した制御が可能となった。また制御パラメータの最適化についてはシミュレーション上で制御パラメータの最適化が可能となり、現場での調整コストの削減が可能となった。反応炉内の圧力制御については、圧力の真値を制御するために反応炉をモデル化し、そのモデルから圧力を推定し、圧力出力推定値をフィードバックすることで、観測ノイズの影響を抑え、さらにモデルの出力から反応炉の圧力の推定値を観測できる新たな制御系の提案をした。これによりノイズの影響を抑えながら高速な圧力制御が可能となり、ユーザーに圧力推定値を出力することで低ノイズかつ遅れの小さい圧力値を監視できる。

本研究ではセンサ・制御対象・制御則を独立して考えるのではなく、Fig.5に示すようにプロセス制御の視点から、センサ・制御対象の特性を陽に考慮し、統合した制御系となっている。これにより、センサやプロセスの特性を考慮したモデルを構築し、その特性を利用することでプロセスの推定・制御が可能となった。

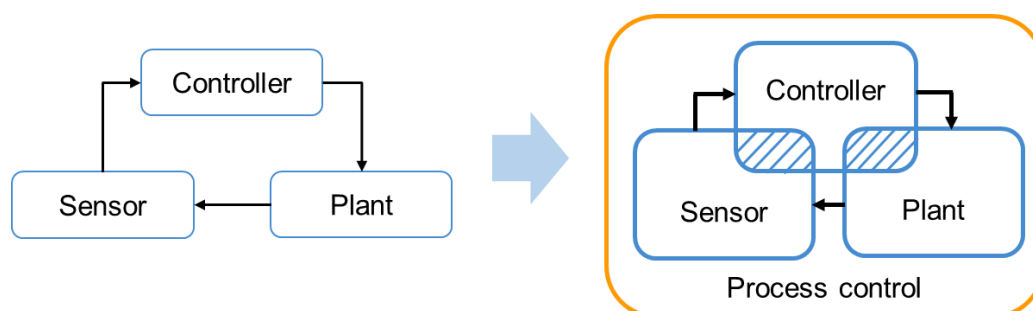


Fig.5 Structure of advance process control

そして他の産業プロセスでは半導体プロセスと同様に複雑な制御対象となっており、それらの特性をフィードバック制御の中でうまく生かす考え方は流量などの見えない物理量を制御するプロセス制御分野で広く貢献できる。

謝辞

本論文の終わりに臨み、長期に渡り懇切なるご指導，御鞭撻，さらに本論文全般のご校閲を賜った，大阪大学大学院工学研究科教授 大須賀公一先生に深甚なる謝意を捧げます。同じく流体制御機器の研究の初期からご指導，御鞭撻頂くとともに，論文のご校閲を賜った京都大学名誉教授 杉江俊治先生に感謝の意を示します。

また，本研究は株式会社堀場エステックで行った研究を，大阪大学大学院での研究により体系化したもので，本論文をまとめる機会と御激励の言葉をいただきました河野武志取締役，米田豊氏，林繁之氏には深く感謝の意を示します。また長年に渡りご指導いただき，本研究を温かく見守っていただいた原清明博士には心より御礼申し上げます。また境行男氏には研究開始以来，多岐に渡りご指導いただき，心より御礼を申し上げます。

本研究において株式会社堀場エステック 開発本部 田中祐紀氏，家城篤史氏，金丸雄介氏，徳永和弥氏，松本颯太氏には多大なる貢献をいただきました。深く感謝の意を示します。また論文のご校閲を賜った林大介博士に感謝の意を示します。そして本研究に多くの助言をいただきました株式会社堀場製作所 安藤嘉健氏，齋藤崇志氏に感謝の意を示します。

参考文献

- [1]萩尾：サーマル式マスフローコントローラーの最新応用例，計測技術，652，Vol.49，No.13，34-40(2021)
- [2] T.Tateyama: A Compact Mass Flow Controller with Improved Noise Resistance, Designed for Mounting on Manufacturing Equipment, azbil Technical review 1-6(2017)
- [3] PID 制御システムの産業適用評価に関する調査専門委員会: IoT 時代に向けた制御技術サプライヤの課題，電気学会技術報告, No.1446(2019)
- [4]野尻：はじめての半導体ドライエッチング技術，技術評論社，159-163(2020)
- [5]高橋：半導体材料分野における一フッ化塩素ガスの製造プロセスとエッチング反応性に関する研究，博士論文，横浜国立大学大学院(2020)
- [6]K.J Kanarik: Mixed mode pulsing etching in plasma processing systems, Patent No.US 8,883,028 B2 (2014)
- [7]K.J.Kanarik , T.Lill,E.A.Hudson , S.Sriraman,S.Tan , J.Marks, V.Vahedi , R.A.Gottscho: Overview of atomic layer etching in the semiconductor industry, Journal of Vacuum Science & Technology, A35, 1-13(2017)
- [8] 和田，寺尾，宮瀬，堀，土井，古米：低欠陥 6 インチ SiC エピタキシャル基板“EpiEra”，住友電工グループ技術論文誌，193，53-57 (2018)
- [9]S.Hwang, K.Kanarik: Evolution of across-wafer uniformity control in plasma etch, Solid state technology, July 2016, 16-20 (2016)
- [10]D.Dictus, W.Boullart, V.Paraschiv, S.D.Gendt, D.Shamiryan, C.Vinckier: Impact of metal etch residues on etch species density and uniformity, Journal of Vacuum Science & Technology B Microelectronics and Nanometer Structures, 28-4, 789-794 (2010)
- [11]西村：パルスショット式流量コントローラ, Vol. 2, CKD 技報(2016)
- [12] J. Mort, F. Jansen : Plasma Deposited Thin Films, CRC Press, 7-10 (1988)
- [13]R.F.Berg, D.S.Green, G.E.Mattingly: Workshop on Mass Flow Measurement and Control for the Semiconductor Industry, National Institute of Standards and Technology Special Publication, 400-101(2001)
- [14]黒田：マスフロー千夜一夜物語 第 74 回，計技術，651, Vol.49, No.12, 66-71 (2021)
- [15]高橋：プレッシャーインセンシティブ対応マスフローモジュール—SEC-Z700 シリーズ—，堀場製作所技術情報誌 Readout, 36, 14-17 (2010)
- [16]A.Nagarajan, A.Smirnov: Algorithms of Latest Pressure Insensitive Mass Flow Controller (PIMFC) for Semiconductor, 日立金属技報, Vol. 28, 30-36(2012)
- [17]P. Rudenta, P. Navratil: Design of a new sensor for mass flow controller using

- thin-film technology based on an analytical thermal model, *J. Vac. Sci. Technol. A* **16-6**, 3559-3563 (1998)
- [18]P.Couturier: Advanced control strategy for a digital mass flow controller, *Mechatronics*, **19-4**, 443-449 (2009)
- [19]T. M. Kim and J. W. Jeon: A Study on the Real-Time Flow Rate Change Monitoring Methods of Mass Flow Controller in In-Situ Semiconductor Processing, 32nd Annual SEMI Advanced Semiconductor Manufacturing Conference, 1-4(2021)
- [20]S. Penley, S. Wozniak, C. Davis, P. Barros: A Holistic Approach Toward UHP Gas Delivery System Design Reduces Stochastic Variability Of Reactant Distribution In Plasma Etch And Deposition Equipment, 32nd Annual SEMI Advanced Semiconductor Manufacturing Conference, 1-6 (2021)
- [21]今井 和也：高精度広範囲制御マスフローコントローラー，配管技術，日本工業出版，856. 63-12, 56-60(2021)
- [22]J. O' Hanlon: A User's Guide to Vacuum Technology, 117/120, John Wiley & Sons Inc. (2003)
- [23]G.J. Duffy, B.Eng: Thermal Mass Flow Measurement, Dublin City University, 18-59 (2000)
- [24]S. Issa, H. Sturm, W. Lang: Modeling of the Response Time of Thermal Flow Sensors, *Micromachines*, 2-2, 385-393 (2011)
- [25]N. R. Swart, A. Nathan: Coupled Electrothermal Modeling of Microheaters Using SPICE, *IEEE Trans. Electron Devices*, 41- 6, 920-925 (1994)
- [26]上運, 永代, 元祐, 本阿弥：マイクロフローセンサと制御回路の SPICE を用いた電気-熱 連成解析，電気学会論文誌 E, 128-2, 53-58 (2008)
- [27]A. F. Robertson , D.Gross: An Electrical-Analog Method for Transient Heat-Flow Analysis, *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, 61-2, 107/108 (1958)
- [28]相原: 伝熱工学, 67 -70, 裳華房 (2016)
- [29] 瀧尻, 岡野, 家城：超微細半導体製造プロセスに向けた熱式マスフローコントローラーの開発，堀場製作所 技術情報誌 Readout, 47, 23-27 (2016)
- [30]J.M. Lull, C. Wang and J.A. Saggio,Jr. : Methods and apparatus for pressure compensation in a mass flow controller, Patent No.US 8,751,180 B2 (2014)
- [31] A. Shajii, N. Kottenstette, J. Ambrosina: Apparatus and method for pressure fluctuation insensitive mass flow control, Patent No.US 8,738,187 B2 (2014)
- [32]M. Morari and E.Zafiriou: Robust Process Control, Prentice Hall (1989)
- [33]岡島, 松永：モデルと実対象の信号差を利用した制御，システム／制御／情報, 60-2, 60-65(2016)

- [34]中野, 藤本, 杉江: ベイズ最適化を用いた制御器チューニング, 計測自動制御学会論文集, 55-4 269/274 (2019)
- [35]E.Contal, V.Perchet, N.Vayatis: Gaussian Process Optimization with Mutual Information, Proceedings of the 31st International Conference on Machine Learning, 32-2, 253-261(2014)
- [36]和田, 寺尾, 宮瀬, 堀, 土井, 古米: 低欠陥 6 インチ SiC エピタキシャル基板“EpiEra”, 住友電工グループ技術論文誌, 193, 53-57 (2018)
- [37]S.Hwang, K.Kanarik: Evolution of across-wafer uniformity control in plasma etch, Solid state technology, July 2016, 16-20 (2016)
- [38]D.Dictus, W.Boullart, V.Paraschiv, S.D.Gendt, D.Shamiryan, C.Vinckier: Impact of metal etch residues on etch species density and uniformity, Journal of Vacuum Science & Technology B Microelectronics and Nanometer Structures, 28-4, 789/794 (2010)
- [39]羽深: Si エピタキシャル薄膜作製プロセスのシミュレーション, 日本真空学会誌, 49-9, 525-529 (2006)
- [40]A.E.Gower-Hall: Integrated Model-Based Run-to-Run uniformity control for Epitaxial silicon deposition, Ph.D.Thesis, Massachusetts institute of technology (2001)
- [41]J.M.Nawaz, M.Z.Arshad, S.J.Hong: Diagnosis in semiconductor etch equipment using Bayesian networks, Journal of semiconductor technology and science, Vol.14, No.2, 252-261 (2014)
- [42]M.T.Taylor, J.C.Hallahan: System and method for dividing flow, Patent No.US 6,418,954 B1 (2002)
- [43]B.K.McMillin, R.Knop: Gas distribution apparatus for semiconductor processing, Patent No.US 6,333,272 B1 (2001)
- [44]M.Gregor,J.W.Lane: N-Channel flow ratio controller calibration, Patent No.US 8,397,739 B2 (2013)
- [45]K.Brashear, A.M.Okada, D.L.Demars, Z.Ye,J.Rajaram, M.E.Josephson: Methods and assembles for gas flow ratio control, Patent No.US 10,269,600 B2 (2019)
- [46]瀧尻, 境,杉江: 流量制御機器の外乱モデルと IMC によるセンサレス圧力外乱抑制,計測自動制御学会論文集, 56-6, 327-332 (2020)
- [47]I.Maruta, T.H.Kim, T.Sugie: Fixed-structure H_{∞} controller synthesis, A meta-heuristic approach using simple constrained particle swarm optimization, Automatica, 45, 553-559 (2009)
- [48]吉田: プラズマ ALD による低温成膜技術,表面技術, 68-12, 679/682 (2017)
- [49]Y.Ding, Y.Zhang, Y.M.Ren, G.Orkoulas, P.D.Christofides: Machine learning-based modeling and operation for ALD of SiO₂thin-films using data from a multiscale CFD simulation, Chemical Engineering Research and Design, 151, 131-145 (2019)

- [50]榎並：半導体製造技術の最新動向と計測制御技術,堀場製作所 技術情報誌 Readout, 47, 10-15 (2016)
- [51]M.Yelverton, T.Ho, J.Lee: Using Full Trace Analytics to Simplify Root Cause Analysis, IEEE International Symposium on Semiconductor Manufacturing(2018)
- [52]J.Blue,A.Roussy,J.Pinaton: RUN-TO-RUN Sensor Variation Monitoring For Process Fault Diagnosis in Semiconductor Manufacturing, IEEE Proceedings of the 2016 Winter Simulation Conference, 2523-2534(2016)
- [53]Y.Zhang, Y.Ding, P.D.Christofides: Integrating Feedback Control and Run-to-Run Control in Multi-Wafer Thermal Atomic Layer Deposition of Thin Films, MDPI Process, 2, 1-18 (2020)
- [54]大西：外乱オブザーバによるロバスト・モーションコントロール,日本ロボット学会誌, 11-4, 486-493 (1993)
- [55]杉江, 藤田：フィードバック制御入門, 179-184,コロナ社 (1999)

研究成果

1章	国内講演会	瀧尻，家城，杉江：流量センサモデルを用いた2自由度制御による高速流体制御，第57回自動制御連合講演1693/1695(2014)
2章	論文	瀧尻，境，杉江：複合物理領域での定温度制御方式熱式流量計のモデル化，計測自動制御学会論文集，55-5，362-368(2019)
	国内講演会	瀧尻，境，杉江：複合物理領域での定温度制御方式熱式流量計のモデル化，第60回自動制御連合講演958-960(2017)
3章	論文	瀧尻，境，杉江：流量制御機器の外乱モデルとIMCによるセンサレス圧力外乱抑制，計測自動制御学会論文集，56-6，327-332(2020)
	国内講演会	瀧尻，松本，大須賀，杉江：ベイズ最適化を用いた流量制御器のPID最適化，第66回システム制御情報学会研究発表講演会(2022)
4章	論文	瀧尻，大須賀，杉江：半導体製造プロセスにおける流量分岐制御系の提案と最適設計，計測自動制御学会論文集，58-7(2022)
		瀧尻，大須賀，杉江：出力推定値フィードバック制御系による圧力推定制御，計測自動制御学会論文集，58-9(2022)掲載予定