

令和元年度 博士論文

産業応用を目指した古典制御技術
および推定技術の拡張

群馬大学大学院理工学府
電子情報・数理領域
橋本研究室

博士後期課程 3 年
学籍番号 t172d003

蔣 煜琪

2020 年 2 月

概要

自動制御は、産業界のみならず現代の我々の生活を含め、各種の自動化要件を伴うあらゆる場面で必要不可欠となっている。自動制御システムの制御性能は、出力、品質、コスト、労働条件、および期待される目標の達成に直接影響する。PID(Proportional-Integral-Differential) 制御は古典的な制御理論の一つである。PID 制御の構造はシンプルで、堅牢性と汎用性がある。その調整方法においては、制御対象の厳密なモデルが不可欠ではなく、例えば周波数特性のみでも設計可能であるという特徴をもつ。依然として産業分野で最も広く使用されている制御手法である。このように、簡単な調整で比較的十分な性能を実現できる制御法ではあるが、多入出力系を取り扱うのは難しい。制御対象の同定が必要であったり、制御器の設計には経験も必要で、再調整や付加的な補償が組み込まれる場合が多い。本研究は、PID 制御のもつ汎用性と設計の簡便性を拡張し、より実用的な新しい制御手法や推定手法の開発を目的とする。

本論文では、応用対象としてトルクセンサレス粘度計と多点温度調整器に着目し、古典制御技術を拡張して、より実用的な推定法および制御法を提案する。

1. トルクセンサレス粘度計への応用

推定法の拡張として、外乱オブザーバを利用して、粘度を推定する。本手法はソフトウェアで構築可能であり、高いコストのトルクセンサを使用せずに、粘度推定が可能である。さらに、制御法の拡張として、外乱を含む状態推定と状態フィードバックにより、速度変化に起因し粘度の推定精度が劣化するという問題を改善する。提案手法の有効性が標準液を用いた実験により検証する。

2. 多点温度調整器への応用

推定法の拡張として、Smith 法を利用して、多点温度制御システムにおいて最も立ち上がりの遅いモード (slow mode) むだ時間のない出力を推定する。遅いモードの出力に他の

モードの出力を追従させることで、複数点間の温度差と過渡特性を同時に制御する手法を提案する。さらに、制御法の拡張として、まずは Smith 補償により、むだ時間が引き起こす過渡応答の影響を改善し、非干渉補償により、各点干渉の影響を改善する。また、フィードフォワード補償により、制御システムの追従性を向上させ、むだ時間差補償により、多モード応答の立ち上がり時間を同一にする。さらに、温度比補償により、温度基準値に対する出力の上昇率を同一に制御可能である。提案手法の有効性がむだ時間を含む多入出力システムを対象として、シミュレーションと実験により検証する。

Abstract

Automatic control is one of the significant necessary aspects in modern life and more so in case of high automation cases. The efficiency of the automatic control system will directly affect the quantity, quality, cost, condition and the ease of reaching the expected goal. Proportional-Integral-Derivative (PID) control method, which is one of the common application of the conventional control theory, has the advantages of simple structure, robustness and adaptability. Also, the controlled object has no significant impact on the tuning method and result of the conventional PID method. These make the PID method widely used in industrial control system, and could meet the required performance in most cases. However, for the multi-input multi-output systems, PID control could not achieve the expected requirements where each mode are satisfied. Thus, the experience in system identification is needed for the adjustment of the PID parameters to make the new PID controller efficient for the control object. In this study, to improve the control performance in industrial applications, a disturbance observer with state-space technology is introduced to the sensor-less viscometer system and a slow-mode-based control method is proposed for the multi-point temperature control system.

1. Torque-sensorless viscometer

As an extension of the estimation, the disturbance caused by the viscosity is estimated using the disturbance observer. Estimation by software makes it possible to estimate viscosity without using high cost torque sensors. Furthermore, as an extension of the control, the accuracy of viscosity estimation due to the speed change is improved by the state disturbance estimation and the state feedback. The effectiveness of the proposed method is verified by experiments using standard solutions.

2. Multi-input multi-output temperature controller.

As an extension of the estimation, the output without dead time is estimated using the Smith method. By making the output of the other mode follow the output of the longest dead time mode, it is possible to simultaneously control the temperature difference between multiple points and the transient characteristics. Furthermore, as an extension of the control, the effect of transient response that causes dead time is improved by Smith compensation. The effect of each point interference is eliminated by decoupling compensation. The controllability of the control system is improved by feed-forward compensation. Each point response is raised at the same time by dead time compensation. The temperature reference value becomes the same by temperature ratio compensation. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation and experiments for a multi-input multi-output system including dead time.

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究の目的	4
1.3	本論文の構成	5
第 2 章	外乱オブザーバに基づくトルクセンサレス粘度推定システムの開発	7
2.1	粘度計	7
2.2	モータのモデル	9
2.3	モータ駆動回路と速度検出回路の設計	11
2.4	外乱オブザーバに基づくトルクセンサレス粘度推定法	19
2.5	状態空間モデルの応用	23
2.6	粘度推定と速度制御システムの構成	33
2.7	提案するトルクセンサレス粘度推定法の評価	34
第 3 章	遅いモードに基づく多点温度制御システムの開発	47
3.1	温度制御理論	47
3.2	遅いモードに基づく多点温度制御法	49

3.3	実験システムの構成	50
3.4	多点温度システムのモデル	52
3.5	遅いモードに基づく制御の設計	55
3.6	提案する遅いモードに基づく制御法の評価	63
第 4 章	結論	71
	引用文献	73
	謝辞	79
	発表論文	81

図目次

2.1	同軸円筒粘度計の構造	8
2.2	一般モータの回路図	9
2.3	モータのブロック線図	11
2.4	駆動回路	12
2.5	トルクセンサレス粘度計の実験設備	13
2.6	速度検出のブロック線図	13
2.7	速度検出結果	14
2.8	システム同定信号	16
2.9	モータのボード線図	17
2.10	粘度計システム同定結果	18
2.11	粘度係数同定	19
2.12	PI 付きブロック線図	21
2.13	外乱オブザーバ	22
2.14	積分型状態フィードバックのブロック線図	26
2.15	オブザーバのブロック線図	30
2.16	状態外乱オブザーバブロック線図	32

2.17	実験システム図	33
2.18	トルクセンサレス粘度計の古典制御に基づくブロック線図	34
2.19	トルクセンサレス粘度計の現代制御に基づくブロック線図	35
2.20	PI シミュレーション結果 (0.01cP)	36
2.21	PI シミュレーション結果 (100cP)	37
2.22	SFBI シミュレーション結果 (0.01cP)	38
2.23	SFBI シミュレーション結果 (100cP)	39
2.24	PI 実験結果 (0.01cP)	40
2.25	PI 実験結果 (100cP)	41
2.26	SFBI 実験結果 (0.01cP)	42
2.27	SFBI 実験結果 (100cP)	43
2.28	速度安定性の実測結果	44
2.29	速度安定性の実測結果	45
3.1	傾斜温度制御法のブロック線図	48
3.2	データ駆動チューニング法のブロック線図	48
3.3	フィードフォワード補償法のブロック線図	49
3.4	SMBC のブロック線図	50
3.5	温度制御の実験設備	51
3.6	制御対象	51
3.7	実験設備のブロック線図	53
3.8	システム同定実験	54
3.9	2 入力 2 出力システムのブロック線図	56
3.10	ジューグラ・ニコルスの限界感度法のブロック線図	56

3.11	ジューダ・ニコルスの限界感度法の結果	57
3.12	遅いモード Smith 補償器のブロック線図	58
3.13	速いモード Smith 補償器のブロック線図	59
3.14	フィードフォワードのブロック線図	59
3.15	非干渉補償のブロック線図	60
3.16	フィードフォワードのブロック線図	63
3.17	SMBC の Smith 補償のみでのシミュレーション結果	65
3.18	SMBC の Smith 補償とフィードフォワード補償でのシミュレーション結果	66
3.19	SMBC の Smith 補償, フィードフォワードと非干渉補償シミュレーショ ン結果	66
3.20	PI 補償, Smith 補償と非干渉補償シミュレーション結果	67
3.21	SMBC 実験結果	68
3.22	非干渉補償器付き PI 実験結果	69

表目次

2.1	各粘度計の特徴	7
2.2	モータのパラメータ	9
2.3	シミュレーション条件	35
2.4	実験条件	38
2.5	各粘度に対する粘度推定の実験結果	42
3.1	ジーグラ・ニコルスの限界感度法	57

第 1 章

序論

1.1 研究背景

現代社会では、産業 [1]，農業 [2]，輸送 [3]，国防 [4] 等のありとあらゆる領域で高度な自動化が要求され、そのためにも自動制御技術は大変重要となっている。ここで、自動制御システムの制御効果は、出力、品質、コスト、労働条件、および期待される目標の達成に直接影響してくる。したがって、近年、より多くの分野で自動制御に関心が寄せられ、制御技術はその応用において急速な発展を遂げている [5]，[6]。

古典制御においては、制御対象の入力と出力の大まかな周波数特性関係がわかれば良いので、制御システムの構築及びそのチューニングが容易であるというメリットがある。それに対して、以下のようなデメリットもある [7]，[8]。まずは理論的に最適な設計が難しい。特に多入出力系に対する高性能な制御に関しては古典制御での取り扱いが難しい。次に、周波数応答や、それに基づく「制御器の設計」を担う道具が必要であり、チューニングにある程度の経験が必要になる。すなわち、同定や設計においても「設計結果を見ながら」という再調整が必要である。

高度に科学技術が発達した現在、多種多様なシステムが制御の対象となり、大規模・複雑

なものも数多い。したがって、より質の高い制御が求められるようになってきた。そのため、高性能なセンサ、アクチュエータと複雑な制御方式、すなわちコストが必要であり、当然、コストパフォーマンスを考えなければならない。それ以上の性能が必要か、それはパラメータの再調整で実現可能か、より高性能なセンサやアクチュエータあるいはより複雑な制御方式が必要か、などを順次検討していく必要がある。

ここでは産業応用を目指した古典制御技術および推定技術の拡張として、2つの事例について説明する。

(1) 粘度計

液体の状態（物性）や流動性を知る上で粘度の測定は重要である。例えば、液体の粘度はパイプラインで原油、化学薬品などを送る場合や、プラントの配管設計時には重要なパラメータとなる。石油化学 [9] 以外でも塗料 [10]、印刷 [11]、食品 [12]、医薬品 [13]、化粧品 [9] などの産業分野で、研究開発の段階や製造工程での品質管理において、製品性能の向上、品質向上に粘度測定が重要となっている。レジスト液の粘度管理が完成品の歩留まりや性能、品質を決定することが明らかになっている。また、このような産業分野では、粘度を最適に管理することで製品コストを低減することができるようになる。毎日おいしく楽しく食事することの重要性も高い [14]、[15]。日本は世界に誇る長寿国であるが、このことは同時に高齢化社会に向かっていることを意味する。高齢者における自歯、筋力などの減少にともなう咀嚼機能の低下や、誤嚥、嚥下困難症に代表される嚥下機能の低下は、口腔内の感覚が大きく変化するばかりでなく、安全に食べることができる物性をもった職員に制約される。食品の開発において、より嗜好性の高い食品の開発と同時に、咀嚼機能や嚥下機能が未熟もしくは低下した乳幼児や高齢者に向けて、いかに高い安全性をもった食品を開発するかということが重要な課題となる [16]、[17]。介護食の粘度管理に関しても、農水省でも指針は出されているが統一基準や測定方法は示されていない。このように幅広い

分野で、液体や半固体の粘度を計測・管理する必要性があり、測るための粘度計が不可欠となっている。現況では、幅広く液体から半固体まで測れるレオメータと呼ばれる汎用型の粘度計があるが、より容易に、かつ低コストで正確な粘度特性をオンライン情報として測定・管理したいという要求が強まっている [18]。また、測定方法への要求として、粘度測定の対象となる液体に重心移動・回転力などの大きなエネルギー負荷をかけずに、測定系の干渉が最小の状態では液体本来の粘度特性を観測したいという要求がある。更にハンディ化の為に、小型簡便な機構の粘度計の開発も必要となっている。

(2) 多点温度調整器

初期の温度制御は主に工場での生産に使用されている。これはリアルタイムの温度データを収集し、生産効率と製品品質を向上させることが目的であった。現在、工場生産には省コスト、省労力が求められている。したがって、工場の生産ラインでは無人化、自動化が進んでいる [19]。そして人々の生活の質の向上に伴い、温度制御技術は工場生産だけでなく、車両 [20]、農業 [21]、ホテル [22]、家族生活 [23] でも使用されている。高精度の生産工場などの一部の応用では、温度要件が非常に厳しくなっている。温度変化は生産される製品に大きな影響を与える可能性がある。したがって、温度変化を検出し、温度データ値を収集し、温度変化をリアルタイムに調整できるデバイスが必要である。温度調整器は、さまざまな応用環境に応じて設定・制御できる [24], [25]。そして、温度表示、調整、温度警報の役割を果たしている。さらに、点ではなく、面で温度制御が不可欠である。例として、ガラスの焼き戻し炉 [26]、リチウム二次電池製造 [27] など場合は、温度を均一化できないと、生産品質に影響が生じる。したがって、高性能な多点温度調整器の開発が必要となっている。

1.2 研究の目的

本論文では，産業応用を目指した古典制御技術および推定技術の拡張を目的として，トルクセンサレス粘度推定と多点温度制御に着目し，より実用的な推定法および制御法について述べる．

まずはトルクセンサレス粘度計の開発について示す．トルクセンサレス粘度計の開発における推定技術の拡張として，外乱オブザーバを利用した粘度推定手法を提案する．従来の回転型粘度計は内部にトルクセンサを内蔵している．そのため大型であり，製造コストも高い．その代わりに，本手法ではソフトウェアで粘度を推定する手法を提案し，トルクセンサを用いることなく粘度を高精度にリアルタイムで推定可能な粘度計を開発する．さらに，トルクセンサレス粘度計の制御法の拡張として，外乱を含む状態推定と積分型状態フィードバックを導入する．PI 制御においては，外乱の影響を受けやすい．したがって，速度変化に起因し粘度の推定時間も長くなり，推定精度も劣化する．この問題を改善するため，外乱を推定してフィードバック補償する．さらに，状態空間表現により速度の追従性能の向上とともに，速度変動を抑え粘度推定精度の改善を図る．提案手法の有効性を標準液を用いた実験により検証する．

つぎに多点温度制御の開発について示す．多点温度調整器の推定法の拡張として，Smith 法を利用して，多点温度制御システムにおいて最も立ち上がりの遅いモード (slow mode) 無駄時間のない出力を推定する．遅いモードの無駄時間を含めない出力の推定値を他のモードの指令値に導入して，複数点間の温度差をゼロに減少させる．さらに，多点温度調整器の開発の制御拡張として，Smith 補償，非干渉補償，フィードフォワード補償，むだ時間差補償，温度比補償を導入する．PI 制御はむだ時間の影響でオーバーシュートを引き起こす．Smith 補償を導入し，むだ時間が引き起こす過渡応答の応答劣化を改善する．多点温

度制御システムでは各モード間の干渉の影響がある。非干渉補償を導入し、各モード干渉の影響を改善する。速いモードを遅いモードに追従させる場合、PI 制御のみでは応答速度が不足する。ここで速いモードにフィードフォワード補償を導入し、制御システムの遅いモードへの追従性を向上させる。しかしながら、むだ時間に起因し各モードの応答の立ち上がりにバラツキが生じる。ここでむだ時間差補償を導入し、多モードの応答の立ち上がり時のモード間の温度差を補償する。実際の制御対象では多モードの温度基準値は異なる場合がある。この場合には、温度比補償を導入し、温度基準値に対する応答の比率を一致させることができる。提案手法の有効性をむだ時間を含む多入出力システムを制御対象として、シミュレーションと実験により検証する。

1.3 本論文の構成

本論文は、以下の内容で構成される。

第 2 章：本章では、トルクセンサレス粘度計の開発における推定技術と制御技術の拡張について述べる。まず、2.1 節では粘度計について述べる。次に 2.2 節ではモータモデルについて述べる。2.3 節ではモータ駆動回路と速度検出回路の設計について述べる。2.4 節では外乱オブザーバに基づくトルクセンサレス粘度推定法について述べる。2.5 節では状態空間モデルの応用について述べる。2.6 節では実験システムの構成について述べる。最後に 2.7 節では提案手法トルクセンサレス粘度推定の評価について述べる。

第 3 章：本章では、多点温度制御の開発における推定技術と制御技術の拡張について述べる。まず、3.1 節では温度制御理論について述べる。次に 3.2 節では遅いモードに基づく多点温度法について述べる。3.3 節では実験システムの構成について述べる。3.4 節では多点温度システムのモデルについて述べる。3.5 遅いモードに基づく制御の設計について述べる。3.6 節では提案手法遅いモードに基づく制御の評価について述べる。

第 4 章：本論文のまとめとして，本提案法の概要，新規性，長所，短所および今後の課題について述べる。

第 2 章

外乱オブザーバに基づくトルクセンサレス粘度推定システムの開発

2.1 粘度計

粘度計は毛細管粘度計，落体式粘度計，回転式粘度計に分類される [28]．各粘度計の特徴を表 2.1 に示す．本研究では，粘度のオンラインでの測定を目的として，回転粘度計を対象とする．回転粘度計の原理は，回転体が流体から受ける抵抗（粘性抵抗）を回転トルクとして読み取る．回転粘度計は，回転体の形により，共軸二重円筒型，単一円筒型回転式粘度計（B 型），コーンプレート型（E 型）等があり，現在最も一般的に使われている粘度計である [29]．回転数を変えることにより，試料に与える流れを変えることができ，非ニュートン流体の測定にも使用できる．

表 2.1 各粘度計の特徴

粘度計種別	精度	構成	測定範囲	試料量	オンライン測定
毛細管粘度計	高	ほぼ簡単	広	少	不可
落体式粘度計	ほぼ高	簡単	ほぼ広	大	不可
回転式粘度計	高	複雑	ほぼ広	ほぼ少	可

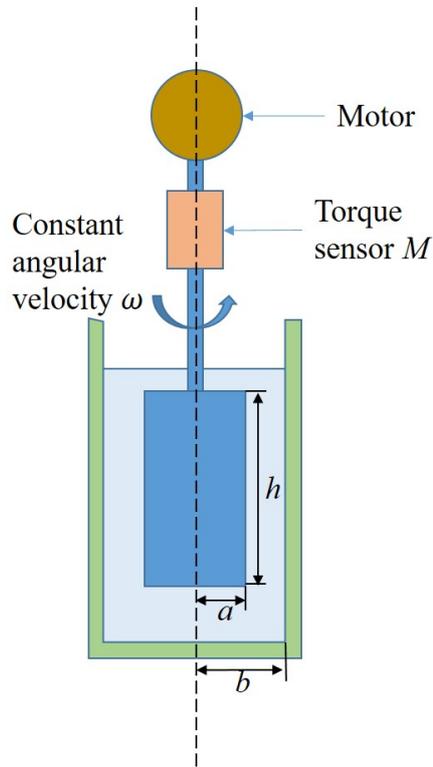


図 2.1 同軸円筒粘度計の構造

本研究で対象とする同軸円筒粘度計の構成は図 2.1 に示す通りで、主に同軸を 2 つの円筒から構成して、回転軸を共有する二円筒の間に測定試料を入れ、片方の円筒を回転させた時のトルク応力と回転速度の関係から粘度を求める。測定のほか円筒の回転角速度 ω 、内円筒の偏向モーメント M とすると、ニュートン流体に対し、 $\omega - M$ 曲線は、原点を通る直線となり、そのスロープ M/ω より粘度 η は式 (2.1) となる。

$$\eta = \frac{1}{4\pi h} \left(\frac{1}{a^2} - \frac{1}{b^2} \right) \frac{M}{\omega} \quad (2.1)$$

で表すことができる。 a , b はそれぞれ内外円筒半径、 h は液柱の高さである。

外円筒が十分大きい場合、つまり $b \rightarrow \infty$ 。このとき、粘度は式 (2.2) となる。

$$\eta = \frac{1}{4\pi h} \frac{1}{a^2} \frac{M}{\omega} \quad (2.2)$$

2.2 モータのモデル

本研究の目的はトルクセンサを用いない粘度計の開発で、これにより、小型低コスト、ハンディ化することである。したがって、起動トルクが大きく、低価格、印加電圧に対し回転特性が直線的に比例する、入力電流に対し出力トルクが直線的に比例しかつ出力効率が良い電池駆動の DC モータを選ぶ [30]。

表 2.2 にモータのパラメータを示す。モータのモデル化のため、回路方程式のラプラス変換を計算し、モータのブロック線図を求める。図 2.2 に一般モータの回路図を示す。図 2.2 の中で R_m はモータの内部抵抗であり、 L_m はモータ内部のインダクタンスである。

表 2.2 モータのパラメータ

J_m	電機子の慣性モーメント
J_l	負荷の慣性モーメント
k_t	トルク定数
τ_f	摩擦トルク
K_e	逆起電力定数
R	電機子抵抗
$\dot{\theta}$	回転角速度
e	電機子電圧

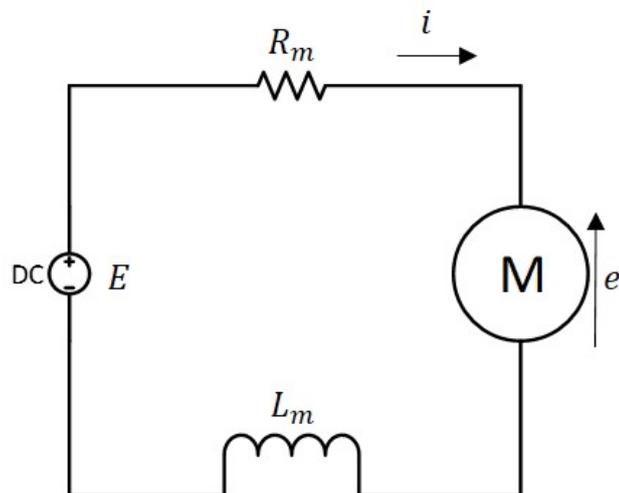


図 2.2 一般モータの回路図

キルヒホッフの法則と，ラプラス変換を利用し，モータをモデル化する．印加電圧 E は式 (2.3) となる．

$$E - e = R_m i + L_m \frac{di}{dt} \quad (2.3)$$

ラプラス変換後の出力電流 I の伝達関数は式 (2.4) となる．

$$\frac{I}{E - e} = \frac{1}{R_m + L_m s} \quad (2.4)$$

接線速度 v と角速度 $\dot{\theta}$ の関係は式 (2.5) となる．

$$e = BLv = BL(r \cdot \dot{\theta}) = BLr \cdot \dot{\theta} = K_e \dot{\theta} \quad (2.5)$$

式 (2.5) により電機子電圧の計算式は式 (2.6) となる．

$$K_e = \frac{e}{\dot{\theta}} \quad (2.6)$$

そして，トルク T ，電流 I ，トルク定数 k_t の関係は式 (2.7) となる．

$$k_t = \frac{T}{I} \quad (2.7)$$

出力角速度 $\dot{\theta}$ と入力トルク T の関係は式 (2.8) となる．

$$\frac{\dot{\theta}}{T - \tau^d} = \frac{1}{J_s} \quad (2.8)$$

ここで τ^d は外乱トルク式 (2.3) から式 (2.8) を利用し，モータのブロック線図を図 2.3 に示す．

2.3 モータ駆動回路と速度検出回路の設計

モータ制御のために、モータの駆動回路と回転子速度を検出する回路が必要である。駆動回路および速度検出回路用に図 2.4 のような電子回路を構築した。左側のアンプ回路を利用して、TP3 と DSP を接続して、モータを制御する。右側の光結合器を利用して、TP5 にエンコーダのパルス信号を出力し、DSP に入力する。実験設備を図 2.5 に示す。このシステムでは、Matlab/Simulink で設計・導出する DSP の指令値を駆動回路に入力し、モータを動作させる。モータに結合するエンコーダにより、パルス信号が生成する。そのパルス信号が駆動回路を通じて DSP へ入力させる。DSP 内のデータを読み込んで、推定および制御の処理演算が行われる。

速度検出されるは図 2.6 のブロック線図を利用して行う。まず変換器を利用して、回路からのパルス信号をランプ信号に変換する。次に微分と LPF を用いて速度を算出する。実際にモータを駆動して、速度検出した結果を図 2.7 に示す。赤線は最小二乗による推定速度を、円 (o) 実測値を示す。結果を見ると、速度は 70rps 以下のとき R-2 乗値 (決定係数) は 0.998 である。その速度以上になると、センサ精度の原因で精度低下する。本研究でのモータの駆動速度は 50rps 以下であるため、十分である。

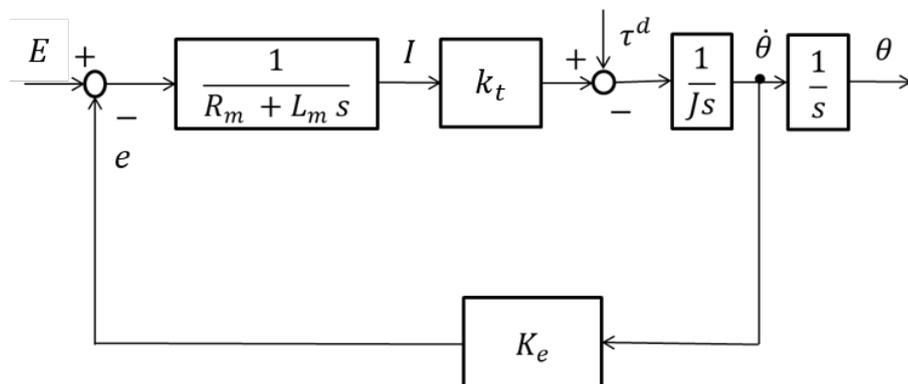


図 2.3 モータのブロック線図

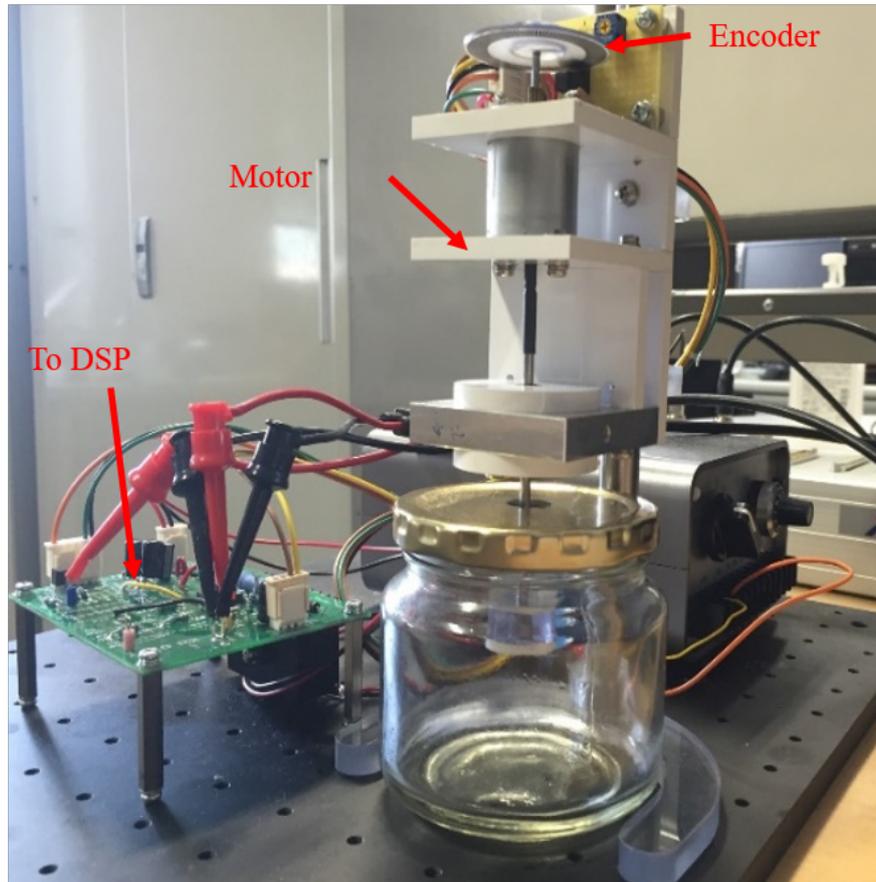


図 2.5 トルクセンサレス粘度計の実験設備

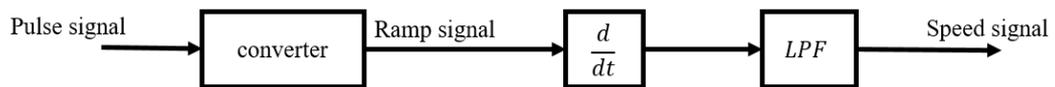


図 2.6 速度検出のブロック線図

z^{-1} の多項式は式 (2.11), 式 (2.12) になる.

$$A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p} \quad (2.11)$$

$$B(z) = b_1 z^{-1} + \dots + b_p z^{-p} \quad (2.12)$$

を用いて, 入力 $u(t)$ と出力 $y(t)$ の関係は式 (2.13) となる.

$$A(z)y(t) = B(z)u(t) + e(t) \quad (2.13)$$

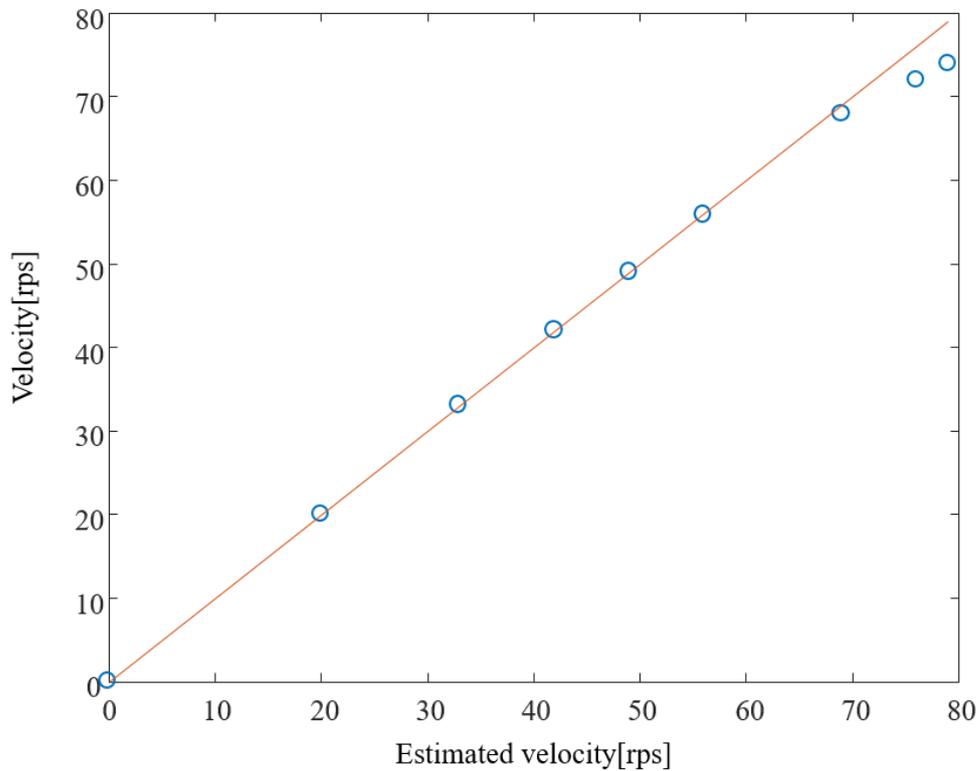


図 2.7 速度検出結果

式 (2.13) で $A(z)$ の定数項は 1 に規格化している。 $B(z)$ の定数項は 0 であるが、これは入力の影響が出力に表れるまで、最低 1 ステップの時間が必要であることを示す。多くの離散時間システムにおいて、本仮定は妥当である。また $e(t)$ は式誤差に相当し、平均値 0、分散 σ^2 の白色過程である。このときにシステムパラメータである、多項式 $A(z)$ 、 $B(z)$ の係数を観測された入出力から推定することを考える。多項式 $A(z)$ 、 $B(z)$ の係数をまとめて、式 (2.14) になる。

$$y(t) = \phi(t)\theta + e(t) \quad (2.14)$$

ここで、

$$\theta = [a_1 \ \cdots \ a_p \ b_1 \ \cdots \ b_q]^T \quad (2.15)$$

$$\phi(t) = [-y(t-1) \ \cdots \ -y(t-p) \ u(t-1) \ \cdots \ u(t-q)] \quad (2.16)$$

である。

以上が ARX モデルであり，システム同定によく用いられる数学モデルの 1 つである．このモデルを利用して，モータの同定を行う [32]．

ステップ信号を入力した後の出力信号が飽和状態になる防ぐために，入力電圧設定を 0.1V，電圧制限設定を ± 3 V とした．ステップ電圧をモータに印加して，角速度を測定した．実験結果を図 2.8 に示す．同定において，最小二乗法 (LS) に基づく予測誤差法を使用し，ARX モデルのパラメータを導出した．その後連続時間モデルに変換し，求めた伝達関数は式 (2.17) である．

$$G(s) = \frac{299}{s + 0.323} \quad (2.17)$$

モータのボード線図を図 2.9 に示す．モータのシステムは 1 次遅れの特性となる．そして，同じ入力に対しモデル出力と実験出力の比較を行ったが，その結果図 2.10 に示す．赤線はモデル出力結果であり，青線は実験出力である．図 2.10 より，モデル出力は実験の出力に一よく致する．

2.3.2 粘度係数同定

流体に共通の性質は流動性である [33]．粘性のある物体を面積 S ，間隔を h にした 2 枚の平板間にはさみ，平板を相対速度 U で平行に動かすと，動いている方向と反対方向に摩擦応力 τ が発生する．物体と板の間に発生する力を F とすると， F は相対速度 U と間隔

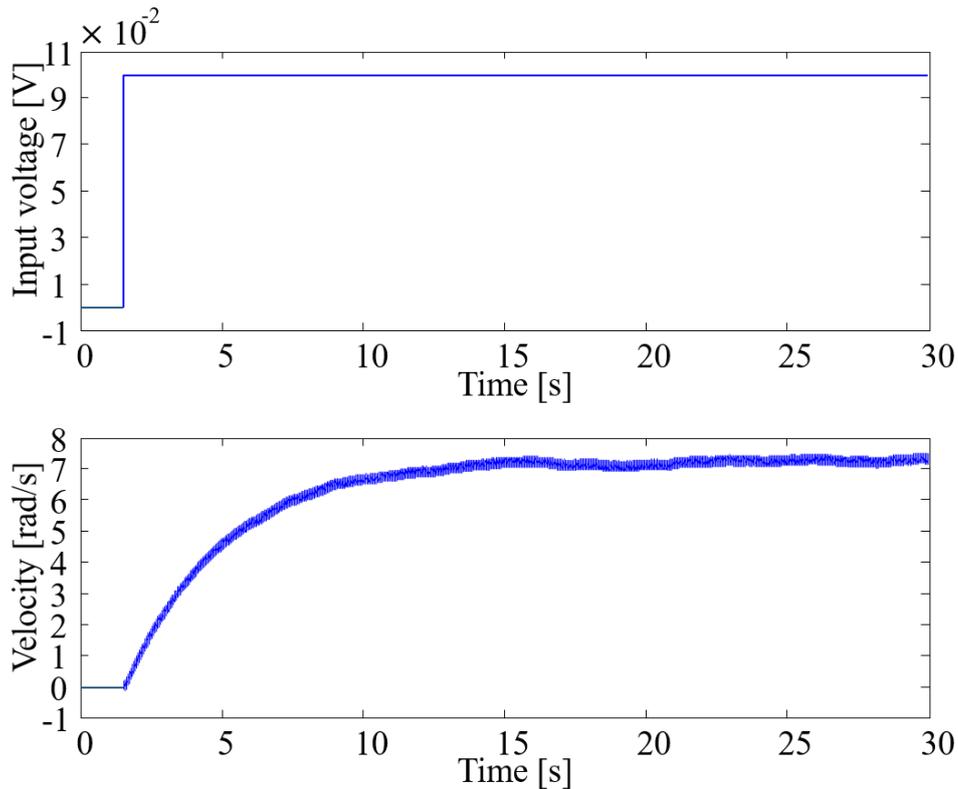


図 2.8 システム同定信号

h の逆数に比例は式 (2.18) となる.

$$\tau = \frac{F}{S} = \eta \frac{U}{h} \quad (2.18)$$

と表現される. この比例係数 η が粘度である. 一般化して詳述する. 面の垂直方向に y 軸を取り, 面の平行方向の流体速度を U と置くと, せん断応力 τ は単位時間当りのせん断変形率に比例する. すなわち

$$\tau = \frac{F}{S} = \eta \frac{\partial U}{\partial h} \quad (2.19)$$

と表現される. これはニュートンの流体摩擦法則といわれる. ここで, 本研究利用している回転粘度計の粘度の一般的表示は式 (2.20) となる.

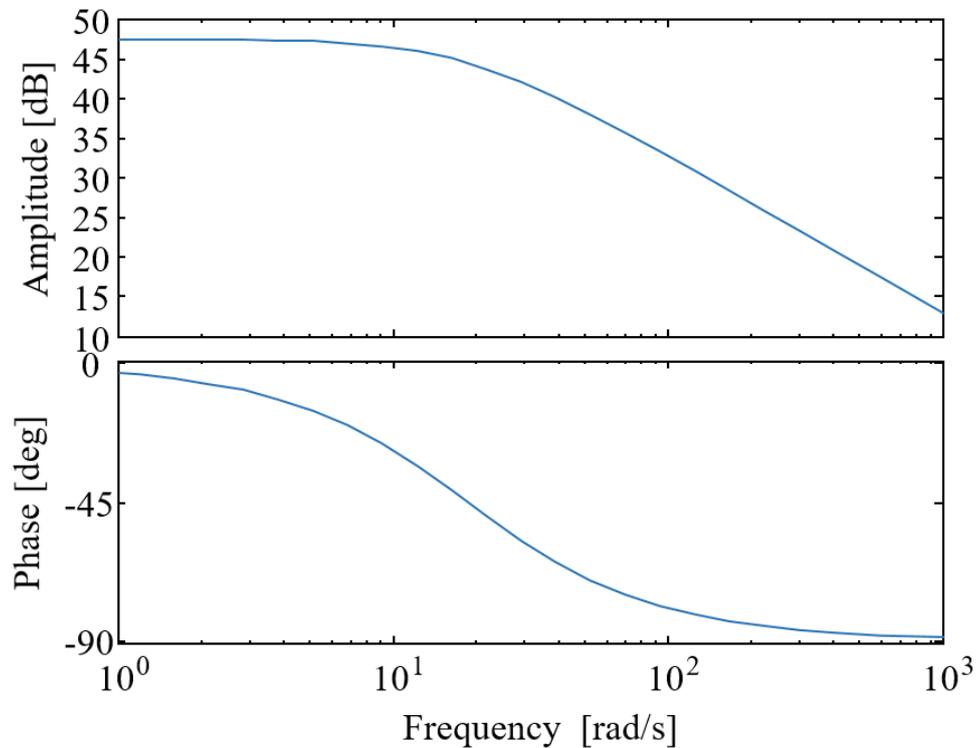


図 2.9 モータのボード線図

$$\eta = k_B \frac{d}{\omega} \quad (2.20)$$

となる． η [cP] は粘度， ω [rad/s] は角速度， d [Nm] は粘性摩擦， k_B [rad/m] は装置定数である．また，粘度の SI 単位では $\text{Pa} \cdot \text{s}$ ($1\text{cP}=1\text{mPa} \cdot \text{s}$) だけど，cP の方が一般的使用されている．粘度の推定するために，式 (2.21) より事前に粘度係数 k_B の同定を行う．

$$k_B = \eta \frac{\omega}{d} \quad (2.21)$$

形状依存の定数 k_B を計算するために，事前に開ループで空气中，粘度 100cP，1000cP，4980cP の液体中のトルク-速度特性に対する駆動試験を行う．電圧と電流は比例関係である．また，モータの式 (2.7) により，トルク指令電圧とトルクは比例関係であるから，代わ

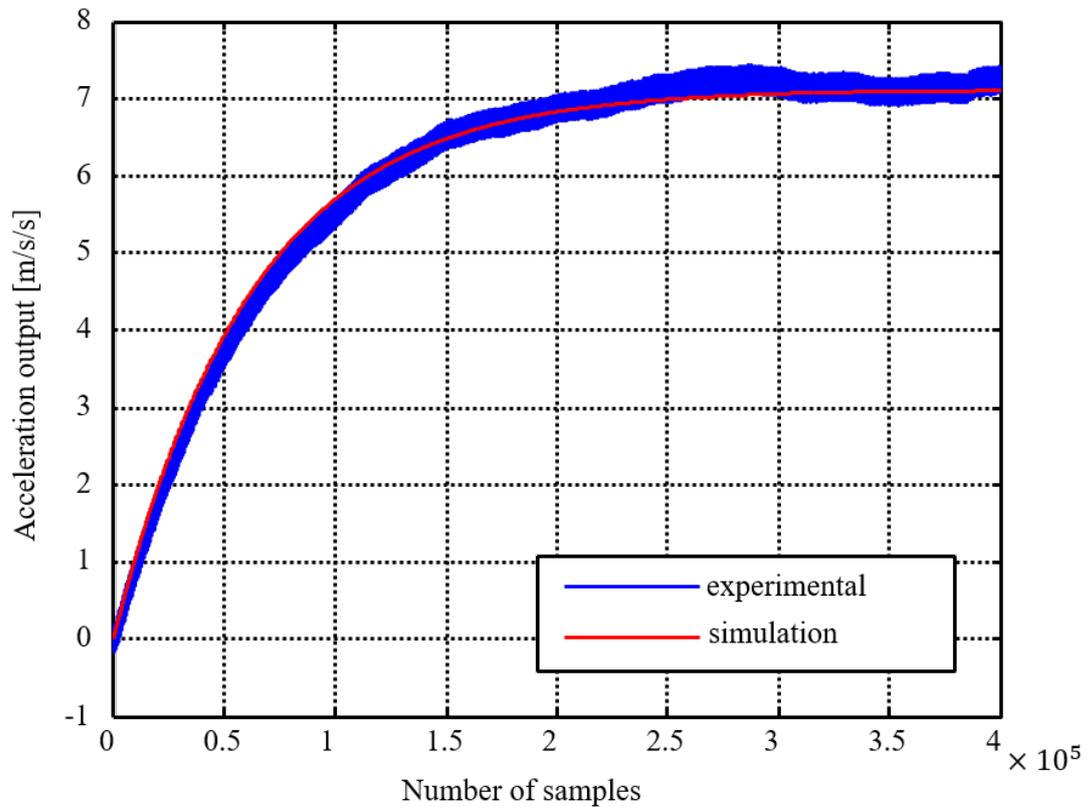


図 2.10 粘度計システム同定結果

りにトルク指令電圧と速度の関係を求める。実験では各液体中で電圧を変化させ、その対応する速度を記録する。その後、最小二乗法を利用して、各粘度の液体中のトルク指令電圧と速度の1次関数を求め、関数の変化割合を導出する。粘度係数同定の実験結果は図 2.11 に示す。式 (2.21) によつて、粘度の形状依存の定数 k_B を求める。

$$k_B = \eta \frac{d\omega}{d(d - d_0)} \quad (2.22)$$

ここで d_0 は空気中のトルク推定結果である。それぞれの液体で3回実験して、平均値を求める。もつめた粘度係数は $k_B = 11325$ となる。

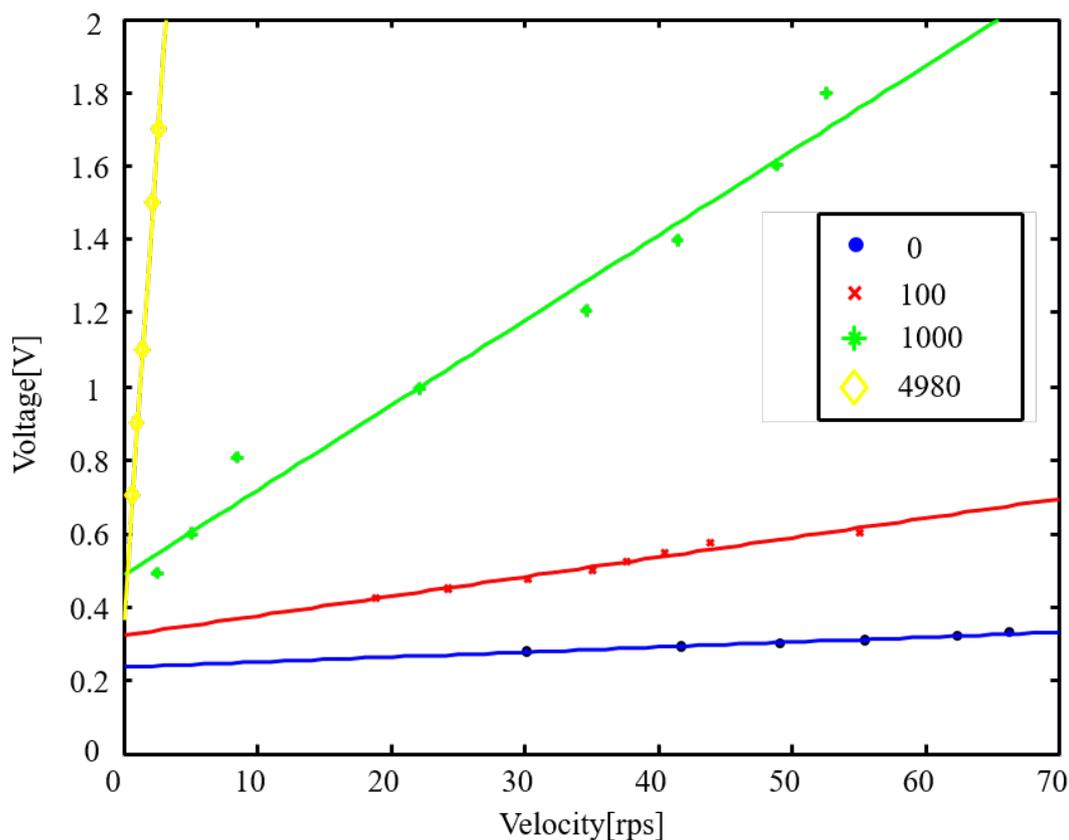


図 2.11 粘度係数同定

2.4 外乱オブザーバに基づくトルクセンサレス粘度推定法

本節では、提案する状態外乱オブザーバに基づくトルクセンサレス粘度計の構成について述べる。伝統的な回転粘度計はサイズが大きいトルクセンサが必要である。その代わりに、提案法では外乱オブザーバを利用して、粘度を推測する。

2.4.1 PI 補償器の設計

速度制御系においては、PI 補償を用いる。ここで、P は比例、I は積分を意味する。PI 補償では偏差 e に対する P 項と I 項の線形和によって、制御対象を駆動する操作量 u が決められる [34],[35]。液体中のスピンドルの回転速度が早ければ、液体中に渦巻きが発生する。

この現象の影響で、粘度推定精度が下がる。粘度計での測定の場合、整定時間より、オーバーシュートを引き起こす液体渦巻きが重要視されている。比例制御では、制御量が目標値に近づくと、操作量が小さくなりすぎてそれ以上制御できない状態が発生する。結果、目標値に極めて近い制御量の状態で定常偏差が生じる。ここで、積分制御を導入することで、定常偏差をなくすことができる。さらに微分制御を導入すると、整定時間を短縮できるが、オーバーシュートを引き起こす可能性が高い。したがって、本速度制御ではPI制御を選定する。

PI補償器は式(2.23)となる。

$$C_{pi} = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (2.23)$$

ここで、 K_p は比例ゲイン、 K_I は積分ゲインである。

2.4.2 PI補償における極配置法

開発する粘度計は前述の通り小型低負荷のモータを利用する。このときシステムのむだ時間は省略できる。制御仕様を容易に反映し、制御性能を改善するために、極配置法で制御器のパラメータを決定する [36]。PI制御器の伝達関数は式(2.24)となる。

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (2.24)$$

また、制御対象の伝達関数は1次遅れで式(2.25)となる。

$$G(s) = \frac{K}{s + a_0} \quad (2.25)$$

制御器と制御対象を直列して閉ループシステムを構築すると、システムの特異方程式は

式 (2.26) となる.

$$s^2 + (a_0 + KK_P)s + KK_I = 0 \quad (2.26)$$

次に, 希望の閉ループの極を μ_1, μ_2 とすると, このシステムの特性方程式は式 (2.27) となる.

$$(s + \mu_1)(s + \mu_2) = s^2 + (\mu_1 + \mu_2)s + \mu_1\mu_2 \quad (2.27)$$

式 (2.26), 式 (2.27) で係数比較し, K_P, K_I を式 (2.28), 式 (2.29) 決定する.

$$K_P = \frac{\mu_1 + \mu_2 - a_0}{K} \quad (2.28)$$

$$K_I = \frac{\mu_1\mu_2}{K} \quad (2.29)$$

本実験の速度制御システムのブロック線図を図 2.12 に示す. $R(s)$ は速度指令値である. $Y(s)$ は速度である. PI 補償器において, 閉ループシステムの 2 つの極を -0.1 とすると, $K_P = 0.1, K_I = 29.9$ となる.

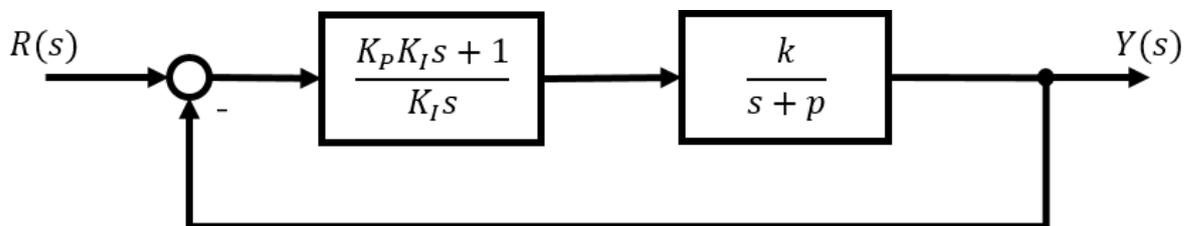


図 2.12 PI 付きブロック線図

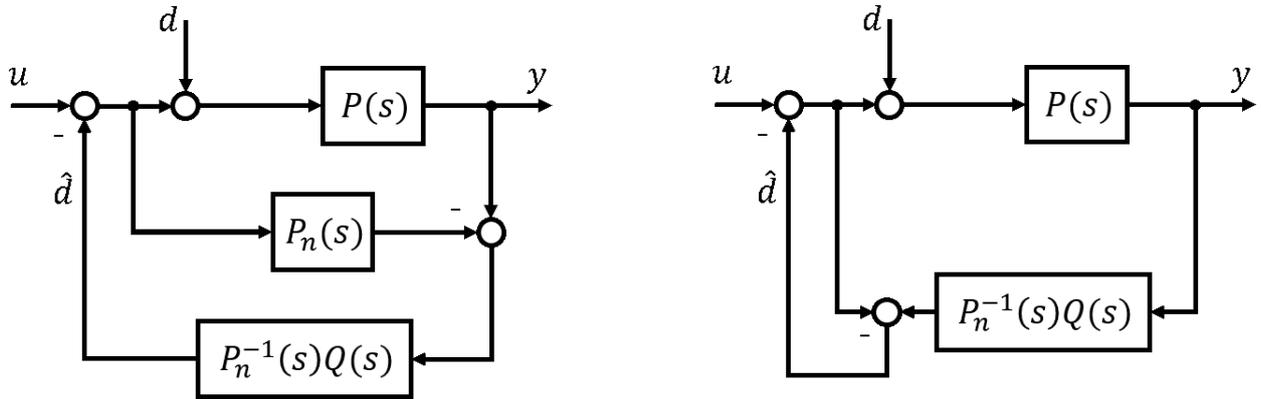


図 2.13 外乱オブザーバ

2.4.3 外乱オブザーバ

液体の粘度に起因するモータの外乱トルクを推定するため、外乱オブザーバを導入する [37],[38]. 外乱オブザーバを用いた制御系を図 2.13 に示す. ここで, $P(s)$ は実際の制御対象であり, $P_n(s)$ はノミナルモデルである. u は制御対象への入力で, d と \hat{d} は外乱とその推定値である. $Q(s)$ は $P_n^{-1}(s)Q(s)$ をプロパーな伝達関数とする低域通過フィルタである. 分母の最高次数から分子の最高次数を引いた値を相対次数と呼び, $P_n(s)$ の相対次数が n の時には, 最も簡単な $Q(s)$ は帯域 ω_d の n 次遅れとした式 (2.30) となる.

$$Q = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_d} + 1\right)^n} \quad (2.30)$$

入出力の関係は式 (2.31), 式 (2.32) となる.

$$u = \frac{1}{1 - Q}(u^r - P_n^{-1}Qy) \quad (2.31)$$

$$y = P(u - d) \quad (2.32)$$

式 (2.31) を式 (2.32) に代入し, 入出力特性として記述すると式 (2.33) となる.

$$y = \frac{1}{Q - PP_n^{-1}Q} u^r - \frac{(1-Q)P}{Q - PP_n^{-1}Q} d \quad (2.33)$$

2.5 状態空間モデルの応用

状態空間技術は、現代の制御理論における状態変数の記述に基づいた制御システムの設計・解析の方法である [39]. 状態空間モデルの特性はシステムの内部状態を反映するだけでなく、システムの内部状態と外部入出力変数との関係を明らかにする. そして、複数の入力変数と出力変数の場合の制御問題を解決するのにより適している [40]. ここで、粘度を推定の同時に速度を制御するため、状態空間モデルを導入する.

2.5.1 状態空間表現

状態空間表現を実現するため、まず伝達関数を状態方程式に変換する [41].

状態空間表現のモデルは式 (2.34), 式 (2.35) となる.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.34)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (2.35)$$

\dot{x} を状態ベクトル, y を出力ベクトル, u を入力 (または制御) ベクトル, A を状態行列, B を入力行列, C を出力行列, D を直達行列と呼ぶ.

状態空間モデルを作成するために、システムの動特性となる. n 階微分方程式を式式 (2.36), 式 (2.37) のように変形する.

$$\frac{Z(s)}{U(s)} = \frac{1}{s^n + a_n s^{n-1} + \cdots + a_2 s + a_1} \quad (2.36)$$

$$\frac{Y(s)}{Z(s)} = b_n s^{n-1} + \cdots + b_2 s + b_1 \quad (2.37)$$

ここで、状態変数を式 (2.38) とする。

$$x_1 = z, x_2 = \dot{z}, \cdots, x_n = z^{n-1} \quad (2.38)$$

その結果、

$$\dot{x}_1 = \dot{z} = x_2, \dot{x}_2 = \ddot{z} = x_3, \cdots, \dot{x}_{n-1} = z^{n-1} = x_n \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_n = z^n &= -a_1 z - a_2 \dot{z} - \cdots - a_n z^{n-1} + u \\ &= -a_1 x_1 - a_2 x_2 - \cdots - a_n x_n + u = Ax + Bu \end{aligned} \quad (2.40)$$

また、出力方程式は、式 (2.41)、式 (2.42) とする。

$$Y(s) = (b_n s^{n-1} + \cdots + b_2 s + b_1) Z(s) \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= b_n z^{n-1}(t) + \cdots + b_2 \dot{z}(t) + b_1 z(t) \\ &= b_n x_n + \cdots + b_2 x_2 + b_1 x_1 = Cx \end{aligned} \quad (2.42)$$

以上より、状態空間モデルは、式 (2.43)、式 (2.44) とする。

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & & \ddots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \cdots & \cdots & -a_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (2.43)$$

$$y = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \cdots & \cdots & b_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

上記理論と対象のモデルを利用し、本実験にて使用する状態空間モデルを導出する。モータの運動方程式は式 (2.45) となる。

$$k_t i - P\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.45)$$

ここで k_t [Nm/A] はトルク定数, J [kgm²] は慣性モーメント, P [Ns/m] は粘性抵抗である。これより, 状態変数 $x = [\omega]$ とする状態方程式, 出力方程式は式 (2.46), 式 (2.47) となる。

$$[\dot{\omega}] = \left[-\frac{P}{J} \right] [\omega] + \left[\frac{k_t}{J} \right] [i] \quad (2.46)$$

$$\omega = [1] [\omega] + [0] [i] \quad (2.47)$$

状態空間の可制御性, 可観測性について検討する。式 (2.46) と (2.47) より, 状態空間の可制御性, 可観測性を確認した。後述する外乱を含まない場合, ランクは 1 でシステムは可制御, 可観測である。

2.5.2 状態フィードバックの積分型

前述の状態方程式に基づく状態フィードバック制御 (state feedback: SFB) のみでは外乱等に対して定常偏差が生じる [42]。定常偏差をなくすために定常偏差補償を導入して, 状

状態フィードバック制御を積分型制御として設計を行う [43], [44]. 以下では, 状態フィードバックの積分型制御システムの設計について説明する.

図 2.14 に示すように, 目標入力に定常偏差なく追従するために必要な制御システムの型数を p とし, 制御対象の前に p 個の直列結合された積分器を置く. その積分器の前向ゲインを k_1, k_2, \dots, k_p とする. また, 制御対象の状態変数 x からのフィードバックゲインベクトル $f(X_n)$

$$u = -fx + k_1 z_1 + k_2 z_2 + \dots + k_p z_p \quad (2.48)$$

を制御入力として, 閉ループシステムを構成する.

制御対象の状態方程式は式 (2.49) となる.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & & \ddots & 1 \\ -C & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.49)$$

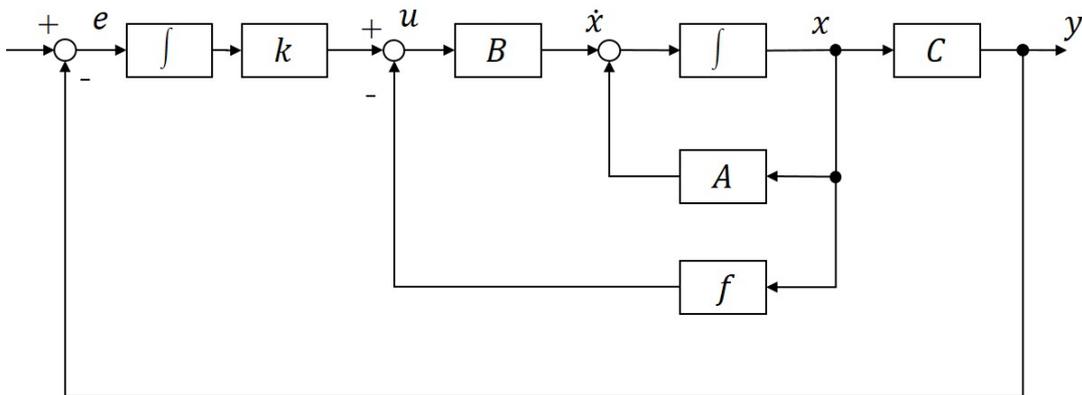


図 2.14 積分型状態フィードバックのブロック線図

このように式 (2.49) を $\eta = n + p$ 次元のシステムで表すことができる。このシステムを式 (2.50) で記述する。

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u \quad (2.50)$$

これに対して式 (2.51) のフィードバック制御則を適用する。

$$u = -\bar{f}\bar{x} \quad (2.51)$$

この状態フィードバック則より、 $\bar{A} - \bar{B}\bar{F}$ の選んだ固有値 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_\eta$ に対する \bar{F} を求めると、式 (2.52) となる。

$$[f, -k_1, -k_2, \dots, -k_p] = [f, -k] = -\bar{f} \quad (2.52)$$

この設計方法により、閉ループシステムの定常偏差補償器の伝達関数は式 (2.53) となる。

$$G_s(s) = \frac{k_p s^{p-1} + \dots + k_2 s + k_1}{s^p} \quad (2.53)$$

式 (2.53) によると、閉ループシステムが漸近安定の時には、 $k_1 \neq 0$ となり、 $G_s(s)$ は 1 である。

上記の理論を利用して、拡張した状態空間モデルは式 (2.54) となる。

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{p}{J_n} & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_t}{J_n} \\ 0 \end{bmatrix} [i] \quad (2.54)$$

式 (2.54) より、閉ループの極を決めれば、システムのフィードバックゲイン \bar{f} が決定できる。

2.5.3 制御ための極配置

オブザーバの推定では，極配置法を使用して，システムの過渡および定常状態の性能指標を満たすよう設計する [45]．以下，極配置の設計法について説明する．単入出力において，アッカーマン法を利用する．与えられた行列 $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ と $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ に対して， (A, B) が可制御であるとする．また，目的の特性多項式を

$$\phi_{cl}(s) := s^n + d_{n-1}s^{n-1} + \cdots + d_2s^2 + d_1s + d_0 \quad (2.55)$$

とおく．このとき，適当な行列 $F \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ が存在して，行列 $A - BF$ の固有値が特性方程式 $\phi_{cl}(s) = 0$ の根に一致する．そのような行列 F は，以下のように与えられる．

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} U_C^{-1} (A^n + d_{n-1}A^{n-1} + \cdots + d_2A^2 + d_1A + d_0I) \quad (2.56)$$

ここで，

$$U_C = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \cdots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

状態フィードバックの極を $[-133 \quad -1000]$ 選ぶと， K は $[-0.001 + 0.009i \quad 1]$ である．

2.5.4 状態オブザーバの設計

状態変数をリアルタイムに推定するためにはオブザーバ (State observer) が必要となる [46]．これらオブザーバの設計方法を述べる．

実システム：

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (2.58)$$

オブザーバ :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu \\ \hat{y} = C\hat{x} + Du \end{cases} \quad (2.59)$$

実システムとオブザーバでは各パラメータは同じだが、2つのシステムの状態変数と出力は異なる。

ここで、誤差 $e = \hat{x} - x$ を考えると、式 (2.60) となる。

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\hat{x}} - \dot{x} \\ &= A\hat{x} - Ax = A(\hat{x} - x) = Ae \end{aligned} \quad (2.60)$$

式 (2.60) によって、 A が安定なら、システムは収束する。もし A が不安定な場合は、システムは収束しない。つまり、収束するかどうかはシステムに依存する。

そこで、2つのシステムの状態変数ができるだけ同一になるための設計法について示す。

オブザーバを図 2.15 ように構築し、実際出力とオブザーバ出力の差を、オブザーバの状態 \hat{x} にフィードバックすると

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} - Bu - K(\hat{y} - y) \\ &= A\hat{x} + Bu - K(C\hat{x}Du - y) \\ &= (A - KC)\hat{x} + Bu - KDu + Ky \end{aligned} \quad (2.61)$$

このとき、改めて2つのシステムの誤差を計算すると、

$$\begin{aligned}
 \dot{e} &= \dot{\hat{x}} - \dot{x} \\
 &= A\hat{x} - Bu - KDu + L(Cx + Du) - (Ax + Bu) \\
 &= (A - KC)(\hat{x} - x) = (A - KC)e
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

となる.

式 (2.62) より, 誤差 e の収束の可否は, 行列 A ではなく, $(A - KC)$ によって決まる. よって, K の固有値を適切に決定することにより, システムは安定性に関係なく, 実システムとオブザーバ出力の間の誤差を収束させることができる.

ただし, このシステムを構築するために, (C, A) は可観測である必要がある.

2.5.5 状態外乱オブザーバの設計

粘度により生じるトルク外乱の効果を考慮するため, 状態外乱オブザーバを導入する [47]. トルク外乱を加えた拡張システムが構築できれば, これを新たなシステムとして従来のオブザーバの設計法に基づいて設計を行うことができる. 拡張したの状態 $x = \begin{bmatrix} x_0^T & w^T \end{bmatrix}^T$ をすべて推定する状態外乱オブザーバは式 (2.63) に基づいて構成する.

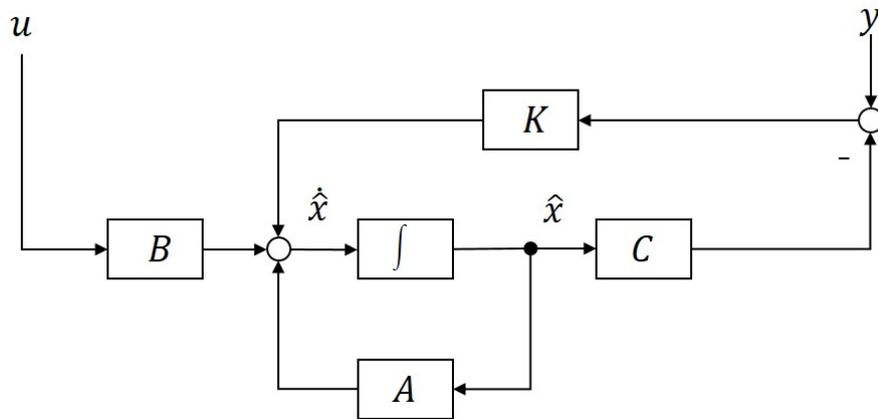


図 2.15 オブザーバのブロック線図

$$\dot{\hat{x}} = A_0 \hat{x} + B_0 u + K(x_0 - C_0 \hat{x}) \quad (2.63)$$

図 2.16 に状態外乱オブザーバのブロック線図を示す。 \hat{x} は状態の推定値で、 A_0, B_0, C_0 はそれぞれ拡張系のシステム行列、入力行列、出力行列、そして K はオブザーバゲインである。外乱含むモータの運動方程式は式 (2.64) となる。

$$k_t i - P\omega - d = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.64)$$

ここで $k_t[\text{Nm/A}]$ はトルク定数、 $J[\text{kgm}^2]$ は慣性モーメント、 $P[\text{Ns/m}]$ は粘性抵抗である。これより、状態変数 $x = [\omega, d]^T$ 、 $d[\text{Nm}]$ は外乱トルクである。本対象のモータに対する状態方程式では式 (2.65)、式 (2.66) となる。

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{p}{J_n} & \frac{k_t}{J_n} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_t}{J_n} \\ 0 \end{bmatrix} [i] \quad (2.65)$$

$$\omega = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ d \end{bmatrix} + [0] [i] \quad (2.66)$$

状態空間の可制御性、可観測性について検討する。式 (2.65) によって、可制御性はランク 1、可観測性はランク 2 であり、システムは不可制御、また可観測となり、外乱トルクの制御できない推定は可能である。

2.5.6 オブザーバの極配置

与えられた行列 $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ と $C \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ に対して、 (A, C) が可観測であるとする。また、目的の特性多項式を

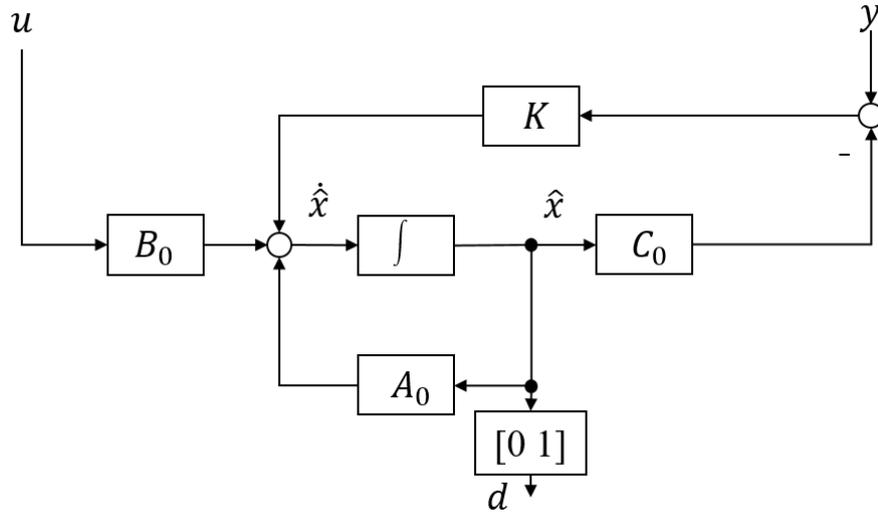


図 2.16 状態外乱オブザーバブロック線図

$$\phi_{cl}(s) := s^n + d_{n-1}s^{n-1} + \cdots + d_2s^2 + d_1s + d_0 \quad (2.67)$$

とおく. このとき, 適当な行列 $K \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ が存在して, 行列 $A - KC$ の固有値が特性方程式 $\phi_{cl}(s) = 0$ の根に一致する. そのような行列 F は, 以下のように与えられる.

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} U_C^{-1} (A^n + d_{n-1}A^{n-1} + \cdots + d_2A^2 + d_1A + d_0I) \quad (2.68)$$

ここで,

$$U_C = \begin{bmatrix} C & AC & A^2C & \cdots & A^{n-1}C \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

状態フィードバック積分型について, 状態オブザーバの極を $[-1000 \quad -1000]$ 選ぶと, L は $[2000 + 15.1i \quad 71.6i]^T$ である. 状態推定オブザーバについて, 状態オブザーバの極を $[-1000 \quad -1000]$ 選ぶと, L は $[2000 + 15.1i \quad 25.6i]^T$ である.

2.6 粘度推定と速度制御システムの構成

実験のシステム構成図を図 2.17 に示す。図 2.17 は本実験の実験システムの構成図である。本構成では 4 つの部分からなり、パソコン、DSP、駆動回路とモータに分けられる。まず、パソコンで Matlab/simulink により設計プログラミングして、できた実行ファイルを DSP に導入する。次に、DSP から指令値を駆動回路に導入して、モータを動かす。速度センサのパルス信号が駆動回路を通過して、DSP に戻り、速度信号に変換される。DSP が速度信号を利用して、指令値と比較後、フィードバックする。同時に粘度推定を実行する。最終的に、DSP で記録したデータを PC を用いて、解析する。

PI 制御法と外乱オブザーバに基づく粘度推定法のブロック線図は図 2.18 に示す。このトルクセンサレス粘度推定システムは 3 つの部分で構成される。まずは速度制御部である。この部分は PI 補償器を導入して、速度を指定値に追従させる。次は粘性摩擦オブザーバである。この部分は外乱オブザーバを利用して、粘性摩擦に起因するトルク外乱を推定する。最後に粘度推定部である。この部分は推定した粘性摩擦とモータ速度を利用して、粘度を

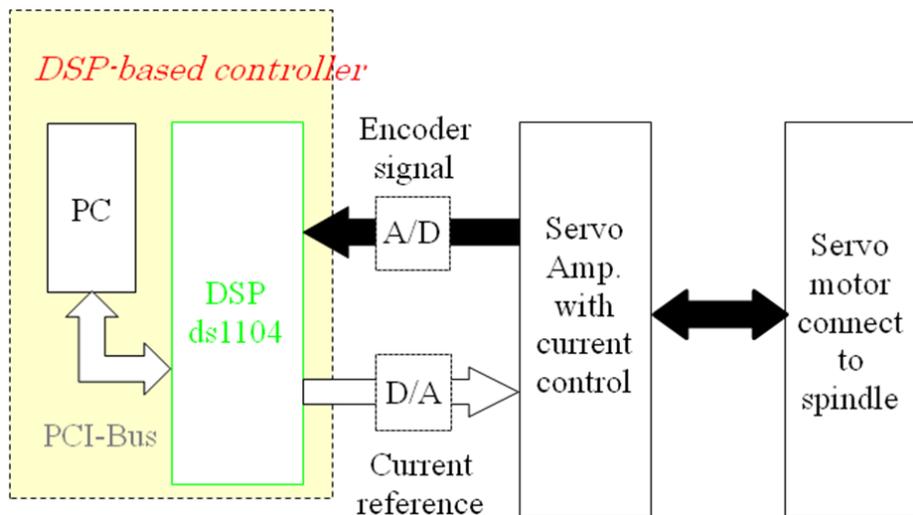


図 2.17 実験システム図.

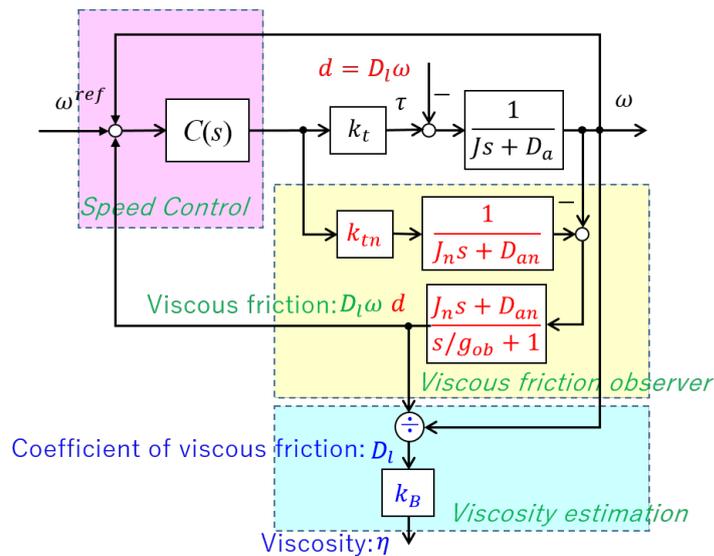


図 2.18 トルクセンサレス粘度計の古典制御に基づくブロック線図

推定する。以下，シミュレーションと実験でシステム有効性を検証する。

次に，制御と推定に状態方程式で導入したのプログラムを DSP に実装する。実装するシステムのブロック線図を図 2.19 に示す。このトルクセンサレス粘度推定システムは 3 つの部分で構成させる。まずは速度制御部である。この部分は積分型状態フィードバックを導入して，速度を指定値に高精度に追従させる。次は粘性摩擦オブザーバである。この部分は状態外乱オブザーバを利用して，粘性摩擦に起因するトルク外乱推定する。最後に粘度推定部である。この部分は推定した粘性摩擦とモータ速度を利用して，粘度を推定する。以上ではシミュレーションと実験によりシステムの有効性を検証する。

2.7 提案するトルクセンサレス粘度推定法の評価

本節はシミュレーションと実験の両方で 2 つの制御法を比較する。

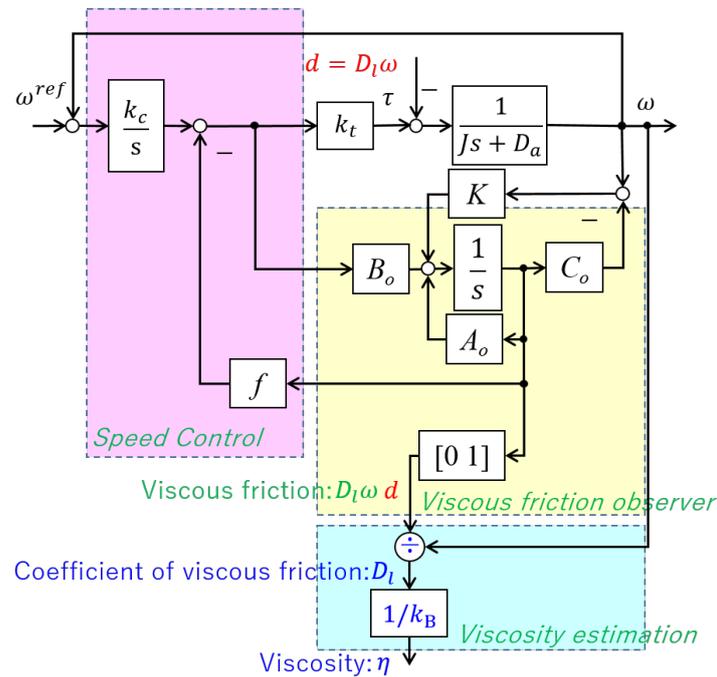


図 2.19 トルクセンサレス粘度計の現代制御に基づくブロック線図

2.7.1 トルクセンサレス粘度推定のシミュレーション結果

粘度値が空気 (0.01cP), 100cP の液体を対象としてシミュレーションし, 結果を MATLAB で解析する. その後, 理論値と実測値を比較して, シミュレーションでの評価を行う. 本シミュレーションではシステムのもータモデルを使用する. パラメータは, 2.3.2 節のモデルのものを用いる. MATLAB で制御系を構成して, シミュレーションを行う. シミュレーション条件を表 2.3 に示す.

PI 制御と外乱オブザーバで構成されるシステムをシミュレーションする. 0.01cP のとき

表 2.3 シミュレーション条件

速度	4rps
粘度係数	11,325
速度フィルタ	1次 10rad/s
オブザーバフィルタ	1次 10rad/s
粘度	0cP, 100cP

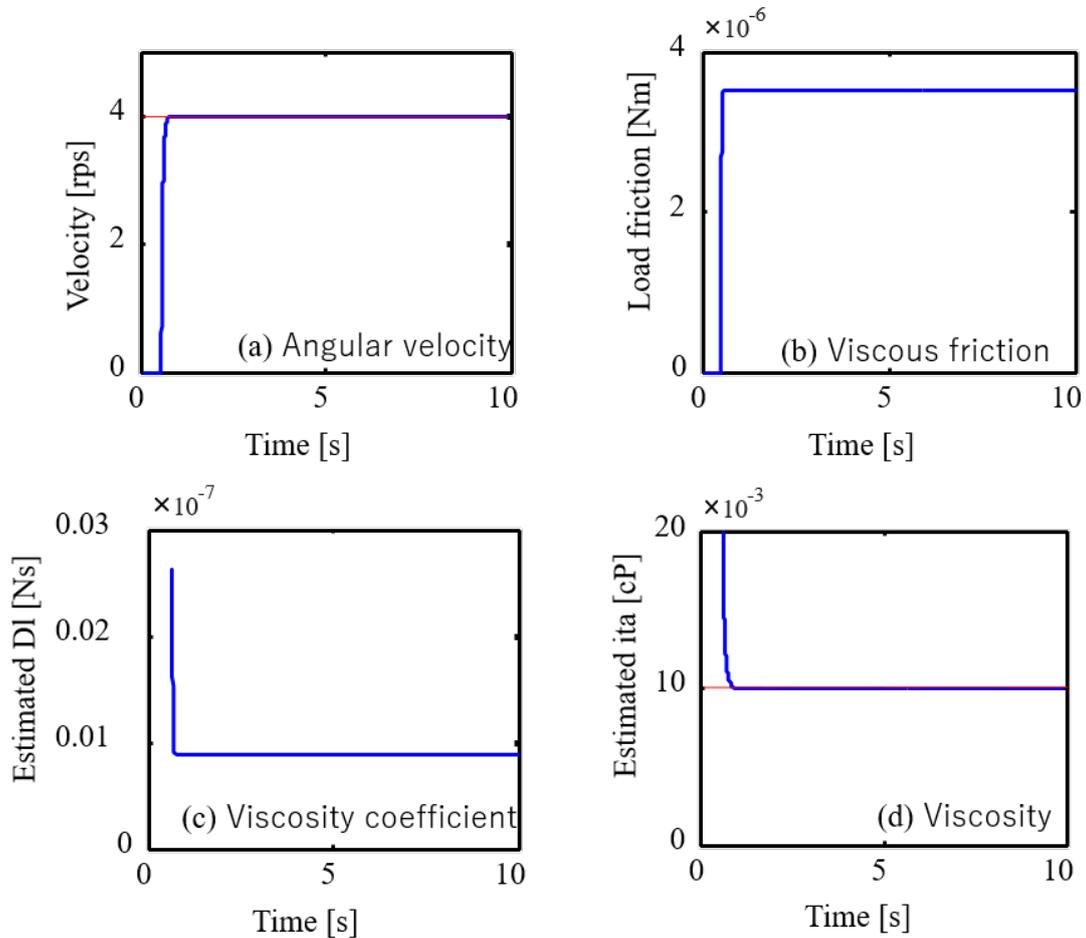


図 2.20 PI シミュレーション結果 (0.01cP)

の粘度，トルク，速度および粘性摩擦係数の値を図 2.20 に示す．青線は実測値，赤線は理論値である．次に 100cP のときの粘度，トルク，速度および粘性摩擦係数の値を図 2.21 に示す．青線は実測値，赤線は理論値である．図 2.20 と図 2.21 より，速度の整定時間（最終値の 5% に値が収まる）はそれぞれ 0.7s，3.2s となった．PI 補償を通じて，速度制御が実現できる．しかし，100cP ではシステムの整定時間が大きいので，速度制御の性能が劣化している．粘度結果の比較については，図 2.20 と図 2.21 より，粘度の推定値はそれぞれ 0.01cP と 100cP となった．粘度の整定時間はそれぞれ 0.7s，3.5s となった．

次に，積分型フィードバック制御と外乱オブザーバで構成されるシステム (SFBI) でシ

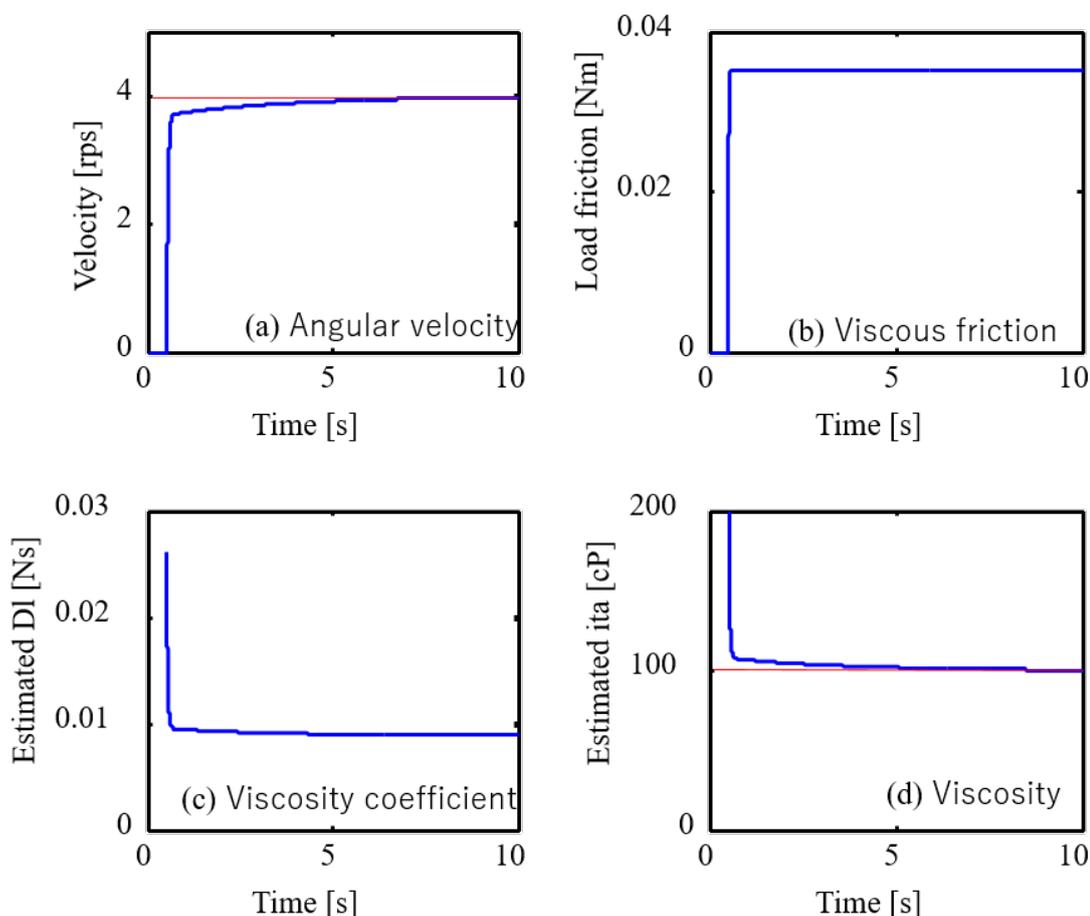


図 2.21 PI シミュレーション結果 (100cP)

ミュレーションを行う。0.01cP のときの粘度，トルク，速度および粘性摩擦係数の値を図 2.22 に示す。青線は実測値であり，赤線は理論値である。次に 100cP のときの粘度，トルク，速度および粘性摩擦係数の値を図 2.23 に示す。青線は実測値であり，赤線は理論値である。図 2.22 と図 2.23 より，速度の整定時間はそれぞれ 0.7s, 0.8s となった。SFBI 補償を通じて，速応性の良い速度制御の実現ができ，システムの整定時間は PI 制御と比べて小さくなる。粘度結果の比較については，図 2.22 と図 2.23 より，粘度の推定値はそれぞれ 0.01cP と 100cP となった。粘度の整定時間はそれぞれ 0.7s, 0.8s となった。結果の解析に対して，状態空間理論を導入すると，速度制御の性能が向上し，粘度推定の速度が速く

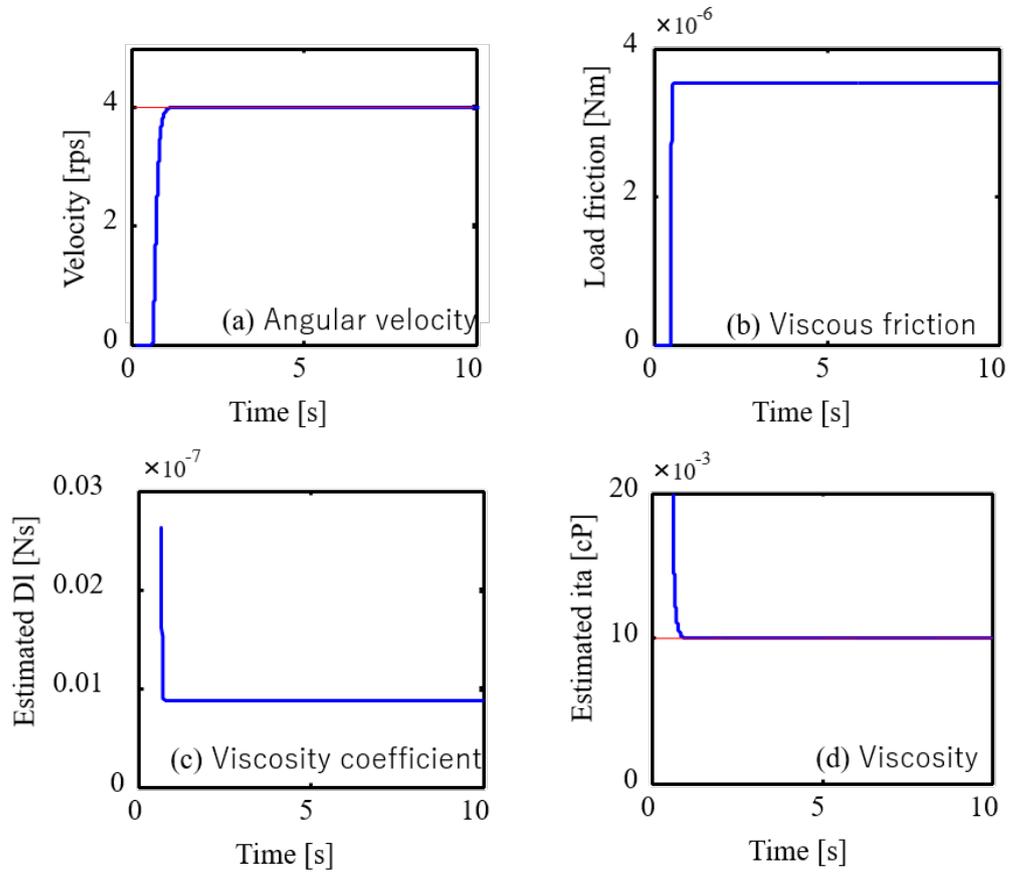


図 2.22 SFBI シミュレーション結果 (0.01cP)

なる。

2.7.2 トルクセンサレス粘度推定の実験結果

粘度値が空气中，100cP の液体を対象として，実験を行う．実験条件を表 2.4 に示す．

PI 制御と外乱オブザーバで構成されるシステムで実験を行った．0.01cP のときの粘度，

表 2.4 実験条件

速度	4rps
粘度係数	11,325
速度フィルタ	10rad/s
オブザーバフィルタ	1次 10rad/s
粘度	0cP, 100cP

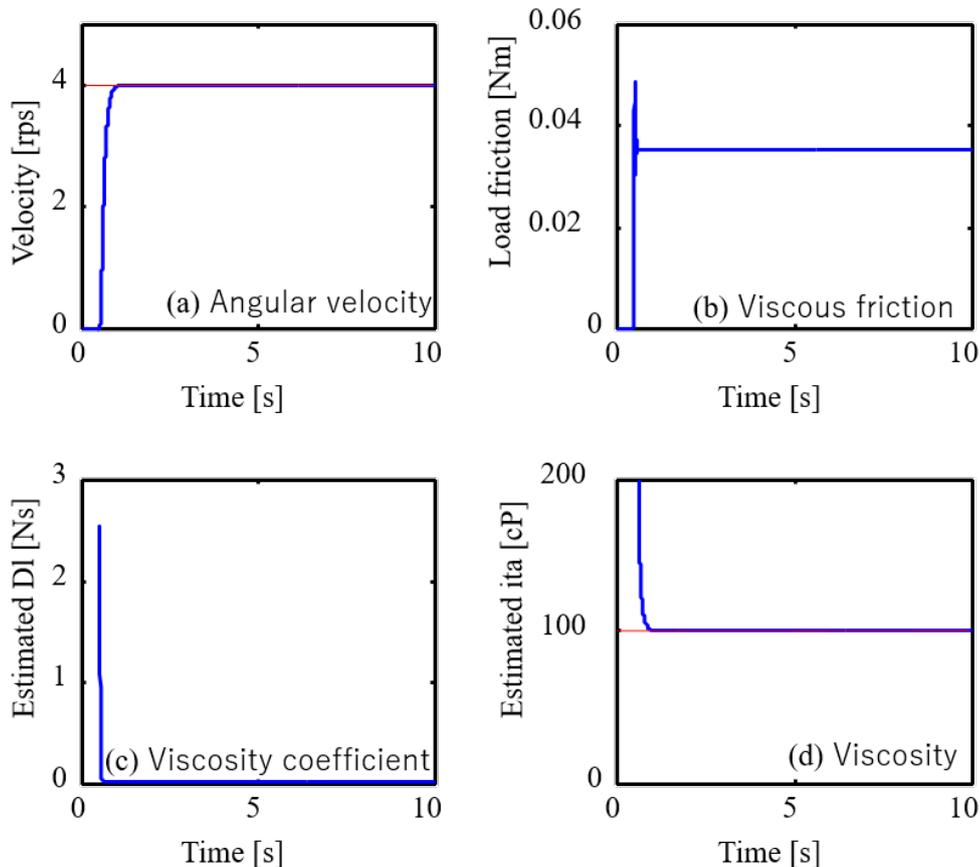


図 2.23 SFBI シミュレーション結果 (100cP)

トルク、速度および粘性摩擦係数の値を図 2.24 に示す。青線は実測値、緑線は実測値の 1s 間移動平均である。赤線は理論値、赤線破線は理論値の 5% 誤差である。次に 100cP のときの粘度、トルク、速度および粘性摩擦係数の値を図 2.25 に示す。青線は実測値、赤線は理論値である。図 2.24 と図 2.25 により、速度の整定時間はそれぞれ 3.6s, 4.1s となった。PI 補償を通じて、速度制御が実現できる。しかし、100cP ではシステムの整定時間が大きいので、速度制御の性能が劣化している。粘度結果の比較については、図 2.24 と図 2.25 より、粘度推定の 1s 間移動平均値はそれぞれ 0.6cP, 101.2cP である。粘度推定の P-P 値はそれぞれ 0.84cP, 1.56cP になり、オーバーシュートが大きいことが分かった。粘度の整定時間はそれぞれ 19.7s, 7.2s となった。オーバーシュートが大きいので、粘度計測精度にも影響がある。解析結果より、粘度と速度の振動には相関があるので、速度変動の影響を受

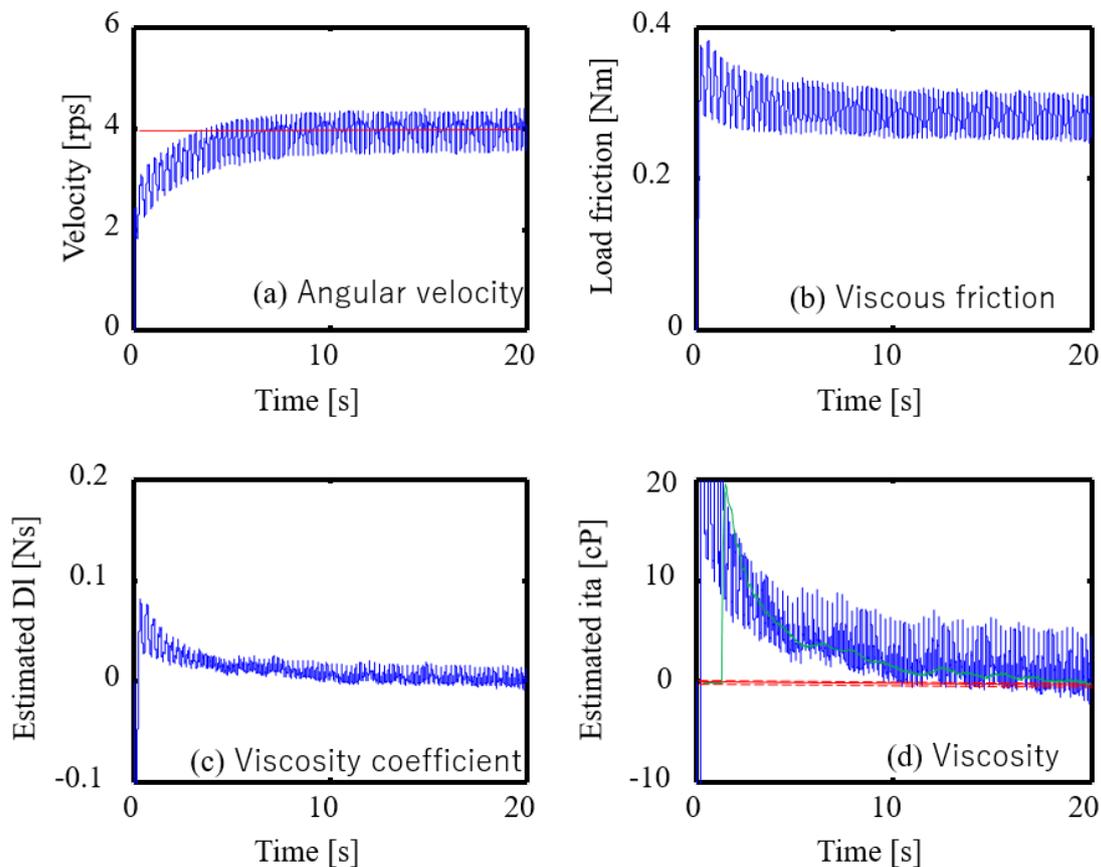


図 2.24 PI 実験結果 (0.01cP)

け、粘度の誤差も大きくなる。

次に、積分型フィードバック制御と外乱オブザーバで構成されるシステムで実験を行った。0.01cP のときの粘度，トルク，速度および粘性摩擦係数の値を図 2.26 に示す。青線は実測値，緑線は実測値の 1s 間移動平均である。赤線は理論値，赤線破線は理論値の 5% 誤差である。次に 100cP のときの粘度，トルク，速度および粘性摩擦係数の値を図 2.27 に示す。青線は実測値であり，赤線は理論値である。図 2.26 と図 2.27 より，速度の整定時間はそれぞれ 1.6s，2.2s となった。SFBI 補償を通じて，速応性の良い速度制御の実現ができ，システムの整定時間は PI 制御と比べて小さくなる。粘度結果比較については，図 2.26 と図 2.27 により，粘度推定の 1s 間移動平均値はそれぞれ -0.4cP，100.6cP である。粘度

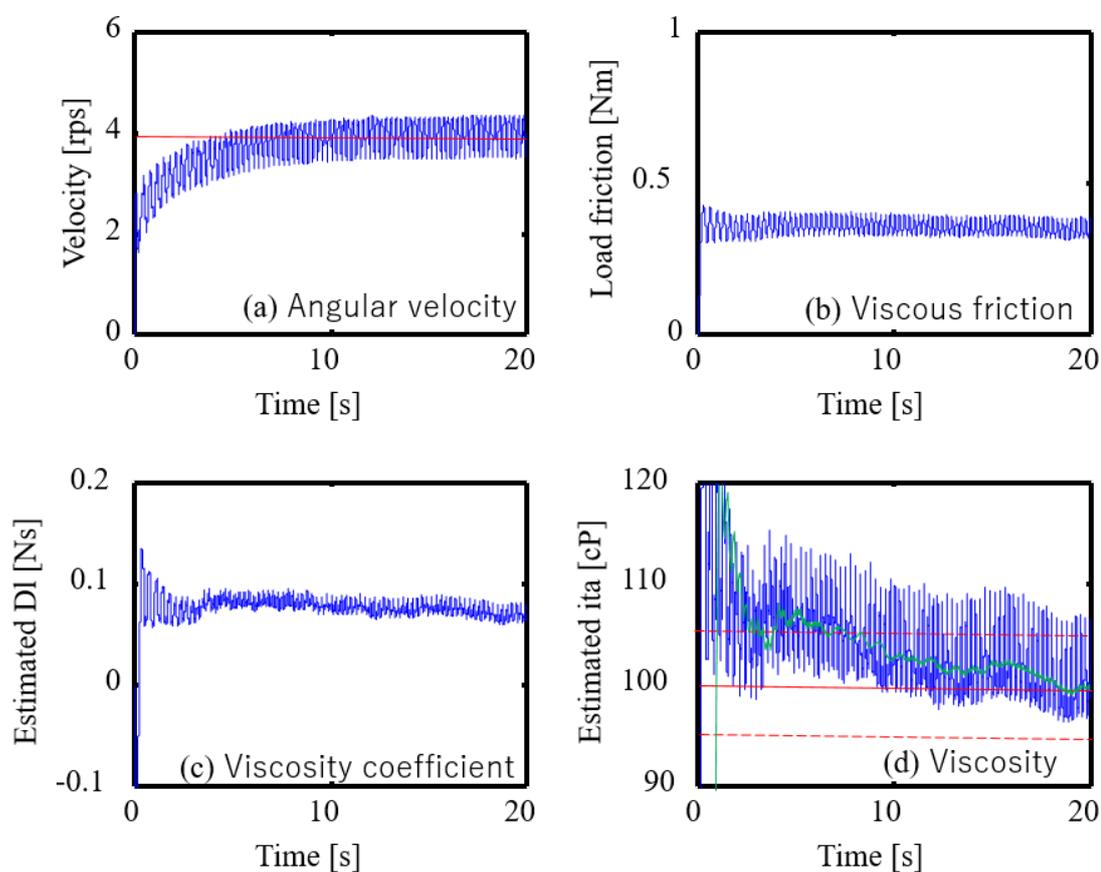


図 2.25 PI 実験結果 (100cP)

推定の P-P 値はそれぞれ 0.76cP, 1.43cP になり、オーバーシュートが小さいことが分かった。粘度の整定時間はそれぞれ 18.8s, 2.3s となった。先の PI 制御と外乱オブザーバ推定の場合と比べ、オーバーシュートが小さいので、粘度に対しても推定精度は高い。よって、状態空間理論を導入すると、速度制御の性能が向上し、粘度の推定誤差も小さくなるとともに整定時間も速くなる。

2.7.3 速度と粘度推定

更に SFBI を利用して、速度指令に対する粘度推定精度を検証するために、様々な粘度標準液体中で実験を実施する。

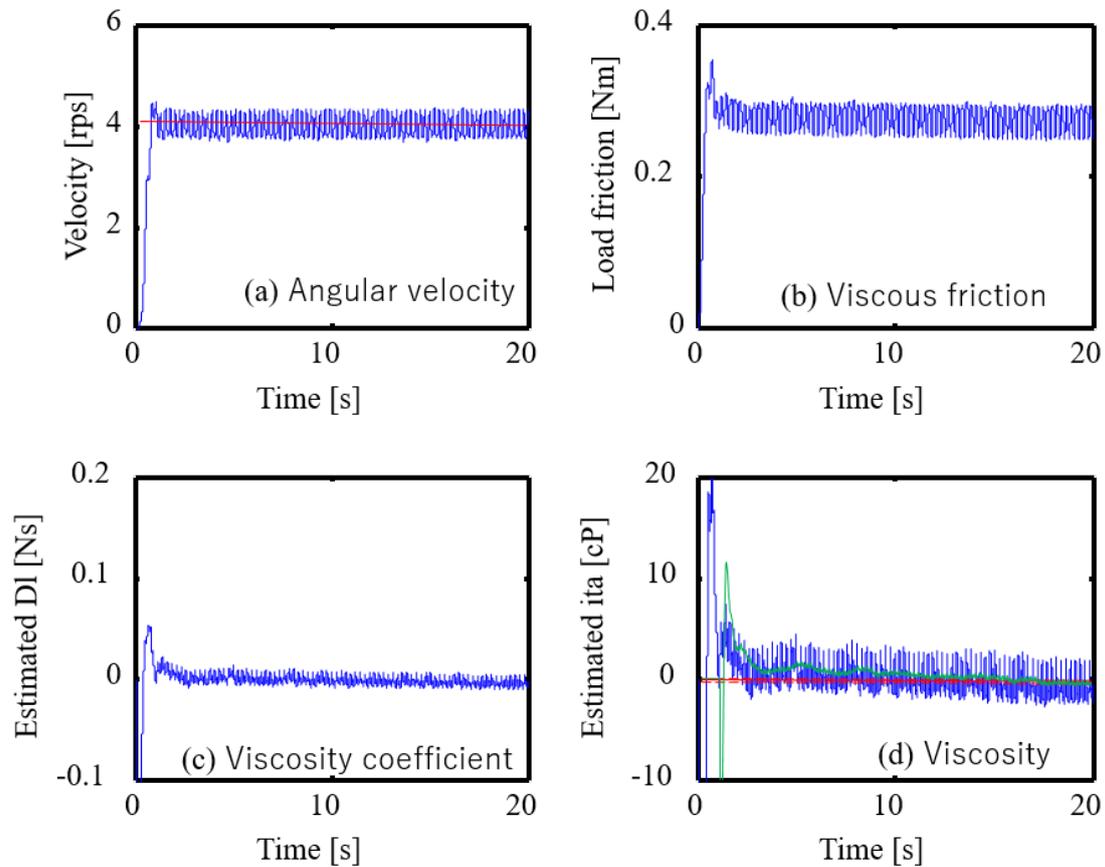


図 2.26 SFBI 実験結果 (0.01cP)

表 2.5 各粘度に対する粘度推定の実験結果

	50cP	100cP	500cP	1000cP
平均値	50.3	100.1	500.2	1000.1
変動係数	9.8%	3.5%	2.0%	1.2%

図 2.28 に粘度 50cP, 100cP, 500cP, 1000cP の液体中での各速度での粘度推定に対する実験結果を示す。また、粘度推定結果を表 2.5 にまとめる。表中では、各速度で指定した粘度の平均値と、次式で示される変動係数を示す。

$$\text{変動係数} = \frac{\text{標準偏差}}{\text{算術平均}} \times 100\% \quad (2.70)$$

本結果より、粘度が低いところでは精度は低下しているが、実際の粘度と推定粘度はおお

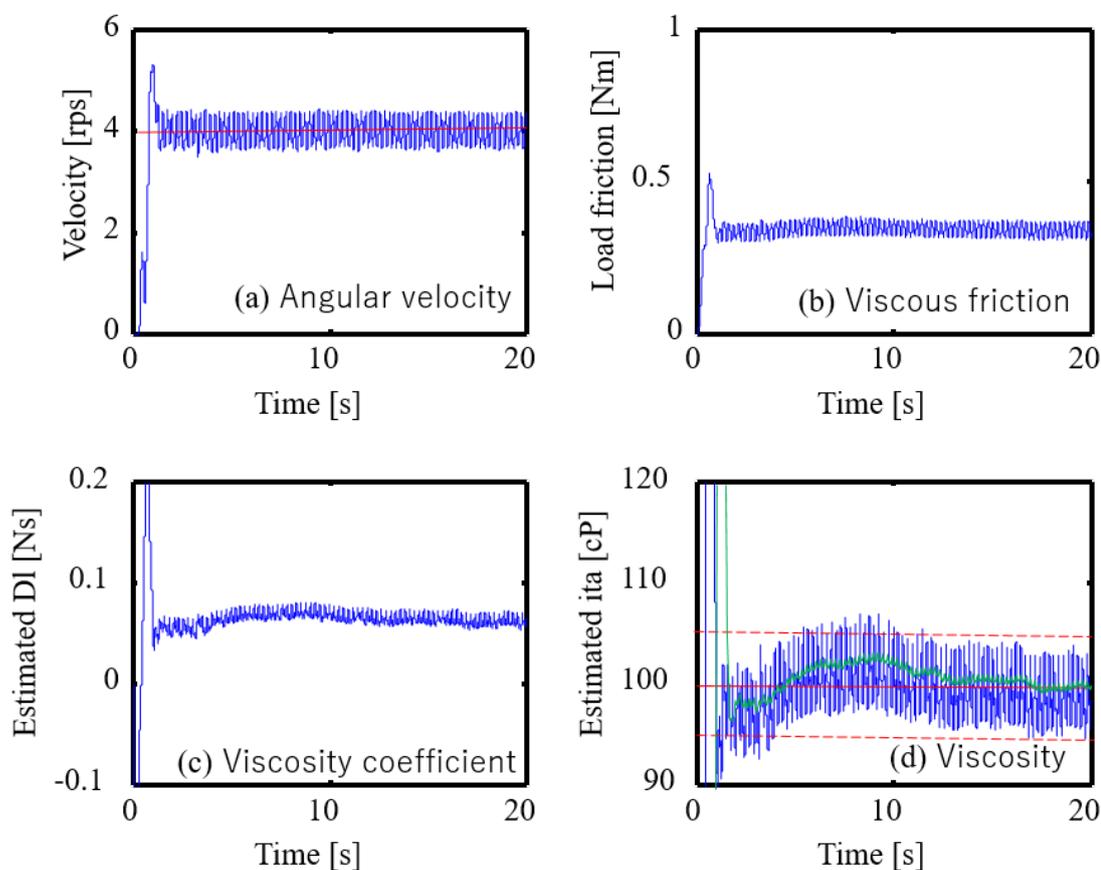


図 2.27 SFBI 実験結果 (100cP)

よそ目標(トルクセンサ型の精度)の3%に近い値となっている。

さらに、速度を上げた場合について検討する。図 2.29 は粘度 100cP, 4980cP の液体中でのトルク外乱推定実験結果である。結果を見ると 100cP の場合には、推定トルクと速度は比例関係である。これに対し 4980cP の液体は粘度が高いため、渦巻きが発生し易い。その結果、図 2.29 に示すように、3つのモードが存在する。1つ目のモードは速度 0rps から 10rps まで推定トルクと速度が比例関係の領域である。2つ目のモードは速度が 10rps から 20rps までの、液体の内部摩擦力と液体の重量が同じとなる領域である。その結果、スピンドルの速度が上がるに伴い、液体の内部摩擦力が一定になるため、液体の圧力が減少し、接触面積が減少する。すなわち、液体はスピンドルから段々離れて、トルク推定結果は変わら

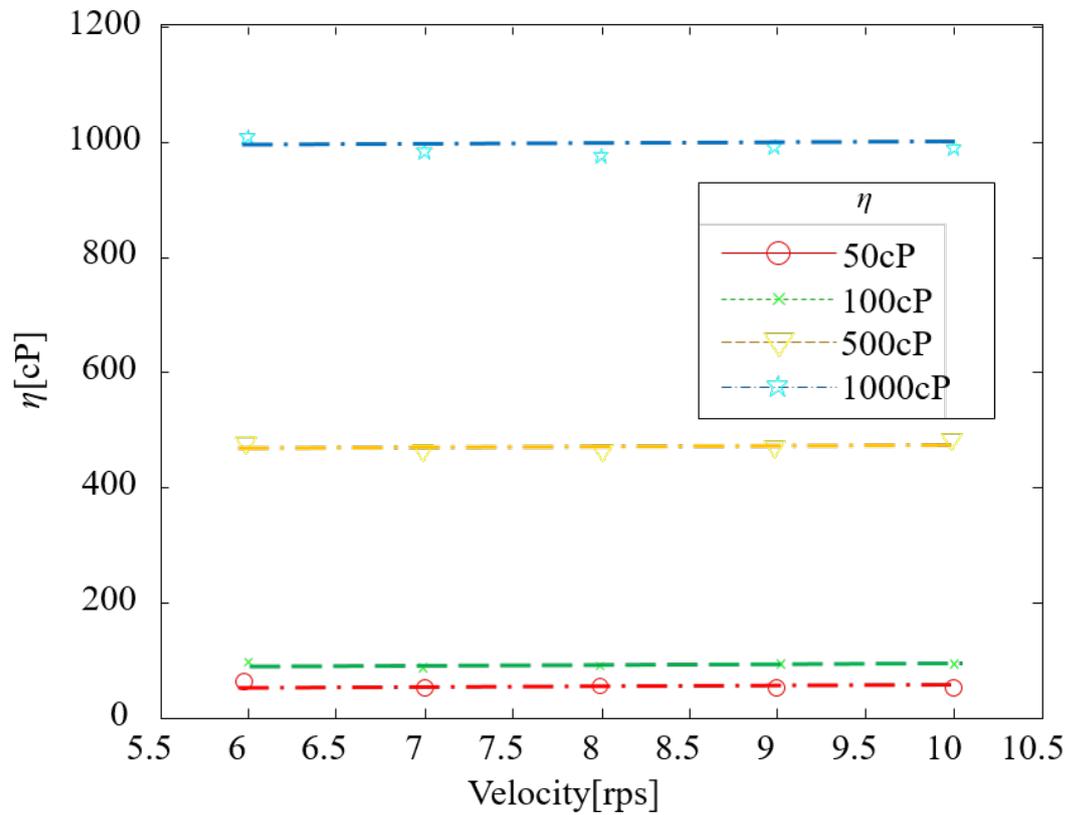


図 2.28 速度安定性の実測結果

ない。3つ目のモードは速度 20rps 以上の場合，液体とスピンドルの側面は接触せず，底面のみ接触する。ここでは推定トルクと速度は比例関係に戻る。しかし，この段階では接触面積が少ないので比例係数も 70% 減少する。したがって，5000cP では駆動速度を 10rps 以下とする必要がある。

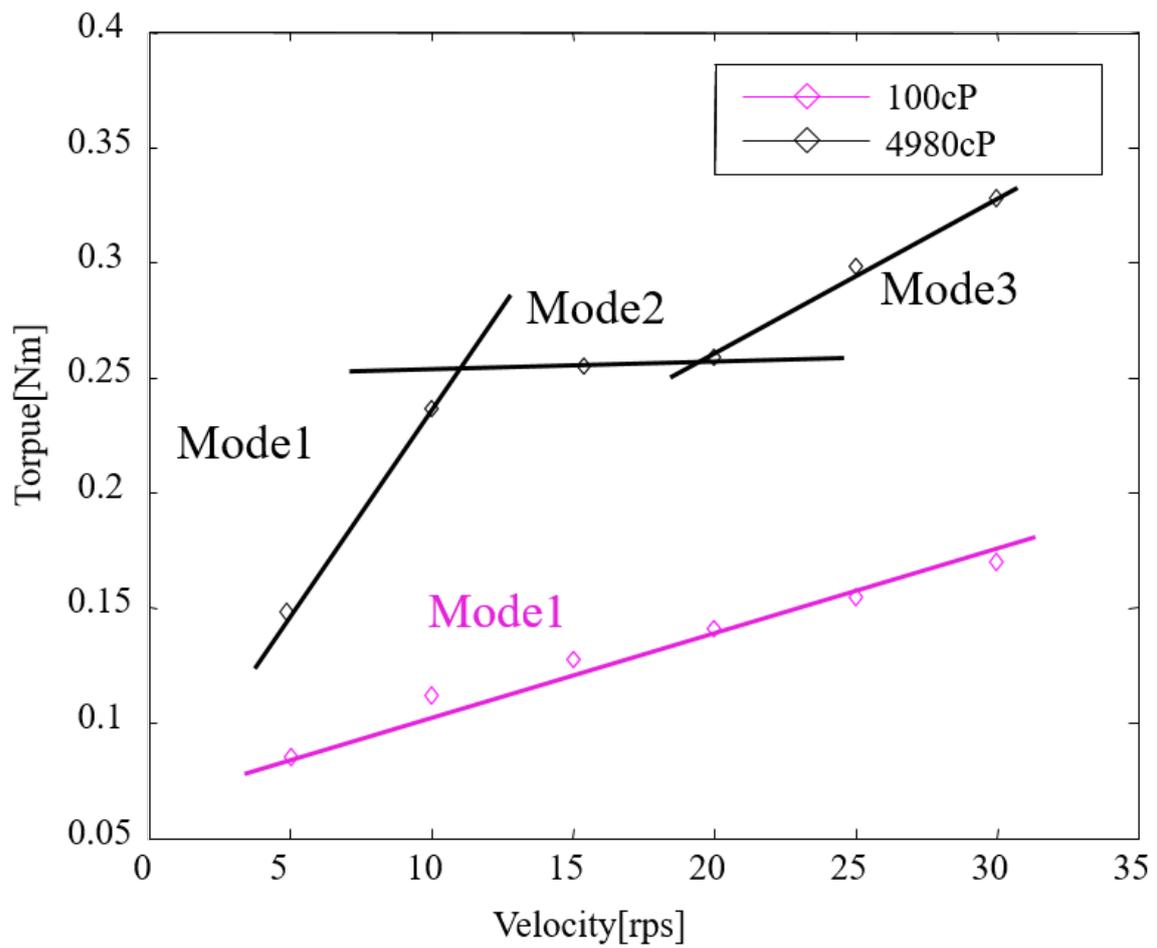


図 2.29 速度安定性の実測結果

第 3 章

遅いモードに基づく多点温度制御システムの開発

3.1 温度制御理論

様々な熱処理技術の中で、PID 制御はその単純さ及び汎用性により一般的に使用されている。多点温度制御システムにおいても同様であり、これらのシステムでは、非干渉補償とむだ時間補償を PID 制御と組み合わせて、それらの影響を排除している [48]。他にも以下の手法がある。

(1) 傾斜温度制御法 [49]：傾斜温度制御法制御システムのブロック線図を図 3.1 に示す。この制御系の温度調節器は、PID 制御とモード変換器と前置補償器から構成されている。モード変換器及び前置補償器は $n \times n$ の行列である。 n は制御対象のチャンネル数である。この制御方法は、全チャンネル温度の平均値を求めて目標値に追従するように制御する。同時に各チャンネルに温度差を 0 となるように制御する。

(2) データ駆動チューニング法 [50], [51]：制御器の構造がすでに決められており、その制御パラメータを適切にチューニングしなければならない状況は少なくない。このとき、

データ駆動チューニング法が用いられる。データ駆動チューニング法のブロック線図を図3.2に示す。精密な数式モデルを得るための励振信号の印加が実施できない場合や、コストやスケジュールなどの理由からデータの取るための実験に時間をかけることが困難な場合に有利である。本手法は、短時間で計測したデータを活用することで制御パラメータを直接求めることができる。また、パラメータを状況に合わせて、ファインチューニング [52] するときにより便利である。

(3) フィードフォワード補償法 [53] : この制御方法はむだ時間制御設計において制御対象の最小相位状態に着目する。最小相位状態の観測値からのフィードバック補償によってむだ時間の影響を軽減し、制御系の安定化を行う。さらにフィードフォワード補償を施すこ

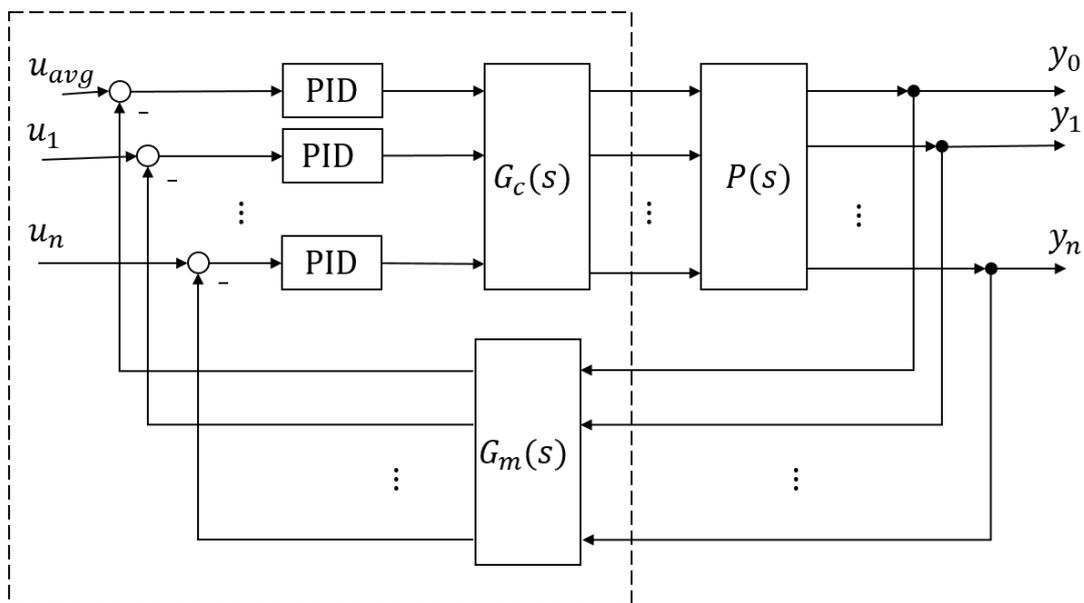


図 3.1 傾斜温度制御法のブロック線図

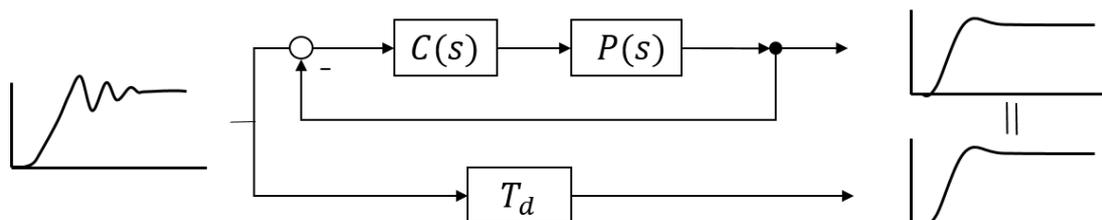


図 3.2 データ駆動チューニング法のブロック線図

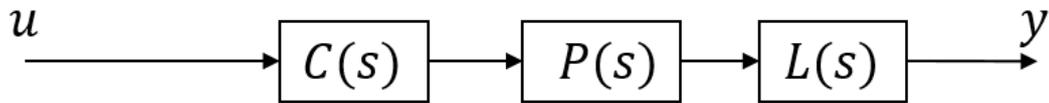


図 3.3 フィードフォワード補償法のブロック線図

とで、目標値入出力特性に表れるむだ時間特性が見かけ上相殺される。フィードフォワード補償法のブロック線図を図 3.3 に示す。このむだ時間制御系においても非干渉化が必須である。

以上のように様々な方法が提案されている。これらの提案法の主な目的は、複数点間の温度差をゼロに減少させること、過渡応答を改善すること、さらに、モデルを用いない制御法であることなどである。しかし、これらの補償法を併用した PID 制御法は、すべての要求を同時に達成することができない。これらの要求を同時に達成することを目的に、新しく遅いモードに基づく多点温度制御方法を提案する。

3.2 遅いモードに基づく多点温度制御法

本節では、提案する遅いモードに基づく制御 (Slow Mode-based Control: SMBC) システムの構成について述べる。SMBC の概念的なブロック線図を図 3.4 に示す。図 3.4 において、 r 及び y はそれぞれ指令温度及び出力温度を示す。下付きの s は遅いモード、 f は速いモードを示す。 P_s は遅いモードの動特性である。 P_f は速いモードの動特性である。このシステムについて、時定数が最も大きいモードを遅いモードと定義し、それ以外のモードを速いモードと定義する。すなわち、速いモードは遅いモードへ追従する能力を持つ。そして、指令温度は遅いモードへ印加し、遅いモードの出力を速いモードの指令値として使用する。本構成により MIMO システムを温度制御する。したがって、出力 y_s は全ての速いモード P_{f_1}, \dots, P_{f_n} の制御システムへの指令 r_{f_1}, \dots, r_{f_n} となる。 $C_s, C_{f_1}, \dots, C_{f_n}$ は対

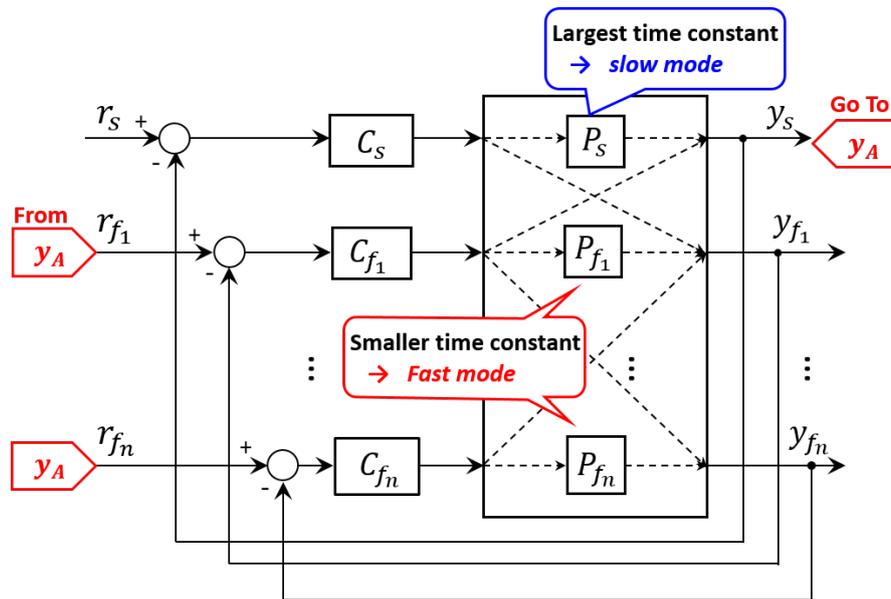


図 3.4 SMBC のブロック線図

応するモードの制御器である。

以下では、制御に先立ち、本研究で対象とする実験装置について詳述する。

3.3 実験システムの構成

むだ時間を有する MIMO システムの模擬的な実験をするため、図 3.5 に示すような実験設備を構築した。本実験装置は以下の節で示す部分により構成される。

3.3.1 制御対象

本研究の制御対象は図 3.6 に示すように組み立てられる。この制御対象は 4 つのアルミキューブで構成され、両端をネジで固定する。4 つのキューブを左からチャンネル 1、チャンネル 2、チャンネル 3、チャンネル 4 と定義する。1 つセンサと 2 つヒータを付けるため、各アルミキューブに穴をあける。また防熱のため、下にはセラミックスのプレートを配置する。

3.3.2 実験設備

本研究の温調器にはデジタル指示調節計 RKC の FZ400 を利用する。制御に際しては、センサなどからのプロセス量入力と、ヒータなどの負荷を制御する出力により制御を行う。この温調器のソリッドステートリレ (SSR) への出力信号は 10V を 100%Duty に変換してヒータを加熱する。温度センサからの入力信号 400°C を 10V に変換して入力される。

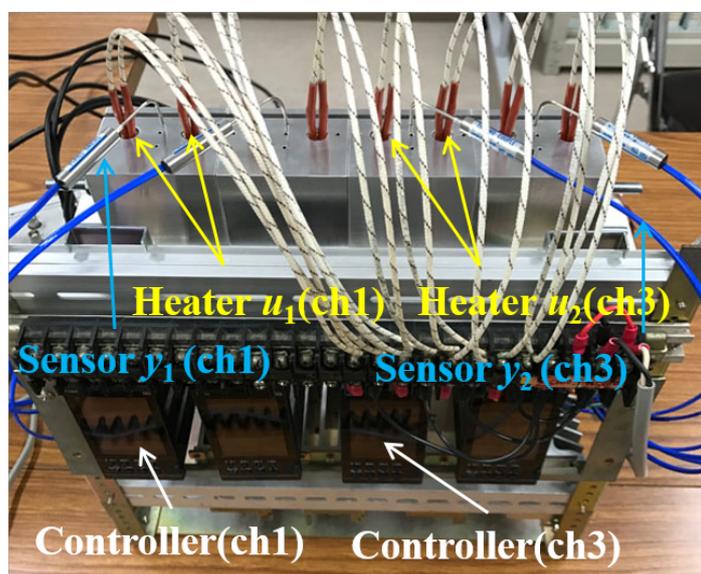


図 3.5 温度制御の実験設備

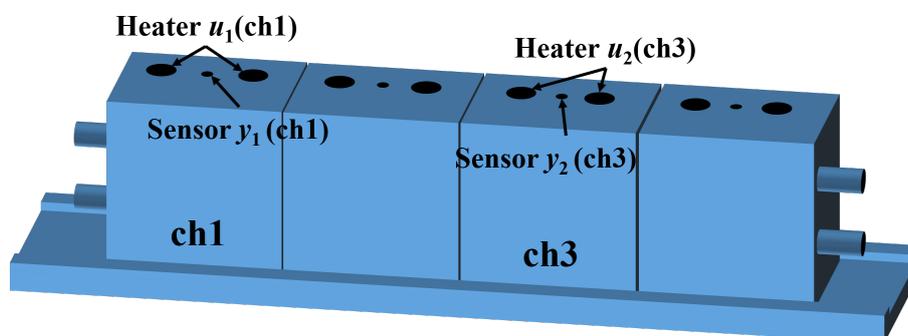


図 3.6 制御対象

3.4 多点温度システムのモデル

3.4.1 システムの伝達関数

物体が大気中で加温または冷却される速さは、物体の温度と環境温の差に比例した関係がある。この点で熱伝導の伝達関数を求める。環境温度 T_a の中にある物体の温度の温度 T について考える。物体内部は均一な温度と仮定すると、ある瞬間の物体の熱の入る容量（熱容量）と温度変化との積と、周囲との温度差を熱の伝わりにくさ（熱抵抗）で割った値分の熱伝導が発生する。両者は等しくなるため、下記の式 (3.1) が成り立つ。

$$c \cdot \frac{dT}{dt} = \frac{T_a - T}{R} \quad (3.1)$$

ここで、 c は熱容量、 R は熱抵抗である。よって、これを変形した下記の式が伝熱問題の微分方程式 (3.2) となる。

$$c \cdot R \cdot \frac{dT}{dt} + T = T_a \quad (3.2)$$

上式ラプラス変換すると式 3.3 となる。

$$c \cdot R \cdot s \cdot T(s) + c \cdot R \cdot s \cdot T_0 + T(s) = T_a \quad (3.3)$$

ここで、 T_0 は初期温度である。伝達関数では T_0 を 0 として式 (3.4) を用いる。

$$T(s) = \frac{T_a}{cRs + 1} \quad (3.4)$$

実際のシステムはむだ時間が含まれると考えられるので、一般的な伝達関数は一次遅れ

プラスむだ時間で表すと，式 (3.5) となる．

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (3.5)$$

ここで，むだ時間 L ，定常ゲイン K ，時定数 T には大きな違いがある．定常ゲインと時定数はともに大気などの環境の温度を減らすほど大きくなるという特性を持つ．

3.4.2 システム同定用設備

温度制御プラントのモデルを同定するために，電圧を印加し温度を検出するシステムが必要である．図 3.7 に示すように DSP 設備を接続する．パソコンで決めた指令値を DSP と温調器を介して，ヒータに印加する．温度センサの温度信号は DSP に読み込まれ，パソコンに取り込まれる．

3.4.3 システム同定実験

本節では，2.3.2 節の理論を利用し，MIMO 温度制御対象の同定を行う．

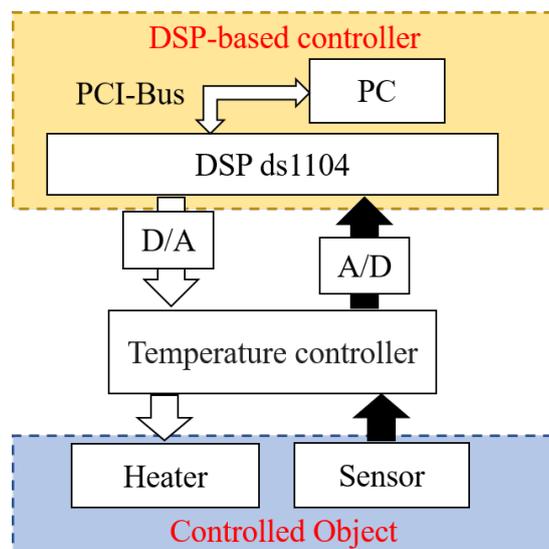


図 3.7 実験設備のブロック線図

ステップ応答法で同定するために、ヒータへの入力電圧設定を 1V とした。順番で各チャンネルにステップ電圧を印加し、温度を測定した。チャンネル 1 へ入力を与えたときの実験結果を図 3.8 に示す。図に示すように、青線はチャンネル 1 の出力結果である。入力信号と組み合わせて、前節で説明した最小二乗法 (LS) に基づく予測誤差法を使用し、ARX モデルのパラメータを導出する。これらはチャンネル 1 の入力に対する伝達関数となる。その他のチャンネルの実験結果を利用して、チャンネル 1 への干渉に対する伝達関数も計算できる。

他のチャンネルも同じ方法で同定実験を行い、システムの伝達関数を導出する。本研究では、設計と検証を簡単化するため、制御対象を 2 入力 2 出力システムとする。その時定数の比較により、他のキューブと 1 面のみ接触、熱量が発散しにくいチャンネル 1 を速いモードと仮定する。他のキューブと 2 面接触、熱量が発散しやすいチャンネル 3 を遅いモード

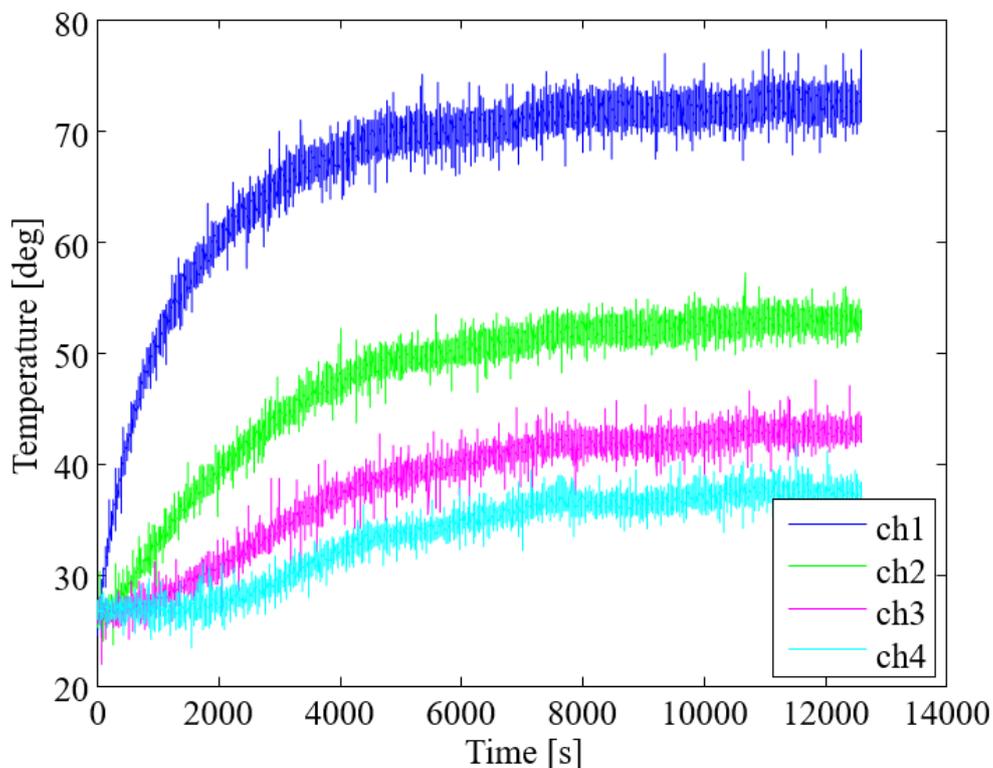


図 3.8 システム同定実験

たなる．2 入力 2 出力となる制御対象 $P(s)$ を式 (3.6) で示す．

$$\begin{aligned}
 P(s) &= \begin{bmatrix} P_{s0}(s)e^{-L_{s0}s} & P_{sf0}(s)e^{-L_{sf0}s} \\ P_{fs0}(s)e^{-L_{fs0}s} & P_{f0}(s)e^{-L_{f0}s} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{K_{s0}}{T_{s0}s+1}e^{-L_{s0}s} & \frac{K_{sf0}}{T_{sf0}s+1}e^{-L_{sf0}s} \\ \frac{K_{fs0}}{T_{fs0}s+1}e^{-L_{fs0}s} & \frac{K_{f0}}{T_{f0}s+1}e^{-L_{f0}s} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{4.52}{1211s+1}e^{-25s} & \frac{1.91}{5848s+1}e^{-125s} \\ \frac{1.67}{3984s+1}e^{-150s} & \frac{4.34}{1639s+1}e^{-30s} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

3.5 遅いモードに基づく制御の設計

提案法である SMBC を 2 入力 2 出力 (Dual Input Dual Output: DIDO) システムに適用した場合のブロック線図を 3.9 に示す．上下段はそれぞれ遅いモードと速いモードの制御システムに対応している．提案する SMBC システムの構成について，以下で述べる．

3.5.1 フィードバック制御器の設計

温調制御装置などの用途により，オーバーシュートを許容してもなるべく速く目標値に達する制御を求める場合や，整定するまでの時間が多少長くてもオーバーシュートを抑制する制御を求める場合がある．一般的に，素早く目標値に到達する制御をしようとする，制御温度にオーバーシュートやハンチングが発生する．ハンチングを減少させるためには，緩やかに目標値に達する方法を選択せざるを得ない．今回のシステムでは温度を上昇させるヒータのみがある．本システムでオーバーシュートが発生した場合，温度が低下するまで時間がかかるため，オーバーシュートを抑制する PI 制御法を選択する．PI 制御（比例積分動作）は，PID 制御と比較し多少制御応答が遅くなるが，オーバーシュートが出にくい．また，大きな無駄時間がある場合には微分動作（D 動作）をハイゲインにすればするほど不

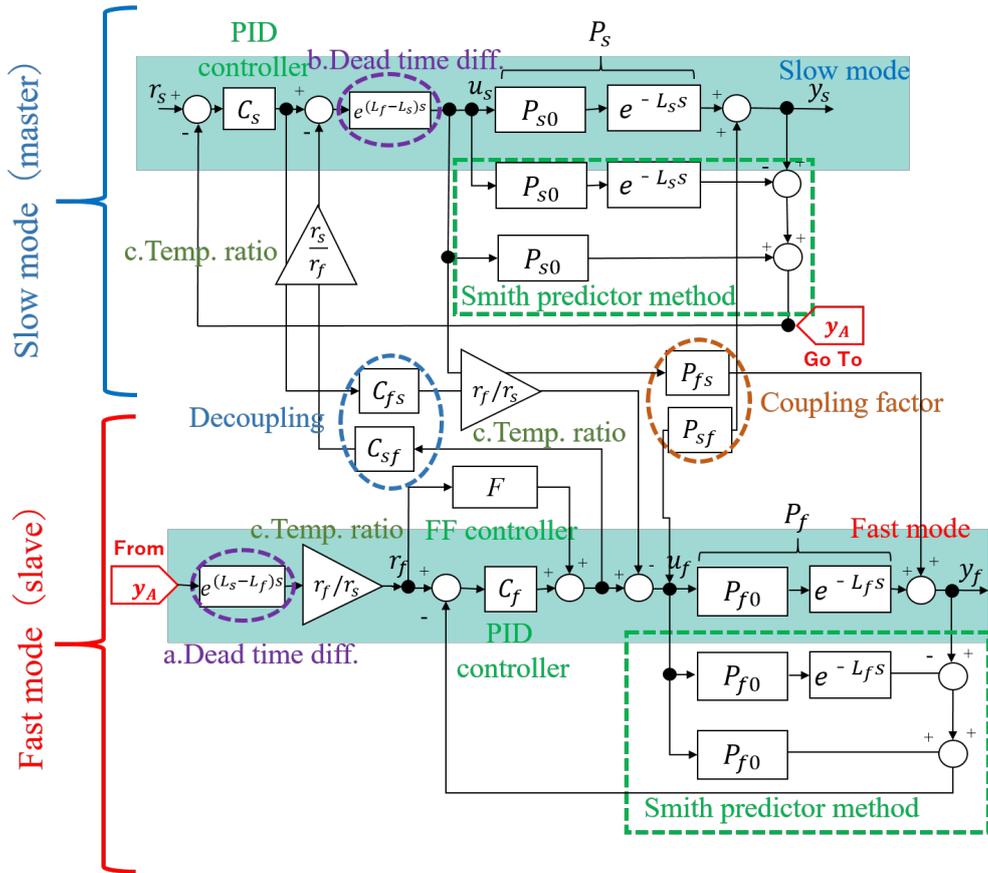


図 3.9 2 入力 2 出力システムのブロック線図

安定になるので、D 動作が無いほうがよい。

PI 制御のパラメータはジューグラ・ニコルス (ZN) の限界感度法を利用して決定する [54]。開ループで干渉の影響を減らすため、閉ループの限界感度法を利用する。この方法の手順について以下に示す。まず以下の図 3.10 に示すように、PID 制御を P 制御のみとしてフィードバック制御を構成する。ステップ信号を入力し、比例制御のゲイン K_P を徐々に大きくしていく。ある時点で図 3.11 に示すように、振幅が一定の持続的な振動をする。このとき

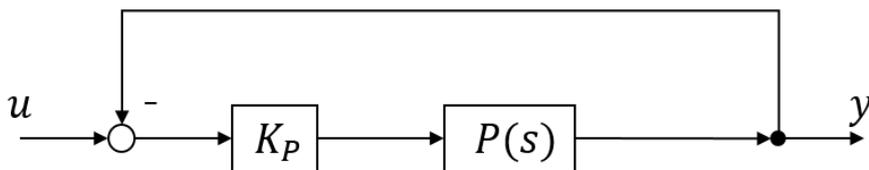


図 3.10 ジューグラ・ニコルスの限界感度法のブロック線図

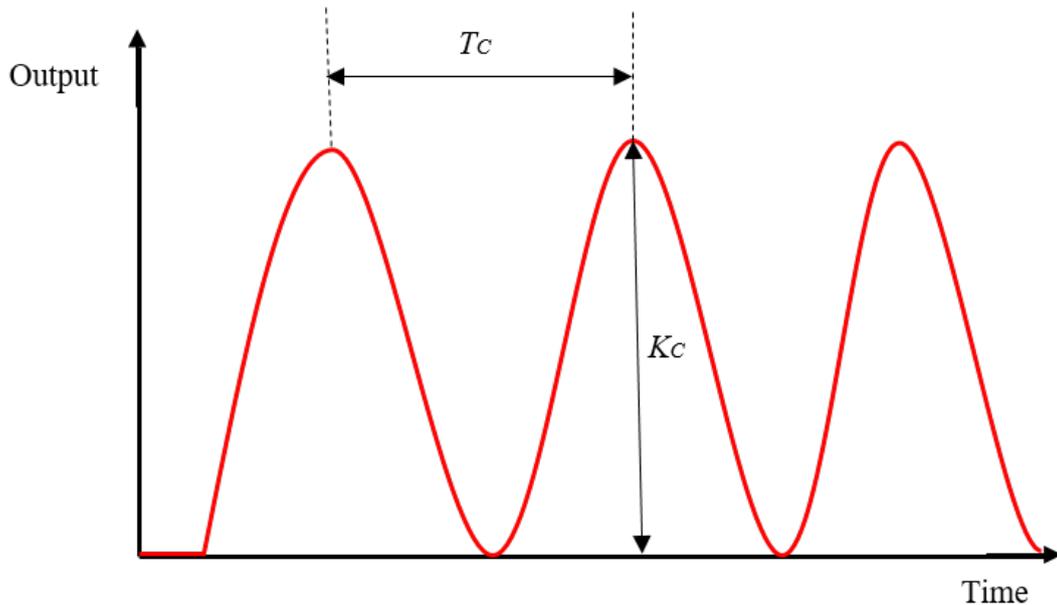


図 3.11 ジーグラ・ニコルスの限界感度法の結果

の比例制御のゲインを K_C ，振動周期を T_C として取得する．

次に，PI 制御器の伝達関数を

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.7)$$

とすると制御器の各パラメータは取得したパラメータと表 3.1 を利用して，決定することが出来る．

3.5.2 Smith 補償の導入と指令値生成

通常のフィードバック制御システムにおいて，制御対象特性にむだ時間が含まれないときには，制御は容易である．逆に，むだ時間を含む制御対象に対して，むだ時間 L と 1 次

表 3.1 ジーグラ・ニコルスの限界感度法

制御動作種別	K_P の値	K_I の値	K_D の値
PI 制御	$0.45K_C$	$0.542K_C/T_C$	0

遅れシステムの制御対象の時定数 T で表現し, L/T 比が大きくなればなるほど, 制御は難しくなる. Smith 補償法 [55], [56] を提案法に導入する目的は, むだ時間が存在してもオーバーシュートや整定時間が劣化させないことと, 速いモードの制御システムへの指令として, 遅いモードの応答のむだ時間分の遅れのない指令を生成するためである.

一例として, 遅いモードのむだ時間システムに対し Smith 補償を導入した場合のブロック線図を図 3.12 に示す. Smith 補償の設計において, 対象の遅れを除いた特性 $P_{s0}(s)$ と, むだ時間 L_s を持つ制御対象 $P_s(s)$ は式 (3.8) で表される.

$$P_s(s) = P_{s0}e^{-L_s s} \quad (3.8)$$

C_s はフィードバック補償器である. Smith 補償法に基づき局所フィードバック要素 $P_s(s) - P_{s0}(s)e^{-L_s s}$ のむだ時間補償要素を導入すると, システムの伝達関数は式 (3.9), 式 (3.10) となる.

$$\frac{y_s}{r_s} = \frac{C_s(s)P_{s0}(s)}{1 + C_s(s)P_{s0}(s)} e^{-L_s s} \quad (3.9)$$

$$\frac{y_A}{r_s} = \frac{C_s(s)P_{s0}(s)}{1 + C_s(s)P_{s0}(s)} \quad (3.10)$$

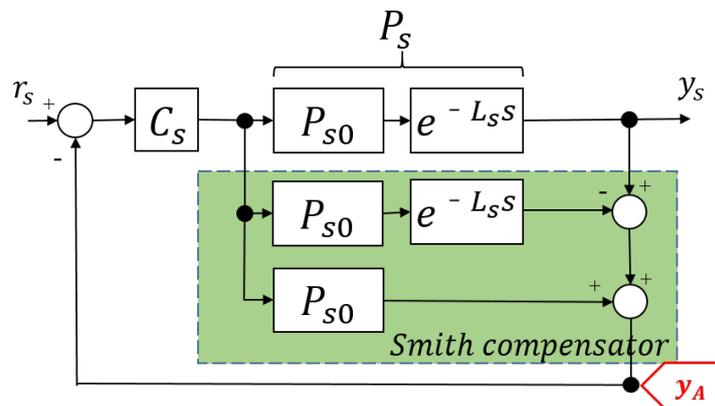


図 3.12 遅いモード Smith 補償器のブロック線図

ここで、Smith 補償後の出力 y_A を速いモードの指令値とする．この信号 y_A は対象のむだ時間分の遅れを含まない応答信号である．速いモードも同様に，むだ時間補償法のために，Smith 補償を導入する．図 3.13 の $P_{f0}(s)$ は速いモードのむだ時間を除いた特性， L_f はむだ時間を示す．

3.5.3 フィードフォワード補償の導入

自動制御システムの設計において，外乱除去とともに，目標値追従も不可欠となる場合には，2 自由度制御が用いられる．本手法でも，速いモードの追従特性の改善を目的にフィードフォワード補償器 $F(s)$ を SMBC システムの速いモードに導入し，2 自由度制御システムを構築する．その部分のブロック線図を図 3.14 に示す．補償器には，式 (3.11) を用いる [57]．

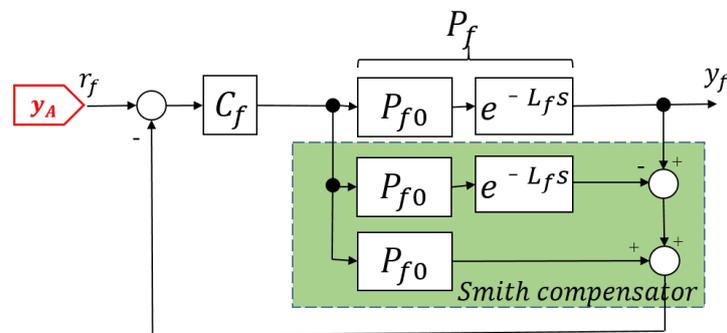


図 3.13 速いモード Smith 補償器のブロック線図

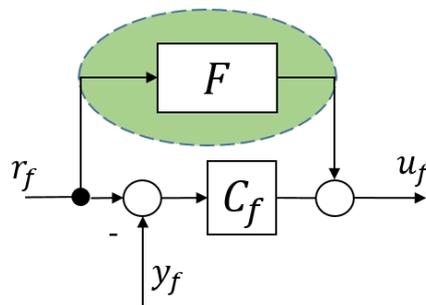


図 3.14 フィードフォワードのブロック線図

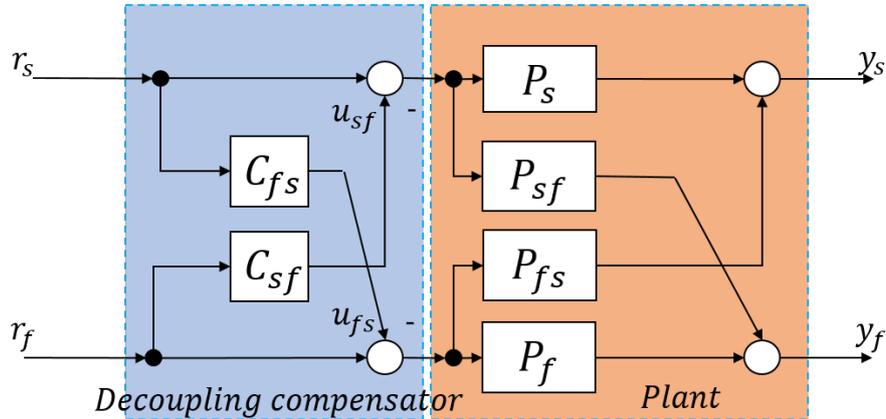


図 3.15 非干渉補償のブロック線図

$$F(s) = P_{f0}^{-1}(s)f(s) \quad (3.11)$$

$f(s)$ は $F(s)$ をプロパーとするローパスフィルタである．本手法では，速いモードにも Smith 補償法を導入しているため，プラント P_f のむだ時間を考慮する必要がなく，実現不可能な $(e^{-L_s s})^{-1}$ の項を $F(s)$ 加えずにすむ．

3.5.4 非干渉補償

実際の MIMO 制御システムの設計では，単一の制御ループだけを考えるのではなく，相互干渉を考慮して，制御システムを構成することが必要である．本研究でも，遅いモードと速いモード間の干渉の影響を低減するために非干渉補償器を導入する [58]．まず，2 入力 2 出力の制御プラント $P(s)$ を式 (3.12) で定義する．

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_s(s) & P_{sf}(s) \\ P_{fs}(s) & P_f(s) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

非干渉補償を加えたシステムのブロック線図を図 3.15 に示す．この図で $P_{sf}(s), P_{fs}(s)$ が干渉項である．この干渉を打ち消すため， $C_{sf}(s)$ と $C_{fs}(s)$ を 2 つのモード間の非干渉補

償器としてその前に加える。その結果、 y_s, y_f の間には以下の関係式が成り立つ。

$$y_s = (P_s(s) + P_{fs}(s)C_{fs}(s))r_s + (P_s(s)C_{sf}(s) + P_{sf}(s))r_f \quad (3.13)$$

$$y_f = (P_{sf}(s) + P_f(s)C_{fs}(s))r_s + (P_{sf}(s)C_{sf}(s) + P_f(s))r_f \quad (3.14)$$

非干渉化させるための条件は次式となる。

$$P_f(s)C_{fs}(s) + P_{fs}(s) = 0 \quad (3.15)$$

$$P_{sf}(s) + P_s(s)C_{sf}(s) = 0 \quad (3.16)$$

よって式 (3.15), 式 (3.16) を $C_{sf}(s), C_{fs}(s)$ について解くと式となる。

$$C_{sf}(s) = P_{sf}(s)P_s^{-1}(s) \quad (3.17)$$

$$C_{fs}(s) = P_{fs}(s)P_f^{-1}(s) \quad (3.18)$$

ここで補償器設計は実装の観点から以下の 3 つの実現考えられる。

(1) 制御対象の全ダイナミクスとむだ時間差を考慮した補償器は式 (3.19), 式 (3.20) となる。

$$C_{sf}(s) = \frac{K_{sf0}}{T_{sf0} + 1} \frac{T_{s0} + 1}{K_{s0}} e^{L_{sf} - L_s} \quad (3.19)$$

$$C_{fs}(s) = \frac{K_{fs0}}{T_{fs0} + 1} \frac{T_{f0} + 1}{K_{f0}} e^{L_{fs} - L_f} \quad (3.20)$$

(2) 高周波ゲインとむだ時間差による過渡補償を考慮した補償器は式 (3.21), 式 (3.22) となる。

$$C_{sf}(s) = \frac{K_{sf0}}{T_{sf0}} \frac{T_{s0}}{K_{s0}} e^{L_{sf}-L_s} \quad (3.21)$$

$$C_{fs}(s) = \frac{K_{fs0}}{T_{fs0}} \frac{T_{f0}}{K_{f0}} e^{L_{fs}-L_f} \quad (3.22)$$

(3) 高周波ゲインの非干渉効果のみを考慮した補償器は式 (3.23), 式 (3.24) となる.

$$C_{sf}(s) = \frac{K_{sf0}}{T_{sf0}} \frac{T_{s0}}{K_{s0}} \quad (3.23)$$

$$C_{fs}(s) = \frac{K_{fs0}}{T_{fs0}} \frac{T_{f0}}{K_{f0}} \quad (3.24)$$

3.5.5 むだ時間差補償

通常, 速いモードと遅いモードの間のむだ時間は異なる. そのため, 本構造のままではその差により, 入力を印加してから温度上昇が出力に現われるまでの時間が異なる. その結果, モードの出力に温度差が生じる. この問題を解決するために, 遅いモードのむだ時間 L_s が速いモードのむだ時間 L_f より大きい場合は, 速いモードの指令値をむだ時間の基準値より $L_s - L_f$ 遅延する. また, 逆の場合には遅いモードの入力に $L_f - L_s$ の遅れを等価的に加える. この補償により, 入力を印加してから両モードの出力が生じるまでの時間が同一となる. 結果として, 各モード間の温度差を低減できる. この部分のブロック線図を図 3.16 に示す.

3.5.6 温度比制御

提案する SMBC 方式では, 複数の点の基準温度が異なる場合でも制御することが可能である. 図 3.9 の指令 (y_A) 後のゲインブロック (r_f/r_s) は, この部分に対応したゲイン

である。非干渉補償器のゲインも同様である。この方法により、速いモードの出力を遅いモードの出力に対して一定比率に制御できる。

3.6 提案する遅いモードに基づく制御法の評価

システム同定した後、得られたモデルを使って、MATLAB でブロック線図を構成する。その後、提案する SMBC 手法による温度制御のシミュレーションを行う。

3.6.1 多点温度制御のシミュレーション結果

本節では SMBC の有効性を検証するために、DIDO シミュレーションを行う。SMBC に対する速いモードと遅いモードの PI 制御器は Simth 補償を導入することを考慮し、制御帯域幅が 0.025rad/s となるよう、それぞれ式 (3.25)、式 (3.26) とした。

$$C_s(s) = \frac{1211s + 1}{178s} \quad (3.25)$$

$$C_f(s) = \frac{1639s + 1}{178s} \quad (3.26)$$

SMBC の速いモードに対する 2 自由度制御器式 (3.11) において、ローパスフィルタ $f(s)$ はその応答特性の時定数が制御帯域幅 0.025rad/s (時定数換算で 40s) に対して十分速くなるよう 1s とし、

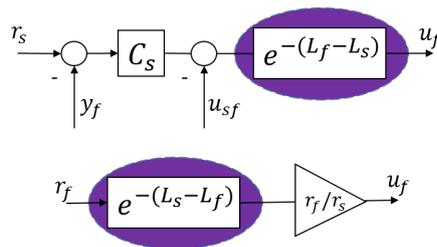


図 3.16 フィードフォワードのブロック線図

$$f(s) = \frac{1}{s+1} \quad (3.27)$$

とした。よって $F(s)$ は、式 (3.27) 次式となる。

$$F(s) = \frac{1211s+1}{4.25s+4.52} \quad (3.28)$$

非干渉補償器の設計では、前節で示した最も実装の容易な補償器 (3) 式 (3.15), 式 (3.16) を使用し、高域ゲインのみを残すると次式となる。

$$C_{sf}(0) = P_{sf0}(0)P_{sf0}^{-1}(0) = 0.0875 \quad (3.29)$$

$$C_{fs}(0) = P_{fs0}(0)P_{fs0}^{-1}(0) = 0.1580 \quad (3.30)$$

むだ時間差補償器は、 L_s は L_f より大きいため、式 (3.31) とした。

$$e^{-(L_s-L_f)s} = e^{-5s} \quad (3.31)$$

シミュレーションでは指令値は全て同一とし、したがって、温度比制御におけるゲインは式 (3.32) とした。

$$\frac{r_f}{r_s} = 1 \quad (3.32)$$

以上、提案法設計手順を示したが、以下では順次そのシミュレーション結果について示す。ここでは、遅いモードの指令値に単位ステップ信号を印加した。まずは **Simth** 補償と、むだ時間を含まない指令値を速いモードに導入した場合の各モードの温度出力 (y_s, y_f) とモードの間の温度差 ($y_s - y_f$) を図 3.17 に示す。この結果より、むだ時間システムに対す

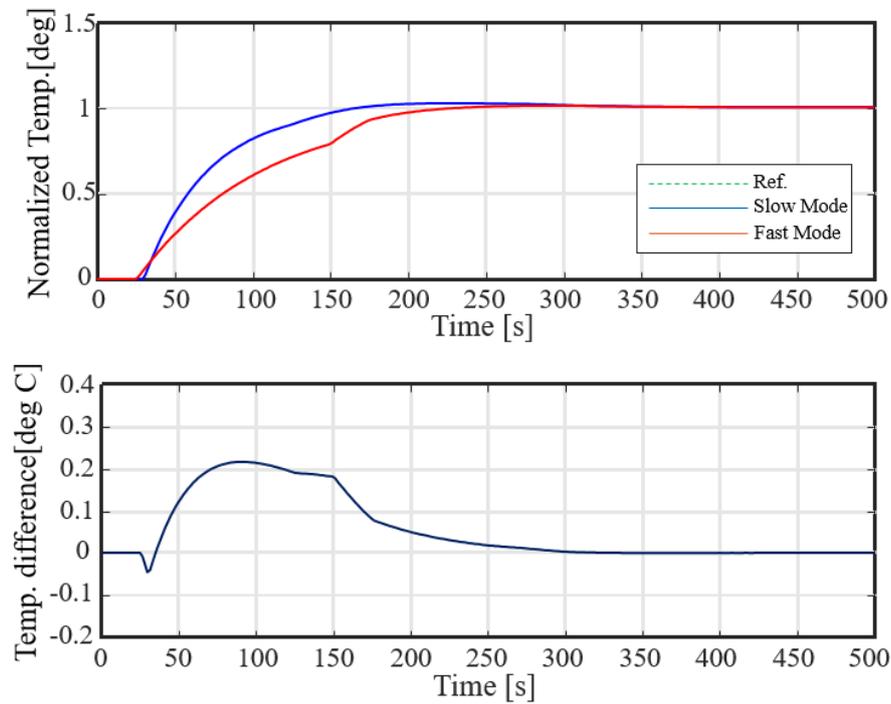


図 3.17 SMBC の Smith 補償のみでのシミュレーション結果

るオーバーシュートは 4.81% であり、温度差は 0.22deg であった。速いモードの追従性が悪く、またむだ時間差の影響や干渉項の影響がみられ、整定時間も同一ではなく、遅いモードで 147s で、速いモードで 175s となった。

次に、フィードフォワード補償を導入した SMBC システムに対する温度出力と温度差を図 3.18 に示す。同図からわかるように、速いモードの応答速度が改善される。これにより、速いモードと遅いモードの最大温度差が 0.1deg となる。整定時間のは、遅いモードで 140s で、速いモードで 284s となった。速いモードの整定時間が長くなる原因は応答速度が速くで、オーバーシュートは 11.68% であった。

さらに、非干渉補償、むだ時間差補償、温度比制御を導入した場合の提案 SMBC システムの温度出力と温度差を図 3.19 に示す。その結果オーバーシュートは 1.84% となり、最大温度差も 0.02deg に改善される。整定時間は両モード等しく 146s であった。

PI 制御システムと Smith 補償と非干渉補償により構成される従来法と SMBC システム

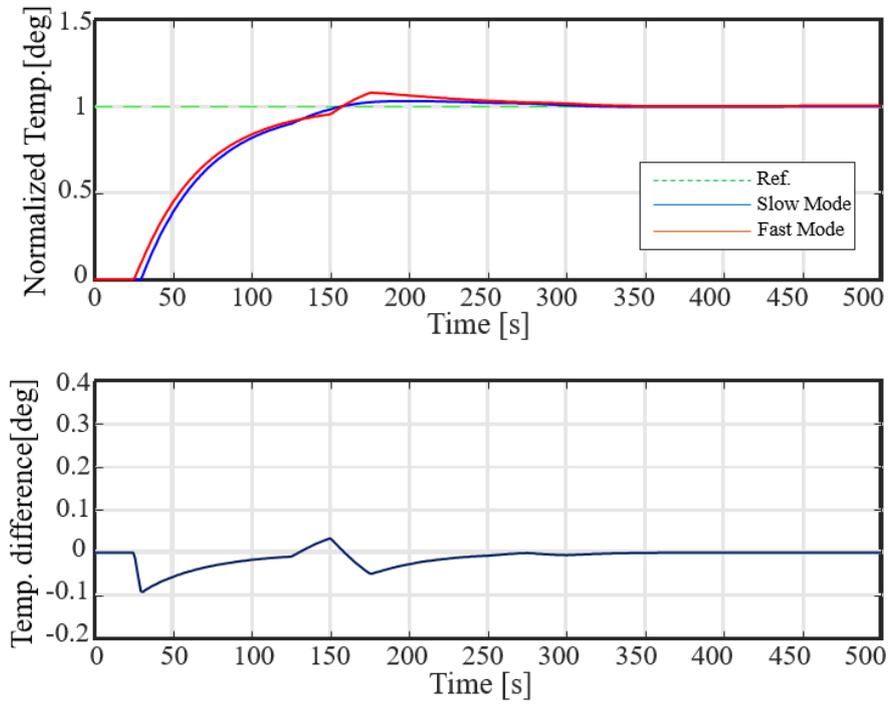


図 3.18 SMBC の Smith 補償とフィードフォワード補償でのシミュレーション結果

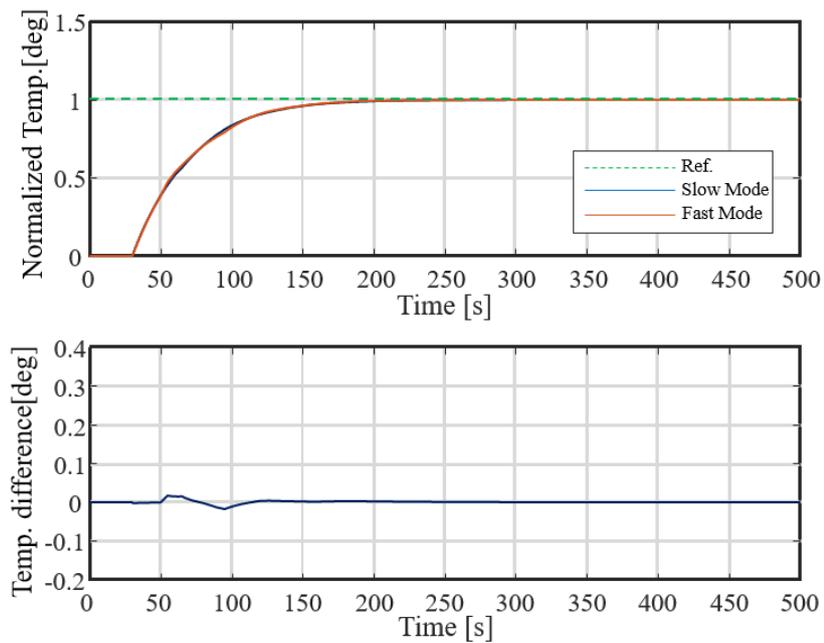


図 3.19 SMBC の Smith 補償, フィードフォワードと非干渉補償シミュレーション結果

を比較するため、シミュレーションを行った。ZN 限界感度法で設計した従来制御システムでは両モードとともにステップ指令値 1 を印加した。図 3.20 に従来制御システムの温度出力と温度差を示す。その結果、従来制御システムでは、オーバーシュートが 4.56% であるが、SMBC システムはオーバーシュートも 1.84% である。最大温度差は従来制御システムで 0.08deg, SMBC システムで 0.02deg であった。従来制御システムも整定時間は、遅いモードで 127s で、速いモードで 110s となった。SMBC システムの整定時間は 146s であり、過渡特性の改善が確認できた。

3.6.2 多点温度制御の実機結果

SMBC システムの有効性を検証するため、実機実験を行った。実験でのサンプリング時間は 0.5s とした。実験では温度指令値を 100deg とし、室温から 100deg への追従性を正規化して評価している。設計パラメータはシミュレーションと同一とした。

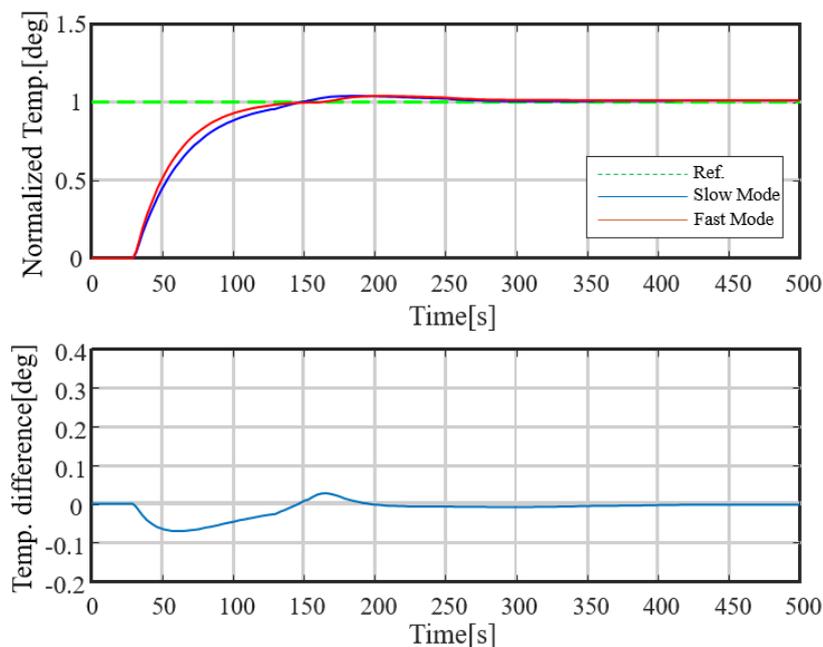


図 3.20 PI 補償, Smith 補償と非干渉補償シミュレーション結果

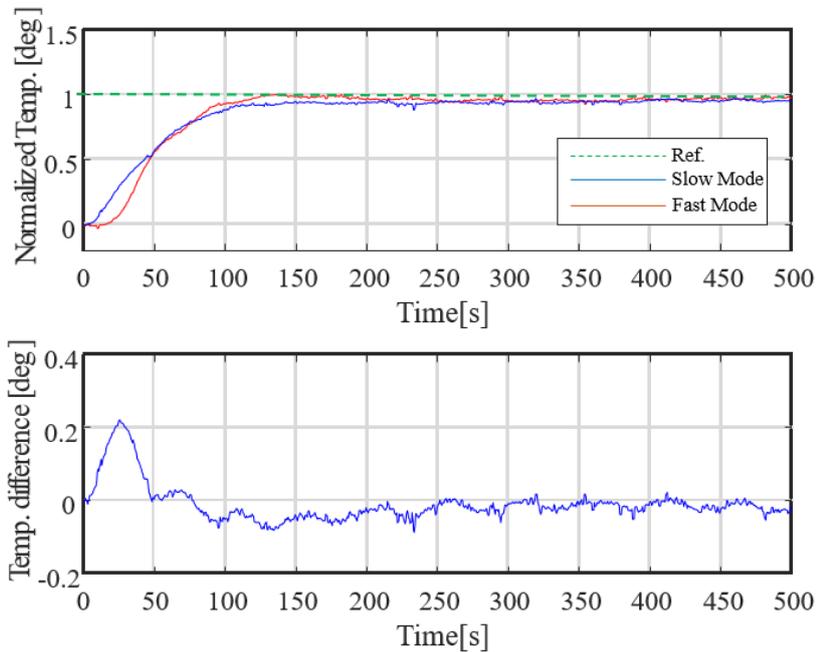


図 3.21 SMBC 実験結果

提案 SMBC システム各モードの温度出力 (y_s, y_f) とモードの間の温度差 ($y_s - y_f$) の実験結果を図 3.21 に示す。実験結果は、SMBC システムのオーバーシュートが 0.61% であった。そして、最大温度差は 0.22deg であり、整定時間は、遅いモードで 122s で、速いモードで 115s となった。シミュレーションの結果と比べると、速いモードの追従性の影響から、最大温度差と整定時間は若干劣化した結果となっている。

非干渉補償器付き PI 制御システム各モードの温度出力 (y_s, y_f) とモードの間の温度差 ($y_s - y_f$) の実験結果を図 3.22 に示す。PI 制御システムのオーバーシュートは 18.22% で、最大温度差は 0.23°C であった。整定時間は、遅いモードで 174s で、速いモードで 168s となった。両システムの実験結果を比較すると、SMBC システムではオーバーシュートは 0.61% となり、最大温度差は 4% 減少にとどまるが、温度差の積算値では 67.89% 減少し (16.82deg · s → 5.46deg · s)、整定時間は 22% 短縮される結果となった。

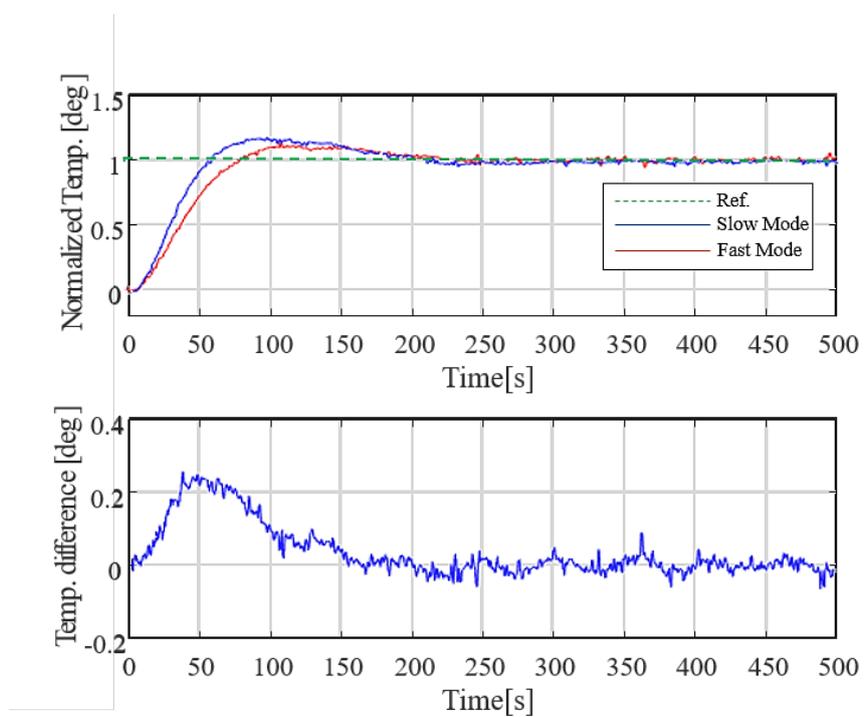


図 3.22 非干渉補償器付き PI 実験結果

第 4 章

結論

本論文では，応用対象としてトルクセンサレス粘度計と多点温度調整器に着目し，古典制御技術を拡張して，より実用的な推定法および制御法を提案した．

第 2 章では，単入出力システムに対する PID 制御の改善手法について述べた．適用対象として，センサレス粘度計の開発について説明した．システムを構築するにあたり，まずは状態外乱オブザーバを適用するための制御システム設計用モデルの導出手法について示した．ここではシステム同定法により，対象モデルを導出した．次に，状態空間法を利用して粘度推定および制御システムを設計した．ここではトルクセンサレス粘度計の開発に対し，推定技術の拡張として，外乱オブザーバを利用した粘度推定手法を提案した．従来の回転型粘度計を内蔵している大型，高コストのトルクセンサの代わりに，ソフトウェアで粘度を推定する手法を提案し，トルクセンサを用いることなく粘度を高精度にリアルタイムで推定可能な粘度計を開発した．さらに，トルクセンサレス粘度計の制御法の拡張として，外乱を含む状態推定と積分型状態フィードバック制御を導入した．状態空間表現により速度の追従性能の向上とともに，速度変動を抑えることで粘度推定精度も改善した．その結果，速度変化に起因し粘度の推定時間が長くなり推定精度も劣化する問題を解決した．最後に，

センサレス粘度計の有効性を検証するために、シミュレーションと実機実験を行い、優れた目標値応答およびトルクセンサ型の粘度計と同等の粘度が得られることを確認した。

第3章では、むだ時間を持つ多入出力システムに対するPID制御の改善手法について述べた。適用対象として、多点温調器の開発について説明した。このシステムを構築するにあたって、まずは遅いモードに基づく制御を適用するための制御システム設計用モデルの導出手法について示した。ここでは、システム同定法により多入出力の対象モデルを導出した。次に、遅いモードに基づく制御を利用して、多入出力温度制御システムの構築法を提案した。PID制御が主流の温度制御システムに対し、その推定法の拡張として、Smith法を利用して、多点温度制御システムにおいて遅いモードのむだ時間のない出力を推定した。その推定値を他のモードの指令値に利用し、各モード間の温度差を従来法より減少させた。さらに、多点温度制御システムの開発に対する制御法の拡張として、Smith補償により、むだ時間が引き起こす過渡応答の劣化を改善した。次に非干渉補償を導入し、各モード間の干渉の影響を改善した。また、速いモードにはフィードフォワード補償を導入し、遅いモードへの追従性を向上させた。さらに、むだ時間差補償を導入し、多モードの応答の立ち上がり時のモード間の温度差を補償した。また、温度比補償を導入し、温度基準値に対する応答の比率を一致させた。

以上の手法を融合した提案手法である遅いモードに基づく制御法は、各モード間の温度差を減少させるとともに、過渡応答も同時に改善可能である。提案法の有効性を示すため、多点温度制御用実験装置を構築し、シミュレーションと実機実験を行い、従来法より優れた目標値応答および温度差低減性能が得られていることを検証した。

引用文献

- [1] 中野栄二, “産業用ロボットの将来,” 日本機械学会誌, vol. 85, no. 766, pp. 1078–1082, 1982.
- [2] 川村登, “農業機械・施設の自動化の研究動向,” 農業機械学会誌, vol. 38, no. 3, pp. 424–437, 1976.
- [3] 富井規雄, “輸送計画・運行管理システムの高度化に向けて,” 電気学会誌, vol. 124, no. 5, pp. 288–291, 2004.
- [4] フリードマンノマン, “世界の海軍の状況 「ビンセンス」 及び自動化,” 波濤, vol. 22, no. 4, pp. 88–97, 1996.
- [5] 木村英紀, 制御工学の考え方 産業革命は 「制御」 から始まった. 講談社, 2002.
- [6] Y. AJ, “英国化学工業における自動制御,” 化学工学, vol. 20, no. 7, pp. 323–324, 1956.
- [7] Y. W. Zhang JingZhou and Z. AnXiang, “Research on fuzzy self-adaptive PID control and its emulation [j],” *Computer Simulation*, vol. 9, pp. 132–135, 2009.
- [8] L. R. Juang JihgGau and L. WenKai, “Comparison of classical control and intelligent control for a MIMO system,” *Applied Mathematics and Computation*, vol. 205, no. 2, pp. 778–791, 2008.
- [9] K. Masaki and N. Totani, “The evaluation of oily components by using the frictional feel analyzer,” *Journal of Society of Cosmetic Chemists of Japan*, vol. 32, no. 1,

- pp. 59–64, 1998.
- [10] T. UEDA, “Special reviews (i): Measurement and evaluation in printing processes,” *Journal of Printing Science and Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 226–232, 1993.
- [11] K. Muramoto, “The influence of coating color flow property on machine coating,” *JAPAN TAPPI JOURNAL*, vol. 14, no. 1, pp. 16–21, 1960.
- [12] Y. KUMAGAI and S. NAGASAWA, “On the viscosity of diluted solution of sodium carboxymethylcellulose, and the examination of viscometer for it.,” *NIPPON SHOKUHIN KOGYO GAKKAISHI*, vol. 12, no. 1, pp. 1–4, 1965.
- [13] H. Ono, Y. Sato, N. Oyama, R. Nakahara, M. Kuranari, and H. Itoh, “Comparison of formulation property and therapeutic safety of paclitaxel between generic products,” *Iyakuhin Johogaku*, vol. 18, no. 1, pp. 7–12, 2016.
- [14] 重光亨, “流体食品ポンプの性能と内部流れに関する研究,” *ターボ機械*, vol. 39, no. 6, pp. 366–372, 2011.
- [15] 山内知子, “高齢者の咀嚼能力と食事摂取状況の関連,” *名古屋女子大学紀要家政・自然編*, vol. 54, pp. 89–98, 2008.
- [16] 寺岡加代, “高齢者のそしゃく能力と身体活動性および生活機能との関連性について,” *口腔衛生学会雑誌*, vol. 44, no. 5, pp. 653–658, 1994.
- [17] 栢下淳, “摂食嚥下障害患者に対する適切な食形態の選択,” *The Japanese Journal of Rehabilitation Medicine*, vol. 54, no. 9, pp. 691–697, 2017.
- [18] 中村将之, “電動パワーステアリングの粘性摩擦特性のオンライン同定,” in *自動制御連合講演会講演論文集 第 52 回自動制御連合講演会*, pp. 298–298, 自動制御連合講演会, 2009.
- [19] 中村明德, “工場内搬送システムの知能化,” *計測と制御*, vol. 30, no. 1, pp. 52–56, 1991.

-
- [20] A. P. De Andrade Filho, J. L. de Carvalho Meira, P. Bressan, and R. B. Bronz-
eri, "Temperature control apparatus and method for an automotive cooling system,"
Aug. 28 2018. US Patent 10,060,328.
- [21] R. Sawhney and J. Naylor, "Dormancy studies in seed of *avena fatua*. 12. influence of
temperature on germination behavior of nondormant families," *Canadian Journal of
Botany*, vol. 58, no. 5, pp. 578–581, 1980.
- [22] G. F. Hoffman and D. P. Bolton, "Energy saving temperature control apparatus,"
Nov. 29 1977. US Patent 4,060,123.
- [23] D. Kendrick, J. Stewart, S. Smith, C. Coupland, N. Hopkins, L. Groom, E. Towner,
M. Hayes, D. Gibson, J. Ryan, *et al.*, "Randomised controlled trial of thermostatic
mixer valves in reducing bath hot tap water temperature in families with young children
in social housing," *Archives of disease in childhood*, vol. 96, no. 3, pp. 232–239, 2011.
- [24] H. Hamane, Y. Hyodo, Y. Hayashi, and K. Miyazaki, "Follower control of MIMO
temperature controller for the same settling loci," *IEEJ Transactions on Industry
Applications*, vol. 126, pp. 1208–1213, 2006.
- [25] M. Anderson, P. Young, D. Hittle, C. Anderson, J. Tu, and D. Hodgson, "MIMO robust
control for heating, ventilating and air conditioning (HVAC) systems," in *Proceedings
of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 1, pp. 167–172, 2002.
- [26] F. AMITA, "A guide for high pressure experiments," *The Review of High Pressure
Science and Technology*, vol. 9, no. 2, pp. 146–153, 1999.
- [27] Y. IDEMOTO, S. OGAWA, Y. UEMURA, and N. KOURA, "Thermodynamic stabil-
ity and cathode performance of $Li_1 + xMn_2 - xO_4$ as a cathode active material for lithium
secondary battery," *Journal of the Ceramic Society of Japan*, vol. 108, no. 1261,

- pp. 848–853, 2000.
- [28] 塩田泰仁, 現場で役立つモータ制御活用講座 *NO1 モータの基礎*. オーム社, 1995.
- [29] K. Asai, M. Ichiyanagi, H. Satone, T. Mori, J. Tsubaki, and Y. Itoh, “The influence of non-newtonian property on the apparent viscosity measured by single cylinder rotational viscometer (type-b viscometer),” *Journal of the Society of Powder Technology, Japan*, vol. 46, no. 12, pp. 873–880, 2009.
- [30] M. Gotou and K. Kobayashi, “An analysis of the cogging torque of a DC motor and a new reducing technique,” *The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan. B*, vol. 103, no. 11, pp. 711–718, 1983.
- [31] 斎藤知生, “モード解析型多入力多出力 ARX モデルを用いた高層建物のシステム同定,” 日本建築学会構造系論文集, vol. 63, no. 508, pp. 47–54, 1998.
- [32] H. Muroi, T. Shikimori, and S. Adachi, “A nonlinear system identification method based on local linear PLS method,” *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, vol. 49, no. 3, pp. 378–385, 2013.
- [33] 高橋幹二, “日本エアロゾル学会 (編) エアロゾル学の基礎.”
- [34] 佐藤孝雄, “感度関数を用いた PI 制御とその応用 (制御研究会 安全制御・故障診断),” 電気学会研究会資料 *CT*, vol. 2016, no. 56, pp. 1–4, 2016.
- [35] 樋口龍雄, “自動制御理論, 森北出版株式会社,” 1989.
- [36] 小岩井一茂, “極配置法に基づく PID 制御系の一設計,” 電気学会論文誌 *C*, vol. 136, no. 5, pp. 730–731, 2016.
- [37] 加藤直熙, “外乱オブザーバを用いた組込みコントローラによる柔軟空気圧シリンダの位置決め制御,” フルードパワーシステム講演会講演論文集, pp. 63–65, 2016.
- [38] 野波健蔵, *MATLAB* による制御系設計. 東京電機大学出版局, 1998.

-
- [39] 伊東宏樹, “状態空間モデルの実行方法と実行環境の比較,” 日本生態学会誌, vol. 66, no. 2, pp. 361–374, 2016.
- [40] R. E. Kalman *et al.*, “Contributions to the theory of optimal control,” *Bol. soc. mat. mexicana*, vol. 5, no. 2, pp. 102–119, 1960.
- [41] M. Aoki, *State space modeling of time series*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [42] 増淵泉, “状態フィードバックによるディスクリプタシステムのロバスト安定化,” 計測自動制御学会論文集, vol. 30, no. 12, pp. 1553–1555, 1994.
- [43] 金子修, “全状態オブザーバを併用した積分型サーボ系に対する制御器とモデルのFRIT ベースド同時更新,” システム制御情報学会論文誌, vol. 27, no. 3, pp. 122–131, 2014.
- [44] D. Czarkowski and M. Kazimierczuk, “Application of state feedback with integral control to pulse-width modulated push-pull DC-DC convertor,” *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 141, no. 2, pp. 99–103, 1994.
- [45] 示村悦二郎, “最適レギュレータ問題と極配置,” 計測と制御, vol. 22, no. 3, pp. 282–290, 1983.
- [46] R. Isermann, “State controller and state observer,” in *Digital control systems*, pp. 180–227, Springer, 1989.
- [47] 梅野孝治, “外乱オブザーバに基づく車両状態量推定,” 豊田中央研究所 R&D レビュー, vol. 29, no. 4, 1994.
- [48] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control: analysis and design*, vol. 2. Wiley New York, 2007.
- [49] I. Nanno, M. Tanaka, N. Matsunaga, and S. Kawaji, “On performance of the gradient

- temperature control method for uniform heating,” *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, vol. 124, pp. 1606–1612, 2004.
- [50] Y. Ishii and S. Masuda, “Data-driven update of the free parameter of the youla-kucera parametrization in disturbance attenuation FRIT based on variance evaluation,” in *2016 International Conference on Advanced Mechatronic Systems (ICAMechS)*, pp. 11–16, IEEE, 2016.
- [51] 西川, “Fujimicex における PID 制御パラメータのオートチューニング,” *富士時報*, vol. 51, no. 4, 1984.
- [52] 柳父行二, “エレベーター運行のファインチューニング事例,” *日本建築学会技術報告集*, vol. 18, no. 38, pp. 347–350, 2012.
- [53] T. Tomaru and Y. Mori, “Design method of minimum-phase state decoupling control with feedforward compensation,” in *SICE Annual Conference 2007*, pp. 791–794, IEEE, 2007.
- [54] B. R. Copeland, “The design of PID controllers using ziegler nichols tuning,” *Ziegler-Nicholos Method*, 2008.
- [55] 渡部慶二, “むだ時間を含む系に対する Smith 法の制御構造,” *電気学会論文誌 C*, vol. 97, no. 9, pp. 165–172, 1977.
- [56] I. Kaya, “IMC based automatic tuning method for PID controllers in a smith predictor configuration,” *Computers & chemical engineering*, vol. 28, no. 3, pp. 281–290, 2004.
- [57] 涌井伸二, *現場で役立つ制御工学の基本*. Koronasha, 2012.
- [58] H. Hamane, S. Yokoyama, H. Onogaki, and M. Iwatani, “Design of decoupling system for eliminating disturbance on extruder temperature control system,” in *1999 European Control Conference (ECC)*, pp. 1960–1965, IEEE, 1999.

謝辞

本論文を執筆するにあたり、様々な方からご助言およびご指導をいただきました。まずは本研究を遂行するにあたり、研究し易い環境を構築し、快適に研究する機会を与えてくださった、群馬大学理工学府の橋本誠司教授に深く感謝御礼申し上げます。橋本先生からは研究面、生活面で幅広くご指導くださいました。研究面においては、2014年度から2020年度の6年間にわたり、研究者としての生き方、考え方、厳しさ、心構えなどたくさん伝授してくださいました。日々の研究のご指導はもとより、国際会議や研究会での研究発表の機会を与えてくださったこと、国際ジャーナル投稿に向けて、原稿の添削を多岐にわたりご指導くださったことなど、大変意義ある経験や知識を、研究生活を通して学ぶことができました。特に、2017年度ICMEMISの掲載された論文が最優秀論文賞に選ばれ、自身初のスピーチやインタビューを受け、また周囲からお褒めのお言葉などをいただき、研究者としてこれ以上ない至福のひとつきを過ごさせていただきました。これもひとえに橋本先生の日頃の手厚いご指導・ご鞭撻があったからこそであると確信しております。また、生活面においては、最年長ゼミ生として、後輩ゼミ生の模範となるよう不言実行を心がけるようご指導をいただきました。ご指導に加え、これらの励ましと叱責をいただき、大変意義ある6年間の研究生活を送ることができました。

本論文の主査である群馬大学の石川赴夫教授、副査である群馬大学の小林春夫教授、高橋俊樹准教授、栗田伸幸准教授には、多忙である先生方の貴重なお時間を割いて本論文の査読

をして頂きました。心より感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり、実験機材や設備を快くお貸し頂いた群馬大学遠坂俊昭先生に深く感謝いたします。

群馬大学高度人材育成センターには平成 29 年には RA として大変お世話になりました。同センター長の粕谷健一教授、コーディネータの田浦久美子様、事務員の坂口奈美様に感謝申し上げます。

また、2017 年度から 2020 年度の計 3 年間にわたりお世話になりました、本学大学院理工学研究科電気工学専攻博士前期課程 3 年井田一孝氏、本学大学院理工学研究科電気工学専攻博士後期課程 3 年徐松氏に感謝御礼申し上げます。両氏からは、研究面で有益なアドバイス、および論文の添削など尽力してくださいました。また、研究面で多大なサポートをしてくださった橋本ゼミ OB/OG の先輩、同期、後輩諸氏に心より感謝申し上げます。研究成果を求め、互いに切磋琢磨しあったことは、本研究を遂行するのに大いなる手助けとなりました。

最後に、今日に至るまで、研究に精進できるよう生活面で多大なご支援をしてくださった、両親をはじめ、親族のみなさまに深く感謝御礼申し上げます。

発表論文

関連論文

- [1] Y. Jiang, S. Hashimoto, Y. Yamakoshi and T. Otomo "A Torque-Sensorless Viscometer for Food Processing Applications" *Applied Mechanics and Materials*, vol. 888, pp. 66-71, 2019.
- [2] Y. Jiang, L. Yuan, S.Xu, K. Yoshida, S. Hashimoto, K. Izaki, T. Kihara, R. Ikeda and W. Jiang "Disturbance Compensation in Slow-Mode Based Control for MIMO Delay System" *Journal of Technology and Social Science*, vol. 2, no.3, pp. 29-35, 2018.

国際学会発表

- [1] Y. Jiang, S. Hashimoto, Y. Yamakoshi and T. Otomo, "Development of a Torque-Sensorless Viscometer for Nursing Care Food Applications," 2nd International Symposium of Gunma University Medical Innovation, P22, Gunma, Japan, Dec.9,2015.
- [2] Y. Jiang, S. Hashimoto, Y. Yamakoshi and T. Otomo, "Development of a Torque-Sensorless Viscometer for Nursing Care Food Applications," 3rd Int. Symposium

of Gunma University Medical Innovation and 8th Int. Conf. on Advanced Micro-Device Engineering, P18, Gunma, Japan (Dec. 2016).

- [3] Y. Jiang, L. Yuan, S.Xu, K. Yoshida, S. Hashimoto, K. Izaki, T. Kihara, R. Ikeda and W. Jiang "Disturbance Rejection Evaluation Slow-Mode Based Control for MIMO Delay System" Electrical and Medical Intelligent System 2017(ICMEMIS2017), Gunma, Japan, Nov., 2017.

国内学会発表

- [1] 蔣 煜琪, 橋本 誠司, 山越 芳樹, 大友 崇: 「介護食管理用トルクセンサレス粘度計の開発 ~状態フィードバックと状態推定オブザーバの導入~」, 電気学会第6回栃木支所・群馬支所合同研究発表会資料, ETT-16-47, pp.127-128, Mar.1-Mar.2, 2016.
- [2] 蔣 煜琪, 橋本誠司, 山越芳樹, 大友崇: 「オブザーバを用いた介護食管理のためのトルクセンサレス粘度計の開発」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, 群馬大学荒牧キャンパス, Aug.30-Sep.1, 2016.

受賞

- [1] Best Student Paper Award: International Conference on Mechanical, Electrical and Medical Intelligent System 2017(ICMEMIS2017), Gunma, Japan, Nov., 2017.