

博士論文

強正実条件下におけるフィードバック誤差学習制御

今林 亘

奈良先端科学技術大学院大学

先端科学技術研究科

知能社会創成科学プログラム

主指導教員: 杉本 謙二

知能システム制御研究室 (情報科学領域)

令和3年3月17日提出

本論文は奈良先端科学技術大学院大学先端科学技術研究科に
博士(工学)授与の要件として提出した博士論文である。

今林 亘

審査委員：

主査 杉本 謙二 (情報科学領域 教授)
岡田 実 (情報科学領域 教授)
浦岡 行治 (物質創成科学領域 教授)
松原 崇充 (情報科学領域 特任准教授)
小蔵 正輝 (大阪大学大学院 情報科学研究科 准教授)

強正実条件下におけるフィードバック誤差学習制御*

今林 亘

内容梗概

近年、物流を効率化するための大型トラックの隊列走行や輸送手段の拡大を目的とした宅配ドローンなど、ネットワークを介した機械システムの制御が実現されつつある。これらの機械システムでは、対象を安定化させ与えた目標軌道に対して正確に追従する制御系が必須である。一般的には、PID 制御や H_{∞} 制御に代表されるフィードバック (FB) 制御を利用することが多いが、ロバスト安定化と応答性能の間にトレードオフがある。FB 制御に加えて、フィードフォワード (FF) 制御も使う 2 自由度制御系を用いることにより、そのトレードオフを回避できる。ところが、FF 制御はモデル誤差に敏感である。

本研究では、適応機構を含んだ 2 自由度制御系であるフィードバック誤差学習 (Feedback Error Learning; FEL) 制御系を考える。FEL では FB 制御で安定化を達成し、FF 制御器の係数をオンライン調整して望ましい応答を獲得する。よって、FF 制御器がモデル誤差の影響を受けるといった弱点も解消される。本博士論文では、i) FEL 制御系における強正実条件の達成を目的としたフィルタ設計と、ii) センシング障害に対する FEL 制御を用いた対策について検討する。

i) FEL 制御系が適切に動作するためには、誤差方程式の伝達関数を強正実化することが必須である。この要求に対して、FB 制御器のループゲインを大きくすることも考えられるが、ロバスト安定化の観点から望ましくない。そこで、FF 制御器のフィルタを設計することにより強正実条件の達成を目指す。具体的には、フィルタを設計する方法として制御対象のモデルと線形行列不等式に基づく方法を提案する。数値例によって、提案手法の有効性を確認する。

*奈良先端科学技術大学院大学 先端科学技術研究科 博士論文, 2021 年 3 月 17 日.

ii) ネットワークを介した制御では，通信路にパケットロスや伝送遅延といったセンシング障害が発生する．そのため，ネットワーク化制御系（FB 制御器のみ）では応答性能が劣化する．そこで，強正実条件を前提とする FEL 制御系を適用することにより，応答性能の改善を目指す．シミュレーションと実機実験によって，提案手法の有効性を確認する．

キーワード

強正実条件, 2 自由度制御系, センシング障害, ネットワーク化制御系, フィードバック誤差学習制御系, 適応制御, 線形行列不等式

Feedback error learning control under strictly positive real condition*

Wataru Imahayashi

Abstract

In recent years, control of mechanical systems via networks has become a reality, such as heavy-duty truck convoys to streamline logistics and delivery drones to expand the means of transportation. In these mechanical systems, we should design a controller so that a system can accurately follow a target trajectory. Generally speaking, we use feedback (FB) control, such as PID control or H_∞ control. On the other hand, this control law is known for the trade-off between robust stabilization and response. In addition to FB control, the trade-off can be avoided by using a two-degree-of-freedom control system that also uses feedforward (FF) control. However, FF control is sensitive to model error.

In this research, we consider Feedback Error Learning (FEL) control system, which is two-degree-of-freedom structure, including an adaptive mechanism. FEL control system attains accurate response to a target signal by tuning parameters in the feedforward (FF) controller, provided that feedback (FB) control stabilizes closed-loop. Thus, the weakness of the FF controller, which is subject to model error, is also eliminated. In this paper, i) we propose to satisfy the SPR condition by designing a filter in the FEL control system; and ii) a countermeasure for sensing failures using FEL control is discussed.

i) For the FEL control system to work properly, it is essential to make the transfer function of the error equation strictly positive real (SPR). To meet this requirement,

*Doctoral Dissertation, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, March 17, 2021.

one could increase the FB controller's loop gain, but this is not desirable in terms of robust stabilization. In this research, we propose to design a filter in the FF controller to satisfy the SPR condition by solving a linear matrix inequality (LMI) for a nominal plant or a finite set of LMIs for the uncertain plant in a polytope representation. We verify the effectiveness of the proposed method via a numerical simulation.

ii) It is known that in networked control, the sensing signal may be lost from time to time due to congestion in communication channels. Temporal sensing failure also happens due to occlusion of non-contact sensors. Therefore, the response of the networked control system (FB controller only) is degraded because it has to be more dedicated to stabilization. We also apply the proposed method under SPR condition to temporal sensing failure. We verify the effectiveness of the proposed method via a numerical simulation and experiment.

Keywords:

Strictly Positive Real (SPR) condition, 2DOF control structure, sensing failure, networked control, Feedback Error Learning (FEL) control, adaptive control, Linear Matrix Inequality (LMI)

目次

1. はじめに	1
1.1 フィードバック誤差学習制御	1
1.2 強正実性条件	7
1.3 線形行列不等式	9
1.4 センシング障害	10
1.5 研究目的	13
1.5.1 フィルタ設計による FEL の強正実条件の達成	13
1.5.2 センシング障害下におけるフィードバック誤差学習制御を用いた対策	14
1.6 本論文の構成	17
2. フィードバック誤差学習制御について	19
2.1 本章の概要	19
2.2 制御目的	19
2.3 FEL 制御系の構成	22
2.4 パラメータ調整則と強正実性条件	23
2.5 本章のまとめ	24
3. フィルタ設計による強正実条件の達成	25
3.1 本章の概要	25
3.2 制御対象の公称モデルに対する制御則の構成について	25
3.2.1 $\rho = 1$ の場合	27
3.2.2 $\rho = 0$ の場合	28
3.3 制御対象の端点モデルに関する設計について	30
3.4 フィルタ設計に関するシミュレーション	33
3.5 求めたフィルタを用いた応答のシミュレーション	36
3.6 本章のまとめ	39

4. センシング障害に頑健なフィードバック誤差学習制御	40
4.1 本章の概要	40
4.2 制御則の構成	40
4.3 シミュレーション	43
4.3.1 数値例 (センシング障害なし)	43
4.3.2 センシング障害下での数値例	49
4.3.3 評価実験	54
4.4 実機実験	57
4.4.1 実験機器の紹介	57
4.4.2 実験の条件	59
4.4.3 実験結果	60
4.5 本章のまとめ	63
5. おわりに	64
5.1 本論文のまとめ	64
5.2 今後の課題	64
5.2.1 本研究で用いたフィードバック誤差学習制御の改善点	64
5.2.2 フィルタ設計に関する改善点	66
5.2.3 センシング障害における FEL 制御系の改善点	66
謝辞	67
付録	69
A. 定理 1 の証明 (FEL 制御系のパラメータ収束について)	69
B. Schur の補題	72
C. KYP (Kalman-Yakubovich-Popov) 補題	72
D. Miyamura らの FEL について	73
参考文献	74

主な業績	87
その他の業績	88

目次

1	トラッキング制御	1
2	FB 制御系	2
3	2 自由度制御系	3
4	時間領域における強正実条件のイメージ	8
5	周波数領域における強正実条件のイメージ	8
6	センシング障害のイメージ (カメラで位置計測, 無線で伝送)	12
7	センシング障害下における FB 制御系	16
8	センシング障害下における 2 自由度制御系	16
9	シミュレーション結果 (センシング障害例題)	17
10	FEL 制御系	20
11	FF 制御器の詳細	23
12	パラメータ変動に対する $G(s)$ の強正実性の変化 (提案法 1 を用いた結果)	35
13	パラメータ変動に対する $G(s)$ の強正実性の変化 (提案法 2 を用いた結果)	35
14	パラメータ変動に対する $G(s)$ の強正実性の変化 (従来法を用いた結果)	35
15	提案法 1 の応答波形 (左: 調整初期, 右: 調整後). 実線: 制御出力 y . 太線: 規範モデルの出力 w . 点線: 参照入力 r	37
16	提案法 2 の応答波形 (左: 調整初期, 右: 調整後). 実線: 制御出力 y . 太線: 規範モデルの出力 w . 点線: 参照入力 r	37
17	従来法 1 の応答波形 (左: 調整初期, 右: 調整後). 実線: 制御出力 y . 太線: 規範モデルの出力 w . 点線: 参照入力 r	38
18	従来法 2 の応答波形 (左: 調整初期, 右: 調整後). 実線: 制御出力 y . 太線: 規範モデルの出力 w . 点線: 参照入力 r	38
19	追従誤差. 実線: 提案法 2. 破線: 従来法 1.	38
20	センシング障害が発生していない場合の FEL 制御系	41
21	センシング障害が発生した場合の FEL 制御系	42

22	シミュレーション結果, 提案法の応答波形	45
23	シミュレーション結果, 提案法の誤差波形	45
24	シミュレーション結果, 比較手法の応答波形	46
25	シミュレーション結果, 比較手法の誤差波形	46
26	シミュレーション結果, 従来法1の応答波形	47
27	シミュレーション結果, 従来法1の誤差波形	47
28	シミュレーション結果, 従来法2の応答波形	48
29	シミュレーション結果, 従来法2の誤差波形	48
30	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 提案法の応答波形	50
31	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 提案法の誤差波形	50
32	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 比較手法の応答 波形	51
33	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 比較手法の誤差 波形	51
34	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 従来法1の応答 波形	52
35	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 従来法1の誤差 波形	52
36	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 従来法2の応答 波形	53
37	センシング障害を含めたシミュレーション結果, 従来法2の誤差 波形	53
38	シミュレーションの流れ	55
39	評価実験結果	56
40	Mamboの外観	57
41	Mamboの背面と内蔵センサ	58
42	並進移動制御系のブロック線図	58
43	実験環境	60
44	従来法を用いた実機実験の結果	61

45	提案法を用いた実機実験の結果（学習途中）	62
46	提案法を用いた実機実験の結果（学習終了後）	62
47	誤差方程式を表すブロック線図表現	71
48	Miyamura らによる FEL とその等価変換	73

表目次

1	制御対象のパラメータ	33
2	提案手法の構成での位置制御器と角度制御器の PID ゲイン	59
3	従来手法の構成での位置制御器と角度制御器の PID ゲイン	60

記号

- 本論文では, 正整数 m に対して, 単項式行列 $S_m(s)$ を

$$S_m(s) = \begin{pmatrix} 1 & s & \dots & s^{m-1} \end{pmatrix}^T$$

により定める.

- 簡単のため周波数領域と時間領域の信号を同じ記号で表すが, 両者を同じ式の中で用いることはない. なお, 後者は強調のため (t) を付けることもある.
- 対称行列 M が正定値 (負定値) であるとき $M > 0$ ($M < 0$) と表す.
- 根の実部がすべて負である実係数多項式を Hurwitz 多項式という.
- I_n は n 次の単位行列を表す.

1. はじめに

1.1 フィードバック誤差学習制御

近年、サイバーフィジカルシステム (Cyber Physical System; CPS) と呼ばれる、現実空間 (フィジカル空間) での膨大な観測データの計測と、仮想空間 (サイバー空間) での大規模データの定量的解析を組み合わせ、いままで、経験や勘に頼っていた事象を体系的に考え、高度な社会を目指すシステムやサービスが実現されつつある [1]。例えば、物流を効率化するための大型トラックの隊列走行 [2, 3] や輸送手段の拡大を目的とした宅配ドローン [4, 5] など、ネットワークを介した機械システムの制御が盛んに行われている。

これらの機械システムでは、対象を安定化させ与えた規範出力に対して正確かつ素早く追従する制御 (トラッキング制御) が必須である。例えば、図1において、与えた規範出力 w に対して、制御出力 y_B となる制御系よりも、制御出力 y_A となる制御系の方がトラッキング制御系としての性能は高い。

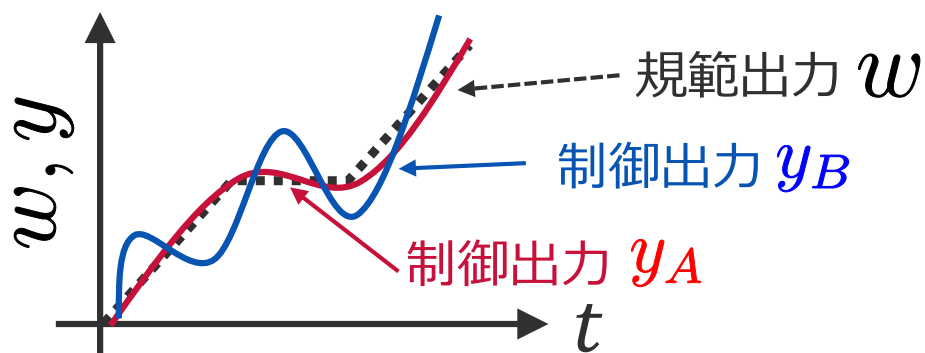


図1 トラッキング制御

このような性能を達成するために、PID制御 [6] やロバスト制御 [7] に代表されるフィードバック (FB) 制御 (図2) を利用することが一般的である。特に、FB制御器は、制御対象のモデルに基づいて設計する。しかしながら、制御対象のモデルを獲得したときに、モデル化誤差の影響は避けられないので、モデル化誤差の影響を陽に考慮した設計を行う必要がある。 H_∞ 制御に代表されるロバスト制御 [8, 9, 10] では、制御対象にモデル化誤差があっても、その範囲内でロバスト安定化する制御器を設計する。ただし、ロバスト安定性を担保する代わりに、応答性能が犠牲となるトレードオフの問題が発生する [11]。この問題は、FB制御理論において混合感度問題と呼ばれている。一般的にモデル化誤差が発生するのは、モデリングが難しい高周波数帯域であり、その一方で応答性能は、主に低周波数帯域で達成される。よって、制御器を設計する際には、低周波領域における感度関数を小さくし、高周波領域における感度関数を大きくすることが要求される。しかしながら、これらを同時に達成することは難しい。

上記のFB制御器のみを用いる制御に加えて、フィードフォワード (FF) 制御も使う2自由度制御系 [12] (図3) を用いることにより、そのトレードオフを回避できる。この制御方法は、2自由度制御系と呼ばれている。2自由度制御系では、FB制御で制御対象の安定化、FF制御で応答性能の向上、と役割分担することができる。

FF制御器の設計方法はいくつかあるが、制御対象の逆系に基づく設計が一般的である [12]。本設計により、条件付きフィードバック構造 ([12] の p. 172) を満たし、応答性能が向上する。さらに、制御器をそれぞれ独立に設計することが可能である。よって、FB制御器の設計に H_∞ 制御も利用することができるので、ロ

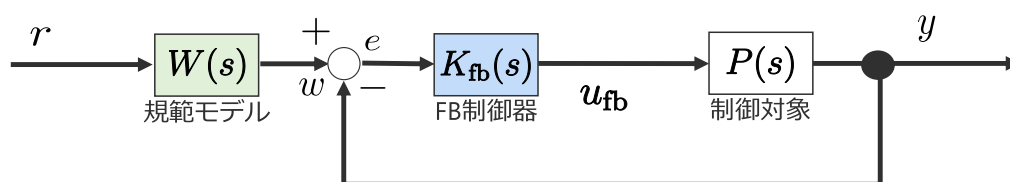


図2 FB制御系

バスタ安定化と応答性能の両立が可能となり，上記のトレードオフを回避できる．ただし，FF制御器も制御対象のモデルに基づいて設計するので，モデル化誤差の影響を受けやすい．

2自由度制御系における制御器の設計方法は，いくつか報告されている．一組の入出力データから最適化計算を用いて制御器を直接求める手法であるデータ駆動型制御 [13] において，ERIT (Estimated Response Iterative Tuning) と呼ばれるFF制御器の設計アプローチが提案されている [14]．また応用研究として例えば，車間距離制御 (Adaptive Cruise Control; ACC)[15]，電気自動車のロールスタビリティ制御 [16] や車を模したドライブロボットの制御 [17] といった車に関連した制御問題に対して，2自由度制御系は積極的に利用されている．また，車以外にもインバータの高速応答制御 [18] に2自由度制御系が利用されている適用範囲が広い．上記の研究は，すべてトラッキング制御を扱っていることから，応用範囲も広い．

一方，2自由度制御系におけるFF制御器を適応的に変化させ，モデル化誤差に対処する方法が盛んに研究されている [19, 20, 21, 22]．上記の制御系は適応制御と呼ばれており，例えばモデル規範型適応制御 (Model Reference Adaptive Control; MRAC) [23, 24, 25]，単純適応制御 (Simple Adaptive Control; SAC)[26, 20, 27]，フィードバック誤差学習制御 (Feedback Error Learning; FEL) などがある．

モデル規範型適応制御は，FF制御に加えて，FB制御器も調整する制御方法である．単純適応制御は，モデル規範型適応制御に比べ制御器が簡単な構成 (FB制御器を定数として与えている) であることが特徴的である．フィードバック誤差

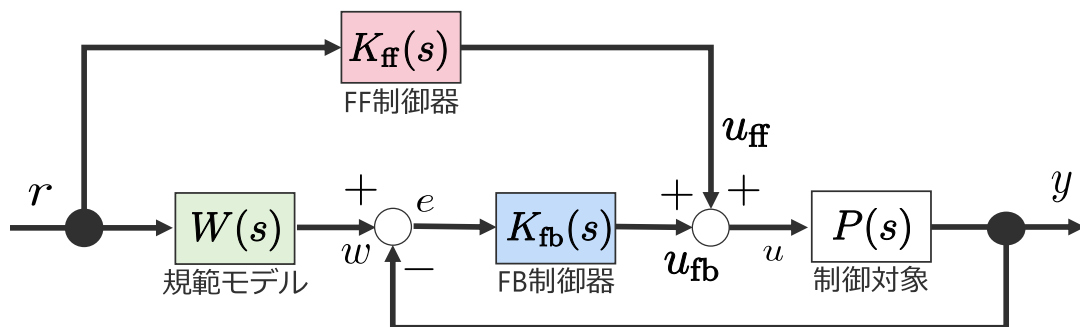


図3 2自由度制御系

学習制御は、生体の随意運動の学習モデルとして提案された手法であり、FB 制御器は固定として与え、FF 制御器のみを適応的に学習させる制御則である。

適応制御の応用研究も複数報告されている。単純適応制御をゴム人工筋アクチュエータの制御に適用した研究 [28]、空圧サーボ位置決め制御に適用した研究 [29] がある。また、ロボットマニピュレータに適用した研究も報告されている [30]。

上記の適応制御は制御器をオンライン調整する手法であったが、一方でオフライン上で制御器を更新し設計に活かす手法もある。反復学習制御 [31] では、制御結果をデータとして蓄えて、オフライン上で制御器を更新するアプローチを採用している。この制御方法では、制御対象に加える規範出力の軌道を単一のものとして、制御と制御器更新を繰り返すことによって、トラッキング制御性能を向上させる手法となっている。また上記で説明した ERIT もオフライン制御器設計手法の一つである。本研究では、制御器をオンライン調整する手法の一つである FEL 制御に着目する。

フィードバック誤差学習は Kawato[22] らによって提案された手法である。当初提案された FEL は神経科学のアプローチを用いており、運動制御を 2 自由度構造で表し、その中の FF 制御部分を小脳を模したニューラルネットワークで表した。FF 制御部分において、逆システムを適応的に学習することで、滑らかで高速な制御を実現した。

FEL では通常の方法で設計された固定型 FB 制御器で安定化を達成し、FF 制御器のオンライン調整で望ましい応答を獲得する。FB 制御器もオンライン調整するモデル規範型適応制御系や単純適応制御と異なり、FEL では過渡的に閉ループ系が不安定となることもないので、いわば適応制御とモデルベース制御の中間に位置し、双方の利点を取り入れることができる。

Miyamura[32] らは、FF 制御器を可調整パラメータとフィルタ構造との関係で表現し、適応制御理論の枠組みでフィードバック誤差学習制御のパラメータ調整則における誤差の収束性について議論した。この研究は、神経科学分野と線形制御理論を結びつける先駆的な研究であった。本論文では、この研究における FEL 構造を一部改良した手法 [33] を用いる。Miyamura らの FEL を利用しない理由は付録で説明する。

Miyamura らの FEL[32] は強正実条件を前提とするが、強正実条件を前提としない FEL も研究されている [34]. これにより、制御対象の相対次数が 0 か 1 次であった制約条件を緩和した. またこの研究をベースに、規範モデルの状態を FF 制御器内に組み込んだ規範モデル統合型 FEL[35] や非最小位相システムに適用可能な FEL[36] などが提案された. しかしながら、学習終了後に閉ループ系が不安定化する問題点 [37] があるため、積極的に用いることはできない.

上記の FEL では、主に制御対象を線形システムとしていたが、非線形システムを対象とする FEL もいくつか提案されている. Nakanishi らは非線形な制御対象に適用可能な非線形 FEL を提案した [38]. また、非線形制御対象に対して、Just-In-Time モデリング [39] の概念を導入した FEL を適用する研究もある [40].

上記の FEL では、一入出力システムを仮定しているが、多入出力システムに適用可能な FEL も提案されている [41, 42, 43, 44]. これらの研究では、制御対象や FF 制御器を多項式行列表現を用いて構築しているところが特徴である. また、多入力出力システムにおける設計法の一つに FB 制御器による非干渉化 [45, 46, 47] の達成が挙げられるが、上記の FEL では、FF 制御器を用いて非干渉化を達成している. 近年、対象となるシステムは複雑で高次のシステムをよく扱うことから、これらの成果は重要である.

また、実機に適用するにあたって、デジタル実装に特化した離散時間 FEL も提案されている. Wongsura らは、Miyamura らの FEL をベースに離散化した [48]. さらに、Wongsura の研究グループでは、離散化した FEL をロバスト化した手法 [49] や離散時間非線形時不変形に対する離散時間 FEL も提案されている [50].

実システムに対して FEL を適用した研究も多数報告されている. Eguchi らは FEL をディーゼルエンジンの燃焼制御 [51, 52] に適用した. また FEL をアンテナのトラッキング制御に適用した研究もいくつか報告されている [53, 54]. そのほか、位置決めステージ [55] やロボット [56] に適用された研究もある. このように、FEL は理論的に解析や設計がなされているのみならず、応用研究においても活用できることがわかる.

FEL では、FF 制御器内にある可変パラメータの調整則の安定性について論じることが重要であり、誤差方程式の伝達関数が強正実であることを要求する. 次

節で、強正実についてその概念と関連研究を説明する.

1.2 強正実性条件

本節では、本研究で用いる FEL の安定条件である強正実条件について説明する。強正実条件は、システムの性質である。ロバスト制御、非線形制御や適応制御分野において、安定性を解析するために使われる性質である [57]。ある伝達関数 $G(s)$ の強正実性は以下のように定義される。

定義 1. ある $\varepsilon > 0$ が存在し、任意の実数 ω に対して

$$\operatorname{Re} G(j\omega - \varepsilon) \geq 0 \quad (1)$$

が満たされるとき、 $G(s)$ は強正実であるという。

時間領域では、システムに入力した入力信号と、システムを通して得られた出力信号との位相差が 90 度未満であることが強正実条件であることである。また周波数領域において、システムのナイキスト軌跡を描いたときに、その軌跡がすべて複素平面上の右半平面に収まっていれば、強正実条件を満たす。図 4 と 5 に時間領域と周波数領域における強正実のイメージを示す。

強正実条件と類似した正実性や正実関数と呼ばれる性質があり、もともと回路網理論や回路網合成論における古典回路網理論で理論体系が構築されていた背景を持つ [58]。その理論成果によって、高精度なアナログフィルタの設計が可能となり、また設計の自由度が増した。結果として通信技術の発展に貢献した。このように正実性をはじめとする数学的に厳密な理論が工学的な問題の解決に寄与する例であることがわかる。

一方、制御理論分野においても、フィードバック制御系における安定論が盛んに研究され、強正実条件は解析手段の一つであった。特に、ロバスト制御理論においては受動定理 [59] として、利用されている。不確かなパラメータがあっても、系を強正実にできれば、ロバスト安定化が達成できる。また、現代制御理論 [60] が台頭した後では、状態方程式における議論が盛んに行われ、強正実性条件をある種の代数問題として扱う KYP 補題 [59] が導かれた。

適応制御では、制御対象に対して制御装置内に設けられた可変パラメータを調整することにより、最良の制御系を構築する。可変パラメータを調整する過程に

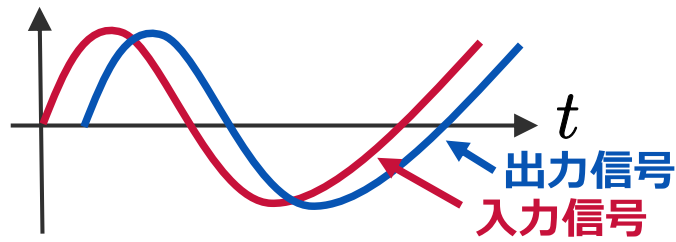


図4 時間領域における強正実条件のイメージ

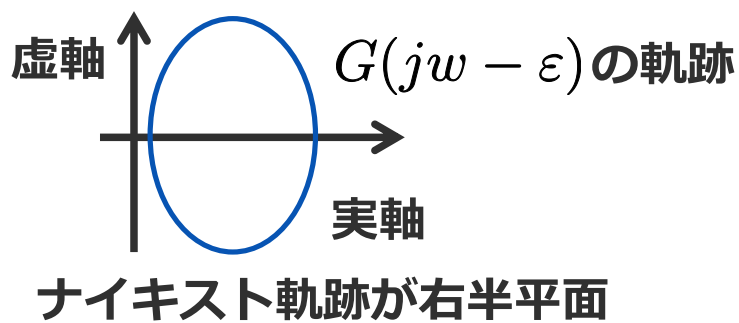


図5 周波数領域における強正実条件のイメージ

において、系の安定性を保証しなければならない。適応制御では、誤差方程式の伝達関数が強正実となるように構築することにより、パラメータ調整則の安定性を導くことができる [61]。ここで、パラメータ調整則は、リャプノフの安定論 [59] やポポフの超安定論 [62] が用いられる。制御系を強正実にする方法は強正実制御問題と呼ばれている [63, 64]。

FEL ではフィードフォワード (FF) 制御則をオンラインで調整するが、ある種の強正実性 [59] を仮定する勾配型の調整則 [32] が知られている。追従誤差の瞬時値をパラメータ調整則に用いており、構成は簡潔である。

上記のように強正実性条件は、適応制御の分野や本論文での FEL における安定性を考える上で重要な概念である。

1.3 線形行列不等式

線形行列不等式 (Linear Matrix Inequality; LMI) は以下の不等式で与えられる [65, 66].

$$F(x) > 0, F(x) := F_0 + x_1 F_1 + x_2 F_2 + \cdots + x_m F_m$$

ここで, $F_i \in \mathbb{S}^n (i = 0, \dots, m)$ は与えられた対称行列であり, $x := (x_1, \dots, x_m)^\top$ は変数ベクトルである. 上式の形に帰着することが可能な行列不等式を線形行列不等式と呼ぶ.

LMI は, 半正定値計画問題 (SemiDefinite Programming problem; SDP) と呼ばれる最適化問題に帰着でき, 本条件を満たしていると, 数値的に安定して解を計算することができる. また, 複数の LMI 表現を連立させることにより, 様々な制約条件を考慮した設計が可能であり, LMI を用いた設計の大きな利点となっている. よって, 解析や設計を行いたい対象を LMI として表現するかが重要となる. 一方で, LMI では線形性を要求しているため, 非線形対象や線形化を施さない系に対しては, 適用できない. LMI は近年の制御工学分野では, 設計手法の一つとして精力的に研究が進められている [67, 68, 65]. 解析や設計が行いたい制御系を対象として, 制御系が LMI 表現になっていないときには, 変数変換 [69, 70] や変数消去 [71, 72] と呼ばれるテクニックを駆使して, 式変形を行い系を LMI に帰着させることが多い.

LMI を用いた設計では, 複数の制御仕様を満足させる多目的制御の実現が容易である [72]. ロバスト制御, ポリトープ型モデルとして表現すれば不確かなパラメータを含む制御対象 [73, 74] に対し, ロバスト制御系の解析や設計が容易である [75]. また, 制御パラメータを時間に応じて変化させることで, 制御性能の向上を目指す, ゲインスケジューリング制御系 [76, 77] の設計にも応用されている [78, 79]. そのほか, アクチュエータ飽和 [80, 81] やむだ時間 [82] に対する LMI 設計や強正実条件を LMI で達成しようとする研究もある [83, 84]. また, 次節で説明するネットワーク化制御においても LMI 設計が活用されている. イベントトリガ制御系の設計にも利用されている [85, 86].

1.4 センシング障害

近年、インターネットの普及によって、無線で情報のやり取りが可能になった。これにより、遠隔でのデータ送受信が可能となったり、無線を利用することから配線がいらないなど、インターネット通信網の発展により恩恵は大きい。

さらに、無線を搭載している機器すべてがインターネットに接続しているのが当たり前である時代であり、当然、自動車やドローンをはじめとしたモバイルロボットにおいても無線を用いて通信と制御を行うようになった [87]。上記のようなネットワークを介した制御は、ネットワーク化制御系と呼ばれ、近年の制御工学界隈では注目されている [88]。遠隔操作による手術 [89, 90] や極地環境における遠隔操作ロボットなど [91] 応用例も報告されている。さらに、無線レイアウトでも有線レイアウトでもどちらでも利用することができるから適用範囲は広い。

ネットワーク化制御系では、データ通信における特性や制約を考慮した上で制御系の安定性や安定化制御器の設計問題を議論する必要がある。主にネットワーク化制御系では、通信によるパケットロス、通信遅延、データレート制約の問題が生じる。

通信遅延では、情報通信の物理的な制約によって発生するものや、受け取ったデータを分析して、制御入力を決定するまでの計算時間によって生じた時間も同じく通信遅延として扱われる。通信遅延の扱い方は主に2種類ある。一つは、通信遅延の最悪ケースに対して、安定性を議論したり、制御器を設計する方法である。しかしながら、通信遅延の長さが既知であることを前提としているので、未知の場合には利用できない。また、最悪ケースに基づいて議論するので、設計結果が保守的になることが多く、制御性能の悪化につながることを懸念される。一方で通信を確率分布などによって発生頻度をモデリングする方法もある。

データレート制約とは、一回の通信で送信できるデータ量の上限のことである。ネットワークのトラフィックが軽いときは、上限値が大きい。一方で、トラフィックが混雑しているときは、上限値を下げてデータレート制約を設ける必要がある。データをやり取りする際には、データは離散値として送信されることになるが、データレート制約によって、データの質を落として、精度の悪いものを送信したりすると、それを受け取った制御系によっては、不安定化を招くことも考えられ

る。よって、制御系が安定化できるデータ品質の上限を求めたり、イベントトリガ制御 [92] と呼ばれる制御対象との情報のやり取りのタイミングを解析し、制御に活かす議論がなされている。量子化制御でもネットワーク制御で発生する問題が取り上げられている [93]。

パケットロスとは通信における伝送エラーやネットワークトラフィックの混雑が原因で発生する。また、混雑度は通信状況によってリアルタイム変動するので、無線通信では無視できない問題である。さらに、ノイズの影響によってデータの損傷が大きくなって、パケットロスが発生することもある [94, 95, 96]。

パケットロスが発生する状況下では、以下の設計法が報告されている。1つ目は、実時間のパケットロスの影響を考慮せずにあらかじめ制御器を設計しておく研究 [97, 98] と実時間のパケットロスの状況に応じて、制御系のゲインを切り替えたりして、実時間で制御入力を生成する研究に大別される [99, 100]。

本研究では、上記のパケットロスに加えて、非接触センサによるオクルージョンも考慮する。カメラや深度センサなどにより離れた位置にある対象の計測が可能になったが、その前を物体が通過して遮蔽される時には測定値は得られない。これらをセンシング障害と本研究では総称し、そのイメージを図6に示す。センシング障害は恒久的な故障と異なり短時間で回復するものの、発生と回復を繰り返すのが普通であり、その時期も予測できない。センシング障害が続く期間の上限を設定し、その範囲内で推定誤差が0に収束する状態推定則 [101, 102, 103, 104] や制御則 [105, 106, 107] も提案されている。

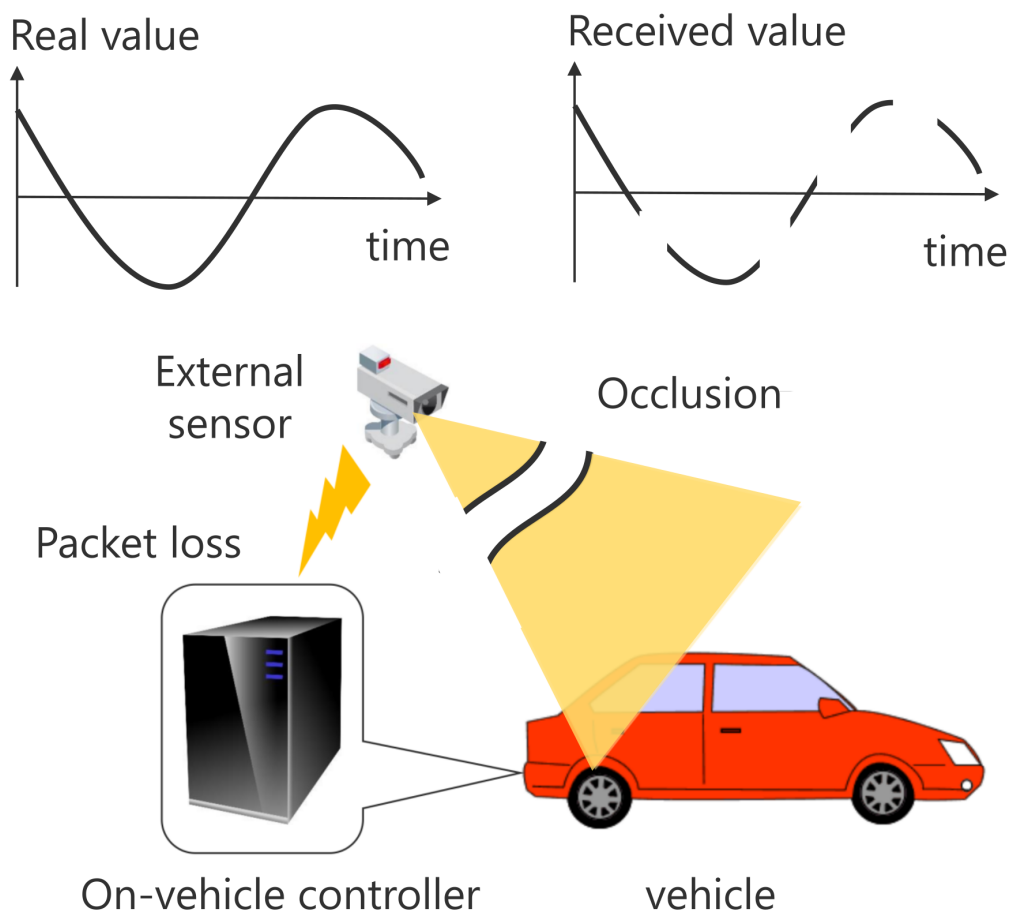


図6 センシング障害のイメージ（カメラで位置計測，無線で伝送）

1.5 研究目的

本研究では、強正実条件下におけるフィードバック誤差学習制御を以下の2つの問題に適用する。

- センシング障害下における FEL を用いた対策
- フィルタ設計による FEL の強正実条件の達成

本節では、これらの問題を考える研究の意義や関連研究について説明する。

1.5.1 フィルタ設計による FEL の強正実条件の達成

本研究で扱う FEL 制御では、誤差方程式の伝達関数が強正実条件を達成することが求められる。この要求に関して、Miyamura らの FEL [32] や単純適応制御では FB 制御器のハイゲイン化によって閉ループの強正実性を達成している。一方本来の 2 自由度制御系の考えでは、FB 制御器は安定性に関する仕様（ロバスト安定性や安定度など）を満たすように（FF 制御器とは独立に）設計できることが利点である。したがって、FEL 制御系において FB 制御器をハイゲイン化してしまうことは、FEL の利点を損なってしまう。このことから、FB 制御器以外の自由度によって閉ループの強正実性を達成できれば望ましい。

そこで、本研究では、FF 制御器のフィルタ設計によりこれを達成することを提案する。強正実性を元にした FF 制御器の調整則は文献 [32] で初めて提案されたが、文献 [33] の調整則はフィルタの分母多項式と強正実性との関連がより明確であるため、本論文では後者のパラメータ構造を採用する。

FF 制御器のフィルタを用いることに関して、文献 [33] では、事前に 2.4 節の (19) 式の $T(s)$ が強正実となるよう FB 制御器を設計しておき、さらにフィルタの分母多項式を $F(s)$ を $N(s)$ に近く選ぶことにより（このとき $G(s) \approx T(s)$ となる）、 $G(s)$ の強正実性を保証していた。しかしながら、前段階で行われる $T(s)$ の強正実化は $G(s)$ の強正実性にとって必ずしも必要ではない。例えば文献 [108] の例では、閉ループ $T(s)$ が強正実ではない系に対して、 $G(s)$ が強正実となるようなフィルタの分母多項式 $F(s)$ が構成されている。しかしながら文献 [108, 109] における

フィルタの分母多項式の構成法は試行錯誤的であり，一般の制御対象について系統的に用いられるものではない。

そしてフィルタの分母多項式を設計する方法として，i) 制御対象の公称モデルを元にした LMI に基づく方法（提案法 1）と ii) 制御対象のモデルパラメータの範囲が与えられているとき，パラメータ集合の端点を用いた連立 LMIs に基づく方法（提案法 2）の 2 つを提案する．なお，3.2 節では制御対象の係数の公称値が既知，また 3.3 節では制御対象の係数の最大値と最小値が既知である状況を扱う．

LMI を用いる設計によって，手動ではなくて，自動でフィルタ設計が可能である．また，強正実条件を表す LMI 表現がすでに研究されていることから，導入が容易なところも特徴的である．また，LMI による設計では，いろいろな制約条件を LMI を連立させることによって，多目的設計が可能なので，本設計法が実現できれば，今後 FEL の設計に LMI を生かしていくことも十分可能である．以上の理由により，LMI に基づく最適化手法によって，FEL のフィルタ設計を行っていく．

適応制御システムに対して，何らかの設計パラメータを最適化計算を使って設計する研究は複数報告されている．単純適応制御の並列フィードフォワード補償器設計 (Parallel Feedforward Compensator; PFC) に双線形不等式 (Bilinear Matrix Inequality; BMI) を用いて最適化計算を行うときに変数を一部定数として扱った逐次 LMI 化手法を用いた設計法が研究されている [110]．またデータ駆動型制御を用いて，この補償器を設計する研究も行われている [111]．また LMI を用いた適応制御系の安定性を議論している研究もある [112]．

最後に，提案法の有効性をシミュレーションで確認する．提案法 1 と提案法 2 の性能比較や，強正実条件を満たす範囲について議論する．また，提案法で求めたフィルタを FEL 制御系に適用し，制御応答のシミュレーションも行う．

1.5.2 センシング障害下におけるフィードバック誤差学習制御を用いた対策

センシング障害下における制御では，通常の FB 制御器設計法はそのまま適用できない．よって，前述のネットワーク化制御器設計法によって設計することが一般的である．これを用いればセンシング障害の下でもロバストに安定な FB 制御系を構成できる．しかし応答性能については 1 自由度の FB 制御のみでは限度

があり、FF制御を援用できれば望ましいと考えられる。

この問題に、2自由度構成が有効であることを簡単な例題で説明する。安定で振動的な極を持つ最小位相系

$$P(s) = \frac{s^2 + 6s + 8}{s^3 + 7s^2 + 32s + 60} \quad (2)$$

を考える。 $P(s)$ の相対次数は1なので、規範モデルを

$$W(s) = \frac{1}{0.1s + 1} \quad (3)$$

と取る。また、FB制御器 $K_{fb}(s)$ は何等かの設計法によって例えば次式で与えられたと仮定する。

$$K_{fb}(s) = \frac{0.1s + 1.2}{s + 2} \quad (4)$$

(2), (3), (4) 式は2.3節の仮定を満たしている。目標値信号 $r(t)$ として、追従が困難と思われる「のこぎり波」を用いる。センシング障害を周期4秒で1.6秒間繰り返し発生させる。制御対象の状態 $x(t)$ の初期値を $x(0) = \begin{pmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.1 \end{pmatrix}^T$ で与える。

このとき、追従誤差のみを用いる1自由度FB制御では図1.5.2に示すように応答が不十分であり、追従制御が達成できていない。このような時は感度を低減化しよう(4)式のFB制御器を設計し直すのが普通であるが、その結果、ハイゲインとなり、ロバスト安定性とのトレードオフを図る必要が生じる。これに対し、本研究ではハイゲイン化を回避して(4)式をそのまま用い、2自由度制御を考える。もし設計者が2.2節の(6)式に現れる係数を正確に知っていれば、2.2節の(10)式のようなFF制御信号 $u_{ff} = u_0$ を生成できる。このとき、2自由度制御では図1.5.2のように、センシング障害があっても影響をうけることなく、良い制御応答を示す。このように2自由度制御はセンシング障害下でも有効である。しかしながら、制御対象のパラメータが設計者にとって未知である場合、正確なFF制御器を設計することは、困難であるため、FELを用いた調整型のFF制御器が必要不可欠となる。

このような時、2.2節の(9)式に示すFB制御は y がリアルタイムで得られないため不可能となる。一方、もし2.3節で述べた制御目的 $e \rightarrow 0$ が達成されていれ

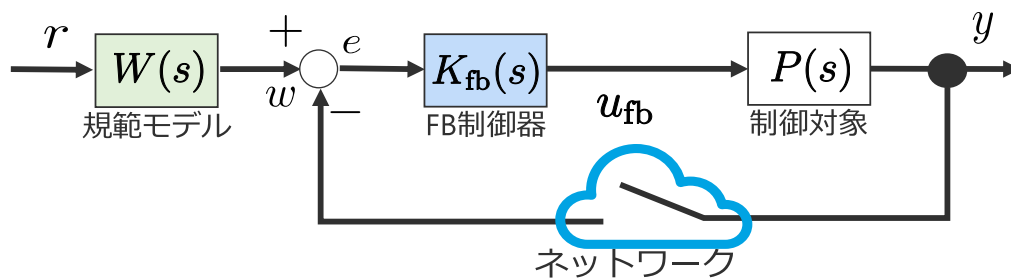


図7 センシング障害下におけるFB制御系

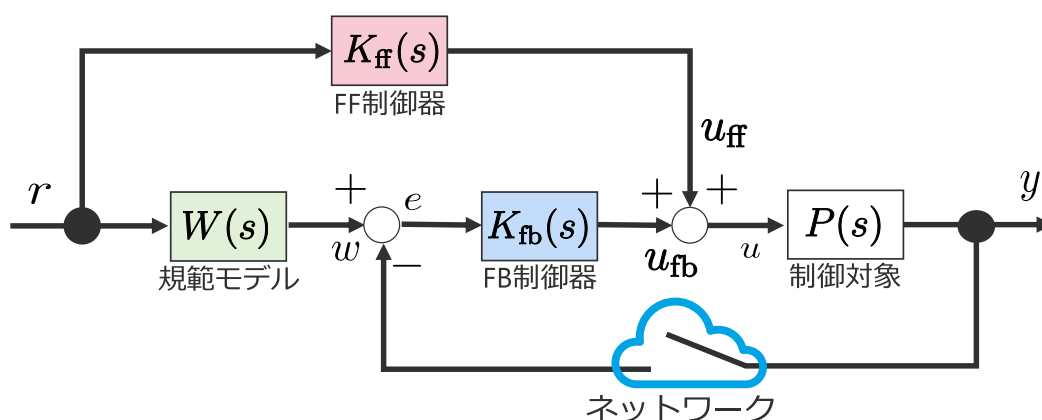
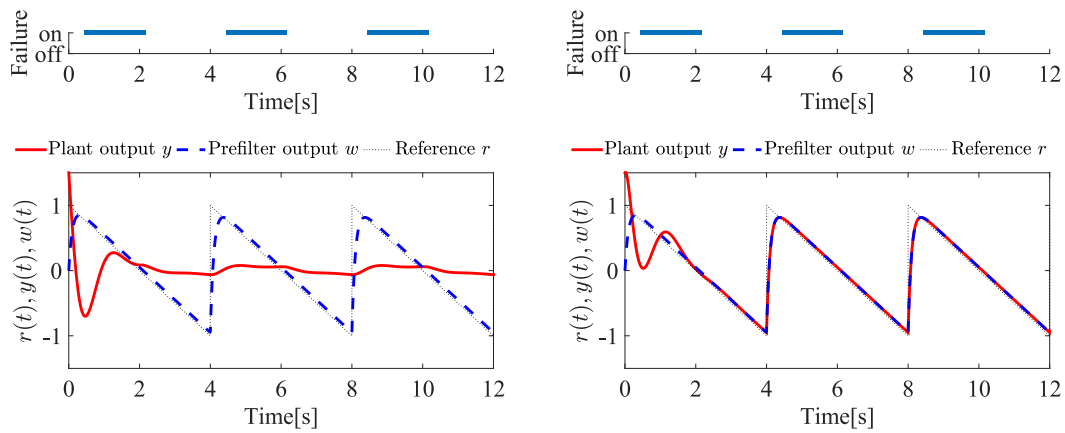


図8 センシング障害下における2自由度制御系

ば、しばらくの間はFB制御ができなくても所望の応答が継続するものと期待できる。このような観点からセンシング障害に対処することが本研究の目標である。

実際、FF制御器が正確に設計できれば、2自由度構造の特徴によりFB制御信号の定常値はほとんど0になるので([12]のp.172)、センシング障害が短期間ならFF制御のみで良い応答が得られる。そこで、上記の問題への対策としては上述のロバスト安定化とFF制御を併用すれば有望であると考えられる。しかし現実にはFF制御器はモデル誤差に敏感であるため、本研究では2章のFELを用いる。これは、 e の瞬時値を元にパラメータ調整するのはセンシング障害への対策として有望である。

強正実を仮定しない調整則をもつFEL[34]を利用しない理由は以下である。この調整則は制御対象の入出力関係(5)式からパラメータの線形表現を導き、逐次



1 自由度FB 制御のみ

モデルマッチング2 自由度制御

図9 シミュレーション結果(センシング障害例題)

最小二乗推定を適用することに相当する [113]. 文献 [34, 113] の調整則は瞬時値でなく過去の信号も利用するためにロバストな推定ができるものと期待される. ところがセンシング障害の時には, パラメータ調整を停止したとしても内部フィルタの動作は継続するため信号値は更新されてしまう. そのためセンシングの復旧後にパラメータ推定が正しく再開されない点が問題となる.

そして, センシング障害が周期的に発生する場合についてシミュレーションを行い, 提案法と適応制御との性能比較を行う. 次に, センシング障害の発生方法をランダムとし, 障害の長さの最大値と発生確率をいくつか変えて, 評価実験を行う. 最後に, クアッドコプタに提案法を適用し, センシング障害下における性能を確認する.

1.6 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである. 2章では, まず本論文における提案法の基礎となるフィードバック誤差学習制御系の制御目的, 制御則, パラメータ調整則について述べる.

3章では2章のFEL制御系に対して, 誤差方程式の伝達関数が強正実となるようなFF制御器のフィルタ設計手法について述べる. i) 制御対象の公称モデルが

既知である場合と、ii) 制御対象の端点のモデルが既知である場合についてそれぞれのフィルタ設計手法を説明した後、シミュレーションで提案法の有効性について確認する。

4章では、2章のFEL制御系をセンシング障害が発生するシステムに適用する。まず、センシング障害が発生する状況下におけるセンサ信号の取得方法とそのときの各種信号の取り扱い方について述べる。次に、シミュレーションによって、他の適応制御系よりも提案手法の方が応答性能がよいことを確認する。その後、評価実験を行い、クアッドコプターを用いた実機実験を行う。

最後に5章で本論文をまとめ、提案手法の限界と今後の課題について述べる。

2. フィードバック誤差学習制御について

2.1 本章の概要

本章では、本研究で用いるフィードバック誤差学習制御 [33] について概説する。まず、問題設定と制御目的について説明し、そのあとに、制御構成について説明する。その後、パラメータ調整則について考え、強正実条件下における安定性の定理と証明を行う。

2.2 制御目的

制御対象は一入出力のプロパな有限次元線形時不変系であると仮定する。入出力関係は

$$y = P(s)u, \quad P(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (5)$$

により与えられると仮定する。ここに

$$N(s) = \sum_{k=0}^{\mu} n_k s^{\mu-k}, \quad D(s) = \sum_{k=0}^{\delta} d_k s^{\delta-k}, \quad (6)$$

$$n_0 = 1, \quad d_0 > 0 \quad (7)$$

であり、 $N(s)$ は Hurwitz 多項式とし、 $\{N(s), D(s)\}$ は既約であるとする。 (6) 式に現れる係数は設計者には未知であると仮定する。また、相対次数 $\rho = \delta - \mu$ は後述の強正実性条件を満たすために $\rho = 0, 1$ のいずれかであり既知とする。

以上の設定の下で、次の (8) 式と (9) 式で記述される 2 自由度構造での制御則を考える (図 10)。参照信号を r とする。可調整パラメータ θ を含む FF 制御器 $Q_\theta(s)$ を用いて

$$u = u_{fb} + u_{ff}, \quad u_{ff} = Q_\theta(s)r \quad (8)$$

とする。パラメータ θ の調整則は 2.4 節で説明する。次に、FB 制御器 $K_{fb}(s)$ を用いて

$$u_{fb} = K_{fb}(s)e, \quad e = w - y, \quad w = W(s)r \quad (9)$$

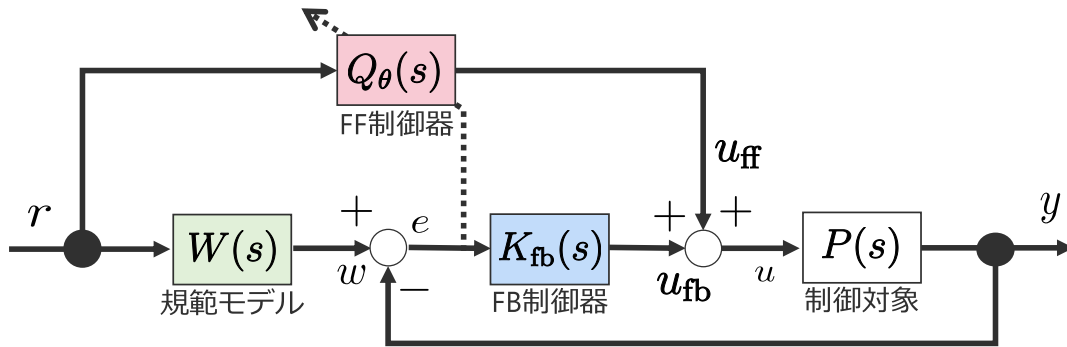


図 10 FEL 制御系

とする。

ただし FB 制御器 $K_{fb}(s)$ は既存の設計手法を用いて閉ループ系

$$\begin{pmatrix} y \\ u_{fb} \end{pmatrix} = \mathcal{T}(s) \begin{pmatrix} u_{ff} \\ w \end{pmatrix}$$

$$\mathcal{T}(s) = \frac{1}{1 + K_{fb}(s)P(s)} \begin{pmatrix} P(s) & P(s)K_{fb}(s) \\ -P(s)K_{fb}(s) & K_{fb}(s) \end{pmatrix}$$

を安定化させる。なお、2 自由度構造での制御則では、FF 制御器を応答改善、FB 制御器をロバスト安定化と役割を分担して設計するので、FB 制御器を単一で用いる際の内部モデル原理を満たす必要はない。最後に、参照信号に関する応答の規範モデルを

$$W(s) = \frac{1}{L(s)}, \quad L(s) = \begin{cases} l_0 s + 1, & (\rho = 1 \text{ のとき}) \\ 1, & (\rho = 0 \text{ のとき}) \end{cases}$$

とする。ここで、 l_0 は正の定数とする。本制御則の目的は、任意の参照信号 r に対して、規範モデルの出力 $w = W(s)r$ への制御出力 y の追従誤差 e を 0 に収束させることである。この目的を可調整パラメータをもつプロバな FF 制御器 $Q_\theta(s)$ により達成するために、規範モデルの相対次数を制御対象 $P(s)$ と揃えている。

さて、

$$N(s)u_0 = \frac{D(s)}{L(s)}r \quad (10)$$

を満たす FF 制御信号 $u_{\text{ff}} = u_0$ は (5), (8), (9) 式より

$$y = P(s)u_0 = \frac{1}{L(s)}r \quad (11)$$

を満たすため, 制御出力 y が規範モデルの出力 w と一致し, 制御目的が達成される. (10) 式で定まる u_0 を FF 信号の真値と呼ぶ. しかし $N(s), D(s)$ の係数は未知と仮定しているため, (10) 式を満たす u_0 を設計時に求めることはできない. そこで, FF 制御器 $Q_{\theta}(s)$ のパラメータをオンラインで調整し, 追従誤差 $e(t)$ を $t \rightarrow \infty$ の極限で 0 に収束させることを目標とする.

2.3 FEL 制御系の構成

まず、真値 u_0 が満たすべき条件 (10) 式を以下のように変形する。Hurwitz 多項式

$$F(s) = s^\mu + f_1 s^{\mu-1} + \cdots + f_\mu \quad (12)$$

を取り、これを分母とするフィルタを構成する。以下では、この $F(s)$ をフィルタ分母と呼ぶ。(10) 式を両辺 $F(s)$ で割り、さらに変形すると、

$$u_0 = \frac{D(s)}{F(s)L(s)}r - \frac{N(s) - F(s)}{F(s)}u_0 \quad (13)$$

を得る。さらに、(1) 式の単項式行列を用いて

$$\eta_1 = \frac{S_{\delta+1}(s)}{F(s)L(s)}r, \quad \eta_2 = -\frac{S_\mu(s)}{F(s)}u_0 \quad (14)$$

なる信号を定義すると、(6) 式と (13) 式から真値の表現

$$u_0(t) = \theta_0^\top \eta(t), \quad \eta(t) = \begin{pmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \end{pmatrix} \quad (15)$$

を得る。ここに

$$\theta_0^\top = (d_\delta, \cdots, d_0, \bar{n}_\mu, \cdots, \bar{n}_1) \quad (16)$$

$$\bar{n}_k = n_k - f_k, \quad k = 1, \cdots, \mu \quad (17)$$

である。

さて、(16) 式のベクトル θ_0 は実際には設計者には未知であるため、使用することはできない。したがって、このベクトルを可調整パラメータで置き換え、FF 制御信号を

$$u_{\text{ff}}(t) = \theta^\top(t)\xi(t), \quad \xi(t) = \begin{pmatrix} \xi_1(t) \\ \xi_2(t) \end{pmatrix} \quad (18)$$

により定めることにする。ここで信号 ξ_1 と ξ_2 は、(14) 式と同じ構造を持つように

$$\xi_1 = \eta_1, \quad \xi_2 = -\frac{S_\mu(s)}{F(s)}u_{\text{ff}}$$

と定める（このときの FF 制御信号の生成機構を図 11 に示す）。なお、(15) 式と (18) 式は類似しているが、 u_0 が未知であるために u_{ff} を ξ_2 の生成に用いている点の特徴である。次節では、このパラメータ θ の調整則を述べる。

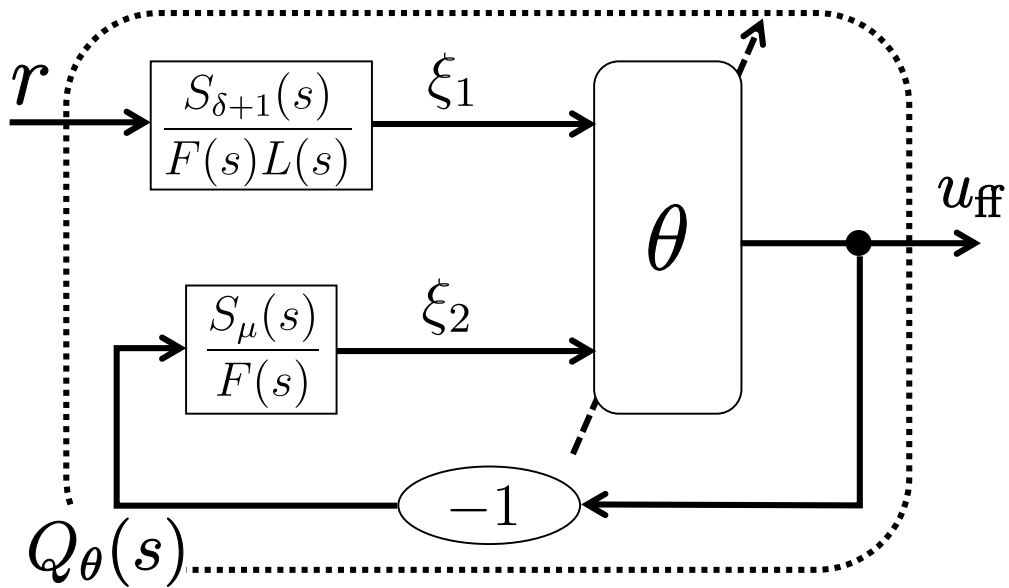


図 11 FF 制御器の詳細

2.4 パラメータ調整則と強正実性条件

本節では、FEL 制御系において重要な役割を果たすパラメータ調整則と強正実条件の関係を述べる。まず、(8)、(9) 式の 2 自由度制御系に対して u_{ff} から y への伝達関数を

$$T(s) = \frac{P(s)}{1 + K_{fb}(s)P(s)} \quad (19)$$

とおく。さらに

$$G(s) = T(s) \frac{F(s)}{N(s)} \quad (20)$$

とおく。 $T(s)$ と $G(s)$ は仮定により安定である。

次の定理は、2.3 節で述べた FEL 制御系が制御目的を達成するためのパラメータ調整則を与える。

定理 1. $G(s)$ が強正実であると仮定する。正定値行列 Γ と半正定値行列 Λ を用い

てパラメータ調整則

$$\theta(t) = \theta_I(t) + \Lambda \xi(t)e(t) \quad (21)$$

$$\theta_I(t) = \Gamma \int_0^t \xi(\tau)e(\tau) d\tau \quad (22)$$

を(18)式に代入すると, 任意の有界で区分的に連続な参照信号 $r(t)$ に対して $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ が達成される. また, これらのパラメータおよび全信号は調整の過程において有界に留まる.

証明. 付録 A を参照

□

2.5 本章のまとめ

本章では, フィードバック誤差学習制御の問題設定と制御目的について説明し, 制御則の構成方法について言及した. また, パラメータ調整則を提示し, 強正実条件下におけるパラメータ調整則の安定性について説明した.

3. フィルタ設計による強正実条件の達成

3.1 本章の概要

本章では、フィードバック誤差学習制御におけるフィルタ設計手法について説明する。設計法は2つあり、一つは制御対象の公称モデルに基づく設計であり、もう一つは制御対象の端点モデルに基づく設計法である。

まず、公称モデルに基づく設計法について説明し、その定理と証明を与える。また提案法の設計法の流れについても触れる。次に、端点モデルについての設計法について説明し、その定理と証明を与える。ここでは、 $\rho = 1$ のときのみに対してのみ考える。これは、 $\rho = 0$ となるシステムは、実際に存在していないことが多いためである。

フィルタ設計に関するシミュレーションを行う。従来法と公称モデルを用いた設計法と端点モデルを用いた設計法とを比較する。

また、提案法を用いたときのフィードバック誤差学習制御の結果も示す。

3.2 制御対象の公称モデルに対する制御則の構成について

本節では、制御対象の公称モデルに対するフィルタの設計法を提案する（以下、提案法1と呼ぶ）。

(9) 式のFB制御器 $K_{fb}(s)$ を

$$K_{fb}(s) = \frac{N_{fb}(s)}{D_{fb}(s)}, \quad (23)$$

$$N_{fb}(s) = \phi_0 s^k + \phi_1 s^{k-1} + \cdots + \phi_k \quad (24)$$

$$D_{fb}(s) = s^\tau + \psi_1 s^{\tau-1} + \cdots + \psi_\tau \quad (25)$$

と表す。(6)式と(23)式を用いると、(20)式の $G(s)$ はフィルタ分母 $F(s)$ を用いて、

$$G(s) = \frac{D_{fb}(s)F(s)}{D_{fb}(s)D(s) + N_{fb}(s)N(s)} = \frac{\tilde{N}(s)}{\tilde{D}(s)} \quad (26)$$

と書ける．定理 1 より，FEL 制御系の動作を保証するためには， $F(s)$ を適切に選ぶことで $G(s)$ を強正実に行ける．分子多項式

$$\tilde{N}(s) = s^{\tau+\mu} + c_1 s^{\tau+\mu-1} + \cdots + c_{\tau+\mu}, \quad (27)$$

に現れる係数 $c_1, \dots, c_{\tau+\mu}$ は $F(s)$ の係数に依存する．また，分母多項式

$$\tilde{D}(s) = d_0 s^{\delta+\tau} + \tilde{d}_1 s^{\delta+\tau-1} + \cdots + \tilde{d}_{\delta+\tau} \quad (28)$$

に現れる係数 $\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{\delta+\tau}$ は制御対象のパラメータ n_k, d_k に関してアファインである．

3.2.1 $\rho = 1$ の場合

状態空間表現を用いて議論を進める．いま d_0 は正であると仮定していたから，3.3 節における議論の準備のために，一般性を失うこと無く伝達関数 $d_0G(s)$ の強正実性を考える．この伝達関数の最小実現 $(A, b, c^\top(f))$ を

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -\tilde{d}_{\delta+\tau}/d_0 & \cdots & \cdots & -\tilde{d}_1/d_0 \end{pmatrix} \quad (29)$$

$$b = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \end{pmatrix}^\top \quad (30)$$

$$c(f) = \begin{pmatrix} c_{\tau+\mu} & \cdots & c_1 & 1 \end{pmatrix}^\top \quad (31)$$

とする．ここで $c(f)$ は $F(s)$ の係数からなるベクトル

$$f = \begin{pmatrix} f_\mu & \cdots & f_1 & 1 \end{pmatrix}^\top \quad (32)$$

に依存する．この $c(f)$ は (12) 式と (25) 式を用いて，

$$c(f) = \Psi f \quad (33)$$

と書き直せる．ここで，定数行列 $\Psi \in \mathbb{R}^{(\tau+\mu+1) \times (\mu+1)}$ は FB 制御器の分母多項式 (25) がもつ係数から

$$\Psi = \begin{pmatrix} \psi_\tau & & & \mathbf{0} \\ \psi_{\tau-1} & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ 1 & & \ddots & \psi_\tau \\ & \ddots & & \psi_{\tau-1} \\ & & \mathbf{0} & \ddots \\ & & & \vdots \\ & & & 1 \end{pmatrix} \quad (34)$$

と定まる．

以下の定理は，FEL 制御系の動作を保証するフィルタの設計法を与える．

定理 2 (提案法 1, $\rho = 1$ の場合). フィルタ分母 $F(s)$ を (12), (32) 式で定めるとき, (26) 式の $G(s)$ が強正実となるための必要十分条件は, (35) 式の LMI と (36) 式の等式制約

$$A^\top X + XA < 0 \quad (35)$$

$$Xb - \Psi f = 0 \quad (36)$$

を満たす行列 $X > 0$ が存在することである.

証明. (35) 式と (36) 式が成り立つと仮定すると, KYP 補題 [21] により, $G(s)$ は, 強正実性条件を満たす. 逆も成立する. \square

3.2.2 $\rho = 0$ の場合

制御対象の相対次数が $\rho = 0$ の場合, 伝達関数 $d_0 G(s)$ は直達項をもつ. その実現 $(A, b, c_0(f)^\top, d)$ は, (29) 式と (30) 式の A と b 及びベクトル

$$c_0(f) = \left(d_0 c_{\delta+\tau} - \tilde{d}_{\delta+\tau} \quad \cdots \quad d_0 c_1 - \tilde{d}_1 \right)^\top \quad (37)$$

と定数 $d = 1$ により与えられる. 次の定理は, 相対次数が $\rho = 0$ の場合のフィルタの設計法を与える.

定理 3 (提案法 1, $\rho = 0$ の場合). フィルタ分母 $F(s)$ を (12), (32) 式で定めるとき, (26) 式の $G(s)$ が強正実となるための必要十分条件は (38) 式の LMI と (39) 式の等式制約

$$\begin{pmatrix} A^\top X + XA & q \\ q^\top & -1 \end{pmatrix} < 0 \quad (38)$$

$$Xb - \begin{pmatrix} 0_{(\tau+\mu) \times 1} & I_{\tau+\mu} \end{pmatrix} \Psi f - \tilde{d} + q\sqrt{2} = 0 \quad (39)$$

を満たす $X > 0$, ベクトル q が存在することである. ただし,

$$\tilde{d} = \left(\tilde{d}_{\tau+\mu} \quad \cdots \quad \tilde{d}_1 \right)^\top \quad (40)$$

とする.

証明. (38) 式と (39) 式が成り立つと仮定する. (38) 式に Schur 補題 [66] を適用することにより,

$$A^T X + XA + qq^T < 0 \quad (41)$$

が得られる. 一方, (39) 式に (33), (37) 式を適用すると

$$Xb - c_0(f) = -\sqrt{2}q \quad (42)$$

が得られる. (38), (42) 式および KYP 補題 [21] により $G(s)$ は強正実である. 逆も成り立つ. \square

ここで, 提案手法の設計手順を簡単にまとめる.

《提案法の設計手順》

1. (35), (36) 式を満足する行列 $X > 0$ とベクトル f (あるいは, (38), (39) 式を満足する行列 $X > 0$ とベクトル f, q) を数値的に求める.
2. (12) 式でフィルタ分母 $F(s)$ を定める.
3. 2 節の方法で FEL 制御系を構成する.

注意 1. 一般に Ψ は縦長であるので, 定理 2 や 3 の (36), (39) 式において, f が一意に見つかるとは限らない. しかし特に FB 制御器 $K_{fb}(s)$ が定数であるときは Ψ は単位行列となるので, (35), (36) 式を満たす X, f (あるいは (38), (39) 式を満たす X, q, f) は常に存在する.

3.3 制御対象の端点モデルに関する設計について

次に、制御対象の分母分子多項式 (6) の係数が不確かな場合のフィルタ分母の設計法を提案する。ただし $\rho = 0$ となる制御対象は現実には少ないことから本節では相対次数を $\rho = 1$ と限定し、係数の取りうる値の最大値および最小値が以下のように既知であるとする。

$$n_j \in (\underline{n}_j, \bar{n}_j) \quad (j = 1, \dots, \mu), \quad (43)$$

$$d_m \in (\underline{d}_m, \bar{d}_m) \quad (m = 0, \dots, \delta) \quad (44)$$

これらの制約を満たす係数

$$p = \left(d_0 \quad \dots \quad d_\delta \quad n_1 \quad \dots \quad n_\mu \right) \quad (45)$$

の全体を \mathbb{E} とおき、この全ての要素 p に対して $G(s)$ が強正実となるような単一のフィルタを設計するのが本節の目的である。なお、定理 2 は係数が固定の場合に係数の値に依存したフィルタを与えるものであるから、この目的のために用いることはできないことに注意する。

$G(s)$ の分母多項式 (28) の係数 $\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{\delta+\tau}$ は係数 p に依存する。本節ではこれらの係数を $\tilde{d}_1(p), \dots, \tilde{d}_{\delta+\tau}(p)$ と書く。そして、 $p \in \mathbb{E}$ に対して行列 $\tilde{A}(p)$ を

$$\tilde{A}(p) = \begin{pmatrix} 0 & d_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & d_0 \\ -\tilde{d}_{\delta+\tau}(p) & \dots & \dots & -\tilde{d}_1(p) \end{pmatrix} \quad (46)$$

で定める。前節で述べたように、関数 $\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{\delta+\tau}$ は p についてアファインであることに注意する。

次の定理は、制御対象の不確かさについてロバストな分母の設計法を与える。

定理 4. 集合 \mathbb{E} の頂点集合

$$v(\mathbb{E}) = \prod_{j=1}^{\mu} \{\underline{n}_j, \bar{n}_j\} \times \prod_{m=0}^{\delta} \{\underline{d}_m, \bar{d}_m\} \quad (47)$$

を考える。フィルタ分母 $F(s)$ を (12), (32) 式で定めるとき, 任意の $p \in \mathbb{E}$ に対して (26) 式の $G(s)$ が強正実となるための十分条件は (48) 式の有限個の LMIs と (49) 式の等式制約

$$\tilde{A}(p)^\top X + X\tilde{A}(p) < 0, \quad \forall p \in v(\mathbb{E}), \quad (48)$$

$$Xb - \Psi f = 0 \quad (49)$$

を満たす行列 $X > 0$ が存在することである。

証明. 行列 $X > 0$ とベクトル f が (48) 式と (49) 式を満たすと仮定する. 任意に $p \in \mathbb{E}$ をとる. 既に等式 (49) が成り立っていることから, 定理 2 より, 行列

$$A(p) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -\tilde{d}_{\delta+\tau}(p)/d_0 & \cdots & \cdots & -\tilde{d}_1(p)/d_0 \end{pmatrix} \quad (50)$$

に対して LMI

$$A^\top(p)X + XA(p) < 0 \quad (51)$$

が成り立つことを示せばよい. 頂点集合 $v(\mathbb{E})$ の要素を p_1, \dots, p_M とする. 凸集合 \mathbb{E} が $v(\mathbb{E})$ により生成されることから, ある非負定数 $\alpha_1, \dots, \alpha_M$ が存在し

$$\sum_{i=1}^M \alpha_i p_i = p, \quad (52)$$

$$\sum_{i=1}^M \alpha_i = 1. \quad (53)$$

が成り立つ. これより行列 $\tilde{A}(p)$ を

$$\tilde{A}(p) = \tilde{A} \left(\sum_{i=1}^M \alpha_i p_i \right) = \sum_{i=1}^M \alpha_i \tilde{A}(p_i) \quad (54)$$

と書き換えられる. この変形において, 1つ目の等号で (52) 式を, 2つ目の等号で (53) 式および写像 \tilde{A} が p についてアファインであることを用いた. したがって

$$\tilde{A}(p)^\top X + X\tilde{A}(p) = \sum_{i=1}^M \alpha_i \left(\tilde{A}(p_i)^\top X + X\tilde{A}(p_i) \right) \quad (55)$$

が成り立つ。一方 (53) 式より, ある $j \in \{1, \dots, M\}$ が存在し $\alpha_j > 0$ が成り立つ。
これと (55) 式より

$$\tilde{A}(p)^\top X + X\tilde{A}(p) \geq \alpha_j(\tilde{A}(p_j)^\top X + X\tilde{A}(p_j)) \quad (56)$$

$$> 0 \quad (57)$$

が従う。いま $\tilde{A}(p) = d_0 A(p)$ かつ d_0 は正であったから (51) 式が確かに得られた。□

3.4 フィルタ設計に関するシミュレーション

次式で表される制御対象に対して提案法を適用する.

$$P(s) = \frac{s + n_1}{d_0 s^2 + d_1 s + d_2}. \quad (58)$$

係数 n_1, d_0, d_1, d_2 の公称値, 最大値, 最小値を表 1 に示す. 提案法の FEL 制御系設計について述べる. 本稿で着目しているのは FF 制御であるから, FB 制御器はごく簡単な

$$K_{fb}(s) = 1 \quad (59)$$

を用いた. この制御器を用いたときの閉ループ系は, 不確かな係数が表 1 の範囲内に存在すれば安定である. このことは Kharitonov の定理 [114] によって確認した. MATLAB 2018a, YALMIP, および MOSEK を用いて定理 2 と定理 4 それぞれの LMI を解き, 以下のフィルタ分母を得た.

$$F_1(s) = s + 0.4681, \quad (60)$$

$$F_2(s) = s + 0.4085 \quad (61)$$

比較対象は文献 [33] で提案された FEL 制御系とする (以下, これを従来法 1 と呼ぶ). 従来法 1 ではまず, $G(s)$ ではなく (19) 式の $T(s)$ が強正実であるように FB 制御器を設計する必要がある. 一般に, FB 制御器をハイゲインにすると $T(s)$ 強正実性が達成されることが知られている. 実際, 制御対象のパラメータが公称値である場合 (59) 式の FB 制御器は強正実性を達成しないが

$$K_{fb}(s) = 4 \quad (62)$$

パラメータ	n_1	d_0	d_1	d_2
公称値	2	3	3	10
最小値	1.5	2.25	2.25	7.5
最大値	2.5	3.75	3.75	12.5

とすると $T(s)$ は確かに強正実となっている。次に、文献 [33] に従って $F(s)$ を $N(s)$ の公称値と一致させる。つまり、

$$F_c(s) = s + 2 \quad (63)$$

とする。

フィルタ分母 $F_1(s)$ と $F_c(s)$ は、制御対象のパラメータが公称値と一致していれば $G(s)$ を強正実とするので、FEL 制御系の動作を保証する。またフィルタ分母 $F_2(s)$ は、制御対象のパラメータが表 1 の範囲内であれば、 $G(s)$ の強正実性を保証する。これらの点を検証するために以下の数値実験を行う。制御対象の係数 d_0 と d_1 が $G(s)$ の強正実性に強く影響することから、この検証では d_0 と d_1 をそれぞれ 0 から 10 の間で変化させる。一方で、係数 n_1 と d_2 は強正実性条件にあまり影響しないことから、これら係数は公称値で固定する。それぞれの値において、上で得られた 3 つのフィルタ分母を用いたときの $G(s)$ が強正実であるかどうかを確認する。

数値実験の結果を図 12 から 14 に示す。図 12 は提案法 1、図 13 は提案法 2、図 14 は従来法 1 を用いた結果である。それぞれのパラメータの組 (d_0, d_1) に対して $G(s)$ が強正実であれば丸印とした。それぞれの図において、実線で囲まれた領域は表 1 のパラメータが取りうる値の範囲を示している。一方黒丸印は、それぞれの方法に対して $G(s)$ の強正実性を理論から事前に保証できる領域を示している。従来法 1 では、パラメータが公称値である場合は強正実性が達成されているが、パラメータの変動によっては強正実性が失われてしまう。一方、提案法 1 は理論から強正実性を保証できる範囲が公称値の場合のみと狭いにもかかわらず、実際にはパラメータ空間の比較的広い範囲で強正実性が達成されている。最後に提案法 2 では、提案法 1 とほぼ同じ範囲で強正実性が達成されている。加えて、強正実性を事前に保証できる範囲が広いことが理論的に保証されている。このことから、提案法 2 が提案法 1 よりも優れていることがわかる。

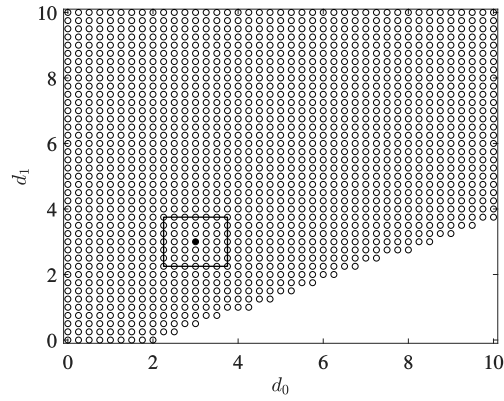


図 12 パラメータ変動に対する $G(s)$ の強正実性の変化 (提案法 1 を用いた結果) .

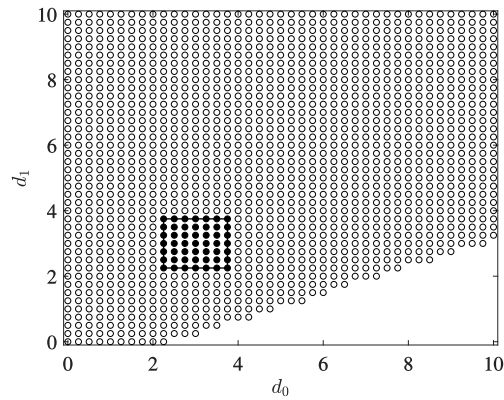


図 13 パラメータ変動に対する $G(s)$ の強正実性の変化 (提案法 2 を用いた結果) .

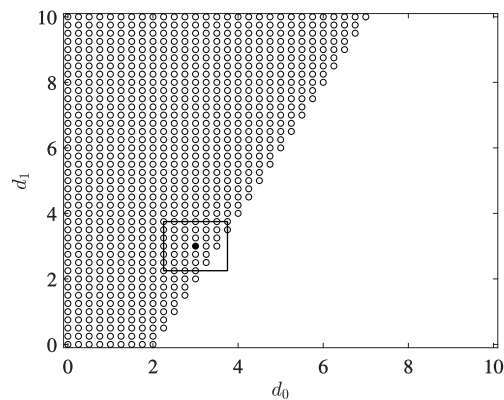


図 14 パラメータ変動に対する $G(s)$ の強正実性の変化 (従来法を用いた結果) .

3.5 求めたフィルタを用いた応答のシミュレーション

本節では、3.4節で求めたフィルタ分母、従来法1、従来法2（文献[32]の手法であり提案法と同じく、追従誤差の収束に強正実性条件を必要とし、制御則の構造が異なる。）を用いたFELの数値シミュレーションを示す。

制御対象のパラメータは $n_1 = 2$, $d_0 = 3.75$, $d_1 = 2.25$, $d_2 = 10$ とする。また、規範モデルを以下とする。

$$W(s) = \frac{10}{s + 10} \quad (64)$$

目標値信号 $r(t)$ は三角波とする。提案法1、提案法2、従来法1におけるフィルタ分母とFB制御器は既に述べた通りとする。提案法1、2と従来法1におけるFF制御器の初期パラメータおよびパラメータ調整則(21)に現れるゲインを

$$\theta^T(0) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\Gamma = 40I_4$$

$$\Lambda = 2I_4$$

とする。従来法2については ξ_2 を $\xi_2 = -\frac{S_u(s)}{F(s)}u$ と選ぶことで文献[32]を再現し、またフィルタ分母は $F(s) = s + 1$ とした。

FEL制御系の応答を図15から18dに示す。時刻0[s]から4[s]においては、提案法、従来法ともに応答が悪いことが読み取れる。一方で、時刻48[s]から52[s]においては、提案法1、2の制御出力が規範モデルの出力に追従していることが読み取れる。一方で、従来法1、2では、規範モデルの出力に追従できていないことがわかる。

追従誤差の時間発展を図19に示す。比較を容易にするために提案法2と従来法1の場合のみを示している。従来法1とは異なり提案法2では、時間経過に伴って追従誤差が漸近的に0へ収束している。このことから提案法の有効性が確認される。

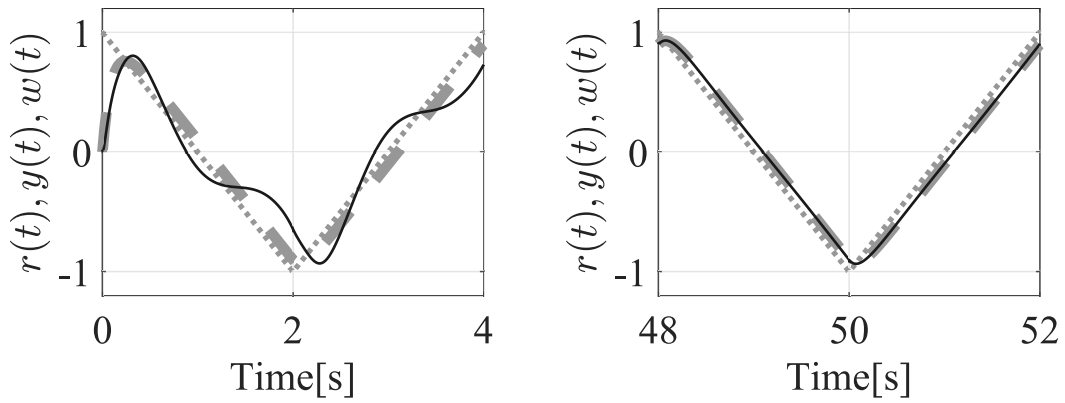


図 15 提案法 1 の応答波形（左：調整初期，右：調整後）．実線：制御出力 y ．太線：規範モデルの出力 w ．点線：参照入力 r

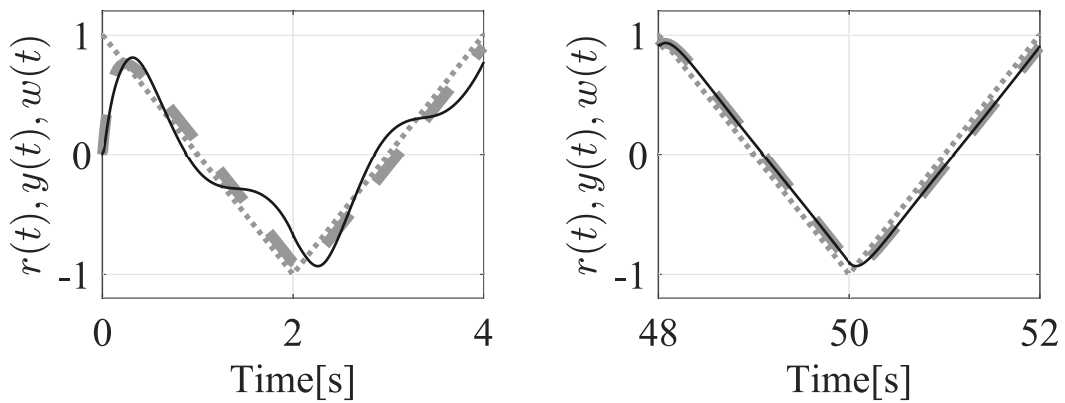


図 16 提案法 2 の応答波形（左：調整初期，右：調整後）．実線：制御出力 y ．太線：規範モデルの出力 w ．点線：参照入力 r

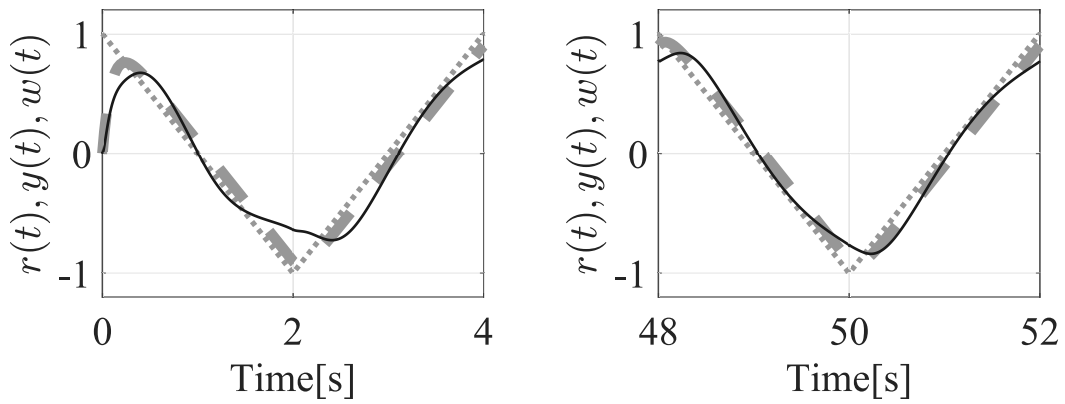


図 17 従来法 1 の応答波形（左：調整初期，右：調整後）．実線：制御出力 y ．太線：規範モデルの出力 w ．点線：参照入力 r

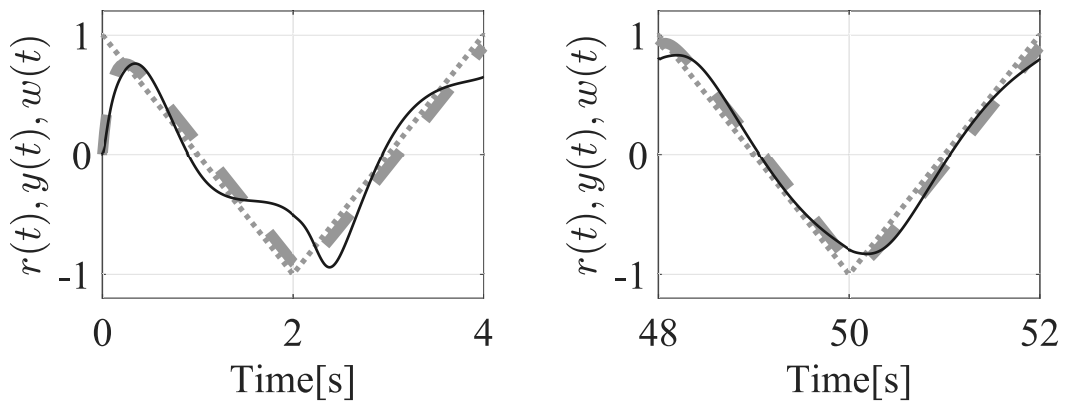


図 18 従来法 2 の応答波形（左：調整初期，右：調整後）．実線：制御出力 y ．太線：規範モデルの出力 w ．点線：参照入力 r

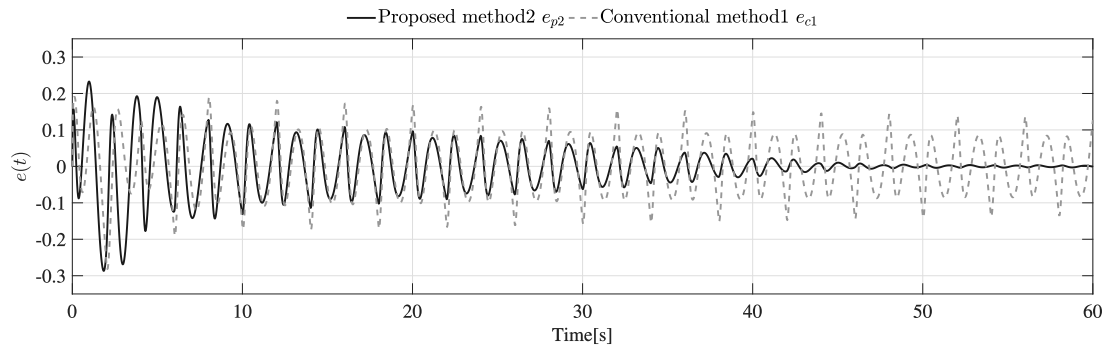


図 19 追従誤差．実線：提案法 2．破線：従来法 1．

3.6 本章のまとめ

本章では、FEL 制御を行うときにフィルタを設計することによって強正実条件を達成することを目的とした。設計手法は、i) 制御対象の公称値モデルと線形行列不等式に基づく方法と、ii) 制御対象の端点のモデルと線形行列不等式を端点の数だけ用意し、連立して解く方法を提案した。シミュレーションによって、提案法の有効性を確認した。

4. センシング障害に頑健なフィードバック誤差学習制御

4.1 本章の概要

本章では、強正実条件下におけるフィードバック誤差学習制御をセンシング障害に応用することを考える。

まず、センシング障害によって、フィードバック誤差学習制御の制御則で用いる信号がどのように変わるかを説明し、パラメータ調整則についても説明する。

次に、センシング障害が無い状況において、フィードバック誤差学習制御とほかの適応制御の性能を確認し、その後センシング障害下における性能を比較する。なお、センシング障害は周期的に与えることとする。

その後、センシング障害をランダムに与えて、提案法と従来法の間における性能評価を行う。

最後に、実機実験としてドローンを用いる。ドローンについて説明した後、実機実験の条件を紹介し、PID 制御系とフィードバック誤差学習制御の比較を行う。

4.2 制御則の構成

定理 1 に示したように、センシング障害のない時には 2.4 節のパラメータ調整則によって $e \rightarrow 0$ が達成される。このときの信号の流れと制御系を図 20 に示す。センシング障害が発生すれば (5) 式の y は消失する（外れ値ではなく、消失が制御器側に分かるものとする）が、 u は損失なく $P(s)$ に加えられると仮定する。図 6 に示したように、自転車位置を外界センサで計測し、通信路を介して車載制御器に送信する場合は例として考えられ、（自己）遮蔽による計測の失敗やバースト的な通信障害が短い時間区間 $(t_k, \bar{t}_k), k = 1, 2, \dots$ で繰り返される。

次にセンシング障害が発生した時は (21), (22) 式が計算できないので、パラメータ調整を停止し、最後に得られた値を保持する。具体的には、信号 y が得られない期間を (t_k, \bar{t}_k) とするとき、(18) 式で $\theta(t)$ の代わりに

$$\tilde{\theta}(t) = \theta(t_k) \quad \text{for } t \in (t_k, \bar{t}_k)$$

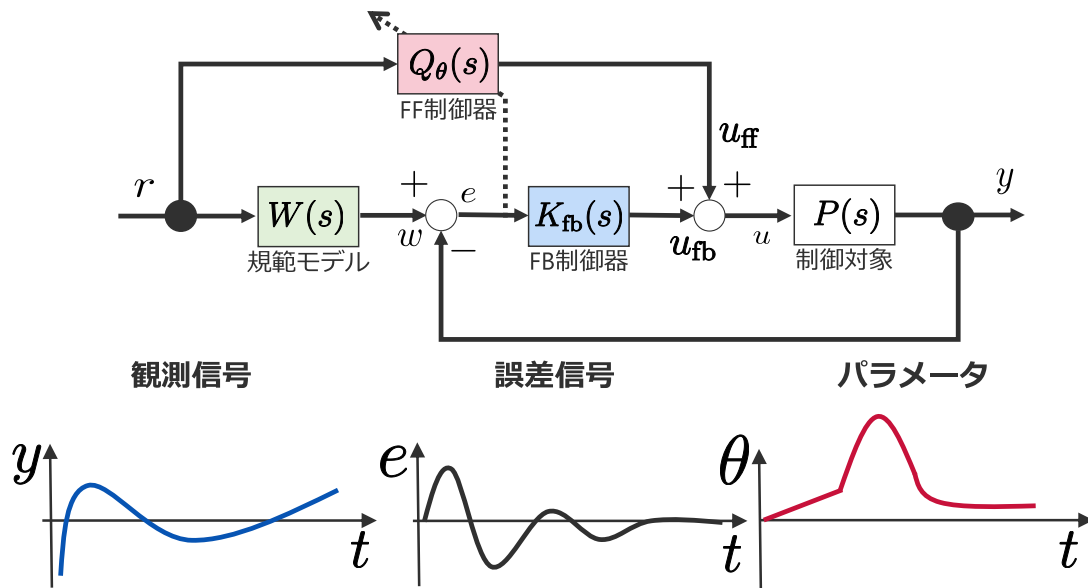


図 20 センシング障害が発生していない場合の FEL 制御系

でパラメータを置き換え,

$$u_{\text{ff}}(t) = \tilde{\theta}^{\text{T}}(t)\xi(t) = \theta(t_k)\xi(t) \quad \text{for } t \in (t_k, \bar{t}_k)$$

とする. ここで r は常に得られており, 従って ξ も計算でき, FF 制御は継続して印加される. パラメータ θ が一定値になるだけである. 次に FB 信号も計算できないので, 上と同様に

$$\tilde{e}(t) = e(t_k) \quad \text{for } t \in (t_k, \bar{t}_k)$$

で追従誤差信号を置き換え,

$$u_{\text{fb}} = K_{\text{fb}}(s)\tilde{e}$$

とする. もちろん y が再び取得できるようになればパラメータ調整を再開する. センシング障害が発生したときの制御系を図 21 に示す. このようにパラメータは一定値になったり変化したりを繰り返すが, FF 制御は継続して印加されるので, 1.5.2 節に述べたようセンサ障害の影響を受けにくいと期待される. しかし, FB 制御器も信号の再利用をすれば閉ループ系は線形時不変ではなくなるので, 定理

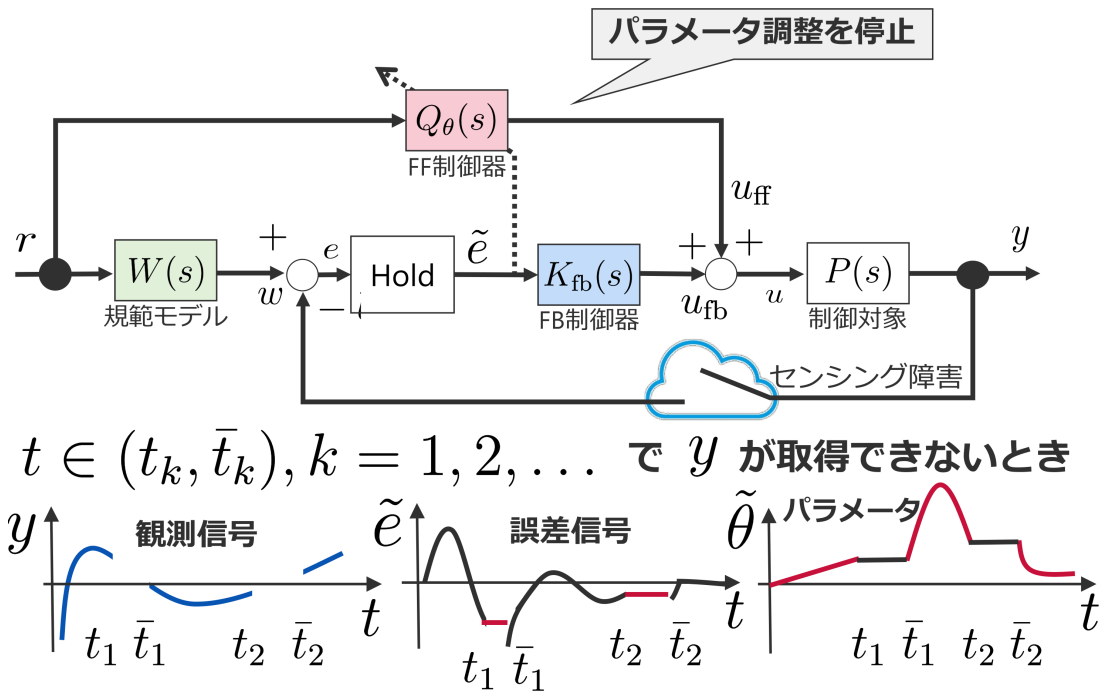


図 21 センシング障害が発生した場合の FEL 制御系

1 の仮定は成り立たないことに注意しよう．しかし，次の数値シミュレーションでは，上記の方法で実験的に追従誤差が収束している．

4.3 シミュレーション

4.3.1 数値例 (センシング障害なし)

提案法の有効性を簡単な例題で確認する。制御対象 $P(s)$ 、規範モデル $W(s)$ 、及びFB制御器 $K_{fb}(s)$ は、それぞれ (2), (3), (4) 式とする。また、多項式 $F(s)$ を次式で与える。

$$F(s) = (s + 1)^2$$

ここで、(20) 式の $G(s - \varepsilon)$ は $\varepsilon = 0.01$ について強正実性条件 (1) 式を満たしている。外生信号 $r(t)$ は、1.5.2 節と同様「のこぎり波」とする。また、制御対象の状態 $x(t)$ の初期値を $x(0) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$ で与える。最後に、(21) 式のパラメータ調整則において $\Gamma = 100I_6$ 、 $\Lambda = 5I_6$ とする。また $\theta(t)$ の初期値 $\theta(0)$ を以下のように与える。

$$\theta(0) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (65)$$

図 22 から 29 にシミュレーション結果を示す。提案法の結果 (図 22 と 23) をみると、FF制御器が調整されて、応答性能が改善されている。また追従誤差も、ほぼ 0 に近い値で収束している。正確に 0 に収束しない原因として、 Γ と Λ を一定値にしていることが挙げられる。次に単純適応制御 [26] との比較を行う。規範モデルは提案法と同じとし、制御入力は

$$u(t) = k(t)^T z(t)$$
$$z(t) = \begin{pmatrix} -e(t) & x_w(t)^T & r(t) \end{pmatrix}^T$$

で与える。ここにベクトル $z(t)$ は追従誤差 e 、規範モデル $W(s)$ の状態 $x_w(t)$ 、外生信号 r からなり、 $k(t)$ はそれらのゲインである。 $k(t)$ の調整には、積分+比例型の適応調整則を用いる。

$$k(t) = k_I(t) + k_P(t)$$
$$k_I(t) = - \int_0^t \Gamma_I z(\tau) e(\tau) d\tau$$
$$k_P(t) = - \Gamma_P z(t) e(t)$$

ここで適応ゲインを $\Gamma_I = 200I_3, \Gamma_P = 20I_3$ とし、パラメータの初期値を $k(0) = \begin{pmatrix} -100 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$ とした。これらの調整則は文献 [26] の 4 章を参考にした。比較手法 [26] の結果を図 24 と 25 に示す。提案法と同様に適応的にパラメータが調整された結果、応答性能が良いことがわかる。従来法 [32] の結果を図 26 と 27 に示す。文献 [32] 通りにプログラムを構築すると、やや煩雑となるため、提案法の (18) 式の ξ_2 を $\xi_2 = -\frac{S_u(s)}{F(s)}u$ とし、従来法 [32] を再現した。調整則の適応ゲインを $\alpha = 100$ とし、 $\theta(0)$ を (65) 式と同じとした。応答波形を見ると、 y が w に追従していない。目標追従誤差のグラフを見ると、50 秒ほどから追従誤差が収束しようとしている。最後に従来法 [115] の結果を図 28 と 29 に示す。ここで、調整則の適応ゲインを $\gamma(0) = 1000I_7$ とし、 $\theta(0)$ を (65) 式と同じとした。時間経過とともに、 y が w に追従している。目標値追従誤差も収束しようとしている。センシング障害のないこれらのシミュレーション結果のまとめとして、従来法より提案法や比較手法の方が追従誤差の絶対値が小さいことは明らかである。

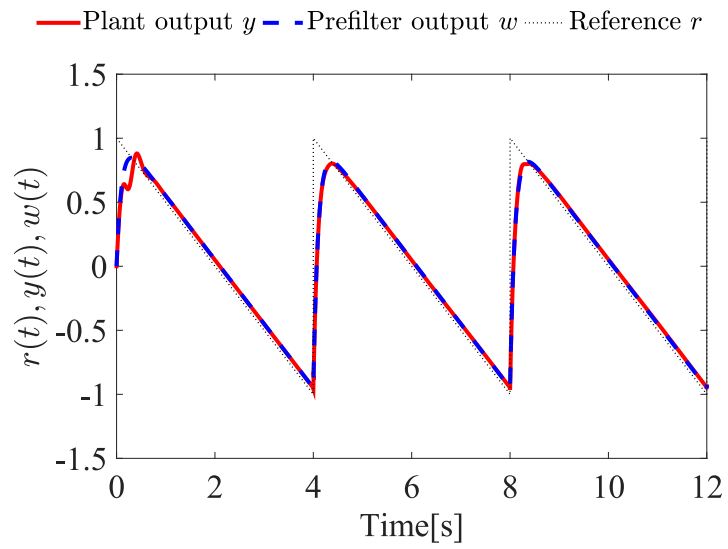


図 22 シミュレーション結果, 提案法の応答波形

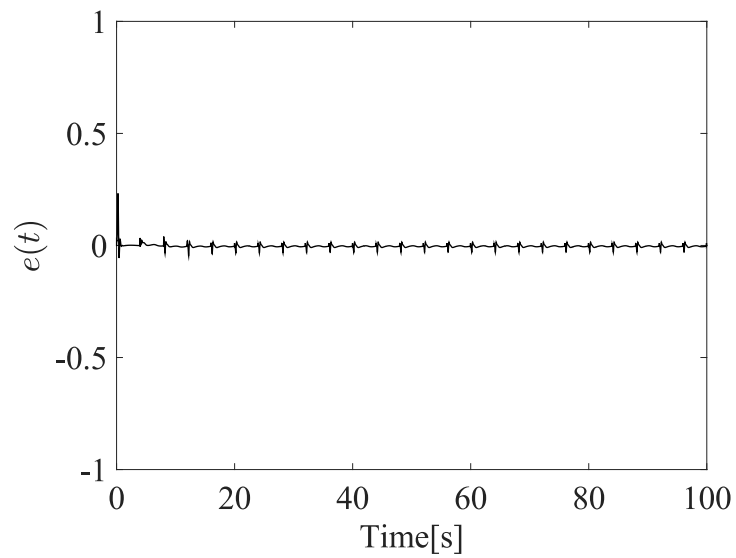


図 23 シミュレーション結果, 提案法の誤差波形

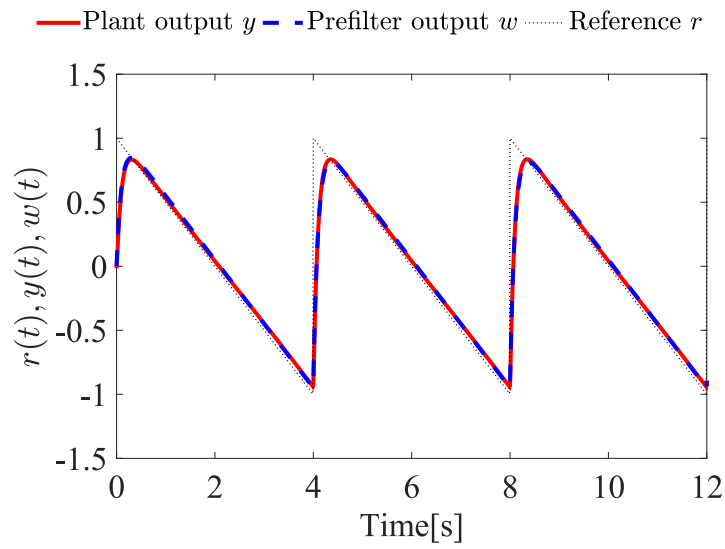


図 24 シミュレーション結果, 比較手法の応答波形

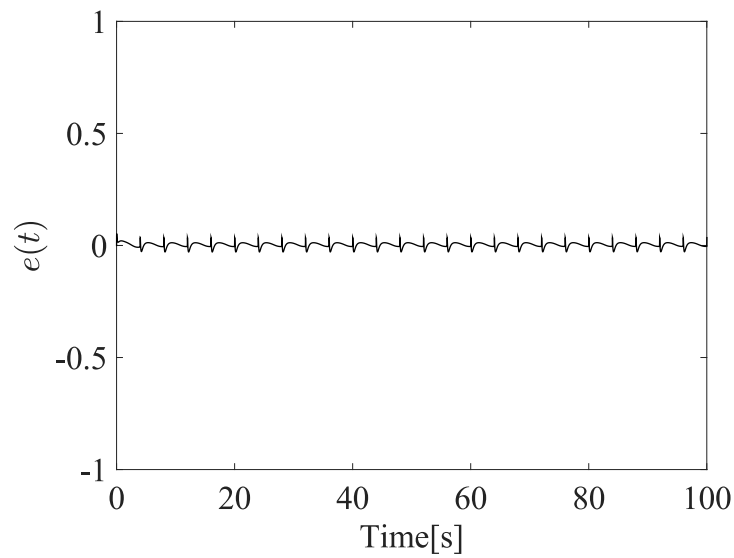


図 25 シミュレーション結果, 比較手法の誤差波形

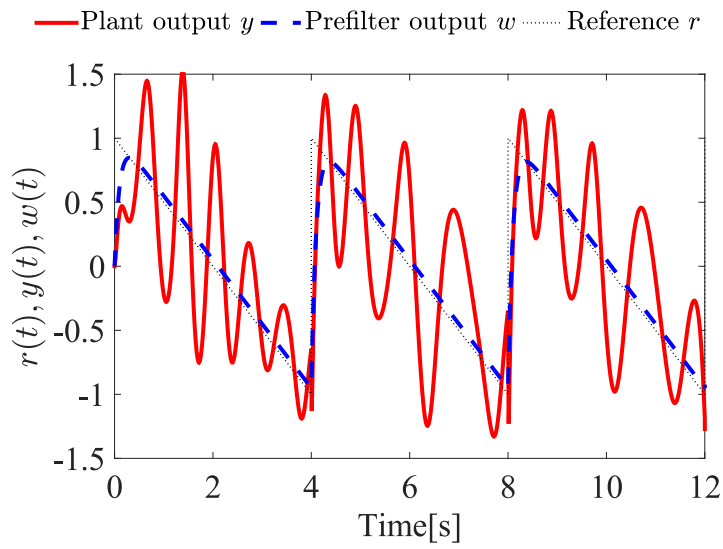


図 26 シミュレーション結果, 従来法 1 の応答波形

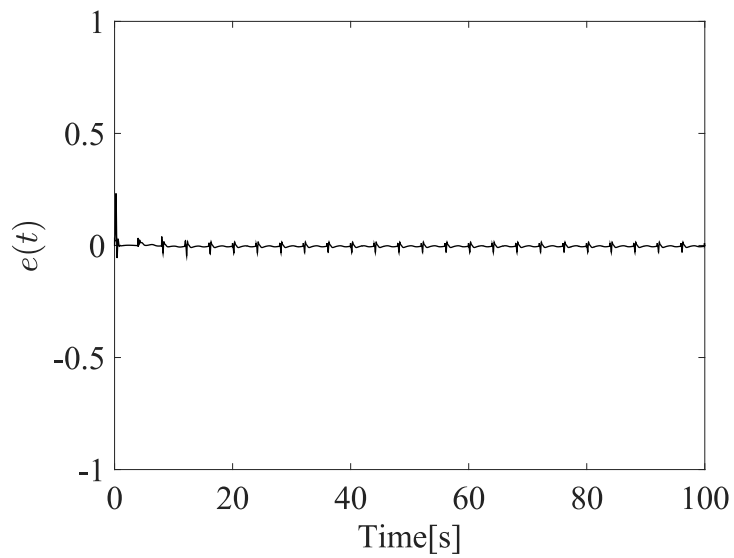


図 27 シミュレーション結果, 従来法 1 の誤差波形

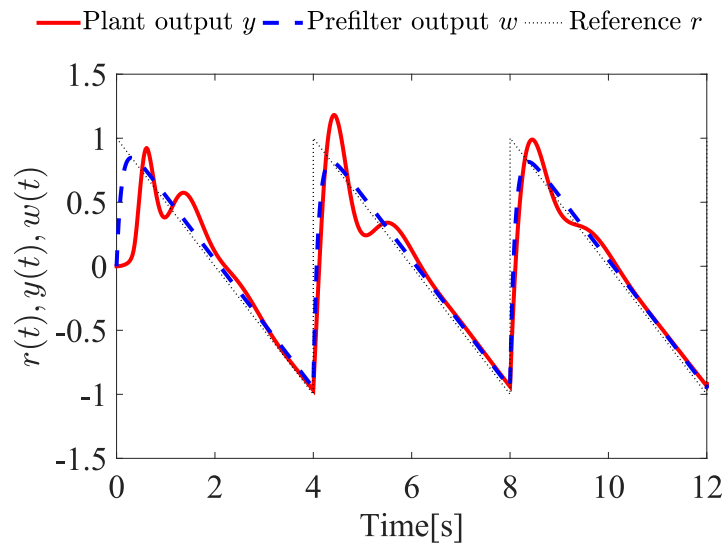


図 28 シミュレーション結果，従来法 2 の応答波形

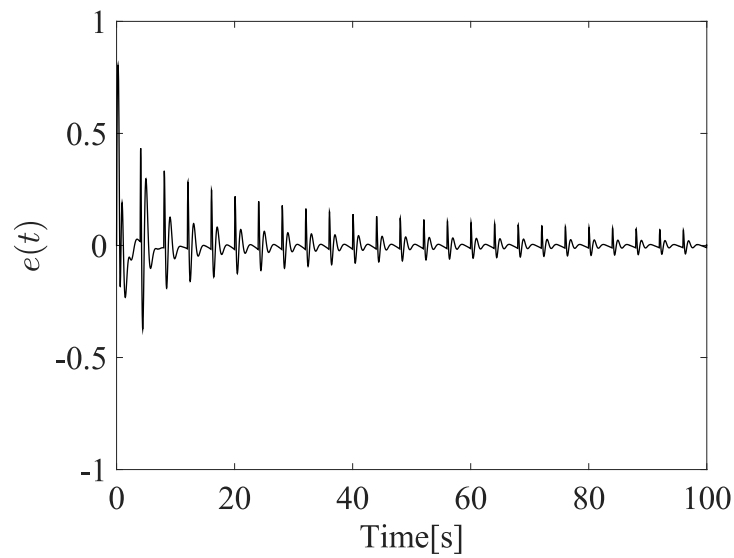


図 29 シミュレーション結果，従来法 2 の誤差波形

4.3.2 センシング障害下での数値例

シミュレーション条件は1章と同じであるが、再掲する。安定で振動的な極を持つ最小位相系

$$P(s) = \frac{s^2 + 6s + 8}{s^3 + 7s^2 + 32s + 60} \quad (66)$$

を考える。 $P(s)$ の相対次数は1なので、規範モデルを

$$W(s) = \frac{1}{0.1s + 1} \quad (67)$$

と取る。また、FB 制御器 $K_{fb}(s)$ は何等かの設計法によって例えば次式で与えられたと仮定する。

$$K_{fb}(s) = \frac{0.1s + 1.2}{s + 2} \quad (68)$$

(2), (3), (4) 式は2.3節の仮定を満たしている。目標値信号 $r(t)$ として、追従が困難と思われる「のこぎり波」を用いる。センシング障害を周期4秒で1.6秒間繰り返し発生させる。制御対象の状態 $x(t)$ の初期値を $x(0) = \begin{pmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.1 \end{pmatrix}^T$ で与える。

まず、センシング障害を周期4秒で0.4秒間繰り返して発生させたときのシミュレーション結果を図30から37に示す。提案法(図30と31)ではセンシング障害があっても時間経過とともに、 y が w に追従している。また、追従誤差信号もある程度収束していることがわかる。次に、比較手法[26]の結果を図32と33に示す。センシング障害が発生したときに y が w に追従しておらず応答性能が劣化していることがわかる。従来法[32]の結果を図34と35に示す。センシング障害が起こったとき、パラメータ調整がうまくいかず制御応答が劣化している。最後に、従来法[115]の結果を図36と37に示す。従来法[32]と比べ応答は良いが、追従誤差を見ると、提案法と比べて比較的大きな値になっている。

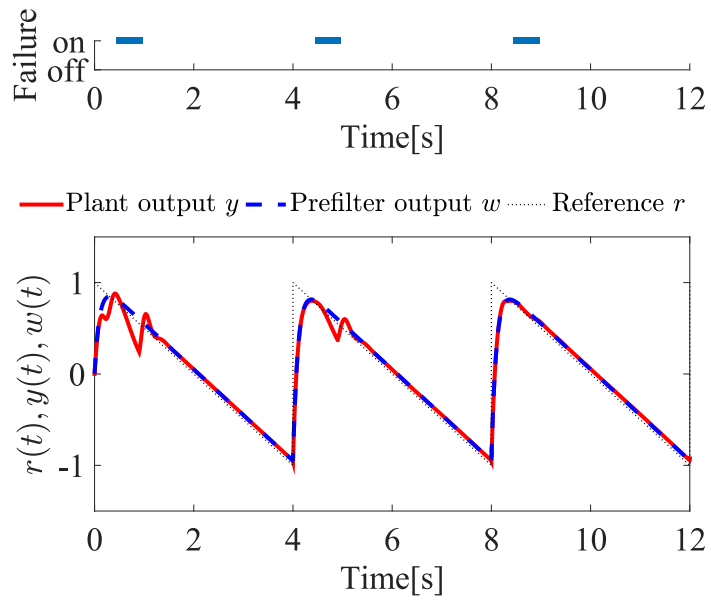


図 30 センシング障害を含めたシミュレーション結果, 提案法の応答波形

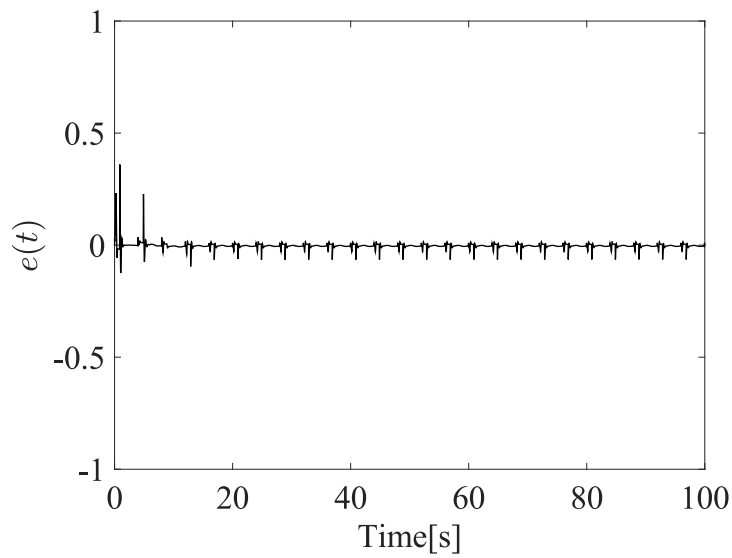


図 31 センシング障害を含めたシミュレーション結果, 提案法の誤差波形

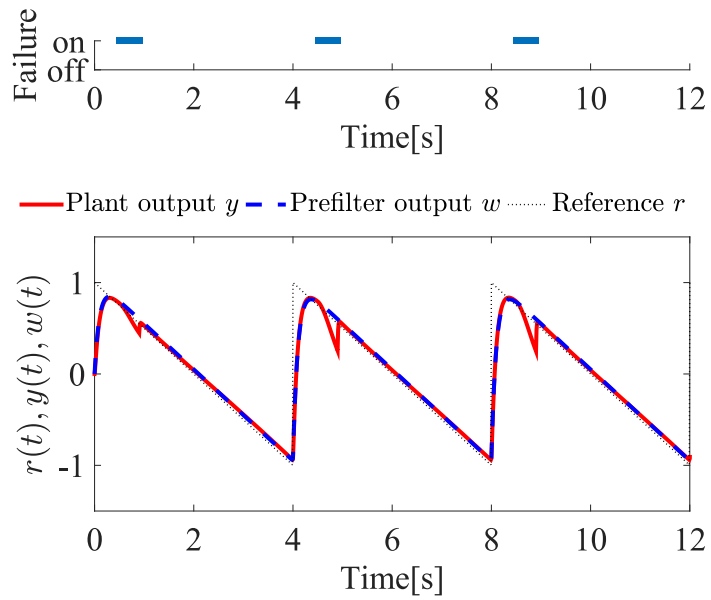


図 32 センシング障害を含めたシミュレーション結果, 比較手法の応答波形

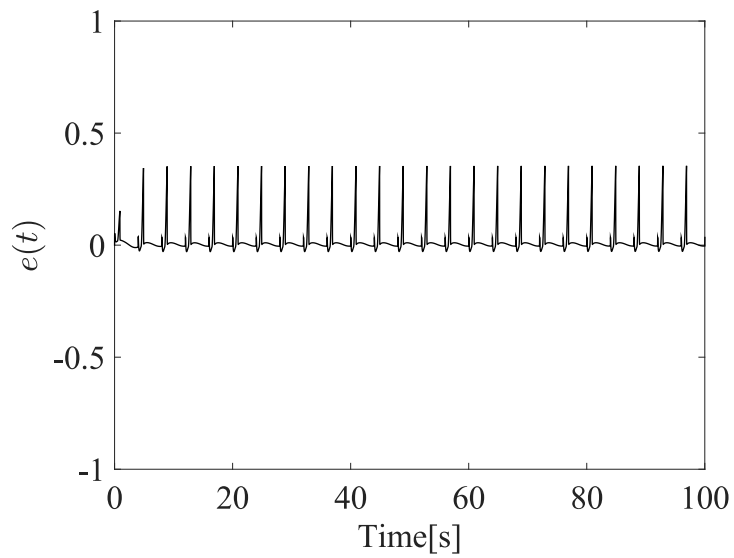


図 33 センシング障害を含めたシミュレーション結果, 比較手法の誤差波形

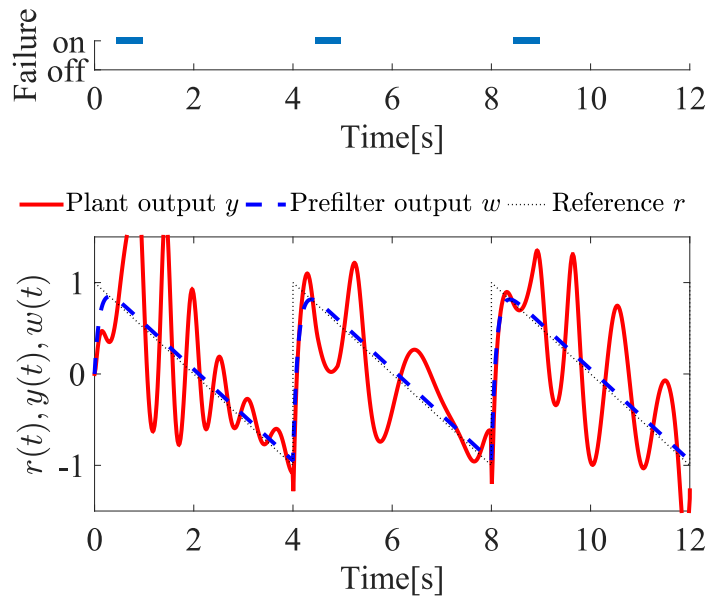


図 34 センシング障害を含めたシミュレーション結果，従来法 1 の応答波形

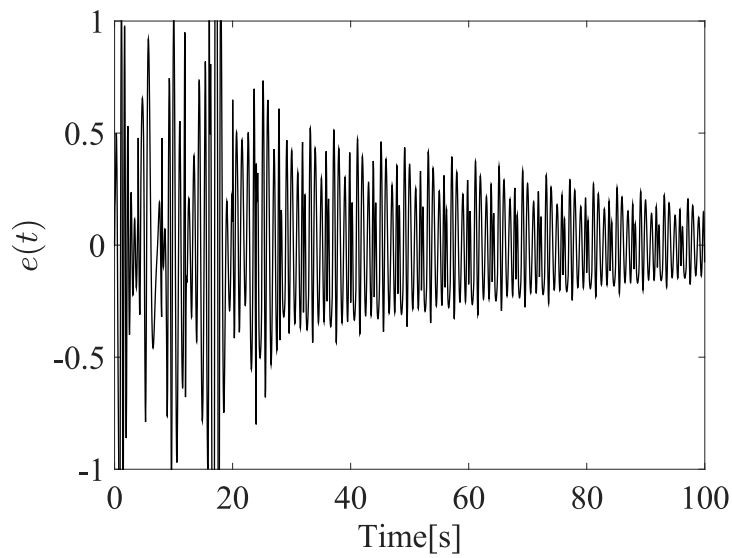


図 35 センシング障害を含めたシミュレーション結果，従来法 1 の誤差波形

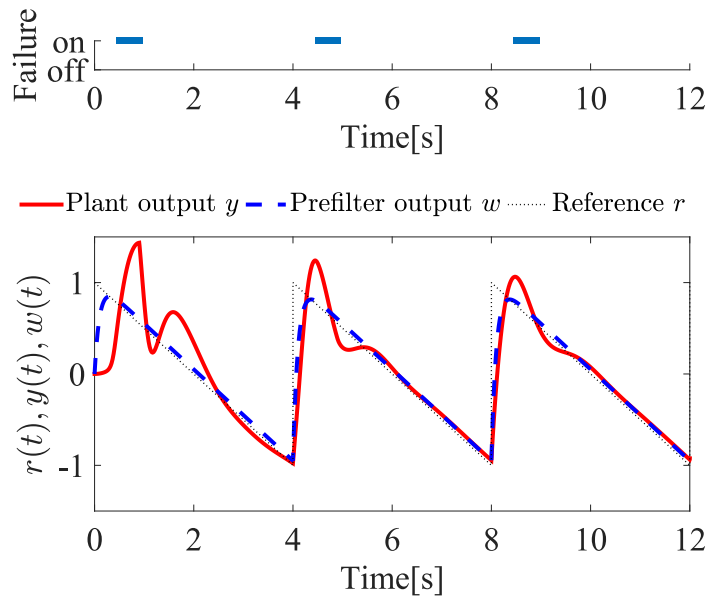


図 36 センシング障害を含めたシミュレーション結果，従来法 2 の応答波形

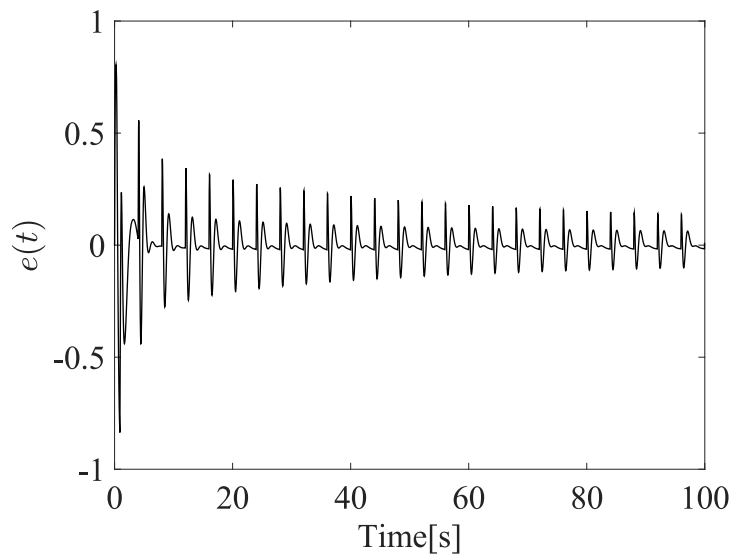


図 37 センシング障害を含めたシミュレーション結果，従来法 2 の誤差波形

4.3.3 評価実験

次に、センシング障害をランダムに発生させ、応答性能の評価実験を行う。以下の指標を用いる。

$$J(e) = \sqrt{\int_0^{200} e^2 dt} \quad (69)$$

センシング障害は以下のようにして発生させる。まず、連続時間信号を $\delta = 0.001$ [s] とサンプリング周期で離散化する。そのうえで、障害発生率 R [%] と障害の幅の最大値 h_{max} を与える。まず、各ステップにおいて確率 R [%] でセンシング障害を発生させる。障害が発生したときはセンシング障害の長さ h を 1 から h_{max} までの整数一様乱数で生成し、 h ステップの間障害を続ける。シミュレーションの流れをまとめたフローチャートを図 38 に示す。 R と h_{max} をいくつか変えて (69) 式の値で評価した。

評価実験の結果を図 39 に示す。各それぞれのパラメータに対して、100 回繰り返しシミュレーションを行い、(69) 式で得られた値の平均値を示している。ほとんどの R , h_{max} で提案法や比較手法 [26] に対する (69) 式の $J(e)$ は十分に小さく、また h_{max} が大きくなるにつれて、提案法の方が比較手法 [26] よりもさらに小さくなっていることがわかる。ただし、 $R = 0.5$, $h_{max} = 200, 250$ では、提案法や比較手法 [26] の $J(e)$ が、従来法 [115] よりも大きくなっている。しかし、これは障害のある時間帯が半分かそれ以上という極端な条件であるため、 $J(e)$ が大きくなるのは、当然の結果である。よってこの評価実験において、 h_{max} や R が極端な条件でない限り、提案法は有効である。

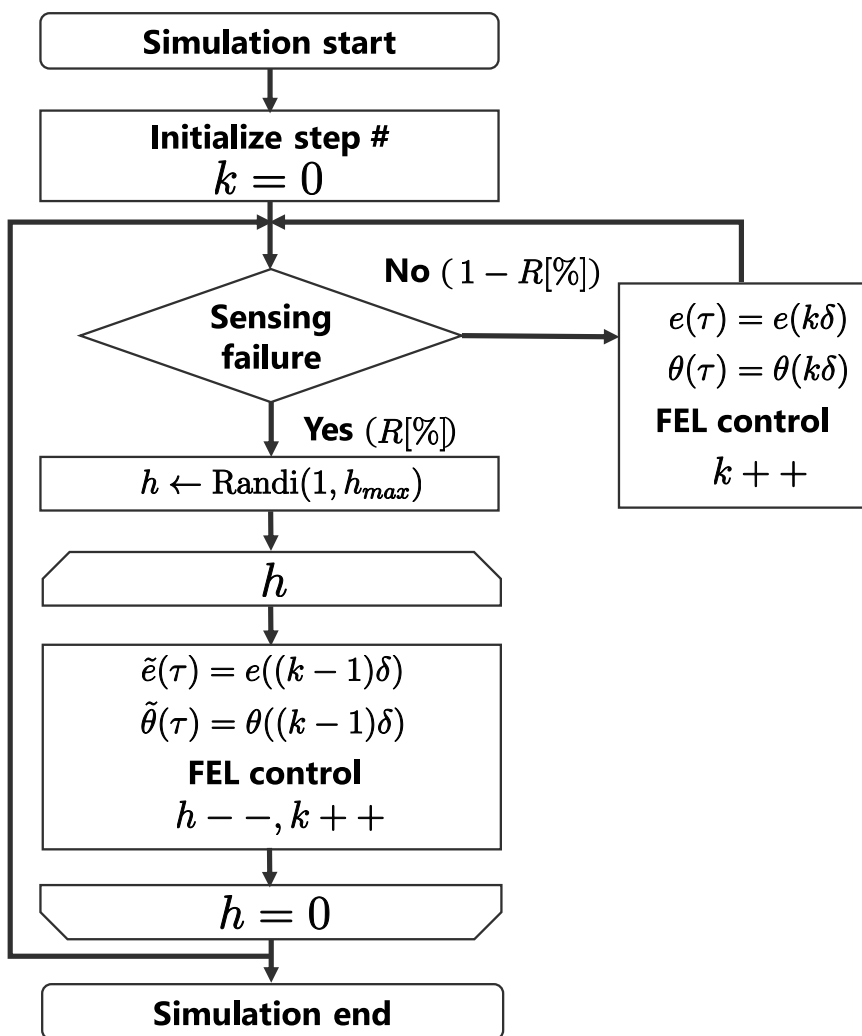


図 38 シミュレーションの流れ

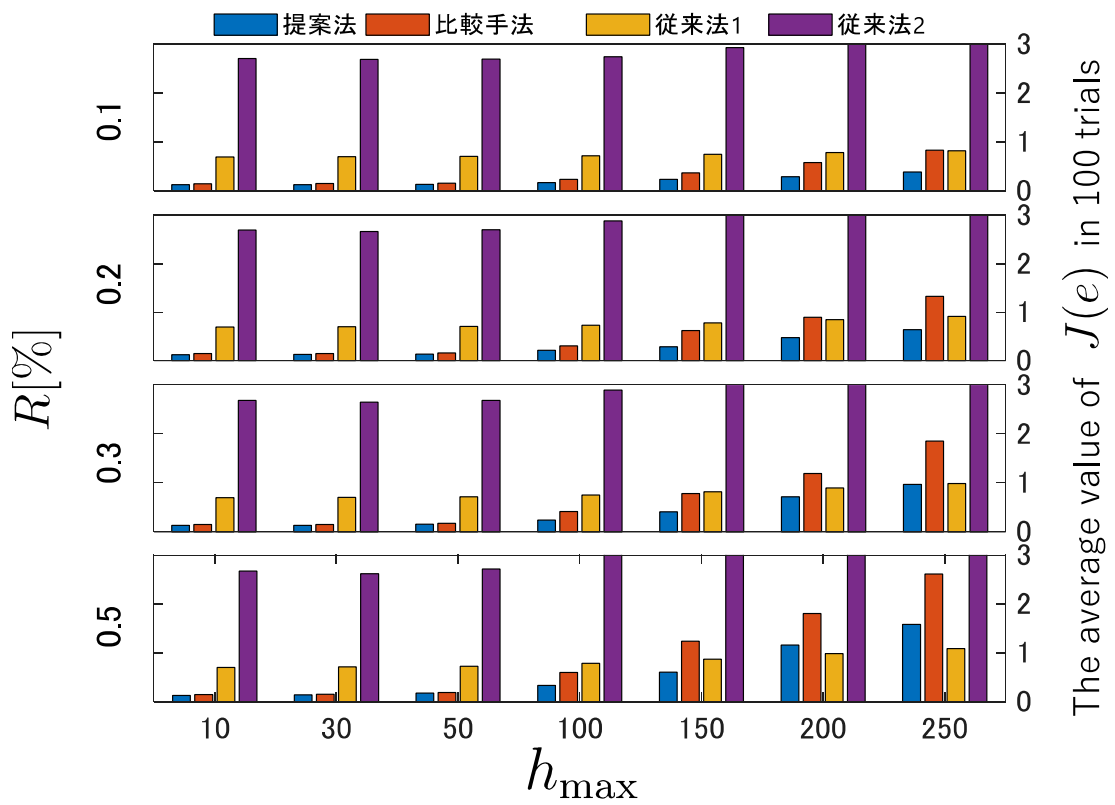


図 39 評価実験結果



図 40 Mambo の外観

4.4 実機実験

4.4.1 実験機器の紹介

市販されているクアッドコプタである Parrot 社の Mambo に対して、提案手法を適用する。本節では、Mambo について紹介する。Mambo は、parrot 社が開発したホビー用のクアッドコプタであり、XYZ 座標の並進移動と、pitch, roll, yaw 軸の回転運動が可能である。慣性計測装置や超音波センサや RGB カメラを備えており、3次元空間を自由自在に移動できるハードウェアである。そのため、クアッドコプタの回転角度や並進位置や速度を計測することが可能である [116]。Mambo の外観と内蔵されているセンサを図 40, 41 に示す。また Mambo は、MATLAB/Simulink 上でリアルタイム制御（サンプリングレートは 5[ms]）を行うことが可能であり、Mambo の並進移動制御系は図 42 に示されるようなブロック線図で表される。



図 41 Mambo の背面と内蔵センサ

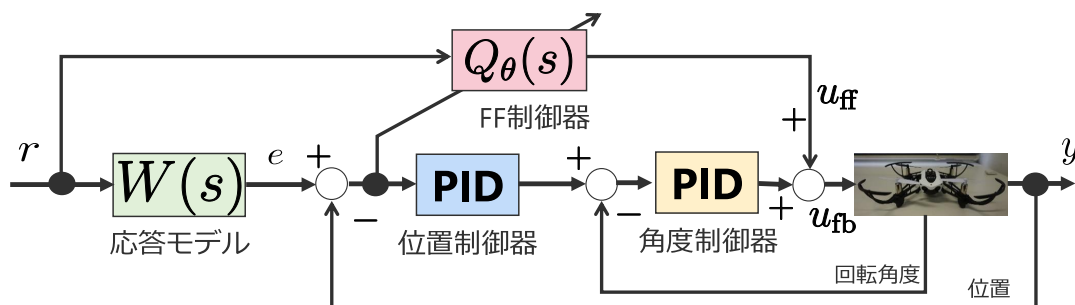


図 42 並進移動制御系のブロック線図

表2 提案手法の構成での位置制御器と角度制御器のPIDゲイン

	比例ゲイン K_P	積分ゲイン K_I	微分ゲイン K_D
位置制御器	0.2	0	0.15
角度制御器	0.003	0.003	0.001

4.4.2 実験の条件

一般的に、クアッドコプタは自身を回転運動させることにより、並進移動することが特徴的である [117, 118, 119]. 回転運動はオイラーの運動方程式、並進移動はニュートンの運動方程式で記述される. クアッドコプタのダイナミクスは回転運動から並進移動まで、4次遅れで表現できるので、FF制御器の分母を4次、分子を3次とする最小位相系として、設計する. よってFF制御器のフィルタを以下のように設定する.

$$F(s) = (s + 8)^3 \quad (70)$$

また、FB制御器は位置に関する位置制御器、角度に関する角度制御器があり、それらはPID制御器で構成されている. 各それぞれの比例ゲイン K_P 、積分ゲイン K_I 、微分ゲイン K_D を表2に示す. また学習ゲインは、

$$\Gamma = 10I$$

$$\Lambda = 0$$

とする.

一方で比較対象は、FB制御器のみの制御 (FF制御器を除外) とし応答性能を向上するため、制御器 (位置制御器と角度制御器) のゲインをハイゲイン設計にした. 表3に変更したゲインを示す. 応答モデルは

$$W(s) = \frac{1}{0.5s + 1}$$

とし、参照入力を角速度 1[rad/s] で振幅 0.8 の正弦波とする. また、位置の計測値に対してセンシング障害を2秒間周期4秒ごとに発生させるものとする. ただし、センシング障害はドローンがホバリングしてから30秒後に入力するものとする. 実機実験の外観を図43に示す.

表3 従来手法の構成での位置制御器と角度制御器のPIDゲイン

	比例ゲイン K_P	積分ゲイン K_I	微分ゲイン K_D
位置制御器	0.6	0.02	0.3
角度制御器	0.006	0.006	0.002

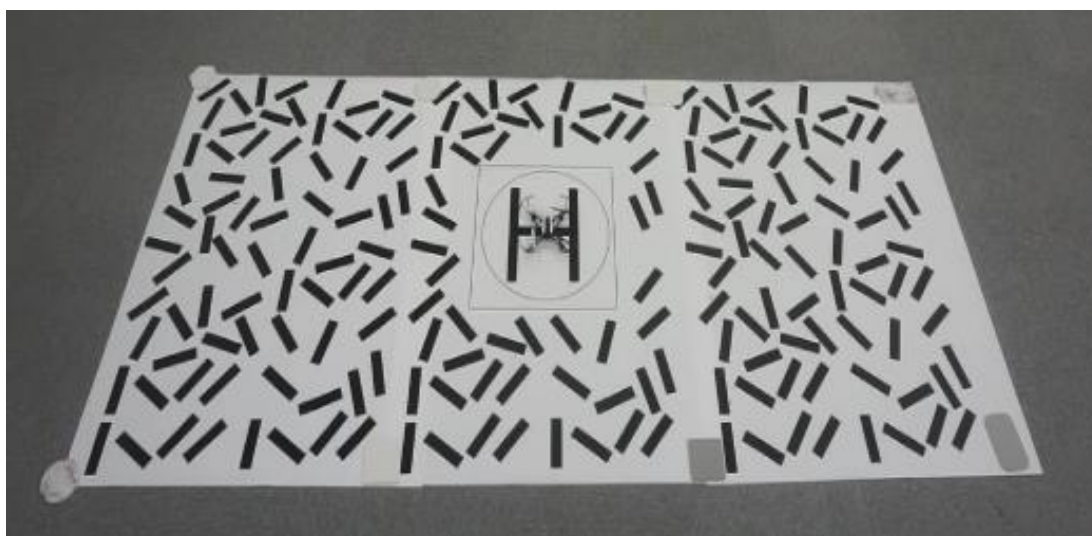


図43 実験環境

4.4.3 実験結果

実機実験の結果を図44から46に示す。図44は従来法、図45と46は提案法を用いた結果を示す。従来法の結果では、センシング障害が発生して、復旧後に応答が発散してMamboが不安定化していることがわかる。一方で提案法の結果を見ると、センシング障害が発生して、復旧したあとでも、Mamboの応答が発散していないことがわかる。そして、FF制御器が徐々に学習していくにつれて応答性能が向上していることがわかるが、応答モデルを通した出力とは一致しておらずオーバーシュートしていることが見て取れる。

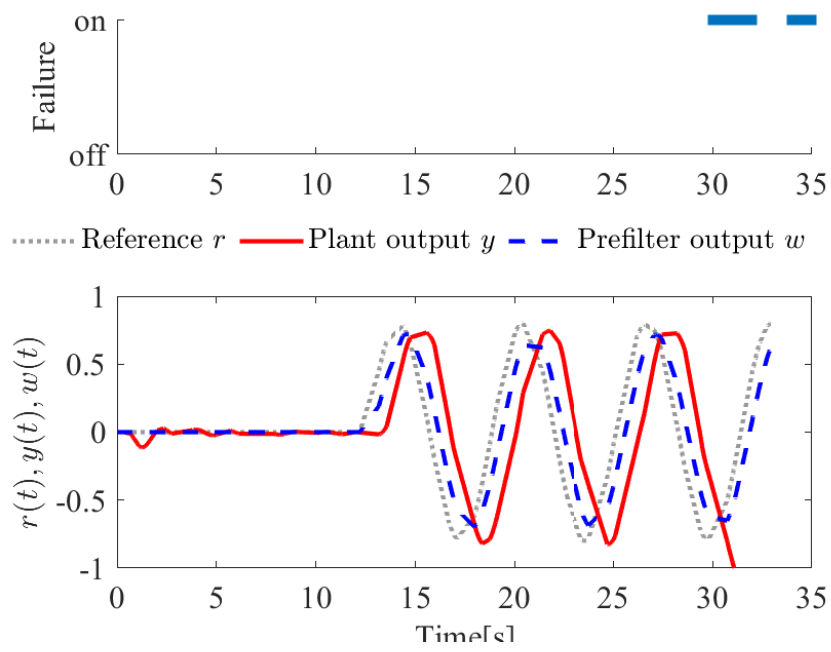


図 44 従来法を用いた実機実験の結果

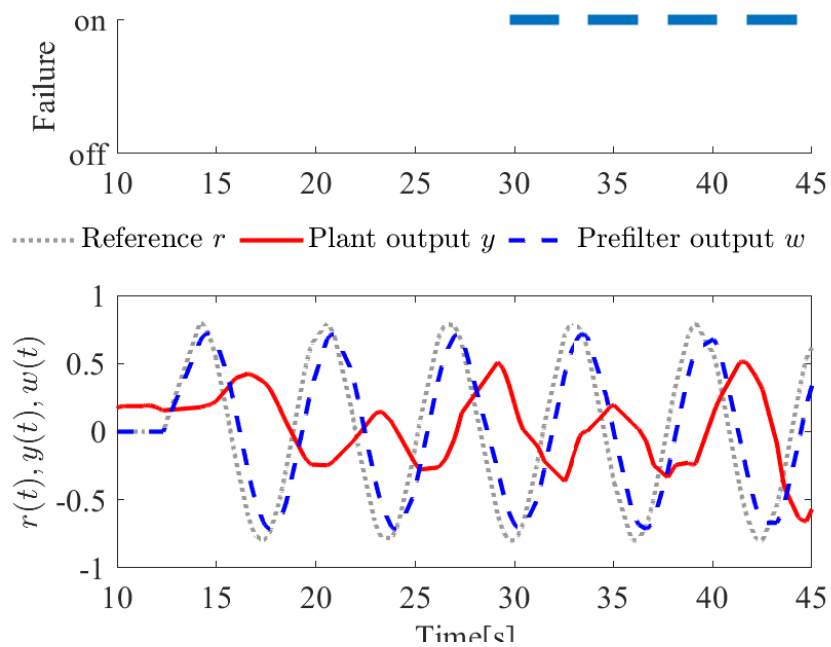


図 45 提案法を用いた実機実験の結果 (学習途中)

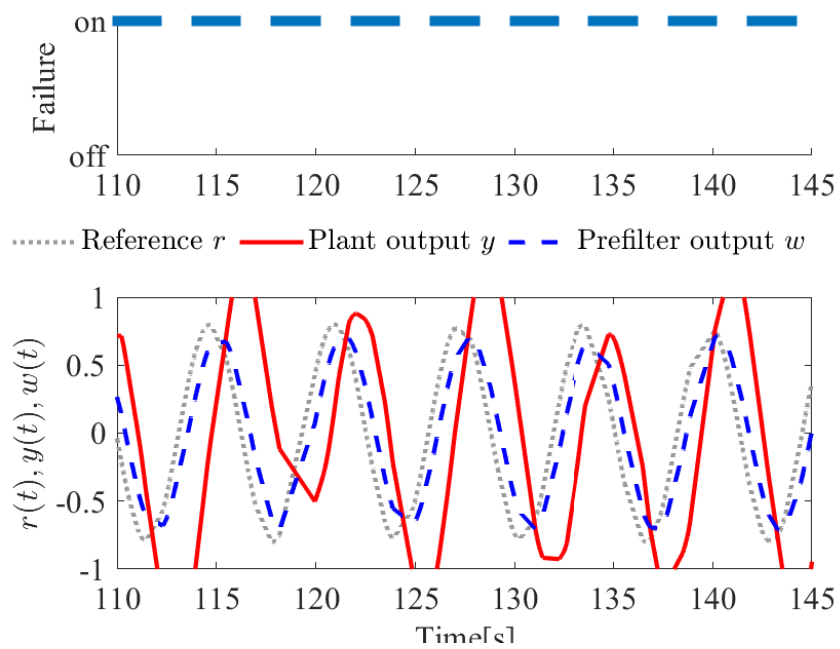


図 46 提案法を用いた実機実験の結果 (学習終了後)

4.5 本章のまとめ

本章では、FELが2自由度構造を有していて、フィードフォワード制御の利点を生かしたセンシング障害の対策について論じた。強正実条件下におけるFELでは、センシング障害前後において、よってセンシング障害があっても制御応答がよいものであることが期待できる。このことをシミュレーション、評価実験、実機実験を用いて実験的に確認した。

5. おわりに

5.1 本論文のまとめ

本論文では、強正実条件下における FEL 制御系 [33] に関して、FF 制御器のフィルタ設計による強正実条件の達成と FEL 制御系を用いたセンシング障害の対策について検討した。

2 章では、本研究で用いたフィードバック誤差学習制御系の制御目的や制御則の構成方法について概説した。そして、FF 制御器のパラメータ調整則と強正実条件を用いた制御系の安定性の証明を示した。

3 章では、FEL 制御系において FF 制御器のフィルタ設計により誤差方程式の伝達関数を強正実にする手法を提案した。特に、i) 制御対象の公称モデルを用いた LMI に基づく方法 3.2 と ii) 制御対象のモデルパラメータの範囲が既知であるとき、パラメータ集合の端点を用いた連立 LMIs に基づく方法 3.3 を提案した。さらに、提案法の有効性を数値例により確認した。

4 章では、FEL 制御系をセンシング障害が発生する状況に適用した。ある種の強正実性条件の下での提案法のパラメータ調整則が実験的に収束することを確認した。また、様々なセンシング障害の条件の下において提案法が有効であることを示した。さらに、実機実験においても FF 制御が効果的であることがわかった。

5.2 今後の課題

本節では、i) 強正実条件を用いた FEL 制御則の改善点、ii) フィルタ設計に関する改善点、iii) センシング障害下における FEL 制御の改善点についてそれぞれ説明する。

5.2.1 本研究で用いたフィードバック誤差学習制御の改善点

まず、本研究で用いた FEL は、制御対象の相対次数が 0 か 1 でないと適用できない。一般的に、機械システムを伝達関数モデルとして数式化したとき、相対次数が 2 以上であることが多い。よって、本研究における FEL 制御系の適用範囲を

拡大するためには、相対次数の制約を緩和することが重要である。本研究グループの先行研究として、相対次数が2次の制御対象に対して強正実条件下におけるFEL制御則を構成した研究が報告されている [120]。今後、相対次数が2以上の制御対象に対して制御則を一般化できるよう拡張したい。

4.4節における実機実験において、本研究で扱ったFEL制御のFF制御器の調整速度を向上させることを目的とし、学習ゲインを大きくすると、それに伴って応答波形のオーバーシュートが大きくなった。パラメータ調整開始時にオーバーシュートが発生していたとしても、パラメータ調整後にオーバーシュートがなくなって規範出力に制御出力が追従できれば望ましい。一方、実験環境で用いた実験室の大きさに制約があり、Mamboの移動範囲が限定されている場合は、オーバーシュートを考慮した上で、学習ゲインを設計することが大切である。実際、学習ゲインを大きくしすぎて、オーバーシュートが発生し、Mamboが壁にぶつかって墜落し、実験の中断を余儀なくされた。壁との衝突状況が悪ければ、機体の損傷も起こりうるため、細心の注意を払って実験を行っていた。制御出力に制約条件がある場合におけるFEL制御系の設計できれば、上記の問題点の解決に一役買うことができるだろう。

実機実験において、Mamboの制御システムは、カスケード制御系と呼ばれる構造 [121] である。よって厳密には、FEL制御系が適用できる形になっていない。今後、カスケード制御系に対しても、FEL制御系が適用できるよう手法の改良を行いたい。

強正実条件は、1.2節で説明した通り、時間領域において、入力信号に対する出力信号の位相進みや位相遅れが ± 90 度であることを要求する。この要求は、あらゆる周波数に対して達成されなければならない。一方で、制御対象には、有効に制御が行える周波数である制御帯域が存在し、その帯域で動作させることが一般的である。そこで、有限の周波数帯域に対して、強正実条件を達成することができる一般化KYP補題と呼ばれる手法がある。この手法をFEL制御系に応用することにより、さらなる性能向上が期待できる。

5.2.2 フィルタ設計に関する改善点

LMIによる設計に関して、本設計法では、色々な制約条件を付与することができる。本研究では、強正実条件に着目し、それを実現するLMI条件をFEL制御系に適用した。その結果、FEL制御系における制御対象の不確かな係数に対するロバスト安定化は達成できた。一方で、応答性能については、考慮できていない。FEL制御系は、応答性能を向上させることに重きが置かれていることから、重要な課題だと言える。今後、LMI設計法の利点を生かして、応答性能を改善するための要因を見つけて、多目的設計ができれば、FEL制御系の発展に寄与できるだろう。

3.3節の端点モデルを用いた設計において制御対象の次数が大きくなるにつれて、制御対象の係数の数が大きくなる。LMIの数が2の n 乗（パラメータの数）となることから、LMIを解くための計算量が多くなることが懸念される。解くべきLMIの数が大きくなることによる、計算量や計算時間の増減について調査していくことも今後の課題の一つである。

5.2.3 センシング障害におけるFEL制御系の改善点

まず、本研究ではセンシング障害発生時の制御系の安定性を実験的な検証によって確認している。よって、その安定性を理論的に保証していない。強正実条件が満たされる状況（センシング障害の発生回数や発生期間などの観点において）においてセンシング障害発生時の制御対象の挙動をモデル化し、安定性を理論的に証明したい。本研究で扱ったLMIによる設計を活かせば、解決の糸口が見つかるかもしれない。

また、本研究では、FB制御器を簡単な構造として設計していた。ネットワーク制御分野では、FB制御器をセンシング障害にロバストとなるよう設計することが一般的である。上記のFB制御器に加えて、FEL制御系のFF制御器も設計できればさらなる性能向上が見込めるのではないだろうか。また、センシング障害の長さや発生確率の条件によるFEL制御系の性能の評価をより詳細に議論することも今後の課題である。

謝辞

本論文の審査をしていただきました，奈良先端科学技術大学院大学 先端科学技術研究科 情報科学領域 知能システム制御研究室 杉本謙二教授，情報科学領域 ネットワークシステム学研究室 岡田実教授，物質創生科学領域 情報機能素子科学研究室 浦岡行治教授，研究推進機構 研究推進部門 ロボットラーニング研究室 松原崇充特任准教授，大阪大学大学院 情報科学研究科 小蔵正輝客員准教授に厚く御礼申し上げます。

杉本先生には，私が奈良先端大学院に入学して5年間，制御工学の基礎から応用にいたるまで，いろいろ教えていただきました。また，研究においては研究の方針から論文執筆に関するアドバイスまでご教示いただきました。一方で，研究だけではなく日々の研究室生活や研究者としての振る舞い方に関して，ご指導いただき御礼申し上げます。

岡田先生には，私が修士論文から引き続き学位審査をお引き受けいただきました。また，研究報告会においては，通信工学の立場から私の研究のアドバイスや助言等していただきました。誠に御礼申し上げます。

浦岡先生には，研究報告会において研究に関する普遍的なアドバイスや助言をいただきました。誠に御礼申し上げます。

松原先生には，私が奈良先端大学院に入学してから博士後期課程1年時の途中までの2年と9ヶ月間，お世話になりました。先生には，研究室のミーティングや日々の何気ない会話を通じて，理想の研究者像とはどんなものであるかを知ることができました。誠に御礼申し上げます。

小蔵先生には，私が博士前期課程2年時から博士後期課程2年次の10月まで，ご指導いただきました。日々のミーティングはもちろんのこと，研究の根幹に関わるアドバイスを多くいただきました。誠に感謝申し上げます。

小林先生には，私が博士前期課程1年時の11月から博士後期課程の終わりまでお世話になりました。日々のミーティングはもちろんのこと，研究室の休憩所にて，ロボット研究の話や，流行の研究の数々をご教示いただきました。誠に御礼申し上げます。

花田先生には，博士後期課程3年次から1年間，非常にお世話になりました。

花田先生の研究や趣味に対するストイックさは私に多大な影響を与えました。研究に関しても鋭い指摘をしていただき感謝申し上げます。

大阪大学大学院 南准教授には博士前期課程の1年間において実システムで使う制御技術や最先端の制御技術を教えてくださいました。その一方で、博士後期課程においては企業との共同研究や学会会場などで、直接アドバイスやご助言をいただきました。南先生の広報活動にはすごく驚かされました。誠に御礼申し上げます。

林さんには、学会活動の事務手続き等を代行していただきました。また、他愛もない話をお聞きくださってありがとうございました。

同期の方々へ、私とともに研究室生活を送っていただきありがとうございました。また、先輩方には、NAISTに訪問されたときにいろいろ相談にのってくださいました。誠に御礼申し上げます。

私は奈良先端大学院に所属した5年間で様々な特技をもった後輩の皆様と研究室生活をともにしました。私に厳しいアドバイスをした方、日頃の悩みを真摯に聞いてくれた方、ご飯を一緒に食べに行った方、ラボ運営に協力してくれた方などバラエティに富んでいました。非常に有意義な時間でした。皆様によって、今の自分が築き上げられているといっても過言ではありません。誠に御礼申し上げます。

私の研究生生活を支えてくださった奈良先端科学技術大学院大学に感謝申し上げます。

家族へ、大学入学からいままでの9年間、経済的にも、精神的にも支えてくださりました。見守っていただき感謝の意を表します。

付録

A. 定理 1 の証明 (FEL 制御系のパラメータ収束について)

まず, (5), (10) 式より $w = P(s)u_0$ であり, (8) 式より $y = P(s)(u_{\text{ff}} + K_{\text{fb}}(s)e)$ なので

$$\begin{aligned} e &= w - y = P(s)(u_0 - u_{\text{ff}} - K_{\text{fb}}(s)e) \\ &= \frac{-P(s)}{1 + P(s)K_{\text{fb}}(s)}(u_{\text{ff}} - u_0) \\ &= -T(s)(u_{\text{ff}} - u_0) \end{aligned} \quad (71)$$

が得られる. 一方, (15), (18), (21) 式より

$$\begin{aligned} u_{\text{ff}} - u_0 &= (\theta_I + \Lambda\xi e)^\top \xi - \theta_0^\top \eta \\ &= \theta_0^\top (\xi - \eta) + v, \end{aligned} \quad (72)$$

ここに

$$v(t) = \psi^\top \xi(t), \quad (73)$$

$$\psi(t) = \psi_I(t) + \Lambda\xi(t)e(t), \quad \psi_I(t) = \theta_I(t) - \theta_0 \quad (74)$$

となる. ところが (15), (18) 式より

$$\begin{aligned} \theta_0^\top (\xi - \eta) &= \begin{pmatrix} \tilde{n}_\mu & \cdots & \tilde{n}_1 \end{pmatrix} (\xi_2 - \eta_2), \\ &= -\frac{N(s) - F(s)}{F(s)}(u_{\text{ff}} - u_0) \end{aligned} \quad (75)$$

となるので, (72), (75) 式より $u_{\text{ff}} - u_0 = \frac{F(s)}{N(s)}v$ となり, これと (71) 式から

$$e = -G(s)v \quad \text{i.e.,} \quad \begin{cases} \dot{x}_g = A_g x_g + b_g v \\ e = -c_g^\top x_g - d_g v \end{cases} \quad (76)$$

が成立する．ここに $G(s)$ の最小実現を $(A_g, b_g, c_g^\top, d_g)$ とおいた．あとは適応制御理論において周知の手順を踏めば良い [21]．強正実性条件より

$$A_g^\top P_g + P_g A_g = -qq^\top - \varepsilon Q \quad (77)$$

$$P_g b_g = c_g - q\sqrt{2d_g} \quad (78)$$

なる対称行列 $P_g > 0$, $Q > 0$, スカラー $\varepsilon > 0$, ベクトル q が存在する [32]．Lyapunov 関数の候補を

$$V(x_g, \psi_I) = \frac{1}{2}x_g^\top P_g x_g + \frac{1}{2}\psi_I^\top \Gamma^{-1} \psi_I,$$

とおくと原点以外では $V > 0$ であり，調整則 (21) 式による非線形システムの解に沿って

$$\begin{aligned} \dot{V}(x_g, \psi_I) &= x_g^\top P_g (A_g x_g + b_g v) + \psi_I^\top \Gamma^{-1} (\Gamma \xi e) \quad \text{by (21), (74)} \\ &= \frac{1}{2}x_g^\top (P_g A_g + A_g^\top P_g) x_g + x_g^\top (c_g - q\sqrt{2d_g})v + (\psi_I^\top \xi)e \quad \text{by (78)} \\ &= -\frac{1}{2}((q^\top x_g)^2 + \varepsilon x_g^\top Q x_g) + (-e - d_g v - x_g^\top q\sqrt{2d_g})v + (\psi_I^\top \xi)e \\ &= -\frac{1}{2}(\varepsilon x_g^\top Q x_g + (q^\top x_g + v\sqrt{2d_g})^2) + (-v + \psi_I^\top \xi)e \\ &= -\frac{1}{2}(\varepsilon x_g^\top Q x_g + (q^\top x_g + v\sqrt{2d_g})^2) - (\xi^\top \Lambda \xi)e^2 \\ &< 0 \quad \text{if } x_g \neq 0 \end{aligned}$$

となり， $\dot{V}(x_g, \psi_I) \rightarrow 0$ から $x_g \rightarrow 0, v\sqrt{2d_g} \rightarrow 0$ を得る．従って (76) 式より $e \rightarrow 0$ となる．また V が単調に減少するので， ψ_I は有界に留まる．従って (74) 式により (21), (22) 式のパラメータは有界に留まる．その他の信号も，2 節で設定した仮定によりすべて有界である．

注意 2 Γ, Λ は収束の速さを規定する設計パラメータとなる．また，もし $T(s)$ が強正実で， $N(s)$ の係数 n_1, \dots, n_μ が対応する $F(s)$ の係数 f_1, \dots, f_μ に十分近ければ， $G(s)$ も強正実になることを示すことができる． $T(s)$ の強正実性は (72) 式より FF 制御信号 $u_{ff} - u_0$ から追従誤差 e への位相遅れが全周波数を通じて ± 90 [deg] 以内であることを意味するので， e の瞬時値でパラメータ調整するための前提（十

分条件) としては自然である. また $N(s)$ の事前知識によっては上記のような $F(s)$ を取ることも十分実行可能である.

注意 3 $P(s)$ がバイプロバである時, 調整則 (21) 式を (18) 式に代入すると代数ループを生じてしまう. そこで方程式の可解性を確認しておこう. まず強正実性の仮定により $d_g \geq 0$ である. 従ってどのような $\xi(t)$ や $\Lambda \geq 0$ に対しても

$$1 + d_g \xi^\top(t) \Lambda \xi(t) \neq 0, \quad \forall t \in \mathbb{R} \quad (79)$$

が成立する. いま (76) 式に示す状態方程式の第 2 式に (77), (78) 式を代入すると

$$e = -c_g^\top x_g - d_g (\psi_I + \Lambda \xi e)^\top \xi$$

が得られる. 変形すれば,

$$(1 + d_g \xi^\top \Lambda \xi) e = -c_g^\top x_g - d_g \psi_I^\top \xi$$

となり, これは (79) 式によって可解となる.

なお, (76) 式をブロック線図として表すと以下の図 47 のようになる.

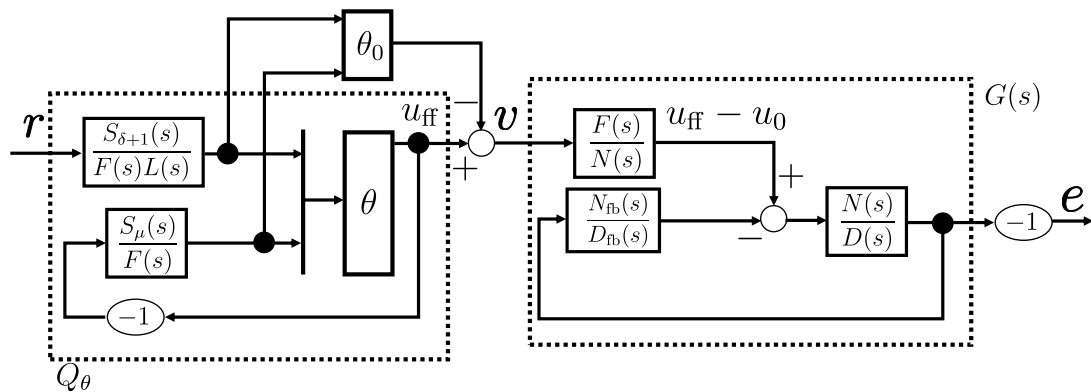


図 47 誤差方程式を表すブロック線図表現

B. Schur の補題

実対称ブロック行列

$$X = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{12}^\top & X_{22} \end{bmatrix}$$

を考える。このとき次の3条件は等価である。

- i) $X > 0$
- ii) $X_{22} > 0$ かつ $X_{11} - X_{12}X_{22}^{-1}X_{12}^\top > 0$
- iii) $X_{11} > 0$ かつ $X_{22} - X_{12}^\top X_{11}^{-1}X_{12} > 0$

C. KYP (Kalman-Yakubovich-Popov) 補題

n 次 1 入出力系の状態方程式が

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + bu(t) \\ y(t) &= c^\top x(t) + du(t) \end{aligned}$$

と表されているとする。これに対応する伝達関数は、

$$G(s) = c^\top (sI - A)^{-1} b + d$$

である。上記の伝達関数が強正実であるための必要十分条件は、 $n \times n$ 正定対称行列 X , Q , $1 \times n$ ベクトル l , スカラー w が存在して

$$\begin{aligned} A^\top X + XA &= -Q - l^\top l \\ b^\top X + l^\top w &= c^\top \\ 2d &= w^2 \end{aligned}$$

が成立することである。

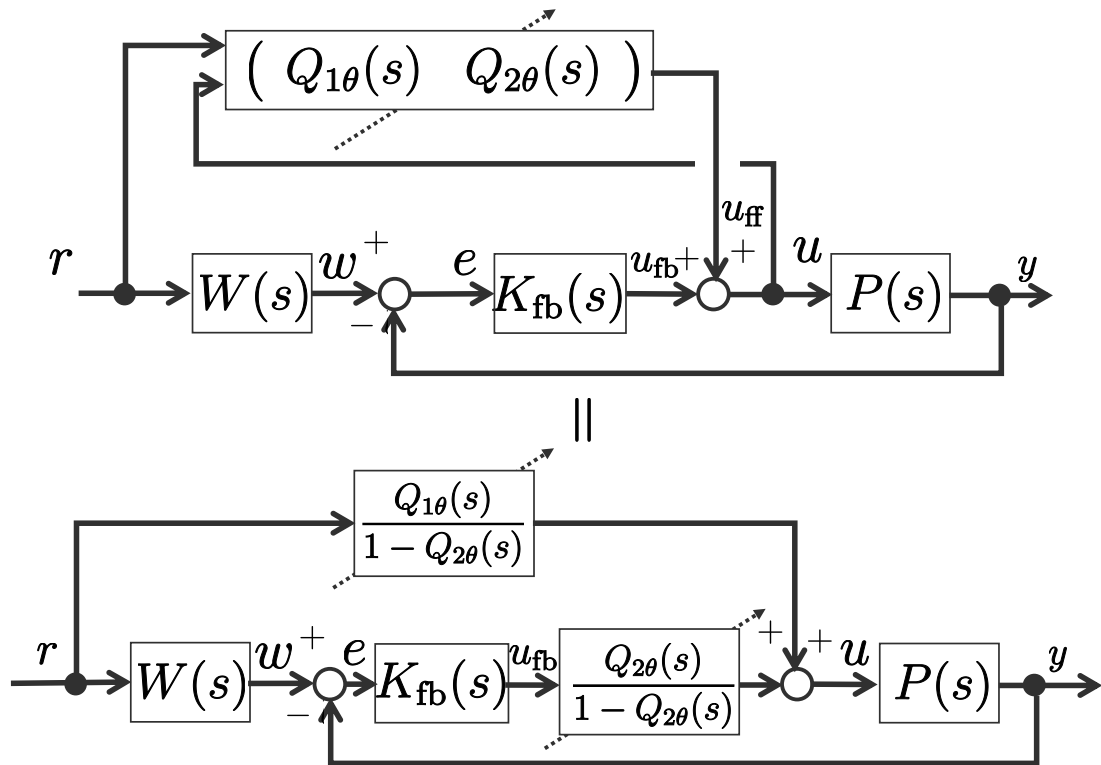


図 48 Miyamura らによる FEL とその等価変換

D. Miyamura らの FEL について

本 FEL[32] では、 r と u を入力とする可調整ブロックを構成した上でその調整則を提案している (図 48 上部)。またこのとき、 $P(s)$ 、 $K_{fb}(s)$ および設計者が与える多項式からなるある種の伝達関数が強正実であれば $e \rightarrow 0$ が達成されることを示している。 u を FF 制御器への入力とした結果 FB 制御ループの中に可調整ブロックが入り込むことになり、2 自由度構造の前提が損なわれてしまう (図 48 下部)。また、相対次数 $\rho = 1$ のときは規範モデル $W(s)$ を含んだ形で証明が述べられており、やや複雑な議論となっている。

参考文献

- [1] 岩野 和生, 高島 洋典, “サイバーフィジカルシステムと IoT (モノのインターネット) 実世界と情報を結びつける”, 情報管理, vol. 57, no. 11, pp. 826–834, 2015.
- [2] 深尾 隆則, 杉町 敏之, “トラックの隊列走行における制御技術”, システム制御情報学会誌, vol. 58, no. 5, pp. 175–180, 2014.
- [3] 高橋 絢也, 酒寄 剛, 前田 健太, “隊列走行に対する G-Vectoring 制御の適用検討”, 自動車技術会論文集, vol. 50, no. 5, pp. 1383–1389, 2019.
- [4] 野波 健蔵, “「空の産業革命」をもたらすドローンの課題と展望”, 計測と制御, vol. 56, no. 1, pp. 2–2, 2017.
- [5] 野波 健蔵, “ドローン技術の現状と課題およびビジネス最前線”, 情報管理, vol. 59, no. 11, pp. 755–763, 2017.
- [6] S. Bennett, “The past of PID controllers,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 33, no. 4, pp. 1–11, 2000.
- [7] 美多 勉, 平田 光男, “次世代の制御”, 電気学会誌, vol. 116, no. 9, pp. 599–602, 1996.
- [8] 熱海 武憲, “Robust Controller Bode (RCBode) plot を用いたハードディスクドライブの磁気ヘッド位置決め制御”, 計測と制御, vol. 59, no. 3, pp. 184–191, 2020.
- [9] 赤阪 大介, “Robust Control Toolbox による構造が固定された制御系の解析・設計”, 計測と制御, vol. 59, no. 3, pp. 160–168, 2020.
- [10] 小池 裕二, “ H_∞ 制御による高層建物の振動制御”, 計測と制御, vol. 59, no. 3, pp. 176–183, 2020.
- [11] 平田 光男, 実践ロバスト制御 コロナ社, 2017.

- [12] 杉江 俊治, 藤田 政之, フィードバック制御入門 コロナ社, 1999.
- [13] 金子 修, “データ駆動型制御器チューニング—FRIT アプローチ—”, 計測と制御, vol. 52, no. 10, pp. 853–859, 2013.
- [14] 金子 修, 中村 岳男, 池崎 太一, “二自由度制御系におけるフィードフォワード制御器更新の新しいアプローチ—Estimated Response Iterative Tuning (ERIT) の提案—”, 計測自動制御学会論文集, vol. 54, no. 12, pp. 857–864, 2018.
- [15] 安達 和孝, 金井 喜美雄, 越智 徳昌, “車間距離制御システムへの二自由度制御手法の応用”, 計測と制御, vol. 44, no. 7, pp. 504–509, 2005.
- [16] 河島 清貴, 内田利之, 富塚誠義, 堀 洋一, “インホイールモータ搭載電気自動車における二自由度制御系によるロールスタビリティ制御”, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2008, pp. 353–356.
- [17] 水谷 直人, 松井 博和, 矢野 賢一, 高橋 利道, “車両特性の変動を考慮した内部モデル制御を用いたドライブロボットによる車速追従制御”, 日本ロボット学会誌, vol. 33, no. 10, pp. 818–825, 2015.
- [18] 荻野 大介, 藤本 博志, 近藤 正示, “マルチレート 2 自由度デッドビート制御におけるロバスト安定性の検討”, 平成 16 年電気学会全国大会論文集, pp. 71–72, 2004.
- [19] 河西 航, 藤本 悠介, 杉江 俊治, “カーネル法を用いた二自由度制御器チューニング”, 計測自動制御学会第 5 回制御部門マルチシンポジウム, 2018, pp. Su43–3.
- [20] I. Barkana, “Simple adaptive control—a stable direct model reference adaptive control methodology—brief survey,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 28, no. 7-8, pp. 567–603, 2014.
- [21] P. Ioannou, and B. Fidan, *Adaptive control tutorial*. SIAM, 2006.

- [22] M. Kawato, K. Furukawa, and R. Suzuki, “A hierarchical neural-network model for control and learning of voluntary movement,” *Biological cybernetics*, vol. 57, no. 3, pp. 169–185, 1987.
- [23] S. Sastry, and M. Bodson, *Adaptive control: stability, convergence and robustness*. Courier Corporation, 2011.
- [24] 水野 直樹, “適応・学習機能を有する制御システムの構築に向けて”, 計測と制御, vol. 40, no. 10, pp. 679–685, 2001.
- [25] 宮里 義彦, 適応制御 コロナ社, 2018.
- [26] 岩井 善太, 水本 郁朗, 大塚 弘文, 単純適応制御 SAC 森北出版, 2008.
- [27] 水本 郁朗, 岩井 善太, “単純適応制御 (SAC) の最近の動向”, 計測と制御, vol. 40, no. 10, pp. 723–728, 2001.
- [28] 大友 篤, 岩井 善太, 永田 正伸, 内田 博也, 小米 良豊, “PID および適応形外乱補償を付加した単純適応制御によるゴム人工筋アクチュエータの制御”, 日本機械学会論文集 C 編, vol. 63, no. 605, pp. 166–173, 1997.
- [29] 京和泉 宏三, 藤田 行茂, 蛭原 義雄, “単純適応制御手法による空圧サーボ位置決め制御-PFC のオートチューニング機構の導入”, システム制御情報学会論文誌, vol. 14, no. 3, pp. 102–109, 2001.
- [30] 永田 正伸, 大友 篤, 岩井 善太, “分散形単純適応制御によるロボットマニピュレータの運動制御と 6 自由度マニピュレータによる制御性能の検討”, 日本機械学会論文集 C 編, vol. 62, no. 598, pp. 2306–2313, 1996.
- [31] F. Sakai, and T. Sugie, “A continuous-time closed-loop identification method based on iterative learning control concepts,” in *2007 46th IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 2007, pp. 4906–4911.
- [32] A. Miyamura, and H. Kimura, “Stability of feedback error learning scheme,” *Systems & control letters*, vol. 45, no. 4, pp. 303–316, 2002.

- [33] 今林 亘, 杉本 謙二, “強正実性条件に基づくフィードバック誤差学習制御とセンシング障害への応用”, システム制御情報学会論文誌, vol. 63, no. 4, pp. 41–48, 2019.
- [34] E. Muramatsu, and K. Watanabe, “Feedback error learning control without recourse to positive realness,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 10, pp. 1762–1770, 2004.
- [35] 野口 慎, 杉本 謙二, “プレフィルタの状態を利用したフィードバック誤差学習”, システム制御情報学会論文誌, vol. 23, no. 5, pp. 105–110, 2010.
- [36] K. Sugimoto, and W. Imahayashi, “Direct tuning in feedback error learning control and its generalization to non-minimum phase plant,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 5326–5331, 2017.
- [37] 松原 大和, “フィードバック誤差学習の制御応用と零点を持つ制御対象への対策”, 奈良先端科学技術大学院大学修士論文, 2012.
- [38] J. Nakanishi, and S. Schaal, “Feedback error learning and nonlinear adaptive control,” *Neural Networks*, vol. 17, no. 10, pp. 1453–1465, 2004.
- [39] 牛田 俊, 木村 英紀, “Just-In-Time モデリング技術を用いた非線形システムの同定と制御”, 計測と制御, vol. 44, no. 2, pp. 102–106, 2005.
- [40] 松本 匡史, 土居 昭博, 杉本 謙二, “スケジュール化された局所重み付き回帰によるフィードフォワード学習制御”, システム制御情報学会論文誌, vol. 27, no. 6, pp. 246–253, 2014.
- [41] 野口 慎, 杉本 謙二, “正実性によらない多入出力フィードバック誤差学習—プレフィルタ統合型学習則の改善”, システム制御情報学会論文誌, vol. 24, no. 3, pp. 61–72, 2011.
- [42] 杉本 謙二, 今林 亘, 韓 心又, “強正実性条件に基づくフィードバック誤差学習制御の多入出力化”, 電気学会論文誌 C (電子・情報・システム部門誌), vol. 139, no. 8, pp. 866–873, 2019.

- [43] A. Basel, K. Hirata, and K. Sugimoto, “Generalization of feedback error learning (FEL) to mimo systems,” *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, vol. 43, no. 4, pp. 293–302, 2007.
- [44] K. Sugimoto, X. Han, and W. Imahayashi, “Stability of mimo feedback error learning control under a strictly positive real condition,” vol. 51, no. 33. Elsevier, 2018, pp. 168–174.
- [45] C.-A. Lin, and T.-F. Hsieh, “Decoupling controller design for linear multivariable plants,” in *1990 American Control Conference*. IEEE, 1990, pp. 2201–2202.
- [46] C.-A. Lin, and T.-F. Hsieh, “Stabilization, parameterization, and decoupling controller design for linear multivariable systems,” *IEEE transactions on automatic control*, vol. 38, no. 4, pp. 620–625, 1993.
- [47] A. Gundes, “Parameterization of decoupling controllers in the unity-feedback system,” *IEEE transactions on automatic control*, vol. 37, no. 10, pp. 1572–1576, 1992.
- [48] S. Wongsura, and W. Kongprawechnon, “Discrete-time feedback error learning,” *Suranaree Journal of Science*, vol. 12, no. 4, pp. 266–275, 2005.
- [49] S. Wongsura, and W. Kongprawechnon, “Robust discrete-time feedback error learning,” *Science Asia*, vol. 32, pp. 241–251, 2006.
- [50] S. Wongsura, and W. Kongprawechnon, “Discrete-time feedback error learning for unknown nonlinear systems,” in *Second International Conference on Innovative Computing, Informatio and Control (ICICIC 2007)*. IEEE, 2007, pp. 141–141.
- [51] 江口 誠, 大森 浩充, 高橋 幹, 山崎 由大, 金子 成彦, “運転条件を考慮したCMACを用いたフィードバック誤差学習によるディーゼルエンジンの燃焼

- 制御”, 計測自動制御学会第6回制御部門マルチシンポジウム, 2019, pp. 3C1–3.
- [52] 江口 誠, 大森 浩充, 高橋 幹, 山崎 由大, 金子 成彦, “ロバスト調整則を用いたフィードバック誤差学習に基づくディーゼルエンジンの燃焼制御実験”, 計測自動制御学会第5回制御部門マルチシンポジウム, 2018, pp. 3M1–05.
- [53] X. Song, W. Chu, S. Tan, Z. Wu, and Z. Qi, “Adaptive shape control for antenna reflectors based on feedback error learning algorithm,” *AIAA Journal*, pp. 1–12, 2020.
- [54] A. Taheri, M. A. Shoorehdeli, H. Bahrami, and M. H. Fatehi, “Implementation and control of X–Y pedestal using dual-drive technique and feedback error learning for leo satellite tracking,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 1646–1657, 2013.
- [55] 中村 幸紀, 森本 和樹, 涌井 伸二, “フィードバック誤差学習を用いた位置決めステージに対するオートチューニングの改善”, 日本機械学会論文集C編, vol. 77, no. 782, pp. 3684–3693, 2012.
- [56] K. Izumi, R. Syam, K. Watanabe, and K. Kiguchi, “Neural network based disturbance canceler with feedback error learning for nonholonomic mobile robots,” in *Proceedings of the Korean Institute of Intelligent Systems Conference*. Korean Institute of Intelligent Systems, 2003, pp. 443–446.
- [57] 鈴木 隆, “正実性 (iii) 正実性と適応制御”, 計測と制御, vol. 34, no. 11, pp. 897–904, 1995.
- [58] L. Weinberg, *Network analysis and synthesis*. McGraw-Hill New York, 1962, vol. 17.
- [59] 井村 順一, システム制御のための安定論 コロナ社, 2000.

- [60] R. E. Kalman, “On the general theory of control systems,” in *Proceedings First International Conference on Automatic Control, Moscow, USSR*, 1960, pp. 481–492.
- [61] 宮里 義彦, “適応制御の回顧と展望”, 計測と制御, vol. 52, no. 4, pp. 361–367, 2013.
- [62] V. Popov, “The solution of a new stability problem for controlled system,” *Automation and Remote Control*, vol. 24, pp. 1–23, 1963.
- [63] M. G. SAFONOV, E. A. JONCKHEERE, M. Vermaj, and D. J. LIMEBEER, “Synthesis of positive real multivariable feedback systems,” *International Journal of Control*, vol. 45, no. 3, pp. 817–842, 1987.
- [64] W. Sun, P. P. Khargonekar, and D. Shim, “Solution to the positive real control problem for linear time-invariant systems,” *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 39, no. 10, pp. 2034–2046, 1994.
- [65] 蛭原 義雄, 脇 隼人, 瀬部 昇, “半正定値計画による H_∞ 性能限界解析”, 計測と制御, vol. 59, no. 3, pp. 218–225, 2020.
- [66] 蛭原 義雄, LMI によるシステム制御 森北出版, 2012.
- [67] 岩崎 徹也, “最適設計目指すなら知っておきたい LMI”, 計測と制御, vol. 42, no. 4, pp. 312–314, 2003.
- [68] 川田 昌克, 蛭原 義雄, “LMI に基づく制御系解析・設計”, システム/制御/情報, vol. 55, no. 5, pp. 165–173, 2011.
- [69] P. Gahinet, and P. Apkarian, “A linear matrix inequality approach to H_∞ control,” *International journal of robust and nonlinear control*, vol. 4, no. 4, pp. 421–448, 1994.

- [70] T. Iwasaki, and R. E. Skelton, “All controllers for the general H_∞ control problem: LMI existence conditions and state space formulas,” *Automatica*, vol. 30, no. 8, pp. 1307–1317, 1994.
- [71] I. Masubuchi, A. Ohara, and N. Suda, “LMI-based controller synthesis: a unified formulation and solution,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control: IFAC-Affiliated Journal*, vol. 8, no. 8, pp. 669–686, 1998.
- [72] C. Scherer, P. Gahinet, and M. Chilali, “Multiobjective output-feedback control via LMI optimization,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 42, no. 7, pp. 896–911, 1997.
- [73] 藤井隆雄, “2次安定化とロバスト制御”, 計測と制御, vol. 29, no. 2, pp. 142–150, 1990.
- [74] F. Amato, A. Pironti, and S. Scala, “Necessary and sufficient conditions for quadratic stability and stabilizability of uncertain linear time-varying systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 1, pp. 125–128, 1996.
- [75] 浅井 徹, “ロバスト制御の基礎から最先端まで 第6回: LMIに基づく線形ロバスト制御系解析・設計”, 計測と制御, vol. 42, no. 12, pp. 1032–1038, 2003.
- [76] 内田健康, “ゲインスケジューリング”, 計測と制御, vol. 34, no. 3, pp. 182–187, 1995.
- [77] D. Guo, and W. J. Rugh, “An approach to gain scheduling on fast variables,” in [1992] *Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 1992, pp. 759–763.
- [78] J. S. Shamma, and M. Athans, “Guaranteed properties of gain scheduled control for linear parameter-varying plants,” *Automatica*, vol. 27, no. 3, pp. 559–564, 1991.

- [79] J. S. Shamma, “Robust stability with time-varying structured uncertainty,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 4, pp. 714–724, 1994.
- [80] 和田信敬, 佐伯正美, “入力飽和システムの Anti-windup 制御”, システム/制御/情報, vol. 46, no. 2, pp. 84–90, 2002.
- [81] K. J. Astrom, and L. Rundqwist, “Integrator windup and how to avoid it,” in *1989 American Control Conference*. IEEE, 1989, pp. 1693–1698.
- [82] 阿部直人, 延山英沢, “むだ時間系の制御”, 計測と制御, vol. 42, no. 4, pp. 316–319, 2003.
- [83] B. Hency, and A. G. Alleyne, “A KYP lemma for LMI regions,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, no. 10, pp. 1926–1930, 2007.
- [84] 藤崎 泰正, 吉川 朋寛, “強正実制御系設計のための等式制約を含まない LMI 条件”, システム制御情報学会論文誌, vol. 15, no. 11, pp. 624–626, 2002.
- [85] 小林 孝一, “IoT 時代のシステム制御理論”, 電子情報通信学会基礎・境界ソサイエティ Fundamentals Review, vol. 11, no. 3, pp. 172–179, 2018.
- [86] C. Peng, and F. Li, “A survey on recent advances in event-triggered communication and control,” *Information Sciences*, vol. 457, pp. 113–125, 2018.
- [87] 永原 正章, “ネットワーク上の制御と最適化”, システム/制御/情報, vol. 63, no. 11, pp. 449–454, 2019.
- [88] 残間 忠直, 橋本 大輝, 若生 将史, 劉 康志, “ネットワーク化制御系におけるデータ欠落の推定と制御”, 計測と制御, vol. 56, no. 7, pp. 486–491, 2017.
- [89] I. G. Polushin, S. N. Dashkovskiy, A. Takhmar, and R. V. Patel, “A small gain framework for networked cooperative force-reflecting teleoperation,” *Automatica*, vol. 49, no. 2, pp. 338–348, 2013.

- [90] S. Trimpe, and J. Buchli, “Event-based estimation and control for remote robot operation with reduced communication,” in *2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*. IEEE, 2015, pp. 5018–5025.
- [91] Y.-C. Liu, and N. Chopra, “Control of semi-autonomous teleoperation system with time delays,” *Automatica*, vol. 49, no. 6, pp. 1553–1565, 2013.
- [92] Wang Hao, Azuma Shun ichi, Ariizumi Ryo, Asai Toru, “Event-triggered control of intermittently-actuated systems”, システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, vol. 62, p. 5p, 2018.
- [93] 津村 幸治, “量子化制御: 制御に必要な情報とは”, 計測と制御, vol. 52, no. 4, pp. 323–328, 2013.
- [94] 田村 友規, 岡島 寛, 松永 信智, 金田 泰昌, “パケットロスにロバストな状態推定オブザーバの構築”, 第 62 回システム制御情報学会研究発表講演会, 2018, pp. 116–3.
- [95] J. P. Hespanha, P. Naghshtabrizi, and Y. Xu, “A survey of recent results in networked control systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 1, pp. 138–162, 2007.
- [96] 若生 将史, 岡野 訓尚, “同期誤差を考慮したネットワーク制御”, 計測と制御 2016 年 11 月号, 2016, pp. 984–989.
- [97] R. Yang, P. Shi, G.-P. Liu, and H. Gao, “Network-based feedback control for systems with mixed delays based on quantization and dropout compensation,” *Automatica*, vol. 47, no. 12, pp. 2805–2809, 2011.
- [98] A. Liu, W.-a. Zhang, L. Yu, S. Liu, and M. Z. Chen, “New results on stabilization of networked control systems with packet disordering,” *Automatica*, vol. 52, pp. 255–259, 2015.
- [99] H. Song, L. Yu, and W.-A. Zhang, “Networked H_∞ filtering for linear discrete-time systems,” *Information Sciences*, vol. 181, no. 3, pp. 686–696, 2011.

- [100] X. Tang, and B. Ding, “Model predictive control of linear systems over networks with data quantizations and packet losses,” *Automatica*, vol. 49, no. 5, pp. 1333–1339, 2013.
- [101] 蓼沼 知秀, 小蔵 正輝, 杉本 謙二, “ゲイン切り替えを用いた不定期サンプリングオブザーバの設計”, 計測自動制御学会第5回制御部門マルチシンポジウム, 2018, pp. Su43–5.
- [102] 中村 幸紀, 長井 健祐, 杉本 謙二, “外れ値を伴う環境下での切替え型オブザーバによる状態推定”, 計測自動制御学会論文集, vol. 47, no. 2, pp. 81–89, 2011.
- [103] B. Sinopoli, L. Schenato, M. Franceschetti, K. Poolla, M. I. Jordan, and S. S. Sastry, “Kalman filtering with intermittent observations,” *IEEE transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 9, pp. 1453–1464, 2004.
- [104] 金田 泰昌, 入月 康晴, 山北 昌毅, “外れ値環境下におけるロバスト Self-tuning controller”, 計測自動制御学会論文集, vol. 50, no. 12, pp. 836–844, 2014.
- [105] 山内 淳矢, 畑中 健志, 藤田 政之, “ロボット間の通信遅れを考慮した人間—ロボティックネットワークの協調制御: 受動性アプローチ”, 計測自動制御学会論文集, vol. 53, no. 12, pp. 663–670, 2017.
- [106] W. Zhang, M. S. Branicky, and S. M. Phillips, “Stability of networked control systems,” *IEEE control systems magazine*, vol. 21, no. 1, pp. 84–99, 2001.
- [107] 蓼沼 知秀, 小蔵 正輝, 杉本 謙二, “観測信号と操作信号の損失にロバストなラウンドロビンスケジューリング切り替え制御系”, 計測自動制御学会論文集, vol. 56, no. 3, pp. 89–97, 2020.
- [108] 韓 心叉, 今林 亘, 杉本 謙二, “フィードバック誤差学習制御における強正実性条件について”, 第61回自動制御連合講演会, 2018, pp. 833–835.

- [109] X. Han, W. Imahayashi, and K. Sugimoto, “A case study of siso feedback error learning control with/without a strictly positive real condition,” in *SICE Annual Conference 2018*, 2018, pp. 17–22.
- [110] 種村 昌也, 千田 有一, “単純適応制御における周波数応答マッチングに基づく PFC の設計”, 計測自動制御学会論文集, vol. 51, no. 8, pp. 579–586, 2015.
- [111] 水本 郁朗, 高木 太郎, 福井 創太, シリッシュ L シャー, “離散時間系に対する適応出力フィードバック制御のための FRIT による PFC 設計”, 電気学会論文誌 C (電子・情報・システム部門誌), vol. 132, no. 6, pp. 834–841, 2012.
- [112] B.-J. Yang, T. Yucelen, A. J. Calise, and J.-Y. Shin, “An LMI-based stability analysis for adaptive controllers,” in *2009 American Control Conference*. IEEE, 2009, pp. 2593–2598.
- [113] K. Sugimoto, and L. A. Mateo, “Feedforward learning control for mimo plant with finite zeros: Parameterization of numerator polynomial matrix,” in *53rd IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 2014, pp. 4119–4124.
- [114] V. L. Kharitonov, “Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations,” *Differential Uravnen*, vol. 14, no. 11, pp. 2086–2088, 1978.
- [115] W. Imahayashi, and K. Sugimoto, “Tolerance to temporal sensing failure in feedforward learning control,” in *2017 56th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE)*. IEEE, 2017, pp. 668–673.
- [116] 下ノ村 和弘, “ドローンの技術的側面”, IATSS Review (国際交通安全学会誌), vol. 44, no. 2, pp. 100–107, 2019.
- [117] T. Luukkonen, “Modelling and control of quadcopter,” *Independent research project in applied mathematics, Espoo*, vol. 22, 2011.

- [118] M. R. Kaplan, A. Eraslan, A. Beke, and T. Kumbasar, “Altitude and position control of parrot mambo minidrone with pid and fuzzy pid controllers,” in *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. IEEE, 2019, pp. 785–789.
- [119] T. V. Glazkov, and A. E. Golubev, “Using simulink support package for parrot minidrones in nonlinear control education,” in *AIP Conference Proceedings*, vol. 2195, no. 1. AIP Publishing LLC, 2019, p. 020007.
- [120] X. Han, W. Imahayashi, and K. Sugimoto, “Feedback error learning control for plant with relative degree two,” in *SICE Annual Conference 2019*, 2019, pp. 205–208.
- [121] 木下 拓矢, 山本 透, “データ指向型カスケード制御系の一設計”, 電気学会論文誌 C (電子・情報・システム部門誌), vol. 136, no. 5, pp. 703–709, 2016.

主な業績

研究論文

- 1) 今林 亘, 韓心又, 小蔵 正輝, 杉本 謙二, “フィードバック誤差学習制御におけるフィルタ設計と強正実性の達成,” 計測自動制御学会論文集, Vol. 56, No. 3, pp. 141-148 (2020)
- 2) 今林 亘, 杉本 謙二, “強正実性条件に基づくフィードバック誤差学習制御とセンシング障害への応用,” システム制御情報学会論文誌, Vol. 32, No. 4, pp. 177-184 (2019)

国際会議

- 1) W. Imahayashi, K. Sugimoto, “Feedback Error Learning Control against Temporal Sensing Signal Loss,” *SICE Annual Conference 2018*, pp. 433–436, Nara, 2018

国内会議

- 1) 今林 亘, 小蔵 正輝, 杉本 謙二, “BMIによるフィードバック誤差学習制御系の強正実化について,” 第7回制御部門マルチシンポジウム, 1C1-3, 徳島, 2020
- 2) W. Imahayashi, X. Han, K. Sugimoto, “LMI-based SPR Condition Establishment in Filter Design of Feedback Error Learning Control,” 第6回制御部門マルチシンポジウム, 2C1-1, 熊本, 2019
- 3) 今林 亘, 小林 泰介, 杉本 謙二, “フィードバック誤差学習制御による一時的なセンシング障害への対策,” 第62回システム制御情報学会研究発表講演会, 137-6, 京都, 2018

その他の業績

研究論文

- 1) 杉本 謙二, 今林 亘, 韓 心又, “強正実性条件に基づくフィードバック誤差学習制御の多入出力化,” 電気学会論文誌 C, Vol. 139, No. 8, pp. 866-873 (2019)
- 2) K. Sugimoto and W. Imahayashi, “Left-right Polynomial Matrix Factorization for MIMO Pole/Zero Cancellation with Application to FEL,” システム制御情報学会論文誌, Vol. 32, No. 1, pp. 32-38 (2019)

国際会議

- 1) K. Sugimoto, R. Arimoto, and W. Imahayashi, “Relaxation of Strictly Positive Real Condition for Tuning Feedforward Control,” *59th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1441–1447, Jeju Island, 2020
- 2) X. Han, W. Imahayashi, and K. Sugimoto, “Feedback Error Learning Control for Plant with Relative Degree Two,” *SICE Annual Conference 2019*, pp. 205-208, Hiroshima, 2019
- 3) X. Han, W. Imahayashi, and K. Sugimoto, “Strictly positive real condition establishment in feedback error learning control,” *12th Asian Control Conference (ASCC)*, pp. 438-443, Kitakyushu, 2019
- 4) K. Sugimoto, X. Han, and W. Imahayashi, “Stability of MIMO Feedback Error Learning Control under a Strictly Positive Real Condition,” *Preprints, 5th IFAC Conference on Analysis and Control of Chaotic Systems*, pp. 150–156, Eindhoven, 2018
- 5) X. Han, W. Imahayashi, K. Sugimoto, “A Case Study of SISO Feedback Error Learning Control With/without a Strictly Positive Real Condition,” *SICE Annual Conference 2018*, pp. 17–22, Nara, 2018

国内会議

- 1) 折笠 拓海, 今林 亘, 杉本 謙二, “安定化されたシステムの強正実性と調整型フィードフォワード制御,” 計測自動制御学会関西支部・システム制御情報学会シンポジウム, A1-5, 2021
- 2) 有元 遼, 今林 亘, 杉本 謙二, “ロバスト制御系設計に基づくフィードフォワード制御の調整,” 第 63 回自動制御連合講演会, 2G4-3, 2020
- 3) 有元 遼, 今林 亘, 杉本 謙二, “フィードバック誤差信号の生成による強正実条件の達成,” 第 64 回システム制御情報学会研究発表講演会, TS05-3, 2020
- 4) 牧泰 宏, 今林 亘, 杉本 謙二, “切り替え型状態推定器による 2 自由度制御,” 第 62 回自動制御連合講演会, 1A4-05, 北海道, 2019
- 5) 小蔵 正輝, 今林 亘, 会田 雅樹, 杉本 謙二, “社会ネットワークにおける振動ダイナミクスのスパース安定化,” 第 62 回自動制御連合講演会, 1A2-03, 北海道, 2019
- 6) 韓 心又, 今林 亘, 杉本 謙二, “フィードバック誤差学習制御における強正実性条件について,” 第 61 回自動制御連合講演会, 10C3, 愛知, 2018
- 7) 杉本 謙二, 今林 亘, “強正実条件の下でのフィードバック誤差学習制御の誤差収束-2 自由度構造の観点から,” 第 62 回システム制御情報学会研究発表講演会, 137-5, 京都, 2018

受賞

- 1) 今林亘：2020 年度計測自動制御学会関西支部，奨励賞