

—修士学位論文—

時間・周波数領域での制約を満たす
応答推定に基づくデータ駆動型制御器調整法

Time- and Frequency- Domain Constraints
Satisfying Data-Driven Controller Tuning Method
Using Response Estimation

令和五年度

三重大学大学院 工学研究科
博士前期課程 電気電子工学専攻
遠藤 健史

目次

第 1 章	緒言	1
1.1	研究背景と目的	1
1.2	論文の構成	2
1.3	表記	3
第 2 章	時間応答/周波数応答の推定, 導出	4
2.1	開ループ系の応答推定法	4
2.1.1	疑似参照信号を用いた閉ループ系の応答推定	6
2.1.2	疑似外乱信号を用いた閉ループ系の応答推定	7
2.1.3	数値例	9
2.2	周波数応答推定	11
2.2.1	数値例	12
第 3 章	時間領域と周波数領域の制約を考慮する制御器パラメータ更新	13
3.1	逐次二次計画法	13
3.1.1	逐次二次計画法のアルゴリズム	14
3.2	逐次二次計画法と時間領域, 周波数領域制約の組み合わせ	15
第 4 章	推定した時間応答/周波数応答を用いた制御器調整	16
4.1	制御器調整の方針	16
4.2	三慣性ベンチマーク問題	17
4.2.1	シミュレーション条件	17
4.3	三慣性ベンチマーク問題	18
4.4	数値例	19
第 5 章	外乱を考慮した時間/周波数応答の推定	23
5.1	信号射影による雑音の影響除去法	23

5.2	二慣性系に対する閉ループ応答推定	25
5.2.1	応答推定の方針	25
5.2.2	$y_{M1_{\text{ref}}}(t)$, $u_{\text{ref}}(t)$ の推定	26
5.2.3	$y_{\text{dis}}(t)$, $u_{\text{dis}}(t)$ の推定	27
5.2.4	負荷側の角速度 $y_L(t)$ の推定	27
5.3	実機検証	27
5.3.1	実験条件	27
5.3.2	実験結果	28
5.4	まとめと今後の課題	30
第 6 章	実機検証	31
6.1	制御器調整の方針	31
6.2	実機検証	32
6.2.1	実験条件	32
6.2.2	制御器構造	34
6.2.3	時間領域と周波数領域の制約	34
6.3	実験結果	35
6.4	まとめ	36
第 7 章	結言	38
7.1	まとめ	38
7.2	今後の課題	38
	参考文献	40
	謝辞	42
	論文目録	43

第1章 緒言

1.1 研究背景と目的

近年、HDD といったデジタルデバイスに対して、高速かつ高精度な性能の要求が高まっており、その性能要求を満足する制御器の設計/調整法が求められている。従来、 H_∞ 制御といった制御対象をモデル化し、感度関数や相補感度関数に対するノルム制約など周波数領域における制約を満足する制御器の設計/調整を行う手法が用いられてきた。しかし、近年ではこれらの周波数領域の制約のみならず、オーバーシュート量や整定時間といった時間領域の制約を考慮する必要がある。しかし、制御対象を数式モデル化し、制御器の設計を行うモデルベース型制御器設計法では時間領域の制約に対して複数の制約を同時に満たすことは困難である。また、制御対象の複雑さ次第で、同定に時間と手間が必要である上に、モデル化誤差により、望みの性能を満足していない可能性もあるという課題がある。また、時間領域と周波数領域の制約を考慮する手法として、PID 制御の一つである、ジークラ・ニコルスの限界感度法 [1] が存在する。制御対象に対して、開ループで制御入力を印加し、実機から得られる応答を確認しながらパラメータ調整を行う手法で、とにかく繰り返しパラメータ調整を行うことで PID 制御器のパラメータを決定することができる。入出力データを取得しながら時間応答も確認できるので、時間領域と周波数領域の制約を考慮することが可能である。しかし、そのパラメータ調整は設計者の試行錯誤に依存し、実機実装とパラメータ調整、応答の確認の繰り返しを設計者が行う必要があり、時間的、労働的コストが非常に必要となる。そこで、パラメータ調整の必要がなく、ステップ応答を確認して制御器パラメータの決定を行えるステップ応答法が存在する。ステップ応答法は設計者の試行錯誤に依存せず一度の実験からパラメータの決定を行うことができる。しかし、適用できる制御対象が限られている点、パラメータの決定は経験的に導出された手法であり、その性能が十分制約を満たす保証はない。そこで、近年、制御対象の時間応答データを用いて、オフラインで制御器の設計/調整を行うデータ駆動型制御器調整法 [2][3][4] が注目を集めている。その代表的な手法に VRFT (Virtual Reference Feedback Tuning) [5] や FRIT (Fictitious Reference Iterative Tuning) [6] が挙げられる。これらの手法では所望の時間応答を満足する参照モデルと制御対象の時間応答データを用いて時間領域の制約を考慮することができる制御器の設計/調整を行う

手法である。しかし、この手法では、具体的な周波数領域の制約を考慮することは困難である。さらに、これらの手法における参照モデルを含む評価関数を最小化した時、参照モデルを十分に追従できる制御器を調整できる保証はない。また、制御対象をモデル化しないため、制御器の設計/調整後の応答を確認することが不可能なため、実際に実機実装して、制約を満足しているのかを確認する必要がある。制約を満足していない場合、制御器の再調整が必要となるというデメリットがある。これらの実機実装前に応答が不明であるという問題点を解決する手法として、文献 [7] の手法が提案されている。この手法は制御対象の入出力データから線形時不変システムの時間応答を推定することが可能であり、制御対象をモデル化しないデータ駆動型制御器設計法のデメリットである、制御器調整後の応答が未知であるという点を解決する手法となっている。また、正確な時間応答の予測ができるということは、離散フーリエ変換を用いることで、周波数応答の確認も同様に可能となる。しかし、これらの時間領域と周波数領域の制約を同時に扱うことは、従来の性能要求では求められていなかった。その理由として、時間領域の制約と周波数領域の制約はトレードオフの関係となる。例えば、速応性を上げるためには相補感度関数の帯域を上げる必要がある。しかし、高周波領域で相補感度関数の帯域を上げる場合、高周波ノイズに対して反応がより大きく出る。つまり、時間領域と周波数領域の制約を同時に考慮することはトレードオフの問題、制約の複雑化による計算量の増加が問題として挙げられる。しかし、近年の高速かつ高精度な性能の要求により、時間領域と周波数領域の制約を同時に考慮する手法が必要とされている [8]。そこで、本研究では、周波数応答に基づく制御器設計法と時系列データに基づく制御器調整法が同様の数値最適化アルゴリズムを利用していることに着目し、非線形関数最適化の手法の一つである逐次二次計画法と時間応答データを用いてインパルス応答推定を組み合わせ、時間領域と周波数領域の制約を同時に考慮しつつ制御器パラメータの調整を行う制御器調整法を提案する。本手法では、逐次二次計画法の制約条件に合致するように時間領域と周波数領域の制約を書き直し、繰り返し実機実装の必要ない繰り返し制御器調整を行うことが可能である。本文献では、提案手法のシミュレーションと実機検証まで行い、その有効性を示す。

1.2 論文の構成

本研究では、制御対象の入出力データを用いて、時間領域と周波数領域の制約を同時に満足する制御器調整法の提案を行う。なお、本論文は全 7 章で構成されており、各章の構成は以下の通りである。

第 2 章 時間応答の推定

2 章では、文献 [7] で提案されている制御対象の時系列データを用いた時間応答の

推定法について述べる。

第 3 章 逐次二次計画法

3 章では、提案手法で用いる制御器パラメータの調整法とその本研究への応用法について概説する。

第 4 章 応答推定を用いた制御器パラメータ調整

4 章では、提案手法の有効性を確認するため三慣性ベンチマーク問題に対して制御器調整を行う。逐次二次計画法と応答推定を組み合わせることで、制御器の繰り返し調整の必要ない、制御器調整法の有効性を示す。

第 5 章 実応用を考慮した外乱除去

5 章では、実機検証において、本手法を適用するにあたり、クーロン摩擦や雑音といった外乱処理に関して述べる。

第 6 章 実機検証

6 章では、本研究の実システムに対する有効性を確認するため、実際に二慣性共振系から入出力データを取得し制御器調整を行う提案手法を適用し、実機検証の結果を示す。

第 7 章 結言

本研究のまとめと今後の課題を述べる。

1.3 表記

本論文で用いる表記を以下に示す。 z はシフトオペレータを表し、ある離散時間信号 $x(t)$ に対して、 $z^{-1}x(t) = x(t-1)$ を満たす。また、本論文における議論の対象は 1 入力 1 出力の線形時不変システムに限定する。

第2章 時間応答/周波数応答の推定，導出

本章では初期入出力データを用いて，時間応答と周波数応答の導出について述べる。提案手法は実機実装なしでの繰り返し制御器調整のため，調整した制御器毎に対して時間応答と周波数応答を推定し，その評価を行う必要がある。よって，初期入出力データから，制御対象の行列モデルを作成し，時間応答の導出を行う。その後，作成した行列モデルから導出した任意の正弦波による推定した応答を用いて，離散フーリエ変換を行い，制御対象の周波数応答を導出し，相補感度関数といった評価したい周波数応答を導出する。本章では，開ループ系での応答の推定について述べた後，疑似参照信号や疑似外乱信号といった仮想信号を用いた閉ループ系での応答の推定法について説明し，最後に，推定した時間応答を用いた周波数応答の導出について述べる。

2.1 開ループ系の応答推定法

事前に取得したデータ長 N の入出力データ $\{u_0(t), y_0(t)\} (t = 0, 1, \dots, N-1)$ を用いて，別の入力信号 $u(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{u} = [u(0) \ u(1) \ \dots \ u(N-1)]^T$ を安定な線形時不変システム $G(z)$ に印加した時の出力信号 $y(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T$ を推定する。 $G(z)$ のある時刻 t のインパルス応答が $g(t)$ と与えられているとすると，入力信号 $u(t)$ に対する出力信号 $y(t)$ は (2.1) 式のように表される。

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g(0) & 0 & \dots & 0 \\ g(1) & g(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ g(N-1) & \dots & g(1) & g(0) \end{bmatrix}$$

(2.1) 式を満足する N 組の互いに線形独立な入出力系列 $\{\mathbf{u}_k, \mathbf{y}_k\}$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$) が得られており, \mathbf{u}_k が互いに線形独立であるとする時, (2.2) 式を満たす係数系列 $\boldsymbol{\alpha}$ が存在する。

$$\begin{aligned}\mathbf{u} &= \alpha_0 \mathbf{u}_0 + \alpha_1 \mathbf{u}_1 + \dots + \alpha_{N-1} \mathbf{u}_{N-1} \\ &= \mathbf{U} \boldsymbol{\alpha}\end{aligned}\tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \alpha_0 \mathbf{y}_0 + \alpha_1 \mathbf{y}_1 + \dots + \alpha_{N-1} \mathbf{y}_{N-1} \\ &= \mathbf{Y} \boldsymbol{\alpha}\end{aligned}\tag{2.3}$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_0 & \mathbf{u}_1 & \dots & \mathbf{u}_{N-1} \end{bmatrix}\tag{2.4}$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_0 & \mathbf{y}_1 & \dots & \mathbf{y}_{N-1} \end{bmatrix}\tag{2.5}$$

$$\boldsymbol{\alpha} = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \dots & \alpha_{N-1} \end{bmatrix}^T$$

つまり, N 組の互いに線形独立な入出力データ $\{\mathbf{u}_k, \mathbf{y}_k\}$ が得られれば (2.3) 式より, 出力系列 \mathbf{y} を推定できる。(2.2) 式と (2.3) 式から, $\boldsymbol{\alpha}$ を消去し, 整理すると, 以下のような (2.6) 式が導かれる。

$$\mathbf{y} = \mathbf{Y} \mathbf{U}^{-1} \mathbf{u}\tag{2.6}$$

しかし, 初期入出力データの取得を N 回繰り返すことは現実的ではない。1 回の実験データ $\{u_0(t), y_0(t)\}$ で推定するために, 以下の (2.7), (2.8) 式のような $\{\mathbf{u}_k, \mathbf{y}_k\}$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$) を導入する。

$$\mathbf{u}_k = \begin{bmatrix} 0_{1 \times k} & u_0(0) & u_0(1) & \dots & u_0(N-1-k) \end{bmatrix}^T\tag{2.7}$$

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} 0_{1 \times k} & y_0(0) & y_0(1) & \dots & y_0(N-1-k) \end{bmatrix}^T\tag{2.8}$$

$u(0) \neq 0$ ならば, ベクトル \mathbf{u}_k は互いに線形独立であり, \mathbf{U} は正則となる。ここで, (2.4) 式, (2.5) 式に (2.7) 式と (2.8) 式をそれぞれ代入し, \mathbf{U} と \mathbf{Y} は以下の (2.9) 式と (2.10)

式のように一組の入出力データで表現できるようになり, 推定したい線形時不変システム $G(z)$ の時間応答を推定する事が可能となる。

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_0(0) & 0 & \dots & 0 \\ u_0(1) & u_0(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ u_0(N-1) & \dots & u_0(1) & u_0(0) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_0(0) & 0 & \dots & 0 \\ y_0(1) & y_0(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ y_0(N-1) & \dots & y_0(1) & y_0(0) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

(2.1) 式と (2.6) 式を比較して, $\mathbf{G} = \mathbf{Y}\mathbf{U}^{-1}$ となる。ここで, \mathbf{Y} と \mathbf{U} はそれぞれ事前に取得した時系列データ $\{u_0(t), y_0(t)\} (t = 0, 1, \dots, N-1)$ のみを用いた行列であるから, 任意の入力信号 $u(t)$ に対するシステム $G(z)$ の出力信号 $y(t)$ は制御対象の一組の入出力データを用いて, (2.6) 式で推定できる。

2.1.1 疑似参照信号を用いた閉ループ系の応答推定

本節では 2.1 節で示した開ループ系での応答推定を応用して, データ駆動型制御器設計法の代表的な手法の一つである FRIT で用いられる疑似参照信号 $\tilde{r}(t)$ を用いた閉ループ系の応答推定の手法を示す。

本研究では, 閉ループ系の時間応答を推定するために, 開ループ系と同様の考えの下, (2.11) 式のような疑似参照信号を作成する。

以降, 開ループ系の応答推定と同様に, 参照信号 $r(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{r} = [r(0) \ r(1) \ \dots \ r(N-1)]^T$ を閉ループ系に印加した時の出力信号 $y(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T$ を推定する問題を考える。その下準備として, 疑似参照信号 $\tilde{r}(t)$ の時系列ベクトル $\tilde{\mathbf{r}} = [\tilde{r}(0) \ \tilde{r}(1) \ \dots \ \tilde{r}(N-1)]^T$ を閉ループ系に印加した時の出力信号 $y(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T$ を推定する問題を考える。図 2.1 のように設計者に既知である制御対象 $P(z)$ の入出力データ $\{u_0(t), y_0(t)\}$ と制御器 $C(z)$ を用いて, 疑似参照系列 $\tilde{\mathbf{r}}$ は以下の (2.11) 式で表せる。

$$\tilde{r}(t) = C(z)^{-1}u_0(t) + y_0(t) \quad (2.11)$$

$$\tilde{r}(t) = C^{-1}u_0(t) + y_0(t)$$

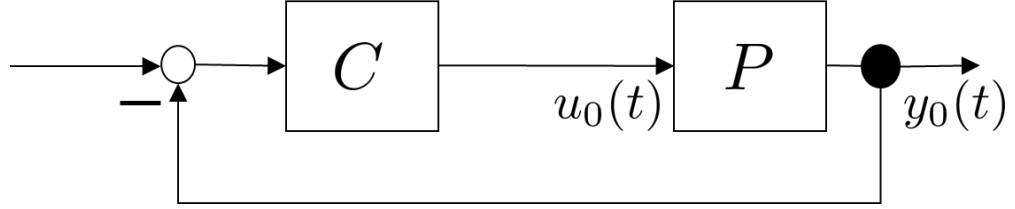


図 2.1: 疑似参照信号のブロック線図

疑似参照系列を用いて, 以下の (2.12) 式と (2.3) 式より, 出力系列 \mathbf{y} を推定する。

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \alpha_0 \mathbf{r}_0 + \alpha_1 \mathbf{r}_1 + \cdots + \alpha_{N-1} \mathbf{r}_{N-1} \\ &= \mathbf{R} \boldsymbol{\alpha} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_0 & \mathbf{r}_1 & \cdots & \mathbf{r}_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

また, 開ループ系の応答予測と同様に \mathbf{Y} と $\tilde{\mathbf{R}}$ はそれぞれ事前に取得した時系列データ $y_0(t)$ と疑似参照信号 \tilde{r} のみを用いた行列であるから, 任意の参照信号 $\tilde{r}(t)$ に対するシステム $G(z)$ の出力信号 $y(t)$ は制御対象の一組の入出力データと初期制御器を用いて (2.14) 式で推定できる。

$$y(t) = \mathbf{Y} \mathbf{R}^{-1} r(t) \quad (2.14)$$

2.1.2 疑似外乱信号を用いた閉ループ系の応答推定

本節では 2.1 節で示した開ループ系での応答推定を応用して, 仮想的に作成した外乱信号 $\tilde{d}(t)$ (以下, 疑似外乱信号と呼称) を用いた閉ループ系の時系列応答推定の手法を示す。

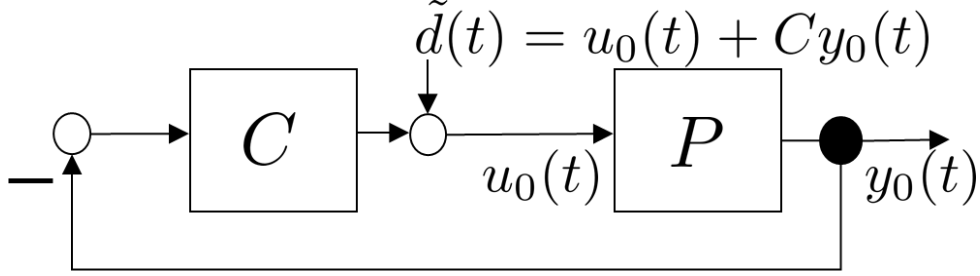


図 2.2: 疑似外乱信号のブロック線図

本研究では, 閉ループ系の時間応答を推定するために, FRIT で用いられる疑似参照信号と同様の考えの下, (5.23) 式のような疑似外乱信号を作成する。

以降, 疑似参照信号を用いた応答推定と同様に, 参照信号 $r(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{r} = [r(0) \ r(1) \ \cdots \ r(N-1)]^T$ を閉ループ系に印加した時の出力信号 $y(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \cdots \ y(N-1)]^T$ を推定する問題を考える。その下準備として, 疑似外乱信号 $\tilde{d}(t)$ の時系列ベクトル $\tilde{\mathbf{d}} = [\tilde{d}(0) \ \tilde{d}(1) \ \cdots \ \tilde{d}(N-1)]^T$ を閉ループ系に印加した時の出力信号 $y(t)$ の時系列ベクトル $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \cdots \ y(N-1)]^T$ を推定する。図 2.2 のように設計者に既知である制御対象 $P(z)$ の入出力データ $\{u_0(t), y_0(t)\}$ と初期制御器 $C(z)$ を用いて, 疑似外乱系列 $\tilde{\mathbf{d}}$ は以下の (5.23) 式で表せる。

$$\tilde{d}(t) = u_0(t) + C(z)y_0(t) \quad (2.15)$$

疑似外乱系列 $\tilde{d}(t)$ を用いて, 以下の (2.16) 式と (2.17) 式を導入することが可能である。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{d}} &= \alpha_0 \tilde{\mathbf{d}}_0 + \alpha_1 \tilde{\mathbf{d}}_1 + \cdots + \alpha_{N-1} \tilde{\mathbf{d}}_{N-1} \\ &= \tilde{\mathbf{D}} \boldsymbol{\alpha} \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\tilde{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} \tilde{d}_0 & \tilde{d}_1 & \cdots & \tilde{d}_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

また, 開ループ系の応答予測と同様に \mathbf{Y} と $\tilde{\mathbf{D}}$ はそれぞれ事前に取得した時系列データ $y_0(t)$ と疑似外乱信号 \tilde{d} のみを用いた行列であるから, 任意の外乱信号 $d(t)$ に対するシステム $G(z)$ の出力信号 $y(t)$ は制御対象の一組の入出力データと初期制御器を用いて

(2.18) 式で推定できる。

$$y(t) = \mathbf{Y}\mathbf{D}^{-1}d(t) \quad (2.18)$$

ここで, 図 2.2 のような直結フィードバックの場合, 外乱 $d(t)$ から出力 $y(t)$ までの伝達関数 G_{yd} は (2.19) 式で表せる。

$$G_{yd} = \frac{P}{1 + PC} \quad (2.19)$$

よって, 閉ループ系に参照信号 $r(t)$ を印加した時の出力信号 $y(t)$ は制御器 $C(z)$ を通すことで, (2.20) 式で推定できる。

$$y(t) = \mathbf{Y}\mathbf{D}^{-1}Cr(t) \quad (2.20)$$

2.1.3 数値例

本節では時間応答の推定に対する数値シミュレーションを示す。シミュレーションの目的は, 任意の制御対象から入出力データを取得し, その入出力データを用いて推定したいシステムの時間応答を推定する。開ループ系での応答推定と疑似参照信号, 疑似外乱信号を用いた閉ループ系における時間応答の推定に対するシミュレーションを示す。本章で説明した応答推定法の数値シミュレーションを示す。安定な制御対象と制御器 $C(z)$ は 4 章で示す三慣性系とその初期制御器を用いた。

表 2.1: 共通のシミュレーション条件

制御対象	三慣性系
制御器	PID 制御器
サンプリング時間	0.0001s
データ長	10001
初期入出力データ	ステップ入力で取得

数値例-開ループ応答推定-

表 2.1 に示すシミュレーション条件を用いて開ループ系での応答推定を行った。図 2.3 に真値と推定したステップ応答, 図 2.4 に真値と推定したステップ応答の誤差を示す。開

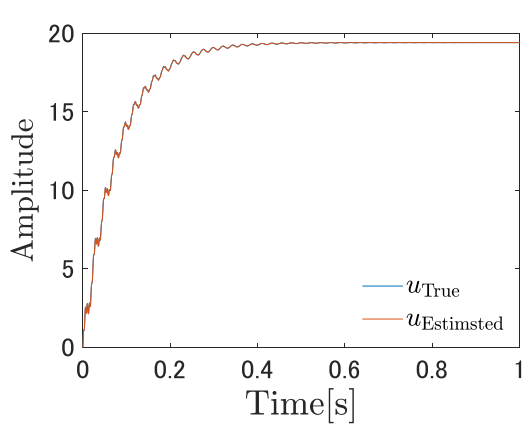


図 2.3: 開ループ系の応答推定結果

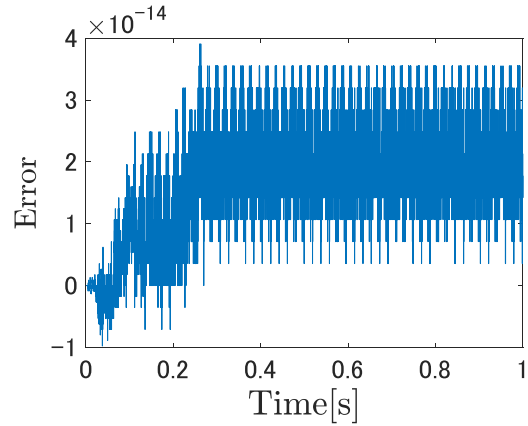


図 2.4: 真値と推定値の誤差

ループ系での応答推定は制御対象の入出力データを取ることで任意の入力を印加した時の出力を推定している。

数値例-疑似参照信号を用いた応答推定-

表 2.1 に示すシミュレーション条件を用いて閉ループ系で疑似参照信号を用いた応答推定を行った。図 2.5 に真値と推定したステップ応答, 図 2.6 に真値と推定したステップ応答の誤差を示す。

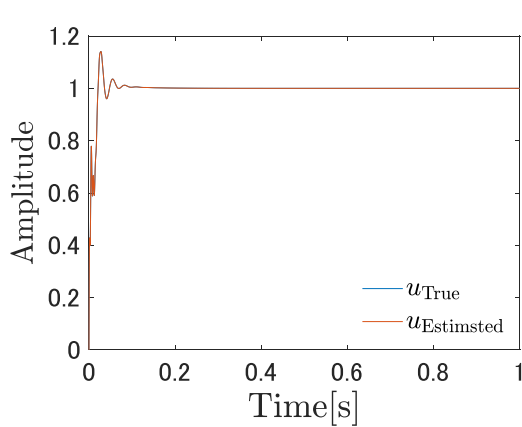


図 2.5: 疑似参照信号を用いた応答推定結果

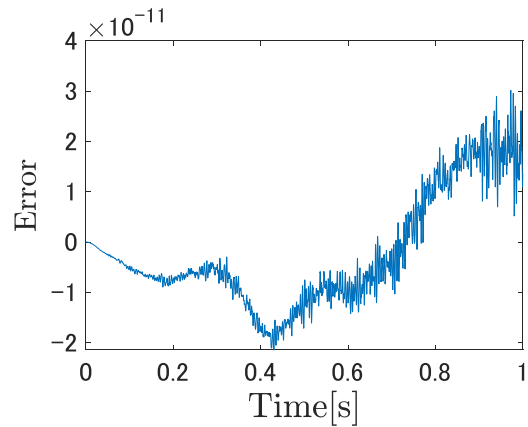


図 2.6: 真値と推定値の誤差

数値例-疑似外乱信号を用いた応答推定-

表 2.1 に示すシミュレーション条件を用いて閉ループ系で疑似外乱信号を用いた応答推定を行った。図 2.7 に真値と推定したステップ応答, 図 2.8 に真値と推定したステップ応答の誤差を示す。

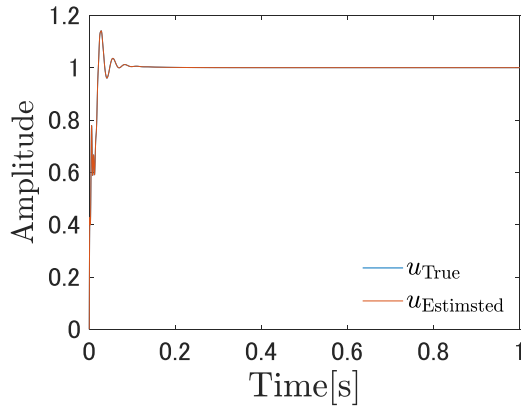


図 2.7: 疑似外乱信号を用いた応答推定結果

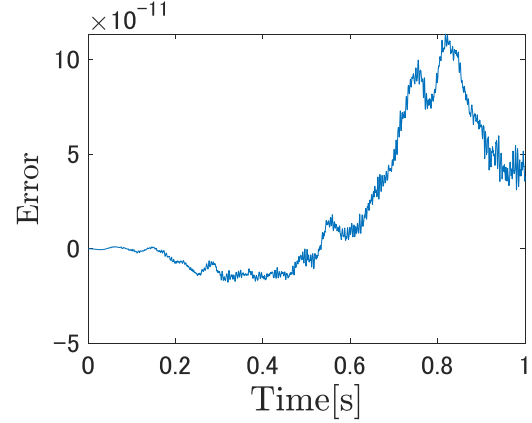


図 2.8: 真値と推定値の誤差

2.2 周波数応答推定

2.1 節で述べた時間応答推定を用いて, 推定したい周波数帯域の周波数を持つ正弦波を参照信号とした応答を推定し, 離散フーリエ変換を行い周波数応答を導出する。任意の周波数 f の時の角周波数 $w = 2\pi f$ の正弦波 $\sin wt$ の出力の時系列データは (2.6) 式を用いて, (2.21) 式で表される。

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{Y}\mathbf{U}^{-1}\mathbf{u}_s \quad (2.21)$$

$$\mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} \sin wt_1 & \sin wt_2 & \cdots & \sin wt_{N-1} \end{bmatrix}^T \quad (2.22)$$

望みの周波数点における正弦波 $\sin wt$ の時間応答を (2.21) 式で推定する。導出した正弦波に対する時間応答と正弦波をそれぞれ離散フーリエ変換する。ここで, $u(t) = \sin wt$ として, 角周波数 w の正弦波とその出力の離散フーリエ変換は, (2.23), (2.24) 式で導出できる。 N はデータ長を示す。

$$\mathbf{U}_f = \sum_{i=0}^{N-1} u_s(i) e^{j\frac{2\pi}{N} fi} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{Y}_f = \sum_{i=0}^{N-1} y_s(i) e^{j\frac{2\pi}{N} fi} \quad (2.24)$$

その比を取り, 角周波数 w の時の周波数応答 $G(w)$ を導出する。

$$G(w) = \frac{Y_f(w)}{U_f(w)} \quad (2.25)$$

この作業を望みの周波数点すべてで行う。

2.2.1 数値例

制御対象の入出力データを用いて, 制御対象の周波数応答の導出を行うことを目標とする。制御対象は連続時間伝達感を離散時間化して導出し, 比較値は連続時間伝達関数より取得した。表 2.2 に示すシミュレーション条件を用いて時間応答推定を用いた周波数応答の推定を行った。

表 2.2: 共通のシミュレーション条件

制御対象	三慣性系
サンプリング時間	0.001s
データ長	1001
周波数	0 から 500 に等間隔に 501 点

図 2.9 に真値と推定した相補感度関数の周波数応答, 図 2.10 に真値と推定値の誤差を示す。

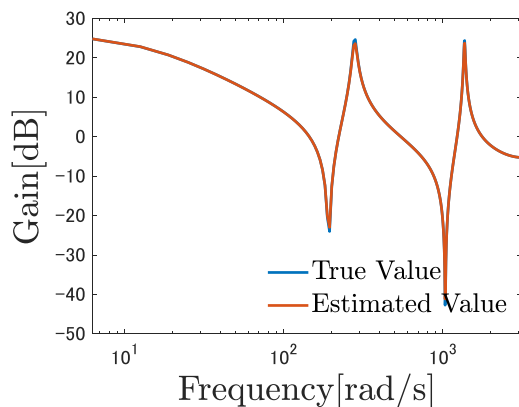


図 2.9: 真値と推定した周波数応答

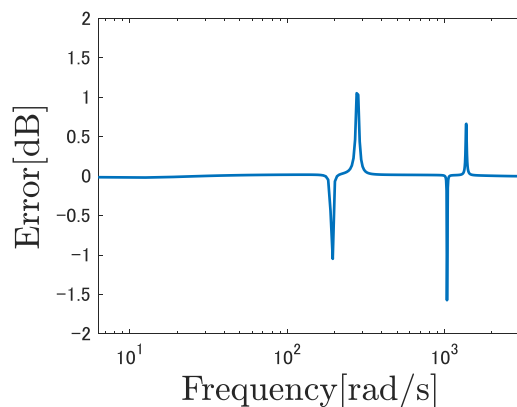


図 2.10: 真値と推定値の誤差

第3章 時間領域と周波数領域の制約を考慮する制御器パラメータ更新

本章では、複数の制約を同時に考慮することが可能な制約付き非線形関数の最適化手法である逐次二次計画法 (Successive Quadratic Programming) について述べる。また、逐次二次計画法の制御系に対する時間領域と周波数領域の制約の適用方法について述べる。

3.1 逐次二次計画法

逐次二次計画法とは、二次計画法 (Quadratic Programming) の定式に含まれるヘッセ行列を更新しながら繰り返しパラメータの調整を行う手法で、非線形な要素を含む関数のパラメータ調整を行う事ができる非線形関数最適化手法の一つである。逐次二次計画法は複数の制約を同時に考慮することも可能であるため、時間領域と周波数領域の制約などを定式に合う形で記述することができれば、制御器パラメータの更新を行うことができると考えられる。

逐次二次計画法は二次計画法を繰り返し行う手法であるので、基本的な二次計画法についての解説を行った後で逐次二次計画法との差異を述べる。

まず初めに、二次計画法を説明するにあたり、問題設定として以下の関数を定義する。二次計画法は数値最適化手法の代表的な手法の一つであり、複数の変数を持つ制約付き二次関数を最適化する手法である。

$$\text{minimize } f(\mathbf{x}) \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \text{subject to } h(\mathbf{x}) &= 0 \\ g(\mathbf{x}) &\leq 0 \end{aligned}$$

ここで、 \mathbf{x} は更新する変数、

$f(\mathbf{x})$ は最小化したい目的関数、

$h(\mathbf{x})$ は等式制約、 $g(\mathbf{x})$ は不等式制約を表す。

二次計画法では (3.1) 式の問題を (3.2) 式のように書き換えることで目的関数が二次関数

で線形制約や非線形制約を持つ問題を二次計画問題として取り扱う。

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \frac{1}{2} \mathbf{d}^T \mathbf{B} \mathbf{d} + \nabla_x f(\mathbf{x})^T \mathbf{d} \\ & \text{subject to} \quad \nabla_x \mathbf{h}(\mathbf{x}) \mathbf{d} + \mathbf{h}(\mathbf{x}) = 0 \\ & \quad \quad \quad \nabla_x \mathbf{g}(\mathbf{x}) \mathbf{d} + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \leq 0 \end{aligned} \tag{3.2}$$

ここで、 $\mathbf{d} = \mathbf{x}^{k+1} - \mathbf{x}^k$ であり、

\mathbf{B} は $n \times n$ の対称正定値行列、

$$\nabla_x \mathbf{h}(\mathbf{x})^T = [\nabla_x h_1(\mathbf{x}), \nabla_x h_2(\mathbf{x}), \dots, \nabla_x h_l(\mathbf{x})],$$

$$\nabla_x \mathbf{g}(\mathbf{x})^T = [\nabla_x g_1(\mathbf{x}), \nabla_x g_2(\mathbf{x}), \dots, \nabla_x g_m(\mathbf{x})]$$

である。
(3.2) 式に含まれる。二次項は非線形な問題を、対称正定値行列を用いることで、凸な問題として扱うことが可能となり、最適解の導出と解の一意性の保証ができる。しかし、デメリットとして、一般的に変数 (制御器パラメータ) が変化することにより、複数の変数が変化するので解を求めにくい可能性がある。線形項は変数の一次の影響を簡潔な評価関数の表現としている。デメリットとして、非線形な問題を扱うことが困難。よって、二次項と、線形項を組み合わせた評価関数を設定することで、より制約を満たすような制御器パラメータの導出に寄与している。

3.1.1 逐次二次計画法のアルゴリズム

逐次二次計画法の一般的なアルゴリズムは以下のような流れである。

制御器調整

- Step1 問題設定として最小化したい関数 $f(\mathbf{x})$ とその制約を決定する。任意の初期点 \mathbf{x}_0 を設定する。
- Step2 問題設定に対して、二次計画法を適用し制約を満たし、関数 $f(\mathbf{x})$ を最小化するような変数 \mathbf{x} を求める。
- Step3 Step 2 での二次計画問題で導出した変数 \mathbf{x} が関数を最小化し、制約を満足しているのか判定
- Step4 制約を満足していれば、調整終了、制約を満たしていないのであれば、二次計画問題の正定値対称行列 \mathbf{B} を更新して、再び Step 2, Step 3 を繰り返す。

3.2 逐次二次計画法と時間領域，周波数領域制約の組み合わせ

逐次二次計画法の定式に合うように時間/周波数領域の望みの制約を満足するように書き直す。まず，問題設定として，更新する制御器パラメータを θ ，評価関数 $J(\theta)$ として，時間領域の制約と周波数領域の制約が (3.4) 式のように与えられているとする。

$$\text{minimize } J(\theta) \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \text{subject to } & \mathbf{u}_L(t) < \mathbf{u}(t, \theta) < \mathbf{u}_U(t) \\ & \mathbf{y}_L(t) < \mathbf{y}(t, \theta) < \mathbf{y}_U(t) \\ & \mathbf{T}(j\omega, \theta) < \mathbf{T}_U(j\omega) \\ & (t = 0, 1, \dots, N-1) \end{aligned} \quad (3.4)$$

$\mathbf{u}_U(t)$, $\mathbf{u}_L(t)$ は制御入力の上界と下界， $\mathbf{y}_U(t)$, $\mathbf{y}_L(t)$ は出力信号に対する制御出力の上界と下界， $\mathbf{T}_U(j\omega)$ は相補感度関数の上界をそれぞれ示している。

この時，逐次二次計画法で最適化が可能となるように (3.4) 式の制約をそれぞれ個々の時間応答，周波数応答の誤差の大きい点が 0 よりも小さくなるという制約に書き直す。書き直した後の制約式を (3.5) 式に示す。

$$g_j(t, \theta) \leq 0 \quad j = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (3.5)$$

$$g_1(t, \theta) = \max(u(t, \theta) - u_U(t)) \quad (3.6)$$

$$g_2(t, \theta) = \max(u_L(t) - u(t))$$

$$g_3(t, \theta) = \max(y(t, \theta) - y_U(t))$$

$$g_4(t, \theta) = \max(y_L(t) - y(t, \theta))$$

$$g_5(t, \theta) = \max(T(j\omega, \theta) - T_U(j\omega))$$

このように時間領域と周波数領域の制約を誤差の最大値を評価する制約に書き換えることによって，時間領域と周波数領域の制約を同時に考慮することが可能となる。

第4章 推定した時間応答/周波数応答を用いた制御器調整

本章では前章までで説明した逐次二次計画法と時間応答，周波数応答の推定との組み合わせとそれらを用いた制御器調整の数値例を示す。数値例では，定量的な評価を行うため，時間領域と周波数領域の制約が既に与えられている三慣性ベンチマーク問題に対して，3章で示した提案手法を適用し，その有効性を検証する。

4.1 制御器調整の方針

以下の表に制御器調整の流れを示す。

提案手法の前準備では，初期入出力データの取得，望みの制約の決定，制御器構造の決定と初期制御器パラメータの決定が必要である。初期入出力データは実際の実機から取得する必要がある，ステップ入力や白色雑音，正弦波など，基本的にどのような信号でも可能である。望みの制約は実機に対して，設計者が任意で設定することが可能であるが，厳しい制約の場合，制約を十分に満足しない可能性があるため，最低限必要な制約を課した後，徐々に厳しい制約を課することが望ましい。

制御器調整の手順

- Step1 初期入出力データの取得，制御器構造や初期制御器の検討，時間領域と周波数領域の制約の検討を行う。
- Step2 ・初期入出力データを用いて，制御対象の行列モデルを作成して，時間応答の推定を行う。
・推定した時間応答を離散フーリエ変換し，制御対象の周波数応答の導出して，制御器の周波数応答を用いて，相補感度関数の周波数応答を導出する。
- Step3 ・推定した時間応答，導出した周波数応答と Step1 で決定した制約を満足しているのかを評価して，次の流れで制御器パラメータの繰り返し調整を行う。
制約を満足した時 \Rightarrow 評価関数の最小化を行う。
制約を満足していないとき \Rightarrow 制約を満足するように制御器パラメータの調整を行う。
- Step4 Step3 で制約を満足した上で，評価関数を最小化した時，制御器調整は終了し，実機に実装する。

なお，本研究では，実際に調整した制御器が制約を満足しているのかを確認するために調整した制御器を実際に実機に実装し，実際の応答が制約を満足している点を確認している。シミュレーションの場合は制御対象の伝達関数モデルに調整した制御器を実装し，応答の確認を行った。

4.2 三慣性ベンチマーク問題

本節では提案手法の有効性をシミュレーションにて示す。シミュレーションの目的は時間領域と周波数領域の制約が示されている三慣性ベンチマーク問題に対して，提案手法を適用し有効性を確認することにある。

4.2.1 シミュレーション条件

制御対象である三慣性系の運動方程式は以下のように表される。文献 [11] より，制御対象は 図 4.1 に示される三慣性系である。三慣性系の運動方程式は文献 [11] より (4.1)-(4.3) 式のように表される。

$$j_1 \ddot{\theta}_1 = -d_1 \dot{\theta}_1 - k_a(\theta_1 - \theta_2) - d_a(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) + \tau + \tau_{d1} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned}
 j_2 \ddot{\theta}_2 &= k_b(\theta_1 - \theta_2) + d_a(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) - d_2 \dot{\theta}_2 \\
 &\quad - k_b(\theta_2 - \theta_3) - d_b(\dot{\theta}_2 - \dot{\theta}_3) + \tau_{d2}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

$$j_3 \ddot{\theta}_3 = k_b(\theta_2 - \theta_3) + d_b(\dot{\theta}_2 - \dot{\theta}_3) - d_3 \dot{\theta}_3 + \tau_{d3} \tag{4.3}$$

ここで、各慣性系のパラメータは文献 [11] より以下のように定義する。

回転角 $\theta_i (i = 1 \sim 3)$

角速度 $\dot{\theta}_i (i = 1 \sim 3)$

各加速度 $\ddot{\theta}_i (i = 1 \sim 3)$

操作トルク: τ , トルク外乱: $\tau_{di} (i = 1 \sim 3)$

各慣性系の慣性モーメント: $j_i (i = 1 \sim 3)$

ばね定数: $k_i (i = a, b)$

粘性摩擦係数: $d_i (i = 1 \sim 3, a, b)$

三慣性ベンチマーク問題においては、制約を満たしたうえで、ねじり角変異を最小化することが課題となっている。具体的に評価関数を何とするかの指定はされていない。

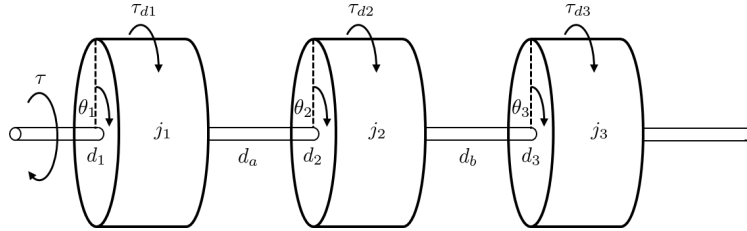


図 4.1: 三慣性系

4.3 三慣性ベンチマーク問題

初期制御器は θ を制御器パラメータとした PID 制御器とした。PID ゲインは設計者の試行錯誤でパラメータを決定した。

$$C(z, \theta) = \theta_1 + \theta_2 \frac{Ts}{1 - z^{-1}} + \theta_3 \frac{1 - z^{-1}}{1 - (1 - Ts)z^{-1}} \tag{4.4}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 \end{bmatrix}^T$$

評価関数は三慣性系のランプ応答、ステップ外乱の応答のねじり角変位の和の最大値として、その評価関数が最も小さくなるように最適化計算を行う。評価関数であるねじり角変位を 0 に近づけることは各慣性間の誤差を小さくすることであり、三慣性ベンチマーク問題の共通のねじり角変異を最小化する課題を考慮して設定した。設計仕様は参考文献 [11] を参考にして設定した。

$$\begin{aligned} \text{minimize } & |\theta_{1\text{ramp}} - \theta_{2\text{ramp}}| + |\theta_{2\text{ramp}} - \theta_{3\text{ramp}}| \\ & + |\theta_{1\text{step}} - \theta_{2\text{step}}| + |\theta_{2\text{step}} - \theta_{3\text{step}}| \end{aligned}$$

$$y_{\text{U}_{\text{ramp}}}(t) = 204 \quad (0 \text{ s} \leq t)$$

$$y_{\text{L}_{\text{ramp}}}(t) = \begin{cases} 0 & (0 \text{ s} \leq t < 1 \text{ s}) \\ 196 & (1 \text{ s} \leq t) \end{cases}$$

$$y_{\text{U}_{\text{step}}}(t) = 0.5 \quad (0.5 \text{ s} \leq t)$$

$$y_{\text{L}_{\text{step}}}(t) = 0.5 \quad (0.5 \text{ s} \leq t)$$

$$T_{\text{U}}(jw) = \begin{cases} 20 & (w \leq 3000 \text{ rad/s}) \\ -20 & (3000 \text{ rad/s} \leq w) \end{cases}$$

この問題を 2, 3 章で示す制御器パラメータ更新と応答の推定と導出を行うことで、時間領域と周波数領域の設計仕様を満足した制御器パラメータを導出する。

$u_{\text{U}}(t)$, $u_{\text{L}}(t)$ は制御入力の上界と下界, $y_{\text{U}_{\text{ramp}}}(t)$, $y_{\text{L}_{\text{ramp}}}(t)$ はランプ入力に対する制御出力の上界と下界, $y_{\text{U}_{\text{step}}}(t)$, $y_{\text{L}_{\text{step}}}(t)$ はステップ外乱に対する制御出力の上界と下界, $T_{\text{U}}(jw)$ は相補感度関数の上界をそれぞれ示している。各値は参考文献 [11] を参考にして、設計仕様を設定した。

4.4 数値例

三慣性系に対して、時間領域の制約と周波数領域の制約を課した制御器調整を行う。応答推定を用いた制御器調整におけるシミュレーション条件を表 4.1 に示す。

比較対象として、応答推定を行わず、伝達関数モデルを用いた場合、応答推定を用いた場合で同様に逐次二次計画法を用いて、それぞれ制御器調整を行った。

シミュレーション結果を表 4.2 と図 4.2-4.4 に示す。

表 4.1: シミュレーション条件

制御対象	三慣性系
制御器	(4.4) 式の $C(z, \theta)$
サンプリング時間	0.001s
データ長	1001
初期入出力データ	ステップ入力で取得

$$\theta_0 = \begin{bmatrix} 0.02 & 0.05 & 0.001 \end{bmatrix}^T$$

表 4.2: 制御器調整の結果

調整回数	34 回
調整時間	69.5 秒
提案手法の評価関数	1.113×10^{-2}
伝達関数モデルに実装した時の評価関数	1.50×10^{-3}

結果として、提案手法と伝達関数モデルの評価関数を比較すると、伝達関数モデルの場合の時の方が良い結果が得られた。しかし、実応用の際は制御対象の正確な同定は困難である。また、三慣性系といった制御対象の同定する必要のあるパラメータが多い制御対象の場合、非常に手間がかかってしまう。モデルを用いた時ほどではないが、制御対象の入出力データから制約を満足し、十分にねじり角変位を低減している制御器パラメータの導出を行える提案手法は時間的、金銭的コストの削減に対して有効である。しかし、問題点として、実際の制御対象の入出力データには、ノイズや外乱が含まれており、時間応答、周波数応答の推定精度が劣化してしまう。よって、提案手法の実用化には外乱除去、雑音除去の必要性がある。

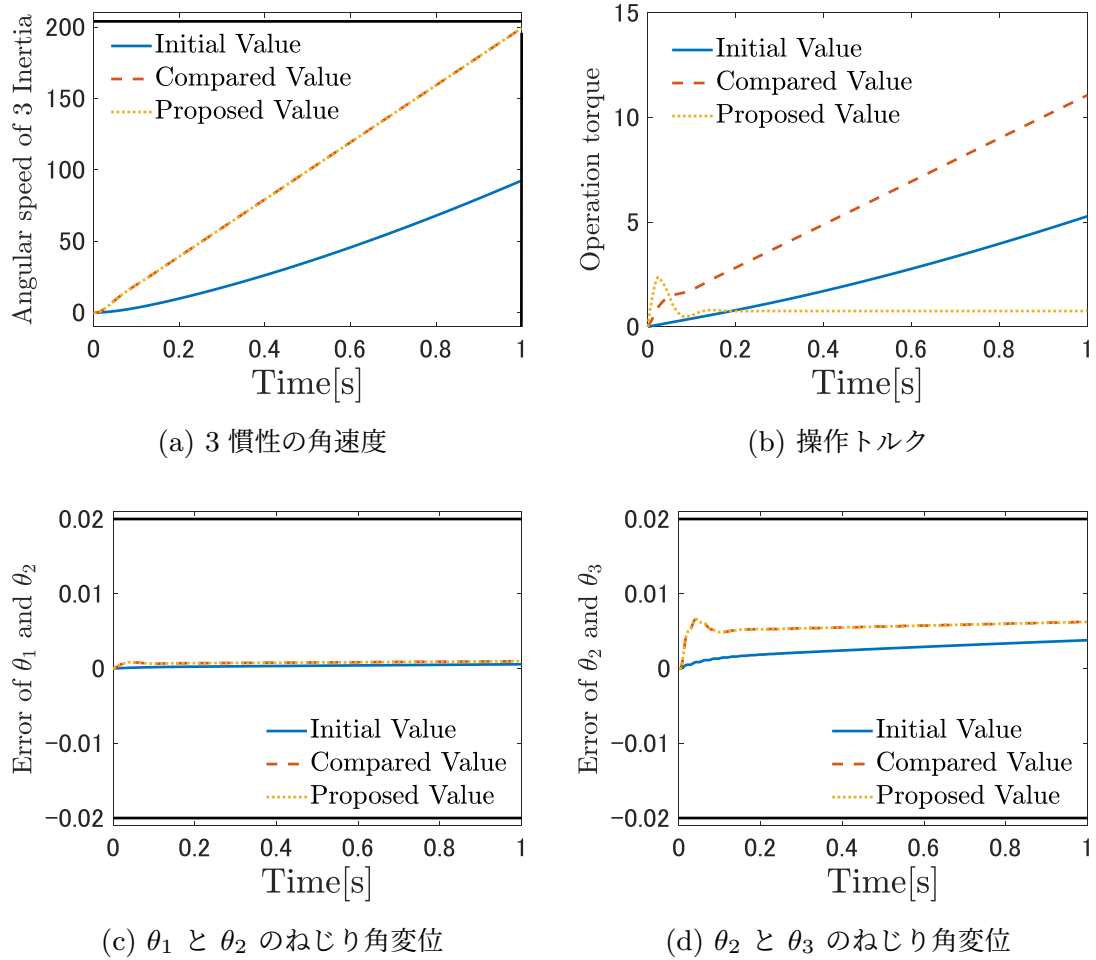


図 4.2: ランプ入力に対する応答

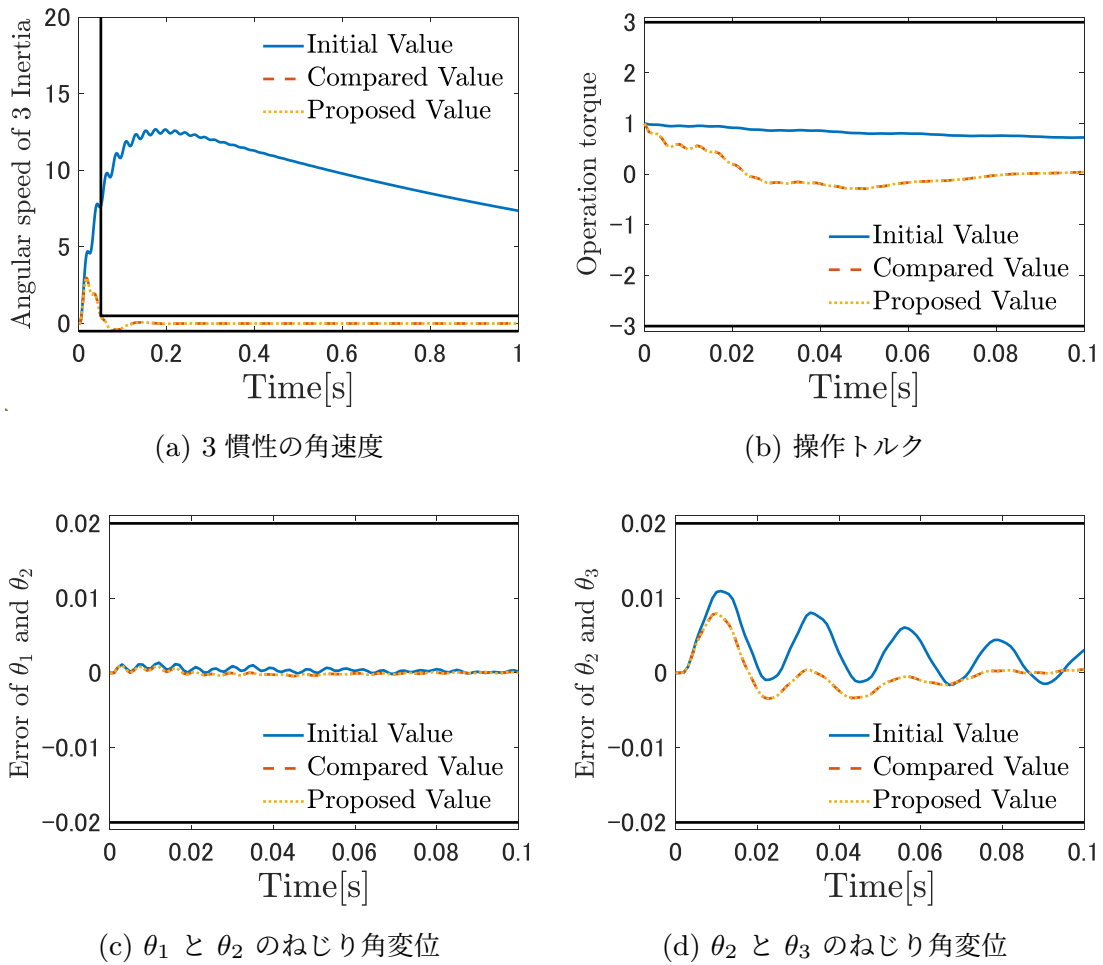


図 4.3: ステップ外乱に対する応答

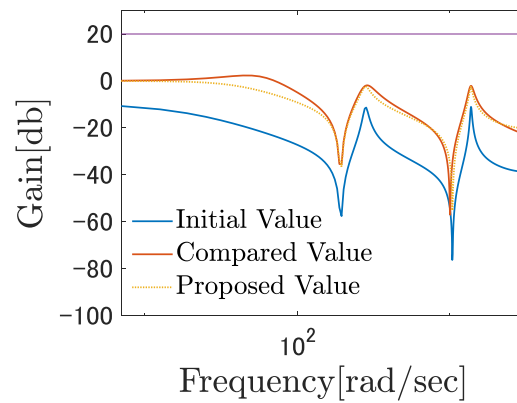


図 4.4: 相補感度関数のゲイン線図

第5章 外乱を考慮した時間/周波数応答の推定

本章では、提案手法を実応用する際、雑音や外乱の影響による推定精度の劣化を防止するため、クーロン摩擦といった、速度に依存しない外乱の除去と信号に含まれる雑音の除去について概説する。

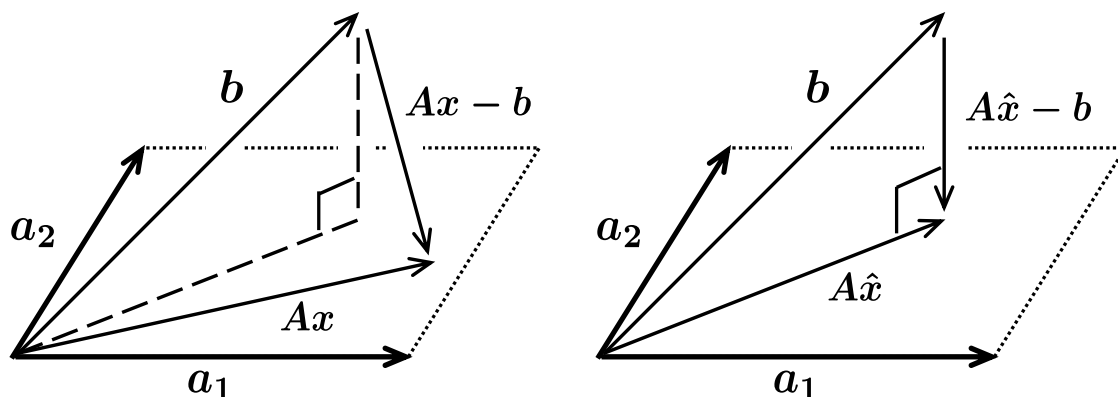


図 5.1: 信号射影概念図

5.1 信号射影による雑音の影響除去法

文献 [10] で提案された手法を適用し、入出力データから雑音の除去を図る。雑音の重畳した信号の時系列ベクトルを \mathbf{b} 、平面を雑音の成分を含まない信号を基底とする平面と見立てた $\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}$ を \mathbf{b} から雑音の影響が除去された信号の時系列ベクトルとみなすとき、

図 5.1(a) のように、雑音を含む信号の時系列ベクトル \mathbf{b} と雑音成分を含まない平面上の基底ベクトル $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2$ を考える。この平面上の任意のベクトルは実数 x_1, x_2 を用いて $x_1\mathbf{a}_1 + x_2\mathbf{a}_2$ と表される。ここで $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2]$, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ と定義すれば (5.1) 式を得る。

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = x_1\mathbf{a}_1 + x_2\mathbf{a}_2 \quad (5.1)$$

次に、雑音を含む信号の時系列ベクトル \mathbf{b} の雑音を除去するために信号射影を行う。図 5.1(b) のように、 \mathbf{b} が平面におろす垂線と $\mathbf{Ax} - \mathbf{b}$ が一致すれば \mathbf{Ax} は \mathbf{b} を射影したベクトルと一致する。 $\mathbf{Ax} - \mathbf{b}$ が平面に垂直なベクトルとなるとき、 $\|\mathbf{Ax} - \mathbf{b}\|_2$ は最小値をとる。つまり、 $\|\mathbf{Ax} - \mathbf{b}\|_2$ が最小となるような \mathbf{Ax} は \mathbf{b} の平面への射影ベクトルを表す。2 ノルムの最小化問題と 2 ノルムの 2 乗の最小化問題は同値であるため、 \mathbf{Ax} が \mathbf{b} の正射影となるためのベクトル $\hat{\mathbf{x}}$ を求める問題は (5.2) 式のように定式化できる。

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{Ax} - \mathbf{b}\|_2^2 \quad (5.2)$$

この問題は最小二乗法により (5.3) 式のように解かれる。

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (5.3)$$

以上より、 \mathbf{b} を平面に射影したベクトル $\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}$ は (5.4) 式のように得られる。

$$\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (5.4)$$

(5.2)–(5.4) 式はより高次のベクトルをその部分空間に射影する場合であっても同様に成り立ち、同様に最小二乗法による求解が可能である。

実際に実機から取得した初期の出力データ $y_0(t)$ を雑音成分を含まない基底が張る部分空間に射影した信号 $y_p(t)$ を求める。(5.6) 式のように基底となる信号 $y_d^i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, M_Y$) を外乱の含まれていない参照信号 $r(t)$ を用いて生成する。ここで $F_1(z)$, $F(z)$ は適切なフィルタが選択されているものとする。

$$y_d^1(t) = F_1(z)r(t) \quad (5.5)$$

$$y_d^i(t) = F(z)y_d^{i-1}(t) \quad (2 \leq i \leq M_Y) \quad (5.6)$$

ここで、 \mathbf{y}_d^i , \mathbf{Y}_d を (5.7), (5.8) 式とすると、基底 \mathbf{y}_d^i が張る M_Y 次元部分空間上のベクトル $\mathbf{y}_p = \mathbf{Y}_d \mathbf{x}$ が \mathbf{y}_0 の射影となるためのベクトル $\hat{\mathbf{x}}$ は (5.9) 式のようになる。

$$\mathbf{y}_d^i = [y_d^i(0) \ y_d^i(1) \ \cdots \ y_d^i(N-1)]^T \quad (5.7)$$

$$\mathbf{Y}_d = [\mathbf{y}_d^1 \ \mathbf{y}_d^2 \ \cdots \ \mathbf{y}_d^{M_Y}] \quad (5.8)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{Y}_d \mathbf{x} - \mathbf{y}_0\|_2^2 \quad (5.9)$$

(5.9) 式は (5.2) 式と同様に最小二乗法により (5.10) 式のように解かれる。よって \mathbf{y}_p は (5.11) 式のように得られる。(5.11) 式のように得られた \mathbf{y}_p から (5.12) 式のように時系列信号 $y_p(t)$ を導出できる。同様に $u_0(t)$ に対しても同様の処理を行うことで、(5.13) 式のように時系列信号 $u_p(t)$ を導出する。

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{Y}_d^T \mathbf{Y}_d)^{-1} \mathbf{Y}_d^T \mathbf{y}_0 \quad (5.10)$$

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{Y}_d(\mathbf{Y}_d^T \mathbf{Y}_d)^{-1} \mathbf{Y}_d^T \mathbf{y}_0 \quad (5.11)$$

$$\mathbf{y}_p = [y_p(0) \ y_p(1) \ \cdots \ y_p(N-1)]^T \quad (5.12)$$

$$\mathbf{u}_p = \mathbf{Y}_d(\mathbf{Y}_d^T \mathbf{Y}_d)^{-1} \mathbf{Y}_d^T \mathbf{u}_0 \quad (5.13)$$

$$\mathbf{u}_p = [u_p(0) \ u_p(1) \ \cdots \ u_p(N-1)]^T \quad (5.14)$$

よって、基底を作るための $F_1(z)$, $F(z)$ が適切に選択されていれば $u_p(t)$, $y_p(t)$ は雑音の影響を除去した信号となる。 $u_p(t)$, $y_p(t)$ を $u_0(t)$, $y_0(t)$ の代わりに利用し雑音の影響の除去できる。

5.2 二慣性系に対する閉ループ応答推定

実機検証における応答の推定はクーロン摩擦や雑音といった外乱の影響により、推定精度の劣化が劣化する。よって、それらの外乱に対して処理を行い推定精度の劣化を補償する。また、入出力データの取得は制御入力、モータ側慣性、負荷側慣性それぞれから取得し、モータ側慣性に参照信号を印加し、モータ側慣性の角速度をフィードバックする。

5.2.1 応答推定の方針

実機から取得した出力 $y(t)$ には (5.15) 式のように参照信号 $r(t)$ による出力 $y_{\text{ref}}(t)$ だけでなく、外乱 $d(t)$ による出力 $y_{\text{dis}}(t)$ が含まれている。また、その影響による追従誤差 $e(t) = r(t) - y(t)$ を補償するために (5.16) 式のような入力信号 $u(t)$ の中に $y_{\text{dis}}(t)$ を補償するための入力信号 $u_{\text{dis}}(t)$ が含まれる。

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{PC}{1+PC} r(t) - \frac{P}{1+PC} d(t) \\ &= y_{\text{ref}}(t) - y_{\text{dis}}(t) \end{aligned} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{C}{1+PC} r(t) - \frac{1}{1+PC} d(t) \\ &= u_{\text{ref}}(t) - u_{\text{dis}}(t) \end{aligned} \quad (5.16)$$

よって、 $y_{\text{dis}}(t)$, $u_{\text{dis}}(t)$ を補償するように閉ループ応答の推定を行う。本手法では $y_{\text{ref}}(t)$, $u_{\text{ref}}(t)$, $y_{\text{dis}}(t)$, $u_{\text{dis}}(t)$ をそれぞれ導出する。

5.2.2 $y_{M1_{\text{ref}}}(t)$, $u_{\text{ref}}(t)$ の推定

$y_{M1_{\text{ref}}}(t)$, $u_{\text{ref}}(t)$ の推定を行うために, 大きさの違う二種類の参照入力 $r_1(t)$, $r_2(t)$ ($0 \leq r_1(t) \leq r_2(t)$) を印加して初期入出力データ $u_1(t)$, $y_{M1}(t)$, $y_{L1}(t)$, $u_2(t)$, $y_{M2}(t)$, $y_{L2}(t)$ を取得する。初期入出力データに含まれるクーロン摩擦といった外乱を一定であると仮定すると以下の 4 つの式が成り立つ。

$$u_1(t) = \frac{C}{1 + P_M C} r_1(t) - \frac{P_M C}{1 + P_M C} d(t) \quad (5.17)$$

$$y_{M1}(t) = \frac{P_M C}{1 + P_M C} r_1(t) - \frac{P_M}{1 + P_M C} d(t) \quad (5.18)$$

$$u_2(t) = \frac{C}{1 + P_M C} r_2(t) - \frac{P_M C}{1 + P_M C} d(t) \quad (5.19)$$

$$y_{M2}(t) = \frac{P_M C}{1 + P_M C} r_2(t) - \frac{P_M}{1 + P_M C} d(t) \quad (5.20)$$

(5.17)-(5.20) 式に含まれる $d(t)$ を同一の外乱信号であるとして, $u_0 = u_2(t) - u_1(t)$, $y_{M0}(t) = y_{M2}(t) - y_{M1}(t)$ を計算し, $d(t)$ による出力を除去すると, 参照信号 $r_0(t) = r_2(t) - r_1(t)$ による入力信号 $u_0(t)$, 出力信号 $y_{M0}(t)$ となる。

$$u_0(t) = u_2(t) - u_1(t) \quad (5.21)$$

$$y_{M0}(t) = y_{M2}(t) - y_{M1}(t) \quad (5.22)$$

したがって, この $u_0(t)$, $y_{M0}(t)$ と初期制御器 C を用いて疑似参照信号 \tilde{r} を作成し, 任意の参照入力 $r(t)$ に対する入出力信号 $\hat{u}(t)$, $\hat{y}(t)$ を推定すると, クーロン摩擦の影響を除去した入力系列 $u_{\text{ref}}(t)$ と出力信号 $y_{M_{\text{ref}}}(t)$ を推定できる。

$$\tilde{r}_0(t) = C^{-1} u_0(t) + y_{M0}(t) \quad (5.23)$$

これらを用いて任意の参照信号 $r(t)$ を印加した時のクーロン摩擦を除去した入力信号 $u_{\text{ref}}(t)$ と出力信号 $y_{\text{ref}}(t)$ は以下の (5.24), (5.25) 式で推定できる。

$$\hat{y}_{M_{\text{ref}}}(t) = \mathbf{Y}_M \tilde{\mathbf{R}}^{-1} r(t) \quad (5.24)$$

$$\hat{u}_{\text{ref}}(t) = \mathbf{U} \mathbf{R}^{-1} r(t) \quad (5.25)$$

5.2.3 $y_{\text{dis}}(t)$, $u_{\text{dis}}(t)$ の推定

(5.24), (5.25) 式より $r_2(t)$ を印加した時の出力 $\hat{y}_{M2_{\text{ref}}}(t)$ と実機から取得した $y_{M2}(t)$ の差を計算することで y_{dis} を導出する。

$$y_{\text{dis}}(t) = \hat{y}_{M2_{\text{ref}}}(t) - y_{M2}(t) \quad (5.26)$$

同様に, $r_2(t)$ を印加した時の入力信号 $\hat{u}_{\text{ref}}(t)$ と実機から取得した $u_2(t)$ の差を計算することで u_{dis} を導出する。

$$u_{\text{dis}}(t) = \hat{u}_{\text{ref}}(t) - u_2(t) \quad (5.27)$$

ここで, 改めて別の参照信号 $r_3(t)$ を印加した時の入力信号, 出力信号の推定値 $\hat{u}_3(t)$, $\hat{y}_{M3}(t)$ は以下の (5.28), (5.29) 式で導出する。

$$\hat{y}_{M3}(t) = y_{M_{\text{ref}}}(t) - y_{\text{dis}}(t) \quad (5.28)$$

$$\hat{u}_3(t) = u_{\text{ref}}(t) - u_{\text{dis}}(t) \quad (5.29)$$

5.2.4 負荷側の角速度 $y_L(t)$ の推定

負荷側の角速度も二種類のデータを用いて, モータ側角速度の推定 (5.24) 式, 外乱の推定 (5.26) 式と同様に (5.31) 式で $\hat{y}_{L_{\text{ref}}}(t)$ の推定と (5.32) 式で負荷側の外乱 $y_{L_{\text{dis}}}(t)$ の補償を行い, モータ側角度を導出する。

$$y_{L0}(t) = y_{L2}(t) - y_{L1}(t) \quad (5.30)$$

$$\hat{y}_{L_{\text{ref}}}(t) = \mathbf{Y}_L \tilde{\mathbf{R}}^{-1} r(t) \quad (5.31)$$

$$\hat{y}_{M3}(t) = y_{L_{\text{ref}}}(t) - y_{\text{dis}}(t) \quad (5.32)$$

5.3 実機検証

以上の流れを用いて, 二慣性系に対して, 二種類の初期入出力データを取得し, 応答の推定を行った。

5.3.1 実験条件

実験条件は以下のようになっている。

初期入力データは 以下の参照信号 $r_1(t)$, $r_2(t)$ をモータ側慣性に印加しデータの取得を

表 5.1: 実験条件

制御対象	二慣性共振系
サンプリング時間	1ms
データ長	10001
初期入出力データ	以下 $r_1(t), r_2(t)$ 参照
ギヤ比	モータ: 負荷=4:1

行った。

$$r_1(t) = 50[\text{rad/s}]$$

$$r_2(t) = 100[\text{rad/s}]$$

初期入出力データ $u_1(t), y_{M1}(t), y_{L1}(t), u_2(t), y_{M2}(t), y_{L2}(t)$ は事前に信号射影を行って、外乱の除去を行ったデータを用いて初期入出力データ $u_0(t), y_{M0}(t), y_{L0}(t)$ を導出した。

$$u_0(t) = u_2(t) - u_1(t) \quad (5.33)$$

$$y_{M0}(t) = y_{M2}(t) - y_{M1}(t) \quad (5.34)$$

$$y_{L0}(t) = y_{L2}(t) - y_{L1}(t) \quad (5.35)$$

二つの参照入力から取得した入出力データ、図 5.2, 図 5.3 を用いて参照入力 $r(t) = 70[\text{rad/s}]$ に対する応答の推定を行った。

5.3.2 実験結果

推定結果は図 5.4-5.6 に示す。

図 5.4 の左図は閉ループ系の入力信号 $u(t)$ の実測値と推定値、右図は誤差を示す。

図 5.5 の左図は $r(t) = 70[\text{rad/s}]$ に対するモータ側慣性の角速度の実測値と推定値、右図は誤差を示す。

同様に図 5.6 の左図は $r(t) = 70[\text{rad/s}]$ に対する負荷側慣性の角速度の実測値と推定値、右図は誤差を示す。

図 5.5 のモータ側の角速度の誤差は最大 3.26%, 図 5.6 の負荷側の角速度の誤差は最大 4.29% であった。

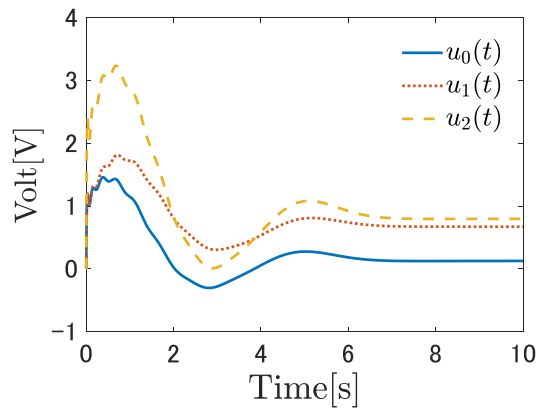


図 5.2: 初期入力データ

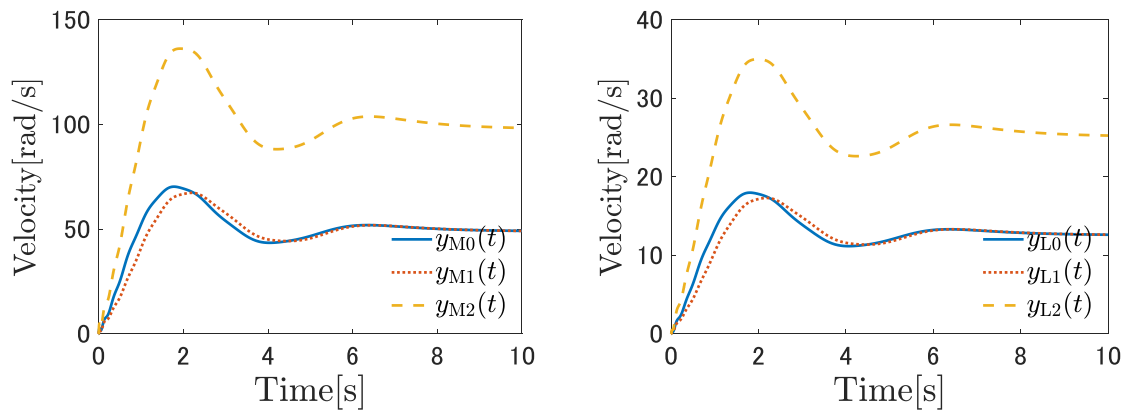


図 5.3: 初期出力データ

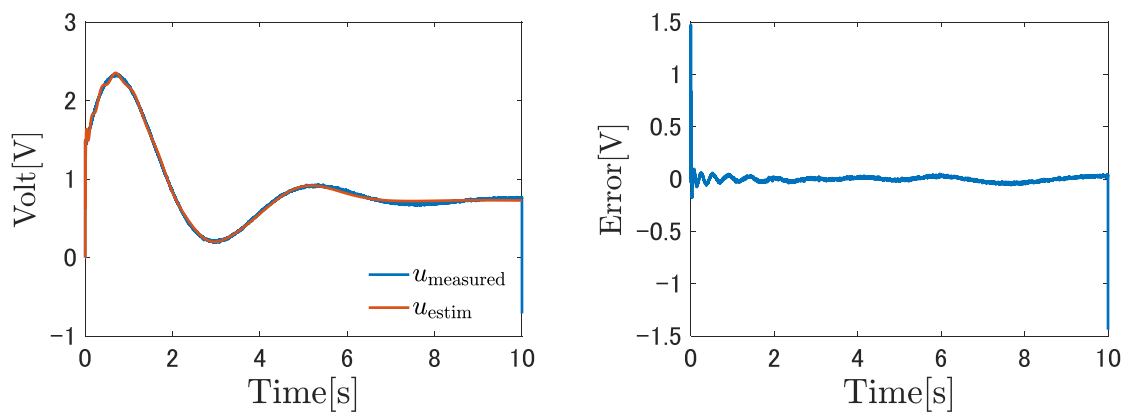


図 5.4: 入力データの実測値と推定値の比較

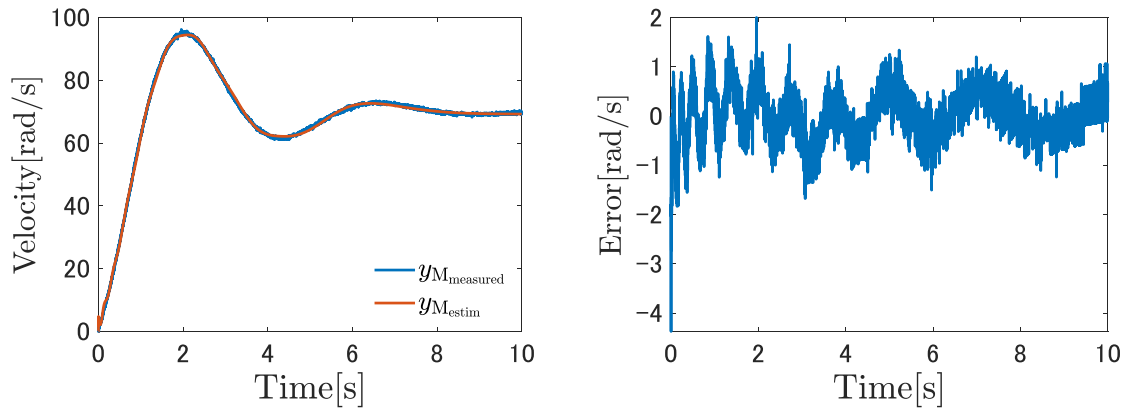


図 5.5: モータ側慣性の出力データの比較

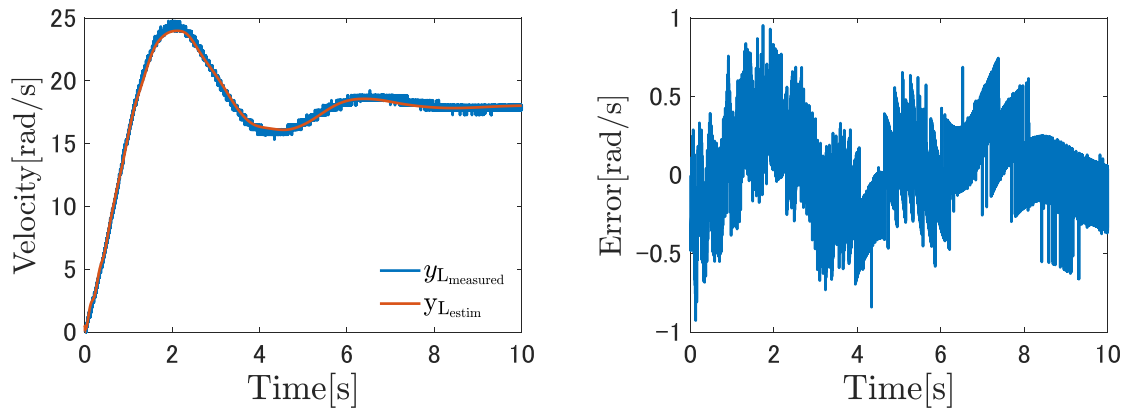


図 5.6: 負荷側慣性の出力データの比較

5.4 まとめと今後の課題

今回の検証では二種類の入出力データを用いて、さらに別の参照信号を与えて応答の推定を行った。結果に誤差は見られたが、雑音の除去や外乱の補償を行った場合、ある程度の誤差は存在するものの、十分に推定できているといえる。

第6章 実機検証

本章では提案手法の実機検証として、二慣性共振系に対する時間領域と周波数領域の制約を考慮したデータ駆動型制御器調整の実機検証について述べる。従来、VRFT や FRIT といった、データ駆動型制御器調整法が提案されてきたが、制御器調整後の応答が未知である点や望みの特性を有する参照モデルに完璧な追従を行うことが困難な点から、制御器パラメータ調整後に、望みの応答を満足している補償がなく、制御対象の同定を行わない手法であるため、制御器調整後の応答は実機に実装し確認する必要がある。これらの問題点を解決するために応答の推定を行うと同時に、参照モデルを必要とせず、同時に時間領域と周波数領域の制約を課すことが可能である逐次二次計画法に応答推定を組み合わせた制御器調整法を提案する。本章では、その有効性を実機検証にて確認する。本研究の目標は制御器 $C(z, \theta)$ の制御器パラメータ θ を調整して、(6.2) 式のような制約を全て満足した上で、評価関数 $J(\theta)$ を最小化することである。

$$\text{minimize } J(\theta) \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} \text{subject to } & \mathbf{u}_L(t) < \mathbf{u}(t, \theta) < \mathbf{u}_U(t) \\ & \mathbf{y}_L(t) < \mathbf{y}(t, \theta) < \mathbf{y}_U(t) \\ & \mathbf{T}(jw\theta) < \mathbf{T}_U(jw) \\ & (t = 0, 1, \dots, N-1) \end{aligned} \quad (6.2)$$

$\mathbf{u}_U(t)$, $\mathbf{u}_L(t)$ は制御入力の上界と下界, $\mathbf{y}_U(t)$, $\mathbf{y}_L(t)$ は出力信号に対する制御出力の上界と下界, $\mathbf{T}_U(jw)$ は相補感度関数の上界をそれぞれ示している。

6.1 制御器調整の方針

以下の表に制御器調整の流れを示す。

制御器調整の手順

- Step1 初期入出力データの取得, 制御器構造や初期制御器の検討, 信号射影のフィルタの検討, 時間領域と周波数領域の制約の検討を行う。
- Step2 ・初期入出力データを用いて, 制御対象の行列モデルを作成して, 時間応答の推定を行う。
・推定した応答から制御対象の周波数応答の導出して, 制御器の周波数応答を用いて, 相補感度関数の周波数応答を導出する。
- Step3 ・推定した時間応答, 導出した周波数応答と Step1 で決定した制約を満足しているのかを評価して, 次の流れで制御器パラメータの繰り返し調整を行う。
制約を満足した時 \Rightarrow 評価関数の最小化を行う。
制約を満足していないとき \Rightarrow 制約を満足するように制御器パラメータの調整を行う。
- Step4 Step3 で制約を満足した上で, 評価関数を最小化した時, 制御器調整は終了し, 実機に実装する。
- Step5 有効性の確認は Step4 で, 実際に実機に実装し, 推定した時間応答や導出した周波数応答と実機の時間応答/周波数応答を確認, 比較し, その有効性を検証する。

6.2 実機検証

以上の流れを用いて実機検証を行うが, 今回の実機検証では上記の流れに加えて, クーロン摩擦といった外乱を一定とみなして 2 種類のデータを用いて除去する事, 信号射影によって実機から取得した信号の雑音の除去を行う事を行った。

6.2.1 実験条件

実験条件は表 6.1 のようになっている。また, 制御対象の簡易的なブロック線図を図 6.1 に示す。

初期入出力データは以下に示す。

$$r_1(t) = 50[\text{rad/s}]$$

$$r_2(t) = 100[\text{rad/s}]$$

参照入力 $r_1(t)$, $r_2(t)$ ($0 \leq r_1(t) \leq r_2(t)$) を印加した時の制御入力, モータ側出力, 負荷側出力の取得した初期入出力データを $u_1(t)$, $y_{M1}(t)$, $y_{L1}(t)$, $u_2(t)$, $y_{M2}(t)$, $y_{L2}(t)$ として

表 6.1: 実験条件

制御対象	二慣性共振系
サンプリング時間	1ms
データ長	10001
初期入出力データ	大きさ 50, 100[rad/s] の参照入力
ギヤ比	モータ: 負荷=4:1

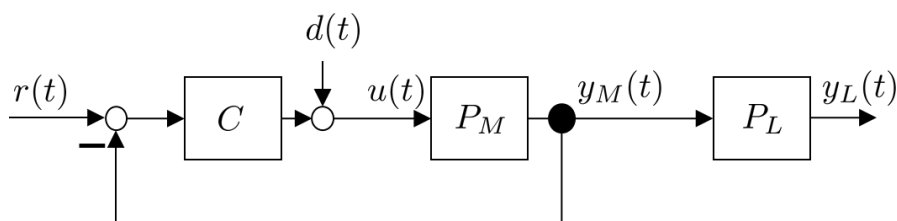


図 6.1: 二慣性共振系の簡易ブロック線図

示す。初期入出力データ $u_1(t), y_{M1}(t), y_{L1}(t), u_2(t), y_{M2}(t), y_{L2}(t)$ は事前に信号射影を行って、雑音の除去を行ったデータを用いて応答推定に用いる初期入出力データ $u_0(t), y_{M0}(t), y_{L0}(t)$ を (6.3)-(6.5) 式のように大きさ一定とみなしたクーロン摩擦を打ち消すように計算する。

$$u_0(t) = u_2(t) - u_1(t) \quad (6.3)$$

$$y_{M0}(t) = y_{M2}(t) - y_{M1}(t) \quad (6.4)$$

$$y_{L0}(t) = y_{L2}(t) - y_{L1}(t) \quad (6.5)$$

二つつの参照入力から取得した入出力データを用いて、別の参照入力 (実機検証では 70[rad/s] の参照入力) に対する時間応答の推定と制御器調整を繰り返し行い、制約を満たす制御器を導出する。

6.2.2 制御器構造

制御器構造は (6.6) 式を離散時間伝達関数に変換したものを用いる。初期制御器は (6.7) 式である。

$$C(z, \boldsymbol{\theta}) = K_P + K_I \frac{1}{s} + K_D \frac{s}{s+1} \quad (6.6)$$

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} K_P & K_I & K_D \end{bmatrix}^T$$

$$C(z, \boldsymbol{\theta}_0) = K_P + K_I \frac{1}{s} + K_D \frac{s}{s+1} \quad (6.7)$$

$$\boldsymbol{\theta}_0 = \begin{bmatrix} 0.02 & 0.05 & 0.001 \end{bmatrix}^T$$

6.2.3 時間領域と周波数領域の制約

制約は試行錯誤に決定した。評価関数は整定時間とした。評価関数を整定時間としたため、ステップ応答の上界と下界は $\pm 5\%$ とした。

$$\text{minimize } J(\boldsymbol{\theta}) \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} \text{subject to } & \mathbf{u}_L(t) < \mathbf{u}(t) < \mathbf{u}_U(t) \\ & \mathbf{y}_{M_L}(t) < \mathbf{y}_M(t, \boldsymbol{\theta}) < \mathbf{y}_{M_U}(t) \\ & \mathbf{y}_{L_L}(t) < \mathbf{y}_L(t, \boldsymbol{\theta}) < \mathbf{y}_{L_U}(t) \\ & \mathbf{T}(jw, \boldsymbol{\theta}) < \mathbf{T}_U(jw) \\ & (t = 0, 1, \dots, N-1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_U(t) &= 2.5 \quad (0 \text{ s} \leq t < 10 \text{ s}) \\
 U_L(t) &= 2.5 \quad (0 \text{ s} \leq t < 10 \text{ s}) \\
 y_{M_U}(t) &= \begin{cases} 100 & (0 \text{ s} \leq t < 3 \text{ s}) \\ 73.5 & (3 \text{ s} \leq t < 10 \text{ s}) \end{cases} \\
 y_{M_L}(t) &= \begin{cases} -1 & (0 \text{ s} \leq t < 3 \text{ s}) \\ 66.5 & (3 \text{ s} \leq t < 10 \text{ s}) \end{cases} \\
 y_{L_U}(t) &= \begin{cases} 25 & (0 \text{ s} \leq t < 3 \text{ s}) \\ 18.375 & (3 \text{ s} \leq t < 10 \text{ s}) \end{cases} \\
 y_{L_L}(t) &= \begin{cases} -0.25 & (0 \text{ s} \leq t < 3 \text{ s}) \\ 16.625 & (3 \text{ s} \leq t < 10 \text{ s}) \end{cases} \\
 T_U(jw) &= \begin{cases} 0 & (w \leq 100 \text{ rad/s}) \\ -20 & (100 \text{ rad/s} \leq w) \end{cases}
 \end{aligned}$$

6.3 実験結果

実機検証の結果は表 6.2, 図 6.2- 図 6.4 に示す。更新後の制御器パラメータは (6.9) 式

表 6.2: 制御器調整の結果

調整回数	12 回
調整時間	239 秒
調整前の評価関数	6.919
調整後の評価関数	3.882

のようになった。

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} 0.063 & 0.072 & -0.031 \end{bmatrix}^T \quad (6.9)$$

図 6.2 に制御器調整前と調整後の制御入力の時間応答, 図 6.3 に制御器調整前と調整後のモータ側, 負荷側慣性の出力の時間応答, 図 6.4 に制御器調整前と調整後の相補感度関数の周波数応答を示す。

図 6.2 では制約として、定格電圧の 10V に対して余裕を持たした 2.5V を設定した。その制約に対して、制御器調整前と調整後の時間応答が制約を満たしていることがわかる。

図 6.3(a), 図 6.3(b) に制御器調整前と調整後のモータ側慣性, 負荷側慣性の角速度の時間応答を示す。制約として、目標値に対して誤差 $\pm 5\%$ を設定した。モータ側, 負荷側の両方の初期制御器での出力が制約を満足していないものの, 制御器調整後の応答が制約を満足していることがわかる。

図 6.4 に相補感度関数の周波数応答を示す。特に高周波領域でゲインを下げるように設定した。制御器調整前と制御器調整後の相補感度関数の周波数応答が制約を満たしていることがわかる。

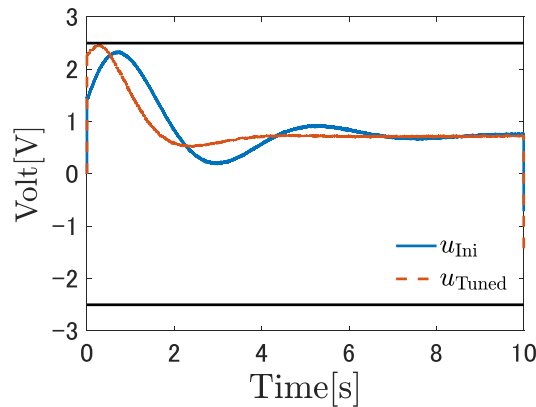


図 6.2: 制御入力 of 調整前と調整後

6.4 まとめ

以上より, 提案手法によって, 制約を満たしていない初期制御器から, 時間領域と周波数領域の制約を満たすような制御器パラメータの導出を行うことを確認し, 提案手法の有効性を示した。今後の予定として, より厳しい制約を掛ける事や, ほかの制御対象に対して適用し, さらに有効性の検証が必要であると考えられる。

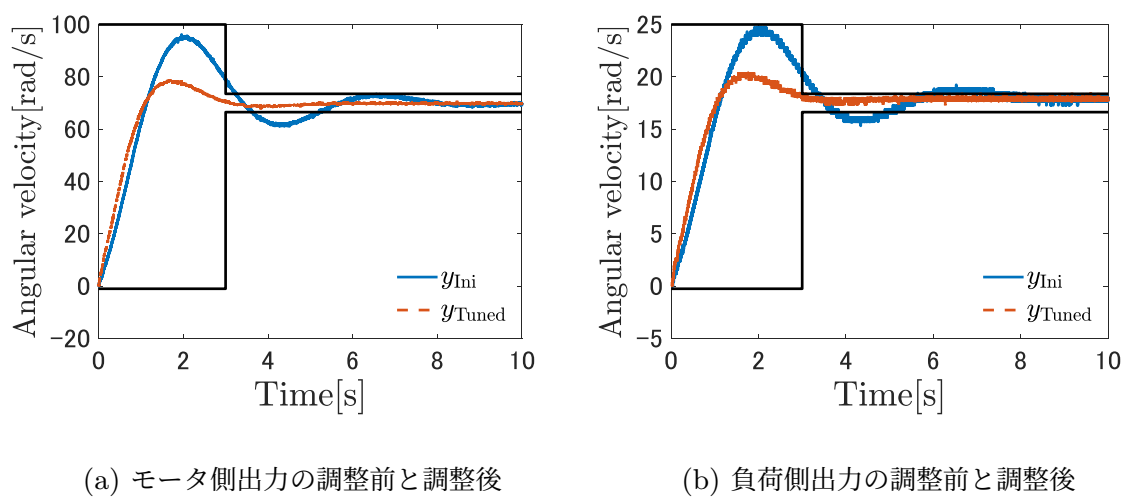


図 6.3: 制御器調整前と調整後の出力の比較

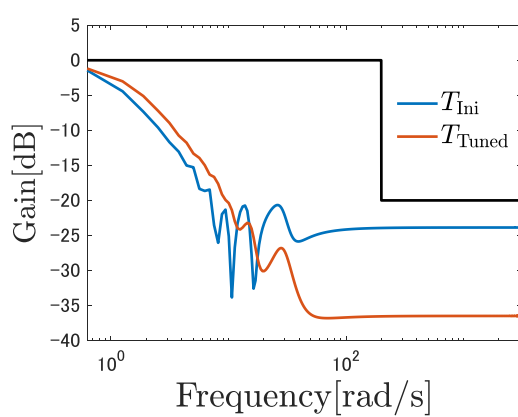


図 6.4: 相補感度関数の周波数応答の調整前と調整後

第7章 結言

7.1 まとめ

本研究では、制御対象の入出力データから、時間応答と周波数応答を導出し、時間領域と周波数領域の制約を満たすように制御器パラメータを調整する手法を提案した。従来の制御器調整には二つの課題があった。一つ目は、時間領域と周波数領域の両方の制約を考慮していなかった点。二つ目の課題は、制御器パラメータの更新に対して試行錯誤や手間が非常にかかってしまう点で、時間領域と周波数領域の制約を十分満足することができない制御器を見つけることは現実的ではない点である。一つ目の課題に対して、従来の性能の要求では高速かつ高精度な制御器までは求められていなかったため、考慮する必要がなかったが、近年の制御対象の複雑化により、必要性が増した。よって、逐次二次計画法で同時に考慮する手法を提案した。二つ目の課題に対しては、一つ目の課題に加えて、応答推定を行うことで、繰り返し実機実装を必要としない制御器調整法を提案した。しかし、時間応答は十分に満足することが可能であったが、周波数応答には大きな誤差が見られる結果となった。

7.2 今後の課題

今後の課題として以下の3個の問題が挙げられる。

まず、一つ目は周波数応答の正確な導出である。離散フーリエ変換を用いて周波数応答を導出したが、制御器が変化することにより、制御対象の周波数応答が制御器調整前後で変化してしまった。よって、外乱除去や制御入力の変化が存在しても、同様の周波数応答を導出するような手法や外乱、雑音の処理が必要である。二つ目は、制御器構造や初期制御器パラメータの決定法が定まっていない点である。制御対象によって適切な制御器構造を選択できなければ、制御器パラメータを調整しても制約を満たせない。また、初期の制御器パラメータも非常に重要で、提案手法は大域的最適解の導出は困難であり、初期パラメータの近傍の点を探索する。よって、従来使用されていた制御器のパラメータを調整する。もしくは、事前に設計者の試行錯誤である程度のパラメータを決定する必要がある。三つ目は外乱の除去について、クーロン摩擦といった外乱を一定とみなして除

去している。しかし、実際には静止摩擦や風の影響、振動など、一定では外乱が存在している。すべてを除去することは困難であるが、静止摩擦は立ち上がり時のため、高周波成分に影響を与える可能性があり、静止摩擦に対して、なにかしらの対応が必要であると考ええる。

参考文献

- [1] J. G. Ziegler and N. B. Nichols: “Optimum Settings for Automatic Controllers”, Trans. ASME, Vol. 64, pp. 759–768 (1942)
- [2] H. Hjalmarsson, M. Gever, S. Gunnarsson and O. Lequin: “Iterative Feedback Tuning: Theory and Applications”, *Control System Magazine, IEEE*, Vol. 18, No. 4, pp. 26–41 (1998)
- [3] 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)
- [4] 高橋 英輔, 金子 修: 「一組の実験データを直接用いた閉ループ系の応答予測の新しいアプローチ」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 55, No. 4, pp. 324–330 (2019)
- [5] M. C. Campi, A. Lecchini and S. M. Savaresi: “Virtual Reference Feedback Tuning: a direct method for the design of feedback controllers”, *Automatica*, Vol. 38, No. 8, pp. 1337–1346 (2002)
- [6] 相馬 将太郎, 金子 修, 藤井 隆雄: 「一回の実験データに基づく制御器パラメータチューニングの新しいアプローチ – Fictitious Reference Iterative Tuning の提案」, システム制御情報学会論文誌, Vol. 17, No. 12, pp. 528–536 (2004)
- [7] 松井 義弘, 綾野 秀樹, 増田 士郎, 中野 和司: 「閉ループ応答データを用いた有限インパルス応答推定に基づく制御器調整法」, 電気学会論文誌 C, Vol. 139, No. 8, pp. 858–865 (2019)
- [8] 開発 拓也, 渡邊 真也: 「厳しい計算回数制限下における多変数最適化問題への効果的アプローチの提案」, 進化計算学会論文誌, Vol. 9, No. 3, pp. 93–102 (2018)
- [9] 小坂 麻人, 小坂 彩人, 池田 篤俊, 小坂 学: 「仮想時間応答に基づく制御ゲインの評価と再設計の反復」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 56, No. 4, pp. 227–235 (2020)
- [10] 藤本 悠介: 「信号射影を用いた Estimated Response Iterative Tuning」, 第 62 回自動制御連合講演会講演論文集, No. 1H2-02 (2019)
- [11] 原 辰次, 千田 有一, 佐伯 正美, 野波 健蔵: 「ロバスト制御のためのベンチマーク問

題 (I) —3 慣性系に対する位置制御・速度制御—」, 計測と制御, Vol. 34, No. 5, pp. 403-409 (1995)

謝辞

本研究の遂行及び修士論文の作成にあたって、親身にご指導を賜りました 三重大学大学院工学研究科教授 弓場井 一裕 先生に深く感謝を申し上げます。先生のご指導のおかげで、目標であった学会発表で賞を頂くことや論文投稿を成し遂げることができ、大きく成長できたように思います。先生の下で学び、研究に打ち込めたことを誇りに思います。この場を借りて心よりお礼を申し上げます。

本研究の副査として適切なお助言・ご指摘をいただきました同大学助教 矢代 大祐 先生、同大学助教 小山 昌人 先生に深く感謝を申し上げます。また、全体検討会や中間審査にて、本研究にご助言やご指導をいただきました同大学教授 駒田 諭 先生、同大学准教授 山村 直紀 先生に感謝を申し上げます。また、研究室での事務手続きや技術面を支えていただきました 同大学技術職員 中村 勝 氏に感謝を申し上げます。

制御理論部門の先輩として、親身にご指導頂きました、田中 虹輝 氏、伊東 航平 氏、中山 尚貴 氏に深く感謝致します。資料作成、プレゼンテーション、就活、研究遂行だけにとどまらず、私生活においても大変お世話になりましたこと、重ねてお礼を申し上げます。また、同期として励まし合い苦楽を共にした、水谷 力也 君、河野 拓海 君に感謝いたします。日頃より交流を深め、研究室生活を共にした 北村 徳太郎 君、森本 純平 君をはじめ後輩の皆さまに感謝し、今後の活躍を心から期待しています。制御理論部門・ロボット部門の皆さまとの馴れ合いに、大きく支えられました。皆さまのおかげで、かけがえのない研究室生活となりましたこと、重ねて感謝いたします。

最後に、何一つ不自由なく学生生活を支援していただいた両親に心から深く感謝いたします。

論文目録

学会発表

- (1) K. Endo, K. Yubai, D. Yashiro and S. Komada, “Data-Driven Controller Tuning Method that satisfies specifications in the time and frequency domain - Applied to a Three-Inertia Benchmark Problem-”, Proceedings of International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, (2022.12)
- (2) 遠藤 健史, 弓場井 一裕, 矢代 大祐, 駒田 諭:「応答予測を用いた時間領域での制約を満たすデータ駆動型制御器調整法」, 電気学会制御研究会資料, No. 4-24, pp. 65-70, (2023.2)
- (3) 遠藤 健史, 弓場井 一裕, 矢代 大祐, 駒田 諭:「時間・周波数領域での制約を同時に満たす応答推定を用いたデータ駆動型制御器調整法」, C 部門大会講演論文集, PS8-1-3, (2024.7 掲載予定)