

博士論文(要約)

システム同定と数理最適化に基づいた制御器自動設計  
と精密位置決め装置への応用に関する研究

北吉 良平

# 博士論文

## システム同定と数理最適化に基づいた制御器自動設計 と精密位置決め装置への応用に関する研究

指導教員 藤本 博志 准教授

2021年02月16日提出

東京大学 大学院  
新領域創成科学研究科 先端エネルギー工学専攻

47-187015 北吉良平

# 概要

本稿は、システム同定と数理最適化を基にサーボモータの制御器を自動調整することを目的とした研究について述べたものである。近年、産業界では工場自動化のニーズの高まりに伴って、自動化装置の主要部品の1つであるサーボモータのニーズが非常に高まっている。サーボモータは半導体製造装置や産業用ロボットなど高速高精度な位置決め動作を実現する装置に用いられるため、環境の変化や外乱へのロバスト性や目標位置に到達するまでに要する時間（整定時間）が性能指標として重視される。これらの性能は、サーボモータを装置に取り付けた際の制御パラメータの調整の巧拙に大きく左右されるため、調整は非常に重要な工程である。特に精度が必要な装置においては、熟練の作業員が経験に基づいて調整工程を実施しているが、人手による調整作業は時間を要するため、調整工程を自動化した使いやすい（Easy to Use）機能の開発も行われている。しかし、自動調整機能を用いて全ての機械を調整できるまでには至っておらず、一層の性能向上が求められている。

現状の制御器の自動調整機能はサーボバック（サーボアンプ）の限られたリソースを基に、機械を駆動した際に得られる時系列データを基に試行錯誤で調整を行っているものが主流である。駆動時の時系列データを基に調整する手法は、データに機械の線形特性と非線形特性が両方とも含まれているため、非線形特性を考慮しながら調整ができる点やサーボモータが駆動させる機械（制御対象）が、どのような線形特性（大負荷イナーシャ・低剛性）を持っていたとしても対応できる汎用性が長所である。一方、調整すべきパラメータ数が増えると試行回数が増えるため調整時間も爆発的に増える点や、調整結果が局所最適な結果に陥りやすく作業員が簡単に凌駕する性能を実現してしまう場合があるという短所も持ち合わせている。更なる調整性能を実現するためには、駆動データの一部だけを用いて調整するのは限界があると思われる。

最近の ICT (Information Communication Technology) の発展に伴って、大容量の記憶素子を持つ上位コントローラをサーボモータや産業用ロボットに接続し、マイクロ秒のサンプリング周期で駆動データを大量に収集する傾向が強まっている。この上位コントローラをサーボモータの先についている制御対象の線形特性を調べるための外部記憶素子として利用することも可能である。

そこで本稿では、制御対象の特性を調べる（システム同定を行う）ためにサーボモータを用いて制御対象の機械を加振し、得られた駆動データを基に上位コントローラ・PC を用いて周波数応答データ・時系列データの双方を利用して制御対象の線形・非線形特性を解析し、解析結果を基に最適化計算を用いて制御対象の特性に合った制御器を自動生成するデータ駆動型自動制御器設計の研究に取り組んだ。より具体的には、下記の3つが本稿におけるオリジナリティである。

1. 周波数応答データと時系列データの双方を活用したハイブリッド同定
2. Structured  $H_{\infty}$  制御を基にしたカスケード型制御器の構造・パラメータの最適化
3. 繰り返し同定を基にした周波数応答データの誤差にロバストな制御器自動調整

制御対象として、1軸のリニアモータを用いた精密位置決め装置、回転型サーボモータで駆動されるボールねじ、バックラッシュや摩擦を持つハーモニック減速機を選ぶことで産業機器へに適用することが可能か実用性を評価した。

第1章では、サーボモータが必要とされる原因である工場自動化のニーズの高まりについての社会的な要因や、ICT技術の発展による大量の駆動データの利活用の広がりについて説明する。そして、自動調整技術およびシステム同定技術がどのような発展を遂げてきたかを説明する。第2章では、現状のサーボモータに実装されている自動調整機能を紹介しつつ、駆動データの利活用が限定的になっていることを示す。

そして、第3章では研究で調整対象とする産業機器・実験装置の構成を説明した上で、サーボモータを用いて加振し得られた駆動データから制御対象の線形・非線形特性を分離・解析する。本来、機械の非線形特性を解析するには、非線形特性に合った別の実験を行う必要があるが、本研究では複数の非線形性のモデルを解析時に陽に考慮し、周波数解析と時系列解析を共に行う「ハイブリッド同定」を行うことで加振指令から線形性と非線形性の分離・解析を可能としている。本章で得られた解析結果は、第4章・第5章における制御器の自動設計に活用される。

第4章では、制御対象の線形特性を基に、Structured  $H_\infty$  制御と呼ばれる固定構造の制御システムに対して、所望の制御特性を与えるパラメータを設計する手法を用いることで、FB(FeedBack)制御器の自動調整を実現した内容を説明する。従来、Structured  $H_\infty$  制御の適用は、制御器の構造が固定された場合に限定されていたが、基底フィルタ (Basis filter) と呼ぶ筆者が提案するフィルタ群を導入することで構造の最適化をも可能とし、より実用的な制御器設計を可能とし、制御性能を向上させた結果を説明する。第5章では、解析から得られた線形特性と非線形特性の両方を用いて、FF(FeedForward)制御器を設計し応答性の向上と非線形特性により発生する誤差の抑制を実現する。第6章では、解析した線形特性と実際の機械の特性が異なっていた場合に、周波数解析で特性が異なっている周波数を特定・再同定を実施し、制御性能を劣化させることなく最調整を実施する方法について述べる。最後に、第7章では、本研究のまとめを述べるとともに、今後の課題について述べる。

# 目次

<b>1 背景：システム同定・制御器の自動調整の歴史とその意義</b>	<b>4</b>
1.1 制御器自動調整手法の分類	6
1.1.1 時系列データを用いた自動調整手法	7
IFT(Iterative Feedback Tunning)	7
FRIT(Fictitious Reference Iterative Tunning)	8
DDT(Database Driven Tunning)	8
1.1.2 周波数応答特性データを基に調整する手法	9
一般化 KYP (Generalized Kalman - Yakubovich - Popov) 補題	9
Structured $H_\infty$ 制御	10
1.2 システム同定手法の分類	11
1.2.1 時系列解析手法	12
1.2.2 周波数解析手法	12
<b>2 産業界における自動調整の課題</b>	<b>14</b>
2.1 現在のサーボモータの自動調整法および周波数応答特性	15
2.2 現状の調整機能の課題	16
2.3 ICT 技術の向上による駆動データの収集と解析	16
<b>3 時系列データと周波数データの両方を用いたハイブリッド同定</b>	<b>17</b>
<b>4 FB 制御器のデータ駆動型自動調整: Structured <math>H_\infty</math> 制御を用いた構造・パラメータ最適化</b>	<b>19</b>
4.1 Structured $H_\infty$ 制御の概要	20
4.2 P-PI 制御器と Basis Filter を用いた制御器構造とパラメータ調整	21
4.2.1 カスケード型制御システム	21
4.2.2 カスケード型位置制御システムのフィードバック特性	22
4.2.3 Basis Filter (基底フィルタ) の導入	23
4.2.4 制御器構造とパラメータ調整のための目標仕様	23
4.2.5 調整のための拘束条件	24
4.2.6 安定余裕の逐次再設定による制御性能最適化	26
4.3 Nanostage1 号機を制御対象とした FB 制御器の調整	28
4.3.1 制御器の分母項調整効果の検証	29

4.3.2	基底フィルタをノッチフィルタと位相進み補償で構成した調整結果 . . . . .	31
4.3.3	基底フィルタをノッチフィルタとピークフィルタで構成した調整結果 . . . . .	37
4.4	ボールねじを制御対象としたFB制御器の調整 . . . . .	38
4.5	まとめ . . . . .	39
<b>5</b>	<b>FF制御器のデータ駆動型自動設計: 同定結果に基づく非線形性抑制・応答性向上</b>	<b>42</b>
5.1	伝達関数モデルと摩擦モデルを用いたFF制御器 . . . . .	43
5.2	FF制御器のシミュレーション検証 . . . . .	44
5.2.1	シミュレーションモデル . . . . .	44
5.2.2	入力側モータの動作条件 . . . . .	45
5.2.3	入力側位置・速度のシミュレーション結果 . . . . .	46
5.3	FF制御器の実験検証 . . . . .	48
5.4	整定間際における速度の振動についての考察 . . . . .	48
5.5	まとめ . . . . .	49
<b>6</b>	<b>データと実際の機械特性に差異がある場合の制御器自動調整</b>	<b>51</b>
<b>7</b>	<b>結論</b>	<b>53</b>
	謝辞	56
	付録	56
	参考文献	56
	発表文献	66

# 目 次

1	本論文の構成	3
2	株式会社 安川電機のサーボモータ累積販売台数の推移	5
3	サーボモータの代表的な活用事例	6
4	フィードバック制御システムのブロック線図	20
5	カスケード制御システムのブロック線図の1例	21
6	P-PI制御システムと基底フィルタで構成された位置制御システムのブロック線図	22
7	目標仕様とする感度関数の条件	24
8	目標仕様とする相補感度関数の条件	24
9	安定余裕を確保するためのナイキスト線図上の拘束条件	25
10	制御器の構造とパラメータを同時に最適化しつつ安定余裕の逐次再設定を行うフロー	27
11	Nanostage1号機の周波数応答データ	28
12	分母項調整の効果検証における感度関数と開ループ伝達関数の比較	30
13	位置応答の比較	30
14	制御器の構造とパラメータを同時に最適化するためのフロー	32
15	構造を最適化した場合の感度関数の比較	33
16	構造を最適化した場合のナイキスト線図の比較	33
17	構造を最適化した場合の基底フィルタの極と零点の配置	34
18	構造を最適化した場合の基底フィルタの周波数応答特性	34
19	構造を最適化した場合の位置応答の比較	35
20	位置応答の拡大図	35
21	構造を最適化した場合の電流応答の比較	36
22	ボールねじを制御対象として調整した際の感度関数の比較	39
23	ボールねじを制御対象として調整した際のナイキスト線図の比較	40
24	AATと提案手法の位置誤差の比較	40
25	AATと提案手法の速度応答・トルク指令の比較	41
26	FF制御器を含めたシステムのブロック線図	43
27	位置・速度指令の概形	45
28	シミュレーションにおける位置応答の比較	46
29	シミュレーションにおける位置誤差の比較	47
30	シミュレーションにおける速度応答の比較	47
31	ハーモニック減速機を用いた実験における位置応答の比較	48

32	ハーモニック減速機を用いた実験における位置誤差の比較 . . . . .	49
33	ハーモニック減速機を用いた実験における速度応答の比較 . . . . .	50
34	ハーモニック減速機における速度偏差の FFT 解析結果 . . . . .	50



# 表 目 次

1	ボールねじの加振指令の一覧 . . . . .	7
2	Nanostage1 号機の伝達関数モデルのパラメータ . . . . .	28
3	分母項調整の効果検証におけるパラメータ自動調整結果 . . . . .	30
4	制御器の構造とパラメータを同時に最適化する際の初期値 . . . . .	31
5	P-PI 制御器と基底フィルタの調整結果 . . . . .	32
6	ボールねじを制御対象とした FB 制御器の調整 . . . . .	38
7	ボールねじを制御対象とした制御器の性能比較 . . . . .	39
8	転がり摩擦のパラメータ推定結果 . . . . .	43
9	制御器の設定条件 . . . . .	44
10	入力側モータの位置・速度指令の条件 . . . . .	45
11	周波数応答データを伝達関数と点列データで扱う際のメリット・デメリット . . . . .	54



# 謝辞

3年間の博士課程の中で、報告会・発表会においてご指導いただいた藤本 博志 准教授に御礼申し上げます。先生には、2010年に京都大学 杉江研究室において車両運動制御についてご講演いただいた際に初めてお会いし、2014年からは勤務先の共同研究担当としてご指導いただきました。博士進学後は、私の知らなかった制御工学の広い世界を教えていただき、視野が広がると同時に成長を実感することができました。これまでのご指導、誠にありがとうございました。そして、これからもよろしくお願いたします。

発表会の場でご指導・ご鞭撻いただいた堀 洋一 教授に御礼申し上げます。発表会において、時には厳しく、時には励ましてくださった先生のお言葉のおかげで3年間の博士課程を有意義に過ごすことができました。研究だけでなく、人と人のつながりが非常に大切であることを教えていただき、様々な分野の方と接する機会を先生に頂戴いたしました。誠にありがとうございました。

データに基づいた制御技術という研究者が少ない分野において、日常的に議論を交わしてくださった大西 亘 助教に御礼申し上げます。先生との議論は、博士での研究を進めるにあたって欠かせないものでした。感謝申し上げますと同時に、益々のご活躍をお祈りいたします。

お忙しい中、私の博士審査にご参加いただいた古関 隆章 教授、坂井 真一郎 教授、馬場 旬平 准教授に深く御礼申し上げます。先生方のご指摘のおかげで、私の観点にはなかった新たな要素が加わり、博士論文の質がより高いものとなりました。

藤本研究室秘書の今泉 玲奈様をはじめ、研究室のスタッフ・学生の皆さんに感謝いたします。皆様と過ごした3年間の博士課程は、得難い有意義なものです。

私を社会人博士課程として、株式会社 安川電機 開発研究所から大学に送り出してくださった吉田 康様に深く感謝いたします。吉田様が当時の私の上司でなければ、社会人博士として博士課程を送ることはできなかったでしょう。どれほど感謝しても感謝きることはできません。改めて感謝の気持ちを伝えさせていただきます。

そして、開発研究所からつくば研究所に異動した後に、つくば研究所長として研究を強力に後押ししてくださった半田 博幸様に感謝いたします。最終年度に、Covid-19という大きなアクシデントに見舞われたにも拘わらず、予定通り研究を推進できたのは半田様の柔軟な対応のおかげです。

つくば研究所において積極的に実験機の開発をしてくださった、中村 高幸様、平田 亮吉様に感謝いたします。お二人のおかげで高い品質のデータを得られる実験機を持つことができ、博士論文を執筆することができました。

博士課程3年間でのご日常生活において、生活に彩りを与えてくれた余越 萌様に感謝いたします。貴女のおかげで、大変に有意義だった3年間は、私にとってさらにかげがえのないものとなりました。

最後に、私に惜しまぬ愛と励ましを注いでくれている両親に感謝いたします。

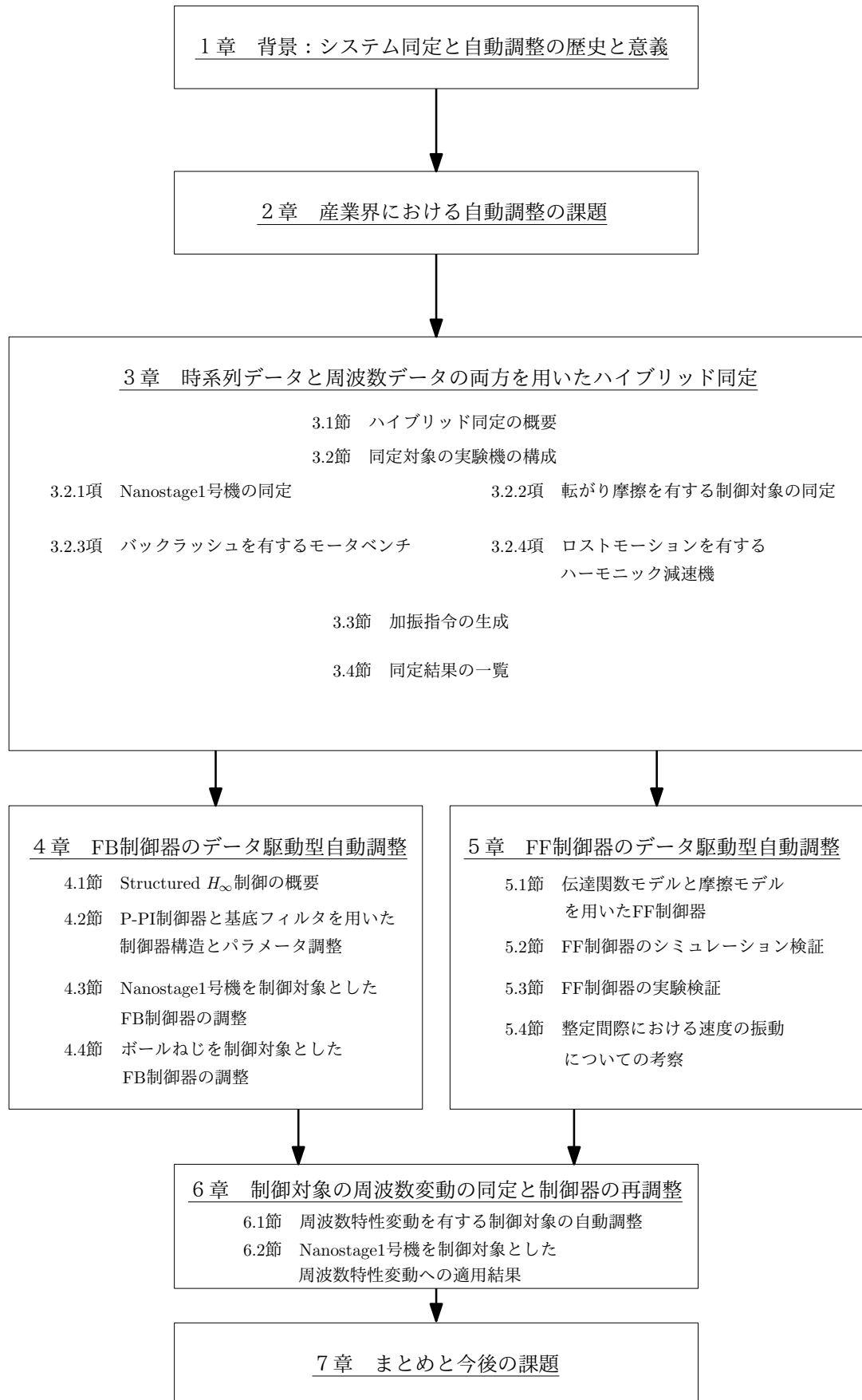


Fig. 1: 本論文の構成

# 第 1 章

背景：システム同定・制御器の自動調整の歴史とその意義

近年、産業界では工場自動化のニーズの高まりに伴って、自動化装置の主要部品の1つであるサーボモータのニーズは非常に高まっている。図2に2020年までの株式会社安川電機のサーボモータの累積販売台数を示す。500万台毎に棒グラフが黒くなっているが、500万台の販売台数を達成するまでの時間間隔が短くなっており、ニーズの高まりをよく示している。サーボモータは、チップマウンタ(図3-(i))、産業用ロボット(図3-(ii))や半導体製造装置など高速高精度な位置決め動作を実現する装置に用いられるため、環境の変化や外乱へのロバスト性や目標位置に到達するまでに要する時間(整定時間)が性能指標として重視される。これらの性能は、サーボモータを装置に取り付けた際の制御パラメータの調整の巧拙に大きく左右されるため、調整は非常に重要な工程である。特に精度が必要な装置においては、熟練の作業員が経験に基づいて調整工程を実施しているが、人手による調整作業は多くの時間とコストを要する。そのため、調整工程を自動化した使いやすい(Easy to Use)機能の研究開発が行われているが、自動調整機能を用いて全ての機械を調整できるまでには至っておらず、一層の性能向上が求められている。

そこで、本章では学术界・産業界において提案されている制御器の自動調整手法を調査した結果を示す。

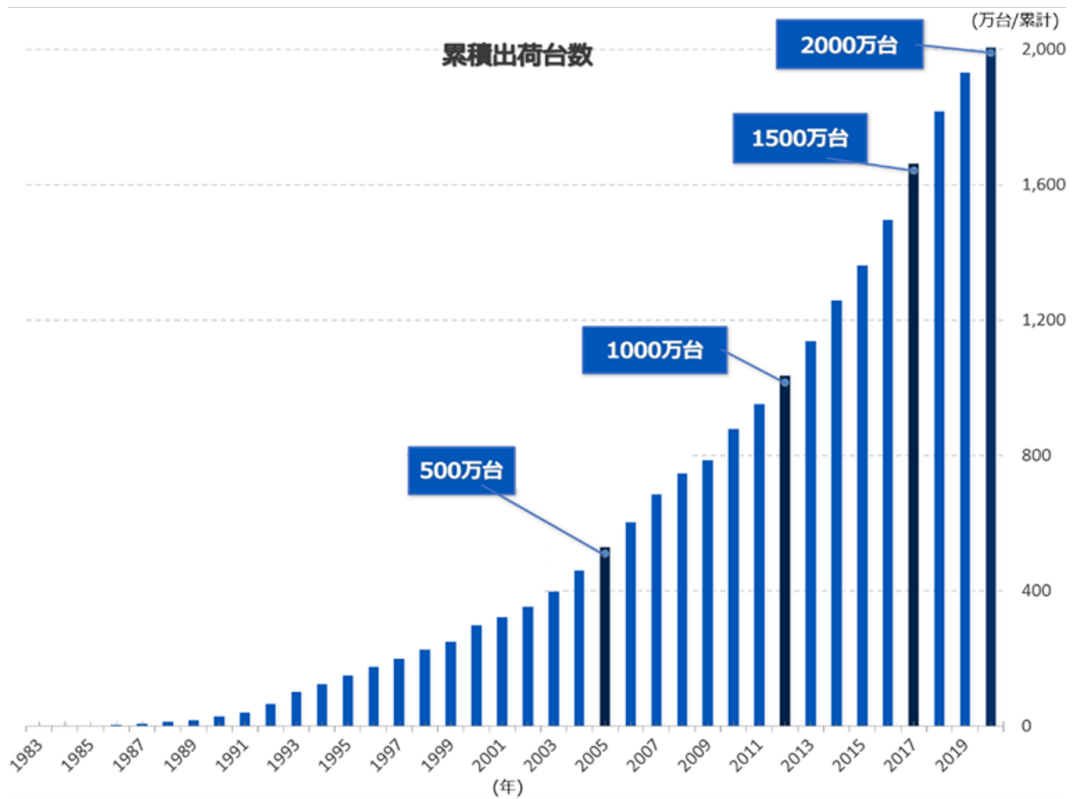


Fig. 2: 株式会社安川電機のサーボモータ累積販売台数の推移



(i) チップマウンタ



(ii) 産業用ロボット

Fig. 3: サーボモータの代表的な活用事例

## 1.1 制御器自動調整手法の分類

本節では、PID 制御器の自動調整手法について説明する。制御器の自動調整の歴史は古く、1942 年に Ziegler-Nichols の二人が提案した限界感度法・ステップ応答法 [1] や 1952 年に Chen, Hrones, Reswick の三人が提案した CHR 法 [2] が代表的なものとして挙げられる。

限界感度法は、パラメータ設定後の制御対象の応答を見ながら、試行錯誤を繰り返しながら設計する方法であり、制御対象のモデルが不要で、パラメータと調整結果が直観的に結びつきやすいことが長所である。ただし、応答が発振するまでパラメータの値を上げるため、制御対象を傷つけるおそれがあることが短所である。

CHR 法は、制御対象のモデルが 1 次遅れと無駄時間で表現できる場合において、制御対象のステップ応答を決めるパラメータの設定方法である。ステップ応答のオーバーシュート量を小さくできるという特長を持つが、適用できる制御対象が限定されていることが短所である。

1990 年代ごろには、ファジィ制御 [3,4]、ルールベース制御、ニューラルネットワーク [5] や遺伝的アルゴリズム (GA : Genetic Algorithm) [6,7] を用いたインテリジェント制御と呼ばれる制御手法が非常に注目された。これらの手法は、自律的に制御パラメータを決めることができる利便性の高さを持つ一方、あらかじめパラメータ決定のための規則を決めておく必要がある・学習のために大量のデータの取得を必要とすることなど、事前の準備に負担がかかることが知られている。

近年では、制御対象から取得したデータを基に、制御器の設計・制御パラメータの調整を行う「データ駆動型制御」が非常に注目を浴びている。データ駆動型の自動調整法は、時系列データを活用する手法と周波数応答データを活用する手法の大きく 2 つに分類される。2 つの手法はそれぞれ長所・短所を有しており、以下に示す。

### 時系列データを用いた手法の長所

- ・制御対象の特性データを必要とせず、稼働時のデータから直接調整できるため汎用性が高い。
- ・データには制御対象の線形・非線形特性が含まれるため、両方の特性を基に調整可能である。

### 時系列データを用いた手法の短所

- ・局所最適な結果に陥る可能性があり、作業員が簡単に凌駕できる結果となってしまう場合がある。
- ・試行錯誤的にパラメータを少しずつ調整する手法が多く、調整完了までに時間が必要となる。

### 周波数応答特性データを用いた手法の長所

- ・制御対象の線形特性（周波数応答データ）に合った最適な調整をすることが可能である。
- ・最適化計算方法を用いることで、多くのパラメータを一度に決定することが可能である。

### 周波数応答特性データを用いた手法の短所

- ・制御対象の特性データを取得する作業（システム同定）が必要となる。
- ・外乱や摩擦などの非線形な要因を陽に考慮することができない。

次節では、時系列データ・周波数応答データのそれぞれに対して、代表的な手法について説明し、その特徴を明らかにしていく。

## 1.1.1 時系列データを用いた自動調整手法

時系列データを用いた自動調整手法は、IFT(Iterative Feedback Tunning), FRIT(Fictitious Reference Iterative Tunning), DDT(Data Driven Tunning) の3つに分類することができる。3つの手法の長所・短所を Table.1に示す。

Table 1: ボールねじの加振指令の一覧

	IFT	FRIT	DDT
長所	実装が簡易	実験は1度のみ	モデル変動や駆動条件にロバスト
短所	調整時間が長い	外乱・非線形特性に影響を受けやすい	調整前のデータ収集が長い

### IFT(Iterative Feedback Tunning)

IFT は、制御対象を稼働させる「実験」・実験により得られた時系列データを「評価」と、評価を基に制御器のパラメータを変更する「更新」の3つを繰り返すことで、パラメータを調整する手法である。指令値  $r$  に対する出力  $y$  の応答性を目的関数とした場合、相補感度関数  $T(s)$  を用いて式 (1-1) に示す目標関数  $J(\rho)$  を最小にする制御パラメータ  $\rho^*$  を探索する問題となる。(ただし、評価関数は必ずしも誤差の二乗和である必要はない)。実装が簡易な点が長所であり、産業用のサーボモータにも用いられていることが多い。また、時系列データを用いた3つの調整手法の中では最も研究例が多い手法である。

$$J(\rho) = |T(s, \rho) \cdot r - y|^2 \quad (1-1)$$

パラメータを探索する手法として、ガウス・ニュートン法などのパラメータの勾配を用いる方法 [8-10] や、PSO (Particle Swarm Optimazation) などヒューリスティックな最適化手法 [11] や機械学習を用いた手法 [12,13] も報告されている。ただし、調整したいパラメータの数が増えると調整のための試行



錯誤の回数が急増するため、調整完了までに時間を要することが短所の1つである。また、複数の指標を評価したい場合に、次元が異なる指標（位置決め完了までの時間：整定時間と目標位置に対する誤差：位置決め精度）を目標関数に設定することになるため、目標関数の作り方に工夫が必要である。

### FRIT(Fictitious Reference Iterative Tuning)

FRITは、1回の実験データから得られた入出力の時系列データをもとに、演算機上で擬似参照信号(Fictitious Reference)を用いてシミュレーションを繰り返すことでパラメータを調整する手法である[14-21]。FRITの長所は用いるデータが1回分だけでよく、調整作業自体は演算機上で済むため、比較的調整時間が短く済むことである。

一方、短所は制御対象のモデルを線形特性のみを仮定して演算を行っているため、実験データに外乱や非線形摩擦が含まれていた場合、その影響を受けやすくなることである。従来は化学プラントなどモデル化が困難な制御対象に対して適用されることが多かったが、近年ではサーボモータへの適用例が増えている手法である。以下に、FRITのアルゴリズムを簡単に説明する。

初期パラメータ  $\rho_{init}$  を設定した安定なコントローラ  $K(\rho_{init})$  を用いて入力データ  $u_{init}$  と出力データ  $y_{init}$  を得たとする。この入出力データから擬似参照信号  $\tilde{r}(\rho)$  を定義する。そして、目標とする応答伝達関数を  $T_d(s)$  とした上で、式(1-3)の評価関数を最小化するパラメータを求める。最小化問題を解く手段としては、ガウス・ニュートン法などの勾配を用いた最適化計算法や、PSOなどのヒューリスティックな計算方法が用いられる。

$$\tilde{r}(\rho) = C(\rho)^{-1} \cdot u_{init} + y_{init} \quad (1-2)$$

$$J(\rho) = \|y_{init} - T_d(s) \cdot \tilde{r}(\rho)\|^2 \quad (1-3)$$

### DDT(Database Driven Tuning)

DDTは、事前実験において、時系列データと駆動時のパラメータの組合わせを収集することでデータベースを構築し、動作条件が与えられた際に、所望の応答に近いパラメータをデータベースから選択することで調整する手法である[22-25]。制御対象への入力を  $u(t)$ 、出力を  $y(t)$  とすると、入出力の履歴データ  $\phi(t-1)$  を用いて、制御対象  $f(\cdot)$  は、式(1-4)で表現できたとする。そして、パラメータが固定されたPID制御器を用いて駆動データを取得し、入出力データと制御パラメータのデータセット  $\Phi(t)$  を作成する。

$$y(t) = f(\phi(t-1)) \quad (1-4)$$

$$\phi(t-1) := [y(t-1), \dots, y(t-n_y), u(t-1), \dots, u(t-n_u)] \quad (1-5)$$

$$\Phi(t) = [\bar{\phi}^T(t), \theta(t)^T] \quad (1-6)$$

$$\bar{\phi}(t) := [r_0(t+1), r_0(t), y_0(t), \dots, y_0(t-n_y+1), u_0(t-1), \dots, u_0(t-n_u+1)] \quad (1-7)$$

$$\theta(t) = [K_P(t), K_I(t), K_D(t)]^T \quad (1-8)$$

データベース作成後、システムの状態を表すクエリ  $\bar{\phi}(t)$  とデータベースの各データセットにおける情報ベクトル  $\bar{\phi}(j)$  の距離を重み付き  $L_1$  ノルムを用いて、距離が小さな順にデータセットの並び替えを行う。距離は式 (1-9) で表現される。

$$d(\phi(t), \phi(j)) = \sum_{l=1}^{n_y+n_u+1} \left| \frac{\bar{\phi}_l(t) - \bar{\phi}_l(j)}{\bar{\phi}_l(t) + \bar{\phi}_l(j)} \right| \quad (1-9)$$

そして、 $k$  組のデータセットに基づいて、時刻  $t$  における PID 制御パラメータを式 (1-10) から求める。

$$\theta(t) = \sum_{i=1}^k \omega_i \theta(i) \quad (1-10)$$

$$\sum_{i=1}^k \omega_i = 1 \quad (1-11)$$

$$\omega_i = \frac{\exp(-d_i)}{\sum_{i=1}^k \exp(-d_i)} \quad (1-12)$$

制御対象の駆動状態に合わせて、データベースの中にある最も近い状態のパラメータを選ぶことで自動調整を実現しており、瞬時にパラメータ調整が調整できること・指令の変動による制御対象の挙動の変化に対してロバストなことが長所である。ただし、十分に効果を発揮するためには、事前のデータベース作成の際に、大量のデータを確保しておく必要があることが短所である。この方法も FRIT と同じく、化学プラントなどモデル化が困難な制御対象への適用例が多い手法である。

### 1.1.2 周波数応答特性データを基に調整する手法

周波数応答特性データを基に調整する手法は、 $H_\infty$  制御の制御の枠組みで、全周波数帯域において制御のシステムの安定性や設計者が求める制御性能（外乱抑圧性能や指令追従性能など）を満たすような制御器を設計する手法の研究が行われてきた。しかしながら、全周波数帯域で制御性能を満たす制御器を設計しようとすると、高次の制御器が設計されるためノイズや急峻な指令に対して制御性能が悪化すること・制御対象に対応した独特の制御器が設計されるためユーザが調整しづらく不便であること・全周波数領域において制約を満たそうとするため保守的な性能を持った制御器が設計されてしまうことなどが、課題となった。

そこで、これらの課題を解決するため、次数を固定した固定構造の制御器に対して、 $H_\infty$  制御の枠組みを実現する研究が行われた [26–35]。代表的なものに一般化 KYP (Generalized Kalman-Yakubovich-Popov) 補題と Structured  $H_\infty$  制御の 2 つがある。

#### 一般化 KYP (Generalized Kalman - Yakubovich - Popov) 補題

KYP (Generalized Kalman - Yakubovich - Popov) 補題 [36] とは、全周波数において成立する周波数応答特性の制約を、等価な線形行列不等式 (LMI: Linear Matrix Inequality) に変換するものである。そして、一般化 KYP 補題はその周波数応答特性の制約を有限な周波数帯域に適用して一般化したものである [37–40]。一般化 KYP 補題を用いると、異なる複数の周波数帯域に対して、周波数応答特性の制約を設定することができるという長所があり、PID 制御器のパラメータ設計に対してその設計例が

数多く報告されている。本手法は、指令追従性・外乱抑圧特性などトレードオフの関係にある制御性能を制約として設定し、それを満たす制御パラメータを自動的に設計する極めて優れた方法である。一般化 KYP 補題を用いることにより、 $H_\infty$  制御における保守的な性能の制御器が解決されたと言える。そして、一般化 KYP 補題を産業用途に用いて制御性能を向上させた実例が報告されている。[41,42] ただし、周波数応答特性の制約を変換した LMI の解を求めるために、問題が凸である必要があった。問題が凸である必要があるとは、すなわち、制御器をラプラス演算子で表現した際に設計パラメータが分子に存在する形であることを意味している。式 (1-13) で表される PID 制御器のパラメータ設計は凸な問題である。一方、PID 制御器であっても、式 (1-15) のように、D 制御器に擬似微分器を含む形をとり、かつ、疑似微分器の時定数  $\tau$  も調整する場合は、制御パラメータとラプラス演算子を分離することができず、非凸な問題となり解を求めることが困難となる。同様の問題は、モーション制御で頻繁に用いられる各種フィルタにおいても発生する。例えば、信号から高周波ノイズを除去するために用いられるローパスフィルタ式 (1-16) や振動の抑制に用いられるノッチフィルタ式 (1-17) はパラメータを分母に持ち、パラメータとラプラス演算子を分離することができない。そのため、フィルタを含む実用的な制御システムへの適用には課題が残っていた。

$$K_{pid}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s \quad (1-13)$$

$$= [k_p, k_i, k_d] \cdot [1, \frac{1}{s}, s]^T \quad (1-14)$$

$$K_{pid}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d \cdot s}{\tau s + 1} \quad (1-15)$$

$$K_{lpf}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (1-16)$$

$$K_{notch}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_d\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1-17)$$

### Structured $H_\infty$ 制御

Structured  $H_\infty$  制御は、非凸な制御器を含む制御システムに対して、周波数応答特性の制約を満たす制御パラメータを設計することができる手法である [43–49]。非凸な制御器を扱うことが可能になった要因は、非凸最適化問題を解くことができる最適化手法が開発され、制御パラメータの設計に適用されるようになったことである。非凸最適化手法には様々な方法があり、代表的な手法として Bundle 法 [50–52] と CCCP (Convex Concave Procedure) [53–55] と、非線形最適化計算とヒューリスティックな最適化計算の組み合わせの 3 手法がある。

Bundle 法は、安定化切除平面法とも呼ばれる方法であり、劣微分を用いて評価関数の下界を繰り返し求める求解アルゴリズムである。求めた下界 (バンドル) は全て記憶されるため、評価関数は区分線形な下界の集合で表されることになる。演算に劣微分が用いられるため、評価関数が微分不可能な関数であっても計算することができることが長所である。また、計算された下界が全て記憶されているため、評価関数が非凸であっても求解が可能であることも大きな長所である (ただし、大域的な最適解が保証されている訳ではないので注意が必要である)。短所としては、下界を記憶しておくためのメモリが必要なことである。

CCCP は凸関数の差で表現される評価関数を最適化する求解アルゴリズムである。評価関数の 1 点

を線形近似し線形化した点の近傍で凸最適化計算を行って解を求めることを繰り返して、最適解を求める反復アルゴリズムである。解が単調収束することが保証されていることが長所である。また、線形近似と凸最適化計算であるため、計算コストは比較的低いことも長所である。短所としては、最適化すべき評価関数が凸関数と凸関数の差で表現できるものに限定されることである。

CCCP を最適化手法として用いた制御器の調整を行っている例は多く、PID 制御器の自動調整に用いられた研究例 [56,57] を皮切りに、安定性を重視したロバスト制御系の設計 [58,59] カスケード型制御系の設計と精密位置決め装置への適用 [60,61] も報告されている。なお、カスケード型制御系の設計においては、CCCP だけでなくヒューリスティックな最適化計算である Nelder-Mead 法 [28] も併用されている。Nelder-Mead 法とは導関数を必要としない最適化アルゴリズムであるため、最適化する評価関数の構造を考慮することなく適用できるのが長所である。また、MIMO 系においてピークフィルタの設計に用いることで外乱抑圧特性を向上させる研究も行われている [62]。

そして、3つ目の手段として、非線形凸最適化計算とヒューリスティックな最適化計算を組み合わせる方法も研究されている。非線形最適化計算として、逐次二次計画法 (SQP: Sequential Quadratic Programming) を、ヒューリスティックな最適化計算として GA (Generic Algorithm) を用い、カスケード型制御器の自動調整を行っている [63,64]。また、制御器の形の最適性を探索するために、様々な制御器の形を総当たり方式で評価する研究も行われている [65,66]。円条件で安定性を考慮しつつ外乱抑圧特性を高めるよう制御系設計も行っている [67]。また、大量の周波数応答データからゲイン余裕と位相余裕をによってデータを分類 (クラスタリング) し、分類先によって制御パラメータを自律的に変更する研究も行われている [68]。近年では、これらの最適化手法を用いて、固定構造の制御器を用いた MIMO の制御系設計や混合感度問題など、今まで理論的には取り組まれてきたものの、実用が難しかった分野にも研究が進んでいる [49,69–73]。なお、本研究では、Bundle 法を用いて非凸最適化問題を解いている。

Structured  $H_\infty$  制御の登場により、**実用的な制御器のパラメータの自動設計が可能となった**ことは、画期的なことである。しかし、サーボモータの制御で頻繁に用いられるフィルタ類 (ノッチフィルタ・ピークフィルタや位相進み補償など) と PID 制御器を一括で設計する研究例はほとんど見られない。また、制御器の調整ではフィルタの数の変更や機能の ON/OFF により制御系全体の次数が変化するが、システムの次数を変更して調整を行うことに注目した研究例もほとんどない。そこで、本研究ではシステムの次数を調整しながら制御性能を自動的に向上させる手法を制御器の自動調整の研究目的とする。

## 1.2 システム同定手法の分類

機械の特性を解析する分野であるシステム同定の手法について述べる。制御器の調整と同様に、システム同定の手法も時系列データを基に同定をする手法 (時系列解析手法) と、周波数応答データを基に同定をする手法 (周波数解析手法) の2つに分類することができる。[74]。

### 1.2.1 時系列解析手法

まず、時系列解析手法について簡単に説明する。同定したいシステムが差分方程式 (1-18) で記述できるものとする。このような形で表されるモデルを式誤差モデルと呼び、外乱項  $e(k)$  にどのようなモデルを仮定するかでモデルの形が異なる。システム同定に最もよく使われるモデルは、ARX(Auto-Regressive eXogenous) モデルと呼ばれ、外乱項を白色雑音と仮定している。差分方程式のデータを1つ動かす記号をシフトオペレータと呼び、 $q$  と表現する。

$$\begin{aligned} y(k) + a_1y(k-1) + a_2y(k-2) + \cdots + a_ny(k-n) \\ = b_1u(k-1) + b_2u(k-2) + \cdots + b_mu(k-m) + e(k) \end{aligned} \quad (1-18)$$

$$y(k) = \theta \cdot \phi(k) + e(k) \quad (1-19)$$

$$\theta = [a_1, a_2, \cdots, a_n, b_1, b_2, \cdots, b_m]^T \quad (1-20)$$

$$\phi(k) = [-y(k-1), \cdots, -y(k-n), u(k-1), \cdots, u(k-m)] \quad (1-21)$$

$$A(q) = 1 + a_1q + a_2q^2 + \cdots + a_nq^n \quad (1-22)$$

$$B(q) = b_1q + b_2q^2 + \cdots + b_mq^m \quad (1-23)$$

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + \omega(k) \quad (1-24)$$

ARX モデルは最小二乗法を用いるに適した数式をしているため、最小二乗法を基礎としたモデル推定方法が提案されている。誤差項  $e(k)$  を正規白色雑音 (平均: 0, 分散: 一定値) であると仮定した場合、最尤推定法となる。また、 $e(k)$  が白色雑音でなく偏りのある有色雑音の場合、誤差項を無相関化する補助変数法などが提案されている。

### 1.2.2 周波数解析手法

ついで、周波数領域における解析手法について説明する。代表的な手法として、周波数応答法 [75] が存在する。周波数応答法とは、制御対象  $G(j\omega)$  に対して入力として式 (1-25) で表される正弦波を入力し、式 (1-26) で表される出力の正弦波との振幅の比  $|G(j\omega)|$  と位相の遅れ  $\psi(\omega)$  を計測する方法である。

$$u(t) = \sin(\omega \cdot t) \quad (1-25)$$

$$y(t) = |G(j\omega)| \sin(\omega \cdot t + \psi(\omega)) \quad (1-26)$$

入力指令  $u(t)$  の周波数  $\omega$  を様々な値に変えることで、周波数応答を求めることが可能であるが、計測に膨大な時間が必要となる。そこで、様々な周波数特性を含む入力指令が考案されている。代表的なものは、チャープ信号・マルチサイン信号・M 系列信号の3つであり、産業界でも広く用いられている指令である。これらの指令を用いる場合には、入出力データ  $u(t) \cdot y(t)$  にフーリエ変換を施し、周波数領域のデータ  $U(j\omega) \cdot Y(j\omega)$  へと変換した上で、入出力の比をとることで一度に広範囲の周波数

応答を得ることができる。\$T\$ は、時系列データの長さを表す有限の値である。

$$U(j\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1-27)$$

$$Y(j\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1-28)$$

$$G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} \quad (1-29)$$

得られた周波数応答データが信頼できるデータか判断するための指標として、コヒーレンス関数 \$\gamma\_{uy}^2\$ が用いられる。コヒーレンス関数は、入出力データの相互相関関数のフーリエ変換から求めることができる。相互相関関数とは、2つの信号の類似性を調べるために使われる関数であり、式 (1-30) で定義される。コヒーレンス関数は、相互相関関数をフーリエ変換したものであることから、周波数領域において信号の類似性を調べる指標ということができる。

$$\phi_{uy} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t)y(t+\tau) dt \quad (1-30)$$

$$S_{uy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{uy}(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1-31)$$

$$\gamma_{uy}^2 = \frac{|S_{uy}(\omega)|^2}{S_{uu}(\omega)S_{yy}(\omega)} \quad (1-32)$$

コヒーレンス関数は0~1の間の値をとる関数であり、2つの信号が完全に線形である場合には1の値をとる性質を持つ。この性質を利用し、周波数応答の計測に用いた入出力データのコヒーレンス関数の周波数毎の値を確認することで、周波数応答データが線形性の高いデータかを判断することができる [75]。また、同じ加振指令を繰り返し制御対象に入力することで、よりばらつきの少ない周波数応答データを得る方法も提案されている [76]。

## 第 2 章

### 産業界における自動調整の課題

## 2.1 現在のサーボモータの自動調整法および周波数応答特性

現状、サーボモータを販売している企業のマニュアルから自動調整方法を調査した。調査した企業は、以下の4社である。

- ・安川電機
- ・三菱電機
- ・SIEMENS
- ・OMRON

### 安川電機の調整機能

- ・調整レスチューニング
- ・自動調整（アドバンスオートチューニング）
- ・5段ノッチフィルタ（振動抑制機能）
- ・A型制振機能

### 三菱電機の調整機能

- ・クイックチューニング:短いテスト信号で加振
- ・ワンタッチ調整
- ・アドバンス制振制御 II
- ・指令ノッチフィルタ
- ・機械共振抑制フィルタ

### SIEMENS の調整機能

- ・ワンボタンオートチューニング:短いテスト信号を印可
- ・オートチューニング
- ・共振抑制

### OMRON の調整機能

- ・リアルタイムオートチューニング
- ・適応ノッチフィルタ
- ・4段ノッチフィルタ
- ・周波数応答特性 速度応答シミュレーション

各社で共通している点は、「自動で調整されること」・「ボタンが1度押されれば調整が完了すること」などユーザにとって使いやすいこと、すなわち「Easy to Use」機能を強調していることである。もう1点は、機械の振動を抑制するフィルタや制御器を保有していることである。そして、最後にそれらのフィルタや制御器の調整が時系列データを基に調整が行われていることである。



## 2.2 現状の調整機能の課題

しかし、これらの機能があるにも拘わらず、未だに熟練の作業員が時間をかけて生産ラインを構築する事例は多い。特に、生産ラインの立ち上げにおいて、要求仕様を満たすように制御パラメータを調整する際に手動で調整することがあり、生産ラインの立ち上げ時間の短縮を阻害する要因の1つとなっている。そのため、「熟練作業員の調整結果を自動調整で実現すること」は産業界の大きなニーズの1つである。しかしながら、現在の自動調整手法はサーボパック（サーボドライブ）の限られたリソースに記録できる時系列データを基に行われていることが多く、調整性能向上には限界があるのが課題である。

## 2.3 ICT技術の向上による駆動データの収集と解析

一方、ICT(Information Communication Technology)の発達により、上位コントローラをサーボモータや産業用ロボットに接続し、大量の駆動データを収集することが技術的なトレンドとなっている。収集されたデータは、AI(Artificial Intelligence)を用いて機械の故障診断 [77] やロボットの動作の最適化 [78] などのアプリケーションに用いられている。大量の駆動データは、サーボモータの先に取り付けられた制御対象の線形・非線形特性の解析にも用いることができる。

通常、上位コントローラは複数のサーボモータや産業用ロボットのI/Oをシーケンス的に制御することが多いが、サーボモータの駆動情報を記録する外部記憶素子として用いることで制御対象の線形・非線形特性を解析することができると考えられる。そして、解析結果を用いることで自動調整機能の向上を図ることができると思われる。

## 第 3 章

# 時系列データと周波数データの両方を用いたハイブリッド同定

本章は、特許出願中であることおよび、論文誌 (IEEE Transactions on Industrial Electronics) への掲載を予定しているため、公表することができない。

## 第 4 章

FB制御器のデータ駆動型自動調整:

Structured  $H_\infty$  制御を用いた構造・パラ

メータ最適化

## 4.1 Structured $H_\infty$ 制御の概要

Structured  $H_\infty$  制御とは、構造が固定された制御器を用いて  $H_\infty$  制御を実現する制御器を設計する手法である。フィードバックループが1つの制御システムのブロック線図を Fig.4に示す。制御器  $K(s, \rho)$  は構造が固定されていると仮定し、変数として制御器のパラメータ  $\rho$  を持つ。このとき、感度関数は式 (4-1) のように定義することができる。

$$S(s, \rho) = \frac{1}{1 + K(s, \rho)P(s)} \quad (4-1)$$

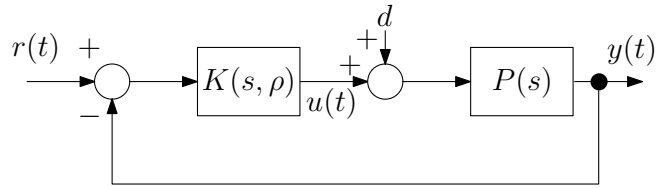


Fig. 4: フィードバック制御システムのブロック線図

感度関数  $S(s, \rho)$  のゲインを下げることで、外乱  $d$  の出力  $y(t)$  に対する影響を低減することができる。一般的な  $H_\infty$  制御では制御器の構造を固定せず、全周波数において  $S(s, \rho)$  のゲインが一定値を下回る制御器を設計することを目指した。しかし、この枠組みでは保守的な性能の制御器が設計されやすいこと、高次の制御器が設計されやすく再調整をする際にメンテナンス性が悪いことが知られていた。

そこで、原ら [39,40] は、制御器  $K(s, \rho)$  の構造を固定し、感度を低下させる周波数帯域を限定した上で、目標性能を満たす制御器のパラメータ設計問題を GKYP 補題を用いて LMI の解を求める問題として扱う手法を提案した。ただし、LMI の解を正確に求めるためには問題が凸最適化問題である必要があり、制御器の構造は式 (4-2~4-6) に示すように、ラプラス演算子とパラメータがアフィン関数の形で表されるものに限定された。

$$K(\rho, s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s \quad (4-2)$$

$$= [k_p, k_i, k_d] \cdot [1, \frac{1}{s}, s]^T \quad (4-3)$$

$$= \rho \cdot \theta \quad (4-4)$$

$$\rho = [k_p, k_i, k_d] \quad (4-5)$$

$$\theta = [1, \frac{1}{s}, s]^T \quad (4-6)$$

この課題を解決するために提案された手法が  $H_\infty$  制御である。Apkarian ら [43,44] によって、非凸最適化計算を用いて制御器設計を行う手法が提案されたことで、幅広い構造の制御器  $K(\rho, s)$  のパラメータを設計することが可能となった。その結果、感度関数の設計問題は式 (4-7) として、様々な制御器構造で設計が可能である。

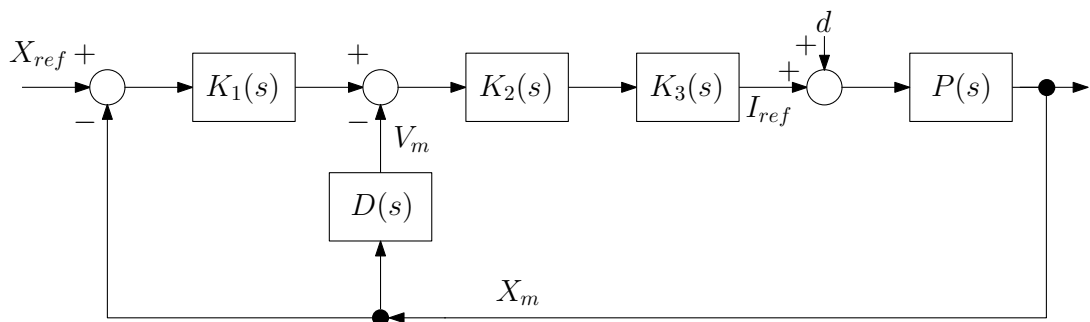


Fig. 5: カスケード制御システムのブロック線図の1例

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\rho} \delta & (4-7) \\ & \|W_s(\omega)S(\omega, \rho)\| \leq \delta \\ & \omega_{min} \leq \omega \leq \omega_{max} \\ & \rho \geq 0 & (4-8) \end{aligned}$$

## 4.2 P-PI制御器とBasis Filterを用いた制御器構造とパラメータ調整

### 4.2.1 カスケード型制御システム

カスケード型制御システムとは、Fig.5に示すように複数のループを用いた制御システムであり、サーボモータなどの産業用機器においては一般的に用いられている制御器の構成である。ループを複数にすることには、メリット・デメリットがそれぞれ存在する [114–116]。

#### カスケード型制御システムのメリット

- ・位置・速度・加速度・電流などの物理量ごとの精密な制御が可能
- ・ループの出力部にリミッタを設けることで、過大な出力を防止し駆動時の安全を確保
- ・調整できるパラメータが多いため、柔軟な制御性能の調整が可能

#### カスケード型制御システムのデメリット

- ・各ループの制御パラメータが互いに影響を及ぼし合う構造であり、最適な調整には経験が必要
- ・ループが増えるごとに制御器が増えるため、調整が必要な制御パラメータも増加

一般的には、内側のループの制御帯域が1つ外側のループの制御帯域の4~6倍あれば、その影響は無視できると言われている。しかしながら、各ループの制御帯域がどの程度確保できるかは、制御対象の特性に大きく依存するため、最適な調整結果を得るには制御対象毎に経験に依存した調整が必要となる。その結果、画一的な自動調整方法を用いることが難しくなっているという課題がある。

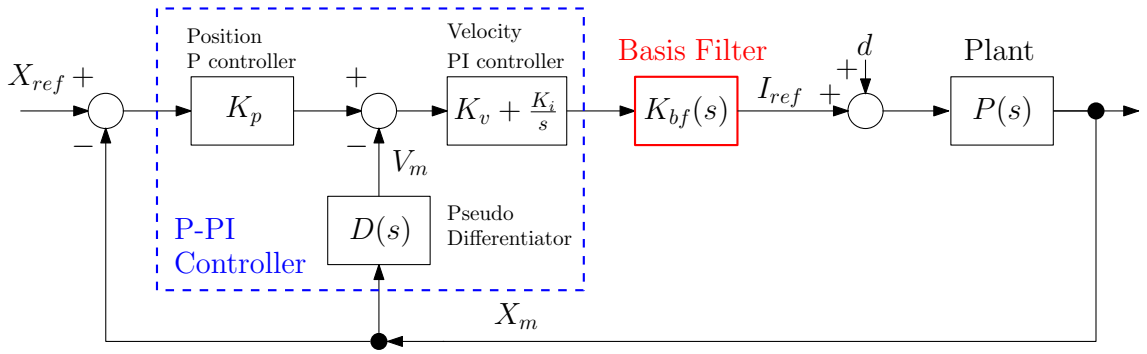


Fig. 6: P-PI 制御システムと基底フィルタで構成された位置制御システムのブロック線図

#### 4.2.2 カスケード型位置制御システムのフィードバック特性

位置指令  $X_{ref}$ ・外乱  $d$  が位置制御システムへの入力であり，モータ位置  $X_m$  がシステムの出力の場合，位置制御システムのフィードバック特性は，以下の4つで定義される。なお， $D(s)$  は微分器を表し， $P(s)$  は制御対象の伝達関数を示している。

1. 位置指令  $X_{ref}$  からモータ位置  $X_m$  までの特性： $G_{mr}$
2. 位置指令  $X_{ref}$  から制御対象への入力  $I_{ref}$  までの特性： $G_{ur}$
3. 外乱  $d$  からモータ位置  $X_m$  までの特性： $G_{md}$
4. 外乱  $d$  から制御対象への入力  $I_{ref}$  までの特性： $G_{ud}$

カスケード型位置制御システムのそれぞれの特性を求めると，式 (4-9)～(4-12) で示すことができる。

$$G_{mr} = \frac{X_m}{X_{ref}} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P}{(K_1 + D) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P + 1} \quad (4-9)$$

$$G_{ur} = \frac{I_{ref}}{X_{ref}} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3}{(K_1 + D) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P + 1} \quad (4-10)$$

$$G_{md} = \frac{X_m}{d} = \frac{P}{(K_1 + D) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P + 1} \quad (4-11)$$

$$G_{ud} = \frac{I_{ref}}{d} = -\frac{(K_1 + D) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P}{(K_1 + D) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P + 1} \quad (4-12)$$

特に，外乱からモータ位置への特性を示す  $G_{md}$  は制御器の目標性能を設定する際に重要となる特性である。

本研究では，サーボモータで多く用いられている位置P制御・速度PI制御（P-PI制御器）を Fig.6に示すようにカスケード型制御システムの固定構造として取り扱う。 $K_p$  を位置比例制御ゲイン， $K_v$  を速度比例制御ゲイン， $K_i$  を速度積分制御ゲインとする。 $K_3(s)$  に相当する部分である  $K_{bf}$  は，カスケード制御システムの構造を調整するためのフィルタ群「Basis Filter」であり，詳細は4.2.3項において説明する。

$$K_1(s) = K_p \quad (4-13)$$

$$K_2(s) = K_v + \frac{K_i}{s} \quad (4-14)$$

$$D(s) = \frac{s}{1 + T_f \cdot s} \quad (4-15)$$

$$L(s) = (K_1 + D) \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot P \quad (4-16)$$

$$S(s) = \frac{1}{1 + L} \quad (4-17)$$

$$(4-18)$$

### 4.2.3 Basis Filter (基底フィルタ) の導入

位置制御システムの構造を調整するために、「基底フィルタ: Basis filter」と呼ぶ構造を導入する。基底フィルタは、Fig.6の  $K_{bf}$  に設置されるフィルタ群であり、式(4-19)で示す  $m$  段のフィルタ  $G_{bfi}(s)$  の掛け合わせで構成する。 $m$  を自動的に調整することで次数を調整する。 $i$  は、 $m$  段の基底フィルタの内、何段目のフィルタかを表す添え字である。

フィルタ  $G_{bfi}(s)$  の構造は、目的に合わせて任意の形をとることが可能である。例えば、ゲイン安定化・位相安定化の両方を実現するために、式(4-20)に示すようにノッチフィルタと位相進み補償を組み合わせた構造を用いる組み合わせが考えられる。しかし、位相進み補償は、カットオフ周波数  $\omega_{pi}$  以降では、一定値でゲインが増加する特性がある。この特性は高周波帯域においてノイズのゲインを増加させてしまう可能性があるため、高周波帯域ではゲインが減少するもしくは1となるフィルタがより望ましい。この観点から、式(4-21)に示すように位相進み補償の代わりにピークフィルタを用いる組み合わせも考えられる。また、調整の際に位相進み補償器に含まれるパラメータ  $\beta_i$  の下限値を制限することで、高周波帯域におけるゲインの増加を抑制することが可能である。なお、ノッチフィルタの実装時には、プリワーピング処理を実施している [117]。

$$K_{bf}(s) = \prod_{i=1}^m G_{bfi}(s) \quad (4-19)$$

$$G_{bfi}(s) = \frac{s^2 + 2\alpha_i \zeta_{ni} \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta_{ni} \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2} \cdot \frac{s + \omega_{li}}{\beta_i s + \omega_{li}} \quad (4-20)$$

$$G_{bfi}(s) = \frac{s^2 + 2\alpha_i \zeta_{ni} \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta_{ni} \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{pi} \omega_{pi} s + \omega_{pi}^2}{s^2 + 2\gamma_i \zeta_{pi} \omega_{pi} s + \omega_{pi}^2} \quad (4-21)$$

### 4.2.4 制御器構造とパラメータ調整のための目標仕様

制御器構造とパラメータを調整するための目標仕様として、位置決め制御システムの感度関数と相補感度関数を用いる。感度関数は、前節でも示したように外乱  $d$  に対する位置への影響を表している。サーボモータを駆動する際に想定される外乱としては、転がり摩擦や粘性摩擦などが存在し、これらの摩擦は低周波数帯域において大きなゲインを持っている。そこで、Fig.7に示すように低周波数帯域に



において感度関数を大きく下げよう、制御器を調整することで外乱  $d$  の影響を抑制することができる。

一方、低周波数帯域において感度関数の値が下がると、ウォータベッド効果によって中周波数帯域～高周波数帯域においてゲインが上がってしまう。高周波数帯域においてゲインが上がると、配線から混入するノイズ、差分演算により生じる波形の歪み、同定が難しい高周波の振動モードを励起しやすくなる。そこで、高周波数帯域における相補感度関数のゲインが上がらないように目標仕様を設けることで、ゲインのバランスをとる。

なお、本研究において、目標指標は感度関数の傾き（ロールオフ）が $-60\text{dB/decade}$ になることと設定している。これは、制御対象においてトルクを入力・位置を出力としたときに積分器は必ず2個モデルに含まれ相対次数が2であること、そしてP-PI制御器に積分器が1個含まれることから、位置制御システムは少なくとも3つの積分器を持つためである。また、高周波数帯域においては $-40\sim-60\text{dB/decade}$ の傾きが望ましいと言われている [118]。

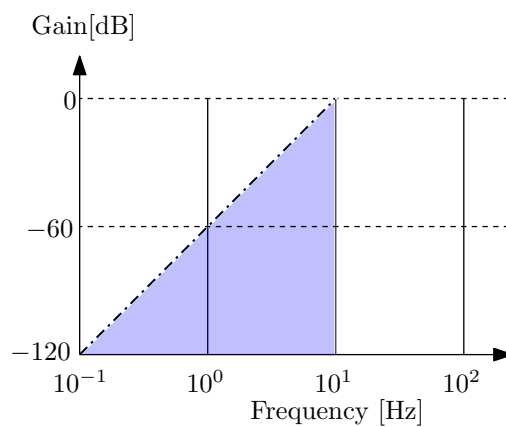


Fig. 7: 目標仕様とする感度関数の条件

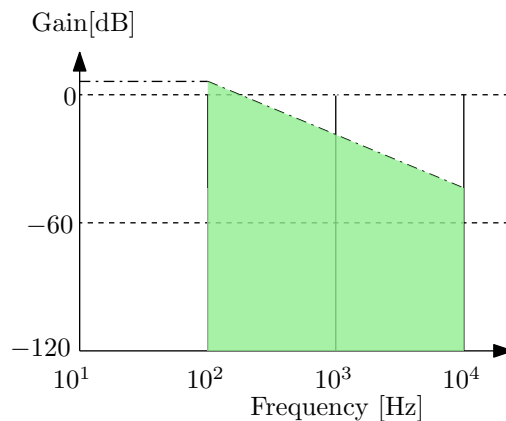


Fig. 8: 目標仕様とする相補感度関数の条件

#### 4.2.5 調整のための拘束条件

目標指標のみで制御器を調整を行うと、調整後の位置制御システムが不安定になる場合がある。そこで、安定余裕（ゲイン余裕と位相余裕の2つ）を最適化計算の拘束条件として設定することで、安定余裕を確保した実用的な制御器の設計を行う。安定余裕から求められる拘束条件は、ゲイン余裕:  $G_m$  [dB]

と位相余裕  $P_m$  [deg] からナイキスト線図上に開ループ伝達関数  $L(s, \rho)$  のベクトル軌跡が通ることができない円盤領域を指定し、円盤外の領域を通るように  $L(s, \rho)$  の制御パラメータ  $\rho$  を設計する。この安定余裕の確保の仕方は、「円条件」として知られている。以降では、ゲイン余裕  $G_m$  と位相余裕  $P_m$  から拘束条件を求める方法を述べる。Fig.9に示すナイキスト線図において開ループ伝達関数  $L(s)$  のベクトル軌跡が赤い円の外を通ること示している。赤い円は実軸上に中心を持ち、ゲイン余裕を表す点  $p_g$  と位相余裕を表す点  $p_p$  の2点を通る円である。赤い円の中心点  $p_c$  と半径  $r_c$  は、ゲイン余裕と位相余裕の値から幾何的に求めることができる。  $p_g$  と  $p_p$  は、式 (4-22) で表現することができる。

$$p_g = [-10^{-G_m/20}, 0] \quad (4-22)$$

$$p_p = [\cos(\theta), \sin(\theta)] \quad (4-23)$$

$$\theta = -\pi + \frac{P_m}{180} \cdot \pi \quad (4-24)$$

円の中心は円上の2点を結んだ線分と垂直に交わる直線上にあることを利用すると、円の中心および半径は下式のように求めることができる。なお、 $a$  は、 $p_g$  と  $p_p$  を結んだ線分と垂直な直線の傾きである。

$$a = \frac{p_g(1) - p_p(1)}{p_g(2) - p_p(2)} \quad (4-25)$$

$$p_c = \left[ \frac{p_g(1) + p_p(1)}{2} - \frac{p_g(2) + p_p(2)}{2 \cdot a}, 0 \right] \quad (4-26)$$

$$r_c = |p_g - p_c| \quad (4-27)$$

$L(s)$  が赤い円の外を通る幾何学的な条件は、 $L(s)$  と円の中心を結んだ線の長さが常に半径以上であれば良い。すなわち、指定する安定余裕を確保するための拘束条件は、式 (4-28) で表すことができる。

$$|L(s) - p_c| \geq r_c \quad (4-28)$$

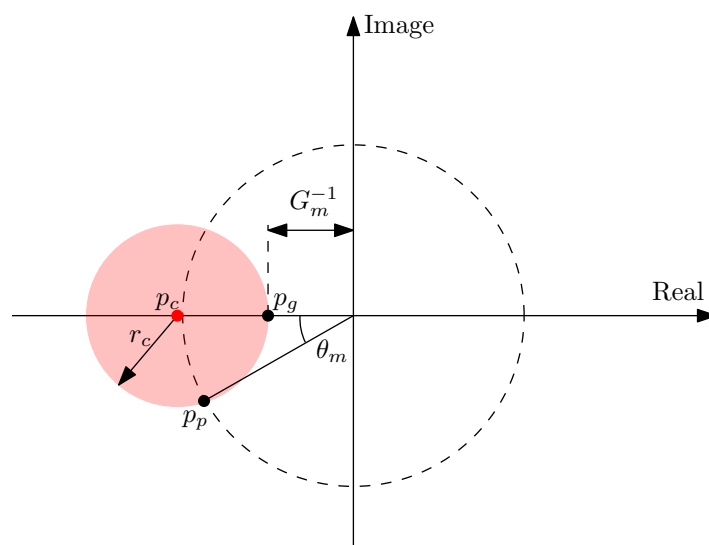


Fig. 9: 安定余裕を確保するためのナイキスト線図上の拘束条件

## 4.2.6 安定余裕の逐次再設定による制御性能最適化

本節では、システムの安定性を保証する安定余裕を逐次再設定することで、制御性能を最適化する手法について説明する。円条件に基づいて最適化を行った場合に、設定した拘束条件に対して保守的な安定余裕で最適化された結果が出力されることがある。これは、円条件が感度関数のピーク値に対して設計されるため、必ずしも指定した安定余裕の値に設計されるとは限らないことが原因である。

そこで、安定余裕の設定値を逐次再設定することで、保守性のない制御器の設計を行う。逐次再設定は、式(4-29)に示されるゲイン余裕の更新をすることで行う。 $G_{obj}(n)$ は、 $n$ 回目のゲイン余裕の設定値を示しており、 $G_{des}$ は設計者が欲しているゲイン余裕の値を示している（本稿では、 $G_{des} = 6$  dB）。そして、 $G_m(n)$ は $n$ 回目の最適化計算で得られた制御システムの安定余裕を示している。すなわち、この式は前回の最適化で得られた安定余裕の値から、次回の最適化計算の際に設定するゲイン余裕を求める式となっている。

$$G_{obj}(n+1) = \frac{G_{des}}{G_m(n)} \times G_{obj}(n) \quad (4-29)$$

前節で述べたFB制御器の自動調整手法と合わせたフローをFig.10に示す。図中の赤枠部が、前節で述べた制御器の構造とパラメータを調整する部分であり、本節の内容は青枠部である。

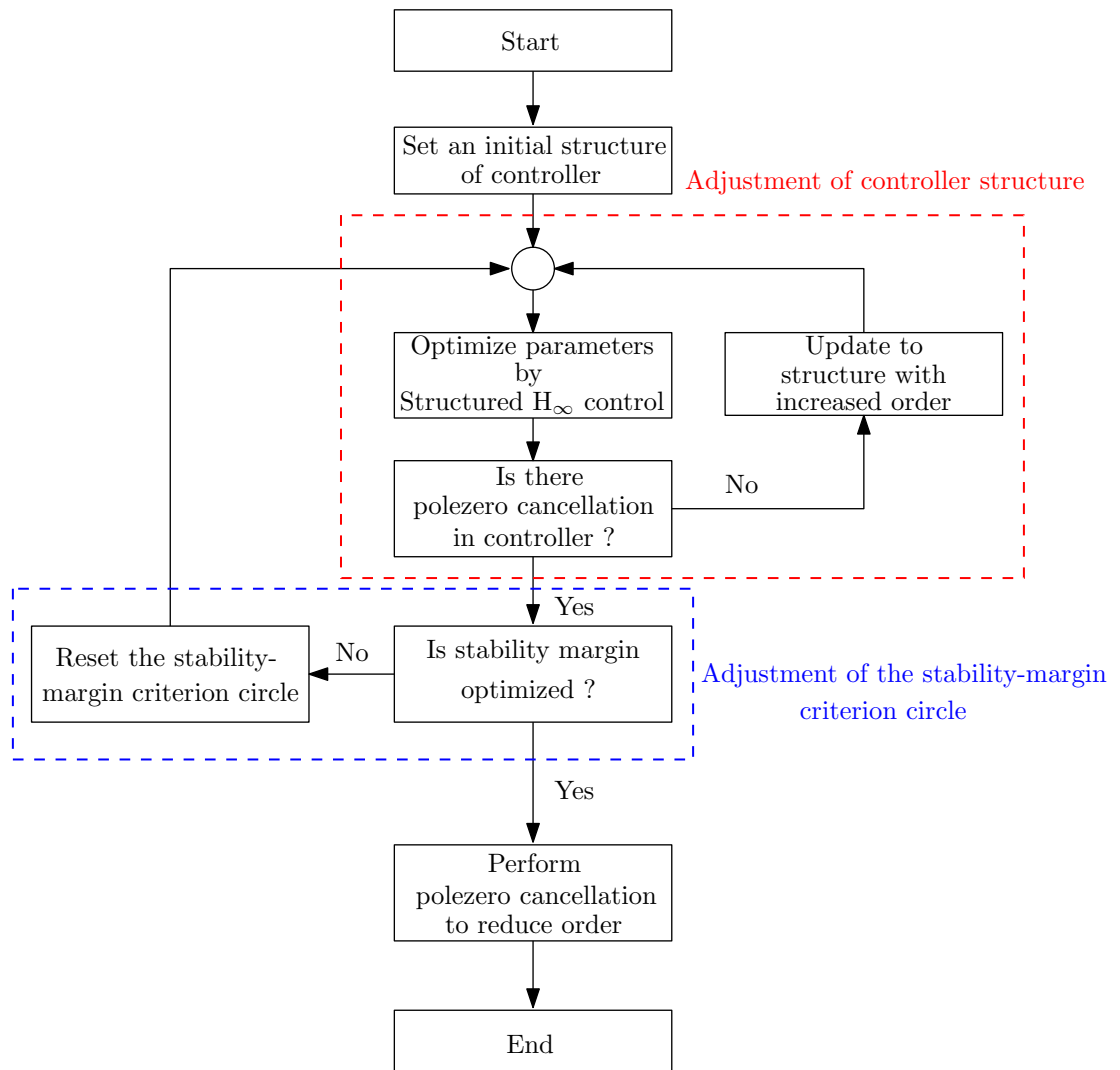


Fig. 10: 制御器の構造とパラメータを同時に最適化しつつ安定余裕の逐次再設定を行うフロー

### 4.3 Nanostage1 号機を制御対象としたFB制御器の調整

本節では、Nanostage1 号機を制御対象として、FB 制御器を自動調整した結果を説明する。まず、4.3.1項において、Structured  $H_\infty$  制御を用いて制御器の分子・分母の両方に調整すべきパラメータが含まれる位置制御システムと、分子にのみ調整すべきパラメータが含まれる位置制御システムの調整結果の比較を示す。そして、4.3.2項において、制御パラメータと同時に制御システムに用いる基底フィルタの数を最適化した結果を示す。このとき、基底フィルタをノッチフィルタと位相進み補償で構成した場合とノッチフィルタとピークフィルタで構成した場合の2通りの調整結果を示す。

調整に用いる Nanostage1 号機の伝達関数モデルは式 (4-30) で表され、伝達関数のパラメータは Table2に示す値を用い、周波数応答データを Fig.11に示す。

$$P(s) = \frac{K}{s(s + 2.101)} \cdot \frac{\omega_{r1}^2}{s^2 + 2\zeta_{r1}\omega_{r1}s + \omega_{r1}^2} \cdot \prod_{i=2}^3 \frac{s^2 + 2\zeta_{ai}\omega_{ai}s + \omega_{ai}^2}{s^2 + 2\zeta_{ri}\omega_{ri}s + \omega_{ri}^2} \quad (4-30)$$

Table 2: Nanostage1 号機の伝達関数モデルのパラメータ

Symbol	Value	Unit	Symbol	Value	Unit
$\omega_{r1}$	$89.2 \cdot 2\pi$	rad/s	$\omega_{r3}$	$298.0 \cdot 2\pi$	rad/s
$\zeta_{r1}$	$4.05 \times 10^{-2}$	rad/s	$\zeta_{r3}$	$7.00 \times 10^{-2}$	rad/s
$\omega_{r2}$	$30.5 \cdot 2\pi$	rad/s	$\omega_{a3}$	$146.7 \cdot 2\pi$	rad/s
$\zeta_{r2}$	$2.84 \times 10^{-2}$	rad/s	$\zeta_{a3}$	$4.60 \times 10^{-2}$	rad/s
$\omega_{a2}$	$25.3 \cdot 2\pi$	rad/s	$K$	14.6	
$\zeta_{a2}$	$2.56 \times 10^{-2}$	rad/s	-	-	-

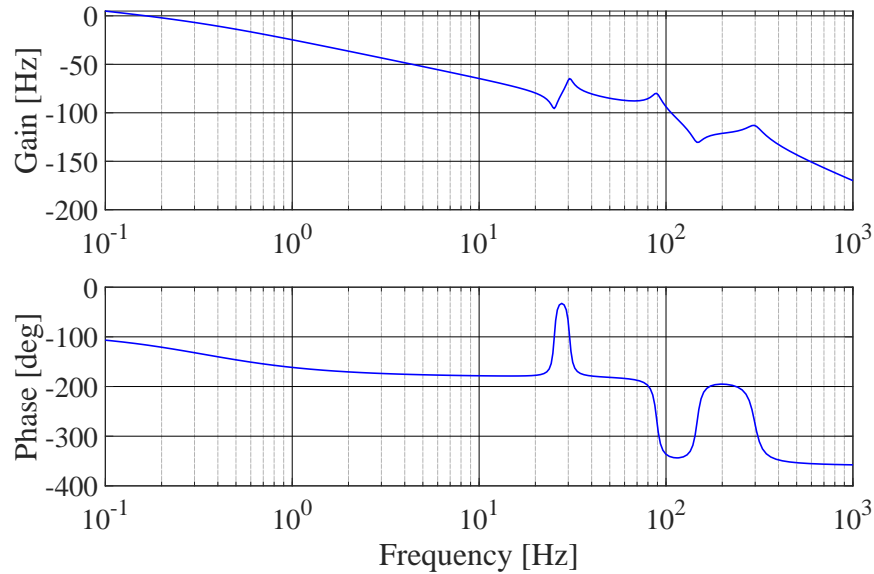


Fig. 11: Nanostage1 号機の周波数応答データ

### 4.3.1 制御器の分母項調整効果の検証

本節では、制御器の分子に含まれるパラメータのみを調整した場合と、制御器の分子・分母の両方に含まれるパラメータを調整した場合の2つを比較することによって、Structured  $H_\infty$  制御により非凸な制御器を調整できるようになったことの意義を検証する。調整対象とする制御器として、P-PI 制御器とノッチフィルタ1段を設定する。このときの位置制御システムの開ループ伝達関数は、それぞれ式(4-31)・(4-32)で表すことができる。両式は形は全く同じだが、調整するパラメータが異なっており、式中で色が変わっているパラメータが調整パラメータである。式(4-32)においては、ノッチフィルタの分母の減衰  $\zeta_d$  と除去周波数  $\omega_n$  の2つを調整パラメータに含めていることが、式(4-31)との違いである。

$$L_{num} = \left( \frac{1}{\tau s + 1} + K_p \right) \cdot \left( K_v + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_d \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-31)$$

$$L_{den} = \left( \frac{1}{\tau s + 1} + K_p \right) \cdot \left( K_v + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_d \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-32)$$

分子に含まれるパラメータのみを調整する場合

調整するパラメータ (4 個) :  $K_p, K_v, K_i, \zeta_n$

分子・分母の双方に含まれるパラメータのみを調整する場合

調整するパラメータ (6 個) :  $K_p, K_v, K_i, \zeta_n, \omega_n, \zeta_d$

Structured  $H_\infty$  制御を用いて、上記2つの制御器を調整する。調整の際に、分子のみ調整する制御器では除去周波数  $\omega_n = 89.1 \text{ Hz}$  ・分母の減衰  $\zeta_d = 1.0 \text{ rad/s}$  とあらかじめ設定した上で調整を行う。周波数は伝達関数モデルから決定しており、89.1 Hz の振動モードがゲイン余裕を減少させる要因となることから、振動モードと合った周波数を用いている。そして、減衰はノッチフィルタのゲイン抑制効果なるべく広くなりシステムが不安定にならない値を設定している。Fig.12-(i) と (ii) に、感度関数とナイキスト線図の比較を示す。分母項まで調整した結果 (図中の青線:Bundle) が、より低周波数帯域において感度関数が下がっており、外乱抑圧特性が向上していることが分かる。そして、Fig.13に、調整した制御器を用いた位置応答の比較を示す。分母項まで調整した場合の方が、位置誤差が40%程度低下しており、外乱抑圧特性の向上が確認できる。

この結果は、ノッチフィルタの分子 (ゲイン線図においてはゲインを低減する深さ) と分母 (ゲイン線図においてはゲインを低減する周波数の広さ) を同時に最適化することによって、第2振動モード (90 Hz の共振) の抑制ができ、P-PI 制御器のゲインが向上した結果として、外乱を抑圧できるようになったと考えられる。

Table 3: 分母項調整の効果検証におけるパラメータ自動調整結果

記号	パラメータ	初期値	最小値	最大値	分子・分母双方	分子のみ	単位
$K_p$	位置比例ゲイン	1	1	200	57.1	43.0	rad/s
$K_v$	速度比例ゲイン	$1 \cdot 2\pi$	$1 \cdot 2\pi$	$200 \cdot 2\pi$	67.8	66.0	rad/s
$K_i$	速度積分ゲイン	$(1 \cdot 2\pi)^2$	$(1 \cdot 2\pi)^2$	$(200 \cdot 2\pi)^2$	4347.9	2902.2	s
$\omega_f$	除去周波数	1000	50	2000	88.3	89.1(固定)	Hz
$\zeta_n$	分子の減衰	0.5	0	1.0	$5.9 \times 10^{-2}$	$1.5 \times 10^{-1}$	rad/s
$\zeta_d$	分母の減衰	0.5	0	1.0	$4.1 \times 10^{-1}$	1.0(固定)	rad/s

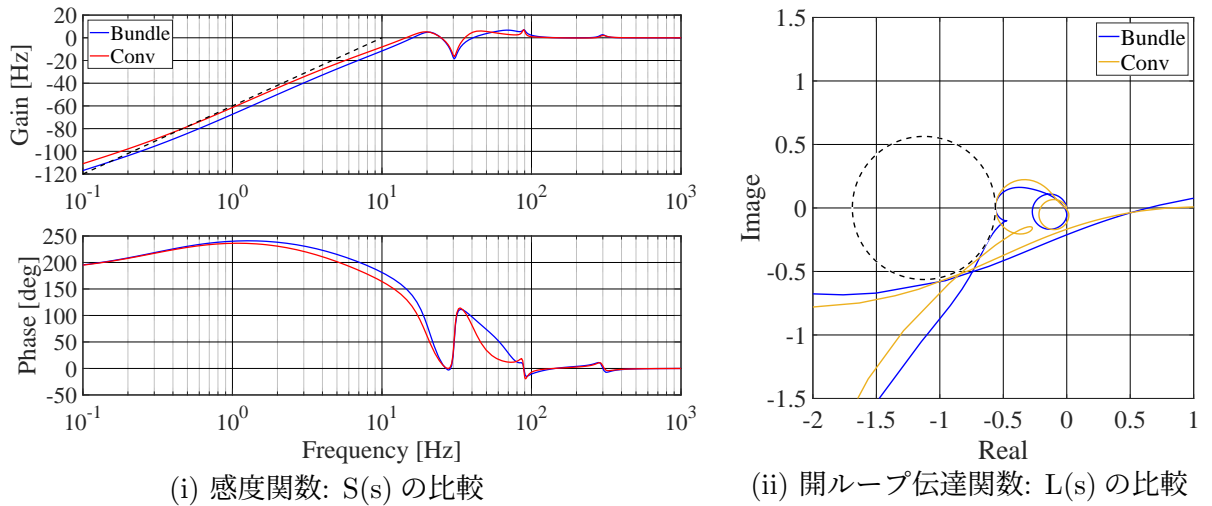


Fig. 12: 分母項調整の効果検証における感度関数と開ループ伝達関数の比較

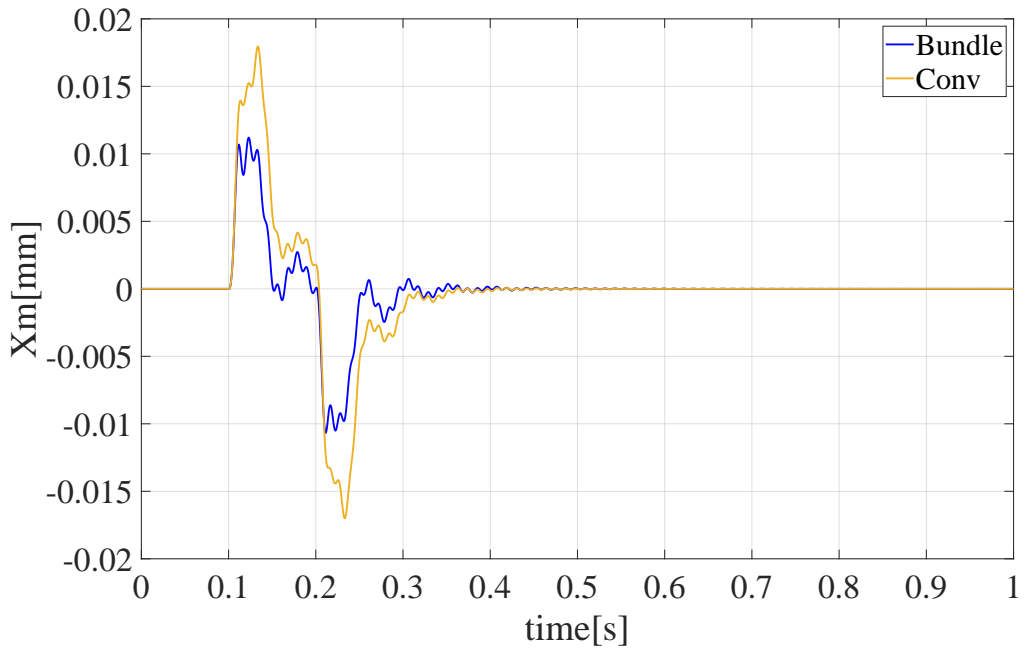


Fig. 13: 位置応答の比較

Table 4: 制御器の構造とパラメータを同時に最適化する際の初期値

Symbol	Parameter	Min	Max	Initial	Unit
$K_p$	Position P gain	0	2000	10	rad/s
$K_v$	Velocity P gain	0	2000	$10 \cdot 2\pi$	rad/s
$K_i$	Velocity I gain	0	2000	$40 \cdot 2\pi$	1/s
$\omega_{fi}$	Frequency of notch filter	0	2000	1000	Hz
$\zeta_{dli}$	Damping ratio	0	1	0.5	rad/s
$\alpha_i$	Depth of notch filter	0	1	0.5	-
$\omega_{li}$	Frequency of phase lead	0	2000	1000	Hz
$\beta_i$	Coefficient of phase lead	0.80	1	0.90	-

### 4.3.2 基底フィルタをノッチフィルタと位相進み補償で構成した調整結果

本項では、Nanostage1号機の伝達関数モデルを基に、FB制御系の構造とパラメータを同時に最適化した結果を説明する。基底フィルタの段数を変えることで、制御システムの構造を最適化する。基底フィルタは、式(4-20)で示したように、ノッチフィルタと位相進み補償の組み合わせを用いる。制御器の構造とパラメータを同時に最適化するフローをFig.14に示す。調整フローにおいて、制御器の初期値はTable 4の値を用いる。制御性能を確認するための比較対象としては、P-PI制御器とノッチフィルタ1段と位相進み補償1段をFig.6の $K_{bf}$ に設置した位置制御システムで、Structured  $H_\infty$ 制御を用いてパラメータ調整した結果を用いる。この比較対象は基底フィルタを1段に固定した場合と等しく、フィルタの段数を固定した場合と可変にした場合で性能を比較を明確にするためである。

調整の結果、提案法では基底フィルタが3段となり、ノッチフィルタ1段が極零相殺を起こしたことでフィルタの段数の更新が停止した。すなわち、 $K_{bf}$ にはノッチフィルタ2段と位相進み補償3段によるフィルタが構成された。パラメータの調整結果は、Table 5に示す。基底フィルタの周波数応答特性をFig.18に示す。ノッチフィルタ2段のうち、1段の除去周波数は88.8 Hzに設定され、89 Hzの振動モードのゲインを抑制しており、P-PI制御のハイゲイン化に貢献している。一方、2段目のノッチフィルタは70.6 Hzに設定されているが、70Hz近辺には抑制すべき共振周波数は存在しておらず、一見その役割は明確でない。しかし、Fig.18の位相に注目すると、ノッチフィルタが70.6 Hzに設定されることで、89 Hz付近の位相を進ませ、1段目のノッチフィルタを用いたことによる位相遅れを補償していることが分かる。この結果より、ノッチフィルタは1段目はゲイン安定化を、2段目は位相安定化を図るように自動的に設計されたと解釈できる。

上記の調整により、制御系設計の目標仕様と拘束条件が満たされているかを、Fig.15とFig.16から確認する。感度関数を確認すると、比較対象に比べて0.1~10 Hzにおいて感度が低下していることが確認できる。また、ナイキスト線図を確認すると、開ループ伝達関数が黒点線の領域(開ループ伝達関数の侵入禁止区域)をかすめるように通っていることから制約条件を満たすよう設計されていることが分かる。

最後に、ステップ状の外乱電流指令を加えたときの位置応答を比較することで、制御器の外乱抑圧特性を確認した。Fig.19・Fig.20に示す。最大位置偏差を比較したところ、163  $\mu\text{m}$  (従来手法) から98  $\mu\text{m}$  (提案手法) に40%減少したことを確認した。また、Fig.20に示すように印加後の残留振動が減少したことも確認した。この残留振動の周波数はおよそ90Hzであり、2次モードの共振周波数の影響と思われる。



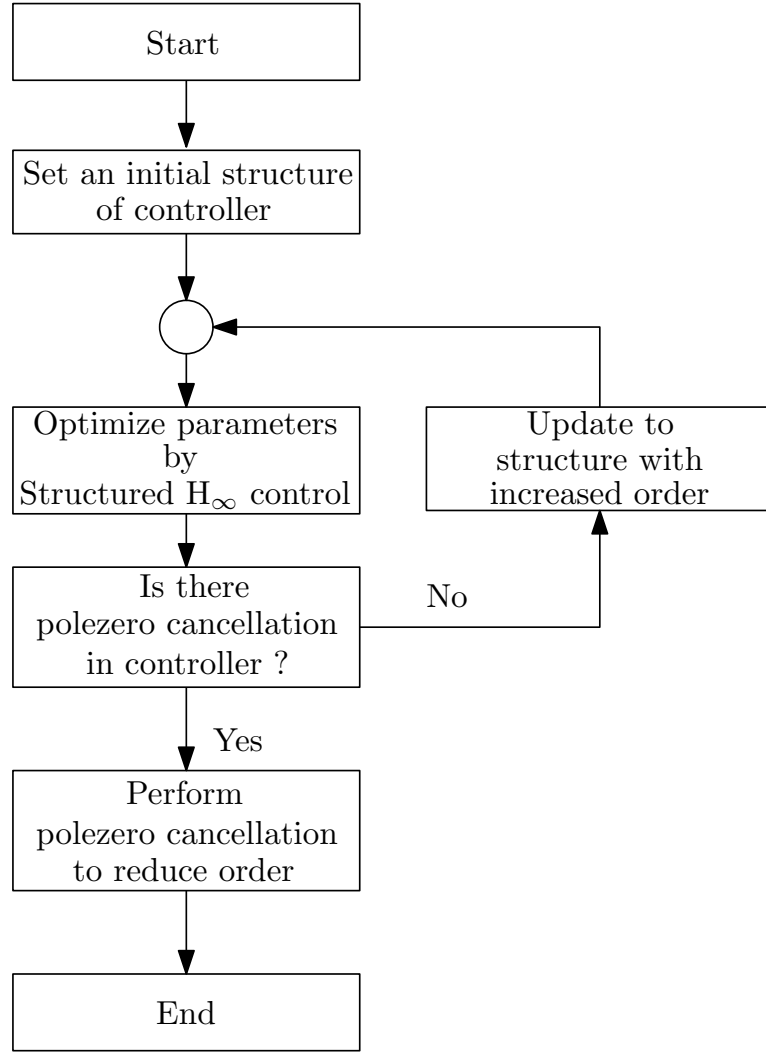


Fig. 14: 制御器の構造とパラメータを同時に最適化するためのフロー

Table 5: P-PI 制御器と基底フィルタの調整結果

Symbol	Parameter	Adjusted value	Unit
$K_p$	Position P gain	61.5	rad/s
$K_v$	Velocity P gain	80.6	rad/s
$K_i$	Velocity I gain	$5.13 \times 10^3$	1/s
$\omega_{f1}$	Center frequency of Notch 1	$88.8 \cdot 2\pi$	rad/s
$\zeta_{d1}$	Damping ratio 1	0.295	-
$\alpha_1$	Depth of notch filter 1	0.121	-
$\omega_{f2}$	Center frequency of Notch 2	$70.6 \cdot 2\pi$	rad/s
$\zeta_{d2}$	Damping ratio 2	0.482	-
$\alpha_2$	Depth of notch filter 2	0.558	-
$\omega_{\ell 1}$	Frequency of Phase lead 1	$50.0 \cdot 2\pi$	rad/s
$\beta_{n1}$	Coefficient of phase lead 1	0.800	-
$\omega_{\ell 2}$	Frequency of Phase lead 2	$50.0 \cdot 2\pi$	rad/s
$\beta_{n2}$	Coefficient of phase lead 2	0.800	-
$\omega_{\ell 3}$	Frequency of Phase lead 3	$609 \cdot 2\pi$	rad/s
$\beta_{n3}$	Coefficient of phase lead 3	0.800	-

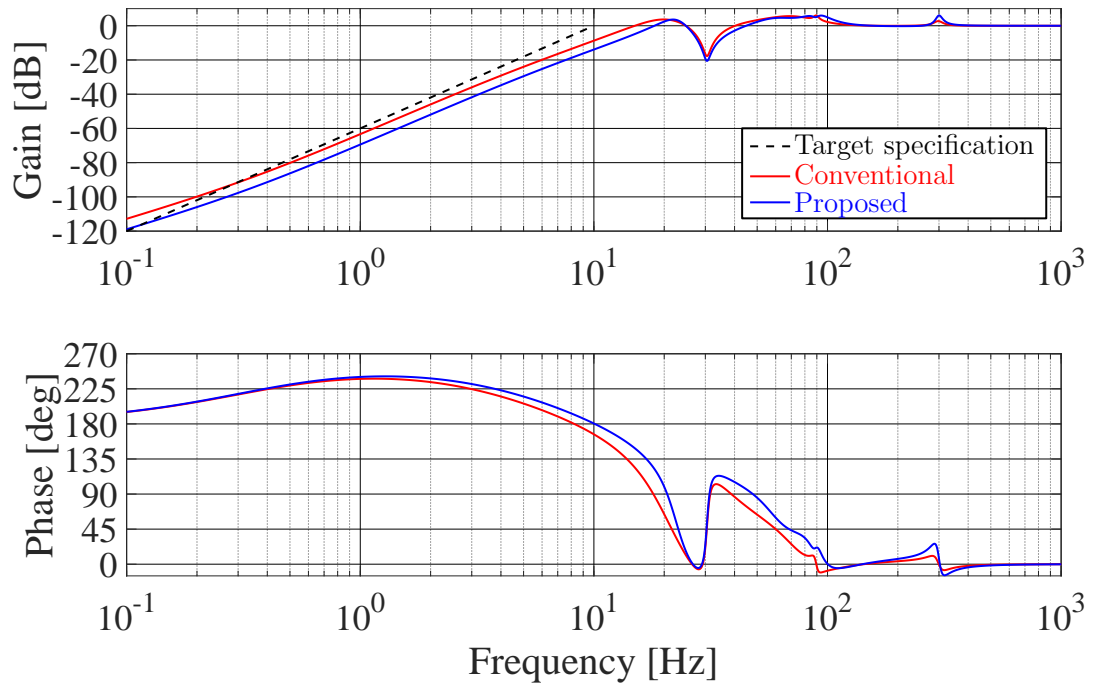


Fig. 15: 構造を最適化した場合の感度関数の比較

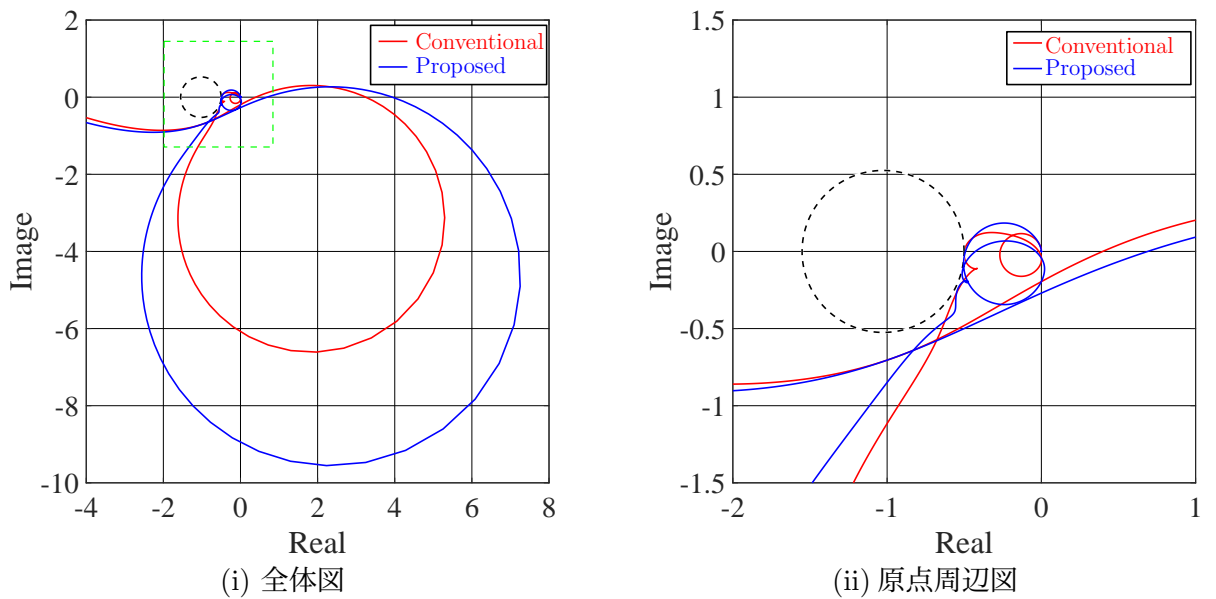


Fig. 16: 構造を最適化した場合のナイキスト線図の比較

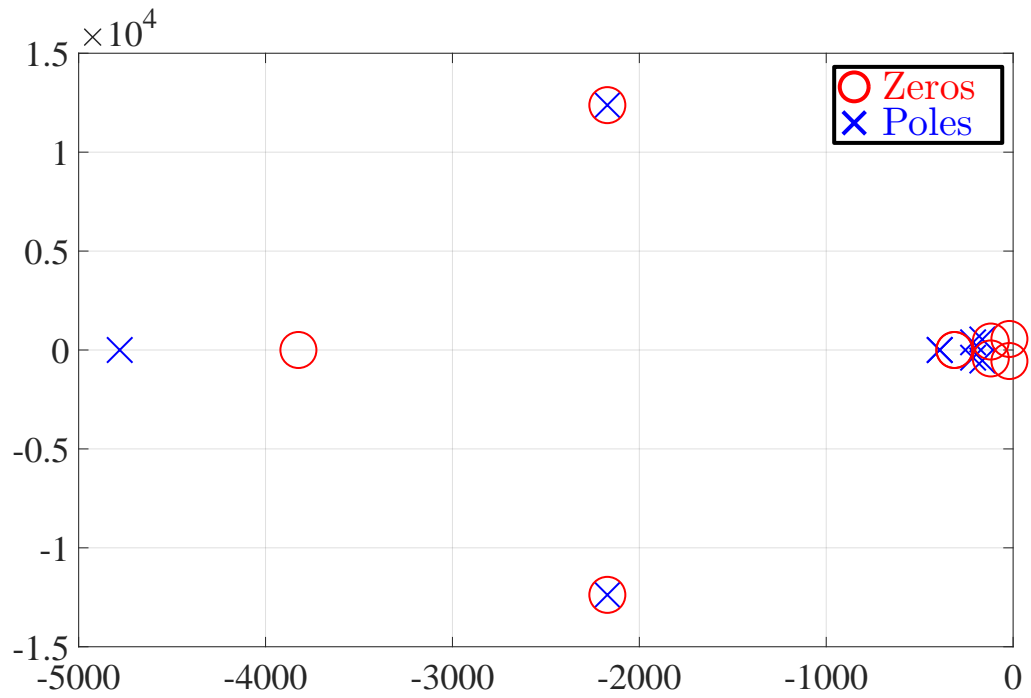


Fig. 17: 構造を最適化した場合の基底フィルタの極と零点の配置

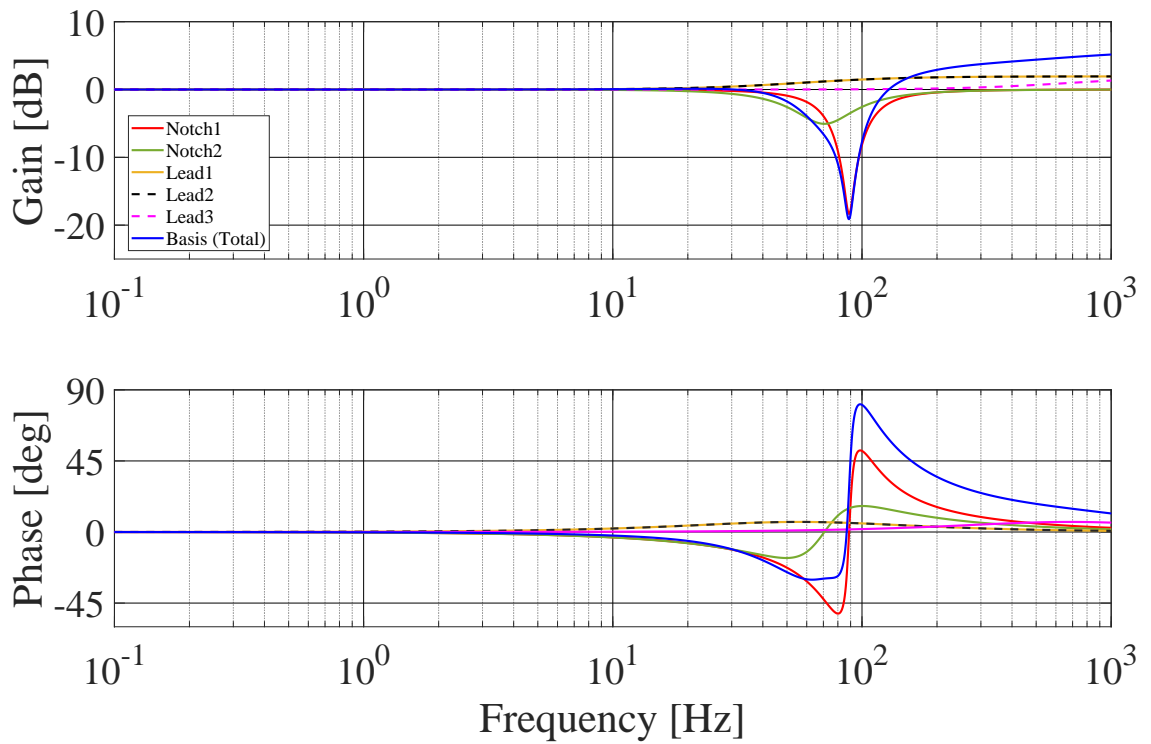


Fig. 18: 構造を最適化した場合の基底フィルタの周波数応答特性

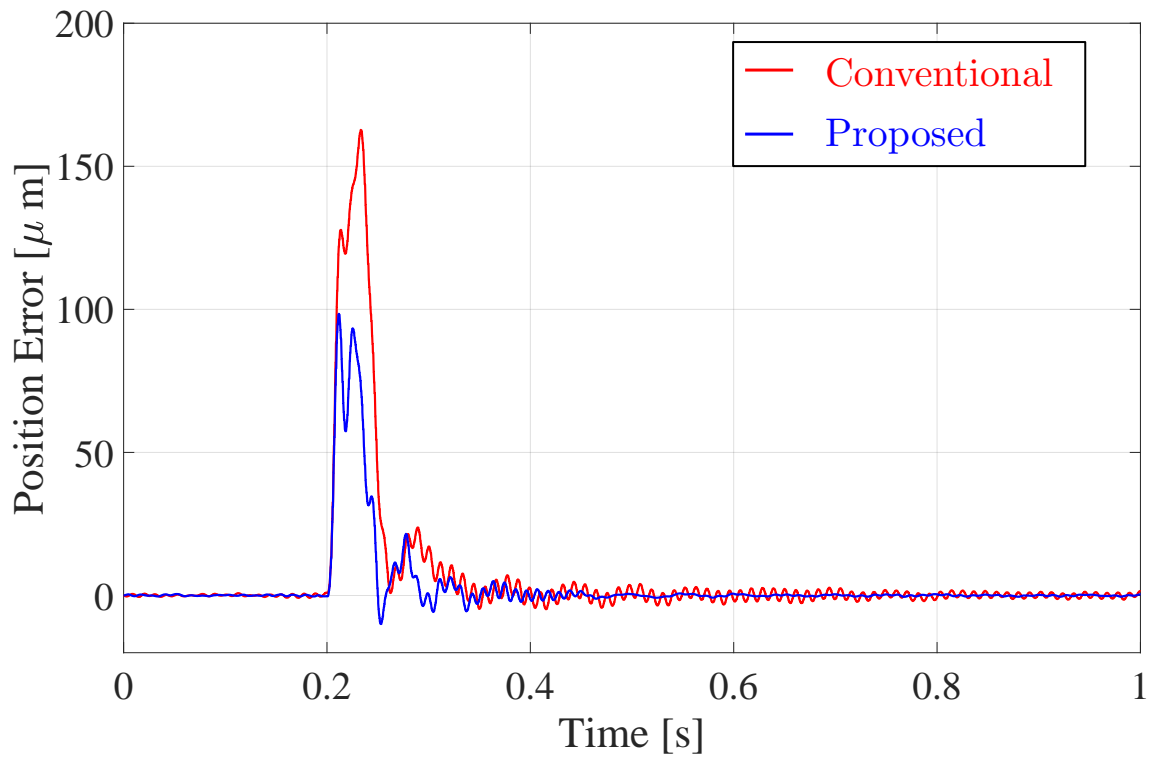


Fig. 19: 構造を最適化した場合の位置応答の比較

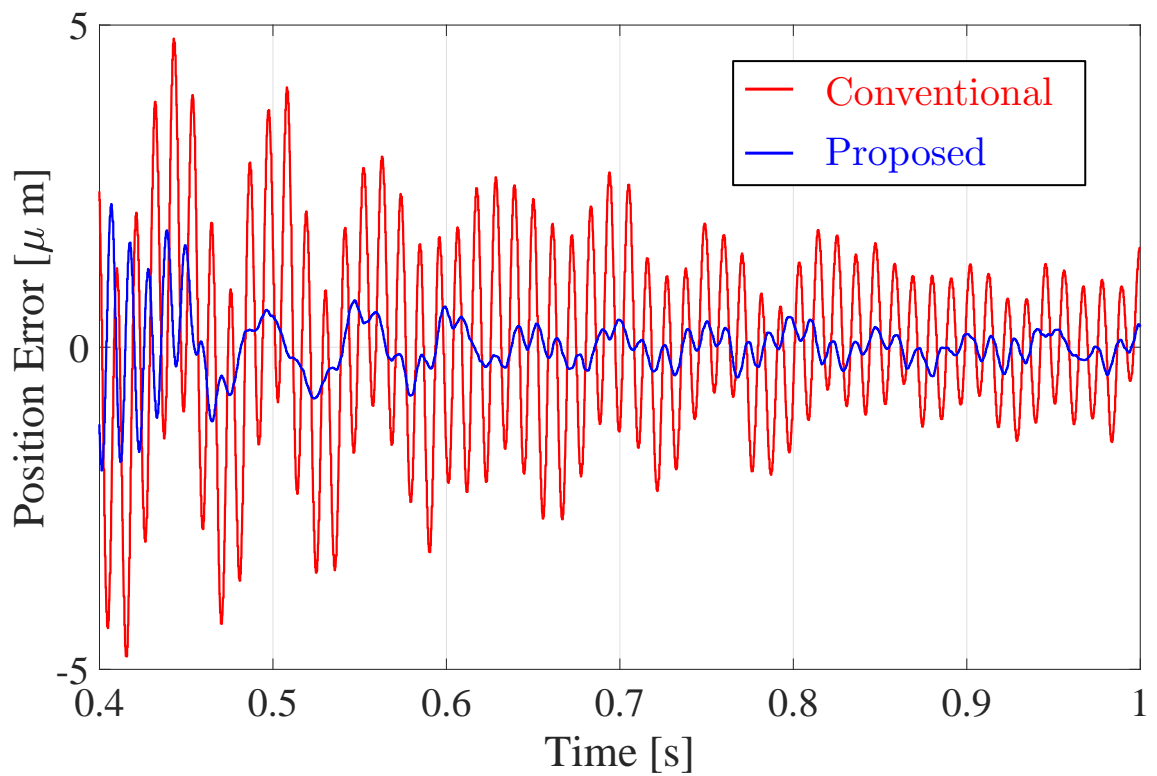


Fig. 20: 位置応答の拡大図

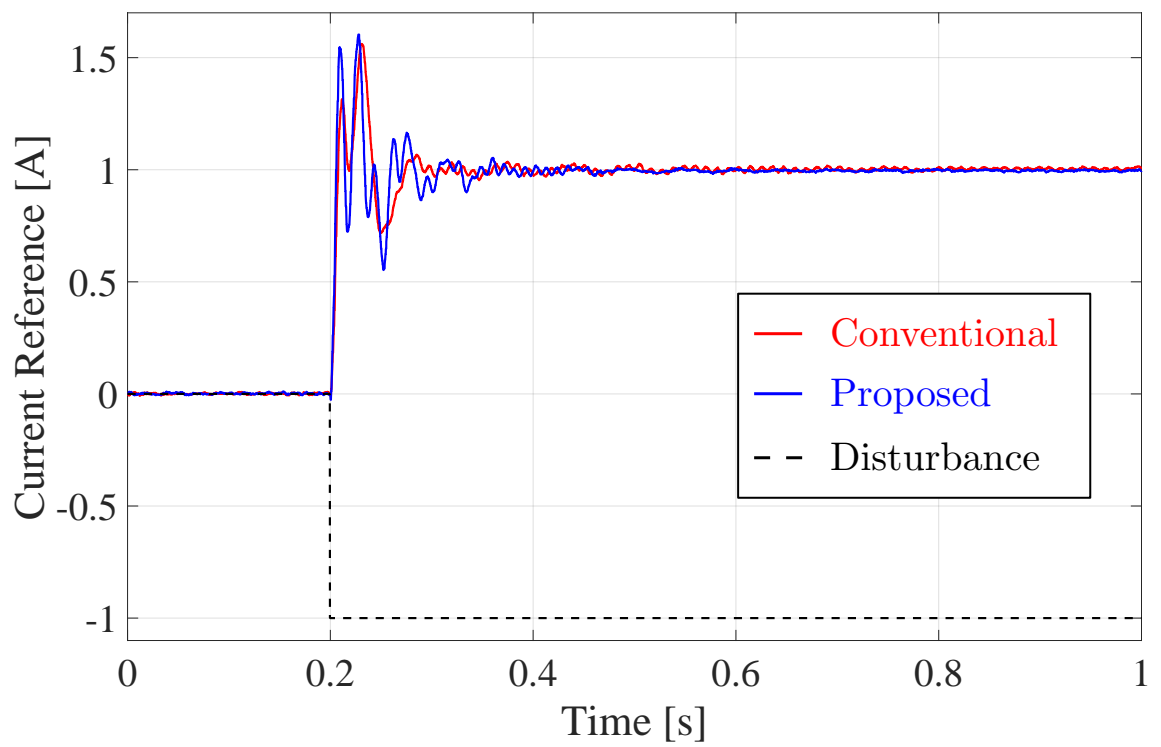


Fig. 21: 構造を最適化した場合の電流応答の比較

### 4.3.3 基底フィルタをノッチフィルタとピークフィルタで構成した調整結果

本稿は論文誌への掲載を予定しているため、公表することができない。

## 4.4 ボールねじを制御対象としたFB制御器の調整

本節では、サーボモータを用いてボールねじを駆動する際のFB制御器の自動調整結果を示す。比較手法として、安川電機が保有する制御器自動調整技術であるAAT(Advanced Auto Tuning：アドバンスドオートチューニング)を用いる。AATは、ユーザが指定した台形速度指令でモータを駆動させながら、最適なP-PI制御ゲイン・トルクフィルタ(1次ローパスフィルタ)の時定数・ノッチフィルタ1段の周波数・深さ・広さの調整と、摩擦補償・A型制振制御機能のON/OFFを調整する手法である。この手法は、IFTの1種であり、制御対象を駆動させつつパラメータを試行錯誤で決定していく調整手法である。今回は、位置誤差が $\pm 100$  pulse以内に入る時間(整定時間)がなるべく短くなるよう評価関数が設定されている。

動作条件としては、加減時間：25 ms、一定速度時間：55 msとし、1回の動作としては105 msの台形速度指令である。本章では、安川電機製サーボアンプに実装されているP-PI制御器と、ノッチフィルタを自動的に調整する。3章で示したボールねじの伝達関数モデルを基に、P-PI制御器とノッチフィルタを調整させた結果、Table 6に示すパラメータとなった。ノッチフィルタは3つの調整が行われて、目標仕様が満たされる結果となった。

感度関数の比較をFig.22に示す。0.1~10 Hzにおける低周波数帯域において、感度関数が下がっており、外乱抑圧特性を向上させることができていることが確認できる。また、位置制御システムの安定性を確認するため、Fig.23に開ループ関数のベクトル軌跡の比較を示す。AATは、安定円に対して不必要なまでに距離がある開ループ関数となっている一方、提案法は安定円の近辺を通るベクトル軌跡となっており、安定性を満たしつつ感度関数の低感度化に成功していることが確認できる。

そこで、さきほど説明した動作条件でボールねじを駆動させたときの位置応答を比較し、実際に外乱抑圧特性が向上していることを確認する。位置誤差の比較をFig.24に示す。提案手法・AATともに、316 msから駆動を開始しており、位置誤差が100 pulseに収束するのは、提案手法では483 ms・AATでは515 msであった。すなわち、整定時間は提案手法では167 ms、AATでは199 msであり、20%近い整定時間の削減を実現している。また、整定間際におけるオーバーシュート量についても、提案手法では1200 pulseである一方、AATでは13050 pulseであり、90%以上のオーバーシュートの低減に成功している。

Table 6: ボールねじを制御対象としたFB制御器の調整

Sym	AAT	Proposed	Unit
$K_p$	116.5	195.5	rad/s
$K_v$	78.0	77.1	rad/s
$K_i$	122.0	193.8	1/s
$\omega_{f1}$	$1520 \cdot 2\pi$	$1580 \cdot 2\pi$	rad/s
$\zeta_{d1}$	0.308	0.610	rad/s
$\alpha_1$	0	0.018	-
$\omega_{f2}$	-	$3248 \cdot 2\pi$	
$\zeta_{d2}$	-	1.00	
$\alpha_2$	-	0.044	-
$\omega_{f3}$	-	$462 \cdot 2\pi$	rad/s
$\zeta_{d3}$	-	0.111	rad/s
$\alpha_3$	-	0.444	-

Table 7: ボールねじを制御対象とした制御器の性能比較

性能指標	AAT	Proposed	低減率 [%]
整定時間 [ms]	199	167	16
オーバーシュート量 [pulse]	13050	1200	91

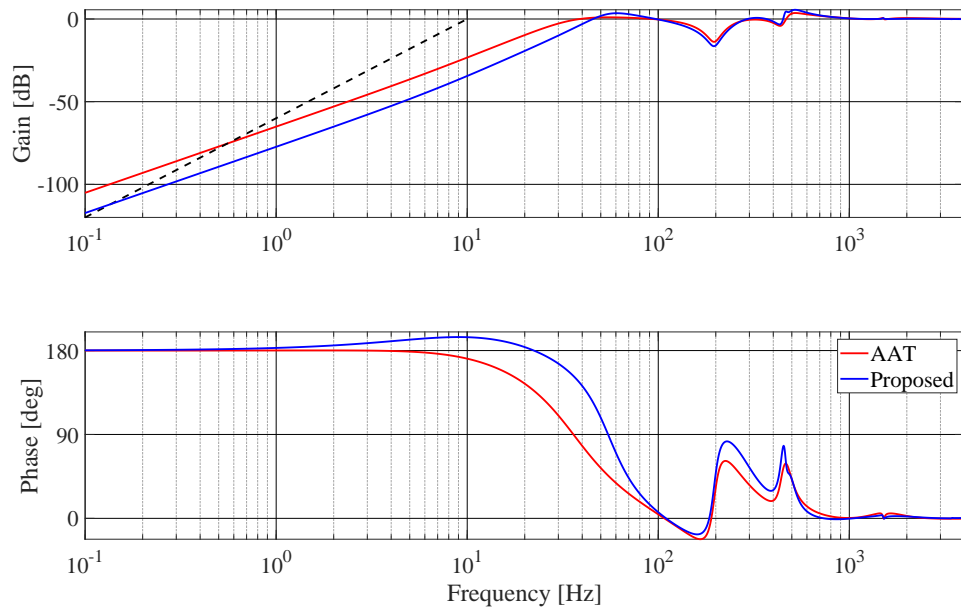


Fig. 22: ボールねじを制御対象として調整した際の感度関数の比較

## 4.5 まとめ

本章では、カスケード型位置制御システムを調整対象とした制御器の構造およびパラメータの自動調整手法の理論的枠組みを提案し、実機実験にて外乱抑圧特性が最適化された制御器の有効性を検証した。

本章におけるオリジナリティは、基底フィルタの数を増減させることで、制御器のパラメータだけでなく構造をも調整できるようになったことである。構造をも調整できるようになったことで、制御対象に含まれる振動モードの数や特性に応じた柔軟な制御系設計を可能とした。本手法と産業界で用いられているサーボモータの自動調整手法とを比較し、整定時間短縮・オーバーシュートの大幅な低減を実現した。この結果は、制御対象の周波数応答データを基にしたデータ駆動型自動調整がいかに有効であるかを示した結果といえる。

ただし、周波数応答データを本研究のように伝達関数モデルで取り扱うか、離散的な点列データで取り扱うかは様々な議論があり、どちらが最適なのか、それとも両方のデータを用いるような手法が最適であるのかは、今後の研究課題である。



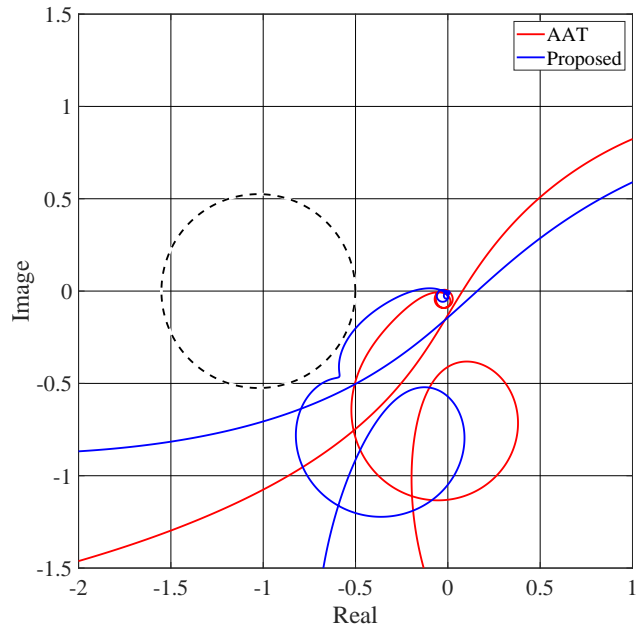


Fig. 23: ボールねじを制御対象として調整した際のナイキスト線図の比較

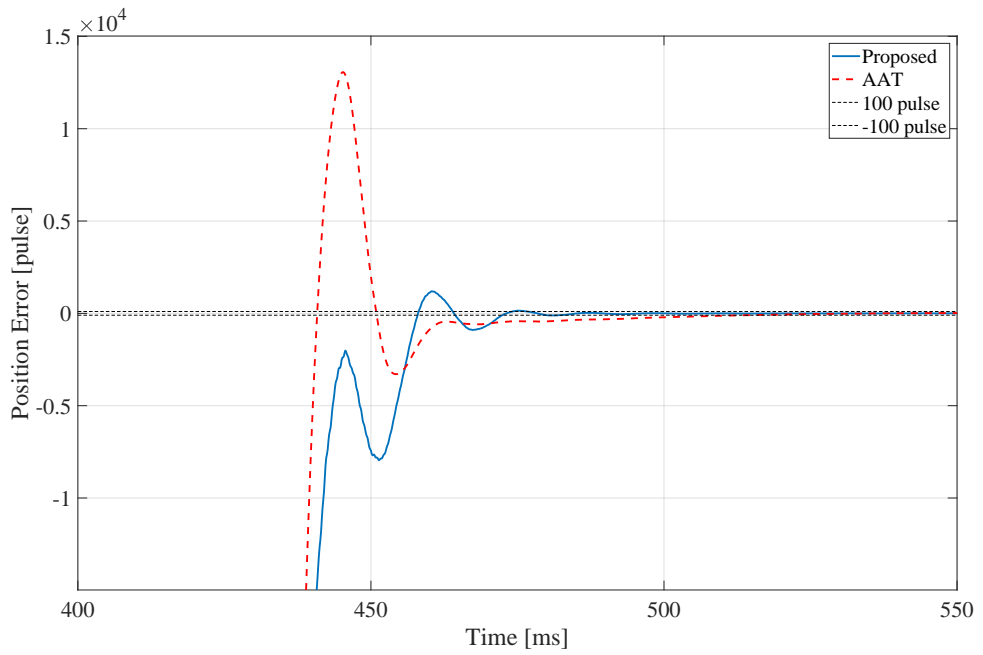


Fig. 24: AAT と提案手法の位置誤差の比較

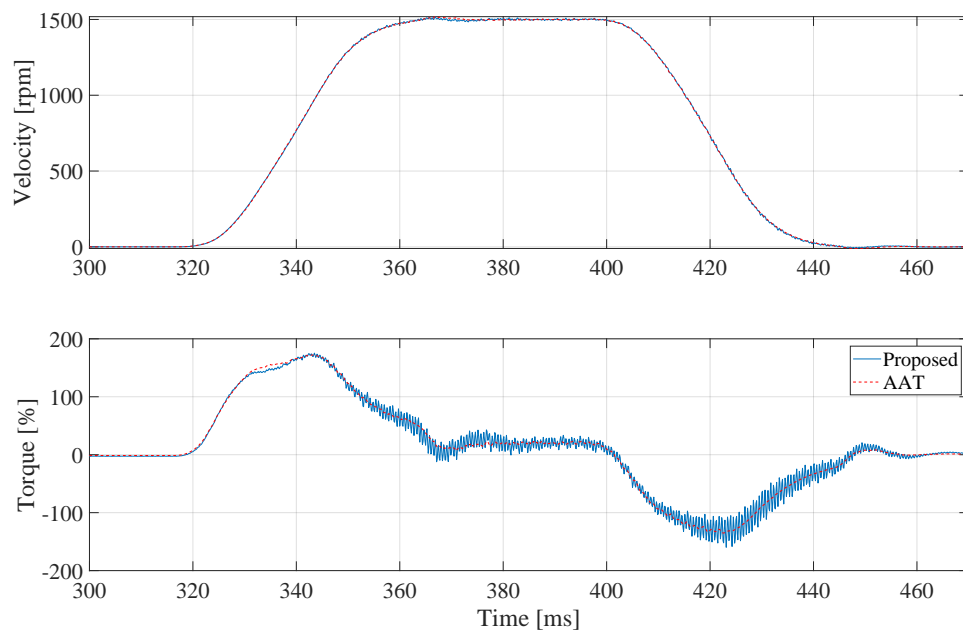


Fig. 25: AAT と提案手法の速度応答・トルク指令の比較

## 第 5 章

FF制御器のデータ駆動型自動設計: 同定結果に基づく非線形性抑制・応答性向上

本章では、3章で同定したハーモニック減速機の線形特性と転がり摩擦の特性を基にしたフィードフォワード制御器（FF制御器）を設計し、位置決め制御の応答性向上と転がり摩擦の影響の抑制を検証した結果を示す。転がり摩擦の影響を抑制する制御器は、先行研究 [91, 119] があるため、本研究ではハイブリッド同定の同定結果を制御器に反映させることで、効果の検証を行う。

## 5.1 伝達関数モデルと摩擦モデルを用いたFF制御器

前田ら [91] は、レオロジーモデルを用いて転がり摩擦をモデル化し、位置指令から摩擦補償値を計算し、トルク指令に加えることで転がり摩擦の影響を抑制している。また、浅海ら [119] は、位置指令と位置FB制御器から出力された指令を摩擦補償器に切り替えて入力することで摩擦の影響を抑制している。

本研究では、Fig.26に示すように、線形特性の逆モデルを用いて線形FF制御器  $K_{ff}$  を構成することで位置制御系の応答を向上させ、レオロジーモデルをベースとした摩擦補償器を用いて転がり摩擦の影響を抑制する。そして、3章においてハイブリッド同定を用いて解析した結果からFF制御器を構築する。線形特性の同定結果を式 (5-1) に、摩擦の解析結果を Table 8に再掲する。

$$P_n(s) = \frac{12666}{s \cdot (s + 3.940)} \quad (5-1)$$

Table 8: 転がり摩擦のパラメータ推定結果

Symbol	Analysis value	Unit
$X_1$	1.44	deg
$T_1$	$2.66 \times 10^{-2}$ (16.7)	Nm (%)

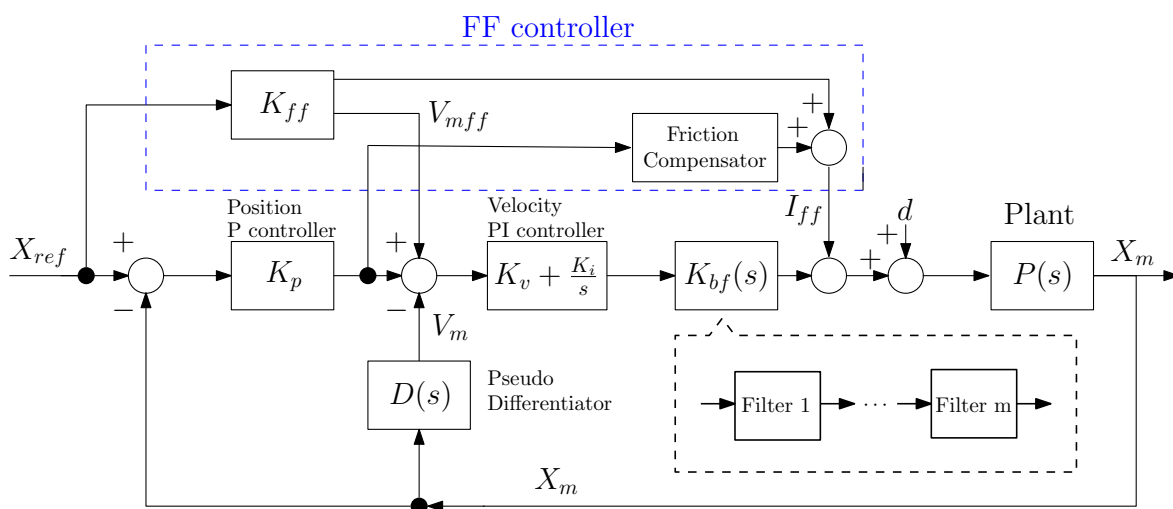


Fig. 26: FF制御器を含めたシステムのブロック線図

同定結果より、線形FF制御器  $K_{ff}$  は線形特性の逆特性となるよう式 (5-2)・(5-3) を用いて設計する。 $F(s)$  は制御器がプロパーになるように設定する2次ローパスフィルタであり、 $\omega_{ff}$  は制御系の指

令応答を表している。また、摩擦を補償するトルク  $\tau_{comp}$  は、式 (5-4) から計算し、計算に用いる摩擦パラメータは Table 8のものを用いている。

$$K_{ff} = P_n^{-1}(s) \cdot F(s) \quad (5-2)$$

$$F(s) = \left( \frac{\omega_{ff}}{s + \omega_{ff}} \right)^2 \quad (5-3)$$

$$\tau_{comp} = \begin{cases} T_{rev} + \text{sgn}(v_{fb}(t)) \cdot K_1 \cdot x_r & (0 \leq |x_r| < X_1) \\ \text{sgn}(v_{fb}(t)) \cdot T_1 & (X_1 < |x_r|) \end{cases} \quad (5-4)$$

## 5.2 FF制御器のシミュレーション検証

本節では、設計したFF制御器を基にして、入力側速度の応答性向上と摩擦の影響抑制効果をシミュレーションにて検証した結果を示す。5.2.1節にシミュレーションモデルを、5.2.2節に入力側モータの動作条件（位置・速度指令、制御器の設定など）を、最後に5.2.3節に入力側位置・速度のシミュレーション結果を示す。

### 5.2.1 シミュレーションモデル

シミュレーションモデルのブロック線図を Fig.26に示す。モデルは大きく4つの部分から構成されている。すなわち、制御対象・FB制御器・FF制御器・位置指令生成部である。

制御対象は、線形伝達関数  $P_m(s)$  と摩擦モデルから構成されており、それぞれのモデルとパラメータは、式 (5-1), (5-4) と Table 8の値を用いる。

次に、FB制御器はP-PI制御器を用い、FF制御器は5.1節で示したものを用いる。制御パラメータは Table 9に掲載している値を用いる。目標値応答  $\omega_{ff}$  は、FB制御器の応答に対して十分に高くなるよう設定している。なお、シミュレーションにおいて、制御周期・サンプリング周期はともに125 $\mu$ sに設定している。周期の設定値は、実験の際に用いる上位コントローラ (MP3300) に合わせている。

Table 9: 制御器の設定条件

設定条件	数値	単位	
$\omega_{ff}$	目標値応答	$100 \times 2\pi$	rad/s
$\tau_{fri}$	摩擦係数(定格比)	16.7	%
$\tau_r$	定格トルク	0.159	Nm
$J_{all}$	総イナーシャ	$0.790 \times 10^{-4}$	Nm <sup>2</sup>
$J_m$	モータイナーシャ	$0.0217 \times 10^{-4}$	Nm <sup>2</sup>
$k_p$	位置比例ゲイン	100	1/s
$k_v$	速度比例ゲイン	15	Hz
$k_i$	速度積分ゲイン	60	1/s
$t_s$	サンプリング周期	125	$\mu$ s
$t_c$	制御周期	125	$\mu$ s

## 5.2.2 入力側モータの動作条件

位置指令生成部においては、移動距離  $X_{ref}$  に合わせて、指令が台形状となる位置・速度指令を設計している。台形状の速度指令は、サーボモータを制御する際には非常に一般的な指令である。ただし、加速度が矩形となり衝撃が大きいことから、加速・減速時の速度を3次・5次・7次関数といった多項式で表現した指令や、B-spline 曲線を用いたより衝撃の少ない滑らかな指令も存在している。なお、本研究においては、加速時間と減速時間は等しい値  $t_a$  として取り扱い、一定速度時間は  $t_c$  とする。このときの入力側モータの位置・速度指令の概形を Fig.27に示し、指令の設定値を Table 10に示す。

指令の設定値は、上位コントローラである MP3300 内で行っている整数演算で加減速時間・一定速度時間・一定速度・移動距離が全て整数で扱える値を選択している。

Table 10: 入力側モータの位置・速度指令の条件

設定条件		数値	単位
$t_a$	加減速時間	0.384	s
$t_c$	一定速度時間	0.256	s
$V_c$	一定速度	375	rpm
$V_c$	一定速度	39.3	rad/s
$X_{ref}$	移動距離	$4 \times 2\pi$	rad
$X_{ref}$	移動距離	67108864	pulse

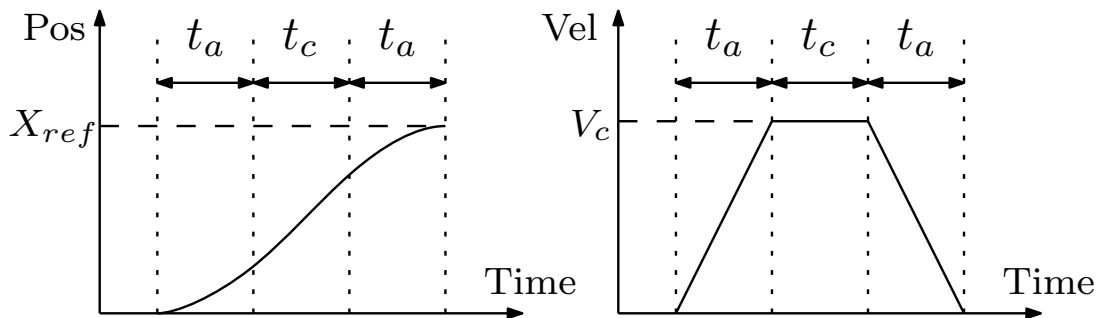


Fig. 27: 位置・速度指令の概形

### 5.2.3 入力側位置・速度のシミュレーション結果

本項では、線形 FF 制御器による応答性向上、摩擦補償器を用いた非線形摩擦抑制効果を検証するため、1.FB 制御器のみによる駆動 (FB 制御器駆動)、2.FB 制御器と線形 FF 制御器による駆動 (線形 FF 制御器駆動)、3.FB 制御器・線形 FF 制御器と摩擦補償器を用いた駆動 (摩擦補償器駆動) の 3 つの位置・速度応答を比較する。位置応答と位置誤差の応答の比較をそれぞれ Fig.28, 29 に、速度応答の比較を Fig.30 に示す。位置誤差は、位置 FF 指令  $X_{ff}$  と入力側位置  $X_m$  の偏差と定義している。

まず、1.FB 制御器駆動と 2. 線形 FF 制御器駆動を Fig.28 と Fig.29 において、比較したところ、0.1 ~ 1.0 s において位置誤差が大幅に減少しており、慣性項・粘性摩擦項が線形 FF 制御器により補償され応答性が向上していることが確認できる。位置応答に加えて速度応答においても、Fig.30 から一定速度時と減速時において (0.4 ~ 1.0 s)、速度のうねりが減少していることが確認できる。ただし、駆動開始時 (0 ~ 0.12 s) における速度応答の立ち上がりの遅さはあまり変わっていない。駆動開始時の遅れは、摩擦の影響を脱却する程度に、速度積分制御器の誤差が大きくなるまでに時間が必要であったためと考えられる。

次に、2. 線形 FF 制御器駆動と 3. 摩擦補償器駆動の位置応答を、Fig.28 と Fig.29 において比較したところ、駆動開始時から加速時 (0 ~ 0.2 s) にかけて位置誤差が大幅に減少したことが確認できる。速度応答においても、駆動開始時 (0 ~ 0.12 s) における速度応答の立ち上がりの遅さが解消されており、摩擦の影響を抑制することができたことがシミュレーションにおいて確認できた。

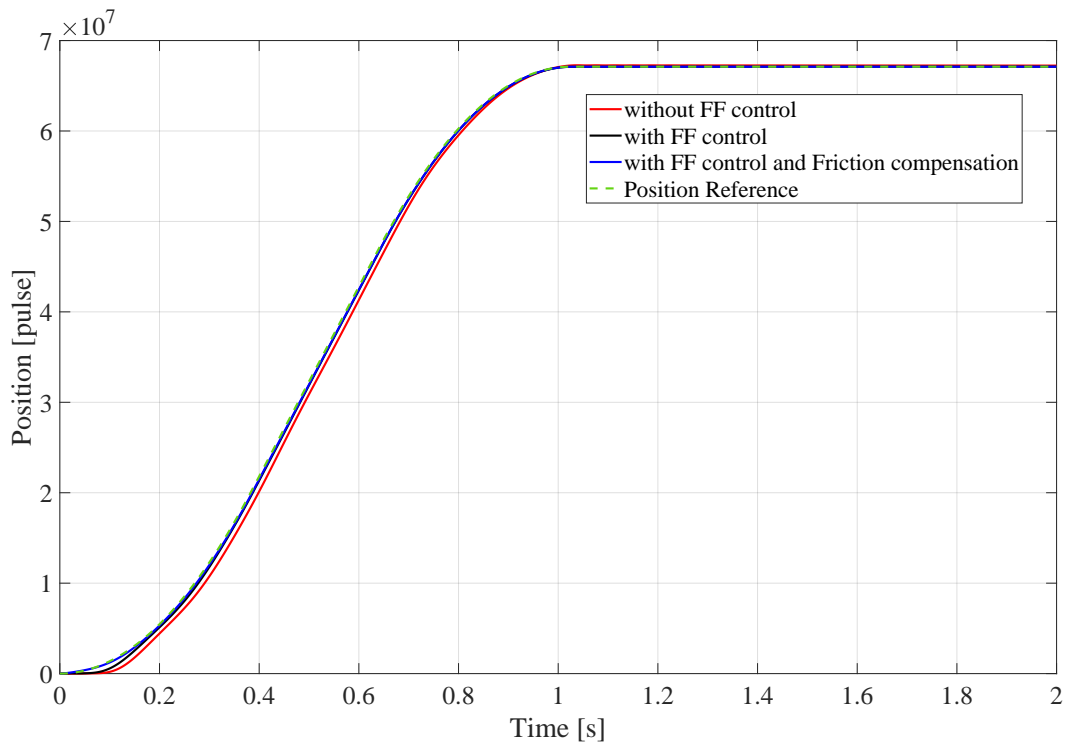


Fig. 28: シミュレーションにおける位置応答の比較

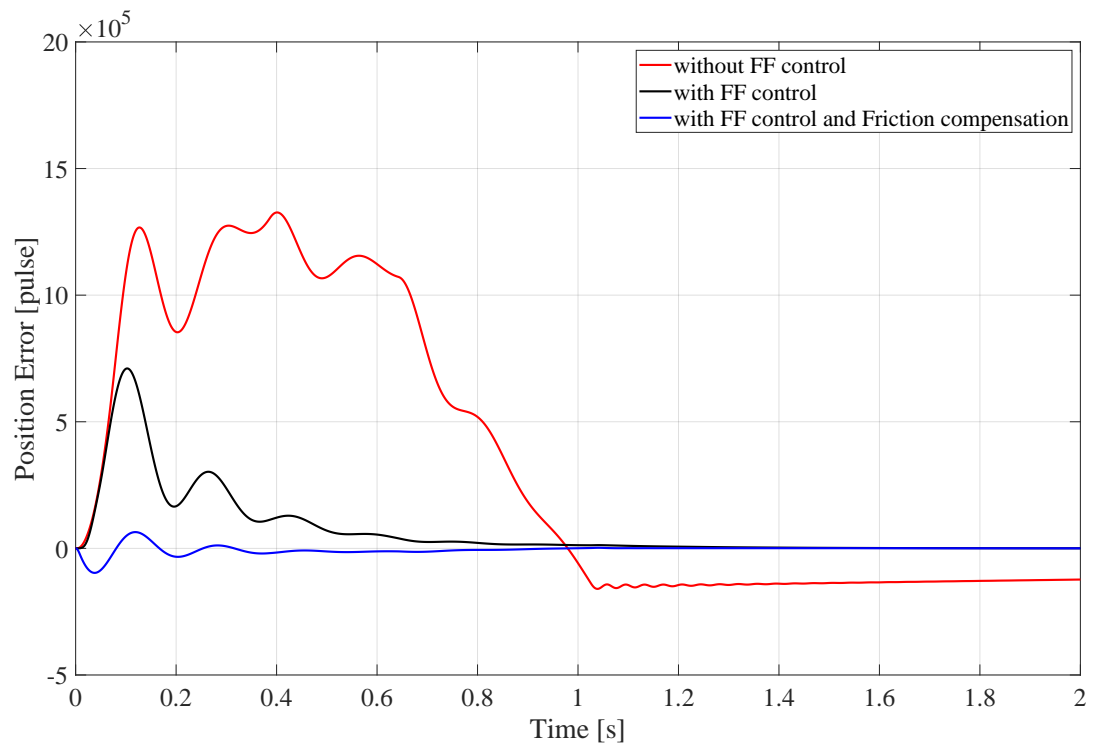


Fig. 29: シミュレーションにおける位置誤差の比較

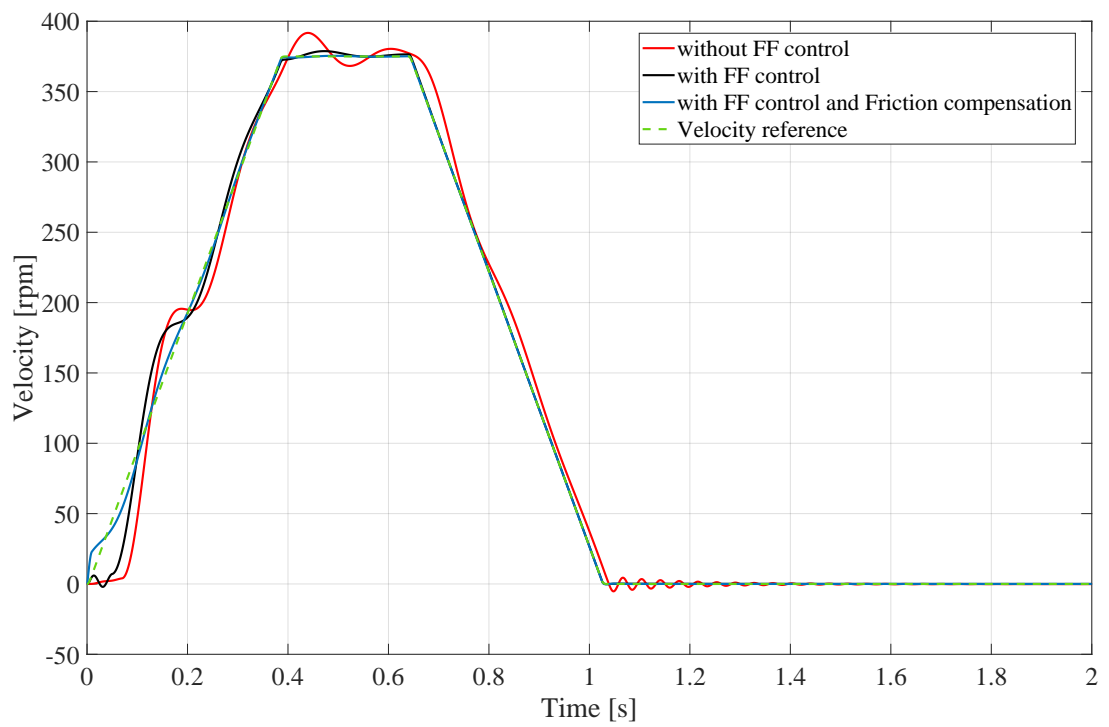


Fig. 30: シミュレーションにおける速度応答の比較



## 5.3 FF制御器の実験検証

シミュレーションにおいて線形FF制御器と摩擦補償器の効果を確認できたため、ハーモニック減速機の実験機を用いてFF制御器の効果を検証した。入力側モータの動作条件および、制御器の設定はシミュレーションと同様にTable 9・10に示す値を用いた。

まず、1.FB制御器駆動と2.線形FF制御器駆動をFig.31とFig.32において、比較したところ、シミュレーションと同様に0.1~1.0 sにおいて位置誤差が大幅に減少しており、慣性項・粘性摩擦項が線形FF制御器により補償され応答性が向上していることが確認できる。速度応答においても、Fig.33から一定速度時と減速時において(0.4~1.0 s)、速度のうねりが減少していることが確認できる。ただし、駆動開始時(0~0.12 s)における速度応答の立ち上がりの遅さはシミュレーションと同様にあまり変わっていない。そのため、摩擦補償器による影響の抑制が実機においても確認された。

次に、2.線形FF制御器駆動と3.摩擦補償器駆動の位置応答を、Fig.31とFig.32において比較したところ、駆動開始時から加速時(0~0.2 s)にかけて位置誤差が大幅に減少したことが確認できる。速度応答においても、駆動開始時(0~0.12 s)における速度応答の立ち上がりの遅さが解消されており、摩擦の影響を抑制可能であることが実機実験において確認できた。ただし、整定間際(1.0~1.8 s)において30~60 rpm程度の速度の振動が発生してしまっている。

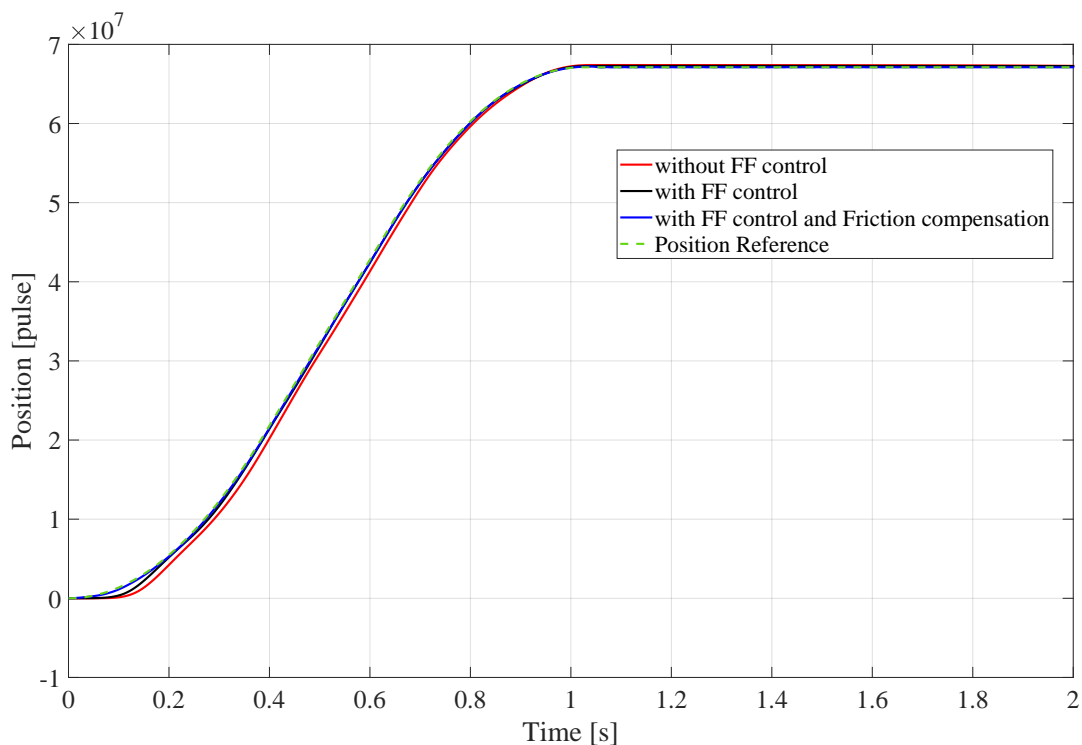


Fig. 31: ハーモニック減速機を用いた実験における位置応答の比較

## 5.4 整定間際における速度の振動についての考察

整定間際において発生した速度の振動について周波数領域で考察するために、1.0~2.0 sにおける速度偏差をFFT解析した。解析結果をFig.34に示す。主に、66 Hz、440 Hz、1334 Hzの3箇所にお

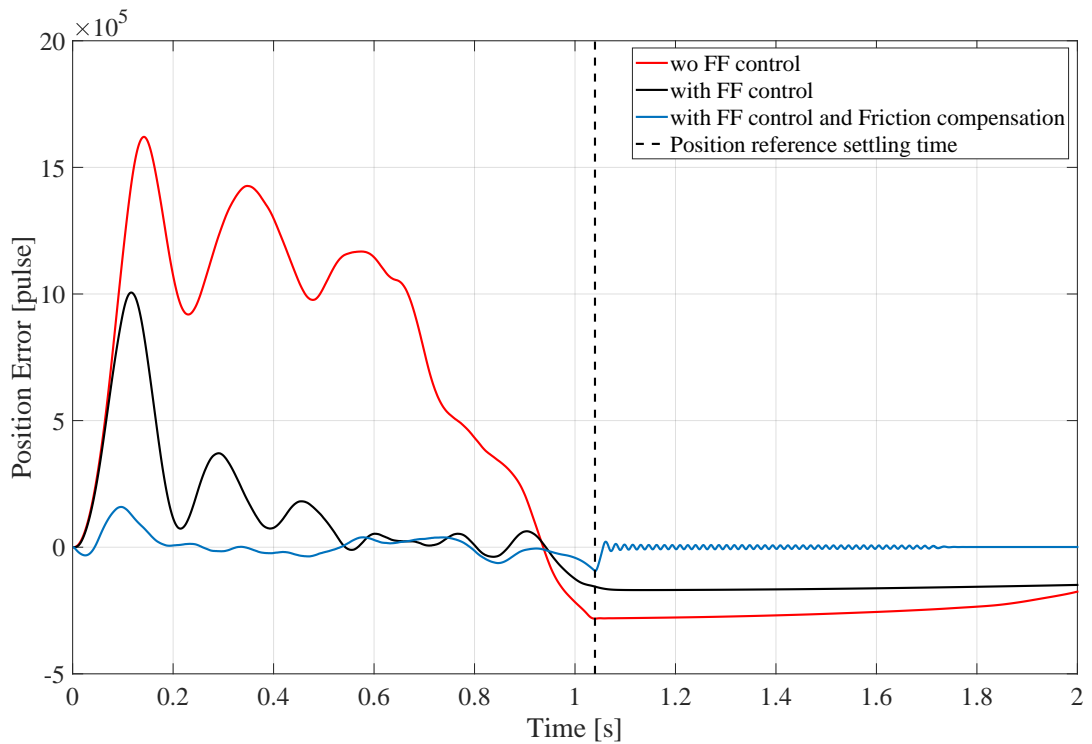


Fig. 32: ハーモニック減速機を用いた実験における位置誤差の比較

いて大きなスペクトルが確認された。440 Hz と 1334 Hz については、周波数応答データから振動モードの存在が確認されている。しかし、最も振幅が大きい 66 Hz については周波数応答データからは振動モードの存在を確認することができていない。また、位置指令が移動距離に到達した後は摩擦補償と FB 制御器で駆動するが、摩擦補償がない制御器 (線形 FF 補償器駆動) では速度の振動が発生していないことから、摩擦補償器の設計に問題があるものと考えられる。この点については、改善の余地があり、今後の課題とする。

## 5.5 まとめ

本章では、3章で同定したハーモニック減速機の線形特性と摩擦係数を用いて、FF 制御器を設計し目標値応答性の向上と非線形摩擦による影響の抑制効果を示すことができた。この結果より、ハイブリッド同定による同定結果が制御器設計に有効であることが確認できた。しかしながら、本研究における FF 制御器や摩擦補償器の設計の仕方は実装が最も簡単な制御器を選択しており、すでにハードディスクや液晶露光装置に適用されている PTC (Perfect Tracking Control) などの手法を適用することで、更なる位置決め精度の向上を目指す。

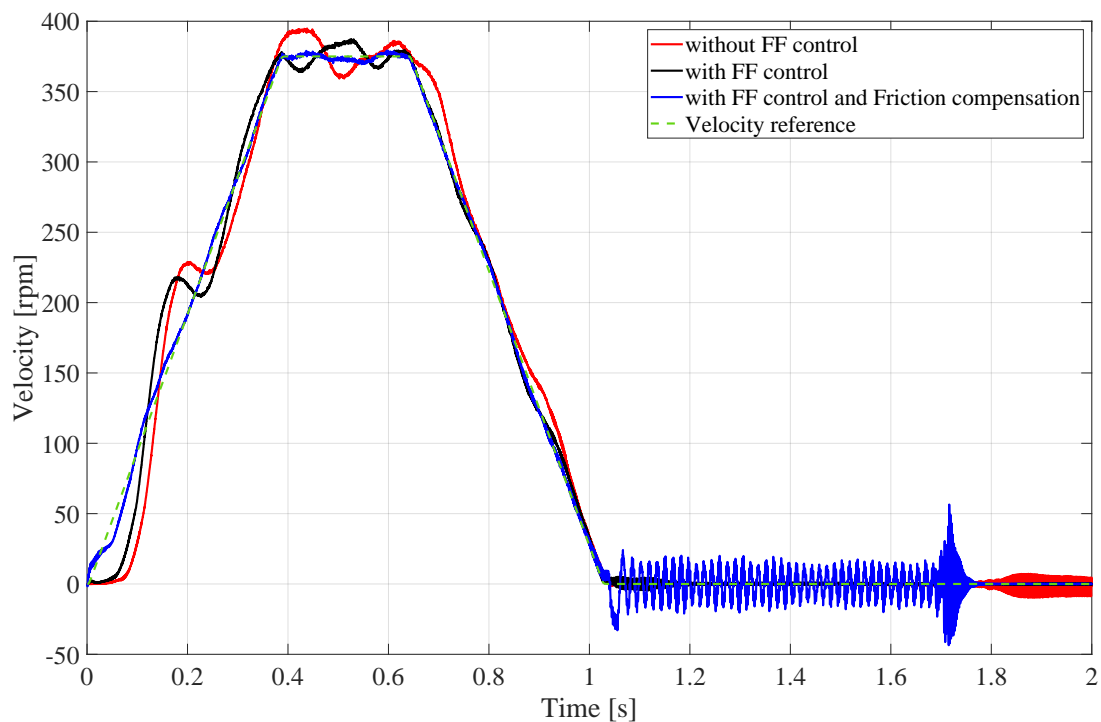


Fig. 33: ハーモニック減速機を用いた実験における速度応答の比較

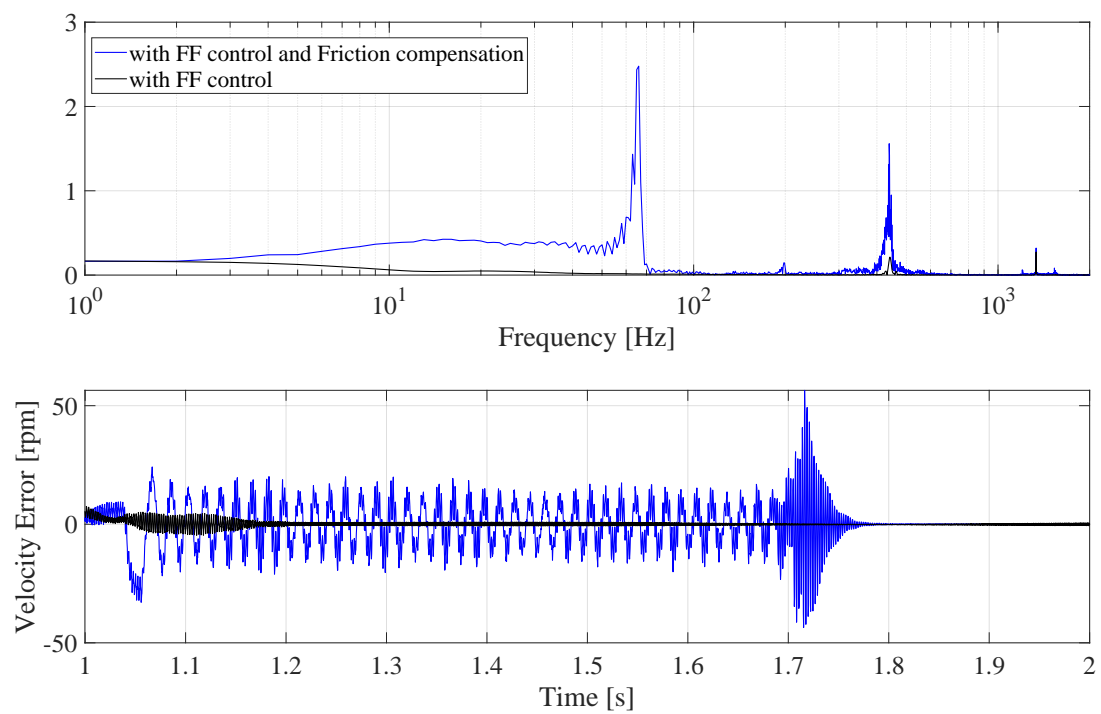


Fig. 34: ハーモニック減速機における速度偏差のFFT解析結果

## 第 6 章

# データと実際の機械特性に差異がある場合 の制御器自動調整

本章は、特許出願中であることおよび、論文誌 (電気学会 和文論文誌) への掲載を予定しているため、公表することができない。

## 第 7 章

### 結論

本稿は、機械の駆動データを基にして、サーボモータの制御器を自動的に設計するための研究を実施した。その中で、3つの大きな枠組みを提案した。

1. 周波数応答データと時系列データの双方を活用したハイブリッド同定
2. Structured  $H_\infty$  制御を基にしたカスケード型制御器の構造とパラメータの最適化
3. 繰り返し同定を基にした周波数応答データの誤差にロバストな制御器自動調整

まず、ハイブリッド同定については、第3章において特性が異なる4つの実験機に対して適用することで、その有効性を確認することができた。摩擦や外乱の影響を排除することで、低周波数帯域のゲインを補償した周波数応答データを得られたことは、第4章での周波数応答データを基にしたFB制御系の自動調整に大いに役立っている。また、解析された摩擦や外乱の係数は第5章でのFF制御器の設計に活用できている。

ただ、これから取り組むべき課題も残っている。本稿では制御対象の線形特性を伝達関数で表現し、伝達関数の係数は時間によって変化しない線形時不変システムとして取り扱った。しかし、実際の産業機器には、位置や姿勢により伝達関数の係数が変化する線形時変システムを持つ機器が多数存在する。位置や姿勢に合わせて多数の周波数応答データを取得・保持するという手段が考えられるが、データの取得に長い時間がかかる可能性があるため、短時間で計測が可能となる手段が求められるであろう。

次に、Structured  $H_\infty$  制御を基にしたカスケード型制御器の自動調整は、第4章において周波数応答データを基に多数の制御器・フィルタの調整を可能とすることを示した。特に、基底フィルタ (Basis Filter) を導入することで、既存のフィルタ (本稿では、ノッチフィルタ・ピークフィルタ・位相進み補償) の特性を有効に活用しつつ、調整結果の解釈がしやすい枠組みを作ることができた。従来の  $H_\infty$  制御において、高次の性能の高い制御器が設計されるが、調整の必要が生じた際にはメンテナンスがしづらいという問題を克服した。

本稿においては、周波数分解能を確保するために制御対象の周波数応答データを伝達関数モデルで与えたが、周波数応答データを点列で与えて設計を行っている研究も多く見られる。点列データを用いて自動調整を行うことは、データ計測時の条件次第では非常に周波数分解能が粗くなる可能性があるが、モデル化が必要ないという大きな魅力も保有している。Table 11に示すように、点列データにも伝達関数モデルにもメリット・デメリットは存在するため、どちらか一方のみを基に自動調整を行う必要はなく、双方のデータを有意に活用していく手段を検討していきたい。

最後に、繰り返し同定を基にした制御器の再調整については、第6章において過去に作成した伝達関数モデルと現在の機械特性に差異があった場合に、制御性能を劣化させることなく再調整が可能であることを示した。制御器設計を行った際に、予期しない振動や誤差が発生することは起こりやすいことであり、安易に制御ゲインを下げることによって振動を抑止することが行われる傾向がある。そ

Table 11: 周波数応答データを伝達関数と点列データで扱う際のメリット・デメリット

	伝達関数	点列データ
メリット	周波数応答の急峻な変化を表現可能 周波数分解能を任意に設定可能 特性が変化した際に調整が容易	モデル化の作業が不要 計測した情報を全て使用可能 高周波数帯域での取り扱いが用意
デメリット	モデル化の作業が必要 モデル化の際に情報が欠損する可能性 高周波数帯域でのモデル化が困難	周波数応答の急峻な変化の把握が困難 特性が変化した際に再実験が必要 周波数分解能が取得条件に依存

こで、誤差を周波数領域で解析し、誤差を含む可能性が高い周波数帯域に絞って同定しモデルを更新することは、合理的であるといえる。

ただし、振動や誤差が生じるたびに同定を行うことは、生産ラインの停止・スループットの低下につながり、工場自動化においては敷居が高い可能性がある。駆動データから実際に生じている誤差とシミュレーション上において生じる誤差を比較することで、再同定を実施することなく、モデルの更新・再調整を行える可能性がある。これからはより少ないデータから質の高い推定を行う方法も検討していきたい。

制御対象の特性の把握・制御器の自動調整・特性変動への対処の3つに対して、新たな枠組みを提案することができた。これからは、より一層の制御性能の向上と使いやすい機能の開発が求められることが予想されるが、本稿の枠組みを適用し産業界の進歩に貢献していく所存である。



## 参考文献

- [1] Ziegler, J. G. and Nichols, N. B.: Optimum Settings for Automatic Controllers, *ASME*, Vol. 64, pp. 759–768 (1942).
- [2] Chen, K. L. and Hrones, J. B., J. A. and Reswick: On the automatic control of generalized passive systems, *ASME*, Vol. 74, pp. 175–185 (1952).
- [3] Nomoto, K. and Kondo, M.: An Auto-Tuning Controller Using Recursive Fuzzy Reasoning, *Journal of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. 25, No. 10, pp. 96–103 (1989).
- [4] Iwasaki, T., Morita, A. and Maruyama, H.: Plant Identification with Fuzzy Inference and its Application to Auto-Tuning, *Transactions of the JSME*, Vol. 58, No. 554, pp. 129–134 (1992).
- [5] Shimizu, K.: *Neural Network and Control*, CORONA PUBLISHING CO.LTD.
- [6] Yamamoto, T., Mitsukura, Y. and Kaneda, M.: A design of self-tuning PID controllers using a genetic algorithm, Vol. 0531, No. c, pp. 1361–1365 vol.2 (2003).
- [7] Ito, K., Nagata, R., Iwasaki, M. and Matsui, N.: GA-Based Autonomous Design of Robust Fast and Precise Positioning Considering Machine Stand Vibration Suppression, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 124, No. 6, pp. 607–615 (2004).
- [8] Hamamoto, K., Fukuda, T. and Sugie, T.: Iterative feedback tuning of controllers for a two-mass-spring system with friction, *Control Engineering Practice*, Vol. 11, No. 9, pp. 1061–1068 (2003).
- [9] Heertjes, M. F., Van der Velden, B. and Oomen, T.: Constrained Iterative Feedback Tuning for Robust Control of a Wafer Stage System, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 24, No. 1, pp. 56–66 (2016).
- [10] Tesch, D., Eckhard, D. and Bazanella, A. S.: Iterative feedback tuning for cascade systems, *2016 European Control Conference, ECC 2016*, pp. 495–500 (2017).
- [11] Nishida, T., Sakamoto, T. and Giannoccaro, N. I.: Self-tuning PI control using adaptive PSO of a web transport system with overlapping decentralized control, *Electrical Engineering in Japan (English translation of Denki Gakkai Ronbunshi)*, Vol. 184, No. 1, pp. 56–65 (2013).

- [12] Noda, A., Nagano, H., Domae, Y., Nagatani, T. and Tanaka, K.-i.: The Active Search Algorithm to Automate the Adjustment of the Control Parameters and Its Applications, *Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, Vol. 29, No. 2, pp. 65–75 (2016).
- [13] NODA, A., NAGANO, H., NAGATANI, T., DOMAE, Y., NAGANO, T., TANAKA, K.-i. and OGASAWARA, T.: Applicability Study of the Active Search Algorithm Based on Machine Learning Scheme in the Case of Servo Tuning Problems, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. 53, No. 3, pp. 217–228 (2017).
- [14] Kaneko, O.: *Data-driven controller tuning: FRIT approach*, Vol. 11, IFAC, 326–336 pp. (2013).
- [15] Wakasa, Y., Kanagawa, S., Tanaka, K. and Nishimura, Y.: FRIT for Systems with Dead-Zone and Its Application to Ultrasonic Motors, *IEEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol. 131, No. 6, pp. 1209–1216 (2011).
- [16] Nguyen, H. T. and Kaneko, O.: Fictitious reference iterative tuning for cascade PI controllers of DC motor speed control systems, *IEEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol. 136, No. 5, pp. 710–714 (2016).
- [17] Kinoshita, T., Inoue, A., Ohnishi, Y. and Yamamoto, T.: Design and Experiment Evaluation of a Performance-Driven Control System Using a FRIT, *Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, Vol. 29, No. 5, pp. 202–209 (2016).
- [18] Yubai, K., Wakayama, N. and Hirai, J.: A direct design of 2DOF controller based on FCbT and an application to closed-loop identification, *IEEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 128, No. 6, pp. 775–784 (2008).
- [19] OKUYA, A. and KANEKO, O.: On the Data-driven Update of the Free Parameter in the Generalized Internal Model Controller by Using FRIT, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. 52, No. 11, pp. 581–588 (2016).
- [20] Okuya, A., Kaneko, O. and Yamamoto, S.: FRIT of the Smith Compensator for MIMO Time Delay Systems —The Case of Output Delays\*, *Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, Vol. 28, No. 2, pp. 58–65 (2015).
- [21] Sakata, T., Kaneko, O. and Fujii, T.: Parameter Tuning of Two-degree of Freedom Controllers Using FRIT for the Tracking Property and the Feedback Property Properties\*, *Transactions of the Institute of Systems, Control and Information Engineers*, Vol. 20, No. 11, pp. 419—429 (2007).
- [22] Tsutsumi, K. and Yamamoto, T.: Design of a data-driven IMC-based PID controller, *SCIS and ISIS 2010 - Joint 5th International Conference on Soft Computing and Intelligent Systems and 11th International Symposium on Advanced Intelligent Systems*, Vol. 17, No. 1, pp. 546–551 (2010).

- [23] Wakitani, S., Nishida, K., Nakamoto, M. and Yamamoto, T.: *Design of a data-driven PID controller using operating data*, Vol. 46, IFAC, 587–592 pp. (2013).
- [24] Wakitani, S. and Yamamoto, T.: Design and application of a data-driven PID controller, *2014 IEEE Conference on Control Applications, CCA 2014*, No. 3, pp. 1443–1448 (2014).
- [25] Wakitani, S. and Yamamoto, T.: Design of a Database-Driven PID Controller based on Machine Learning, No. 1, pp. 521–525 (2018).
- [26] Ibaraki, S. and Tomizuka, M.: Tuning of a hard disk drive servo controller using fixed-structure  $H^\infty$  controller optimization, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, Vol. 123, No. 3, pp. 544–560 (2001).
- [27] Grassi, E., Tsakalis, K., Dash, S., Gaikwad, S., MacArthur, W. and Stein, G.: Integrated system identification and PID controller tuning by frequency loop-shaping, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 9, No. 2, pp. 285–294 (2001).
- [28] Kolda, T. G., Lewis, R. M. and Torczon, V.: Optimization by direct search: New perspectives on some classical and modern methods, *SIAM Review*, Vol. 45, No. 3, pp. 385–482 (2003).
- [29] Gilbert, A. F., Yousef, A., Natarajan, K. and Deighton, S.: Tuning of PI controllers with one-way decoupling in  $2 \times 2$  MIMO systems based on finite frequency response data, *Journal of Process Control*, Vol. 13, No. 6, pp. 553–567 (2003).
- [30] Saeki, M.: PID Controller Design for Hinf Control Problem with Control Structure Constraints, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. 41, No. 2, pp. 149–156 (2005).
- [31] Ang, K. H., Chong, G. and Li, Y.: PID control system analysis, design, and technology, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 13, No. 4, pp. 559–576 (2005).
- [32] Maruta, I., Kim, T. H. and Sugie, T.: Fixed-structure  $H^\infty$  controller synthesis: A meta-heuristic approach using simple constrained particle swarm optimization, *Automatica*, Vol. 45, No. 2, pp. 553–559 (2009).
- [33] Karimi, A. and Galdos, G.: Fixed-order  $H^\infty$  controller design for nonparametric models by convex optimization, *Automatica*, Vol. 46, No. 8, pp. 1388–1394 (2010).
- [34] Skogestad, S. and Grimholt, C.: The SIMC method for smooth PID controller tuning, *Advances in Industrial Control*, No. 9781447124245, pp. 147–175 (2012).
- [35] Scherer, C. W.: Structured  $H^\infty$ -optimal control for nested interconnections: A state-space solution, *Systems and Control Letters*, Vol. 62, No. 12, pp. 1105–1113 (2013).
- [36] Rantzer, A.: On the Kalman—Yakubovich—Popov lemma, *Systems & Control Letters*, Vol. 28, No. 1, pp. 7–10 (1996).

- [37] Iwasaki, T. and Hara, S.: Generalized KYP Lemma : Unified Frequency, *IEEE transactions on automatic control*, Vol. 50, No. 1, pp. 41–59 (2005).
- [38] Hara, S., Iwasaki, T. and Shiokata, D.: Robust PID Control Using Generalizes KYP Synthesis: Direct Open-Loop Shaping in Multiple Frequency Ranges, *IEEE Control Systems*, Vol. 26, No. 1, pp. 80–91 (2006).
- [39] 原辰次: 有限周波数 KYP 補題とその動的システム設計への応用, 計測と制御, Vol. 44, No. 8, pp. 534–539 (2005).
- [40] 原辰次, 岩崎徹也: 一般化 KYP 補題に基づく PID 制御器の設計, 計測と制御, Vol. 50, No. 12, pp. 534–539 (2006).
- [41] Kanematsu, M. and Fujimoto, H.: Fundamental study for a fractional order repetitive control using Generalized Repetitive Control for high precision motor control, *2016 IEEE 14th International Workshop on Advanced Motion Control, AMC 2016*, No. 1, pp. 533–538 (2016).
- [42] Kanematsu, M. and Fujimoto, H.: Generalized KYP Synthesis on the Phase Stabilization and Gain Stabilization Compensators for the HDD Benchmark Problem, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 137, No. 4, pp. 342–349 (2017).
- [43] Apkarian, P. and Noll, D.: Nonsmooth  $H^\infty$  Synthesis, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 51, No. 1, pp. 71–86 (2006).
- [44] Apkarian, P., Bompard, V. and Noll, D.: Non-smooth structured control design with application to PID loop-shaping of a process, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 17, No. 14, pp. 1320–1342 (2007).
- [45] Apkarian, P., Gahinet, P. and Buhr, C.: Multi-Model , Multi-Objective Tuning of Fixed-Structure Controllers (2014).
- [46] Apkarian, P., Noll, D. and Ravanbod, L.: Nonsmooth Bundle Trust-region Algorithm with Applications to Robust Stability, *Set-Valued and Variational Analysis*, Vol. 24, No. 1, pp. 115–148 (2016).
- [47] Apkarian, P. and Noll, D.: The  $H^\infty$  Control Problem is Solved, *AerospaceLab Journal*, No. 13, pp. 1–11 (2017).
- [48] Apkarian, P. and Noll, D.: Structured  $H^\infty$  -control of infinite-dimensional systems, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 28, No. 9, pp. 3212–3238 (2018).
- [49] Gahinet, P. and Apkarian, P.: Structured  $H^\infty$  synthesis in MATLAB, 第 44 卷, IFAC, 1435–1440 pp. (2011).
- [50] Zhang, C. and Ordóñez, R.: Numerical optimization, *Advances in Industrial Control*, No. 9781447122234, pp. 31–45 (2012).

- [51] Do, T. M. T. and Artieres, T.: Regularized bundle methods for convex and non-convex risks, *Journal of Machine Learning Research*, Vol. 13, pp. 3539–3583 (2012).
- [52] Bagirov, A., Karmitsa, N. and Mäkelä, M. M.: *Introduction to Nonsmooth Optimization* (2014).
- [53] Yuille, A. L. and Rangarajan, A.: The concave-convex procedure, *Neural Computation*, Vol. 15, No. 4, pp. 915–936 (2003).
- [54] Yubai, K.: Development of Data-Based Controller Synthesis by Convex Optimization, *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol. 139, No. 4, pp. 272–275 (2019).
- [55] Yubai, K.: Development of data-based controller synthesis by convex optimization, *Electronics and Communications in Japan*, Vol. 102, No. 7, pp. 27–31 (2019).
- [56] Hast, M., Åström, K., Bernhardsson, B. and Boyd, S.: PID Design by Convex-Concave Optimization, *European Control Conference*, pp. 4460–4465 (2013).
- [57] Mercader, P., Astrom, K. J., Banos, A. and Hagglund, T.: Robust PID design based on QFT and convex-concave optimization, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 25, No. 2, pp. 441–452 (2017).
- [58] Nakamura, K., Yubai, K., Yashiro, D. and Komada, S.: Controller design method achieving maximization of control bandwidth by using nyquist diagram, in *2016 International Automatic Control Conference (CACCS)*, Vol. 1, pp. 35–40, IEEE (2016).
- [59] Hori, T., Yubai, K., Yashiro, D. and Komada, S.: Data-Driven Controller Tuning Based on Unfalsified Control for Sensitivity Minimization (In Japanese), *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol. 137, No. 10, pp. 1364–1372 (2017).
- [60] Ohnishi, W.: Data-based feedback controller tuning utilizing collocated and non-collocated sensors, *IFAC-PapersOnLine*, Vol. 52, No. 15, pp. 157–162 (2019).
- [61] Ohnishi, W.: Frequency response data-based feedback controller auto-tuning method utilizing both collocated and non-collocated sensors, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 139, No. 11, pp. 924–932 (2019).
- [62] Mae, M., Ohnishi, W., Fujimoto, H., Sakata, K. and Hara, A.: Peak Filter Tuning based on Disturbance Spectrum for MIMO High-Precision Scan Stage, in *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, Berlin (2020).
- [63] Maeda, Y., Gou, N. and Iwasaki, M.: Calculation of Stable Control Parameter Area Considering Solvability of Optimization Problem and Efficiency Improvement of Manual Parameter Tuning, *IEEJ Industry Applications Society Conference*, Vol. 138, No. 5, pp. 392–401 (2018).

- [64] Maeda, Y., Gou, N. and Iwasaki, M.: A stable parameter area calculation method for advanced auto-tuning of a feedback controller, *IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, Vol. 2019-July, pp. 541–546 (2019).
- [65] Kuroda, E., Maeda, Y. and Iwasaki, M.: An Autonomous Design Method of a Cascade Structure Feedback Controller, *IFAC-PapersOnLine*, Vol. 52, No. 15, pp. 283–288 (2019).
- [66] Kuroda, E., Kunitate, S., Maeda, Y. and Iwasaki, M.: Genetic Algorithm-based Efficient Searching of Optimum Feedback Controller Structure, in *Annual Meeting Record I.E.E. Japan*, No. 4-254, pp. 421–422 (2019).
- [67] Maeda, Y. and Iwasaki, M.: Circle condition-based feedback controller design for fast and precise positioning, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 2, pp. 1113–1122 (2014).
- [68] Bashash, S. and Shariat, S.: Clustering-based control optimization of hard disk drive servo system for population-level performance enhancement, *Proceedings of the American Control Conference*, Vol. 2019-July, pp. 1812–1817 (2019).
- [69] Cerone, V., Razza, V. and Regruto, D.: H mixed-sensitivity design with fixed structure controller through Putinar positivstellensatz, *Proceedings of the American Control Conference*, Vol. 2019-July, pp. 1806–1811 (2019).
- [70] Feyel, P., Duc, G. and Sandou, G.: Optimal tuning of  $H^\infty$  fixed-structure robust controller against multiple high-level requirements using evolutionary computation, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 29, No. 4, pp. 949–972 (2019).
- [71] Simone Formentin, , Heusden, van K. and Karimi, A.: A comparison of model-based and data-driven controller tuning, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 28, pp. 882–897 (2014).
- [72] Sadeghzadeh, A., Momeni, H. and Karimi, A.: Fixed-order  $H^\infty$  controller design for systems with ellipsoidal parametric uncertainty, *International Journal of Control*, Vol. 84, No. 1, pp. 57–65 (2011).
- [73] Galdos, G., Karimi, A. and Longchamp, R.:  $H^\infty$  controller design for spectral MIMO models by convex optimization, *Journal of Process Control*, Vol. 20, No. 10, pp. 1175–1182 (2010).
- [74] Ljung, L.: *System Identification: Theory for the User*, IEEE PRESS.
- [75] 足立修一：システム同定の基礎，コロナ社.
- [76] Pintelon, R. and Schoukens, J.: *System Identification A Frequency Domain Approach*, IEEE PRESS.

- [77] 峰村今朝明, 明石友行: 情報通信技術 (ICT) を利用した機械要素のメンテナンス技術, 日本機械学会誌, Vol. 122, No. 1207, pp. 26–27 (2019).
- [78] 榎原伸介: ロボット技術, IoT および AI の活用による製造業の競争力強化, 精密工学会誌, Vol. 83, No. 1, pp. 30–35 (2017).
- [79] Drmač, Z., Gugercin, S. and Beattie, C.: Quadrature-Based Vector Fitting for Discretized H2 Approximation, *SIAM Journal on Scientific Computing*, Vol. 37, No. 2, pp. A625–A652 (2015).
- [80] Arda Ozdemir, A. and Gumussoy, S.: Transfer Function Estimation in System Identification Toolbox via Vector Fitting, *IFAC-PapersOnLine*, Vol. 50, No. 1, pp. 6232–6237 (2017).
- [81] Sanathanan, C. K. and Koerner, J.: Transfer Function Synthesis as a Ratio of Two Complex Polynomials, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 8, No. 1, pp. 56–58 (1963).
- [82] 赤池弘次, 甘利俊一, 北川源四郎, 祥介, 樺島, 英寿, 下平: 赤池情報量基準: AIC —モデリング・予測・知識発見, 共立出版株式会社.
- [83] Young, P.: *Recursive Estimation and Time-Series Analysis*, Springer.
- [84] Grąbczewski, K.: *Automated Machine Learning*, Vol. 498 of *The Springer Series on Challenges in Machine Learning*, Springer International Publishing, Cham, 233–317 pp. (2019).
- [85] Neumann-Brosig, M., Marco, A., Schwarzmann, D. and Trimpe, S.: Data-Efficient Autotuning With Bayesian Optimization: An Industrial Control Study, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 28, No. 3, pp. 730–740 (2020).
- [86] Al-Bender, F. and Swevers, J.: Characterization of friction force dynamics, *IEEE Control Systems*, Vol. 28, No. 6, pp. 64–81 (2008).
- [87] Futami, S., Furutani, A. and Yoshida, S.: Nanometer positioning and its micro-dynamics, *Nanotechnology*, Vol. 1, No. 1, pp. 31–37 (1990).
- [88] Otsuka, J. and Masuda, T.: The influence of nonlinear spring behavior of rolling elements on ultraprecision positioning control systems, *Nanotechnology*, Vol. 9, No. 2, pp. 85–92 (1998).
- [89] Canudas de Wit, C., Olsson, H., Astrom, K. and Lischinsky, P.: A new model for control of systems with friction, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 40, No. 3, pp. 419–425 (1995).
- [90] Koizumi, T. and Shibazaki, H.: A study of the relationships governing starting rolling friction, *Wear*, Vol. 93, No. 3, pp. 281–290 (1984).
- [91] Maeda, Y. and Iwasaki, M.: Rolling Friction Model-Based Analyses and Compensation for Slow Settling Response in Precise Positioning, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 12, pp. 5841–5853 (2013).

- [92] Maeda, Y. and Iwasaki, M.: Feedforward Friction Compensation Using the Rolling Friction Model for Micrometer-stroke Point-to-point Positioning Motion, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 7, No. 2, pp. 141–149 (2018).
- [93] Maeda, Y., Harata, K. and Iwasaki, M.: A Friction Model-Based Frequency Response Analysis for Frictional Servo Systems, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 14, No. 11, pp. 5146–5155 (2018).
- [94] Takemura, T. and Fujimoto, H.: Simultaneous identification of linear parameters and nonlinear rolling friction for ball screw driven stage, in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3424–3429, IEEE (2011).
- [95] Yung-Yaw Chen, , Pai-yi Huang, and Jia-Yush Yen, : Frequency-domain identification algorithms for servo systems with friction, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 10, No. 5, pp. 654–665 (2002).
- [96] Vanbeylen, L.: Nonlinear LFR Block-Oriented Model: Potential Benefits and Improved, User-Friendly Identification Method, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 62, No. 12, pp. 3374–3383 (2013).
- [97] Esfahani, A. F., Schoukens, J. and Vanbeylen, L.: Using the Best Linear Approximation with Varying Excitation Signals for Nonlinear System Characterization, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 65, No. 5, pp. 1271–1280 (2016).
- [98] Schoukens, J. and Ljung, L.: Nonlinear System Identification: A User-Oriented Road Map, *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 39, No. 6, December, pp. 28–99 (2019).
- [99] Ruderman, M., Member, S., Hoffmann, F., Member, S. and Bertram, T.: Modeling and Identification of Elastic Robot Joints With Hysteresis and Backlash, Vol. 56, No. 10, pp. 3840–3847 (2009).
- [100] Li, L. and Ren, X.: Parameter identification based on prescribed estimation error performance for extended Wiener – Hammerstein systems, *IET Control Theory & Applications*, Vol. 14, No. 2, pp. 304–312 (2019).
- [101] Gebler, D. and Holtz, J.: Identification and compensation of gear backlash without output position sensor in high-precision servo systems, in *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, Vol. 2, pp. 662–666, IEEE (1998).
- [102] Villwock, S. and Pacas, M.: Deterministic method for the identification of backlash in the time domain, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 4, pp. 3056–3061 (2006).



- [103] Villwock, S. and Pacas, M.: Time-Domain Identification Method for Detecting Mechanical Backlash in Electrical Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 2, pp. 568–573 (2009).
- [104] 大内茂人, 矢野浩司: デジタルオブザーバによるギヤバックラッシュを有する電動機の軸ねじり振動抑制制御, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol. 110, No. 4, pp. 410–417 (1990).
- [105] 海田英俊: バックラッシュと振動制御, 日本ロボット学会誌, Vol. 13, No. 8, pp. 1073–1077 (1995).
- [106] Hori, Y., Iseki, H. and Sugiura, K.: Basic consideration of vibration suppression and disturbance rejection control of multi-inertia system using SFLAC (state feedback and load acceleration control), *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, pp. 889–896 (1994).
- [107] Ma, C. and Hori, Y.: Backlash Vibration Suppression Control of Torsional System by Novel Fractional Order PID $\kappa$  Controller, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 124, No. 3, pp. 312–317 (2004).
- [108] Calvini, M., Carpita, M., Formentini, A. and Marchesoni, M.: PSO-Based Self-Commissioning of Electrical Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 2, pp. 768–776 (2015).
- [109] Yang, M., Wang, C., Xu, D., Zheng, W. and Lang, X.: Shaft Torque Limiting Control Using Shaft Torque Compensator for Two-Inertia Elastic System With Backlash, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 2902–2911 (2016).
- [110] Yamada, S. and Fujimoto, H.: Proposal of high backdrivable control using load-side encoder and backlash, in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6429–6434, IEEE (2016).
- [111] Yamada, S. and Fujimoto, H.: Precise joint torque control method for two-inertia system with backlash using load-side encoder, *IEEE Journal of Industry Applications*, Vol. 8, No. 1, pp. 75–83 (2019).
- [112] Wakui, S., Emmei, T., Fujimoto, H. and Hori, Y.: Gear Collision Reduction of Geared In-Wheel-Motor by Effective Use of Load-Side Encoder, in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 2019-October, pp. 3615–3620, IEEE (2019).
- [113] Emmei, T., Wakui, S. and Fujimoto, H.: Acceleration Noise Suppression for Geared In-Wheel-Motor Vehicles Using Double Encoder, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, Vol. 2, No. 1, pp. 53–60 (2021).
- [114] 堀洋一, 大西公平: 制御工学の基礎 (電気・電子・情報・通信基礎コース), 丸善出版.
- [115] 島田明: EE Text モーションコントロール, オーム社.

- [116] 松原厚：精密位置決め・送り系設計のための制御工学, 森北出版.
- [117] 山口高司, 平田光男, 藤本博志：ナノスケールサーボ制御, 東京電機大学出版局.
- [118] 杉江俊治：フィードバック制御入門 (システム制御工学シリーズ), コロナ社.
- [119] Asaumi, H. and Fujimoto, H.: Nonlinear friction compensation of ball screw driven stage based on variable natural length spring model and disturbance observer, *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 129, No. 11, pp. 1101–1108 (2009).

# 発表文献

## 掲載済みの論文誌

- [1] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Human-friendly Acceleration Control for Mobile Cart  
with Torque Sensor Built in Driving Shaft  
論文誌名 IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 9, no. 6, pp. 629–636 (2020)

## 投稿準備中の論文誌

- [2] 著 者 北吉 良平, 藤本 博志  
題 名 繰り返し同定に基づく周波数特性変動を含んだ制御対象に対する  
制御器自動設計技術  
論文誌名 電気学会論文誌 D (to be submitted)
- [3] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Automatic adjustment of controller structure and parameter  
based on structured  $H^\infty$  considering sensitivity and complementary sensitivity  
論文誌名 IEEE Transaction on Mechatronics (Under review)

## 査読付国際会議論文

- [4] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Improvement of usability of power-assisted cart  
with torque sensor built in driving wheel  
会 議 名 The 5th IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control  
場 所 Chiba, Japan  
発 表 日 March, 2019  
開催期間 4th–6th, March 2019

- [5] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Automatic adjustment method of controller structure and parameter based on Structured  $H^\infty$  control  
会 議 名 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society  
場 所 Lisbon, Portugal  
発 表 日 14th, November, 2019  
開催期間 14th–17th, November, 2019
- [6] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Automatic adjustment method for cascade control system based on iterative setting of stability-margin criterion circle  
会 議 名 IFAC World Congress 2020  
場 所 Berlin, Germany  
発 表 日 11th, July, 2020  
開催期間 11th–17th, July 2020
- [7] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Hybrid identification with time-series data and frequency response data for accurate estimation of linear characteristics  
会 議 名 IEEE ICM 2021 International Conference on Mechatronics  
場 所 Chiba, Japan  
発 表 日 March, 2021 (Accepted)  
開催期間 7th–9th, March, 2021
- [8] 著 者 R. Kitayoshi, H. Fujimoto  
題 名 Simultaneous identification of backlash amount and linear characteristics with hybrid identification of time-series data and frequency response data  
会 議 名 The 5th IEEJ International Workshop on Sensing, Actuation, and Motion Control  
場 所 Chiba, Japan  
発 表 日 March, 2021 (Under review)  
開催期間 10th–12th, March, 2021

## 国内会議論文

- [9] 著 者 北吉 良平, 藤本 博志  
題 名 Structured  $H_\infty$ 制御によるノッチフィルタと  
カスケード型位置制御系の最適化  
会 議 名 電気学会 D 部門 メカトロニクス制御研究会 精密サーボシステムと制御技術  
MEC-18-001, pp.1-6, 2018  
場 所 千葉大学, 千葉県  
発 表 日 2018年9月26日  
開催期間 2018年9月26日
- [10] 著 者 古賀 稔, 北吉 良平  
題 名 モーションコントロール市場における  $\Sigma$ -7 シリーズ  
会 議 名 2019年 電気学会 産業応用部門大会  
MEC-13-169, pp. 61-66. 2013  
場 所 長崎大学, 長崎  
発 表 日 2019年8月21日  
開催期間 2019年8月20日~22日
- [11] 著 者 北吉 良平, 藤本 博志  
題 名 カスケード型位置制御系の次数とパラメータの同時最適化  
会 議 名 電気学会 D 部門 メカトロニクス制御研究会 精密サーボシステムと制御技術  
MEC-19-005, pp. 1-6. 2019  
場 所 電気学会会議室, 東京  
発 表 日 2019年9月18日  
開催期間 2019年9月18日
- [12] 著 者 北吉 良平, 藤本 博志  
題 名 制御対象の周波数応答特性の変動にロバストな  
制御器自動設計手法の提案  
会 議 名 電気学会 産業応用部門オンライン研究会.  
IEEJ/IAS (D) Online Technical Meetings 2020 (DOTeM 2020)  
IIC-20-018, MEC-20-011, pp. 1-6. 2020  
場 所 オンライン開催  
発 表 日 2020年9月2日  
開催期間 2020年9月1日~2日

## 受賞

- [13] 受賞者 北吉良平  
題名 カスケード型位置制御系の次数とパラメータの同時最適化  
受賞名 電気学会 メカトロニクス制御技術委員会 優秀論文発表賞  
受賞日 2020年1月10日
- [14] 受賞者 北吉良平  
受賞名 2019年電気学会産業応用部門研究会優秀論文発表賞（本部表彰）  
受賞日 2020年3月31日
- [15] 受賞者 北吉良平  
題名 制御対象の周波数応答特性の変動にロバストな制御器自動設計手法の提案  
受賞名 電気学会 産業計測制御技術委員会 優秀論文発表賞  
受賞日 2020年12月26日

## 特許

- [16] 発明の名称 制御システムの生産装置、制御システムの生産方法及びプログラム (出願中)
- [17] 発明の名称 機械特性の変動を考慮した制御器設計 (出願中)