

- 修士論文 -

# 外乱構造を考慮したロバストサーボ系設計の研究

平成14年2月1日

指導教官： 堀 洋一 教授

東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻

学籍番号 06364      坂東 信尚

## 内容梗概

本論文では既存のフィードバック制御器では十分抑圧できない外乱に対し、その構造を考慮することによって強力な外乱抑圧を行う新しいロバストサーボ系の設計法を提案する。

現在、PCのように従来設置して使用されていた機器が持ち運ばれるようになり、今まででは考えられない振動が機器に加えられるようになった。また、昨今の独立二足歩行ロボットの出現により、これからますます機器が環境から振動を受ける場面が多くなると予想される。

そこで本論文ではこのような研究背景のもと、第一に、加速度センサを用いて加振源の情報を測定し、外乱までの伝達特性を精密に同定してその推定および抑圧を行う外乱抑圧手法を提案する。第二に、センサを使用できない場合、カオス解析で用いられる再構成アトラクタを使って外乱のダイナミクスを推定し、その未来値を予測してこれを抑圧する非線形外乱の予測・抑圧手法を提案する。これら二つの手法は、実際にモバイルPC用の磁気ディスク装置の位置決め制御系に適用し、シミュレーション・実験によりその有効性を実証する。

# 目次

第1章	序論	1
1.1	はじめに	1
1.2	本論文の目的	2
1.2.1	センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計	2
1.2.2	再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧	2
1.3	本論文の構成	3
第2章	外乱抑圧制御器の現状	4
2.1	抑圧すべき外乱の分類	4
2.1.1	システム外部から加えられる外乱	4
2.1.2	システム内部で発生する外乱	5
2.2	既存の外乱抑圧制御器について	5
2.2.1	外乱オブザーバを用いた線形制御器を用いる場合	5
2.2.2	逆動力学を用いた非線形制御器を用いる場合	6
2.3	本論文の外乱抑圧制御器について	6
第3章	センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計	7
3.1	はじめに	7
3.1.1	本研究の背景と目的	7
3.1.2	センサを用いた外乱抑圧制御器の現状	8
3.2	伝達特性モデルとオブザーバを用いた外乱推定値の利用	8
3.2.1	伝達特性モデルの表現方法について	8
3.2.2	オブザーバを用いた外乱推定値の利用	9
3.3	センサからトルク等価外乱までの伝達特性の同定	10
3.3.1	オフライン同定とオンライン同定	10
3.3.2	オンライン同定手法のパラメータ更新式	11
3.4	外乱抑圧入力的设计法	12
3.4.1	オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法	13
3.4.2	同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法	13
3.4.3	外乱抑圧入力の違いによる同定誤差の影響	13
3.5	まとめ	15
第4章	再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧	16
4.1	はじめに	16
4.2	再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計	17
4.2.1	状態空間内のアトラクタについて	17

4.2.2	再構成アトラクタを用いたダイナミクス表現 . . . . .	19
4.2.3	再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計 . . . . .	20
4.3	多軸マニピュレータにおける非線形外乱の予測と抑圧 . . . . .	21
4.3.1	多軸マニピュレータのダイナミクスについて . . . . .	21
4.3.2	再構成アトラクタを用いた外乱予測シミュレーション . . . . .	22
4.3.3	再構成アトラクタを用いた外乱抑圧シミュレーション . . . . .	24
4.4	まとめ . . . . .	28
<b>第5章</b>	<b>磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用</b>	<b>29</b>
5.1	はじめに . . . . .	29
5.2	磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系への適用 . . . . .	29
5.2.1	磁気ディスク装置位置決め制御系の特徴 . . . . .	29
5.2.2	一般的な位置決め制御系と磁気ディスク装置位置決め制御系の違い . . . . .	30
5.3	センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討 . . . . .	32
5.3.1	実験の概要 . . . . .	32
5.3.2	外乱抑圧入力的设计法の違いによる性能比較 . . . . .	33
5.3.3	単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能 . . . . .	35
5.3.4	同定手法の違いによる性能比較 . . . . .	40
5.3.5	複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能 . . . . .	45
5.4	再構成アトラクタを用いたディスク回転同期・非同期外乱の予測と抑圧 . . . . .	50
5.5	まとめ . . . . .	51
<b>第6章</b>	<b>結論</b>	<b>53</b>
6.1	本論文のまとめ . . . . .	53
6.2	今後の課題 . . . . .	53
	<b>参考文献</b>	<b>57</b>
	<b>発表文献</b>	<b>58</b>

# 第1章 序論

## 1.1 はじめに

本論文では、”センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計”と”再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧”という二つの異なる外乱抑圧制御器の設計法について提案する。

センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計では、センサを用いて加振源の情報を測定し、外乱までの伝達特性を精密に同定してその推定および抑圧を行う外乱抑圧手法を提案する。さらに本論文では磁気ディスク装置の位置決め制御系に適用し、実験によりその有効性を実証する。

再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧では、センサを使用できない場合、カオス解析で用いられる再構成アトラクタを使って外乱のダイナミクスを推定し、その未来値を予測してこれを抑圧する非線形外乱の予測・抑圧手法を提案する。本論文では多軸マニピュレータの軸間干渉力の予測・抑圧をシミュレーションにより検証し、さらに磁気ディスク装置位置決め制御系のディスク回転同期・非同期外乱の予測・抑圧に本手法を適用することを考える。

現在、技術の発達によりノート型のコンピュータを始め、携帯電話などの通信機器、その他の様々な機器は高性能化し、小型化・携帯が可能になってきた。それにともない、従来の使用状況では考えられないような振動の影響を考慮する必要がでてきた。近年、その需要がますます高まっている磁気ディスク装置においては内部に記憶媒体であるディスク、そしてそれを読み込み・書き込みをするためのヘッドが設置されているアームで構成されているために、記憶容量の増大・記憶密度の増大と共にヘッドの位置決め精度の向上が求められてきた。しかし、上記のような時代背景の中で、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系は外部振動などの苛酷な環境に対してより強い制御性能が求められるようになってきたといえる。

従来、このような外乱に対する対処法として、外乱から出力までの伝達関数をフィードバック制御器によって抑圧する方法が採られ、大きな成果を出してきた。しかし、上記に示したような外乱には高周波な成分まで含まれているので、従来の制御器では抑圧性能が出にくいという欠点が存在した。

さらに、近年ロボット業界では多くの独立二足歩行ロボットが出現し、ますます高性能化が進んでいる。このような独立歩行ロボットにおいては人間の歩行時と同等の外乱が各軸に加わり、ロボットが作業するうえで大きな障害となってしまうことは容易に想像できる。

また、このように高周波な外乱成分まで抑圧しなくてはならなくなったという要求が出てきた一方で、現在では計算機の演算能力が向上し、高品質で安価なセンサが市場に出回るといった恩恵も出てきた。そこで、本研究ではフィードバック制御器で外乱を抑圧してきた従来の方法に対して、計算機の演算能力の向上を利用し、外乱の構造を考慮したロバストサーボ系の設計法を提案する。これにより、従来では外乱から出力までの伝達関数を

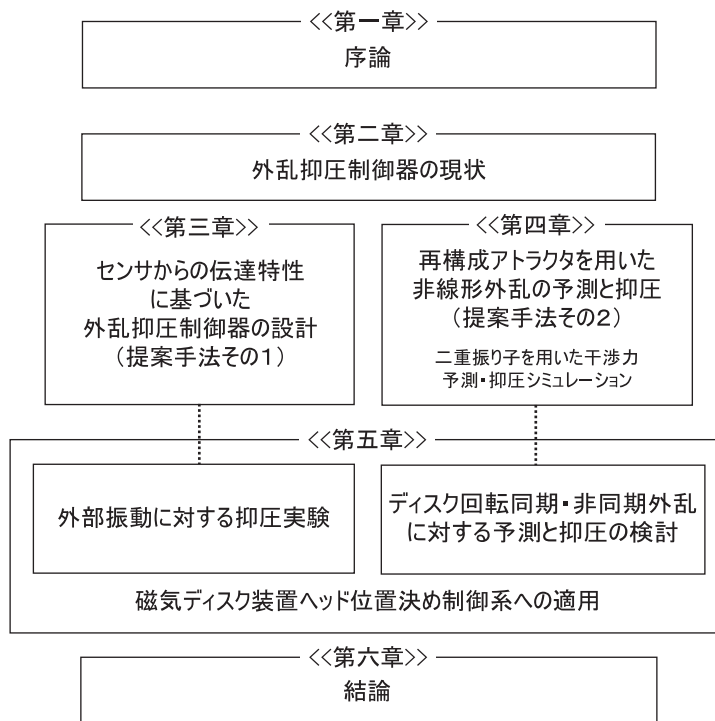


図 1.1: 本論文の構成

操作することで外乱抑圧してきた既存の制御系に対して、外乱の要因まで考慮した外乱抑圧制御器が設計可能になる。

## 1.2 本論文の目的

本論文では前節の研究背景から外乱の構造に目を向け、そのダイナミクスを考慮することにより、従来の外乱抑圧手法よりも高い外乱抑圧性能を得ることを目的とする。

### 1.2.1 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計

センサを用いて加振源の情報を測定することで、実際にシステムに加わる外乱の原因となる信号が得られる。そこで、センサと外乱間の伝達特性を精密に同定することにより、外乱の特性をモデル化することが可能になり、システムにどのような外乱が加わるか推定することができる。本手法の目的はモデル化した伝達特性を用いることにより、外部から加わる振動外乱を打ち消すことである。

### 1.2.2 再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧

センサを使用できない場合、カオス解析で用いられる再構成アトラクタを利用することによって外乱のダイナミクスは厳密にモデル化することなく、視覚的に表現することができる。本手法では再構成アトラクタを用いることによって、外乱時系列から外乱の未来値を推定し、この予測値を用いることによって、従来時間遅れを生じてしまっていた外乱フィー

ドバック系を改善し、外乱抑圧性能を向上させる。

### 1.3 本論文の構成

本論文では第2章で外乱抑圧制御器の現状を述べ、制御システムを高性能化するためにどのような外乱を抑圧する必要があるのかを述べる。そして、“センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計”について第3章で述べ、センサから外乱までの伝達特性モデルの生成、パラメータ同定手法、制御入力的设计方法について述べる。そして、第5章で磁気ディスク装置に適用し、実際に磁気ディスク装置を振動させ、外乱抑制性能が向上することを実証する。

また、“再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧”について第4章でアトラクタの概念、再構成アトラクタの構成法、再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測法について述べる。また、本手法を多軸マニピュレータの軸間干渉力の予測と抑圧に適用し、外乱抑圧性能をシミュレーションにより検証する。最後に第5章で磁気ディスク装置のディスク回転同期・非同期外乱の予測と抑圧方法へ適用する可能性について述べる。

## 第2章 外乱抑圧制御器の現状

多軸マニピュレータのように大きなダイナミクス変動を含むシステムでは、様々な解釈のもと高性能な制御性能を目指し、幾つかの制御手法が存在した。本章では既存の外乱抑圧制御手法についてその解釈と方法を述べ、さらに高性能化を目指すために本論文でどのような外乱を抑圧対象とするのかを述べる。

### 2.1 抑圧すべき外乱の分類

制御システムにとって抑圧すべき外乱には、システム外部から加えられる外乱とシステム内部で発生する外乱の二種類が存在する。本節ではそれぞれの外乱がいかなるものか例を挙げて紹介する。

#### 2.1.1 システム外部から加えられる外乱

ある制御システムを想定する時、システムの外部から加えられる外乱はトルク等価外乱として図 2.1 のようなブロック線図で表される。ただし、このときの外乱はシステムそのものが揺らされる場合、トルク外乱が直接加えられる場合がある。外部からの振動による外乱の場合には、振動加速度とシステム自身の慣性によってトルク等価外乱として外乱は表現される。図 2.1 中、 $ref$ 、 $output$ 、 $d$  はそれぞれ指令値、出力、外乱信号を表し、 $C$ 、 $P$  はコントローラ、プラントのブロック線図を表す。

また、多軸マニピュレータのようなシステムの場合には、それぞれの関節を独立としたシステムとみなすと軸間に生じる干渉力、作用・反作用の力はシステム外部から加えられる外部外乱として理解することができる (図 2.2)。

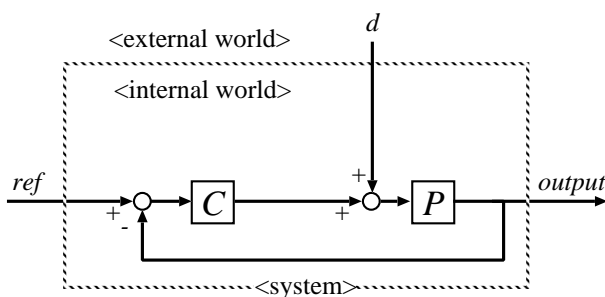


図 2.1: システム外部から外乱が加わる時のブロック線図

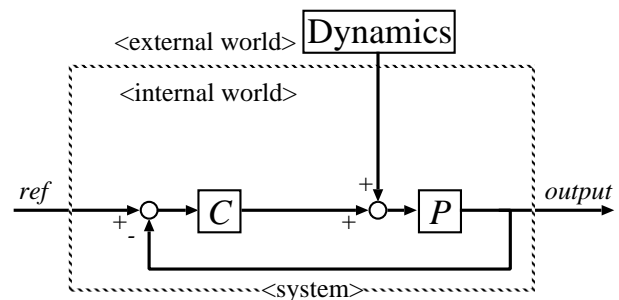


図 2.2: 多軸マニピュレータにおいて各軸独立としたときに外乱 (干渉力) が加わる様子



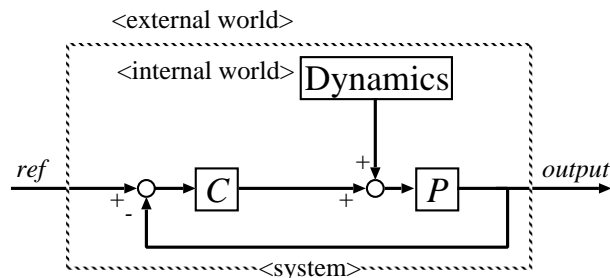


図 2.3: システム内部で外乱が発生するときのブロック線図

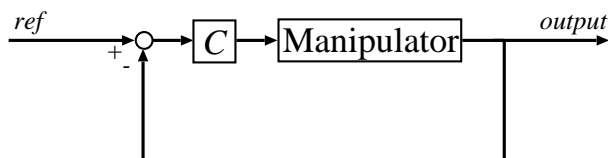


図 2.4: 多軸マニピュレータ全体を一つのシステムとみなしたときのブロック線図

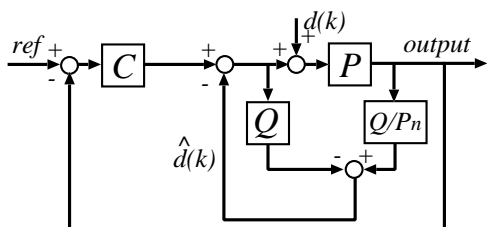


図 2.5: 外乱オブザーバを用いた線形制御器を用いる場合のブロック線図

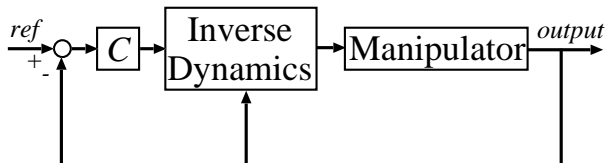


図 2.6: 逆動力学を用いた非線形制御器を用いる場合のブロック線図

## 2.1.2 システム内部で発生する外乱

ある制御システムを想定する時、システム内部で外乱が発生してしまう場合は図 2.3 のようなブロック線図で表される。このとき内部で発生してしまう外乱としてはモデル化誤差、パラメータ変動などが挙げられるが、通常、あるダイナミクスをもっていると考えられる。

また、多軸マニピュレータのようなシステムの場合には、各軸独立なシステムとみなすと前節のような外部外乱として扱うことになるが、多軸マニピュレータ全体を一つのシステムとみなすと軸間に生じる干渉力、作用・反作用の力を内部発生する外乱として図 2.3 のように表すことができる。さらに、このような内部発生する外乱を含めて大きな非線形システムとすると図 2.4 のように表すことができる。

## 2.2 既存の外乱抑圧制御器について

### 2.2.1 外乱オブザーバを用いた線形制御器を用いる場合

外乱オブザーバを用いた線形制御器のブロック線図を図 2.5 に示す [7][10]。図 2.5 中、 $\hat{d}(k)$  はオブザーバによって推定された外乱推定値を表し、 $Q$ 、 $P_n$  はローパスフィルタ、プラントのノミナルモデルを表す。この制御手法ではシステムへの入力と出力の差から外部から加えられた外乱を推定し、外乱推定値をフィードバックするために高性能なロバスターボ系が設計可能である。特に多軸マニピュレータでは各軸を独立したシステムと考え、各軸に外乱オブザーバを設置することによって、軸間の干渉力、摩擦力、モデル化誤差を外乱として一括して推定、補償することができる。ただし、推定した外乱を一括してフィードバックするために外乱抑圧性能を高く設定しすぎると雑音などの高周波成分の抑圧性能が悪くなってしまうので、高周波成分の外乱を抑圧することは困難である。また、フィー

ドバックによる時間遅れが大きすぎると時間変化する外乱には対応しきれなくなってしまうので、短いサンプリングタイムが必要である。

## 2.2.2 逆動力学を用いた非線形制御器を用いる場合

逆動力学を用いた非線形制御器のブロック線図を図 2.6 に示す [9]。この手法は図 2.4 のようにシステムのダイナミクスが記述できる場合に適用される。したがって、システム内部で発生してしまう外乱があったとしても、またシステム内部に大きなダイナミクス変動を持つ場合であっても、非線形制御器として逆ダイナミクスを持つためにその変動を考慮した制御性能が期待される。ただし、高性能な非線形制御器を実現するためには事前にシステムのモデル化とダイナミクスの精密な同定が必要であるため、適応同定など複雑なアルゴリズムにより構成されなくてはならないという欠点が存在する。

## 2.3 本論文の外乱抑圧制御器について

本論文では、既存の外乱抑圧制御器をさらに高性能化するために、システム外部から加えられる外乱、システム内部で発生する外乱それぞれについて、独立した二つの外乱抑圧制御器を提案する。

既存の線形制御器では、外部から加えられる外乱に対して、雑音の抑圧性能や安定性の問題から高周波成分まで外乱抑圧性能を高めることは困難であった。しかし、機器の小型化が進むなかで、高周波な外乱抑圧に対する需要はますます高まっているのが現状である。そこで、外部から加えられる高周波外乱に対して高性能な外乱抑圧制御器を提案する。

また、システム内部で発生する外乱に対しては、通常の線形制御器ではシステムのダイナミクスを考慮した制御手法でないため、フィードバックの時間遅れを小さくするために、サンプリングタイムを小さくしなくてはならないという制限があった。また、逆動力学を用いた非線形制御器ではモデル化とシステム同定のために複雑なアルゴリズムが必要になってしまい、実用的な制御器が構成できないという欠点があった。そこで、システム内部で発生する外乱に対しては外乱オブザーバを用いた線形制御器を改善することで、システムのダイナミクスを考慮し、サンプリングタイムが大きい場合であっても、外乱抑圧性能を劣化させない手法を提案する。

# 第3章 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計

## 3.1 はじめに

### 3.1.1 本研究の背景と目的

本章ではセンサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計法について述べる。具体的にはセンサからシステムに加わる外乱までの伝達特性を同定し、センサ信号をその伝達関数に入力することによって、外乱抑圧入力を生成する。一般的に、ある制御系に対して外部からの振動はトルク等価外乱として図 3.1 のように加わると理解される。したがって図 3.2 のようにフィードフォワード入力  $u_{FF}$  を外乱に対して減じるように入力することによって外乱の影響を打ち消すことができる。また、このように設計された外乱抑圧入力は従来から使われているフィードバック制御器とは独立に設計できるので、制御系全体の再設計をする必要なく適用できるという利点が挙げられる。ここで、 $ref$ 、 $output$ 、 $sensor$ 、 $d$  は指令値、出力、センサ信号、外乱をそれぞれ示し、 $C$ 、 $P$  はコントローラ、プラントのブロック図を示す。

設計の順序として、第 3.2 節で本研究で使用する伝達特性モデル、そして通常では観測することができない外乱をオブザーバによって推定する手法を述べる。

さらに、第 3.3 節で伝達特性の同定法 ( $\hat{G}$  の同定法) についてオフライン・オンラインによる方法を取り上げる。特に制御性能の向上と実用性を視野に入れ、オンライン同定について通常の最小 2 乗法、忘却係数付きの最小 2 乗法、固定トレース法の各々について比較し、実際に有効な同定手法を本手法に採用する。

第 3.4 節では外乱抑圧入力の設計法 ( $u_{FF}$  の設計法) について述べ、外乱抑圧入力の設計法により制御性能に違いが生じてしまうことを示し、より外乱抑圧効果が高い外乱抑圧入力の設計手法を提案する。

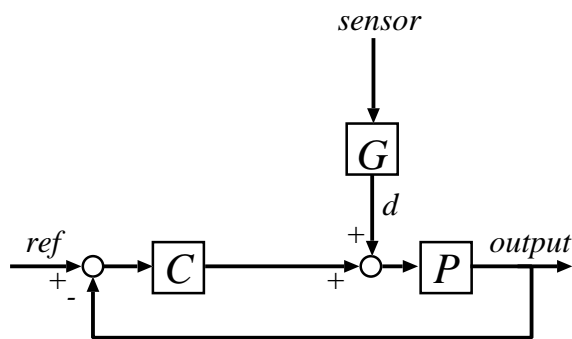


図 3.1: システムに外乱が加わるときのブロック線図

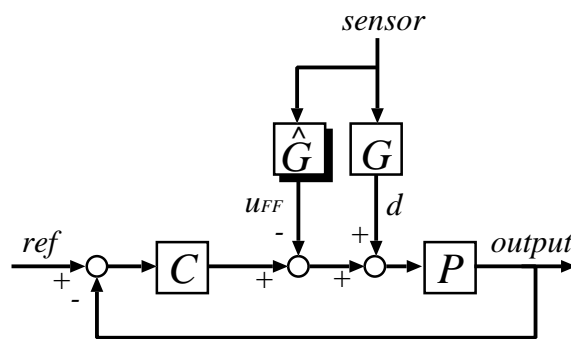


図 3.2: 外乱を打ち消すフィードフォワード入力を加えたときのブロック線図

### 3.1.2 センサを用いた外乱抑圧制御器の現状

システムに加わる外乱が通常トルクであることから加速度センサを用いた外乱抑圧制御は古くから研究されている。特に磁気ディスク装置では、振動時には記録再生・書き込みを行わないために従来から加速度センサは搭載されていた。さらに現在では、モバイル機器が一般に使われるようになってきたことから振動などの外部の影響を打ち消すために、もともと搭載されていた加速度センサを用いて制御を行うという試みは数多く存在している。

White、Tomizukaらは加速度センサから出力信号までの伝達関数を個々に測定することによって、その外乱抑圧制御器を設計している [4]。また、Pannu、Horowitzらも同様に加速センサから出力信号までの伝達特性を同定することによって、外乱抑圧制御器を設計している [5]。また、Beak、Leeらは加速度センサが持つ位相遅れを補償するために位相補償制御器を挿入した制御器を提案している [6]。

しかし、既存の研究では加速度センサを用いるものの、本手法のようにシステムに加わる外乱までの伝達特性を求めて外乱抑圧入力的设计に用いるという試みは行われていなかった。そこで、次節以降でオブザーバを用いることによって、システムに加わる外乱を推定し、加速度センサから外乱までの伝達特性を求める手法を述べる。

## 3.2 伝達特性モデルとオブザーバを用いた外乱推定値の利用

### 3.2.1 伝達特性モデルの表現方法について

本節ではセンサからシステムに加わるトルク等価外乱までの伝達特性をモデル化する。具体的には現実のモデルを ARX(Auto-Regressive eXogeneous) モデル  $G(z^{-1})$  と考えて同定モデル  $\hat{G}(z^{-1})$  を表現する。一般的に ARX モデルは入力  $u(k)$  と出力  $y(k)$  の離散時間方程式 (3.1) で表される。ここで、 $w(k)$  は雑音を表す。式 (3.1) では現在の出力  $y(k)$  以外は全て観測することができるものとする、 $y(k)$  は式 (3.2) のように過去情報のみで表現することができる。

$$\begin{aligned} y(k) + a_1y(k-1) + a_2y(k-2) + \cdots + a_{N_a}y(k-N_a) \\ = b_1u(k-1) + b_2u(k-2) + \cdots + b_{N_b}u(k-N_b) + w(k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) - \cdots - a_{N_a}y(k-N_a) \\ + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) + \cdots + b_{N_b}u(k-N_b) + w(k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\boldsymbol{\nu} = [a_1, a_2, \cdots, a_{N_a-1}, a_{N_a}, b_1, b_2, \cdots, b_{N_b-1}, b_{N_b}]^T \quad (3.3)$$

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = [-y(k-1), \cdots, -y(k-N_a), u(k-1), \cdots, u(k-N_b)]^T \quad (3.4)$$

式 (3.2) 中で、式 (3.3)、(3.4) のように同定モデルのパラメータを  $\boldsymbol{\nu}$ 、入出力信号を  $\boldsymbol{\varphi}(k)$  と定義することによって式 (3.2) は式 (3.5) のように線形な関係式で書き表すことができる。

$$y(k) = \boldsymbol{\nu}^T \boldsymbol{\varphi}(k) + w(k) \quad (3.5)$$

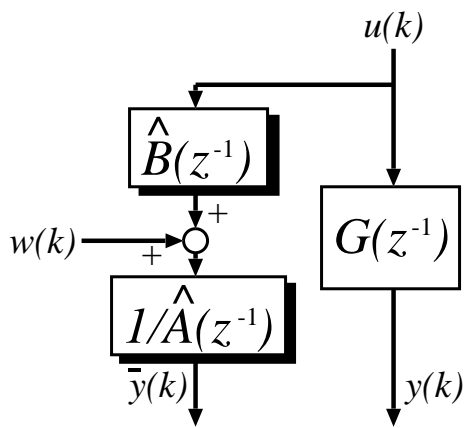


図 3.3: 現実モデルと ARX 同定モデル

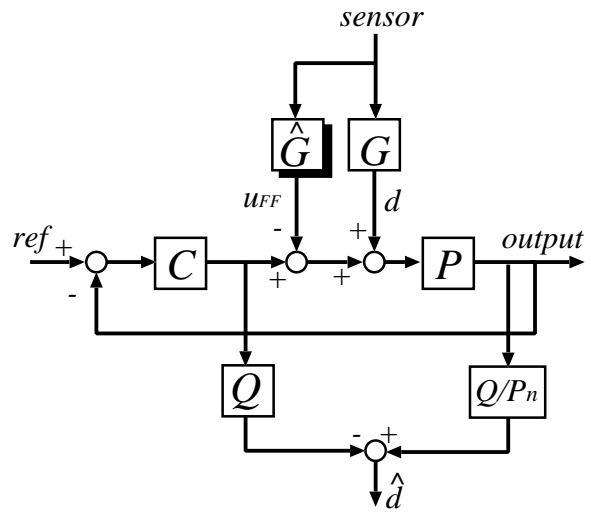


図 3.4: 外乱  $d(k)$  が観測できないときの外乱オブザーバの利用

またここで、

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{N_a} z^{-N_a} \quad (3.6)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N_b} z^{-N_b} \quad (3.7)$$

と定義することによって、ARX モデルは式 (3.8)、(3.9) のように伝達関数表現することができ、その同定モデルは式 (3.10) のように表すことができる。図 3.3 は現実モデル  $G(z^{-1})$  と ARX 同定モデルの関係を示し、 $\bar{y}(k)$  は同定モデルのパラメータを用いた  $(k-1)$  時の信号を用いた一段先予測値である。

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + w(k) \quad (3.8)$$

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(k) + \frac{1}{A(z^{-1})}w(k) \quad (3.9)$$

$$\bar{y}(k) = \frac{\hat{B}(z^{-1})}{\hat{A}(z^{-1})}u(k) + \frac{1}{\hat{A}(z^{-1})}w(k) \quad (3.10)$$

### 3.2.2 オブザーバを用いた外乱推定値の利用

前述した伝達特性モデルでは、式 (3.1) において現在の出力  $y(k)$  以外は全て観測できるものと仮定していたが、実際には伝達特性モデルの出力  $y(k)$  の過去情報についてもシステムに加わる外乱なので観測することは不可能である。そこで、本節ではオブザーバを用いた外乱推定値を利用した伝達特性モデルの表現方法を述べる。以後、伝達特性モデルの出力は  $y(k)$  の代わりに  $d(k)$  を使い、入力は  $u(k)$  の代わりに  $sensor(k)$  を用いる。また、同定伝達関数の一段先予測値  $\bar{y}(k)$  は本手法では外乱抑圧入力となるので、 $\bar{y}(k)$  の代わりに  $u_{FF}(k)$  と表す。

図 3.4 にオブザーバを用いた外乱推定値の取得方法のブロック線図を示す。図 3.4 中、 $Q$  はローパスフィルタを表し、 $P_n$  はプラント  $P$  のノミナルモデルのブロック線図を表す。

外乱オブザーバはシステムに加わる外乱とノミナルプラント  $P_n$  でモデル化できないプラント誤差を推定し、その外乱推定値をフィードバックすることによって高性能なロバスト

サーボ系を設計するためのツールであるが、本手法ではその外乱推定機構を利用し、観測することができない外乱  $d(k)$  の代わりにオブザーバによって推定された外乱推定値  $\hat{d}(k)$  を用いる。図 3.4 より、観測することができない外乱  $d(k)$  に対して、オブザーバの外乱推定値  $\hat{d}(k)$  は式 (3.12) のように表すことができる。

$$\hat{d}(k) = \left\{ -\frac{P}{1+CP} \frac{Q}{P_n} - \frac{-PC}{1+CP} Q \right\} \{d(k) - u_{FF}(k) - \xi(k)\} \quad (3.11)$$

$$= \frac{\frac{P}{P_n} + CP}{1+CP} Q \{d(k) - u_{FF}(k) - \xi(k)\} \quad (3.12)$$

式 (3.12) 中、 $\xi(k)$  はプラント誤差、雑音を表す。ここで、式 (3.12) を  $P_n = P$  として近似すると、式 (3.13) と変形することができるので、直接観測することができない  $d(k)$  の代わりに  $\hat{d}(k) + u_{FF}(k)$  を使うことによって、間接的に  $Q \cdot d(k)$  を表すことができる。

$$\hat{d}(k) = Q \{d(k) - u_{FF}(k) - \xi(k)\} \quad (3.13)$$

$$Q \cdot d(k) = \hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k) + Q \cdot \xi(k) \quad (3.14)$$

ただし、式 (3.14) を使うことによって、同定される伝達特性はローパスフィルタ  $Q$  が付加された伝達特性が得られてしまう。そこで、入出力の関係を正しく補正するために入力信号  $sensor(k)$  にローパスフィルタ  $Q$  を付加させ、式 (3.4) の代わりに式 (3.16) を ARX モデルを表すときの入出力信号とする。

$$\begin{aligned} \varphi(k)' &= [-Q \cdot d(k-1), \dots, -Q \cdot d(k-N_a), \\ &\quad Q \cdot sensor(k-1), \dots, Q \cdot sensor(k-N_b)]^T \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} &= [-\hat{d}(k-1) - Q \cdot u_{FF}(k-1), \dots, -\hat{d}(k-N_a) - Q \cdot u_{FF}(k-N_a), \\ &\quad Q \cdot sensor(k-1), \dots, Q \cdot sensor(k-N_b)]^T \end{aligned} \quad (3.16)$$

### 3.3 センサからトルク等価外乱までの伝達特性の同定

#### 3.3.1 オフライン同定とオンライン同定

本論文のように同定伝達特性モデルを ARX モデルのような線形回帰モデルとしたときには式 (3.5) より  $d(k)$  の 1 段先予測値  $\bar{d}(k|\nu)$  は式 (3.17) のように表される。

$$\bar{d}(k|\nu) = \nu^T \varphi(k) \quad (3.17)$$

このとき実際の伝達特性出力  $d(k)$  との予測誤差  $\varepsilon(k, \nu)$  は式 (3.18) で与えられる。

$$\varepsilon(k, \nu) = d(k) - \nu^T \varphi(k) \quad (3.18)$$

この線形回帰モデルに対して、最小二乗法を適用すると、パラメータ推定のための評価規範は次式 (3.19)、(3.20) のようになる。

$$J_N(\boldsymbol{\nu}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k, \boldsymbol{\nu}) \quad (3.19)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \{d(k) - \boldsymbol{\nu}^T \boldsymbol{\varphi}(k)\}^2 \quad (3.20)$$

オフライン同定においては  $k = 1 \sim N$  に対して評価規範が最小になるようにパラメータ決定が行われる。しかし、この問題を解くためには大量のデータ処理、逆行列演算を行わなければならないので、小規模な計算機システムでは実装化が難しい場合が多い。そこで、本論文ではオンライン同定による最小二乗法を適用する。ただし、大規模な計算機システムを使用できる場合、また推定パラメータ  $\boldsymbol{\nu}$  を各周波数で現実システムと等しくできるだけ大量に使用できる場合はその限りではない。

### 3.3.2 オンライン同定手法のパラメータ更新式

最小二乗法ではパラメータ更新式に幾つかの手法があるので、各手法の性質とパラメータ更新式を示す。

#### 通常最小二乗法によるパラメータ更新式

通常最小二乗法のパラメータ更新式を式 (3.21) に示す。同定伝達関数の入出力信号  $\boldsymbol{\varphi}(k)$  とパラメータ  $\boldsymbol{\nu}$  より一段先予測値は  $\boldsymbol{\nu}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)$  と表されるので、その誤差  $\varepsilon(k) = d(k) - \boldsymbol{\nu}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)$  を最小にするようにパラメータ  $\boldsymbol{\nu}$  が決定されていく。パラメータ推定のための評価規範は式 (3.22) のように表される。ここで、 $\Gamma(k)$  は最小二乗法で用いられる共分散行列を示す。

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\nu}}(k) &= \hat{\boldsymbol{\nu}}(k-1) + \frac{\Gamma(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{1.0 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\Gamma(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \varepsilon(k) \\ \varepsilon(k) &= y(k) - \hat{\boldsymbol{\nu}}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k) \\ \Gamma(k) &= \Gamma(k-1) - \frac{\Gamma(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\Gamma(k-1)}{1.0 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\Gamma(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$J_N(\boldsymbol{\nu}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k, \boldsymbol{\nu}) \quad (3.22)$$

#### 忘却係数付きの最小二乗法によるパラメータ更新式

忘却係数付きの最小二乗法のパラメータ更新式を式 (3.23) に示す。時変システムのパラメータ推定を行う場合には過去のデータを指数的に忘却する方法が有効である。忘却係数付きの最小二乗法では現時刻より  $\tau$  サンプル前の観測値に対して  $\lambda^\tau$  の重みをかけるパラメータ更新式であり、設計者は  $\lambda$  により忘却の程度を任意に決めることができる。通常最小

二乗法に対して忘却係数付きの最小二乗法の評価規範は、式 (3.24) のように表すことができる。

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\nu}}(k) &= \hat{\boldsymbol{\nu}}(k-1) + \frac{\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}\boldsymbol{\varepsilon}(k) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k) &= y(k) - \hat{\boldsymbol{\nu}}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k) \\ \boldsymbol{\Gamma}(k) &= \frac{1}{\lambda}\left\{\boldsymbol{\Gamma}(k-1) - \frac{\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}\right\}\end{aligned}\quad (3.23)$$

$$I_N(\boldsymbol{\nu}) = \sum_{k=1}^N \lambda^{N-k} \varepsilon^2(k, \boldsymbol{\nu}) \quad (3.24)$$

### 固定トレース法によるパラメータ更新式

固定トレース法によるパラメータ更新式を式 (3.25) に示す。固定トレース法の性質を端的に述べると忘却係数付きの最小二乗法のパラメータ更新式の忘却係数を可変にした手法である。 $\lambda(k)$  に関する更新式によって、 $\boldsymbol{\varphi}(k)$  の大きさにより忘却係数の大小が決定される。

忘却係数付きの最小二乗法では同定に用いられる信号が小さなものであっても、その信号を基に一定の忘却係数  $\lambda$  でパラメータが更新されるが、固定トレース法では式 (3.25) のように  $\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)$  の大きさにより、パラメータ同定に有効である信号の場合 (入出力信号のノルムが大きい場合) には忘却係数を小さくすることによって過去情報を捨て、積極的にパラメータ更新を行う。また、設計者は  $\text{tr}\boldsymbol{\Gamma}(0)$  により、忘却のしやすさを任意に決めることができる。固定トレース法の評価規範は、式 (5.9) のように表すことができる。

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\nu}}(k) &= \hat{\boldsymbol{\nu}}(k-1) + \frac{\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{1.0 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}\boldsymbol{\varepsilon}(k) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k) &= y(k) - \hat{\boldsymbol{\nu}}^T(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k) \\ \boldsymbol{\Gamma}(k) &= \frac{1}{\lambda(k)}\left\{\boldsymbol{\Gamma}(k-1) - \frac{\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)}{1.0 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}\right\} \\ \lambda(k) &= 1.0 - \frac{\|\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\|^2}{1.0 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\Gamma}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \frac{1}{\text{tr}\boldsymbol{\Gamma}(0)}\end{aligned}\quad (3.25)$$

$$I'_N(\boldsymbol{\nu}) = \sum_{k=1}^N \lambda(k)^{N-k} \varepsilon^2(k, \boldsymbol{\nu}) \quad (3.26)$$

## 3.4 外乱抑圧入力的设计法

本節では前節で同定された伝達関数を用いてどのように外乱抑圧入力を設計するのか述べる。通常は伝達関数を同定するとき使用される信号と同じ信号を用いることによって、同定する伝達特性の一段先予測値を計算するが、本論文では外乱が直接観測できないことから通常の計算方法とは異なる計算を用いて一段先予測値を計算する方法を提案する。

式 (3.1) の離散時間 ARX モデルにおいて時刻  $(k-1)$  までに測定された入出力データに基づいた出力  $d(k)$  の一段先予測値  $\bar{d}(k|\boldsymbol{\nu})$  は式 (3.28) で表される。



$$\bar{d}(k|\boldsymbol{\nu}) = B(z^{-1})sensor(k) + \{1 - A(z^{-1})\}d(k) \quad (3.27)$$

$$= \boldsymbol{\nu}^T \boldsymbol{\varphi}(k) \quad (3.28)$$

したがって、同定する伝達関数の入出力が全て観測できる場合には一段先予測値は容易に計算可能である。ただし、第3.2.2節で述べたように、センサから外乱までの伝達特性においては伝達特性の出力  $d(k)$  は観測することができないので、以下に幾つかの手法による外乱抑圧入力的设计法を述べる。

### 3.4.1 オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法

式(3.14)のようにオブザーバを用いることによってシステムに加わる外乱  $d(k)$  は  $Q \cdot d(k) = \hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)$  と間接的に表現することができる。そこで  $\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)$  を式(3.28)に代入することによって、外乱抑圧入力を計算する。

$$u_{FF,1}(k|\boldsymbol{\nu}) = \hat{B}(z^{-1})sensor(k) + \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}Q \cdot d(k) \quad (3.29)$$

$$= \hat{B}(z^{-1})sensor(k) + \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}\{\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)\} \quad (3.30)$$

このとき理想の外乱抑圧入力に対して、外乱信号を用いる設計部分  $\{1 - \hat{A}(z^{-1})\}d(k)$  はローパスフィルタ  $Q$  が付いてしまっているので、加速度信号を用いて設計する部分  $\hat{B}(z^{-1})sensor(k)$  にもローパスフィルタを付けた外乱抑圧入力  $u_{FF,2}(k|\boldsymbol{\nu})$  が考えられる。以後解析には式(3.31)で表される外乱抑圧入力を用いる。

$$u_{FF,2}(k|\boldsymbol{\nu}) = \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}\{\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)\} + Q \hat{B}(z^{-1})sensor(k) \quad (3.31)$$

### 3.4.2 同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法

上記に示した外乱抑圧入力的设计法はオブザーバの外乱推定値を利用するために設計が複雑になってしまう欠点がある。そこで、異なる設計手法で外乱抑圧入力を設計する方法を提案する。

同定する伝達特性の現実システムと ARX モデルの関係は図 3.3 のようになる。同定が上手く行われているときには図 3.3 中  $y(k) \approx \bar{y}(k)$  と近似することができる ( $d(k) \approx u_{FF}(k)$ ) ので、理想の一段先予測値 (3.28) の  $d(k)$  に同定伝達関数の出力  $u_{FF}(k)$  を代入することで外乱抑圧入力を設計する。

$$u_{FF,3}(k|\boldsymbol{\nu}) = \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}u_{FF}(k) + \hat{B}(z^{-1})sensor(k) \quad (3.32)$$

### 3.4.3 外乱抑圧入力の違いによる同定誤差の影響

現実システムに対して ARX モデルの伝達関数は分母分子有限の離散伝達関数になってしまう。したがって、実際のシステムと ARX モデルを比較すると低次元化している分、明らかにプラント誤差を生じてしまう。そこで、本節では前節で紹介した外乱抑圧入力的设计法ごとにプラント誤差の影響を考察する。

表 3.1: 外乱抑圧入力設計法の比較

	外乱推定値利用	伝達関数出力利用
$u_{FF}(k)$	$(1 - \hat{A}(z^{-1}))(\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k))$ $+ Q \cdot \hat{B}(z^{-1})sensor(k)$	$(1 - A(z^{-1}))u_{FF}(k)$ $+ \hat{B}(z^{-1})sensor(k)$
$\hat{d}(k)$	$\frac{Q}{A+Q(1-\hat{A})}\{\Delta B \cdot sensor(k)$ $- \Delta A \cdot u_{FF}(k) - A\xi(k)\}$	$\frac{Q}{A}\{\Delta B \cdot sensor(k)$ $- \Delta A \cdot u_{FF}(k) - A \cdot \xi(k)\}$

オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力の設計法の場合

式 (3.13) に式 (3.31) を代入する。

$$\hat{d}(k) = Q\{d(k) - u_{FF}(k) - \xi(k)\} \quad (3.33)$$

$$A(z^{-1})\hat{d}(k) = Q\{B(z^{-1})sensor(k) - A(z^{-1})u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)\} \quad (3.34)$$

$$= Q[B(z^{-1})sensor(k) + \{1 - A(z^{-1})\}u_{FF}(k) - u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.35)$$

$$= Q[B(z^{-1})sensor(k) + \{1 - A(z^{-1})\}u_{FF}(k)$$

$$- \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}\{\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)\} - Q\hat{B}(z^{-1})sensor(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.36)$$

また、外乱抑圧入力の設計の際にオブザーバの推定値を使うことによってローパスフィルタ  $Q$  の影響がでてしまうが、その影響を近似的にないとみなすと、式 (3.36) は式 (3.37) のように式変形することができる。

$$\hat{d}(k) = \frac{Q}{A(z^{-1}) + Q\{1 - \hat{A}(z^{-1})\}}[\{B(z^{-1}) - \hat{B}(z^{-1})\}sensor(k)$$

$$- \{A(z^{-1}) - \hat{A}(z^{-1})\}u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.37)$$

さらに同定伝達関数の誤差  $A(z^{-1}) - \hat{A}(z^{-1}) = \Delta A$ 、 $B(z^{-1}) - \hat{B}(z^{-1}) = \Delta B$  と定義することによって、オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力は、式 (3.38) のように同定誤差の影響がでてしまうことがわかる。

$$\hat{d}(k) = \frac{Q}{A(z^{-1}) + Q\{1 - \hat{A}(z^{-1})\}}\{\Delta B \cdot sensor(k) - \Delta A \cdot u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)\} \quad (3.38)$$

同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法の場合

前節と同様に式 (3.13) に式 (3.32) を代入する。

$$\hat{d}(k) = Q\{d(k) - u_{FF}(k) - \xi(k)\} \quad (3.39)$$

$$A(z^{-1})\hat{d}(k) = Q\{B(z^{-1})sensor(k) - A(z^{-1})u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)\} \quad (3.40)$$

$$= Q[B(z^{-1})sensor(k) + \{1 - A(z^{-1})\}u_{FF}(k) - u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.41)$$

$$= Q[B(z^{-1})sensor(k) + \{1 - A(z^{-1})\}u_{FF}(k) - \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}u_{FF}(k) - \hat{B}(z^{-1})sensor(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.42)$$

$$= Q[\Delta B \cdot sensor(k) - \Delta A u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.43)$$

同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力は、式 (3.44) のように同定誤差の影響がでてしまうことがわかる。

$$\hat{d}(k) = \frac{Q}{A(z^{-1})}[\Delta B \cdot sensor(k) - \Delta A u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.44)$$

この外乱推定値 (3.38)、(3.44) は実際に加えられた外乱と外乱抑圧入力の差なので、この外乱推定値が小さいほど外乱抑圧性能は高い。式 (3.38)、(3.44) を比較することによって、現実プラントに対して同定伝達関数が近い場合、式 (3.44) の外乱の方が小さくなることがわかる。表 3.1 はオブザーバの推定値を用いる場合の外乱抑圧入力と同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力の比較結果を示す。

第 5 章では以上の設計方法について実際に外乱抑圧入力を設計し、同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧性能が高いことを実証する。

### 3.5 まとめ

本章では、センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計法を述べた。センサからの伝達特性をモデル化するために ARX モデルを取り上げ、オンライン同定によるパラメータ決定の方法について、通常最小二乗法による同定、忘却係数付きの最小二乗法、固定トレース法の同定方法を述べた。さらに外乱抑圧入力の設計法について幾つかの手法を述べ、外乱抑圧性能が高い制御入力の設計法を解析的に検証した。第 5 章では本手法を磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系に適用し、実際に磁気ディスク装置を振動させた時に、位置決め性能が向上することを実証する。

# 第4章 再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧

## 4.1 はじめに

本章では再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧の手法を述べる。この手法は図 4.1 のように外乱の未来値を予測する予測器を設計することによって、フィードバックの時間遅れをなくし、既存の外乱フィードバック制御器よりも高い外乱抑圧性能を得ることを目的とする。この予測器はセンサレスで推定した外乱時系列からカオス解析でよく用いられる再構成アトラクタを利用することで外乱のダイナミクスを表現し、そのダイナミクスを基に遅れ時間のない外乱を予測・抑圧する。図 4.1 中、 $ref$ 、 $output$ 、 $\hat{d}$  は指令値、出力、推定された外乱信号をそれぞれ表し、 $C$ 、 $P$ 、 $P_n$ 、 $Q$  はコントローラ、プラント、プラントのノミナルモデル、ローパスフィルタのブロック図をそれぞれ表す。

近年、多軸マニピュレータのような複雑な動力学が生じてしまうシステムでは外乱オブザーバを用いて各軸独立で制御することにより、従来の計算トルク法に比べて容易に高性能なサーボ系を実現することが可能になった [7][10]。しかし、外乱オブザーバはプラントへの入力と出力の差から外乱を推定して直接フィードバックするために、外乱の速さに対して十分速いサンプリングタイムで設計しないと加えられる外乱との時間のズレから不安定になってしまうという欠点があった。また、外乱オブザーバは外部から加わった外乱とプラント誤差を一括して推定する手法であるが、位置領域の周期外乱に焦点をあて、外乱オブザーバを利用して周期外乱の抑圧を行うという研究も報告されている [16]。

そこで、本研究では上記手法に対して、

- サンプリングタイムが長い場合にも外乱抑圧性能を低下させない。
- 周期外乱に限らずカオス的な挙動を示す外乱であっても、ダイナミクスを持つ外乱に対して予測・抑圧ができるようにする。

を改善することを目的として提案する非線形予測器の設計を行う。

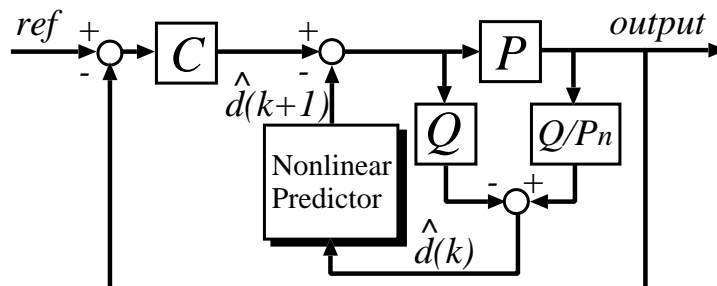


図 4.1: 非線形予測器を適用した外乱フィードバック制御系のブロック線図

本章では第 4.2 節に非線形予測器の設計法を述べる。第 4.2.1 節でアトラクタとは何か例を挙げて紹介し、第 4.2.2 節では実際にアトラクタを用いるための手段として再構成アトラクタについて述べる。そして、第 4.2.3 節で再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測法について述べる。

第 4.3 節では本手法をロボットマニピュレータ制御に応用し、マニピュレータ制御の際に障害となる遠心力やコリオリ力などの軸間干渉力を本手法によって予測・抑圧する方法を提案する。第 4.3.1 節ではマニピュレータの動力学を述べ、各軸に影響を与えてしまう干渉力を解析する。第 4.3.2 節では実際にマニピュレータ軸間の干渉力を外乱オブザーバによって推定し、再構成アトラクタを用いることによって未来値の予測を行う。また、第 4.3.3 節では第 4.3.2 節の結果より、外乱の未来値をフィードバックすることによって、外乱の抑圧を行い、本手法の有効性を検証する。

## 4.2 再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計

### 4.2.1 状態空間内のアトラクタについて

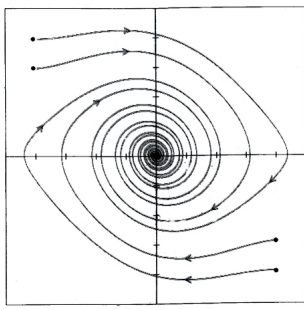
システム内部で自己発生する外乱またはダイナミクスを持つ外乱の予測手段として、カオス現象の解析に用いられるアトラクタを利用する [11]。

ある物理現象が  $D$  次元状態方程式 (4.1) で記述される場合、状態空間では状態変数ベクトル  $x$  はある瞬間の物理量の状態、状態変数ベクトルの軌跡は物理現象全体の状態を表し、定常的な現象は状態空間において安定な軌跡を描く。式 (4.1) 中、 $f$  は非線形状態方程式、 $g$  は出力方程式、 $y$  は観測される物理量を表す。

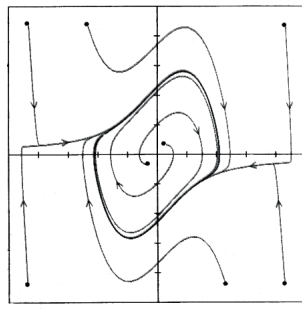
$$\begin{aligned}x(k+1) &= f(x(k)) \\ y(k) &= g(x(k))\end{aligned}\tag{4.1}$$

また、状態空間内の安定な軌跡の中でも特に近傍の軌跡さえも引き付ける軌跡をアトラクタと呼ぶ [12][13]。特にカオス的な挙動を示すランダムにみえる信号では、状態空間に投影することによって初期値に依存することなく幾何学図形を描くシステムが数多く存在する。そのため、カオス現象の解析ではこのような性質を利用し、アトラクタを描くことによってシステムの解析を行う。本研究ではこのようなアトラクタの性質を利用し、従来ランダム信号として制御することを諦めていた信号について制御することを目指し、非線形予測器の設計に利用する。また、もともとのシステムがカオス的な挙動を示さない場合、またアトラクタとして近傍の軌跡を引き付けられない場合であっても状態空間の軌跡がシステムのダイナミクスを表現するという性質を利用し、状態空間の軌跡を非線形予測器の設計に利用する。

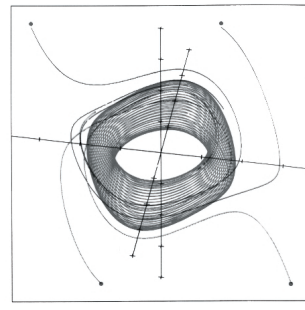
図 4.2 にカオス的な挙動を示さないシステムのアトラクタ、またカオス的な挙動を示すシステムのアトラクタの一例として図 4.3 に E.N.Lorenz 方程式、図 4.4 に O.E.Rössler 方程式、図 4.5 にダブルスクロールアトラクタの例を示す。図 4.2(a) は減衰振動、(b) は定常振動、(c) は複数の周波数がある場合の定常振動のアトラクタを表す。図 4.3、4.4、4.5 はそれぞれ低次元の数学モデルで表されたカオスモデルを表し、時系列上では一見ランダムに見えるシステムでもアトラクタ上では体系的な様相を表していることがわかる。図 4.3、4.4 中、 $(x, y, z)$  は状態変数を表し、 $(a, b, c)$  は定数項を表す。また、図 4.5 中、 $(v_{c1}, v_{c2}, i_L)$  は状



(a) 減衰振動



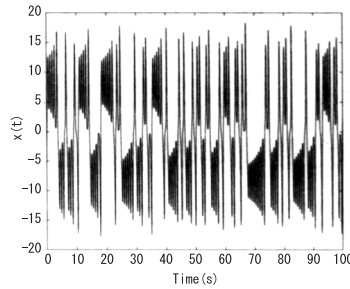
(b) 定常振動



(c) 複合振動

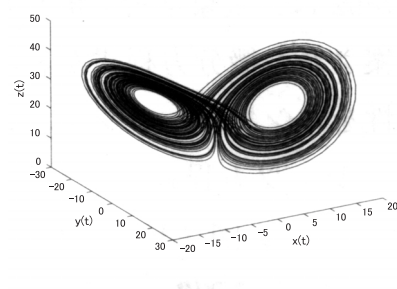
図 4.2: カオス的な挙動を示さない場合のアトラクタ

$$\begin{aligned}\dot{x} &= a(y - x) \\ \dot{y} &= xy - y + b \\ \dot{z} &= xy - cz\end{aligned}$$



(a) E.N.Lorenz 方程式

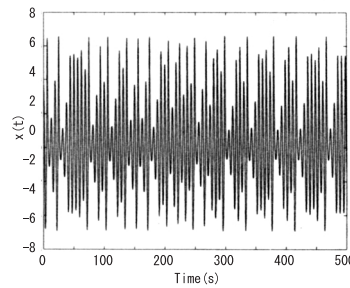
(b)  $x(t)$  の時系列



(c) E.N.Lorenz 方程式のアトラクタ

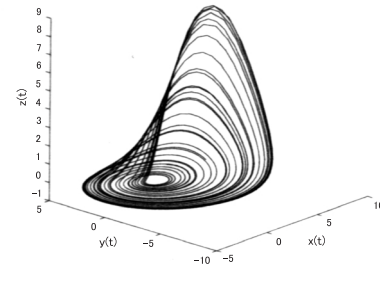
図 4.3: E.N.Lorenz 方程式の時系列とアトラクタ

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -y - z \\ \dot{y} &= x + ay \\ \dot{z} &= b + z(x - c)\end{aligned}$$



(a) O.E.Rössler 方程式

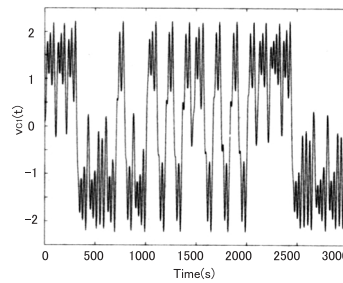
(b)  $x(t)$  の時系列



(c) O.E.Rössler 方程式のアトラクタ

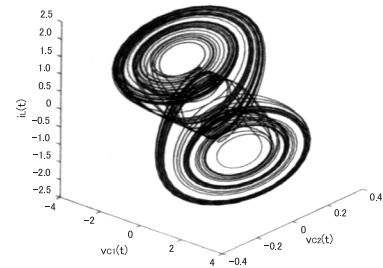
図 4.4: O.E.Rössler 方程式の時系列とアトラクタ

$$\begin{aligned}C_1 \dot{v}_{c_1} &= G(v_{c_2} - v_{c_1}) - g(v_{c_1}) \\ C_2 \dot{v}_{c_2} &= G(v_{c_1} - v_{c_2}) + i_L \\ L \dot{i}_L &= -v_{c_2}\end{aligned}$$



(a) ダブルスクロールアトラクタ

(b)  $v_{c_1}(t)$  の時系列



(c) ダブルスクロールアトラクタ

図 4.5: ダブルスクロールアトラクタの時系列とアトラクタ

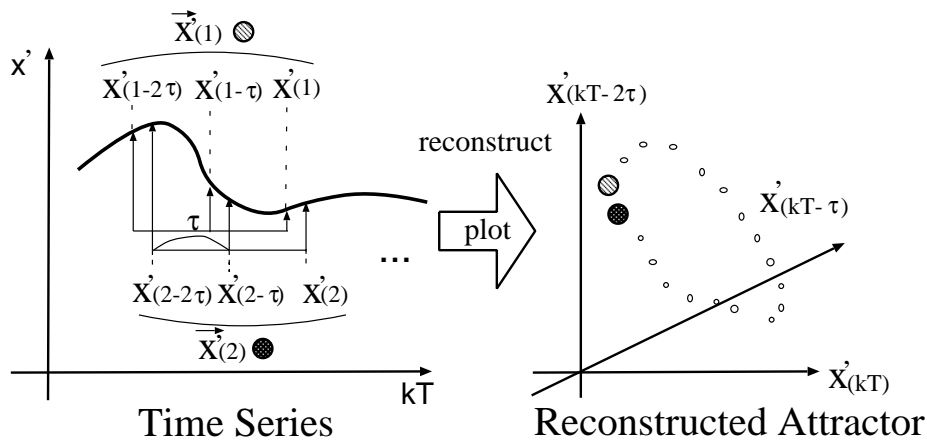


図 4.6: 遅れ座標系を用いた再構成アトラクタ

態変数を表し、 $(C_1, C_2, G)$  は定数項を表す。さらに、 $g(v_{c_1})$  は式 (4.2) で表される非線形関数を示し、式 (4.2) 中、 $(m_0, m_1, B_p)$  は定数項を示す。

$$g(v) = m_0 + \frac{1}{2}(m_1 - m_0)|v + B_p| + \frac{1}{2}(m_0 - m_1)|v - B_p| \quad (4.2)$$

#### 4.2.2 再構成アトラクタを用いたダイナミクス表現

前節で述べたアトラクタは状態方程式 (4.1) の状態変数ベクトル  $x$  の全ての要素が観測できると想定していたが、実際のシステムでは全ての要素を観測できるとは限らない。そこで、本節では  $x$  の一要素のみ観測できる場合に任意次元のベクトルを生成する方法を述べる。このベクトルは遅れ座標系ベクトルと呼び、このベクトルを用いて描かれたアトラクタを再構成アトラクタと呼ぶ。一次元時系列から再構成アトラクタを描く具体的な手段として、図 4.6 のように、 $D$  次元状態ベクトル  $x$  の一成分  $x_l$  から、式 (4.3) で表される時間遅れ  $\tau$  の  $q$  次元遅れ座標系ベクトル  $x'$  を構成する。

$$x'(k) = [x_l(kT), x_l(kT - \tau), x_l(kT - 2\tau), \dots, x_l(kT - (q - 2)\tau), x_l(kT - (q - 1)\tau)] \quad (4.3)$$

このように再構成された  $q$  次元遅れ座標系ベクトルは、もともとのシステムの次元  $D$  に対して、

$$q \geq 2D + 1 \quad (4.4)$$

を満たしていれば、 $x(k)$  と  $x'(k)$  は微分同相になっており、力学的な性質は保存されることが Takens によって示されている (埋め込み定理)[14]。ただし、式 (4.3) 中、遅れ座標系ベクトルの時間遅れ  $\tau$  は任意であるが、遅れ時間  $\tau$  の選び方によって再構成アトラクタの幾何学模様は大きく変わってくるので、その選び方は様々な手法が提案されている。また埋め込み定理によって、 $q \geq 2D + 1$  であれば、力学系が保存されることが保証されているが、 $q < 2D + 1$  であっても力学的な性質が保存されることもある。

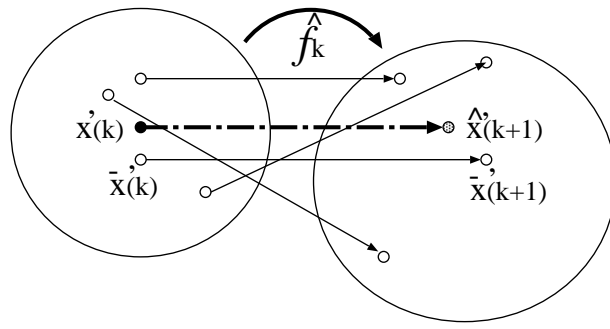


図 4.7: 次ステップ時の非線形予測

### 4.2.3 再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計

前節で述べた遅れ座標系ベクトル  $x'(k)$  を用いた再構成アトラクタは Takens の埋め込み定理によって、式 (4.5) で表される新たな状態方程式が再形成される。

$$\begin{aligned} x'(k+1) &= \hat{f}(x'(k)) \\ y(k) &= (1, 0, \dots, 0)x'(k) \end{aligned} \quad (4.5)$$

この新たな写像  $\hat{f}(x'(k))$  を求めることによって、 $x'(k)$  から  $x'(k+1)$  への予測が可能になるが、再構成アトラクタ上でも元々システムが持っているダイナミクスは保存されているので、直接  $\hat{f}$  を求めることは困難である。

そこで、再構成アトラクタ上で線形に状態変数ベクトルを予測するヤコビ法を利用する。図 4.7 のように再構成アトラクタ上で  $x'(k)$  の近傍に存在する  $N$  個のベクトルを用いてヤコビ行列  $A_k$  を構成し、このヤコビ行列  $A_k$ 、そして  $x'(k)$  の最も近傍にあるベクトル  $\bar{x}'(k)$  を用いて、線形な近似式 (4.6) により  $x'(k+1)$  の予測をする。また、本手法の比較対象として、式 (4.7) で表される一次線形近似による予測を扱う。

$$\hat{x}'(k+1) = A_k \{x'(k) - \bar{x}'(k)\} + \bar{x}'(k+1) \quad (4.6)$$

$$\hat{x}_l(k+1) = \frac{\partial f}{\partial x_l} \{x_l(k) - x_l(k-1)\} + x_l(k) \quad (4.7)$$

以下に非線形予測の具体的な順序を示す。

1. 予測したい時系列の再構成アトラクタを描く。
2. 現在の時系列  $x_l(k)$  を得る。
3. 過去情報から現時点  $x_l(k)$  を第一成分とした  $q$  次元の遅れ座標系ベクトルを生成する。
4. 再構成アトラクタの要素  $N_q$  個から近傍点  $N$  個を検索する。
5. 近傍点  $N$  個が次サンプル時に移動した点が求まる。
6. 近傍点が次サンプルにどのくらい移動したのかを示すヤコビ行列が求まる。
7. 式 (4.6) を用いて、次サンプル点での予測値を求める。



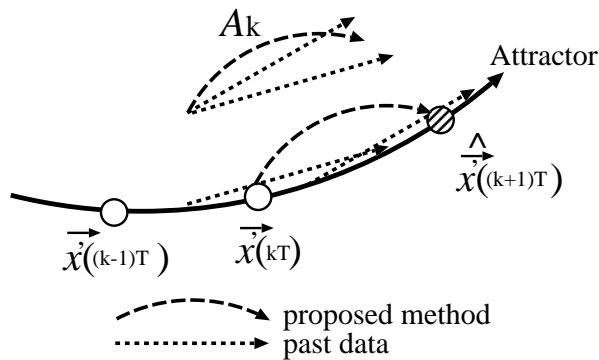


図 4.8: 再構成アトラクタ上における非線形予測

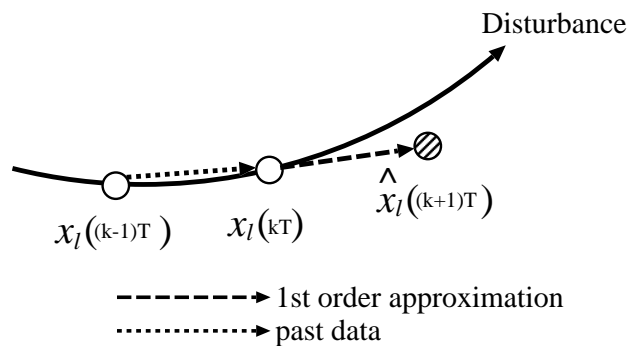


図 4.9: 外乱時系列上における一次線形近似による線形予測

ただし、非線形予測器上では実際にアトラクタを描くわけではなく、 $q$ 次元遅れ座標系ベクトルを  $N_q$  個並べたタイムテーブルを作成する。ここで、 $N_q$  個のベクトルとは再構成アトラクタを構成する要素の個数を示す。非線形予測はこのベクトル群の中から近いベクトルを検索して行うので、予測精度と構成要素の個数  $N_q$  はトレードオフの関係にある。また、同様に遅れ座標系ベクトルの次元  $q$  についても次元が高い程、システムのダイナミクスを保存しているといえるが、検索に時間がかかってしまうので、トレードオフの関係にあるといえる。

図 4.8、4.9 に再構成アトラクタ上における非線形予測、外乱時系列上における一次線形近似による線形予測の様子を示す。図 4.8 では、アトラクタ上で近くにあったベクトルからヤコビ行列を求め、非線形予測を行い未来値を求めているのに対して、図 4.9 では外乱の時系列上の過去情報から直線的に未来値を予測しているに過ぎないことがわかる。

## 4.3 多軸マニピュレータにおける非線形外乱の予測と抑圧

### 4.3.1 多軸マニピュレータのダイナミクスについて

本節では多軸マニピュレータの中でも最もシンプルな図 4.10 のような二重振り子を想定し、マニピュレータ間の干渉力の予測を行なう。マニピュレータの連続系の動力学方程式はラグランジュ方程式から式 (4.8) のように表される [15]。

$$J(\theta)\ddot{\theta} + c(\theta, \dot{\theta}) + g(\theta) = T_{in}$$

$$c(\theta, \dot{\theta}) = \dot{J}(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} (\dot{\theta}^T J(\theta) \dot{\theta}) \quad (4.8)$$

ここで、 $J(\theta)$ 、 $c(\theta, \dot{\theta})$ 、 $g(\theta)$ 、 $T_{in}$  はそれぞれ慣性行列、遠心力・コリオリ力の総和、重力、入力トルクを表す。また、二重振り子は式 (4.8) のような動力学方程式で表され、解の存在と一意性が保証された決定論的システムであるが、鋭敏な初期依存性を持つカオス力学系であるため、通常の予測では高い精度では予測できない [12]。それに対して本手法は再構成アトラクタを用いて非線形予測を行うので二重振り子のようにカオス的な時系列が観測されてもそのダイナミクスの存在によりアトラクタを描くことが可能である。

式 (4.8) で表される二重振り子のシステムに対して一軸関節に外乱オブザーバを設置し、一軸に加えられる二軸の干渉力トルク  $T_d$  を推定する。外乱オブザーバによって推定される

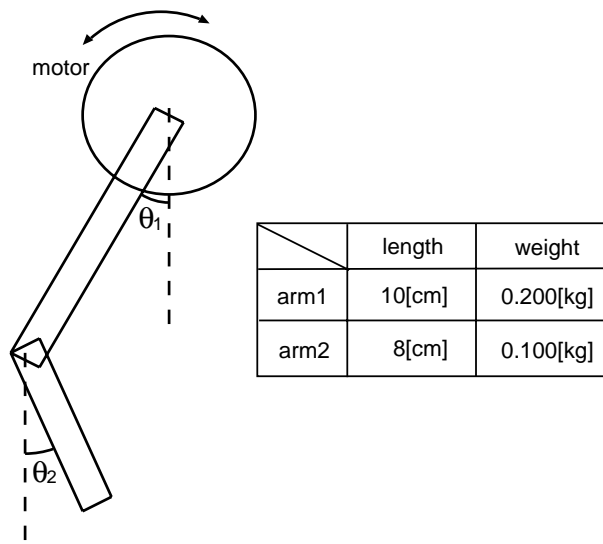


図 4.10: 二重振り子の構成図と各パラメータ

干渉トルク  $T_d$  は、式 (4.10) のように遠心力・コリオリ力、重力の他、慣性行列の対角成分以外の作用・反作用の力によって構成されている。また、現実には関節角度  $\theta$  に依存する動摩擦などモデル化が困難な非線形外乱が加わることが予想されるが、本節では考慮しない。ただし、本手法の再構成アトラクタ上では、このような非線形外乱があるダイナミクスに従うことから、実験等ではその影響も含めて予測が可能である。

$$\text{diag}J(\theta)\ddot{\theta} = T_{in} - T_d \quad (4.9)$$

$$T_d = \{J(\theta) - \text{diag}J(\theta)\}\dot{\theta} + c(\theta, \dot{\theta}) + g(\theta) \quad (4.10)$$

外乱オブザーバによって推定された推定外乱 (4.10) は  $\theta$  に関する非線形連続状態方程式だが、一軸関節角に加わる外乱  $T_{d,1}(k)$  は次ステップの外乱  $T_{d,1}(k+1)$  との間に式 (4.11) で表されるダイナミクスをもつと予想できる。

$$T_{d,1}(k+1) = \hat{f}_{d,1}(T_{d,1}(k)) \quad (4.11)$$

第 4.3.2、4.3.3 節では図 4.10 の二重振り子の第一関節に正弦波状の指令角度を与え PD コントローラによって制御を行い、第二関節には制御を施さないで式 (4.11) で表される外乱  $T_{d,1}$  を非線形予測器を用いて推定する。

### 4.3.2 再構成アトラクタを用いた外乱予測シミュレーション

図 4.10 の二重振り子の一軸関節角のみをサンプリングタイム 2[ms] で正弦波状の指令角度に追従させる。この時第一関節角に設置された外乱オブザーバによって推定された時系列から式 (4.3) の遅れ時間 60[ms] の遅れ座標系ベクトルを構成し、再構成アトラクタを描く。遅れ座標系ベクトルの次元は Takens の埋め込み定理に従うと多次元になってしまうので、3次元ベクトルとする。これにより、モデル化が困難な  $T_{d,1}$  の差分方程式 (4.11) の力学形が再構成アトラクタによって表現される。また、再構成アトラクタの構成要素数  $N_q$  はアトラクタ上での検索時間をないものと仮定し  $N = 1000$  点とし、ヤコビ行列の生成には近傍点  $N_q = 3$  点を用いた。

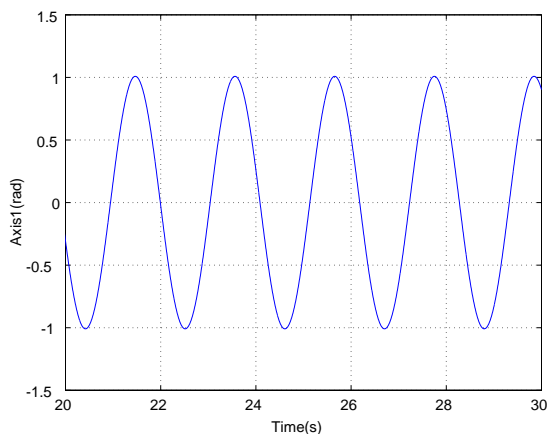


図 4.11: 一軸関節角  $\theta_1$  の時系列

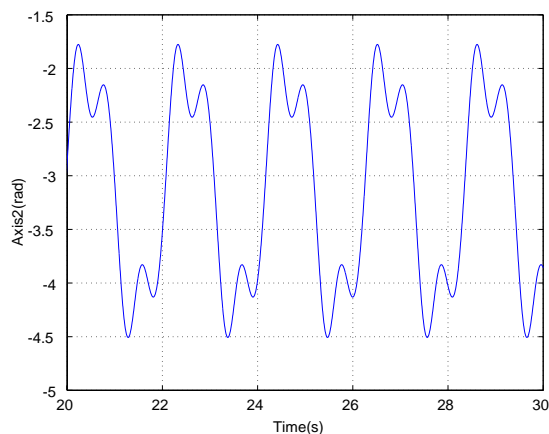


図 4.12: 二軸関節角  $\theta_2$  の時系列

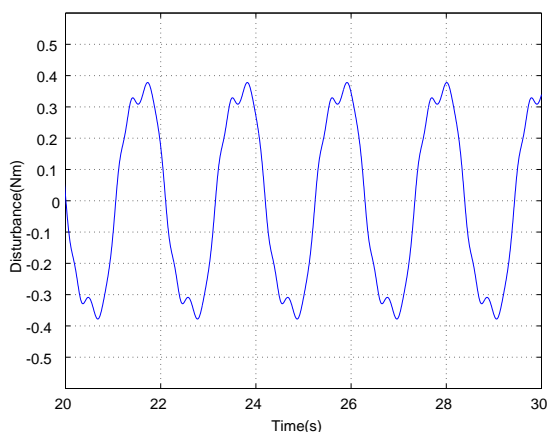


図 4.13: 外乱オブザーバによって推定された一軸の外乱時系列

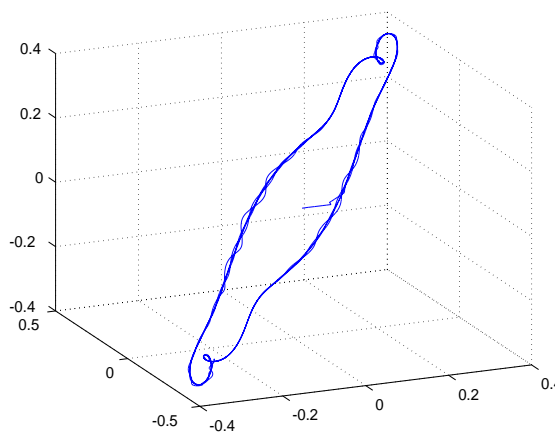


図 4.14: 一軸外乱時系列から得られた三元再構成アトラクタ

以上のようなシミュレーション条件の下、一軸関節角に式 (4.12) で表される正弦的な位置指令を与え、一軸関節角を外乱フィードバック + PD コントローラで制御した。そのとき観測される各軸関節角度の時系列は図 4.11、図 4.12 に示す。図 4.12 のように二軸は任意に動いてしまい、一軸に外乱を与えてしまう。また、二軸の干渉力によって発生する一軸関節角に対する外乱の時系列を図 4.13 に示す。

$$ref(t) = 1.0 \sin(\pi t) \quad (4.12)$$

本手法は最終的に外乱抑圧を目的とするが、外乱フィードバックにより関節角度が影響を受け、推定される外乱自体にも影響を受けてしまう。つまり、実際に外乱抑圧を行っているときには再構成アトラクタは時間と共に変化するが、本節では外乱が抑圧された状態での再構成アトラクタを想定し、外乱予測を行う。

図 4.11、4.12 から一軸を正弦波状に制御している時には、二軸は式 (4.8) で表される動力学に従って動いてしまい、一軸に図 4.13 のような外乱を与えていることがわかる。このような外乱は図 4.13 のような低周波の外乱であるときは問題になることはないが、速く変化するときには特に問題になる。そこで、本研究では図 4.13 の時系列から再構成アトラクタを構成し、一軸に加わる外乱を事前に予測する。

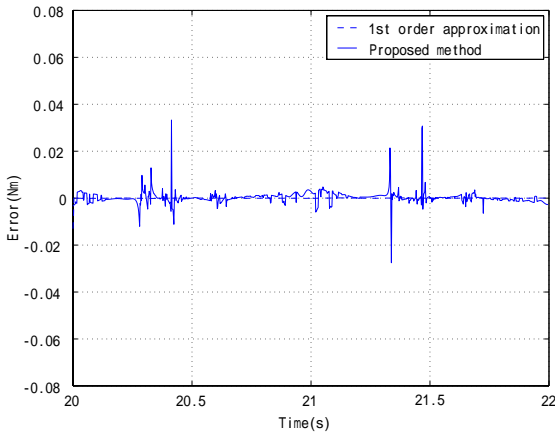


図 4.15: 提案手法と 1 次近似で得られた外乱の 1 サンプル先の予測値と真値の誤差

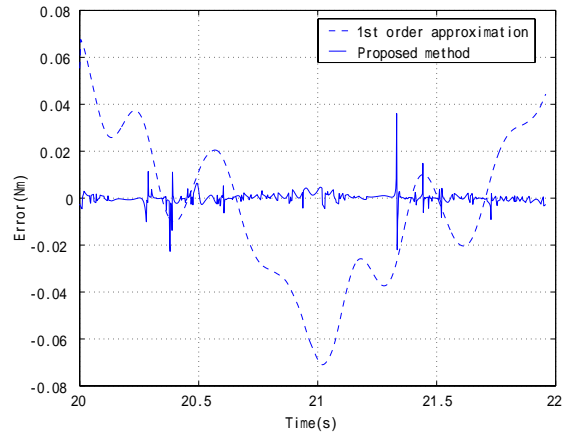


図 4.16: 提案手法と 1 次近似で得られた外乱の 20 サンプル先の予測値と真値の誤差

図 4.13 の一軸外乱時系列から次元 3、遅れ時間 60[ms] の遅れ座標系の再構成アトラクタを描くと、図 4.14 のようになる。この時系列をもとに一軸に加わる一サンプル先の外乱を式 (4.6) から予測する。推定される一軸関節角の外乱  $\hat{d}(k+1)$  に対して、一サンプル先で外乱オブザーバによって推定された外乱  $d(k+1)$  を真値としてその誤差を図 4.15 に示す。あわせて、式 (4.7) の一次線形近似によって予測された外乱予測値  $\hat{d}'(k+1)$  と外乱真値の誤差も図 4.15 に示す。

$$\hat{\mathbf{x}}'(k+1) = \mathbf{A}_k \{\mathbf{x}'(k) - \bar{\mathbf{x}}'(k)\} + \bar{\mathbf{x}}'(k+1) \quad (4.13)$$

$$\hat{x}_l(k+1) = \frac{\partial f}{\partial x_l} \{x_l(k) - x_l(k-1)\} + x_l(k) \quad (4.14)$$

また、同様に 20 サンプル先の外乱を提案手法、一次近似で予測した予測値と真値の誤差を図 4.16 に示す。

図 4.15、4.16 より、2[ms] という短い一サンプル先の予測をする際には、従来の一次線形近似による予測値の方が真値に近い予測をしていることがわかるが、従来の一次線形近似では線形に近似しているため、予測時間が伸びれば伸びるほど、その誤差は大きくなるのがわかる。これに対して、提案する再構成アトラクタを用いた予測手法では、予測ステップが伸びても予測の精度が落ちていないことがわかる。これは外乱である干渉力があるダイナミクスをもって変化しているために、そのダイナミクスの再現が保証されている再構成アトラクタを用いた予測がその変位に対して柔軟に対応しているからと理解できる。

したがって、プラントの制限によってサンプリングタイムを短くできないシステムや高周波な外乱によって 1 次線形近似では良い精度が出せないシステムにはより有効に予測が可能になると考えられる。

### 4.3.3 再構成アトラクタを用いた外乱抑圧シミュレーション

前節の外乱予測シミュレーションより再構成アトラクタを用いた非線形予測器が従来の一次線形近似の外乱予測よりも正確に予測できることが示された。本節では再構成アトラクタを用いた非線形予測器を実際に制御系に適用することにより、従来の外乱オブザーバより高性能な外乱抑圧性能がえられることを示す。

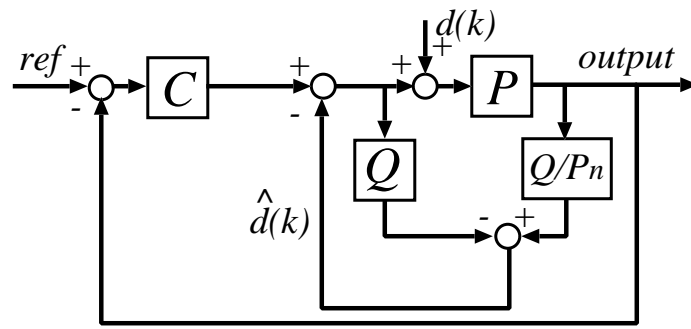


図 4.17: 通常の外乱オブザーバによって推定された外乱フィードバック + PD コントローラのブロック線図

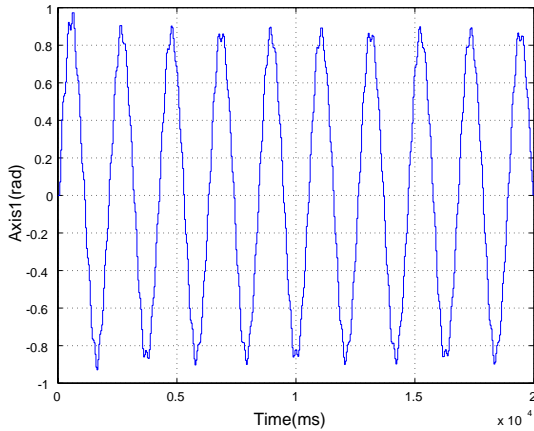


図 4.18: 通常の外乱フィードバックを行った場合の一軸角度の時系列

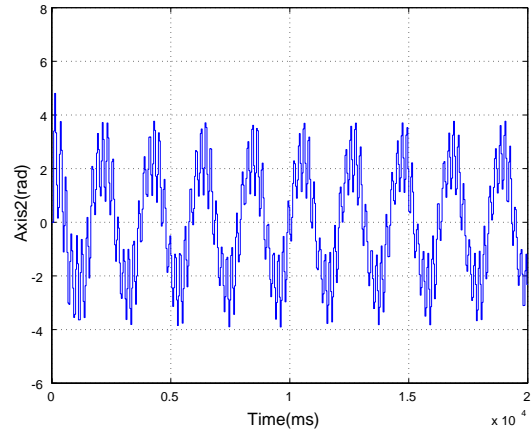


図 4.19: 通常の外乱フィードバックを行った場合の二軸角度の時系列

前節と同様に二重振り子の一軸に正弦的な指令角度を与え、外乱フィードバックと PD コントローラによって制御を行う。サンプリングタイムは 40[ms] とし、ローパスフィルタ・PD コントローラ共に 40[ms] のサンプリングタイムで tustin 変換することによって、離散コントローラを設計した。また、二軸は制御を施さないで、動力学方程式に従い自由に動き周り、一軸に対して外乱を与えてしまう。

この外乱を予測するために提案手法では図 4.1 のような再構成アトラクタを用いた非線形予測器を外乱抑圧制御系に適用し、フィードバックによる時間遅れをなくすことを目的とする。また、シミュレーションでは、同様に設計された PD コントローラに対して、以下に挙げる外乱フィードバックで制御を施した結果を示す。

- 通常の外乱オブザーバによって推定された外乱フィードバック + PD コントローラ (図 4.17)
- 一次線形近似によって予測された外乱値のフィードバック + PD コントローラ (図 4.20)
- 非線形外乱予測を行った外乱値のフィードバック + PD コントローラ (図 4.1)

の制御比較を行う。

図 4.18、4.19 に通常の外乱オブザーバに推定された外乱推定値をフィードバックした場合の一軸の角度時系列、二軸の角度時系列を示す。

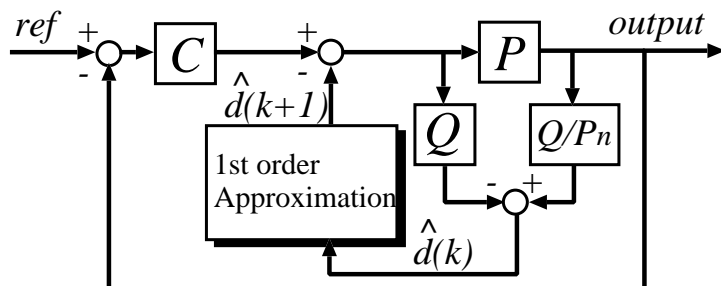


図 4.20: 一次線形近似によって予測された外乱値のフィードバック + PD コントローラのブロック線図

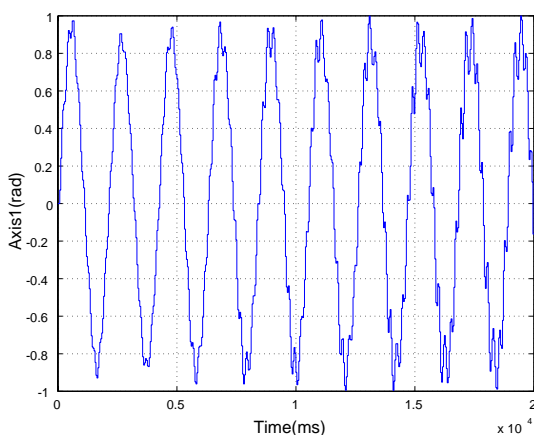


図 4.21: 一次線形近似の外乱予測値をフィードバックした場合の一軸角度の時系列

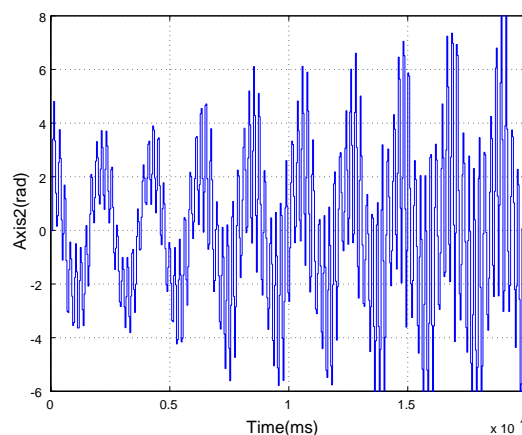


図 4.22: 一次線形近似の外乱予測値をフィードバックした場合の二軸角度の時系列

外乱オブザーバの外乱推定値をフィードバックした場合にはフィードバックの際に遅れ時間が生じてしまうので、一軸は正弦に対してずれた軌道になってしまうことがわかる。特に、一軸が折り返すときには二軸の影響を受け、一軸は振動的な挙動を示している。つまり、二軸の動きによって生じてしまう動力学は完全には抑圧することができない。また、二重振り子は一般的にカオス的な挙動を示すものとして扱われ、図 4.19 の二軸角度の動きからもその様子が理解できる。

通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値をフィードバックする場合に対して図 4.20 に示すように一次線形近似によって一ステップ先を予測した外乱予測値をフィードバックする場合の一軸角度時系列、二軸角度時系列を図 4.21、4.22 に示す。

ただし、図 4.21、4.22 とともに後述する提案手法との比較をするために  $0 \sim 400$ [ms] は通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値を予測なしでフィードバックしている。したがって、 $0 \sim 400$ [ms] は図 4.18、図 4.19 と同様の結果となっている。 $400$ [ms] 以降では、式 (4.14) のような予測計算式で予測した外乱値をフィードバックしている。図 4.21 より一次線形近似による外乱予測値は実際に加わる外乱と異なるために図 4.18 に示す通常の外乱のフィードバックした制御結果より悪くなる。さらに一軸が振動的になることから二軸に悪影響を与えることになり、悪循環が生じ図のような制御結果が得られると考えられる。

図 4.23、4.24 に本論文で提案する非線形予測を行った外乱値をフィードバックした場合

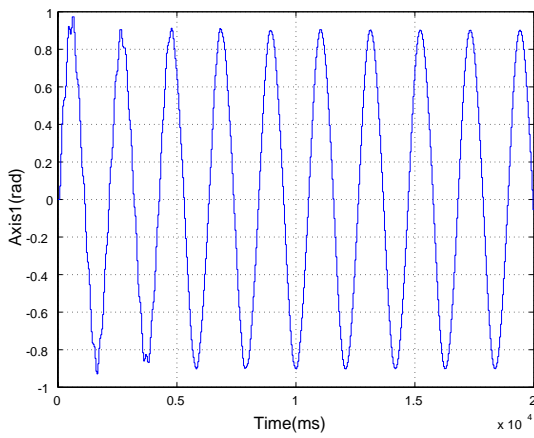


図 4.23: 提案手法の外乱予測値をフィードバックした場合の一軸角度の時系列

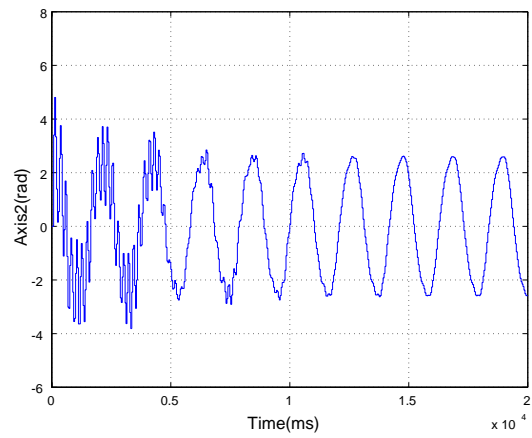


図 4.24: 提案手法の外乱予測値をフィードバックした場合の二軸角度の時系列

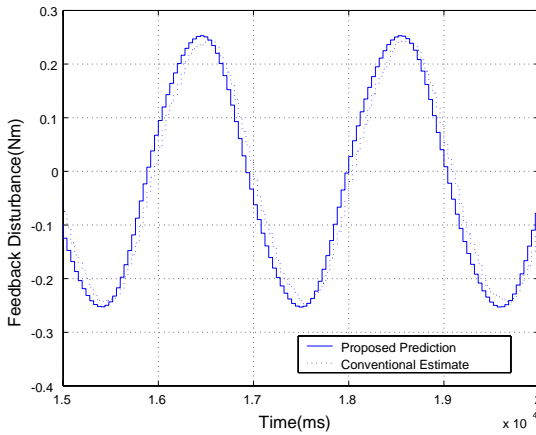


図 4.25: 通常の外乱オブザーバと提案手法のフィードバックした外乱値の比較

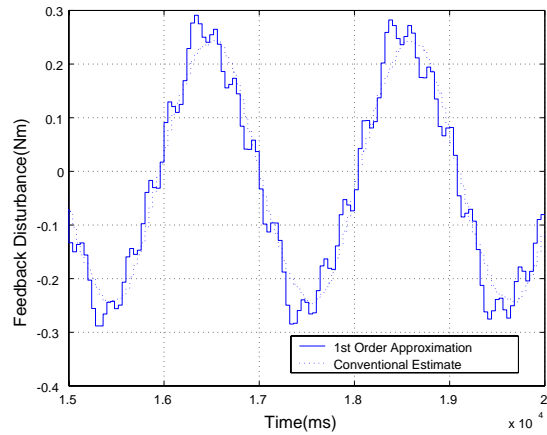


図 4.26: 通常の外乱オブザーバと一次線形近似のフィードバックした外乱値の比較

の一軸の角度時系列、二軸の角度時系列を示す。このときの再構成アトラクタは  $N_q = 100$  点によって構成され、ヤコビ行列の近傍点の検索は  $N = 3$  とし、遅れ時間 2 ステップタイム (80[ms]) のものを利用している。再構成アトラクタを構成するために 0 ~ 400[ms] は予測することができないので、通常の外乱オブザーバの外乱推定値をフィードバックしている。そのため、各図は 0 ~ 400[ms] の間は図 4.18、図 4.19 と同様の結果になっている。

再構成アトラクタを用いて非線形外乱を予測すると二軸の動きによって一軸に加えられる外乱は二重振り子のダイナミクスに従って予測される。したがって、遅れ時間は存在せず、高い外乱抑圧性能が得られていることがわかる。また、図 4.24 から一軸のみならず、二軸の動きも安定化されていることがわかる。これは作用・反作用の関係で一軸が安定化されることで二軸の動きも安定化しているためだと考えられる。

前節でも述べたように再構成アトラクタは現在の時刻に対して近い時刻の時系列によって遅れ座標系ベクトルが形成されるために徐々にその軌跡を変えていく。つまり安定化すればより正確に外乱の予測値も精度が上がっていくと理解される。

また、図 4.25、4.26 に各手法においてフィードバックしている外乱値の時系列を示す。図 4.25 では、提案手法の外乱予測値は通常の外乱オブザーバの外乱推定値に比べて、時間遅れのない外乱推定値になっていることがわかる。さらに、通常の外乱オブザーバの外乱推定

値は二軸の動きのために振動的な外乱になっているが、提案手法の外乱予測値は二軸が振動的でないために滑らかな外乱予測値になっている。逆に、図 4.26 に一次線形近似によって予測された外乱予測値は通常の外乱オブザーバの外乱推定値よりもさらに振動的になっている。これは、外乱予測値が実際と異なっているために、一軸の動きが乱れ、さらに二軸の動きも乱れることによって、悪循環が生じ、外乱抑圧が上手く行われていないからだと考えられる。

以上の結果から、再構成アトラクタを用いた非線形予測器は時間遅れなく外乱をフィードバックすることができるために長いサンプリングタイムの場合にはより高い外乱抑圧性能が得られると結論付けられる。

## 4.4 まとめ

本章では、再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧の手法を提案した。本手法はカオス解析で用いられる再構成アトラクタを用いて、外乱時系列から外乱値を予測し、抑圧に利用する手法である。さらに、ロボットマニピュレータの干渉力の予測に適用し、二重振り子を用いたシミュレーションでは、推定された外乱からアトラクタを再構成し、一サンプルタイム先さらには二十サンプルタイム先の外乱を予測することに成功した。

また、二重振り子の一軸を位置制御するシミュレーションでは、一軸に加えられる外乱を予測し、抑圧することに成功した。さらに本手法では、一軸の安定化とともに二軸の動きも安定化することに成功した。

以上のシミュレーションにより、本手法が非線形外乱の予測と抑圧に対して十分有効であるといえる。



# 第5章 磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用

## 5.1 はじめに

本章では第3章、第4章で述べた外乱抑圧手法をそれぞれ磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系へ適用し、従来の制御系に対して外乱抑圧性能が向上することを実証する。

第5.2節では磁気ディスク装置について制御に関する特徴、一般的な位置決め制御系との違いを述べ、第5.3節でセンサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器を磁気ディスク装置に適用する。第5.3節では実際に磁気ディスク装置を振動させ、第3章で述べた同定手法、外乱抑圧入力的设计法の中でより高性能になる手法を述べる。また、外乱振動を単一周波数成分、複数周波数成分と変化させたときの外乱抑圧性能を示し、本手法を実際に磁気ディスク装置に実装することが可能であることを実証する。

さらに第4章で提案した再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧を磁気ディスク装置のディスク回転同期外乱、非同期外乱の予測・抑圧に適用することを目指し、モデル化が困難なディスク外乱のダイナミクスを再構成アトラクタを用いて推定し、外乱の予測・抑圧に利用することを考える。

## 5.2 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系への適用

### 5.2.1 磁気ディスク装置位置決め制御系の特徴

磁気ディスク装置は1956年にIBMによって開発されて以来、コンピュータの外部記憶装置として大きく発展し続けている。特にここ数年の性能向上は目を見張るものがあり、図5.2に示すように記憶密度は年率100%で向上し、他の情報記憶装置を凌駕している[4]。このため、単位ビットあたりのコストも低く、磁気ディスク装置は今後も高い需要を維持していくと考えられる。しかし、こうした性能向上の影には記憶密度の向上に加えて高精度に追従するヘッドの位置決め制御系の高性能化が必要不可欠である。そこで、本節では磁気ディスク装置における位置決め制御系の特徴について述べる。

磁気ディスク装置の外観を図5.1に示す。データの記録されているディスクはスピンドルモータによって一定速度で回転し、記録再生・書き込みのためのヘッドはスライダと呼ばれる浮上機構によってディスク面に対して十数ナノメートルの距離を保って浮上し、スライダはサスペンションによって支持されている。また、サスペンションはキャリッジに取り付けられ、回転軸の反対側にあるボイスコイルモータと呼ばれるリニアDCモータによって駆動、揺動運動をする。この動きによって、ヘッドはディスク面上の目標データトラックに移動・位置決めすることができる。

磁気ディスク装置の位置決め制御系は記録再生・書き込み時、記録トラック検索時によっ

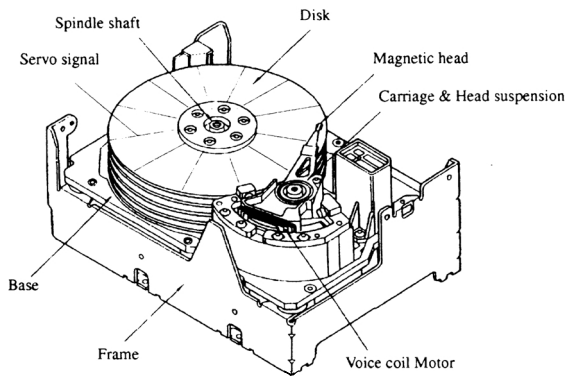


図 5.1: 磁気ディスク装置の概観図

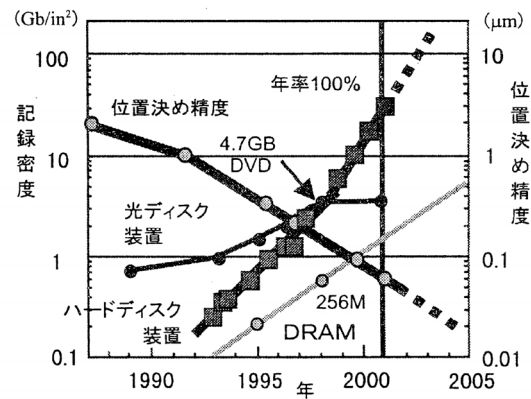


図 5.2: 磁気ディスク装置の記録密度の動向

て異なる制御要求に対応しなくてはならない。そこで、複数の制御器を用意することによって、目的にあった制御器を切替えて使用する。

- シークモード

⇒ 記録検索時に現在のトラック位置から目標トラックまで高速に移動する。

現在のトラック位置から目標トラックまで高速に移動するモードである。磁気ディスク装置のシーク時間(トラック間移動時間)を減らすために Bang-Bang 波形に近い最大加速最大減速が求められるが、長距離シーク、短距離シークによって電源の飽和を考慮する必要があり、シークモード内でもいくつかの制御器をスイッチすることがある。通常、速度制御を行うため、外乱や特性変動に対してロバスト性はないが、安定性が高く、目標トラックまでの残り距離に応じて目標速度軌道を生成する機構が使われることが多い。

- フォロイングモード

⇒ 記録再生・書き込み時に目標トラックに高精度位置決めする。

現在の目標トラックに高精度位置決めをするモードである。シークモードによって目標トラックに移動後、記録再生・書き込みをするためにヘッドを目標トラックに追従させる。外乱や特性変動に対してロバスト性が要求され、制御器にとっての指令値はディスクの揺動によるズレも含めて目標トラックの中心となる。

### 5.2.2 一般的な位置決め制御系と磁気ディスク装置位置決め制御系の違い

本節では前節で述べた磁気ディスク装置位置決め制御系のフォロイングモードに第3章、第4章で述べた外乱抑圧手法を適用する際の問題点を述べる。

一般的な位置決め制御系では、エンコーダのような位置センサが付いているので、モータ角度などの位置情報は絶対座標系で正確に観測することができる。しかし、磁気ディスク装置においてはデータが書かれている目標トラックに対する相対位置が重要であり、ディスク自体高速で回転しているためにヘッドが追従すべき目標トラックは微小な揺動を繰り返している。そのため、磁気ディスク装置ではディスクに書かれた位置誤差信号をヘッドが読み込むことによって、目標位置との誤差を観測する方式がとられている。現在では特にデータトラックの間に一定間隔で位置信号を埋め込み(図 5.3)、ヘッド自身が記録再生・書

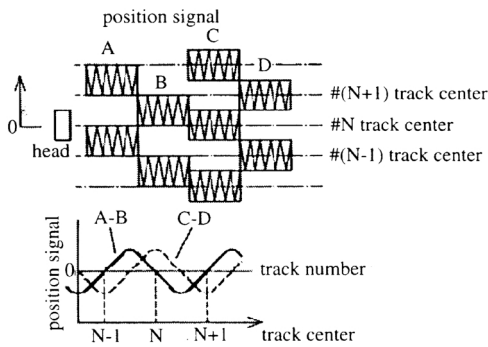


図 5.3: データ面サーボ方式の概念図

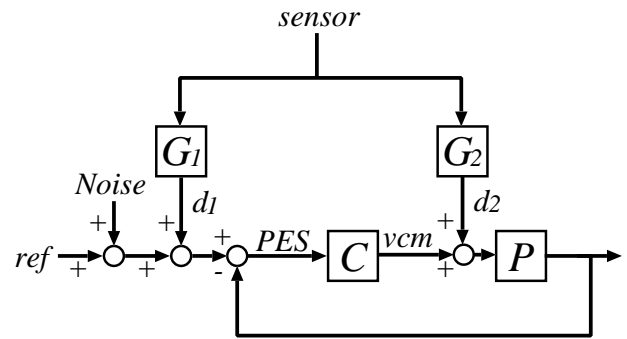


図 5.4: 磁気ディスク装置位置制御系に外部振動が印加された際のブロック線図

き込みのみならず、自身の位置まで読み込んで制御器へのフィードバックをしている。このとき観測される位置誤差信号を  $PES$  (Position Error Signal) と呼ぶ。

以上に挙げた磁気ディスク装置位置決め制御系の特徴は、一般的な位置決め制御系ではプラントからの出力が観測できないことを意味し、ヘッドが読み込む相対位置は、指令値との誤差のみ観測できることを意味する。また、このような位置決め制御系の性質から外部振動の影響についても制御目的が絶対座標に対する高精度化ではなくディスク上のトラックに対するヘッドの相対位置の高精度化であるために外乱のディスクに対する影響、アームに対する影響をそれぞれ考慮しなくてはならない。

さらに、磁気ディスク装置はディスクが絶えず高速回転していることから、ディスクの回転軸のずれや流体力学的な外乱などの揺動が絶えず制御系に加えられる。この外乱はディスクの回転周波数に同期している外乱を  $RRO$  (Repetitive RunOut)、同期していない外乱を  $NRRO$  (Non-Repetitive RunOut) と呼び、このような外乱が絶えず印加されていることを考慮しなくてはならない。

図 5.4 に磁気ディスク装置に外部振動が加えられたときのブロック線図を示す。上記に示した通り、外部振動はディスク、ヘッドにそれぞれ悪影響を及ぼす。このとき、加速度センサからディスクへの外乱  $d_1$  の伝達関数を  $G_1$ 、加速度センサからヘッドまでの外乱  $d_2$  までの伝達関数を  $G_2$  と定義する。また、図 5.4 中、 $PES$ 、 $Noise$ 、 $ref$ 、 $vcm$  は目標トラックとヘッドの相対位置、 $RRO$ ・ $NRRO$  などのディスク上で発生する外乱、指令値、ヘッドを駆動するためのボイスコイルモータへの入力を表す。

図 5.4 中、フィードバック制御器による閉ループ系の感度関数は式 (5.1) で表すことができ、加速度センサから  $PES$  までの伝達関数は式 (5.2) と表すことができる。さらに、 $G = G_1 + P \cdot G_2$  と定義することによって、加速度センサから外乱までの影響を式 (5.3) と表し、図 5.5 のようにシンプルなブロック線図で表現することが可能である。

$$S = \frac{1}{1 + CP} \quad (5.1)$$

$$PES = (G_1 + P \cdot G_2) \cdot S \cdot sensor \quad (5.2)$$

$$= G \cdot S \cdot sensor \quad (5.3)$$

また、磁気ディスク装置ではプラントからの出力は観測できないので、外乱を推定する際にはオブザーバを変形し、図 5.6 のように  $PES$  信号をプラントからの出力として、外乱オブザーバを適用する。

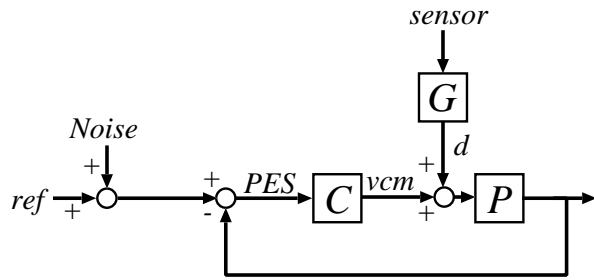


図 5.5: 磁気ディスク装置への外乱を一つの伝達関数で表したときのブロック線図

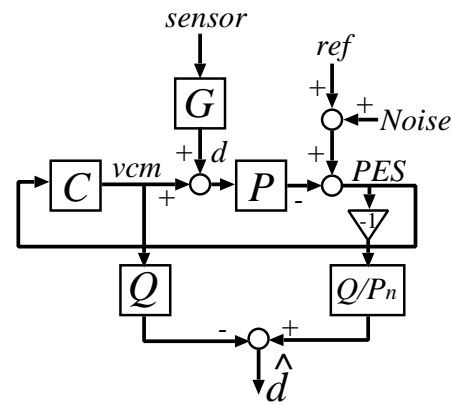


図 5.6:  $PES$  信号と  $vc_m$  から外乱を推定する変形外乱オブザーバのブロック線図

以上のように磁気ディスク装置位置決め制御系は一般的な位置決め制御系と大きく異なる特徴がある。本論文では磁気ディスク装置位置決め制御系のフォロイングモードの外乱抑圧特性を向上させ、目標トラックまでの追従特性を向上させることを目的とする。

上記に示したように、外部から加わった振動はある伝達特性を持って  $PES$  信号に影響を与えてしまう。したがって、第 3 章で提案した外乱抑圧手法を適用することによって、外部振動を打ち消し、ヘッドが高精度に目標トラックに追従できることを示す。また、磁気ディスク装置には通常のフィードバックコントローラでは抑圧することができない RRO・NRRO なる外乱が存在する。この外乱に対しては第 4 章で提案した再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧手法を用いることによって、予測と抑圧を試みる。

### 5.3 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討

本節では第 3 章で述べた外乱抑圧手法を磁気ディスク装置に適用し、その性能を評価する。

#### 5.3.1 実験の概要

本節では提案する外乱抑圧制御を検証する実験環境について述べる。図 5.7 のような実験装置により磁気ディスク装置加振時の位置決め性能を検証する。磁気ディスク装置は加振器上に取り付けられ、発振器・アンプにより任意の周波数・振幅の振動を与えることができる。また、磁気ディスク装置上にはヘッドの移動方向に対して感度が最大になるように加速度センサが取り付けられている。制御用計算機は  $PES$  信号・加速度信号を磁気ディスク装置から受け取り、ボイスコイルモータへの電圧指令を磁気ディスク装置へ渡す (CPU:AMD K6-2/350[MHz])。また、フィードバックコントローラは位置決め精度が高くなるようにゲイン調整した PID 制御器を使用し、実験機のサンプリングタイムは  $158[\mu s]$  である。

このような実験環境のもと、第 3 章で提案した外乱抑圧制御器を適用する。式 (3.1) に示す ARX モデルにおいてとした分母分子四次 ( $N_a = N_b = 4$ ) の多項式とした伝達関数により加速度センサからシステムまでの伝達特性を表現した (式 (5.4))。さらに雑音の影響を無

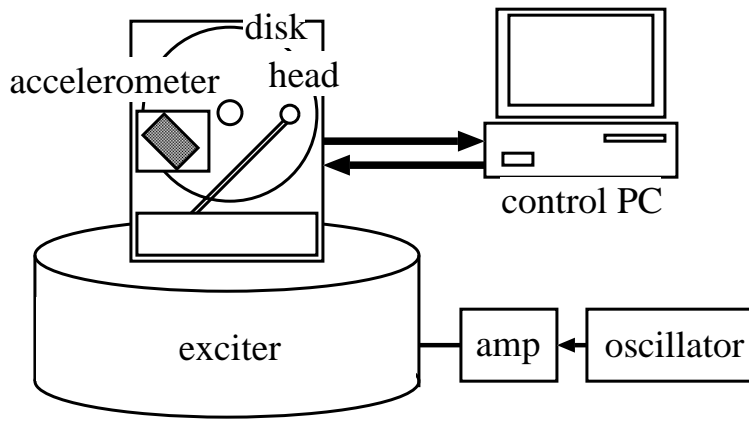


図 5.7: 実験環境の概観図

視した伝達関数表現は式 (5.5) のようになる。実験で使用した制御用 PC では CPU の演算速度から最小二乗法を用いる場合には分母分子四次のパラメータ同定が限界であった。またオブザーバに用いるローパスフィルタはカットオフ周波数を上げすぎると雑音の影響が大きくなるので 500[Hz] とした。

$$\begin{aligned} d(k) + a_1d(k-1) + a_2d(k-2) + \cdots + a_4d(k-4) \\ = b_1sensor(k-1) + b_2sensor(k-2) + \cdots + b_4sensor(k-4) + w(k) \end{aligned} \quad (5.4)$$

$$d(k) = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \cdots + b_4z^{-4}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \cdots + a_4z^{-4}}sensor(k) \quad (5.5)$$

### 5.3.2 外乱抑圧入力的设计法の違いによる性能比較

第 3 章で紹介した外乱抑圧入力の设计法について、

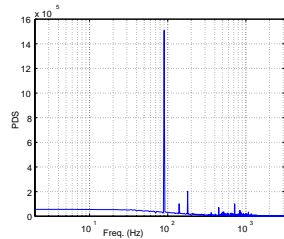
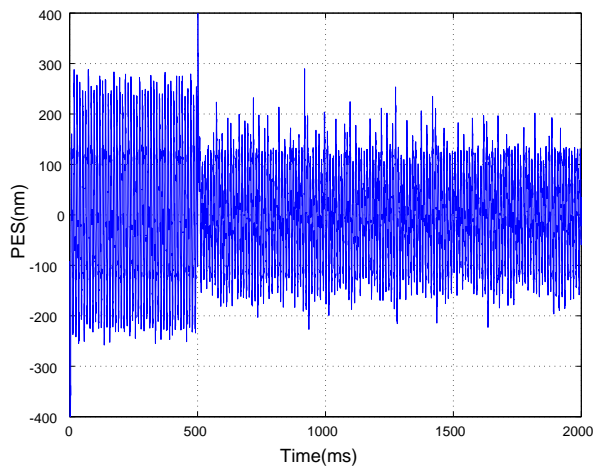
- オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力の设计方法 (式 (5.6)、式 (5.7))
- 同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力の设计法 (式 (5.8))

について第 3 章 3.4.3 節で示した誤差解析と同様に後者の外乱抑圧入力の设计方法の方が外乱抑圧性能が良くなることを検証する。オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力の设计方法については加速度信号にローパスフィルタを付けたものと付けないもの両方について検討を行った。

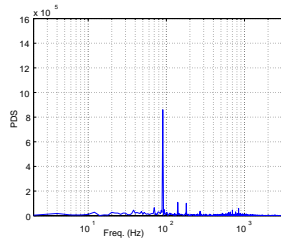
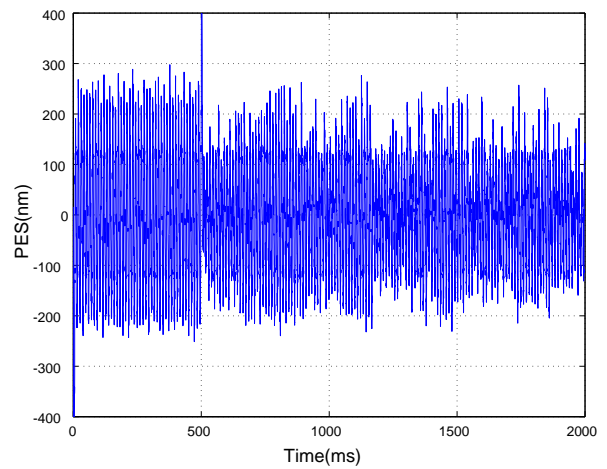
$$u_{FF,1}(k) = \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}\{\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)\} + \hat{B}(z^{-1})sensor(k) \quad (5.6)$$

$$u_{FF,2}(k) = \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}\{\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)\} + Q\hat{B}(z^{-1})sensor(k) \quad (5.7)$$

$$u_{FF,3}(k) = \{1 - \hat{A}(z^{-1})\}u_{FF}(k) + \hat{B}(z^{-1})sensor(k) \quad (5.8)$$

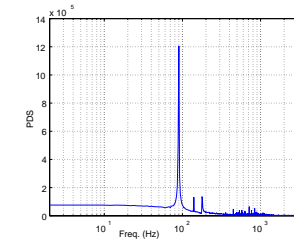


(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

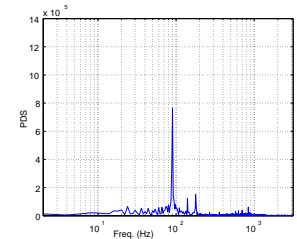


(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.8: 式 (5.6) の外乱抑圧入力  $u_{FF,1}$  を加えたときの  $PES$  信号とフーリエ変換

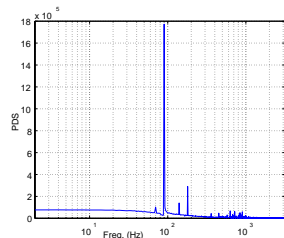
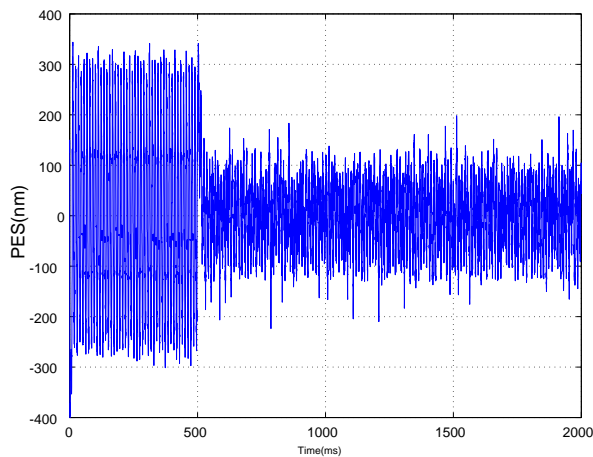


(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

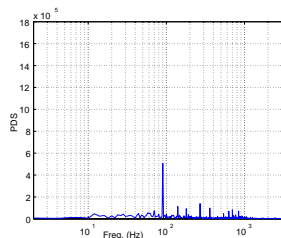


(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.9: 式 (5.7) の外乱抑圧入力を  $u_{FF,2}$  加えたときの  $PES$  信号とフーリエ変換



(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し



(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.10: 式 (5.8) の外乱抑圧入力  $u_{FF,3}$  を加えたときの  $PES$  信号とフーリエ変換

表: 各外乱抑圧入力の外乱抑圧性能の比較

	時間 [ms]	$3\sigma$	抑圧率
$u_{FF,1}$	0 ~ 500]	490.4	39.4[%]
	500 ~ 2000]	297.5	
$u_{FF,2}$	0 ~ 500]	466.4	28.8[%]
	500 ~ 2000]	332.2	
$u_{FF,3}$	0 ~ 500]	585.3	63.6[%]
	500 ~ 2000]	213.3	

\* 抑圧率は抑圧された位置誤差信号を示す。

実験は周波数 90[Hz] の正弦波上の外乱を振幅 1[G] 程で磁気ディスク装置に与えた。各設計手法において 0[ms] ~ 500[ms] については外乱抑圧入力を与えずに、500[ms] ~ 2000[ms] に外乱抑圧入力を与え、外乱抑圧制御を適用した。また、伝達特性の同定にはそれぞれ忘却係数付きの最小二乗法を用いて、パラメータ更新をしている。

図 5.8、5.9、5.10 にそのとき観測された PES 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の PES 信号のフーリエ変化の周波数特性を示す。それぞれの手法で、外乱抑圧制御を施した後では、PES 信号が減少し、90[Hz] の外乱が抑圧されていることがわかる。

表に各外乱抑圧入力の外乱抑圧性能の比較を示す。3 $\sigma$  で評価することによって、磁気ディスク装置のヘッドが目標トラック中心から離れる距離を表すことができる。式 (5.8) で表される外乱抑圧入力  $u_{FF,3}$  が 63.6[%] の抑圧率を示し、PES 信号時系列からも一番外乱抑圧されているのがわかる。以上の結果から以降の実験は全て  $u_{FF,3}$  の外乱抑圧入力の設計方法で実験を行う。

### 5.3.3 単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能

外乱の周波数により本手法の外乱抑圧性能がどのくらい変化するのか評価するために単一の周波数成分をもつ外乱を磁気ディスク装置に与え、そのときに観測される PES 信号時系列を示す。ここでは便宜上、制御性能の違いから、

- 60 ~ 80[Hz] の低周波数外乱
- 90 ~ 200[Hz] の中周波数外乱
- 300 ~ 400[Hz] の高周波数外乱

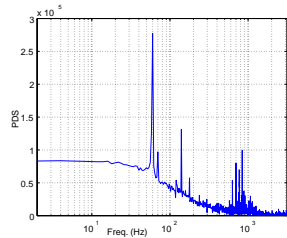
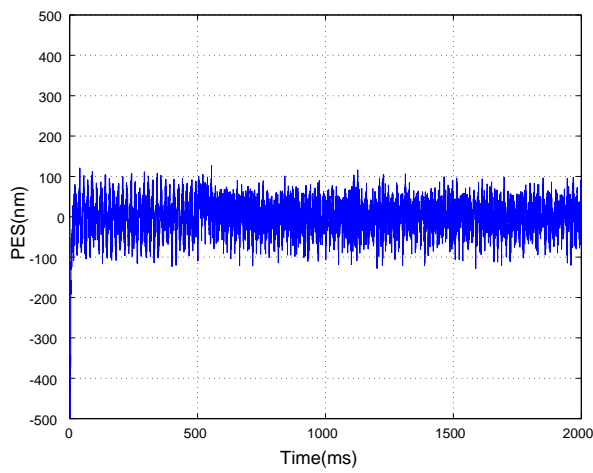
に分けて各周波数帯に帯する制御性能について述べる。

#### 低周波数外乱に対する抑圧性能 (60 ~ 80[Hz])

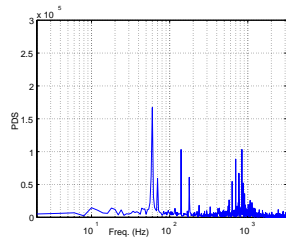
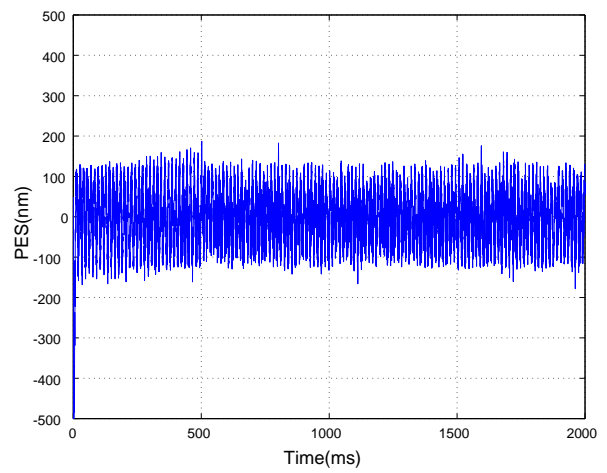
図 5.11、5.12、5.13 に 60[Hz]、70[Hz]、80[Hz] の低周波数外乱を加えたときに観測された PES 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の PES 信号のフーリエ変換の周波数特性を示す。フーリエ変換の周波数特性から与えた周波数の外乱は抑圧されていることは確認できるが、PES 信号からは顕著に外乱抑圧されていることは確認できない。これは外乱が低周波数帯のときには既存のフィードバック制御器が上手く働くので、外から振動を与えた場合でも制御性能は悪くなることはない結論付けられる (各図 0[ms] ~ 500[ms])。また、提案する外乱抑圧制御を適用した後 (各 500[ms] ~ 2000[ms]) でも PES 信号に変化はみられないが、逆に本手法を適用しても既存のフィードバック制御系を妨げることなく、もともとの制御性能を維持していると理解される。

#### 中周波数外乱に対する抑圧性能 (90 ~ 200[Hz])

図 5.14、5.15、5.16 に 90[Hz]、100[Hz]、200[Hz] の中周波数外乱を加えたときに観測された PES 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の PES 信号のフーリエ変換の周波数特性を示す。外乱が中周波数帯のときには既存のフィードバック制御器の外乱抑圧特性の帯

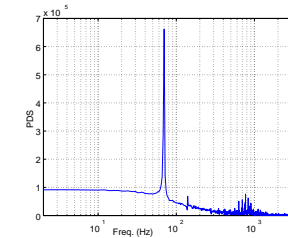
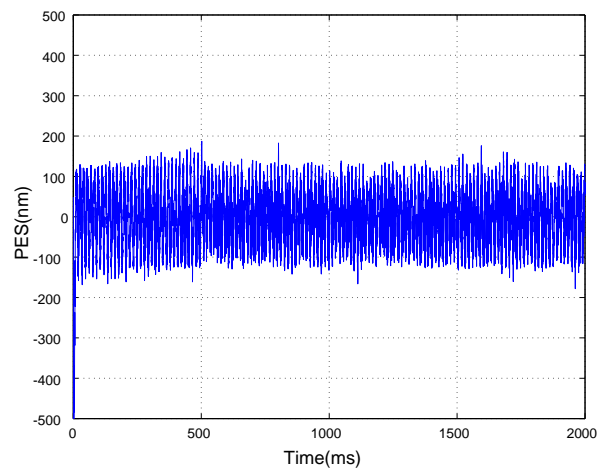


(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

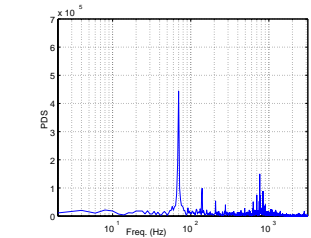


(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.11: 60[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換

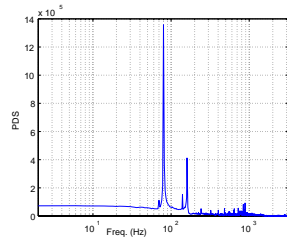
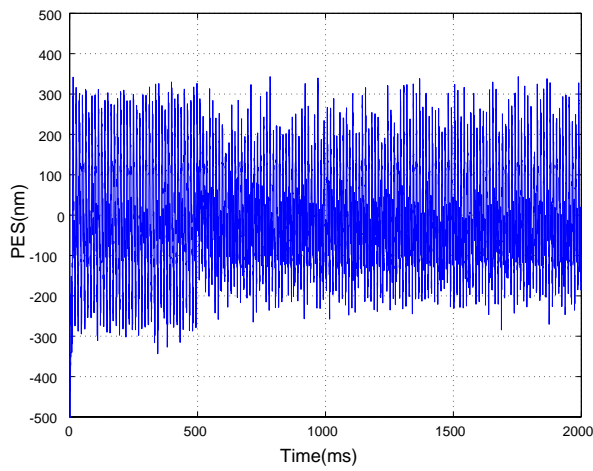


(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

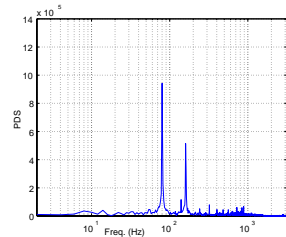
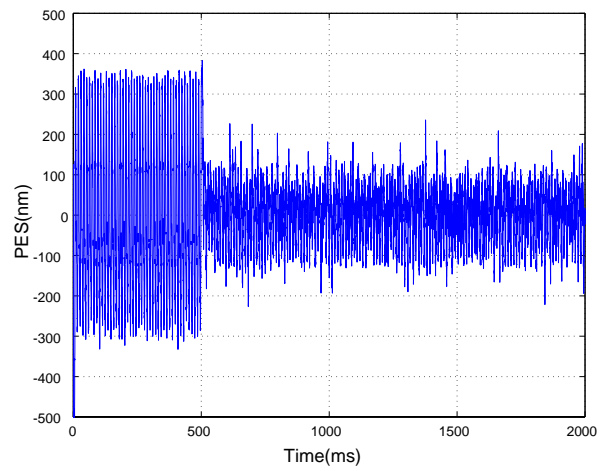


(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.12: 70[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換

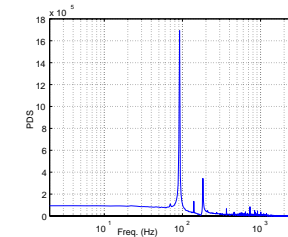
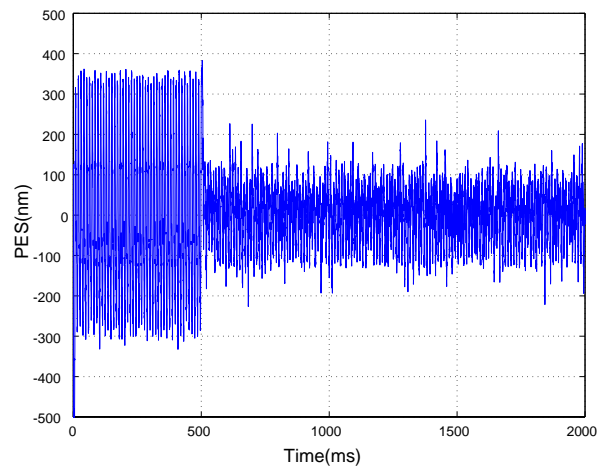


(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

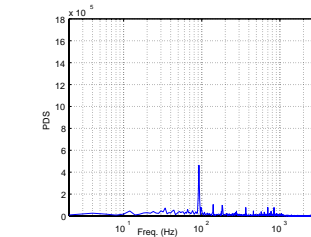


(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.13: 80[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換



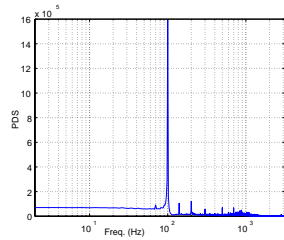
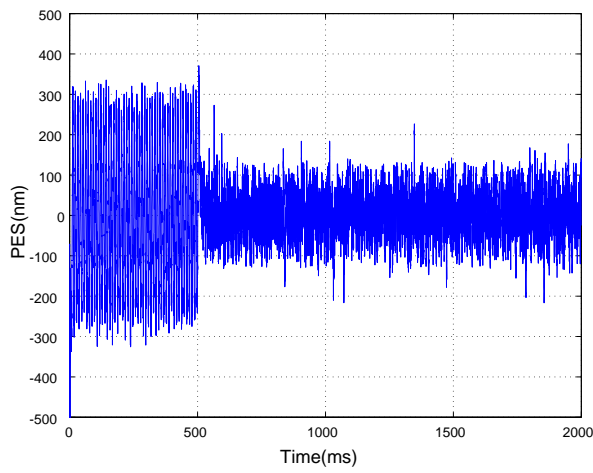
(a)0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し



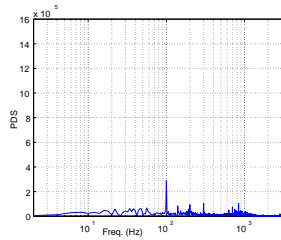
(b)1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.14: 90[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換



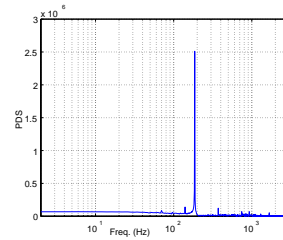
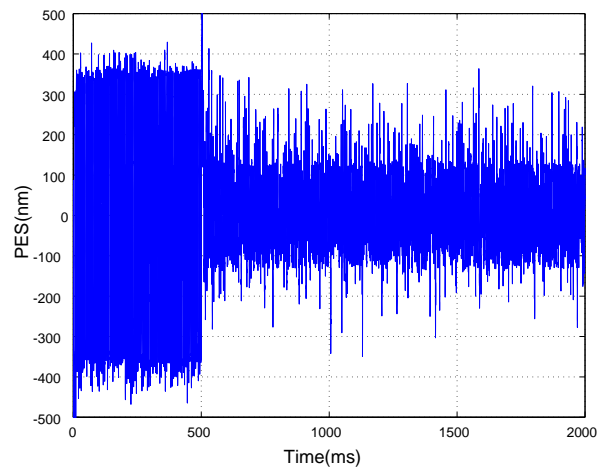


(a) 0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

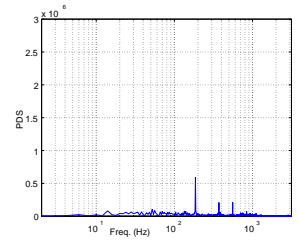


(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.15: 100[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換

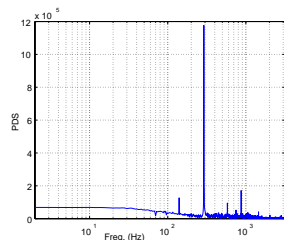
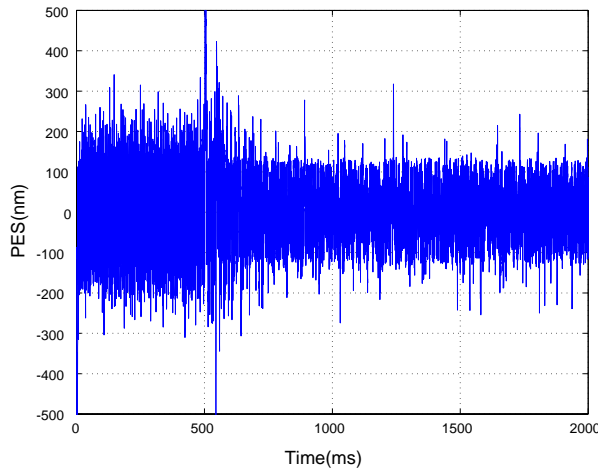


(a) 0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

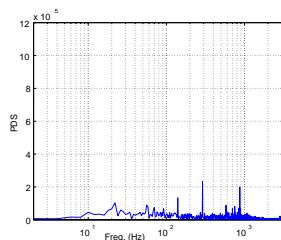


(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.16: 200[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換

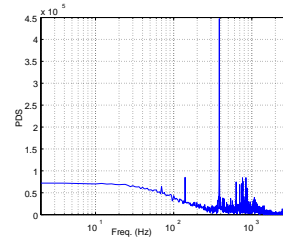
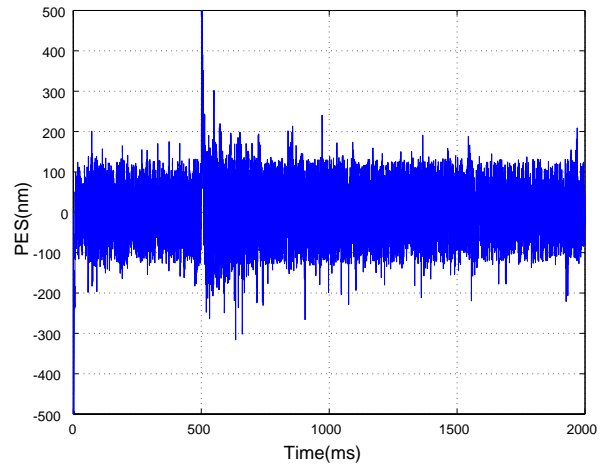


(a) 0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し

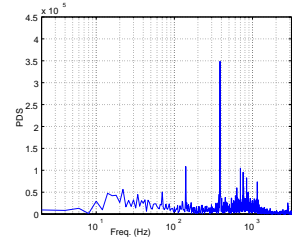


(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.17: 300[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換



(a) 0[ms] ~ 500[ms]  
外乱抑圧無し



(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]  
外乱抑圧有り

図 5.18: 400[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換

表 5.1: 単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率

	振動振幅	時間 [ms]	$3\sigma$	抑圧率 [%]
60[Hz]	1.8[G]	0 ~ 500	218.4	48.8[%]
		500 ~ 2000	111.7	
70[Hz]	1.8[G]	0 ~ 500	306.5	38.5[%]
		500 ~ 2000	191.3	
80[Hz]	1.8[G]	0 ~ 500	514.8	26.5[%]
		500 ~ 2000	378.3	
90[Hz]	1.2[G]	0 ~ 500	651.2	65.2[%]
		500 ~ 2000	226.6	
100[Hz]	2.1[G]	0 ~ 500	540.5	64.9[%]
		500 ~ 2000	189.7	
200[Hz]	1.8[G]	0 ~ 500	770.5	61.4[%]
		500 ~ 2000	297.7	
300[Hz]	2.1[G]	0 ~ 500	426.9	33.0[%]
		500 ~ 2000	285.9	
400[Hz]	2.4[G]	0 ~ 500	249.0	00.0[%]
		500 ~ 2000	249.4	

\* 抑圧率は抑圧された位置誤差信号を示す。

域を越えているので、この周波数の外乱を加えると *PES* 信号の時系列は極端に悪くなってしまふ (各図 0[ms] ~ 500[ms])。しかし、提案する外乱抑圧制御を加えることによって外乱は打ち消され、高性能な位置決め制御性能が得られる (各図 500[ms] ~ 2000[ms])。

#### 高周波数外乱に対する抑圧性能 (300 ~ 400[Hz])

図 5.17、5.18 に 300[Hz]、400[Hz] の高周波数外乱を加えたときに観測された *PES* 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の *PES* 信号のフーリエ変換の周波数特性を示す。外乱が高周波数帯のときには大きな外乱を加えたときにも低周波数外乱を加えたときと同様に制御性能は悪くならない。これは外乱から *PES* 信号までの感度関数が積分特性をもっているために、システムの伝達特性が高周波帯域ではゲインが下がるため、*PES* 信号にあまり悪影響を与えないためだと考えられる。

以上の実験結果から提案する外乱抑圧制御は既存のフィードバック制御系では抑圧することができない 90 ~ 200[Hz] の中周波数外乱に対して顕著に制御性能が上がる実証された。また、その他の周波数帯においても外部振動の成分は抑圧され、このとき既存のフィードバック制御系、また機構そのものが持つ外乱抑圧性能を妨げることはない。また、表 5.1 に単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率を示す。 $3\sigma$  を用いた外乱抑圧性能では各周波数で抑圧されていることがわかる。図 5.19、5.20 に単一の周波数成分をもつ外乱に対して同定した結果、ARX モデルとして得られた伝達特性のボード線図を示す。

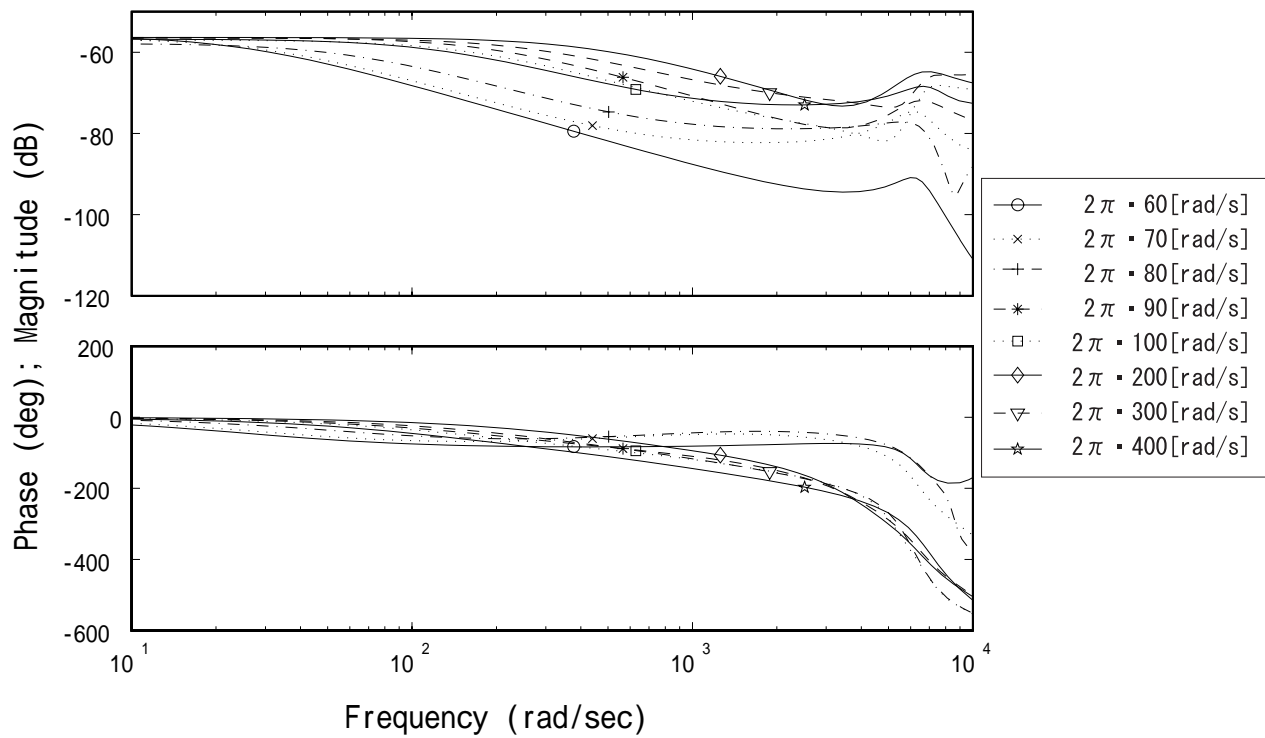


図 5.19: 単一周波数外乱をくわえたときに同定された各周波数での伝達特性

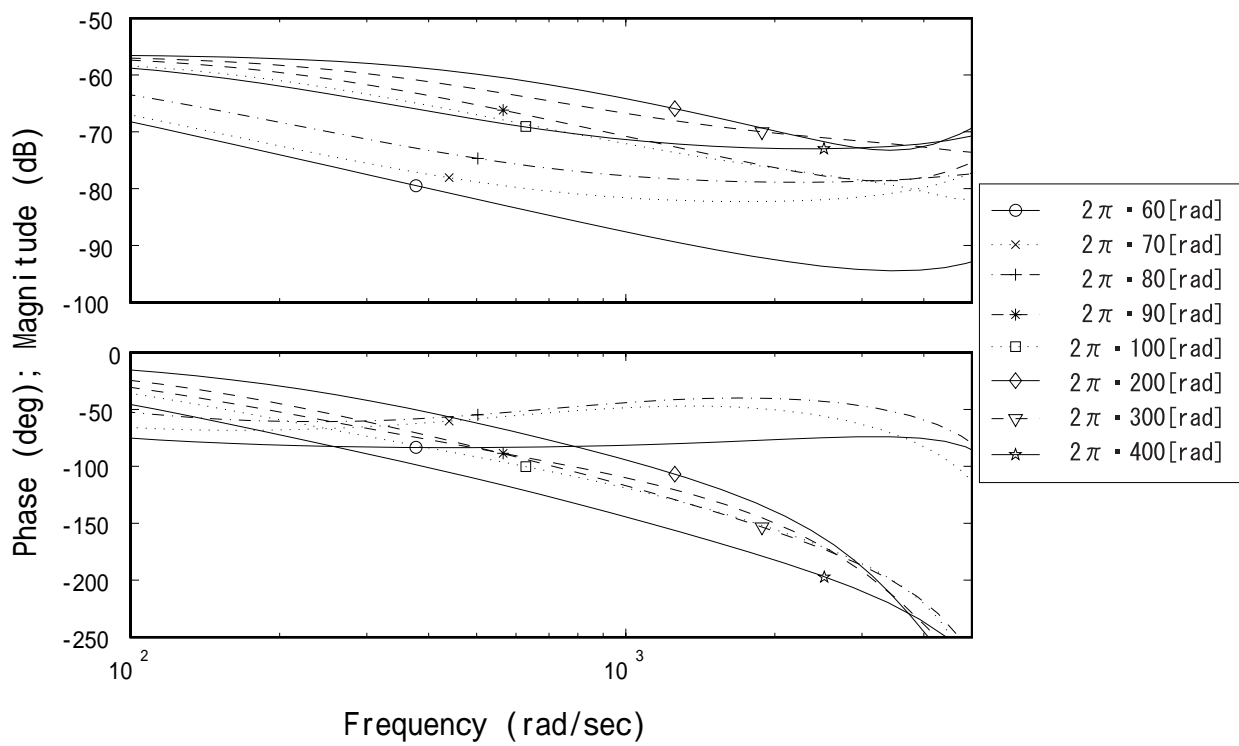


図 5.20: 単一周波数外乱をくわえたときに同定された各周波数での伝達特性 (拡大図)

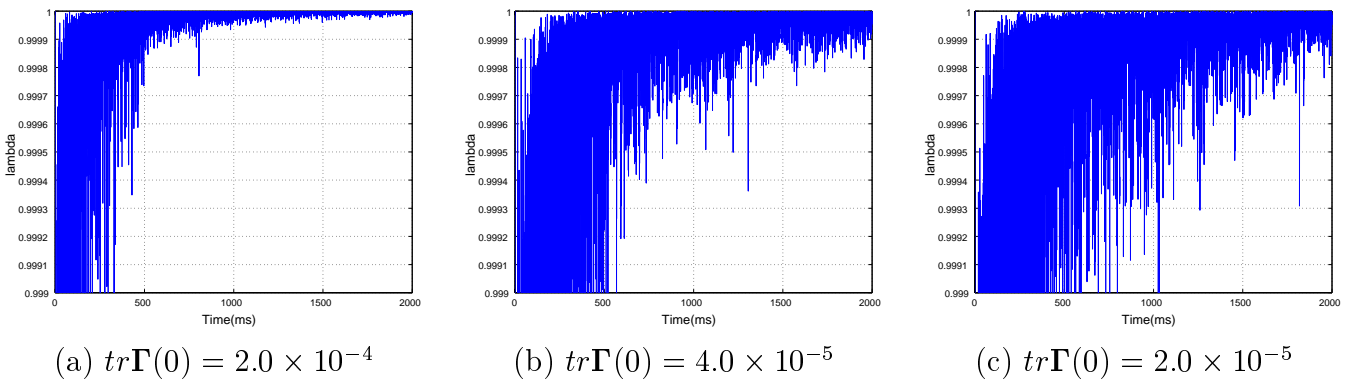


図 5.21:  $tr\Gamma(0)$  を変化させたときの  $\lambda(k)$  の時間変化の様子

### 5.3.4 同定手法の違いによる性能比較

第 5.3.2 節では同じ同定手法を用いても外乱抑圧入力的设计法によって異なる制御性能が得られることを示した。また、前節では第 5.3.3 節で示した外乱抑圧入力的设计法で各周波数外乱に対してどのような制御性能が得られるか述べた。本節では第 5.3.2 節で一番効果が高かった设计手法を用いて、種々の同定手法を比較し、実用化される際に一番効果の高い同定手法を述べる。

#### 固定トレース法の忘却係数の設定について

固定トレース法では、パラメータ更新式 (5.9) の忘却係数の更新式より  $tr\Gamma(0)$  の選び方によって、更新の程度を任意に決定することができる。そこで、 $tr\Gamma(0)$  の選び方によって、どの程度忘却係数が変化するか述べる。

$$\begin{aligned}
 \hat{\nu}(k) &= \hat{\nu}(k-1) + \frac{\Gamma(k-1)\varphi(k)}{1.0 + \varphi^T(k)\Gamma(k-1)\varphi(k)}\varepsilon(k) \\
 \varepsilon(k) &= y(k) - \hat{\nu}^T(k-1)\varphi(k) \\
 \Gamma(k) &= \frac{1}{\lambda(k)}\left\{\Gamma(k-1) - \frac{\Gamma(k-1)\varphi(k)\varphi^T(k)\Gamma(k-1)}{1.0 + \varphi^T(k)\Gamma(k-1)\varphi(k)}\right\} \\
 \lambda(k) &= 1.0 - \frac{\|\Gamma(k-1)\varphi(k)\|^2}{1.0 + \varphi^T(k)\Gamma(k-1)\varphi(k)} \frac{1}{tr\Gamma(0)} \tag{5.9}
 \end{aligned}$$

90[Hz] の振動外乱を磁気ディスク装置に加え、 $tr\Gamma(0)$  によって、忘却係数がどのように変化するかを実験により検証した。図 5.21 に  $tr\Gamma(0)$  の違いによる  $\lambda(k)$  の時間変化の様子を示す。通常、最小二乗法では共分散行列  $\Gamma(k)$  は大きな初期値を持たせるので、値が収束するまでの間は  $\lambda(k)$  は式 (5.9) より小さな値を持つことがわかる。また、次節以降、固定トレース法では  $tr\Gamma(0) = 2.0 \times 10^{-5}$  とする。

#### 周波数が時間変動する外乱に対する抑圧性能

本手法を実際に外乱抑制に適用する際、システムに加わる外乱の周波数が時間変化することは十分考えられる。そこで、第 3.3.2 節で示した幾つかの同定手法が時間変化する外乱

に対してどのような制御性能を持つか実験で検証を行った。実験では、始めに 90[Hz] の振動を磁気ディスク装置に与え、その後 100[Hz] の振動に変化させた。そのときに各手法の *PES* 信号、パラメータ変動、同定された伝達特性のボード線図を示す。

図 5.22、5.24、5.25、5.26、5.27 に通常の最小二乗法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、実験の時間経過、パラメータ変動の様子、各時間で同定されたボード線図を示す。通常の最小二乗法では、90[Hz] から 100[Hz] に振幅が変わることによって、外乱抑圧性能が下がっていることがわかる。これは加速度センサからシステムに加わるまでの伝達特性が 90[Hz] の場合と 100[Hz] の場合で異なるために 90[Hz] で同定された特性を持ち続けるこの同定手法が外乱に対して柔軟に対応できていないためだと考えられる。ただし、100[Hz] の外乱になった後では最小二乗法の評価規範式 (3.22) より徐々に 100[Hz] の信号が増えるので、徐々に *PES* 信号の振幅に減少が見られる。

図 5.28、5.30、5.31、5.32、5.33 に忘却係数付きの最小二乗法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、実験の時間経過、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボード線図を示す。このときの忘却係数は  $\lambda = 0.999$  とした。図 5.28 より忘却係数を使う場合には外乱の周波数が変わった後でも瞬時にパラメータが更新され、外乱抑圧性能に変化がないことがわかる。図 5.32、5.33 に 90[Hz]、100[Hz] それぞれで同定された伝達特性のボード線図を示す。通常の最小二乗法で同定された伝達特性のボード線図 5.27 に対して図 5.33 のボード線図では先に示した 100[Hz] 外乱を加えたときの伝達特性に一致すると考えられたが、ボード線図では一致が見られなかった。これは、実験時の時間差のために加速度センサから外乱までの伝達特性が変わったためだと考えられる。しかし、忘却係数付きの最小二乗法では、このような変動に対してもパラメータ更新され柔軟に対応されるといえる。

図 5.34、5.36、5.37、5.38、5.39 に固定トレース法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボード線図を示す。忘却係数付きの最小二乗法と同様に固定トレース法でも外乱の周波数が変わった場合に柔軟にパラメータ更新が行なわれ、外乱抑圧性能に変わりがないことがわかる。また、ボード線図に関しては上述したように加速度センサから外乱までの伝達特性が単一周波数外乱印加時と変わったために異なる伝達特性が同定されたと考えられる。

以上の実験結果より周波数が時間変化するような外乱に対しては通常の最小二乗法では柔軟に対応できないのに対して、忘却係数付きの最小二乗法や固定トレース法では外乱の周波数変化に対して柔軟に対応し、変化した後の周波数でも十分な抑圧性能が出ていると結論付けられる。

## 振幅が時間変動する外乱の対する抑圧性能

前節と同様に本手法を実際に外乱抑圧に適用する際、システムに加わる外乱の振幅が時間変化する際に第 3.3.2 節で示した幾つかの同定手法がどのような制御性能を持つか実験で検証を行った。始めに 90[Hz] の外乱を磁気ディスク装置に与え、その後与える外乱の振幅を小さくし、再度元の振幅の外乱を磁気ディスク装置に与えた。

図 5.40、5.41、5.42、5.43、5.44 に通常の最小二乗法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、観測された加速度信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボード線図を示す。通常の最小二乗法では外乱の振幅が変わろうとパラメータ更新に対して変動はなく、振動の振幅を元に戻した後でも始めの外乱抑圧性能が得られていることがわかる。

図 5.45、5.46、5.47、5.48、5.49 に忘却係数付きの最小二乗法を用いた場合の位置誤差信

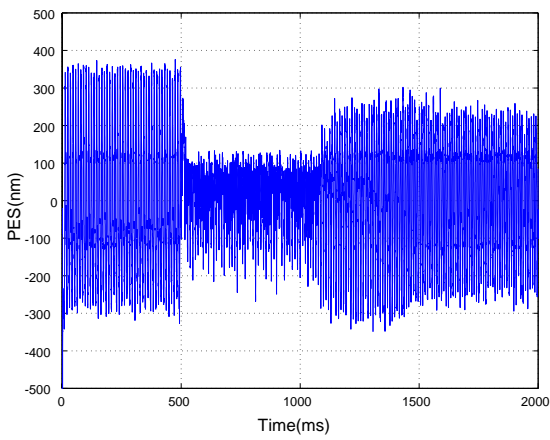


図 5.22: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列

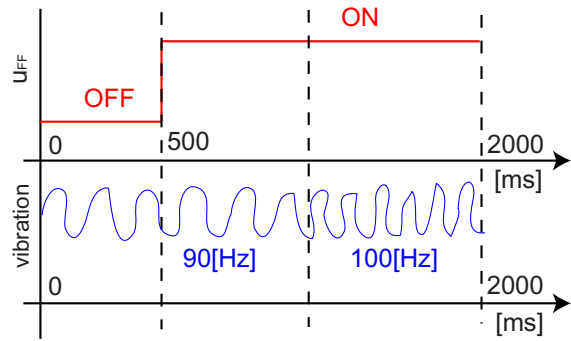


図 5.23: 実験時の外乱抑圧入力と振動の様子

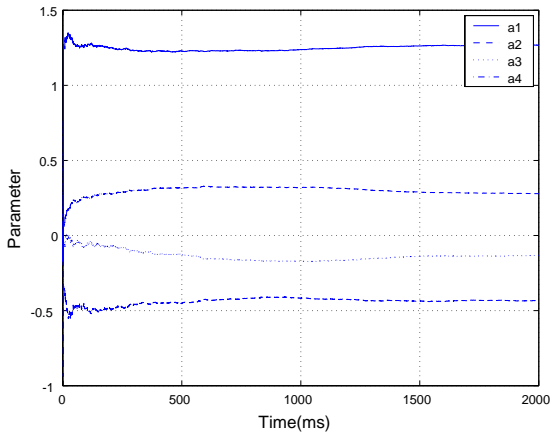


図 5.24: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

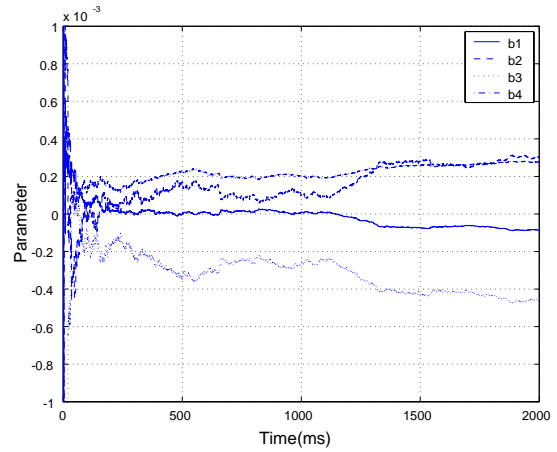


図 5.25: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

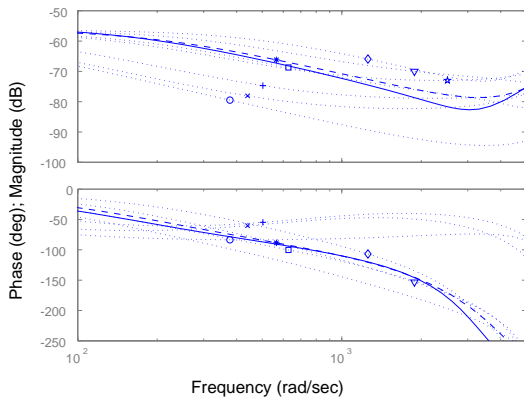


図 5.26: 600[ms] 時の同定伝達特性のボート線図

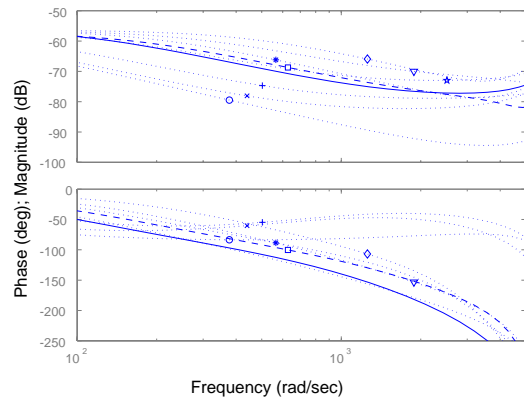


図 5.27: 2000[ms] 時の同定伝達特性のボート線図

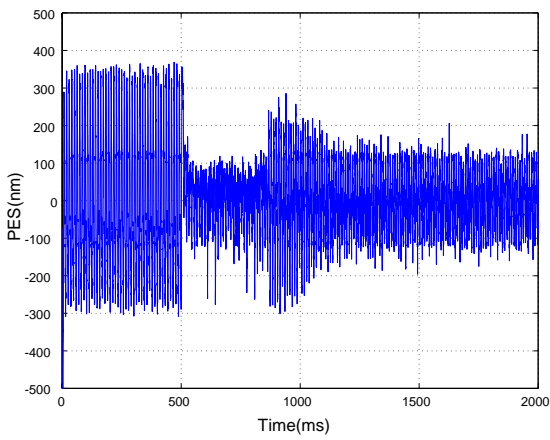


図 5.28: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの  $PES$  信号時系列

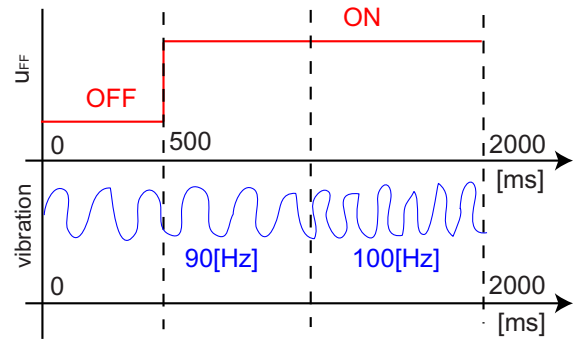


図 5.29: 実験時の外乱抑圧入力と振動の様子

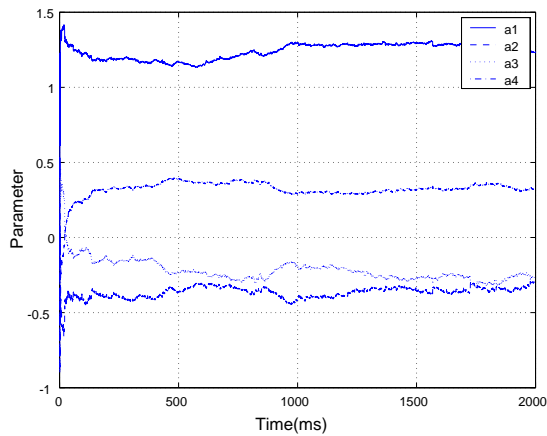


図 5.30: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

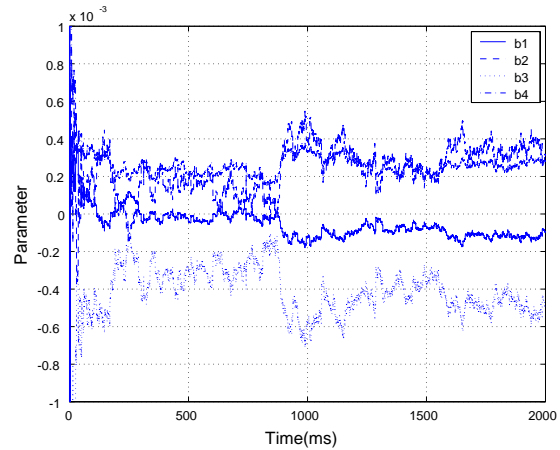


図 5.31: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

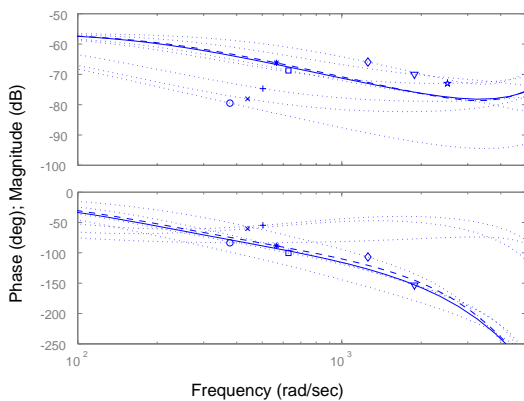


図 5.32: 600[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

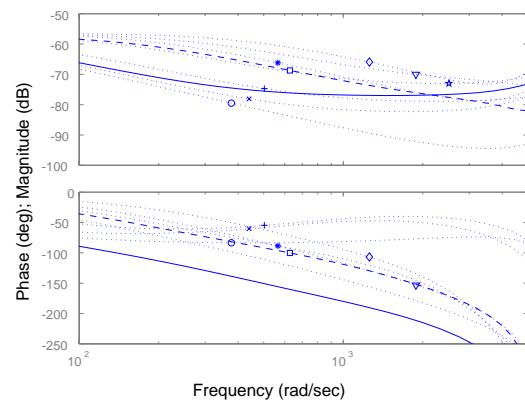


図 5.33: 2000[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

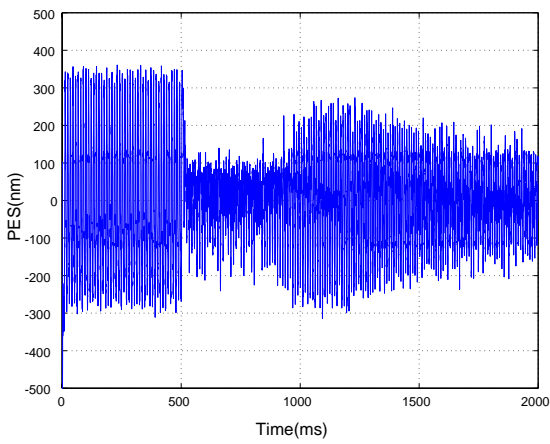


図 5.34: 固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの  $PES$  信号時系列

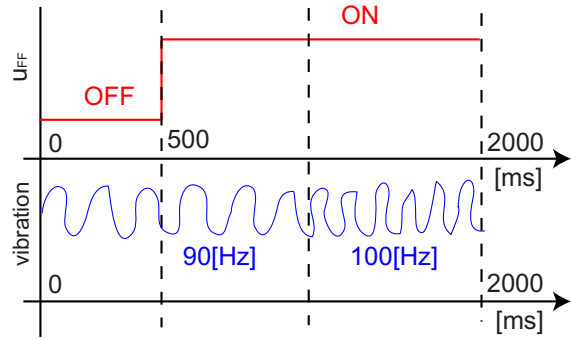


図 5.35: 実験時の外乱抑圧入力と振動の様子

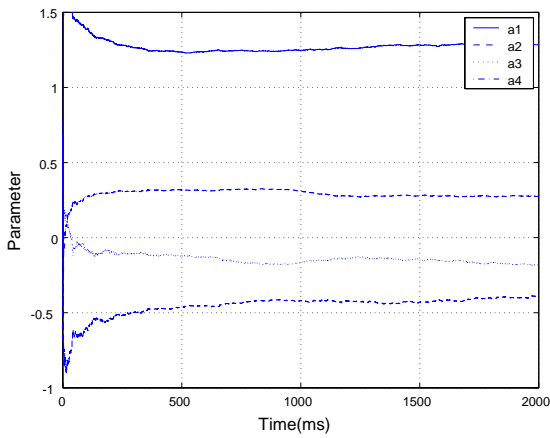


図 5.36: 固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

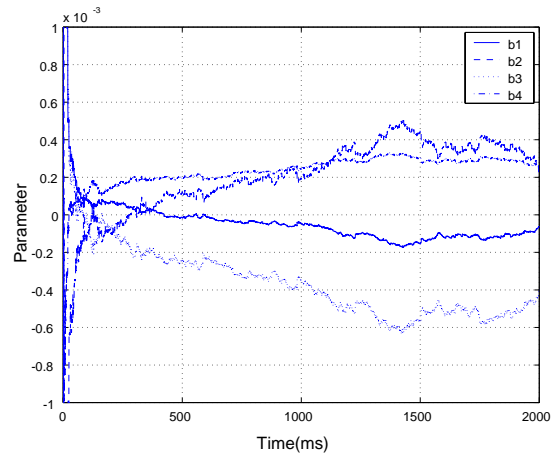


図 5.37: 固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

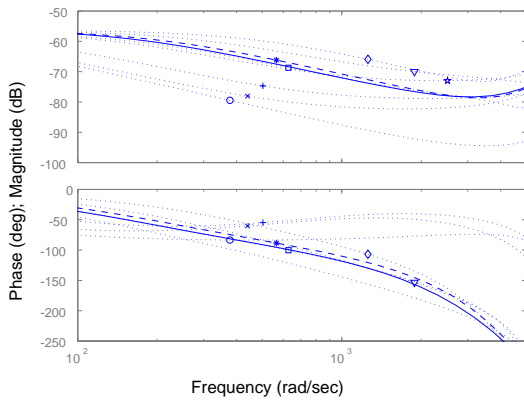


図 5.38: 600[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

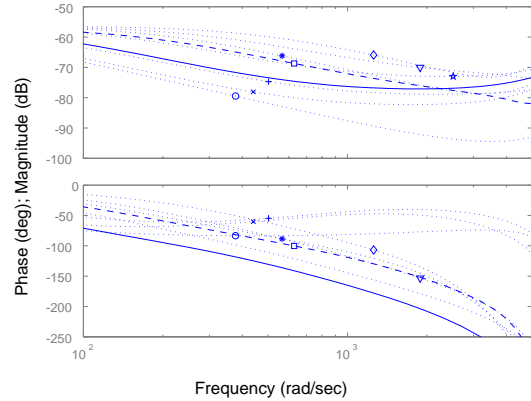


図 5.39: 2000[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図



表 5.2: 同定手法の違いによる制御性能の比較

同定手法	通常の RLS	忘却係数付きの RLS	固定トレース法
周波数が時間変化する外乱	×		
振幅が時間変化する外乱		×	

号の時系列、観測された加速度信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボーデ線図を示す。忘却係数付きの最小二乗法では振動の振幅が小さくなった際にも通常時と同様のパラメータ更新がされてしまうので、振動の振幅が小さいときが長ければ長いほど、同定が上手く行なわれず、伝達特性のボーデ線図が実際に比べて離れてしまうことがわかる。そのため、再度大きな振動を加えると、実際の外乱とは異なる外乱抑圧入力を加えてしまうので *PES* 信号が乱れてしまう。

図 5.50、5.51、5.52、5.53、5.54 に固定トレース法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、観測された加速度信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボーデ線図を示す。固定トレース法では同定に使用する信号のノルムが小さい際には自動的にパラメータ更新を抑制する効果があるので、本実験のように外乱の振幅が変動した場合にも安定してパラメータ更新されると考えられる。そのため、外乱振動の振幅を下げた際にはパラメータは更新されにくくなり、元の振幅の外乱が加わった際にも始めの外乱抑圧性能が得られる。

以上の実験より、外乱の振幅が変動する際には、忘却係数付きの最小二乗法では良い外乱抑圧性能は得られず、通常の最小二乗法、固定トレース法のパラメータ同定が有効であると言える。

以上の実験結果から同定手法の違いによる制御性能の比較結果は表 5.2 のようになり、固定トレース法によるパラメータ同定が実際の外乱に対して有効に同定が行なわれると結論付けられる。

### 5.3.5 複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能

第 5.3.2 節、第 5.3.4 節の実験結果から外乱抑圧入力の設計方法は同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力設計、パラメータ同定については固定トレース手法が適当だと結論付けられる。本節ではさらに実際に近い外乱を想定し、外乱に複数の周波数成分を混ぜ、外乱抑圧性能を検証する。

加振器に 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の外乱を加え、そのときの外乱抑圧性能を検証した。幾つかの周波数組み合わせを行い、一番目としての実験結果を図 5.55 にそのとき観測された位置誤差信号の時系列、同定された伝達特性のボーデ線図、加速度センサで得られた信号のフーリエ変換周波数特性、外乱抑圧前と外乱抑圧後の *PES* 信号のフーリエ変換周波数特性を示す。図 5.56、5.57 にも同様の結果を示す。外乱抑圧入力を加えることにより、*PES* 信号の位置誤差信号は減少していることがわかるが、第 5.3.3 節のときほどの外乱抑圧性能は得られなかった。また、定量的な外乱抑圧率を表 5.3 に示す。図 5.55 のボーデ線図より、複数の外乱周波数に加わったときには全ての周波数帯で単一周波数と同様なゲイン・位相が同定できていないことがわかる。これは、本実験の ARX モデルが分母分子四次であるため現実モデルに帯して次元が足りなかったためと理解できる。本実験ではサンプリングタイムに対して五次の伝達特性を同定することはできなかったが、計算機の性能に

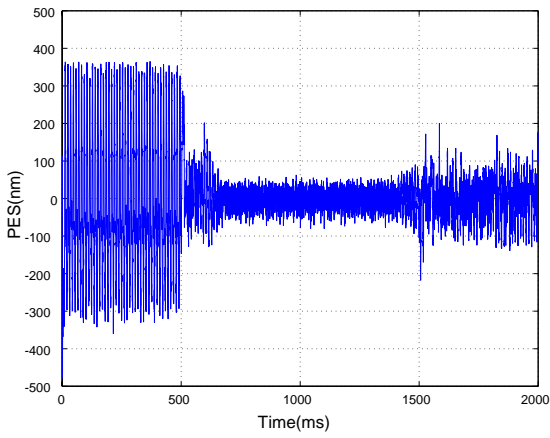


図 5.40: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの *PES* 信号時系列

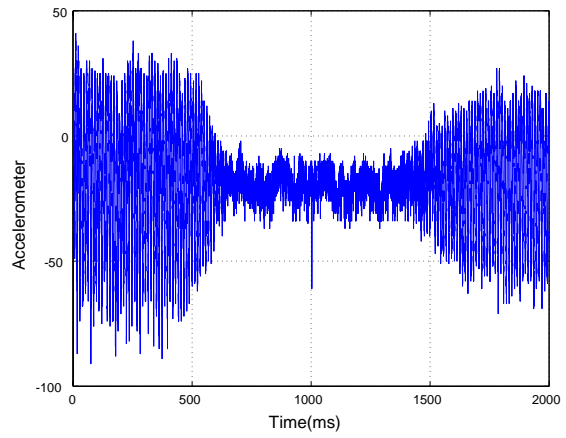


図 5.41: 加速度センサで得られた加速度信号の時系列

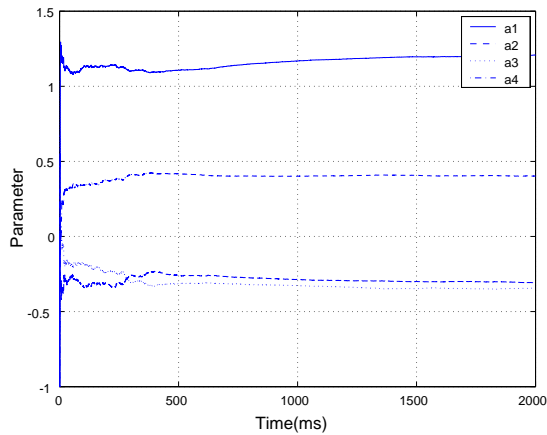


図 5.42: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

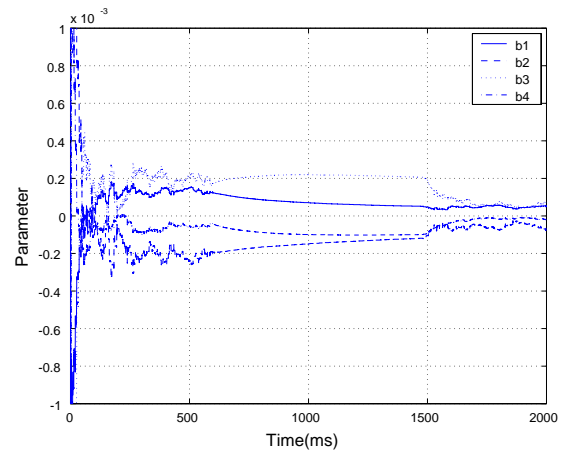


図 5.43: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

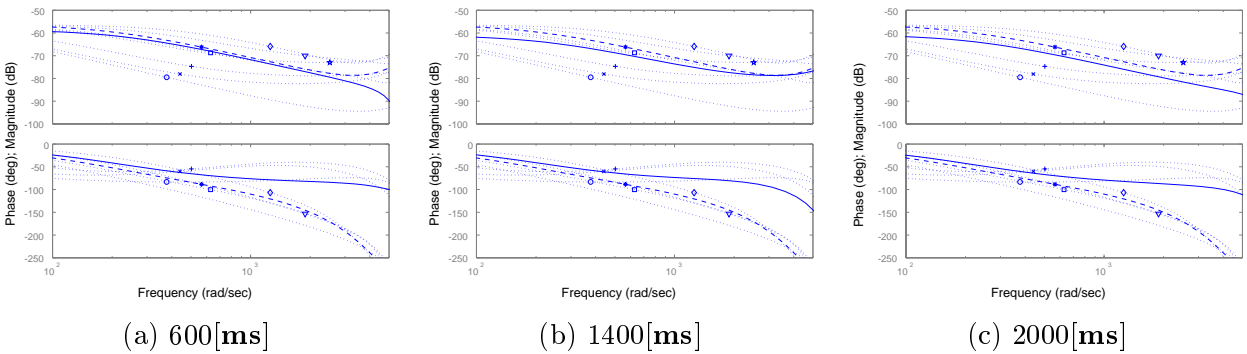


図 5.44: 各時間で同定された伝達関数のボーデ線図

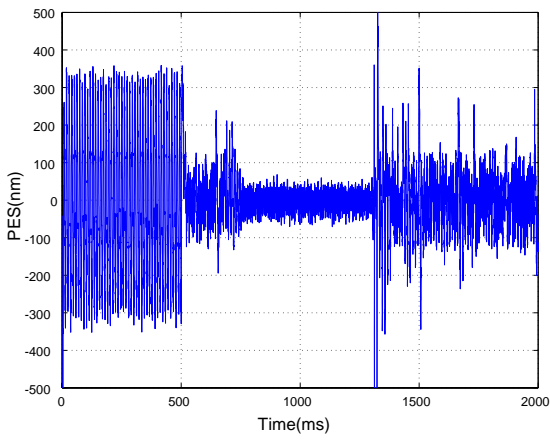


図 5.45: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの PES 信号時系列

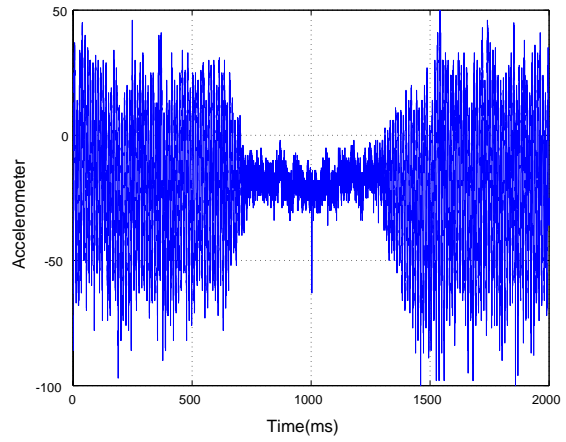


図 5.46: 加速度センサで得られた加速度信号の時系列

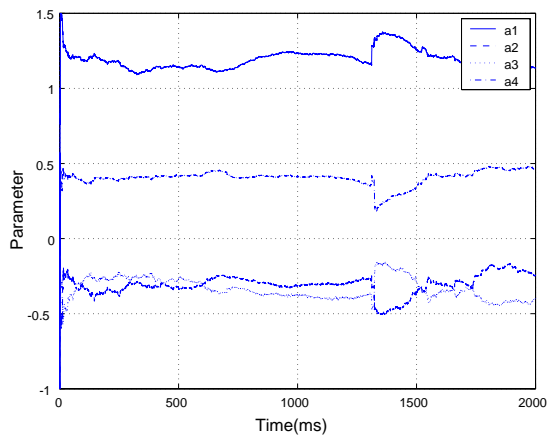


図 5.47: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

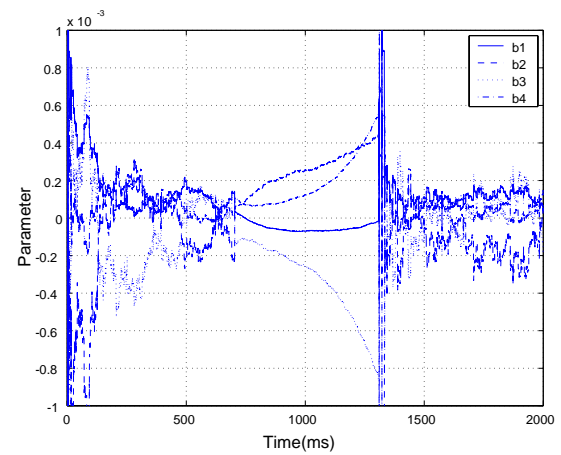


図 5.48: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

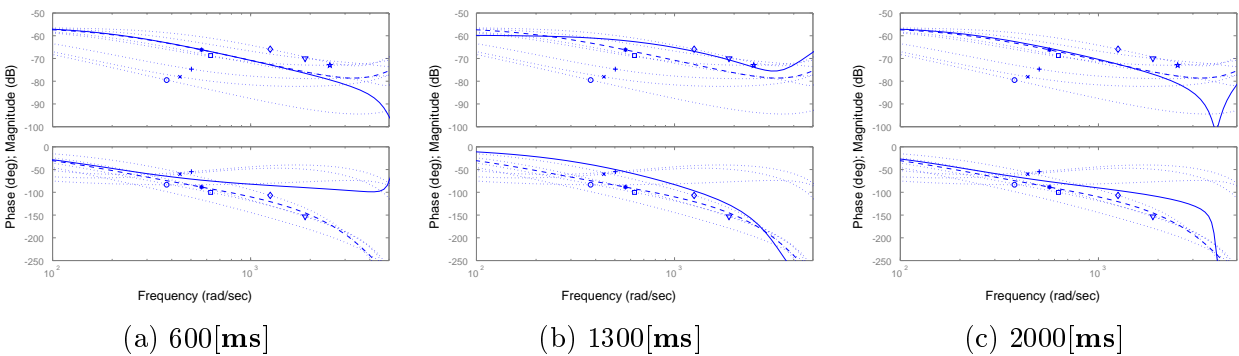


図 5.49: 各時間で同定された伝達関数のボーデ線図

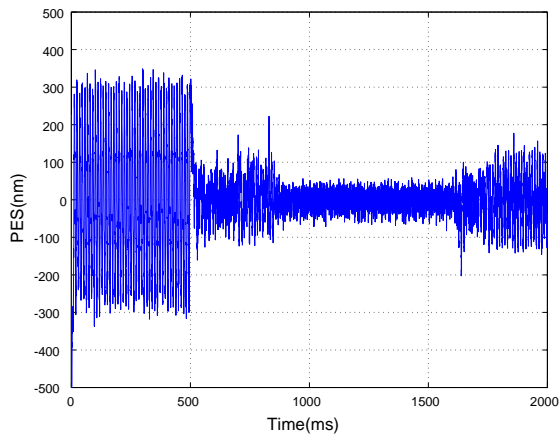


図 5.50: 固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの *PES* 信号時系列

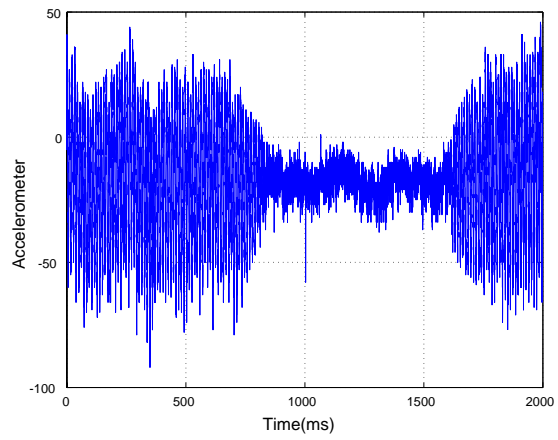


図 5.51: 加速度センサで得られた加速度信号の時系列

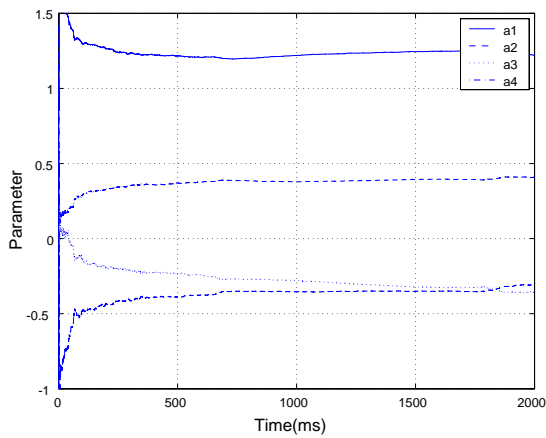


図 5.52: 固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

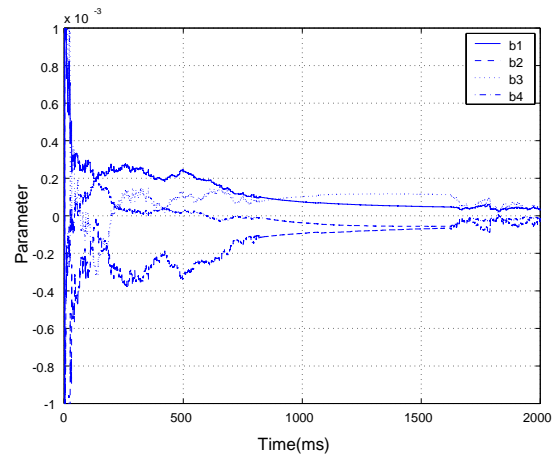


図 5.53: 固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

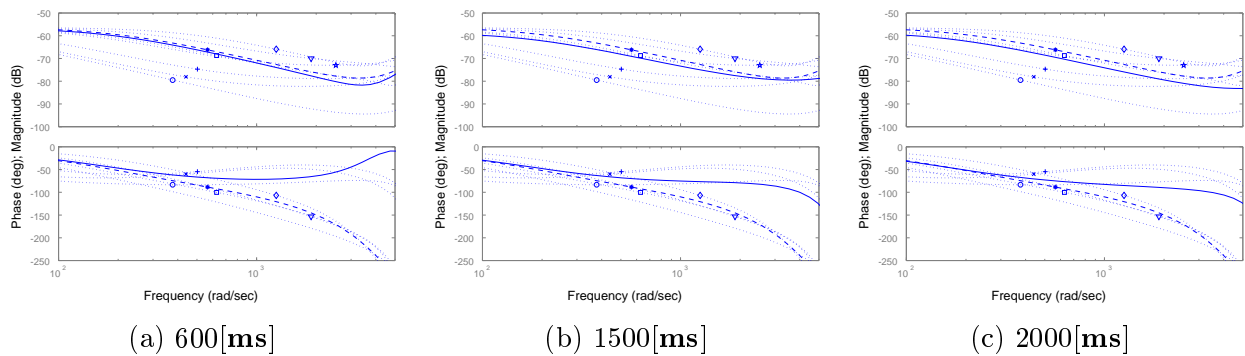


図 5.54: 各時間で同定された伝達関数のボーデ線図

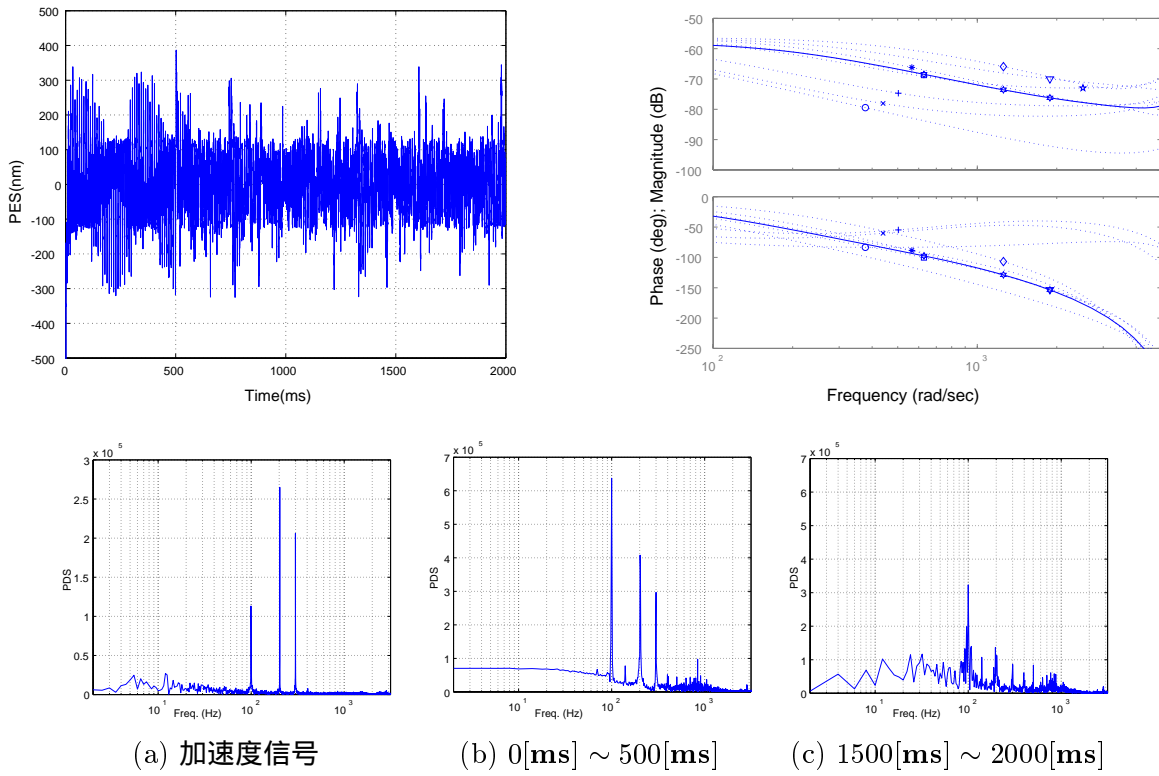


図 5.55: 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の PES 信号

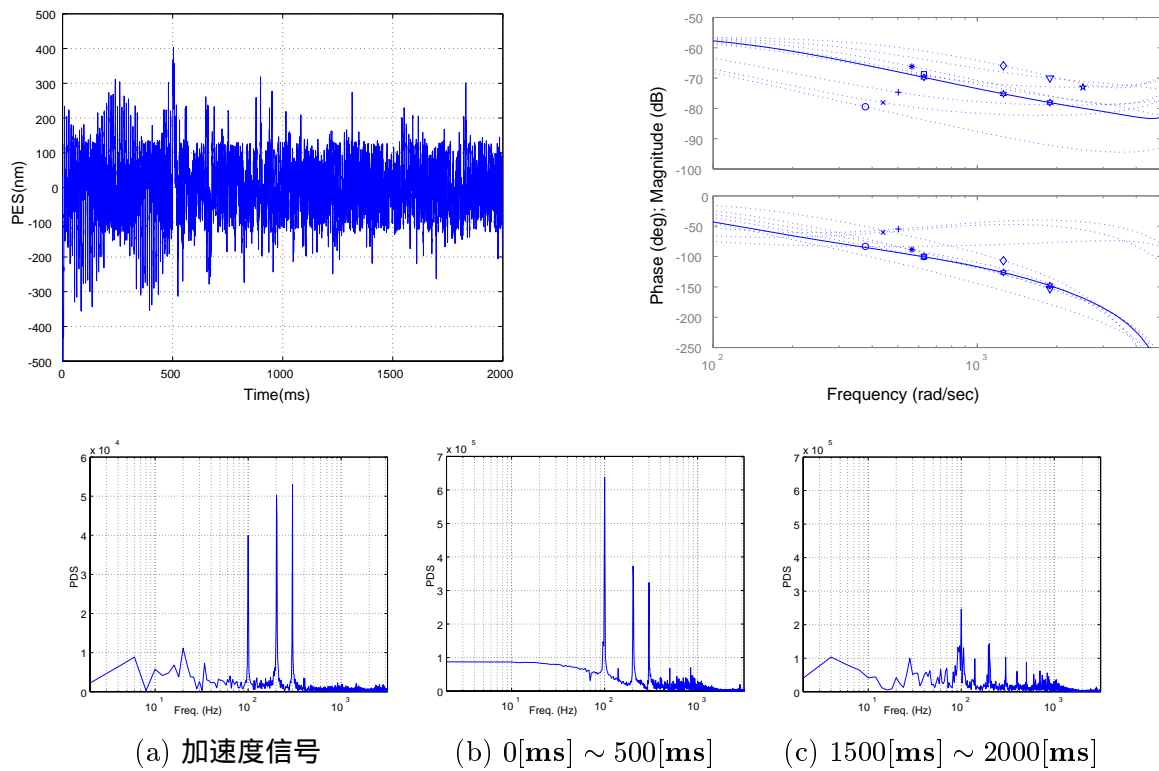


図 5.56: 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の PES 信号

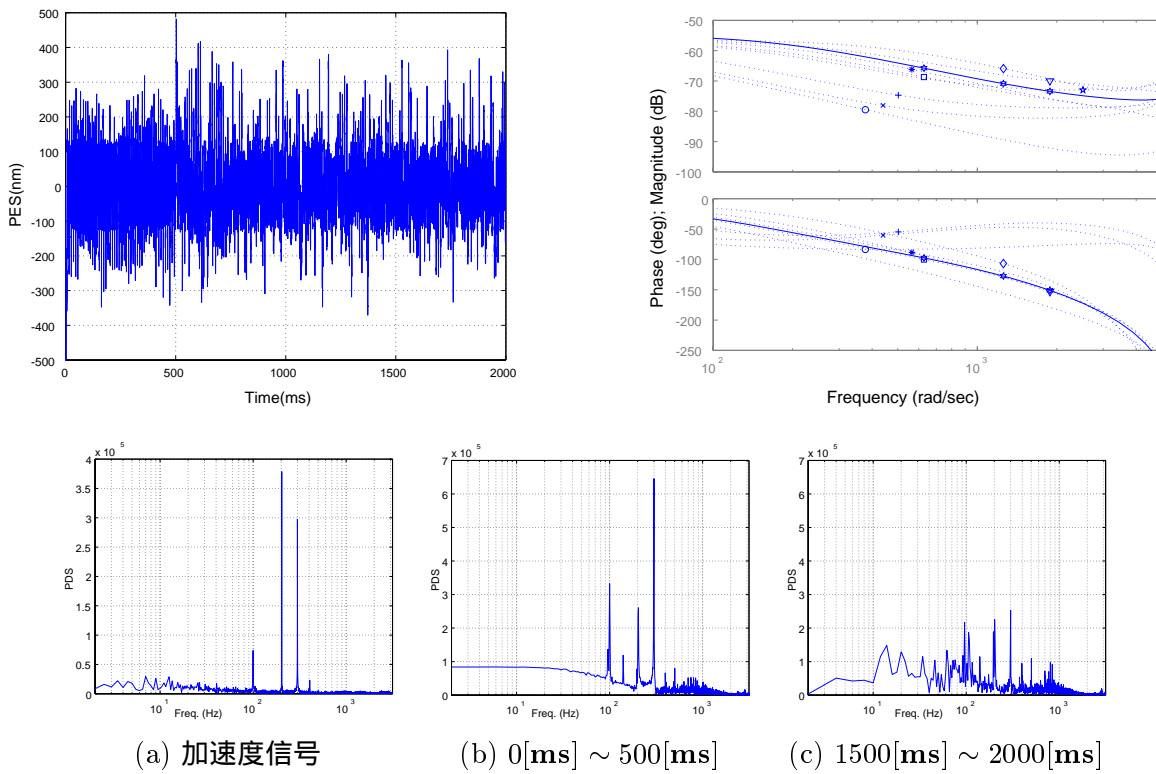


図 5.57: 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz]の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の PES 信号

よりこの点を改善することによって、加えられる外乱周波数に対して全ての周波数帯で高性能な外乱抑圧制御を実現することは理論上可能である。ただし、フィードバック制御器で抑圧可能な周波数帯もあることから、抑圧したい周波数帯と同定すべき周波数帯の関係を調べ、計算機の性能を考えることによって、ARX モデルの次元が決定される。

## 5.4 再構成アトラクタを用いたディスク回転同期・非同期外乱の予測と抑圧

第 5.2.2 節で述べたように磁気ディスク装置にはディスクの回転によりディスク回転同期外乱 (NRRO)、ディスク回転非同期外乱 (NRRO) が存在してしまう。この外乱の要因とし

表 5.3: 複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率

	振動振幅	時間 [ms]	$3\sigma$	抑圧率 [%]
case1	1.8[G]	0 ~ 500	353.3	24.3[%]
		500 ~ 2000	267.5	
case2	1.8[G]	0 ~ 500	366.7	32.3[%]
		500 ~ 2000	248.1	
case3	1.8[G]	0 ~ 500	377.8	14.4[%]
		500 ~ 2000	323.3	

\* 抑圧率は抑圧された位置誤差信号を示す。

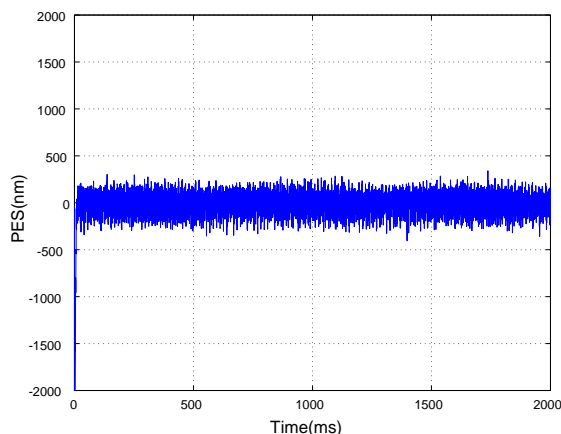


図 5.58: 非加振時における位置誤差信号の時系列

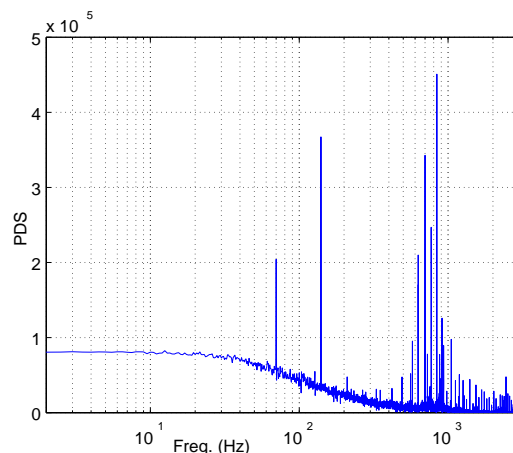


図 5.59: 非加振時における位置誤差信号のフーリエ変換周波数特性

では、ディスクの偏心や風乱などの様々な要因が考えられるが、これらはモデル化することが困難であるものの、幾つかのダイナミクスによって生じる外乱であると考えられる。したがって、第 4 章で述べた再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧手法を用いることによって、このような内部発生してしまう外乱を抑圧することが可能である。

図 5.58、5.59 に通常時 (非加振時) における磁気ディスク装置フォロイングモードの位置誤差信号とそのフーリエ変換の周波数特性を示す。図 5.58 から非加振時においても内部発生する外乱のために位置誤差信号は振動的になっていることがわかる。磁気ディスク装置のフォロイングモード時は目標トラックに対して許容する範囲で位置決めすることが制御目的であるが、トラックピッチが小さくなるに連れて、このような振動が障害になってしまうことは容易に想像できる。また、このとき観測される位置誤差信号にはディスクの回転数に応じた RRO も加わるが、低周波数帯については既存のフィードバック制御器が抑圧するために実際よりも小さく表れている。

このように内部発生してしまう外乱の時系列はオブザーバを用いることによって観測することができるので、外乱の一次元時系列から再構成アトラクタを構成し、ディスク回転外乱のダイナミクスを再現する。本手法はこのようにモデル化が困難なダイナミクスであっても時系列からダイナミクスを再現するので、面倒なモデル化・同定が必要ない。ただし、モデル化していないため、そのダイナミクスの次元が予測できないので、Takens の埋め込み定理を満たす遅れ座標系ベクトルの次元は決定しにくくなってしまふ。また、磁気ディスク装置のサンプリングタイムは短いので、その間に外乱を予測するためには、再構成アトラクタの構成数もなるべく小さなものにしないといけない。

## 5.5 まとめ

本章では第 3 章で提案した外乱抑圧手法を磁気ディスク装置位置決め制御系のフォロイングモードに適用し、外乱抑圧特性を向上させることに成功した。外乱抑圧入力的设计法については第 5.3.2 節において実験により外乱抑圧性能を比較し、第 3 章第 3.4.3 節で解析的に検証した設計法の有効性を実機で実証した。また、第 5.3.4 節ではオンライン同定によるパラメータ決定法について、外乱の種類を変えて外乱抑圧性能を比較することで適切な

同定手法を提案した。以上の実験より、本手法が磁気ディスク装置の外乱抑圧制御系として実際に実装することは可能であると考えられる。また、周波数を変えながら外乱抑圧制御の性能を検証することにより、既存のフィードバック制御器では抑圧することができない周波数帯に高性能な外乱抑圧性能が得られることも実証し、本手法によって既存のフィードバック制御器の性能に悪影響を及ぼさないことも実証された。

また、第4章で提案した再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧の手法を用いて、従来から磁気ディスク装置に特有のディスク回転同期・非同期外乱についてその予測と抑圧を行う手段を考察した。ロボットマニピュレータの軸間干渉力が再構成アトラクタによって予測・抑圧することができたようにディスク回転同期・非同期外乱についても抑圧することが可能であると考えられる。



# 第6章 結論

## 6.1 本論文のまとめ

本論文では従来のフィードバック系では抑圧することができない外乱に対して、センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計、再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧という二つの新しい高性能外乱抑圧制御器の設計法を提案した。

センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計では、オブザーバの外乱推定値を用いて、センサと外乱の間にある伝達特性を同定し、外乱抑圧入力を生成する手法を考案した。さらに実際に磁気ディスク装置を用いて、振動抑圧の検証実験を行い、固定トレース法による同定、本論文で提案する外乱抑圧入力の設計法の有効性を実証した。また、既存のフィードバック制御器では本手法の制御性能を得るためにはフィードバック制御器の帯域を上げる必要があり、サンプリング周波数や高周波の共振周波数の存在など課題となる点が多いが、本手法のようにフィードフォワード制御器を設計することによって振動外乱を抑圧するのは、既存のフィードバック制御器を再設計することなく、提案手法を付加させることだけで実現されるので、実装しやすいという利点がある。また、既存のフィードバック制御器の性能を低下させることなく、外部振動の悪影響が出てしまう周波数帯域で十分な外乱抑圧性能を得ることができた。

また、再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧では再構成アトラクタを用いて、外乱の未来値を予測し、その値をフィードバックすることによって、サンプリングタイムが長い場合であっても、また外乱が周期的でない場合であっても時間遅れのない外乱フィードバックが可能になることを提案した。二重振り子を想定したシミュレーションでは、カオス的な挙動を示す二重振り子を長いサンプリングタイムで制御することに成功し、時間遅れがある外乱値をフィードバックする場合、一次線形近似を用いて外乱の未来値をフィードバックする場合と比較して顕著にその有効性が示された。

## 6.2 今後の課題

本論文で提案した手法は磁気ディスク装置に限らず、多くの外乱抑圧制御に利用できる手法である。加速度センサが安価に手に入るようになった現在、センサからの伝達特性を考慮した外乱抑圧制御系は産業用ロボットをはじめ、家庭用電気製品の振動抑制、工場などの騒音振動対策としても実用可能であり、また人間が不快に感じるような乗物の振動に対しても本手法を適用することによって、振動は打ち消されると考えられる。

したがって、一つ目の外乱抑圧制御器の今後の課題として、他の機器に適用し、今回実験で用いてはいないような加速度信号に対しても外乱抑圧が可能であるか検証する必要がある。また、短いサンプリングタイム内で同定を行うため、伝達関数のモデル、それに合った同定手法を適宜探す必要がある。

二つ目の外乱抑圧制御器の今後の課題は、本論文で検証した二重振り子のシミュレーションを実際の実機で検討することが挙げられる。実機では今回考慮していない摩擦などの不確定要素が多々あるために、再構成アトラクタの次元はさらに高次元にする必要もでてくると考えられる。また、本手法を実際に磁気ディスク装置の位置決め制御系に適用し、ディスクの回転同期・非同期外乱の予測・抑圧に応用することも今後の課題といえる。この際、磁気ディスク装置位置決め制御系では短いサンプリングタイムで制御を行っているので、アトラクタの構成点の数、アトラクタ上の近傍点の数等をサンプリングタイム内で検索できるように工夫する必要がある。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、指導教官である堀洋一教授には、ご多忙であるにも関わらず、熱心なご指導と的確なご助言を頂きました。専門的な指導はもとより、工学者の在り方・考え方など研究を続けるにあたって一生涯財産となる理念・信念まで多くのことを御指導いただきました。また、ときには厳しくときには親身になって御指導して頂き、教育とは如何なるものか学ばせて頂きました。研究室に配属されてから修士課程に至る三年の間、堀教授のもとで学ぶことができたことを誇りに思います。ここに深く感謝申し上げます。

電気学会マストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術調査委員会では、現在の研究開発の現場を担っている委員の皆様から貴重なご意見、ご講演を拝聴させて頂きました。最新の研究動向や制御理論はもちろん、会社間・大学間を越えての議論は学問に対する興味を改めて抱かせて頂きました。学生である自分が社会人の方々と触れる機会は大変貴重な経験でした。委員の方々そしてこのような場に参加できるように勧めてくださいました堀教授に心から感謝申し上げます。

鈴木博様、柳原茂樹様をはじめ(株)東芝の皆様には、実験機の貸し出しなど実験環境の整備にご尽力を頂きました。また、谷津正英様、岩代雅文様、佐渡秀夫様には多くの討論の場を設けて頂き、磁気ディスク装置の専門家の立場として貴重なご意見、御指導を頂きました。実験環境の改良、実験機の貸し出し期間延長などの要望に対しても速やかに対応して頂き、円滑に実験を進めることができました。心より感謝申し上げます。

内田利之技官には、普段から研究室環境や実験機の製作についてアドバイスを頂きました。教科書やマニュアルには載っていないノウハウや知識、またモノ作りの大変さ、面白さ等を親切にご指導頂きました。心より感謝申し上げます。また、木村麻里子秘書には手続き等の文書作成や事務的な用務、日頃から研究室の雰囲気などに気を配って頂きました。心より感謝申し上げます。

ポスドクのチャクラボラティ・チャンダン博士、宋申民博士には国際会議等の論文提出や講演の際にはいろいろな御助言を頂きました。また、国際人としての心構えや文化について御教授頂き、広い視野を持つことができました。ここに深く御礼申し上げます。

昨年、研究室を御卒業されました鈴木文泰博士、藤本博志博士には在学中より制御理論や計算機環境のことで多くの御指導御助言を頂きました。モーションコントロールという研究分野で身近に国際会議・学会等で活躍されている研究者がいることは、自身の研究に多くの刺激と励みを与えてくださいました。ここに深く感謝申し上げます。

及部七郎齋さん、関弘和さん、馬澄斌さんには日頃の生活から研究上の問題点まで多くのことについて相談にのって頂き、面倒を見て頂きました。呉世訓さんには特に磁気ディスク装置位置決め装置系の研究において根幹となる部分の理論・シミュレーション・実験に至る全ての過程で親身になって御指導御助言を頂きました。昨年御卒業されました片岡寛暁さん、原哲さんには研究生活を送る上で貴重なアドバイスを数多く頂きました。同輩の畠直輝君には日々の生活から研究に至るまで多くの場面をともに過ごすことができ、お

互いの研究について有意義な議論を交わすことができました。井上友子さん、岡野隆宏君、タイチェンファ君、張炳勳君、呉俊徳君とは日頃の生活をともに過ごすことができ、楽しい研究生生活を送ることができました。磯将人君、大埜健君、佐藤仁彦君、高橋啓君、長瀬啓明君には研究室の用事、実験の準備などいろいろと手伝いをしてもらいました。皆様と過ごせた学生生活は私にとって生涯かけがいのない財産です。心より感謝致します。

# 参考文献

- [1] 山口高司: 「ハードディスク装置における位置決め制御技術の最新動向」, Proceedings of 45th annual Conference ISCIE , May, 2001.
- [2] Ho Seong Lee: "Controller Optimization for Minimum Position Error Signals of Hard Disk drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 5, 2001.
- [3] Jun Ishikawa, Masayoshi Tomizuka: "Pivot Friction Compensation Using an Accelerometer and Disturbance Observer for Hard Disk Drives", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, Vol. 3, No. 3, 1998.
- [4] Matthew T. White, Masayoshi Tomizuka: "Increased Disturbance Rejection in Magnetic Disk Drives by Acceleration Feedforward Control", *Proceedings of the 13th IFAC*, San Francisco, USA, 1996.
- [5] Satinderpall Pannu, Roberto Horowitz: "Accelerometer Feedforward Servo for Disk Drives", *Proceedings AIM'97*, Tokyo, Japan.
- [6] Sang-Eun Beak, Seung-Hi Lee: "Vibration Rejection Control for Disk Drives by Acceleration Feedforward Control", *Proceedings of the 38th Conference on Decision and Control*, Phenix, Arizona USA, 1999.
- [7] Takaji Umeno, Tomoaki Kaneko, Yoichi Hori: "Robust Servosystem Design with Two Degrees of, Freedom and its Application to Novel Motion Control of Robust Manipulators", *IEEE Trans. on IE*, Vol. 40, No. 5, pp. 473-485, 1993.
- [8] 井 通暁, 堀 洋一, 合原 一幸: "アトラクタ再構成による非線形予測の高精度化・同期化と歩行ロボットへの応用", *電子情報通信学会論文誌 A*, Vol.J80-A, No.1, pp.126-134, 1997.
- [9] Louis L. Whitcomb, Alfred A. Rizzi, Daniel E. Koditschek: "Comparative Experiments with a New Adaptive controller for Robot Arms", *IEEE Tran. on robotics and automation*, Vol.9, No.1, Feb, 1993.
- [10] 梅野 孝治: 「2自由度ロバストサーボ系によるロボットの制御」, 日刊新聞社発行, 「機械設計」, 第35巻, 第8号 (1991)
- [11] 鹿野 洋, 堀 洋一: "再構成アトラクタを用いた二重振り子の安定化制御", *電学論 D*, 119巻1号, 1998.

- [12] 合原 一幸編: 別冊日経サイエンス”複雑系がひらく世界-科学・技術・社会へのインパクト”, 日経サイエンス社, 1997
- [13] Troy Shinbrot, Celso Grebogi, Edward Ott, James A. Yorke: ”Using small perturbations to control chaos”, NATURE, vol.363, 3 June 1993.
- [14] 小室 元政: ”二重振り子とカオス”, 日本ロボット学会誌, Vol.15, No.8, Nov. 1997.
- [15] 村上 俊之, 大西 公平: ”ロバスト制御に基づいた他自由度ロボットの安定性および作業空間での非干渉制御に関する一考察”, 電学論 D, 113 巻, 5 号, 1993.
- [16] 加藤 義樹, 小林 真一, 黒丸 廣志, 前川 明寛: ”外乱オブザーバを利用した位置領域の周期外乱の補償”, 平成 13 年電気学会産業応用部門大会

## 発表文献

- 坂東 信尚, 堀 洋一: ”再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測”, 電気学会産業応用全国大会論文集, pp. 605-608, 2001.
- Nobutaka Bando, Yoichi Hori, ”A Novel Nonlinear Disturbance Predictor based on Reconstructed Attractor for Motion Control System”, *Proceedings of PCC-Osaka 2002*, 2002(発表予定).
- Nobutaka Bando, Sehoon Oh, Yoichi Hori, ”External Disturbance Rejection Control based on Identification of Transfer Characteristics from the Acceleration Sensor for Access Control of Hard Disk Drive Systems”, *Proceedings of AMC'02*, 2002(発表予定).